



TITEL: Satellitstrømforsyning

5. SEMESTER

PROJEKTPERIODE: 5. september - 20. december, 2001

PROJEKT GRUPPE:

Gruppe E5-510

GRUPPEMEDLEMMER:

Mikkel Borch-Jensen
Steffen Præstholt
Johnny Jensen
Søren Skak
Jørgen Friis
Michael Pedersen
Peter Kjeldmann

VEJLEDER:

Lars Helle

OPLAG: 10

SIDER: 180

APPENDIKS, BILAG: 23, 8

AFSLUTTET: 20. december 2001

SYNOPSIS:

Denne rapport omhandler gruppe E5-510's projektarbejde omkring dimensionering af en strømforsyning til AAU Cubesat. Rapporten bygger på de krav der er fastsat til AAU Cubesat. I projektet er hovedvægten lagt på at dimensionere en switchmode strømforsyning med optimal nyttevirkning med tilhørende regulering.

Strømforsyningen er opbygget med en reguleret bus på 5 V og forberedt til at benytte solceller som input. Der er blevet udformet modeller til beskrivelse og dimensionering af konverterne. Der er realiseret tre konvertere, der fungerer i åbensløjfe, med nyttevirkninger på omkring 90%. Ligeledes er der opstillet modeller for reguleringen, som er opsplittet i en digital og analog del. Den digitale realisering er udarbejdet teoretisk og forsøgt implementeret i en PIC16F877. I reguleringen er Maximum Power Point Tracking indeholdt, for at opnå optimal udnyttelse af solcellerne. Den analoge regulering er beskrevet, men ikke realiseret i strømforsyningen.

Abstract

This report sums up the results achieved by group 510 through their 5. semester project at Aalborg University's under the E-study board. In addition to the courses of the semester, the group participated in the course in space technology, suited for the Cubesat and the steeringgroup meetings for coordinating the AAU Cubesat project. The project is based upon the specifications set from the AAU Cubesat steeringgroup, although the project focuses on the construction of the optimal switch mode converters and control for the powersupply.

The result of the project is a power supply design based on a 5 V regulated powerbus system. The group has succeeded in developing a mathematical loss model for this system. The group has furthermore succeed in constructing the three power converters for the system with an efficiency at approximately 90%. These converters are capable of operating in open-loop mode, and are constructed for high efficiency and small size. The tests in the report documents the function of the system. Furthermore the group has build a model for a control system for all the converters. The controlsystem is dividet into an analog control for one of the converters and a digital control system for the other, which also includes a Maximum Power Point Tracking algorithm. This is done to ensure that the system can operate with solar panels as powersource. The digital control is intended realized with a PIC16F877 microcontroller, but it is seen not possible.

Forord

Denne rapport er resultatet af gruppe 510's projektarbejde på 5.semester ved Aalborg Universitet under E-studienævnet. Den dokumenterer opbygningen af en strømforsyning til AAU Cubesat, som er et studentersatellit projekt på Aalborg Universitet. Ud over semestrets PE-kurser har gruppen deltaget i de forskellige aktiviteter, der blev afviklet i forbindelse med udarbejdelsen af Cubesat, dvs kurset i rumfartsteknologi og koordinationsmøder under Cubesat.

Igennem rapporten er der benyttet følgende notation for de forskellige typer størrelser. DC: V_S , AC: v_s og DC med overlejet AC: V_s . RMS-størrelser er skrevet som $I_{L,RMS}$, mens binære og hex værdier opskrives ved hhv. 0b1001 og 0xE3. Tal uden disse benævnelser er decimaltal.

Referencer i teksten er angivet i rapporten med [Eri], hvor teksten i klammerne henviser til et stykke litteratur i litteraturlisten på side 148. Tabeller, formler og figurer er fortløbende nummereret. Formelnummeret er placeret i højre margin med (5.4) betegnelsen. Første nummer angiver kapitlet, mens det andet nummer angiver formlens nummer i kapitlet.

Bagerst i rapporten findes et diagram over det samlede system, samt en komponentliste. Diagrammet kan foldes ud, således at der til alle tider kan følges med på dette.

Mikkel Borch-Jensen

Johnny Jensen

Jørgen Friis

Peter Kjeldmann

Steffen Præstholm

Søren Skak

Michael Pedersen

Indhold

1	Indledning	8
1.1	Cubesat	8
1.2	AAU Cubesat	8
1.3	Strømforsyning	9
1.4	Problemformulering	11
1.5	Afgrænsninger	11
2	Foranalyse	12
2.1	Solceller	12
2.2	Opstilling af solindfaldsmodel for Cubesat	18
2.3	Opbygning	27
2.4	Effektregnskab	29
3	Kravspecifikation	33
3.1	Konverterkrav	33
3.2	Regulering	34
3.3	Fysisk størrelse af strømforsyning	36
4	Dimensionering	37
4.1	Buckkonverter	37
4.2	Opladningskonverteren	44
4.3	Tabmodeller for buckkonverteren	45
4.4	Afladningskonverter	68
4.5	Solcellekonverter	69
4.6	Nyttevirkningstest	71

4.7	Kondensatorberegning for Boostkonverter	72
4.8	Test af ripplespænding	77
4.9	Delkonklusion	77
5	Regulering	79
5.1	Regulering af Solcellekonverter	81
5.2	Regulering af batteri op/aflader	97
5.3	Regulering af afladningskonverter	98
5.4	Regulering af opladekonverter	108
5.5	Delkonklusion	118
6	Implementation	119
6.1	Realisering af konverterer	119
6.2	Maksimum Power Point Tracking algoritmer	123
6.3	Sensorer	125
6.4	Valg af operationsforstærker	129
6.5	Strømbegrænserkredsløb	129
6.6	Implementering af digital regulering	130
6.7	Implementation af analog regulering	137
6.8	Delkonklusion	144
7	Konklusion	145
	Litteratur	148
	Appendiks	149
A	Dimensionering	150
A.1	Boostkonverter	150
A.2	Buck-boostkonverter	154
A.3	Kondensatorudregning for buck og buck-boostkonverter	159
A.4	Inputfilter	161
B	Regulering	163
B.1	State-Space-Averaging	163

B.2 Overføringsfunktioner	164
C Referencespænding for A/D-konverter	168
D Gatedriver	170
Bilag	173
I Målerapport	174
I.1 Nytttevirkning	174
I.2 Test af ripplespænding	176
II CD	178
III Diagram	179
III.1 Komponentliste	179

Kapitel 1

Indledning

Dette projekt tager udgangspunkt i et tværfagligt projekt på Aalborg Universitet. Målet er at konstruere en studentsatellit, der skal opsendes i efteråret 2002.

1.1 Cubesat

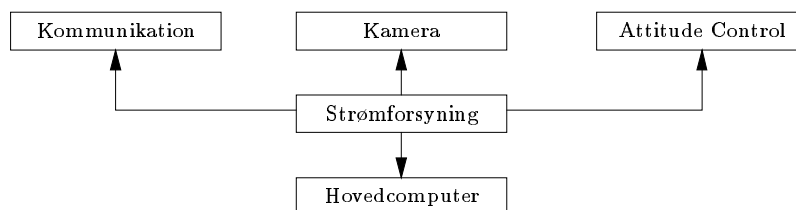
Projektet realiseres ved at konstruere en lille (pico)satellit efter Cubesat standarden. Cubesat satellitter er små satellitter med et rummål på 10 x 10 x 10 cm og en vægt på 1 kg. Cubesat ideen stammer fra Stanford University, som udviklede de første picosatellitter der blev opsendt i februar 2000 på forsøgsbasis. Erfaringerne herfra danner grundlag for udviklingen af Cubesat-konceptet. Dette koncept kan kort opsummeres som følgende:

Formålet med Cubesat satellitter er at have en standard for udviklingen af picosatellitter. Standarden gør det muligt at sende flere af disse satellitter op på en gang, som sekundær last ved andre satellitopsendelser. Den lave vægt, det lille rummål og masseopsendelsen bevirker, at prisen for en opsendelse er lav. Den lavere pris gør projektet attraktivt for f.eks universiteter, der ønsker at udarbejde og opsende satellitter[CUB].

1.2 AAU Cubesat

Et blokdiagram over AAU Cubesat ses på figur 1.1. AAU Cubesats mission er at fotografere landområder på jorden. Derfor skal satellitten indeholde et kamera.

For at billederne opnår en acceptabel kvalitet og præcision skal kameraets



Figur 1.1: Blokdiagram over satellittens forskellige fysiske enheder, set ud fra en effektmæssig betragtning.

og dermed satellittens orientering styres. Denne styring sker vha. attitude kontrollen. Attitude kontrollen fungerer vha. 3 spoler, hvorved satellitten kan styres i alle 3 dimensioner.

Billeder og data om satellittens "helbred" (telemetri) skal sendes til jorden vha. et kommunikationssystem.

Hovedcomputeren foretager databehandlingen om bord på satelliten; f.eks. overvågning af delsystemer samt billedkomprimering.

Udover de nævnte enheder består satellitten af en strømforsyning, som beskrives i dette projekt.

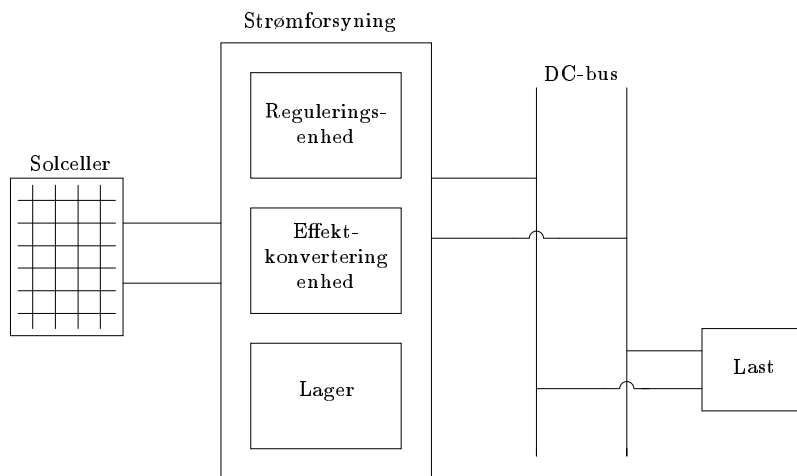
1.3 Strømforsyning

Strømforsyningen er en vigtig del af satellitten, fordi den sørger for at forsyne de øvrige delsystemer med effekt, således de kan udføre deres funktioner. På figur 1.2 ses et blokdiagram for satellitstrømforsyningen. Satellitten udstyres med solceller på 5 af de seks sider (på den sidste side er kameraet). Strømforsyningen skal konvertere effekten fra solcellerne til DC-bussen, som forsyner de øvrige systemer.

Forsynings effekten fra solcellerne og den forbrugte effekt varierer. Af denne grund har strømforsyningen brug for et lager. Lageret bruges til at lagre effekt i perioder med overskydende soleffekt og som backup i perioder med underskydende soleffekt.

For at strømforsyningen kan tilpasse busspændingen indeholder den også en reguleringsenhed. Ydermere sørger den for at ingen belastninger udøver skade på strømforsyningen.

Strømforsyningen kan også indeholde en enhed til styring af temperaturen, men i dette projekt ses der bort fra denne enhed, da konstruktionen af denne ikke passer ind på elektronikretningen på 5. semester.



Figur 1.2: Overordnet blokdiagram for strømforsyningen.

1.3.1 Overordnede krav

Overordnet kan følgende krav stilles til strømforsyningen:

- Den skal være autonom.
- Den skal indeholde kommunikation med hovedcomputer.
- Den skal levere den nødvendige effekt til de andre delsystemer.
- Den skal beskytte sig selv mod fejl i et eller flere delsystemer og samtidig kunne levere den nødvendige effekt til de resterende delsystemer.

At strømforsyningen skal være autonom vil sige, at strømforsyningen skal fungere uden ydre indblanding. Dette gør sig især gældende, hvis systemet er blevet drænet for effekt, hvilket medfører, at alle delsystemer er lukket ned, inklusiv strømforsyningen. Strømforsyningen skal i denne situation være i stand til at starte op af sig selv, og begynde at levere effekt til de andre delsystemer, så de kan starte op.

Kommunikationen med hovedcomputeren indeholder fortrinsvis informationer om den effekt der er tilgængelig i hele systemet. Dertil kommer informationer om eventuelle systemer, som strømforsyningen har lukket ned pga. fejl.

Strømforsyningen skal sørge for, at effektregnskabet på satellitten går op. Dette sker for at sikre at de ønskede funktioner kan udføres, uden satellitten drænes for effekt.

Der skal tages højde for interne fejlsituationer for at opnå lang levetid. Der skal afskærmes mod fejl i andre delsystemer, så fejl i et mindre vigtigt delsystem ikke medfører, at strømforsyningen bliver ødelagt, eller at strømforsyningen på anden måde ikke kan levere den nødvendige effekt til de resterende delsystemer.

1.4 Problemformulering

Formålet med projektet er at modeldanne og konstruere en strømforsyning til AAU Cubesat ud fra følgende overordnede krav:

- Spændingsniveau: 5 V
- Ripplespænding på DC-bus: $\pm 1\%$ ved 5 V
- Transienter: Ved lastændringer eller reguleringsskift må spændingen højst afvige $\pm 2\%$ ved 5 V og efter max. 20 ms skal busspændingen være indenfor $\pm 1\%$.

Dette skal ske med hovedvægt på betragtninger omkring effektoptimering. Dermed skal der opstilles et effektregnskab for den samlede satellit, samtidigt med at der skal opstilles tabsmodeller for strømforsyningens effektkonverteringsenhed.

1.5 Afgrænsninger

For at minimere omfanget af projektet afgrænses fra følgende:

- Komponenternes egenskaber i rummiljøet (termisk og strålingsmæssigt).
- Kommunikation mellem strømforsyning og de øvrige delsystemer.
- At konstruere power up, til autonom opstart af systemet.
- Der er afgrænset fra at konstruere den fysiske strømforsyning så den opfylder kravene til de fysiske dimensioner. Dog skal designet kunne komprimeres f.eks. vha. SMD komponenter.
- At forsøge at gøre strømforsyningen immun overfor interne fejl. Der skitseres en løsning for overstrømsbeskyttelse af delsystemerne, hvor delsystemer kan af og tilkobles af strømforsyningen.

Kapitel 2

Foranalyse

Foranalysen har til formål, at undersøge under hvilke forhold og betingelser strømforsyningen skal fungere. Igennem foranalysen undersøges følgende:

- Solceller.
- Solindfaldsmodel.
- Princip opbygning af strømforsyning.
- Effektrekskab.

Målet med undersøgelsen er at opstille en model for solcellerne og finde den optimale opkobling af disse. Derefter opstilles en model for solindfaldet, for at bestemme den indkomne effekt til brug i effektrekskabet. Dette effektrekskab skal indeholde oplysninger fra de øvrige delsystemer angående effektforbrug. Yderligere skal der igennem afsnittet vælges en grundlæggende opbygning for strømforsyningen.

2.1 Solceller

Solcellerne er vigtige at undersøge, fordi de leverer effekten til strømforsyningen.

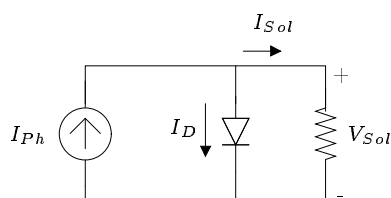
I det følgende afsnit undersøges solcellernes karakteristik og sammenkoblingen af de enkelte solceller begrundes.

2.1.1 Opbygning af solcelle

Solcellen er opbygget af halvledermateriale. Fotoner, med energier over en vis tærskelværdi, kan løsrive elektroner eller "huller" i halvledermaterialet, når de rammer solcellen. Halvlederen er dopet således, at der er et internt elektrisk felt der bevirker, at de løsrevne elektroner og huller bevæges til hver sin ende af solcellen og dermed skaber et spændingsfald over solcellens to terminaler. Ved at belaste solcellen er det muligt at trække elektrisk effekt.

Solcellemodel

Solcellen kan modelleres ved ækvivalentdiagrammet på figur 2.1.



Figur 2.1: Model for solcelle ud fra [Solar]

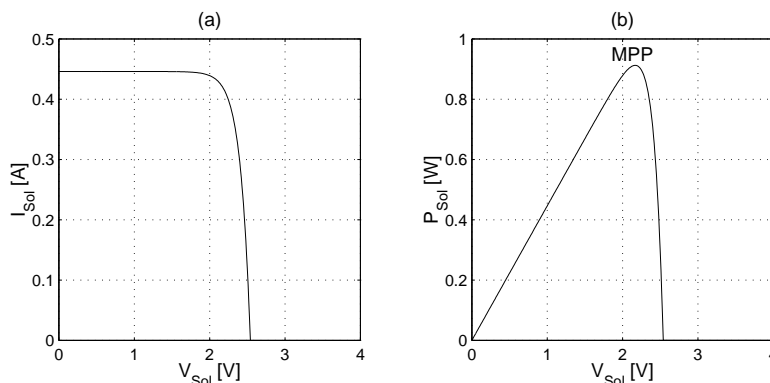
Udgangsstrømmen fra solcellen kan findes som:

$$I_{Sol} = I_{Ph} - I_o \left(\exp \left(\frac{q \cdot V_{Sol}}{k \cdot T \cdot A} - 1 \right) \right) \quad (2.1)$$

Strømgeneratoren I_{Ph} repræsenterer de elektroner og huller der løsriveres. I_{Ph} afhænger af solintensiteten og temperaturen, men kan approximeres til udelukkende at afhænge lineært af solintensiteten [Solar]. Dioden modellerer at nogle af de frie elektroner og huller rekombinerer i de dopede områder. Solcellekonstanten I_o afhænger af temperaturen og A er en specifik konstant for solcellen. T er solcellens temperatur i kelvin, k er Boltzmanns konstant og q er elektronens ladning. Figur 2.2(a) viser en (V, I) -graf for en solcelle. Af ligning 2.1 ses, at kortslutningsstrømmen I_{Sc} og kortslutningsspændingen V_{Oc} er givet ved formel 2.2 og 2.3.

$$V_{Sol} = 0 \Leftrightarrow I_{Sc} = I_{Ph} \quad (2.2)$$

$$I_{Sol} = 0 \Leftrightarrow V_{Oc} = \frac{AkT}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{Ph}}{I_o} + 1 \right) \quad (2.3)$$



Figur 2.2: Graf (a) viser sammenhængen mellem solcellens spænding og strøm. Graf (b) viser sammenhængen mellem spændingen og effekten med de samme forhold som i (a). Det ses, at der findes ét punkt med maksimal effekt MPP.

Figur 2.2(b) viser en (V, P) -graf, det ses at der findes et specifikt punkt, med maksimal effekt kaldet Maksimum Power Point (MPP). Ved MPP gælder formel 2.4.

$$\frac{dP_{Sol}}{dV_{Sol}} = \frac{d(V_{Sol} \cdot I_{Sol}(V_{Sol}))}{dV_{Sol}} = V_{Sol} \frac{dI_{Sol}}{dV_{Sol}} + I_{Sol} = 0 \quad (2.4)$$

For at kunne udnytte solcellerne optimalt skal der laves et system, der kan finde MPP. Et sådan system kaldes en Maksimum Power Point Tracker MPPT. MPP kan findes, ved at ændre udgangsspændingen og undersøge ændringerne i udgangseffekten. MPPT er nærmere beskrevet i afsnit 6.2.

2.1.2 Beregning af modelparametre

Der er valgt at benytte solceller fra firmaet EMCORE. Solcellerne er 3 lags og har en meget høj nyttevirkning. Hver solcelle har dimensionerne [76 mm · 37 mm] svarende til 27,5 cm² hvilket betyder at der kan monteres 2 solceller på hver side af satellitten. Fra databladet (se CD) fås følgende parametre ved $T_{Ref} = 301$ K og $k_{Ref} = 1353$ W/m².

- $I_{Sc} = 0,446$ mA
- $I_{MPP} = 0,427$ mA
- $V_{MPP} = 2,28$ V
- $V_{Oc} = 2,57$ V

- Nytttevirkning: 27%

Derudover skal det nævnes, at solcellerne har en ekstern beskyttelsesdiode i antiparallel, dvs. modsat den indre diode.

Med en lineær sammenhæng mellem I_{Ph} og solintensiteten S fås:

$$I_{Ph}(k) = I_{Sc} \cdot \frac{k}{k_{Ref}} \quad (2.5)$$

Den aktuelle solintensitet k afhænger af vinklen mellem solcellens normal og solstrålerne Φ , hvilket ses af ligning 2.6.

$$k = k_{sol} \cdot \cos(\Phi) \quad (2.6)$$

For at kunne bruge modellen skal parametrene A og I_o findes. Til beregning af disse ses på MPP; ved at indsætte ligning 2.1 i ligning 2.4 fås:

$$I_{MPP} = \frac{V_{MPP} \cdot I_o \cdot q}{AkT} \cdot \exp\left(\frac{q \cdot V_{MPP}}{AkT}\right) \quad (2.7)$$

Ved omskrivning fås :

$$\begin{aligned} I_{Ph} - I_o \left(\exp\left(\frac{q \cdot V_{MPP}}{AkT}\right) - 1 \right) &= \frac{V_{MPP} \cdot I_o \cdot q}{AkT} \cdot \exp\left(\frac{q \cdot V_{MPP}}{AkT}\right) \\ &\Downarrow \\ \ln\left(\frac{I_{Ph}}{I_o} + 1\right) &= \ln\left(\frac{q \cdot V_{MPP}}{AkT} + 1\right) + \frac{q \cdot V_{MPP}}{AkT} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Ved at sammenligne ligning 2.8 med ligning 2.3 fås:

$$V_{MPP} + \frac{AkT}{q} \ln\left(1 + \frac{q \cdot V_{MPP}}{AkT}\right) = V_{Oc} \quad (2.9)$$

I denne ligning er A eneste ubekendte. A beregnes numerisk vha. Mable hvilket giver $A = 5,5$. Nu kan I_o findes udfra ligning 2.7:

$$I_o = \frac{I_{MPP} \cdot AkT}{q \cdot V_{MPP} \cdot \exp\left(\frac{q \cdot V_{MPP}}{AkT}\right)} \quad (2.10)$$

Temperaturafhængigheden af I_o fås på baggrund af at EMCORE opgiver, at MPP ændres med $-4,5$ mV/K. Da det antages, at I_o ikke ændres med solintensiteten beregnes den udfra værdier opgivet ved $k = 1353$ W/m². Derfor indsættes følgende som V_{MPP} i ligning 2.10

$$V_{MPP} = V_{MPP, T_{ref}} - 0,0045(T - T_{ref}) \quad (2.11)$$

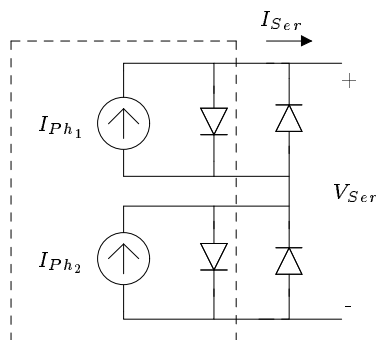
Nu kan solcellernes karakteristik beskrives, på baggrund af solindfaldet og solcellens temperatur. På denne baggrund kan forskellige opkoblinger undersøges.

2.1.3 Opkobling af solceller

Solcellerne på satellitten kan opkobles i serie eller i parallel.

Seriekobling

På figur 2.3 ses to solceller koblet i serie. Den samlede udgangskaraktistik



Figur 2.3: Figur der viser to solceller koblet i serie.

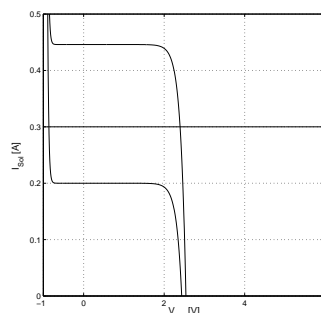
fås grafisk, ved at addere spændingerne ved fast strøm. På figur 2.4 ses karakteristikker for to solceller ved forskellige solintensiteter og temperaturer. Når udgangsstrømmen overstiger kortslutningsstrømmen fra solcellen med mindst solintensitet, vil spændingen over denne solcelle, på grund af dioden i antiparallel, blive negativ. Når spændingerne adderes ved denne strøm bliver den samlede spænding mindre end spændingen over solcellen med størst solintensitet, og hermed bliver udgangseffekten mindre. Dette fænomen bevirker, at effektkurven (U, P) får lokale minima, hvilket er u hensigtsmæssigt, når MPP skal findes. Derfor er det u hensigtsmæssigt at koble solceller med forskellig solintensitet og temperatur i serie [SHI].

Har n seriekoblede solceller samme temperatur og samme solindfald fås sammenhængen mellem strøm og spænding som:

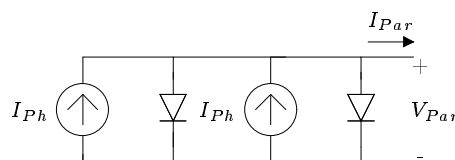
$$I_{Ser} = n \cdot I_{Ph} - I_o \left(\exp \left(\frac{q}{kTA} \cdot \frac{V_{Ser}}{n} \right) - 1 \right) \quad (2.12)$$

Parallelkobling

Figur 2.5 viser to solceller koblet i parallel. Den samlede udgangskaraktistik fås grafisk ved, at addere strømmene ved fast spænding. Det ses af grafen, figur 2.6(b), at forskellige solintensiteter ikke giver anledning til lokale minima



Figur 2.4: Sammenhæng mellem strøm og spænding for to solceller i serie med forskellig solintensitet. Forløbet for negativ spænding skyldes beskyttelsesdioder i antiparallel. Når solcellerne kobles i serie, vil der ved bestemte strømme (markeret med vandret linje) være et negativt spændingsfald over den ene solcelle, hvilket gør at den samlede udgangseffekt mindes.



Figur 2.5: Figur der viser to solceller parallelkoblet.

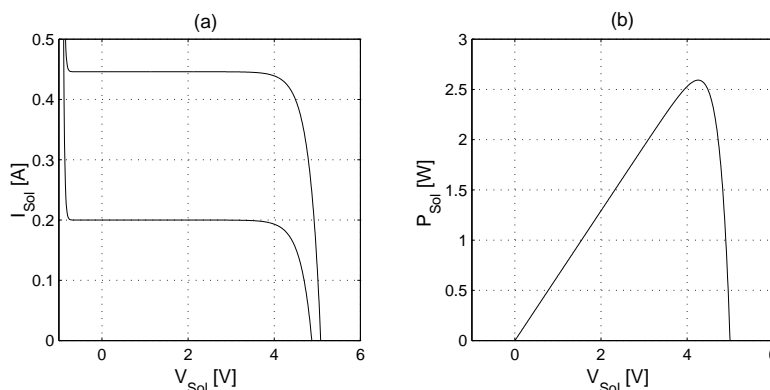
på effektkurven, så længe temperaturforskellen mellem solcellerne er så lille, at MPP for hver af solcellerne ikke flyttes mærkbart.

Hvis m solceller kobles i parallel fås sammenhængen mellem udgangsstrøm og spænding som:

$$i_{Par} = \sum_{k=0}^m \left(I_{Ph,k} - I_{o,k} \left(\exp \left(\frac{qV_{Par}}{k \cdot T_k \cdot A} \right) - 1 \right) \right) \quad (2.13)$$

Løsning

Solcellerne kobles som på figur 2.7. Som tidligere nævnt monteres solceller på hver side af satellitten. Disse to solceller kobles i serie for at hæve spændingen til ca. 4,5 V. De to solceller har samme temperatur og solindfald, og derfor kan ligning 2.12 bruges. De 5 sider parallelkobles, hvilket ikke giver problemer mht. forskellig temperatur og solindfald. For at de forskellige solceller ikke skal belaste hinanden, sidder der dioder som vist i figuren. Dioderne skal have et lavt spændingsfald for ikke at miste unødvendig effekt. Da temperaturafhæn-



Figur 2.6: Graf (a) viser sammenhængen mellem spændingen og strømmen for to solceller med forskellig solintensitet og temperatur. Graf (b) viser effektkarakteristikken når de to solceller parallelkobles.

gigheden for solcellerne er meget lille, forventes den valgte opbygning ikke at give problemer mht lokale maksima, når der skal konstrueres Maksimum Power Point Tracker. Denne antagelse underbygges af figur 2.8.

Grafen er lavet på baggrund af ligningerne 2.10, 2.11, 2.12 og 2.13 hvor det er antaget at beskyttelsesdioderne har et spændingsfald på 0,25 V.

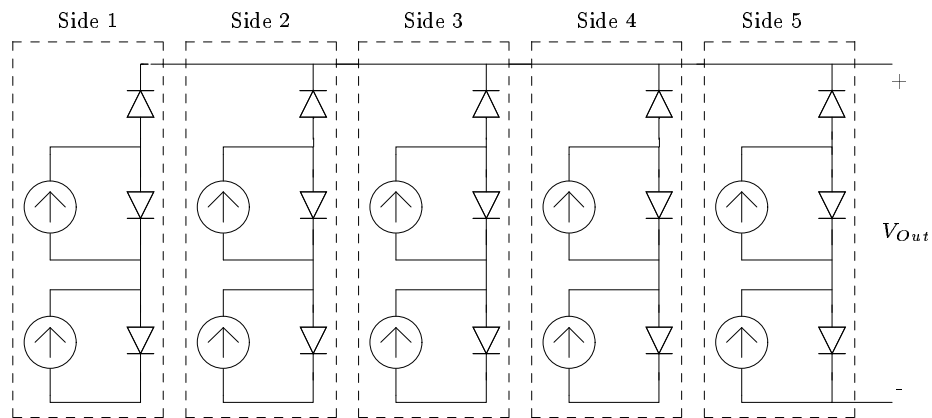
2.2 Opstilling af solindfaldsmodel for Cubesat

For at beregne hvor meget effekt der er til rådighed i satellitten, opstilles en model for mængden af tilført effekt til satellitten. Da udgangseffekten fra solcellerne afhænger af vinklen solens stråler rammer solpanelerne med (se formel 2.6) opstilles en model der beskriver, hvordan denne vinkel ændres, på en omgang. Yderligere er det nødvendigt, at bestemme hvor længe satellitten befinder sig i skygge bag jorden. Under hele modeldannelsen antages, at sollyset udbreder sig i lige linjer og at solen er så langt fra jorden, og meget større end Cubesat, at solstrålerne kan betragtes som parallelle linjer.

2.2.1 Beregning på satellitbane

Beregningen af omløbstiden sker ved følgende formel:

$$T_P = 2\pi\sqrt{\frac{a^3}{\mu}} \quad (2.14)$$



Figur 2.7: Figur der viser, hvordan solcellerne sammenkobles i satellitten. De 2 solceller på hver side kobles i serie, og de 5 sider parallelkobles.

Konstanten μ er gravitationskonstanten for jorden $\mu = m_{jord} \cdot G = 3,986 \cdot 10^{14} \frac{\text{m}^3}{\text{s}^2}$, mens a er satellitbanens radius i meter. Dermed kan omløbstiden T_P beregnes til:

$$T_P = 2\pi \sqrt{\frac{6978000^3}{3,986 \cdot 10^{14}}} = 5,801 \cdot 10^3 \approx 96,7 \text{ min} \quad (2.15)$$

Herefter udregnes hvor mange gange satellitten når rundt om jorden i døgnet, samt med hvilken forskydning i grader, satellitten vil overflyve den samme breddekreds.

Satellitten tilbagelægger en hel omgang på tiden T_p . Dermed kan antal af omløb i døgnet (Om_{24}) beregnes ud fra formel 2.16

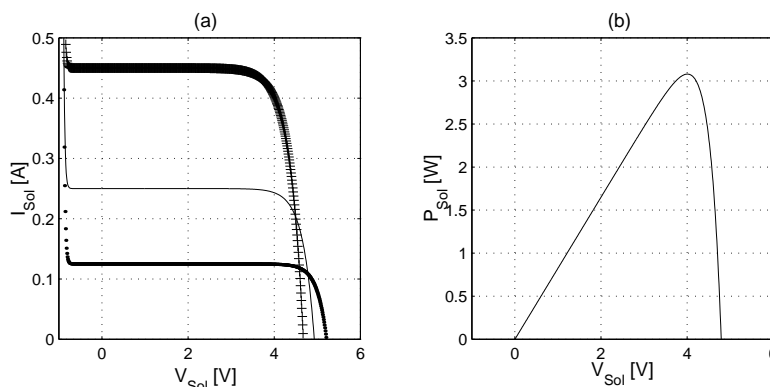
$$Om_{24} = \frac{24 \cdot 60}{96,7} = 14,9 \quad (2.16)$$

Dermed vil den samme breddekreds blive krydset med en vinkelforskel ($\Delta\angle$) på:

$$\Delta\angle = \frac{360}{14,9} \approx 24,2^\circ \quad (2.17)$$

2.2.2 Beregning af skyggeperiode

Under opbygningen af modellen af skyggeperioden er det antaget, at solen, jorden og Cubesat ligger i samme plan. Dette er ikke tilfældet i virkeligheden, men dette gøres for at simplificere beregningerne. Yderligere antages, at



Figur 2.8: Graf (a) viser udgangskarakteristik med 3 solceller. Solcellen markeret med "+" har $I_{Sc} = 0,450$ A og $T = 350$ K. Solcellen markeret med "." har $I_{Sc} = 0,250$ A og $T = 300$ K. Solcellen markeret med "-" har $I_{Sc} = 0,125$ A og $T = 250$ K. Temperatursvinget på 100 K forventes at være rimeligt. Graf (b) viser effektkurven for sammenkoblingen i graf (a), det ses at der ikke fås lokale minima.

jorden, såvel som Cubesats bane er cirkelformede, som vist på figur 2.9. Det antages, at solen kan skinne på satellitten helt til den krydser tangentterne til jorden i ækvator (se figur 2.9). Herefter kan vinklen ϕ beregnes som:

$$\cos(\phi) = \frac{r}{R} = \frac{6378}{6978} \Leftrightarrow \angle\phi = 23,9^\circ \quad (2.18)$$

I ligning 2.18 er r jordens radius og R er banens radius.

Dermed fås den totale skygevinkel givet ved formel 2.19.

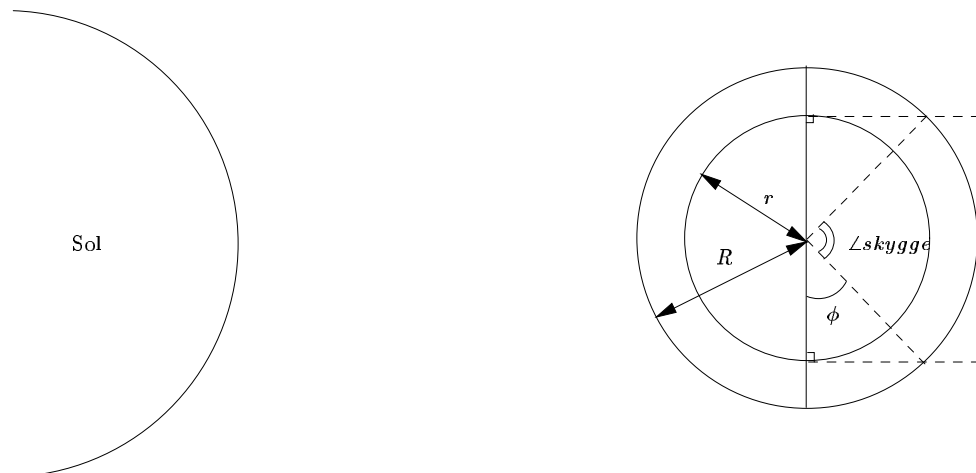
$$\angle\text{skygge} = 180^\circ - (2 \cdot \phi) = 132,2^\circ \quad (2.19)$$

Andelen af skyggeperioden i forhold til det totale omløb bliver herefter givet ved ligning 2.20.

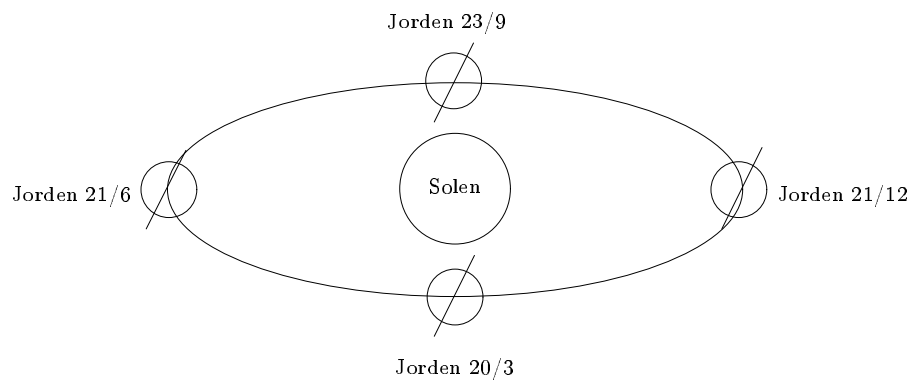
$$100\% \cdot \frac{\angle\text{skygge}}{360^\circ} = \frac{132,2}{360} \cdot 100\% = 36,7\% \quad (2.20)$$

Hermed kan det slutes, at satellitten befinder sig i skygge i ca. $\frac{1}{3}$ af tiden. Den benyttede model tager ikke højde for, at den faktiske kurve ikke ligger vinklet i forhold til ækvator, eller at jorden bevæger sig om solen. Det medfører, at banens placering i forhold til solen er anderledes på andre tidspunkter af året, se figur 2.10.

På baggrund af de valgte antagelser, er resultatet et udtryk for den højeste skyggetid for satellitten, hvorfor Cubesat på nogle tidspunkter vil befinde sig i solen længere tid.



Figur 2.9: Beregningsmodel for skyggeperioden.



Figur 2.10: Jordens hældning i forhold til solen på forskellige tider af året.

2.2.3 Soleffekt-model

Modellen for den anvendelige effekt i satellitten bygger på følgende ligning 2.21.

$$P_{Solcelle} = A \cdot k \cdot \cos(\phi) \quad (2.21)$$

Hvor A er solcellens areal, k er solintensiteten og ϕ er vinklen mellem solcellens normal og solstrålerne.

Den elektriske effekt er efter konverteringen fra solenergi til elektriskenergi givet ved:

$$P_{Sol} = P_{Solcelle} \cdot \eta \quad (2.22)$$

Hvor η er solcellens nyttevirkning.

Forudsætninger for modellen

For at kunne opstille den ønskede model, er det nødvendigt at foretage nogle afgrænsninger, for at begrænse kompleksiteten. Afgrænsninger:

- Bidrag fra solstråler reflekteret fra jorden negligeres.
- Den tilførte energi beregnes kun, når solens og jordens indbyrdes placering svarer til starten af vinteren (Svarende til opsendelsestidspunktet).
- Satelliten har solceller på 5 af siderne og kameraet på den sidste.
- Satellitten vender således, at siden med kameraet altid peger direkte mod jordens centrum.
- Solcellerne operere udelukkende i MPP.

Størrelser:

- Solintensitet i rummet: $k = 1353 \text{ W/m}^2$ [HJM].
- Arealet af solceller (2 stk.) på hver side: $A_{Solcelle} = 2 \cdot 0,0028 = 0,0056 \text{ m}^2$ [Triple]
- Solcellernes nyttevirkning: $\eta_{solcelle} = 27\%$ [Triple].
- Jordens hældning med omdrejningsaksen: $\angle_{jord} = 23^\circ$

Geometrisk model

Den geometriske model ses på figur 2.11. Satellitbanen er beskrevet ved vinklen mellem ækvatorplanet og satellitbanen (kaldet inklinationen) \angle_{bane} .

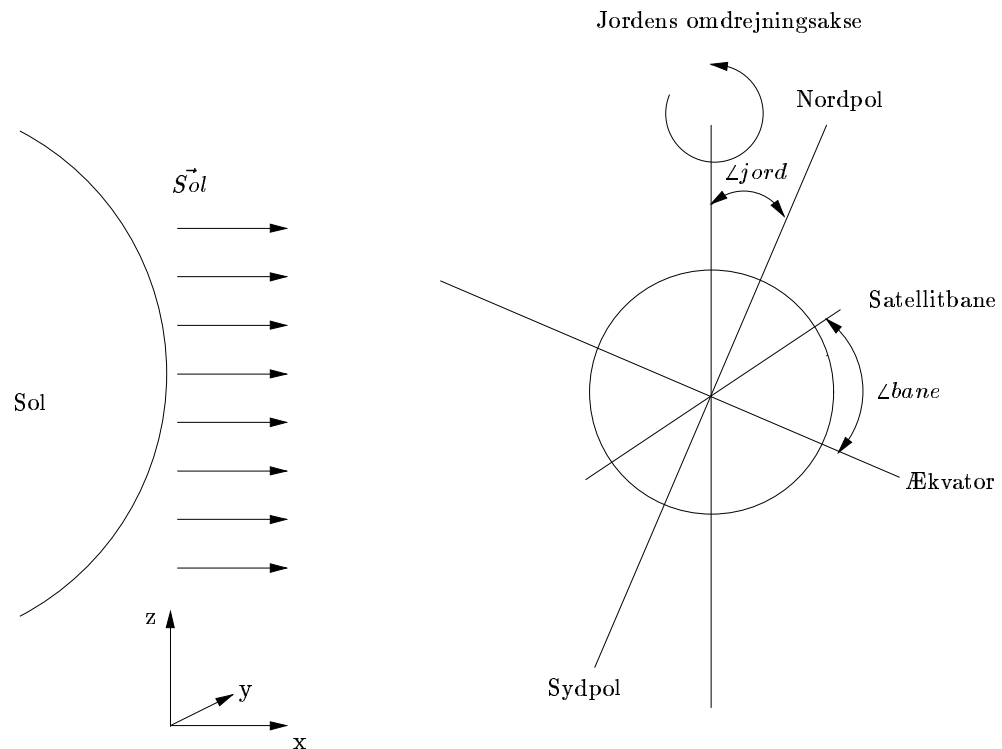
Solstrålerne antages at være i x-aksens retning, og kan derfor repræsenteres ved følgende vektor:

$$\vec{S}_{\text{sol}} = \begin{bmatrix} k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

For at lette beregningerne drejes figuren i xz -planen således, at satellitbanen ligger i xy -planen.

Drejningen fremkommer på følgende måde jvf. figur 2.11 og figur 2.12:

$$\angle_{rot} = -\angle_{jord} + \angle_{bane} \quad (2.24)$$



Figur 2.11: Figuren viser, hvorledes jorden og solen er placeret i forhold til modellen (vinter).

Hvor drejningen er med uret. Solvektoren skal også drejes hvorefter den nye solvektor fremkommer som i formel 2.25.

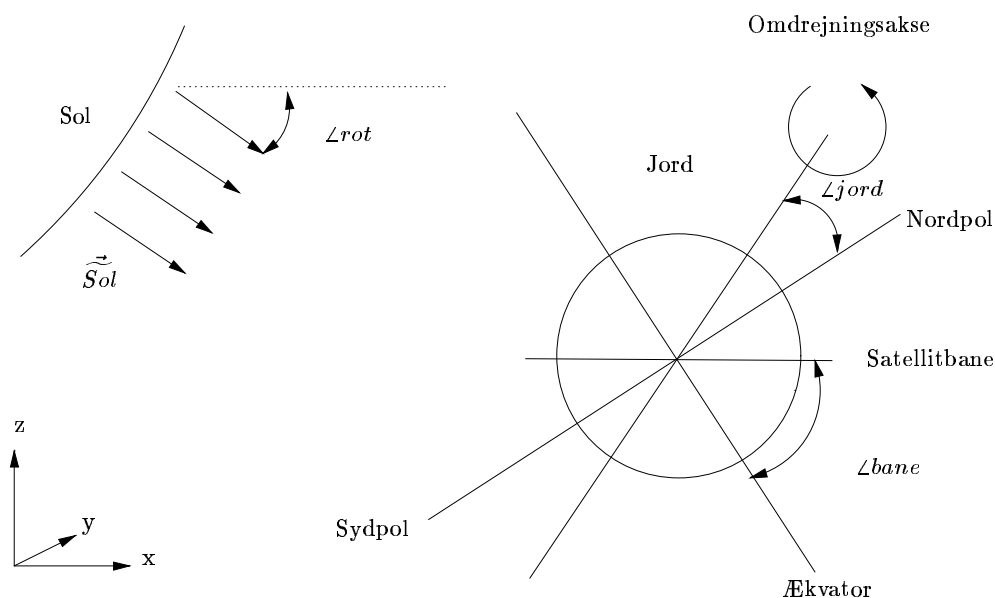
$$\vec{S}_{sol} = \begin{bmatrix} \cos(\angle rot) \cdot k \\ 0 \\ -\sin(\angle rot) \cdot k \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Når satellitbanen ligger i xy -planen fremkommer banen ved formel 2.26.

$$\vec{Satbane} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cdot R \\ \sin(\theta) \cdot R \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Hvor R er radius af cirkelbanen. Satellitten roterer omkring jorden med konstant vinkelhastighed:

$$\omega_{satellit} = \frac{O_{bane}}{T_p} = \frac{2 \cdot \pi}{96,7 \text{ min} \cdot 60 \text{ s/min}} = 0,0011 \text{ rad/s} \quad (2.27)$$



Figur 2.12: Figur efter rotation af figur 2.11.

θ fremkommer som $\omega_{satellit} \cdot t$, hvor t er tiden der på en omgang går fra $0 - 5800$ s. Til tiden $t = 0$ er satellitten på den modsatte side af solen og dermed i midten af skyggeperioden.

Figur 2.13 viser normalerne til de 5 solceller. Da satellitten er kubisk er alle solcelle-normaler vinkelrette på hinanden, derfor er det kun nødvendigt at finde en beskrivelse for en normal. Pga. antagelsen om, at satellittens kameraside altid peger vinkelret mod jordens centrum er normalvektoren til solcellen modsat kamaraet \vec{n}_1 givet ved den samme parameterfremstilling som 2.26.

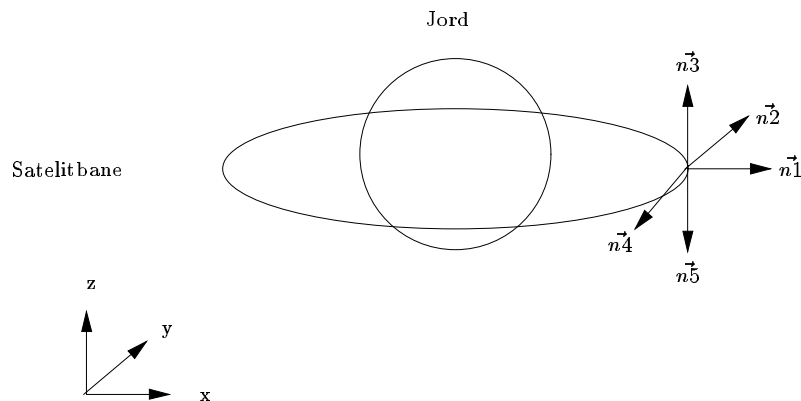
$$\vec{n}_1 = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{Sat} \cdot t) \cdot R \\ \sin(\omega_{Sat} \cdot t) \cdot R \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

\vec{n}_2 og \vec{n}_4 fås ved at dreje \vec{n}_1 hhv. 90° og -90° i xy -planen. \vec{n}_3 og \vec{n}_5 er konstante i z -aksens retning og ellers 0.

For at finde vinklen mellem solstrålevektoren og solcellernes normaler, udnyttes formelen for skalarproduktet mellem to vektorere, $(\vec{a} \cdot \vec{b})$ hvorefter vinklen kan udregnes med formel 2.29.

$$\cos(v) = \frac{x_{\vec{a}} \cdot x_{\vec{b}} + y_{\vec{a}} \cdot y_{\vec{b}} + z_{\vec{a}} \cdot z_{\vec{b}}}{|\vec{a}| \cdot |\vec{b}|} \quad (2.29)$$

Som det ses af figur 2.14, betyder en vinkel under 90° at solstrålerne rammer



Figur 2.13: På figuren ses satellitten til $t = 0$. Normalvektorerne til de 5 sider med solceller er indtegnet. Solcelle 1 ligger modsat siden med kameraet, alle øvrige normalvektorer står vinkelret på \vec{n}_1 .

solcellens bagside og skal derfor ikke medtages.

Når vinklen v er over 90° svarer det til, at solstrålerne rammer solcellens forside og skal dermed medtages. Vinklen mellem de indkomne solstråler er $180^\circ - v$ se figur 2.14. Da $\cos(180^\circ - v) = -\cos(v)$ fås det samlede udtryk for den elektriske effekt til en solcelle ud fra det foregående som ligning 2.30 (for \vec{n}_1).

$$P_{\vec{n}_1} = A_{Solcelle} \cdot k \cdot \left(-\frac{x_{\vec{n}_1} \cdot x_{\vec{s}ol} + y_{\vec{n}_1} \cdot y_{\vec{s}ol} + z_{\vec{n}_1} \cdot z_{\vec{s}ol}}{R \cdot k} \right) \cdot \eta_{Solcelle} \quad (2.30)$$

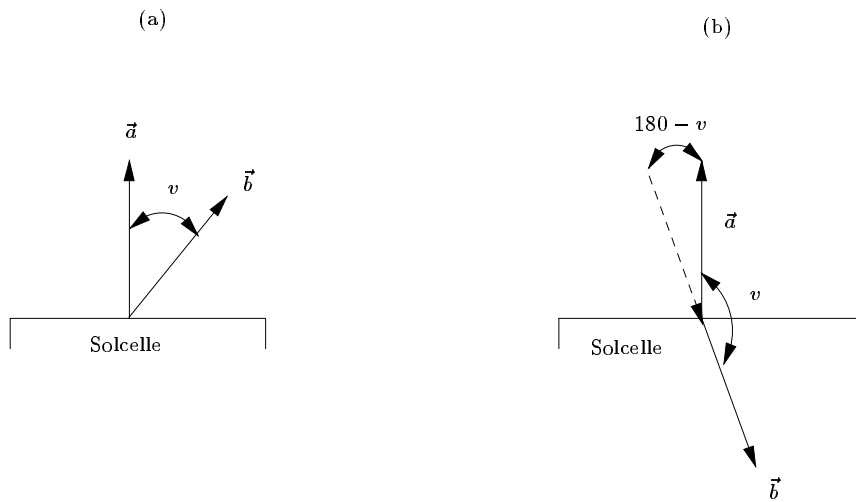
I udtrykket er det kun de positive effekter, der medtages. De negative skal sættes lig 0. Herudover skal effekten sættes lig 0 i den tid, hvor satellitten befinder sig i skygge, hvilket svarer til: $P = 0$ for $0 < t < 1073$ s og $P = 0$ for $4727 < t < 5800$ s.

