

# Projekt Universal Actuator Drive

## Dokumentation

# Diplomingeniør Elektronik

## Bachelorprojekt efterår 2017

Ingeniørhøjskolen Aarhus Universitet  
Vejleder: Arne Justesen

19. december 2017

Nicolai H. Fransen      Jesper Kloster  
Studienr. 201404672      Studienr. 201404571

# Indhold

<b>Indhold</b>	<b>2</b>
<b>1 Kravspecifikation</b>	<b>4</b>
1.1 Aktør diagrammer . . . . .	5
1.2 Aktørbeskrivelse . . . . .	6
1.2.1 Aktør: Bruger . . . . .	6
1.2.2 Aktør: Thermal Knife load . . . . .	6
1.2.3 Aktør: Pyro load . . . . .	6
1.3 Fully dressed use cases . . . . .	7
1.3.1 Use case 1 - Aktiver Thermal Knife load . . . . .	7
1.3.2 Use case 2 - Aktiver Pyro load . . . . .	8
1.4 Ikke-funktionelle krav . . . . .	9
<b>2 Accepttest</b>	<b>10</b>
2.1 Tests . . . . .	10
2.1.1 Test af ikke-funktionelle krav . . . . .	12
<b>3 Systemarkitektur</b>	<b>16</b>
3.1 Block Definitions Diagram . . . . .	16
3.2 Internal Block Diagram . . . . .	17
3.2.1 Signalbeskrivelse . . . . .	18
<b>4 Første Iteration</b>	<b>19</b>
4.1 Switch Mode Power-Supply . . . . .	19
4.2 Buck Converter . . . . .	19
4.3 Flyback Converter . . . . .	20
4.3.1 Continuous Conduction Mode . . . . .	21
4.3.2 Discontinuous Conduction Mode . . . . .	22
4.4 Ideel transformator . . . . .	23
4.4.1 CCM . . . . .	23
4.4.2 DCM . . . . .	24
4.5 Udgangskondensator . . . . .	24
4.6 Simulering . . . . .	24
<b>5 Anden Iteration</b>	<b>28</b>
5.1 Transformator . . . . .	28
5.1.1 Design . . . . .	29
5.1.2 Simulering . . . . .	30
5.1.3 Vikling af transformator . . . . .	33
5.1.4 Realisering . . . . .	34
5.1.5 Test af transformator . . . . .	35
5.2 Tab . . . . .	36

5.2.1 Kernetab . . . . .	36
--------------------------	----

# 1 Kravspecifikation

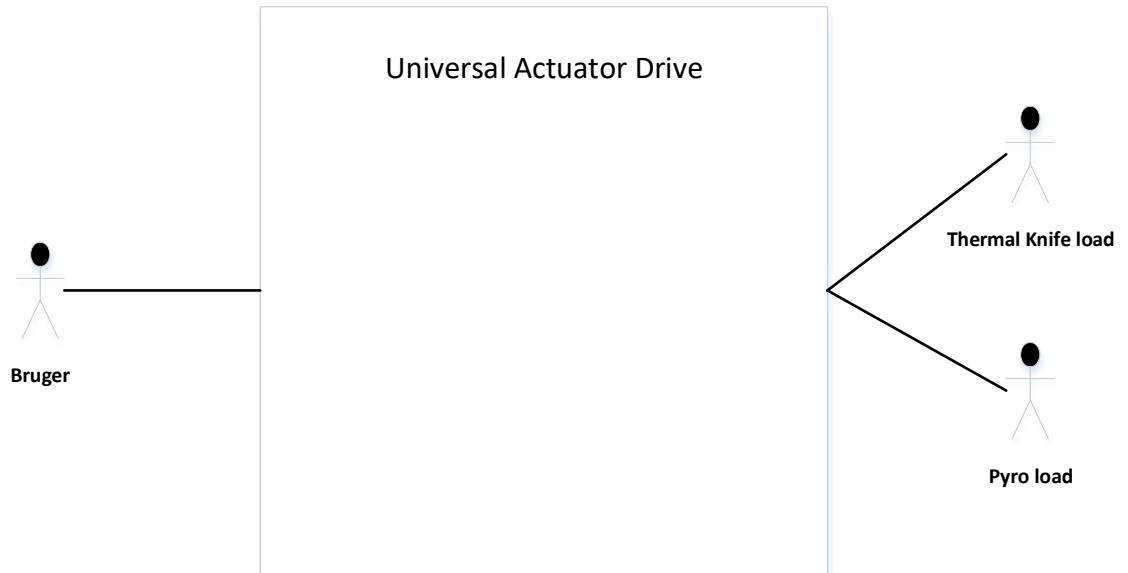
Produktets krav er prioriteret ved brug af MoSCoW metoden. Her er kravene inddelt i fire overordnede kategorier, hvor de vigtigste elementer er prioriteret højest. **Must** benævner de krav som skal opfyldes, og som er essentielle for produktets funktionalitet. **Should** er de krav produktet bør opfylde, men udvikling af disse bør først begyndes når vigtigere krav er opfyldt. **Could** er krav som produktet evt. skal opfylde, hvis projektets tidsramme tillader det. Dette er ofte ekstra features, eller optimering af brugervenlighed. **Won't** er krav som ikke vil blive opfyldt, men evt. kan tages med i en videreudvikling af produktet.

Følgende liste viser kravene for projektet:

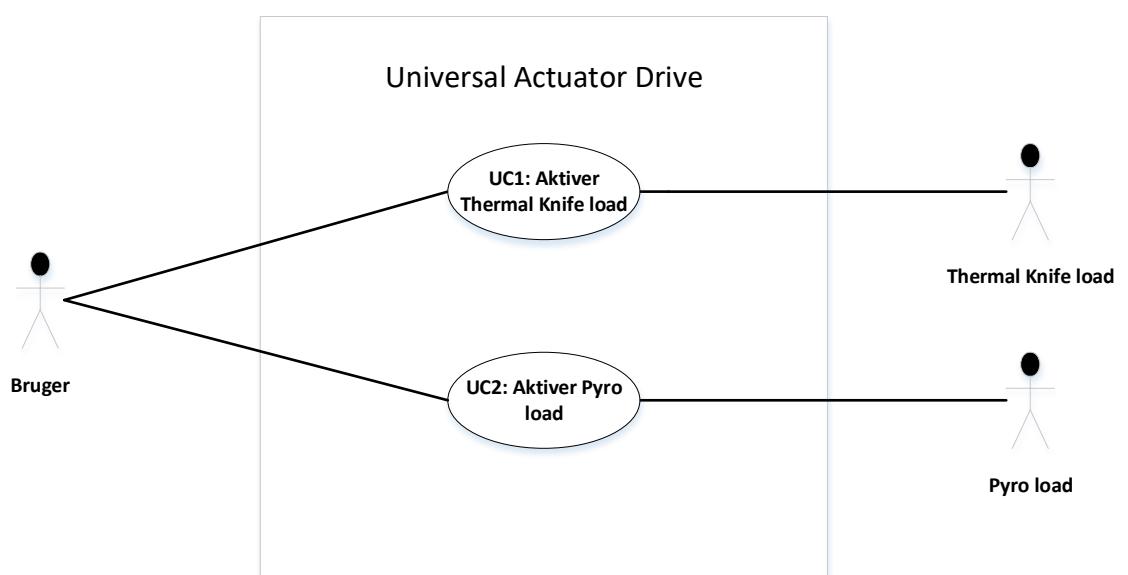
- |               |  |
|---------------|--|
| <b>Must</b>   | <ul style="list-style-type: none"><li>– Have et funktionsdygtigt power-modul</li><li>– Ikke påvirke andre moduler ved fejl</li><li>– Have stabil regulering</li><li>– Underbygges med en P-Spice model</li></ul>   |
| <b>Should</b> | <ul style="list-style-type: none"><li>– Have programmerbar udgangsstrøm og -spænding</li><li>– Have et termisk design, kompatibelt med vakuum</li><li>– Have overstrømsbeskyttelse på udgangen</li><li>– Have overspændingsbeskyttelse på udgangen</li></ul> |
| <b>Could</b>  | <ul style="list-style-type: none"><li>– Have mulighed for brug til mere end to forskellige typer loads</li><li>– Konstrueres med EEE komponenter</li></ul>   |
| <b>Won't</b>  | <ul style="list-style-type: none"><li>– Have feedback til brugeren når valgt load er aktiveret</li><li>– Have galvanisk adskillelse</li></ul>  |

## 1.1 Aktør diagrammer

I det følgende afsnit vises systemets aktører, i et aktør-kontekst diagram, figur 1.1. Her er primære aktører vist til venstre, og sekundære aktører vist til højre. Desuden gives et mere uddybende indblik i aktørernes interaktion med systemets use-cases, i et use-case diagram, figur 1.2.



Figur 1.1: Aktør-kontekst diagram



Figur 1.2: Use case diagram

## 1.2 Aktørbeskrivelse

I det følgende afsnit beskrives systemets aktører. Hver beskrivelse indeholder angivelse af aktør typen, samt en kort beskrivelse af aktørens funktionalitet.

### 1.2.1 Aktør: Bruger

**Type:**

Primær

**Beskrivelse:**

Brugeren interagerer med systemet, ved at indstille den ønskede load type.

### 1.2.2 Aktør: Thermal Knife load

**Type:**

Sekundær

**Beskrivelse:**

Thermal Knife load er en load type, hvor et varmelegeme opvarmes langsomt. Denne type bruges til at skære reb over, og derved udløse diverse bevægelige dele.

### 1.2.3 Aktør: Pyro load

**Type:**

Sekundær

**Beskrivelse:**

Pyro load er en load type, hvor en glødetråd opvarmes hurtigt. Denne type bruges til at detonere en krudtladning, og derved sprænge en bolt af, som frigør diverse bevægelige dele.

