

# Projekt Universal Actuator Drive

## Dokumentation

Diplomingeniør Elektronik  
Bachelorprojekt efterår 2017

Ingeniørhøjskolen Aarhus Universitet  
Vejleder: Arne Justesen

19. december 2017

---

Nicolai H. Fransen  
Studienr. 201404672

---

Jesper Kloster  
Studienr. 201404571

# Indhold

<b>Indhold</b>	<b>2</b>
<b>1 Kravspecifikation</b>	<b>3</b>
1.1 Aktør diagrammer . . . . .	4
1.2 Aktørbeskrivelse . . . . .	5
1.2.1 Aktør: Bruger . . . . .	5
1.2.2 Aktør: Thermal Knife load . . . . .	5
1.2.3 Aktør: Pyro load . . . . .	5
1.3 Fully dressed use cases . . . . .	6
1.3.1 Use case 1 - Aktiver Thermal Knife load . . . . .	6
1.3.2 Use case 2 - Aktiver Pyro load . . . . .	7
1.4 Ikke-funktionelle krav . . . . .	8
<b>2 Accepttest</b>	<b>9</b>
2.1 Tests . . . . .	9
2.1.1 Test af ikke-funktionelle krav . . . . .	11
<b>3 Systemarkitektur</b>	<b>15</b>
3.1 Block Definitions Diagram . . . . .	15
3.2 Internal Block Diagram . . . . .	16
3.2.1 Signalbeskrivelse . . . . .	17
<b>4 Første Iteration</b>	<b>18</b>
4.1 Switch Mode Power-Supply . . . . .	18
4.2 Flyback Converter . . . . .	18
4.2.1 Continuous Conduction Mode . . . . .	19
4.2.2 Discontinuous Conduction Mode . . . . .	20
4.3 Ideel transformator . . . . .	20
4.4 Udgangskondensator . . . . .	21
4.5 Simulering . . . . .	21

# 1 Kravspecifikation

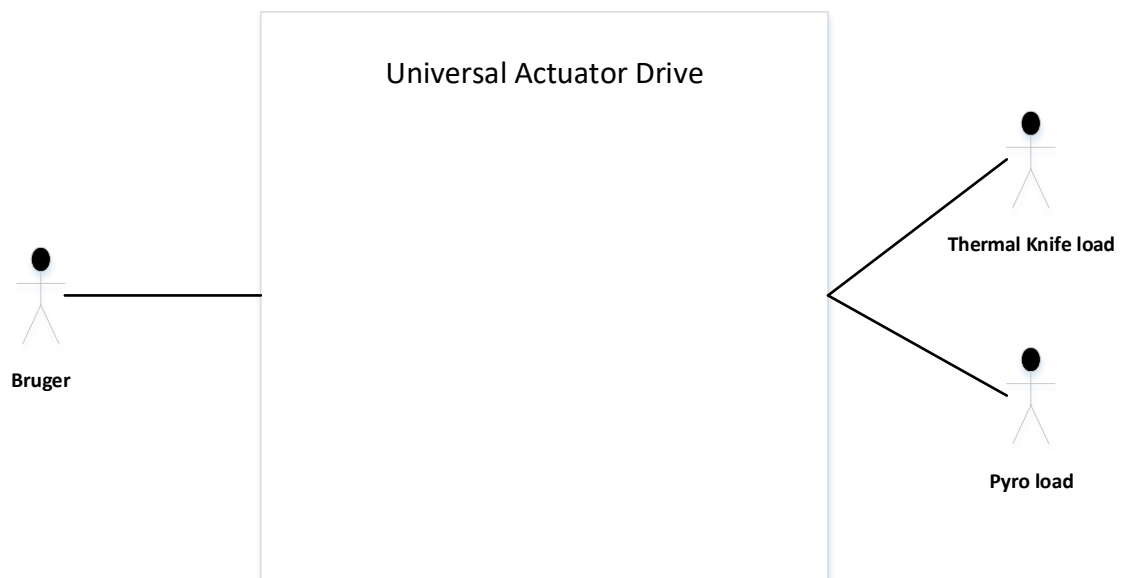
Produktets krav er prioriteret ved brug af MoSCoW metoden. Her er kravene inddelt i fire overordnede kategorier, hvor de vigtigste elementer er prioriteret højest. **Must** benævner de krav som skal opfyldes, og som er essentielle for produktets funktionalitet. **Should** er de krav produktet bør opfylde, 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:

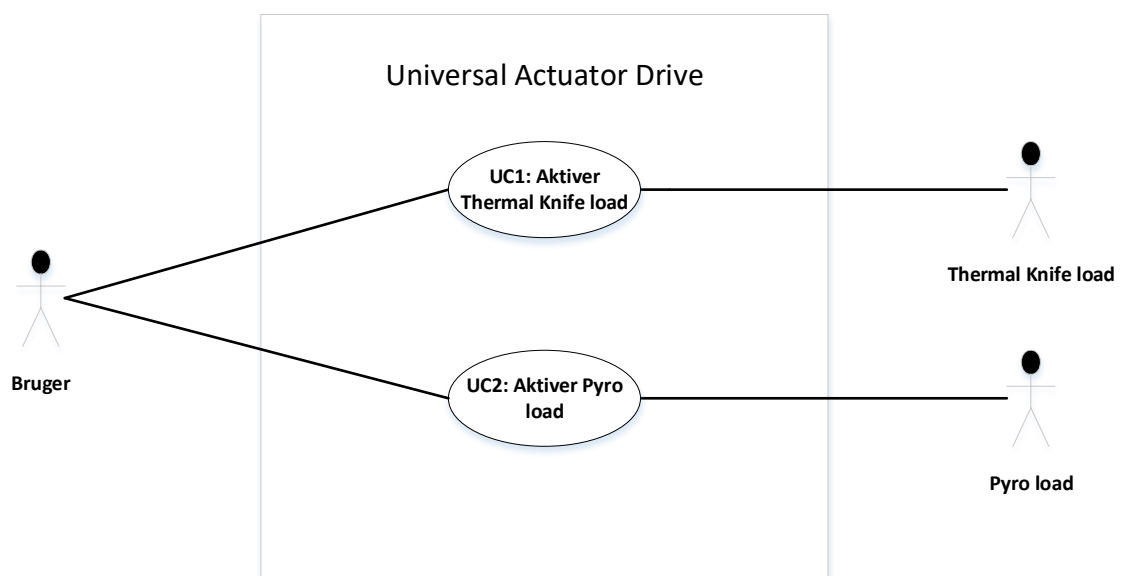
- Must**
  - Have et funktionsdygtigt power-modul
  - Ikke påvirke andre moduler ved fejl
  - Have stabil regulering
  - Underbygges med en P-Spice model
- Should**
  - Have programmerbar udgangsstrøm og -spænding
  - Have et termisk design, kompatibelt med vakuum
  - Have overstrømsbeskyttelse på udgangen
  - Have overspændingsbeskyttelse på udgangen
- Could**
  - Have mulighed for brug til mere end to forskellige typer loads
  - Konstrueres med EEE komponenter
- Won't**
  - Have feedback til brugeren når valgt load er aktiveret
  - Have galvanisk adskillelse

## 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 forside af PCB'et, samt 3x75x100mm på bagsiden af PCB'et
- Converteren skal kunne operere med en omgivelsestemperatur mellem  $-35^{\circ}\text{C}$  og  $65^{\circ}\text{C}$
- Converteren skal have stabil regulering med 10dB gain margin og 50 graders fase-margin ved:
  - 21V/2,5A ved 50V og 26V inputspænding
  - 5A/3 $\Omega$  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	Indgangs-spændingen måles med et voltmeter	Indgangs-spændingen 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	Peak-strømmen overstiger ikke 150% af DC strømmen		
Converteren skal opretholde en outputspænding på 21V $\pm 2\%$ ved 2,5A $\pm 5\%$	Der indsættes en load på $5\Omega$ og udgangs-strøm 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 udgangs-strøm og -spænding måles med oscilloskop	Spændingen ligger på 15V $\pm 2\%$ og strømmen på 3A $\pm 5\%$		
Der må maksimalt være en ripple-spænding 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 $\pm 5\%$	Der måles en spænding på 15V $\pm 2\%$ samt en strøm på 5A $\pm 5\%$ hvilket giver 75W		

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 17x75x100mm på forsiden af PCB'et, samt 3x75x100mm på bagsiden af PCB'et	Med målebånd måles dimensionerne af PCB'et først på forsiden og derefter på bagsiden.	Dimensionerne overskrider ikke 17x75x100mm på forsiden af PCB'et og 3x75x100mm på bagsiden af PCB'et		
Skal kunne operere med en omgivelsestemperatur mellem $-35^{\circ}\text{C}$ og $65^{\circ}\text{C}$	Der indsættes en load på $3\Omega$ og der måles på oscilloskopet 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 75W ved begge temperature		

