
Abstrakt

Följande rapport beskriver konstruktionen av en DC/DC-omvandlare 24 till 300V, 600W. Omvandlaren har beställts av företaget *DAAB* för att integreras som en del av en batteriuppsättning till portstyrning. Som omvandlartopologi användes push-pull-omvandlare med strömreglering och styrkrets för systemet är *TI:s* ucc3806. En fungerande prototyp har konstruerats som klarar de uppställda kraven. Verkningsgraden uppmättes till 80-90%, vilket säkerligen kan förbättras till nästa prototyp.

Tillkännagivanden

Vi vill tacka *DAAB* för möjligheten att utföra detta exjobb och för deras trevliga personal och bemötande vid våra möten. Vi vill också tacka Thorbjörn Thiringer som hjälpt oss med det praktiska runt projektet. Robert Karlsson skall också ha ett stort tack för hans ovärderliga råd och tips, utan hans hjälp hade examensarbetet inte kunnat slutföras.

En tack tillägnas även våra flickvänner som har stått ut med våra sena kvällar och helger i skolan.

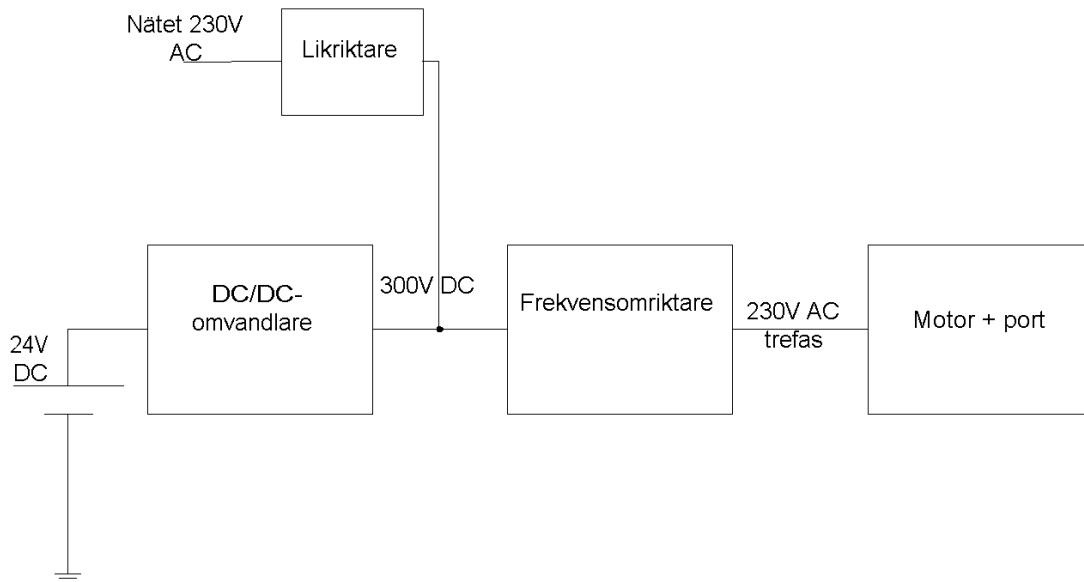
Innehållsförteckning

Abstrakt	3
Tillkännagivanden	4
Innehållsförteckning	5
1 Inledning	6
2 Systembeskrivning	7
3 Teori	9
3.1 Omvandlartopologier	9
3.1.1 Boost-omvandlaren	9
3.1.2 Flyback-omvandlaren	10
3.1.3 Push-pull-omvandlaren	11
3.1.4 Halfbridge-omvandlaren	12
3.1.5 Full-bridge-omvandlaren	13
3.2 Design av magnetiska komponenter	13
3.3 Spänningsmätning	14
3.4 Transistor och diod förluster	14
3.4.1 Mosfetförluster	14
3.4.2 Diodförluster	16
3.5 Kylflänsberäkning	16
3.6 Reglering och modellering	17
3.6.1 Allmän reglerteori	18
3.6.2 Modell av kraftblocket	19
3.6.3 Modell av PWM blocket	21
3.6.4 Modell av regulator	22
3.6.5 Kontrollmetoder	24
4 Resultat och metod	30
4.1 Val av transistor, diod samt kylfläns	30
4.1.1 Val av transistor samt förlustberäkning	30
4.1.2 Val av diod samt förlustberäkning	31
4.1.3 Val av kylfläns	32
4.2 Design av magnetiska komponenter	34
4.2.1 Design av utgångsinduktans	34
4.2.3 Design av strömtransformator	39
4.3 Spänningsmätning	42
4.4 Design av kontrollkretsen	44
4.5 Mätresultat	52
5 Diskussion och slutsatser	56
Referenser	58
Appendix A	59
Appendix B	60
Appendix C	62
Appendix D	63

1 Inledning

Denna rapport grundar sig på en förfrågan från *DAAB* Portteknik i Perstorp om att konstruera en DC/DC-omvandlare. *DAAB* är ett företag som tillverkar och säljer automation av framförallt industriportar. De tillverkar helhetslösningar där allt förutom själva porten ingår det vill säga styrning, motorer, strömförsörjning, givare stag, växlar och så vidare. Motorerna som är av asynkron typ har tidigare opererat med konstant varvtal. Nu önskas varvtalsstyrning av motorerna för att minska slitaget på dessa och de mekaniska delarna. En frekvensomriktare och likriktare har nu införskaffats för att kunna implementera varvtalsstyrning. De har önskemål om att kunna operera portarna en kortare tid vid nätbortfall vilket hittills har skett med en batteriuppsbackning bestående av en DC/AC-omvandlare och 2st 12 Volts batterier. DC/AC-omvandlaren köps för närvarande in utifrån och är relativt dyr och klumpig. Företaget har önskemål om att kunna tillverka denna i egen regi och det är här i vår uppgift ligger. Steget från DC till AC är onödigt då frekvensomriktaren arbetar med likspänning. Därmed kommer denna rapport att inrikta sig på konstruktion av en lämplig DC/DC-omvandlare som uppfyller kraven från *DAAB*.

Huvuduppgiften från *DAAB* ligger i att konstruera en omvandlare som transformerar $24V_{DC}$ från 2 st 12V batterier till $300V_{DC}$ med effekter på 600W kontinuerligt och upp till 1kW korta tidsperioder till deras batteriuppsbackning. Övriga önskemål är att den skall vara mindre än den gamla växelriktaren och om möjligt även billigare. En översikt av hela systemet och placering av DC/DC-omvandlaren ges i figur (1.1).



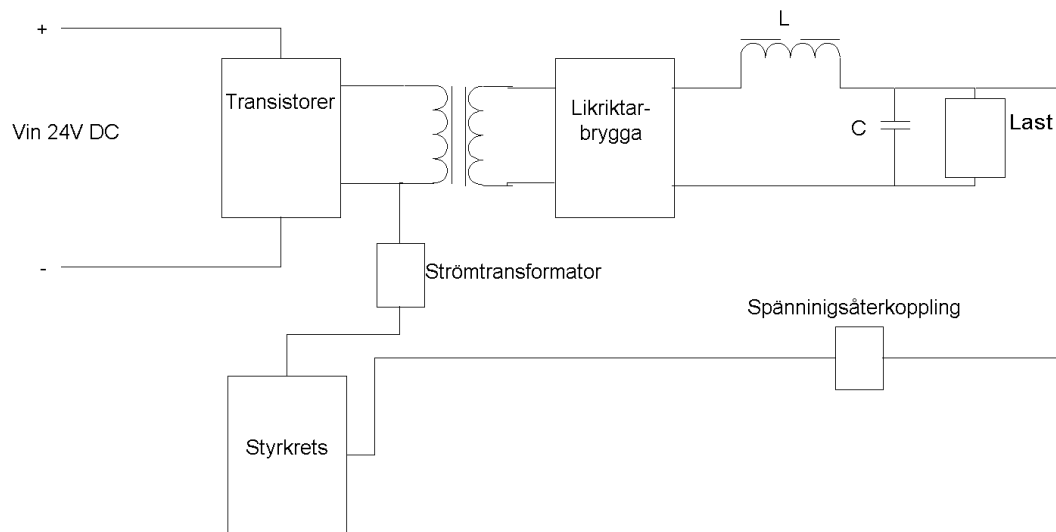
Figur 1.1. Översikt av systemet där DC/DC-omvandlaren ingår.

Rapporten kommer att inledas med en systembeskrivning där uppbyggnaden av DC/DC-omvandlaren schematiskt redovisas. Efter följer ett avsnitt där bakomliggande teorier samt matematiska samband behandlas. I den följande resultat delen omsätts teori till praktik för den aktuella omvandlaren. Rapporten avslutas med en diskussion innehållandes förändringar, förbättringar samt våra tankar och reflektioner över projektet.

2 Systembeskrivning

Som omnämnts i inledningen skall DC/DC-omvandlaren ingå i ett system för att ersätta elnätet vid nätbortfall. Då detta är ett reservsystem som inte skall användas en längre tid i taget och således behöver inte dess prestanda vara av toppklass. Motorn behöver till exempel inte gå på samma varvtal som vid normaldrift, går den något långsammare är det helt i sin ordning så länge som porten öppnas inom en rimlig tid. Vår ambition är dock att konstruera en omvandlare som motsvarar nätet i så hög grad som möjligt.

En DC/DC-omvandlare består av ett antal olika delar. De olika delarna spänner över områden som kraftelektronik och reglering. Omvandlarens uppgift är att överföra energi från batteriet till lasten, som i detta fall är en frekvensomvandlare som är kopplad till en trefas asynkronmotor. Denna motor har en märkeffekt på 0.55kW men drar kortvarigt vid start, cirka 1 sekund, 1kW. För att motsvara elnätet bör DC/DC-omvandlaren leverera denna effekt med en spänningsnivå på 300V. Batterikapaciteten består av två stycken seriekopplade 12V batterier och således behöver spänningen höjas från 24V till 300V av DC/DC omvandlaren. I figur (2.1) nedan visas ett schema över hur DC/DC-omvandlarens beståndsdelar.



Figur 2.1. DC/DC-omvandlarens beståndsdelar.

På sekundärsidan av transformatorn finns, förutom likriktarbryggan, en spole, en kondensator samt last. Eftersom spänningsnivån på sekundärsidan har ett ungefärligt värde på 300V så är strömmen som flyter här cirka 2A vid nominell effekt och 3.3A, vid maximal effekt. Utgångsinduktansen måste dimensioneras för att klara dessa strömmar och detta kan göras enligt nedanstående ekvationer.

$$L_{ut} = \frac{V_{ut} T_s (1 - d_{\min})}{2 I_L r} \quad (2.1)$$

$$d_{\min} = \frac{N_p}{N_s} \frac{V_{ut}}{V_{in(\max)}} \quad (2.2)$$

Där T_s står för periodtiden, N_p och N_s för antalet lindningar på transformatorns primär respektive sekundärsida, I_L medelströmmen genom induktansen och r står för det tillåtna strömriplet i decimalform av medelströmmen. Detta rippel får inte bli allt för stort då kondensatorn kan vara känslig för stora strömvariationer. Erforderlig storlek på kondensatorn kan också beräknas men i detta fall existerar redan en kondensator på frekvensomvandlarens likriktarbrygga på 330 μ F. Denna kapacitans är mer än tillräckligt stor för att motstå de spänningsvariationer som uppträder på utgången under en switchperiod. Likriktarbryggan är uppbyggd av likriktardioder och beräkningar av förlusteffekter samt val av dessa finns beskrivet längre fram i denna rapport.

Övriga delar i omvandlaren är transistorer, kontrollkrets, högfrekvenstransformator, strömtransformator samt återkoppling. Alla dessa element kommer att beskrivas mer ingående i en senare del av rapporten men allmänt kan följande sägas. Kontrollkretsen kan ses som omvandlarens hjärna. Det är denna krets som ger signal till transistorerna när de skall öppnas respektive stängas. På detta sätt kan spänningsnivån på utgången och effektuttaget regleras. I kontrollkretsen behandlas också de data som mäts av givare i systemet.

Strömtransformatorn har till uppgift att minska strömmen till en nivå där mätning av den kan genomföras och behandlas av kontrollkretsen. I många DC/DC-omvandlare är denna transformator överflödigt, men eftersom det kan flyta upp till 50A på primärsidan, vid maximal last, så kan inte mätningar utföras med en vanlig resistor då förlusteffekten i denna blir allt för stor.

Återkopplingsslingan mäter spänningen på utgången samt överför denna till kontrollkretsen till en nivå som kan tolkas av denna. Eftersom överföringen korsar primär och sekundärsida av högfrekvenstransformatorn måste denna överföring vara galvaniskt isolerad. Detta kan uppnås med hjälp av en optokopplare.

Högfrekvenstransformatorn höjer spänningen från primär till sekundärsida. Denna måste designas för den rådande switchfrekvensen. För denna applikation har denna frekvens valts till 50kHz. Valet av frekvens är en avvägning mellan storlek på komponenterna i kretsen och förlusterna i systemet. Vid höga frekvenser kan komponenterna designas mindre men förlusterna ökar. Ett annat problem som uppstår vid höga frekvenser är EMI, (elektromagnetisk interferens).

Valet av transistorer är otroligt viktigt eftersom de kommer vara den största enskilda källan för förluster. Det gäller att minimera såväl switchförluster som ledningsförluster. Förlustberäkning samt val av transistorer finns beskrivet i rapporten.

3 Teori

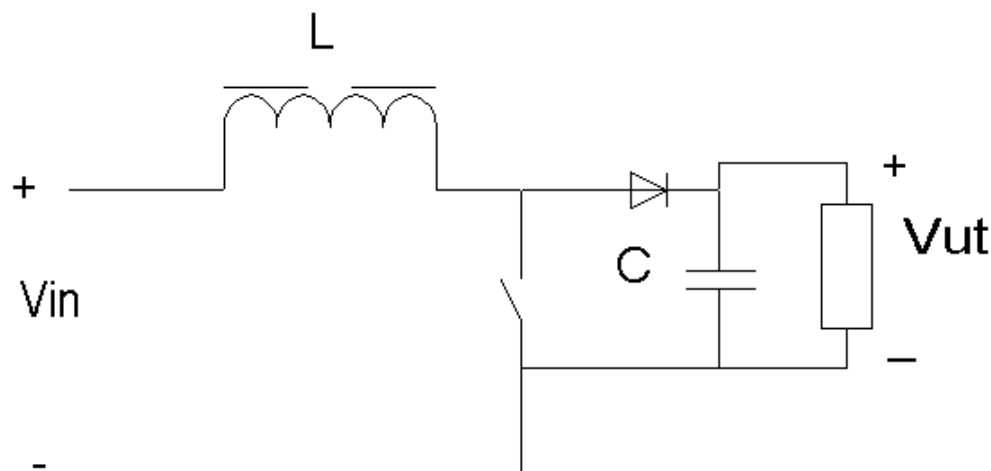
I detta kapitel följer en genomgång av de ekvationer, samband och teorier som används för att konstruera en DC/DC-omvandlare. Kapitlet inleds med en diskussion som rör olika typer av omvandlare där för och nackdelar tas upp. Längre fram presenteras förlustberäkningar för transistorer och dioder samt dimensionering av tillhörande kylflänsar. Kapitlet avslutas med en beskrivning över hur omvandlaren kan modelleras och med hjälp av detta regleras.

3.1 Omvandlartopologier

En DC/DC-omvandlare kan realiserats genom en uppsjö av olika topologier och varianter på dessa. Var och en av dessa har olika för och nackdelar, vilket gör att valet av topologi och variant noga måste tänkas igenom. För denna rapport är endast omvandlare som höjer spänningen intressanta då syftet är att höja en batterispänning tillräckligt mycket för att driva en asynkronmotor. Nedan följer en kort genomgång av olika typer av intressanta omvandlare. Inledningsvis kommer den enklaste formen av omvandlare behandlas och sedan följer mer avancerade typer.

3.1.1 Boost-omvandlaren

Denna omvandlare kallas oftast step-up-omvandlare. I figur (3.1) nedan visas ett kretsschema för denna typ.



Figur 2.1. Step-up-omvandlaren, Utspänningen höjs gentemot inspänningen genom energiupplagring i spolen och till och från slagning av transistoren.