## 1.3 Fully dressed use cases

### 1.3.1 Use case 1 - Aktiver Thermal Knife load

**Mål:**

At aktivere Thermal Knife load

**Initiering:**

Brugeren

**Aktører:**

Brugeren (Primær)

Thermal Knife load (Sekundær)

**Referencer:**

Ingen

**Samtidige forekomster:**

En

**Forudsætning:**

Hverken Use case 1 eller Use case 2 er under udførelse

**Resultat:**

Thermal knife load er aktiveret

**Hovedscenarie:**

1. Brugeren vælger Thermal knife load
2. Systemet indstiller strøm og spænding til Thermal Knife load
3. Systemet aktiverer Thermal knife load

### 1.3.2 Use case 2 - Aktiver Pyro load

**Mål:**

Aktiver Pyro load

**Initiering:**

Bruger

**Aktører:**

Bruger (Primær)  
Pyro load (Sekundær)

**Referencer:**

Ingen

**Samtidige forekomster:**

En

**Forudsætning:**

Hverken Use case 1 eller Use case 2 er under udførelse

**Resultat:**

Pyro load er aktiveret

**Hovedscenarie:**

1. Brugeren vælger Pyro load
2. Systemet indstiller strøm og spænding til Pyro load
3. Systemet aktiverer Pyro load

## 1.4 Ikke-funktionelle krav

I dette afsnit beskrives produktets ikke-funktionelle krav. Her opstilles f.eks. krav om præcision, effektivitet samt produktets dimensioner.

- Converterens inputspænding skal være mellem 26-50V
- Converteren må maksimalt trække en peak-strøm fra inputkilden på 150% af DC inputstrømmen
- Converteren skal opretholde en outputspænding på 21V,  $\pm 2\%$  ved 2,5A  $\pm 5\%$
- Converteren skal opretholde en outputstrøm på 5A  $\pm 5\%$ , ved 15V  $\pm 2\%$
- Converteren må maksimalt have en output ripple-spænding på 50mV pk-pk
- Converteren må maksimalt have switching spikes på 100mV pk-pk
- Converteren skal kunne omsætte op til 75W
- Converteren skal operere med et tab på maksimalt 5W
- Converteren skal implementeres i et volumen mindre end 17x75x100mm på forsiden af PCB'et, samt 3x75x100mm på bagsiden af PCB'et
- Converteren skal kunne operere med en omgivelsestemperatur mellem -35°C og 65°C
- Converteren skal have stabil regulering med 10dB gain margin og 50 graders fasemargin ved:
  - 21V/2,5A ved 50V og 26V inputspænding
  - 5A/3Ω ved 50V og 26V indgangsspænding
- Reguleringen skal have en risetime på maksimalt 0,5ms
- Reguleringen skal have et overshoot på maksimalt 5%

# 2 Accepttest

## 2.1 Tests

Use case under test	Use case 1 - Aktiver Thermal Knife load			
Scenarie	Hovedscenarie			
Prækondition	Hverken Use case 1 eller Use case 2 er under udførelse			
Step	Handling	Forventet	Faktisk	Vurdering
1	Brugeren vælger Thermal Knife load	Reb bliver brændt over		

Tabel 2.1: Test for Use case 1 - Aktiver Thermal Knife load - Hovedscenarie

Use case under test	Use case 2 - Aktiver Pyro load			
Scenarie	Hovedscenarie			
Prækondition	Hverken Use case 1 eller Use case 2 er under udførelse			
Step	Handling	Forventet	Faktisk	Vurdering
1	Brugeren vælger Pyro load	Krudtladning bliver antændt		

Tabel 2.2: Test for Use case 2 - Aktiver Pyro load - Hovedscenarie



### 2.1.1 Test af ikke-funktionelle krav

Krav	Test	Forventet resultat	Resultat	Vurdering
Converterens inputspændingen skal være mellem 26-50V	Indgangsspændingen måles med et voltmeter	Indgangsspændingen er mellem 26-50V		
Converteren må maksimalt trække en peak-strøm fra inputkilden på 150% af DC inputstrømmen	Udgangen belastes af en $3\Omega$ modstand, og der måles strøm på indgangen med oscilloskop	Peakstrømmen overstiger ikke 150% af DC strømmen		
Converteren skal opretthalde en outputspænding på 21V $\pm 2\%$ ved 2,5A $\pm 5\%$	Der indsættes en load på $5\Omega$ og udgangsstrøm og -spænding måles med oscilloskop	Spændingen ligger på 12,5V $\pm 2\%$ og strømmen på 2,5A $\pm 5\%$		
Skal opretholde en outputstrøm op til 5A $\pm 5\%$ ved 15V $\pm 2\%$	Der indsættes en load på $5\Omega$ og udgangsstrøm og -spænding måles med oscilloskop	Spændingen ligger på 15V $\pm 2\%$ og strømmen på 3A $\pm 5\%$		
Der må maksimalt være en ripplespænding på 50mV pk-pk	Der indsættes en load på $3\Omega$ og pk-pk måles med oscilloskop	Ripple-spændingen er under 50mV pk-pk		
Der må maksimalt være switching spikes på 100mV pk-pk				
Skal kunne omsætte op til 75W	Der indsættes en load på $3\Omega$ og der måles på oscilloskopet om der holdes en spænding på 15V $\pm 2\%$ samt en strøm på 5A $\pm 5\%$ hvilket giver 75W	Der måles en spænding på 15V $\pm 2\%$ samt en strøm på 5A $\pm 5\%$		

Krav	Test	Forventet resultat	Resultat	Vurdering
Skal operere med et tab på maksimalt 5W	Der indsættes en load på $3\Omega$ . Indgangsspænding og strøm måles og omregnes til effekt. Det samme gøres for udgangsspænding og -strøm.	De 2 effekter trukket fra hinanden giver maksimalt 5W		
Skal implementeres i et volumen mindre end $17 \times 75 \times 100\text{mm}$ på forsiden af PCB'et, samt $3 \times 75 \times 100\text{mm}$ på bagsiden af PCB'et	Med målebånd måles dimensionerne af PCB'et først på forsiden og derefter på bagsiden.	Dimensionerne overskrides ikke $17 \times 75 \times 100\text{mm}$ på forsiden af PCB'et og $3 \times 75 \times 100\text{mm}$ på bagsiden af PCB'et		
Skal kunne operere med en omgivel- sestemperatur mellem $-35^\circ\text{C}$ og $65^\circ\text{C}$	Der indsættes en load på $3\Omega$ og der måles på osciloskopet om der holdes en spænding på $15\text{V} \pm 2\%$ samt en strøm på $5\text{A} \pm 5\%$ . Først testes ved $-35^\circ\text{C}$ og derefter ved $65^\circ\text{C}$	Der måles en spænding på $15\text{V} \pm 2\%$ samt en strøm på $5\text{A} \pm 5\%$ . Hvilket giver $75\text{W}$ ved begge temperature		

Krav	Test	Forventet resultat	Resultat	Vurdering
Skal have stabil regulering med 10dB gain og 50 graders fasemargin ved 21V/2,5A ved en indgangsspænding på 26V og 100V	Først indstilles indgangsspændingen til 26V og vha. oscilloskopets network analyser genereres et bodeplot ved at måle over loaden. Dette gentages med en indgangsspænding på 100V	På bodeplottet ses en stabil regulering med 10dB gain og 50 graders fase margin for både 26V og 100V		
Skal have stabil regulering med 10dB gain og 50 graders fasemargin ved 5A/3Ω ved en indgangsspænding på 26V og 100V	Først indstilles indgangsspændingen til 26V og vha. oscilloskopets network analyser genereres et bodeplot ved at måle over loaden. Dette gentages med en indgangsspænding på 100V	På bodeplottet ses en stabil regulering med 10dB gain og 50 graders fase margin for både 26V og 100V		
Reguleringen skal have en risetime på maksimalt 0,5ms	Ved en load på 3Ω, udgangstrøm på 5A ±5% og udgangsspænding på 15V ±2% måles risetime med et oscilloskop på udgangen ved et step på indgangen	Der måles en risetime på maksimalt 0,5ms		

Krav	Test	Forventet resultat	Resultat	Vurdering
Reguleringen skal have et overshoot på maksimalt 5%	Ved en load på $3\Omega$ , udgangsstrøm på $5A \pm 5\%$ og udgangsspænding på $15V \pm 2\%$ måles overshoot med et oscilloskop på udgangen ved et step på indgangen	Der måles et overshoot på maksimalt 5%		

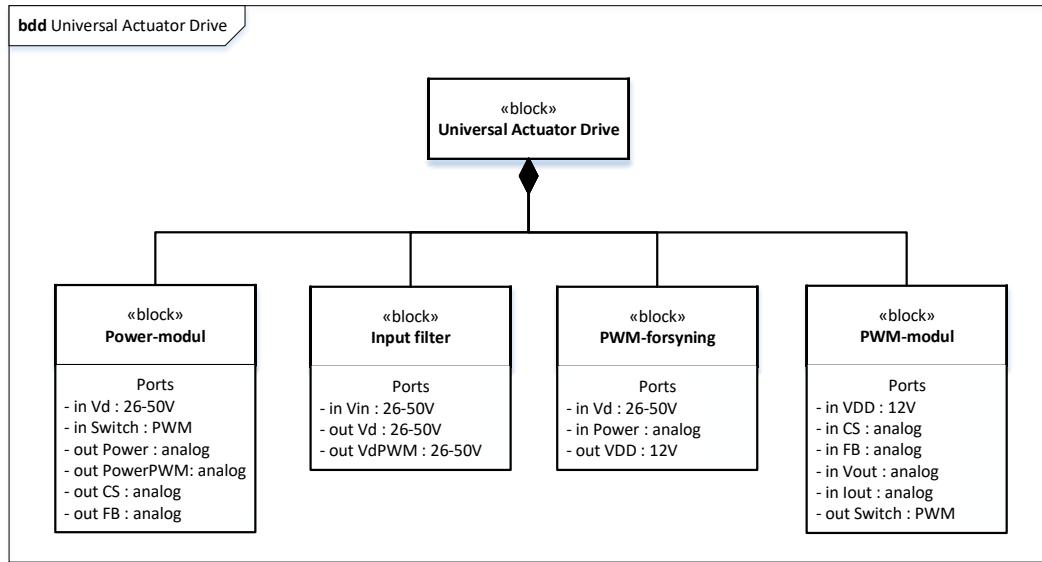
# 3 Systemarkitektur

Følgende afsnit indeholder SysML BDD og IBD. BDD'et bruges til at give overblik over systemets hardware blokke, samt hvilke inputs og outputs hver blok indeholder. IBD'et viser forbindelserne mellem hardware blokkene, samt hvilken vej kommunikationen foregår..

