

Design av nättaggregat med semi-variabel switchfrekvens



Louis Andersson

Division of Industrial Electrical Engineering and Automation
Faculty of Engineering, Lund University

Design av nättaggregat med semi-variabel switchfrekvens



LUNDS
UNIVERSITET

Lunds Tekniska Högskola

LTH Ingenjörshögskolan vid Campus Helsingborg
Industriell elektroteknik och automation

Examensarbete:
Louis Andersson

© Copyright Louis Andersson

LTH Ingenjörshögskolan vid Campus Helsingborg
Lunds universitet
Box 882
251 08 Helsingborg

LTH School of Engineering
Lund University
Box 882
SE-251 08 Helsingborg
Sweden

Tryckt i Sverige
Avd för Industriell Elektroteknik och Automation
Lunds universitet
Lund 2014

Sammanfattning

Uppdraget från EC Solutions gick ut på att konstruera en nätaggregatsprototyp.

Ett designkrav var att nätaggregatet skulle likna ett traditionellt vägguttag.

Istället för elkontakt skulle aggregatet ha plats för 2 USB-portar för laddning av olika elektroniska apparater.

Då produkten riktades mot vanlig konsumentmarknad ställdes kravet att den skulle kunna massproduceras till ett rimligt pris.

Examensarbetet behandlar hur ett nätaggregat kan konstrueras.

Det kom också att handla om olika val som gjorts och vilka krav som måste ställas för att genomföra design av ett nätaggregat.

Rapporten beskriver även hur konstruktionen runt styrkretsen fungerar.

I rapporten finns beräkningar kring den transformatorn som användes och de förlusterna som kommer att uppstå i komponenterna.

I rapporten förklaras också kortfattat vilka typer av omvandlare som valdes

Resultatet blev en kretskortdesign som EC Solutions kan vidareutveckla till en prototyp. Med hjälp av prototypen underlättas arbetet vid produktframställning.

Nyckelord: Kraftelektronik, Flyback-omvandlare, Nätaggregat.

Abstract

The assignment from EC Solutions was to construct a power supply prototype. A design requirement was that the power supply would resemble a traditional wall outlet.

Instead of a power socket, the power supply should have space for a 2 USB-ports for recharging of different electrical equipment.

As the product is aimed at the ordinary consumer market, it was imperative that it could be mass produced at a reasonable price.

The Degree project describes how a power supply can be constructed.

It also came to be about the different choices made and what requirements needed to implement the design of a power supply.

The report also describes how the construction around the control circuit works.

It also shows the calculations used for the transformer and the losses incurred in the components. In brief, it explains what types of converters that were chosen.

The result was a circuit board design that EC Solutions can further develop to a prototype, which will help facilitate with the product manufacturing.

Keywords: Power-electronics, Flyback-converter, Power supply.

Förord

Examensarbete utfördes under sommaren 2014.

Jag vill tacka EC Solutions som gav mig examensarbetet och mina handlare som hjälpte mig under arbetes gång.

Examensarbetet gav nya kunskaper inom kraftelektronik och kretskortdesign som jag kan använda i mitt framtida yrkesliv.

Innehållsförteckning

1 Inledning	1
1.1 Bakgrund	1
1.2 Syfte och mål	1
1.3 Avgränsningar	1
2 Metod	2
3 Teknisk bakgrund	3
3.1 Kraftelektronik	3
3.2 Varför switchat nätaggregat och inte linjärt nätaggregat?	3
3.3 Switchade omvandlare	4
3.4 Boost	4
3.5 Buck	5
3.6 Buck-boost	5
3.7 Forward omvandlare	6
3.8 Flyback-omvandlare	6
4 Styrkrets	11
4.1 Layouten	12
4.2 Designen	13
4.2.1 Varvförhållande	14
4.2.2 Duty cycle.....	15
4.2.3 Primärinduktansen	15
4.2.4 Toppströmmen	16
4.2.5 Negativ avkänning av toppströmmen.....	17
4.2.5.1 R_{sense} och R_{offset}	18
4.2.6 Återkoppling	18
4.2.7 Latch	20
4.2.8 Timer	21
4.3 Transformator-designen	22
4.3.1 Skinneffekt	27
4.3.2 Tråddimension.....	29
4.3.3 Lindningsyta	30
4.3.4 Förluster	31
5 MOSFET och dioder	32
5.1 MOSFET	33
5.1.1 Förluster	34
5.1.2 Kylning	36
5.2 Schottkydiod	37
5.2.1 Förluster	37
5.2.2 Kylning	38
5.3 In och Utgångskondensatorer	38

5.3.1 Ingångskondensator och likriktare.....	38
5.3.2 Utgångskondensator	41
6 Snubber	43
6.1.1 Beräkningar.....	44
7 Resultat.....	45
8 Slutsats.....	53
9 Framtida arbete	53
10 Referenser	54

1 Inledning

1.1 Bakgrund

EC Solutions är konsultföretag som har uppdrag inom både hårdvara och mjukvara. Allt från utveckling till projektledning.

De vill nu satsa mer på att utveckla hårdvaror produkter till konsumenter och företag. En av de satsningar var, att utvecklar ett nätaggregat som liknar traditionellt vägguttag.

Istället för elkontakt skulle aggregatet ha plats för 2 USB-portar för laddning av olika elektroniska apparater så som mobiltelefoner, kameror etc.

Mitt uppdrag som jag fick av företaget var att konstruera nätaggregat som skulle få plats i traditionellt vägguttag.

1.2 Syfte och mål

Ett av målen med projektet var att ta fram en design som vid senare tillfälle ska kunna utnyttjas för att konstruera en prototyp. Med hjälp av prototypen underlättas arbetet vid produktframställning.

Prototypen hade några designkrav. Dessa listas nedan:

1. Den ska ge ut 5V och 2A om en elektronisk apparat är inkopplad.
Om det är två apparater ges istället 5V och 1A vardera.
2. Allt ska få plats i ett traditionellt vägguttag.
3. Ska kunna massproducera med de komponenter jag valt.
Prisnivån hos komponenterna ska vara rimliga.

1.3 Avgränsningar

Examensarbetet kommer att behandla kraftelektronik, designberäkningar, simuleringar, PCB-design, prototyper, tester och komponentval.

Rapporten kommer inte att gå in på hur designade mönsterkorten gick till. Den kommer inte heller gå in på detaljnivå hur regleringen fungera och hur de andra typerna av inputfilter och outputfilter fungera.

Prisnivån hos komponenterna kommer inte var med i rapporten.

2 Metod

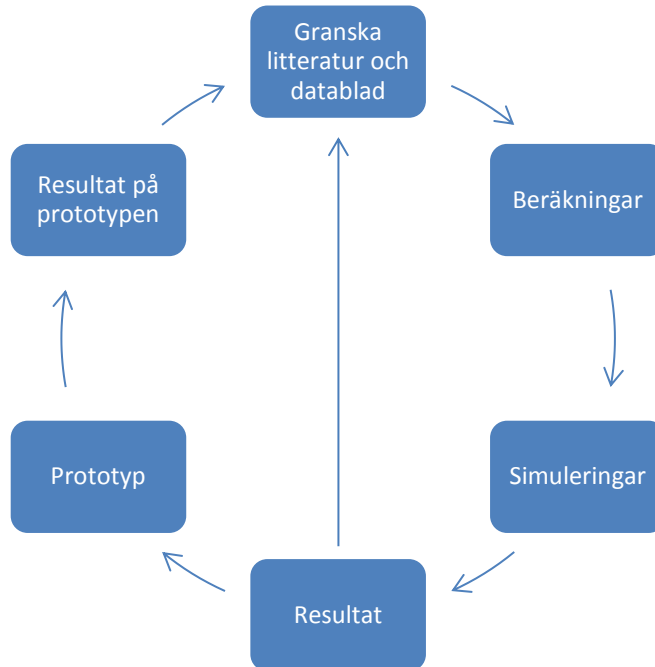
Val av styrkrets var redan förbestämd av EC Solutions.

Hur konstruktionen skulle se ut bestämdes genom att studera styrkretsen (NCP1351) med hjälp av datablad och application notes men också med hjälp av litteratur från [1][2][3].

Utifrån teoretiska samband och ekvationer utfördes beräkningar och Simuleringar i Ltspice för att få riktlinjer för konstruktionen.

Arbetsprocessen delas in i 6 steg:

1. Är att granska datablad och application notes och litteratur.
2. Gör beräkningar utifrån teoretiska samband och ekvationer.
3. Simuleringar utifrån beräkningar som har gjorts.
Resultatet utifrån simuleringar.
Om resultatet visar bra resultat vidare till en prototyp, annars 1.
5. Konstruera en prototyp.
6. Komplettera de problem som uppstår från resultatet från prototypen genom att gå tillbaka till 1.



Figur 1 - Arbetsprocess

3 Teknisk bakgrund

3.1 Kraftelektronik

Krafterelektronik är det teknikområde som hanterar styrning och omvandling av elektrisk energi med hjälp av elektroniska kretsar.

Exempel på krafterelektronikutrustning är motordrivsystem, nätaggregat och batteriladdare.

Produkten som ska konstrueras är ett switchat nätaggregat.

3.2 Varför switchat nätaggregat och inte linjärt nätaggregat?

Fördelar med switchat nätaggregat [10]:

- Man kan använda mindre transformatorer som i sin tur gör att vikten och storleken blir mindre i jämförelse med ett linjärt nätaggregat.
- Hög verkningsgrad, 80 % eller mer. Jämfört med ett linjärt nätaggregat som ligger på runt 30-60%
- Bättre inspänningsområde som gör att man kan göra en produkt som klarar alla länders nätspänning.

Nackdelar med switchat nätaggregat [10]:

- Mer komplex circuit design (kretskonstruktion).
- Högre rippel på utsidan som kräver filtreringar.
- Störningar i elnäten.
- EMI (Electromagnetic interference)

Det är möjligt att få ner rippel och störningar till goda nivåer men det medför en ökad komplexitet i kretskonstruktionen.

Linjära omvandlare används fortfarande ofta i kombination med switchade omvandlare.

3.3 Switchade omvandlare

Switchade omvandlare ändrar på utmatningsspänningen (DC) så att den är större eller mindre än inmatningsspänningen (DC) beroende på vilken typ av omvandlare som används.

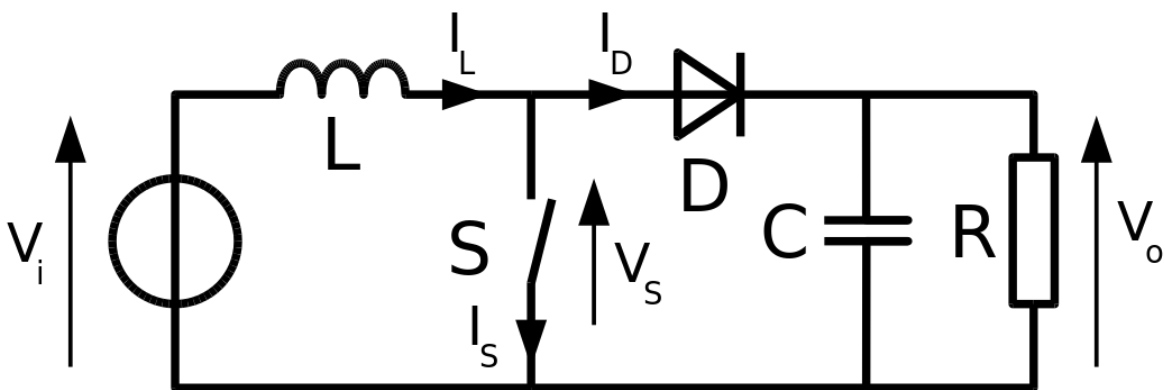
De olika kategorierna av switchade omvandlare är följande:

- Boost (step-up)
- Buck (step-down)
- Buck-boost (step-down-step-up)
- Flyback-omvandlare
- Forward-omvandlare

3.4 Boost

Boost eller step-up topologin innebär, precis som det låter, att omvandlaren ökar utspänningen så att den blir större än inmatningsspänningen.

Produkten som ska konstruera skall ha en inmatningsspänningen mellan 100-240 VAC. Efter likriktning så blir det 140-340 VDC. Utmatningsspänningen ska i sin tur vara 5V. Med tanke på att vi ska minska vår spänning är denna konstruktion inte särskilt lämplig. Den gör precis tvärt om och ökar spänningen.

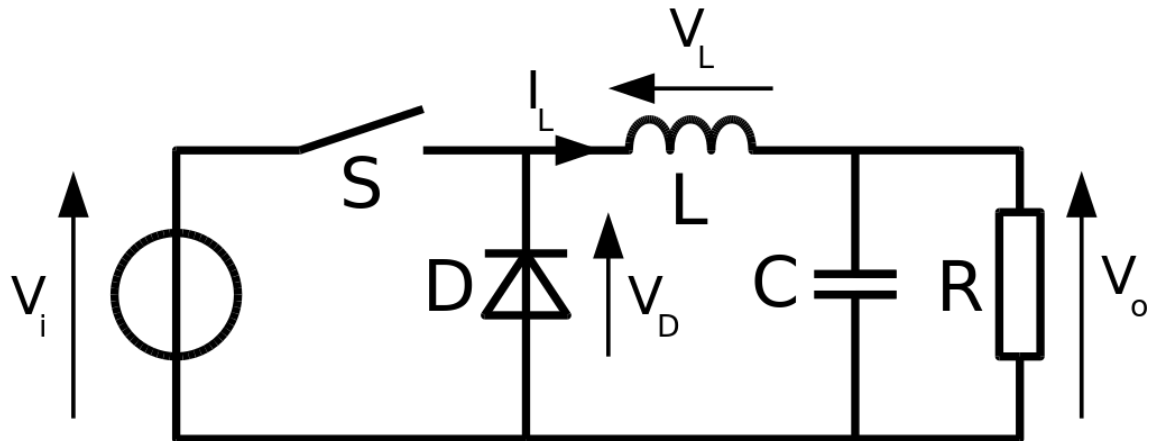


Figur 2 - Boost-omvandlare (Wikipedia)

3.5 Buck

Buck eller step-down topologin innebär att utspänningen minskar så att den blir mindre än inmatningsspänningen.

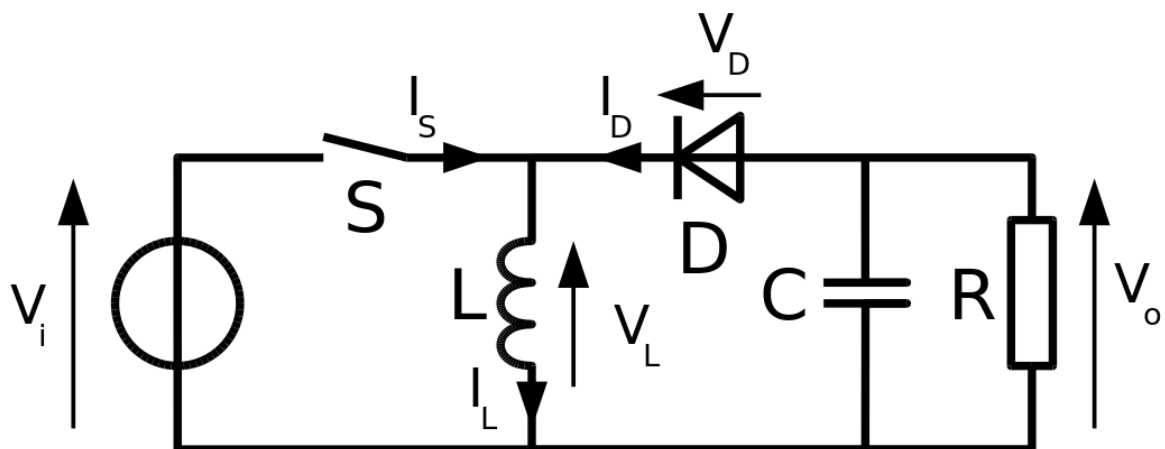
Denna omvandlare hade man kunnat använda till produkten för att få ut den önskade utspänningen. Varför denna konstruktion valde bort berodde på att det fanns ytterligare krav på säkerheten som denna inte klarade av. Kravet var att utmatningssidan måste vara galvaniskt frångskild från inmatningssidan.



Figur 3 – Buck-omvandlare (Wikipedia)

3.6 Buck-boost

Buck-boost (step-down-step-up) topologin kan både öka och minska spänningen på utmatningssidan. I denna konstruktion är inte utmatningssidan galvaniskt frångskild från inmatningssidan. Precis som för Buck-konstruktionen så fallerar även denna variant pga. kravet på galvanisk separation.

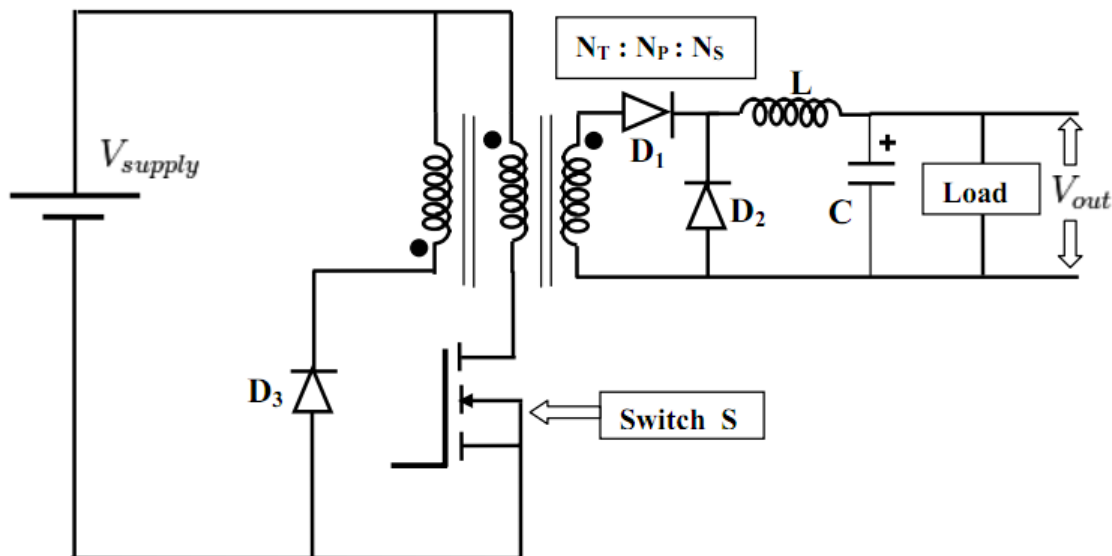


Figur 4 - Buck-boost-omvandlare (Wikipedia)

3.7 Forward omvandlare

Forward-topologin använder sig av en transformator för att öka eller minska utspänningssidan. Den är galvaniskt frånskild med hjälp av transformatorn. Forward-topologin används i tillämpningar vid låga effektnivåer upp till en kilowatt.[1](sida.145)

Denna omvandlare kan användas i produkten. Men styrkretsen (NCP1351) är gjord för en flyback-design så man måste använda sig av en flyback-konstruktion. Bilden under visar hur Forward-topologin ser ut.