Resultater

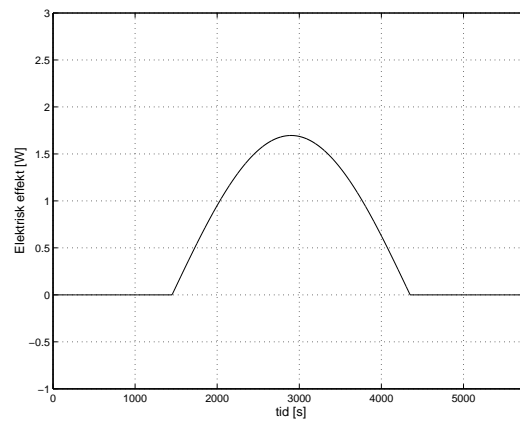
Figur 2.15 viser effekten fra solcelle-1 på en omgang. Figur 2.16 viser den samlede effekt fra alle 5 solceller. Den gennemsnitlige effekt på en hel omgang er udregnet til: 2,02 W. Det ses af figuren, at når satelliten ikke er i skygge leverer solcellerne mellem 2,7 W og 3,5 W

Det antages at når jorden bevæger sig rundt om solen vil den samlede effekttilførsel ikke ændres væsentligt, hvorimod selve profilen kan have et andet udseende.

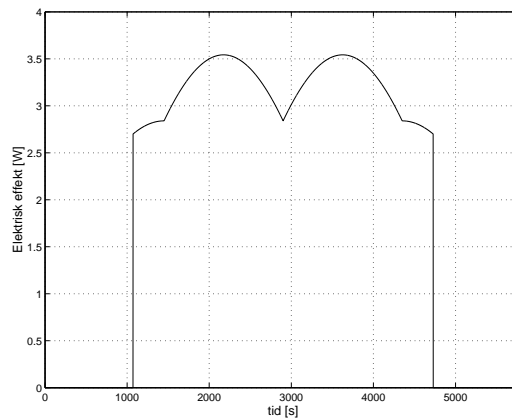
Koden for udregningernes kan ses på vedlagte CD.



Figur 2.14: Figuren viser to vektorer, hvor vinklen mellem dem er hhv. mindre (a) og større (b) end 90° . Det ses at når vinklen mellem vektorer er mindre end 90° , svarer det til at solstrålerne rammer solcellerne på bagsiden og derfor ikke har nogen effekt.



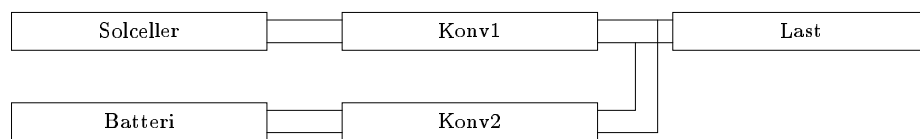
Figur 2.15: Effekten fra solcelle-1 ($n\vec{1}$) på en omgang.



Figur 2.16: Samlet effekt fra de 5 solceller på en omgang

2.3 Opbygning

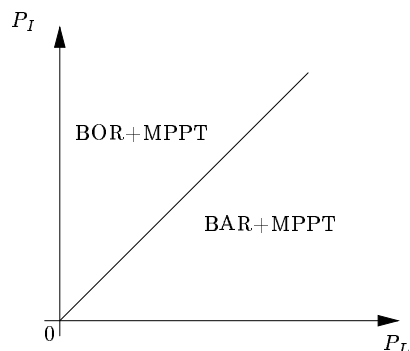
Strømforsyningen opbygges som en reguleret bus [TER]. Princippet for den regulerede bus ses på figur 2.17.



Figur 2.17: Princip for den regulerede bus. Solcellerne belastes med konverter1, der overfører effekt til bussen. Batterierne er forbundet til bussen vha en bi-direktional konverter (konv2), hvorved den kan oplade og aflade batteriet. Dvs der er to konvertere i en.

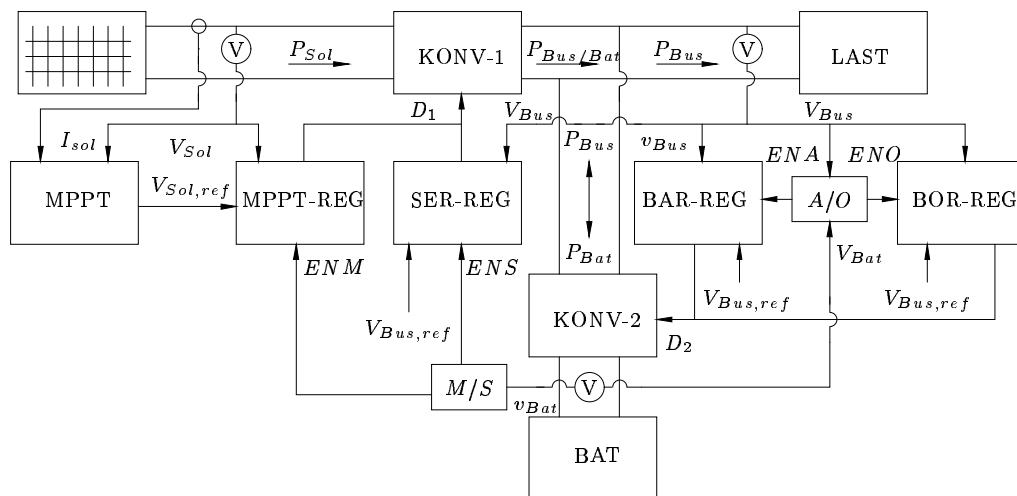
Reguleringen af den regulerede bus foregår i tre domæner. De tre domæner er givet ved Batteri Afladnings Regulering (BAR), Batteri Opladnings Regulering (BOR) og Solcelle Effekt Regulering (SER). BAR domænet er karakteriseret ved at effektbelastningen er større end effekten fra solcellerne. I dette tilfælde er det afladningen af batteriet, der styrer spændingen på DC-bussen, mens der køres MPPT på solcellerne (dvs. maksimal soleffekt overføres til DC-bussen). BOR domænet er karakteriseret ved at belastningseffekten er mindre end den effekt, som solcellerne leverer. Her er det opladning af batteriet, der sørger for regulering af DC-bussen, mens der køres MPPT på solcellerne. Disse to tilfælde er illustreret på figur 2.17. Ser domænet er karakteriseret ved at batteriet er opladt samtidig med at der er mere effekt ind

end der bruges. SER reguleringen begrænser effekten overført fra solcellerne så den balancerer med belastningseffekten.



Figur 2.18: Graf der viser de tre reguleringsdomæner

Den regulerede bus kan repræsenteres ved funktionsdiagrammet på figur 2.19



Figur 2.19: Funktionsdiagram over den regulerede-Bus med 3-domæne regulering.

MPPT funktionen får input om solcellernes udgangsspænding og strøm. På baggrund af disse målinger beregner MPPT en ny værdi for udgangsspændingen. Den beregnede udgangsspænding $V_{Sol,ref}$ sendes som reference til MPPT reguleringen. MPPT reguleringen regulerer solcellens udgangsspænding til $V_{Sol,ref}$ ved at ændre styresignalet D_1 til solcellekonverter.

Batterispændingen og busspændingen afgør om der skal køres MPPT eller SER regulering. Valget træffes af kassen M/S . Er batterispændingen for høj samtidig med at busspændingen indikerer at der ikke må lades på batterier skal SER reguleringen igangsættes. SER reguleringen regulerer busspændingen vha. styresignalet til konverter1 D_1 .

Samtidig med kører MPPT enten BAR eller BOR. BAR reguleringen regulerer busspændingen vha. konverter2's styresignal D_2 . BOR reguleringen regulerer ligledes busspændingen vha. det samme styresignal D_2 . Om der skal reguleres efter BOR eller BAR bestemmes af busspændingen og batterispændingen, hvilket sker i kassen O/A .

2.4 Effektregnskab

Efter beregning af den tilførte effekt og valget af opbygning, kan effektregnskabet opstilles på baggrund af information om forbrug af de øvrige delsystemer. Effektregnskabet danner baggrund for valg af antallet af batterier. Derudover opstilles krav for hvor stor effekt de forskellige konvertere skal overføre. Effektregnskabet er baseret på følgende antagelser og resultater fra tidligere afsnit, samt oplysninger fra AAU Cubesat.

- En omgang varer 96,7 min hvoraf 36,7% af tiden er i skygge.
- På en omgang leverer solcellerne $2,02 \cdot \frac{96,7}{60} = 3,3$ Wh.
- Der kan sendes fra satellitten til jorden 15 min på hver omgang.
- Det tager 18 min at sende et billede.
- Konverternes nyttevirkning antages at være 90%.
- Der tages ikke hensyn til temperaturvariationer.
- Der tages ikke højde for at batteriets kapacitet mindskes med tiden.

Effektforbrug af de enkelte delsystemer

Følgende lastprofil er opstillet for AAU Cubesats delsystemer.

Delsystem	Effekt [W]	Standbyeffekt [W]
Kamera	0,25	0,00
Hovedcomputer	1,00	0,50
Kommunikation	5,80	0,45
Attitude	0,40	0,07
Samlet	7,45	1,10

Tabel 2.1: Effektforbrug for de enkelte delsystemer under drift samt standby og det samlede forbrug.

2.4.1 Lagerdimensionering

Den værste tænkelige situation er, hvis alle systemer kører mens satellitten ligger i skygge af jorden. Derfor skal batterierne, jvf tabel 2.1, kunne levere en effekt på $7,45 \cdot 1.11 = 8.28$ W. Faktoren skyldes tabet i afladekonverteren.

Energibetragtninger

I bedste fald er kun hovedcomputeren aktiv og de andre delsystemer er standby. Over en omgang med disse forhold oplades batterierne med energien angivet i tabel 2.2.

Delsystem	Energi [Wh]
Solceller	3,30
Kamera	0,00
Hovedcomputer	-1,50
Kommunikation	-0,73
Attitude	-0,11
Tab i solcellekonverter	-0,33
Tab i opladekonverter	-0,06
Samlet	0,68

Tabel 2.2: Energibalancen i bedste tilfælde for satellitten på en omgang.

Satellitten kan komme i kontakt med jordstationen i maksimalt 15 min per omgang. Derfor skal der bruge to omgange på at sende et helt billede. I værste fald kører attitude control og hovedcomputeren hele tiden. Kameraet er mindre end et sekund om at fotografere og derfor er dette energiforbrug ikke medregnet. I værste tilfælde sendes i skyggeperioden, i begge overflyvninger, hvorved energiregnskabet i tabel 2.3 fremkommer.

Delsystem	Energi [W]
Solceller	6,60
Kamera	0,00
Hovedcomputer	-3,20
Kommunikation(aktiv)	-1,5
Kommunikation(standby)	-1,3
Attitude	-1,28
Tab i solcellekonverter	-0,66
Tab i af/opladekonverter	-0,45
Samlet	-1,79

Tabel 2.3: Energibalancen for værste tilfæld, hvore satellitten sender et billede ned til jorden på 2 omgange.

I værste fald er der et underskud på 1,8 Wh for at sende et billede over to omgange. Dermed er der brug for et energilager hvori der minimum kan oplagres 1,8 Wh. Oplagringen sker på omgangene forud for sendeomgangen(e).

For at vælge den rigtige batterikapacitet er det ligeledes relevant at se på hvor meget energi satellitten i værste fald forbruger mens den er i skygge (se tabel 2.4). Igen med kommunikation kørende i 15 min og attitude kørende i hele perioden. Det forudsættes, at der ingen energi modtages fra solcellerne når satellitten er i skygge.

Delsystem	Energi [Wh]
Solceller	0,00
Kamera	0,00
Hovedcomputer	-0,58
Kommunikation(sende)	-1,25
Kommunikation(standby)	-0,15
Attitude	-0,23
Tab i op/aflade konverter	-0,27
Samlet	-2,40

Tabel 2.4: Energibalance for det værste tilfælde, hvor satellitten er i 35 min skygge (36,7% · 96,7 min).

Med det beregnede energioverskud, for en omgang uden aktivitet, på 0,68 Wh, tager det altså 4 omgange at lade batterierne op, efter at et billede er sendt, til der er nok energi på batteriet, til der med sikkerhed kan sendes igen uden at tømme bateriet.

Det er valgt at benytte batterier af typen DLP443573 fra Danionics [DAN].

Disse batterier er på 700 mAh og har en nominel spænding på 3,7 V, hvilket giver en kapacitet på 2,59 Wh. Det skrappeste krav til batterierne er i skyggeperioden, hvor der bruges 2,4 Wh, hvilket kræver mindst et batteri. Batteriet må højst op/aflades med 2 C, hvilket overskrides, da den maksimale afladningseffekt er 8,28 W, derfor skal mindst bruges to batterier.

Der er i samarbejde med gruppen med ansvaret for den mekaniske opbygning besluttet at bruge fire batterier, og ifølge beregningerne opfylder det energibehovet.

Effektregnskab for konvertere

Solcellekonverteren skal maksimalt overføre den maksimale effekt fra solcellerne i MPPT. Minimalt skal solcellekonverteren levere standbyforbruget i SER. Heraf fremkommer tabel 2.5

	max effekt [W]	min effekt [W]
Solcellekonverter	3,5	1,1

Tabel 2.5: Tabel over solcellekonverterens effektområde.

Ligeledes fås for opladekonverteren i tabel 2.6. Den maksimale ladeeffekt er forskellen mellem den maksimale effekt fra solcellekonverteren (3,5 W) og standbyforbruget (1,1 W). Opladekonverterens mindste effekt er 0 W, da forskellen mellem belastningseffekten og effekten fra solcellerne er vilkårlig lille.

	max effekt [W]	min effekt [W]
Opladekonverter	2,4	0+

Tabel 2.6: Tabel over opladningskonverterens effektområde.

Afladningskonverteren skal levere maksimal effekt når belastningen er maksimal (7,5 W) og når satellitten er i skygge, se tabel 2.7.

	max effekt [W]	min effekt [W]
Afladekonverter	7,5	0+

Tabel 2.7: Tabel over afladekonverterens effektområde.

Kapitel 3

Kravspecifikation

Efter foranalysen, er det muligt at opstille en kravspecifikation. Der stilles krav til følgende:

- Solcellekonverter
- Opladningskonverter
- Afladningskonverter
- BAR regulering (Batteri afladningsregulering)
- BOR regulering (Batteri opladningsregulering)
- SER regulering (Solcelle effekt regulering)

Kravsspecifikationen tager udgangspunkt i de førnævnte krav fra AAU Cubesat:

- Spændingsniveau på DC-bus: 5 V
- Ripple på DC-bus: $\pm 1\%$
- Transienter: $\pm 2\%$ i max. 20 ms

Disse krav og egne krav, danner grundlaget for kravsspecifikationerne til de enkelte funktioner.

3.1 Konverterkrav

Her opstilles kravene til de 3 konvertere:

Solcellekonverter

- Effektoverførsel: $1,1 \text{ W} \rightarrow 3,5 \text{ W}$.
- Nytttevirkning $> 95\%$ ved maksimal belastning. ($3,5 \text{ W}$)
- Ripple på DC-bussen: $< \pm 1\%$.

Opladningskonverter

- Effektoverførsel: $0 \text{ W} \rightarrow 2,5 \text{ W}$.
- Nytttevirkning $> 95\%$ ved maksimal belastning. ($2,5 \text{ W}$)

Afladningskonverter

- Effektoverførsel: $0 \text{ W} \rightarrow 7,5 \text{ W}$.
- Nytttevirkning $> 95\%$ ved maksimal belastning. ($7,5 \text{ W}$)
- Ripple på DC-bussen: $< \pm 1\%$.

Det er i kravene til konverterne valgt, at kræve en meget høj nyttevirkning, fordi effektregnskabet afhænger meget af en høj nyttevirkning.

3.2 Regulering

Her opstilles krav til de tre reguleringsdomæner:

SER regulering

- Steady state fejl: $< 1 \text{ mV}$
- Stabilitetskrav:
 - 45° fasemargin
 - 10 dB amplitudemargin
- Oversving: $< 100 \text{ mV}$ ved Spring i $P_{Bus} : 1,1 \text{ W} \rightarrow 3,5 \text{ W}$
- Setlingtime: $< 20 \text{ ms}$ ved Spring i $P_{Bus} : 1,1 \text{ W} \rightarrow 3,5 \text{ W}$
- Udgangsimpedans: $< 200 \text{ m}\Omega$

BOR regulering

- Steady state fejl: $< 1 \text{ mV}$
- Stabilitetskrav:
 - 45° fasemargin
 - 10 dB amplitudemargin
- Oversving: $< 100 \text{ mV}$ ved Spring i $P_{Bat} : 1,1 \text{ W} \rightarrow 2,5 \text{ W}$
- Setlingtime: $< 20 \text{ ms}$ ved Spring i $P_{Bat} : 1,1 \text{ W} \rightarrow 2,5 \text{ W}$
- Udgangsimpedans: $< 350 \text{ m}\Omega$

BAR regulering

- Steady state fejl: $< 1 \text{ mV}$
- Stabilitetskrav:
 - 45° fasemargin
 - 10 dB amplitudemargin
- Oversving: $< 100 \text{ mV}$ ved Spring i $P_{Bus} : 1,1 \text{ W} \rightarrow 7,5 \text{ W}$
- Setlingtime: $< 20 \text{ ms}$ ved Spring i $P_{Bus} : 1,1 \text{ W} \rightarrow 7,5 \text{ W}$
- Udgangsimpedans: $< 80 \text{ m}\Omega$

Stabilitetsmargin er valgt ud fra tommelfingerregler [Fee].

Steady state fejlen vælges lav, fordi denne fejl skal adderes med ripplespændingen fra konverterne.

For at overholde det overordnede transientkrav skal et spring fra minimal til maksimal effekt i hver af reguleringsdomænerne have et oversving mindre end $\pm 100 \text{ mV}$ ($\pm 2\%$).

Udgangsimpedansen beregnes ud fra at en sinusoidal strøm ikke må give en sinusoidal spændingsforskel der overstiger ripplekravet. Eksempelvis foregår udregningen for kravet til SER reguleringen som:

$$\text{Max strømsving: } \frac{P_{Max} - P_{Min}}{V_{Bus}} = 0,48 \text{ A}$$

$$\text{Max tilladte spidsspænding: } V_{Bus, pk-pk} = 0,1 \text{ V}$$

$$\text{Max udgangsmodstand: } Z_{Out} = \frac{0,1}{0,48} = 200 \text{ m}\Omega$$

MPPT regulering

I BAR og BOR domænerne skal MPPT reguleringen også køre. Følgende krav stilles til MPPT reguleringen:

- Steady state fejl: < 1 mV
- Stabilitetskrav:
 - 45° fasemargin
 - 10 dB amplitudemargin
- Oversving: < 10 mV: Ved spring i $V_{i,ref}$ på 10 mV
- Settelingtime: < 20 ms: Ved spring i $V_{i,ref}$ på 10 mV

MPPT reguleringen har de samme stabilitetskrav. Settelingtime for MPPT reguleringen skal være hurtig, således at indgangsspændingen har stabiliseret sig når, MPPT algoritmen skal udregne den næste reference værdi.

3.3 Fysisk størrelse af strømforsyning

Da strømforsyningen skal anvendes til en Cubesat, er størrelsen meget væsentlig. Projektet vil ikke opfylde kravene i den prototype der opbygges, men designet skal tage højde for den fysiske størrelse.

Kapitel 4

Dimensionering

I dette kapitel undersøges hvordan konverterne i strømforsyningen dimensioneres. Udgangspunktet tages i opladningskonverteren, der realiseres i form af en buckkonverter. Herudfra dimensioneres hovedparten af konverterkomponenterne. Til sidst dimensioneres konverterkondensatoren med udgangspunkt i boostkonverteren. I afsnit 4.1 ses der på buckkonverteren. En grundig udledning af formler for spolestrømmen som funktion af belastningsstrømmen og switchfrekvensen gennemgås, fordi spolestrømmen danner grundlag for de senere tabsmodeller. Afsnit 4.2 gennemgår krav eneder stilles til opladningskonverteren. I Afsnit 4.3 opstilles tabsmodeller for relevante komponenter i opladningskonverteren. Disse modeller simuleres vha. Matlab for at opnå hurtig respons. På baggrund af modellerne vælges komponenterne. Afsnit 4.4 og 4.5 gennemgår valg af komponenter til afladningskonverteren og solcellekonverteren. Igennem afsnit 4.6 vil de matematiske modeller for nyttevirkningen i konverterne blive sammenlignet med nyttevirkningerne for de faktiske konvertere. I afsnit 4.7 vælges kondensatorerne til de tre konvertere. Denne vælges på baggrund af krav til rippelspændingen. Valget foretages vha. en rippelmodel opstillet i Matlab. Kondensatorvalgene efterprøves ved at sammenligne med de faktiske målinger af rippelspændingen i afsnit 4.8.

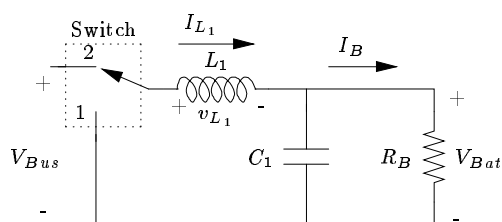
x

4.1 Buckkonverter

I det følgende afsnit gennemgås buckkonverteren. Dette gøres med henblik på at finde relevante størrelser og udtryk for belastningsstrømme og frekvens til brug i opstilling af tabsmodellerne i afsnit 4.3.

4.1.1 Opladningskonverter i stationær tilstand

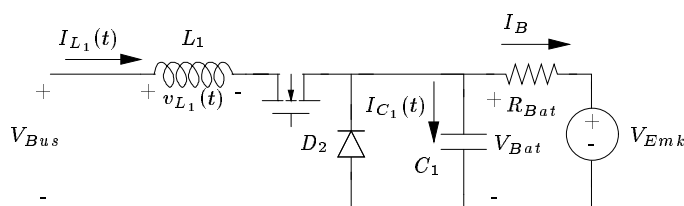
For at oplade batteriet er det nødvendigt at overføre effekt fra DC-bussen til batteriet. Busspændingen V_{Bus} er 5 V og ladespændingen V_{Bat} skal variere mellem ca. 3,7 V til ca. 4,2 V. Det betyder, at batteriet ikke kan kobles direkte på bussen. For at lade på batteriet indsættes derfor en buckkonverter der kan overføre effekt til batteriet. Buckkonverteren er valgt fordi dennes udgangsspænding ligger mellem 0 og 100% af indgangsspændingen. På figur 4.1 ses den ideelle buckkonverter.



Figur 4.1: Ideel buckkonverter.

Konverteren virker ved at switchen skifter mellem position 1 og 2, med en switchfrekvens (f_s). Dutycylen for konverteren, benævnes D og angiver det tidsrum switchen er i stilling 1.

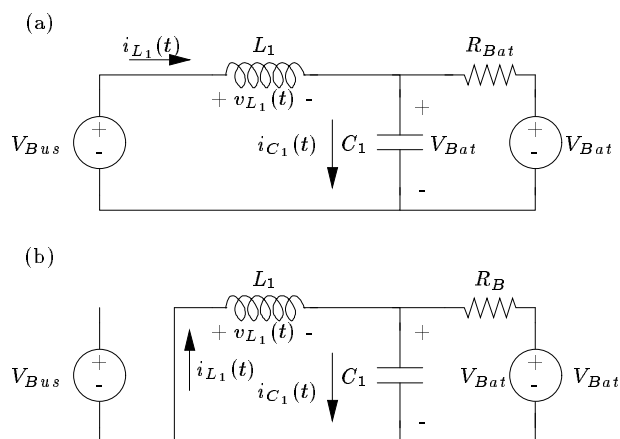
Opladningskonverteren ligner den ideelle buckkonverter fordi den belastes med et batteri der kan ækvivaleres med en indre spændingskilde og en batterimodstand. Dette er illustreret på figur 4.2. I dette diagram er switchen realiseret vha. en transistor og en diode.



Figur 4.2: Opladningskonverter realiseret ved en buckkonverter belastet med ækvivalentdiagrammet for et batteri.

Ud fra diagrammerne figur 4.1 og figur 4.2 findes udtryk for forholdet mellem indgangsspændingen og udgangsspændingen, samt udtryk for strømmen i konverterens spole. Som udgangspunkt ses på middelværdien af strømme og spændinger over en periode og det antages, at udgangsspændingen V_{Bat}

og indgangsspændingen V_{Bus} er konstante. Dette er en god antagelse, da målet for konverteren er at holde busspændingen konstant. Batterispændingen holdes konstant for et arbejds punkt vha. kondensatoren på udgangen. Da konverteren befinder sig i stationær tilstand vil disse værdier ikke ændre sig fra periode til periode. De to tilstande er illustreret på figur 4.3.

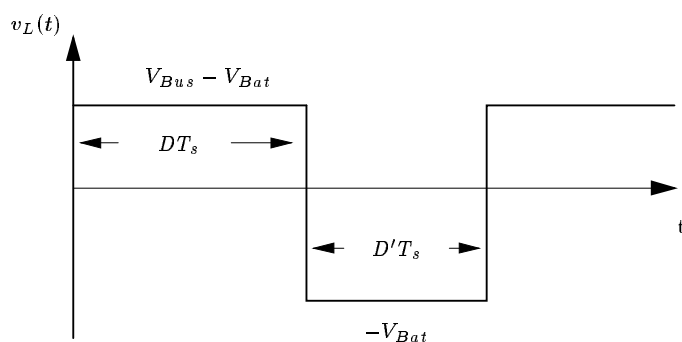


Figur 4.3: Tilstandsdiagrammer for opladningskonverteren.

Spolestrømmen $i_{L_1}(t)$ og spændingsforholdet findes ud fra den karakteristiske spoleligning.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.1)$$

Ud fra de to tilstandsdiagrammer er det muligt at finde spændingen ($v_{L_1}(t)$) over spolen for hver af konverterens tilstande, og $v_{L_1}(t)$ er illustreret på figur 4.4.



Figur 4.4: Spændingen over spolen for en switchperiode.

I første del af switchperioden, hvor switchen leder, er spændingen over spolen: $V_{Bus} - V_{Bat}$. I anden del er spændingen: $-V_{Bat}$. Middelspændingen over hele perioden er givet ved formel 4.2.

$$v_{L_1} = D(V_{Bus} - V_{Bat}) + D'(-V_{Bat}) \quad (4.2)$$

Da middelstrømmen gennem spolen regnes for konstant, kan det ses af ligning 4.1 at middelspændingen over spolen er lig 0. Sammenholdes dette med ligning 4.2 kan forholdet mellem busspændingen og batterispændingen udledes med ligning 4.3.

$$V_{Bat} = DV_{Bus} \quad (4.3)$$

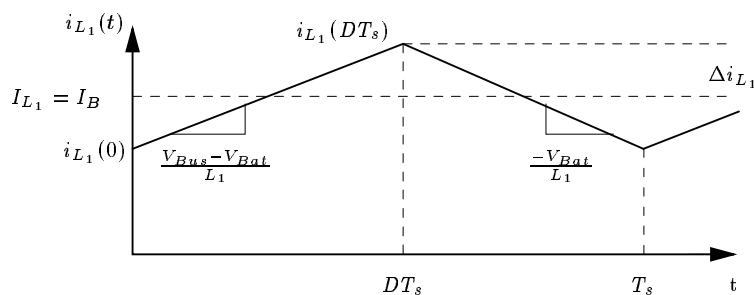
Det er nu muligt at finde middelstrømmen i spolen. Af figur 4.3 ses det, at middelstrømmen gennem spolen svarer til belastningsstrømmen I_B . Dette ses, da spændingen over batteriet regnes konstant og der derfor ikke løber strøm til kondensatoren. Belastningsstrømmen kan udtrykkes ved ligning 4.4.

$$I_B = \frac{V_{Bat} - V_{Emk}}{R_{Bat}} \quad (4.4)$$

Når der opstilles tabsmodeller, er det væsentligt at udlede, hvordan D afhænger af I_B . Denne sammenhæng er givet ved ligning 4.5.

$$D = \frac{I_B R_{Bat} + V_{Emk}}{V_{Bus}} \quad (4.5)$$

Herefter udregnes peakstrømmen og RMSstrømmen i spolen. Strømmen gennem spolen i løbet af en periode er illustreret på figur 4.5.



Figur 4.5: Graf for strømmen gennem spolen

Af ligning 4.6 og figur 4.5 ses, at strømmen gennem spolen stiger med en hældning svarende til $(V_{Bus} - V_{Bat})/L_1$ i første del af perioden. I anden del falder

den med hældningen $-V_{Bat}/L_1$. I stationær tilstand er strømmen gennem spolen ved starten af perioden lig strømmen ved periodeslutningen. Herved fås en middelstrøm mellem peakstrømmen og startstrømmen, se ligning 4.6

$$I_L = \frac{D'T_s V_{Bat}}{L_1 \cdot 2} + i_{L_1}(0) \quad (4.6)$$

I formel 4.6 er hældningskoefficienten ved aftagende strøm brugt, hvilket giver det samme resultat. Af formel 4.6 ses at induktansen L_1 er bestemmende for hvor stor en ripple der er på strømmen ved en bestemt spænding. RMS strømmen ($I_{L_1,RMS}$) gennem spolen kan på baggrund af strømmens karakteristik beregnes ved formel 4.7

$$I_{L_1,RMS} = I_B \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_{L_1}}{I_B} \right)^2} \quad (4.7)$$

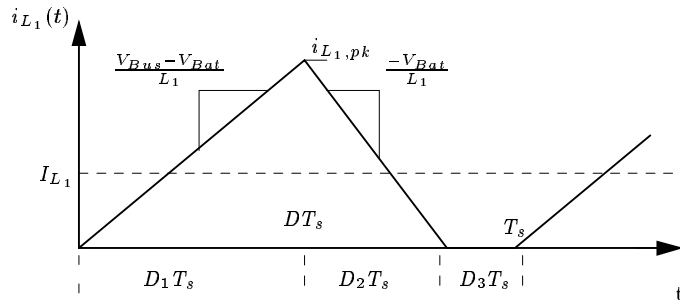
4.1.2 Discontinuous/Continuous Conduction Mode

Konverteren kan operere i to forskellige tilstande “Continuous Conducting Mode” (CCM) og “Discontinuous Conducting mode” (DCM). De to tilstande er defineret ved, at der altid løber strøm gennem spolen i CCM, mens der ikke løber strøm gennem spolen til sidst i switchperioden i DCM. Herudfra ses at forholdene i det foregående afsnit svarer til CCM. Konverterens tilstand afhænger af switchfrekvensen, middelstrømmen i spolen, dutycyclen og størrelsen af spolen. Af figur 4.5 ses det at så længe ligning 4.8 er opfyldt, vil der altid løbe en strøm i spolen og konverteren arbejder i CCM.

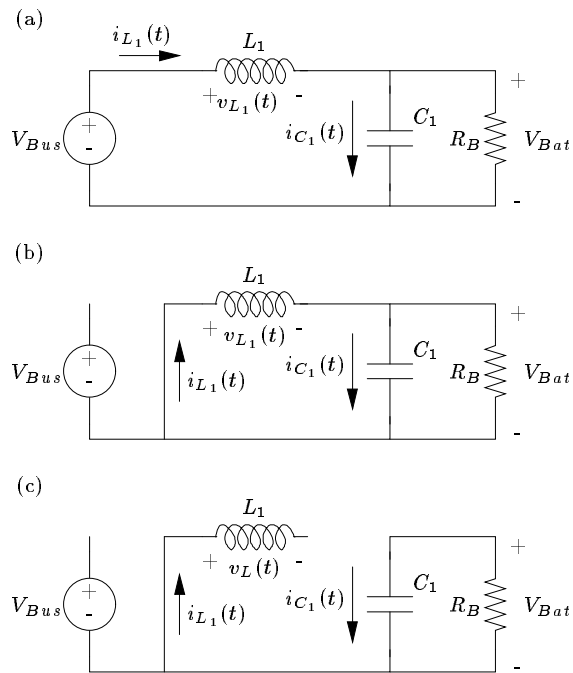
$$\frac{1}{2}D \cdot \frac{T_s(V_{Bus} - V_{Bat})}{L_1} = \frac{1}{2}i_{L_1,pk} < I_{L_1} \quad (4.8)$$

Det andet tilfælde er illustreret på figur 4.6. I dette tilfælde er middelstrømmen så lille, at strømmen gennem spolen når at falde til 0, før næste periode begynder, hvilket medfører at spolen arbejder i DCM.

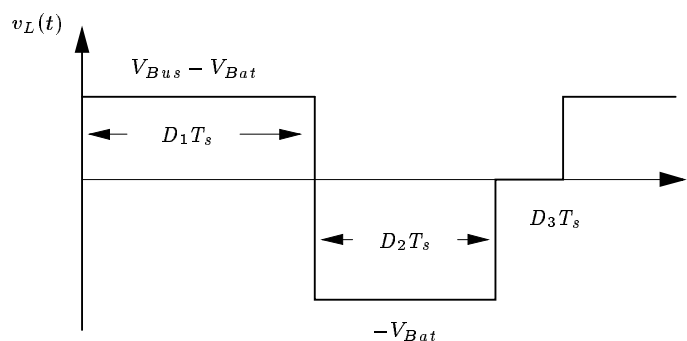
Hvis konverteren overgår til DCM, er det ikke længere muligt at anvende formlerne fra det foregående afsnit til bestemmelse D, $I_{L_1,RMS}$ eller de andre størrelser fra foregående afsnit. Som i det foregående afsnit antages at indgangs og udgangsspændingen er konstante, samt at middelværdier for strømme og spændinger i konverteren er konstante. Formålet med de følgende betragtninger er at udlede $I_{L_1,RMS}$ og $i_{L_1,pk}$ ved en bestemt belastningsstrøm. Til forskel for CCM er der tale om at konverteren befinder sig i tre forskellige tilstande i DCM. Disse er illustreret på figur 4.7.



Figur 4.6: Graf for strømmen gennem spolen i DCM.



Figur 4.7: Diagram for konvertertilstande i DCM.



Figur 4.8: Graf for spændingen over spolen når konverteren arbejder i DCM.

Ud fra figur 4.7 bestemmes spændingen $v_{L_1}(t)$ over spolen i de tre tilstande. $v_{L_1}(t)$ er illustreret på figur 4.8.

Da middelspændingen over spolen er nul (middelstrømmen er konstant) kan ligning 4.9 opstilles.

$$v_{L_1} = D_1(V_{Bus} - V_{Bat}) + D_2(-V_{Bat}) + D(0) = 0 \quad (4.9)$$

Heraf fåes sammenhængen mellem indgangs og udgangsspænding som i formel 4.10.

$$V_{Bat} = V_{Bus} \frac{D_1}{D_1 + D_2} \quad (4.10)$$

Her svarer D_1 til dutycyclen. Næste skridt er at beregne $i_{L,pk}$, som bestemmes ud fra figur 4.6 hvor hældningen på strømstigningen og strømaftagelsen er bestemt af ligning 4.1 og spændingen over spolen illustreret ved figur 4.8. Det ses, at $i_{L,pk}$ er givet ved ligning 4.11.

$$i_{L_1,pk} = \frac{V_{Bat}}{L_1} D_2 T_s \quad (4.11)$$

Af ligning 4.11 ses at størrelsen af L_1 , som i CCM, er bestemmende for strømudsvinget. Af figur 4.6 ses det at middelstrømmen findes ved ligning 4.12.

$$i_{L_1} = \frac{1}{2} i_{L_1,pk} (D_1 + D_2) \quad (4.12)$$

Da $I_{L_1} = I_B$ (der går ingen strøm til kondensatoren da V_{Bat} er konstant) kan ligning 4.13 opstilles.

$$I_B = V_{Bat} \left(\frac{D_2 T_s}{2L_1} \right) (D_1 + D_2) \quad (4.13)$$

Vha. ligning 4.10 og 4.13 kan D_2 findes som formel 4.14.

$$D_2 = \frac{I_B 2L}{V_{Bus} T_s D_1} \quad (4.14)$$

Dette udtryk for D_2 som funktion af belastningsstrømmen bruges i ligning 4.11 til at bestemme $i_{L1,pk}$. Derudover bruges udtrykket til at beskrive D_1 som funktion af I_B . Ved indsættelse i ligning 4.10 kan formel 4.15 udledes.

$$D_1 = \sqrt{\frac{(V_{Bat} I_B 2L_1)}{T_s V_{Bus} (V_{Bus} - V_{Bat})}} \quad (4.15)$$

Det ses, at D_1 afhænger af V_{Bat} . V_{Bat} findes ved en bestemt belastningsstrøm som ligning 4.16.

$$V_{Bat} = I_B R_{Bat} + V_{Emk} \quad (4.16)$$

V_{Emk} vælges i forhold til de data der ligger for batteriet[DAN]. Med udtryk for både D_1 og D_2 er det muligt at bestemme $I_{L1,RMS}$, som er bestemt ved ligning 4.17 for en strøm af form som på figur 4.6[Eri].

$$I_{L1,RMS} = i_{L1,pk} \sqrt{\frac{D_1 + D_2}{3}} \quad (4.17)$$

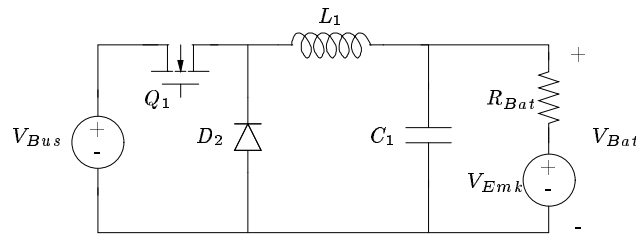
Med disse størrelser bestemt er det muligt at udregne tabene i konverteren ved en bestemt belastningsstrøm.

4.2 Opladningskonverteren

Opladningskonverteren ses på figur 4.9. Det er valgt at opbygge switchen med en transistor og en diode.

På baggrund af kravspecifikationen afsnit 3 og effektregnskabet afsnit 2.4 opstilles følgende krav til opladningskonverteren:

- Nytttevirkningen skal være større end 95%.
- Det skal tages i betragtning at de fysiske dimensioner på konverteren skal begrænses i forhold til at den samlede strømforsyning må fylde $8 \times 8 \times 1 \text{ cm}^3$.
- Der skal overføres effekter i området mellem 1,1 W op til maksimalt 2,4 W.



Figur 4.9: Diagram for opladningskonverteren. Opladningskonverteren overfører effekt fra bussen til batteriet.

På baggrund af disse krav dimensioneres opladekonverteren. Dimensioneringen foretages i det følgende afsnit hvor dioden (D_2) og transistoren (Q_1) og switchfrekvens (f_s) vælges. Herudover foretages en dimensionering af spolen (L_1), der kræver valg af spolekerne, leder og spoleinduktans. Valg af kondensator (C_1) foretages i afsnit A.3

4.3 Tabsmodeller for buckkonverteren

Målet med dette afsnit er at opstille tabsmodeller for transistoren, dioden og spolen. Tabsmodellerne benyttes til valget af de enkelte komponenter. Til sidst samles tabsmodellerne med formel 4.18 for at udregne konverterens nyttevirkning ved forskellige switchfrekvenser og forskellige belastningsstrømme.

$$P_{Total} = P_{Transistor} + P_{Diode} + P_{Spole} \quad (4.18)$$

På baggrund af den samlede model vælges konverterens switchfrekvens og spolens induktans. Tabsmodellerne afvikles vha. Matlab. Matlab filerne findes på den vedlagte cd.

4.3.1 Transistoren

Effekttabene i transistoren er givet ved

$$P_{Transistor} = P_{T,l} + P_{T,g} + P_{T,s} + P_{T,p} \quad (4.19)$$

hvor $P_{T,l}$ er tabet i transistoren når den leder, $P_{T,g}$ er tabet i transistorgaten, $P_{T,s}$ er tabet når transistoren switcher og $P_{T,p}$ er tabet som følge af parasitkapaciteter i transistoren. De følgende tabsmodeller har udgangspunkt beregninger for en MOSFETtransistor.

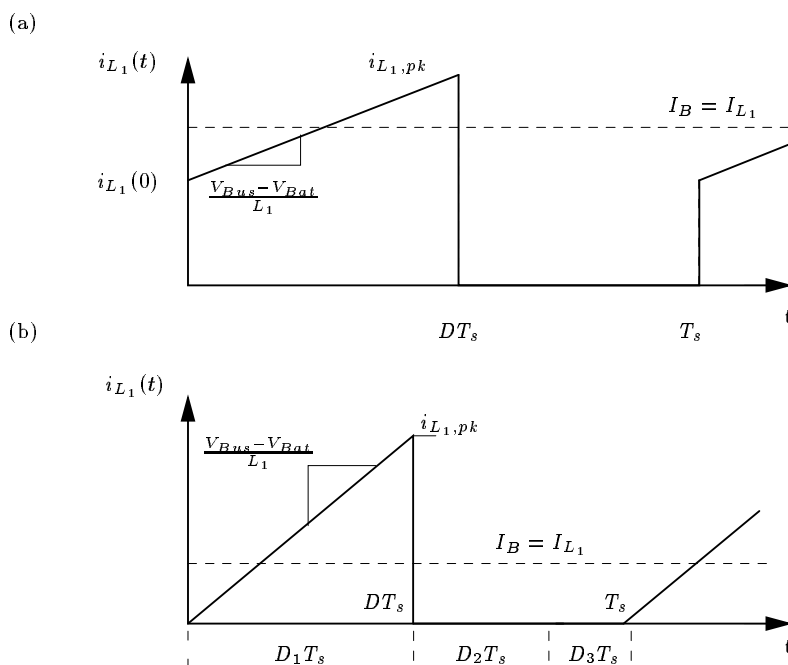
Ledertab, $P_{T,l}$

Når transistoren leder (ohmsk tilstand) kan den ækvivaleres med en modstand [Sed]. Effekttabet i modstanden er givet ved

$$P_{T,l} = I_{T,RMS}^2 \cdot R_{On} \quad (4.20)$$

hvor $I_{T,RMS}$ er den effektive strøm gennem transistoren.

Den effektive strøm findes ved at undersøge strømmen gennem transistoren, hvilken er den samme strøm, som løber gennem spolen i første del af en switchperiode. Strømmens karakteristik er illustreret på figur 4.10. Karakteristikken er bestemt af, om konverteren befinder sig i CCM(a) el-



Figur 4.10: Strømmen gennem transistoren i (a)CCM og (b)DCM.

ler DCM(b) og det er bestemmende for, hvordan RMSstrømmen udregnes [Eri] ved ligning 4.21.

$$I_{T,RMS} = I_B \sqrt{D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i}{I_B} \right)^2}, \text{ for CCM} \quad (4.21)$$

$$I_{T,RMS} = i_{L_1,pk} \sqrt{\frac{D_1}{3}}, \text{ for DCM} \quad (4.22)$$

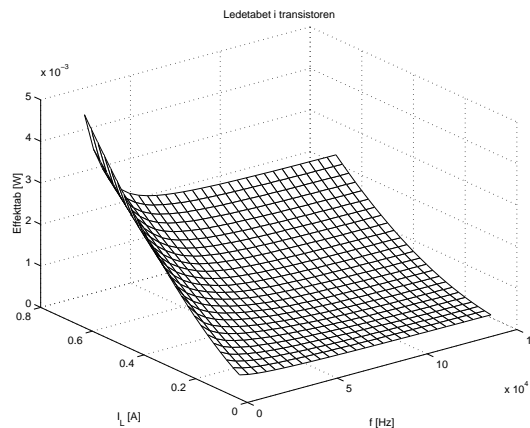
Tabminimering

Af ligning 4.20 ses at ledetabet i transistoren er proportionalt med R_{On} . Dvs. ledetabet mindskes ved at vælge en transistor lille modstand. Desuden stiger den afsatte effekt proportionalt med kvadratet på RMSstrømmen. Det betyder, at effekttabet mindskes når RMSstrømmen sænkes. Da RMSstrømmen afhænger af ripplen på spolestrømmen og fordi rippelen i et arbejds punkt er bestemt af spoleinduktansen, opstår der en kobling mellem spolen og tabet i transistoren. Denne sammenhæng udnyttes ved et valg af spoleinduktans, se afsnit 4.3.5. På figur 4.11 er ledetabet illustreret for en IRF7456 transistor som funktion af switchfrekvensen og belastningsstrømmen. Tabet er udregnet ved spoleinduktansen og den indre batterispænding fra tabel 4.1.

V_{Emk}	L
3.7 V	25 nH

Tabel 4.1: Arbejds punkt for batteriets elektromotoriske kraft og spoleinduktansen.

Disse arbejds punkt værdier er generelle for illustrationer af tabmodeller under transistor og diode afsnittene. Af figur 4.11 ses det at effekttabet går op



Figur 4.11: På grafen ses ledertabet i transistoren som funktion af switchfrekvensen og belastningsstrømmen ($I_B = I_L$).

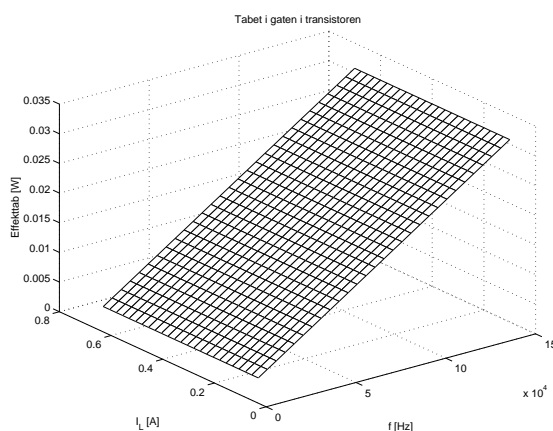
til ca. 5 mW. Det ses ligeledes at effekttabet stiger ved langsommere switchfrekvenser, hvilket skyldes at RMSstrømmen stiger.

Gatetab, $P_{T,g}$

Ifølge [20L15T] kræver transistoren en energimængde (Q_T), hver gang den tænder. Denne energi antages for tabt, når transistoren slukker. Tabet kan derfor findes udaf ligning 4.23.

$$P_{T,g} = f \cdot Q_T \quad (4.23)$$

Figur 4.12 illustrer gatetabet. Det ses at effekttabet stiger til ca. 35 mW og at effekttabet er frekvensafhængigt.



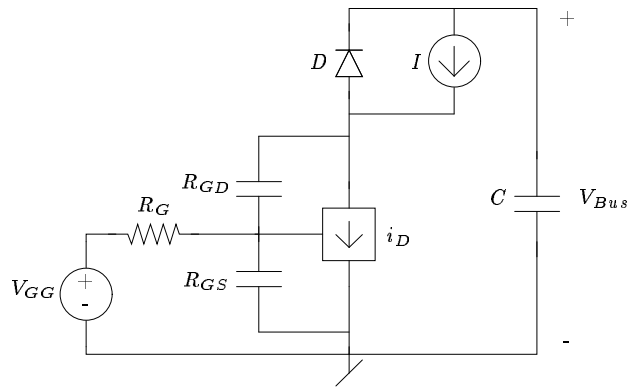
Figur 4.12: Graf for gatetabet i transistoren som funktion af switchfrekvensen og belastningsstrømmen ($I_L = I_B$).

Switchtab, $P_{T,s}$

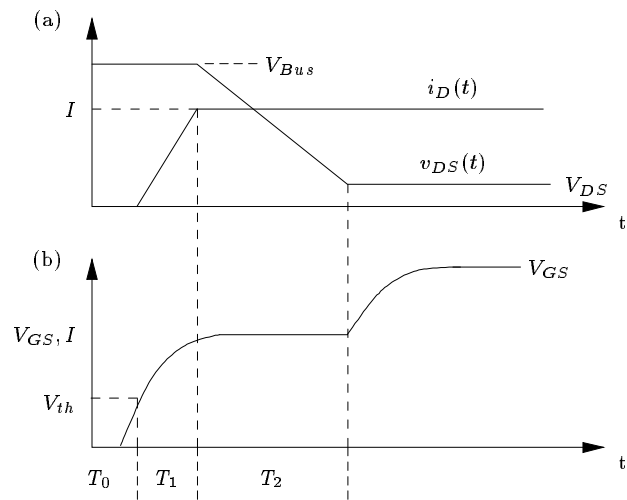
Følgende er skrevet med udgangspunkt i [Lar] og [Moh]. Turn On switchtabet i transistoren findes ud fra transistormodellen figur 4.13. Her er V_{GG} spændingen eksternt på gaten, R_G modstanden til gaten, C_{GS} og C_{GD} interne kondensatorer i transistoren, strømkilden I og dioden repræsenterer belastningen af transistoren fra den øvrige konverter og strømkilden i_D repræsenterer strømmen gennem transistoren. Det øjeblikkelige effekttab i transistoren findes som ligning 4.24.

$$P_{T,s}(t) = v_{DS}(t) \cdot i_D(t) \quad (4.24)$$

På figur 4.14(a) er $v_{DS}(t)$ og $i_D(t)$ afbilledet når transistoren tænder. Spændingen og strømmen afhænger af $v_{GS}(t)$, der er afbilledet på figur 4.14 (b).



Figur 4.13: MOSFETtransistor model til beregning af switchtab.



Figur 4.14: På figur (a) ses draistrømmen $i_D(t)$ og drain-source spændingen $v_{DS}(t)$. På figur (b) er gate-source spændingen illustreret som funktion af tiden.

