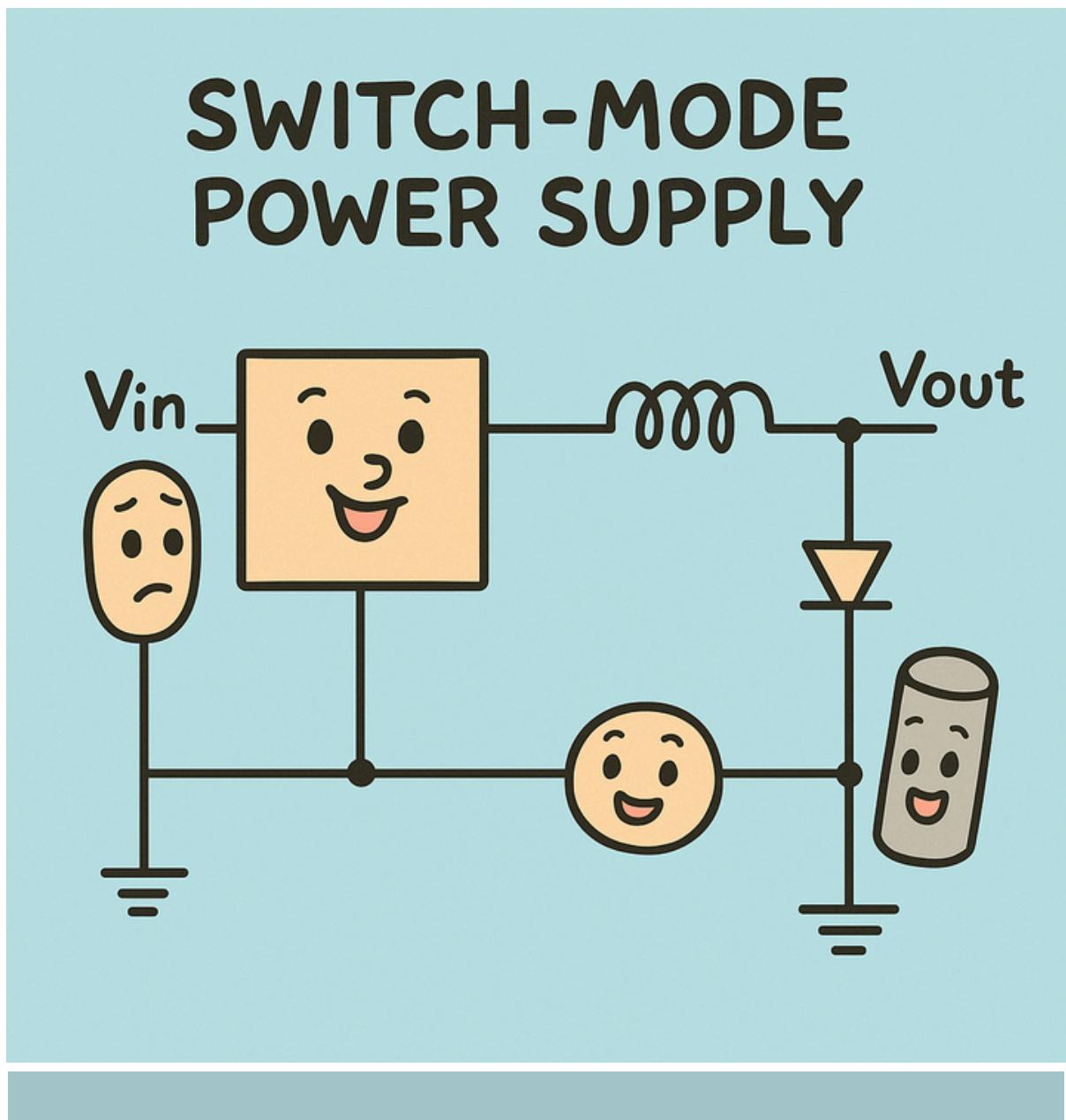


Switch mode konvertering med MC34063



Titel: SMPS med MC34063

Forfatter(e): Stian Øibakken Falck og Henrik Baltzer Bruun

Dato: 21/04/25

Kursus/Projekt: 3. Semester IT-Teknolog

Institution: Erhvervsakademi Aarhus

Version: 1

Indholdsfortegnelse

1. Opgavebeskrivelse / Projektbeskrivelse.....	3
2. Indledning.....	4
3. System Design.....	5
4. Hardware.....	10
4.1 Design.....	11
4.2 Implementering.....	13
4.3 Test.....	14
<i>Spændingsregulering</i>	15
<i>Effektivitet</i>	16
<i>Ripple</i>	17
5. Konklusion.....	17
6. Referencer.....	17
7. Bilag.....	18

1. Opgavebeskrivelse / Projektbeskrivelse

Specifikationer:

- Indgangsspænding (V_{in}): 8V til 14,5V
- Udgangsspænding (V_{out}): 5V
- Udgangsstrøm (I_{out}): 250mA

Designproces:

Det er vigtigt at argumentere for dine valg af komponenter og deres værdier gennem designprocessen. Overvej de forskellige parametre som påvirker både effektiviteten og pålideligheden af dit kredsløb. Dette omfatter valg af diode, indgangskondensator, udgangskondensator og hvilken type spole der bedst støtter din kreds' effektivitet og ydeevne.

Dokumentation af design og test:

Beskriv detaljeret dit kredsløbsdesign og de overvejelser du har gjort dig undervejs. Dette inkluderer valg af komponenter, beregninger for kredsløbets dimensionering samt layout overvejelser for printet.

Testning: For at evaluere dit SMPS-kredsløbs effektivitet og stabilitet skal følgende tests udføres præcist under angivne forhold:

Effektivitet:

Mål kredsløbets evne til at konvertere inputspændingen til den ønskede outputspænding. Dette skal gøres ved både 8V og 14,5V inputspændinger og ved forskellige belastninger: 10mA, 100mA, 250mA og 500mA.

Ripple:

Mål og dokumentér ripple-spændingen på outputtet under de samme betingelser som effektivitetstestene. Det er vigtigt at tage oscilloskopbilleder (scope-billeder) af ripple-spændingen for hver konfiguration for at visualisere og dokumentere støjniveauerne.

Loadregulering:

Analyser kredsløbets evne til at opretholde en konstant outputspænding under varierende belastninger. Dette skal igen måles ved både 8V og 14,5V inputspændinger og ved belastninger på 10mA, 100mA, 250mA og 500mA.

Kortslutningsstrøm:

Mål kortslutningsstrømmen

Disse tests vil give et detaljeret billede af kredsløbets ydeevne under forskellige arbejdsbetegnelser og vil være værdifulde for at vurdere både effektiviteten og stabiliteten af dit design.

Aflevering:

Aflever en fuld teknisk rapport med design, simulering, implementering og test.