Omvandlaren fungerar enligt följande princip: När transistoren leder är dioden backspänd och därmed är utgången isolerad från den övriga kretsen. I detta tidsintervall är det kondensatorn som försör lasten med effekt. Under denna period laddas också spolen upp på grund av den pålagda spänningen från ingången. Vid nästa tillstånd, det vill säga när transistoren är avstängd kommer utgången dels att erhålla energi från ingången och dels från den uppladdade spolen. Detta gör att utspänningen kommer att bli större än inspänningen. Spänningsskillnaden beror på

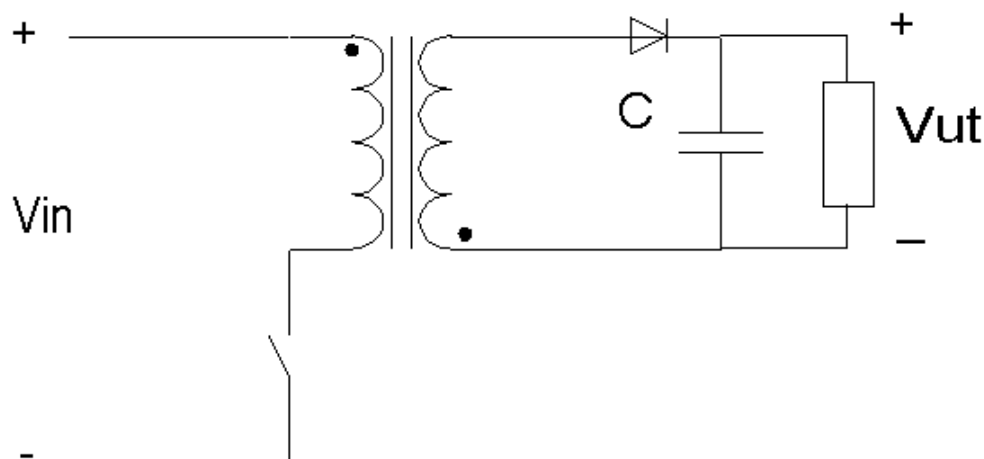
förhållandet mellan tiderna då transistorn är på respektive av. En viktig term i detta sammanhang är den så kallade pulskvoten d . Denna definieras enligt följande

$$d = \frac{t_{on}}{T_s} . \quad (3.1)$$

Där t_{on} är den tid då transistorn är påslagen. Ovanstående ekvation ingår i spänningsförhållandet för alla omvandlartopologier och specificerar den del av den totala periodtiden som transistorn leder. Boost-omvandlaren klarar i praktiken av att öka spänningen från ingång till utgång cirka 2 till 3 gånger, enligt [8]. Om högre spänningsomvandling önskas krävs en utvidgning av kretsen med en högfrekvenstransformator.

3.1.2 Flyback-omvandlaren

Denna omvandlare är en utveckling av den ovan beskrivna topologin. Skillnaden är att en högfrekvenstransformator lagts till i kretsen. Figur (3.2) nedan visar kretsschemat för denna typ:

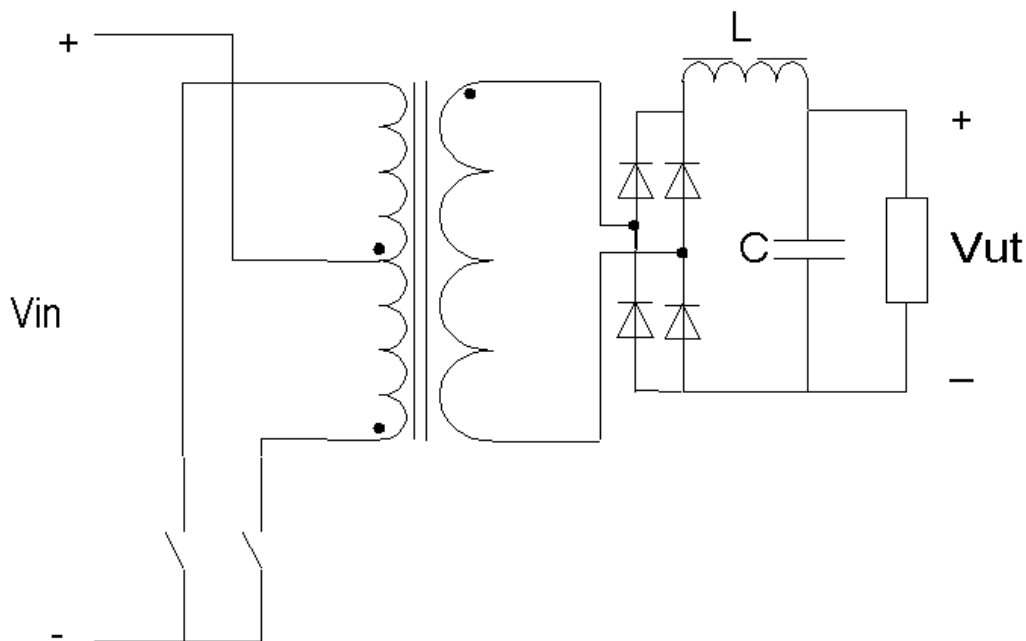


Figur 3.2. Flyback-omvandlaren fungerar på samma sätt som step-up-omvandlaren, här ingår dock en transformator vilket medför högre omvandlingsfaktor. Ett problem med denna omvandlare är den dåliga nyttjandegraden av transformatorn.

Flyback-omvandlaren fungerar också på samma sätt som step-up-omvandlaren. Då transistorn är på är dioden på utgången backspänd och kondensatorn förser lasten med energi. Samtidigt laddas transformatorn upp av ingången. När sedan transistorn stängs av kommer den uppladdade energin i transformatorn att pressas ut på utgången och därmed ladda upp kondensatorn samt förse lasten med energi. Den stora fördelen med flyback-topologi är dess enkelhet, få komponenter erfordras och kontrollkretsen blir relativt enkel. Den stora nackdelen är den låga nyttjandegraden av transformatorn. Detta beror på att energiöverföring genom transformatorn bara sker under den del av periodtiden då transistorn är avstängd. Om omvandlaren skall användas för höga effekter blir transformatorn väldigt stor. I praktiken används därför inte flyback-omvandlaren i applikationer som kräver effekter på mer än 200W, enligt [4].

3.1.3 Push-pull-omvandlaren

En annan topologi med bättre nyttjandegrad av transformatorn är den så kallade push-pull omvandlaren. Denna modell bygger inte på boost-omvandlaren utan istället på, den så kallade step-down-omvandlaren. Trots detta går det att höja utspänningen i förhållande till inspänningen, detta beror på transformatorn som ingår i kretsen. I figur (3.3) nedan visas schemat för push-pull-omvandlaren.



Figur 3.3. Med push-pull-omvandlaren nås en hög nyttjandegrad av transformatorn på grund av dess konfiguration. Komplexiteten ökar dock något eftersom det här finns två transistorer.

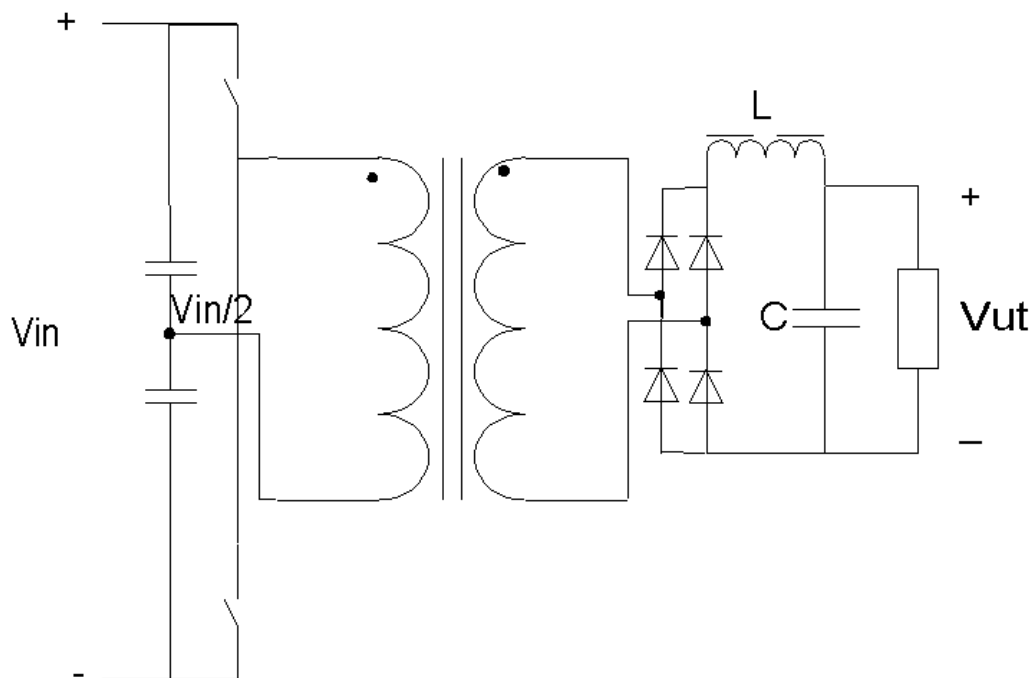
Utformningen av transformatorn i denna topologi skiljer sig något jämfört med den ovan beskrivna flyback-omvandlaren. Transformatorn är av så kallad "center-tapped" konfiguration, vilket innebär att primärsidan består av två identiska lindningar bredvid varandra. På sekundärsidan kan transformatorn antingen vara "center-tapped" eller av standard utförande, beroende på vilken spänningsnivå som sekundärsidan har. Är spänningen hög skall standardutförande på transformatorns sekundärsida användas eftersom spänningsfallet över dioderna inte är lika signifikant. Nyttjandegraden av lindningen på sekundärsidan blir i detta fall högre vilket leder till lägre förluster. Det bör påpekas att det med denna konfiguration krävs fyra dioder för att forma en likriktarbrygga. Omvandlaren fungerar enligt följande beskrivning:

En av transistorerna leder medan den andra är av. Energi transporteras från ingången till utgången genom den ena av primärlindningarna på transformatorn. Då transistorerna inte ska leda samtidigt begränsas pulskvoten i teorin till maximalt 0.5. Om inte pulskvoten är maximal är båda transistorerna av under en viss del av periodtiden och lasten förses då med energi från den uppladdade spolen samt kondensatorn. När sedan halva periodtiden passerats börjar den andra transistoren leda och förser därmed lasten med energi. I denna konfiguration utnyttjas transformatorn

bättre jämfört med flyback-omvandlaren då den överför energi under i stort sett hela periodtiden, att jämföra med halva periodtiden för en flyback-omvandlare. Eftersom strömmen i transformatorn är motriktad när de olika transistorerna leder avmagnetiseras den utan någon extra fördröjning. Ett problem kan dock uppstå om inte de båda transistorerna leder exakt lika länge, beroende på skillnader i upp och ned stängningstider mellan olika transistorer. Detta leder till en skillnad i magnetiseringen av transformatorn som gör att denna slutligen kan gå i mättnad. För att avhjälpa detta problem kan så kallad strömreglering användas, detta finns beskrivet längre fram i rapporten. Ytterligare en nackdel med push-pull-omvandlaren jämfört med flyback-omvandlaren är den mer avancerade kontrollkretsen samt behovet av fler komponenter.

3.1.4 Halfbridge-omvandlaren

Skillnaden mellan denna topologi och den ovanstående är att transformatorn inte längre är av "center-tapped" konfiguration på primärsidan, se figur (3.4) nedan:



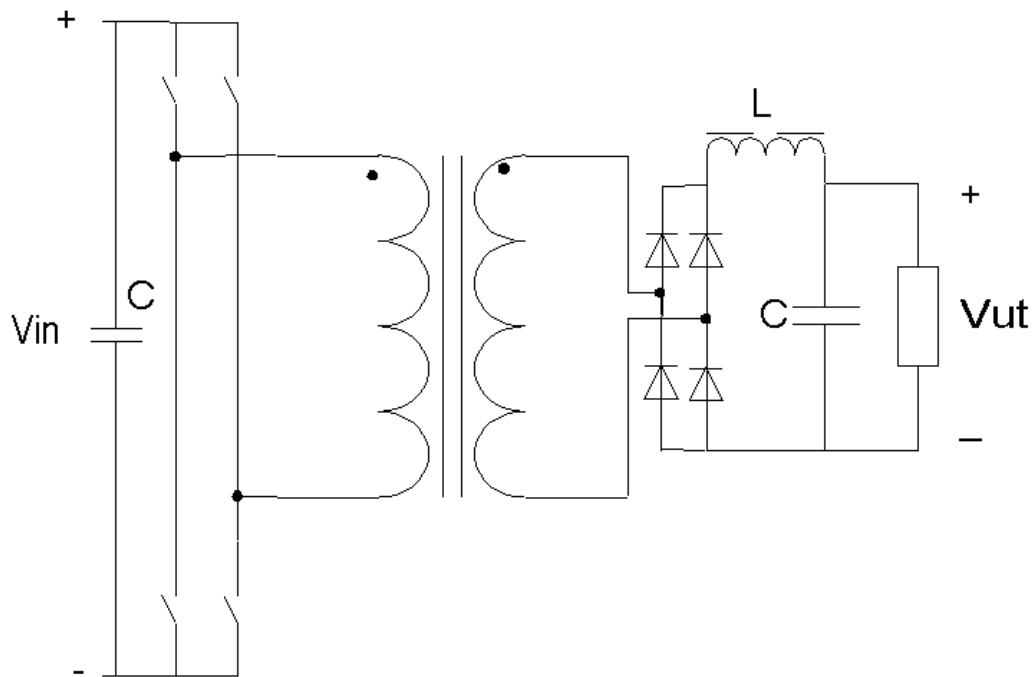
Figur 3.4. Half-bridge-omvandlaren når en hög nyttjandegrad av transformatorn utan center-tapped konfiguration. Problem kan dock uppstå genom att höga strömmar flyter i primärsidans kondensatorer.

När den ena transistoren är på ligger halva inspänningen över transformatorn och energi transporteras till lasten på utgången. Då den andra transistoren leder ligger återigen halva inspänningen över transformatorn, men är i detta fall motriktad vilket innebär att denna avmagnetiseras. På utgången ser sig denna omvandlare på samma sätt som push-pull-omvandlaren. En skillnad mot push-pull-omvandlaren är att endast halva utspänningen nås vid samma omvandlingsfaktor på transformatorn, beroende på att endast halva inspänningen ligger över transformatorn när någon av transistorerna leder. Half-bridge konfigurationen kan användas vid relativt höga effekter men ett problem är att kondensatorerna på ingången måste klara de strömmar som finns på

ingången. Om dessa är höga kan det vara svårt att finna kondensatorer som klarar av denna ström.

3.1.5 Full-bridge-omvandlaren

Denna omvandlare skiljer sig från den föregående i den mening att det nu ingår fyra transistorer i systemet. Här leder två stycken transistorer samtidigt vilket gör att hela inspanningen ligger över transformatorn och därmed kan samma utspänning nås vid halva omvandlingsfaktorn. Detta leder också till att strömmarna som går genom transistorerna blir hälften så stora jämfört med en half-bridge-omvandlare med samma effekt. Figur (3.5) nedan visar en full-bridge-omvandlare:



Figur 3.5. Half-bridge-omvandlaren klarar att leverera höga effekter men reglering av den försvåras ytterligare något jämfört med push-pull-omvandlaren.

Till nackdelarna med denna omvandlare hör det faktum att fler transistorer krävs och således försvåras styrningen och kontrollen av systemet. Full-bridge omvandlaren lämpar sig bäst vid höga effekter.

3.2 Design av magnetiska komponenter

I omvandlaren kommer det att finnas tre stycken magnetiska komponenter, nämligen spolen på utgången, högfrekvenstransformatorn för kraftöverföringen samt en strömtransformator. Den sistnämnda används för att transformera ner strömmen på primärsidan till en nivå som är lämplig för mätning. Denna mätning används sedan av reglersystemet för att styra systemet. Designproceduren för spolen och strömtransformatorn återfinns helt i resultatdelen då dessa beräkningar innehåller en stor mängd ekvationer som är ointressanta att upprepa mer än en gång.

Då konstruktionen av högfrekvenstransformatorn skulle konsumera för mycket tid beställdes denna istället av företaget *Tramo ETV*. Det enda som specificerades till tillverkaren var spännings och strömnivåer på primär respektive sekundärsida samt lindningsförhållande. Arbetsfrekvensen sattes till 50kHz eftersom denna frekvens, enligt *Tramo ETV*, är en slags övre gräns om tillverkningen ska hållas snabb och enkel.

3.3 Spänningsmätning

För att kunna reglera spänningsnivån på utgången måste mätning av spänning utföras någonstans i systemet. Hittills i rapporten har det förutsatts att denna mätning sker på sekundärsidan av högfrekvenstransformatorn. Det går att mäta spänningen på olika punkter i systemet och det finns för och nackdelar med dessa olika platser. Här nedan kommer två utav dessa mätpunkter att presenteras:

Det naturligaste valet är att mäta spänningen i den punkten som önskas regleras, vilket innebär att mätning sker över kondensatorn på utgången. Det finns dock problem med detta. Den uppmätta signalen måste föras över från sekundär till primärsida, med förutsättningen att kontrollkretsen är placerad på primärsidan. För att överbrygga de olika spänningsnivåerna kan en optokopplare användas. Spänningen minskas genom spänningsdelning med en operationsförstärkare som i sin tur styr en optokopplare. Ett av problemen med denna konfiguration är att dioden i optokopplaren slits och är troligtvis den första komponent som kommer att gå sönder i systemet. Ett annat men mindre problem är strömförsörjningen av operationsförstärkaren. Den kan inte förses med samma matning som styrkretsen på grund av de olika spänningsnivåerna. Ett alternativ här kan vara att införa en extra lindning på högfrekvenstransformatorn för att på så sätt få lämplig matningsspänning på sekundärsidan. Det andra alternativet är att genom ett RC-nät på primärsidan medelvärdesbilda spänningen över transistorerna på primärsidan och med hjälp av denna uppskatta spänningen på utgången på sekundärsidan. Nackdelarna med denna metod är att uppskattningen är mindre exakt än tidigare nämnda metod samt att den inte fungerar vid tomgång. Fördelen är att isolering inte krävs.

3.4 Transistor och diod förluster

De största förlusterna i omvandlaren kommer att uppstå i transistorerna på ingången samt dioderna på sekundärsidan. Det är med andra ord viktigt att välja dessa komponenter varsamt så att inte förlusterna blir för stora. Övriga förluster i systemet anses små och kommer inte att beräknas i denna rapport.