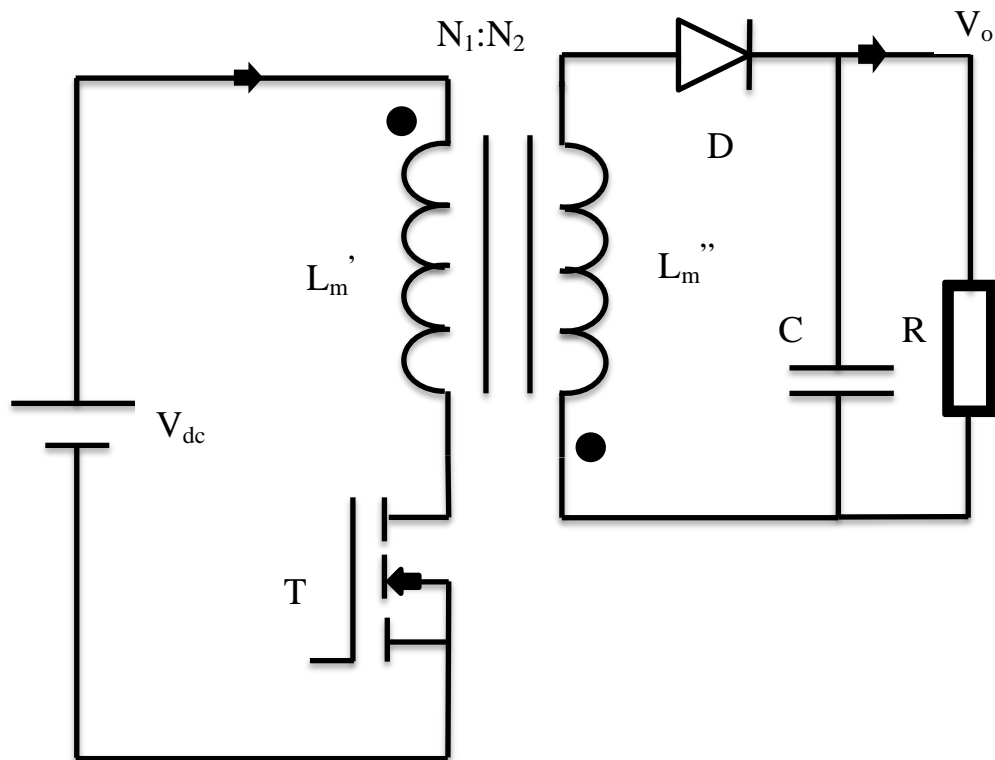


Figur 5 - Forward-omvandlare (Wikipedia)

3.8 Flyback-omvandlare

Flyback-omvandlare använder sig också av en transformator för att öka eller minska utspänningssidan. Den är galvaniskt frånskild med hjälp av transformatorn.

Den använder ett mindre antal komponenter än vad forward-omvandlaren gör, se figur 1 och 2. Största skillnaden är att en flyback-omvandlare inte behöver någon spole, vilket en forward-omvandlare gör. Flyback-topologin används i tillämpningar vid låga effektnivåer upp till 50W.[1](sida.142)



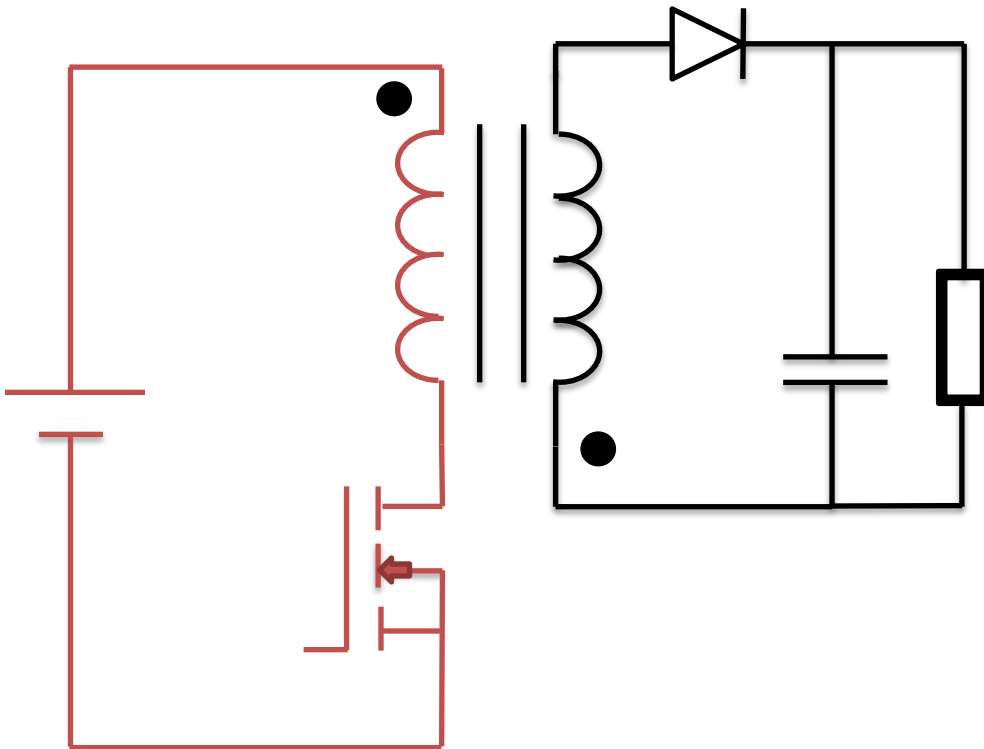
Figur 6 - Flyback-omvandlare

När transistorn är påslagen flyter strömmen genom transformatorns magnetiseringsinduktans på primärsidan. Transformatorn lagrar då magnetisk energi i järnkärnan och dioden blockerar samtidigt strömmen på sekundärsidan.

Använder man Kirchhoffs spänningslag när transistorn leder så får man detta uttryck: t_t är tiden då transistorn leder.

$$\text{"T=ON"} \Delta t = t_t$$

$$V_{dc} - L_m' \frac{\Delta i'}{\Delta t} = 0 \Rightarrow \Delta i' = \frac{V_{dc}}{L_m'} t_t$$



Figur 7 - Sidan med röd färg är den som är aktiv då transistorn leder (primärsidan).

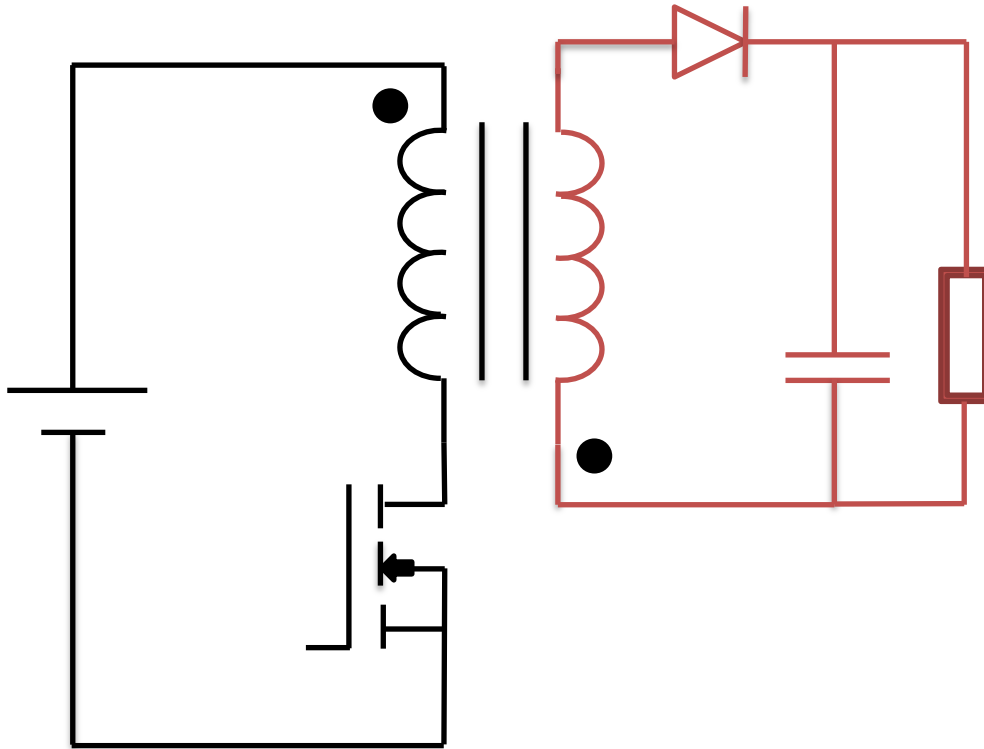
När transistorn stängs av flyter ingen ström på primärsidan och den lagrade energin i transformatorn kommer då att tvingas ut genom dioden till kondensatorn och lasten. Med hjälp av Kirchhoffs spänningslag, när dioden leder, får man detta uttryck:

$$\begin{aligned} \text{"T=OFF"} \Delta t &= t_D \\ -L_m'' \frac{\Delta i''}{\Delta t} - V_o &= 0 \Rightarrow \Delta i'' = -\frac{V_o}{L_m''} t_D \end{aligned}$$

Sekundärsidans lindning på transformatorn förändrar sitt emk när transistorn slutar leda ström: $\Delta i'' = -|\Delta i''|$

Detta gör att uttrycket kan förenklas till följande:

$$\begin{aligned} \Delta i'' &= -|\Delta i''| \\ |\Delta i''| &= \frac{V_o}{L_m''} t_D \end{aligned}$$



Figur 8 - Sidan med röd färg är aktiv då dioden leder (sekundärsidan).

Induktansen L_m och strömriplet Δi har ett förhållande som beror på hur många varv transformatorn har:

$$\frac{L_m'}{L_m''} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$$

$$\frac{\Delta i'}{\Delta i''} = \frac{N_2}{N_1}$$

Med ekvationerna ovan så kan vi definiera L_m'' och $\Delta i''$ så att vi kan sätta likhetstecken i följande formel: $\Delta i' = \frac{N_2}{N_1} |\Delta i''|$

$$L_m'' = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 L_m'$$

$$\frac{V_{dc}}{L_m'} t_t = \frac{N_2}{N_1} * \frac{V_o}{\left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 L_m'} t_D$$

Med hjälp av likheten har vi nu ett uttryck som beskriver förhållandet mellan primär- och sekundärsidan. Förhållandet kan användas vid beräkning av V_o , V_{dc} , t_t och t_D . Se nedan:

$$\frac{N_2}{N_1} V_{dc} t_t = V_o t_D$$

t_t och t_D kan definieras som:

$$\begin{aligned} t_D &= (1 - \delta) T_{sw} \\ t_t &= \delta T_{sw} \end{aligned}$$

Duty cycle (δ) är ett mått på hur länge transistorn är påslagen under en switchperiod (T_{sw}). En switchperiod definieras utifrån ekvation: $T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}}$

4 Styrkrets

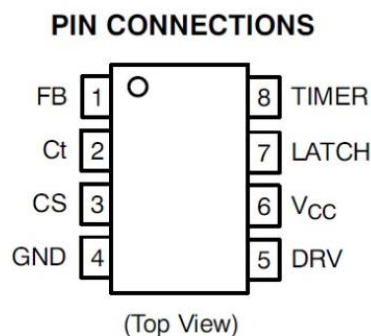
Framtagningen av produkten kommer att ske baserat på styrkretsen NCP1351. Det är den som bestämmer hur konstruktionen ska se ut.

NCP1351 är tillverkad av On Semiconductor och är baserad på att den har en fixerad toppström och ett näst intill konstant T_{on} . Styrkretsen styr spänningen genom att ändra på switchfrekvensen. Switchfrekvensen minskar när lasten blir mindre och vice versa. När kretsen minskar switchfrekvensen så kommer toppströmmen gradvis att minska tills den når runt 30 % av sin maximala toppström. Detta gör den för att skydda från mekanisk resonans som kommer från transformatorn. Sådan resonans kan bland annat skapa oljud.

Genom att ändra på switchfrekvensen så kan man få bättre effektivitet i små laster och i standby-läge.

NCP1351 har några skyddsmekanismer så som överbelastningsskydd och kortslutningsskydd.

Kretsen har 8 pinnar och layouten ser ut så här:

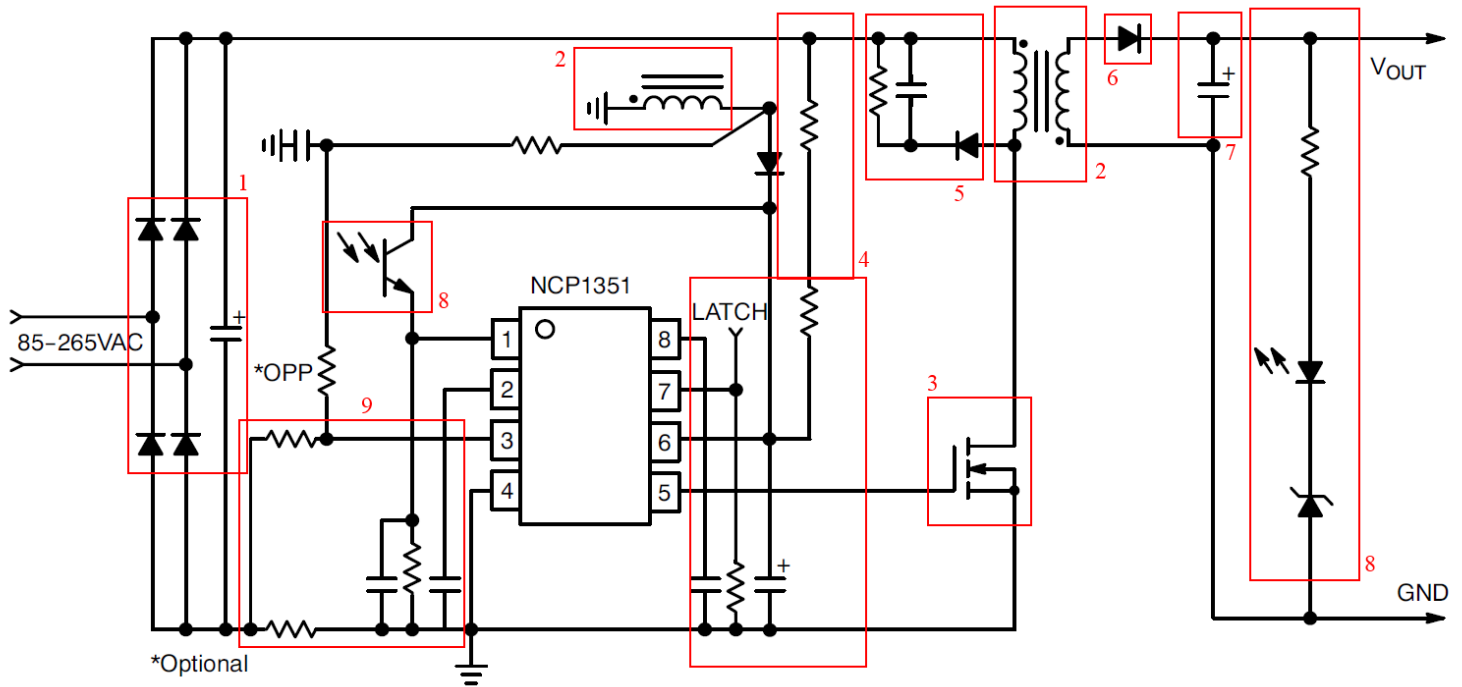


Figur 9 - NCP1351 - pin layout.

Pin	Pin Namn	Funktion	Beskrivning
1	FB	Feedback Input	Injekterad ström till denna pin minskar frekvensen.
2	Ct	Oscillator Frequency	Maximala Switchfrekvensen sätts via en kondensator
3	CS	Current Sense Input	Känna av primärströmmen
4	GND	-	-
5	DRV	Driver Output	Drivpulsen till Power MOSFET
6	V _{CC}	Supply Input	Försörjning till kretsen upp till 28 V
7	Latch	Latchoff Input	Positiv spänning runt 5V över denna pin latches kretsen av.
8	Timer	Fault Timer Capacitor	Ställ in tidslängden innan fel valideras

4.1 Layouten

I databladet för NCP1351 [5] finns det kopplingsscheman som visar vilka komponenter som behövs för att få denna krets att fungera. Figur 10 visar kopplingsschema för NCP1351 där komponenter är delat upp i några mindre grupper.



Figur 10 - Kopplingsschema för NCP1351.

1. Likriktarbrygga, Glättningskondensator
2. Transformator
3. MOSFET
4. Motstånd för latch, V_{CC} och kondensatorer för Timer, V_{CC} .
5. RCD-snubber
6. Diod
7. Kondensator
8. Motstånd, optokopplare, zenerdiod till återkoppling till FB pin.
9. Motstånd för CS, FB och kondensatorer för FB, Ct.

4.2 Designen

Konstruktionen för produkten följde den designguide som fanns att tillgå i databladet [5]. Guiden förklarar att designen för varierad switchfrekvens inte skiljer sig från konstant switchfrekvens. Den enda stora skillnaden är att man måste göra alla beräkningar med avseende på den minimala inspänningen. Det är då frekvensen når sitt maximala värde satt av C_t kondensatorn.