2. Indledning

Som en central del af undervisningen på uddannelsen embedded IT-teknolog er vi blevet introduceret til forskellige elektriske kredsløb og deres betydning for udviklingen af funktionelle systemer med mikrocontrollere, motorer, sensorer, potentiometre og displays. Fælles for alle disse komponenter er, at de kræver en stabil og præcist tilpasset strømforsyning for at fungere optimalt.

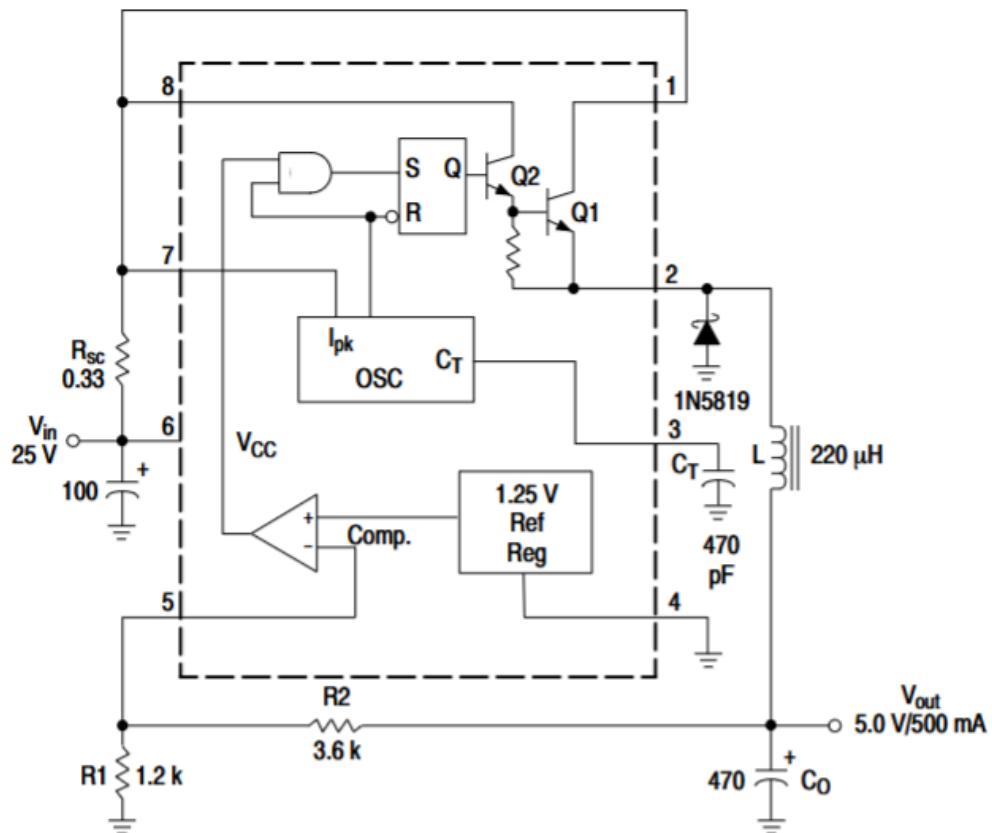
Undervisningen i DC/DC-konvertering har vist sig at være særlig vigtig, da det er en af de kredsløb teknologier, vi hyppigst vil anvende i vores arbejde som embedded IT-teknologer. Vi har lært, hvordan man både kan sænke og hæve spændingen, afhængigt af hvilke komponenter og anvendelsesscenarier kredsløbet skal understøtte.

Denne rapport går i dybden med netop dette emne og fokuserer på at konvertere spændingen ned til de "magiske" 5 volt, som mange mikrocontrollere benytter. Rapporten demonstrerer, hvordan vi arbejder med data fra databladet i forbindelse med switch-mode-konvertering, og hvordan vi anvender komponenten MC34063 – en alsidig og prisvenlig DC-DC-konvertering chip. MC34063 gør det muligt at opbygge step-up, step-down og inverterede strømforsyninger med relativt få eksterne komponenter. Med en effektivitet på op til 85–95 % er den særligt velegnet til indlejrede testprojekter og kompakte strømforsyninger.

I denne opgave har vi anvendt Proteus til simulering og test af vores kredsløb, men vi er også opmærksomme på at dette kan foregå i andre simulatorer som fx LTSpice eller MATH+Simulink+Simscape Electrical. Fordelen ved at have det hele simuleret inden implementering er at man billigt og effektivt kan teste sit design inden implementering, som også er standard for industrien, således at man ikke spilder værdifuld tid og ressourcer på noget man kunne kende forløbet af inden man sætter det sammen. Denne viden og forståelse kan ligeledes anvendes i andre sammenhænge i relation til design, test og implementering.

3. System Design

Vores SMPS er designet jf. anvisningerne for en step-down SMPS i MC34063 databladet, som fremgår herunder. Et af vores “key take aways” er at selvom dette skema fra databladet giver nogle gode indikationer af hvordan dette skal opbygges, så er dette en skalerbar enhed, som vi selv kan designe og udvikle til vores egne ønsker. TI (Texas Instruments) har et værktøj tilkoblet deres website, hvor man kan se community designs og lave sine egne.



Step-Down schematic fra MC34063 databladet

Det er nødvendigt for os at beregne værdierne for L , C_T , R_{SC} . Ifølge databladet skal C_O også beregnes, men da denne beregning jf. databladet for MC34063 & AN920 vil give os en minimumsværdi¹, sikrer vi os og bruger større end nødvendigt $100\mu F$ kondensator.

Disse værdier kan beregnes ud fra følgende tabel, i Step-Down-kolonnen:

¹ Se bilag 1 - “ C_O beregning”

Calculation	Step-Up	Step-Down	Voltage-Inverting
t_{on}/t_{off}	$\frac{V_{out} + V_F - V_{in(min)}}{V_{in(min)} - V_{sat}}$	$\frac{V_{out} + V_F}{V_{in(min)} - V_{sat} - V_{out}}$	$\frac{ V_{out} + V_F}{V_{in} - V_{sat}}$
$(t_{on} + t_{off})$	$\frac{1}{f}$	$\frac{1}{f}$	$\frac{1}{f}$
t_{off}	$\frac{t_{on} + t_{off}}{\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1}$	$\frac{t_{on} + t_{off}}{\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1}$	$\frac{t_{on} + t_{off}}{\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1}$
t_{on}	$(t_{on} + t_{off}) - t_{off}$	$(t_{on} + t_{off}) - t_{off}$	$(t_{on} + t_{off}) - t_{off}$
C_T	$4.0 \times 10^{-5} t_{on}$	$4.0 \times 10^{-5} t_{on}$	$4.0 \times 10^{-5} t_{on}$
$I_{pk(switch)}$	$2I_{out(max)} \left(\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1 \right)$	$2I_{out(max)}$	$2I_{out(max)} \left(\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1 \right)$
R_{sc}	$0.3/I_{pk(switch)}$	$0.3/I_{pk(switch)}$	$0.3/I_{pk(switch)}$
$L_{(min)}$	$\left(\frac{(V_{in(min)} - V_{sat})}{I_{pk(switch)}} \right) t_{on(max)}$	$\left(\frac{(V_{in(min)} - V_{sat} - V_{out})}{I_{pk(switch)}} \right) t_{on(max)}$	$\left(\frac{(V_{in(min)} - V_{sat})}{I_{pk(switch)}} \right) t_{on(max)}$
C_O	$9 \frac{I_{out} t_{on}}{V_{ripple(pp)}}$	$\frac{I_{pk(switch)} (t_{on} + t_{off})}{8V_{ripple(pp)}}$	$9 \frac{I_{out} t_{on}}{V_{ripple(pp)}}$

V_{sat} = Saturation voltage of the output switch.