Figuren er V_S er spændingen over transistoren i cutoff og V_{Th} er transistorens tærskelspænding. Switch On perioden deles op i perioderne T_0 , T_1 og T_2 svarende til et delay, transistor i aktiv mode og tilpasning af drain-source spænding. Effekttabet i periode T_0 er nul da $i_D(t)$ er lig nul. I periode T_1 er effekttabet givet ved ligning 4.25.

$$P_1 = \int_{T_1} V_{DS} \cdot i_D(t) dt \quad (4.25)$$

V_{DS} er lig V_{Bus} for buckkonverteren. Da transistoren i T_1 arbejder i aktiv mode er $i_D(t)$ givet ved formel 4.26.

$$i_D(t) = K \cdot (v_{GS}(t) - V_{Th})^2 \quad (4.26)$$

hvor K er en transistorspecifik konstant og V_{th} er transistor tærskelspændingen. I T_1 er $v_{GS}(t)$ bestemt ved formel 4.27.

$$v_{GS}(t) = (V_{GG} - V_{Th})(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + V_{Th} \quad (4.27)$$

Her er τ bestemt af de indre kondensatorer ved ligning 4.28.

$$\tau = R_G \cdot (C_{GS} + C_{GD}) \quad (4.28)$$

Perioden T_1 er givet ved ligning 4.29.

$$T_1 = -\tau \cdot \ln\left(1 - \sqrt{\frac{i_D}{(V_{GG} - V_{Th})^2 \cdot K}}\right) \quad (4.29)$$

I periode T_2 er tabet givet ved ligning 4.30.

$$P_2 = \int_{T_2} v_{DS}(t) \cdot i_D dt \quad (4.30)$$

i_D antages konstant i perioden selvom strømmen begynder at følge kurven på figur 4.10. Af denne figur ses at i_D er givet ved $i_L(0)$. $v_{DS}(t)$ er givet ved formel 4.31 som

$$v_{DS}(t) = V_{Bus} - \frac{\sqrt{\frac{i_D}{K} + V_{Th}}}{C_{GD} \cdot R_G} \cdot t \quad (4.31)$$

Periodetiden T_2 findes ved at sætte $v_{DS}(t)$ lig $R_{On} \cdot i_L(0)$, der svarer til at transistoren begynder at køre i ohmsk mode.

Tabsminimering

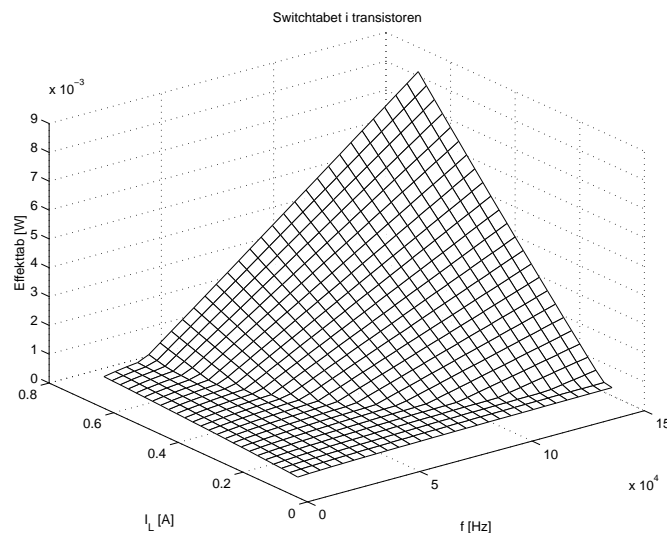
De vigtigste parametre til minimering af Turn On tabet, set i forhold til valg af transistor, er periodetiderne. Af ligningerne 4.28, 4.29 og 4.31 fås, at tabet mindskes ved at gøre R_G , C_{GS} og til dels C_{GD} mindre eller ved at øge K . Det kan også gøres eksternt ved at øge V_{GG} .

Turn On og Turn off tabet i transistoren minder meget om hinanden. Derfor gennemgås effekttab for Turn Off (P_3 og P_4) ikke. Udledningen findes i [Moh]. Her gælder de samme betragtninger i forhold til valg af transistor.

De fundne tab gælder for én switchperiode, derfor er det samlede switchtab givet ved formel 4.32.

$$P_{T,s} = f \cdot (P_1 + P_2 + P_3 + P_4) \quad (4.32)$$

Af denne formel ses, at switchtabet stiger proportionalt med switchfrekvensen. Switchtabet i transistoren er illustreret på figur 4.15. Det ses, at tabet

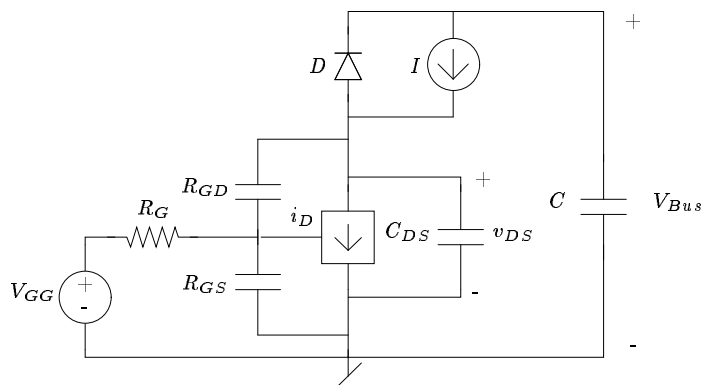


Figur 4.15: Graf for switchtab i transistoren som funktion af switchfrekvens og belastningsstrøm ($I_L = I_B$).

er mellem 0,2 mW og 9 mW og stiger med øget switchfrekvensen og belastningsstrøm. Der ses også en tydelig grænse mellem CCM og DCM. I DCM mindskes tabshælden ved mindsket switchfrekvens og belastningsstrøm. Det stemmer overens med ændringen i transistorstrømmen ved overgang fra CCM til DCM.

Parasittab, $P_{T,p}$

Det sidste tab i transistoren skyldes en parasitkondensator. Parasitkondensatoren (C_{DS}) i transistoren er vist på transistormodellen på figur 4.16.



Figur 4.16: Transistormodel med parasitkondensator, C_{DS} .

Energien opladt i en kondensator er givet ved ligning 4.33.

$$E_{kondensator} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \quad (4.33)$$

For buckkonverteren er V givet ved V_{Bus} . Energien i kondensatoren går tabt når transistoren tænder. Det giver tabet i ligning 4.34.

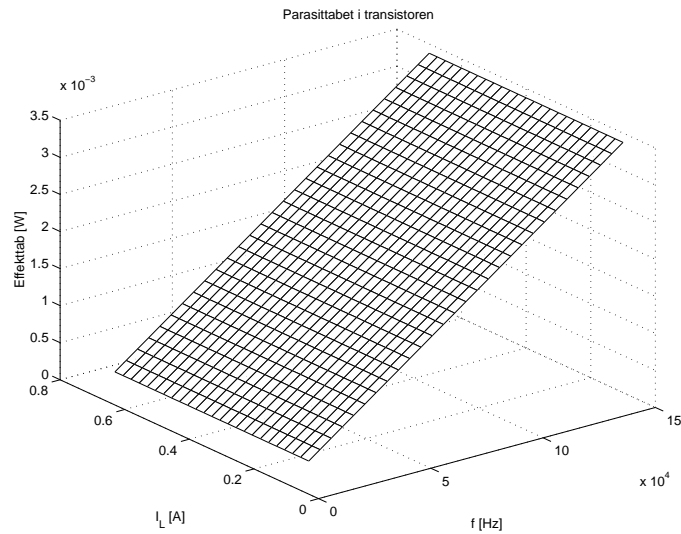
$$P_{T,p} = \frac{1}{2} \cdot C_{DS} \cdot V_{Bus}^2 \cdot f \quad (4.34)$$

Dette tab minimeres ved at vælge en transistor med lille parasitkapacitet. Tabet er illustreret i figur 4.17

Parasittabet er mellem 0,2 mW og 3,5 mW.

Komponentvalg

Da gatetabet $P_{T,g}$ er det dominerende tab se figur 4.11, 4.15, 4.17 og 4.12 vælges transistoren hovedsagligt ud fra kravet om en lille Q_T værdi. Desuden skal transistoren vælges, så den kan klare dobbelt så høj spænding på drain-source som den udsættes for jvf [TER]. For buckkonverteren er der $V_{DS} = V_{Bus}$, hvorefter kravet er $2 \cdot V_{Bus} = 10$ V. MOSFET Transistoren IRF7456 [IRF7456] er valgt, fordi den udover lille Q_T værdi, har lille R_{On}

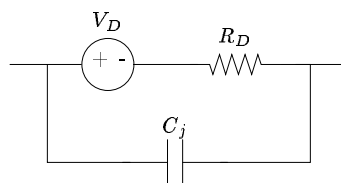


Figur 4.17: Grafen viser parasittabet som funktion af switchfrekvensen og belastningsstrømmen ($I_L = I_B$).

og små switchtab. Switchtabet styres vha. en gatedriver. Gatedriveren giver en konstant gatespænding V_{GG} svarende til dens forsyningsspænding i forhold source. Det er valgt at benytte en IRF2101 gatedriver. Gatedriveren er beskrevet i appendiks D

4.3.2 Dioden

Effekttabet i dioden findes ud fra diodens ækvivalentdiagram (figur 4.18).



Figur 4.18: Ækvivalentdiagram til beregning af effekttab i en schottkydiode.

Dette ækvivalentdiagram gælder kun for schottkydioder [Eri]. For andre diodetyper skal recovery tab medtages i modellen. Diodestrømmen $i_D(t)$ er illustreret på figur 4.19 for konverterens to arbejdstilstande.

Diodestrømmen er givet ved strømmen gennem spolen i anden del af switch-perioden.

Det samlede tab er givet ved formel 4.35.

$$P_{D,total} = P_{D,s} + P_{D,r} + P_{D,p} \quad (4.35)$$

hvor $P_{D,s}$ og $P_{D,r}$ er tabet i henholdsvis spændingskilden og modstanden, mens dioden leder. $P_{D,p}$ er tabet fra parasitkapaciteten ved switchning.

Spændingskildetab, $P_{D,s}$

Tabet i spændingskilden findes med ligning 4.36

$$P_{D,s} = I_B \cdot V_D \cdot (1 - D) \quad , \text{ for CCM} \quad (4.36)$$

$$P_{D,s} = I_B \cdot V_D \cdot \frac{D_2}{D_1 + D_2} \quad , \text{ for DCM} \quad (4.37)$$

I_B svarer til middelstrømmen i spolen. For at minimere tabet skal spændingen V_D mindskes. Effekttabet ved det konstante spændingsfald er illustreret på figur 4.20 for en TRF20L15t diode [20L15T]. Effekttabet ved det konstante spændingsfald ligger mellem 2 mW og 40 mW. Det ses at Effekttabet stiger næsten lineært med belastningsstrømmen, mens det er uafhængigt af switchfrekvensen.

Tab i modstand $P_{D,r}$

Tabet i diodemodstanden fås som ligning 4.38.

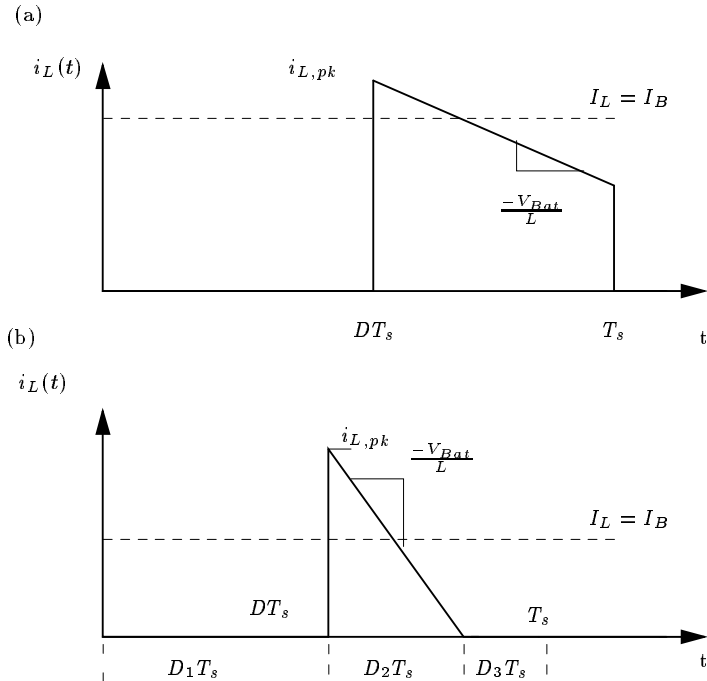
$$P_{D,r} = I_{D,RMS}^2 \cdot R_D \quad (4.38)$$

og for diodestrømmene illustreret på figur 4.19 findes RMSstrømmene ved ligningerne 4.39.

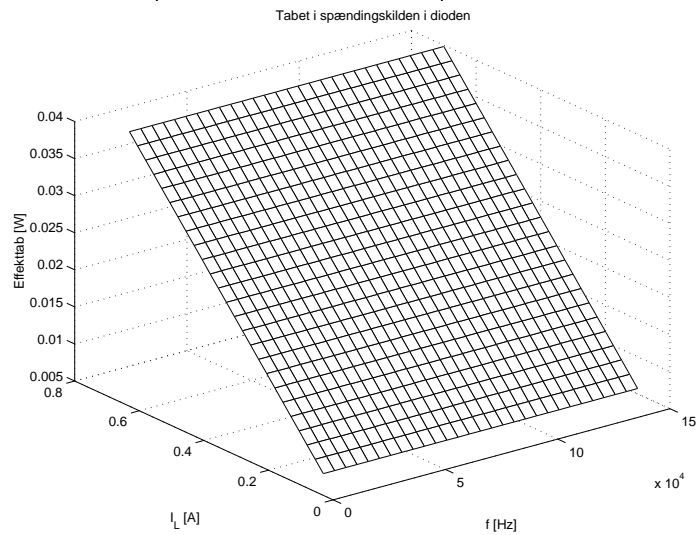
$$I_{D,RMS} = I_B \sqrt{D'} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i}{I_B} \right)^2} \quad , \text{ for CCM} \quad (4.39)$$

$$I_{D,RMS} = i_{L,pk} \sqrt{\frac{D_2}{3}} \quad , \text{ for DCM} \quad (4.40)$$

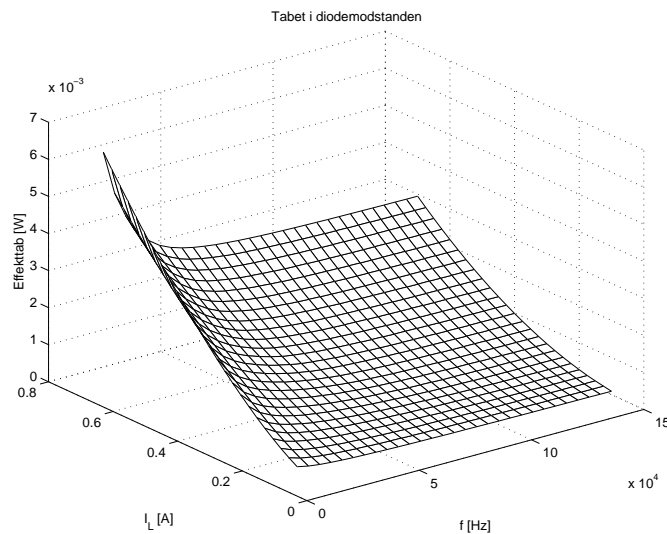
Af ligning 4.38 ses det at tabet kan reduceres ved at mindske diodens modstand eller ved at minimere $I_{D,RMS}$ hvilket der tages højde for under valg af induktans. Modstandstabet er illustreret på figur 4.21. Effekttabet i modstanden er mellem 0.2 mW og 7 mW. Tabet stiger med belastningsstrømmen og med faldende switchfrekvenser svarende til at konverteren kører i DCM.



Figur 4.19: (a) diodestrøm i CCM. (B) diodestrøm i DCM.



Figur 4.20: Effekttabet ved konstant spændingsfald som funktion af switchfrekvensen og belastningsstrømmen ($I_B = I_L$).



Figur 4.21: Effekttabet i diodemodstanden som funktion af switchfrekvensen og belastningsstrømmen ($I_B = I_L$).

Parasittab, $P_{D,p}$

Kondensatorparasittabet findes på samme måde som i transistorafsnittet 4.3.1.

$$P_{D,p} = \frac{1}{2} \cdot C_j \cdot V_{Bus}^2 \cdot f \quad (4.41)$$

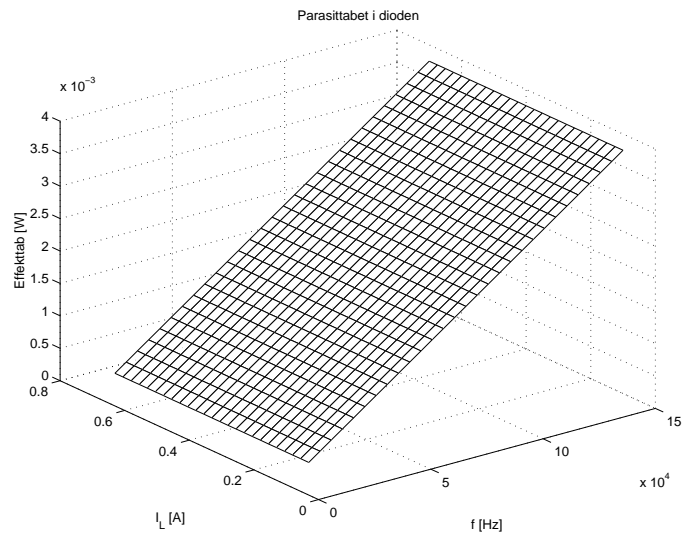
Der opnås mindre tab ved mindre switchfrekvens eller ved at vælge en diode med en mindre parasitkapacitet. Parasittabet er illustreret på figur 4.22. Effekttabet i parasitkondensatoren er mellem 0,2 mW og 3,5 mW.

Komponentvalg

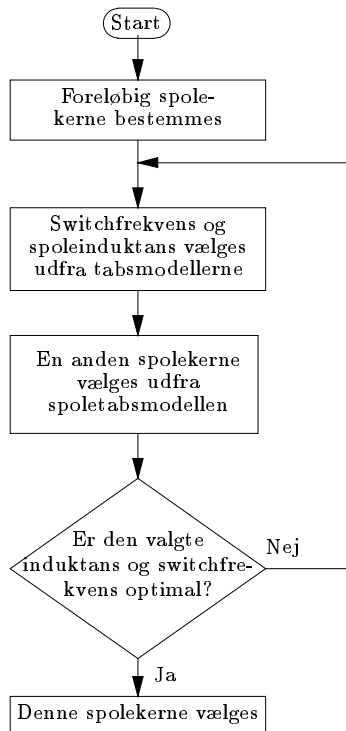
De tre tabsgrafer viser, at tabet er størst i forhold til det konstante spændingsfald. Ud fra ønsket om at mindske det konstante spændingsfald, er det valgt at bruge en IRF20115t schottkey diode. Af tilgængelige dioder har schottkey dioder generelt lavest ledetab (spændingskilde + modstand)[Moh].

4.3.3 Spole dimensionering og valg af switchfrekvens

Spoledimensioneringen og valget af switchfrekvens sker som en iterativ proces. Denne proces er beskrevet på figur 4.23. Først vælges en foreløbig spolekerne. Herefter vælges switchfrekvens og spoleinduktans ud fra en samlet



Figur 4.22: Parasittabet som funktion af switchfrekvensen og belastningsstrømmen ($I_L = I_B$).

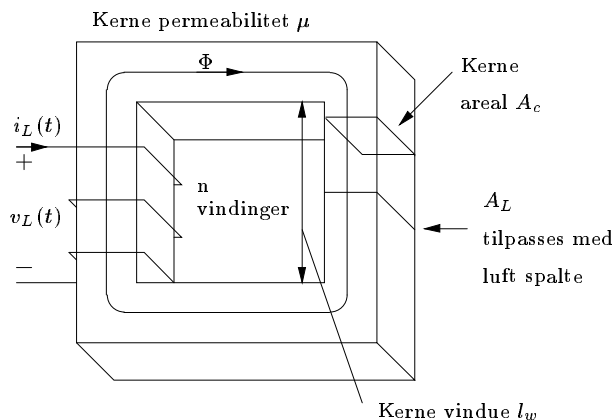


Figur 4.23: På figuren er den iterative proces ved valg af switchfrekvens induktans og spolekerne illustreret ved et flowdiagram.

tabsmodel bestående af tabsmodellerne for transistor, diode og spole. Så vælges en ny kerne ud fra spoletabsmodellen. Med den nye kerne undersøges det, om den valgte induktans og switchfrekvens er optimal/acceptabel. Hvis dette ikke er tilfældet, gentages processen fra valg af induktans og switchfrekvens.

4.3.4 Spoletab

Følgende afsnit er skrevet med udgangspunkt i [Eri]. Det er til dette projekt valgt at lægge vægt på dimensionere og konstruere spolen. Det kræver, at der vælges en kerne hvorpå spolen vikles. Målet med denne tabsmodel er at vælge en kerne, samt opstille en spoletabsmodel, der kan indgå i den samlede tabsmodel. Spole og kerne er illustreret på figur 4.24. For at finde tabet i



Figur 4.24: Spole viklet på kerne. Relevante kerne og spole værdier er opgivet.

spolen skal bruges formel 4.42. Spolens induktans(L) er givet ved

$$L = A_L \cdot n^2 \quad (4.42)$$

A_L er den inverse reluktans for spolen og n er antallet af vindinger.

Tabet i spolen deles i tab svarende til tab i det elektriske kredsløb og tab i det magnetiske kredsløb, udfra forlem 4.43.

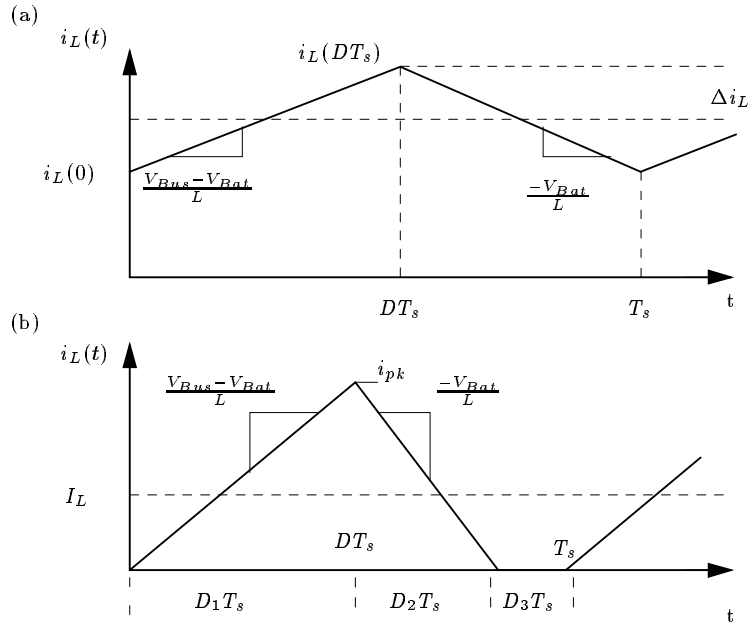
$$P_{S,total} = P_{S,E} + P_{S,M} \quad (4.43)$$

Tab i det elektriske kredsløb, $P_{S,E}$.

Tabet i det elektriske kredsløb er givet ved ligning 4.44.

$$P_{S,E} = I_{L,RMS}^2 \cdot R_S(f) \quad (4.44)$$

RMSstrømmen findes ud fra grafen for den øjeblikkelige strøm i spolen (figur 4.25) Det vides fra afsnit 4.1, at RMSstrømmen er givet som i formel 4.45



Figur 4.25: Spolestrømmen ved CCM(a) og DCM(b).

og 4.46.

$$I_{L,RMS} = I_B \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i}{I_B} \right)^2}, \text{ for CCM} \quad (4.45)$$

$$I_{L,RMS} = i_{L,pk} \sqrt{\frac{D_1 + D_2}{3}}, \text{ for DCM} \quad (4.46)$$

$R_S(f)$ er modstanden i spolelederen, som kan beregnes ved formel 4.47 [Eri].

$$R_S(f) = \rho \frac{l_b}{A_W} \cdot K(f) \quad (4.47)$$

A_W er lederens areal og l_b er længden af lederen. $K(f)$ er en korrektionsfaktor der tager højde for skineffekt i lederen. l_b og K fås af ligning 4.48, 4.49 og 4.50.

$$l_b = n \cdot O_k \quad (4.48)$$

hvor O_k er kerneomkredsen.

$$K = \begin{cases} 1 & , \text{ for } \Phi < 1 \\ \Phi & , \text{ for } \Phi > 1 \end{cases} \quad (4.49)$$

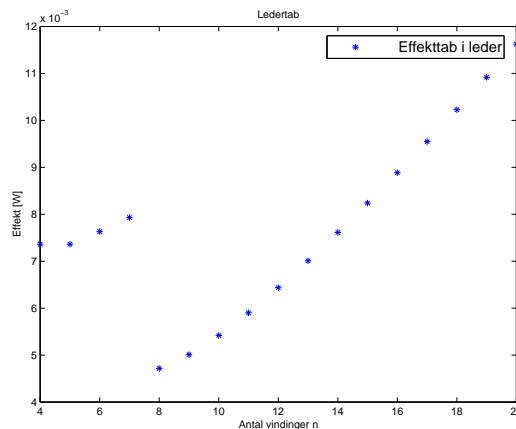
$$\Phi = \sqrt{\sqrt{\frac{\pi}{4}} d \frac{n}{l_W}} \cdot \sqrt{\frac{\pi}{4}} \cdot \frac{d}{\sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}}} \quad (4.50)$$

l_W er bredden af kernevinduet, ρ er resistiviteten, μ er permeabiliteten og d er lederdiameteren. Det er her antaget, at der kun vikles i et lag.

Tabminimering

For at minimere tabet i det elektriske kredsløb skal $I_{L1,RMS}$ sænkes eller ledermodstanden mindskes. Af formlerne 4.45 og 4.46 ses at $I_{L1,RMS}$ falder med øget induktans, mens ledermodstanden stiger da øget induktans betyder flere vindinger. Derudover begynder ledermodstanden at stige med switchfrekvenser over en bestemt switchfrekvens (formel 4.49 og 4.50) og den aftager med øget lederareal. Ledermodstanden sænkes ved at sætte flere ledere i parallel. Der antages en halvering/tredeling af ledermodstanden ved 3-4 ledere i parallel. Ved valg af leder undersøges om lederarealet er tilstrækkeligt til RMSstrømmen, der sendes igennem spolen. Som tommelfingerregl regnes med, at lederen kan klare 5 A/mm².

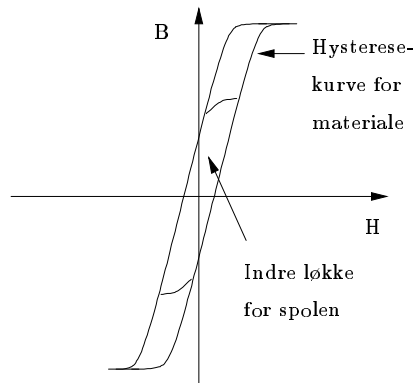
Ledertabet, som funktion af antallet af vindinger på kernen, er illustreret på figur 4.26. Tabet er udregnet for $f_s = 75$ kHz og med en EFD12 kerne [Kerner] med $A_L = 160$ nH. Det ses, at tabet aftager ved overgangen fra DCM fra CCM for derefter at stige ved flere vindinger.



Figur 4.26: Effekttabet i lederen som funktion af vindinger på spolen.

Tab i det magnetiske kredsløb, $P_{S,M}$

Tabet i kernen findes ud fra kernematerialets H-B karakteristik, hvilket er illustreret på figur 4.27. Tabet i kernen findes som i ligning 4.51



Figur 4.27: Hysteresegraf. Yderst ligger kernematerialets hysteresekurve. Den indre løkke beskriver den del af kurven der gennemløbes ved en periodisk strøm gennem spolen.

$$P_{S,M} = f \cdot A_{ku} \quad (4.51)$$

hvor A_{ku} er arealet af den indre løkke, som spolekernen gennemløber på H-B karakteristikken. Det antages, at dette areal afhænger lineært af svinget i fluxtætheden. Da B-H karakteristikken sjældent er opgivet for et kernemateriale, findes effekttabet ud fra eksperimentielle data opgivet i databladet [Kerner], hvor tabet ($P_{k,e}$) er opgivet ved frekvensen f_e og svinget i fluxtætheden ΔB_e . Det er i dette projekt valgt at udregne kernetabet ved at finde svinget i den magnetiske flux ved f_e beregnes ved formel 4.52.

$$\Delta B = \frac{2\Delta i_L(f_e) \cdot n \cdot A_L}{2A_C} \quad (4.52)$$

hvor formelen for $\Delta i_L(f_e)$ findes i afsnit 4.1 og formel 4.52 er givet ud fra sammenhængen mellem H- og B-feltet. Effekttabet findes i forhold til databladsværdierne som

$$P_{S,M} = \frac{\Delta B_e}{\Delta B} \cdot P_{k,e} \quad (4.53)$$

Dette tab antages uafhængigt af switchfrekvensen ud fra følgende betragtninger: I udregningen af ΔB er det kun Δi , der afhænger af switchfrekvensen. Δi afhænger lineært af periodetiden for en fastholdt dutycycle og dermed

en fastholdt belastningsstrøm (kan udledes af afsnit 4.1.1). Det antages, at der ikke er andre parametre i sammenhængen mellem H- og B-feltet, der afhænger af switchfrekvensen. Det giver følgende tab ud fra ligning 4.51

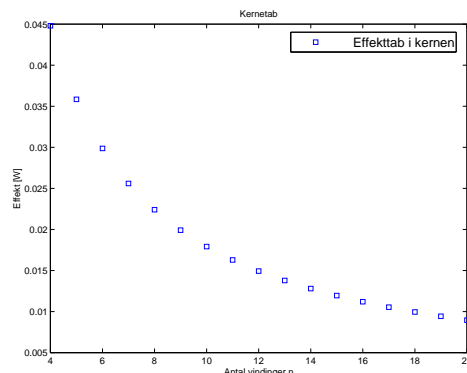
$$P_{S,K} = f_s \cdot T_s \cdot P_{S,k}(f_e) \quad (4.54)$$

hvor periodetiden og switchfrekvensen udgår.

Tabminimering

Tabet i kernen kan minimeres på flere måder. For det første kan kernetabet minimeres ved at vælge en kerne med større kerneareal og mindre A_L værdi. Tabet kan også mindskes ved at minimere Δi . Δi mindskes ved at øge induktansen. For det tredje mindskes tabet ved at vælge en kerne, der giver anledning til mindre tab, set ud fra databladsværdierne. Dette tab afhænger af kernens fysiske størrelse, udformning og kernematerialet.

På figur 4.28 ses tabet i kernen som funktion af antal vindinger. Der er brugt samme kerne og samme switchfrekvens som ved ledertabet.



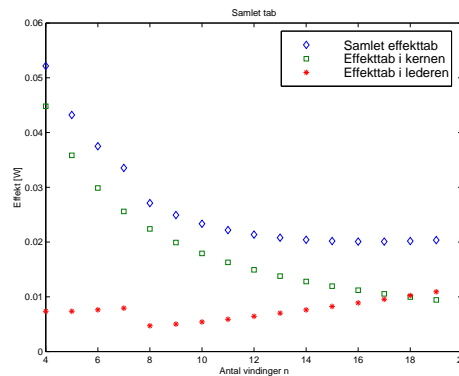
Figur 4.28: Kernetabet som funktion af vindinger på spolen.

Det ses, at effekttabet falder med antallet af vindinger på spolen.

Sidst skal spolemodellen tage højde for om kernen går i mætning. Mætningsgrænsen er opgivet som en maksimal fluxtæthed. Ud fra denne kan den maksimale spolestrøm regnes som i formel 4.55.

$$i_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot A_c}{n \cdot A_L} \quad (4.55)$$

Hvis spole strømmen ($i_{L,pk}$) overstiger denne værdi, angives det ved at sætte tabet (eller nyttevirkningen i den samlede model) til 0 (0.84).



Figur 4.29: Samlet spoletab som funktion af antallet af spolevindinger.

Det samlede tab ses illustreret på figur 4.29.

Matlabfilen findes på vedlagte DC.

4.3.5 Valg af kerne, switchfrekvens og induktans

I den samlede tabsmodel findes nyttevirkningen (η) som funktion af switchfrekvensen og belastningsstrømmen. η regnes som i ligning 4.56

$$\eta = \frac{P_{Bat}}{P_{Bus}} \quad (4.56)$$

hvor det er valgt at bruge $P_{Bus} = P_{Bat} + P_{Total}$. Dette er en tilnærmelse, da P_{total} er beregnet ud fra en model, der antager, at der ikke er effekttab i konverteren. I modellen vælges værdier for følgende størrelser

- L (spoleinduktansen).
- Spolekerne og A_L værdi.
- Den valgte transistor og diode bruges.
- Den indre batterispænding vælges mellem 3,7 V og 4,2 V
- Lederdiameter (d) og antal ledere i parallel (pa).

Herefter beregnes tabsmodellen med et switchfrekvens- og belastningsstrømsweep som opstillet i tabel 4.2. Matlabfilen findes på vedlagte CD, sammen med grafer for alle gennemløb af de forskellige spoleinduktanser.

	Switchfrekvens	Belastningsstrøm
Start	10 kHz	100 mA
Slut	150 kHz	700 mA
Opløsning	5 kHz	20 mA

Tabel 4.2: Switchfrekvens- og belastningsstrømsweep

Komponentvalg

På figur 4.30 er nyttevirkningen fundet for en spoleinduktans på henholdsvis 25 μH og 45 μH . Tabel 4.3 indeholder en oversigt over de valgte parametre der er brugt.

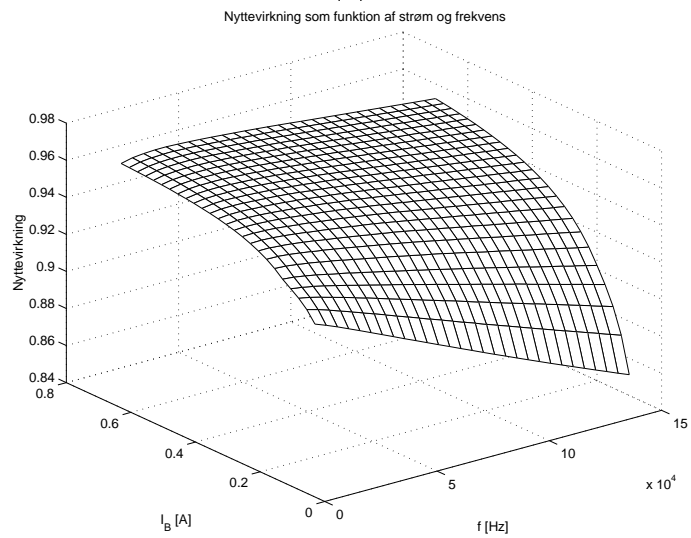
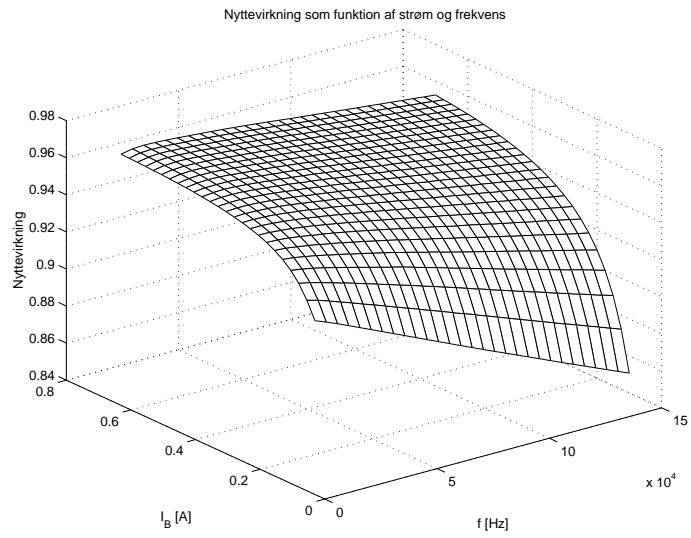
Spolekerne	A_L	Transistor	Diode	V_{Emk}	d	pa
EFD20-3F3	160 nH	IRF7456	IRF20115t	3,7 V	0,4 mm ²	3

Tabel 4.3: Valgte model parametre for buck.

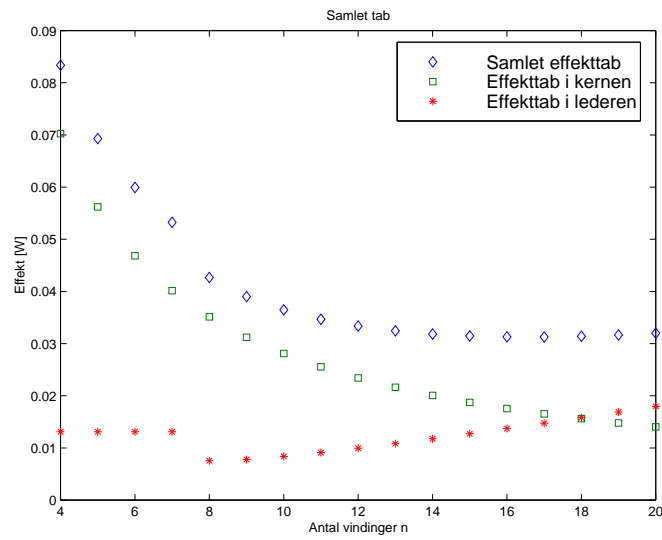
Der ses på figur 4.30 (a): Opladningskonverteren skal normalt overføre effekter over 1,3 W. Dette er valgt ud fra den betragtning at effekten ind på solcellerne er mellem 2,7 W og 3,5 W. De andre systemer bruger 1,1 W og det antages at det afsættes ca. 0,3 W i solcellekonverteren ($\eta = 95\%$) (se afsnit 2.4). Dette svarer til belastningsstrømme over 300 mA. For at få størst nyttevirkning i det normale arbejdsområde vælges en switchfrekvens, hvor konverteren kører i CCM ved belastningsstrømme over 300 mA. CCM arbejdsområdet stiger med switchfrekvensen, men da nyttevirkningen aftager med switchfrekvensen vælges en switchfrekvens omkring 75 kHz. Induktansen vælges ved at sammenligne nyttevirkningsgrafer og krav for opladningskonverteren med nyttevirkningsgrafer og krav for afladningskonverteren (se CD og afsnit 4.4). Heraf ses det, at der er mulighed for at bruge den samme spole for de to konvertere og dermed samle dem i en bidirektionel konverter. Med henblik på dette design vælges en induktans på ca. 25 μH . Denne induktans vælges som et kompromis, da nyttevirkningen for opladningskonverteren stiger med højere induktanser mens den falder for afladningskonverteren.

Med switchfrekvens og induktans valgt afvikles spolemodellen. På figur 4.31 ses resultatet for henholdsvis en EFD2-3F30 og en EFD12-3F3 kerne begge med en A_L på 160 nH.

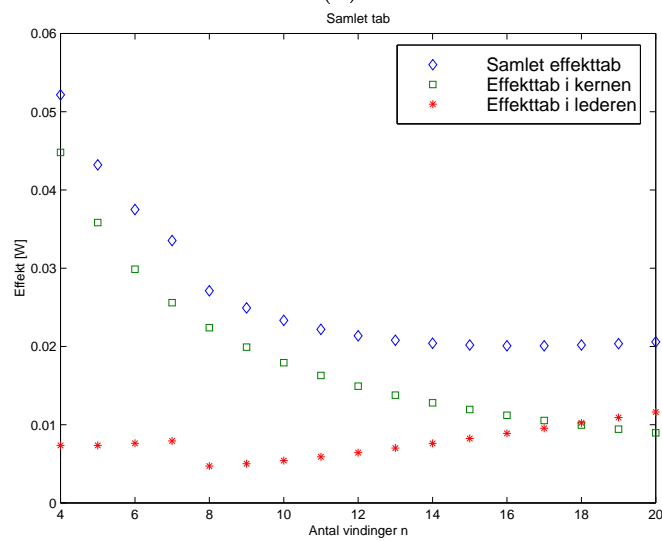
Det ses af figurene at EFD12 kernen giver et mindre effekttab end EFD20 kernen. Derfor vælges denne kerne. Den samlede tabsmodel afvikles nu med



Figur 4.30: (a) Nytttevirkningen ved en induktans på $45 \mu\text{H}$. (b) Nytttevirkningen ved en induktans på $25 \mu\text{H}$ for den samme kernetype (EFD20-3F3).



(a)



(b)

Figur 4.31: (a) Effekttabet i spolen med en EFD20-3F3 kerne. (b) Effekttabet i spolen med en EFD12-3F3 kerne.

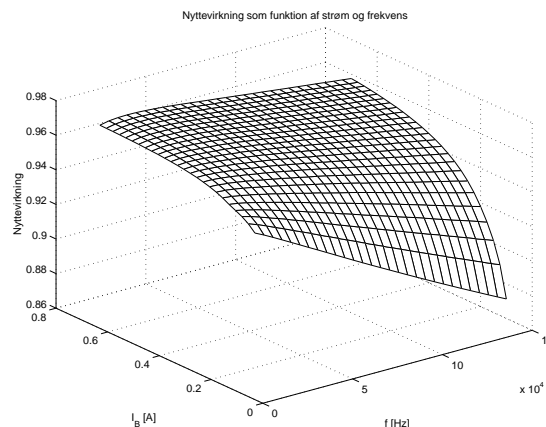
EFD12-3F3($A_L = 160$) kernen. Den køres med induktans værdier på (20;25;30) μH . Af disse grafer (se CD) ses det at 30 μH giver det bedste resultat, men ud fra sammenbygningsargumentet vælges 25 μH . I forhold til graferne for EFD20 kernen er nyttevirkningen steget, den valgte switchfrekvens er stadig god og valget kan derfor accepteres. Det skal nævnes, at lederdiameteren og antallet af ledere i parallel er valgt, så lederarealet er stort nok til at klare RMSstrømme fra afladningskonverteren. De testede kerner er valgt så det er muligt, rent fysisk, at få det ønskede antal vindinger på spolen.

Tabel 4.4 giver en oversigt over valgte størrelser og opnået nyttevirkning ved max belastning for opladningskonverteren. Af tabellen ses, at der er opnået

Spolekerne	A_L	L	f_s	n	d	pa	η
EFD12-3F3	160 nH	25 μH	75 kHz	13	0.4	3	96,7%

Tabel 4.4: Valgte værdier for switchfrekvens og spoledimensionering.

en nyttevirkning der er knap to procentpoint højere end den kravssatte nyttevirkning. Denne nyttevirkning kan evt. forbedres ved at udskifte dioden med en transistor. Herved gøres tabet frekvensafhængigt frem for strømafhængigt (se figur 4.12 og 4.20). Ved den valgte frekvens vil det samlet give en større nyttevirkning. Dette vil kræve en speciel opkobling se appendix D.0.5 I praksis har det ikke været muligt at få EFD12-3F3 kernen og der er derfor brugt en RM 8/I-N67 kerne ($A_L = 227$ nH). Nyttevirkningen for konverteren med denne kerne er illustreret på figur 4.32. Nyttevirkningen med RM



Figur 4.32: Nyttevirkningen som funktion af belastningsstrømmen og switchfrekvensen for opladningskonverteren med en RM 8/I-N67 kerne.

8/I-N67 kernen og ved max belastning falder til 96,1%, hvilket stadig er et procentpoint højere end det fastsatte krav.

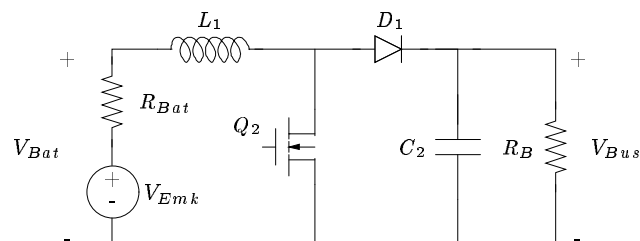
De fundne komponentværdier for opladningskonverteren er oplistet i tabel 4.5.

Komponent	valg
Transistor(Q_1)	IRF7456
Gatedriver	IRF2101
Diode(D_2)	IRF20115t
Spolekerne	RM 8/I-N67($A_L = 227$ nH)
Induktans L_1	25 μ H
Switchfrekvens(f_s)	75 kHz

Tabel 4.5: Komponentværdier for opladningskonverteren.

4.4 Afladningskonverter

Når batteriet skal aflades overføres der effekt fra batteriet til bussen. V_{Bat} er mellem ca. 3,7 V og 4,2 V, V_{Bus} er 5 V. Til at overføre effekt bruges en boostkonverter. Konverteren ses på figur 4.33.



Figur 4.33: Diagram for afladningskonverteren. Afladningskonverteren overfører effekt fra batteriet til bussen.

På baggrund af kravsspecifikationen afsnit 3 og effektregnskabet afsnit 2.4, opstilles følgende krav til afladningskonverteren

- Nyttetvirkningen skal være større end 95%.
- De fysiske dimensioner på konverteren skal begrænses i forhold til at den samlede strømforsyning må fylde $8 \times 8 \times 1 \text{ cm}^3$.

- Der skal overføres effekter i området fra 0 W op til maksimalt 7,5 W.

Ud fra disse krav dimensioneres konverteren (eksklusiv kondensator). Dimensioneringen foretages som for opladningskonverteren. Modellerne er de samme mens strømmen gennem komponenterne ændre sig i forhold til at der bruges en boostkonverter og indgangsspændingen og udgangsspændingen ændres. Boostkonverteren undersøges i appendiks A.1. På denne baggrund vælges den samme diode og transistor. Grafer for den samlede tabsmodel og spole-tabsmodellen findes på CD. På grundlag af disse og sammenbygningen med opladningskonverteren vælges en EFD12-3F3 kerne ($A_L = 160 \mu\text{H}$) med en induktans på $25 \mu\text{H}$ og en switchfrekvens på 75 kHz. Med disse valg opnås en nyttevirkning på 95,0%, hvilket lige passer med det fastsatte krav. Af samme grunde som ved opladningskonverteren vælges RM 8/I-N67 kernen med $A_L = 227 \text{ nH}$. Nyttevirkningen er illustreret på figur 4.34. Med denne kerne falder nyttevirkningen til 94%, hvilket er under nyttevirkningskravet. Komponentværdier for afladningskonverteren er oplistet i tabel 4.6 og diagrammet er vist på figur 4.35.

Komponent	Valg
Transistor	IRF7456
Gatedriver	IRF2101
Diode	IRF20115t
Spolekerne	RM 8/I-N67 ($A_L = 227 \text{ nH}$)
Induktans	$25 \mu\text{H}$
Switchfrekvens	75 kHz

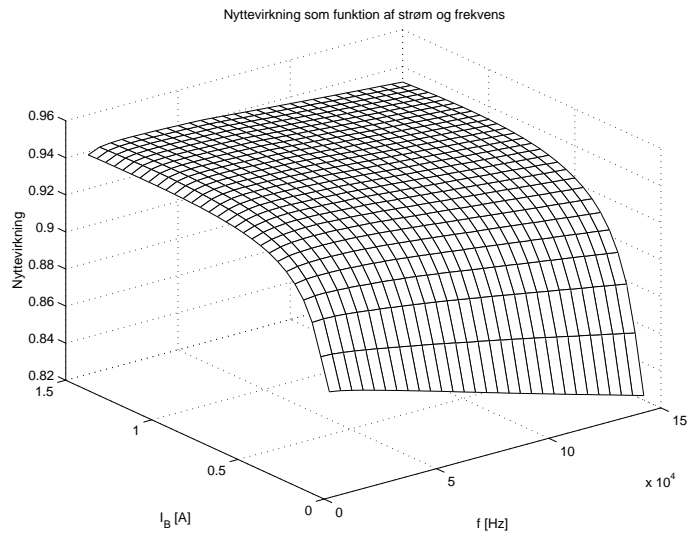
Tabel 4.6: Komponentværdier for opladningskonverteren.

4.5 Solcellekonverter.

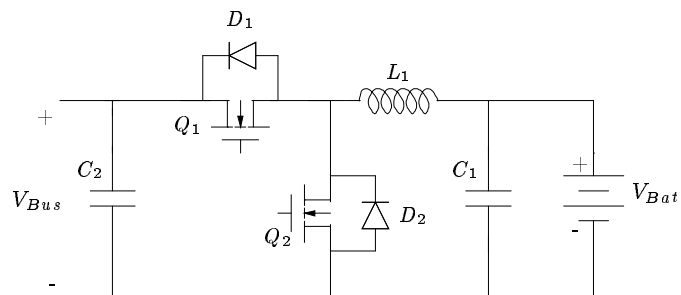
Solcellekonverteren skal overfører effekt fra solcellerne til bussen. Spændingen på solcellerne ligger normalt under 5 V, men den kan stige til lige over 5 V, se afsnit 2.1.1. Da $V_{bus} = 5 \text{ V}$ skal der bruges en buck-boostkonverter. Konverteren ses på figur 4.36.

På baggrund af kravsspecifikationen afsnit 3 og effektregnskabet og effektregnskabet afsnit 2.4, opstilles følgende krav til afladningskonverteren opstilles følgende krav til opladningskonverteren

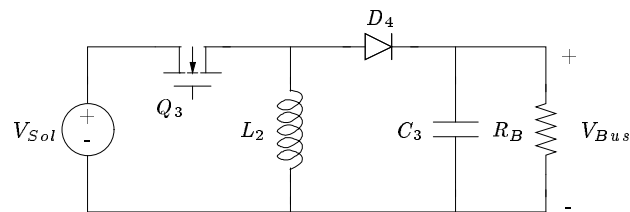
- Nyttevirkningen skal være større end 95%.



Figur 4.34: Graf for nyttevirningen som funktion af switchfrekvensen og belastningsstrømmen for afladningskonverteren.



Figur 4.35: Diagram over den bidirektionelle konverter til op og afladning.



Figur 4.36: Diagram for solcellekonverteren. Solcellekonverteren overfører effekt fra solcellerne til bussen.

- De fysiske dimensioner på konverteren skal begrænses i forhold til at den samlede strømforsyning må fylde $8 \times 8 \times 1 \text{ cm}^3$.
- Der skal overføres effekter i området mellem 1 W op til maksimalt 3,5 W.

Ud fra disse krav dimensioneres konverteren (eksklusiv kondensator). Tabsmodellerne tilpases i forhold til gennemgangen af buckboostkonverteren appendiks A.2. Ud fra tabsmodellerne vælges den samme transistor og diode som i de foregående tilfælde. Derudover vælges en switchfrekvens på 30 kHz, en induktans på $50 \mu\text{H}$ og der bruges en EFD20-3F3 ($A_L = 250 \text{ nH}$) spolekerne (graferne findes på CD'en). Med disse valg opnås en nyttevirksomhed på 91,3%. Dette er under det fastsatte krav, men det har ikke været muligt at opnå et bedre resultat. I praksis er der brugt en RM 10-3C90 ($A_L = 238 \text{ nH}$) kerne. Nyttevirkningen for solcellekonverteren med denne kerne er illustreret på figur 4.37. Nyttevirkningen for konverteren med denne kerne er 90,6%.