## 3.1 Block Definitions Diagram

Figur 3.1 viser et Block Definitions Diagram (BDD) over systemet. Det er med for, at give det første overblik over systemet – altså hvad systemet består af.

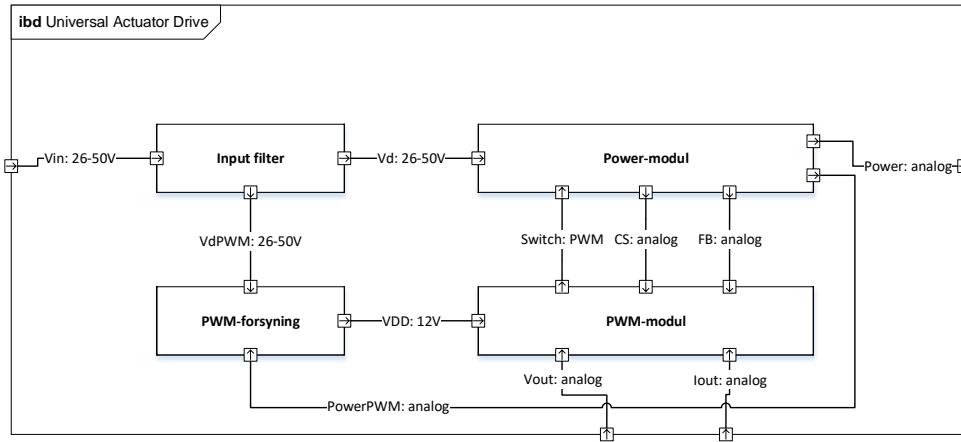
Systemet består af fire hardware blokke – et Input filter, et Power-modul, en PWM-forsyning, samt et PWM-modul. Input filteret bruges til at filtrer støj der kommer fra inputkilden, og sikrer en stabil inputspænding. Derudover skal det også filtrere støjsignaler der kan løbe tilbage til kilden. Power-modulet består af selve convertertrinet. Det er i denne blok inputspændingen bliver konverteret om til den korrekte udgangsspænding. PWM-forsyningen står for at forsyne PWM-modulet. Under opstart vil blokken regulere converterens inputspænding ned til den korrekte spænding på 12V. Mens converterens output vil bruges når outputspændingen er tilstrækkelig. PWM-modulet står for selve reguleringen af converterens output. Dette sker ved at overvåge både outputspændingen, samt peak-strøm i power-modulet, og tilpasse PWM-signalets duty-cycle herefter.



Figur 3.1: BDD

## 3.2 Internal Block Diagram

Figur 3.2 viser et Internal Block Diagram (IBD) over systemet. Dette er skridtet efter BDD'et, og viser hvordan systemets blokke er forbundet.



Figur 3.2: IBD

### 3.2.1 Signalbeskrivelse

Tabel 3.1 viser en signalbeskrivelse for systemet. Tabellen indeholder signalets type, navn, og en beskrivelse af signalet.

Signal type	Navn	Beskrivelse
26-50V	Vin	Ufiltreret inputspænding på 26-50V
26-50V	Vd	filtreret inputspænding på 26-50V
26-50V	VdPWM	Inputspænding til nedreguleringen af PWM-controllerens VDD, under opstart
15-21V	PowerPWM	Inputspænding til nedreguleringen af PWM-controllerens VDD, efter opstart
12V	VDD	12V forsyning til PWM-controller
15-21V	Power	Converterens outputspænding
PWM	Switch	PWM signal til regulering af outputspænding
analog	CS	Analogt signal til monitorering af peak-strøm
analog	FB	Analogt signal til monitorering af outputspænding
Vout	analog	0-5V signal, som sætter ønsket udgangsspænding
Iout	analog	0-5V signal, som sætter ønsket udgangsstrøm

Tabel 3.1: Signalbeskrivelse

# 4 Første Iteration

I dette afsnit beskrives den indledende og første iteration af designfasen. Den indebærer valg af converter topologi, samt simulering af en ideel converter.

## 4.1 Switch Mode Power-Supply

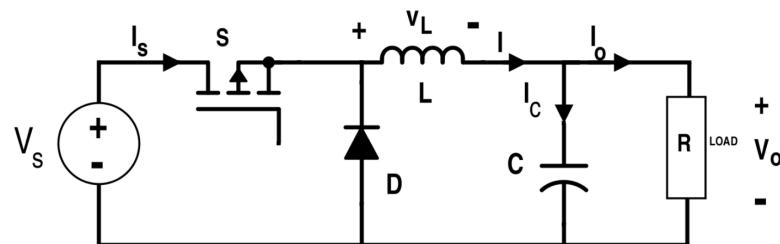
I dette projekt vælges der at tage udgangspunkt i Switch Mode Power-Supply (SMPS). Da der er stillet et krav om et maksimalt tab på 5W, betyder det, ved en maksimal udgangseffekt på 75W, at converteren skal have en effektivitet på:

$$\eta = \frac{75W}{75W + 5W} \cdot 100 = 93.75\% \quad (4.1)$$

En lineær converter vil ofte have en effektivitet på mellem 30 – 40%. Da dette ikke vil kunne efterleve kravet på 93.75%, udelukkes de lineære convertere. Dette kan til gengæld tilnærmes ved brug af en SMPS. Ved optimering af tabene i converteren, kan man opnå en effektivitet på op mod 95%[smps].

## 4.2 Buck Converter

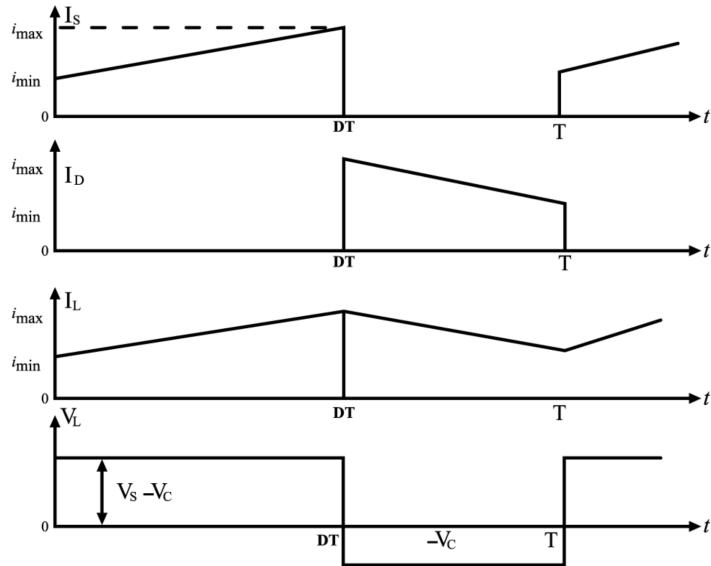
En simpel converter der bruges til nedregulering af en spænding, er buck converteren. Den består af en transistor, der er placeret i serie med et lavpas filter, i form af et LC-filter. Derudover er der placeret en diode før filteret, således strømmen i spolen har en løbevej, når transistoren går OFF. Det overordnede kredsløb for en buck converter er vist på figur 4.1.



Figur 4.1: Ideelt diagram af buck converteren [buck-converter]

I transistorens ON tid, vil strømmen i spolen, og dermed også strømmen i transistoren, rampe op. Det gør den, da der er en positiv spænding over spolen. Den spænding er  $V_L = V_s - V_o$ . Når der er et positivt spændingsfald over spolen, vil dioden være forspændt i spærretretningen, og dermed ikke lede en strøm. Når transistoren går OFF, vil strømmen begynde at løbe gennem dioden, da strømmen i en spole ikke kan skifte momentant. Hvis vi ser dioden som ideel, vil spændingen over spolen nu være lig

$V_L = 0 - V_O$ . Da dette giver et negativt spændingsfald over spolen, vil strømmen begynne at aflade i den. Strømmene er skitseret på figur 4.2. Her ses det, at der altid løber en strøm i spolen, mens den skiftes til at løbe i transistoren og dioden, afhængig af ON og OFF perioderne.



Figur 4.2: Buck converter strømme [buck-converter]

Da strømmen i spolen aldrig når 0A, kaldes denne form for operation Continuous Conduction Mode, eller CCM. Overføringsfunktionen for en buck converter i CCM er [**SMPS-topologies**]:

$$V_{out} = D \cdot V_{in} \quad (4.2)$$

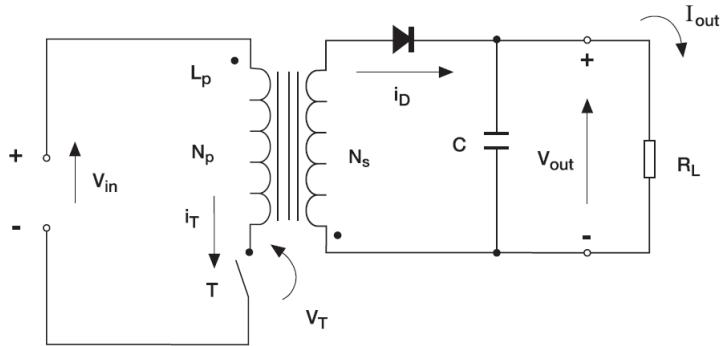
Converteren skal kunne opretholde en outputspænding på 21V, ved en inputspænding på 26V. Ved at bruge overføringsfunktionen, regnes den maksimale duty-cycle til ca. 80%.