3.4.1 Mosfetförluster

Förluster i en mosfet transistor kan delas upp i två huvudkategorier enligt [1], switchförluster samt ledningsförluster. Switchförlusterna kan sedan delas upp i tre undergrupper. Två viktiga parametrar för att beräkna switchförlusterna är tiderna det tar att starta samt stanna transistorn. Dessa tider kan approximeras av följande samband:

$$t_{p\ddot{a}slag} = \frac{Q_{GD} R_{Gtransistor}}{V_{Gate} - V_{TH}} \quad (3.3)$$

$$t_{avslag} = \frac{Q_{GD} R_{Gtransistor}}{V_{TH}} \quad (3.4)$$

Där Q_{GD} är laddningen mellan gate och drain, kallad Miller laddningen. R_{Gate} den inre resistansen på gaten, V_{Gate} är den pålagda spänningen på gate och V_{TH} är tröskelspänningen på gate som måste överstigas för att öppna transistoren.

Switchförlusterna delas upp i tre komponenter enligt följande:

$$P_{Gate} = Q_{Gate} V_{Gate} f_s \quad (3.5)$$

$$P_{cos.s} = \frac{1}{2} C_{oss} V_{off}^2 f_s \quad (3.6)$$

$$P_{on+off} = \frac{1}{2} V_{off} I_L (t_{on} + t_{off}) f_s \quad (3.7)$$

Där Q_{Gate} är den totala gate-laddningen, V_{Gate} är den pålagda drivspänningen, f_s är switchfrekvensen, C_{oss} är kapacitansen mellan drain och source och V_{off} är spänningen över transistoren då den inte leder. Denna spänning är för en push-pull-omvandlare 2ggr batterispänningen.

Då strömreglering används kommer båda transistorerna att vara avslagna samtidigt under en liten del av periodtiden. Detta innebär att ingen effekt kommer att överföras till sekundärsidan, så det ligger i designers intresse att minimera denna dödtid t_D . Det finns dock en fara med att minska denna tid för mycket då detta kan leda till att båda transistorerna leder samtidigt. Ledningsförlusterna kan beräknas enligt

$$P_{cond} = R_{DSon} I_{RMS}^2 \quad (3.8)$$

Där R_{DSon} inkluderar alla resistanserna i transistoren under ledning och I_{RMS} är RMS-strömmen genom transistoren. Resistansen är dock inte konstant utan ändras sig med temperaturen i transistoren. Ökningen är inte linjär och den skiljer sig också åt mellan olika typer av transistorer. I datablad kan dock variationerna av R_{DSon} utläsas och sedan kan ledningsförlusterna vid önskad temperatur beräknas. Strömmen i (3.8) beräknas med hjälp av den välkända ekvationen:

$$i_{RMS} = \sqrt{\left(\frac{1}{T} \int_0^T i_L^2 dt\right)} \quad (3.9)$$

Eftersom strömmen inte går genom samma transistor under en hel period, så kommer inte i_{RMS} vara ekvivalent med i_L . Beräkningen kompliceras något extra av att båda transistorerna är avstängda samtidigt under en kort period, på grund av den dödtid som finns inbyggd i kontrollkretsen. Detta resulterar i följande uttryck:

$$i_{RMS} = i_L \sqrt{0.5 - \frac{t_D}{T}} \quad (3.10)$$

Där t_D är dödtiden då ingen av transistorerna leder. Nu kan ledningsförlusterna i (3.8) beräknas.

3.4.2 Diodförluster

Även diodförlusterna delas in i framledningsförluster respektive switchförluster. Av switchförlusterna är det främst avstängningsförlusterna som påverkar, så i denna rapport begränsas beräkningarna till dessa samt framledningsförlusterna.

Framledningsförlusten är den klart dominerande förlustfaktorn i dioden och denna kan beräknas genom följande ekvation

$$P_{cond_diod} = V_{to} I_{f_av} + R_D I_{F_RMS}^2. \quad (3.11)$$

Där V_{to} är tröskelspänningen för dioden, I_{f_av} är medelströmmen på sekundärsidan, R_D är diodens dynamiska resistans och I_{F_RMS} är RMS-strömmen på sekundärsidan. Diodens förluster vid avstängning beräknas enligt följande ekvation

$$P_{turn-off} = \frac{V_R I_{RM}^2 S f}{6 \frac{dI_F}{dt}}. \quad (3.12)$$

Där V_R står för den pålagda backspänningen, I_{RM} är maximala strömmen i backriktning, f är frekvensen vid dioderna, dI_F/dt är lutningen med vilken diodströmmen sjunker med vid avstängning och S är mjukhetsfaktorn som anger hur mjukt dioden stängs av. Diodens totala förluster kan approximeras som summan mellan (3.11) och (3.12)

$$P_{tot_diod} = P_{cond_diod} + P_{turn-off}. \quad (3.13)$$

Den verkliga förlusten kommer att överstiga den beräknade något på grund av utlämnandet av vissa förluster. Dessa är dock i sammanhanget försumbara.

3.5 Kylflänsberäkning

När ström flyter genom transistorer och dioder uppstår värme. Ett problem uppstår då ytan denna värme uppkommer på är förhållandevis liten. Omgivningen hinner inte kyla bort all värme och kretsen i fråga kommer troligtvis att gå sönder. Lösningen på detta problem är en montering av en kylfläns.

De storheter som används vid beräkning av lämplig kylfläns är den avgivna effekten hos kretsen, den termiska resistansen från källa till omgivning samt tillåtna temperaturer i chip och omgivning. Den totala termiska resistansen kan beräknas enligt

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}. \quad (3.14)$$

Den totala termiska resistansen består alltså av tre olika delar vilka från vänster till höger är: Resistansen från chip till hölje, resistansen från hölje till kylfläns och från kylfläns till omgivning. Den första resistansen R_{jc} finns angiven i datablad för kretsen i fråga. Vad gäller R_{cs} så utgörs den av resistansen i den kylpasta som använts mellan fläns och krets samt hur bra denna kontakt är. En vanlig siffra på denna resistans brukar vara $0.5^\circ\text{C}/\text{W}$. Resistansen för kylflänsen finns angivna i datablad för den givna modellen. Denna resistans kan också beräknas med hjälp av de fysiska måtten på flänsen.

Då en kylfläns valts och omgivningstemperatur samt förlusteffekt är känd, kan temperaturen i chipet beräknas enligt

$$T_j = P_d R_{ja} + T_a. \quad (3.15)$$

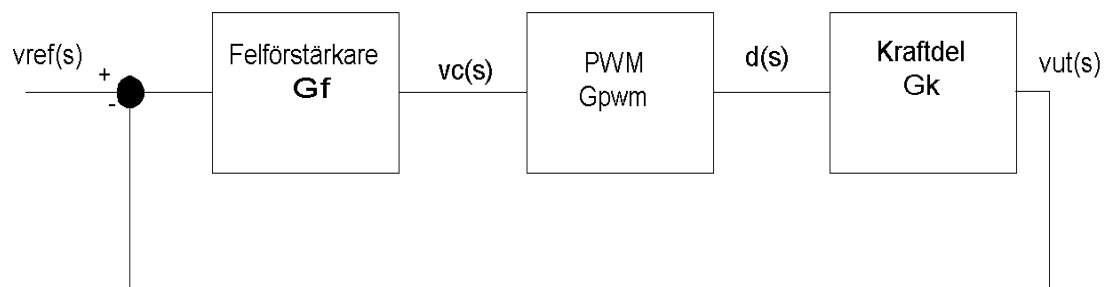
Gränsen för denna temperatur varierar naturligtvis för olika komponenter, men ofta är cirka 150°C en maximal siffra. Av (3.15) framgår det att resistansen helst ska hållas så låg som möjligt då detta minskar T_j . Om man ämnar beräkna vilken kylfläns som erfordras vid specifierad förlusteffekt samt temperaturområde kan följande ekvation, som är en sammanslagning av (3.14) och (3.15), användas

$$R_{sa} = \frac{T_j - T_a}{P_d} - (R_{jc} + R_{cs}). \quad (3.16)$$

Minskad termisk resistans på kylflänsen leder till en storleksökning av volymen på flänsen. I resultatdelen beräknas lämpliga kylflänsar för dioderna och transistorerna i omriktaren.

3.6 Reglering och modellering

För att kunna hålla önskad utspänning samt effekt krävs någon form av reglering för systemet. Längre fram i rapporten kommer olika reglermetoder att förklaras samt fördelar och nackdelar med de olika metoderna att behandlas. Men för att kunna reglera systemet krävs någon form av modellbeskrivning. Systemet kan delas in i olika delar som figur (3.6) nedan visar.



Figur 3.6. Omvandlarens olika delar ur ett småsignalsperspektiv.

I följande kapitel kommer tillvägagångssättet för modellbygget att redovisas samt hur en regulator kan dimensioneras för att erhålla önskade referensvärden. Först ges dock

en allmän introduktion till några reglerbegrepp och sedan följer hur dessa kan appliceras i detta fall.

3.6.1 Allmän reglerteori

Modellering av ett system förenklas avsevärt om systemet är linjärt, det vill säga om en förändring i styrsignalen ger en proportionell förändring i utsignalen. Om systemet inte är linjärt, vilket i praktiken ofta inte är fallet, kan det linjäriseras. Detta sker genom att konstruera en linjär modell kring en arbetspunkt, med hjälp av första ordningens taylorutveckling. Termer av högre ordningar försummas. För att den linjäriserade modellen skall approximerar den verkliga krävs således att avvikelserna från jämviktspunkten inte blir allt för stora. De linjära modellerna realiserar ofta med hjälp av så kallade tillståndsm modeller. Dessa modeller beskriver ett system på en standardiserad form enligt

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{3.17}$$

Där x är en vektor innehållandes alla insignaler, y är utsignalsvektorn och A till D matriserna beskriver sambanden mellan in och utsignaler. Ekvation (3.17) går att tillämpa på de flesta system med energiupplagring, såsom elektriska, mekaniska, pneumatiska med mera. För ett elektriskt system är de energiupplagrade komponenterna, spolen och kondensatorn.

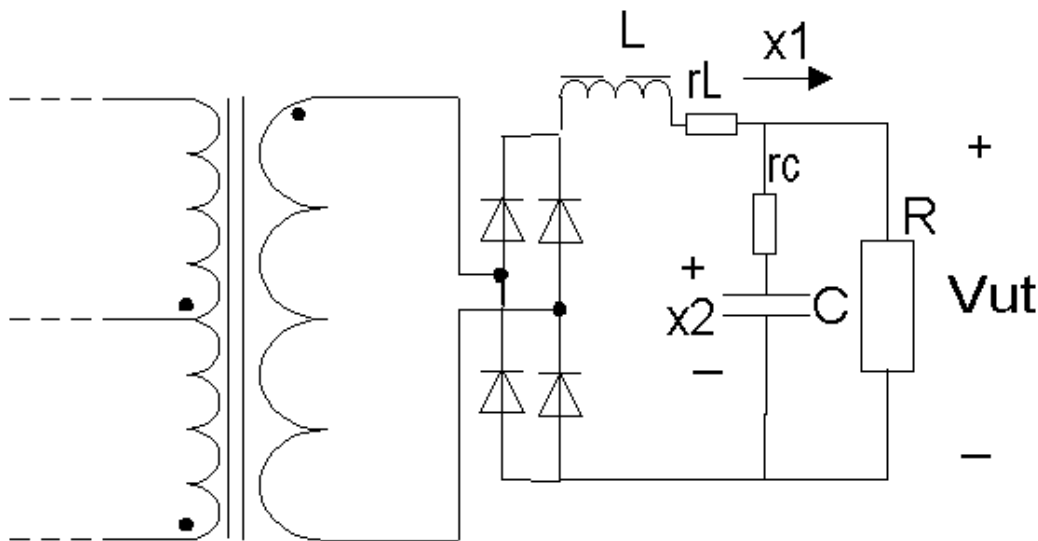
Ett viktigt hjälpmedel vid modellering är det så kallade Bodediagrammet. Med hjälp av detta kan en mängd intressanta fenomen hos systemet utläsas. Bodediagrammet visar förstärkning samt faskurva mellan utgång och ingång. Bland de parametrar som associeras med Bodediagrammet tas följande upp i denna rapport: Överkorsningsfrekvensen w_c , bandbredden w_b samt fasmarginalen φ_m . Överkorsningsfrekvensen definieras som den frekvens där förstärkningen på överföringsfunktionen korsar 0 dB, vilket motsvarar 1 ggr förstärkning. Bandbredden hos ett system motsvaras av den frekvens då förstärkningen är -3dB. För ett andra ordningens system är bandbredden ungefär 1.6 ggr högre än överkorsningsfrekvensen, enligt [5]. Fasmarginalen anger hur mycket extra fasvridning som kan introduceras i överföringen innan systemet blir instabilt. Fasmarginalen är nämligen skillnaden mellan faskurvan och fasen -180 grader vid w_c . Systemet blir enligt Nyqvists kriterium instabilt vid punkten -1, vilket blir fallet om fasmarginalen är 0.

Reglering av ett system innebär att utsignalen som genereras jämförs med ett önskat referensvärde, om skillnad råder mellan dessa är regulatorns uppgift att minimera denna. Reglering kan utföras på en rad olika sätt men en av de vanligaste metoderna är så kallad PI-reglering. Med denna metod elimineras felet dels med en konstant förstärkning och dels med en integralverkan som summerar upp och förstärker det återstående felet. Utan integralverkan kan referensen aldrig riktigt nås. Vid reglering används också Bodediagrammet, till exempel dimensioneras regulatorn så att fasmarginalen som minimum uppnår värden mellan 45 och 60°, enligt [5]. Detta görs för att förhindra instabilitet. Förstärkningen skall göras så stor som möjligt vid låga frekvenser för att förhindra influenser från störningar i systemet. Vid höga frekvensen är inverkan från brus större och därmed bör regulatorn dimensioneras så att

förstärkningen här sänks kraftigt. Ett ställningstagande infinner sig här då hög bandbredd medför ett snabbt system men också sänkt redundans mot störningar.

3.6.2 Modell av kraftblocket

Kraftblocket är den första biten att modellera och här används med framgång en tillståndsmodell för att beskriva dess uppförande. För att inte modellen ska bli olinjär måste en viss förenkling ske. Strömmar och spänningar kommer att modelleras som små AC-sigaler som varierar kring en DC-signal. Andra ordningens effekter kommer att negligeras. Målet är att få en småsignalöverföringsfunktion mellan en liten ändring i pulskvoten till en ändring i utspänningen. Kraftblocket representerar fysiskt delarna från transformatorns sekundärsida till lasten enligt figur (3.7) nedan



Figur 3.7. De delar som ingår i kraftdelen är filterkomponenterna samt lasten. Diodernas inverkan modelleras ej då dessas bidrag kan anses som försumbart.

Utseendet på modellen kommer att variera något beroende på vilken typ av reglering som används. Då den så kallade spänningsregleringen används måste systemet modelleras något grundligare, så det är denna variant som redovisas nedan och sedan kan förenklingar göras för andra typer av reglering. I en push-pull konfiguration finns det fyra stycken lägen för kraftblocket. Men egentligen är det bara två olika tillstånd då systemet ser likadant ut när den andra transistor leder som när den första gör det. Det räcker alltså att bara räkna på när den första transistor är på respektive avslagen. Detta innebär dock att periodtiden är halverad. De två olika tillstånden återfinns i figur (3.7) ovan. Dioderna kan i detta fall försummas då spänningsfallet över dessa är försumbart jämfört med spänningsnivån. Nu kan tillståndsmodeller, enligt [8], för de båda lägena ställas upp enligt

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1 x + B_1 v_{in} \\ \dot{x} &= A_2 x + B_2 v_{in} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Där den första ekvationen representerar tiden då utsidan förses med ström och den andra när transistoren på primärsidan är frånslagen. Variabeln x betecknar strömmen

genom spolen och A och B matriserna beskriver sambanden för vardera tillståndet. Genom att undersöka modellen vid båda tillstånden kan slutsatsen dras att matriserna A_1 och A_2 kommer att vara lika samt att B_2 kommer att vara en nollvektor. Detta ser i matrisform ut som följande

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-Rr_c + Rr_L + r_c r_L}{L(R + r_c)} & \frac{-R}{L(R + r_c)} \\ \frac{R}{C(R + r_c)} & \frac{-1}{C(R + r_c)} \end{bmatrix} = A_2 \quad (3.19)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Den sökta variabeln, i detta fall utspänningen kan beskrivas enligt

$$\begin{aligned} y = v_0 &= C_1 x \\ y = v_0 &= C_2 x \end{aligned} \quad (3.21)$$

Där återigen den övre beskriver kraftdelen då transistorn är tillslagen och den andra då den är av. Matrisen C ger förhållandet mellan utspänning och induktorström. Matriserna C_1 och C_2 beräknas med hjälp av figur (3.7) och det innebär att de båda matriserna sammanfaller. Matriserna får utseende enligt

$$C_1 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R + r_c} & \frac{R}{R + r_c} \end{bmatrix} = C_2. \quad (3.22)$$

För att kunna beskriva systemet med en tillståndsmodell för hela periodtiden jämkas ovanstående ekvationer samman enligt

$$\dot{x} = (A_1 d + A_2(1 - d))x + (B_1 d + B_2(1 - d))v_{in} \quad (3.23)$$

$$y = v_0 = (C_1 d + C_2(1 - d))x. \quad (3.24)$$

I push-pull-omvandlaren kan inte d överstiga 0.5 eftersom båda transistorerna inte kan leda samtidigt. Om man bara räknar på halva periodtiden, det vill säga bara på den ena transistorn kommer d däremot att kunna variera upp till 1. Nästa steg är att beskriva variablerna som DC-värden med små AC-variationer enligt

$$\begin{aligned} x &= X + \tilde{x} \\ v_0 &= V_0 + \tilde{v}_0. \\ d &= D + \tilde{d} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Här representerar de stora bokstäverna DC-värden och vågorna representerar AC-variationer. Ekvationen för v_{in} finns inte bland ekvationerna ovan, detta beror på att detta värde anses konstant och alltså inte har några AC-variationer. Detta är naturligtvis inte helt korrekt, dock underlättar det avsevärt arbetet att ta fram en