V_F = Forward voltage drop of the output rectifier.

The following power supply characteristics must be chosen:

V_{in} – Nominal input voltage.

V_{out} – Desired output voltage, $|V_{out}| = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

I_{out} – Desired output current.

f_{min} – Minimum desired output switching frequency at the selected values of V_{in} and I_O .

$V_{ripple(pp)}$ – Desired peak-to-peak output ripple voltage. In practice, the calculated capacitor value will need to be increased due to its equivalent series resistance and board layout. The ripple voltage should be kept to a low value since it will directly affect the line and load regulation.

NOTE: For further information refer to Application Note AN920A/D and AN954/D.

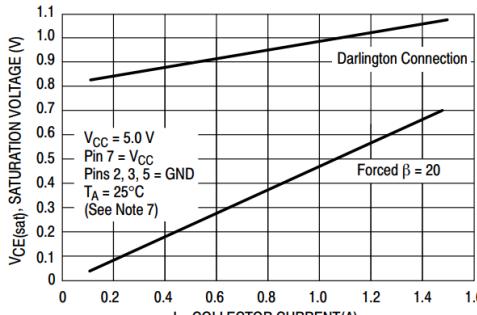
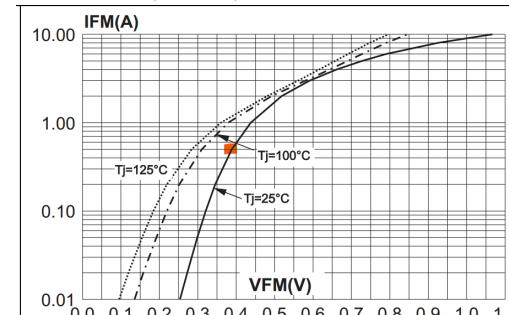
Figure 17. Design Formula Table

Følgende værdier er bestemt på forhånd af opgaven:

Karakteristik	Værdi
V_{in}	8V-14.5V
V_{out}	5V
I_{out}	250mA
f_{min}	50 kHz

Forudbestemte værdier

Derudover bestemmer vi selv en ønsket værdi for $V_{ripple(pp)}$, finder V_{sat} i MC34063 databladet, og bestemmer til sidst V_F ud fra databladet for 1N5819-dioden.

Karakteristik	Værdi
$V_{\text{ripple(pp)}}$	5% af V_{out} $V_{\text{ripple(pp)}} = 5V * 0,05 = 0,25V$
V_{sat}	V_{sat} er bestemt af $I_{\text{pk(switch)}}$, som er $2 \cdot I_{\text{out(max)}}$ $I_{\text{out(max)}} = 250\text{mA}$, så $I_{\text{pk(switch)}} = 2 * 250\text{mA} = 500\text{mA}$ Herefter kigger vi på figur 6 i MC34063 databladet:  <p>Figure 6. Common Emitter Configuration Output Switch Saturation Voltage versus Collector Current</p> <p>Heraf fremgår det, at $V_{\text{sat}} = 0,9V$ ved en I_C på 500mA</p>
V_F	V_F findes vha. figur 14 i databladet for 1N5819-dioden: Vi læser ud fra en maksimal strøm på 500mA og en temperatur på 25°C  <p>Figure 14. Forward voltage drop versus forward current (typical values) (1N5819)</p> <p>$V_F = 0,4V$ er den tætteste værdi</p>

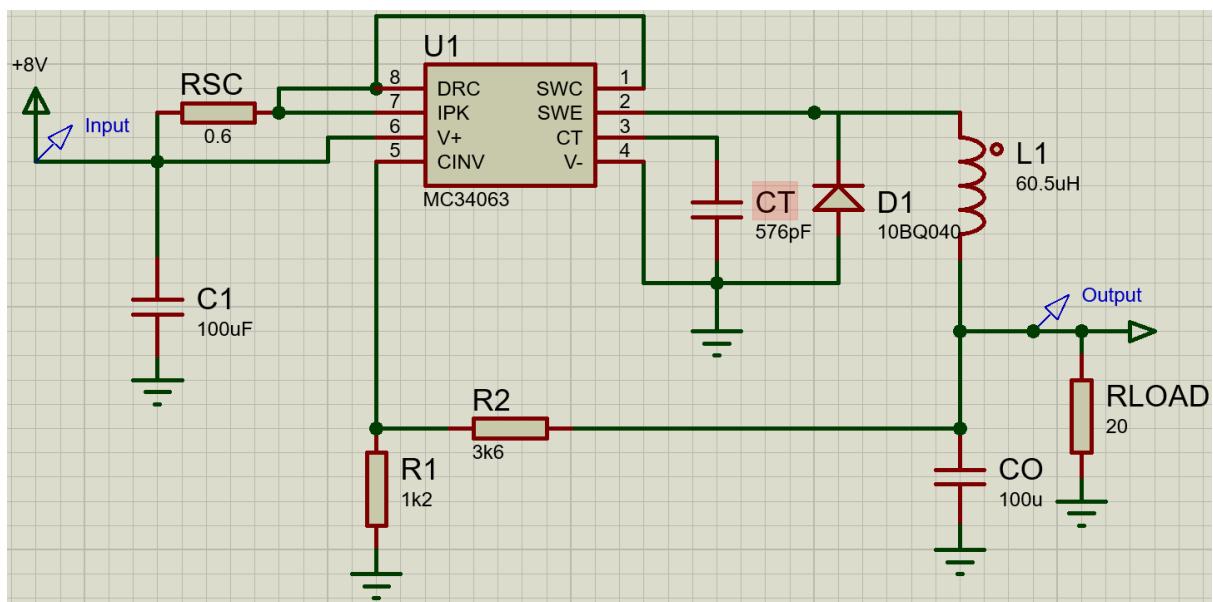
Bestemmelse af $V_{\text{ripple(pp)}}$, V_{sat} og V_F

Hermed er vi klar til at beregne de nødvendige værdier jf. figur 17 i MC34063 databladet.