En af fordelene ved buck converteren, er at der altid løber en strøm i spolen. Dette gør, at der kan opnås en lille ripple-strøm i filteret, og derved også et mindre tab, både i spolen og kondensatoren. En af ulemperne, er at transistoren sidder i den positive forsyningslinje. Dette kan give komplikationer ved switching af transistoren. Hvis der vælges en p-kanals MOSFET, skal der vælges en PWM-controller der kan håndtere switching af denne. Hvis der vælges en n-kanals MOSFET, skal gate signalet være større end forsyningen, før MOSFET'en er helt ON. Dette kræver flere komponenter, og vil derfor helst undgås. På grund af dette problem undersøges der en converter topologi, hvor MOSFET'en ikke sidder i den positive forsyningslinje.

### 4.3 Flyback Converter

Flyback converteren, er en transformator baseret topologi. Man deler converteren op i to dele: Primær- og sekundærsiden. Primærsiden består af primærviklingen af transformatoren og en transistor, hvor transistoren fungerer som en switch. Sekundærsiden

består af sekundærviklingen, en diode, en udgangskondensator og belastningen. Dette er vist på figur 4.3. En af fordelene ved, at bruge flyback converteren, er at der kan opnås galvanisk adskillelse mellem primær- og sekundærskridtet af transformatoren, samt MOSFET'ens source er forbundet til GND. Derudover bruges der det samme antal komponenter, som ved buck converteren.



Figur 4.3: Ideelt diagram af flyback converteren [SMPS-topologies]

Flyback converteren bruges til at konvertere en indgangsspænding, ned til en mindre udgangsspænding. Dette gøres ved at styre transistoren med et PWM-signal, med en variabel duty-cycle. Når den er ON, vil der være en positiv spænding ved prik-enden af viklingen ift. den anden ende. Ud fra formlen  $V = L \cdot \frac{di}{dt}$  kan det ses, at når der ligger en spænding over viklingen, vil strømmen i transformatoren stige lineært, over den tid transistoren er ON. Når transistoren går OFF, vil den magnetiske strøm i transformatoren inducere en spænding over sekundærviklingen. Dette vil vende polariteten i transformatoren, således der er en prik ved henholdsvis transistoren og dioden. Nu er dioden forspændt lederetningen, hvilket vil lade energien i transformatoren aflade ud i sekundærviklingen. Da spændingen over sekundærviklingen er positiv ved prikken, og dermed modsat af primærviklingen, vil strømmen falde lineært ud fra samme forhold, som nævnt tidligere. Dette vil over tid skabe en trekantet kurveform af den samlede strøm i transformatoren. Et eksempel på dette kan ses på figur 4.4. Da strømmen i hver vikling er diskontinuert, vil det give anledning til større peak-strømme. Det er maksimalt 50% af tiden der løber en strøm i viklingen. Det giver en større peak-strøm, i forhold til buck converteren, for at kunne opretholde den samme middelstrøm.

Flyback converteren kan overordnet drives på to forskellige måder, Continuous Conduction Mode (CCM) og Discontinuous Conduction Mode (DCM). Disse to måder har forskellige fordele og ulemper, som skal tages højde for inden der vælges hvordan converteren skal drives.

#### 4.3.1 Continuous Conduction Mode

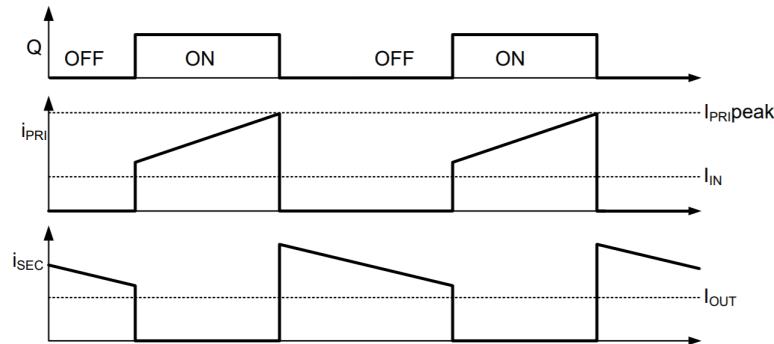
Forkellen ved CCM og DCM er, hvordan strømmen løber i transformatoren. Ved CCM vil der altid løbe en strøm i transformatoren, som der også ligger i navnet. Dog vil strømmene individuelt i viklingerne være diskontinuerte. Strømmen er skitseret på figur 4.4. Skal man have den samlede strøm i transformatoren, skal de to kurver for primær- og

sekundærviklingen samles. Dette er fordi der kun løber en strøm i primærviklingen når transistoren er ON, og en strøm i sekundærviklingen når transistoren er OFF.

Overføringsfunktionen for en flyback converter i CCM er [SMPS-topologies]:

$$V_{\text{out}} = \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_{\text{in}} \quad (4.3)$$

Ud fra overføringsfunktionen ses det, at udgangsspændingen både afhænger af duty-cyclen, og af omsætningsforholdet i transformatoren.

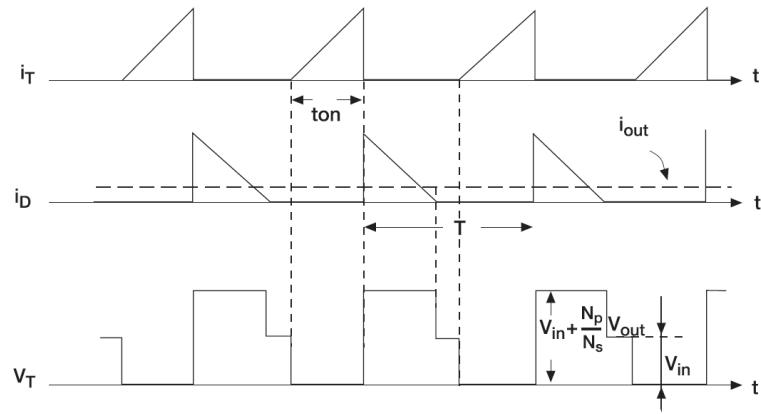


Figur 4.4: CCM transformator strømme [SMPS-topologies]

En af fordelene ved CCM er, at strømmen i transformatoren ikke når at aflade helt, inden transistoren går ON igen. Dette giver lavere ripple-strømme, og dermed også peak-strømme, hvilket giver anledning til et mindre effekttab. På grund af den mindre ripple-strøm i transformatoren, opnås der også en mindre ripplespænding på udgangen, hvilket sætter et mindre krav til udgangskondensatoren.

### 4.3.2 Discontinuous Conduction Mode

Den anden måde at drive converteren på er DCM. Ved denne metode vil der være en død tid i hver periode, hvor der ikke løber en strøm i transformatoren. Dette betyder at transformatoren når at aflade helt, inden switch-perioden er ovre. Til forskel fra CCM, vil dette give nogle trekantede strømkurver i transformatoren, som ses på figur 4.5. På grund af død tiden, vil peak-strømmene blive større, da arealet under kurven skal være det samme som ved CCM, for at kunne opretholde den samme udgangsstrøm. Fordelen ved at di bliver større, er at induktansen i viklingerne bliver mindre. Tilgengæld giver det anledning til større tab, da både peak- og ripple-strømmene bliver større.



Figur 4.5: DCM transformator strømme [SMPs-topologies]

Overføringsfunktionen for flyback converteren i DCM er [SMPs-topologies]:

$$V_{\text{out}} = \frac{N_S}{N_P} \cdot \frac{D}{1-D} \cdot V_{\text{in}} \quad (4.4)$$

## 4.4 Ideel transformator

Der vælges at arbejde videre med en flyback converteren, pga. komplikationerne ifm. switchingen af MOSFET'en ved buck converteren. Der regnes strømme i transformatoren for både CCM og DCM, for derefter, at vurdere forskellene mellem de to metoder.

Der tages udgangspunkt i en converter der, ved en input spænding på 26V – 50V, skal kunne opretholde en udgang på 21V og 2.5A. Derudover antages det at transformatoren har et omsætningsforhold på 1.

### 4.4.1 CCM

Først beregnes den maksimale og minimale duty-cycle:

$$D_{\text{maks}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in min}} + V_{\text{out}}} = 0.447 \quad (4.5)$$

$$D_{\text{min}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in maks}} + V_{\text{out}}} = 0.174 \quad (4.6)$$

Nu kan de maksimale ripple-, peak- og RMS-strømme i transformatoren estimeres.

$$I_{\text{ripple}} = 0.6 \cdot \frac{V_{\text{out}} \cdot I_{\text{out}}}{V_{\text{in maks}} \cdot D_{\text{min}}} = 2.13A \quad (4.7)$$

$$I_{\text{pk}} = \frac{V_{\text{out}} \cdot I_{\text{out}}}{V_{\text{in min}} \cdot D_{\text{maks}}} + \frac{I_{\text{ripple}}}{2} = 5.58A \quad (4.8)$$

$$I_{\text{pkavg}} = \frac{I_{\text{out}}}{1 - D_{\text{maks}}} = 4.52A \quad (4.9)$$

Nu beregnes RMS-strømmene i både primær- og sekundærvirklingerne.

$$I_{\text{RMSp}} = \sqrt{D_{\text{maks}} \cdot (I_{\text{pkavg}})^2} = 3.02A \quad (4.10)$$

$$I_{RMSS} = \sqrt{(1 - D_{maks}) \cdot (I_{pkavg})^2} = 3.36A \quad (4.11)$$

Induktansen i primærviklingen beregnes ud fra den ønskede ripplestrøm, samt switch-frekvensen. Som udgangspunkt vælges den til 100kHz. Fordi omsætningsforholdet i transformatoren er lig 1, betyder det at  $L_p = L_s$ .