överföringsfunktion mellan $\tilde{d}$ och $\tilde{v}$. Insättning av ekvationerna (3.23) och (3.24) i (3.25) ger

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}} &= AX + Bv_{in} + A\tilde{x} + ((A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)v_{in})\tilde{d} + \text{andragrads_termer} \\ V_0 + v_0 &= CX + C\tilde{x} + ((C_1 - C_2)X)\tilde{d}\end{aligned}\quad (3.26)$$

Här står A , B och C för

$$\begin{aligned}A &= A_1D + A_2(1-D) \\ B &= B_1D + B_2(1-D) \\ C &= C_1D + C_2(1-D)\end{aligned}\quad (3.27)$$

Beteckningen andra ordningens termer betyder produkter mellan termerna $\tilde{d}$ och $\tilde{v}$. Dessa termer är olinjära och så pass små att de kan försummas. Steady-state ekvationen fås genom att sätta alla AC-värden till noll, vilket leder till

$$\begin{aligned}0 &= AX + Bv_{in} \\ V_0 &= CX\end{aligned}\quad (3.28)$$

Kvar från (3.26) återstår det önskade småsignal beroendet enligt

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + ((A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)v_{in})\tilde{d}\quad (3.29)$$

$$\tilde{v}_0 = C\tilde{x} + ((C_1 - C_2)X)\tilde{d}\quad (3.30)$$

För att erhålla överföringsfunktionen mellan utspänningen och pulskvoten så laplacetransformeras (3.29) och sedan substitueras x med d från (3.30) enligt

$$\begin{aligned}\tilde{x}(s) &= (sI - A)^{-1}((A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)v_{in})\tilde{d} \\ \tilde{x} &= C^{-1}(\tilde{v}_0 - ((C_1 - C_2)X)\tilde{d})\end{aligned}\quad (3.31)$$

Denna substitution leder till överföringsfunktionen

$$G_1(s) = \frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}} = C(sI - A)^{-1}((A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)v_{in}) + (C_1 - C_2)X\quad (3.32)$$

Efter detta härledande återstår endast arbetet att finna värden på matriserna A , B och C för att beskriva kraftdelen av systemet. Detta utförs genom att applicera de värden på komponenter som förekommer i kraftdelen på den givna applikationen.

3.6.3 Modell av PWM blocket

Modellen av PWM-blocket är väsentligt mycket enklare än ovanstående. Här varierar också modellen med avseende på val av regleringsmetod. Återigen visas härledning för spänningsreglering och senare kommer modifikationer för strömreglering att diskuteras.

Vid spänningsreglering jämförs en kontrollspänning med en triangelvåg, mer om detta senare, resultatet blir i alla fall pulskvoten som styr utspänningen. Också i detta fall delas variablerna upp i DC- och AC-värden. Detta resulterar i

$$\begin{aligned} v_c &= V_c + \tilde{v}_c \\ d &= D + \tilde{d} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Den lilla AC-variationen kan i detta fall uppfattas som en sinusvåg, som svänger långsamt i jämförelse med periodtiden och därmed triangelvågen. Pulskvoten är förhållandet mellan kontrollspänningen och triangelvågen enligt

$$d = \frac{V_c}{\hat{V}_r} + \frac{\tilde{v}_c}{\hat{V}_r} = D + \tilde{d} \quad (3.34)$$

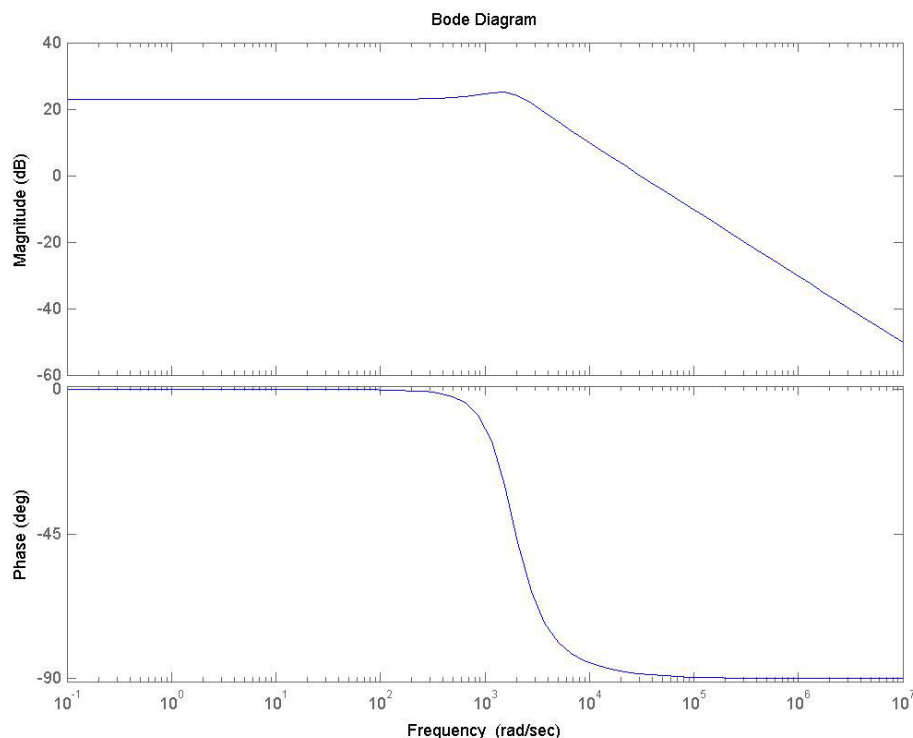
Överföringsfunktionen för småsignalsvariationen blir därmed ganska lätt och utan några tidsfördröjningar enligt

$$G_{PWM} = \frac{\tilde{d}}{\tilde{v}_c} = \frac{1}{\hat{V}_r} \quad (3.35)$$

Denna överföringsfunktion multipliceras med överföringsfunktionen för kraftdelen och tillsammans utgör de det okompenserade systemet.

3.6.4 Modell av regulator

För att få en effektiv reglering av systemet kommer en regulator att tillföras. För att veta hur denna skall utformas behövs en viss förståelse av det okompenserade systemet. För att få en uppfattning om hur systemet beter sig vid olika situationer kan ett bodediagram ritas. Ett typiskt bodediagram för ett push-pull system visas i figur (3.8) nedan. Indatavärden är hämtade från de komponenter som ingår i kraftdelen för detta system.



Figur 3.8. Bodediagram för ett Push-pull system styrt med spänningsreglering.

Det finns några grundläggande krav på det totala systemet som bör uppfyllas för att regleringen skall bli så framgångsrik som möjligt. För det första bör förstärkningen vid låga frekvenser vara hög. Detta minskar känsligheten för lågfrekventa störningar. Bandbredden för det kompenserade systemet bör också vara så hög som möjligt. Detta för att göra regulatören så snabb som möjligt. Bandbredden bör dock vara en storleksordning mindre än switchfrekvensen. Detta krav är naturligtvis beroende på typ av applikation, i detta fall är det inte viktigt att utspänningen regleras på mikrosekunds-nivå. Systemet skulle alltså fungera med en relativt låg bandbredd. En tredje parameter att betrakta är fasmarginalen, denna marginal anger avståndet i grader till den gräns då systemet blir instabilt. Då beräknade parametervärden sällan helt stämmer överens med verkligheten är det viktigt att inte ligga allt för nära instabilitetsgränsen.

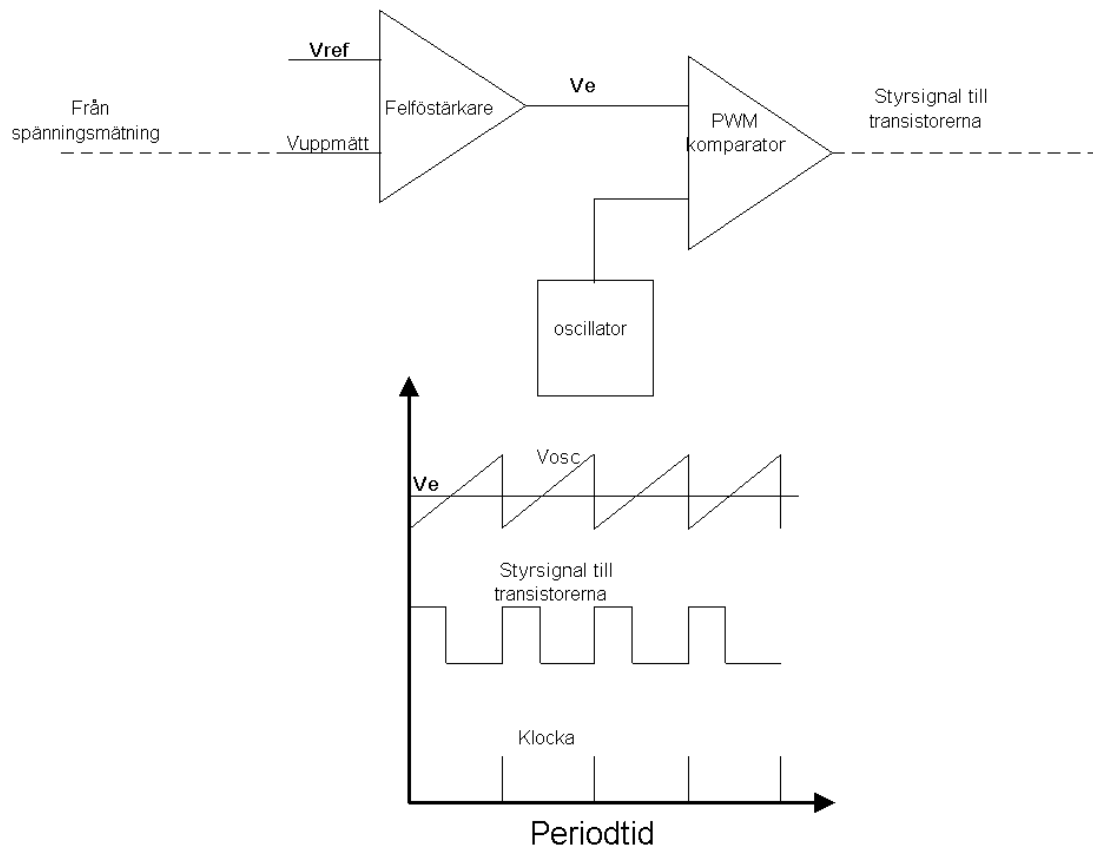
Ovanstående krav kan genomföras med olika reglerstrategier. Till exempel kommer det att behövas ett ganska rejält faslyft om det kompenserade systemets överkorsningsfrekvens skall ligga efter resonansfrekvensen för kraftblocket, eftersom faskurvan i vissa fall kan vara ända upp till -180° där. För detta system som anges i figur (3.8) är fasmarginalen inte något problem då denna inte understiger -90° .

Om istället en överkorsningsfrekvens som är mindre än resonansfrekvensen önskas så behövs inget faslyft över huvud taget, priset består i att betydligt lägre bandbredd kan nås. Regulatören realiseras i praktiken genom att resistorer och kondensatorer kombineras på lämpligt sätt på återkopplingsslingan av felförstärkaren.

3.6.5 Kontrollmetoder

Det finns två olika huvudtyper av kontrollmetoder för DC/DC-omvandlare. Dessa kallas för spänningsreglering respektive strömreglering. Det finns sedan ett antal underkategorier till vardera typ.

Vid spänningsreglering handlar det om att försöka hålla utgången på omvandlaren så nära ett önskat referensvärde som möjligt genom att återkoppla utgångsspänningen och jämföra den med ett referensvärde. Skillnaden mellan dessa värden förstärks och jämförs sedan med en sågtandsformad oscillator signal. Det är här som pulskvoten bestäms, signalen används sedan för att styra switchtiderna på FET-transistorerna.

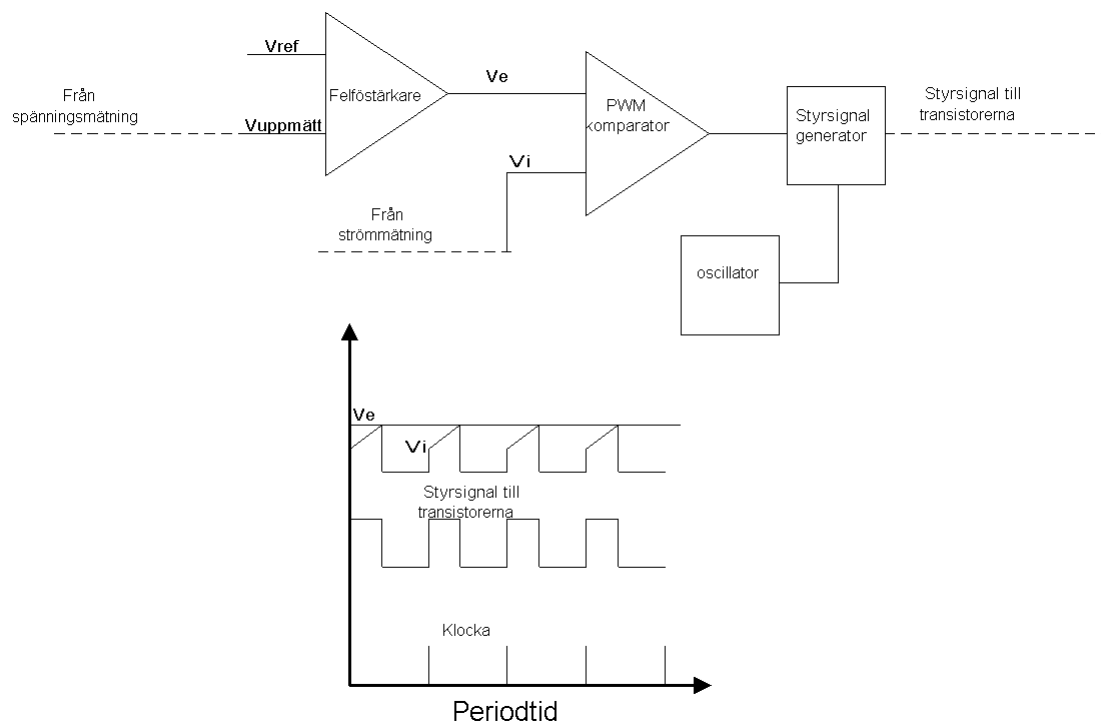


Figur 3.9. Vid spänningsreglering ändras pulskvoten genom att en mätsignal jämförs med ett referensvärde vilket bildar en felsignal. Denna signal jämförs i sin tur med en triangelformad oscillatorsignal och därmed formas utsignalen till transistorerna.

Om istället strömreglering används tillkommer en extra inre reglerslinga som reglerar strömmen i systemet puls för puls. Utgångsspänningen mäts och jämförs med ett referensvärde. Differensen förstärks och jämförs sedan med den uppmätta strömmen. Denna jämförelse bildar sedan transistorernas switchmönster.

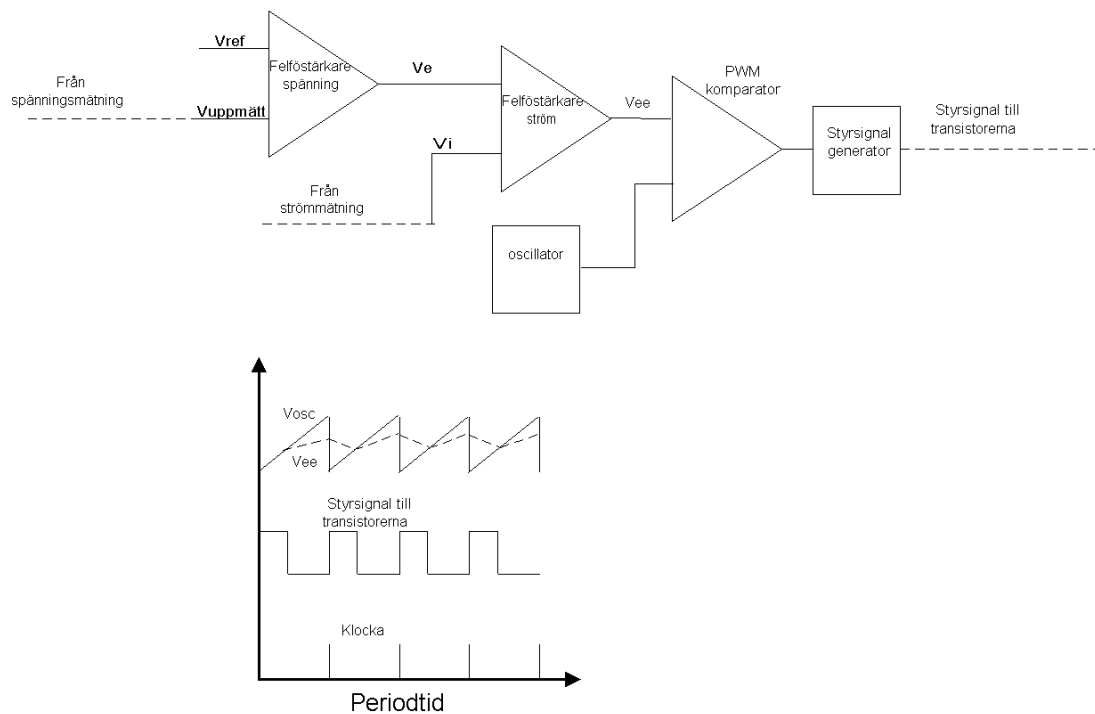
Strömreglering kan ske i några olika former, i denna text diskuteras kort två utav dessa nämligen topp-ströms-reglering (TSR) och medel-ströms-reglering (MSR). Vid TSR jämförs felsignalen från spänningsmätningen med en spänning som uppstår vid mätning av primärströmmen över en mätresistor. Mätning av strömmen sker vanligtvis på systemets primärsida. Vid händelse av höga strömmar används ofta en strömtransformator för att minska strömmen till en lämplig nivå för mätning. Efter

jämförelsen mellan ovan nämnda spänningar fås pulskvoten i latch-blocket till vilken också oscillatorsignalen är kopplad. Denna signal styr som tidigare FET-transistorerna. Se figur (3.10) nedan:



Figur 3.10. Vid strömreglering finns en extra återkopplingsslinga som inkluderar strömmätning. Felsignalen från spänningsmätningen utgör ett tak som begränsar pulstiden.