Krav	Test	Forventet resultat	Resultat	Vurdering
Skal have stabil regulering med 10dB gain og 50 graders fase-margin 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 fase-margin 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, udgangsstrøm 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%		

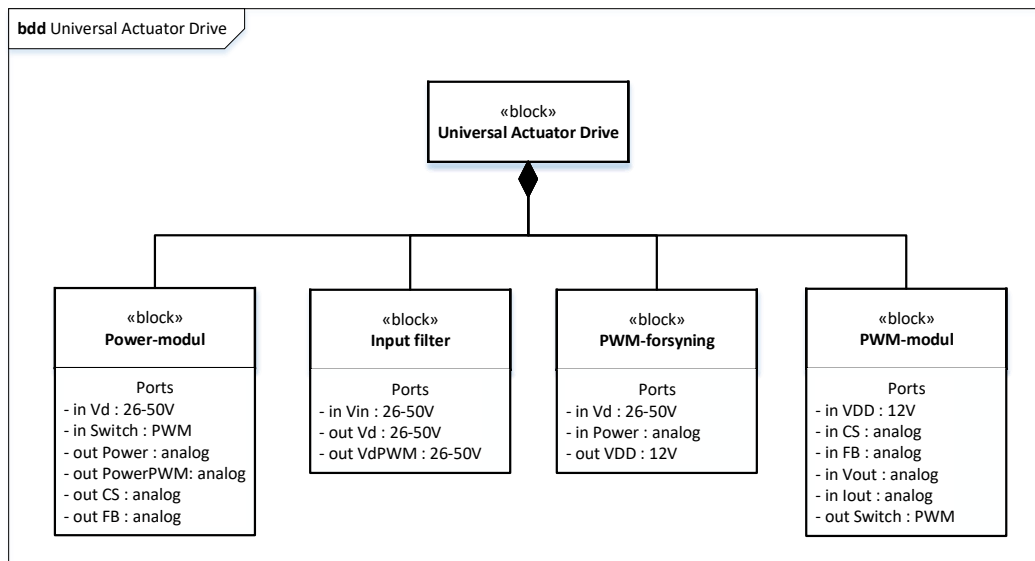
## 3 Systemarkitektur

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.

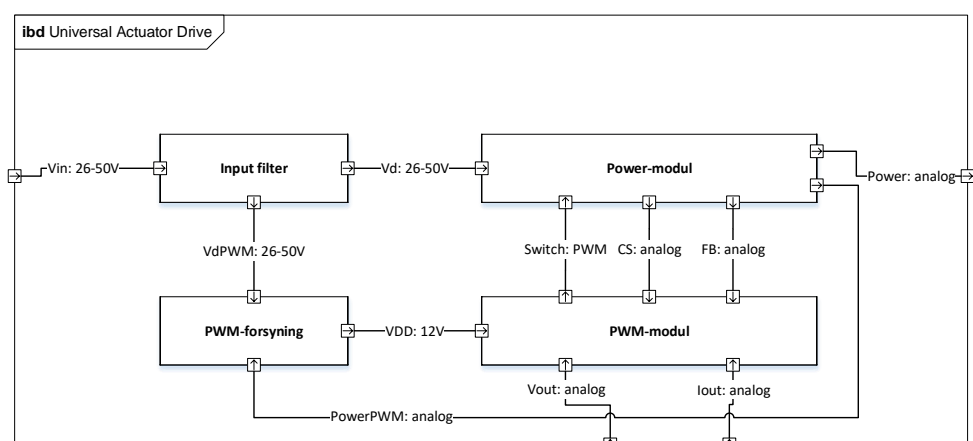


Figur 3.1: BDD

## 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 o
15-21V	PowerPWM	Inputspænding til nedreguleringen af PWM-controllerens VDD, efter op
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

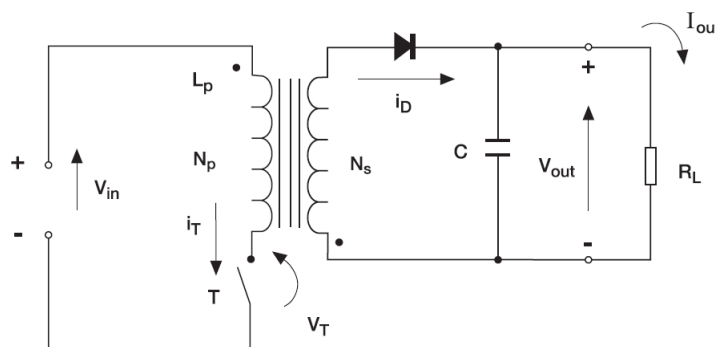
I dette projekt vælges der at tage udgangspunkt i Switch Mode Power-Supply (SMPS). Da der er stillet et krav om et maksimalt tab på 5W, betyder det, ved en maksimal udgangseffekt på 75W, at converteren skal have en effektivitet på:

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

En lineær converter vil ikke kunne opnå så stor en effektivitet. Denne effektivitet kan til gengæld tilnærmes ved brug af en SMPS. Det vælges at tage udgangspunkt i en flyback converter, da denne er ideel til effekter under 100W.