De valgte komponenter er oplyst i tabel 4.7.

Komponent	valg
Transistor	IRF7456
Gatedriver	IRF2101
Diode	IRF20115t
Spolekerne	RM 10-3C90 ($A_L = 238 \text{ nH}$)
Induktans	$50 \mu\text{H}$
Switchfrekvens	35 kHz

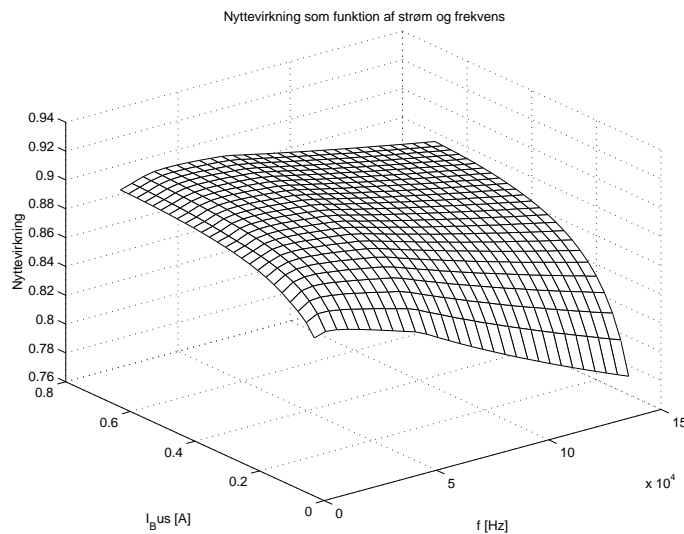
Tabel 4.7: Komponentværdier for opladningskonverteren.

4.6 Nyttevirkningstest

Dette afsnit omhandler test af nyttevirkningen for strømforsyningen. Konverterne er konstrueret som en første prototype. En detaljeret målerapport findes i afsnit I.1.

På graferne figur 4.38, 4.39 og 4.40, ses den teoretiske og målte nyttevirkningerne for henholdsvis buck, boost og buckboost som funktion af belastningsstrømmen.

Af graferne ses det, at den målte nyttevirkningen ligger 2 til 6 procentpoint under det teoretisk, hvilket betyder, at der er flere tab i systemet, end der er medtaget i modellerne.



Figur 4.37: Graf for nyttevirkning som funktion af switchfrekvensen og belastningsstrømmen for solcellekonverteren.

Den største kilde til disse tab er sandsynligvis spolerne. I modellerne er der antaget at vindingerne på spolen er viklet i et lag. Det har ikke kunnet lade sig gøre uden brug af professionelt udstyr, så spolerne er viklet med vindinger i to lag. Det betyder ifølge [Eri] at tabet stiger. Det medfører ligeledes at tråden i spolen er længere, og dermed er modstanden i tråden større, hvilket giver større effekttab.

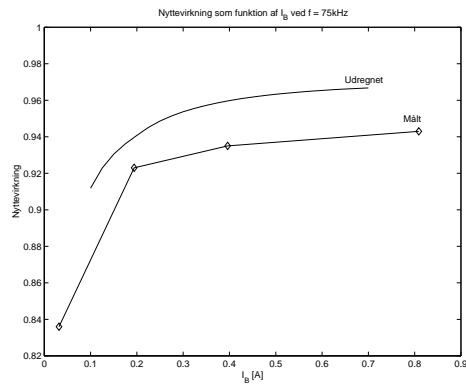
En anden kilde til tab er ringning i kredsløbet (se afsnit 6.1.1). Ringning i kredsløbet, medfører større RMSstrømme. Dette har indvirkning på diodetab, switchtab og spoletab, idet effekttabet afhænger af $(I_{RMS})^2$.

Der skal også tages højde for tab i måleledninger, der vil forringe nyttevirkningen, samt usikkerheder i måleudstyret.

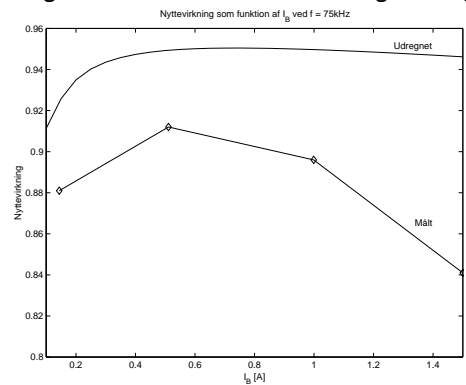
Ved en endelig realisering af strømforsyningen skal disse betragtninger medtages.

4.7 Kondensatorberegning for Boostkonverter

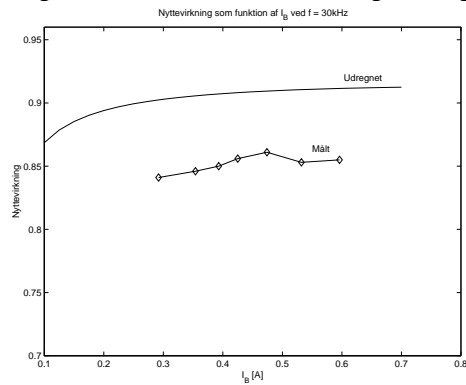
I alle foregående beregninger er det antaget, at busspændingen (V_{Bus}) og spændingen over batteriet er konstante. Det er ikke helt korrekt, idet der er en ripplespænding, der opstår pga. switchning. Grunden til at der er set bort fra ripplespændingen er, at den er lille, fordi en kondensator holder



Figur 4.38: Nyttevirkninger for henholdsvis model og måling, for buckkonverteren.



Figur 4.39: Nyttevirkninger for henholdsvis model og måling, for boostkonverteren.

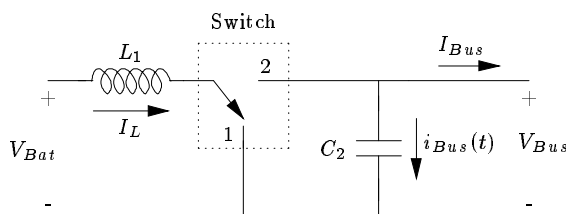


Figur 4.40: Nyttevirkninger for henholdsvis model og måling, for buckboostkonverteren.

spændingen jævn. I kravspecifikationen er det givet, at ripple-spændingen på DC-bussen ikke må overstige $\pm 1\%$ af busspændingen. Her gennemgås

beregningerne for ripplespændingen på DC-bussen, når der aflades fra batteriet, idet ripplen på DC-bussen er den eneste ripplespænding, der er krav til jvf. kravspecifikationen. Afladning af batteriet foregår gennem boostkonverteren. Beregninger for buckkonverteren og buck-boostkonverteren findes i appendiks A.3. Afsnittet er skrevet med udgangspunkt i [Eri] og [Moh].

Udregningerne for ripplespændingen på DC-bussen er udført med udgangspunkt i modellen for en ideel boostkonverter som vist på figur 4.41. På figuren ses at busspændingen (V_{Bus}) er lig med spændingen over kondensatoren C_2 . Strømmen I_{Bus} løber til belastningen, mens $i_{Bus}(t)$ løber gennem kondensatoren C_2 . Det antages i udregningerne, at middelstrømmen i spole er konstant.



Figur 4.41: Ideel boostkonverter til udregning af C_2 .

Først laves beregningerne i CCM derefter i DCM. I beregningerne gøres der bruges den karakteristiske kondensator ligning 4.57.

$$i_C(t) = C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt} \quad (4.57)$$

Continuous Conduction Mode

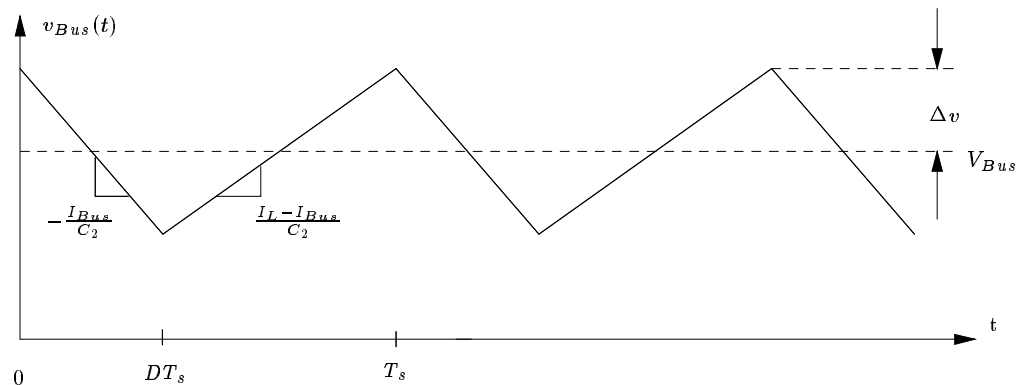
På figur 4.42 ses $v_{Bus}(t)$.

Fra tiden 0 til $D \cdot T_s$ er I_L afskåret fra at løbe i DC-bussen derved falder $v_{Bus}(t)$. Fra tiden $D \cdot T_s$ til T_s løber I_L til DC-bussen, hvilket medfører at $v_{Bus}(t)$ stiger. I disse steady-state beregninger er $v_{Bus}(0) = v_{Bus}(T_s)$.

Hældningen på $v_{Bus}(t)$ fra 0 til $D \cdot T_s$ er givet ved ligning 4.58.

$$i_{C_2}(t) = C_2 \cdot \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} \Leftrightarrow \frac{dv_{C_2}(t)}{dt} = \frac{I_{Bus}}{C_2} \quad (4.58)$$

hvor $i_{C_2}(t) = V_{Bus}/R_{Bus} = I_{Bus}$.



Figur 4.42: Busspændingen i CCM.

På figur 4.42 ses det at ripplespændingen (Δv) er det halve af $\frac{dv_C(t)}{dt}$, og er dermed givet ved ligning 4.59.

$$\Delta v = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Bus}}{C_2} \cdot DT_s \quad (4.59)$$

Dette kan bruges til at finde et udtryk for kondensatorstørrelsen, ved en given ripplespænding, som i formel 4.60.

$$C_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{Bus}}{\Delta v} \cdot DT_s \quad (4.60)$$

Discontinuous Conduction Mode

I DCM tages der igen udgangspunkt i formel 4.57. Ved at integrere over en switchperiode på begge sider af lighedstegnet fås:

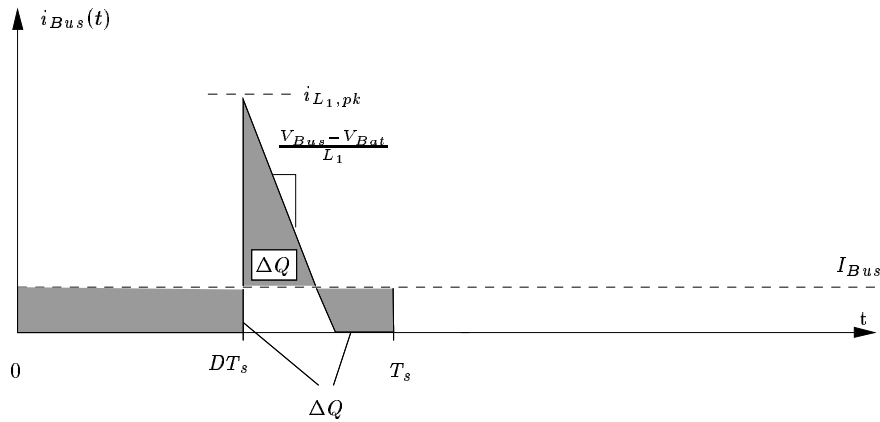
$$v_{Bus}(T_s) - v_{Bus}(0) = \frac{1}{C_2} \int_0^{T_s} i_{C_2}(t) dt \quad (4.61)$$

Ligesom i continuous conduction mode er $v_{Bus}(0) = v_{Bus}(T_s)$, og venstresiden i ligning 4.61 bliver derfor 0. Integralet af $i_{C_2}(t)$ over en switchperiode, der har enheden ampere sekunder eller ladning, skal ligeledes være 0. Dette er skitseret på figur 4.43.

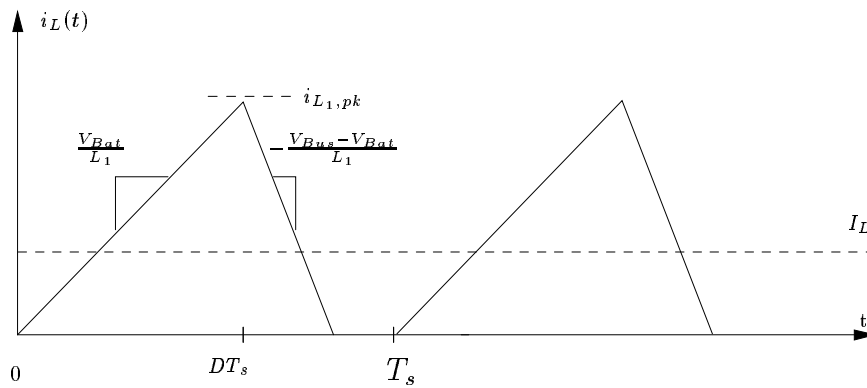
Altså er det skraverede areal under I_{Bus} lig med det skraverede areal over I_{Bus} . Fra ligning 4.59 fås ligning 4.62.

$$\Delta v = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta Q}{C_2} \quad (4.62)$$

hvor ΔQ er ladningen. ΔQ kan findes ved at udregne arealet i spidsen af kurven.



Figur 4.43: Udgangsstrømmen fra boostkonverteren i DCM.



Figur 4.44: $i_L(t)$ i DCM.

Ud fra figur 4.44 kan formel 4.63 opskrives.

$$i_{L1,pk} = \frac{V_{Bat}}{L_1} \cdot D \cdot T_s \quad (4.63)$$

Arealet og dermed ladningen er:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot (i_{L1,pk} - I_{Bus}) \cdot \frac{i_{L1,pk} - I_{Bus}}{\frac{V_{Bus} - V_{Bat}}{L_1}} = \frac{1}{2} \frac{(i_{L1,pk} - I_{Bus})^2}{V_{Bus} - V_{Bat}} \cdot L_1 \quad (4.64)$$

Ved at sætte ligningerne sammen fås ligning 4.65 for kondensatorstørrelsen i DCM.

$$C_2 = \frac{(i_{L1,pk} - I_{Bus})^2}{2 \cdot 2 \cdot \Delta v (V_{Bus} - V_{Bat})} \cdot L_1 \quad (4.65)$$

Der er lavet et Matlabprogram til at regne kondensatorstørrelserne ud ved forskellige strømme. Dette program er vedlagt på CD'en. Ved at indsætte værdier i henholdsvis CCM og DCM fås den minimale kondensatorstørrelse til: $C_2 = 51.0 \mu\text{F}$. På den første prototype vælges det at sætte to kondensatorer på $47 \mu\text{F}$ i parallel (da $51 \mu\text{F}$ ikke er en standartstørrelse). Som senere beskrevet, skal kondensatorerne sidde tæt på transistorerne, hvilket betyder, at der kommer til at sidde kondensatorer flere steder på DC-bussen. Det betyder at den samlede kondensatorstørrelse på DC-bussen bliver $188 \mu\text{F}$.

4.8 Test af ripplespænding

På de opbyggede konvertere er der foretaget test af ripplespændingen på udgangen. Der findes en detaljeret målerapport i afsnit I.2. De væsentligste målinger er medtaget i tabel 4.8.

Konverter:	Buck	Boost	Buck-boost
ΔV_{Out}	7,8 mV	149 mV	142 mV
Krav		100 mV	100 mV

Tabel 4.8: Ripplespænding på udgangen af alle tre konvertere.

Som det ses af tabellen er kravene ikke opfyldt i nogle af konverterne. Dette kan ikke umiddelbart forklares, men noget af forskellen kan tilskrives måleusikkerheder. Den store ripplespænding kan muligvis også skyldes ringningseffekter i systemet, se afsnit 6.1.1. Ringningen forekommer, når effektoverførslen fra indgangen til udgangen afbrydes. Ringningen medfører uforudsete tab, der aflader kondensatoren mere end beregnet.

4.9 Delkonklusion

Der er i dette kapitel opstillet tabsmodeller for strømforsyningens konvertere. Disse tabsmodeller er gemt i matlabfiler. På baggrund af tabsmodellerne er lykkedes at dimensionere de tre konvertere så den teoretisk fundne nyttevirkning for op- og afladningskonverterne opfylder nyttevirkningskravet. Dette gør sig ikke gældende for solcellekonverteren, hvor nyttevirkningen ligger 3 procentpoint under kravet. I praksis ligger nyttevirkningen for alle tre konvertere 2 til 6 procentpoint under kravet. Det anses for sandsynligt at dette

forbedres ved få konverterne realiseret på print. Desuden er der opstillet modeller for udgangsrippelen på konverterne. Herudfra er konverterne dimensioneret så kravet til udgangsrippelen opfyldt. I praksis er rippelen 1,5 gange for stor. Denne ripple kan måske fjernes ved at fjerne ringning fra systemet.

Kapitel 5

Regulering

Reguleringen er jvf. foranalysen og kravsspecifikationen delt ind i fire situationer.

MPPT regulering: Indgangsspændingen til buck-boost konverteren reguleres efter en referencespænding fra MPPT algoritmen.

Busregulering (SER): Busspændingen reguleres af buck-boost konverteren efter en fast referencespænding.

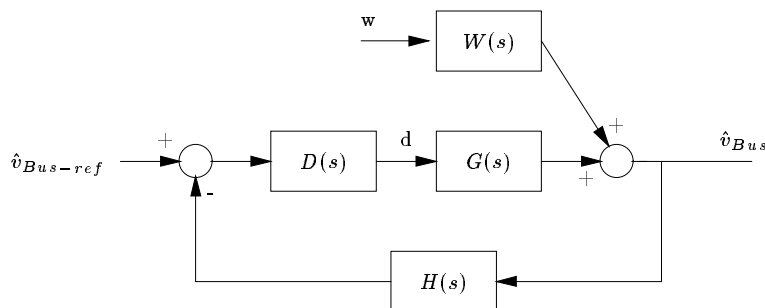
Batteri afladnings regulering (BAR): Busspændingen reguleres af boost konverteren efter en fast referencespænding.

Batteri opladnings regulering (BOR): Busspændingen reguleres af buck konverteren efter en fast referencespænding.

Formålet med reguleringskapitlet er, at dimensionere 4 kompensationer, $D(s)$ til de 4 reguleringer. Kompensationerne skal få konverterne til at opfylde kravene fra kravsspecifikationen med hensyn til stabilitet, dynamik og immunitet overfor forstyrrelser, se figur 5.1.

For at opstille de ønskede kompensationer skal der opstilles lineariserede overføringsfunktioner for de enkelte konvertere. De lineariserede overføringsfunktioner beskriver konverterens dynamiske egenskaber, overfor variationer omkring et arbejds punkt. Variationer benævnes i det følgende \hat{v}_o og arbejds punkter benævnes v_o , således er det samlede signal: $v_o(t) = v_o + \hat{v}_o$. Reguleringen skal tage højde for at, kravene er opfyldt i arbejds punkter i hele konverternes arbejdsområde.

Til at opstille lineariserede CCM overføringsfunktioner for MPPT, SER, BOR og BAR reguleringen bruges State Space Averaging (SSA) metoden



Figur 5.1: Generelt blokdiagram for regulering af konvertere. Udgangsspændingen reguleres, ved at ændre styresignalet, d på baggrund af forskellen mellem den ønskede $v_{Bus-ref}$ og den målte værdi v_{Bus} . Udgangsspændingen afhænger også af forstyrrelser w . For at få reguleringen til at fungere hensigtsmæssigt indsættes en kompensation $D(s)$.

beskrevet i appendiks B.2. SSA metoden beskriver ændringerne i konverterens variable midlet over en periode, dvs ripple og dynamik med højere frekvens er ikke medtaget.

For MPPT og SER gælder yderligere, at solcellemodellen fra afsnit 2.1.1 skal lineariseres for at forenkle dens brug.

Fra dimensioneringsafsnittet vides at buck og boost konverterne kan overgå til DCM, hvilket BAR og BOR reguleringen skal tage højde for, fordi overføringsfunktionerne ændres fra CCM til DCM. Til at udlede DCM overføringsfunktioner bruges Average Switch Modelling ASM metoden [Eri]. Da konverterenes primære arbejdsområde antages at være i CCM undersøges kun stabilitet i DCM.

Reguleringen skal så vidt muligt foregå digitalt, vha en mikrocontroller. Det betyder at målingen af udgangssignalet samples og kompensationsoverføringsfunktionen skal implementeres som en differensligning. For at denne differensligning skal kunne regulere, skal samplefrekvensen være mere end 10 gange større end det regulerede systems båndbredde [Fee]. Med den valgte controller (PIC) er den maksimale samplefrekvens vurderet til 10 kHz på baggrund af instruktionstiden. Selve diskretiseringen foretages i Matlab ved at benytte kommandoen “c2d” og metoden “tustin”.

Kapitlet starter med en linearisering af solcellemodellen fra afsnit 2.1.1, der skal bruges til SER og MPPT reguleringen. Derefter dimensioneres de fire kompensationskredsløb, ved først at opstille overføringsfunktionerne for de enkelte konvertere, hvorefter der opstilles repræsentative arbejds punkter. Derefter opstilles kompensationen ud fra bodeplot for funktionerne. Implementationen af reguleringerne kan findes i kapitel 6.

Til udregningen af overføringsfunktionerne indsættes de komponentværdier der er udregnet gennem dimensioneringen kapitel 4. Igenem hele opbygningen af reguleringen antages det at sensoroverføringsfunktionen er givet ved: $H(s) = 1$.

5.1 Regulering af Solcellekonverter

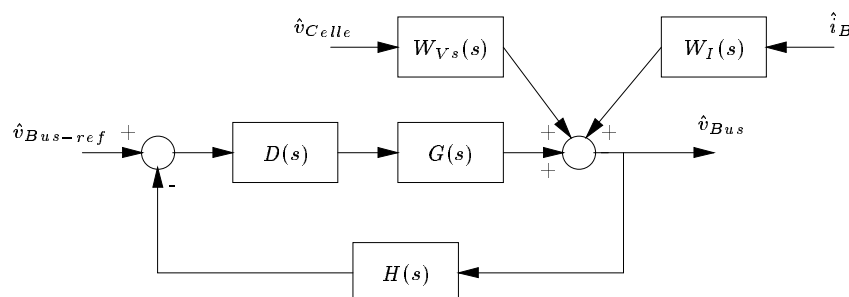
Som nævnt i indledningen skal solcellekonverteren operere i to forskellige tilstande: MPPT og busregulering.

5.1.1 Busregulering (SER)

DC-busspændingen V_{Bus} reguleres i forhold til en ønsket udgangsspænding $V_{Bus-ref}$. Samtidigt forstyrres udgangsspændingen af indgangsspændingens variationer fra solcellerne og af belastningsstrømtrækket.

Reguleringen skal laves ud fra følgende krav:

- Steady state fejl: $< 1 \text{ mV}$
- Stabilitetskrav:
 - 45° fasemargin
 - 10 dB amplitudemargin
- Oversving: $< 100 \text{ mV}$ ved Spring i $P_{Bus} : 1,1 \text{ W} \rightarrow 3,5 \text{ W}$
- Setlingtime: $< 20 \text{ ms}$ ved Spring i $P_{Bus} : 1,1 \text{ W} \rightarrow 3,5 \text{ W}$
- Udgangsimpedans: $< 200 \text{ m}\Omega$



Figur 5.2: Blokdiagram for reguleringen af busreguleringen i buck-boost konverteren.

Systemet kan repræsenteres ved blokdiagrammet figur 5.2, hvor variablene repræsenterer variationer omkring et arbejds punkt. Kasserne $W_{V_s}(s)$, $W_I(s)$ og $G(s)$ er lineariserede overføringsfunktioner for konverteren, der beskriver sammenhængen mellem busspændingen og variationer i hhv. solcellespændingen, belastningsstrømmen og duty cyclen. I formel 5.1 er \hat{v}_{Bus} beskrevet som funktion af \hat{v}_{Sol} og \hat{i}_B i det tilbagekoblede system.

$$\hat{v}_{Bus} = \frac{D(s)G(s)}{1+D(s)G(s)H(s)}\hat{v}_{Bus-ref} + \frac{W_{V_s}(s)}{1+D(s)G(s)H(s)}\hat{v}_{Celle} + \frac{W_I(s)}{1+D(s)G(s)H(s)}\hat{i}_B \quad (5.1)$$

Linieriseret model af solcellerne

Da solcellernes karakteristik er ulineær skal karakteristikken lineariseres for at kunne indgå i overføringsfunktionerne for buck-boost konverteren. For at simplificere udregningerne udføres lineariseringen kun i situationen, hvor en side vender direkte imod solen. Det antages, at dette er fornuftigt, fordi selvom der flere solceller parallelkobles ændres karakteristikken ikke mærkbart. Som det ses af afsnit om solceller 2.1.1 og af figur 5.3 har solcellekarakteristikken tre områder. Ved spændinger op til ca. 4 V er karakteristikken i strømgenerator området. Ved spændinger omkring tomgangsspændingen virker karakteristikken som en spændingsgenerator. Mellem de to områder omkring MPP er karakteristikken en mellemting.

Lineariseringens mål er at kunne erstatte solcellen med et kredsløb som figur 5.4. Modstanden R_{Sol} findes som:

$$R_{Sol} = \left(\frac{di_{Sol}}{dv_{Sol}} \right)^{-1} \quad (5.2)$$

i_{Sol} fås fra formel 2.1. Generatorspændingen V_{Sol} fremkommer som:

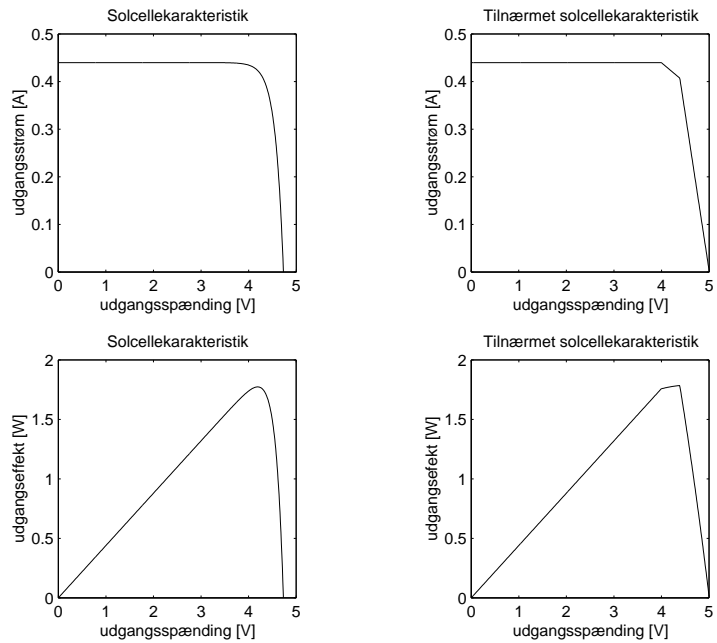
$$V_{Celle} = V_{Sol} + I_{Sol} \cdot R_{Sol} \quad (5.3)$$

Hvor V_{Sol} og I_{Sol} er spændingen og strømmen i arbejds punktet.

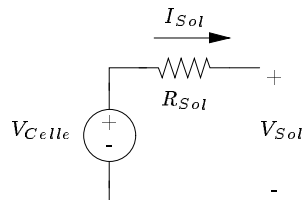
De tre arbejds punkter vælges og lineariseringen beregnes, hvilket resulterer i tabel 5.1

Overføringsfunktion for solcellekonverter

Buck-boostkonverteren i busreguleringsområdet modelleres som diagrammet på figur 5.5, hvor den opstillede solcellemodel bruges. Bussen er modelleret



Figur 5.3: Til venstre ses i/v og p/v karakteristikker for solcellerne, når en side af satellitten er direkte i solen og $T = 300^\circ$. Til højre ses tilnærmede karakteristikker lineariseret omkring 3 arbejds punkter.

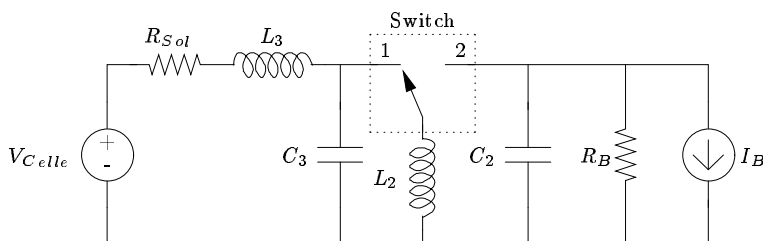


Figur 5.4: Spændingsgenerator og modstand der lineariserer solcellerne.

Område	V_{Sol} [V]	I_{Sol} [A]	R_{Sol} [Ω]	V_{Celle} [V]
Strømgenerator	2,3	0,44	$9,1 \cdot 10^5$	$4,0 \cdot 10^5$
MPP	4,16	0,43	11,9	9,2
Spændingsgenerator	4,5	0,33	1,52	5,0

Tabel 5.1: Tabel over valg af arbejds punkt, og dertilhørende R_{Sol} og V_{Sol} .

med en modstand, til at beskrive DC-belastningen og en strømgenerator til at beskrive lastforstyrrelser. i_B er desuden medtaget for at kunne beregne udgangsmodstanden. Yderligere er inputfilteret medtaget, eftersom det indvirker på konverterens dynamik. Inputfilteret er beskrevet i appendiks A.4.



Figur 5.5: Figuren viser buck-boost konverteren hvor solcellerne på indgangen er ækvaleret med en spændingskilde med en seriemodstand.

Ved at benytte State Space Modellen, beskrevet i appendiks B.1 kan ligningerne 5.4 opstilles.

$$\begin{aligned} I_{L_3} &= \frac{D^2 V_{C_{elle}}}{R_B D'^2 + R_{Sol} D^2} \\ V_{C_3} &= \frac{D'(D' V_{C_{elle}} R_B)}{R_B D'^2 + R_{Sol} D^2} \\ I_{L_2} &= \frac{V_{C_{elle}} D}{R_B D'^2 + R_{Sol} D^2} \\ V_{C_2} &= \frac{-D V_{C_{elle}}}{D' + \frac{R_{Sol} D^2}{R_B D'}} \end{aligned} \quad (5.4)$$

Herefter udregnes overføringsfunktionen for AC-tilfældet. Det giver ligningerne 5.5 til brug for opstilling af de lineariserede overføringsfunktioner.

$$\begin{aligned} L_3 \frac{d\hat{i}_{L_3}}{dt} &= -R_{Sol} \hat{i}_{L_3} - \hat{v}_{C_3} + \hat{v}_{C_{elle}} \\ C_3 \frac{d\hat{v}_{C_3}}{dt} &= \hat{i}_{L_3} - D \hat{i}_{L_2} - I_{L_2} \hat{d} \\ L_2 \frac{d\hat{i}_{L_2}}{dt} &= D \hat{v}_{C_3} + D' \hat{v}_{C_2} + V_{C_3} \hat{d} - V_{C_2} \hat{d} \\ C_2 \frac{d\hat{v}_{C_2}}{dt} &= -D' \hat{i}_{L_2} - \frac{\hat{v}_{C_2}}{R_B} - \hat{i}_B + I_{L_2} \hat{d} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Ud fra disse 4 differentialligninger kan $G(s)$, $W_{V_s}(s)$ og $W_I(s)$ fra formel 5.1 findes. For $G(s)$ gælder at $\hat{v}_{B_{us}} = 0$ og $\hat{i}_B = 0$, for $W_{V_s}(s)$ gælder at $\hat{d} = 0$ og

$\hat{i}_B = 0$ og for $W_I(s)$ gælder at $\hat{i}_B = 0$ og $\hat{d} = 0$. Selve udledningen sker ved hjælp af Matlab (se CD).

Arbejds punkter

Busreguleringen skal virke i solcellernes spændingsgenerator område. Dette vælges, fordi det muliggør at ændre effekten i små trin med den valgte opløsning på PWM signalet. En tilsvarende spændingsændring i de to andre områder, vil medføre kraftige effektsving. For at sikre at reguleringen virker i et større område vælges yderligere tre arbejds punkter ($V_{C_2}, R_{Sol}, V_{C_1}$) i spændingsgenerator området, se tabel 5.2. De øvrige værdier er beregnet ud fra formel 5.4.

Arbejds punkt	1	2	3
V_{C_2} [V]	5	5	5
R_{Sol} [Ω]	$9,11 \cdot 10^3$	$13,2 \cdot 10^3$	31,3
R_B [Ω]	13,29	9,92	9,921
v_{C_1} [V]	2,24	3,0	4
i_{L_2} [A]	1,22	1,34	1,53
D	0,69	0,63	0,55

Tabel 5.2: Tabel over arbejds punkter for solcelle reguleringen.

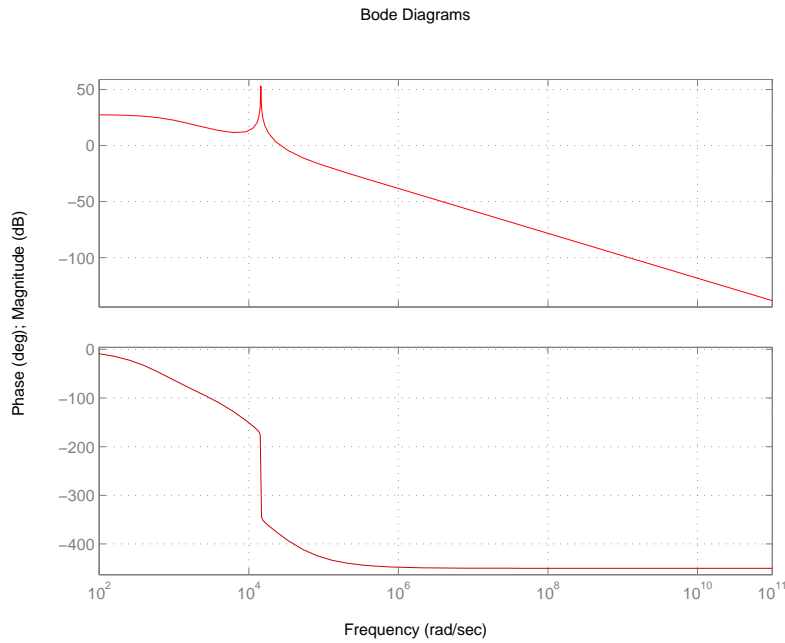
Med disse arbejds punkter optegnes bodeplot for overføringsfunktionen $G(s)$ i de forskellige arbejds punkter.

Regulator design

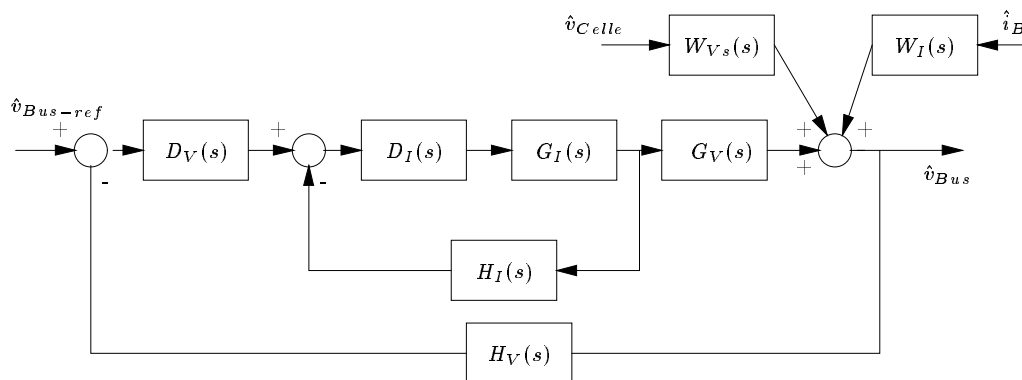
På figur 5.6 ses det at $G(s)$ har en kraftig resonanstop omkring 10^4 rad/s. For at opnå lavere båndbredde, opsplittes overføringsfunktionen i to dele, se figur 5.7: en for $G_V(s)$ og en for $G_I(s)$. Dermed opbygges der først en compensation for strømsløjfen, hvorefter denne tilbagekoblingsløjfe lukkes, så den kan indgå i spændingsløjfen. Det kan formelt skrives som i formel 5.6, hvor T er den samlede lukketsløjfeoverføringsfunktion.

$$T = \frac{\frac{D_I(s)G_I(s)}{1+H_I(s)G_I(s)D_I(s)} \cdot D_V(s)G_V(s)}{1 + \frac{D_I(s)G_I(s)}{1+D_I(s)G_I(s)H_I(s)} \cdot H_V(s)} \quad (5.6)$$

Derefter vælges at strømsløjfen skal afvikles mindst ti gange hurtigere end spændingsløjfen. Herefter skal reguleringerne udformes for hver af de to sløjfer.

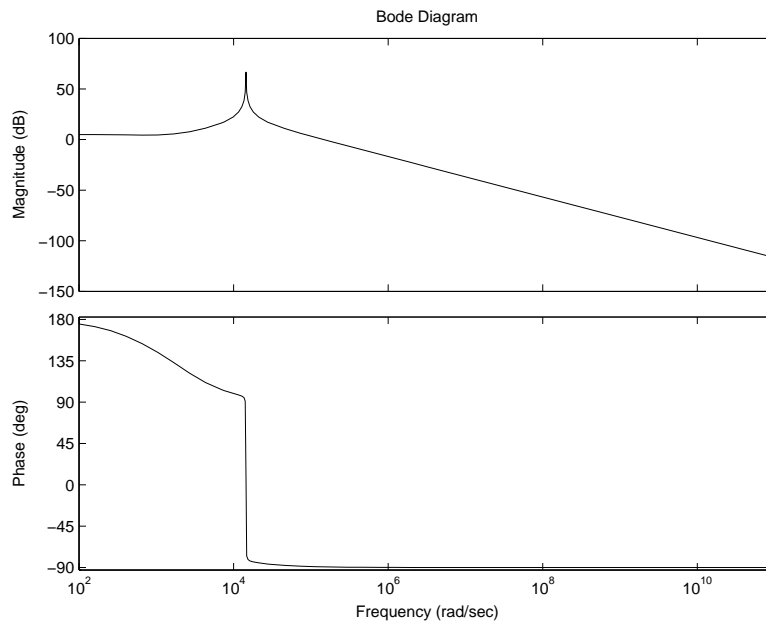


Figur 5.6: Bodeplot for overføringsfunktionen $G(s)$ i arbejds punkt 1.



Figur 5.7: Blokdiagram over solcellekonverteren med både strøm og spændingsløjfe.

Først ses på den indre strømsløjfe, hvis bodeplot er vist i figur 5.8. Som det ses, indeholder den resonanstoppen. Af figur 5.8 ses det at der er 180°

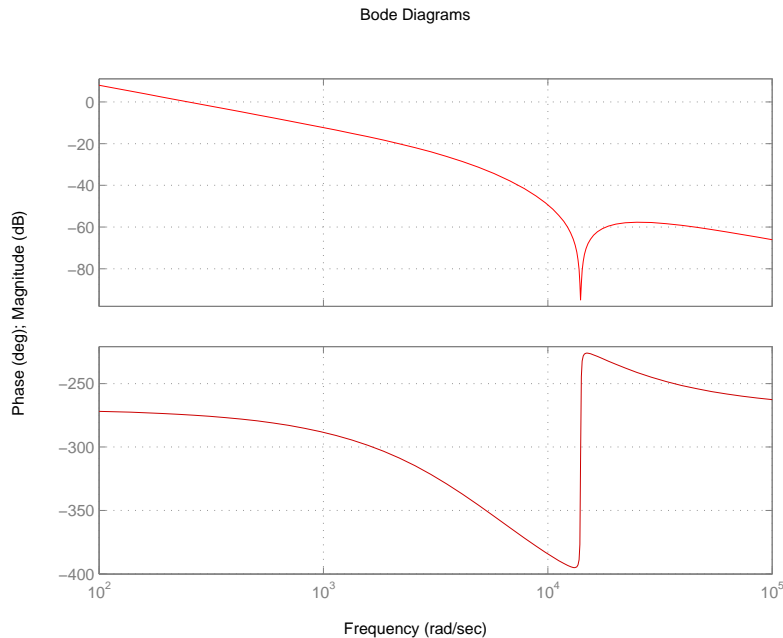


Figur 5.8: Bodeplot for det indre strømloop i arbejds punkt 1.

fasedrejning ved DC, derfor er det nødvendigt at vende fasen, dette gøres ved at gange kompensationen med -1 .

For at fjerne resonanstoppen vælges det at indsætte et sæt kompleks konjugerede nulpunkter i samme frekvens. Da resonanstoppens udformning ændres i de forskellige arbejds punkter, vælges det at placere den som et kompromis imellem de tre arbejds punkter. Dermed kompenserer den ikke fuldt ud i alle arbejds punkter, men nok til at toppen kan dæmpes tilfredsstillende. Eftersom der ikke opnåes en fuldstændig udkompensation af resonanstoppen, indsættes der yderligere to poler inden nulpunkterne, således opnås en krydsning af 0 dB ved en frekvens under den udkompenserede resonanstop. Derefter indsættes et integratorled i kompensationen for at sikre den krævede høje DC-forstærkning, til at fjerne steady state fejl. Slutteligt er der indsat et proportionalled, således at der opnås den ønskede båndbredde og fasmargin. Båndbredden ønskes relativ høj, så der er plads til at spændingssløjfen kan være mindst ti gange langsommere. Dermed kommer kompensationen til at se ud som i formel 5.7. Et bodeplot er vist i figur 5.9.

$$D_I(s) = -250 \cdot \frac{(s - (-42,04 + 14000j))(s - (-42,04 - 14000j))}{s \left(\frac{1}{8000}s + 1\right) \left(\frac{1}{5000}s + 1\right)} \quad (5.7)$$



Figur 5.9: Bodeplot for kompensationen ($D_I(s)$) til strømssløjfen i solcellereguleringen.

For strømssløjfen ser de forskellige karakteristika, for de enkelte arbejds punkter, ud som i tabel 5.3.

Arbejds punkt	1	2	3
Fasemargin [$^{\circ}$]	63,4	55,0	58,6
Forstærkningsmargin [dB]	10,8	10,6	8,5
Båndbredde [Hz]	67,2	82,2	46,9

Tabel 5.3: Tabel over fase, forstærkningsmargin og båndbredde for strømssløjfen.

Dermed ses det at spændingssløjfen skal have en båndbredde på 5 – 8 Hz for at opfylde båndbreddekravet. Det er ønskeligt at øge båndbredden så spændingssløjfen vil kunne køre lidt oftere. Dette er dog ikke muligt, eftersom det ikke er lykkedes at få plomberet de komplekse poler fuldstændigt. Yderligere vil det ikke kunne give den krævede fasemargin, hvorfor denne placering af kompensationen er valgt. Ved den efterfølgende z-transformation i Matlab fremkommer formel 5.8 ved at sample med en frekvens på 826 Hz (ca. 10

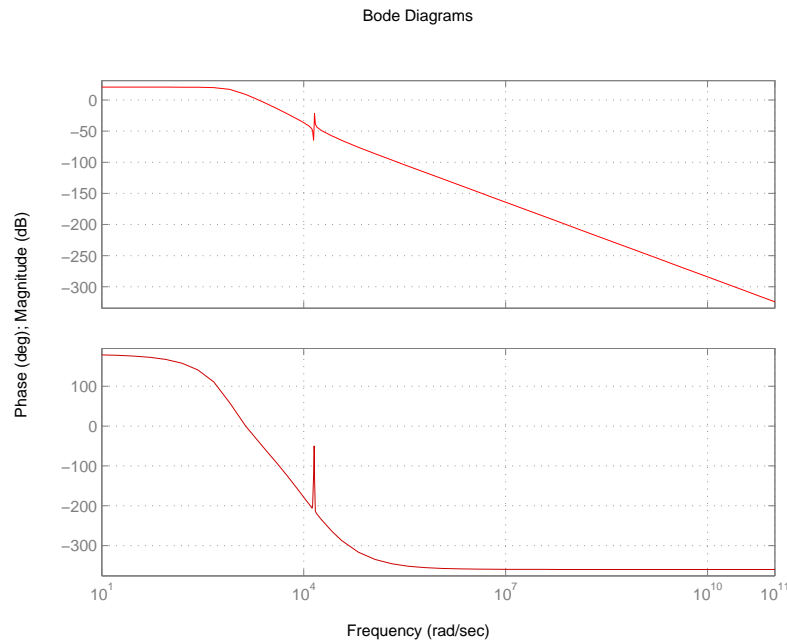
gange båndbredden).

$$D_I(z) = \frac{-0,9559z^3 - 0,2814z^2 - 0,2812z - 0,09545}{z^3 + 0,1606z^2 - 0,8298z - 0,3308} \quad (5.8)$$

Derefter ses på spændingsløjfen, for arbejds punkt 1. Ved at indsætte den indre strømsløjfe, ser åbensløjfeoverføringsfunktionen for spændingsløjfen ud som formel 5.9.

$$L_V = \frac{D_I(s)G_I(s)}{1 + D_I(s)G_I(s)H_I(s)} \cdot D_V(s)G_V(s)H_V(s) \quad (5.9)$$

Bodeplottet for denne funktion i arbejds punkt 1 er vist i figur 5.10.



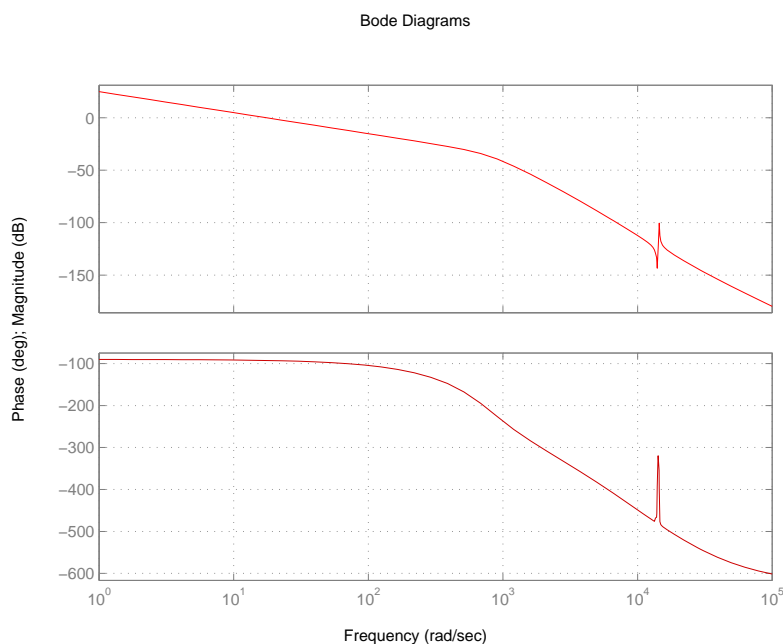
Figur 5.10: Bodeplot for funktionen L_V i arbejds punkt 1.

Eftersom strømsløjfens kompensation har fjernet virkningen af de komplekse poler, er spændingsløjfen mere simpel at regulere. Igen indsættes der et integralled for at hæve DC-forstærkningen, hvorefter der indsættes et proportionalitetsled til at afpasse båndbredden og fasmarginen. Som tidligere beskrevet, skal båndbredden her være ti gange mindre, end for strømsløjfen. Overføringsfunktionen for spændingsløjfe-kompensationen er opstillet i formel 5.10, hvor forstærkningen er fundet som en afvejning imellem båndbredde

og fasemargin.

$$D_V(s) = \frac{1,6}{s} \quad (5.10)$$

Bodeplottet for den kompenserede åbensløjfe spændingsfunktion er vist i figur 5.11.



Figur 5.11: Åbensløjfe overføringsfunktionen for spændingsløjfen i SER i arbejds punkt 1.

Den er stabil og de karakteristiske for spændingsløjfe er vist i tabel 5.4.

Arbejds punkt	1	2	3
Fasemargin [°]	87,8	87,9	88,7
Forstærkningsmargin [dB]	31	34	36
Båndbredde [Hz]	2,7	2,5	1,8

Tabel 5.4: Tabel over de karakteristiske størrelser for åbensløjfefunktionen for de forskellige arbejds punkter.

Af tabellen ses det at det, at compensationen har en båndbredde der er ti gange mindre end for strømsløjfen. Dette er det primære designkrav, hvorfor fasemarginen er større end krævet. Tabellen indeholder ikke oplysninger om

de dynamiske forhold, da det ikke har været muligt at simulere disse med Matlab. Systemet regnes for at være for langsomt udfra følgende betragtning: Det vides at formel 5.11.

$$\zeta\omega_n \geq \frac{4,6}{t_s} \Rightarrow \zeta\omega_n > 230 \quad (5.11)$$

og at ζ ligger imellem 0 og 1 skal ω_n minimum være $230 \frac{\text{rad}}{\text{sek}}$. Derfor anses systemet for at være for langsomt.

Den z-transformerede af denne kompensation, bliver ved sampling med 40 Hz udtrykt i formel 5.12.

$$D_V(z) = \frac{-0,0208z - 0,0208}{z - 1} \quad (5.12)$$

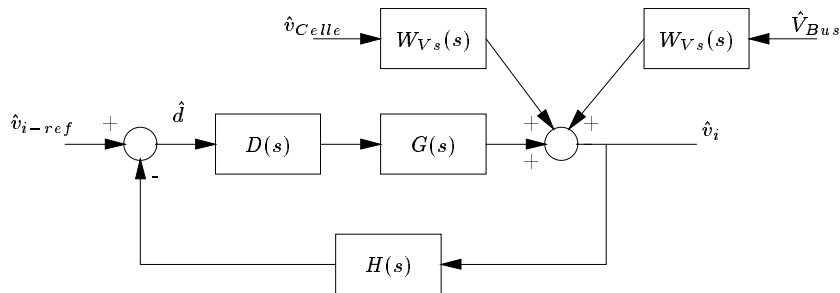
Sammenfatning

Dermed er der opstillet kompensationsoverføringsfunktioner til begge sløjferne, som har tilstrækkelig lav båndbredde til at de kan implementeres i controlleren. Båndbredderne kan øges, men dette er ikke gjort, for at sikre at resonanstoppen ikke er for tæt på 0 dB akse. Selve implementationen af kompensationerne i PIC'en er gennemgået i kapitel 6.