Om istället MSR används kommer utseendet på kontrollkretsen att ändras något. Denna krets som visas i figur (3.11) nedan är ett slags mellanting av spänningsreglering och TSR.



Figur 3.11. Medelströmsreglering (MSR) kan ses som ett mellanting mellan toppströmsreglering (TSR) och spänningsreglering. Skillnaden mellan TSR och MSR består i att vid MSR jämförs den uppmätta strömmen med felsignalen från spänningsmätningen, resultatet jämförs sedan med en triangelformad oscillatorsignal.

Skillnaden mellan TSR och MSR består i att den sistnämnda jämför felfspänning och uppmätt ström i en strömförstärkare och utsignalen med en fast oscillator triangelvåg, enligt bilden ovan. I detta avseende liknar denna metod spänningsreglering. I TSR designen som diskuterats tidigare finns inte strömförstärkaren utan ström- och spänningsfelsignalerna jämförs i en komparator, där motsvarigheten till oscillators triangelvåg är mätningen av strömmen genom spolen på utgången.

Historiskt sett var spänningsregleringen den första på marknaden men trängdes sedan undan av strömregleringen då först i form av TSR. Fortfarande är denna modell den vanligaste formen av strömreglering dock är MSR på frammarsch. Även spänningsreglering har på senare tid blivit populär igen tack vare förbättrade och utökade kretsar. Spänningsreglering är något enklare att implementera och analysera då regleringen endast innehåller en återkopplingslinga mot två för strömregleringen. Detta leder också till att antalet komponenter kan minimeras. En annan fördel är den höga redundansen mot brus. En nackdel är att kontrollkretsen vanligtvis är långsam eftersom en förändring i lasten först måste mätas som en spänningsförändring och sedan återkopplas för att ställa om systemet till de nya förutsättningarna. Filtret på utgången, bestående av en spole i serie med en parallellkopplad kondensator samt lastresistans, ger upphov till två poler i frekvensplanet. För kompensera detta kan felsignalförstärkningen ha en pol vid en låg frekvens, för att trycka ner förstärkningskurvan innan filter polerna gör sig gällande. Detta ger ett relativt långsamt system. Den andra varianten är att addera en nolla i kompensationskretsen som motverkar en av polerna i filtret. Denna konfiguration leder till att systemets bandbredd kan ökas något. Ett problem är dock att polerna i filtret ändras med strömmarna och spänningarna.

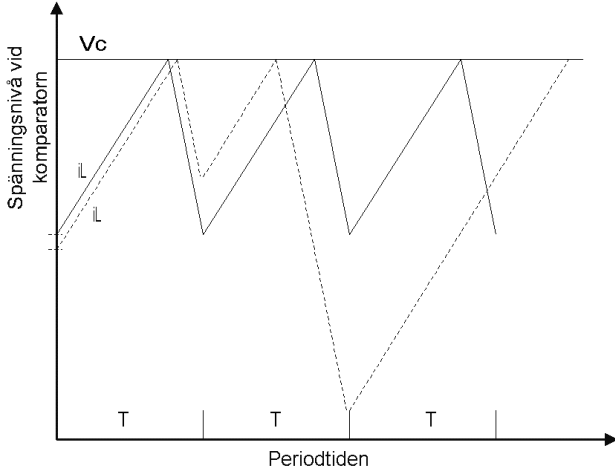
Om istället strömreglering används blir konstruktionen av kompensatorn något enklare. Den inre strömregleringsslingan är mycket snabbare än den yttre spänningsslingan vilket medför att spolen att upplevas som en strömkälla för denna. Detta betyder att kompensatorn bara behöver dimensioneras för att kompensera ett enpoligt system då spolen inte behöver tas i beaktning. Detta är lättare och samtidigt kan bandbredden bli betydligt högre, det vill säga ett snabbare system, jämfört med ett system med spänningsreglering. En annan fördel är att systemet kan skyddas från överströmmar då strömmätning ingår i kontrollen. Strömmätning måste också i praktiken inkluderas i en spänningsregulator för att inte risken för att förstöra känsliga komponenter blir för hög. Fördelen med strömregleringen är att detta fås så att säga på köpet.

Inte heller strömreglering är utan problem. De dubbla återkopplingsslingorna leder till ett utökat antal komponenter och komplexitet. Analys av systemet försvåras också. Kontrollslingan kan också lätt bli instabil, detta problem kan avhjälpas genom så kallad lutningskompensation, mer om detta längre fram. Strömregleringen är också mer känslig för störningar. En speciellt farlig källa är den strömspik som bildas i början av varje tillslag av transistorerna. Strömmen mäts via mättningsresistorn och om inga åtgärder görs kan strömspiken få regulatorn att stänga av för tidigt och därmed göra pulstiden för kort. Detta problem kan avhjälpas något genom att filtrera signalen från mättningsresistorn i ett lågpasfilter och därigenom dämpa spiken. Generellt är MSR mindre känslig för störningar än TSR och detta beror främst på den högre förstärkningen som uppnås vid låga frekvenser.

Som tidigare påpekats så har nya designer för spänningsreglering utvecklats vilket gör att många av de påpekade problemen försvinner eller minskas. Valet av topologi bör baseras på applikationen i fråga. Till exempel är strömreglering att föredra om systemet måste vara snabbt, om utsidan ska vara högspänd, om applikationen är av push-pull teknologi där flödesbalansen i transformatorn är viktig. Om inspänningen varierar mycket eller om man har en väldigt liten last eller en brusig miljö bör man i stället välja spänningsreglering.

Av föregående avsnitt framgick att strömreglering ofta är att föredra framför spänningsreglering och så också i denna rapport, av denna anledning är det intressant att fördjupa sig något i strömregleringen.

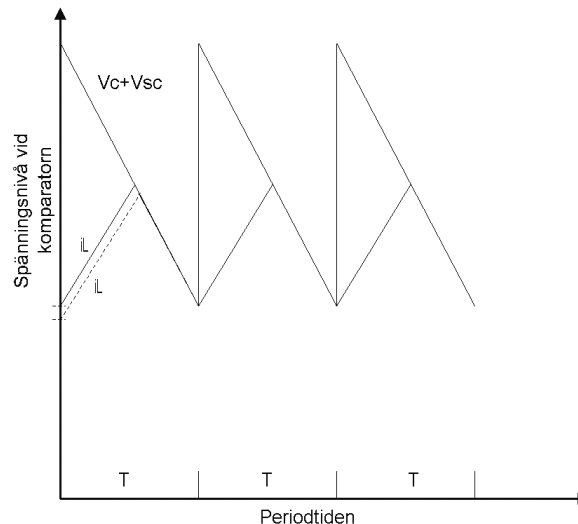
Vid användning av TSR kommer det att finnas ett behov av så kallad lutningskompensering, samma behov finns med MSR men tar sig här ett något annorlunda uttryck och kallas där för lutningsmatchning enligt [2]. Behovet av lutningskompensering kommer sig av ett problem som kallas subharmonisk oscillation. Detta problem beskrivs i figur (3.12):



Figur 3.12. Subharmonisk oscillation uppstår om pulskvoten överstiger 0.5 då detta innebär att strömmen i spolen inte hinner falla tillbaka till utgångsvärdet innan nästa transistor slås på. Detta medför i sin tur att transistorerna slås av och på vid fel tillfällen.

Figur (3.12) visar ingångarna på komparatorn, I_L svarar mot den spänning som bildas över strömmättningsresistorn och som är proportionell mot strömmen genom spolen på utgången. Den andra ingången på komparatorn utgörs av V_C som i sin tur är utgången på felförstärkaren, det vill säga spänningslingan. I figur (3.12) ovan verkar denna konstant, i verkligheten förändras även denna, vid ändringar på utspänningen, men detta går mycket långsammare än den inre strömslingan och således verkar V_C vara konstant. Vid normal operation avläses den heldragna kurvan i figuren. Transistorn sätts på och I_L stiger linjärt beroende på den pålagda spänningen över spolen på utgången. Efter en viss del av periodtiden når I_L gränsen V_C och transistorn slås av. I det andra fallet med streckad kurva har ökningen på I_L samma lutning, det vill säga samma spänning ligger över spolen, men initialströmmen är lite lägre. Detta har till följd att det tar större del av periodtiden att nå gränsvärdet V_C och därmed hinner inte strömmen att sjunka så mycket innan nästa period börjar. Som den streckade linjen visar tar det inte många periodtider innan systemet har sparat ur fullständigt. Detta problem kallas för subharmonisk oscillation och är naturligtvis en stor nackdel för strömreglering om det försummas. Om problemet lämnas utan tillsyn innebär det att pulskvoter över 0.5, räknat på halva periodtiden, inte går att uppnå eftersom systemet då spårar ur enligt figur (3.12) ovan. Anledningen till detta är att när pulskvoten överstiger 0.5 har inte spolen längre halva periodtiden att ladda ur sig till utgångsläget. Detta innebär att initialvärdet på induktorströmmen kommer att vara högre vid nästa puls och oscillation är ett faktum.

För att avhjälpa detta problem adderas helt enkelt en lutning till någon av ingångarna på komparatorn vilket tvingar I_L att möta gränsvärdet tidigare. I figur (3.13) nedan har spänningen V_C subtraherats med en annan spänning och resultatet är att skillnader i I_L jämnas ut över några perioder.



Figur 3.13. Subharmonisk oscillation kan undvikas genom att addera signal från oscillatorn till någon av ingångarna till den inre komparatorn.

Den optimala lutningen på V_C är lika som halva lutningen för I_L vid avstängd transistor. Detta leder till att ett fel på strömnivån kompenseras helt efter bara en period. I praktiken brukar dock lutningen på V_C vara något högre för att på så sätt öka stabilitetsmarginalen. Detta medför i sin tur att återställning av felaktig strömnivå tar några perioder extra, men detta är oftast inget stort problem. I figur (3.13) är det V_C som är subtraherad med en kompenstationsspänning men i praktiken läggs denna spänning oftast till på den andra ingången till komparatorn. Detta gör man eftersom det finns tillgång till en triangelvåg på oscillatorn. I resultatdelen kommer utförandet av lutningskompensation redovisas i praktiken.

Även med MSR uppstår problem med subharmonisk oscillation men lösningen till den är något annorlunda. Här adderas inte någon ramp till någon av komparatorns ingångar utan istället ändras förstärkningen på strömförstärkaren. Lutningen på signalen på utgången av strömförstärkaren får inte vara större än lutningen på den andra ingången på komparatorn, det vill säga oscillatorsignalen. Om dessa lutningar är exakt lika nås det optimala systemet, som direkt motsvarar fallet med TSR där den negativa lutningen på V_C är samma som den på I_L .

I denna rapport kommer TSR design användas, anledningen till detta är att denna teknik fortfarande är mer etablerad och således något enklare att implementera samt att det slutliga valet av kontrollkrets inte var kompatibel med MSR.

4 Resultat och metod

I detta avsnitt omsätts de ekvationer och samband som diskuterats i teoridelen i praktiken. Avsnittet kommer att följa ungefär samma spår som det föregående, det kommer således att inledas med val och förlustberäkningar för transistorer och dioder för att sedan fortsätta med design av magnetiska komponenter och slutligen implementering av kontrollkretsen.

4.1 Val av transistor, diod samt kylfläns

Eftersom de enskilt största förlusterna i omvandlaren uppstår i transistorerna och i viss mån även i dioderna är det mycket viktigt att välja rätt sorts komponenter. Högre verkningsgrad i omvandlaren kan uppnås genom att välja dessa komponenter så energisnåla som möjligt. Detta leder också till att storleken på kylflänsarna kan minskas och på så sätt kan hela omvandlarens storlek reduceras.

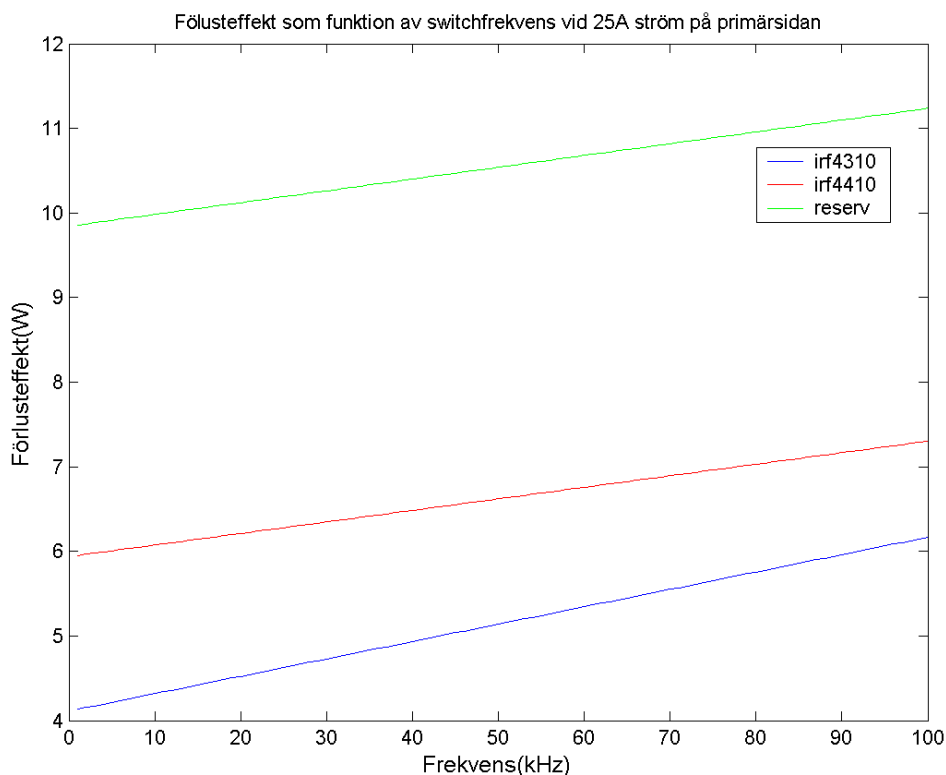
4.1.1 Val av transistor samt förlustberäkning

Valet av transistortyp för denna applikation är ingen komplicerad historia. De tre olika typerna som diskuterades var BJT, FET och IGBT. Den förstnämnda alltså BJT är förhållandevis energisnål men klarar inte höga frekvenser. IGBT moduler klarar förvisso de frekvenser som avses i denna applikation men är avsedda för högre effekter och de är dessutom dyra. Till detta kommer det faktum att de flesta styrkretsar är anpassade för att driva npn FET-transistorer.

I denna applikation kommer transistorerna att matas med batterispänning 24V. Vid switchning kommer dock den dubbla spänningen att ligga över transistorn, beroende på att transformatorn är av push-pull design. Transistorerna som väljs bör klara av spänningar på minst 100V, dels för att täcka den dubbla spänningen och dels för att klara av spänningstransienter vid switchning. Dessa transienter uppstår när transistorn skall slås av, strömmen bryts under en väldigt kort tid och små induktanser i ledningsbanorna ger då upphov till en spänningstopp. Det är med andra ord viktigt att minimera avstånden på ledningsbanorna för att på så sätt minska induktansen. Den överlägset viktigaste parametern vid val av FET-transistorn, för detta fall, är $R_{DS(on)}$. Denna parameter beskriver som tidigare påpekats den totala resistansen vid framledning. Anledningen till att denna parameter är så viktig är att det kommer att flyta upp till 50A genom transistorn vid maximal last. Om resistansen inte är mycket liten kommer enorma effekter att förbrännas i transistorn och detta är naturligtvis inte acceptabelt.

Två transistorer från *International Rectifier* utsågs och beräkningar på dessa båda utfördes för att se vilken som var bäst lämpad för denna applikation. De båda transistorerna hette *IRFB4310* respektive *IRFB4410*. Då det visade sig att leveranstiden på dessa var lång, valdes även en reservtransistor, *STP80NF10*, från *ELFA* ut. Denna bör, kommer det visa sig i förlustberäkningarna, inte användas för den slutgiltiga konstruktionen då dess prestanda inte är lika bra som de båda andras. Beräkningarna utfördes med *Matlab*[®] och de ekvationer som listats i teoridelen, (3.3) till (3.10). Parametervärden hämtas från datablad från respektive transistor. Arbetstemperaturen för transistorerna antas vara maximalt 125°C vilket ger

multiplieringsfaktorn för framledningsresistansen $R_{DS(on)}$. Beräkningar utfördes vid två tillfällen, dels vid normala lastförhållanden och dels med full last. Vid normala lastförhållanden flyter det cirka 25A på primärsidan och vid full last cirka 50A. I figuren nedan visas den totala förlusteffekten vid normal last som funktion av frekvensen.