## 4.2 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 4.1. En af fordelene ved at bruge flyback converteren er at der kan opnås galvanisk adskillelse mellem primær- og sekundærsiden af transformatoren. Derudover bruges der relativt få komponenter.



Figur 4.1: Ideelt diagram af flyback converteren [SMPS-topologies]

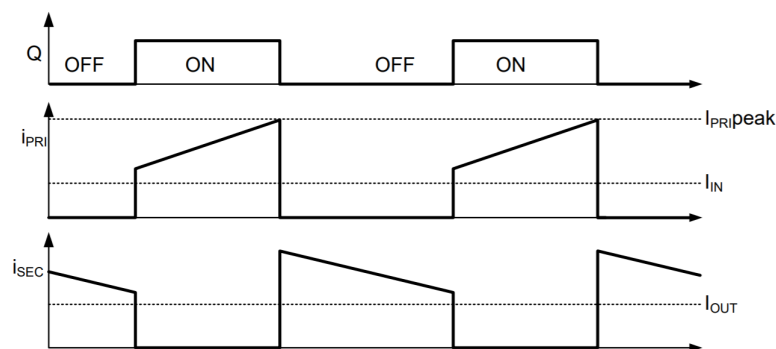
Flyback converteren bruges til at konvertere en indgangsspænding, ned til en mindre udgangsspænding. Dette gøres ved at styre transistoren med et PWM-signal, med en variabel duty-cycle. Når den er ON, vil der være en positiv spænding ved prik-enden af

viklingen ift. den anden ende. Ud fra formelen  $V = L \cdot \frac{di}{dt}$  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. Når denne spænding bliver lig udgangsspændingen, vil dioden begynde at lede den strøm, der er oplagret i transformatoren. 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 4.2. 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, hvilket betyder en større strøm for at 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.

#### 4.2.1 Continuous Conduction Mode

Forskellen 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 4.2. 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.



Figur 4.2: 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.

### 4.2.2 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 4.2. På grund af død tiden, vil peak-strømmene blive større, da arealet under kurven skal være det samme som ved CCM. Fordelen ved at  $d$  bliver større, er at induktansen i viklingerne bliver mindre.

### 4.3 Ideel transformator

Der vælges at arbejde videre med en flyback converter i CCM, pga. kravet om et tab på maksimalt 5W. På grund af de store strømme i transformatorens viklinger, vurderes det at tabet i MOSFET og diode, vil være for stort når de leder.

Det startes med at designe en converter der, ved en input spænding på 26V – 100V, kan opretholde en udgangsspænding på 21V og 2.5A.

Ud fra dette beregnes en maksimal og minimal duty-cycle:

$$D_{\text{maks}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{inmin}} + V_{\text{out}}} = 0.447 \quad (4.2)$$

$$D_{\text{min}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{inmaks}} + V_{\text{out}}} = 0.174 \quad (4.3)$$

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

$$I_{\text{ripple}} = 0.6 \cdot \frac{V_{\text{out}} \cdot I_{\text{out}}}{V_{\text{inmaks}} \cdot D_{\text{min}}} = 1.8\text{A} \quad (4.4)$$

$$I_{\text{pk}} = \frac{V_{\text{out}} \cdot I_{\text{out}}}{V_{\text{inmin}} \cdot D_{\text{maks}}} + \frac{I_{\text{ripple}}}{2} = 5.4\text{A} \quad (4.5)$$

$$I_{\text{pkavg}} = \frac{I_{\text{out}}}{1 - D_{\text{maks}}} = 4.5\text{A} \quad (4.6)$$

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

$$I_{\text{RMSp}} = \sqrt{D_{\text{maks}} \cdot (I_{\text{pkavg}})^2} = 3\text{A} \quad (4.7)$$

$$I_{\text{RMSs}} = \sqrt{(1 - D_{\text{maks}}) \cdot (I_{\text{pkavg}})^2} = 3.4\text{A} \quad (4.8)$$