$$L = \frac{V_{inmin} \cdot D_{min}}{I_{ripple} \cdot f_s} = 69.43\mu H \quad (4.12)$$

#### 4.4.2 DCM

Nu foretages strøm beregninger for en flyback converter i DCM. Da overføringsfunktionen for CCM og DCM er den samme, betyder det både den maksimale og minimale duty-cycle er ens ved de to. Derfor startes der med at regne peak-strømmen. Strømmen regnes ved det der kaldes boundary, som er det punkt hvor transformatoren lige præcis når at aflade i en switch-periode.

$$I_{pk} = I_o \cdot \frac{2}{1 - D_{maks}} = 9.04A \quad (4.13)$$

Da transformatoren når at aflade ved DCM er ripple-strømmen lig peak-strømmen:

$$I_{ripple} = I_{pk} = 9.04A \quad (4.14)$$

Induktansen i primærviklingen beregnes igen ud fra ligning 5.2. Da peak-strømmen, og dermed også ripple-strømmen er regnet ved boundary, betyder det at der regnes en maksimal induktans, for hvor converteren stadig operer i DCM.

$$L = \frac{V_{inmin} \cdot D_{min}}{I_{ripple} \cdot f_s} = 12.85\mu H \quad (4.15)$$

Da induktansen er en maksimal værdi, skal man ligge med en hvis margin til denne, for at sikre, at converteren operer i DCM. Hvis induktansen i viklingerne mindskes, vil man opnå en større peak-strøm i transformatoren. Med en ripple-strøm på minimum 9.04A, vurderes det at effektabene ved at operere i DCM, vil blive for store. Derfor vil der fremadrettet arbejdes videre med en flyback converter i CCM.

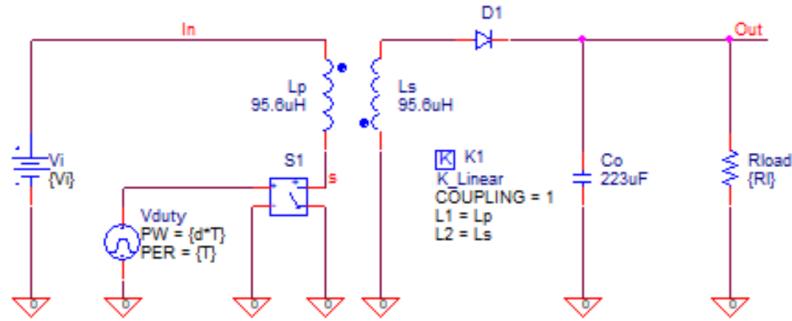
#### 4.5 Udgangskondensator

I en flyback converter bruges udgangskondensatoren primært til at mindske ripplespændingen på load'en. Formlen for at beregne minimumskapaciteten er

$$C_{out} \geq \frac{I_{out} \cdot D_{maks}}{V_{ripple} \cdot f_s} \geq 223.4\mu F \quad (4.16)$$

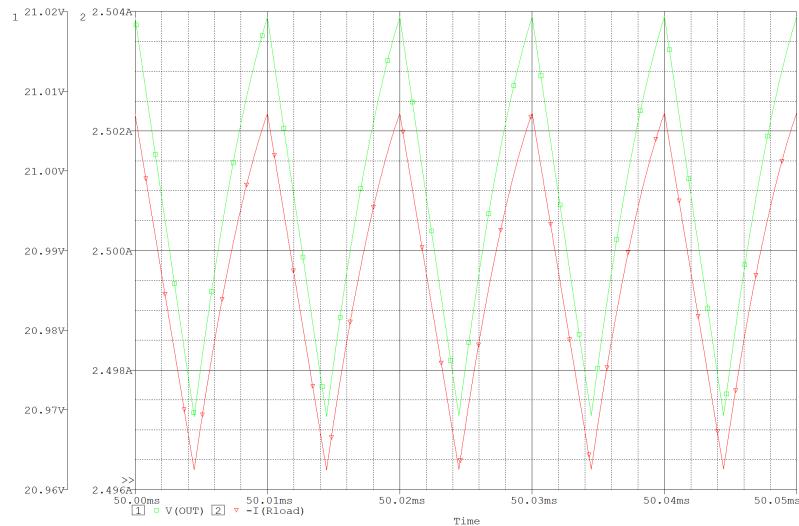
#### 4.6 Simulering

Med udgangspunkt i figur 4.3 opsættes en ideel flyback converter i p-spice. Dette er gjort på figur 4.6. Converteren er sat op med en ideel transformatorkobling, et ideelt switching element, samt en ideel diode, for at få et indblik i flyback converterens virkemåde.



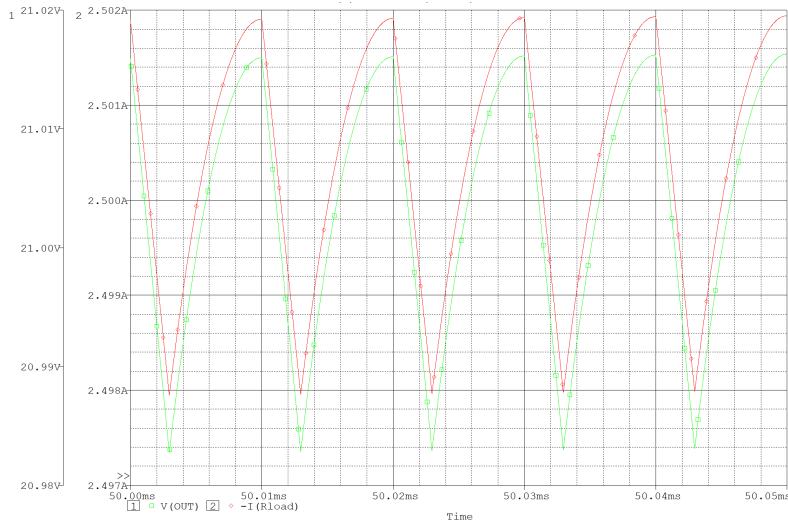
Figur 4.6: Ideelt flyback kredsløb

Der er to scenarier der er relevante at kigge på, ved en indgangsspænding på 26V, samt ved en indgangsspænding på 50V. Først kigges der på udgangen af converteren, for at kontrollere udgangsstrømmen og -spændingen. På figur 4.7 ses både outputstrømmen (rød) og -spændingen (grøn), med en inputspænding på 26V. Her ses det at spændingen ligger sig omkring 21V og strømmen ligger sig omkring 2.5A, hvilket var kravet til converteren. Derudover aflæses ripplespændingen til ca. 50mV, hvilket er overholder kravet for ripplespændingen.



Figur 4.7: Converter output - ved 26V input

På figur 4.8 ses det samme billede, ved 50V inputspænding. Da converterens duty-cycle er faldet, falder ripple-spændingen også. Den aflæses til ca. 33mV.

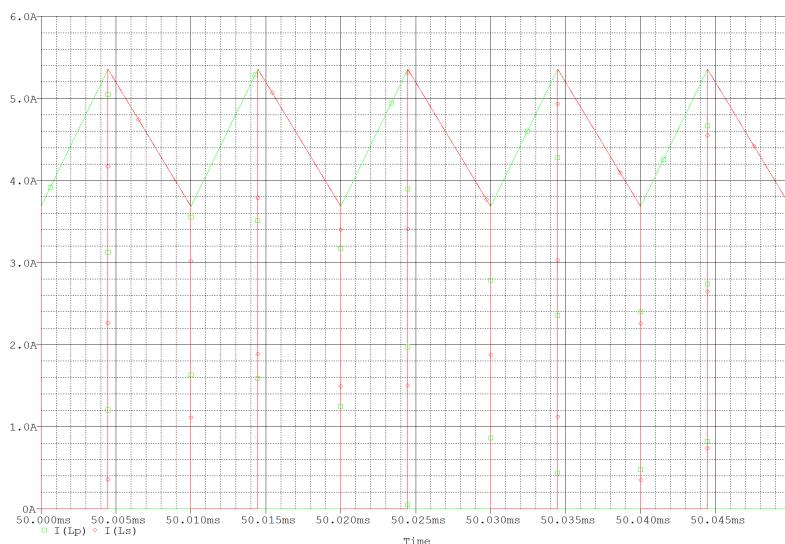


Figur 4.8: Converter output - ved 50V input

I tabel 4.1 ses resultaterne for analyse(A) og simulering(S), af den ideelle converter. Ripple- og peak-strømmene er aflæst ud fra figur 4.9 og 4.10. RMS-strømmene findes ved, at bruge RMS-funktionen i p-spice. Derudover kan det konstateres at converteren operer i CCM, da transformatorstrømmen ikke når at aflade helt. Se figur 4.4.

Indgangs-spænding	Ripple-strøm		Peak-strøm		RMS-strøm i primær		RMS-strøm i sekundær	
	A	S	A	S	A	S	A	S
26V	1.67A	1.66A	5.36A	5.35A	3.02A	3.08A	3.36A	3.33A
50V	2.13A	2.11A	4.62A	4.61A	1.93A	1.98A	2.98A	3.01A

Tabel 4.1: Resultater for analyse og simulering af ideel flyback converter



Figur 4.9: Transformator strømme - ved 26V input



Figur 4.10: Transformator strømme - ved 50V input

# 5 Anden Iteration

I dette afsnit beskrives 2. iteration af design- og implementeringsfasen. Den indebærer design og vikling af transformator samt valg af resterende komponenter i kredsløbet. Yderligere realiseres og testes hele kredsløbet for første gang i 2. iteration.