Figur 4.1. Förlusteffekten som funktion av frekvensen för de tre olika transistorerna vid nominell belastning det vill säga 25A ström på primärsidan.

Av figur (4.1) framgår det tydligt att reservtransistorn är betydligt sämre än de andra två vid låga frekvenser. Av de andra två är *IRFB4310* bättre än den andra vid effekter upp till cirka 100kHz. Eftersom *IRFB4410* har lägre förluster vid höga frekvenser kan det slås fast att denna transistor är något snabbare än *IRFB4310* och att vid höga frekvenser är effekten av ett litet $R_{DS(on)}$ mindre. Önskad switchfrekvens för denna applikation är som bekant 50kHz, därmed är *IRFB4310* den bästa transistoren för denna design. Vid 50kHz utvecklar denna transistor cirka 5W. Notera också att förlusterna som beräknats är medeleffekten per transistor. Den totala förlusteffekten i transistorerna är således den dubbla. Då det under en kort period vid uppstart av motor kan flyta upp till 50A i omvandlaren kan kylflänsarna överdimensioneras något.

4.1.2 Val av diod samt förlustberäkning

Likriktardioderna i omvandlaren kommer att vara placerade på sekundärsidan. För dessa dioder gäller alltså att de skall klara hög spänning men ganska måttlig ström. När likriktarbryggan slår om från ett tillstånd till det andra kommer det att ligga dubbla spänningen i backriktning över dioderna på grund av transformator designen. Dioderna behöver också vara snabba eftersom detta minimerar förlusterna vid

switchning. En diodtyp som uppfyller det senare kravet är den så kallade schottky dioden. Tyvärr fanns denna inte att tillgå på de spänningsnivåer som erfordrades. Valet föll istället på en snabb switchdiod nämligen *STM:s STTA806D*. Denna diod klarar varaktiga strömmar på 8A vilket är mer än dubbelt så mycket som erfordras. Dioderna måste klara att motstå spänningen på utgången då de inte leder samt transienter som uppkommer vid switchning. De valda dioderna klarar 600V per diod vilket ger bred marginal för dessa transienter. Förlusterna kan beräknas enligt de ekvationer som redovisats i teoridelen, (3.11) till (3.12) och de mynnar ut i följande värden

$$P_{cond_diod} = 1.15 \cdot 2 + 43 \cdot 10^{-3} \cdot 2.2^2 = 2.5W \quad (4.1)$$

$$P_{turn-off} = \frac{300 \cdot 2.2^2 \cdot 1.2 \cdot 100k}{6 \cdot 6.7M} = 4.3W \quad (4.2)$$

Vid beräkning av diodförlusterna behövs termen di/dt enligt (3.12) i teoriavsnittet. Då denna parameter är svår att beräkna uppmättes den istället vid en rad olika strömmar dessa strömmar var dock lägre än vid nominell last och således är beräkningen av switchförlusten endast en approximation.

4.1.3 Val av kylfläns

När det gäller kylning av föregående komponenter är det önskvärt att det om möjligt sker passivt, det vill säga kylflänsar utan fläktar. Anledningen till detta är att hålla antalet komponenter nere samt att fläktarna kan gå sönder. Detta önskemål går dock illa ihop med önskan att hålla systemet kompakt, då passiv kylning kräver större utrymme. Veldig generellt kan man säga att en kylfläns som har en termisk resistans på cirka 3°C/W har ungefärliga mått på 10x50x50 mm, med andra ord förhållandevis stor till övriga komponenter i omvandlaren. Genom att använda (3.16) i teoriavsnittet för kylflänsberäkning kan ett maximalt värde för den termiska resistansen på kylflänsen kalkyleras. Om temperaturen inuti transistorn tillåts vara 125°C och lådan som innehåller omvandlaren står ute i solen och når en maximal temperatur på 55°C om sommaren, så är minimal temperaturdifferens definierad. Vidare antas termisk resistans mellan transistor och fläns vara 0.5°C/W och förlusteffekten enligt ovan gjorda beräkningar. Beräkningarna nedan anger nödvändig resistans på kylflänsen för den önskade transistorn *IRFB4310* samt för reserven *STP80NF10*, vid nominell last

$$\begin{aligned} R_{sa}(4310_{no\ min\ ell}) &= \frac{125 - 55}{5.2} - (0.45 + 0.5) = 12.5^\circ C/W \\ R_{sa}(reserv_{no\ min\ ell}) &= \frac{125 - 55}{10.5} - (0.71 + 0.5) = 5.5^\circ C/W \end{aligned} \quad (4.3)$$

Då utbudet av kylflänsar, med premisen snabb leverans, var tämligen begränsade valdes en kylfläns som fanns i lager hos *DAAB*. Denna fläns har en termisk resistans på 3.6°C/W och räcker därmed alldeles utmärkt till att kyla transistorerna. Då det går att montera fler än en modul på samma fläns så går det att fästa två stycken *IRFB4310* på en fläns. Med given resistans för kylflänsen kan man nu räkna baklänges för att finna den resulterande temperaturen i chipet. Om denna blir lägre kommer även $R_{DS(on)}$ att minskas och således minskad förlusteffekt som leder till ytterligare någon grad

minskad chiptemperatur. Nu kan (3.15) från teoridelen användas för att beräkna chiptemperaturen. Nedan beräknas denna temperatur vid användning av den angivna flänsen, dels med två *IRFB4310* på en fläns samt en ensam reservtransistor

$$\begin{aligned} T_{j(2st4310)} &= 2 \cdot 5.2 \cdot (0.45 + 0.5 + 3.6) + 55 = 102^\circ\text{C} \\ T_{j(reserv)} &= 10.5 \cdot (0.71 + 0.5 + 3.6) + 55 = 106^\circ\text{C} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Beräkningarna visar att det är fullt genomförbart att placera två *IRFB4310* på samma fläns och fortfarande sänka chiptemperaturen några grader.

Förlusterna per transistorer kan minskas avsevärt vid parallellkoppling då framledningsförlusterna halveras. Samtidigt fördubblas switchförlusterna men då dessa har en mindre betydelse vid denna låga frekvens erhålls totalt en besparing. I den slutgiltiga prototypen används två parallellkopplade transistorer av typen *STP80NF10* monterade på samma kylfläns. Enligt kylflänsberäkningarna är detta inte att rekommendera då dessa transistorer förbrukar mycket effekt, men vid tester som utförts i kontorsmiljö vid cirka 20°C har inget problem med övertemperatur uppstått. Vid slutgiltig design bör dock parallellkopplade transistorer av typen *IRFB4310* användas.

Ett problem som kan uppstå vid switchning av transistorerna är att urladdningen av dem går för sakta. Detta kan leda till att den andra transistoren slås på innan den första stängts av ordentligt. Om detta uppstår kan inte strömtransformatorn avmagnetiseras och strömmätningen och reglersystemet går förlorat. För att förhindra detta kan asymmetrisk gate-resistans utnyttjas. Resistansen är lägre när transistoren laddas ur än när den laddas upp vilket leder till minskad avstängningstid.

Vad gäller dioderna beräknas behovet av kylfläns naturligtvis på samma sätt som för transistorerna. Också här antas en chiptemperatur på 125°C , en omgivning på 55°C , en termisk resistans mellan diod och fläns på $0.5^\circ\text{C}/\text{W}$. De sammanlagda förlusterna i dioden blir 6.8W . För att kyla bort denna effekt krävs en kylfläns med en termisk resistans på minst

$$R_{sa_diod} = \frac{125 - 55}{6.8} - (2.2 + 0.5) = 7.6^\circ\text{C}/\text{W} . \quad (4.5)$$

Samma sorts kylfläns som används till transistorerna utnyttjas förslagsvis även till dioderna. Beräkningarna visar att det går utmärkt att placera 2 stycken dioder på samma kylfläns. Isolering krävs dock mellan diod och fläns för att förhindra kortslutning mellan de båda dioderna.

Vid tester har kylflänsar med sämre termisk resistans använts utan att dessa blivit mer än ljumna, det kan alltså vara möjligt att använda mindre kylflänsar på dioderna än för transistorerna för att minimera storleken på omvandlaren. Testerna har dock utförts vid cirka 20°C och inte vid de 55°C som beräkningarna avser. Vid slutgiltig design bör alltså samma kylflänsar som för transistorerna användas om sommartemperaturer skall klaras av.

4.2 Design av magnetiska komponenter

Som påpekats i teoridelen består de magnetiska komponenterna i kretsen av tre delar, nämligen högfrekvenstransformatorn, spolen på utgången samt strömtransformatorn. Som påpekats i teoridelen tillverkade vi inte själva högfrekvenstransformatorn utan denna beställdes istället från företaget Tramo ETV. Till företaget specificerades endast typ av transformator, i detta fall push-pull konfiguration på primärsidan, önskad omvandlingsfaktor på 15ggr, in- och utspänning samt maximal effekt på 1kW. Den levererade transformatorn har Litz tråd på primärsidan för att minska läckinduktansen och vanlig tråd på sekundärsidan. Texten nedan redovisar beräkning av utgångsinduktans och strömtransformator.

4.2.1 Design av utgångsinduktans

Vid designen av utgångsinduktans användes [7].

Steg 1 Bestäm specifikationerna på induktorn

1 Induktans L_{ut}	900 μ H
2 dc ström I_o	3.33 A
3 ac ström ΔI	1.2 A
4 Effekt P_o	1 kW
5 strömtäthet J	300 A/cm ²
6 rippelfrekvens f	100 kHz
7 flödestäthet B_m	0.22 T
8 kärnmaterial	3F3
9 fönster utnyttjande K_u	0.4
10 Tempökn T_r	25°C

Induktansen bestämdes genom (2.1) och (2.2) med de värden som listats ovan samt ett tillåtet strömrippel på 40%.

Steg 2 Beräkning av toppvärdet på strömmen I_{pk} .

$$\begin{aligned}
 I_{pk} &= I_o + \frac{\Delta I}{2} \\
 I_{pk} &= 1.5 + \frac{1.2}{2} \\
 I_{pk} &= 3.93 A
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

Steg 3 Beräkning av energikapaciteten.

$$\begin{aligned}
 Energy &= \frac{LI_{pk}^2}{2} \\
 Energy &= 900 * 10^{-6} \frac{3.93^2}{2} \\
 Energy &= 6.95 * 10^{-3} Ws
 \end{aligned} \tag{4.7}$$

Steg 4 Beräkning av areaprodukten A_p .

$$\begin{aligned}
 A_p &= \frac{2Energy * 10^4}{B_m JK_u} \\
 A_p &= \frac{2(6.95 * 10^{-3}) * 10^4}{0.22 * 300 * 0.4} \\
 A_p &= 5.27 cm^4
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Steg 5 Kärna väljs med en A_p som är så nära uträknad A_p som möjligt.

1 Kärnummer	ETD-44
2 Mean Path Length	MPL 10.3 cm
3 Vikt W_{fe}	94 gram
4 MeanLengthTurn MLT	9.4 cm
5 Järn area	1.742 cm ²
6 Fönsterarea Wa	2.785 cm ²
7 Area product A_p	4.852 cm ⁴
8 Kärngeometri K_g	0.3595 cm ⁵
9 Ytarea A_t	87.9 cm ²
10 Material R	2000μi (3F3)
11 mH/1k AL	3364 mH
12 Lindnings area G	3.220 cm ²

Steg 6 Beräkning av rms strömmen I_{rms} .

$$\begin{aligned}
 I_{rms} &= \sqrt{I_o^2 + \Delta I^2} \\
 I_{rms} &= \sqrt{3.33^2 + 0.6^2} \\
 I_{rms} &= 3.54 A
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Steg 7 Beräkning av behövda bara kabeldiametern $A_{w(B)}$.

$$\begin{aligned}
 A_{w(B)} &= \frac{I_{rms}}{J} \\
 A_{w(B)} &= \frac{3.54}{300} \\
 A_{w(B)} &= 11.8 * 10^{-3} cm^2
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

Steg 8 Tråd väljes

$$\begin{aligned}
 AWG &= \#16 \\
 A_{w(B)} &= 13.07 * 10^{-3} cm^2 \\
 Isolerad A_w &= 14.7 * 10^{-3} cm^2 \\
 \frac{\mu\Omega}{cm} &= 131.8
 \end{aligned}$$

Steg 9 Beräkning av $W_{a(eff)}$, S_3 sätts till standardvärdet 0.75 enligt McLyman.

$$\begin{aligned}
 W_{a(eff)} &= W_a S_3 \\
 W_{a(eff)} &= 2.785 * 0.75 \\
 W_{a(eff)} &= 2.09 cm^2
 \end{aligned}
 \tag{4.11}$$

Steg 10 Beräkning av möjligt antal varv N med hjälp av isolerade trådarean A_w och S_2 som sätts till standardvärdet 0,6.

$$\begin{aligned}
 N &= \frac{W_{a(eff)} S_2}{A_w} \\
 N &= \frac{2.09 * 0.6}{0.0147} \\
 N &= 85 \text{ varv}
 \end{aligned}
 \tag{4.12}$$

Steg 11 Beräkning av den behövda luftgapslängden l_g .

$$\begin{aligned}
 l_g &= \frac{0.4\pi N^2 A_c * 10^{-8}}{L} - \frac{MPL}{\mu_m} \\
 l_g &= \frac{0.4 * 3.14 * 85^2 * 1.742 * 10^{-8}}{900 * 10^{-6}} - \frac{10.3}{2000} \\
 l_g &= 0.179 cm
 \end{aligned}
 \tag{4.13}$$

Steg 12 Beräkning av kanteffektfaktorn F

$$\begin{aligned}
 F &= 1 + \frac{l_g \ln\left(\frac{2G}{l_g}\right)}{\sqrt{A_c}} \\
 F &= 1 + \frac{0.179 \ln\left(\frac{2 * 3.22}{0.179}\right)}{\sqrt{1.742}} \\
 F &= 1.485
 \end{aligned}
 \tag{4.14}$$

Steg 13 Beräkning av det nya antalet varv N_n genom att sätta in kanteffektfaktorn F .

$$\begin{aligned}
 N_n &= \sqrt{\frac{l_g L}{0.4\pi A_c F * 10^{-8}}} \\
 N_n &= \sqrt{\frac{0.179 * 900 * 10^{-6}}{0.4 * 3.14 * 1.742 * 1.49 * 10^{-8}}} \\
 N_n &= 70 \text{ varv}
 \end{aligned}
 \tag{4.15}$$

Steg 14 Beräkning av lindningsresistansen R_L .

$$\begin{aligned}
 R_L &= (MLT)(N_n) \left(\frac{\mu\Omega}{cm} \right) (10^{-6}) \\
 R_L &= 9.4 * 70 * 131.8 * 10^{-6} \\
 R_L &= 86.7 m\Omega
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

Steg 15 Beräkning av kopparförlusterna P_{CU} .

$$\begin{aligned}
 P_{CU} &= I_{rms}^2 R_L \\
 P_{CU} &= 3.54^2 * 0.0867 \\
 P_{CU} &= 1.1 W
 \end{aligned} \tag{4.17}$$

Steg 16 Beräkning av α .

$$\alpha = \frac{P_{CU}}{P_o} 100 = \frac{1.1}{1000} * 100 = 0.11\% \tag{4.18}$$

Steg 17 Beräkning av ac flödestätheten B_{ac} .

$$\begin{aligned}
 B_{ac} &= \frac{(0.4\pi)(N_n F) \left(\frac{\Delta I}{2} \right) (10^{-4})}{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}} \\
 B_{ac} &= \frac{0.4 * 3.14 * 70 * 1.485 * 0.6 * 10^{-4}}{0.179 + \frac{10.3}{2000}} \\
 B_{ac} &= 42.7 mT
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

Steg 18 Beräkning av watt per kilogram för ferrit 3F3.

$$\begin{aligned}
 mW/g &= kf^{(m)} B_{ac}^{(n)} \\
 mW/g &= 4.316 * 10^{-5} * 100000^{1.64} * (42.7 * 10^{-3})^{2.68} \\
 mW/g &= 0.83
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

Steg 19 Beräkning av förlusterna i kärnan P_{fe} .

$$\begin{aligned}
 P_{fe} &= mW/g * W_{tfe} * 10^{-3} \\
 P_{fe} &= 0.83 * 94 * 10^{-3} \\
 P_{fe} &= 0.078 W
 \end{aligned} \tag{4.21}$$

Steg 20 Räkna ut den totala effektförlusten P_{tot} .

$$P_{tot} = P_{CU} + P_{fe} = 0.078 + 1.1 = 1.18W \quad (4.22)$$

Steg 21 Beräkning av effekttätheten ψ .

$$\Psi = \frac{P_{tot}}{A_t} = \frac{1.18}{87.9} = 13.4 * 10^{-3} W/cm^2 \quad (4.23)$$

Steg 22 Beräkning av temperaturökningen T_r .

$$T_r = 450\psi^{(0.826)} = 450(13.4 * 10^{-3})^{0.826} = 12.8^\circ C \quad (4.24)$$

Steg 23 Beräkning av den maximala flödestätheten B_{pk} .

$$B_{pk} = \frac{(0.4\pi)(N_n F) \left(I_{dc} + \frac{\Delta I}{2} \right) (10^{-4})}{l_g + \frac{MPL}{\mu_m}}$$

$$B_{pk} = \frac{0.4 * 3.14 * 70 * 1.485 * (3.33 + 0.6) * 10^{-4}}{0.179 + \frac{10.3}{2000}} \quad (4.25)$$

$$B_{pk} = 0.278T$$

Steg 24 Beräkning av den effektiva permeabiliteten μ_e .

$$\mu_e = \frac{\mu_m}{1 + \frac{l_g \mu_m}{MPL}} = \frac{2000}{1 + \frac{0.179 * 2000}{10.3}} = 56 \quad (4.26)$$

Steg 25 Beräkning av fönsterutnyttjandegraden K_u .

$$K_u = \frac{N_n A_{w(B)}}{W_a}$$

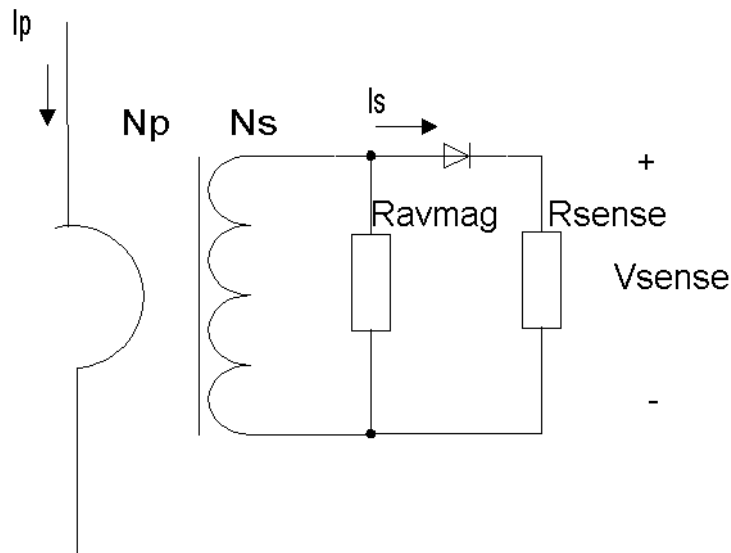
$$K_u = \frac{70 * 0.01307}{2.785} \quad (4.27)$$

$$K_u = 0.33$$

Vid test av induktorn uppmättes induktansen till 919 μ H vid en rippelfrekvens på 100kHz.