Induktansen i primærviklingen beregnes ud fra den ønskede ripplestrøm, samt switch-frekvensen. Som udgangspunkt vælges den til 100kHz. Derudover vælges det, at have et omsætningsforhold lig 1 i transformatoren, hvilket betyder  $L_p = L_s$ .

$$L = \frac{V_{\text{inmin}} \cdot D_{\text{min}}}{I_{\text{ripple}} \cdot f_s} = 95.6\mu\text{H} \quad (4.9)$$

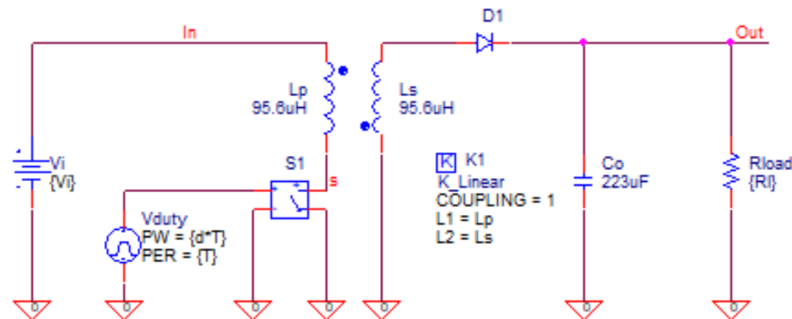
## 4.4 Udgangskondensator

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

$$C_{out} \geq \frac{I_{out} \cdot D_{max}}{V_{ripple} \cdot f_s} \geq 223.4\mu F \quad (4.10)$$

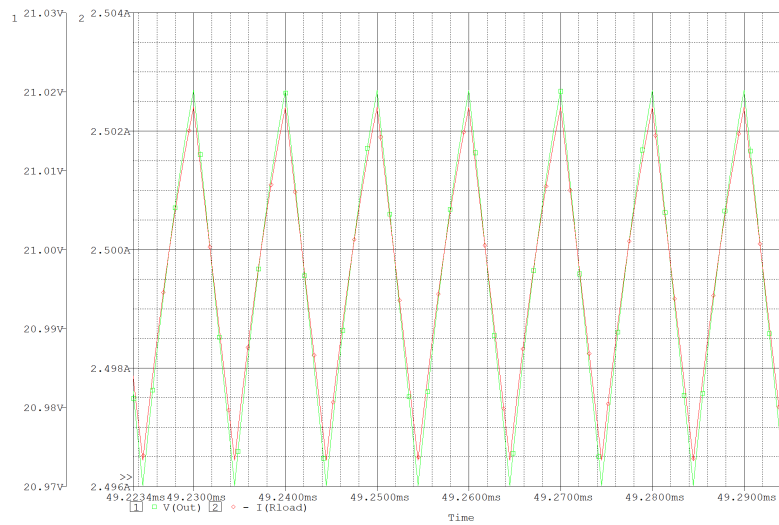
## 4.5 Simulering

Med udgangspunkt i figur 4.1 opsættes en ideel flyback converter i p-spice. Dette er gjort på figur 4.3. Converteren er sat op med en ideel transformator kobling, et ideelt switching element, samt en ideel diode, for at få et indblik i flyback converterens virkemåde.



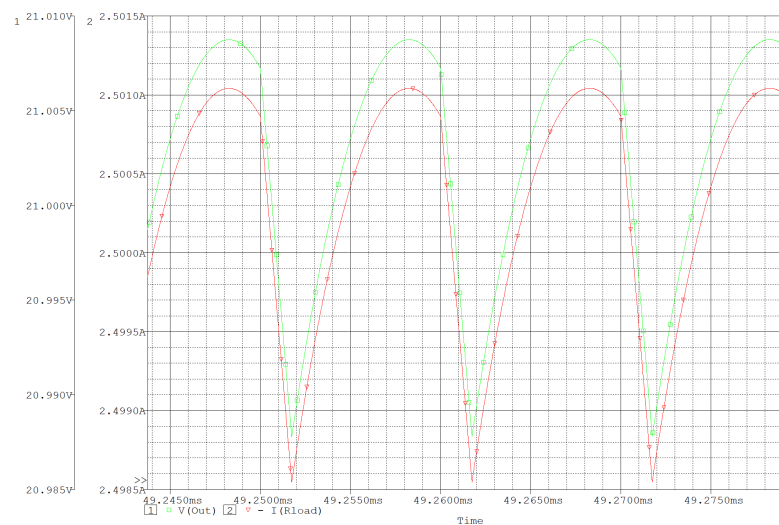
Figur 4.3: Ideelt flyback kredsløb

Der er to scenarier der er relevante at kigge på, ved en indgangsspænding på 26V, samt ved en indgangsspænding på 100V. Først kigges der på udgangen af converteren, for at kontrollere udgangsstrømmen og -spændingen. På figur 4.4 ses både outputstrømmen (rød) og outputspændingen (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 4.4: Converter output - ved 26V input