Nätaggregatets inmatningssida ska klara mellan 100-240 VAC. På det säkrasidan så sätts 10% marginal så att den klarar runt 90-265 VAC istället. Efter likriktning så ska inmatningssidan klara av följande värde:

$$\begin{aligned}V_{in_max} &= 375 \text{ V} \\V_{in_min} &= 127 \text{ V}\end{aligned}$$

Utmatningssidan ska ge ut:

$$\begin{aligned}V_o &= 5 \text{ V} \\I_o &= 2 \text{ A}\end{aligned}$$

Effekten ska vara runt 80 % och switchfrekvensen ska vara runt 100 kHz. Genom att välja switchfrekvensen till 100 kHz så kan man få ner storleken på utgångskondensatorn.

För att få önskad switchfrekvens så väljs C_t -kondensatorn till 180 pF.

$$\begin{aligned}f_{sw} &= 100 \text{ kHz} \\C_t &= 180 \text{ pF} \\ \eta &= 0,8\end{aligned}$$

Omvandlarna kan köras i olika lägen beroende på om man låter energi föras över till lasten eller inte, innan transistorn slås på igen. Det finns tre typer av driftlägen.

- CCM – Continuous conducting mode:
I detta läge överförs inte all lagrad energi från omvandlaren till lasten innan nästa cykel startar.
- BCM – Boundary conducting mode:
Till skillnad från CCM låter BCM all energi föras över innan nästa cykel startas.
- DCM – Discontinuous conducting mode:
Detta läge är i princip samma som BCM med skillnaden att transistorn inte slår på direkt efter att all energi är överförd.

Det driftläge som tillslut valdes var CCM.

4.2.1 Varvförhållande

Första parametern som ska räknas ut är varvförhållandet mellan primärlindning/sekundärlindning och primärlindning/aux (Auxiliary). Auxiliary(hjälpkraften) är den lindringen som försörjer strykresten. Detta görs genom att väja en MOSFET som klarar av en viss spänning. En 600 V MOSFET skulle passa bra för vår applikation. För att öka livslängden på MOSFET:n så sätter en gräns på 85 % av den maximala drain-spänningen.

$$V_{ds_max} = 600 * 0,85 = 510 V$$

Förhållandet mellan primärlindning och sekundärlindning är:

$$\frac{(V_{out} + V_D)}{N} = \frac{V_{clamp}}{k_c} \text{ (från databladet [5])}$$

Vet man den maximala toppspänningen så måste V_{clamp} ställas in på:

$$V_{clamp} = 510 - 375 = 135 V$$

Om man väljer $k_c = 1,6$ så kan man anta en läckinduktans på runt 1 % av det magnetiserande värdet (från databladet [5]).

Spänningen över dioden på sekundärsidan vill vi ha till ungefär 0,5 V för att få ner förlusterna.

$$V_D = 0,5 V$$

Löser ut N vilket ger:

$$N = \frac{n_s}{n_p} = \frac{k_c (V_{out} + V_D)}{V_{clamp}} = \frac{1,6 * (5 + 0,5)}{135} = 0,065$$

Varvförhållandet (N_{aux}) mellan primärlindning och aux använder samma formel, byt bara ut V_{out} mot V_{aux} . Auxiliary-sidan har också en diod och strömmen som går genom den kommer att vara mycket mindre jämfört med sekundärsidans diod. Då kan vi sätta en spänning över dioden på runt 1 V. I databladet för NCP1351 [5] så är $V_{CC_{on}}$ typisk runt 18V.

$$\begin{aligned} V_D &= 1 V \\ V_{aux} &= 18 V \end{aligned}$$

Löser ut N_{aux} vilket ger:

$$N_{aux} = \frac{n_{aux}}{n_p} = \frac{k_c(V_{aux} + V_D)}{V_{clamp}} = \frac{1,6 * (18 + 1)}{135} = 0,225$$

4.2.2 Duty cycle

För att beräkna det maximala värdet på duty cycle:n, då driftlägestypen är CCM, så används denna formel från databladet [5].

$$\delta_{max} = \frac{V_{out}/N}{V_{out}/N + V_{in_min}} = \frac{5/0,065}{5/0,065 + 127} = 0,38$$

4.2.3 Primärinduktansen

Ur databladet [5] så finns en ekvation som kan utnyttjas för att beräkna ut primärinduktansen L_p genom att uttrycka induktansen i förhållande till en koefficient k .

Denna koefficient bestämmer djupet av CCM-driftläget. Om k går till två så är vi i DCM-drift. k definierar mängden rippel man önskar att ha i CCM.

$$k = \frac{\Delta I_{L_p}}{I_1}$$

- Litet k : Ger djupt CCM-driftläget vilket innebär en stor primär induktans, låg bandbredd och stor läckinduktans.
- Stort k : Kommer man närmare BCM-driftläget där RMS-förlusterna är värre, men man får mindre induktans som i sin tur leder till mindre läckinduktanser.

Databladet [5] rekommenderar ett k -värde på runt 0,8 för att säkerhetsställa en bra drift över flera olika elnät.

$$L_p = \frac{(V_{in_min} * \delta_{max})^2}{f_{sw} * k * P_{in}} = \frac{(127 * 0,38)^2}{100000 * 0,8 * 12,5} = 2,33 \text{ mH}$$

4.2.4 Toppströmmen

Toppströmmen (I_{peak}) måste vi beräkna för att senare kunna bestämma R_{sense} -motståndet. Detta görs genom att ta hjälp av några formler från databladet [5].

$$\Delta I_{Lp} = \frac{V_{in_min} * \delta_{max}}{L_p * f_{sw}} = \frac{127 * 0,38}{100000 * 2,33 * 10^{-3}} \approx 210 \text{ mA}$$

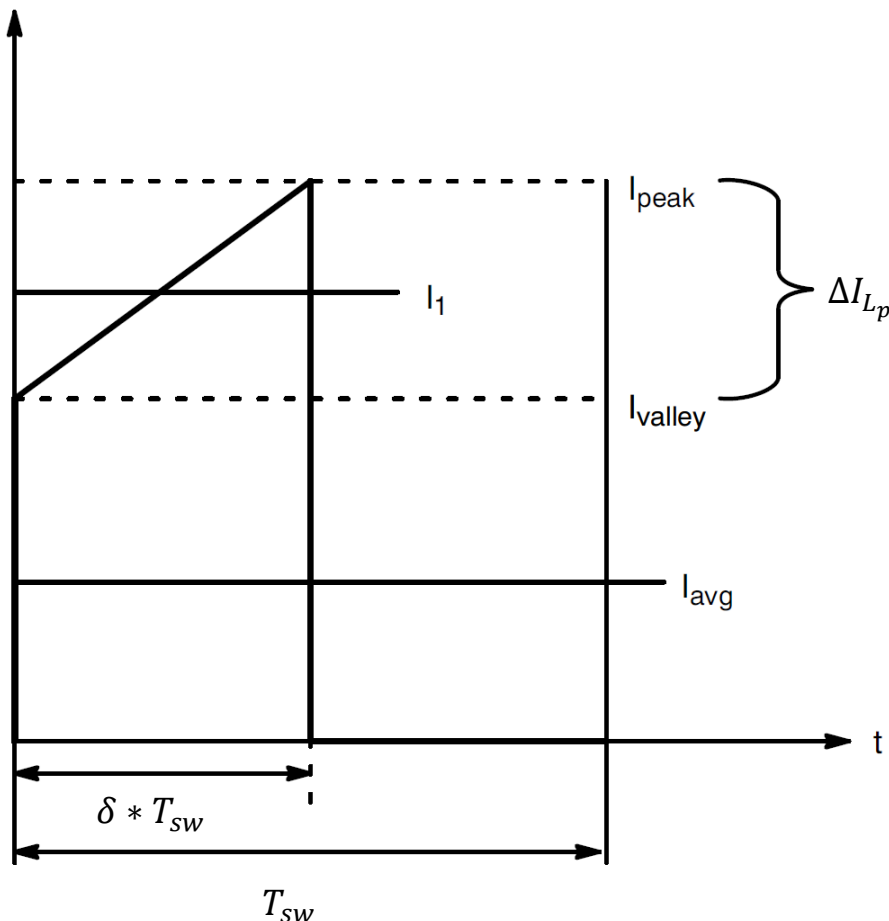
$$I_{in_avg} = \frac{P_{out}}{\eta * V_{in_min}} = \frac{2 * 5}{0,8 * 127} \approx 100 \text{ mA}$$

$$I_{peak} = \frac{I_{in_avg}}{\delta} + \frac{\Delta I_{Lp}}{2} = \frac{0,1}{0,38} + \frac{0,21}{2} \approx 370 \text{ mA}$$

$$I_1 = I_{peak} - \frac{\Delta I_{Lp}}{2} = 0,37 - \frac{0,21}{2} = 265 \text{ mA}$$

$$I_{valley} = I_{peak} - \Delta I_{Lp} = 0,37 - 0,21 = 160 \text{ mA}$$

Vissa av dessa strömmar kommer att användas vid förlustberäkningar.

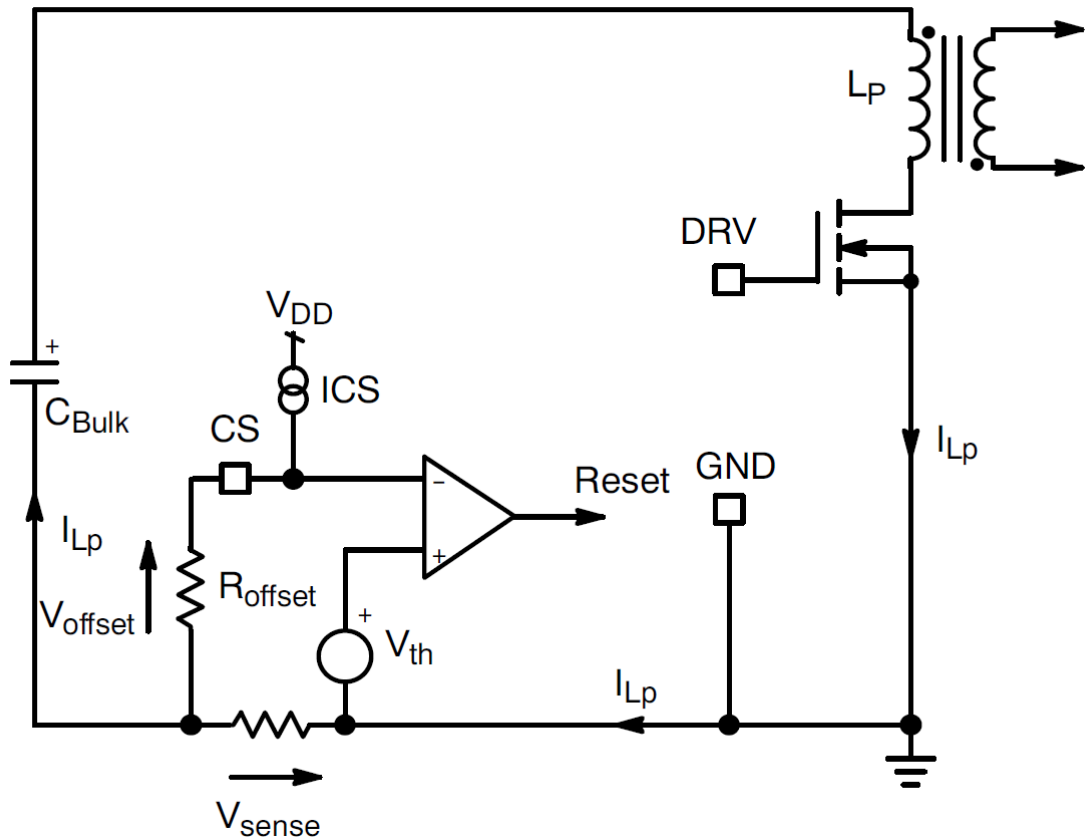


Figur 11 – Primärsidans induktansström i CCM-drift.

4.2.5 Negativ avkänning av toppströmmen

Figur 12 visar en förenklad krets med implementering av negativ avkänning av toppströmmen.

Hur upptäcker styrenheten när man har nått toppströmmen? Vi antar att när MOSFET:n är avstängd så går det ingen primärström och spänningen på CS pin är då $R_{\text{offset}} * I_{\text{CS}}$. V_{offset} rekommenderas vara runt 0,5-1 V för att få bra brusimmunitet. När MOSFET:n aktiveras flyter primärströmmen genom avkänningsmotståndet och utvecklar en negativ spänning i förhållande till styrenhetens jord. Spänningen över CS är inget annat än den positiva spänning V_{offset} plus den negativa spänningen över avkänningsmotståndet (V_{sense}). Detta medför att CS pin-spänningen går lågt när primärströmmen ökar. När spänningens tröskel når ca 20 mV så togglar komparatorn och återställer huvudlatchen.



Figur 12 – Kretsschema för negativ strömsavkänning.

4.2.5.1 R_{sense} och R_{offset}

För att få en bra brusimmunitet så väljs V_{offset} och V_{sense} till 1 V.

Nu kan man beräkna R_{sense} och R_{offset} med hjälp av följande formler:

$$R_{offset} = \frac{1}{I_{CS}} = \frac{1}{270 * 10^{-6}} = 3,7 \text{ k}\Omega$$
$$R_{sense} = \frac{1}{I_{peak}} = \frac{1}{0,37} = 2,7 \text{ }\Omega$$

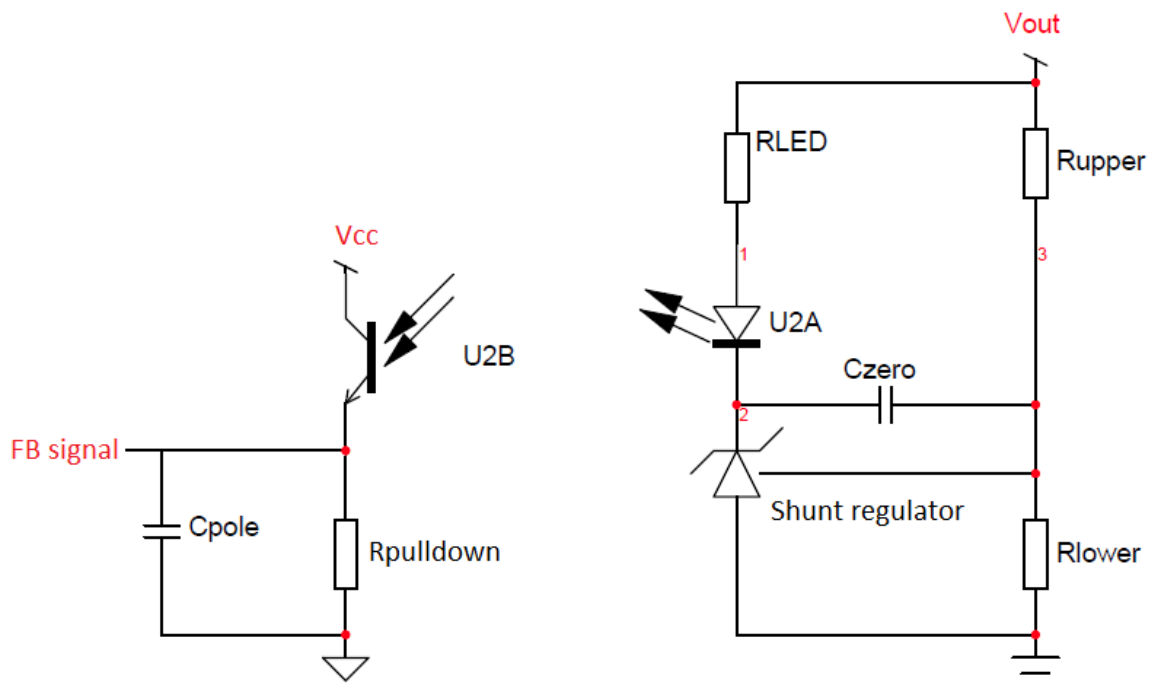
Man måste ta hänsyn till effektförlusterna för R_{sense} för att välja rätt motstånd. Motståndet ska klara av den beräknade effekten. Detta görs genom att beräkna RMS-strömmen, som går genom R_{sense} , med hjälp av denna ekvation:

$$I_{T_rms} = I_1 \sqrt{\delta} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_{Lp}}{2 * I_1} \right)^2} = (\text{från databladet [5]})$$
$$0,265 \sqrt{0,38} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{0,21}{2 * 0,265} \right)^2} = 168 \text{ mA}$$
$$P_{sense} = I_{T_rms}^2 * R_{sense} = 0,168^2 * 2,7 = 0,08 \text{ W}$$

4.2.6 Återkoppling

När ström injiceras i feedback pin så ändrar styrkretsen sin switchfrekvens.

För att reglera switchfrekvensen så måste man implementera en PI-regulator som bestämmer hur stor feedbackströmmen ska vara att får önskad spänning ut. På tillverkarens hemsida (On Semiconductor) rekommenderas att man implementerar en PI-regulator med hjälp av en shuntregulator och en optokopplare. Se figur 13 på nästa sida.



Figur 13 – Implementation av en PI-regulator med hjälp av en shuntregulator och en optokopplare.

Ur databladet från styrkretsen [5] så rekommenderas C_{pole} att vara 100 nF och $R_{pulldown} = 2,5 \text{ k}\Omega$. Från tillverkarens hemsida fick man fram ”application notes” för NCP1351. Där valdes R_{led} till 1 k Ω och $C_{zero} = 100 \text{ nF}$.

Regulatorn behöver få in en referensspänning. Det är denna spänning som regulatorn kommer att reglera med hänsyn till.

Shunt-regulatorn har en referensspänning i sig som bestäms i förväg. Så om vi vill ha en större utspänning jämfört med referensspänningen behöver vi utföra en spänningsdelning över motstånden: R_{upper} och R_{lower} .