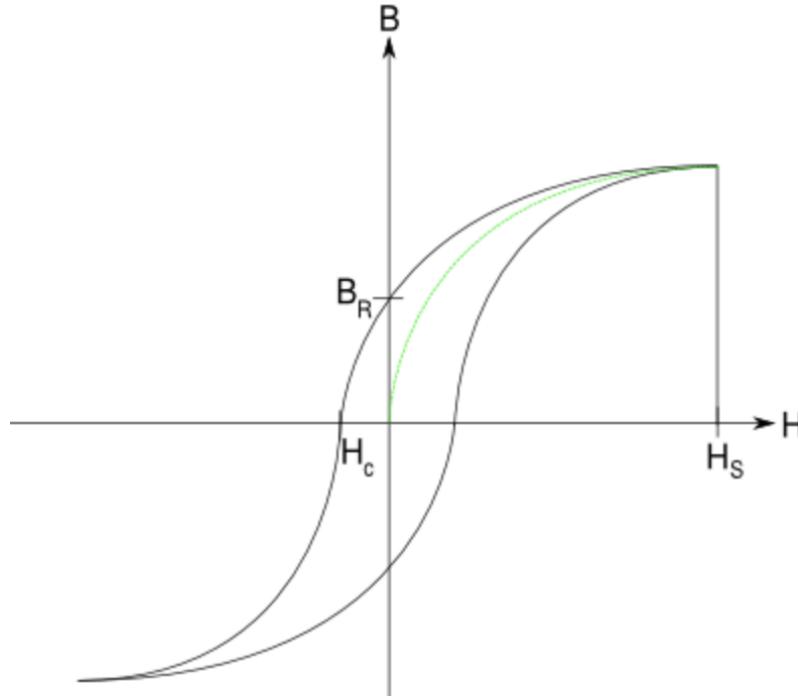
## 5.1 Transformator

Transformeren fungerer anderledes ved en flyback end ved de fleste andre SMPS, hvor der løber en strøm i de primære og sekundære viklinger på samme tid. Det er ikke tilfældet ved en flyback konstruktion. Her løber strømmen kun i en vikling af gangen. Når MOSFET'en er on, vil strømmen igennem den primære vikling rampe op i forhold til indgangsspændingen og induktansen i viklingen. Pga. dioden og polariteten af den sekundære vikling, vil der på dette tidspunkt, ikke løbe en strøm i den vikling. Når transistoren går off falder strømmen i den primære vikling til 0, som får spændingerne over viklingerne til at skifte polaritet. Med en modsat polaritet på sekundærsiden, kan der nu løbe en strøm gennem dioden.

Normalt kan energien fra den primære vikling transformeres direkte over i den sekundære vikling, da der løber en strøm på samme tid. Da det ikke er tilfældet ved flyback, kræver konstruktionen, at transformeren kan opbevare energien fra den primære vikling, indtil det kan transformeres over i den sekundære vikling. Det gør at der i transformeren er behov for et air gap, for at transformeren ikke skal gå i mætning.

Det er fluxændringen i kernen, der sørger for, at der induceres spænding over i den sekundære vikling. Det vil sige, at der er behov for at fluxen i kernen ændrer sig forholdsvis lineært, hvilket sker når der ligger en konstant spænding over viklingen. Kernen siges at have fået mætning, når en ændring i H-feltet ikke længere ændrer lineært på fluxen.

For at sikre ens transformatoren ikke går i mætning bruges hysteresekurven (ses på figur 5.1) som plotter H-feltet på x aksen og B-feltet op ad y aksen. Her skal det undgås at transformatoren kommer til at blive vandret i top eller bund, da det er her, at transformatoren går i mætning. Yderligere fås et overblik over selve transformatortabet ud fra samme kurve. Det areal, som kurven indeholder, er nemlig tabet i transformatoren per switchperiode. Det betyder ligeledes, at kernetabet bliver større jo højere switch frekvens der benyttes.



Figur 5.1: Hysteresekurve

**Tænker teorien her er lidt tynd, eller er det nok??**

### 5.1.1 Design

Først og fremmest findes ripplestrømmen, som skal løbe i transformatoren. Her er der taget udgangspunkt i, at designe den efter 60% af udgangsstrømmen. Dette er et tradeoff mellem størrelsen på ripplen og hvor høj en induktans vi får i viklingerne. Større induktans kræver flere vindinger og giver dermed mere tab.

$$I_{\text{ripple}} = 0.6 \cdot \frac{V_{\text{out}} \cdot I_{\text{out}}}{V_{\text{in maks}} \cdot D_{\text{min}}} = 2.13A \quad (5.1)$$

Den nødvendige induktans det kræver for at transformatoren kan rampe op til den nødvendige strøm inden for dutycyclen, udregnes på følgende måde:

$$L = \frac{V_{\text{in min}} \cdot D_{\text{min}}}{I_{\text{ripple}} \cdot f_s} = 69.43\mu\text{H} \quad (5.2)$$

Som beskrevet tidligere skal kernen kunne opbevare den energi som kommer fra primær viklingen, når transistoren er on, for at undgå mætning. Mængden af energi i primær viklingen udregnes ved:

$$w = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{\text{pk}}^2 = 1.083\text{mJ} \quad (5.3)$$

For at beregne den tilladelige mængde energi i transformatoren, skal kernen og kerne materialet kendes. Valget er her faldet på en RM8 kerne og materialet 3f3. RM8 kernens mål gør, at den lige akkurat kan være på printet højdemæssigt. Derudover har Terma tidligere brugt RM8 kerner med 3f3 og har nogle mere præcise mål på AL og air gaps, end der er på datasheets'ne. (Kræver det flere argumenter?)

Den effektive volumen  $V_e$  aflæses for RM8. På databladet for 3f3 aflæses et maks peak af B-feltet til omkring 250mT. Hvis der designes efter, at transformatoren vil operere med et højere B-felt, vil man altså risikere at kernen går i mætning. Yderligere findes permeabiliteten for 3f3 materialet uden luftgap. Med disse oplysninger vil transformatoren kunne opbevare følgende energi:

$$w_{\text{kerne}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\mu_e} \cdot B^2 \cdot V_e = 53 \text{pJ} \quad (5.4)$$

Det er tydeligt at den nødvendige energi på ingen måde kan opbevares i kernen. Da ferrit kan opbevare så lidt energi som det er tilfældet, kan det estimeres at al energien vil blive opbevaret i det luftgap, der designes. Derfor kan permeabiliteten ses som  $\mu_0$  i den nye beregning. Den effektive volumen deles op i luftgap og Al, så luftgapet kan isoleres. Med dette kan luftgapet beregnes:

$$l_g = \frac{L \cdot I_{pk}^2 \cdot \mu_0}{B^2 \cdot A_0} = 690.98 \mu\text{m} \quad (5.5)$$

Med den ripplestrøm der i første omgang er benyttet, skal der bruges et air gap på ca. 691μm. Den nærmeste air gaps værdi for 3f3 ligger på 488μm hvilket giver en Al på 160nH. (Dette er ikke databladets værdi, men en værdi der er blevet givet fra Terma, som har testet databladets værdier til ikke at være korrekte.) Det vil ikke fungere, derfor udregnes en induktans, der passer til det air gap i stedet:

$$L_1 = \frac{l_g \cdot B^2 \cdot A_0}{I_{pk}^2 \cdot \mu_0} = 49.035 \mu\text{H} \quad (5.6)$$

Med kendt Al og induktans kan vindingstallet beregnes. Da der i 2. iteration bruges en 1:1 transformator er dette både for primær og sekundær vikling:

$$N = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = 17.5 \approx 18 \quad (5.7)$$

Det passer fint med 18 viklinger på hver side, hvor induktansen igen bliver lidt anderledes når vindingstallet rundes op.

$$L_2 = N^2 \cdot A_L = 57.76 \mu\text{H} \quad (5.8)$$

Med fastlagt induktans kan ny ripple- og peak strøm beregnes.

$$I_{\text{ripple}} = \frac{V_{in\min} \cdot D_{\max}}{L_2 \cdot f_s} = 2.24 \text{A} \quad (5.9)$$

$$I_{pk} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in\min} \cdot D_{\max}} + \frac{I_{\text{ripple}}}{2} = 5.64 \text{A} \quad (5.10)$$

### 5.1.2 Simulering

I Pspice er kernen og materialet afprøvet, hvor resten af kredsløbet har været med ideelle komponenter, for at kontrollere strømme og B-H kurve. Her ses den pspice-model af kernematerialet som bruges:

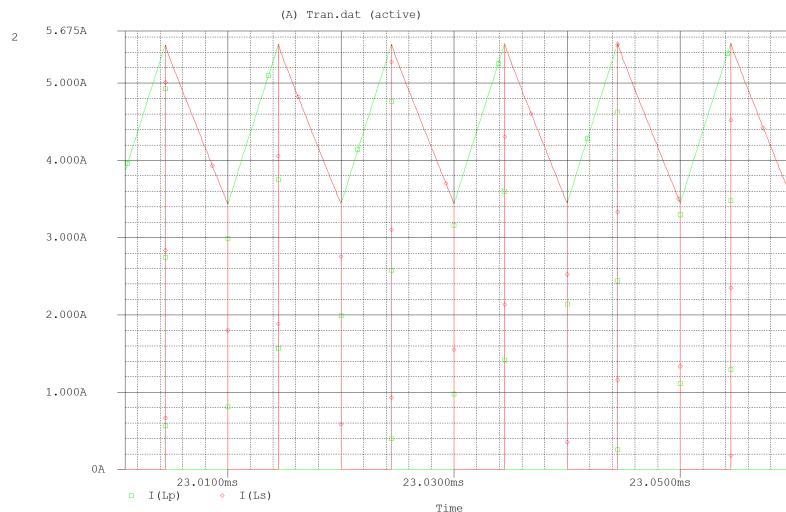
```

* RM8_3D3 CORE model
* updated using Model Editor release 9.1 on 07/29/99 at 11:38
* Model Editor is a Cadence Design Systems product.
.MODEL RM8_3D3 CORE
+ GAP=0.0488
+ MS=390.89E3
+ A=29.666
+ C=.17883
+ K=19.204
+ AREA=.630
+ PATH=3.84