På figur 4.5 ses det samme billede, ved 100V inputspænding. Da converterens duty-cycle er faldet, falder ripple-spændingen også. Den aflæses til ca. 20mV.

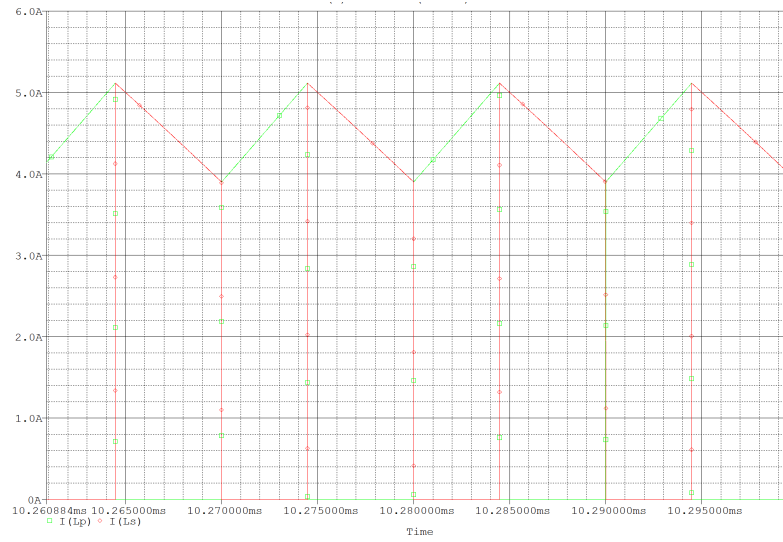


Figur 4.5: Converter output - ved 100V input

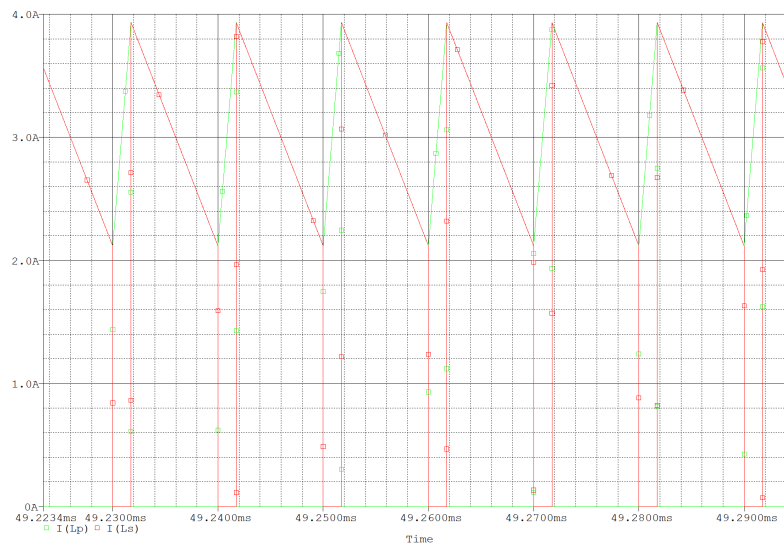
I tabel 4.1 ses resultaterne for analyse(A) og simulering(S), af den ideelle converter. Ripple- og peakstrømmene er aflæst ud fra figur 4.6 og 4.7. RMS-strømmene findes ved, at bruge RMS-funktionen i p-spice. Derudover kan det konstateres at converteren operer i CCM, da transformatorstrømmen ikke når at aflade helt. Se figur 4.2.

Indgangs-spænding	Ripplestrøm		Peakstrøm		RMS-strøm i primær		RMS-strøm i sekundær	
	A	S	A	S	A	S	A	S
26V	1.2A	1.2A	5.1A	5.1A	3.0A	3.0A	3.4A	3.4A
100V	1.8A	1.8A	3.9A	3.9A	1.3A	1.3A	2.8A	2.8A

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



Figur 4.6: Transformator strømme - ved 26V input



Figur 4.7: Transformator strømme - ved 100V input