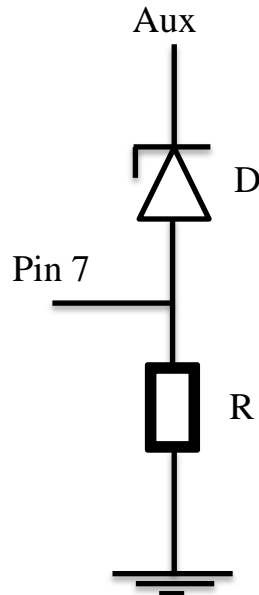
I figur 15 visas hur feedbackströmmen påverkar I_{CS} , som i sin tur påverkar toppströmmen på primärsidan. (Se figuren i avsnitt ”4.2.8 Timer”)

- Sann fixerad toppström/variabel frekvens när feedbackströmmen är under 60 μA .
- Den maximala toppströmmen avtar linjärt när $I_{CS,max}$ går mot $I_{CS,min}$. (Detta görs för att undvika instabilitet som uppstår när $I_{CS,max}$ hoppar direkt till $I_{CS,min}$). Detta sker mellan 60 μA – 80 μA .
- Om feedbackströmmen fortsätter att öka så fortsätter den att vara en sann fixerad toppström/variabel frekvens men med en reducerad toppström.

4.2.7 Latch

Latchen som finns vid pin 7 användes som ett överspänningsskydd.

Om spänningen på Auxiliary stiger till 21 V eller mer så kommer kretsen att sluta switcha. Detta görs genom att välja en zenerdiod med backspänning 16 V i serie med ett motstånd på 2,4 k Ω . När Auxiliary överstiger 16 V så kommer resten av spänningen att hamna på motståndet.



Figur 14 – Krettschema för överspänningsskyddet.

Vid vanlig körning så kommer det bli förluster i motståndet och i zenerdioden. I vanlig drift är Auxiliary spänningen 18 V. Förluster blir då:

$$I_R = \frac{18 - 16}{2400} \approx 0,833mA$$

$$P_D = 0,833 * 10^{-3} * 16 = 13,3 mW$$

$$P_R = \frac{(18 - 16)^2}{2400} = 1,7mW$$

Vid vanlig drift så bli förlusterna från motståndet och zenerdioden 15 mW.

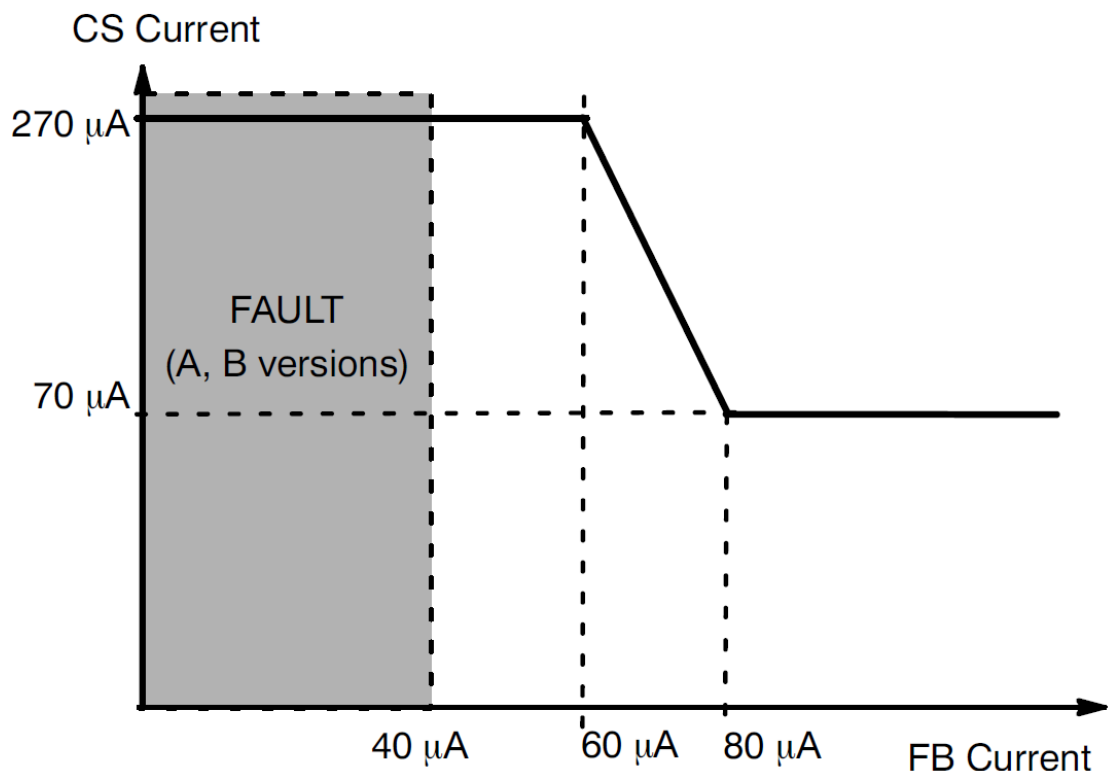
4.2.8 Timer

Timer-pin kopplas till en kondensator som används som en timer för styrkretsen NCP1351. När kondensatorn når en viss spänning så innebär det att styrkretsen har upptäckt ett fel. Felet kan bero på kortslutningar vid transformatorn eller vid utgången. Kondensatorn laddar upp när strömmen är under $40 \mu\text{A}$ i feedback pin.

Beroende på vilken version av styrkretsen man väljer så fungerar det lite annorlunda.

- Version A: Om fel upptäcks så måste kretsen kopplas ut från nätet och sedan tillbaka igen för att återstarta.
- Version B: Försöker styrkretsen själv att starta efter en viss tid.

Version B verkar vara det bästa valet att använda sett till vårt ändamål. Anledningen är att produkten ska vara en installationsvara. Det vore inte praktiskt ifall kunden måste koppla ur kretsen manuellt varje gång det skett en kortslutning i utgången.



Figur 15 - Schema för NCP1351 toppströmskompression

4.3 Transformatordesignen

En flyback-transformator fungerar inte som en traditionell transformator. En traditionell transformator överför energin från ena sidan till andra sidan direkt. Detta gör inte en flyback-transformator utan den lagrar energin i transformatorn och när den MOSFETEN inte leder så överförs energin till andra sidan. Så en flyback-transformatorn liknar mer en induktor. Flyback-transformatorn behöver ha ett luftgap för att kunna lagra energin i transformatorn. Följande ekvation återfinns i [1](kapitel 7 sida 132-133).

$$w = \frac{1}{2} \frac{B}{\mu} \left[\frac{J}{m^3} \right]$$

Ekvationen beskriver energitätheten i något medium för en induktor. I transformatorer finns traditionellt inget luftgap som är i vägen för flödeslinjerna. Därför är energi som är lagrad i kärnan av en ideal transformator noll.

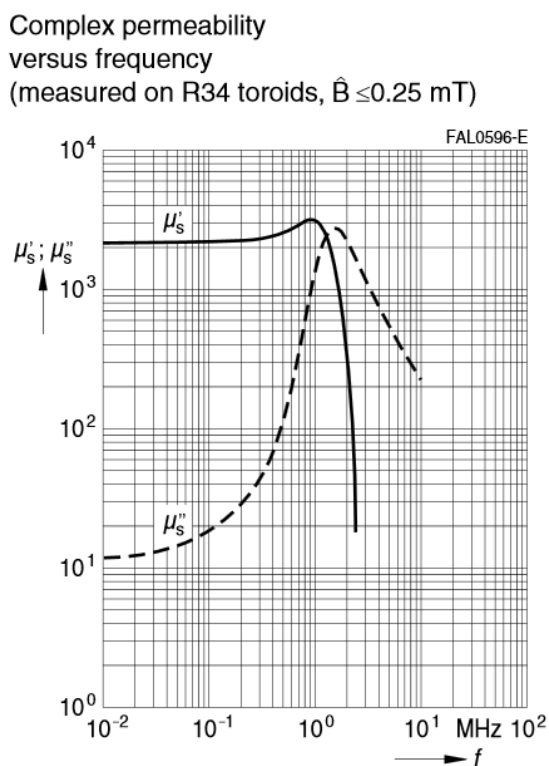
Då man antar att kärnans permeabilitet är oändlig blir därmed H (magnetisk fältstyrka) noll för en viss flödestäthet. I verkligheten så är transformatorns permeabilitet ändlig, vilket resulterar i viss energilagring i kärnan.

Från avsnitt 4.2.3 så fick man fram primärlindningens självinduktans (L_p) som är $2,33 \text{ mH}$.

Med hjälp av ekvationen för sammanlänkat flöde kan man lösa hur många varv som måste lindas på transformatorn för att få önskad induktans.

$$\Psi = n * \Phi = L * i$$
$$\Phi = B * A$$

Innan man kan räkna ut antalet varv som ska lindas måste man välja en transformatorkärna. En EE-kärna från EPCOS som klarar 10 watt valdes. Ferritmaterialet som kärnan är gjord av är av typen N87 som klarar den switchfrekvens som produkten kräver.



Figur 16 – Permeabiliteten för ferritmaterialet vid olika frekvenser

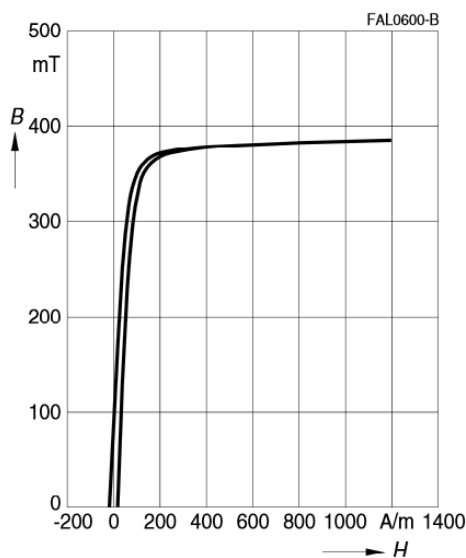
Ur databladet för transformator kärnan [8] och ferritmaterialet [7] kunde tvärsnittsarean på kärnan A_e tas fram och den maximala flödestätheten \hat{B} kunde bestämmas.

Figur 17 visar magnetiseringskurvan för N87 vid temperaturen 100 °C. Man vill ha så stor flödestäthet som möjligt då detta resulterar i mindre antal varv på primärlindningen men inte så stort att man hamnar på mättningsområdet som ger motsatt effekt.

Vid lägre H-värden ökar B ganska linjärt, för att efter hand komma in i mättningsområdet. I detta område krävs en liten ökning av B, och en oproportionerligt stor ökning av amperevarvtalet ($I \cdot n$), i praktiken av $I \cdot [2]$ (sida 336)

Flödestätheten valdes till 300 mT med hjälp av magnetiseringskurvan. Från databladet fås det fram att A_e är 32,1 mm².

Dynamic magnetization curves
(typical values)
($f = 10 \text{ kHz}$, $T = 100 \text{ °C}$)



Figur - 17 Magnetiseringskurva

Ekvationen för sammanlänkat flöde räknas med toppvärden för att få önskad primärlindning:

$$\hat{\Psi} = L_p \hat{i}_p = n_p A_e \hat{B}$$

Lös ut n_p :

$$n_p = \frac{L_p \hat{i}_p}{A_e \hat{B}} = \frac{370 * 10^{-3} * 2,33 * 10^{-3}}{300 * 10^{-3} * 32,1 * 10^{-6}} \approx 90 \text{ varv}$$

När man har varvtalet så kan man börja räkna ut minsta möjliga luftgap som behövs med hjälp av ekvationen: [1](kapitel 9 sida 159)

$$l_g = \frac{n_p^2 \mu_0 A_e}{L_p} = \frac{90^2 * 4\pi * 10^{-7} * 32,1 * 10^{-6}}{2,33 * 10^{-3}} \approx 0,14 \text{ mm}$$

Ur databladet för transformator kärnan [8] finns en tabell med kärnor med olika storlek på luftgapet.

Ur tabellen finner man en kärna med luftgapet på 0,17 mm som skulle fungera i detta projekt. Med hjälp av induktansfaktor (A_L) som är definierad:

$$A_L = \frac{L}{N^2} \text{ (från databladet [8])}$$

Så kan man räkna ut varvtalet som behövs med den nya luftgapet.

$$n_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} = \sqrt{\frac{2,33 * 10^{-3}}{227 * 10^{-9}}} = 101 \text{ varv}$$

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27,	0.09 ±0.01	363	415	B66311G0090X1**
N87	0.17 ±0.02	227	259	B66311G0170X1**
	0.25 ±0.02	171	195	B66311G0250X1**
	0.50 ±0.05	103	118	B66311G0500X1**

Figur 18 Tabell med kärnor med olika storlek på luftgap. (g = luftgapet)

När man har primärlindningen n_p kan man lösa ut sekundärlindningen och auxiliary-lindningen med hjälp av varvförhållande.

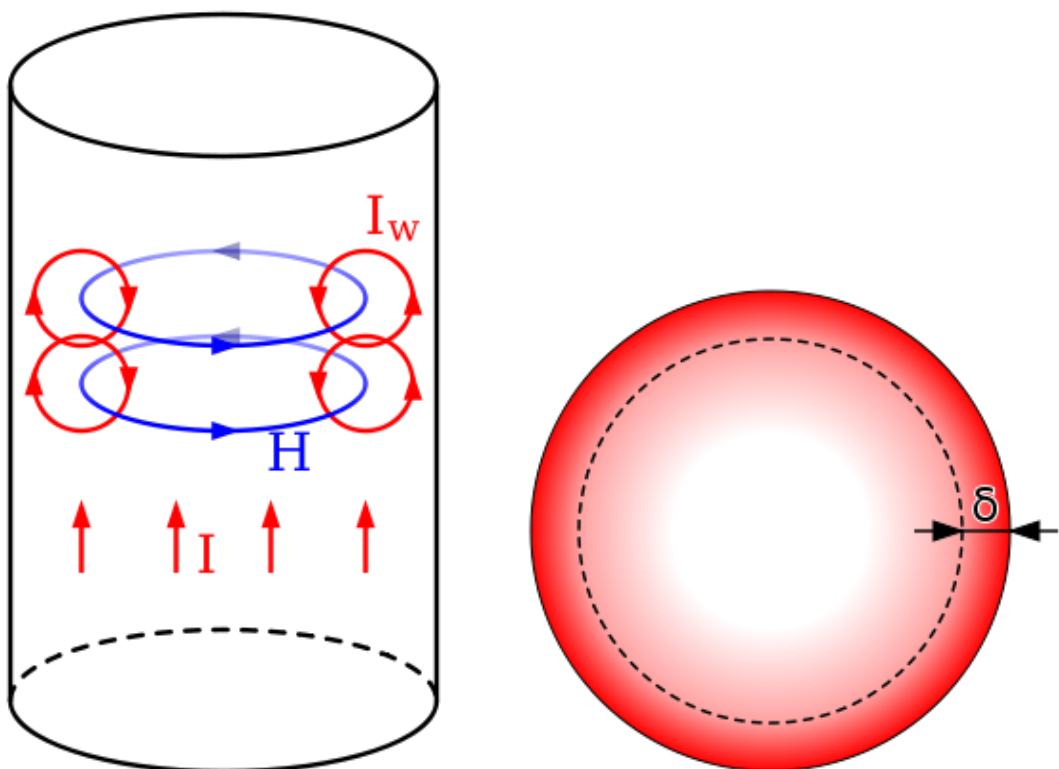
$$n_s = N * n_p = 101 * 0,065 \approx 7 \text{ varv}$$
$$n_{aux} = N_{aux} * n_p = 101 * 0,225 \approx 23 \text{ varv}$$

Med hjälp av primärlindningen, sekundärlindningen och auxiliary-lindningen kan man räkna ut hur mycket spänning dioderna på sekundärsidan och auxiliär-sidan måste kunna blockera.

$$V_{s_max} = V_{in_max} * \frac{n_s}{n_p} = 375 * \frac{7}{101} \approx 26 \text{ V}$$
$$V_{aux_max} = V_{in_max} * \frac{n_{aux}}{n_p} = 375 * \frac{23}{101} \approx 85 \text{ V}$$

4.3.1 Skinneffekt

Skinneffekt är ett fenomen hos växelström som handlar om att strömtätheten omfördelar sig inom en elektrisk ledare så att den är störst nära ledarens yta, och mindre vid större djup. Elektriska strömmen flyter mestadels vid ledarens yttre del, mellan den yttre ytan och en nivå som kallas skinndjupet. Skinneffekten får ledarens effektiva resistans att öka vid högre frekvenser då skinndjupet blir mindre, vilket minskar den effektiva tvärsnittet hos ledaren. Skinneffekten beror på motriktade virvelströmmar inducerade av det föränderliga magnetfältet som härstammar från växelströmmen.

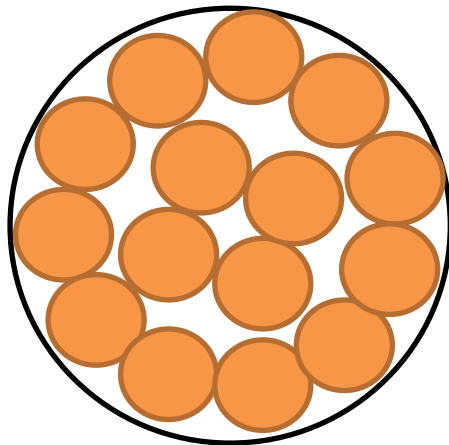


Figur 19 – Skinneffekt (Wikipedia)

Vid högre frekvenser blir skinndjupet allt mindre som i sin tur ökar resistansen som ger värmeförluster.

Lösningen är att man gör trådar med diametern två gånger större än skinndjupet. Trådarna är individuellt isolerade och är parallella med varandra så att de bildar en enda stor tråd.

Hur många individuellt isolerade trådar som behövs beror på arean på tråden och strömtätheten som man har valt.