Karakteristik	Formel	Resultat
t_{on}/t_{off}	$\frac{V_{out} + V_F}{V_{in(min)} - V_{sat} - V_{out}}$	$\frac{5V + 0,4V}{8V - 0,4V - 5V} = 2,57$
$(t_{on} + t_{off})$	$\frac{1}{f}$	$\frac{1}{50kHz} = 2 * 10^{-5}s = 20\mu s$
t_{off}	$\frac{t_{on} + t_{off}}{\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1}$	$\frac{2 * 10^{-5}}{2,57 + 1} = 5,602 * 10^{-6}s$
t_{on}	$(t_{on} + t_{off}) - t_{off}$	$2 * 10^{-5} - 5,602 * 10^{-6} = 1,44 * 10^{-5}s$
C_T	$4.0 \times 10^{-5} t_{on}$	$(4 * 10^{-5}) * (1,44 * 10^{-5}) = 5,76 * 10^{-10}$
$I_{pk(switch)}$	$2I_{out(max)}$	$2 * 0,25A = 0,5A$
R_{SC}	$0.3/I_{pk(switch)}$	$\frac{0,3}{0,5A} = 0,6 \Omega$
L_{min}	$\left(\frac{(V_{in(min)} - V_{sat} - V_{out})}{I_{pk(switch)}} \right) t_{on(max)}$	$\frac{8V - 0,9V - 5V}{0,5A} * 1,44 * 10^{-5} = 6,048 * 10^{-6}H$

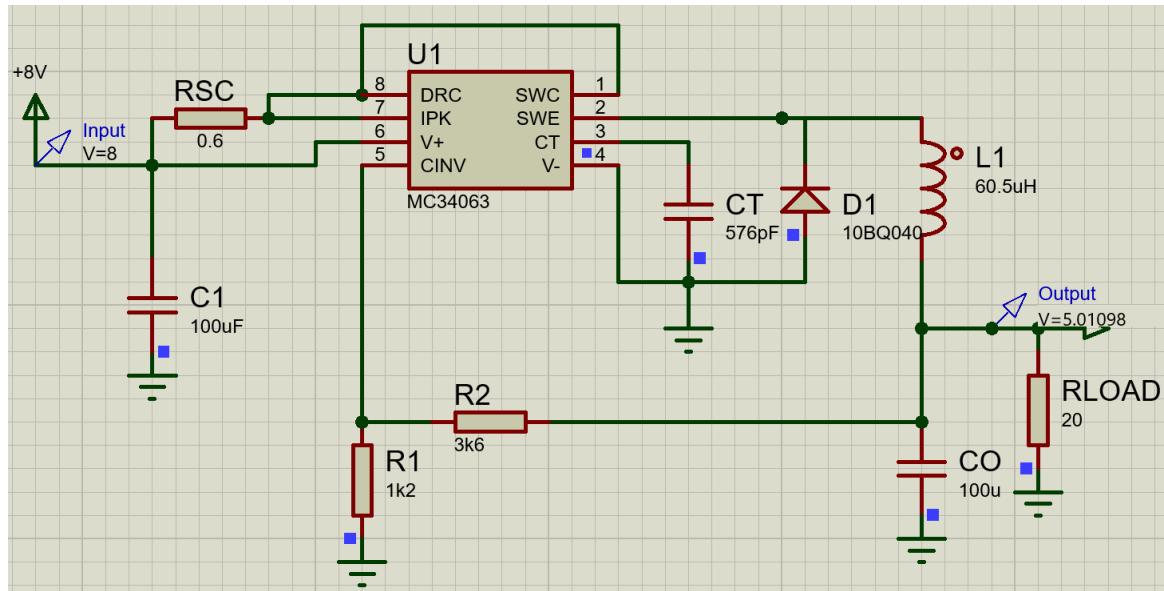
Beregning af karakteristik-værdier

Ud fra disse værdier kan vi nu bygge kredsløbet i Proteus.

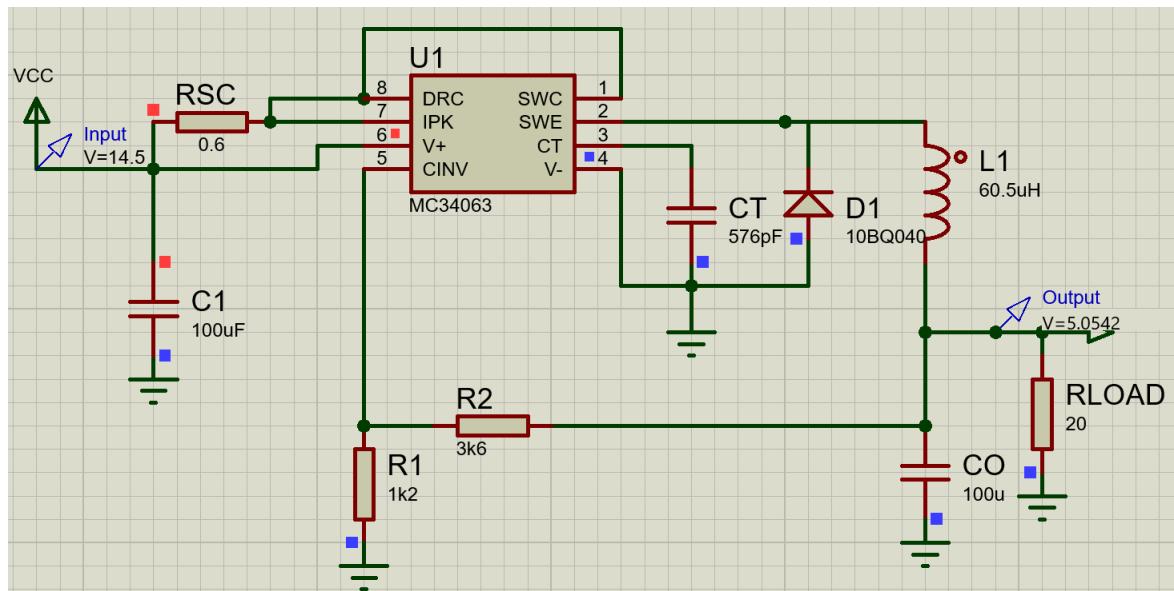


SMPS kredsløb overført til Proteus med vores beregnede komponent-værdier

Efterfølgende simuleres kredsløbet for at teste opstillingen - dette sker både ved 8V og 14,5V for at sikre at begge spændinger kan give et output på 5V.



Kredsløb simulering v. 8V



Kredsløb simulering v. 14,5V

Input	Output
8V	~5,01V
14,5V	~5,05V

Resultat af kredsløb-simulering

Disse resultater i overensstemmelse med de beskrevne krav. Dermed kan konstruktionen af kredsløbet begynde.