5.1.2 Regulering af MPPT konverter

På baggrund af MPPT algoritmen skal MPPTreguleringen indstille den ønskede udgangsspænding fra solcellerne V_{Cell} (eller indgangsspænding til konverteren) Reguleringen af solcellernes udgangsspænding forstyrres af variationer i DC-busspændingen og solcelletomgangsspændingen. Reguleringen dimensioneres udfra følgende krav:

- Steady state fejl: < 1 mV
- Stabilitetskrav:
 - 45° fasemargin
 - 10 dB amplitudemargin
- Oversving: < 100 mV: Ved spring i V_{i-ref} på 10 mV
- Settlingtime: < 20 ms: Ved spring i V_{i-ref} på 10 mV



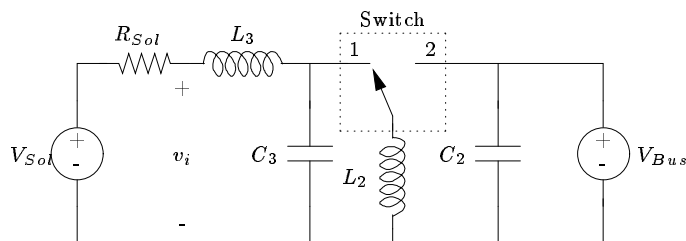
Figur 5.12: Blokdiagram for reguleringen af MPPTreguleringen i buck-boost konverteren.

Som ved busreguleringen, dimensioneres reguleringen på baggrund af en lineariseret model, hvorefter blokdiagrammet på figur 5.12 fremkommer. Indgangsspændingen kan opskrives formelt som formel 5.13.

$$v_i = \frac{D(s)G(s)}{1+D(s)G(s)H(s)}\hat{v}_{i-ref} + \frac{W_{Vs}(s)}{1+D(s)G(s)H(s)}\hat{v}_i + \frac{W_{Vb}(s)}{1+D(s)G(s)H(s)}\hat{v}_{Bus} \quad (5.13)$$

Overføringsfunktion til MPPT regulering

Buck-boost konverteren, ved MPPT regulering, er modelleret på diagram 5.13. Når der køres MPPT, antages det, at batterikonverteren holder busspændingen konstant. Derfor modelleres bussen med en spændingskilde. På indgangssiden er solcelle modellen benyttet 2.1.1.



Figur 5.13: Kredsløb for konverteren, hvor bussen er ækvivaleret med et ideelt spændingsfald.

Ved at bruge SSA fås resultaterne vist i formel 5.14. De samlede matricer kan ses i appendiks B.2.

$$0 = -R_{Sol}I_{L_3} - V_{C_3} + V_{Celle} \quad (5.14)$$

$$\begin{aligned}
0 &= I_{L_3} - DI_{L_2} \\
0 &= DV_{C_3} + D'V_{Bus} \\
v_i &= -R_{Sol}I_{L_3} + V_{Celle}
\end{aligned} \tag{5.15}$$

Første del af AC-modellen giver resultatet i formel 5.16,

$$\begin{aligned}
L_3 \frac{d\hat{i}_{L_3}}{dt} &= -R_{Sol}\hat{i}_{L_3} - \hat{v}_{C_3} + \hat{v}_{Celle} \\
C_3 \frac{d\hat{v}_{C_3}}{dt} &= \hat{i}_{L_3} - D\hat{i}_{L_2} - I_{L_2}\hat{d} \\
L_2 \frac{d\hat{i}_{L_2}}{dt} &= D\hat{v}_{C_3} + D'\hat{v}_o + V_{C_3}\hat{d} - V_{Bus}\hat{d} \\
C_2 \frac{d\hat{v}_{C_2}}{dt} &= 0
\end{aligned} \tag{5.16}$$

mens anden del giver resultatet i formel 5.17.

$$\hat{v}_i = -R_{Sol}\hat{i}_{L_3} + \hat{v}_{Celle} \tag{5.17}$$

Ved derefter at sammensætte formel 5.16 og 5.17 findes overføringsfunktionerne for konverteren. Overføringsfunktionerne er beregnet ved hjælp af Matlab (se CD).

Arbejds punkter

Arbejds punkterne samt DC størrelserne er opstillet i tabel 5.5. I dette til-

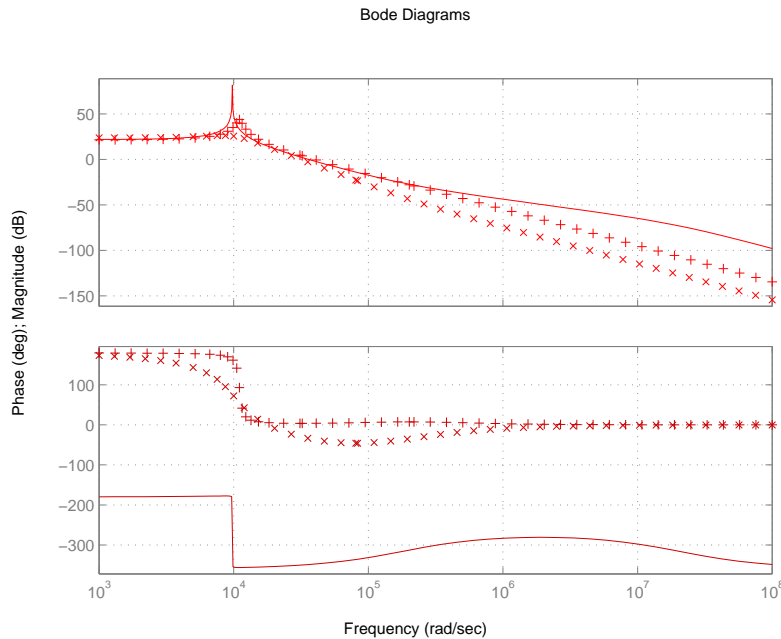
Arbejds punkt	1	2	3
V_{Celle} [V]	3,5	4,16	4,5
R_{Sol} [Ω]	1000	11,9	1,52
D	0,69	0,55	0,53
V_{Bus} [V]	-5	-5	-5
I_{L_2} [A]	0,641	0,779	0,625

Tabel 5.5: Tabel over valg af arbejds punkt (V_i, v_{Bus}, R_{Sol}). På baggrund heraf, og formel 5.14 beregnes D og I_{L_2}

fælde er strømgenerator området dog flyttet frem til et arbejds punkt hvor $V_{Sol} = 3,5$ V, hvilket antages at være den mindste værdi for MPP. Derudover antages, at overgangen fra busregulering, til brug af MPPT, sker i strømgenerator området når solcellerne ikke kan leveres nok effekt til DC-bussen, hvorved MPPT aldrig kommer under 3,5 V.

Opstilling af regulering

Til designet af reguleringen undersøges udtrykkene for $G(s)$, der er afgørende mht. stabilitetskravet og stepresponsenkravet. Forstyrrelser i \hat{v}_{Bus} og \hat{v}_{Cell} ønskes dæmpet så de ikke har nogen indflydelse. Udfra bodeplottet på



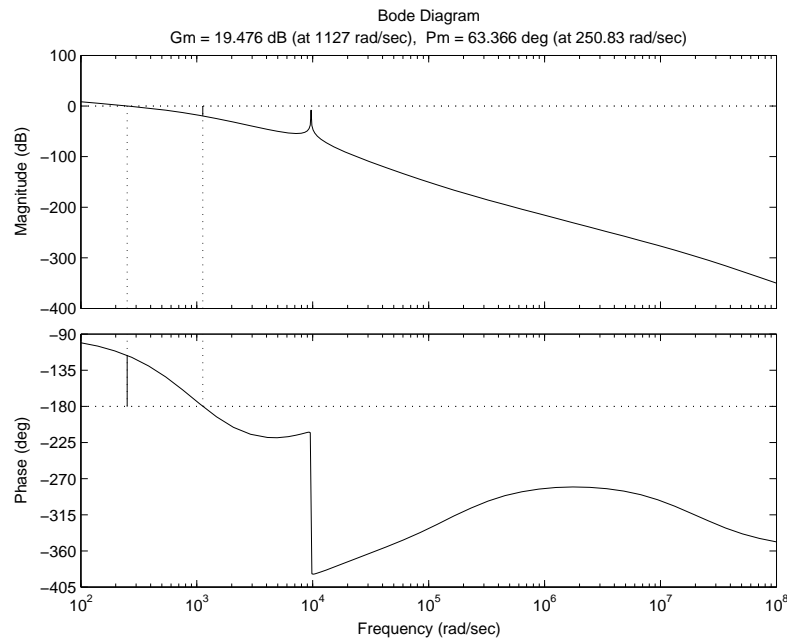
Figur 5.14: Bodeplot over $G(s)$ i de tre områder. Kurven markeret med '-' er for strømgeneratorområdet, kurven med '+' er i MPP og 'x' er for spændingsgeneratorområdet.

figur 5.14 ses at den største resonanstop indfinder sig i strømgenerator området. Derfor dimensioneres reguleringen efter dette tilfælde. Udover de allerede opstillede krav, kræves, at det tilbagekoblede system har en lav båndbredde, så reguleringen kan implementeres på den valgte controller. For at opnå dette, kan det udfra figur 5.14 ses, at dette vil kræve at kurven "tippes" så meget at skæringen med 0 dB akse sker inden resonanstoppet. Dette sker ved at indsætte poler i reguleringen. For at opnå den ønskede fasemargin placeres yderligere nulpunkter ved lave frekvenser. Det giver følgende udseende for reguleringen:

$$D(s) = -2500 \cdot \frac{(s + 10000)(s + 1000)}{(s + 0.01)(s + 1000)(s + 1000)(s + 1000)} \quad (5.18)$$

Den nøjagtige placering af poler og nulpunkter er foretaget ved en iterativ proces, indtil kravene kunne opfyldes. Åbensløjfe overføringsfunktionen

for strømgeneratorområdet, med indtegnede marginer ses på figur 5.15. De



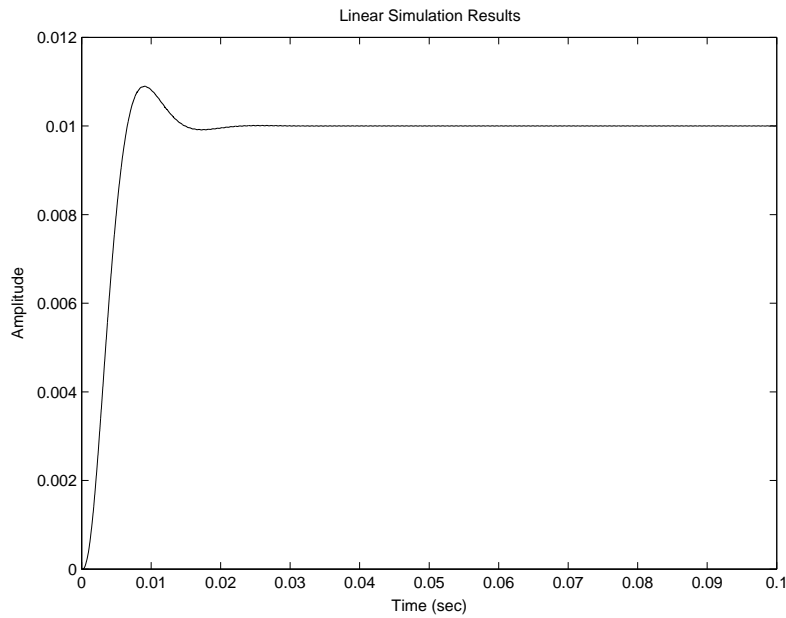
Figur 5.15: Bodeplot af åbensløjfe overføringsfunktionen for MPPT-reguleringen i strømgeneratorområdet.

dynamiske forhold undersøges ved at undersøge hvordan et spring i referencen giver anledning til ændringer på udgangen. Det er i denne forbindelse krævet, at steadystate fejlen er under 1 mV. Springresponsen i strømgeneratorområdet er vist på figur 5.16. De forskellige opnåede karakteristika for systemet er opstillet i tabel 5.6 for alle arbejds punkter. Efterfølgende diskretiseres kompen sationsoverføringsfunktionen i Matlab med samplingsfrekvens 600 Hz. Det resulterer i overføringsfunktionen i formel 5.19.

$$D(z) = \frac{-0,004821z^4 - 0,01299z^3 - 0,01118z^2 - 0,002661z + 0,0003744}{z^4 - 1,2732z^3 + 0,2975z^2 - 0,025552z + 0,0007505} \quad (5.19)$$

Sammenfatning

Reguleringen til solcellekonverteren ved MPPT-regulering er dimensioneret. Som det ses af tabel 5.6 er det lykkedes at opbygge en regulator med båndbredde under 1 kHz i alle arbejds punkter, så den kan implementeres på mikrocontrolleren. Det betyder dog, at systemet har en længere seteling time,



Figur 5.16: Springresponset for MPPTkonverteren i strømgeneratorområdet, med spring i v_{i-ref} på 0,01 V.

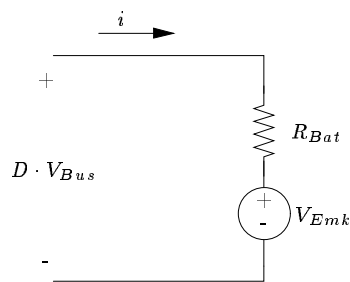
Arbejds punkt	1	2	3
Fasemargin [°]	51,30	60,86	46,16
Forstærkningsmargin [dB]	15,1	18,37	12,1
Båndbredde [Hz]	58,87	43,56	62,4
Oversving [mV]	0,8	0,9	1,2
Steadystatefejl	0	0	0
Setelinge time [ms]	20	25	25

Tabel 5.6: Tabel over de forskellige karakteristika for det tilbagekoblede system, for MPPT regulering.

men som det fremgår, så er dette krav næsten overholdt. Forstærkningen er valgt hovedsageligt for at tilgodese kravet om fasemargin, da det anses for vigtigt at sikre systemets stabilitet.

5.2 Regulering af batteri op/aflader

En digital implementation af batteri op/aflade reguleringen giver et praktisk problem.



Figur 5.17: Diagram der viser opladningen af batteriet.

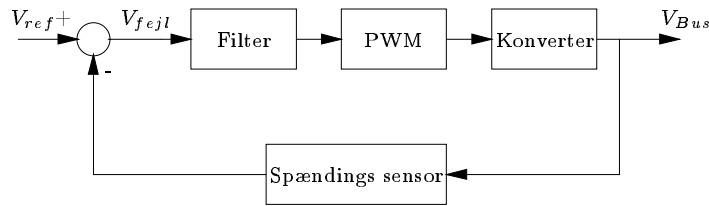
Figur 5.17 viser princippet for buck-konverteren når den lader på batteriet. Den omsatte effekt der overføres fra bussen til batteriet er givet ved:

$$i \cdot DV_{Bus} = \frac{DV_{Bus} - V_{Emk}}{R_{Bat}} \cdot DV_{Bus} \quad (5.20)$$

Den ønskede busspænding er $V_{Bus} = 5$ V, batterimodstanden for 4 batterier i parallel er $R_{Bat} = 0,01 \Omega$ og den nominelle batteri tomgangsspænding for et opladet batteri er $V_{Bat} = 4,2$ V [DAN]. Ingen effektoverførsel: $P = 0$ W, svarer ud fra ligning 5.20 til $D = 0,84$. Den valgte mikrocontroller har, når den skal generere et PWM-signal med den ønskede frekvens, en opløsning på D på 8 bit, hvilket svarer til spring i D på $\frac{1}{256} = 0,004$. Hvis det ønskes at lade på batteriet, skal D skrues op. Med $D = 0,844$ fås effektoverførslen til $P = 8,4$ W. Denne uheldige effekt skyldes batteriets lave udgangsmodstand. Udregning betyder, at når der skal lades på batteriet, vil reguleringen skifte mellem $D = 0,844$ og $D = 0,84$. Skiftet mellem at lade med 0 W og 8,4 W resulterer i yderligere rippel på bussen.

Det samme problem fremkommer i afladningssituationen.

Som løsning på dette problem vælges at opbygge op/afladnings reguleringen analog. Princippet for analog regulering af konverterne ses på figur 5.18[?]. Fejlen mellem den målte udgangsspænding V_{Bus} og den ønskede spænding



Figur 5.18: Princip diagram over analog regulering af konverter.

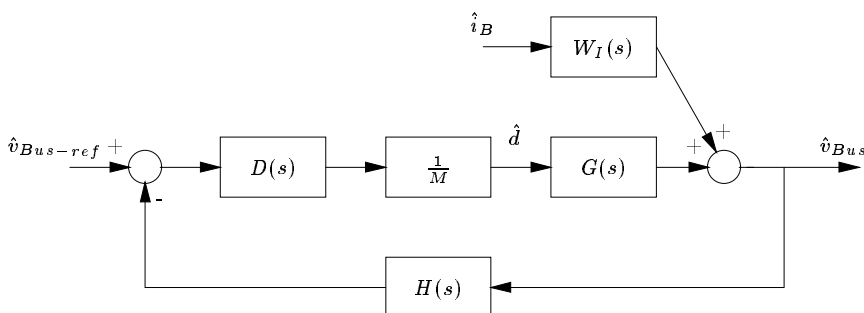
V_{fejl} fås vha. en differensforstærker. Det analoge filter udgør kompensatio- nen. Det pulsmodulerede signal genereres ved, at sammenligne en trekant- spænding med udgangsspændingen af filteret, hvorefter der kan genereres et PWM-signal med en dutycycle mellem 0 og 1. Sammenhængen mellem filte- rets udgangsspænding $V_{Forskæl}$ og dutycyclen D er givet ved ligning 5.21, så længe filterspændingen er under trekantsspændingens peak V_M .

$$D = v_{Forskæl} \cdot \frac{1}{V_M} \quad (5.21)$$

En dybere gennemgang af den analoge regulering findes i kapitel 6.

5.3 Regulering af afladningskonverter

Reguleringen af boostkonverteren foregår efter blokdiagram på figur 5.19. Busspændingen antages at afhænge af variationer i belastningsstrømmen (\hat{i}_B), men ikke af variationer i batterispændingen (\hat{v}_{Emk}). Det antages, at ændringer i batterispændingen foregår ved så lave frekvenser, at dette istedet er en ændring af arbejds punktet. Efter tilbagelkoblingen fås udgangsspændingen



Figur 5.19: Blokdiagram over boostkonverteren med regulering.

som ligning 5.22.

$$\hat{v}_{Bus} = \frac{D(s)G(s)\frac{1}{M}}{1 + D(s)G(s)H(s)\frac{1}{M}} \cdot \hat{v}_{Bus-ref} + \frac{W_I(s)}{1 + D(s)G(s)H(s)\frac{1}{M}} \cdot \hat{i}_B \quad (5.22)$$

Reguleringem skal overholde følgende krav jvf. kravsspecifikationen:

- Steady state fejl: < 1 mV
- Stabilitetskrav:
 - 45° fasemargin
 - 10 dB amplitudemargin
- Oversving: < 100 mV ved Spring i $P_{Bus} : 1,1 \text{ W} \rightarrow 7,5 \text{ W}$
- Setlingtime: < 20 ms ved Spring i $P_{Bus} : 1,1 \text{ W} \rightarrow 7,5 \text{ W}$
- Udgangsimpedans: < 80 m Ω

Overføringsfunktionerne $G(s)$ og $W_I(s)$ ændres når konverteren overgår fra CCM til DCM. Dimensioneringen af reguleringen foregår ved at der først udledes overføringsfunktioner for CCM, hvilket antages at være konverterens primære operationsområde. Herefter dimensioneres reguleringen efter CCM overføringsfunktionerne. Til sidst kontrolleres, at systemet også er stabilt i DCM.

5.3.1 Overføringsfunktion for Boost konverter i CCM

Diagrammet for boostkonverteren kan ses på figur 5.20. Bateriaet modelldannes med en spændingskilde og den interne modstand i batteriet. DC-belastningen modelleres ved en modstand R . DC-input fra solcellekonverteren modeleres ved en strømkilde i_B , der også benyttes til at inddrage forstyrrelser i belastningen. Dynamikken fra solcellekonverteren antages ikke at have indflydelse på afladekonverterens dynamik.

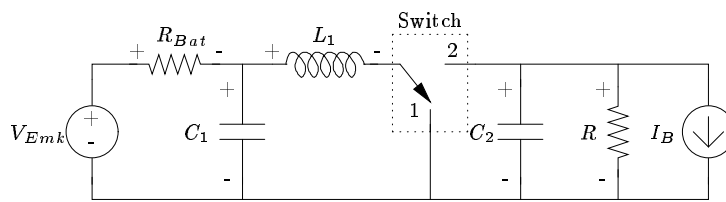
På baggrund af figuren kan der opstilles følgende vektorer:

Med State-Space-Avaraging fås for DC-tilfældet (se appendiks B.2):

$$I_{L_1} = \frac{I_B D' R + V_{Emk}}{R_{Bat} + D'^2 R} \quad (5.23)$$

$$V_{C_2} = \frac{D' V_{Emk} R - I_B R_{Bat} R}{R_{Bat} + D'^2 R} \quad (5.24)$$

$$V_{C_1} = D' V_{C_2} \quad (5.25)$$



Figur 5.20: Kredslobdiagram for afladningskonverteren med påsat strømgenerator og busmodstand.

Ligningerne for AC-tilfældet ses af ligningerne 5.27.

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}}{dt} &= -D'\hat{v}_{C_2} + \hat{v}_{C_1} + V_{C_2}\hat{d} & (5.26) \\
 C_2 \frac{d\hat{v}_{C_2}}{dt} &= D'\hat{i}_{L_1} - \frac{\hat{v}_{C_2}}{R} - \hat{i}_B - I_{L_1}\hat{d} \\
 C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}}{dt} &= -\hat{i}_{L_1} + \frac{\hat{v}_{Emk}}{R_{Bat}} - \frac{V_{C_1}}{R_{Bat}}
 \end{aligned}$$

Derefter er der ved hjælp af Matlab udregnet overføringsfunktioner for boostkonverteren.

5.3.2 Dimensionering af boostregulering

Dimensioneringen af reguleringen begynder med valg af arbejds punkter, der skal dække hele arbejdsområdet i CCM. Herefter tager dimensioneringen udgangspunkt i et af arbejds punkterne, hvor der vha. bodeplot grafisk designes en regulering. Den endelige dimensionering afprøves på alle arbejds punkter.

Arbejds punkter

Reguleringen af afladekonverteren undersøges i fire arbejds punkter 5.7. Punkterne er for mindst effektoverførsel og maksimal effektoverførsel, kombineret med mindst og størst batterispænding. Samtidig skal det sikres, at arbejds punkterne ikke er i DCM. Den mindste middelstrøm i spolen i CCM er givet ved ligning 5.27, hvor T_s er switchperioden:

$$I_{CCM/DCM} = \frac{T_s V_O}{2L} D(1 - D) \quad (5.27)$$

Den minimale belastning på 1 W svarer til $R = 25 \Omega$.

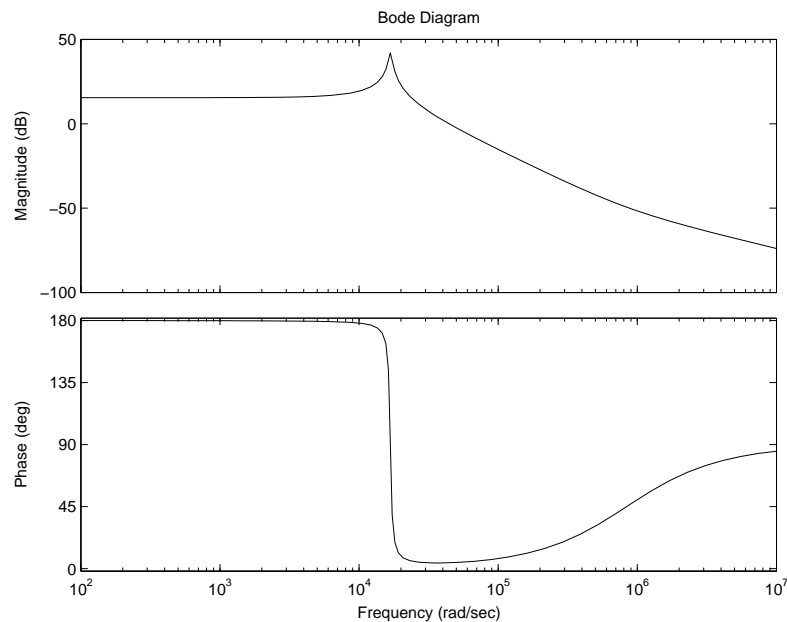
Den største effektoverførsel fås, når der trækkes mest effekt i belastningen og solcellerne ikke leverer effekt: $P = 7,5 \text{ W}$ svarende til $R = 3,33 \Omega$.

Arbejdspunkt	1	2	3	4
P_{Bus} [W]	1,0	7,5	1,0	7,5
R [Ω]	25	3,3	25	3,3
P_{Sol} [W]	0,0	0,0	0,0	0,0
V_{Emk} [V]	4,2	4,2	3,7	3,7
V_{C_2} [V]	5,0	5,0	5,0	5,0
D'	0,839	0,836	0,739	0,735
i_L [A]	0,2	1,8	0,28	2,04

Tabel 5.7: Tabel over valgte arbejds punkter ($P_{bus}, P_{Sol}, V_{C_2}, V_{Emk}$) for boost regulering. De øvrige værdier er udregnet ud fra 5.25, 5.24 og 5.27.

Dimensionering

Det viser sig at være arbejds punkt 1, der er det mest kritiske. Ved at indsætte DC værdierne og komponentværdierne fundet i dimensionerings afsnittet i $G(s)$ og $W_I(s)$ og derefter tegne bodeplot, findes grafer til reguleringsdimensioneringen.



Figur 5.21: Bodeplot over $G(s)$ i det valgte arbejds punkt for boostkonverteren.

Af figur 5.21 ses, at der er 180° fasedrejning ved DC, derfor er det nødvendigt at vende fasen. Her gøres det ved at multiplicere sensoren med -1 .

For at opnå lille steadystate fejl og en hurtig respons med lille oversving vælges at bruge en PID-regulator. PID regulatoren har standardformlen i formel 5.28

$$\frac{K}{s}(s + N_1)(s + N_2) \quad (5.28)$$

I ligning 5.28 er N_1 og N_2 hhv. det lave og høje nulpunkt. For at reguleringen ikke skal påvirkes af switch-harmoniske og ripple på bussen, skal konverterens tilbagekoblede båndbredde være en xfaktor 10 mindre end switchfrekvensen [Eri]. Switchfrekvensen for buck og boost konverterene er 75 kHz, hvilket svarer til at båndbredden skal være mindre end 7,5 kHz. Af figur 5.21 ses, at for at opnå 45° fasmargin skal fasen løftes i området omkring crossover, hvilket svarer til området omkring $2 \cdot 10^4$ rad/s, hvilket betyder at det sidste nulpunkt N_2 skal ligge i dette område. Det første nulpunkt N_1 skal ligge så langt nede i frekvens som muligt for at holde forstærkningen i pasbåndet højt, således at udgangsimpedansen dæmpes over hele området. Selve dimensioneringen af de tre værdier sker iterativt, ved grafisk at finde den bedste løsning. Herved er følgende værdier fundet:

- $K = 202 \cdot 10^3$
- $N_1 = 1500$
- $N_2 = 18000$

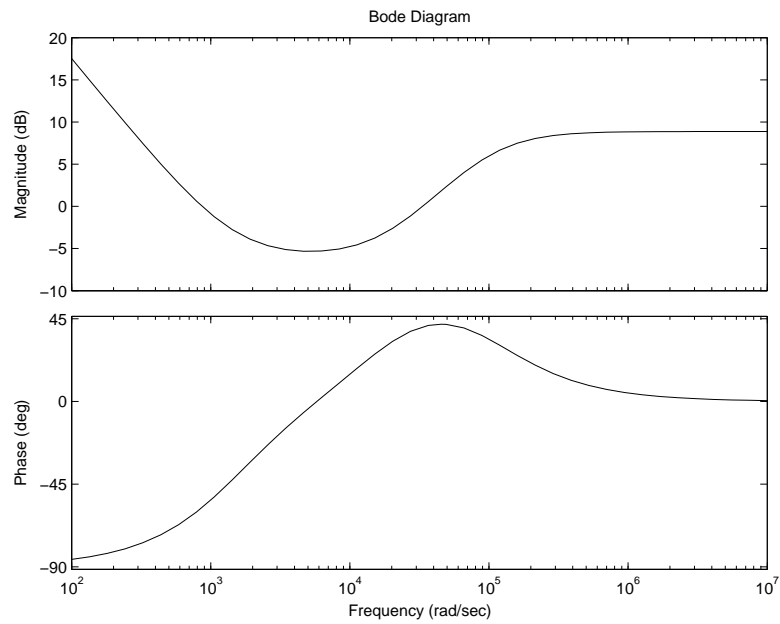
Fordi kompensationen skal opbygges med et analogt filter vha. operationsforstærkere vælges, at indlægge en ekstra pol for at ripplespændingen og andre switchharmoniske ikke skal forstærkes således at operationsforstærkeren går i mætning. Polen placeres i $100 \cdot 10^3$ rad/s hvor den ikke har indvirkning på den øvrige kompensation. Dimensionering resulterer i følgende overføringsfunktion for det analoge filter:

$$D(s) = \frac{2,8s^2 + 5,4 \cdot 10^4 s + 7,5 \cdot 10^7}{s^2 + 100000s} \quad (5.29)$$

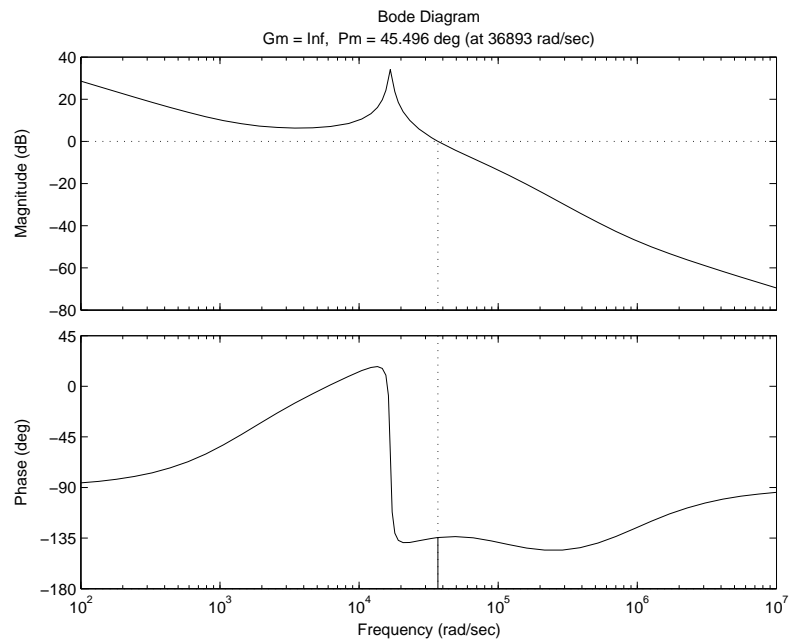
Bodeplottet for kompensationen ses på figur 5.22. Af figuren ses, at høje frekvenser forstærkes ca. 10 dB, med en ripplespænding på 50 mV er det sikret at operationsforstærkeren ikke går i mætning, da den kan gå op til 3,8 V.

Stabiliteten fremgår af bodeplot af åbensløjfen ligning 5.30 som ses på figur 5.23.

$$L(s) = D(s)H(s)G(s)\frac{1}{M} \quad (5.30)$$



Figur 5.22: Bodeplot over kompensationen til boostkonverteren. Det ses at forstærkningen knækker af ved høje frekvenser til ca. 10 dB.

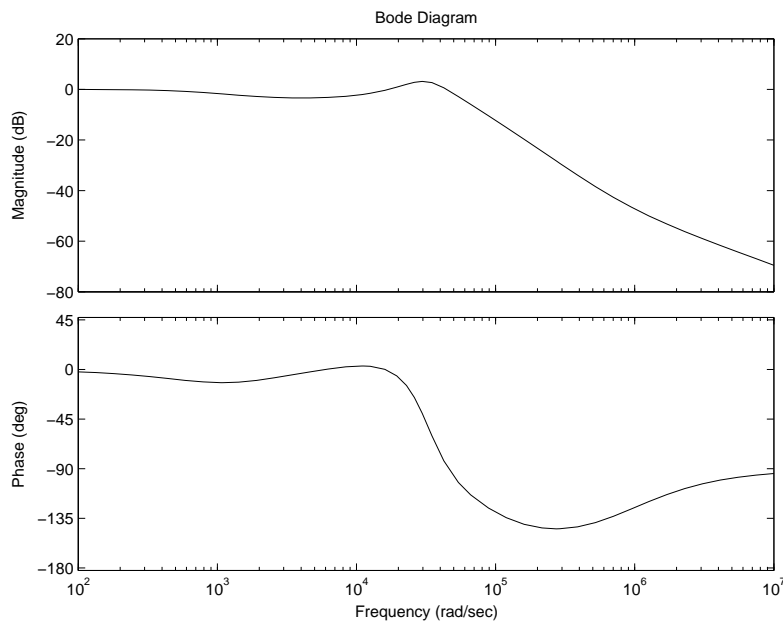


Figur 5.23: Bodeplot over åbensløjfen for boostkonverteren, hvoraf det ses at systemet er stabilt med margin der opfylder kravet om 45° fasemargin.

Båndbredden ses af figur 5.24, der er et bodeplot over lukketsløjfeforstærkninger, der ses i ligning 5.31.

$$\frac{\hat{v}_{Bus}(s)}{\hat{v}_{Ref}(s)} = \frac{D(s)G(s)\frac{1}{M}}{1 + D(s)G(s)\frac{1}{M}} \quad (5.31)$$

Det ses at båndbredden er ca. 6,4 kHz, hvilket opfylder kravet; $< \frac{f_s}{10}$.



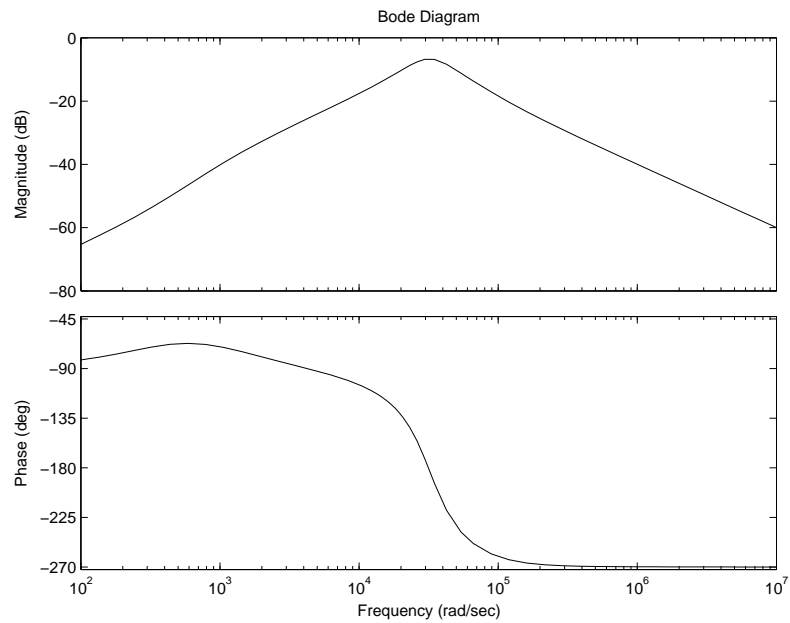
Figur 5.24: Bodeplot over lukkesløjfeforstærkningen for boostkonverteren, der viser at båndbredden er omkring 6,4 kHz, hvilket stemmer overens med det ønskede.

Udgangsimpedansen findes som ligning 5.32.

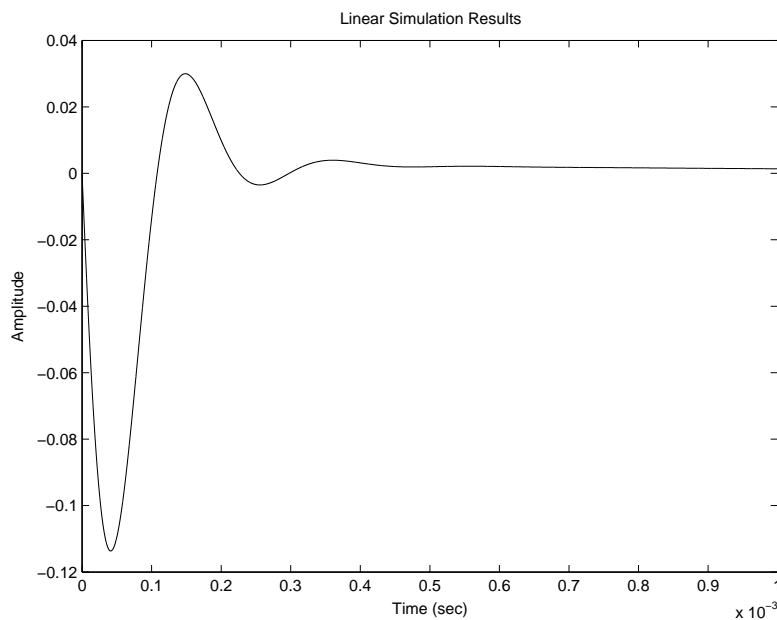
$$Z_{out} = \frac{v_{Bus}(s)}{i_B(s)} = \frac{W_I(s)}{1 + D(s)G(s)\frac{1}{M}} \quad (5.32)$$

Bodeplot over udgangsimpedansen er vist på figur 5.25. Af denne figur ses, at kravet om en udgangsimpedans under 80 mΩ er opfyldt op til ca. 1,5 kHz. Grunden til at kravet ikke er opfyldt over denne frekvens er, at båndbredden skal være mindre end $\frac{f_s}{10}$.

Figur 5.26 viser springresponsen for udgangsspændingen for et spring i udgangsstrømmen \hat{i}_B på 1,5 A svarende til at gå fra 1 W til 7,5 W. Det ses af



Figur 5.25: Bodeplot over udgangsimpedansen for boostkonverteren. Det ses at udgangsimpedansen er under $80 \text{ m}\Omega \sim 22 \text{ dB}$ i hele området undtagen $1,5 \text{ kHz} < f < 12 \text{ kHz}$.



Figur 5.26: Springrespons for \hat{v}_{Bus} ved spring på $\hat{i}_B = 2,5 \text{ A}$ for boostkonverteren.

figuren, at setling time ca. er 0,4 ms, hvilket lever godt op til kravet. Oversvinget på 350 mV lever ikke op til kravet, men da det er så kortvarigt er det acceptabelt.

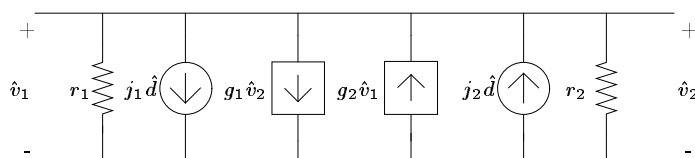
Bodediagrammer for de andre arbejds punkter findes på CD'en, resultaterne er vist i tabel 5.8.

Arbejds punkt	1	2	3	4
Fasemargin [°]	45,2	70	48	74
Båndbredde [kHz]	6,3	8	6,3	9,5
Settelingtime [ms]	0,45	0,4	0,5	0,4
Oversving [mV]	345	270	360	285

Tabel 5.8: Tabel over resultater for alle arbejds punkter, til vurdering af regulering af boost konverter.

5.3.3 Overføringsfunktion DCM

For at undersøge om systemet også er stabilt i DCM skal $G(s)_{DCM}$ findes. Til at finde overføringsfunktionen anvendes "averaged switch modellering" ASM metoden [Eri]. Denne metode modellerer switchnetværket bestående af diode og transistor ved diagram 5.27. Modellen er som State-Space Averaging en linieriseret model, der undersøger variationer omkring et arbejds punkt.



Figur 5.27: Model af switchen i DCM, ved averaged switch metoden.

Indsættes ASM i boostkonverterdiagrammet fås diagrammet på figur 5.28.

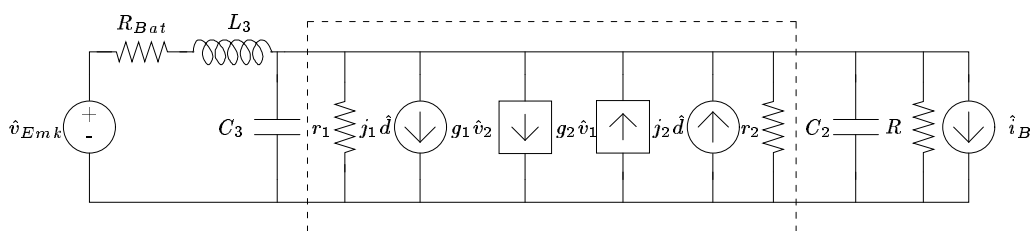
For at finde $G(s)_{DCM}$, sættes $\hat{v}_{Emk} = 0$ og $\hat{i}_B = 0$, hvorefter diagrammet på figur 5.29 fremkommer.

Overføringsfunktion kan nu findes ved ligning 5.33.

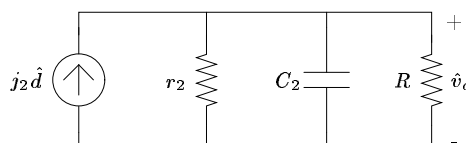
$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = j_2 \cdot \left(\frac{1}{sC_2} \parallel r_2 \parallel R \right) = \frac{j_2}{s + \left(\frac{r_2 + R}{C_2 r_2 R} \right)} \quad (5.33)$$

De to parametre beregnes som i ligning 5.34 og ligning 5.35 [Eri].

$$r_2 = (M - 1)R_e \quad (5.34)$$



Figur 5.28: Diagram over boost-konverter med ASM model.



Figur 5.29: DCM model over boost konverter.

$$j_2 = \frac{2V_1}{D(M-1)R_e} \quad (5.35)$$

I ligningerne 5.34 og 5.35 er D og V_1 , henholdsvis dyticyklen og batterispændingen i arbejds punktet. R_e er givet ved ligning 5.36, hvor M er omsætningsforholdet $\frac{V_2}{V_1}$ i arbejds punktet, givet ved ligning 5.37.

$$R_e = \frac{2L_1}{D^2 T_s} \quad (5.36)$$

$$M = \frac{1 + \sqrt{1 + 4R/R_e}}{2} \quad (5.37)$$

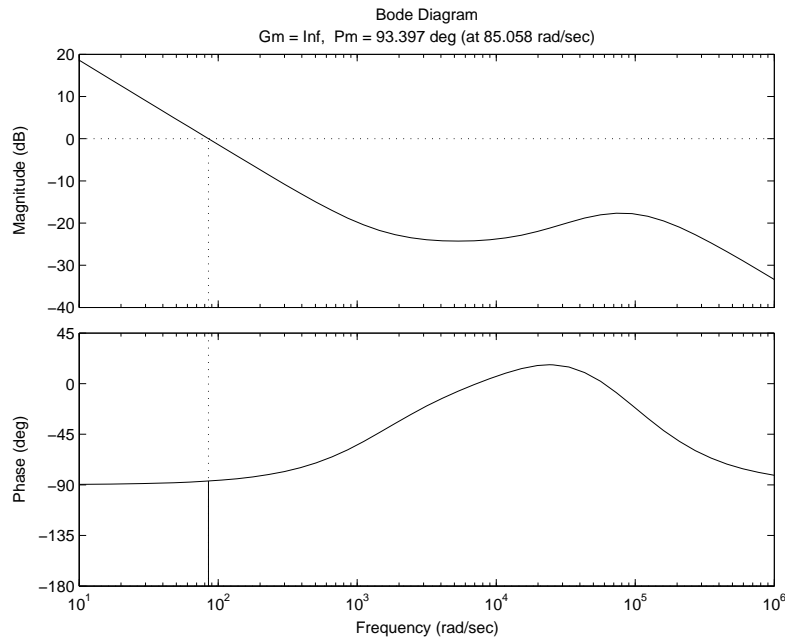
For at vælge et arbejds punkt (I_{L_1} , V_{bat} , D , R) i DCM bruges den samlede tabsmodel fra kapitel 4. Der vælges et arbejds punkt, hvor konverteren belastes med 0,75 W. Arbejds punktet og de heraf afledte parametre ses i tabel 5.9.

I_L [A]	V_{Bat} [V]	D	R [Ω]	M	R_e [Ω]	r_2 [Ω]	j_2 [A]
0,203	3,698	0,231	33	1,35	70	8,58	1,31

Tabel 5.9: Tabel der viser DC-værdier i et arbejds punkt fundet ud fra boost-tabsmodellen i kap. 4. Parametre afledt af DC-arbejds punktet er også medtaget.

Herefter findes overføringsfunktionen $G(s)_{DCM}$ og åbensløjfeoverføringsfunktionen med compensationen afbildedes i et bodeplot se figur 5.30 Af grafen

ses at systemet er stabilt med fasemargin 90° .



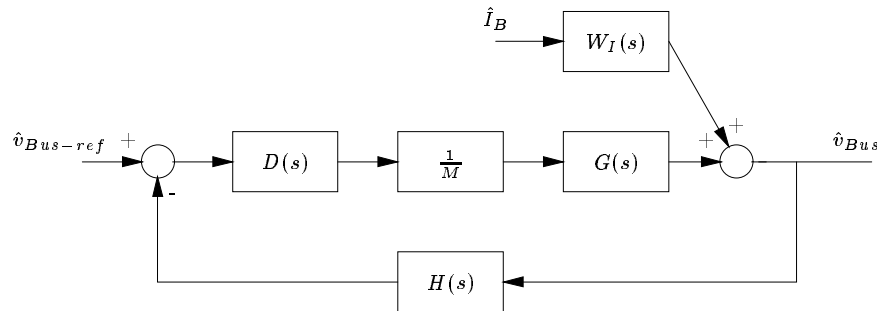
Figur 5.30: Bodeplot over åbensløjfeforstærkningen i DCM for boostkonverter.

Sammenfatning

I henhold til kravene opfylder boostreguleringen kravene om fasemargin både i CCM og DCM. Generelt er systemet hurtigere end kravene (faktor 50), men har derimod mere oversving end krævet (faktor 3), men da det er så kortvarigt kan det accepteres. Udgangsimpedansen er ikke under den ønskede tærskel over hele frekvensområdet, hvilket skyldes at båndbredden er tilpasset f_s .

5.4 Regulering af opladekonverter

Reguleringen af opladekonverteren foregår efter blokdiagrammet på figur 5.31. Busspændingen skal reguleres ud fra en referencespænding; den forstyrres af variationer i belastningsstrømmen. Som ved boostkonverteren ses bort fra variationer i batterispændingen. I denne model er den analoge PWM-generator modeleret ved en faktor $\frac{1}{M}$ hvor M er spændingsniveauet ved fuld duty cycle.



Figur 5.31: Blokdiagram over reguleringen af opladekonverteren.

Det giver en samlet overføringsfunktion for buckkonverteren som vist i formel 5.38.

$$\hat{v}_o = \frac{D(s)G(s)\frac{1}{M}}{1 + D(s)G(s)H(s)\frac{1}{M}} \cdot \hat{v}_{Bus-ref} + \frac{W_I(s)}{1 + D(s)G(s)H(s)\frac{1}{M}} \cdot \hat{i}_B \quad (5.38)$$

Som beskrevet i indledningen til reguleringsafsnittet, er det valgt at opbygge denne regulering med et analogt kredsløb. Reguleringen skal opfylde kravene fra kravspecifikationen.

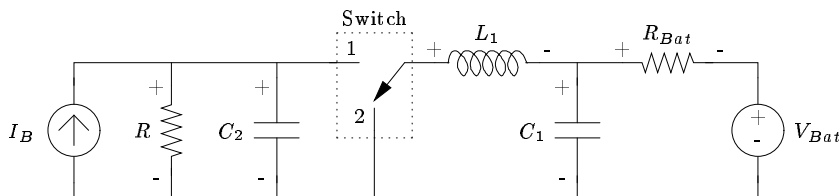
BOR regulering

- Steady state fejl: < 1 mV
- Stabilitetskrav:
 - 45° fasmargin
 - 10 dB amplitudemargin
- Oversving: < 100 mV ved Spring i P_{Bat} : 1,1 W → 2,5 W
- Setlingtime: < 20 ms ved Spring i P_{Bat} : 1,1 W → 2,5 W
- Udgangsimpedans: < 350 mΩ

5.4.1 Overføringsfunktioner for oplade konverter

Modellen af buckkonverteren ses på figur 5.32. Belastningen på bussen er ækvivaleret ved en modstand, mens i_B repræsenterer strømmen der trækkes

på bussen. Batteriet er igen modeleret ved en spændingskilde og en modstand. Dermed kan kredsløbsdiagrammet i figur 5.32 opstilles. Dynamikken fra solcellekonverteren antages ikke at have indflydelse på afladekonverterens dynamik.



Figur 5.32: Ækvivalent kredsløbsdiagram for opladningskonverteren.

Efter State-Space-Averaging metoden fremkommer DC-ligningerne 5.39.

$$\begin{aligned} I_{L_1} &= \frac{I_B D R - V_{Bat}}{D^2 R + R_{Bat}} & (5.39) \\ V_{C_2} &= \frac{(D V_{Bat} + i_B R_{Bat}) R}{D^2 R + R_{Bat}} \\ V_{C_1} &= D V_{C_2} \end{aligned}$$

Tilsvarende kan der opskrives et udtryk for småsignalmodellen i henhold til anden del af formel B.5, hvilket giver udtrykket i formel 5.40

$$\begin{aligned} L_1 \frac{d\hat{i}_{L_1}}{dt} &= D\hat{v}_{C_2} - \hat{v}_{C_1} + V_{C_2} \hat{d} & (5.40) \\ C_2 \frac{d\hat{v}_{C_2}}{dt} &= -D\hat{i}_{L_1} - \frac{\hat{v}_{C_2}}{R} + \hat{i}_B - I_{L_1} \hat{d} \\ C_1 \frac{d\hat{v}_{C_1}}{dt} &= \hat{i}_{L_1} - \frac{\hat{v}_{C_1}}{R} + \frac{\hat{v}_{Bat}}{R_{Bat}} \end{aligned}$$

Af de tre differentiallyigninger kan de to overføringsfunktioner $G(s)$ og $W_I(s)$ findes. Til at løse ligningerne benyttes Matlab (koden findes på CD'en), hvorved der ved indsættelse af komponentværdierne fra dimensioneringen, kan dimensioneres en regulering.

Arbejds punkter

For at eftervise at reguleringen fungerer, vælges der to arbejds punktspar fra forskellige tidspunkter i opladningsprocessen. Punktparrene vælges således,

at hvert par indeholder et tilfælde, hvor batteriet er afladet (3,7 V) og et hvor batteriet er næsten opladet (4,15 V).