Figur 20 - Individuellt isolerade trådar

För att räkna ut skinndjupet så kan man använda sig av en approximativ formel.[3](kapitel 26, sida.1281)

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_r\mu_0}}$$

Ur [2](sida.34,sida.335) får vi värdet på materialkonstanten för resistiviteten på koppar $\rho = 1,72 * 10^{-8} \Omega m$ och värdet för den relativa permeabiliteten. $\mu_r = 1 \mu_0 = 4\pi * 10^{-7}$

Det minsta skinndjupet får man vid maximal switchfrekvens.

$$\delta = \sqrt{\frac{2 * 1,72 * 10^{-8}}{2\pi * 100000 * 1 * 4\pi * 10^{-7}}} = 2,1 * 10^{-4} m = 0,21 mm$$

4.3.2 Tråddimension

När man har skinddjupet så kan man börja dimensionera trådarna för primärlindningen, sekundärlindningen och auxiliary-lindningen.

Ur [1](kapitel 9 sida 159) rekommendera strömtätheten mellan 3-6 A/mm².

Vi utgår från strömtätheten på 4A/mm² och gör en design.

Det första man räknar ut är den maximala diametern som är tillåten.

$$d_{max} = \delta * 2 = 0,21 * 2 = 0,42 \text{ mm}$$

Efter det räknar man ut hur stor area trådarna behöver på respektive sida av transformatorn.

$$A_p = \frac{i_p}{\text{Strömtätheten}} = \frac{0,2}{4} = 0,05 \text{ mm}^2$$

$$A_s = \frac{2}{4} = 0,5 \text{ mm}^2$$

Ur databladet [5] får man hur mycket ström som NCP1351 använder.

$$A_{aux} = \frac{0,4}{4} = 0,1 \text{ mm}^2$$

För att se vilken sida av transformatorn som behöver fler trådar parallellt, så måste arean vara större än A_{max} . A_{max} är maximala arean som är tillåten.

$$A_{max} = \frac{\pi d^2}{4} = \frac{\pi * 0,42^2}{4} = 0,14 \text{ mm}^2$$

Vi ser att A_p och A_{aux} är mindre än A_{max} så vi kan bara räkna ut diametrarna på trådarna.

Primärlindningens diameter:

$$d_p = \sqrt{\frac{A_p * 4}{\pi}} = \sqrt{\frac{0,05 * 4}{\pi}} = 0,25 \text{ mm}$$

Auxiliary-lindningens diameter:

$$d_{aux} = \sqrt{\frac{0,1 * 4}{\pi}} \approx 0,36 \text{ mm}$$

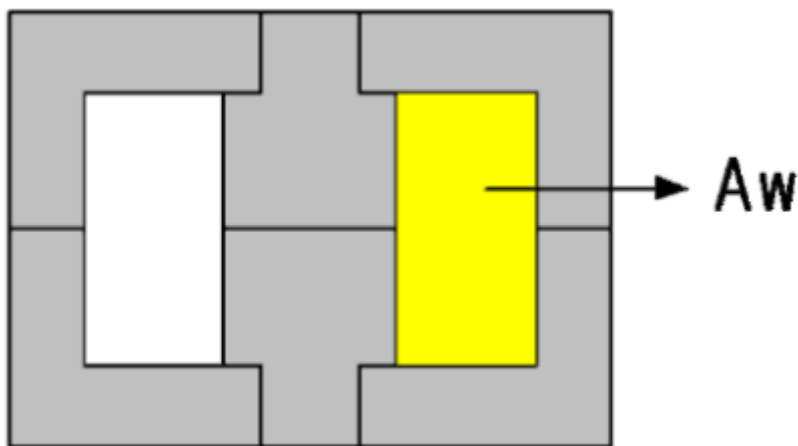
Sekundärlindningen A_s är större än A_{max} . Så vi vet att trådens diameter är $d_s = 0,42$ mm.

Nu är det bara räkna ut hur många trådar vi behöver för att få önskad area.

$$A_s = A_{max} * x_{Antal\ trådar} \leftrightarrow x_{Antal\ trådar} = \frac{A_s}{A_{max}} = \frac{0,5}{0,14} \approx 4\ st$$

4.3.3 Lindningsyta

Transformator kärnan har en yta där man lindar in trådarna, isolationstejp och med mera.



Figur 21 - Lindningsyta

Totala arean som trådarna tar är:

$$A = n_p * A_p + n_{aux} * A_{aux} + 4 * A_{max} * n_s =$$

$$101 * 0,05 + 23 * 0,1 + 4 * 7 * 0,14 = 11,27\ mm^2$$

Ur databladet [8] så hittar man hur stor lindningsyta är och det är $A_w = 98,7$ mm².

Trådarna kommer att ta upp mer yta än vad som är beräknat pga. isolationen runt trådarna och lindningsavståndet mellan trådarna.

4.3.4 Förluster

Ur databladet för kärnmaterialet [7] ges kärnförlusterna i förluster per volymsenhet. För att beräkna de verkliga förlusterna måste man multiplicera med kärnans effektiva volym V_e .

$$P_{kärn} = V_e * P_v = 1490 * 10^{-6} * 375 = 0,56 W$$

Resistansen på lindningstrådarna bidrar också till förluster.

Resistans på trådarna räknas ut med resistivitetsformeln [2](sida 34).

$$R = \rho \frac{l}{A}$$

Längden fick jag fram genom att kolla i databladet för transformator-kärnans omkrets för den mittersta delen. Fick då att l ska vara 23,6 mm.

Så resistansen för primärlindningen blir:

$$R_p = \rho \frac{l}{A} n = 1,72 * 10^{-5} * \frac{23,6}{0,05} * 101 \approx 0,82 \Omega$$

Resistansen för sekundärlindningen blir:

$$R_s = \rho \frac{l}{A} n = 1,72 * 10^{-5} * \frac{23,6}{0,5} * 7 \approx 5,7 m\Omega$$

Effektförluster i primärlindningen:

$$P_p = R_p * I_{T_{rms}}^2 = 0,82 * 0,168^2 \approx 23.1 mW$$

Effektförluster i sekundärlindningen:

$$P_s = R_s * \left(I_{T_{rms}} * \frac{1}{N} \right)^2 = 0,0057 * \left(0,168 * \frac{1}{0,065} \right)^2 \approx 38 mW$$

De största effektförlusterna sker i kärnan.

Det finns ett fenomen vid höga switchfrekvenser som påverkar lindningstrådarna som är nära varandra som kan bidra till ökade förluster. Det kallas för proximity effect[3](kapitel 26, sida.1281)

Denna effektförlust togs ej hänsyn till.

Efter att man har designat allt så ska man kontrollera så att temperaturstigningen runt transformatorn inte överstiger isolationens maximala temperatur. Om det är över så får man designa om med en annan strömtäthet eller med en annan kärna.

5 MOSFET och dioder

Val av effektdioder och effekttransistorer till en given tillämpning bygger på följande egenskaper: [1](sida.21)

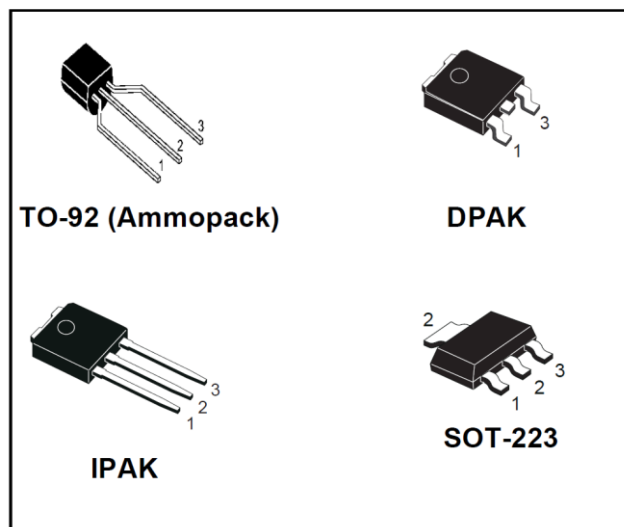
1. **Spänningsklass:** Maximala momentana spänning som komponenten klarar av att blockera i sitt från-tillstånd. Överstigs denna nivå kan komponenten gå sönder eller få permanenta skador.
2. **Strömklass:** Maximala strömmen uttryckt momentant, genomsnittligt och/eller som RMS-strömmen som komponenten klarar av i sitt på-tillstånd. Överstigs denna nivå skapas stora värmeutvecklingar i komponenten som i sin tur förstör den.
3. **Växlingshastigheter:** De hastigheter som beskriver en enhets övergång från dess på-tillstånd till från-tillstånd, eller vice versa. Små växlingstider förknippas med snabba switchande komponenter. Dessa resulterar till låga switchförluster.

5.1 MOSFET

Kravet på MOSFETEN är att den ska ha en spänningsklass på 600V och en strömklass över 168mA.

Från tillverkaren STMICROELECTRONICS hittades en MOSFET STD1NK60T4 som klarade det kravet.

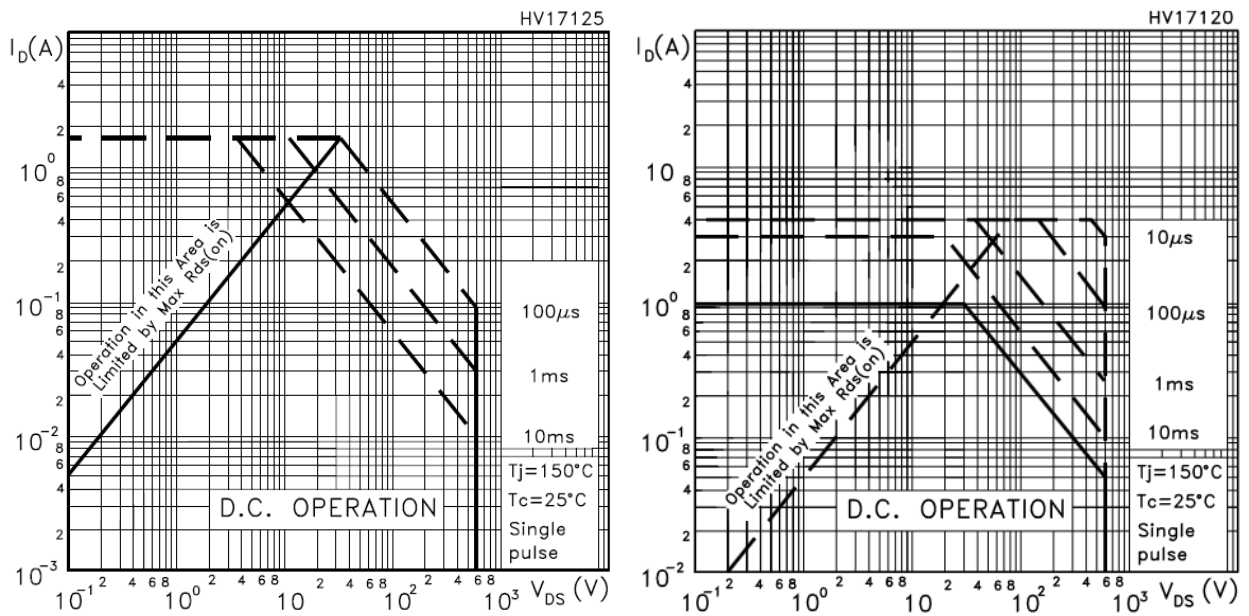
Ur databladet [9] ser man att MOSFET:N kommer i flera olika kapslingstyper nämligen TO-92, DPAK, IPAK, SOT-223. De som verkar mest intressanta är SOT-223 och IPAK för att de är ytmonterade. Detta gör att man kan ha dem i en pick and place robot som minskar produktionstid för produkten.



Figur 22 – Kapslingstyper

DPAK valdes på grund av att arbetsområdet för säker drift för SOT-223 inte klarade den strömklass som önskades vid 400 volt.

Nackdelen är att den har större yta gentemot SOT-223.



Figur 23 – Arbetsområdet för säker drift: Första är för SOT-223 typen och den andra är för DPAK typen

5.1.1 Förluster

MOSFET:N har två olika typer av förluster, den ena är när den leder och den andra är när den switchar.

Största totala effektförlust får man vid lägsta inmatningsspänningen.

Ledförlusterna är när transistorn är på så det går ström från drain till source. Mellan drain och source finns det resistans som tillverkaren anger i sina datablad som $R_{DS(on)}$.

Störst led förluster sker när duty-cycle är 0,38 vid lägsta inmatningsspänningen.

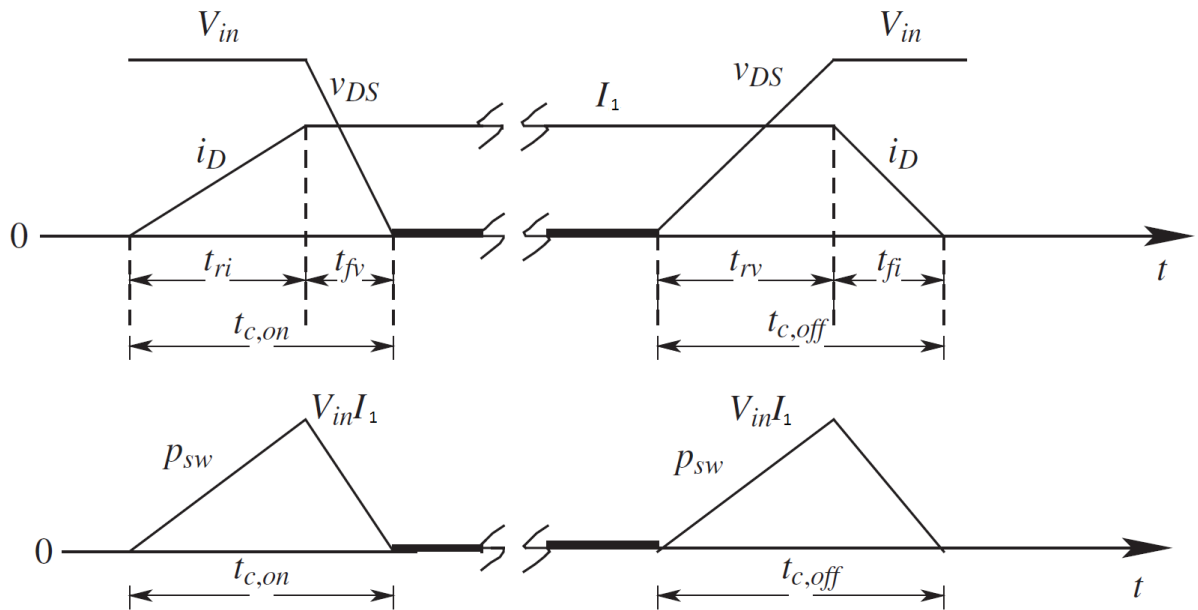
$$P_{led} = I_{T_rms}^2 R_{DS(on)} = 0,168 * 8,5 = 0,24 W$$

Switchförluster är förluster vid påslag och frånslag från transistorn. Vid påslag så tar det en viss tid innan strömmen hinner upp till rätt nivå.

När det har nått sin nivå så börjar spänningen över tranistorn att minska till 0 som också tar en viss tid. Samma sak gäller frånslaget men då är det spänningen som går till en viss nivå och strömmen går mot 0.

Tiden t_{on} är tiden som strömmen stiger (t_{ri}) plus tiden som spänningen faller (t_{fv}).

Tiden t_{off} är tiden som strömmen faller (t_{fi}) plus tiden som spänningen stiger (t_{rv}).



Figur 24 – Switchförlusten (Från [1] sida 29)

I figur 24 ser man att switchförlusten är de två triangelarna med höjden $V_{in}I_1$ och bredden t_{on} och t_{off} . [1](sida 28-29).

$$\begin{aligned}
 P_{sw} &= \frac{1}{T_{sw}} \int_{T_{sw}} P(t) dt = \frac{1}{T_{sw}} \left(\frac{V_{in} * I_1}{2} t_{on} + \frac{V_{in} * I_1}{2} t_{off} \right) \\
 &= f_{sw} \frac{1}{2} V_{in} I_1 (t_{on} + t_{off})
 \end{aligned}$$

Ur databladet för MOSFET:N [9] hittar man tiderna för t_{ri} , t_{fv} , t_{fi} , och t_{rv} .

$$\begin{aligned}
 t_{on} &= t_{ri} + t_{fv} = 6.5 + 5 \text{ ns} = 11.5 \text{ ns} \\
 t_{off} &= t_{rv} + t_{fi} = 19 + 25 \text{ ns} = 44 \text{ ns}
 \end{aligned}$$

127 volt är den lägsta inmatningsspänningen som ger switchfrekvensen 100kHz. Switchförlusten blir då:

$$P_{sw} = 100000 * \frac{1}{2} * 127 * 0.265 (55.5 * 10^{-9}) = 0,09 \text{ W}$$

$$P_{total} = P_{sw} + P_{led} = 0,09 + 0,24 = 0.33 \text{ W}$$

5.1.2 Kylning

Förluster som genereras i transistorn är i form av värme.

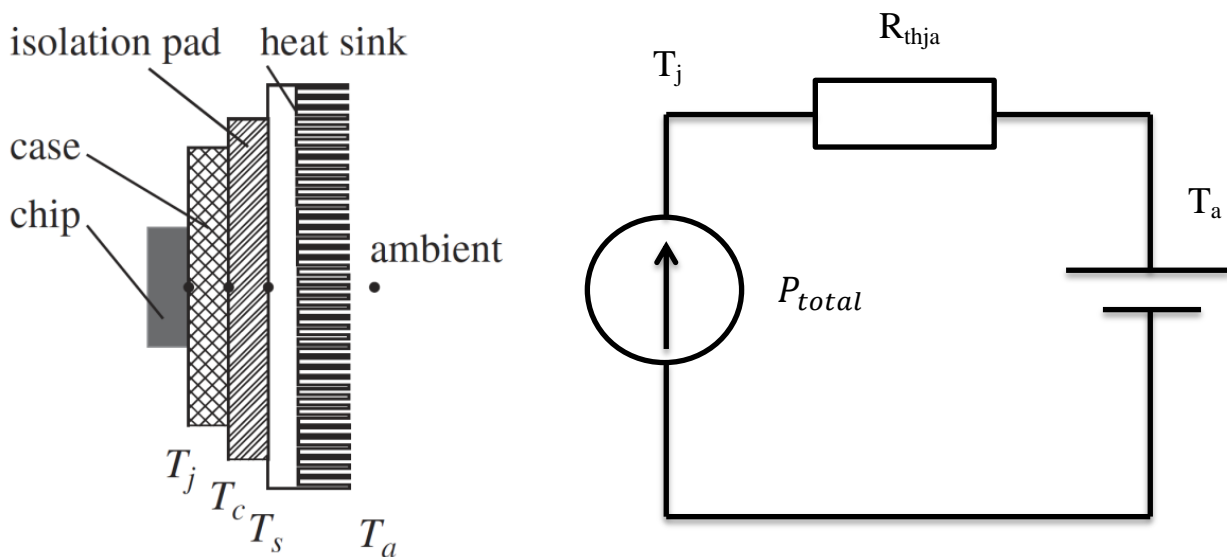
Transistorn klarar av att arbeta vid vissa temperaturnivåer.