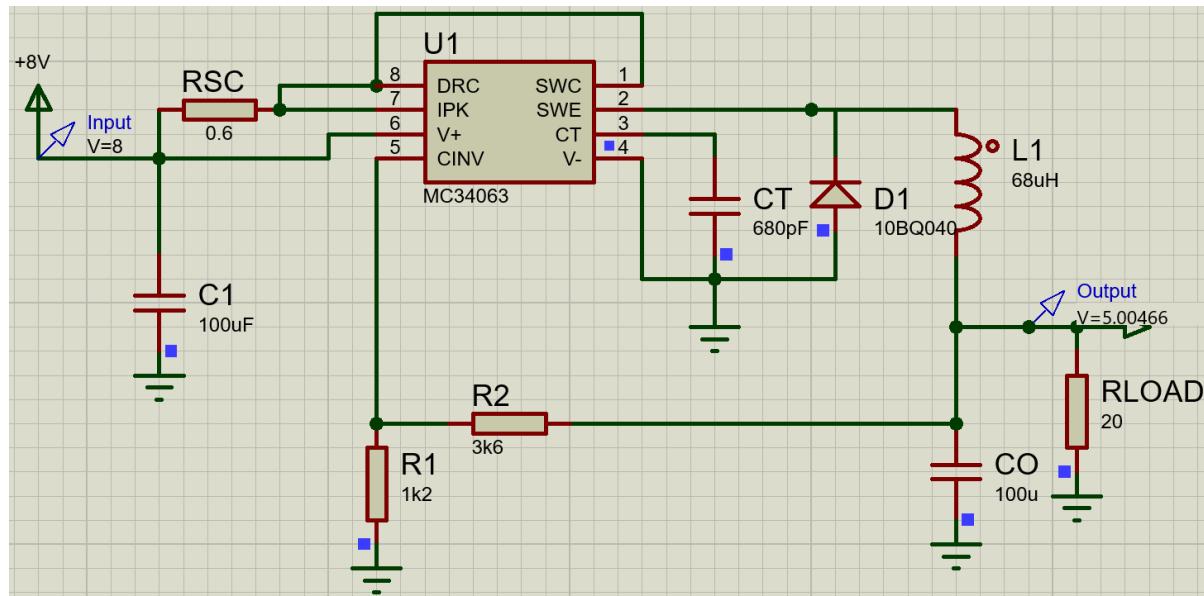
4. Hardware

For at tilfredsstille de oven over fundne krav er følgende komponenter valgt:

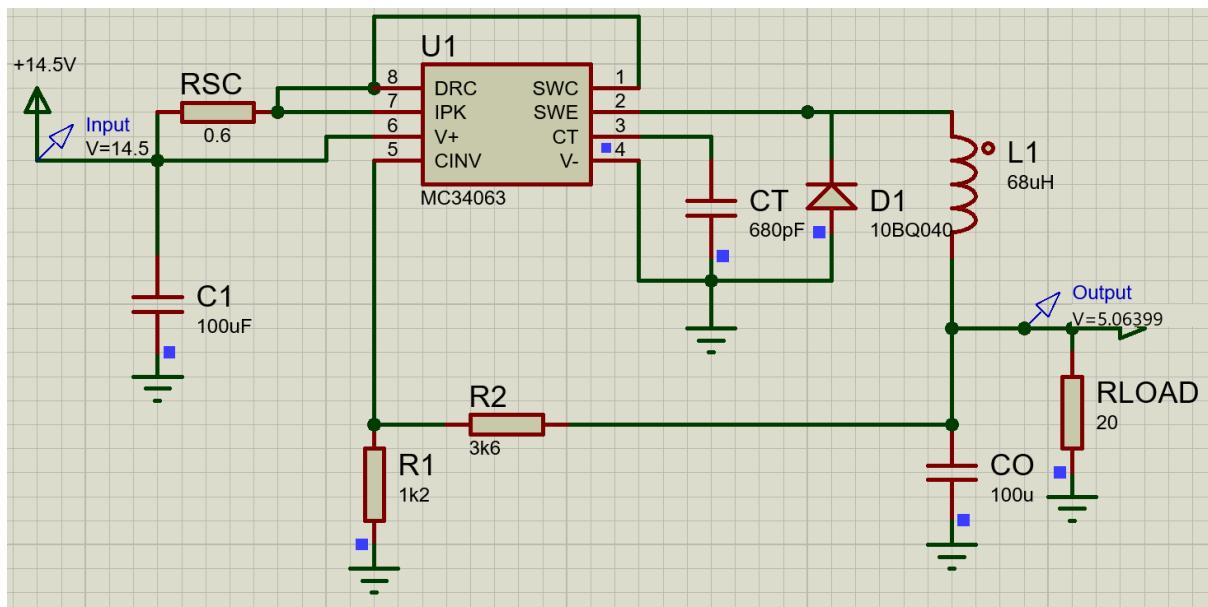
Komponent	Ønsket værdi	Opnået værdi
R_{SC}	0,6 Ω	$1,2 \Omega // 1,2 \Omega = 0,8 \Omega$
L	60,5 μH	68 μH
C_O	5 μF	100 μF
C_T	576 pF	680 pF
R2	3k6 Ω	$1k8 \Omega + 1k8 \Omega = 3k6 \Omega$

Skema over komponentvalg

Kredsløbet simuleres med de opnåede komponent-værdier ved både 8V og 14,5V



Simulering af SMPS med opnåede værdier v. 8V



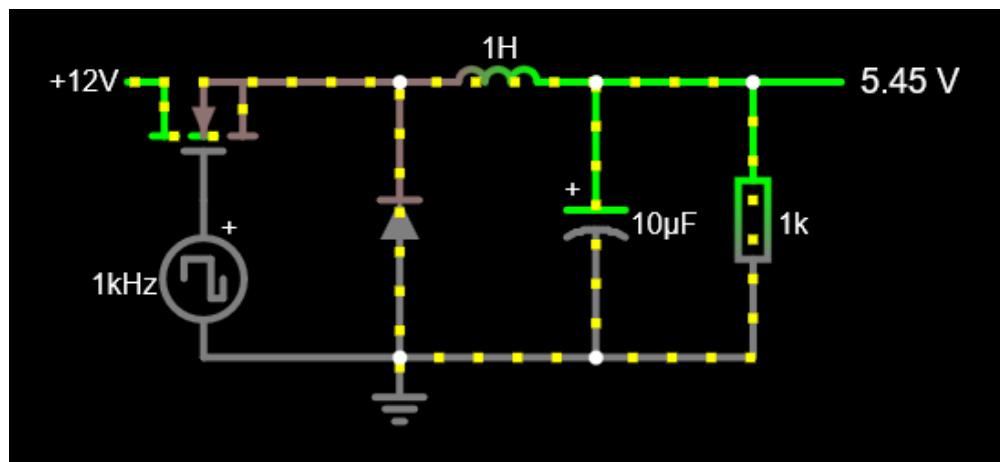
Simulering af SMPS med opnåede værdier v. 14,5V

Input	Output
8V	~5V
14,5V	~5,06V

Simuleringen viser tilfredsstillende resultater ved brug af de komponenter vi har til rådighed.