```

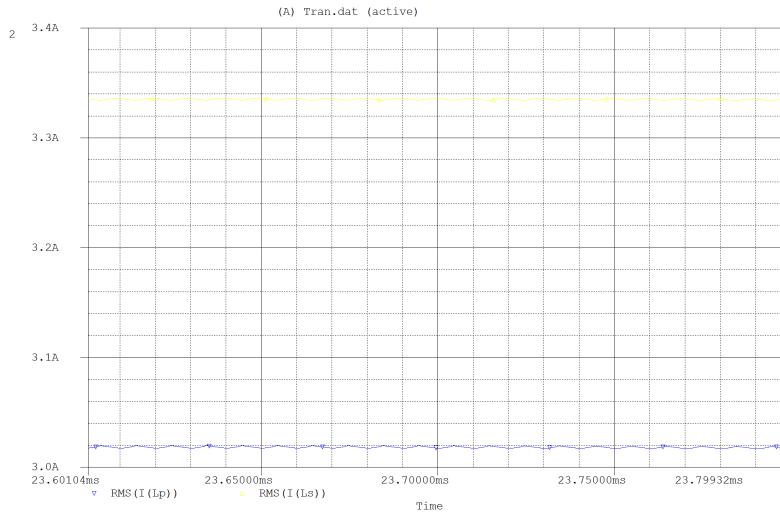
Figur 5.2: Kernemodel for RM8 3f3

Kernemodellen for en 3f3 kerne er indsat, hvor det udregnede air gap også er indtastet. Derudover er der 19 vindinger på primær og sekundærspole. Ellers ingen ændringer i forhold til den rent ideelle simulering. Først ses simuleringen af strømmene i transformatoren på primær og sekundær side.



Figur 5.3: Strøm i primær- og sekundærvikling

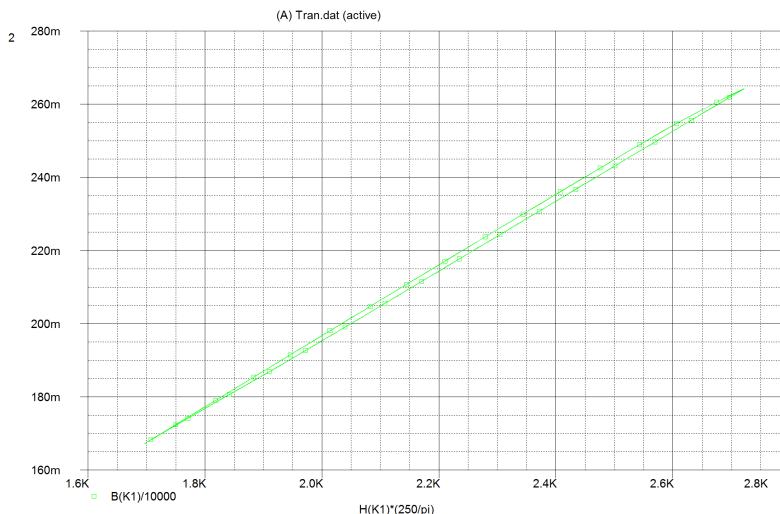
Det ses tydeligt, at der som ventes køres i CCM, da ripplestrømmene ikke når ned til 0. Ripple- og peak strøm er, som det ses, ens for primær og sekundær, og aflæses til hhv. 2.27A og 5.69A. Det passer fint med det udregnede på 2.24A og 5.64A. På figur 5.4 ses RMS strømmene:



Figur 5.4: RMS strømme i transformator (blå=primær og gul=sekundær)

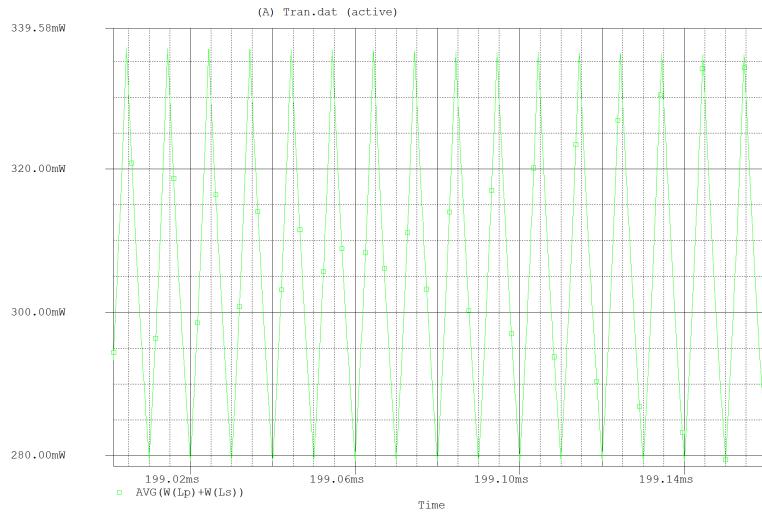
Her aflæses den primære til 3.01A og den sekundære til 3.33A, hvilket igen stemmer godt overens med det beregnede på 3.02A og 3.36A.

Herefter kigges på hysteresekurven, og sikres at den ikke kommer langt over de 250mT, som der er designet efter:



Figur 5.5: Hysteresekurve for transformatoren

Peak fluxen ligger på ca. 265mT hvilket igen passer fint med det der er designet efter. Yderligere ville man kunne se i toppen og bunden af kurven, hvis den gik i mætning, hvilket den ikke gør her. Tabet i selve kernen er simuleret ved at tage effekten ved den primære vikling i forhold til den sekundære vikling. Tages der i pspice en average af dette fås nedenstående kurve:



Figur 5.6: Simuleret kernetab i transformator

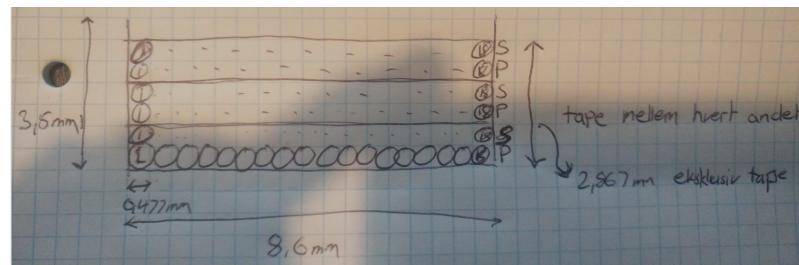
Tabet er simuleret til at ligge ved ca. 310mW

### 5.1.3 Vikling af transformator

Det er vigtigt at prøve at udnytte kernens mål fuldt ud når vindingerne vikles. Med RM8 kernen er der en bredde på 8.6mm og en højde på 3.475mm. Ved 2. iteration forsøges de mål udnyttet bedst muligt. Først udregnes den nødvendige diameter af tråden, når der skal ligge 18 vindinger per lag.

$$d_{tråd} = \frac{8.6\text{mm}}{18} = 0.478\text{mm} \quad (5.11)$$

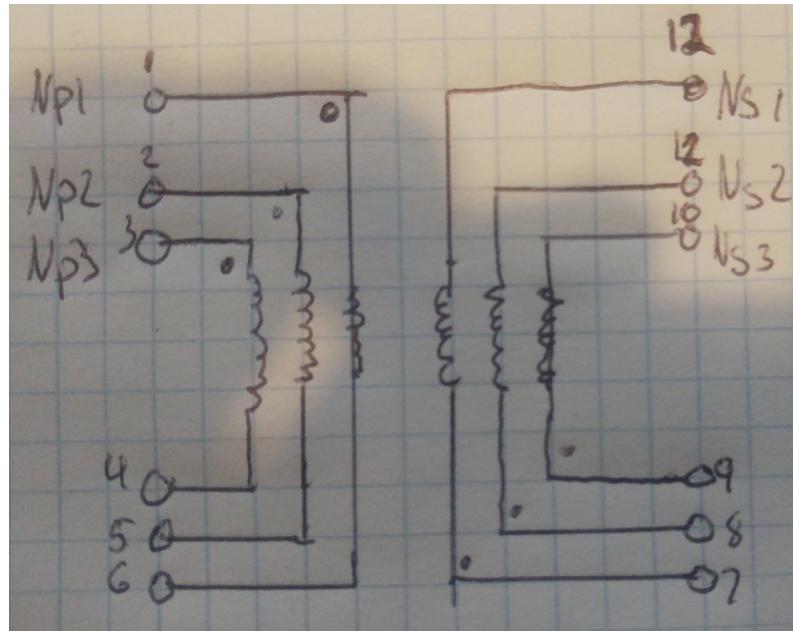
Dette er dog den samlede diameter, altså inklusiv isolering. Der benyttes en isolering med grade 2, som giver en diameter på ledningen eksklusiv isolering på 0.425mm. (HENVISNING) Transformeren er 1:1, så både primær og sekundær vikles med 18 vindinger per lag. Et lag af hver giver en højde på 0.956mm. Altså ikke i nærheden af de 3.475mm i højden. Derfor vikles 2 ekstra viklinger i parallel for både primær- og sekundærsiden og får dermed den tredobbelte højde. Der indsættes tape mellem hver af de parallelle viklinger. Det giver samlet en højde på 2.867mm plus tape. Det giver i alt 6 lag, 3 for primær og 3 for sekundær. Overblikket over viklingen kan ses på nedenstående tegning:



Figur 5.7: Overblik over viklingsantal og tykkelse

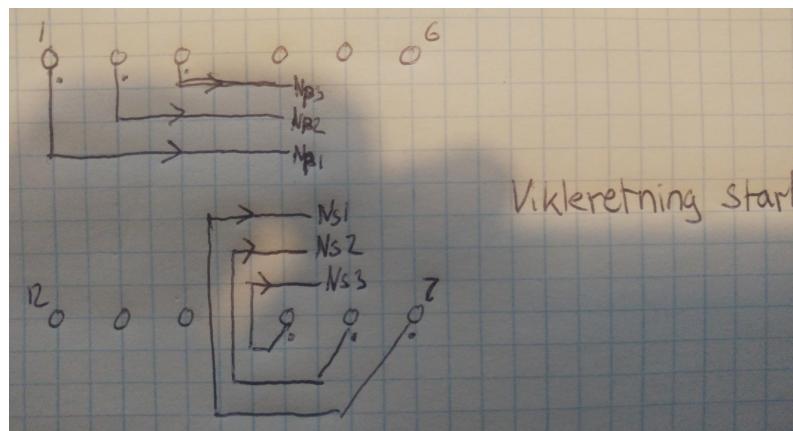
Tegnes bunden af transformatoren fås der et overblik over, hvordan vindingerne vikles. Det ses, at primær begynder og slutter i samme sidde af transformatoren, mens sekundær

vikles fra den anden side.