Över dessa nivåer finns det risk att transistorn kan brytas ner.

Chipet klarar en viss värme och kapseln runt den kan avge en viss värmeeffekt till omgivningen. Om kapseln inte klarar att avge de förluster som chipet har genererat så får man montera extra kylning så som kylfläns.

Fördelen med kylfläns är att den ökar värmeöverföringskapaciteten.

Nackdelen är att det är en extra komponent som behövs och tar då plats på kretskortet.



Figur 25 – Kretsschema för temarturen i chipet till omgivningen temartuarn.

Ur databladet för MOSFETEN [9] så hittade man hur mycket värme chipet klarade av, nämligen $T_j = 150\text{ °C}$.

Man får också en termisk resistans från chipet till omgivningen som är $R_{thja} = 100\text{ °C/W}$.

T_j sätts till 125 °C så att man har lite marginal.

$$T_a = T_j - R_{thja} P_{total} = 125 - 100 * 0,33 = 92\text{ °C}$$

Rumstemperatur under 92 °C så klarar sig kretsen utan något extra kylningstillbehör.

Temperaturstigningen kontrollerar när prototypen är byggd om extra kylningstillbehör behövs.

5.2 Schottkydiod

Dioden på sekundärsidan som blockerar när transistorn är på och leder när transistorn av är av typen schottkydiod. Denna typ valdes på grund av lågt framspänningsfall som resulterar i mindre led förluster jämfört med en vanlig diod. En annan fördel med schottkydiod är att den har kortare reverse recovery time som i sin tur ger mindre förluster.

5.2.1 Förluster

Led förluster beräknas genom att multiplicera medelströmmen från dioden med framspänningen. Ur databladet [6] får man framspänningen 0,31V eller 0,41V som beror på vilken medelström man har. Vid 10 A är framspänningen 0,41V och vid 5 A är den 0,31V.

Den största medelström vi kan få ut är $I_{out} = 2A$.

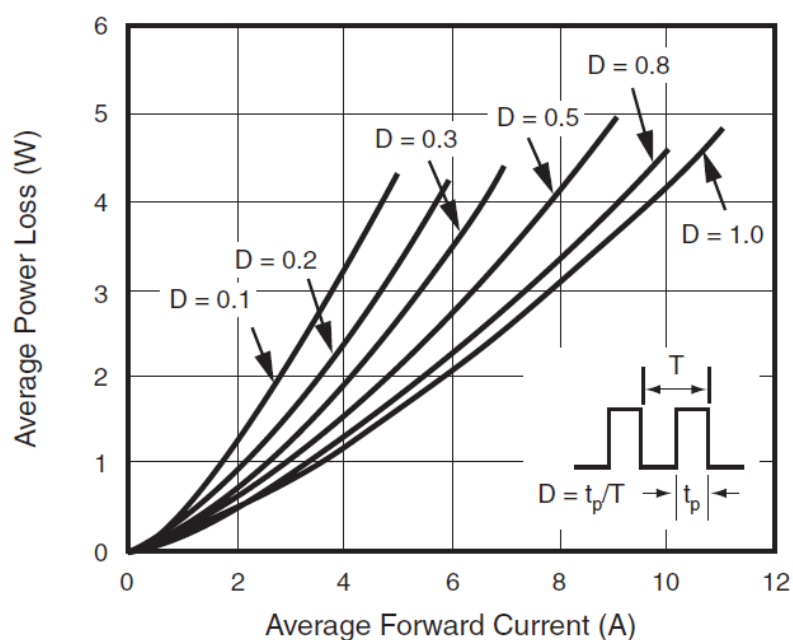
Så diodens medelström är lika med I_{out} .

$$P_{led} = V_f * \bar{I}_D = 0,31 * 2 = 0,62 W$$

Ur databladet [6] från dioden så finns det en graf som visar hur mycket förluster man får beroende på vilken medelström man har och vilken duty-cycle dioden har. Grafen räknas med alla förluster så som led förluster och reverse recovery förluster. Grafen visar att en mindre duty-cycle ger större totala förluster. Minsta duty-cycle som dioden kan ha är:

$$D = (1 - \delta_{min}) = (1 - 0,38) = 0,62$$

Vid avläsningen av grafen vid medelströmmen 2A så får man en totalförlust runt 0,75W.



Figur 26 - Förlustgraf för schottkydiod

5.2.2 Kylning

Ur databladet [6] hittar man att chipets maxtemperatur $T_j = 150^\circ\text{C}$.

Man hittar också den termiska resistansen från chip till omgivningen som är $R_{\text{thja}} = 60^\circ\text{C/W}$.

T_j sätts till 125°C så att man har lite marginal.

$$T_a = T_j - R_{\text{thja}}P_{\text{total}} = 125 - 60 * 0,75 = 80^\circ\text{C}$$

Med en rumstemperatur under 80°C så klarar kretsen sig utan extra kylningstillbehör.

Temperaturstigningen kontrollerar när prototypen är byggd om extra kylningstillbehör behövs.

5.3 In och Utgångskondensatorer

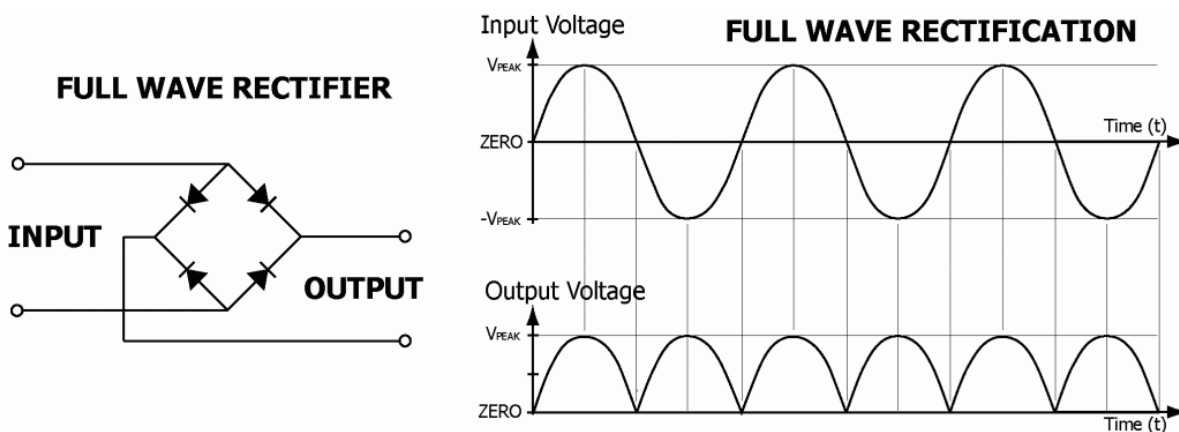
På inmatningssidan och utmatningssidan så finns det två kondensatorer som har viktiga funktioner som gör att kretsen ska fungera korrekt.

Denna ena gör att inspänningssidan får en jämn spänning med ett hyfsat spänningsrippel.

Den andra gör att utspänningssidan får en jämn spänning med ett ganska litet rippel.

5.3.1 Ingångskondensator och likriktare

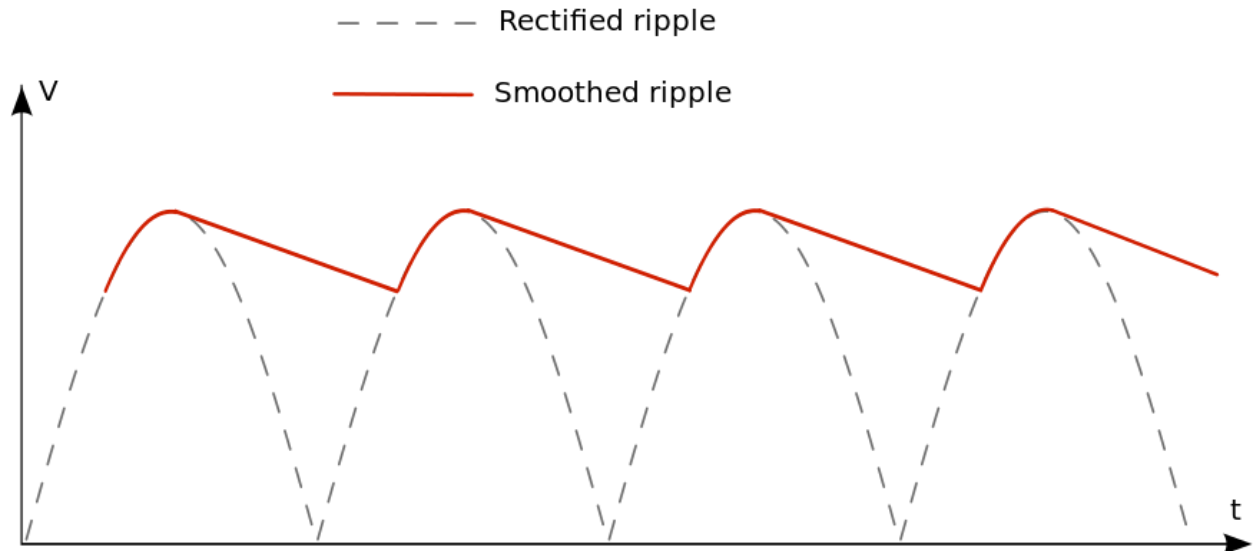
Likriktaren omvandlar AC-spänningen till dc-spänningen genom att omvandla växelspänningens negativa halvperiod till en positiv.



Figur 27 – Likriktaren som omvaldar AC-spänningen till dc-spänningen.

Efter likriktaren kommer en glättningskondensator som gör att utsignalen istället blir en likspänning med ungefär samma värde som växelspanningens toppvärden när man inte har någon belastning.

Vid belastning så kommer man få ett visst spänningsrippel som beror på hur mycket ström man tar ut och hur stor kondensatorn är.



Figur 28 – Ett exempel med en glättningskondensator med en vist last (Wikipedia)

Den fysiska storleken på kondensatorn beror på vilken spänning den ska tåla och hur stor kapacitans den har. Målet var att hitta en liten kondensator som skulle få plats på kretskortet. Att välja en mindre kondensator gör att man får en mindre kapacitans som i sin tur ger större rippel.

Vid simulering med olika värden på kapacitansen, så fick man fram ett värde på 27µF som kretsen klarade. Under simuleringen visade sig att det gick bra att använda en kondensator med mindre kapacitans. Trots detta så lönar det sig inte att byta på grund av att den fysiska storleken var identisk med den tidigare kondensatorn.

Spänningsrippel var olika beroende på vilken AC-spänning man hade. Man fick minst rippel vid högst AC-spänning och tvärtom.

Spänningsrippel kan man räkna ut med hjälp av denna approximativa ekvationen [3](Kapitel 11, sida 448-451).

$$\Delta V \approx \frac{\sqrt{2}V_{AC_RMS}\pi}{\omega RC} = \frac{V_{AC_RMS}}{\sqrt{2}f_{AC}RC} = \frac{\hat{V}_{AC}}{2f_{AC}RC}$$

Ekvationen är vid en resistiv last. Men vi vet att ineffekten som behövs är 12,5W och den medelström som används är 0,1A vid lägsta inmatningsspänning som är 90 VAC. Från detta kan R beräknas.

$$P = UI = RI^2 \Leftrightarrow R = \frac{P}{I^2} = \frac{12,5}{0,1^2} = 1250 \Omega$$

VAC frekvens är 50 hertz och toppspänningen är 127 V. Av detta följer att ripplet blir:

$$\Delta V = \frac{127}{2 * 50 * 1250 * 27 * 10^{-6}} \approx 38V$$

Vid 265 VAC vid 50 hertz får inmatningsspänningen max vara:

$$\bar{I} = \frac{P_{out}}{\eta * V_{in_max}} = \frac{10}{0,8 * 375} = \frac{1}{30} A$$

Medelströmmen är $\frac{1}{30} A$ om man antar en verkningsgrad på 80% som man gör för minimala inmatningsspänningen.

När man har strömmen så kan man räkna ut R:

$$R = \frac{12,5}{\left(\frac{1}{30}\right)^2} = 11250 \Omega$$

Ripplet blir då:

$$\Delta V = \frac{375}{2 * 50 * 11250 * 27 * 10^{-6}} \approx 12V$$

5.3.2 Utgångskondensator

I en ideal kondensator så definieras rippelspänning för en kondensator som:

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int i_c$$

När transistorn leder så levererar utgångskondensatorn all ström till lasten. Så kondensatorn måste leverera hela medelströmmen när transistorn leder.

[3](Kapitel 17, sida 802).

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int i_c = \frac{1}{C} \bar{I}_o t_t$$

$$t_t = T_{sw} \delta$$

För att räkna ut hur stor kondensatorn ska vara gör man det när man har full last vid minsta switchfrekvens.

Minsta switchfrekvens har vi när vi har störst inmatning $V_{in_max} = 375V$.

Den nya duty-cyklen blir då:

$$\delta = \frac{V_{out}/N}{V_{out}/N + V_{in_max}} = \frac{5/0,065}{5/0,065 + 135} = 0,17$$

För att räkna ut frekvensen så måste man veta den nya strömripletet.

Det kan man få genom denna ekvation: (se avsnitt 4.2.4 Toppströmmen)

$$\Delta I_{L_p} = (I_{peak} - I_1) * 2$$

Om man antar verkningsgrad 80% så blir medelströmmen på primärsidan då:

$$I_{in_avg} = \frac{P_{out}}{\eta * V_{in_max}} = \frac{10}{0,8 * 375} \approx \frac{1}{30} A$$

$$I_1 = \frac{I_{in_avg}}{\delta} = \frac{1/30}{0,17} \approx 196 mA$$

I_{peak} är satt till 370 mA.

$$\Delta I_L = (0,37 - 0,196) * 2 \approx 350 mA$$

I avsnitt 3.8 (Flyback omvandlare) fick man fram ett uttryck för strömrippel för primärsidan. Med hjälp med uttrycket kan man få fram switchfrekvensen.

$$\Delta I_L = \frac{V_{in_max}}{L_p} t_t \leftrightarrow f_{sw} = \frac{V_{in_max} \delta}{L_p \Delta I_L}$$

$$f_{sw} = \frac{375 * 0,17}{2,33 * 10^{-3} * 0,35} \approx 78 \text{ kHz}$$

När man har switchfrekvensen så kan man räkna ut kapacitansen för utgångskondensatorn. Om man vill ha ett spänningsrippel på 1% så kan detta beräknas på följande sätt:

$$\Delta V_c = 5 * 0,01 = 0,05$$

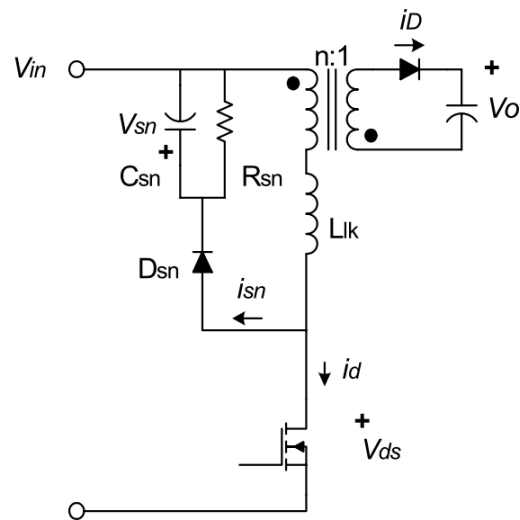
$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \bar{I}_o t_t \leftrightarrow C = \frac{\bar{I}_o t_t}{\Delta V_c} = \frac{\bar{I}_o \delta}{\Delta V_c} T_{sw}$$

$$C = \frac{2 * 0,17}{0,05} * \frac{1}{75 * 10^3} \approx 0,1 \text{ mF}$$

6 Snubber

För att skydda MOSFETEN mot överspänningen som orsakas av läckinduktans vid frånslag av MOSFETEN, så måste man designa en överspännings-snubber (RCD-snubber) som tar upp den energi som läckinduktansen har lagrat.

Detta gjordes genom att följa en design guidelines [4].



Figur 29 – Krettschema med snubber-krets implementerad

Figur 24 visar strömmen som flyter genom snubber-kretsens diod som laddar upp snubber-kretsens kondensator (C_{sn}) samtidigt som dioden på sekundärsidan börjar leda. Strömmen genom dioden (D_{sn}) beskrivs genom strömderivatan:

$$\frac{di_{sn}}{dt} = - \left(\frac{V_{sn} - nV_0}{L_{lk}} \right)$$

Tiden som det tar att absorbera strömmen från läckinduktansen (L_{lk}) beräknas utifrån spänningen över kondensatorn (C_{sn}) och primärsidans toppström (i_{peak}) enligt:

$$t_s = \frac{L_{lk}}{V_{sn} - nV_0} * i_{peak}$$

Den effekt som förbrukas i denna koppling beror på hur man väljer kapacitansen och resistansen. Normalt dimensioneras dessa komponenter utifrån den minsta inspänningen och högsta lastspänningen.

Effektförbrukning för snubbern fås av denna ekvation:

$$P_{sn} = V_{sn} \frac{i_{peak} * t_s}{2} f_s = \frac{1}{2} L_{lk} i_{peak}^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - nV_0} f_s$$

V_{sn} är spänningen över kondensatorns. V_{sn} bör vara 2-2.5 större än nV_0 enligt guiden [4].