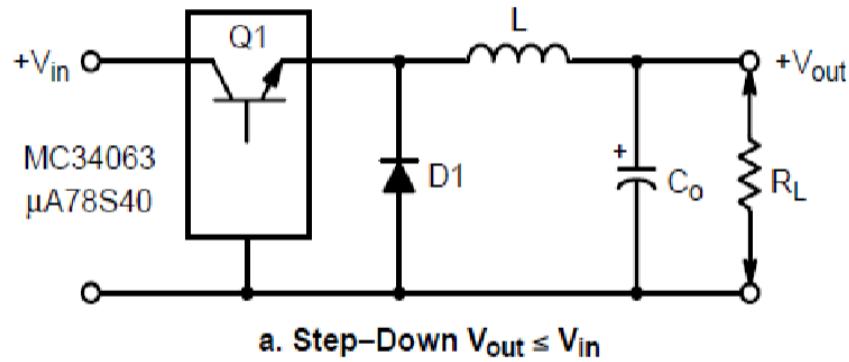
4.1 Design

Hovedkomponenten i vores design er MC34063, som har en overordnet rolle i stepdown konverteringen i vores elektriske kredsløb. I det efterfølgende vil vi beskrive det teoretiske design af en step down konvertering for derefter at sammenligne det med en switch mode regulator step down konvertering styret af en MC34063. Dette med henblik på at inddrage forståelse af hvordan stepdown fungerer i et kredsløb med switch mode regulator.



Stepdown konvertering som et simpelt opstillet kredsløb fra falstad.com

I det viste kredsløb anvendes en ekstern firkantbølge generator på 1 kHz til at styre en switch, som i kombination med en spole, en diode og en kondensator fungerer som et simpelt step-down konverterkredsløb. Når switchen tænder og slukker hurtigt, opbygges der et magnetfelt i spolen, som derefter frigiver energi, når switchen er åben. På denne måde reduceres spændingen fra 12V til ca. 5.4V, som udglattes af kondensatoren og leveres til belastningen $1\text{ k}\Omega$.



$$V_{out} = V_{in} \left(\frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} \right)$$

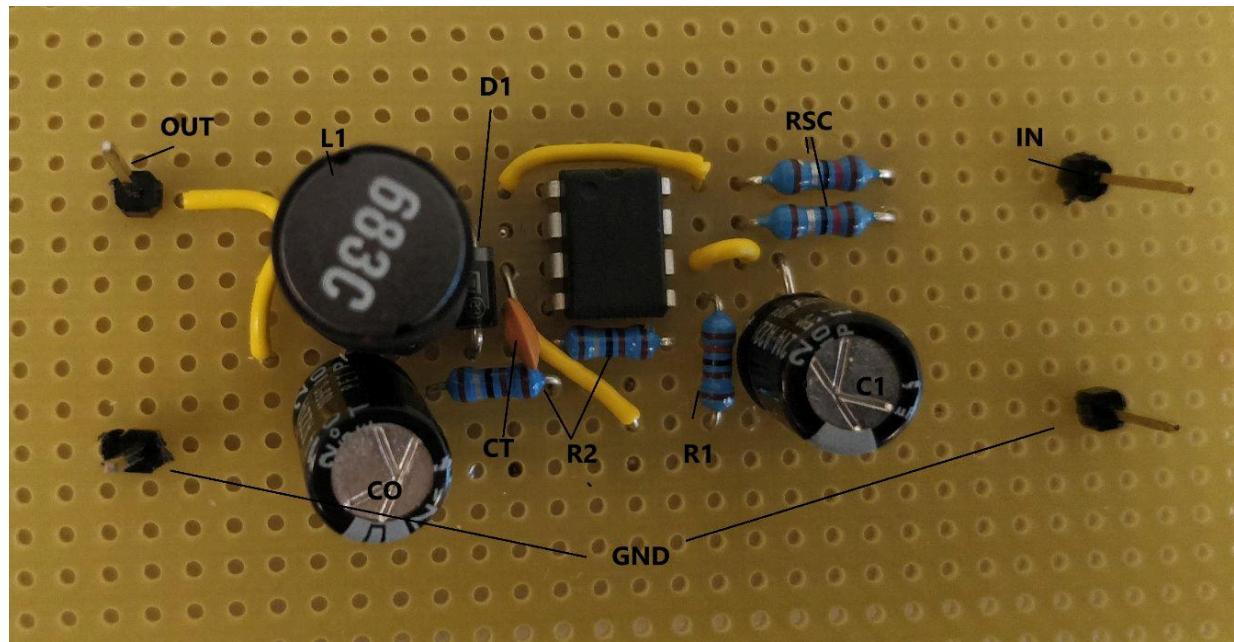
MC34063's placering i forståelse af stepdown konvertering

Når man i stedet benytter en MC34063, forenkles denne proces væsentligt. MC34063 indeholder en intern oscillator, fejlforsærker og en intern switch-transistor, der gør det muligt at styre omkoblingen automatisk i kredsløbet. Det betyder, at den funktion, der i vores simulerede kredsløb varetages af en ekstern 1 kHz signalgenerator, med MC34063 sker automatisk og med højere præcision. Chippen overvåger selv udgangsspændingen og tilpasser omkoblingsfrekvensen og pulsbredden for at opretholde en stabil og korrekt spænding til de tilsluttede komponenter.

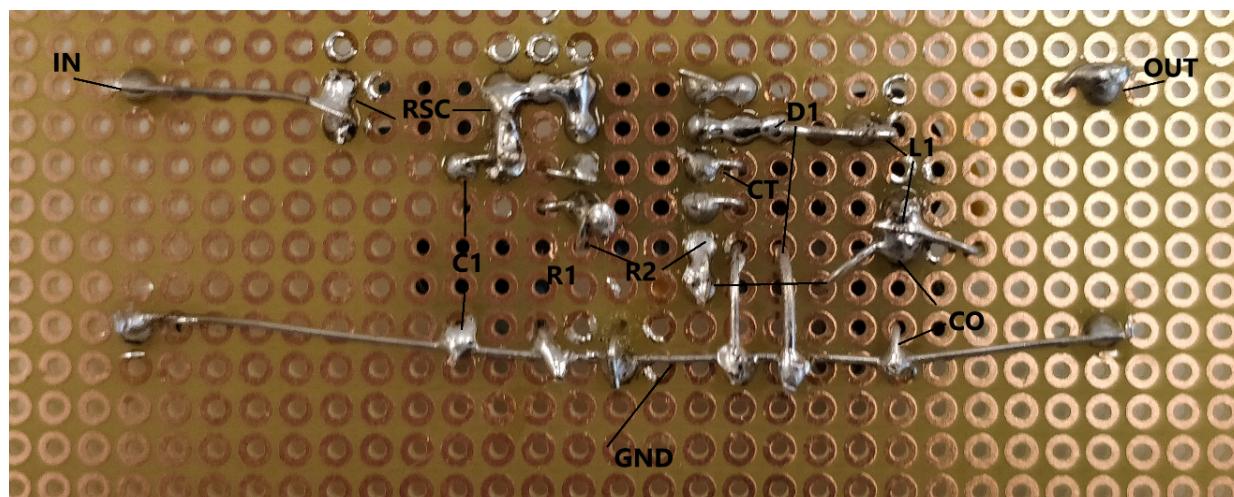
Med andre ord fungerer MC34063 ikke blot som signalstyring – den genererer selv styresignalet og regulerer det dynamisk, baseret på feedback fra udgangen. Det gør den ideel til brug i indlejrede systemer, hvor plads, pris og effektivitet er vigtige parametre.