For at beregne arbejds punkterne antages først at solcellerne leverer deres maksimale effekt, dvs $I_B = 0,7$ A. Derefter vælges hvor meget effekt der overføres, hvorefter modstanden R beregnes. Grænsen til DCM ligger ved ca. $I_{DCM/CCM} = 200$ mA, hvorfor den mindste overførte effekt i CCM er fastsat ved ligning 5.41

$$P = V_{Emk} \cdot I_{DCM/CCM} \quad (5.41)$$

Derefter beregnes arbejds punkterne ved at benytte udtrykkene i formel 5.39, hvor D først bestemmes, hvorefter de øvrige størrelser kan bestemmes. Arbejds punkterne ses i tabel 5.10.

Arbejds punkt	1	2	3	4
V_{Emk} [V]	3,7	4,15	3,7	4,15
I_B [A]	-0,7	-0,7	-0,7	-0,7
R [Ω]	16,67	16,67	9,434	9,434
V_{C_1} [V]	5,0	5,0	5,0	5,0
V_{C_2} [V]	3,705	4,155	3,702	4,152
D	0,7412	0,831	0,7405	0,8304
i_L [A]	0,5398	0,2295	0,2295	0,2047
Overført effekt [W]	2,0	2,0	0,85	0,85

Tabel 5.10: Tabel over arbejds punkter for opladekonverteren i CCM.

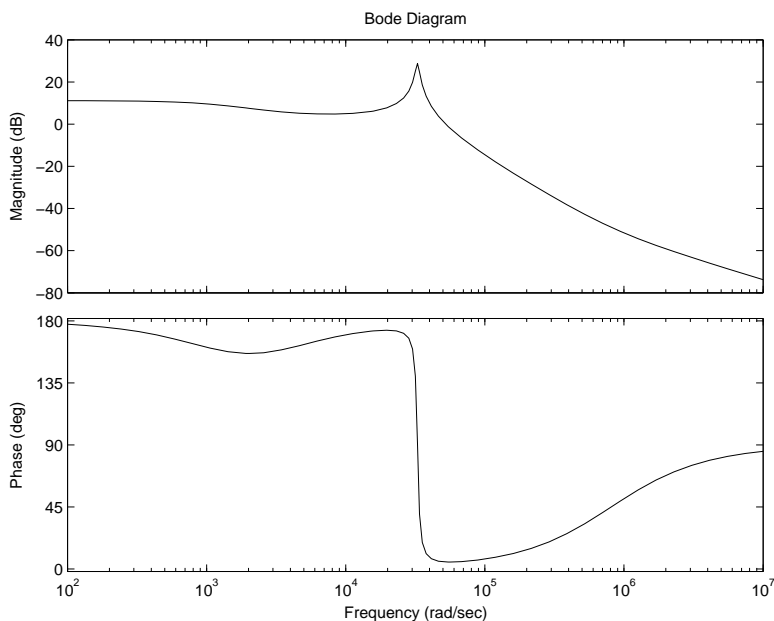
Overføringsfunktionerne for opladekonverteren opstilles vha. Matlab (se Cd), hvorefter det er muligt at dimensionere kompensationskredsløbet.

Opstilling af kompensationskredsløb for opladekonverteren

Som udgangspunkt for opbygningen af kompensationskredsløbet ønskes høj DC-forstærkning, hvorved steady-state fejl mindskes. Yderligere kræves en båndbrede som er en faktor 10 under switckfrekvensen som beskrevet i boostreguleringen.

Til udarbejdelsen af kompensationen ses der i denne sammenhæng på overføringsfunktionen for $G(s)$ i arbejds punkt 4, figur 5.33. Dette sker fordi en kompensation opstillet for dette punkt, viser sig at være mest kritiske mht. stabilitet.

Som det ses af figuren har systemet en fase på 180° ved DC. For at fjerne denne multipliceres med en faktor -1 i sensoren.



Figur 5.33: Bodeplot for $G(s)$ i arbejds punkt 4.

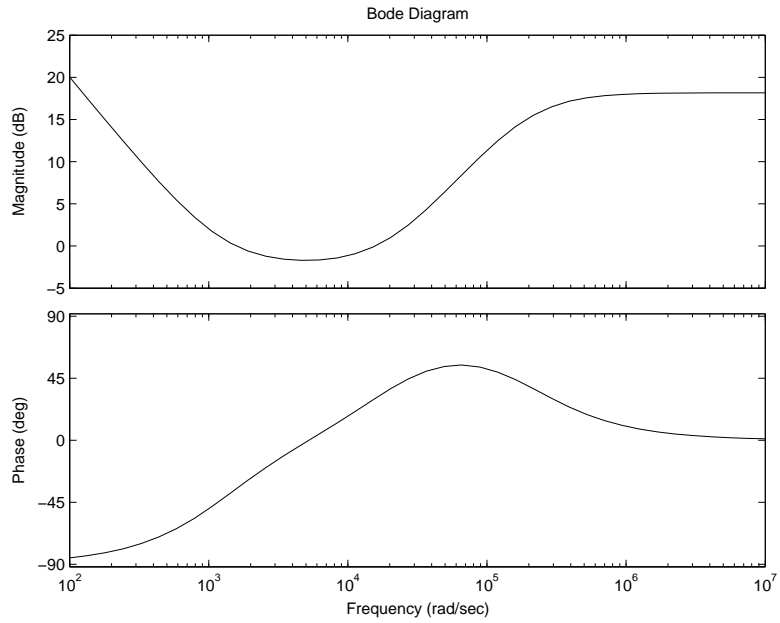
For at opnå den høje DC-forstærkning, samtidigt med at båndbreddekravet overholdes, indsættes en PID kompensation. Den indeholder både et proportional, et integral og et differentialled, se formel 5.28. For at kunne leve op til båndbreddekravet indsættes derfor en ekstra pol lige efter resonanstoppen. Den præcise placering af de forskellige poler og nulpunkter er fundet ved en iterativ proces, hvor det er tilsigtet at opfylde alle kravene. Kompensationens endelige udseende ses af ligning 5.42 og er vist i figur 5.34.

$$D(s) = \frac{8,097s^2 + 1,644 \cdot 10^5 s + 2 \cdot 10^8}{s^2 + 200000s} \quad (5.42)$$

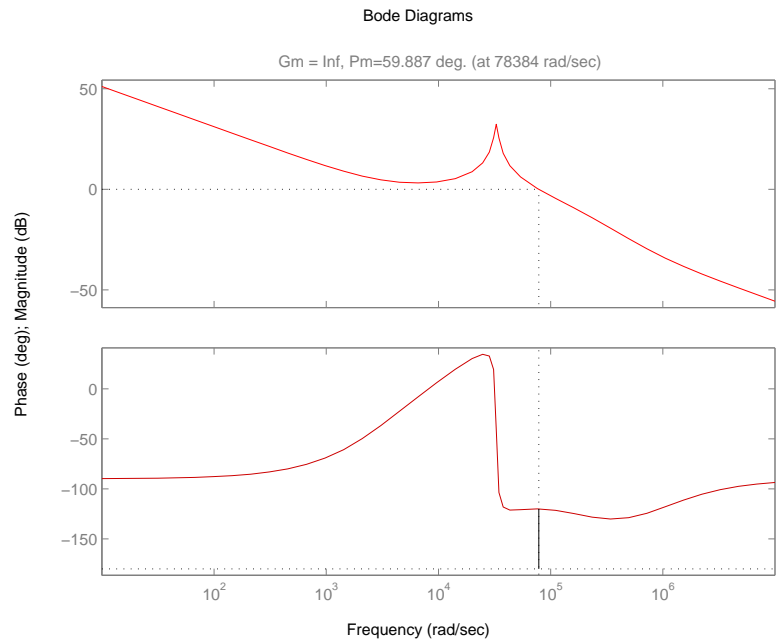
Bodeplottet for åbensløjfen ses på figur 5.35. Bodeplottet for det tilbagekoblede system ses på figur 5.36.

For at undersøge de dynamiske forhold udføres et spring i belastningsstrømmen, hvorefter systemets opførsel aflæses. Ideelt skal lastændringer hurtigt reguleres væk, sådan at systemet ikke forstyrres. Figur 5.37 viser virkningen af en lastændring på 0,5 A svarende til en ændring på 2,5 W.

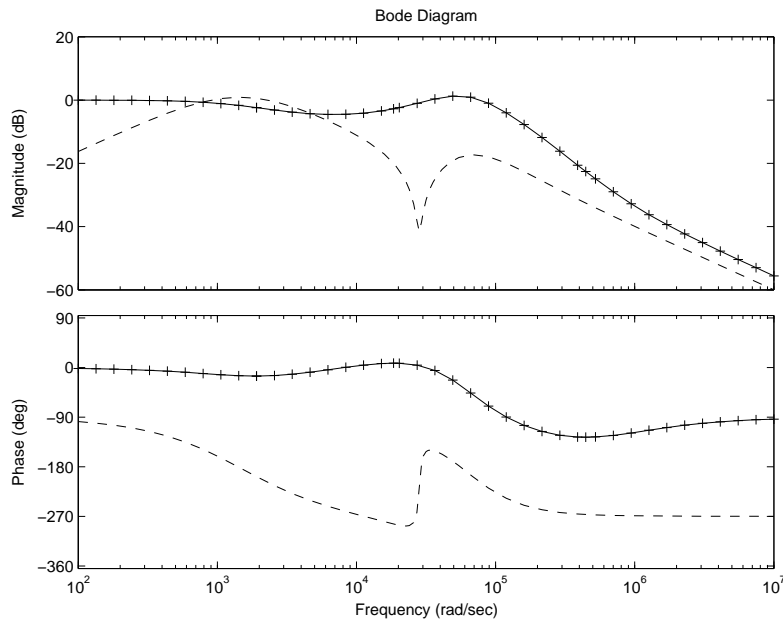
Udgangsimpedansen undersøges grafisk ved at plote anden halvdel af formel 5.38. Herefter kan udgangsimpedansen aflæses på andenaksen, som funktion af frekvensen, i forhold til 1Ω .



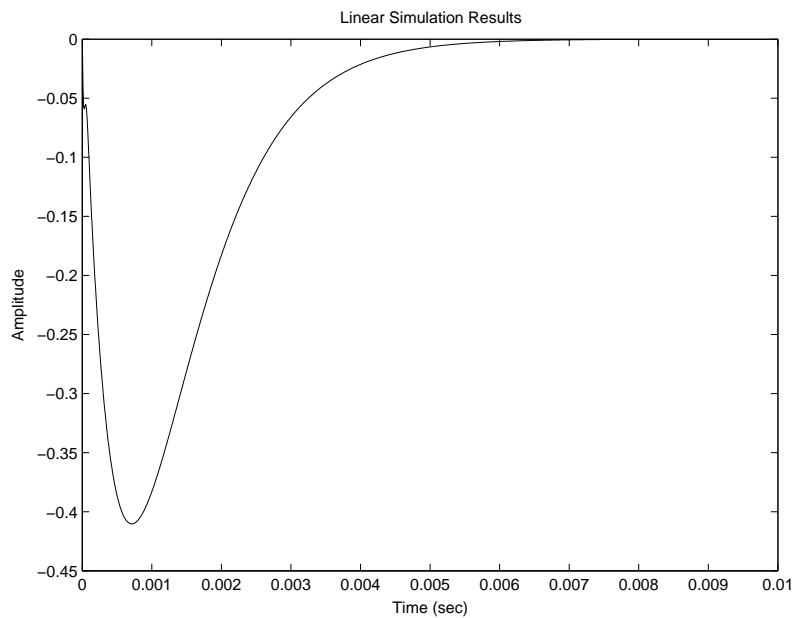
Figur 5.34: Bodeplot over kompensationsnetværket for buckkonverteren.



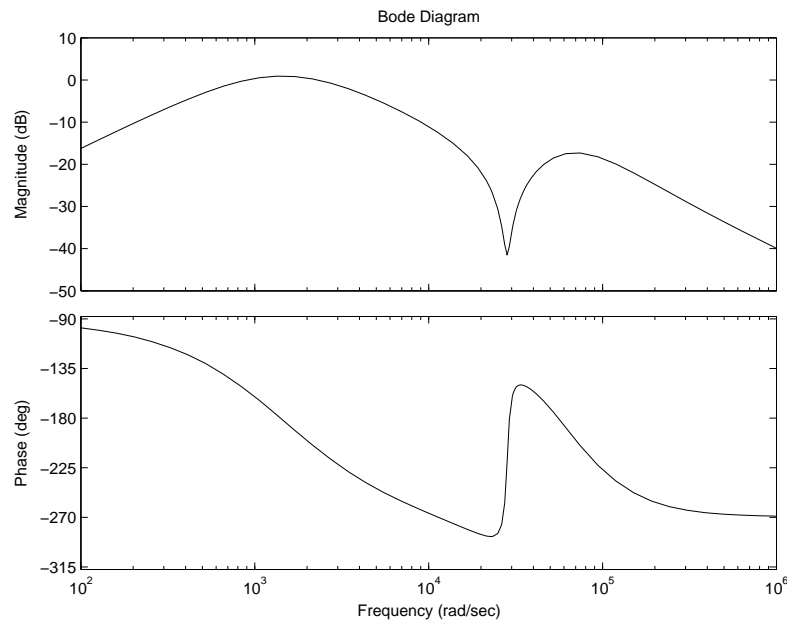
Figur 5.35: Bodeplot for åbensløjfe funktionen i arbejds punkt 4 for buckkonverteren.



Figur 5.36: Bodeplot for det tilbagekoblede system ("+"), samt for dæmpningen af strømvariationerne (udgangsimpedans "-") for opladekvertereren.



Figur 5.37: De dynamiske forhold efter en momentan ændring i laststrømmen på $0,5 \text{ A} \approx 2,5 \text{ W}$ i arbejds punkt 4.



Figur 5.38: Udgangsmodstanden som funktion af frekvensen for arbejds punkt 4 for buckkonverteren.

Som det ses af figur 5.38, er udgangsimpedansen over 1Ω , hvorved kravet ikke er opfyldt. Udgangsimpedansen kan forbedres ved at øge proportionalledet i reguleringen. Da en øget forstærkning betyder at båndbredden øges, er det valgt at undlade at forbedre udgangsimpedansen.

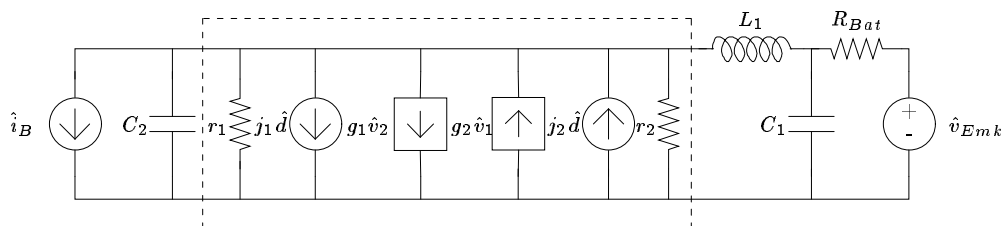
For at sammenligne arbejds punkterne i CCM er dataene for de forskellige arbejds punkter samlet i tabel 5.11.

Arbejds punkt	1	2	3	4
Fasemargin [°]	67,8	65,8	61,0	59,9
Båndbredde [kHz]	11,71	12,61	11,52	12,48
Steady-state fejl	0	0	0	0
Setelings tid [ms]	5	5	6	6
Oversving [mV]	408	408	440	410

Tabel 5.11: Tabel over de forskellige arbejds punkters karakteristiske størrelser, for regulering af buckkonverter.

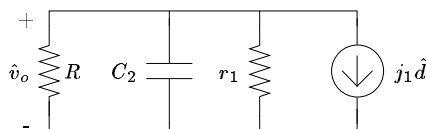
5.4.2 Overføringsfunktion DCM

Som ved boostkonverteren bruges ASM metoden til at opstille en DCM overføringsfunktion for $D(s)_{DCM}$, for at kunne undersøge stabilitets forhold i DCM. Ved at indsætte modellen i diagrammet for buckkonverteren fås diagrammet på figur 5.39.



Figur 5.39: Diagram over buckkonverter med ASM model indsat som switch.

For at få den ønskede overføringsfunktion mellem \hat{d} og \hat{v}_{Bus} sættes $\hat{i}_B = 0$ og $\hat{v}_{Emk} = 0$, hvorefter diagrammet på figur 5.40 fremkommer.



Figur 5.40: Reduceret diagram, der viser den ønskede sammen hæng mellem \hat{d} og \hat{v}_o .

Af diagrammet på figur 5.40 fås overføringsfunktionen som:

$$\frac{\hat{v}_{Bus}}{\hat{d}} = -j_1 \cdot (r_1 \parallel R \parallel C_1) = \frac{-j_1}{s + \left(\frac{r_1 + R}{C_2 r_1 R}\right)} \quad (5.43)$$

Parametrene r_1 og j_1 er givet ved ligningerne 5.44 og 5.45 [Eri].

$$r_1 = R_e \quad (5.44)$$

$$j_1 = \frac{2(1 - M)V_1}{DR_e} \quad (5.45)$$

R_e er som i boostkonverteren givet ved ligning 5.36. Omsætningsforholdet M er for buckkonverteren givet ved ligning 5.46 [Eri].

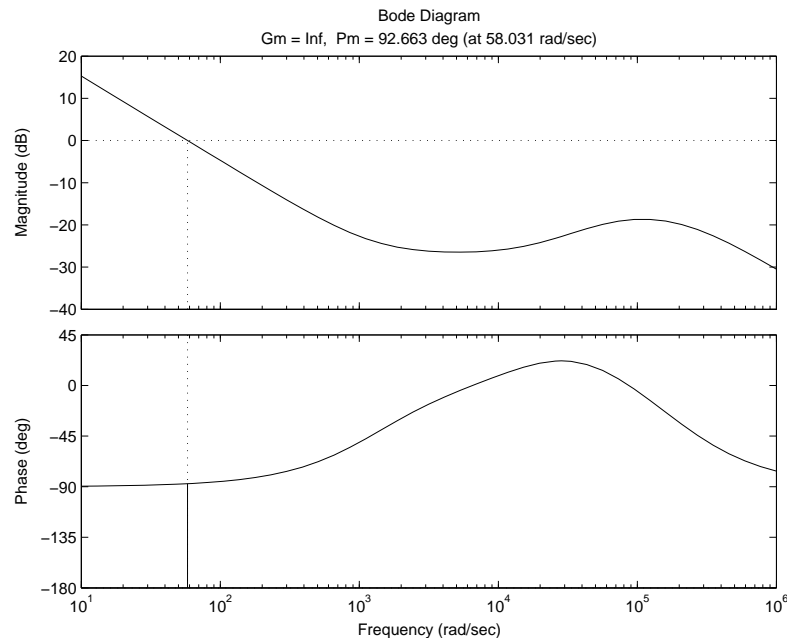
$$M = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + 4r_e/R}} \quad (5.46)$$

Ud fra den samlede tabsmodel i afsnit 4 findes et DCM arbejds punkt hvilket ses i tabel 5.12.

I_{L_1} [A]	V_{Bus} [V]	D	R [Ω]	M	R_e [Ω]	r_1 [Ω]	j_2 [A]
0,2	5	0,654	25	25	0,78	8,76	0,38

Tabel 5.12: Tabel over DC-værdier for DCM arbejds punkt.

Herefter kan åbensløjfeforstærkningen undersøges, bodeplottet ses på figur 5.41 hvor det ses, at fasemarginen er 92° .



Figur 5.41: Bodeplot over åbensløjfeforstærkningen for buckkonverteren i DCM.

Sammenfatning

Ud fra det foregående ses, at det er lykkedes at opstille en kompensation for buckkonverteren, der virker i både CCM og DCM. Som det ses i tabel 5.11 og på figur 5.41 er fasemarginen for alle arbejds punkterne et stykke over 45° . For CCM skyldes det ønsket, om at holde båndbredden nede. Yderligere ses, at kravet til steady-state-fejl er opfyldt, eftersom kompensationen fjerner denne. Transienterne er generelt for store, men er hurtige. Udgangsmodstanden er også større end krævet. For at kunne efterleve de to krav skal

kompensationsforstærkningen øges, med øget båndbredde til følge, hvilket ikke er hensigtsmæssigt.

5.5 Delkonklusion

Der er igennem dette kapitel opstillet overføringsfunktioner for de tre konvertere, virkende i tilstandene MPPT, SER, BAR og BOR. Udfra disse overføringsfunktioner er der udarbejdet kompensationer til de tilbagekoblede konvertere. For alle tilfælde gælder, at de tilbagekoblede systemer er stabile, med de krævede fase og forstærkningsmarginer. Dog er ikke alle de dynamiske krav helt opfyldt. Specielt gælder for de forskellige situationer:

MPPT opfylder fuldt ud kravene til båndbredde, steadystatefejl og oversving. Det eneste punkt der ikke er helt opfyldt, er kravet til setlingtid. Her er systemet 5 ms for langsomt, men det anses ikke for at være noget problem, da kravet er sat hårdt.

SER kompensationen blev opdelt i to sløjfer, en strøm og en spændingssøjfe. Dette er gjort for at opnå stabilitet og en tilstrækkelig lav båndbredde. Det er lykkedes at opfylde båndbreddekravet og stabilitetskravet, men det antages at systemet er for langsomt, ud fra overslagsberegninger, der angiver at båndbredden er ca. 213 rad/s for lille.

BAR og BOR kan ikke opfylde krav til oversvinget, eftersom det er ca. tre gange større end krævet. Det betyder omvendt, at systemerne er hurtigere end krævet. Det anses dog for acceptabelt, eftersom riplen er meget kort varig. Yderligere er det set, at de tilbagekoblede konvertere er stabile i DCM.

At de dynamiske krav ikke er fuldstændigt opfyldt skyldes bl.a, at dimensioneringen af de tre konvertere er sket med det hovedformål, at opbygge konvertere med høj nyttevirkning. Det har betydet at det efterfølgende ikke har været muligt at justere på komponentstørrelserne for at optimere reguleringen. En bedre regulering opnås på bekostning af nyttevirkningen.

Ønsket om at kunne opbygge den samlede regulering digitalt kan ikke indfries, pga. begrænsninger i mikrocontrolleren. Dette betyder øget pladsforbrug hvis kompensationen implementeres analogt, hvilket er vigtigt i forhold til Cubesat, men det anses ikke som et problem i dette projektet. Alternativt kan en DSP benyttes istedet for mikrocontrolleren.

Kapitel 6

Implementation

Implementeringen af konvertere og regulering gennemgås i dette kapitel. Den digitale regulering gør brug af en MPPT-algoritme og behøver input fra strøm og spændingssensorer. Derfor er der inden afsnittet om den digitale regulering to afsnit om disse emner.

6.1 Realisering af konverterer

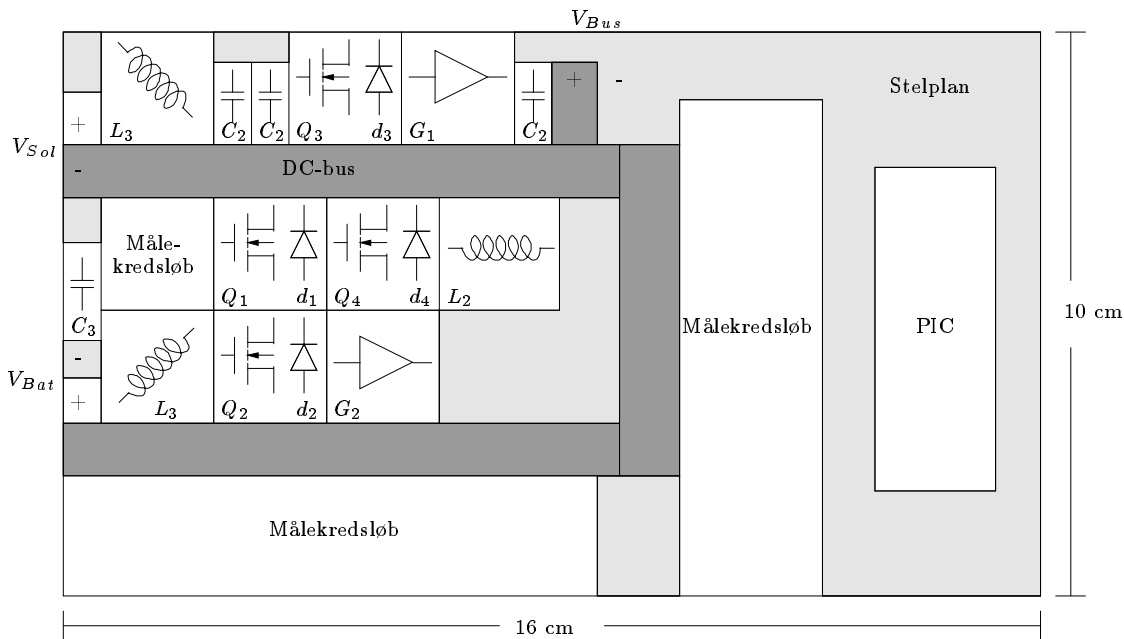
Konverterne og sensorerne realiseres på et Europa-printkort (10 · 16 cm), hvor mikrocontrolleren ligeledes placeres. Det vælges primært ud fra EMC-betragtninger som det fremgår af det følgende. Kilde: [EMC]. Den første prototype beskrives og derfor er de fysiske begrænsninger stillet fra AAU Cubesat ikke medtaget i betragtninger over designet.

Et stort problem med switchmode elektronik er støj i form af transienter, der fremkommer ved switchning. Disse transienter kan påvirke andre komponenter i kredsløbet, der derfor ikke opererer hensigtsmæssigt. Støjen kan også påvirke elektronik der tilsluttes kredsløbet ved ledestøj. Støj kan også påvirke omgivelserne via udstrålet støj, så elektronik der er i nærheden ikke fungerer korrekt.

Når der opbygges print eller blot prototyper, er det derfor meget vigtigt at minimere støjen. En vigtig ting er at opbygge kredsløbet på et stelplan, så det altid er muligt for de enkelte kredsløb at få god stelforbindelse.

Den første prototype af satellitstrømforsyningen er bygget på et stelplan, som vist på figur 6.1. Et billede af opstillingen kan findes på CD'en.

De enkelte komponenter er monteret på en printplade, der er limet fast på stelplanet. Øverst til venstre er indgangsforsyningen fra solcellerne, der til-



Figur 6.1: 1. Prototype der viser placeringen af de enkelte komponenter i konverterne, målekredsløb og mikrocontroller.

sluttes buck-boostkonverteren. Buck-boostkonverteren består af L_3 , C_3 , Q_3 , d_3 , Q_4 , d_4 , L_2 og G_1 . C_2 er buskondensatoren som monteres to steder fordi den skal sidde tæt på udgangen på begge konvertere, for at lede støjen væk. Men da udgangene er et stykke fra hinanden, monteres en ekstra kondensatorer. Udgangen fra buck-boostkonverteren er V_{Bus} .

Den bidirektionelle konverter består, udover C_2 , af Q_1 , d_1 , Q_2 , d_2 , L_1 , C_1 og G_2 . V_{Bus} og V_{Bat} er ind- og udgang fra den bidirektionelle konverter. Målekredsløbene, der måler strøm og spændinger, er placeret et stykke fra transistorerne, men tæt på målepunkterne. To af spændingssensorerne er forsynet med 5 V fra DC-bussen, der er ført rundt med et bredt stykke kobberbane limet fast på stelplanet. Sensorerne der måler strøm og spænding ved solcellerne er forsynet med 15 V

Følgende tiltag er gjort for at minimere støjen i kredsløbet.

- Der er monteret afkoblingskondensatorer på ca. 100 nF ved hver kreds forsyning og andre steder. Der er monteret flere typer kondensatorer parallelforbundet: solid aluminium, tantalum, keramiske og polyester.

- Mikrocontrolleren er placeret langt fra transistorerne, og ledningerne fra målekredsløbene er i mange tilfælde ført under stelplanet.
- Alle stelforbindelser til kredsløbene er tykke ledninger.
- Inputledninger og outputledninger holdes adskilte og med stor afstand.

Derudover sidder spolerne langt fra hinanden, og de sidder så vidt muligt ikke parallelt med hinanden. Dette er gjort for at forhindre kobling mellem dem, fordi deres indduktanser i så fald vil ændres.

Denne opbygning virker tilfredsstillende, og kan bruges som udgangspunkt for et printudlæg, til den endelige realisering.

6.1.1 Ringning

Ved test og måling af konverterne observeres et fænomen kaldet ringning. Ringning er nogle spændings-peaks, der fremkommer hver gang switchtransistoren tænder og slukker, som vist på oscilloskopbilledet på figur 6.2.

Figur 6.2 viser udgangsspændingen fra boostkonverteren ved max. belastning (1,5 A). Disse peaks fremkommer ved momentan strømændring gennem en spole, og kan udregnes efter spændingsligningen for en spole (ligning 6.1).

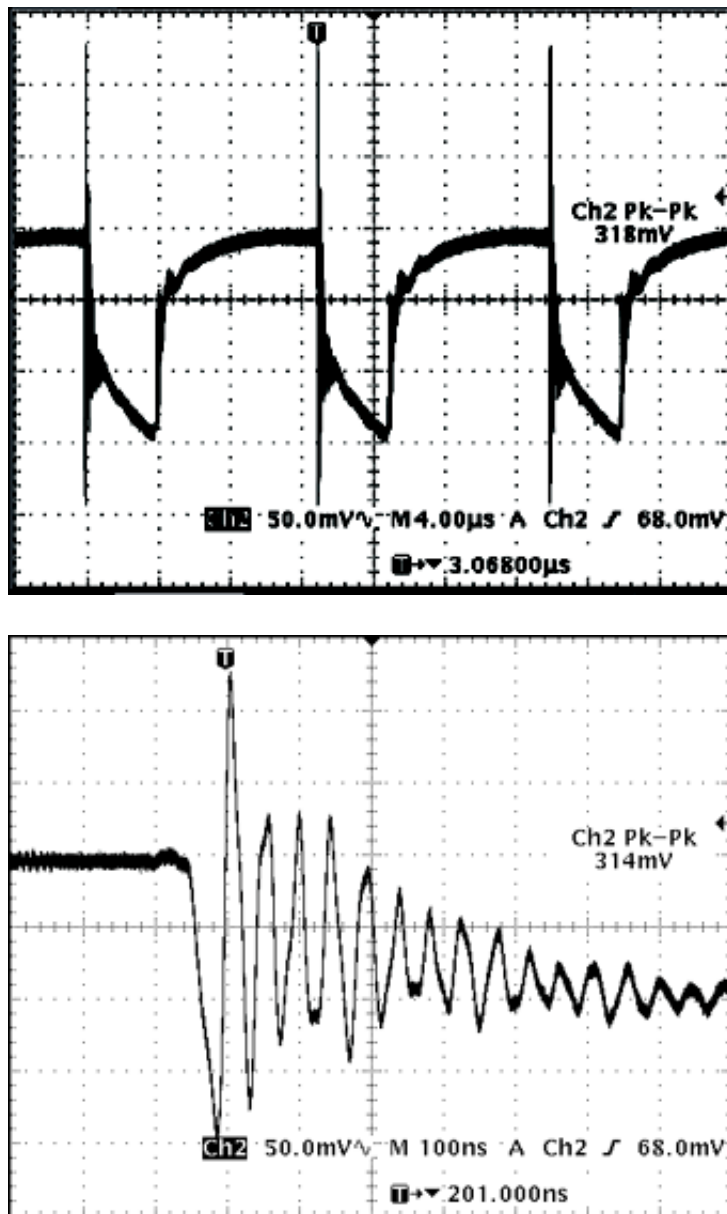
$$v_{pk} = L \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (6.1)$$

Denne strømændring er ikke strømændringen i den store spole L_1 , men i små serieinduktanser fra switchtransistoren Q_2 til buskondensatoren C_2 , som vist på figur 6.3.

De små serieinduktanser på figuren er L_{Ser} , L_D og L_C . L_{Ser} er den serielle inductans i lederen fra Q_1 til C_2 og er normalt opgivet til ca. 15 nH/cm. L_D er den serielle inductans i dioden D_1 og er opgivet til 8 nH ifølge datablad for dioden 20L15t [20L15T]. L_C er den serielle inductans i kondensatoren, hvilken ikke har været mulig at finde data på. En realistisk værdi for L_C er 10 nH [Sti].

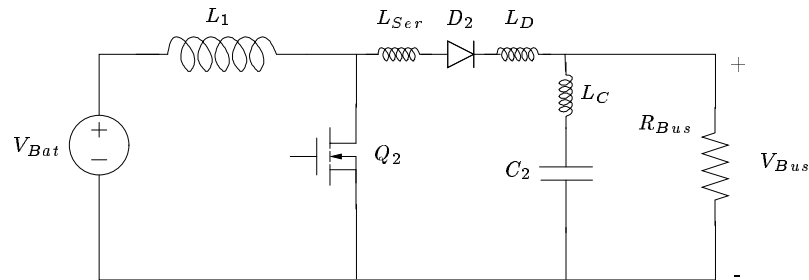
Afstanden fra Q_1 til C_1 er ca. 1 cm, så den samlede serieinduktans bliver ca. 33 nH.

Ifølge ligning 6.1 er en anden vigtig faktor for størrelsen af v_{pk} tiden for strømændringen. Denne er bestemt af switchen, og er ifølge databladet for IRF7456 opgivet til 25 ns.



Figur 6.2: Oscilloskopbillede af busspændingen ved afladning af batterierne (Boost-konverter) ved max belastning. Øverst ses ripplespændingen, hvor spidsen opstår pga. ringning. Nederst er der zoomet 40 gange ind i tid på spids-spændingen.

Den maksimale diodestrøm gennem boostkonverteren er ca. 1,5 A, så v_{pk}



Figur 6.3: Model for udregning af fænomenet "ringing".

bliver ifølge ligning 6.1 ligning 6.2:

$$v_{pk} = 33 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{1,5}{25 \cdot 10^{-9}} = 1,98 \text{ V} \quad (6.2)$$

Denne spænding er meget høj, og kravet om $\pm 1\%$ ripplespænding overholdes ikke. For at minimere v_{pk} kan der gøres flere ting. Det væsentligste er at placere dioden og kondensatoren så tæt på switchtransistoren som muligt for at minimere L_{Ser} . En anden vigtig faktor er switchtiden; v_{pk} formindskes ved at bruge en langsommere transistor. Endelig kan der sættes flere kondensatorer på udgangen parallelt, idet serieinduktanserne i kondensatoren vil sidde parallelt og derved formindskes. Det er også forklaringen på hvorfor figur 6.2 viser væsentlig ringning.

6.2 Maksimum Power Point Tracking algoritmer

Der findes flere forskellige MPPT metoder til at finde frem til MPP. I det følgende beskrives to af metoderne, Perturb & Observe (P&O) og Incremental Conductance (InCon). De kan begge realiseres med enten digital eller analog elektronik, men i dette projekt vil der blive fokuseret på den digitale implementation. Fælles for de to algoritmer er, at de finder frem til MPP ved at justere udgangsspændingen fra solcellerne. Spændingen modsvares her af en strøm, svarende til kurven på figur 2.2, hvorefter de forskellige algoritmer afgør om MPP er fundet.

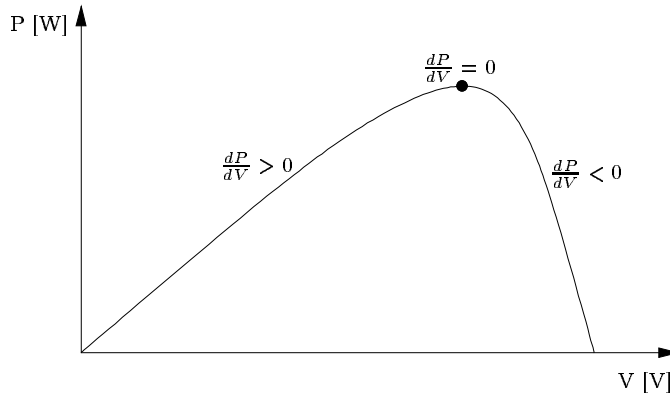
6.2.1 Perturb & Observe

Denne form for MPPT gør brug af et simpelt princip, hvorfor den også er hyppigt benyttet [MPPT]. Den fungerer ved at den kontinuert foretager små

justeringer (forstyrrelser) af udgangsspændingen på solcellen. Derefter måler (observerer) den den tilhørende strøm, og afgør herpå om den nuværende udgangseffekt er større eller mindre end den foregående. Er effekten større, sker justeringen i spændingen i samme retning som den sidste. Er den mindre, justeres spændingen i modsat retning. På den måde vil P&O algoritmen altid blive ved med at justere udgangsspændingen, også selvom den er i MPP. Dermed oscilleres omkring MPP med tab af effekt til følge. Dette tab kan mindskes ved at gøre skridtlængden for algoritmen mindre, men det betyder omvendt at der går længere tid før MPP findes.

6.2.2 Incremental Conductance

For at undgå effekttab i MPPT, som følge af oscillation omkring MPP kan InCon algoritmen benyttes. Denne algoritme foretager ændringer i udgangsspændingen, både i forhold til ændringer i strømmen, men også i forhold til det nuværende arbejdsplacering på effektkurven. Yderligere undersøger InCon algoritmen også om MPP er fundet, hvilket betyder at der ikke skal foretages ændringer. Algoritmen udnytter egenskaberne for solcellernes udgangseffekten formel 6.3, se figur 6.4 [MPPT].



Figur 6.4: Graf for udgangseffekten af en solcelle, hvorpå det kan ses hvordan InCon algoritmen relaterer en placering på kurvet til MPP.

$$\begin{aligned}
 \frac{dP}{dV} &= 0 && \text{i MPP} \\
 \frac{dP}{dV} &> 0 && \text{til venstre for MPP} \\
 \frac{dP}{dV} &< 0 && \text{til højre for MPP}
 \end{aligned}
 \tag{6.3}$$

Ved at omskrive udtrykket for $\frac{dP}{dV}$ findes et udtryk for hvornår man befinder sig i MPP, udtrykt ved strøm og spænding (se ligning 2.4).

Ved derefter at undersøge om udtrykket i formel ?? er sandt, kan algoritmen bestemme om den har fundet MPP, eller hvordan det nuværende arbejds punkt ligger placeret i forhold til MPP.

6.2.3 Sammenligning og valg af algoritme

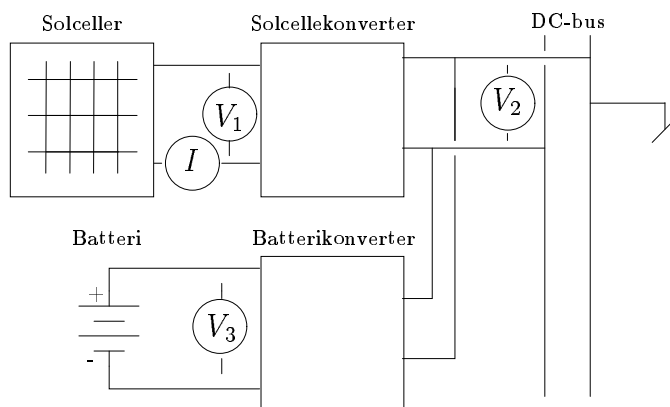
En af de store fordele ved InCon algoritmen frem for P&O, er at den tager højde for hurtige ændringer i de atmosfæriske forhold. Dette sker fordi den ser på ændringer i strømmen og spændingen hver for sig, og ikke kun på den resulterende effekt som P&O. Som det ses ud fra modellen af solcellen, afsnit 2.1.1, vil effektkurven for solcellen ændre sig på baggrund af ændringer i intensiteten solstrålingen, samt temperaturen af solcellen. Disse ændringer vil InCon registrere og handle i forhold til, så snart de sker. P&O vil i værste tilfælde først indstilles rigtigt, når forholdene igen stabiliserer sig. Dette sker i det tilfælde hvor solintensiteten stiger. Uanset hvilken vej P&O algoritmen er på vej hen, så vil den registrere at effekten er steget, hvorefter den vil fortsætte i den retning. Dette betyder at den vil bevæge sig længere og længere væk fra MPP, så længe solintensiteten stiger, eftersom den kun baserer sit valg på ændringer i udgangseffekten. Dette medfører dårligere effektudnyttelse. Det vælges at bruge P&O algoritmen, fordi den er simpel at implementere, og fordi der ikke sker store ændringer i solintensiteten i rummet, som på jorden, hvis der kommer en sky for solen.

6.3 Sensorer

Dette afsnit omhandler valg og dimensionering af sensorer. Herudover skitseres en overstrømsbeskyttelse kommer sidst i afsnittet. MPPT-algoritmen og reguleringen skal have input fra fire sensorer: en strømmåling og tre spændingsmålinger. Sensorerne er placeret som angivet på figur 6.5.

Måleområderne for de enkelte sensorer er angivet i tabel 6.1.

Målingerne føres ind i mikrocontroller, der A/D-konverterer signalerne. Det er nødvendigt at forsyne mikrocontrolleren med en stabil referencespænding fordi busspændingen ikke er stabil nok som reference til at give præcise målinger. Dette gøres med en LM385-kreds som beskrevet i appendiks C. Referencen er valgt til 3,8 V, fordi de valgte operationsforstærkere kan forstærke liniert i området fra 0 V til 3,8 V, når de forsynes med 5 V.



Figur 6.5: Sensorernes placering i strømforsyningen.

Sensor	Måleområde
I	0 - 1 A
V_{Sol}	5 - 10,5 V
V_{Bus}	0 - 5,5 V
V_{Bat}	0 - 4,5 V

Tabel 6.1: Måleområder for sensorerne.

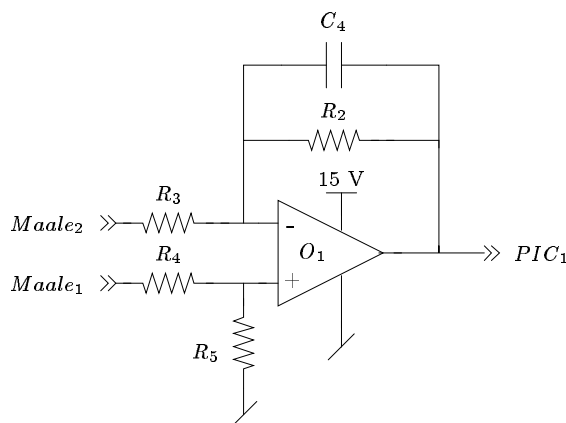
6.3.1 Strømmåling

Målingen af DC-strøm kan foretages på to måder: med en halleffekt-sensor eller ved at måle spændingsfaldet over en seriemodstand. Det er valgt at måle med en seriemodstand, fordi denne løsning fylder mindst og udmærker sig ved at være simpel. Endvidere har de halleffektsensorer, der kan anskaffes, et højt effektforbrug.

For at minimere tabet skal modstanden være så lille som mulig, men jo mindre den bliver desto mere følsom overfor støj bliver målingen. Det er valgt som udgangspunkt, at tabet i modstanden (R_1) skal være 10 mW ved den maksimale strøm på 1 A. Ud fra dette kriterie kan modstandens størrelse bestemmes til 10 m Ω .

Ved maksimal strøm giver det anledning til en spænding på 10 mV. Denne spænding skal forstærkes således, at den kan AD-konverteres med bedst mulig opløsning. Dermed skal $V_{S,max}$ forstærkes til 3,8 V der er controllerens referencespænding, hvilket giver en faktor 380. Det er valgt at realisere forstærkningen med en operationsforstærker (se diagram på figur 6.6) opkoblet som differensforstærker. Valg af operationsforstærker er senere forklaret. Det er nødvendigt at forsyne operationsforstærkeren med 15 V for at undgå for store spændinger på operationsforstærkerens indgange. Hvis indgangsspæn-

dingerne på operationsforstærkeren er tæt på forsyningspændingen vil den gå i mætning.



Figur 6.6: Opkobling af strømsensor.

Udgangsspændingen for differentialkoblingen er givet ved ligning 6.4

$$V_O = \frac{R_2}{R_3} \cdot V_S \quad (6.4)$$

$R_3 = R_4$ vælges til $10k\Omega$ og $R_2 = R_5$ bliver derved $3,8 M\Omega$ [Sed]. Kondensatoren C_4 er indsat som antialiasfiltre. Knækket skal være under den halve samplingsfrekvens for at opfylde Nyquist. Den laveste samplingsfrekvens er 600 Hz og dermed skal knækket ligge i 300 Hz. Ud fra ligning 6.5 kan C_4 beregnes til 140 pF

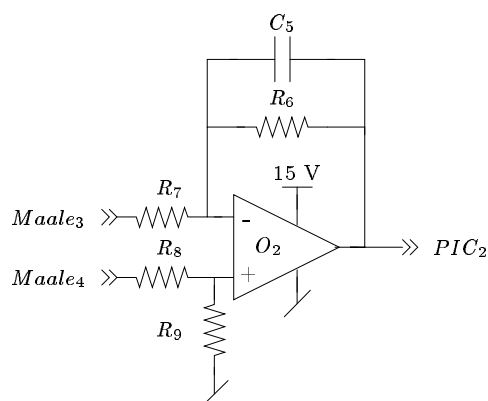
$$C_4 = \frac{1}{2\pi f \cdot R_2} \quad (6.5)$$

6.3.2 Spændingsmåling

Spændingsmålingen over solcellerne opbygges ligeledes med en differentialkobling men her ønskes en forstærkning på 0,691 gange ($\frac{3,8}{5,5}$).

Opkoblingen ses på figur 6.7 og såfremt $R_7 = R_8$ vælges til 100 k Ω bliver $R_6 = R_9$ derved 691 k Ω

Her indlægges ligeledes et knæk efter ligning 6.5, med samme frekvens. C_5 udregnes til 768 pF. På figur 6.8 er vist hvordan operationsforstærkeren er forbundet til DC-bussen (V_{Bus}). Den maksimale spænding på 5,5 V skal forstærkes til 3,8 V. Forstærkningen af en ikkeinverterende kobling med $R_{11} =$

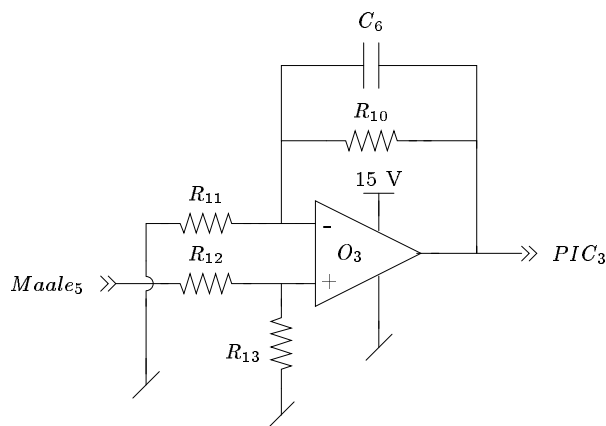


Figur 6.7: Opkobling af spændingssensor ved solcellerne.

$R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$ kan forstærkningen udtrykkes ved ligning 6.6.

$$\frac{V_O}{V_{Bus}} = \frac{1}{2} \cdot 0,691 = \frac{R_{13}}{R_{12} + R_{13}} \quad (6.6)$$

R_{12} vælges til $100 \text{ k}\Omega$ og derved bliver R_{13} lig $52.8 \text{ k}\Omega$. Knækket skal her ligge væsentligt lavere idet samplingsfrekvensen for DC-bussen er 40 Hz . Hvis knækket lægges i 20 Hz bliver $C_6 = 151 \text{ nF}$



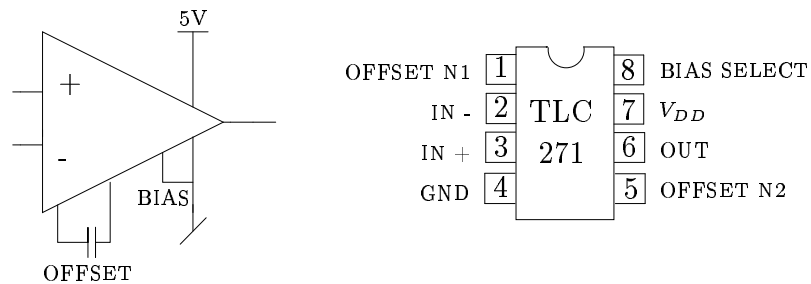
Figur 6.8: Opkobling af spændingssensor ved DC-bussen.

Tilsvarende måles batterispændingen (V_{Bat}), men her forstærkes fra $4,5 \text{ V}$ til $3,8 \text{ V}$. Igen vælges R_{16} til 100Ω og derved bliver R_{17} lig $79.1 \text{ k}\Omega$

Batterispændingen måles ikke med noget bestemt interval og en entydig kondensatorstørrelse kan derfor ikke bestemmes, men kondensatoren (C_7) beregnes efter 20 Hz som ved DC-busmålingen og bliver derved 80 nF .

6.4 Valg af operationsforstærker

Kravene til den operationsforstærker, der skal bruges, er primært at den skal kunne forstærke fra 0,69 til 380 gange, have et lavt effektforbrug og kunne forsynes med 5 V/15 V single supply. TLC271 fra Texas Instruments opfylder disse krav. Denne operationsforstærker har en bias-funktion der gør det muligt at indstille dennes egenskaber. Det vælges at køre med low bias [TLC], fordi dette giver det laveste forbrug ($50 \mu\text{W}$) og alligevel kan operationsforstærkeren klare de relativt lave krav som DC-forstærkningen sætter. Det er også muligt at kompensere for offset-fejl i operationsforstærker, men det er ikke nødvendigt i denne anvendelse. Det vælges at sætte en 33 pF kondensator mellem offset-benene fordi erfaring fra et tidligere semester har vist, at det kan afhjælpe stabilitetsproblemer.