För att inte kretsen skall förbruka för stor effekt väljs snubberresistansen (R_{sn}) utifrån effektförbrukningen enligt:

$$R_{sn} = \frac{V_{sn}^2}{\frac{1}{2} L_{lk} i_{peak}^2 \frac{V_{sn}}{V_{sn} - nV_0} f_s}$$

Till sist väljs kondensatorn storlek utifrån de andra valda komponenterna och det spänningsrippel som tillåts över snubber-kondensatorn enligt:

$$C_{sn} = \frac{V_{sn}}{\Delta V_{sn} R_{sn} f_s}$$

Guiden rekommenderas rippel runt 5-10%.

6.1.1 Beräkningar

Läckinduktansen är 1 % av primärsidans induktans.
Utspänningen är 5 V och n är lika med 15,4.

$$f_s = 100 \text{ kHz. } V_0 = 5 \text{ V, } n = 15,4$$

$$L_{lk} = L_p * 0,01 = 2,33 * 10^{-3} * 0,01 = 23,3 \mu\text{H}$$

$$V_{sn} = 2 * 15,4 * 5 = 154 \text{ V}$$

$$R_{sn} = \frac{154^2}{\frac{1}{2} 23,3 * 10^{-6} * 0,37^2 \frac{154}{154 - 77} 100 * 10^3} \approx 74 \text{ k}\Omega$$

Spänningsrippel på 6%.

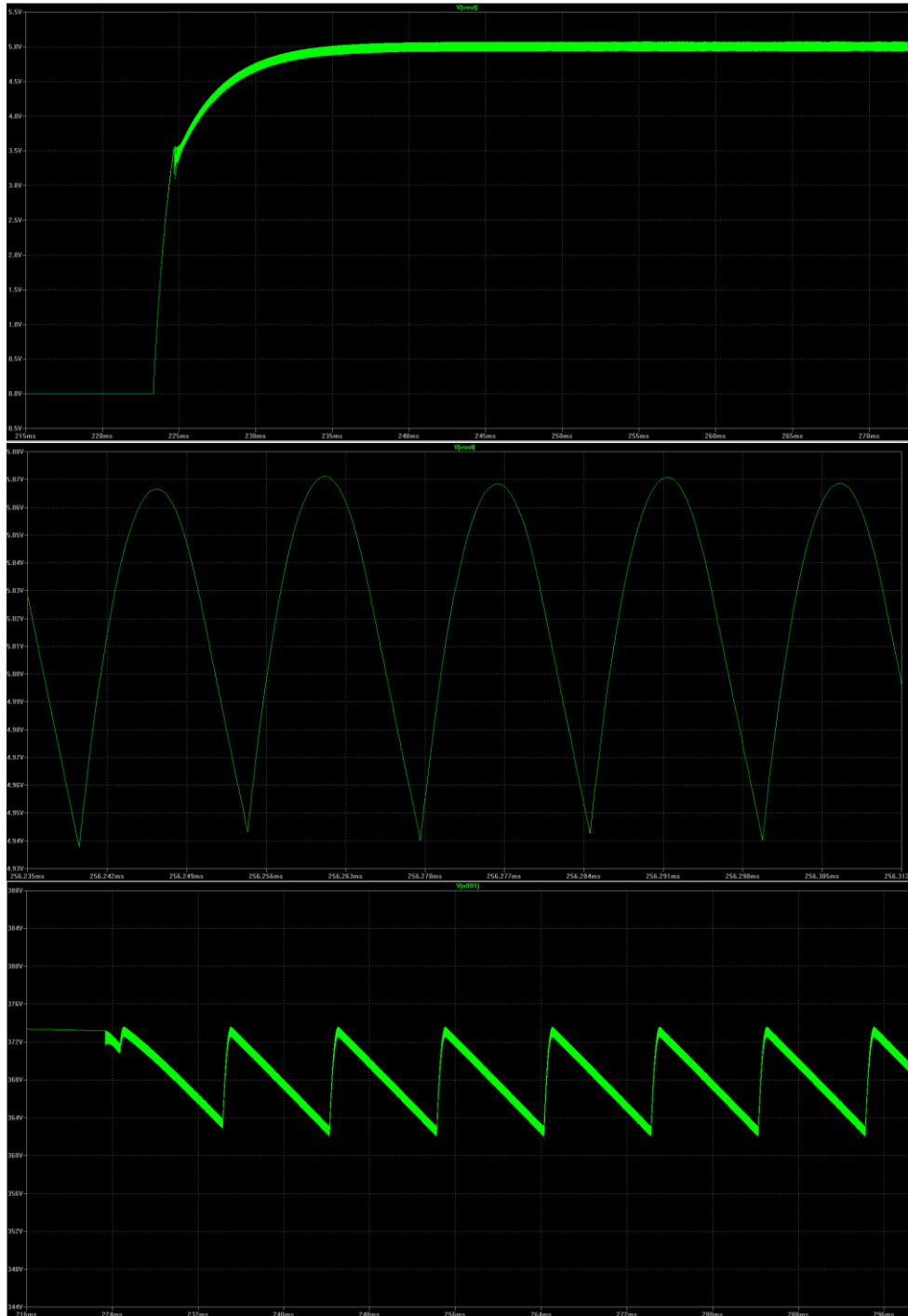
$$\Delta V_{sn} = 154 * 0,06 = 9,24 \text{ V}$$

$$C_{sn} = \frac{154}{9,24 * 74000 * 100 * 10^{-3}} \approx 2,2 \text{ nF}$$

7 Resultat

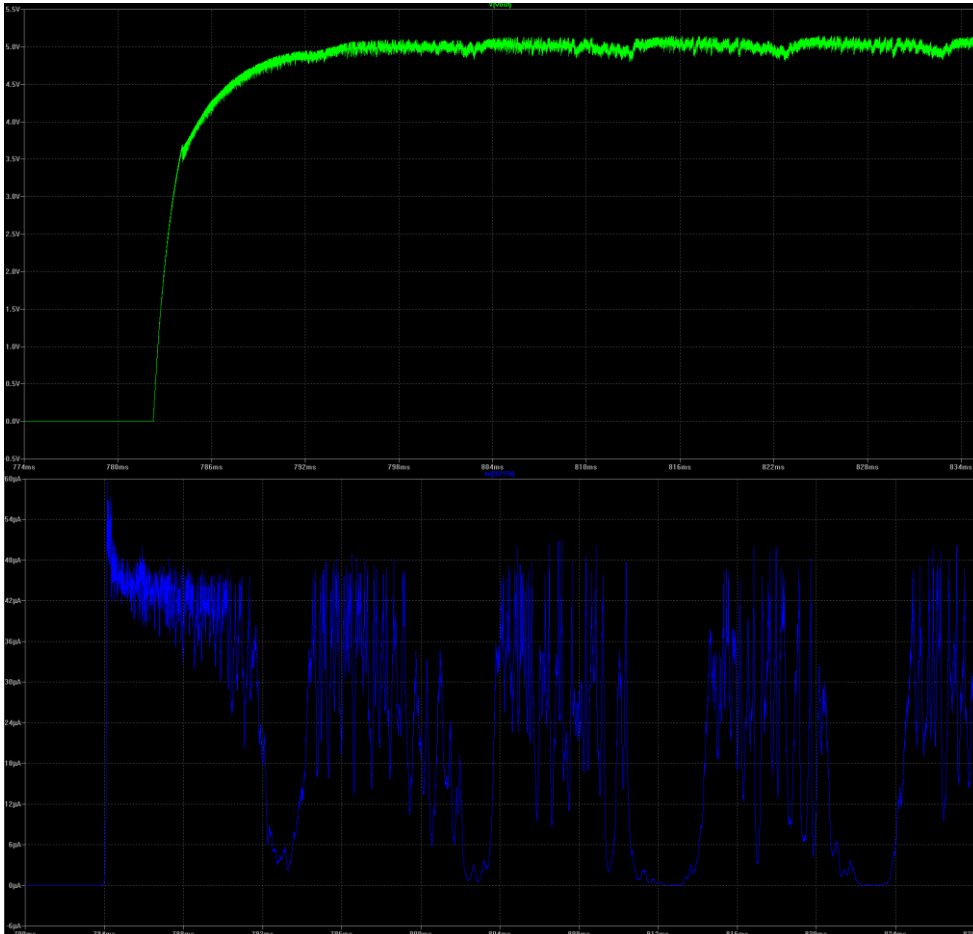
Den designade kretsen simulerades i Ltspice.

Vid input av 375 VDC så gav den ut 2A, 5V. Spänningsripplet ut var runt 2,6 %. Input ripplet var runt 10 V.



Figur 30 – Första bilden visar utspänning, Andra visar utspännings rippel, Tredje visar input rippel

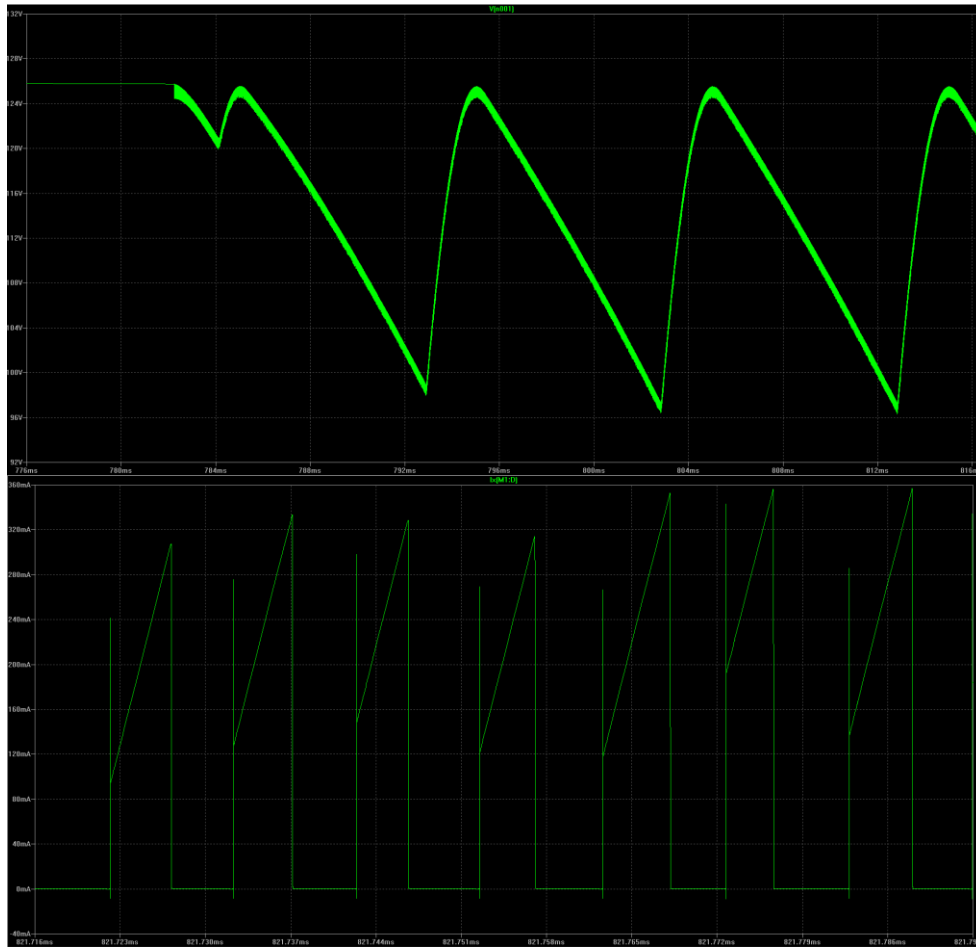
Vid input 127 VDC så gav den ut 2A, 5V men regleringen var sämre på att hålla 5 volt ut konstant. Detta berodde på att toppströmmen på primärsidan inte kommer upp maximala värde 370 mA istället kom den upp till 360 mA. Detta kan bero på den negativa toppström avkänningen hade en viss tröskel innan den slog om. (Avsnitt 4.2.5 Negativ avkänning av toppströmmen).



Figur 31 – Första bild visar utspänning, Andra visar feedback-strömmen

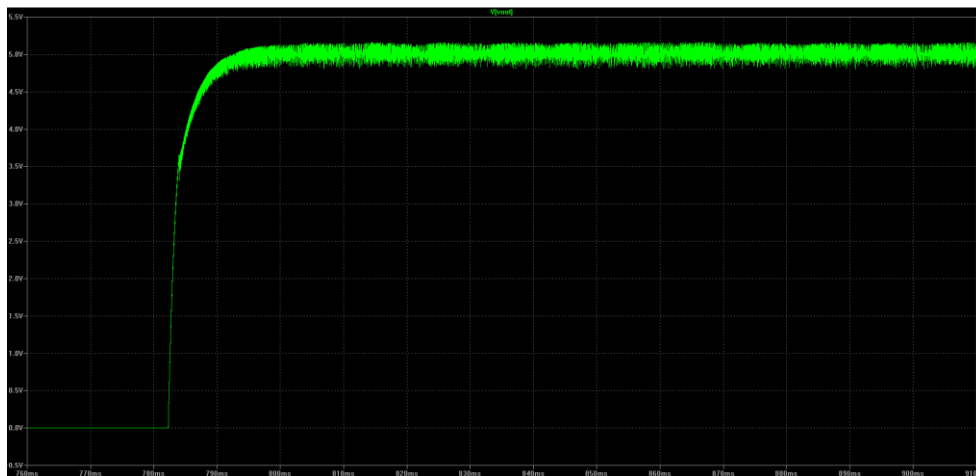
Den första bilden visar en utspänning som har svårt att hålla 5 volt. Den andra visar feedback-strömmen som varierar ganska kraftigt som tur variera switchfrekvensen också kraftigt.

Inputriplet vid simuleringen var bättre än vad beräkningarna gav med den approximativa ekvationen. Simuleringen gav inputriplet 30 V.



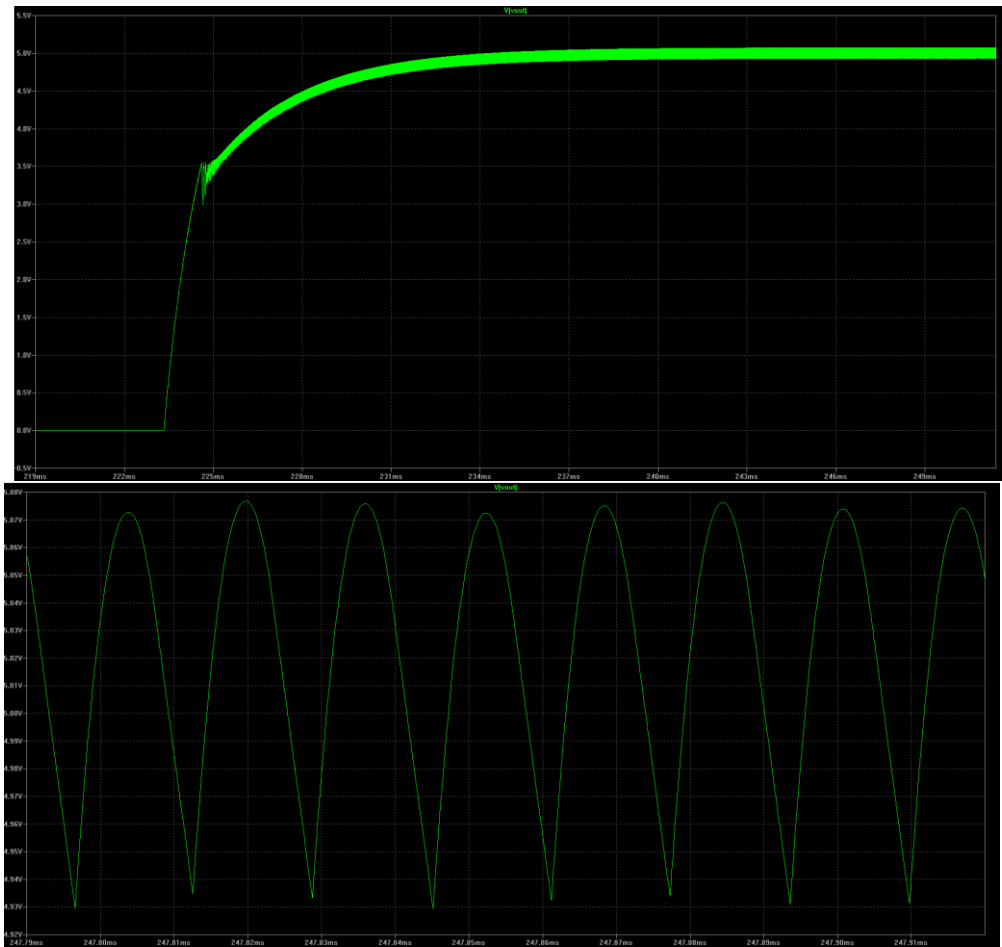
Figur 32 - Första bilden visar input rippel, Andra visar toppströmmen i primärsidan

För att korrigera för strömtröskel genom att minska R_{sense} lite så att topströmmen blev 370 mA. Så vid detta resultat vid input runt 127 VDC. Spännings rippet ut var runt 7.1 %.
Se figur 33.



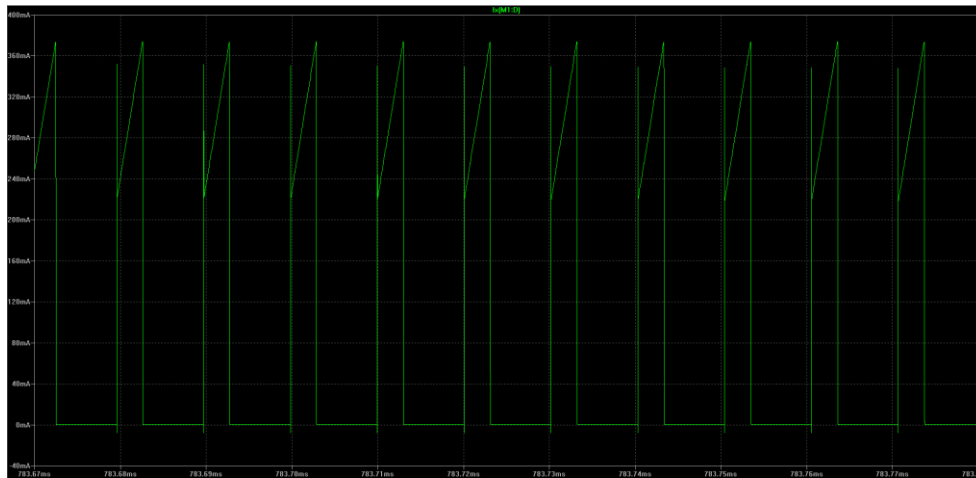
Figur 34 - Utspänning

Vid input runt 375VDC reglerade den lika bra som när vi hade ett annat värde på R_{sense} . Input ripplet är ungefär samma som innan. Spännings ripplet ut var runt 2.8%. Se bilden under.