Figur 5.8: Overblik over hvordan viklingerne vikles

Sidste billede viser hvilken retning der vikles. Her vil primær og sekundær vikles modsatte vej af hinanden, for at få den modsatte polaritet som ønsket.



Figur 5.9: Begyndelses retning for primær og sekundær

#### 5.1.4 Realisering

Mangler billede af transformator. På fig ses den viklede transformator. Ved viklingen måtte det erkendes, at der ikke kunne presses 18 vindinger ind, med en ledningstykke på 0.425mm, som ellers i forvejen var mindre end den udregnede tykkelse på 0.478mm. I stedet benyttes en tykkelse på 0.425mm og der tilføjes en ekstra viking, så det totale antal vindinger ender på 19 per viking. (ER VI SIKRE PÅ DET IKKE NETOP ER DEN TRÅD VI HAR FÅET?? At trådtykkelsen der står er uden isolering?)

**Endelig induktans**

Da vindingstallet blev 19 i stedet for de 18, er induktansen lidt højere end beregnet i første omgang. Den endelige induktans den viklede transformator beregnes til:

$$L_2 = N^2 \cdot A_L = 57.76 \mu\text{H} \quad (5.12)$$

Det ændrer igen en smule på ripple- og peak strømmen i transformatoren:

$$I_{\text{ripple}} = \frac{V_{\text{in min}} \cdot D_{\text{max}}}{L_2 \cdot f_s} = 2.01 \text{A} \quad (5.13)$$

$$I_{\text{pk}} = \frac{V_{\text{out}} \cdot I_{\text{out}}}{V_{\text{in min}} \cdot D_{\text{maks}}} + \frac{I_{\text{ripple}}}{2} = 5.53 \text{A} \quad (5.14)$$

### 5.1.5 Test af transformator

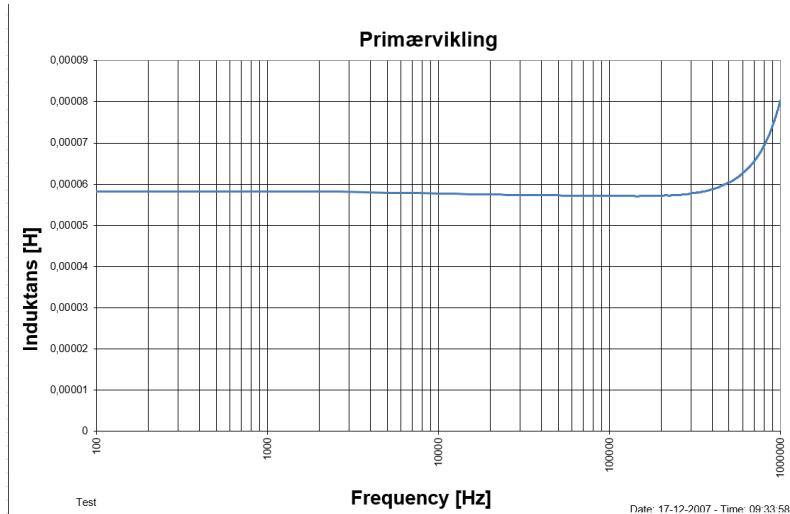
Transformatoren er testet ved at måle både selvinduktionen i primær- og sekundærviklingerne samt spredningsselvinduktionen. Til dette blev en impedansmåler brugt.

Til sådan en måling er det vigtigt, at gøre ledningerne så korte som muligt, da der vil skabes yderligere induktans i dem. Derfor ses på opstillingen på figur... de meget korte ledninger samt der bliver brugt en 4-wire teknik. Det vil sige to ledninger på hver side af det der måles på. Strømmen løber i den ene af ledningerne og???????

Måleresultaterne tages ved USB ud af impedansmåleren og indsættes i et Excel ark.

Først blev en kalibreringsmåling lavet, hvor ledningerne alle målte samme sted. Offsettet herfra er i Excel trukket fra de efterfølgende målinger

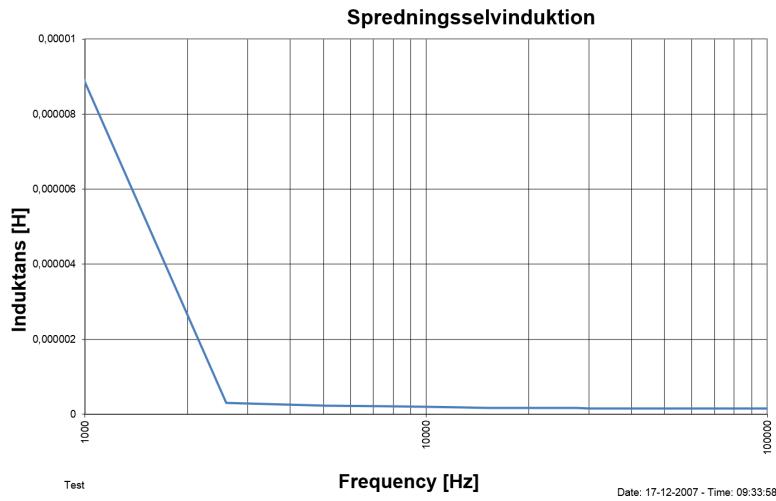
Herefter måles der på de 2 sider af primærviklingen, mens sekundærsiden holdes åben. På denne måde fås induktansen i den primære vikling. Da transformatoren er 1:1 er det også induktansen i den sekundære vikling.



Figur 5.10: Målt induktans i primær vikling

Her er målingen plottet med et frekvenssweep fra 100Hz til 1MHz. Ved de meget høje frekvenser ses det, at kapacitive parasitter tager over. Den skal benyttes omkring 100kHz og her fås værdien i Excel til  $57.7 \mu\text{H}$ , hvilket er præcis den induktans der skulle opnås.

De præcise målinger kan ses i Excel dokumentet "Inductance primærvikling" i bilagsmappen. Spredningsselvinduktionen fås ved, at kortslutte den sekundære vikling, mens der igen måles hen over den primære vikling. I en ideel transformator bør der her måles 0. Derfor vil induktansen målt her, svare til spredningsselvinduktionen. På samme måde som før er måleresultaterne sendt til Excel hvorudfra en graf kan tegnes. De præcise målinger kan ses i Excel dokumentet "Spredningsselvinduktion" i bilagsmappen:



Figur 5.11: Målt spredningsselvinduktion i transformator

Denne graf er fået ud fra et frekvenssweep fra 1kHz til 100kHz. Ved de 100kHz er spredningsselvinduktionen på 152nH, hvilket er den værdi der bruges.

## 5.2 Tab

### 5.2.1 Kernetab

Selve kernetabet afhænger af kernematerialet, induktans og strømmen der løber i viklingerne. Først udregnes delta B.

$$\Delta B = \frac{L \cdot I_{pk21}}{N \cdot A_0} = 263.59 \text{ mT} \quad (5.15)$$

For at få peak fluxen divideres med 2. Med den kan tabet i kernen per  $\frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$

$$B = \frac{\Delta B}{2} = 131.79 \text{ mT} \quad (5.16)$$

Med den information kigges i databladet under kurven for power loss som funktion af peak flux density.

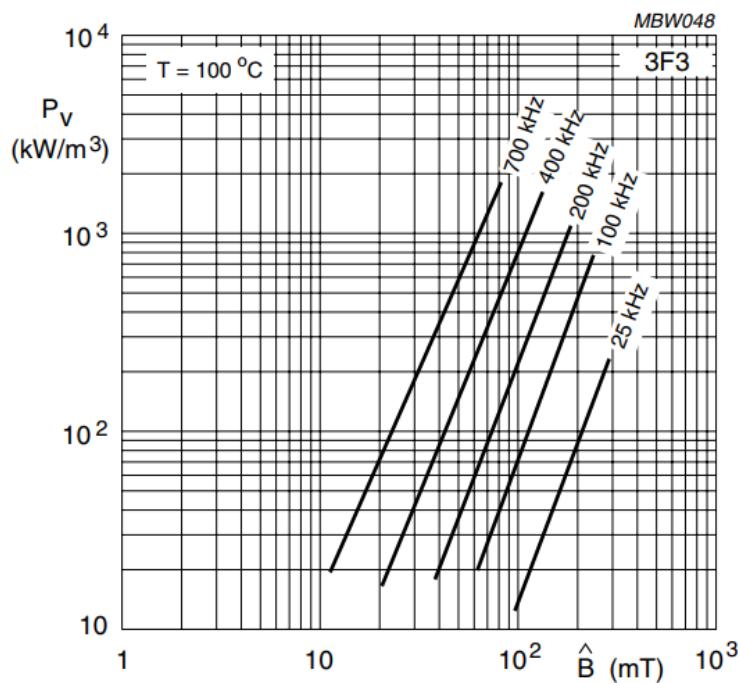


Fig.6 Specific power loss as a function of peak flux density with frequency as a parameter.

Figur 5.12: Power loss som funktion af peak flux density

Her ses på de 100kHz ved de ca. 132mT. Det aflæses til et power loss på ca.  $150 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3}$ . Det samlede kernetab fås med denne værdi ganget med den effektive volumen for RM8 kernen.

$$P = P_V \cdot V_e = 366\text{mW} \quad (5.17)$$

Dette passer forholdsvis pænt med det simulerede tab i kernen på 310mW.