4.2 Implementering

Kredsløbet bygges jf. vores design:



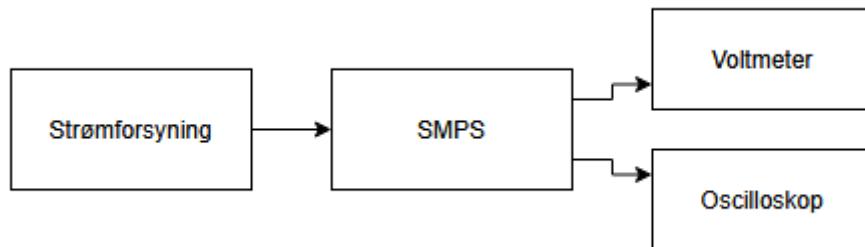
SMPS prototype



SMPS prototype underside

4.3 Test

Nedenstående blokdiagram viser vores test-opstilling:



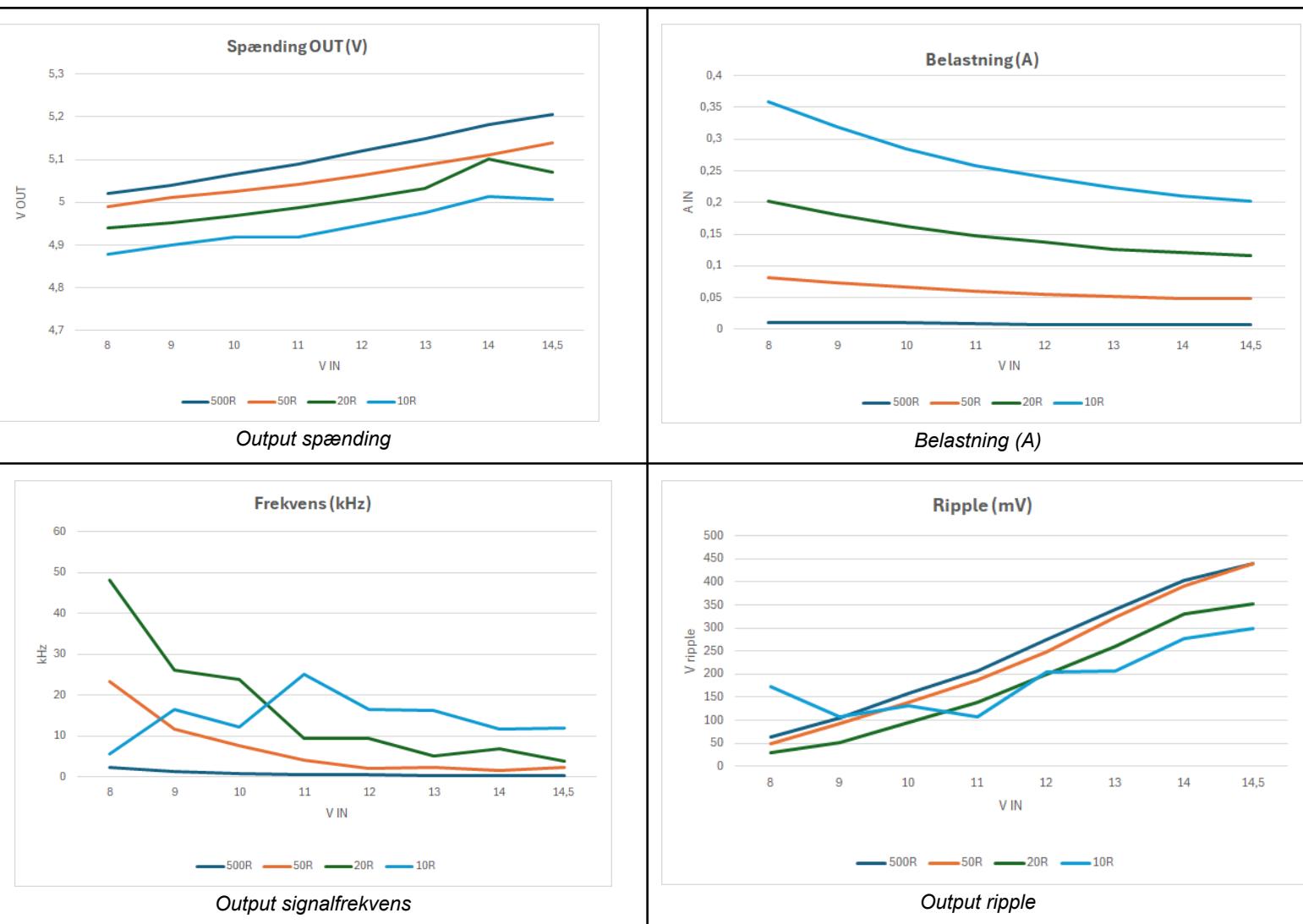
Testopstilling

Derudover tilkobles modstande af varierende størrelse til SMPS-kredsløbets output som load. De valgte størrelser af modstande er således:

Ønsket belastning (A)	0,01	0,1	0,25	0,5
Modstand teoretisk (ohm)	500	50	20	10
Modstand aktuel (ohm)	497	51,3	20,1	11,3

Modstande anvendt

Ripple amplitude og signalfrekvens blev målt med oscilloskop, udgangsspænding målt med voltmeter, og belastning aflæst på strømforsyningen. Nøjagtige måledata kan ses i tabellerne i bilag 2.a-d.



Spændingsregulering

Forskellene på min. og maks. output spænding for input på hhv. 8V og 14,5V beregnes:

V in	500R	50R	20R	10R
8	5,021	4,99	4,941	4,878
14,5	5,206	5,14	5,071	5,007
Forskel (V)	0,185	0,15	0,13	0,129
Afgivelse i pct	3,7%	3%	2,6%	2,58%