Figur 35 - Första bilden visar Utspänning, Andra visar spännings ripplet

Första bilden under visar nya toppströmen (370mA) när den håller på att reglera till 5 Volt när inmatning spänningen är runt 127 VDC.



Figur 36- Toppströmen i primärsidan

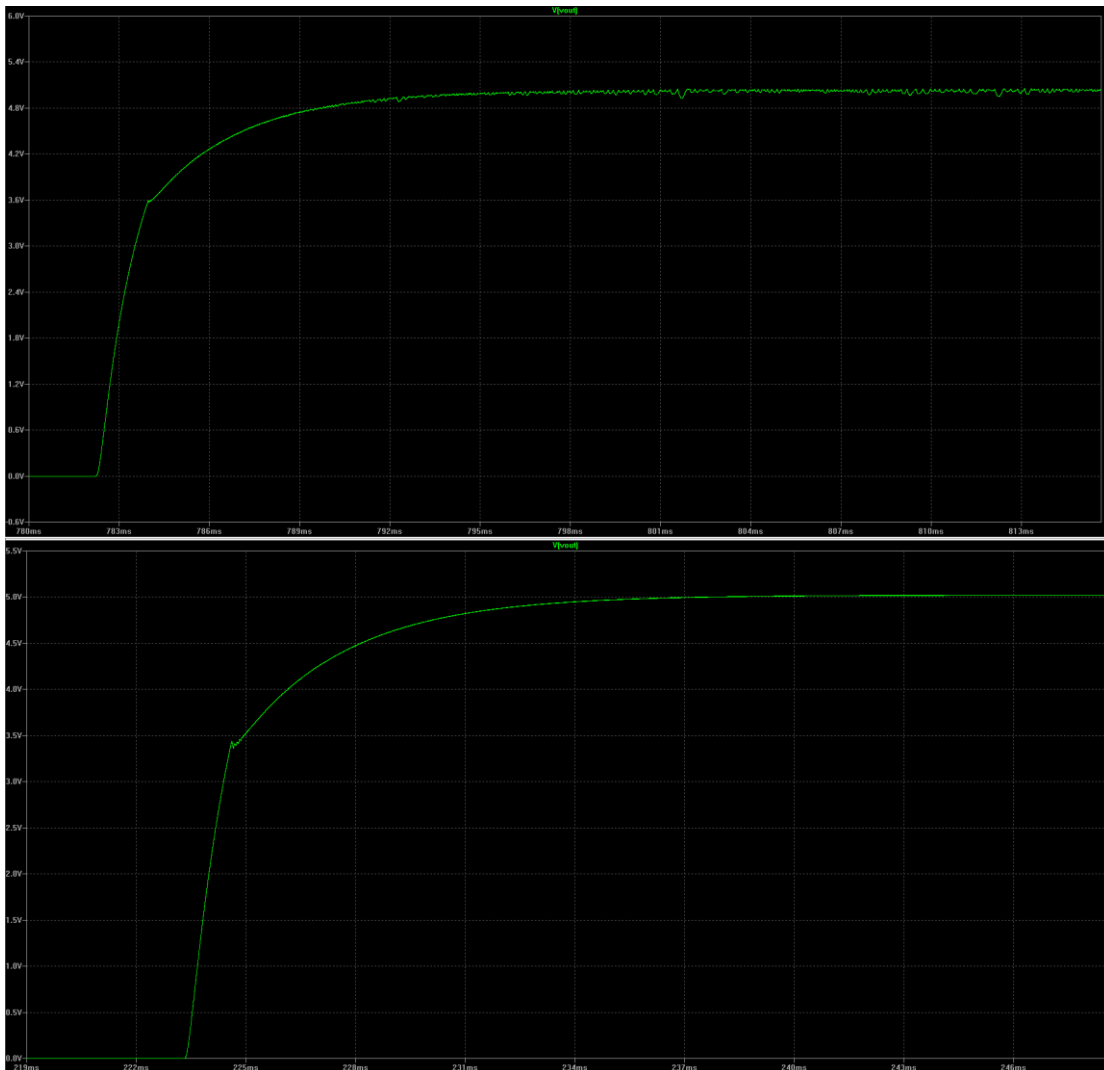
Om man vill minska rippet ännu mer, finns det två sätt att göra detta på. Det ena är att öka utkondensatorns storlek eller implementera ett lågpasfilter mellan R_{led} och R_{upper} . Se figur 13 avsnitt 4.2.6.

Bilderna på under visar resultaten man när ökar utkondensatorn till 0.4 mF. När $V_{in} = 127$ VDC och $V_{ut} = 5$ V och 2 A.



Figur 37 – Utspänning

Bilderna under visar ett exempel med en implementering med lågpasfilter genom att sätta en induktor med ett värde på $270 \mu\text{H}$ mellan R_{led} och R_{upper} (Se figur 13 avsnitt 5.2.6.) och utkondensatorn är oförändrad.

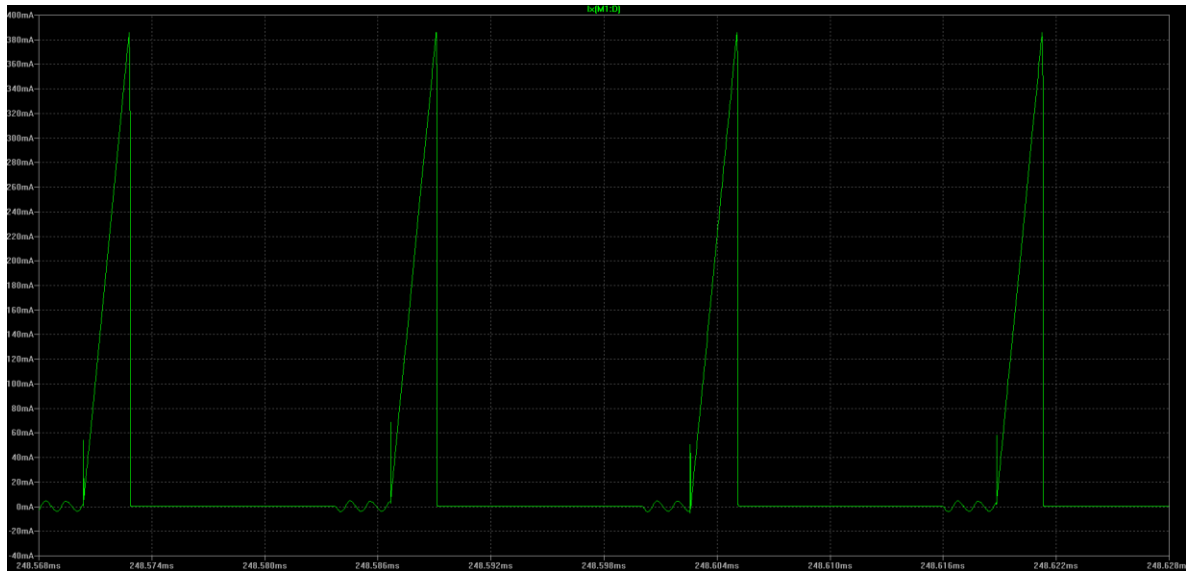


Figur 38 – Utspänning, Första bilden är när $V_{\text{in}} = 127 \text{ VDC}$ och $u_t = 5 \text{ V}$ och 2 A , Den andra bilden är när $V_{\text{in}} = 375 \text{ VDC}$ och $u_t = 5 \text{ V}$ och 2 A

Vid högre ingångsspänning så blir toppströmmen större än vad den får. Det kommer i sin tur att ändra switchfrekvensen som i sin tur kommer att påverka ripplet.

Ur databladet för styrkretsen [5] så finns det lösningen att kompensera för den ökade toppströmmen.

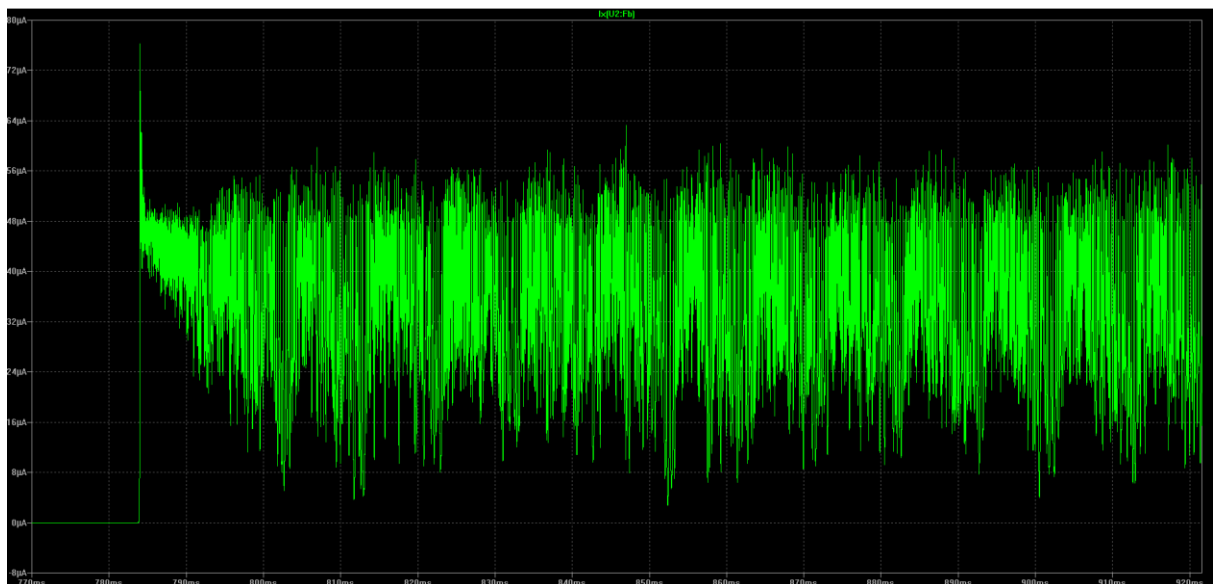
Jag valde inte implementera denna lösning på grund av liten plats i kretskorten. Utspänningsripplet blev inte så mycket större än beräknat.



Figur 39 – Toppströmen i primärsidan

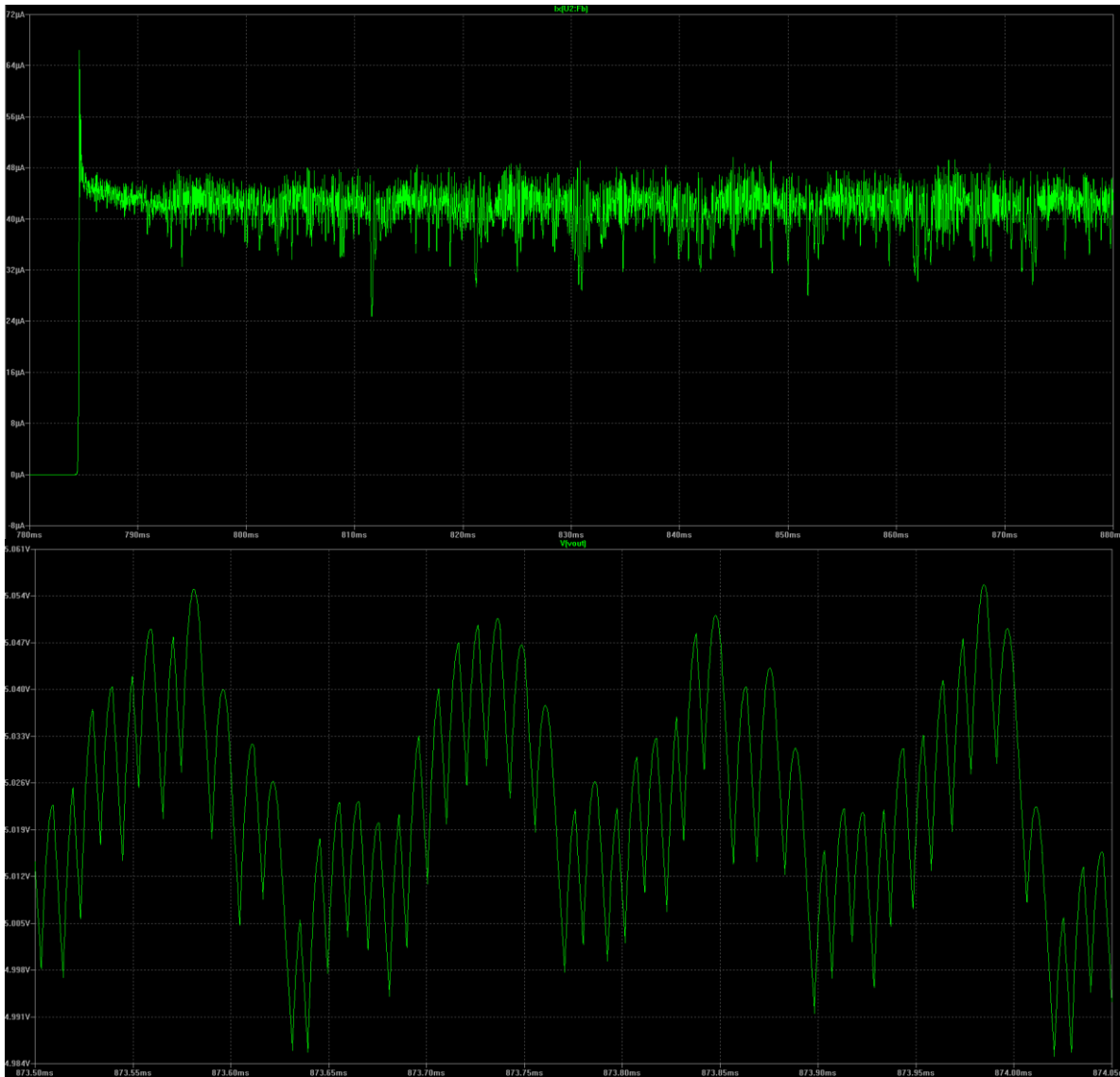
Varför är ripplet större vid 127 VDC när utkondensatorn är 0,1 μ F när den ska vara störst vid 375 VDC?

Detta kan bero på att regulatorm har svårt att reglera när utkondensatorn är 0,1 μ F. I Fig. 39-40 syns det att feedbackströmmen svänger kraftigt.



Figur 40 - Feedback-strömmen

Om man ökar utkondensatorn så får man ner spänningsripplet och feedbackströmmen svänger inte lika kraftigt som förut. Om vi tar ett exempel när utkondensatorn 0,4uF vid input spänning 127 VDC. Så får vi ett spännings rippel på runt 1.3%.



Figur 41 - Första bilden visar Feedback-strömmen, Andra visar utspännings rippel

8 Slutsats

Examensarbetet var att få fram en kretskortdesign. Detta lyckades men tyvärr är den inte i tillverkning när denna rapport var skriven.

Hade man fått prototypen i tillverkning kunde man ha fått bättre överblick på vilka komponenter som behövs optimeras.

Simuleringstesterna gav en bra riktlinje. Eftersom simuleringen fungerade är det sannolikt att prototypen skulle fungera i verkligheten. Problemet med simuleringen vara att man inte kunde simulera med alla de komponenter man hade valt till prototypen. Det andra problemet var att styrkretsen var gjort till ett annat kretssimuleringsprogram än Ltspice som användes. Man visste inte om man kunde lita fullt ut på den.

På den tid som var till förfogande för examensarbetet, hann man inte gå in i detalj på denna typ av PI-regulator fungerar. Med mer tid till förfogande hade man kunnat få ett mer optimalt reglersystem.

9 Framtida arbete

Ett framtida arbete är att få den designade prototypen till tillverkning. Andra tänkbara uppgifter är att testa olika värden på ingångskondensatorn för att kunna minska kapacitansen och att testa olika typer av filter på utgångssidan. T.ex. att öka utgångskondensatorn eller implementera ett lågpassfilter mellan R_{led} och R_{upper} . (Se figur 13 avsnitt 4.2.6.) för att få ner storleken eller få bättre rippel.

Ytterligare förslag är att testa prototypen för att klara EMI och EMC kravet samt att testa om den kan klara 100-240 VAC och samtidigt ge ut 5V, 2A.

10 Referenser

[1] Power Electronics A First Course by Ned Mohan

[2] Elkretsteori av Alf Alfredsson, R.K. Rajput

[3] Power electronics: devices, drivers, applications, and passive components /
B.W. Williams

[4] Design guidelines: Snubber:

<https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-4147.pdf>

Hämtat: 2014-05-21

[5] Datablad: Styrkrets: och ”application notes”

http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP1351-D.PDF

<http://www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=NCP1351>

Hämtat: 2014-04-16

[6] Datablad: Schottkydiod:

<http://www.farnell.com/datasheets/1719836.pdf>

Hämtat: 2014-05-21

[7] Datablad: Ferritmaterial:

<http://www.epcos.com/blob/528882/download/3/pdf-n87.pdf>

Hämtat: 2014-05-21

[8] Datablad: Transformator kärna:

<http://www.farnell.com/datasheets/1756165.pdf>

Hämtat: 2014-05-21

[9] Datablad: MOSFETEN:

<http://www.farnell.com/datasheets/453513.pdf>

Hämtat: 2014-05-21

[10] Linear versus switch-mode power supplies:

[https://www.valuetronics.com/Manuals/Lambda %20linear versus switching .pdf](https://www.valuetronics.com/Manuals/Lambda_%20linear%20versus%20switching.pdf)

Hämtat: 2014-04-16