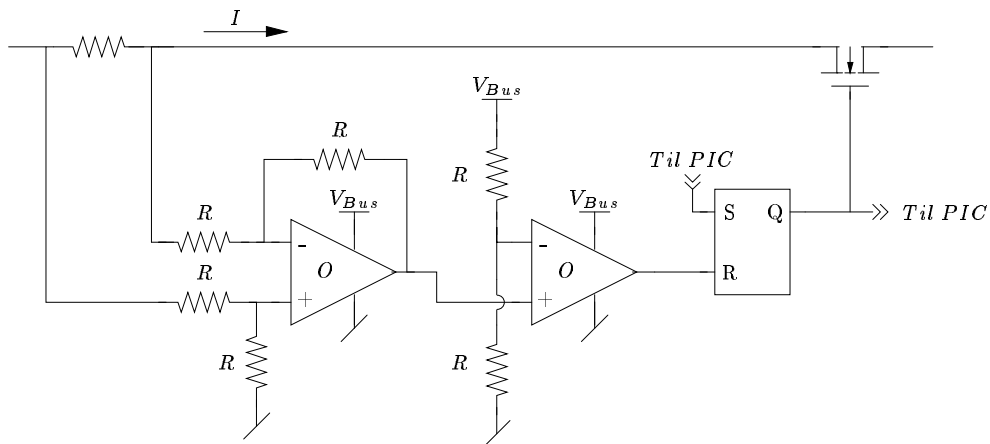


Figur 6.9: Diagram over TLC271.

6.5 Strømbegrænserkredsløb

Hvis et enkelt delsystem kortslutes eller af anden grund begynder at trække for meget strøm kan, det føre til satellittens endeligt. For at beskytte imod, dette indsættes et beskyttelseskredsløb mellem DC-bussen og hver last. Dette kredsløb skal afbryde forbindelsen, hvis der trækkes for store strømme. Kredsløbet skal selv afbryde forbindelsen og dernæst sende en besked til mikrocontrolleren. Mikrocontrolleren skal have mulighed for at åbne forbindelsen igen, således at et delsystem ikke mistes pga. en midlertidig fejl.

Et løsningsforslag ses på figur 6.10. Strømmålingen foretages på stilledningen, for at undgå problemer med for store spændinger på indgangene af en operationsforstærker. Som ved strømmålingen, bruges en seriemodstand. Dette relativt lille spændingsfald forstærkes i den første operationsforstærker. I den anden operationsforstærker sammenlignes det med en reference. Ved en for stor strøm bliver spændingsfaldet over modstanden for stort og



Figur 6.10: Opkobling af strømbegrænserkreds.

når det forstærkes bliver det større end referencen. Pga. operationsforstærkerens store grundforstærkning går den i mætning. Udgangssignalet resetter SR-latchen og transistoren slukkes. Forbindelsen er dermed afbrudt. Der er forbindelse mellem udgangen på SR-latchen og en indgang på PIC'en og ad den vej får den besked om, at der har været en overstrøm. PIC'en kan åbne forbindelsen ved at sætte latchen, og hvis det ikke er en permanent kortslutning, vil delsystemet igen få strøm. Er det derimod en permanent fejl, vil beskyttelseskredsen igen afbryde forbindelsen.

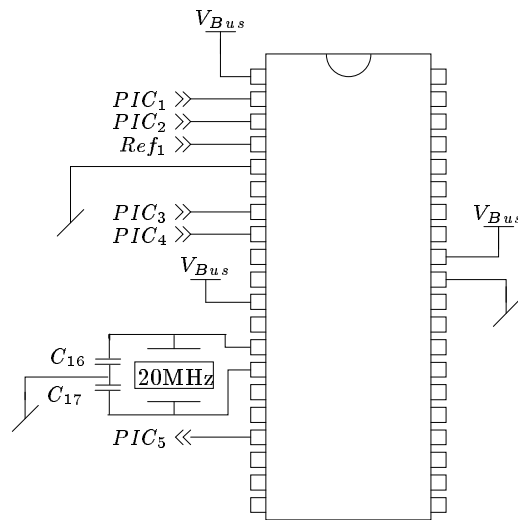
6.6 Implementering af digital regulering

Til at styre reguleringen af MPPT og busspændingen, er det valgt at bruge en PIC-mikrocontroller. Typen PIC16F877 forventes at have de nødvendige funktioner og er derfor valgt. PIC'en og opkoblingen af denne ses på figur 6.11. Selve programmet til PIC'en er skrevet i C, og koden kan findes på vedlagte CD.

Det er valgt at frekvensen for PWM-signalet skal være 30 kHz. Som følge heraf bliver opløsningen ni bit[?].

Input består af analoge signaler fra fire sensorer: I_{m1} (strømmåling), V_{m1} , V_{m2} , V_{m3} (spændingsmålinger). Disse signaler A/D-konverteres og bruges derefter i reguleringsberegningerne.

I programmet skal der foregå to reguleringer: MPPT og busregulering. Samplingsfrekvensen er bestemt ud fra overføringsfunktioner, som har stillet følgende krav:



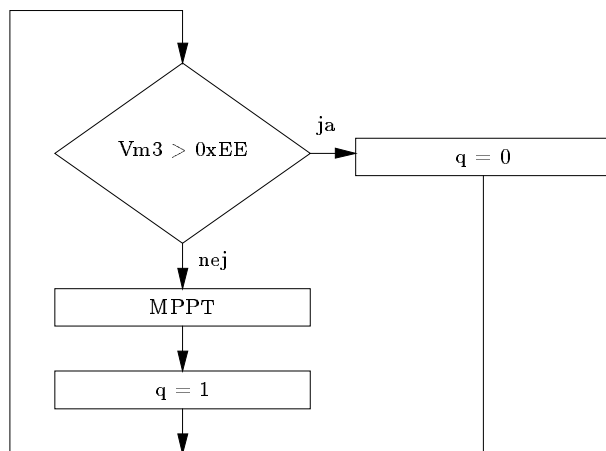
Figur 6.11: Opkobling af PIC16F877.

- MPPT-løkke: 600 Hz
- Busregulering:
 - Strømsløjfe: 826 Hz
 - Spændingssløjfe: 40 Hz

Da strømsløjfen og spændingssløjfen opererer på det samme interrupt, er der lavet en løkke, der sørger for, at spændingssløjfen kun kører en gang, hver gang strømsløjfen har kørt 21 gange.

6.6.1 Hovedprogram

I hovedprogrammet besluttet, om solcellekonverteren skal MPPT-regulere eller busregulere. På figur 6.12 ses flowdiagrammet for valg af regulering. Først kontrolleres om den A/D-konverterede værdi V_{m3} , er større end en referenceværdi (Test om batterispændingen er så høj, at der ikke må lades yderligere på batteriet). Hvis dette er tilfældet sættes $q=0$ og der testes igen. Er dette ikke tilfældet startes MPPT og q sættes lig 1, hvor q er et bit, der sættes for at vælge regulering. MPPT er selve tracking algoritmen, der kører i hovedprogrammet (se figur 6.13). Den bliver afbrudt af interrupt, hvor selve MPPT-reguleringen af konverteren udføres ud fra den referencespænding MPPT-funktionen har givet.



Figur 6.12: Flowdiagram over valg af regulering.

Hovedprogrammet bliver afbrudt af timerinterrupt og interruptservicerutinen illustreret på figur 6.14 køres.

I interruptservicerutinen beregnes differensligningerne fra reguleringen.

Overføringsfunktioner

For at lave reguleringen er der udarbejdet overføringsfunktioner, der beskriver reguleringen. Problemet er, at overføringsfunktionerne indeholder floatingpoints, som tager meget regnekraft i PIC'en. For at kompensere for dette konverteres floatingpoints til integer i stedet for. Det gøres ved at bitshifte 8 gange til højre, og så gange med det nærmeste heltal. Der reguleres på differencen mellem reference og det målte (6.7 og 6.8 I ligningerne 6.9 og 6.10 ses oprindelige ligninger for busreguleringen

$$V_F = V_{Bus} - V_{refbus} \quad (6.7)$$

V_{refbus} er 5 V.

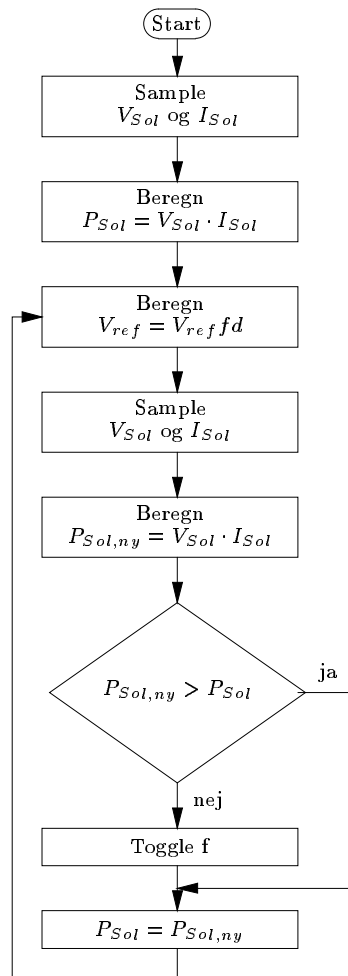
$$I_F = I_{Sol} - I_{ref} \quad (6.8)$$

hvor V_F og I_F er fejlen.

Spændingssløjfe:

$$I_F[n] = I_F[n - 1] - V_{Bus}[n] \cdot 0,0208 - V_{Bus}[n - 1] \cdot 0,0208 \quad (6.9)$$

Strømssløjfe:



Figur 6.13: Flowdiagram over MPPT.

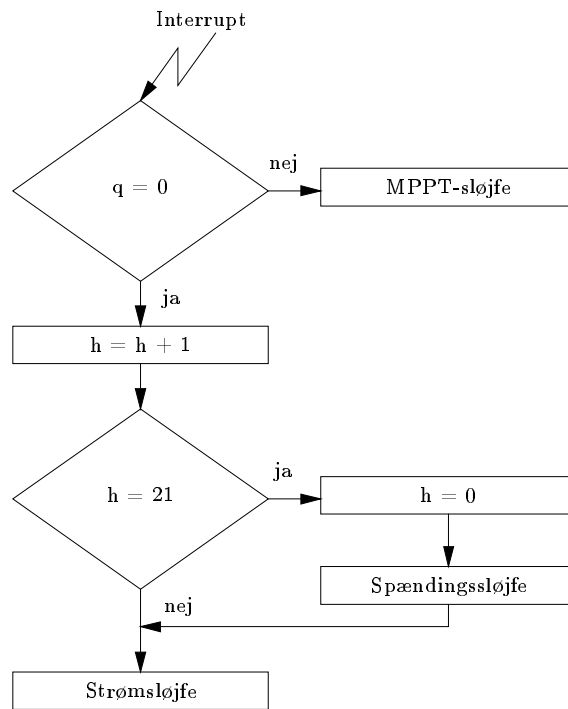
$$\begin{aligned}
 D[n] = & D[n-3] \cdot 0,3308 + D[n-2] \cdot 0,8298 - D[n-1] \cdot 0,1606 \\
 & - I_F[n-3] \cdot 0,09545 - I_F[n-2] \cdot 0,2812 \\
 & - I_F[n-1] \cdot 0,2814 - I_F[n] \cdot 0,09559 \quad (6.10)
 \end{aligned}$$

Spændingerne er endvidere ganget med $1/0,691$ og strømmene med $1/3,8$ pga. sensorerne. Ud fra dette er ligningerne 6.11 og 6.12 fremkommet

Spændingsløjfe:

$$I_F[n] = I_F[n-1] \cdot 67 - V_{Bus}[n] \cdot 8 - V_{Bus}[n-1] \cdot 8 \quad (6.11)$$

Strømsløjfe:



Figur 6.14: Flowdiagram for interrupt service rutine.

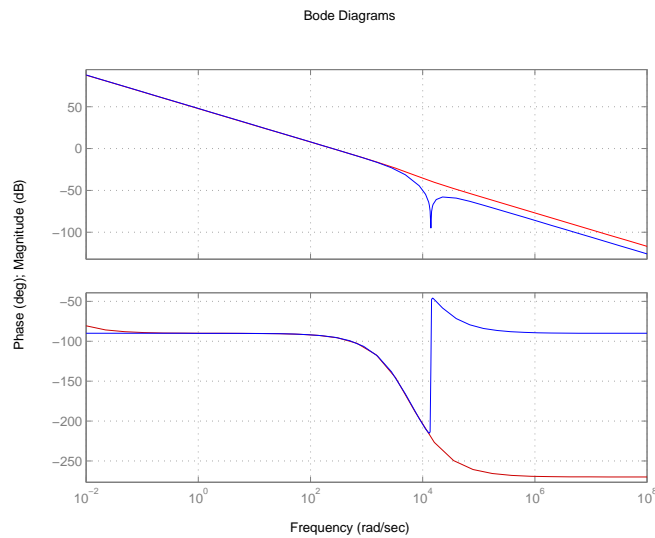
$$\begin{aligned}
 D[n] = & D[n - 3] \cdot 85 + D[n - 2] \cdot 212 - D[n - 1] \cdot 41 \\
 & - I_F[n - 3] \cdot 6 - I_F[n - 2] \cdot 19 - I_F[n - 1] \cdot 19 - I_F[n] \cdot 6 \quad (6.12)
 \end{aligned}$$

Efter de konverterede ligninger er fremkommet, er de afprøvet i Matlab. Resultatet viser at de nye ligninger ikke er tilfredsstillende. Som det ses af figur 6.15 og figur 6.16, stemmer graferne ikke overens med hinanden.

Det samme er gjort for MPPT, og originalen ses i ligning 6.14. Her er det fejlen mellem spændingsreferencen, sat af MPPT-funktionen (V_{ref}), og den målte solcellespænding som vist ved ligning 6.13.

$$V_F = V_{Sol} - V_{ref} \quad (6.13)$$

$$\begin{aligned}
 D[n] = & D[n - 1] \cdot 1,2732 - D[n - 2] \cdot 0,2975 + D[n - 3] \cdot 0,025552 \quad (6.14) \\
 & - D[n - 4] \cdot 0,0007505 - V_F[n] \cdot 0,004821 - V_F[n - 1] \cdot 0,01299 \\
 & - V_F[n - 2] \cdot 0,01118 - V_F[n - 3] \cdot 0,002661 - V_F[n - 4] \cdot 0,0003444
 \end{aligned}$$



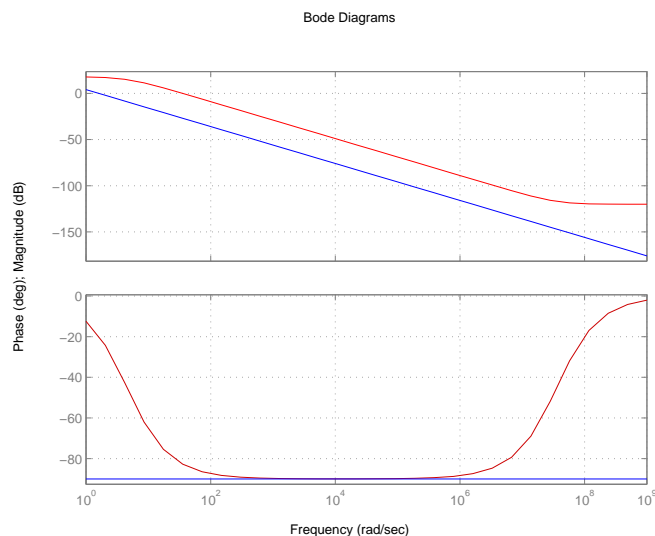
Figur 6.15: Sammenligning af original strømsløjfe, med tilnærmede ligninger.

Den konverterede ligning er givet ved 6.15.

$$\begin{aligned}
 D[n] = & -(((D[n-4] \cdot 6) \underbrace{\gg 5}_{\text{bitshift5gangetilhjre}}) \& 0x00FF) \\
 & + D[n-3] \cdot 7 - D[n-2] \cdot 76 + D[n-1] \cdot 326 \\
 & + (((V_F[n-4] \cdot 4) \underbrace{\gg 5}_{\text{bitshift5gangetilhjre}}) \& 0x00FF) \\
 & - V_F[n-3] - V_F[n-2] \cdot 4 - V_F[n-1] \cdot 5 - V_F[n] \cdot 2 \quad (6.15)
 \end{aligned}$$

Faktoren for $V_F[n-4]$ er meget lille og når den bitshiftes 8 gange til venstre bliver den 0,088. Det nærmeste heltal er nul og derfor er det nødvendigt at bitshifte yderligere. 5 gange til venstre giver 5,64 og derfor ganges med 6. Derefter er det nødvendigt at bitshifte 5 gange til højre. Ved bitshiftningen havner de mindstbetydende i de øverste 8 bit og derfor er det nødvendigt at AND'e med $0x00FF$. På samme vis løses problemet med $D[n-4]$.

Her er ligningen ligeledes testet i Matlab, og resultatet blev også her uacceptabelt. I afsnit 6.6.2, kan der findes et overslag for tider, hvis de originale ligninger anvendes i PIC'en.



Figur 6.16: Sammenligning af original spændingssøjfe, med tilnærmede ligninger.

6.6.2 Test af tidskrav for interruptservicerutiner

I laboratoriet er det undersøgt, hvor lang tid de forskellige interrupts tager. Dette er nødvendigt for at verificere, at interruptservicerutinerne når at blive færdige inden næste interrupt kommer. I tabel 6.2 findes tiderne for implementationen med tilnærmede værdier.

Regulering	Tidskrav	Målt tid
Busregulering	1,21 ms	210 μ s
MPPT	1,67 ms	167 μ s

Tabel 6.2: Tabel over undersøgte og krævede tider.

Ud fra tabellen ses det at tidskravet er overholdt, og PIC'en kan nå alle beregninger i realtid.

Ud fra simuleringer i Mplab(udviklingsværktøj for PIC), er det observeret, at hvis der regnes floatingpoints, vil det tage ca. en faktor ti længere tid. I tabel 6.3, kan tiderne for interrupt, med de originale ligninger ses.

Heraf ses det, at tiderne for busregulering ikke kan overholdes, og systemet vil ikke kunne køre i realtid, hvis der regnes med floatingpoints. Med hensyn til MPPT, kan tidskravet lige nøjagtigt overholdes.

Ud fra disse overslagsberegninger, kan det ses at PIC'en ikke kan opfylde

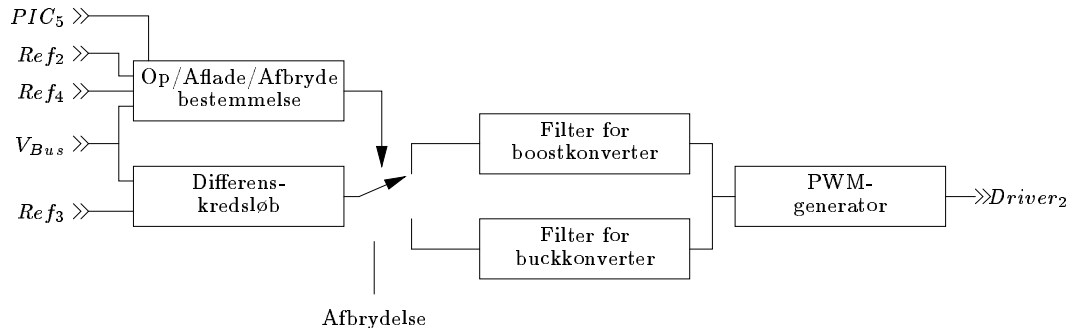
Regulering	Tidskrav	Overslag på tider med floatingpoints
Busregulering	1,21 ms	2,1 ms
MPPT	1,67 ms	1,67 ms

Tabel 6.3: Tabel over tider, hvis det er de originale ligninger der implementeres.

kravene til reguleringen. En måde at opfylde dem på, er at implementere en analog regulering, som det er gjort for batterikonverteren. Et andet løsningsforslag kunne være at benytte en DSP, som er beregnet til formålet.

6.7 Implementation af analog regulering

Implementation af reguleringen for den bidirektionelle batterikonverter gennemgås i dette afsnit. Der er tale om to reguleringer, der begge implementeres med analoge filtre. Hvorledes filtrene er forbundet med hjælpe kredsløb, er vist på figur 6.17.

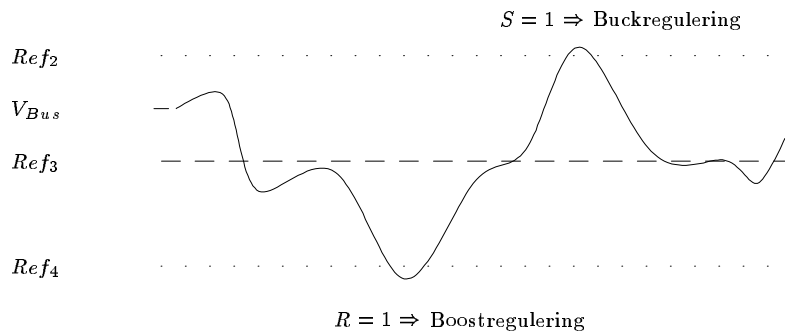


Figur 6.17: Den analoge regulering med differenskredsløb, op/aflade-bestemmelse, filtre og PWM-generator.

Et kredsløb skal afgøre hvorvidt, der skal op- (buckkonverteren) eller aflades (boostkonverteren). Dette kredsløb kaldes på figur 6.17 for “Op/Aflade/Afbrydebestemmelse” og kredsløbet skal også enable/disable batterikonverteren og dermed reguleringen ud fra et enable signal fra controlleren. Et differenskredsløb måler forskellen mellem en 5 V’s reference (Ref_3) og V_{Bus} . Såfremt batterikonverteren er aktiv sendes differenssignalet ind i et af filtrene. Output fra filtrene er en spænding, som PWM-generatoren kan omsætte til et PWM-signal med en duty cycle mellem 0 og 100%.

6.7.1 Op/aflade/afbrydelse

Den analoge regulering har til opgave at regulere spændingen på DC-bussen. Det gøres ved at tilføre effekt (boostregulering) eller trække effekt (buckregulering) til eller fra DC-bussen. Hvilken regulering der benyttes bestemmes af op/aflade/afbrydelses funktion ud fra busspændingen. En skarp grænse på 5.0 V (Ref_3) er ikke hensigtsmæssig, fordi kredsløbet i så fald skiftet alt for ofte mellem op og afladning. Istedet styres efter to andre referencer som illustreret på figur 6.18. De to referencer ligger henholdsvis en smule (25 mV) over (Ref_2) og en smule under Ref_4 . De tre nævnte referencer skabes vha. en LM385-kreds, som det er gjort med AD-konverterens referencespænding. Der bruges dog spændingsdelinger, som det ses på det samlede diagram. Når busspændingen passerer den øvre grænse sættes SR-latchen (se figur 6.18 og 6.19) og buckreguleringen er aktiv, indtil busspændingen falder til under den nedre grænse. Her resettes latchen og boostregulering aktiveres indtil busspændingen passerer den øvre grænse osv. Kontakten realiseres med transistorer, og i praksis er det nødvendigt at tilkoble filtrene både ved ind og udgang, for at undgå at begge filtre har indflydelse på PWM samtidig.



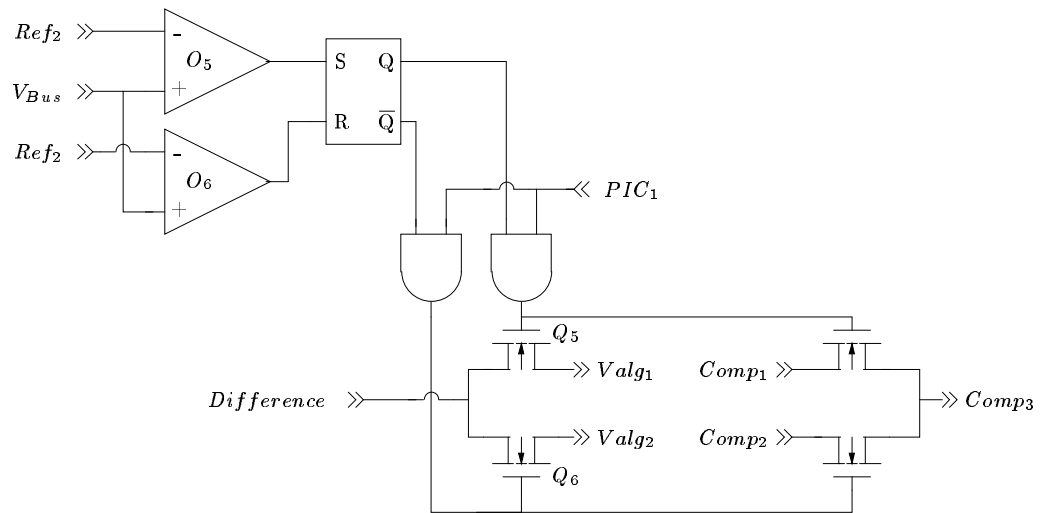
Figur 6.18: Grænser for reguleringsvalg.

Enablefunktionen implementeres ved to AND-gates således at mikrocontrolleren kan enable/disable batterikonverteren efter behov.

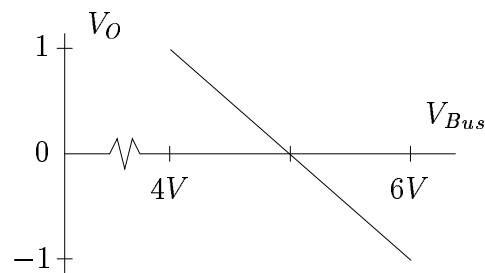
6.7.2 Differenskredsløb

Den ønskede karakteristik ses på figur 6.20, hvor det bl.a. fremgår at forstærkningen skal være -1. Det skyldes, at reguleringen kræver en sensorforstærkning på -1. Det ses ligeledes, at spændingsforskellen kan blive negativ, og dermed er der behov for negativ forsyning af operationsforstærkerne.

Opkoblingen vist på figur 6.21 kan frembringe denne karakteristik.



Figur 6.19: Praktisk implementering af Op/aflade/Afbryde-bestemmelse.



Figur 6.20: Ønsket karakteristik for differensforstærker.

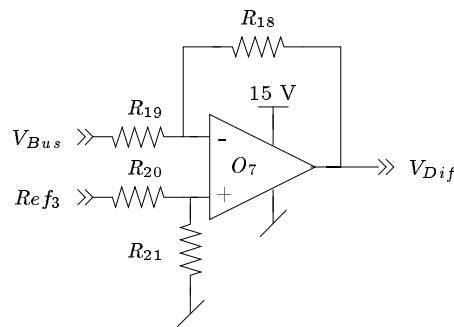
Forudsat at $R_{21} = R_{18}$ og $R_{20} = R_{19}$ er udgangsspændingen (V_{Dif}) givet ved ligning 6.16

$$V_{Dif} = \frac{R_{18}}{R_{19}}(Ref_3 - V_{Bus}) \quad (6.16)$$

Af ligningen ses, at R_{18} skal være lig R_{19} . De vælges begge til 100 k Ω .

6.7.3 Filter for Buckkonverter

Filteret for buckkonverteren skal have en overføringsfunktion som vist i ligning 6.17. Overføringsfunktionen har reelle poler og nulpunkter og kan derfor splittes op i 1. ordens led.



Figur 6.21: Opkobling af differensforstærker.

$$\frac{8.097s^2 + 1.644 \cdot 10^5 s + 2 \cdot 10^8}{s^2 + 2 \cdot 10^5 s} = \underbrace{\frac{4.05s + 5263}{s + 2 \cdot 10^5}}_{1.led} \cdot \underbrace{\frac{2s + 38000}{s}}_{2.led} \quad (6.17)$$

Det er valgt at realisere de to 1. ordens led med ikke inverterende operationsforstærker koblinger som vist på figur 6.22.

Overføringsfunktionen for denne kobling er givet i ligning 6.18.

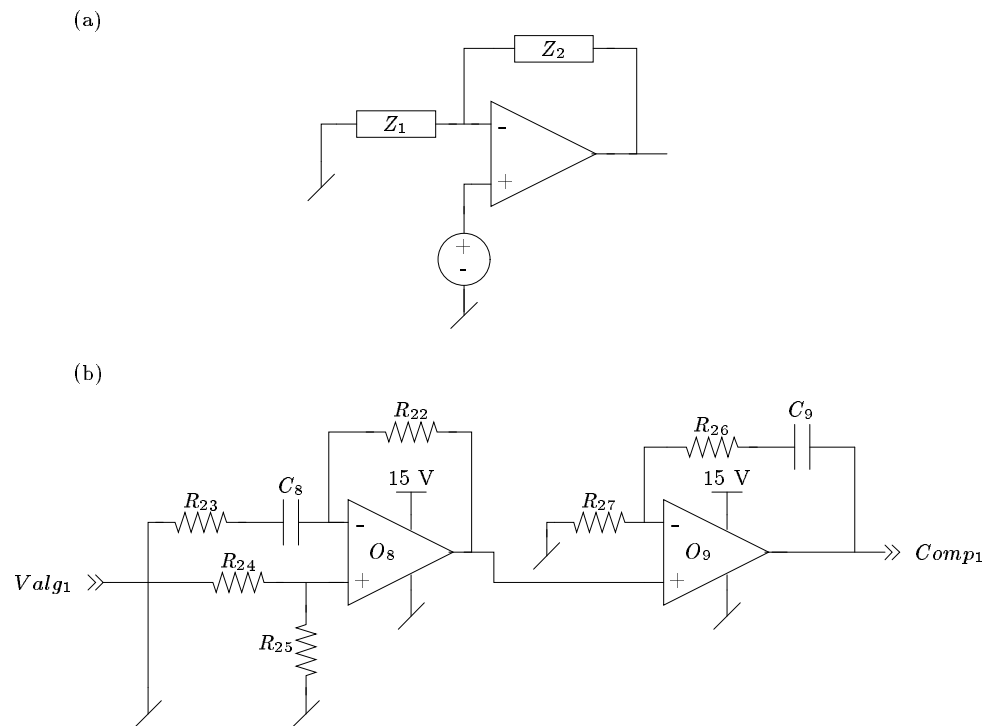
$$T(s) = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (6.18)$$

For 1. led gælder at Z_1 er en seriekobling af en kondensator og en modstand og Z_2 er en ren ohmsk impedans. Overføringsfunktionen for 1. led ($T1(s)$) kan jvf. formel 6.18 og figur 6.22 skrives som ligning 6.19:

$$\begin{aligned} T1(s) &= 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 1 + \frac{R_{22}}{\frac{1+s \cdot C_8 \cdot R_{23}}{s \cdot C_8}} \quad (6.19) \\ &= \frac{\frac{(R_{23}+R_{22})}{R_{23}} s + \frac{1}{C_8 \cdot R_{23}}}{s + \frac{1}{C_8 \cdot R_{23}}} \end{aligned}$$

Af sidste ligning ses, at der er en uoverensstemmelse mellem 1. led i overføringsfunktionen og $T1(s)$ (på DC-forstærkningen). Det kan der kompenseres for, ved at multiplicere faktoren 38 på første led. Første led ændres dermed til ligning 6.20:

$$\underbrace{\frac{1}{38} \cdot \frac{154s + 10^5}{s + 10^5}}_{1.led} \quad (6.20)$$



Figur 6.22: Generel opkobling af ikke inverterende operationsforstærker kobling(a). Filter for regulering af buckkonverter med to ikke inverterende koblinger, b er 1. og 2. led.

Dæmpningen på 38 gange realiseres med en spændingsdeling på indgangssignalet ($R_{24} = 370 \text{ k}\Omega$ og $R_{25} = 10 \text{ k}\Omega$). Herefter kan følgende sammenhænge opstilles ved ligning 6.21:

$$\frac{1}{C_8 \cdot R_{23}} = 2 \cdot 10^5 \quad (6.21)$$

$$\frac{R_{23} + R_{22}}{R_{23}} = 154$$

R_{23} vælges til $10 \text{ k}\Omega$ og som følge af det valg bliver $C_8 = 500 \text{ pF}$ og $R_{22} = 1.53 \text{ M}\Omega$.

2. led er ligeledes realiseret med en ikke inverterende kobling og $T2(s)$ kan skrives ved ligning 6.22.

$$T2(s) = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 1 + \frac{1 + s \cdot C_9 \cdot R_{26}}{s \cdot C_9 \cdot R_{27}} \quad (6.22)$$

$$= \frac{\frac{R_{27} + R_{26}}{R_{27}} s + \frac{1}{R_{27} \cdot C_9}}{s}$$

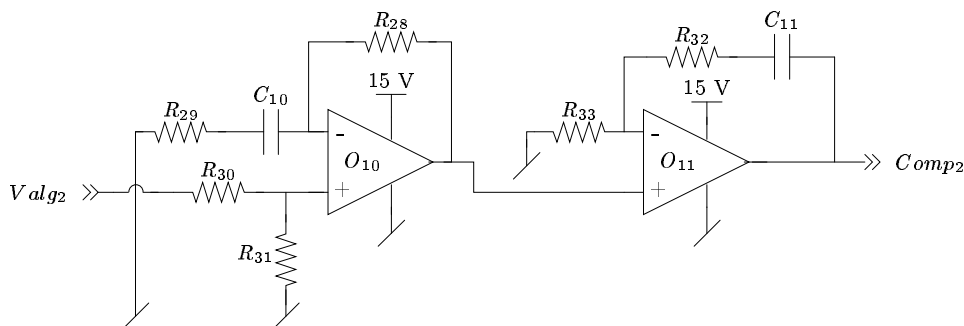
Som ved 1. led opstilles sammenhængene ved ligning 6.23:

$$\frac{1}{C_9 \cdot R_{27}} = 38000 \Leftrightarrow R_{27} = \frac{1}{C_9 \cdot 38000} \quad (6.23)$$

C_9 vælges til 100 pF og derved bliver R_{27} lig 263 k Ω . R_{26} kan ligeledes udregnes til 263 k Ω ved ligning 6.24.

$$\frac{R_{27} + R_{26}}{R_{27}} = 2 \quad (6.24)$$

6.7.4 Filter for Boostkonverter



Figur 6.23: Filter for regulering af boostkonverter.

Overføringsfunktionen for boostreguleringen er på samme form som buckreguleringen og derfor bruges den samme fremgangsmåde.

$$\begin{aligned} & \frac{1.667s^2 + 3.25 \cdot 10^4 s + 4.5 \cdot 10^7}{s^2 + 10^5 s} \quad (6.25) \\ &= \underbrace{\frac{1.25s + 1875}{s + 10^5}}_{1.led} \cdot \underbrace{\frac{\frac{4}{3}s + 24000}{s}}_{2.led} \\ &= \underbrace{\frac{1}{53} \cdot \frac{66.6s + 10^5}{s + 10^5}}_{1.led} \cdot \underbrace{\frac{\frac{4}{3}s + 24000}{s}}_{2.led} \end{aligned}$$

$$= \underbrace{\frac{R_{31}}{R_{30} + R_{31}} \cdot \frac{\frac{R_{29} + R_{28}}{R_{29}} s + \frac{1}{R_{29} \cdot C_{10}}}{s + \frac{1}{R_{29} \cdot C_{10}}}}_{1.led} \cdot \underbrace{\frac{\frac{R_{33} + R_{32}}{R_{33}} s + \frac{1}{C_{11} \cdot R_{33}}}{s}}_{2.led}$$

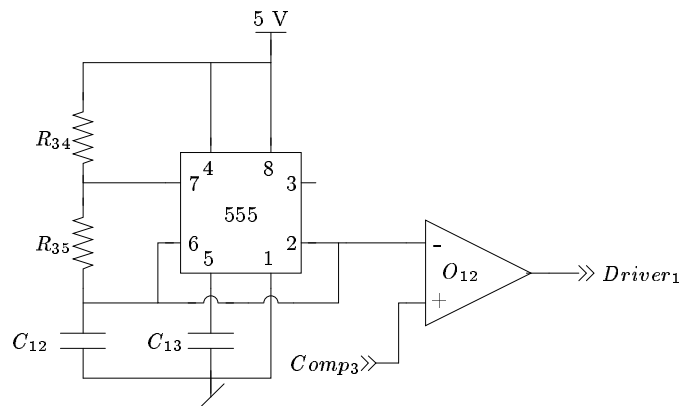
I tabel 6.4 oplystes de udregnede og valgte komponentværdier.

Komponent	Valgt/Udregnet	Værdi
R_{31}	V	10 k Ω
R_{30}	U	520 k Ω
C_{10}	V	1 nF
R_{29}	U	10 k Ω
R_{28}	U	656 k Ω
C_{11}	V	100 pF
R_{33}	U	417 k Ω
R_{32}	U	139 k Ω

Tabel 6.4: Valgte og udregnede værdier til de analoge filtre til boostreguleringen.

6.7.5 PWM-generator

Der ønskes et PWM-signal med en frekvens på 75 kHz ($T_s = 13 \mu s$) og en variabel duty-cycle fra 0 til 100%. Det vælges, at generere dette signal med en LM555-kreds [555] og en komparator, som vist på figur 6.24. Dette afsnit er skrevet på baggrund af [Sed].



Figur 6.24: Implementering af PWM-generator.

Savtakspændingen for ben 2 på 555 forbindes til komparator (In-). På plusindgangen af komparatoren forbindes filterspændingen (compareværdi fra

filter), der skal variere dutycyclen. På udgangen genereres et PWM-signal på 75 kHz og med variabel dutycycle. 555'eren er sådan indrettet at savtakspændingen svinger mellem $\frac{1}{3}V_{Ref}$ og $\frac{2}{3}V_{Ref}$. Heraf følger, at for at opnå en given dutycycle, skal inputsignalet ($Comp_3$) være givet ved formel 6.26:

$$Comp_3 = \frac{1}{3}V_{Ref} + D\frac{1}{3}V_{Ref} \quad (6.26)$$

De komponenter, der er valgt, er udregnet efter ligning 6.27:

$$R_{35} = 0,5 \cdot \left(\frac{T_s}{\ln 2 \cdot C_{12}} - R_{34} \right) \quad (6.27)$$

Værdierne for R_{34} og C_{12} , er valgt i forvejen til henholdsvis 100 k Ω og 100 pF. Derved bliver $R_{35} = 46.2$ k Ω . C_{13} sættes jvf. databladet til 10 nF.

6.8 Delkonklusion

I dette kapitel er implementationen af den fysiske opbygning forklaret, og problemerne med ringning er beskrevet. Det er vist, at den digitale implementering ikke fungerer pga. manglende regnekraft i den valgte mikrocontroller. Der er skitseret to løsningsforslag.

En analog regulering er gennemgået, men ikke implementeret og et væsentligt minus ved denne opbygning er behovet for en negativ forsyning.

Alternativt kunne mikrocontrolleren og den analoge regulering erstattes med en DSP.

Kapitel 7

Konklusion

Formålet med projektet er at dimensionere en strømforsyning til AAU Cubesat. Satellitten forsynes med energi fra solceller, hvor det er strømforsyningens opgave at omforme og regulere energien herfra, så de resterende undersystemer i satellitten kan fungere.

Projektet har resulteret i en strømforsyning, der består af en batteriop/afleder, bygget op som en bidirektionel buck- og boostkonverter, og en buck-boost konverter til solcellerne. En digital regulering til solcelle konverteren er designet og implementeret i en mikrocontroller. Til den bidirektionelle konverter er ostillet forslag til en analog regulering, der dog ikke er realiseret ved projektaflevering.

Projektet lægger stor vægt på, udvikling af modeller angående dimensionering og regulering. Vedrørerne dimensioneringen er der opstillet detaljerede tabsmodeller i Matlab for forskellige komponenter i systemet. Modellerne er opbygget med henblik på at opnå konverterdesign med størst mulig nyttevirkning. Tabsmodellerne beskriver tabene i følgende komponenter: spoler, transistorer, dioder og kondensatorer.

Modeller til reguleringen er ligeledes lavet i Matlab, med henblik på at opnå den mest optimale løsning.

Til opstilling af modellerne for konverterne, har det været nødvendigt at opstille modeller for de eksterne systemer, disse er:

- Solcellemodel.
- Solindfaldsmodel.
- Effektregnskab.

De tre konvertere er herefter realiseret med de beregnede komponentværdier, og fungerer i åbensløjfe. De nyttevirkningskrav der er stillet til strømforsyningen kontra de målte værdier, kan ses i tabel 7.1. Disse resultater skal ses med hensyn til, at den fundne spolekerne ikke kunne realiseres. Der er både teoretiske værdier for nyttevirkningen, når den optimale spole benyttes, og når den spole der bruges nu benyttes.

	Buck	Boost	Buckboost
η (teoretisk, optimal spole)	96,7%	95,0%	91,3%
η (teoretisk, brugt spole)	96,1%	94,0%	90,6%
η (målt)	94,3%	91,2%	85,5%
Rippel(krav)		100 mV _{pk-pk}	100 mV _{pk-pk}
Rippel(målt)		142 mV _{pk-pk}	149 mV _{pk-pk}

Tabel 7.1: Krav til strømforsyningen, samt de funde værdier.

Af tabel 7.1 ses det, at de opnåede resultater stemmer godt overens med de teoretiske værdier. Herudfra kan det konkluderes, at de opstillede tabsmodeller, der er lavet for konverterne, er gode. Nyttevirkningerne ligger ikke mere end 5 – 6 procentpoint under de antagede, og ripplespændingen ligger kun 50% over den forventede.

Som beskrevet er der dimensioneret en analog og digital regulering til strømforsyningen, hvor den digitale er implementeret i systemet. Det er valgt at implementere denne regulering ved hjælp af en PIC16F877, under antagelse af at den kan opfylde kravene. Det viste sig dog at den ikke kunne regulere strømforsyningen efter hensigten. Problemet er, at for at PIC'en havde nok regnekraft skulle overføringsfunktionerne til reguleringen kraftigt reduceres, hvilket resulterer i at reguleringen er upræcis og ustabil. Den analoge regulering er beskrevet og der er opstillet modeller for den, men den er ikke realiseret.

Perspektiver

Strømforsyningen kan i nuværende tilstand ikke opfylde kravene til AAU Cubesat. For at gøre dette, vil det være nødvendigt at få reguleringen til at fungere optimalt. Dette kan eventuelt gøres ved at slække lidt på kravene til nyttevirkningen, hvilket vil gøre reguleringen mere simpel, og derved lettere at implementere. Dermed menes at reguleringsovervejelser i så fald skal tages med i konverterdesignet, hvorved det ikke kun vil være tabsovervejelser, der designs efter. En anden metode vil være at udskifte PIC'en med en anden

mikrocontroller. Der er her stillet et forslag om at anvende en DSP, som har større regnekraft, og derved gøre reguleringen mere præcis.

Tilsvarende vil det kræves at ringning på udgangen kan minimeres. Dette kan gøres ved at vælge en langsommere switch, med øget effekttab til følge. Yderligere kan ringningen reduceres ved at opbygge strømforsyningen på et egentligt print frem for det nuværende prototypeprint.

Ud over disse forbedringer af den opbyggede strømforsyning skal der indbygges de forskellige funktioner, som dette projekt ikke indeholder. Dvs. den skal understøtte kommunikation via I2C-standarten, have en powerup funktion og have flere sensorer til indsamling af "housekeeping" data. Dermed giver dette projekt en basis til en færdigudvikling af satellitstrømforsyningen til Cubesat.

Litteratur

- [Eri] Robert W. Erickson & Dragan Maksimovic *Fundamentals of Power Electronics, second edition*. Kluwer Academic Publishers. ISBN: 0-7923-7270-0.
- [Moh] Mohan, Undeland & Robbins *Power Electronics, second edition*. John Wiley & Sons, Inc. ISBN: 0-471-58408-8.
- [Sed] Smith, Sedra *Microelectronics Circuits, fourth edition*. Oxford University Press, 4. udgave. ISBN: 0-19-511690-9.
- [Fee] Gene F. Franklin, J. David Powell & Abbas Emami-Naeini *Feedback control of dynamic systems, third edition*. Addison-Wesley Publishing Company. ISBN: 0-201-53487-8.
- [HJM] Hans Joachim Möller *Semiconductors for solar cells 1993*. Artech House. ISBN: 0-89006-574-8.
- [Solar] C.-J. Winter, R.L. Sizmann, L.L. Vant-Hull *Solar Power Plants* Springer-Verlag. ISBN: 3-540-18897-5.
- [MPPT] K.H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, M. Osakada *Maximum photovoltaic power tracking: An algorithm for rapidly changing atmospheric conditions*. Artikel.
- [P-POD] Ryan Connolly *The P-Pod Payload Planner's Guide, Revision C*.
- [Dual] *Datablad for DualJunction solceller*. Emcore 2001
- [Triple] *Datablad for TripleJunction solceller*. Emcore 2001
- [TLC] *Datablad for TLC271 OpAmp*. Texas Instruments 1997. SLOS090D.
- [LM385] *Datablad for LM385 spændingsreferencekreds*. National Semiconductor 2000. DS005250.

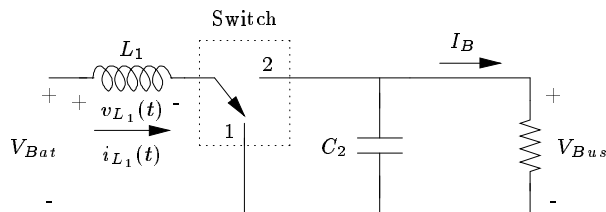
- [PIC] *Datablad for PIC16F877*. Microchip.
- [555] *Datablad for LM555 spændingsreferencekreds*. National Semiconductor februar 2000. DS007851.
- [IR2101] *Datablad for linedriver IR2101*. International rectifier DS No. PD60043-M.
- [IRF7456] *Datablad for transistor IRF7456*. International rectifier DS No. PD93840B.
- [20L15T] *Datablad for diode IRF7456*. International rectifier PD-20577.
- [Kerner] *SMD Coil Formers and Cores*. Philips.
- [Far] *Komponentkatalog fra farnell*. Farnell.
- [Lar] Lars Helle, p.H.D.-studerende ved institut 14 ved AAU. *Design af konverter.. Uddrag fra rapport*
- [Sti] Stig Munk-Nielsen, Lektor institut 14 ved AAU.
- [TER] Foredrag ved Hans Jensen, Terma.
- [CUB] Hank Heidt & Jordi Puig Suari & Augustus S Moore & Shini-chi Nakasuka & Robert J Twigs. *Cubesat: A New Generation of Picosatellite for Education and Industry Low-Cost Space Experimentation*. Artikel.
- [SHI] Toshihisa shimizu & Masaki Hirakata % Tomoya Kamezawa & Hi-sao Watanabe. *Generation Control Circuit for Photovoltaic Modules*. Artikel.
- [Byg] *Byg din egen satellit*. Dansk Rumforsknings Institut (DRI). Dokument.
- [DAN] *Datablade DL443573*. . Danionics.
- [EMC] Tim Williams. *EMC for Product designers, 3rd edition*. Newness 2001. ISBN: 0-7506-4167-3.

Appendiks A

Dimensionering

A.1 Boostkonverter

Ud fra afsnit 4.1, kan tilsvarende ligninger for boostkonverteren opstilles. Da fremgangsmåden er den samme er figurer og ligninger medtaget i afsnittet. Først opstilles udtryk for CCM, og derefter for DCM. På figur A.1 ses den ideelle boostkonverter.



Figur A.1: Ideel boostkonverter.

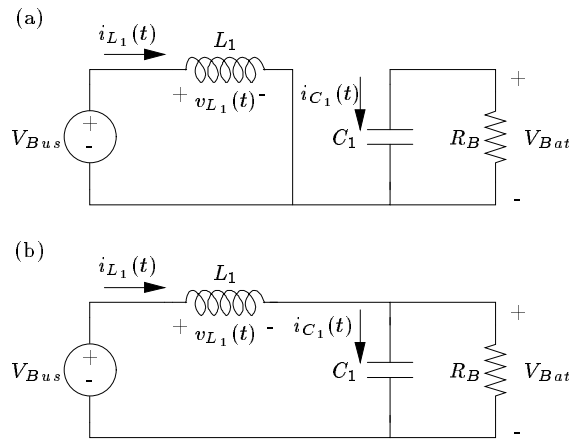
A.1.1 Continuous Conduction Mode

Tilstandsdiagrammer for boostkonverteren, ses på figur A.2.

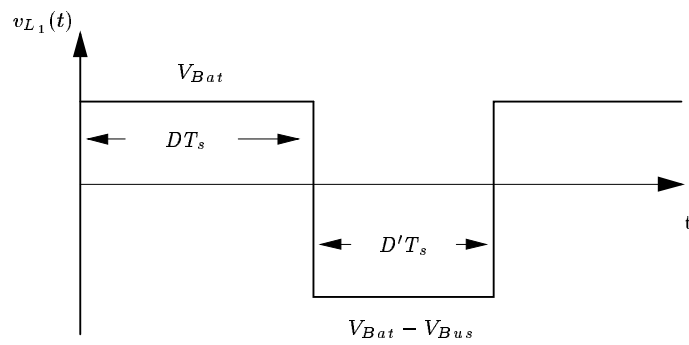
Ud fra disse diagrammer, og ved hjælp af figur A.3, opstilles udtryk for middelspændingen. (Ligning A.1).

$$V_L = DV_{Bat} + D'(V_{Bat} - V_{Bus}) \quad (\text{A.1})$$

Herudfra kan udtrykket for V_{Bus} opstilles.



Figur A.2: Tilstandsdiagrammer for boost.



Figur A.3: Spændingen over spolen for en switchperiode.

$$V_{Bus} = \frac{V_{Bat}}{D'} \tag{A.2}$$

Endvidere kan ligning A.3 opstilles for V_{Bat} .

$$V_{Bat} = -I_{Bat}R_{Bat} + V_{Emk} \tag{A.3}$$

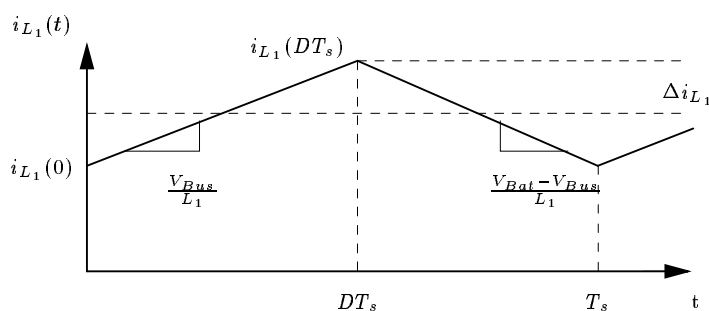
For at opstille et udtryk for middelstrømmen ses der først på ind og udgangseffekt, som er lig hinanden, se ligning A.4 og A.5. Idet konverteren anses for at være tabsfri.

$$P_{Bat} = I_{Bat}V_{Bat} \tag{A.4}$$

$$P_{Bus} = V_{Bus} I_B \quad (A.5)$$

Ud fra disse ligninger og figur A.4, kan belastningsstrømmen I_B findes. (Ligning A.6)

$$I_B = \frac{I_{Bat} \cdot V_{Bat}}{V_{Bus}} \quad (A.6)$$



Figur A.4: Graf for strømmen gennem spolen i CCM.