4.2.3 Design av strömtransformator.

Strömtransformatorn blev nödvändig att göra då strömmätning på traditionellt vis med en shuntresistans i serie med den primära strömslingan inte var möjligt. Detta på grund av den höga strömmen på upp till 50A vilket leder till att man måste använda antingen en väldigt liten resistans eller att acceptera väldigt stora förlusteffekter. Det negativa med en liten resistans är att noggrannheten försvinner samt att det är svårt att hitta resistorer. Detsamma gäller vid användning av en normalstor shuntresistor då effekttåligheten inte finns tillgänglig. Styrkretsen skall slå ifrån för överström vid 50A med en spänning på 1V vid strömavkänningsingången. Det betyder att resistansen måste vara på 20 mΩ vilket leder till förlusteffekter på ca 50W vilket är ohållbart. Alternativet är att ha en väldigt liten resistans och sedan förstärka signalen med en operationsförstärkare för att komma upp i den behövda avslagningsspänningen på 1V. Denna metod är ungefär lika avancerad som att göra en strömtransformator. Själva upplägget för hur strömtransformatorkopplingen ser ut ges av figur (4.2) nedan.



Figur 4.2. Strömtransformatorns beståndsdelar. Denna används för strömmätning då strömmen är så hög att mätning med shuntresistor inte är lämplig.

Vid designen av strömtransformatorn användes guiden i [7].

Steg 1 Specifikationerna på strömtransformatorn bestäms.

1 antal primärlindningar N_p	1 varv
2 primärströmmen I_p	0-50 A
3 utspänningen V_o	0-1 V
4 utgångsresistansen R_{sense}	10 Ω
5 frekvens f	100 kHz
6 flödestäthet B_{ac}	0.1 T
7 kärnförluster	< 1 %
8 spänningsfall diod V_d	1 V
9 magnetiskt material	3F3
10 vågformsfaktor K_f	4.0 (fyrkantsvåg)

Steg 2 Beräkning av sekundär strömmen I_s .

$$I_s = \frac{V_o}{R_o} = \frac{1}{10} = 0.1A \quad (4.28)$$

Steg 3 Beräkning av antalet sekundärlindningar N_s .

$$N_s = \frac{N_p I_p}{I_s} = \frac{1 * 50}{0.1} = 500 \text{ var v} \quad (4.29)$$

Steg 4 Beräkning av sekundärspänningen V_s .

$$V_s = V_o + V_d = 1 + 1 = 2V \quad (4.30)$$

Steg 5 Beräkning av den behövda tvärsnittsarean A_c .

$$A_c = \frac{V_s 10^4}{B_{ac} K_f f N_s}$$

$$A_c = \frac{2 * 10^4}{0.1 * 4 * 100 * 10^3 * 500} \quad (4.31)$$

$$A_c = 0.001 \text{ cm}^2$$

Steg 6 Val av kärna som är så nära A_c som möjligt. Här valdes *TN 25/15/10* från *Ferroxcube®*. Detta främst för att få en storlek som går att hantera och för att inte överstiga lindningarnas strömtäthet 3A/mm²

1 Kärnnummer	TN 25/15/10
2 Mean Path Length	MPL 6.02 cm
3 Vikt W_{fe}	15 g
4 MeanLengthTurn MLT	3.3 cm
5 Järn area A_c	.485 cm ²
6 Fönsterarea W_a	1.54 cm ²

Steg 7 Beräkning av $W_{a(eff)}$, S_3 sätts till standardvärdet 0.75.

$$W_{a(eff)} = W_a S_3$$

$$W_{a(eff)} = 1.54 * 0.75 \quad (4.32)$$

$$W_{a(eff)} = 1.155 \text{ cm}^2$$

Steg 8 Beräkning av $W_{a(sec)}$.

$$W_{a(sec)} = \frac{W_{a(eff)}}{2} = \frac{1.155}{2} = 0.5775 \text{ cm}^2 \quad (4.33)$$

Steg 9 Beräkning av trådarean A_w , S_2 sätts till standardvärdet 0.6.

$$A_w = \frac{W_{sec} S_2}{N_s} = \frac{0.5775 * 0.6}{500} = 0.000693 cm^2 \quad (4.34)$$

Steg 10 Tråd väljes.

AWG = #30

Isolerad $A_w = 0.6785 * 10^{-3} cm^2$

$$\frac{\mu\Omega}{cm} = 3402$$

Steg 11 Beräkning av sekundära lindningsresistansen R_s .

$$\begin{aligned} R_s &= (MLT)(N_s) \left(\frac{\mu\Omega}{cm} \right) (10^{-6}) \\ R_s &= 3.3 * 500 * 3402 * 10^{-6} \\ R_s &= 5.61 \Omega \end{aligned} \quad (4.35)$$

Steg 12 Beräkning av uteffekten på sekundärsidan P_o .

$$P_o = I_s (V_o + V_d) = 0.1 * (1 + 0.5) = 0.15 W \quad (4.36)$$

Steg 13 Beräkning av den accepterade förlusteffekten i kärnan P_{fe} .

$$P_{fe} = P_o * 1\% = 0.15 * 0.01 = 0.0015 W \text{ max} \quad (4.37)$$

Steg 14 Beräkning av den accepterade kärnförlusten i mW/g .

$$mW/g = \frac{P_{fe} * 10^3}{W_{tfe}} = \frac{0.0015 * 10^3}{15} = 0.1 W \quad (4.38)$$

Steg 15 Beräkning av den nya flödestätheten B_{ac} med den nya tvärsnittsarean A_c .

$$\begin{aligned} B_{ac} &= \frac{V_s 10^4}{A_c K_f f N_s} \\ B_{ac} &= \frac{2 * 10^4}{0.485 * 4 * 100 * 10^3 * 500} \\ B_{ac} &= 0.000206 T \end{aligned} \quad (4.39)$$

Steg 16 Beräkning av förlusteffekten för ferrit R (3F3).

$$\begin{aligned}
 mW/g &= kf^{(m)}B_{ac}^{(n)} \\
 mW/g &= 5.597 * 10^{-4} * 100000^{1.43} * (2.06 * 10^{-4})^{2.85} \\
 mW/g &= 2.46 * 10^{-7}
 \end{aligned} \tag{4.40}$$

Steg 17 Beräkning av förlusterna i kärnan P_{fe} .

$$\begin{aligned}
 P_{fe} &= mW/g * W_{tfe} * 10^{-3} \\
 P_{fe} &= 2.46 * 10^{-7} * 15 * 10^{-3} \\
 P_{fe} &= 3.7 * 10^{-9} W
 \end{aligned} \tag{4.41}$$

Steg 18 Beräkning av kärnflusternas påverkan på den totala felmarginalen.

$$Fel = \frac{P_{fe}}{P_o} * 100 = \frac{3.7 * 10^{-9} * 100}{0.15} = 2.7 * 10^{-6} \% \tag{4.42}$$

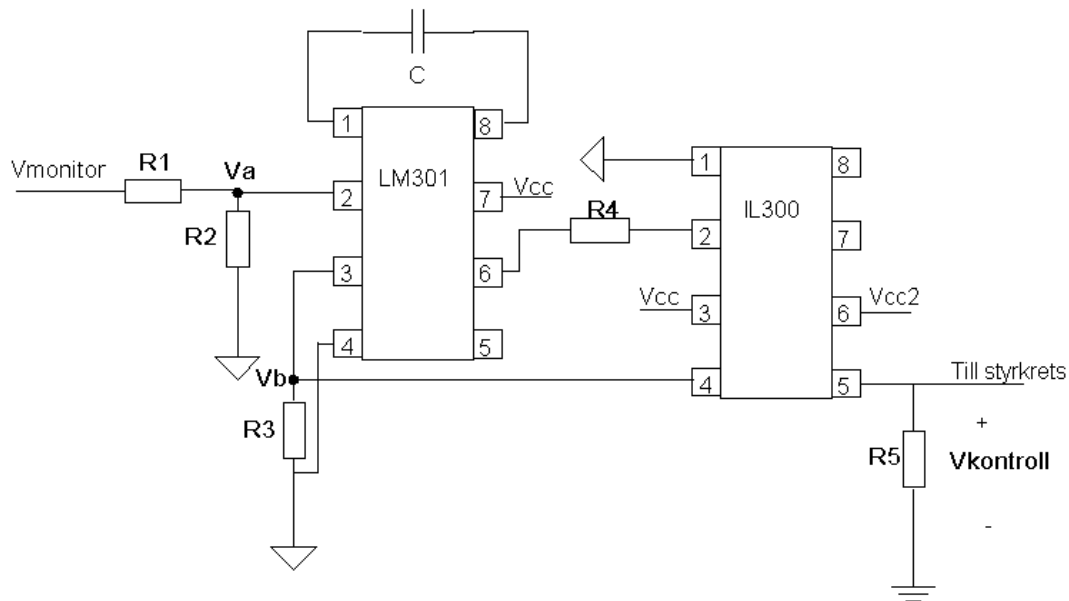
Det viktiga med dessa uträkningar är att en strömtransformator som inte mätas vid maxströmmen 50A uppnås. Det avhjälpas med en resistans parallellt med utgången på sekundärsidan. Den har funktionen att under den tid då båda transistorerna är avstängda t_D skall kärnan avmagnetiseras genom den. Det viktiga är att spänningstidytan är lika stor över utgångsresistansen R_{sense} och avmagnetiseringsresistansen R_{avmag} . Vid 50A har vi full pulskvot och spänningen över R_{sense} är 1V vilket har till följd att

$$R_{avmag} = R_{sense} \frac{t_{on}}{t_D} = R_{sense} \frac{10 \cdot 10^{-6}}{961 C_t} = R_{sense} \frac{10 \cdot 10^{-6}}{0.317 \cdot 10^{-6}} = 31 R_{sense}. \tag{4.43}$$

Då R_{sense} är definierad till 10Ω blir R_{avmag} minst 310Ω . Vid konstruktion sattes R_{avmag} till strax över $1k\Omega$.

4.3 Spänningsmätning

Då det visade sig svårt att få en tillfredsställande spänningsmätning på primärsidan utfördes denna istället på sekundärsidan. Detta medför att isolation krävs mellan sekundärsidans höga spänningsnivå på 300 V och primärsidans 24V. Det utfördes med hjälp av en optokopplare närmare bestämt en *Infineon technologies IL300*. Konstruktionen av spänningsåterkopplingen följer exemplet i [3] och som operationsförstärkare valdes *LM301*. Figur (4.3) nedan visar hur spänningsmätningen realiserar i praktiken.



Figur 4.3. Vid spänningsmätning på sekundärsidan krävs galvanisk isolation detta realiseras med optokopplare och operationförstärkare.

Då den valda styrkretsen typiskt kräver 5V ges R_3 av

$$R_3 = \frac{V_b}{I_{PI}} = \frac{5}{100\mu} = 50k\Omega. \quad (4.44)$$

För bästa funktion sätts R_2 till samma värde som R_3 . Resistenserna R_1 och R_2 formar en spänningsdelning av $V_{monitor}$ från 300V till 5V enligt

$$R_1 = R_2 \left(\frac{V_{monitor}}{V_a} - 1 \right) = 50k \left(\frac{300}{5} - 1 \right) = 2.95M\Omega. \quad (4.45)$$

Värdet på R_5 beror på förstärkningen i optokopplaren och beräknas enligt

$$R_5 = \frac{R_3}{K_3} = \frac{50k}{0.8} = 62.5k\Omega. \quad (4.46)$$

K_3 är ett värde specifikt för varje optokopplare och är märkt på förpackningen och kan utläsas i datablad. Resistorn R_4 begränsar strömmen till lysdioden på optokopplaren. Då operationsförstärkaren ger ut ungefär halva matningsspänningen beräknas R_4 enligt

$$R_4 = \frac{V_{op-amp} - V_f}{I_{fq}} = \frac{7.5 - 1.3}{12m} = 517\Omega. \quad (4.47)$$

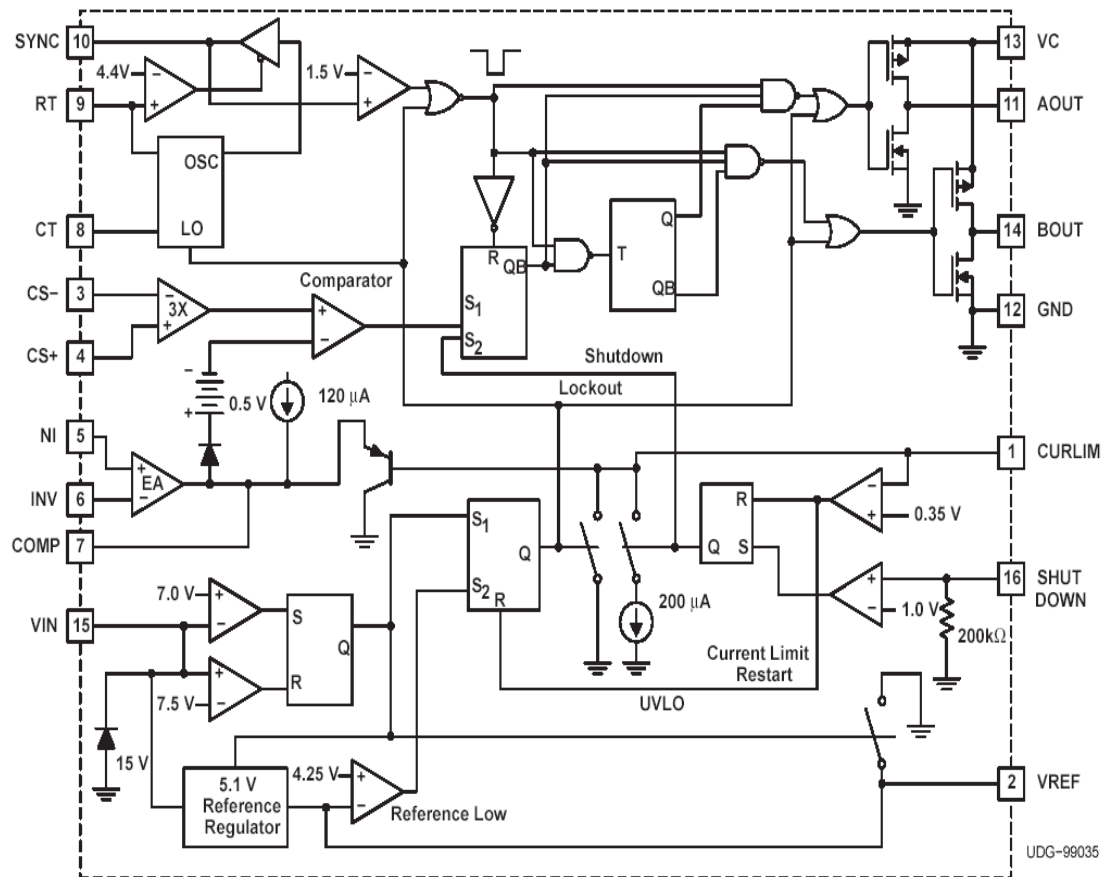
Matning av denna krets måste ske på sekundärsidan. Av den anledningen virades extra varv på högfrekvenstransformatoren, i detta fall sex stycken vilket gav en förstärkning på 1.5ggr jämfört med primärsidan. Spänningen likriktas och

lågpassfiltreras genom ett RC -nät innan den matas till en spänningsregulator som förser spänningsmätningsskretsen med 15V. Regulatorn skyddas även med en Zenerdiod på 27V för att undvika för höga spänningar som kan uppstå vid full pulskvot.