Spændingsreguléringsafvigelse

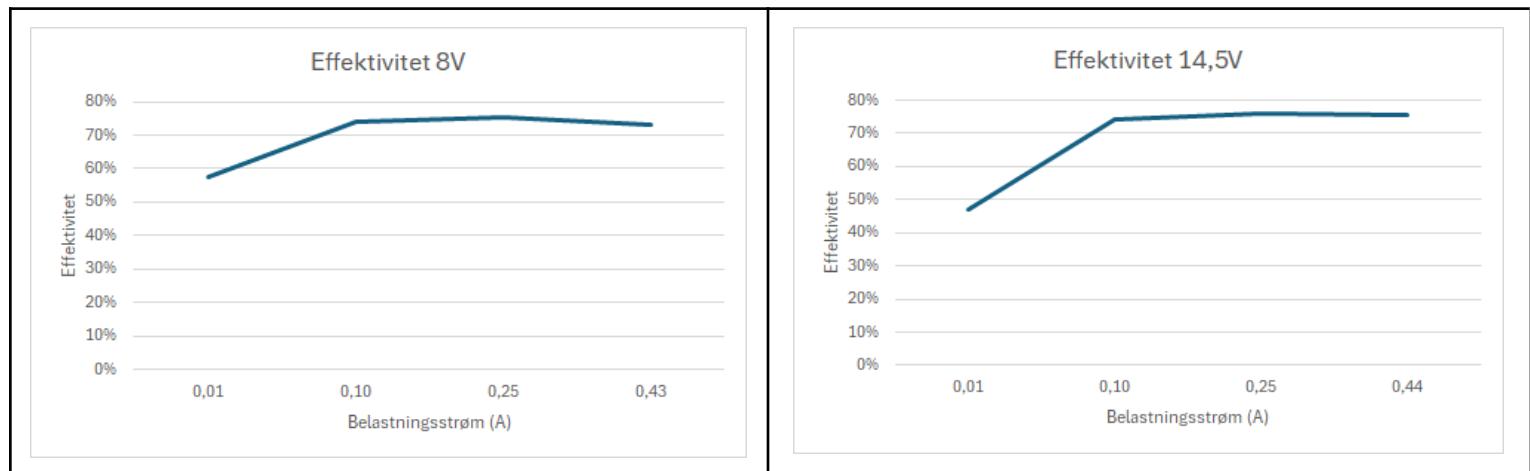
- Outputspændingen ligger mellem 4,9V og 5,2V
- Gennemsnitlig spændings afvigelse i pct: 2,97%

Effektivitet

Kredsløbets effektivitet beregnes:

R load (ohm)	497		51,3		20,1		11,3	
V in (V)	8	14,5	8	14,5	8	14,5	8	14,5
V out (V)	5,02	5,21	4,99	5,14	4,94	5,07	4,88	5,01
I in (A)	0,01	0,01	0,08	0,05	0,20	0,12	0,36	0,20
I out (A)	0,01	0,01	0,10	0,10	0,25	0,25	0,43	0,44
P out (W)	0,05	0,05	0,49	0,52	1,21	1,28	2,11	2,22
P in (W)	0,09	0,12	0,66	0,70	1,62	1,68	2,87	2,93
Effektivitet	58%	47%	74%	74%	75%	76%	73%	76%

Kredsløbets effektivitet



Effektivitet ved forskellige belastningsstrømme

- Effektiviteten spænder fra 47% til 76% afhængig af belastning og indgangsspænding.
- Den højeste effektivitet opnås ved højere belastningsstrømme, og er bedst ved 14,5V input.
- Ved lave belastninger er effektiviteten også lavere.

Ripple

Jf. vores design er en output ripple på 5% acceptabel. Dette kontrolleres:

R load (ohm)	497		51,3		20,1		11,3	
V IN (V)	8	14,5	8	14,5	8	14,5	8	14,5
I out (A)	0,01	0,01	0,10	0,10	0,25	0,25	0,43	0,44
V OUT (V)	5,021	5,206	4,99	5,14	4,941	5,071	4,878	5,007
V Ripple (mV)	63,2	440	49,6	440	30,4	352	172	300
pct	1%	8%	1%	9%	1%	7%	4%	6%

Ripple % af output spænding

- Ripple er acceptabel ved 8V input, men overstiger de ønskede 5% ved 14,5V input
- Højere belastning giver lavere ripple, lavere belastning giver højere ripple

5. Konklusion

Vores SMPS kredsløb er i stand til at leve den korrekte spænding ($5V \pm 3,7\%$), og har de bedste ripple-værdier ved belastning på omkring 500mA. Kredsløbets effektivitet er acceptabel ved belastning fra helt ned til 100mA og op til 500mA - under 100mA falder vores SMPS' effektivitet drastisk.

Der er plads til forbedringer ift. ripple-værdier ved høj input spænding og lav belastning. Her vil vi kunne vælge vores komponenter med større omhu, og eventuelt eksperimentere med forskellige størrelser. For at rette vores ripple-værdi ind vil det være værd at undersøge spolens størrelse. Da dette er opstillet som en første opgave af denne disciplin, har vi fået en god overordnet forståelse af hvordan dette kredsløb skal opstilles. Vi har ligeledes stiftet bekendskab med vigtige koncepter og overvejelser i forbindelse med at arbejde med DC/DC konvertering.

6. Referencer

- 1N5819 datablad
- MC34063 og MC34063A datablad

7. Bilag

1. C_o beregning

8. A minimum value for an ideal output filter capacitor can now be obtained.

$$\begin{aligned}C_o &= \frac{I_{pk(\text{switch})} (t_{on} + t_{off})}{8 V_{\text{ripple}(p-p)}} \\&= \frac{0.1 (20 \times 10^{-6})}{8 (25 \times 10^{-3})} \\&= 10 \mu\text{F}\end{aligned}$$

Ideally this would satisfy the design goal, however, even a solid tantalum capacitor of this value will have a typical ESR (equivalent series resistance) of 0.3Ω which will contribute 30 mV of ripple. The ripple components are not in phase, but can be assumed to be for a conservative design. In satisfying the example shown, a $27 \mu\text{F}$ tantalum with an ESR of 0.1Ω was selected. The ripple voltage should be kept to a low value since it will directly affect the system line and load regulation.

2. Måledata

a.

		Spænding out (V)		
V in	500R	50R	20R	10R
8	5,021	4,99	4,941	4,878
9	5,041	5,011	4,953	4,901
10	5,065	5,025	4,969	4,918
11	5,09	5,042	4,988	4,918
12	5,12	5,063	5,01	4,948
13	5,15	5,088	5,033	4,975
14	5,182	5,112	5,101	5,013
14,5	5,206	5,14	5,071	5,007

b.

		Målt strøm in (A)		
V in	500R	50R	20R	10R
8	0,011	0,082	0,202	0,359
9	0,01	0,073	0,18	0,319
10	0,01	0,066	0,162	0,285
11	0,009	0,061	0,148	0,259
12	0,008	0,056	0,137	0,24
13	0,008	0,052	0,127	0,223
14	0,008	0,049	0,122	0,211
14,5	0,008	0,048	0,116	0,202

c.

		Frekvens (kHz)		
V in	500R	50R	20R	10R
8	2,427	23,26	48,08	5,682
9	1,3	11,63	26,04	16,39
10	0,854	7,692	23,81	12,2
11	0,602	4,167	9,434	25
12	0,463	2,193	9,346	16,39
13	0,357	2,336	5,208	16,13
14	0,297	1,471	6,757	11,76
14,5	0,24	2,439	3,906	12,05

d.

		Ripple (mV)		
V in	500R	50R	20R	10R
8	63,2	49,6	30,4	172
9	104	92,8	51,2	108
10	158	138	96	132
11	208	188	140	108
12	274	248	200	204
13	340	324	260	208
14	404	392	330	276
14,5	440	440	352	300