I_{Bat} fra ligning A.3 indsættes i A.4 og A.5, og der fremkommer en andengradsligning for V_{Bat} , hvor den positive løsning ses i ligning A.7.

$$V_{Bat} = \frac{V_{Emk} + \sqrt{V_{Emk}^2 - 4R_{Bat}V_{Bus}I_{Bus}}}{2} \quad (A.7)$$

Udtryk for RMSstrømmen opstilles i ligning A.8.

$$I_{L1,RMS} = I_{L1} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_{L1}}{I_{L1}} \right)^2} \quad (A.8)$$

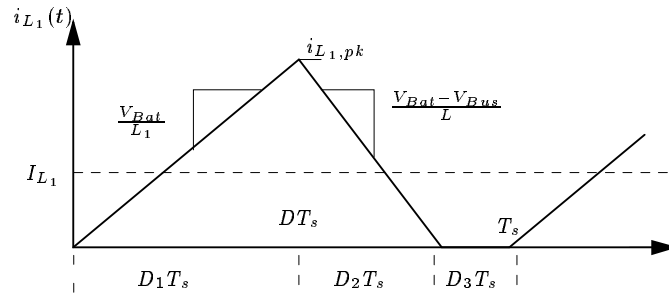
A.1.2 Discontinuous Conduction Mode

Figur A.5, viser spolestrømmen i DCM.

De tre konvertertilstande i DCM er vist på figur A.6.

Først bestemmes middelspændingen i spolen, udtrykt i ligning A.9

$$V_L = D_1 V_{Bat} + D_2 (V_{Bat} - V_{Bus}) + D_3 (0) \quad (A.9)$$



Figur A.5: Graf for for strømmen gennem spolen i DCM for boost.

Herfra kan ligning A.10 opstilles.

$$V_{Bus} = \frac{V_{Bat}(D_1 + D_2)}{D_2} \quad (\text{A.10})$$

Ud fra figur A.7 kan ligning A.11 opskrives.

$$i_{L_1, pk} = \frac{V_{Bat} - V_{Bus}}{L} D_2 T_s \quad (\text{A.11})$$

Herefter opstilles udtrykket for middelstrømmen ved hjælp af figur A.5.

$$\langle I_{L_1} \rangle = \frac{1}{2} i_{L_1, pk} (D_1 + D_2) \quad (\text{A.12})$$

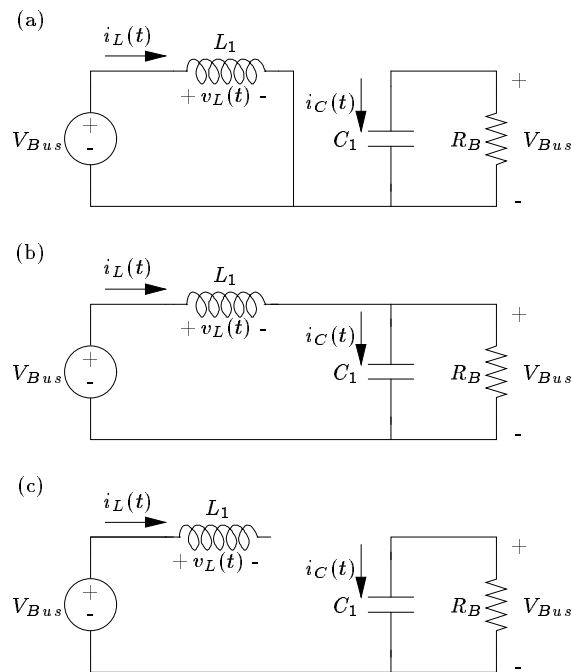
Herefter opstilles udtryk for D_2 :

$$D_2 = D_1 \frac{V_{Bat}}{V_{Bat} - V_{Bus}} \quad (\text{A.13})$$

Til sidst opstilles ligningen for $I_{L_1, RMS}$.

$$I_{L_1, RMS} = i_{L_1, pk} \sqrt{\frac{D_1 + D_2}{3}} \quad (\text{A.14})$$

Ligesom for buckkonverteren er der lavet tabsmodeller. Nyttedivirkninger for disse kan ses på CD.



Figur A.6: Diagram for boostkonverter tilstande i DCM.

A.2 Buck-boostkonverter

Ud fra afsnit 4.1, kan tilsvarende ligninger for buckboostkonverteren opstilles. Da fremgangsmåden er den samme er kun figurer og ligninger medtaget i afsnittet. Der opstilles først udtryk for CCM, og for DCM. På figur A.8 ses den ideelle buck-boostkonverter.

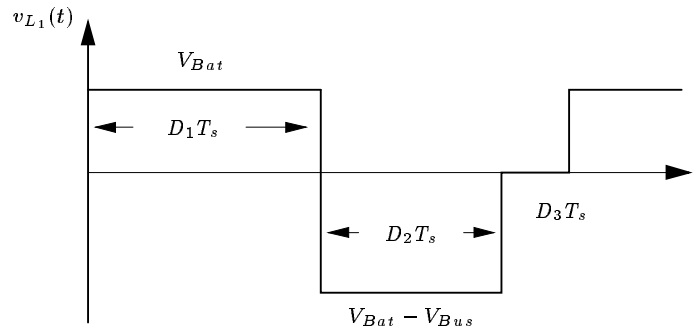
A.2.1 Continous Conduction Mode

Tilstandsdiagrammer for konverteren i CCM ses på figur A.9.

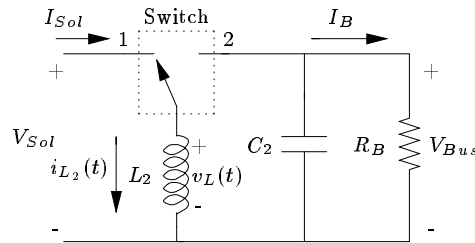
Ud fra tilstandsdiagrammerne er det muligt at finde middelspændingen over spolen. Ud fra figur A.10 opskrives ligning A.15.

$$V_{L2} = DV_{Sol} + D'(-V_{Bus}) \quad (\text{A.15})$$

For at finde et udtryk for dutycyclen, opstilles ligninger for effekterne ved solceller og bussen. Ligning A.16 er ved solcellerne og ligning A.17 er for bussen.



Figur A.7: Graf for spændingen over spolen når konverteren arbejder i DCM.



Figur A.8: Ideel buck-boostkonverter.

$$P_{Sol} = V_{Sol} I_{Sol} \tag{A.16}$$

$$P_{Bus} = V_{Bus} I_B \tag{A.17}$$

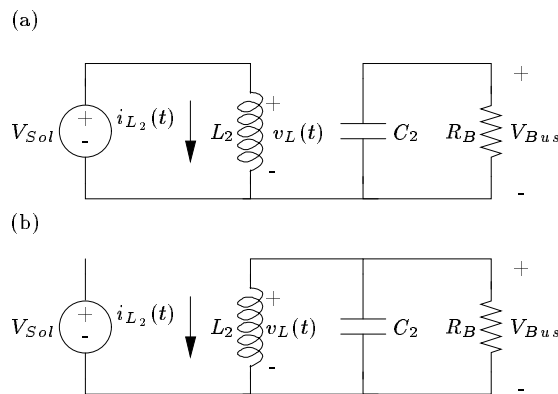
Endvidere er $V_{Sol} = \frac{V_{Bus}}{M}$, hvor $M = \frac{D}{1-D}$. Det indsættes i ligning A.16 og A.17, og skrives om til ligning A.19.

Når switchen er i position 1, er $I_{L2} = I_{Sol}$ og $I_B = 0$. Når switchen er i position 2 er $I_{L2} = I_B$ og $I_{Sol} = 0$. Derved opstår ligning A.18.

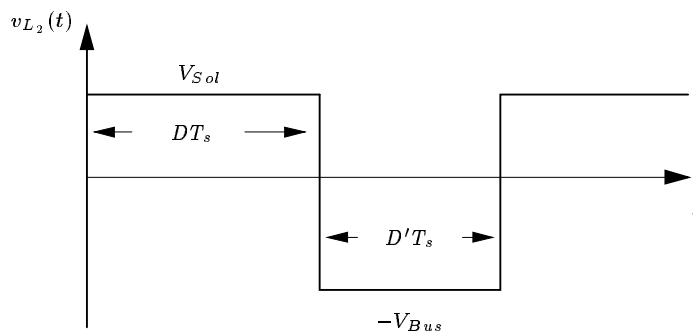
$$I_{L2} = I_{Sol} + I_B \tag{A.18}$$

$$D = \frac{I_{Sol}}{I_B + I_{Sol}} \tag{A.19}$$

Det er nu muligt at udregne peak- og RMSstrømmen i spolen. På figur A.11, ses strømmene.



Figur A.9: Tilstandsdiagrammer for buck-boost.



Figur A.10: Spændingen over spolen for en switchperiode.

Peakstrømmen udregnes i ligning A.20.

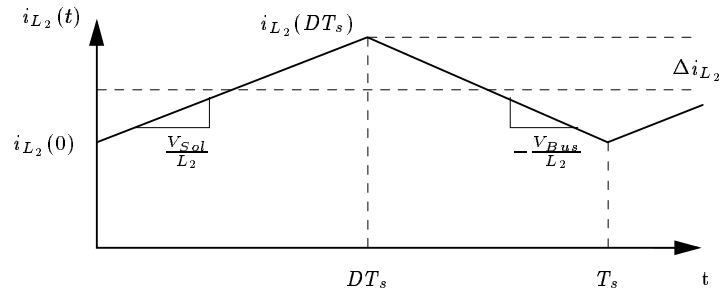
$$i_{L_2, pk} = \frac{1}{2} \frac{V_{Bat}}{L_2} + I_{L_2} \quad (\text{A.20})$$

RMSstrømmen regnes på samme måde som buckkonverteren, og kan ses i ligning A.21.

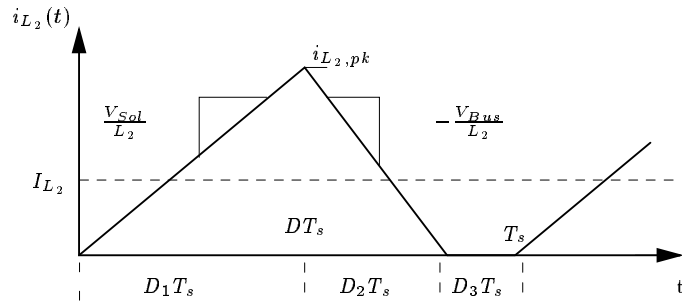
$$I_{L_2 RMS} = I_{L_2} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_{L_2}}{I_{L_2}} \right)^2} \quad (\text{A.21})$$

A.2.2 Discontinuous Conduction Mode

Strømmen i spolen i DCM ses på figur A.12. De tre konvertertilstande i DCM, er vist på figur A.13.



Figur A.11: Graf for strømmen gennem spolen.



Figur A.12: Graf for for strømmen gennem spolen i DCM.

Først udregnes middelspændingen i spolen som:

$$V_{L_2} = D_1 V_{Sol} + D_2 (-V_{Bus}) + D_3 (0) = 0 \quad (\text{A.22})$$

Fra ligning A.22, kan ligning A.25 opskrives.

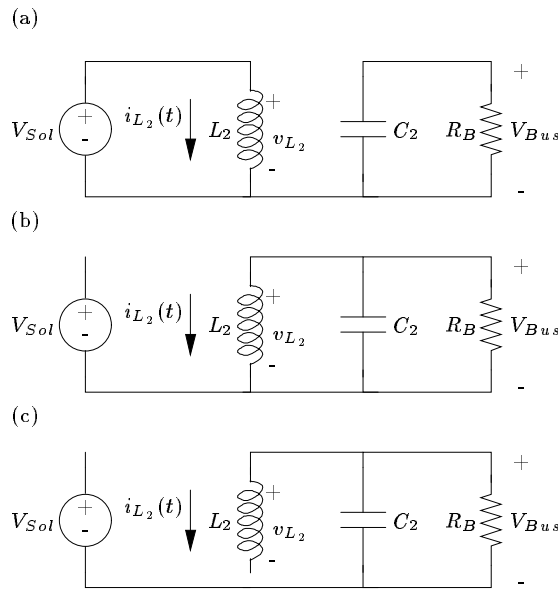
Ud fra effektbetragtninger fås: $\frac{I_B}{I_{Sol}} = \frac{D_2}{D_1}$. D_1 findes ved ligning A.23[?, Moh]

$$D_1 = \frac{I_{Sol}}{I_B} \sqrt{\frac{2L_2 I_B}{T_s V_{Bus}}} \quad (\text{A.23})$$

Fra ligning A.23 opstilles A.24, og D_2 findes.

$$D_2 = D_1 \frac{I_B}{I_{Sol}} \quad (\text{A.24})$$

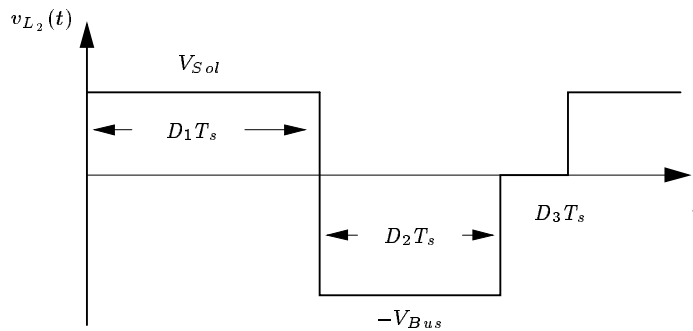
$$V_{Bus} = \frac{D_1 V_{Sol}}{D_2} \quad (\text{A.25})$$



Figur A.13: Diagram for konvertilstande i DCM.

Ud fra figur A.14, kan udtrykket for peakstrømmen opskrives:

$$i_{L_2, pk} = \frac{V_{Bus}}{L_2} D_2 T_s \quad (\text{A.26})$$



Figur A.14: Graf for spændingen over spolen når konverteren arbejder i DCM.

Herefter opstilles udtryk for middelstrømmen, som findes ud fra figur A.12.

$$I_{L_2} = \frac{1}{2} i_{L_2, pk} (D_1 + D_2) \quad (\text{A.27})$$

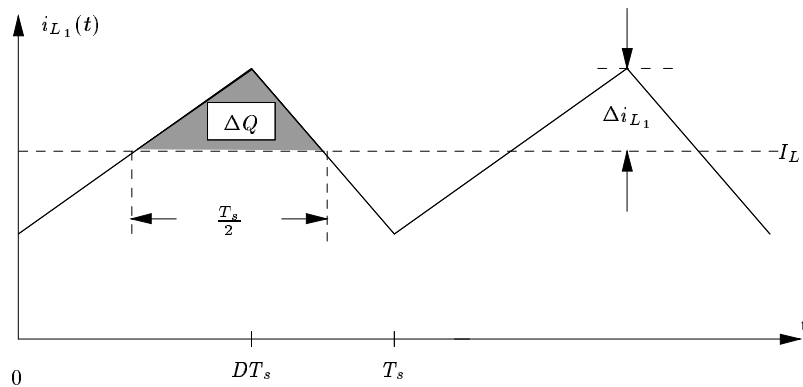
Til sidst kan udtrykket for RMSstrømmen opstilles (ligning A.28).

$$I_{L_2,RMS} = i_{L_2,pk} \sqrt{\frac{D_1 + D_2}{3}} \quad (\text{A.28})$$

A.3 Kondensatorudregning for buck og buck-boostkonverter

Herunder er udledningerne af ligningerne for kondensatorstørrelserne i buck- og i buck-boostkonverteren vist.

I buckkonverteren er outputstrømmen den samme som strømmen gennem spolen L_1 , I_{L_1} . $i_{L_1}(t)$ er vist på figur A.15 i CCM, og på figur A.16 for DCM.



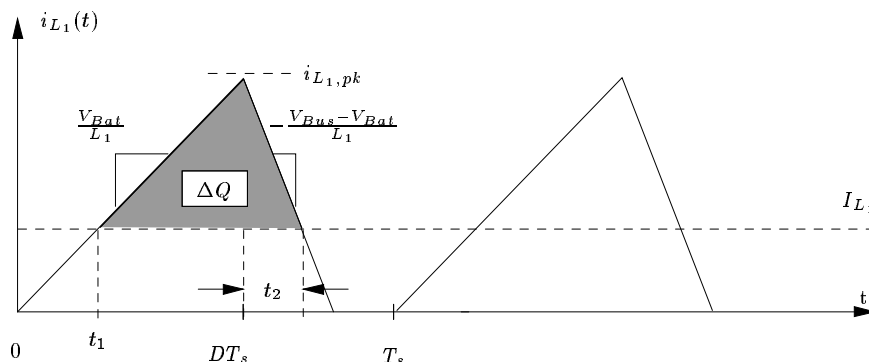
Figur A.15: $i_{L_1}(t)$ i CCM.

ΔQ kan bestemmes ud fra figur A.15 til $\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \Delta i_{L_1}$. Der er ikke noget krav til hvor stor ripplespændingen på batteriet må være, så det er valgt at sætte ripplespændingen til det samme som på DC-bussen som er $\pm 1\%$. Δi_{L_1} er udregnet i afsnittet om buckkonverteren. Den mindste kondensatorstørrelse udregnes efter ligning 4.62 til A.29

$$C_3 = \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{1}{2 \cdot \Delta v} \Delta i_{L_1} \quad (\text{A.29})$$

$i_{L_1}(t)$ i DCM er vist på figur A.16.

For at regne ΔQ i DCM, er det nødvendigt at kende de to tider t_1 og t_2 på figur A.16. Disse bestemmes ud fra hældningerne på strømmen til:



Figur A.16: $i_{L_1}(t)$ i DCM.

$$I_{L_1} = \frac{V_{Bus} - V_{Bat}}{L_1} \cdot t_1 \Leftrightarrow t_1 = \frac{I_{L_1} \cdot L_1}{V_{Bus} - V_{Bat}} \quad (\text{A.30})$$

$$I_{L_1} = -\frac{V_{Bat}}{L_1} \cdot t_2 + i_{L_1,pk} \Leftrightarrow t_2 = -\frac{I_{L_1} - i_{L_1,pk}}{V_{Bat}} \cdot L_1 \quad (\text{A.31})$$

ΔQ kan således regnes ud til:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot (i_{L_1,pk} - I_{Bat}) \cdot (D \cdot T_s - t_1 + t_2) \quad (\text{A.32})$$

og C_1 regnes efter ligning 4.62 til:

$$C_1 = \frac{1 \cdot (i_{L_1,pk} - I_{Bat}) \cdot (D \cdot T_s - t_1 + t_2)}{2 \cdot \Delta v} \quad (\text{A.33})$$

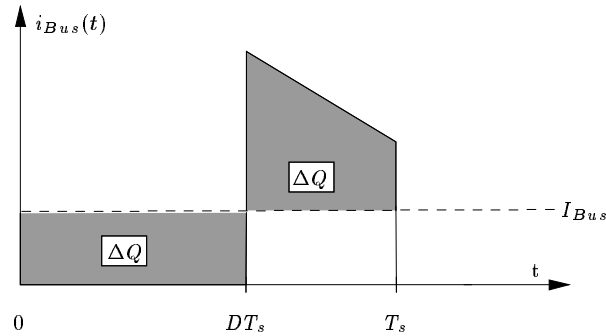
På den vedlagte CD ligger en Matlabfil til at regne C_1 ud. Ved at sætte værdier ind i ligningerne gældende for henholdsvis CCM og DCM, fås en kondensatorstørrelse på $C_1 = 11,5 \mu\text{F}$. Fra laboratorieskuffen vælges C_1 til $10 \mu\text{F}$

For buck-boostkonverteren er udgangsstrømmen lig med busstrømmen I_{Bus} . På figur A.17 ses $i_{Bus}(t)$ i CCM.

Ladningen ΔQ bestemmes ud fra det skraverede areal under I_{Bus} til $\Delta Q = D \cdot T_s \cdot I_{Bus}$. C_2 bestemmes ud fra ligning 4.62 til A.34.

$$C_2 = \frac{D \cdot T_s \cdot I_{Bus}}{2 \cdot \Delta v} \quad (\text{A.34})$$

Ved indsættelse af værdier gældende for CCM fås den mindste kondensatorstørrelse til $C_2 = 118 \mu\text{F}$. Her sættes ligeledes to kondensatorer på $47 \mu\text{F}$



Figur A.17: $i_{Bus}(t)$ i CCM for buck-boost.

i parallel, hvilket må være nok, idet C_2 er buskondensatoren og ialt bliver $188 \mu\text{F}$.

I DCM ser $i_{Bus}(t)$ ud som $i_{Bus}(t)$ for boostkonverteren på figur 4.44. ΔQ for buck-boostkonverteren findes ligeledes i spidsen over I_{Bus} . $i_{L2,pk}$ er $i_{L2,pk} = \frac{V_{Sol}}{L_2} \cdot D \cdot T_s$ og hældningen på strømmen er $-V_{Bus}/L_2$. ΔQ udtrykkes ved A.35.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \left(i_{L2,pk} - I_{Bus} \cdot \frac{i_{L2,pk} - I_{Bus}}{\frac{V_{Bus}}{L_2}} \right) \Leftrightarrow \Delta Q = \frac{(i_{L2,pk} - I_{Bus})^2}{2 \cdot V_{Bus}} \cdot L_2 \quad (\text{A.35})$$

Kondensatorstørrelsen regnes ud til

$$C_2 = \frac{(i_{L2,pk} - I_{Bus})^2}{2 \cdot \Delta v \cdot 2 \cdot V_{Bus}} \cdot L_2 \quad (\text{A.36})$$

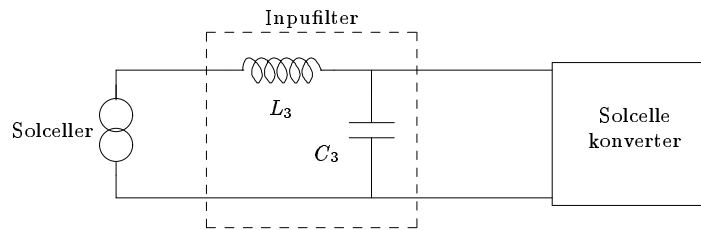
Der er ligeledes lavet et lille Matlabprogram for udregning af C_2 i buckboostkonverteren. Buck-boostkonverteren er aldrig i Discontinuous Conduction Mode, så der regnes ingen kondensatorstørrelse ud for denne.

A.4 Inputfilter

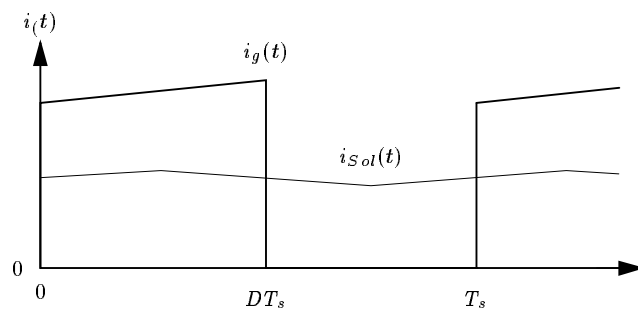
Inputfilteret sidder som en beskyttelse af solcellerne (se figur A.18). Det beskytter solcellerne mod de hurtige ændringer der sker i strømtrækket fra solcellekonverteren, illustreret ved $i_{Sol}(t)$ på figur A.19.

Ved at indsætte et inputfilter udlignes disse strømtræk, illustreret ved $i_g(t)$ på figur A.19. Det er valgt at bruge et L-C filter.

Spolen og kondensatoren vælges forholdsvis store for at lægge filterets knækfrekvens lavt og dermed dæmpe switchharmoniske mest muligt. Det er valgt at



Figur A.18: Inpufilter til beskyttelse af solcellerne.



Figur A.19: Strømtræk fra solcellekonverteren. $i_g(t)$ repræsenterer strømtrækket uden filter, mens $i_{Sol}(t)$ repræsenterer strømtrækket med inpufilter.

bruge en spole på $50 \mu\text{H}$ og en kondensator på $96 \mu\text{F}$. Ved endelig konstruktion af strømforsyningen skal der foretages en mere tilbundsgående dimensionering af dette filter.

Appendiks B

Regulering

B.1 State-Space-Averaging

Til at udlede konverternes overføringsfunktioner benyttes State-Space-Averaging metoden[Eri]. Den udnytter at tilstandsligningerne for et system kan opskrives på en kompakt matrixform som følger:

$$\begin{aligned}\mathbf{K} \frac{d\vec{x}(t)}{dt} &= \mathbf{A}\vec{x}(t) + \mathbf{B}\vec{u}(t) \\ \vec{y}(t) &= \mathbf{C}\vec{x}(t) + \mathbf{E}\vec{u}(t)\end{aligned}\tag{B.1}$$

I formel B.1 indeholder $\vec{x}(t)$ alle tilstandsvariablene, $\vec{u}(t)$ er de uafhængige input til systemet, matricen \mathbf{K} indeholder størrelserne for kapacitet og induktans, samt evt. fælles induktans, matricerne \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} og \mathbf{E} indeholder alle proportionalitets størrelserne og vektoren $\vec{y}(t)$ er outputvektoren. For at kunne benytte denne udregningsform, skal der opstilles et set matricer for hvert af de tilfælde som transistoren kan befinde sig i. For en topolet switch vil det betyde, at der skal opstilles matricerne \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 og tilsvarende for \mathbf{B} , \mathbf{C} og \mathbf{E} . Matricerne samles igen ved at bruge følgende sammenhæng med dutycyclen:

$$\mathbf{A} = D\mathbf{A}_1 + D'\mathbf{A}_2\tag{B.2}$$

Udtrykket i formel B.2 benyttes på alle matricerne hvorefter der for konverteren gælder følgende i ligevægtstilstanden:

$$\begin{aligned}\mathbf{0} &= \mathbf{A}\vec{x} + \mathbf{B}\vec{u} \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C}\vec{x} + \mathbf{E}\vec{u}\end{aligned}\tag{B.3}$$

Yderligere kan der på tilsvarende vis opstilles ligninger til udregning af en småsignal AC-model. Til denne model benyttes følgende notation for DC

signaler med et overlejeret AC signal:

$$\vec{x}(t) = \vec{X} + \hat{x}(t) \quad (\text{B.4})$$

AC signalet er her repræsenteret ved vektoren $\hat{x}(t)$, mens DC-signalet er vektoren \vec{X} . Ved brug af denne notation kommer AC-modellen til at se ud som følger:

$$\begin{aligned} \mathbf{K} \frac{d\vec{X}(t)}{dt} &= \mathbf{A} \hat{x}(t) + \mathbf{B} \hat{u}(t) + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \vec{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \vec{u}] \hat{d}(t) \\ \hat{y}(t) &= \mathbf{C} \hat{x}(t) + \mathbf{E} \hat{u}(t) + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \vec{x} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \vec{u}] \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

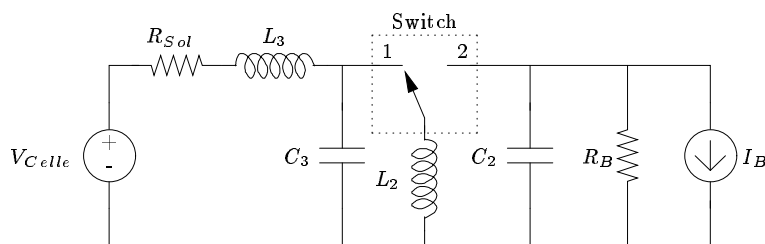
Herefter er det nu muligt at opstille lineariserede overføringsfunktioner for en hvilken som helst konverter i CCM.

B.2 Overføringsfunktioner

Dette afsnit indeholder de opstillede matricer for de forskellige konvertere. Ved brug af disse sammen med State-Space afsnittet, kan alle konverternes overføringsfunktioner udregnes. For dette afsnit gælder, at alle størrelser skrevet med småt, er tidsvarierende.

B.2.1 Solcellekonverter (SER)

Diagram:



Figur B.1: Figuren viser buck-boost konverteren til belastning af solcellerne.

Vektorer:

$$\vec{X}(t) = \begin{bmatrix} I_{L3} \\ V_{C3} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} ; \quad \vec{U}(t) = \begin{bmatrix} V_{Sol} \\ I_B \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

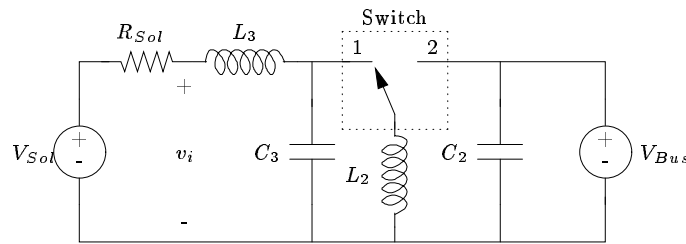
Matricer:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_{Sol} & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -D & 0 \\ 0 & D & 0 & -D' \\ 0 & 0 & -D' & \frac{-1}{R_B} \end{bmatrix} ; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

$$\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} ; \mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.8})$$

B.2.2 Solcellekonverter (MPPT)

Diagram:



Figur B.2: Kredsløb for solcellekonverteren ved MPPT-regulering.

Vektorer:

$$\vec{X}(t) = \begin{bmatrix} I_{L3} \\ V_{C3} \\ I_{L2} \\ V_{C2} \end{bmatrix} ; \vec{U}(t) = \begin{bmatrix} V_{Sol} \\ v_{Bus} \end{bmatrix} ; \vec{Y}(t) = [V_i] \quad (\text{B.9})$$

Matricer:

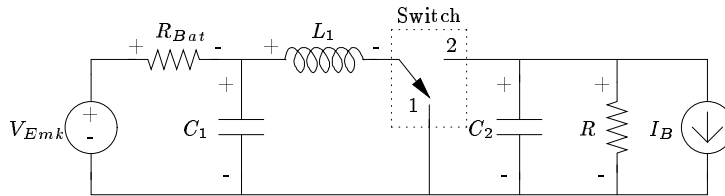
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_{Sol} & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & -D & 0 \\ 0 & D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & D' \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

$$\mathbf{C} = [-R_{Sol} \ 0 \ 0 \ 0] ; \mathbf{E} = [1 \ 0]$$

$$\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad \mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2 = [0 \ 0]$$

B.2.3 Boostkonverter

Diagram:



Figur B.3: Kredsløbsdiagram for afladningskonverteren.

Vektorer:

$$\vec{X}(t) = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C2} \\ V_{C1} \end{bmatrix} ; \quad \vec{U}(t) = \begin{bmatrix} V_{Emk} \\ I_B \\ I_{Sol} \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

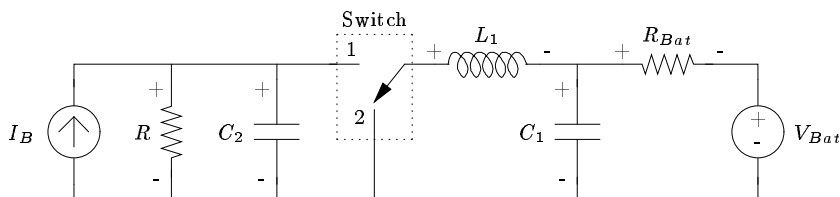
Matricer:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -D' & 1 \\ D' & \frac{-1}{R} & 0 \\ -1 & 0 & \frac{-1}{R_{Bat}} \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \\ \frac{1}{R_{Bat}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

$$\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

B.2.4 Buckkonverter

Diagram:



Figur B.4: Kredsløbsdiagram for opladningskonverteren.

Vektorer:

$$\vec{X}(t) = \begin{bmatrix} I_{L1} \\ V_{C2} \\ V_{C1} \end{bmatrix} ; \quad \vec{U}(t) = \begin{bmatrix} V_{Bat} \\ I_B \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

Matricer:

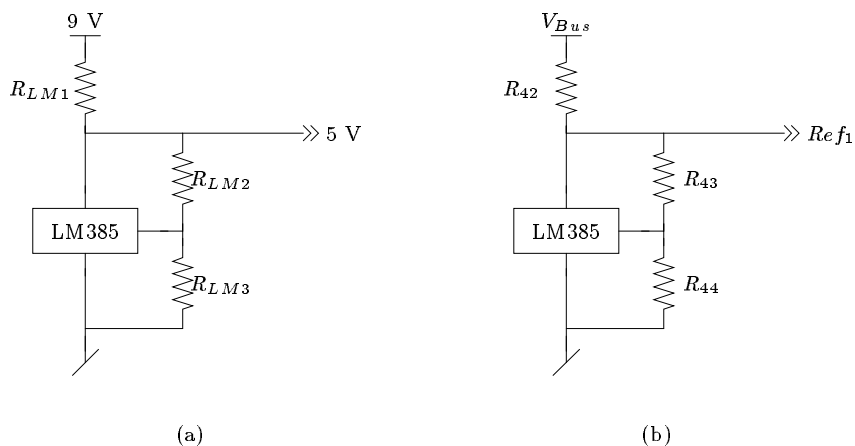
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & D & -1 \\ -D & \frac{-1}{R} & 0 \\ 1 & 0 & \frac{-1}{R_{Bat}} \end{bmatrix} ; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{R_{Bat}} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.14})$$

$$\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.15})$$

Appendiks C

Referencespænding for A/D-konverter

En LM385-kreds bruges til at skabe en præcis referencespænding for mikrokontrollerens AD-konverter. Referencespændingen er valgt til 3.8V fordi denne spænding er grænsen for at de valgte OPAMP's forstærker lineært.



Figur C.1: Opkobling af referencespændingskreds. a er 9 til 5V's eksempel fra databladet og b er 5 til 3.8V's reference.

I databladet [LM385] er der angivet et eksempel hvor der laves en 5V's reference ud fra en 9V's forsyning. Ud fra dette eksempel designes en 3,8V reference, dvs. med de samme strømme. R_3 designes ud fra ligning C.1.

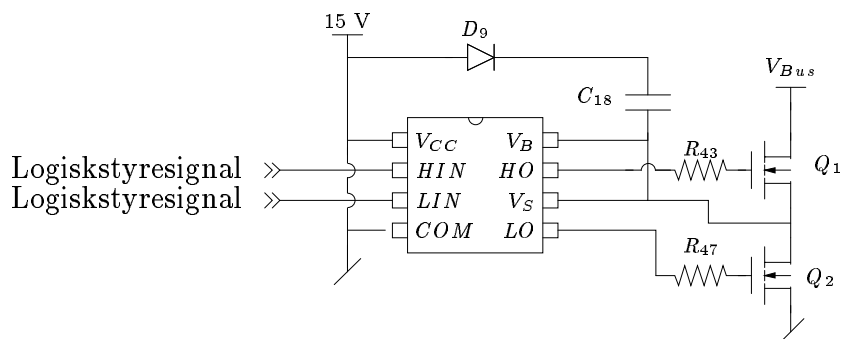
$$V_O = 1.24 \left(\frac{1 + R_{LM2}}{R_{LM3}} \right) \quad (C.1)$$

LM385 skal jvf. databladet have en strøm på minimum $15\mu A$ for at give et konstant spændingsfald.

Appendiks D

Gatedriver

Når en MOSFET-transistor (f.eks. IRF7456, [IRF7456]) skal tændes skal dette ske med et styresignal der er minimum 1 V højere end sourcespændingen. Styresignalerne fra henholdsvis PIC-mikrocontroller og den analoge PWM-generator har en størrelse på op mod 5 V og dermed kan de tænde en transistor hvis sourcebenet er ved stel (lowside). Hvis sourcebenet derimod er ved forsyningsniveau (highside), kan transistoren ikke tændes. Det første argument for at indsætte en gatedriver er dermed, at det er nødvendigt for overhovedet at kunne tænde transistoren. Det andet argument er, at en gatedriver kan tænde en transistor hurtigere end et signal med f.eks. TTL-niveau. Switchtabet er afhængigt af tændtiden og med en gatedriver opnås en kort tændtid ved at påtrykke transistorgaten en spænding der er gatedriverens forsyningspænding over sourcespændingen. Derfor bruges også en gatedriver på lowside. Gatedriveren IR2101 [IR2101] fra International Rectifier er valgt. Den kan styre high og low side samtidig. Opkoblingen er vist på figur D.1.



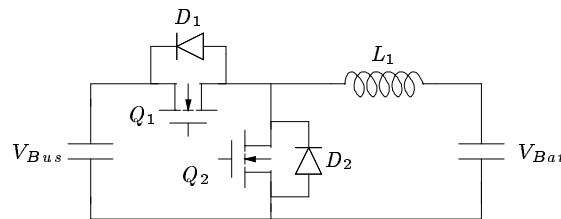
Figur D.1: Opkobling af gatedriver.

Såfremt driveren skal styre en transistor ved high side skal den forsynes med 10 – 20 V. Dermed er det nødvendigt med et højere spændingsniveau end 5 V, der ellers er til rådighed. Det vælges at forsyne driveren med 15 V. Det vælges ikke at konstruere en 15 V's forsyning, men denne kan realiseres med en boostkonverter.

R_{43} og R_{47} (se figuren) indsættes for at begrænse strømmen for den puls, der sendes ind i transistoren. Den maksimale strøm gatedriveren kan levere er 270 mA og idet driveren forsynes med 15 V bliver pulsen der udsendes og dermed spændingsfaldet over $R_{43,47}$ ligeledes 15 V, lige idet gatedriveren tændes. Ud fra ohms lov kan $R_{43,47}$ beregnes til 56 Ω . Begge modstande vælges til 60 Ω .

D.0.5 Switchrealisering med to transistorer

Det største tab i konverterne ligger i friløbsdioderne, og for at reducere dette tab erstattes denne med en transistor, som har en lav ledemodstand. Et eksempel for buckkonverteren med to transistorer ses på figur D.2.

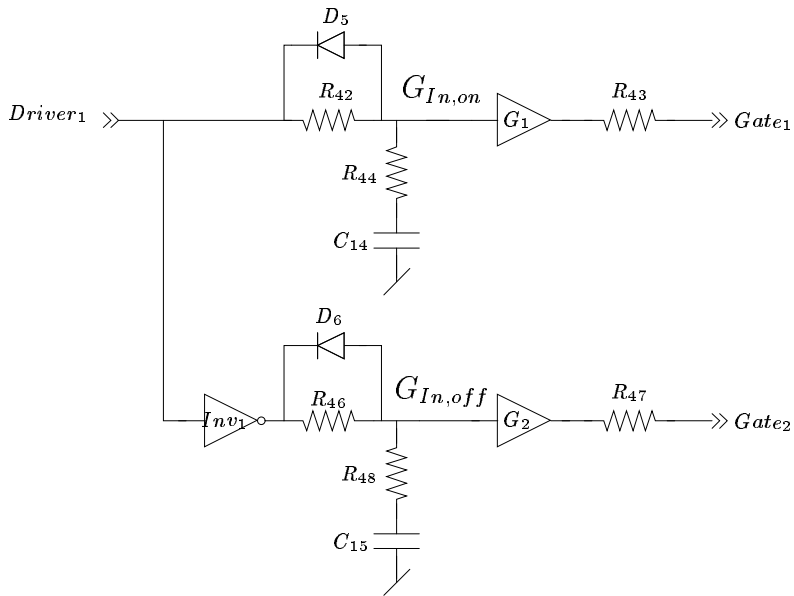


Figur D.2: Diagram over buckkonverter med to transistorer.

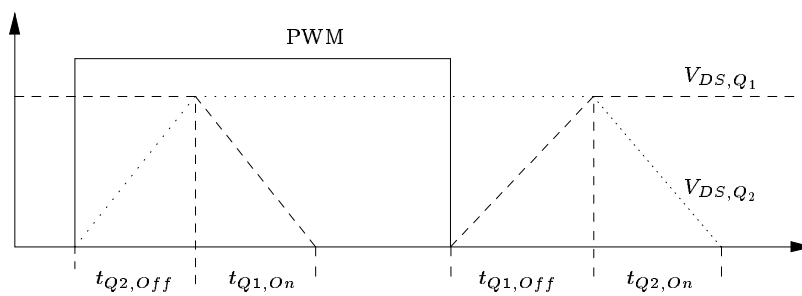
På figur D.2 ses, at hvis begge transistorer leder på samme tid vil de kortslutte DC-bussen. For at undgå denne situation indsættes der et delay for at forsinke den ene transistor. Dette delay skal designes således, at transistor Q_1 slukker, før Q_2 tænder. Konverteren skal styres med ét PWM signal, hvor de to transistorer arbejder modsat hinanden. Dette realiseres ved at invertere PWM signalet til den ene transistor. Diagrammet for et sådant design ses på figur D.3, hvor On og Off tiderne bestemmes af op- og afladetiderne for delaykredsene.

Delayet designes ud fra On- og Offtiderne for transistorerne, som kan ses på figur D.4, hvor PWM først går høj derefter lav.

For at simplificere udregningerne antages, at propagationdelayet gennem inverteren er meget mindre end $t_{Q1,off}$ og $t_{Q2,off}$, og negligeres derfor. De to



Figur D.3: Delaykredsløb til de to transistorer.



Figur D.4: Timingsdiagram for en switchperiode.

delaykredse designes efter samme princip, derfor gennemgås kun delayet for transistoren Q_1 . Det ses på figur D.4 at transistorerne kan begynde at slukke så snart der sker et skift i PWM, derfor gøres $t_{Q1,Off}$ og $t_{Q2,Off}$ kortest mulig. Det antages at strømmen ud af punktet G_{In1} og G_{In2} er 0 A, og at al strømmen løber i R_{44} , da denne er meget mindre end R_{42} . Dioden regnes som ideel, hvorefter $V_{Gin,on}$ bliver udtrykt som,

$$V_{Gin,on} = V_{Bus} \cdot e^{-\frac{t_{Off}}{R_{44} \cdot C_{14}}} \quad (D.1)$$

Tiden t_{Off} findes fra ligning D.1 som,

$$t_{Off} = -R_{44} \cdot C_{14} \cdot \ln\left(\frac{V_{Gin}}{V_{Bus}}\right) \quad (D.2)$$

For at gøre Offtiden kort laves R_{44} mindst mulig, R_{44} bestemmes af den strøm, der kan trækkes af det foregående kredsløb. Da On- og Offdelayet laves ens regnes der med, at den strøm inverteren kan trække I_{Inv} . Dette giver modstanden udtrykt ved ligning D.3.

$$R_{44} = \frac{V_{Bus}}{I_{Inv}} \quad (D.3)$$

Endvidere ønskes en lille C_{14} . Ontiderne regnes, hvor tidskonstanten for afladning er lig $R_{44} \cdot C_{14}$, dette giver følgende for henholdsvis $V_{1,On}$ og t_{On} .

$$V_{Gin,On} = V_{Bus} - V_{Bus} \cdot e^{-\frac{t_{On}}{R_{44} \cdot C_{14}}} \Leftrightarrow t_{On} = -R_{44} \cdot C_{14} \cdot \ln\left(-\frac{V_{Gin} - V_{Bus}}{V_{Bus}}\right) \quad (D.4)$$

Størrelse af tiderne aflæses af figur D.4 til,

$$t_{On} = t_{Q1,On} + t_{Q2,Off} \quad (D.5)$$

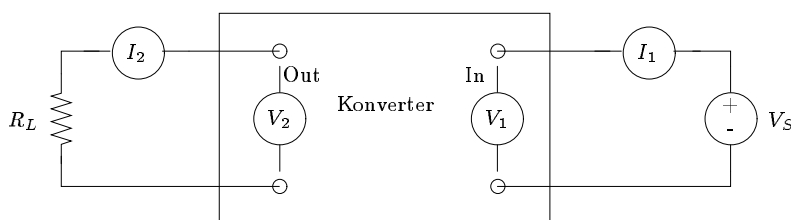
Tiderne for transistorerne måles på konverteren når den kører i openloop.

Bilag I

Målerapport

I.1 Nyttevirkning

Formål: Til at drive konverterne anvendes en strømforsyning samt en PWM-generator. Konverterne måles ved forskellige belastninger, som ligger i konverternes arbejdsinterval. Ved test af buck-boost og boostkonverterne skal dutycyclen indstilles således at udgangsspændingen er 5 V, som svarer til V_{Bus} . Når buckkonverteren testes indstilles dutycyclen så V_{Bat} er ca. 3,7 V, som er batteriets nominelle spænding. Effekterne måles med en effektmåler, som udregner effekten ud fra strøm og spænding på henholdsvis ind- og udgang. Strømme og spændinger måles som på figur I.1.



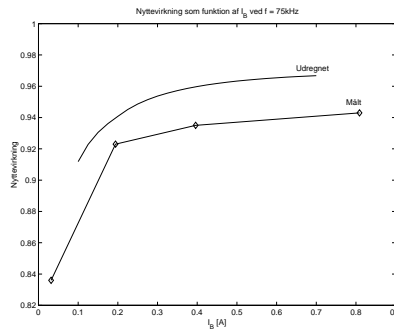
Figur I.1: Måleopstilling til måling af ind- og udgangseffekt.

Nyttevirkningen regnes ud fra følgende formel:

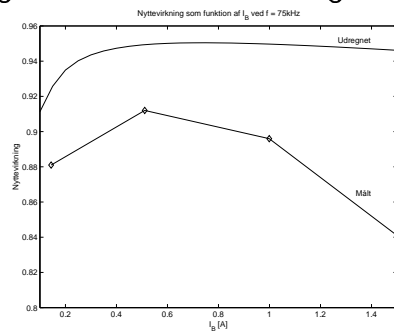
$$\eta = \frac{P_{Out}}{P_{In}} \quad (I.1)$$

De målte nyttevirkninger plottes på en 2-D graf sammen med de udregnede

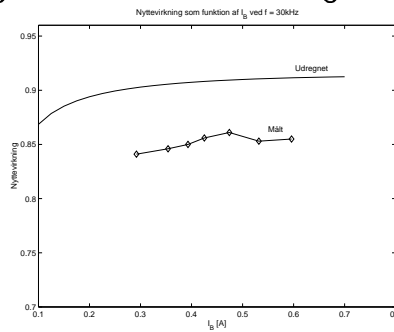
værdier. De udregnede værdier er taget fra modellerne ved den benyttede switchfrekvens og den i laboratoriet benyttede spole. Dette gøres for alle tre konvertere. Graferne på figur I.2, I.3 og I.4, viser nyttevirkningerne for henholdsvis buck, boost og buck-boost.



Figur I.2: Nyttvirkninger for henholdsvis model og måling, for buckkonverteren.



Figur I.3: Nyttvirkninger for henholdsvis model og måling, for boostkonverteren.



Figur I.4: Nyttvirkninger for henholdsvis model og måling, for buckboostkonverteren.

Det ses på alle grafer at nyttevirkningen ligger 2 til 6 procentpoint under det udregnede, hvilket betyder at der er flere tab i systemet, end der er medtaget i modellerne. I afsnit 4.1 i rapporten er der givet et overslag over hvilke tab

det kan være.

For buckboostkonverteren er der ikke lavet målinger over hele området af belastningsstrømme. Det skyldes at buckboostkonverteren kun belastes med mellem 300 og 600 mA, selvom der i modellerne er regnet med 200 – 800 mA.

I.2 Test af ripplespænding

Formål: Formålet med denne måling er at undersøge hvor stor ripplespændingen er på udgangen af de enkelte konvertere.

Testbeskrivelse: I denne måling bruges batteriet som spændingskilde til boostkonverteren og som belastning til buckkonverteren. Idet solcellerne ikke er tilgængelige, bruges batterierne som spændingskilde til buckboostkonverteren.

Som i den foregående målerapport, indstilles instrumenterne til at give de rigtige arbejdsbetingelser til konverterne. Der er gjort brug af det samme udstyr samt et digitalt oscilloskob til at måle ripplespændingen. Den anvendte probe til oscilloskobet opfanger støj fra kredsløbet, så målingerne er ikke præcise. Ved alle målinger gøres der ikke brug af stelledningen på proben, der er lavet en kobberplade så stelforbindelsen tages med det yderste af proben, dette mindsker den opfangede støj i proben.

Målingerne er udført ved max. belastning for alle konvertere, hvor ripplespændingen er størst.

Måling af peakspændingerne forårsaget af ringning er ligeledes medtaget. Måleresultater er vist i tabel I.1.

Konverter:		ΔV_{Out}	$V_{Out,pp}$ (Ringning)
Buck	Målt	7.8 mV	168 mV
	Udregnet	74 mV	0 mV
Boost	Målt	149 mV	321 m
	Krav	100 mV	0 mv
Buckboost	Målt	142 mV	412 mv
	Krav	100 mV	0 mV

Tabel I.1: Ripplespænding på alle tre konvertere.

Fra tabellen ses det at peakspændingerne pga. ringning ikke er så store som

de udregnede i afsnittet om ringning. Men de er der, og for at minimere dem skal der, når der bygges print, tænkes meget over at placere komponenterne rigtigt, som beskrevet i afsnittet om ringning.

Bilag II

CD

- Forside
- Rapport
- Datablade
- Artikler
- Grafer
 - Buck
 - Boost
 - Buckboost
 - Gemte variable
- Software
 - Solcellemodeller
 - Dimensionering
 - Regulering
 - PIC-software
- Cubesat
- Temabeskrivelse
- Links
- Gruppen

Bilag III

Diagram

III.1 Komponentliste

Komponent	Værdi	Komponent	Værdi
R1	10 m Ω	R28	100 k Ω
R2	3,8 M Ω	R29	100 k Ω
R3	10 k Ω	R30	520 k Ω
R4	10 k Ω	R31	10 k Ω
R5	3,8 M Ω	R32	139 k Ω
R6	691 k Ω	R33	417 k Ω
R7	100 k Ω	R34	100 k Ω
R8	100 k Ω	R35	46,2 k Ω
R9	691 k Ω	R43	100 k Ω
R10	100 k Ω	R47	100 k Ω
R11	100 k Ω	C1	10 μ F
R12	100 k Ω	C2	47 μ F
R13	52,8 k Ω	C3	96 μ F
R14	100 k Ω	C4	140 pF
R15	100 k Ω	C5	768 pF
R16	100 k Ω	C6	151 pF
R17	79,1 k Ω	C7	80 nF
R18	100 k Ω	C8	500 pF
R19	100 k Ω	C9	100 pF
R20	100 k Ω	C10	1 nF
R21	100 k Ω	C11	100 pF
R22	1,53 M Ω	C12	10 nF
R23	10 k Ω	C13	100 pF
R24	370 k Ω	L1	25 μ H
R25	10 k Ω	L2	50 μ H
R26	263 k Ω	L3	50 μ H
R27	263 k Ω		

Tabel III.1: Komponentliste for det samlede diagram.