Vid låg last eller tomgång förser högfrekvenstransformatorn inte mätningsskretsen med tillräckligt mycket energi vilket leder till att mätningen inte fungerar helt korrekt. För att minska detta problem något kopplas tomgångsresistansen till RC -nätets kondensators positiva pol. På detta sätt förses spänningsregulatorn med mer energi.

4.4 Design av kontrollkretsen

Att välja kontrollkrets för omvandlaren är inte den lättaste uppgiften då utbudet är mycket stort. Även då sökningen begränsades till ett företag, i detta fall *Unitrode*, fanns ett stort utbud av olika kretsar att välja mellan. Det som till sist avgjorde var framförallt tillgängligheten. Kretsen som slutligen valdes var *ucc3806* och införskaffades via *ELFA*. Förutom fördelen av att vara lättillgänglig har denna krets ytterligare fördelar. Detta är en relativt ny modell som är en vidareutveckling av det som var vårt förstahandsval, *uc3846*. Innebörden av detta är att kretsen kommer att finnas på marknaden ett bra tag framöver, vilket kommer att uppskattas av *DAAB*. Till den slutgiltiga omvandlaren krävs en mindre förändring av kontrollkretsen. Siffran 3 i produktnamnet anger nämligen att den är anpassad för kontorsapplikationer och därför inte är så tålig för stora temperaturvariationer. Eftersom den färdiga omvandlaren troligen kommer att placeras i ett skåp utomhus behöver komponenterna klara av både vinter som sommartemperaturer. Kretsen som klarar dessa krav heter istället *ucc2806*. Dessa båda kretsar är identiska i utseende samt funktion, det enda som skiljer är de hårdare krav som ställts på den senare. Detta innebär att vid konstruktionen av omvandlaren kommer *ucc3806* att användas och senare bytas ut mot *ucc2806*. I figur (4.4) nedan visas ovan nämnda krets genom ett kretsschema som beskriver kopplingarna mellan in och utgångar.



Figur 4.4. Schematisk bild över PWM-kretsen ucc3806.

De flesta av I/O från figur (4.4) kommer att behandlas i beskrivningen av de inställningar som följer nedan. Först beskrivs de enklaste funktionerna såsom strömförsörjning, inställning av klockan och så vidare sedan behandlas de något mer komplexa reglerfunktionerna.

Kretsen förses med ström med en maximal spänning på 15V och en minimal spänning på 8V. Strömförsörjning till transistorerna sker på ett externt ben men kan kopplas ihop med kretsens strömmatning. Viktigt att tänka på är dock att parallellkoppla kondensatorer med ingångarna för att förhindra att spänningstransienter stänger av eller förstör kretsen. I detta fall avstördes ingångarna med en liten snabb keramisk kondensator på 0.1µF samt en större elektrolytkondensator på 22µF. Detta för att hanteringen av korta och långa transienter ska ske problemfritt. Elektrolytkondensatorn kan substitueras med en keramisk kondensator i samma storleksordning då elektrolyter slits med tiden. Energiförsörjningen kommer i detta fall från en spänningsregulator som omvandlar den varierande batterispänningen till en förhållandevis jämn spänning på 12V. Det är viktigt att välja en spänningsregulator som klarar att ge tillräckligt mycket ström, för även om kretsen i sig inte drar mer än några få milliampere så kan transistorerna förbruka uppemot 0.5A.

Att ställa in klockcykeln på kretsen är naturligtvis en viktig uppgift. Det bör nämnas att denna frekvens ska sättas dubbelt så hög som arbetsfrekvensen i systemet. Detta beror på att signalen från kretsens oscillator delas upp mellan de båda utgångarna och frekvensen på dessa blir då hälften oscillators. Frekvensen bestäms genom att

specificera värdet på en resistor respektive kondensator samt koppla dessa från jord till varsin ingång. Resultatet i kretsen är en triangelvåg som kan mätas på ben *CT* och som varierar från 0 till 2.5V med specificerad frekvens. Önskad frekvens uppnås enligt den approximativa ekvationen enligt [9]

$$f_{osc} = \frac{1}{2R_t C_t + t_d} \quad (4.48)$$

$$t_d = 961C_t$$

Eftersom den önskade arbetsfrekvensen i systemet är 50kHz ska f_{osc} ha ett värde på 100kHz. Valet av R_t och C_t är inte helt fritt då till exempel R_t måste vara större än 12.5k Ω för att oscillatorn ska fungera. Värdet på kondensatorn är också den i viss mån begränsad då ett högt värde på denna leder till en lång dödtid t_d , vilket är tiden då spänningen på *CT* pinnen sjunker från maximal spänning till 0. Under denna tid hålls båda utgångarna låga och ingen energiöverföring äger rum. Denna fördröjningstid bör inte uppta mer än någon procent av den totala periodtiden för systemet. Ett högt värde på C_t minskar således den maximala pulskvoten men ett för litet värde ökar risken för felaktiga på och avslagningar av transistorerna. För denna design valdes C_t till 330pF vilket enligt (4.48) ger en resistans på 14.7k Ω vid en frekvens på 100kHz.

Då transistorerna ska tändas läggs en spänning från kontrollkretsens utgångar till gate-ingången på respektive transistor. Den maximala strömmen som tillåts flyta från kretsen är 0.5A. Detta kräver att ett skyddsmotstånd appliceras på respektive utgång. I detta fall är spänningsnivån på utgången 12V och därmed krävs motstånd på 25 Ω för att begränsa strömmen till 0.5A.

Följande avsnitt beskriver något mer reglertekniska inställningar för kretsen. Här ingår mätning av ström såväl som spänning samt komparatorer som bestämmer pulskvoten andra inställningar som exempelvis överströmsskydd och mjukstart redovisas också.

Överströmsskydd finns representerad i kretsen vid två ben, dels vid *CURLIM* och dels vid *SHUTDOWN*. Strömbegränsningsbenet har två uppgifter, dels stängs utgångarna av i händelse av att strömmen i systemet blir för hög och dels bestäms här om kretsen ska återstartas efter händelse av en avstängning. Dessa båda uppgifter utförs på följande sätt.

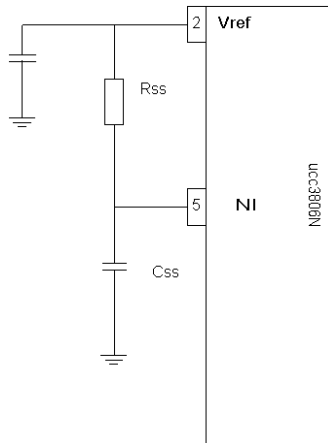
Strömmätningen i kretsen sker, som tidigare antytts, med hjälp av en strömtransformator. Resultatet av mätningen är den spänning som bildas när nedtransformerade strömmen flyter genom en mätresistor. Denna spänning kopplas till strömmätningsspinnen i kretsen *CS+*. Denna jämförs inom i kretsen med en fördefinierad spänning på *CURLIM*. Om spänningen på *CS+* når spänningen på *CURLIM* stängs utgångarna av och således sjunker strömmen i systemet. Spänningen på *CURLIM* benet programmeras genom en spänningsdelning med två resistorer från referensbenet *VREF*. Den andra funktionen för *CURLIM* benet inträffar då shutdown aktiveras. Detta inträffar då en spänning på 1V uppträder på ben *SHUTDOWN*. Detta är en extra säkerhetsåtgärd utifall att strömbegränsningen misslyckats. Inställningen skall konfigureras så att detta ben når tröskelvärde 1V vid en något högre ström än den då strömbegränsningen aktiveras. Avstängning av kretsen kan självklart också

forceras manuellt genom att höja spänningen till 1V på det aktuella benet. Då avstängning uppträder faller spänningen på $VREF$ till 0V och en ström på cirka 190 μ A dras från *CURLIM* benet. Nu kan två olika scenarion inträffa. Om spänningen på curlim benet faller under 350mV kommer kretsen att återstarta men om spänningen är större än 350mV fortsätter kretsen att vara avstängd. Genom att välja önskad egenskap samt att kombinera detta med önskad strömbegränsningsnivå kan de spänningsdelande resistorerna på *CURLIM* benet beräknas. En något mer ingående förklaring finns att tillgå i [6].

Som nämnts i föregående stycke kopplas strömätningen in på benet *CS+*. Detta ben jämförs med benet *CS-* i en komparator med 3 gångers förstärkning. Det senare benet kopplas till jord vilket gör att signalen på utgången är spänningen på *CS+* förstärkt 3 gånger. Utseendet på denna signal liknar en triangelvåg på grund av spolen på systemets sekundärsida. Beroende på spolens elektriska egenskaper kommer strömmen att öka linjärt med den pålagda spänningen, likaså avtar strömmen linjärt då båda transistorerna är avslagna. Detta mönster på strömmen är naturligtvis det samma på primärsidan där mätningen genomförs. När en transistor slås på flyter det för en mycket kort tid en hög primärström. Om denna höga ström detekteras slår överströmsskyddet till och transistorn slås av under resterande delen av periodtiden. För att förhindra denna felaktiga skyddsåtgärd kan ett lågpasfilter inkluderas vid strömmättningsresistorn. Detta filters brytfrekvens bör ställas in på cirka 10 gånger switchfrekvensen eftersom transienten i början därmed inte detekteras medan något långsammare verkliga förändringar i strömmen kan mätas korrekt. Utsignalen från strömmätningen utgör en av ingångarna på ytterligare en komparator. Denna gång jämförs signalen med resultatet av felförstärkaren för spänningsåterkopplingen.

Felförstärkaren består av en positiv *NI* och en negativ *INV* ingång samt möjlighet till återkoppling då utgången *COMP* existerar som ett ben på kretsen. Den positiva ingången kopplas med fördel till $VREF$ och utgör referensvärdet för systemet. Spänningen 5V svarar med andra ord mot en spänning på 300V på omvandlarens utgång. Den negativa ingången kopplas till spänningsmätning samt genom lämpliga komponenter till benet *COMP* för att få önskad reglering. Felförstärkaren förstärker skillnaden mellan de båda ingångarna när den positiva ingången har ett högre värde än den negativa. Om den negativa ingången når $VREF$ eller högre spänningar blir spänningen på utgången cirka 0V och transistorn stängs av. Spänningsmätningen bör alltså dimensioneras så att kretsen känner av en spänning på 5V då spänningen på systemets utgång passerat 300V.

En funktion som ofta implementeras på den positiva ingången till felförstärkaren är mjukstarten. Denna funktion ser till att systemet inte kraschar vid uppstart då spänningen på utgången skiljer sig avsevärt från referensvärdet. Detta får nämligen effekten att strömmen tillåts stiga okontrollerat tills överströmsskyddet eller automatisk avstängning sker. Strömrusningen kan skada komponenter i systemet och bör därmed undvikas. Detta kan ske genom att referensvärdet sakta ökas från 0 till 5V. I praktiken genomförs detta med hjälp av en resistor och en kondensator som kopplas från $VREF$ till *NI* enligt figur (4.5).



Figur 4.5. Implementering av soft-start funktionen.

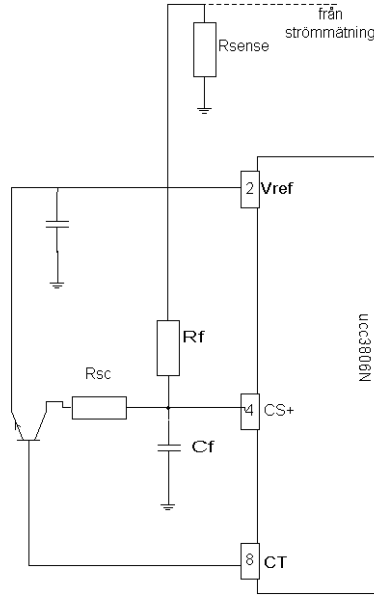
Mjukstarten bör rampa upp spänningen från 0 till 5V på drygt 50 klockcykler, vilket i detta fall motsvarar några millisekunder. Mjukstarten kan förlängas vid händelse av att det sitter stora kondensatorer på omvandlarens utgång som kräver mycket energi för att laddas upp. Komponentvärden beräknas ur ekvationen:

$$V_{NI} = V_{ref} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{ss}C_{ss}}} \right) \quad (4.49)$$

Eftersom tiden är känd kan till exempel resistansen väljas godtyckligt och sedan kan kondensatorns värde beräknas för att erhålla önskad stigtid på spänningen. I detta fall önskades en tid på cirka 2ms och en resistor på 10kΩ valdes godtyckligt. Enligt (4.49) beräknades därefter kondensatorn till 47nF.

Efter felförstärkaren jämförs signalen, som tidigare sagts, med strömätningssignalen i en komparator. Här agerar spänningssignalen som ett tak som strömsignalen närmar sig allt efter att periodtiden går. Då strömsignalen blir lika stor som spänningssignalen stängs den aktuella transistorn av och stannar avstängd till nästa period. För illustration hänvisas läsaren till kapitlet i teoridelen angående strömreglering och lutningskompensation. Som påpekats i denna del kan det vara nödvändigt att införa lutningskompensation vid strömreglering om pulskvoter över 0.5 används. I praktiken utförs det genom att addera signal från oscillatoren till CS+ ingången för att på detta sätt förhindra att transformator kärnan magnetiseras olika mycket när de olika transistorerna leder. Resultatet blir att signalen snabbare möter gränsen och transistorn stängs av. I figur (4.6) visas de komponenter som används för att realisera lutningskompensation.

4 Resultat och metod



Figur 4.6. Realisering av lutningskompensation.

Intressanta komponenter är här R_f och R_{sc} . De formar en spänningsdelning för signal från oscillatoren. Den första resistorn formar tillsammans med kondensatorn ett filter för att minska störningen på signalen från strömmätningen. Denna resistor kan väljas någorlunda godtyckligt ofta $1\text{k}\Omega$, i detta fall valdes dock en något högre resistans nämligen $2\text{k}\Omega$, den enda komponenten att beräkna blir således R_{sc} .

Först beräknas hur snabbt strömmen sjunker i spolen på utgången när transistorn slagits av. Sedan transformeras värdet till primärsidan och vidare till strömmätningens resistor. Här beräknas motsvarande spänningsförändring över resistorn. I ekvationsform ser detta ut enligt

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{ut}}{L} = \frac{300}{900\mu} = 0.3\text{ A} / \mu\text{s} \quad (4.50)$$

$$\frac{di_L^*}{dt} = \frac{di_L}{dt} n_{HFtrafo} = 0.3 \cdot 15 = 4.5\text{ A} / \mu\text{s} \quad (4.51)$$

$$\frac{di_L^{**}}{dt} = \frac{di_L^*}{dt} / n_{strömmafo} = 4.5 / 500 = 0.009\text{ A} / \mu\text{s} \quad (4.52)$$

$$\frac{dV_{Rsense}}{dt} = \frac{di_L^{**}}{dt} R_{sense} = 0.009 \cdot 10 = 0.09\text{ V} / \mu\text{s} \quad (4.53)$$

Idén är nu att återskapa ovanstående spänningsförändring och addera denna till $CS+$ ingången. Spänningen kan genereras med signal från oscillators C_i ben och med spänningsdelande resistorer. Följande ekvation beskriver lutningen på oscillatorbenet.

$$\frac{dV_{osc}}{dt} = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{t_{on}} = \frac{2.5 - 0}{9.7\mu} = 0.26\text{ V} / \mu\text{s} \quad (4.54)$$

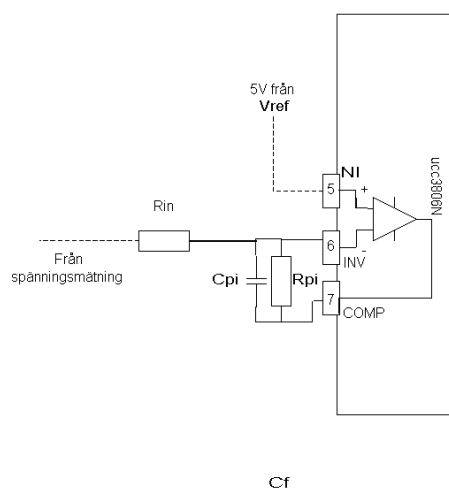
I teorin är den optimala lutningen 50% av strömminskningen på spolen, men i praktiken ansätts ofta en högre lutning för att öka stabilitetsmarginalerna. Ett vanligt

förekommande värde är 75% men ibland används upp till 100% av lutningen. Genom att inse superpositionsproblemet mellan signalen från mätresistorn och oscillatoren kan följande ekvation uppnås:

$$\frac{dV_{osc}}{dt} = \frac{R_{sc}}{R_f} \frac{dV_{Rsense}}{dt} m \quad (4.55)$$

Där m står för hur stor lutningskompensationen ska vara. I detta fall ansattes detta värde till 0.75 för att nå höga stabilitetsmarginaler. Resistor R_f sätts till $2k\Omega$ och formar tillsammans med kondensatorn ett lågpasfilter som minskar transienterna på strömmätningen. Detta ger då efter att spänningsvariationen över R_{sense} och oscillatoren beräknats med hjälp av (4.50) till (4.54) kan resistansen R_{sc} erhållas genom (4.55). Värdet på R_{sc} beräknades här till 3.8ggr R_f . Därmed är dimensioneringen av lutningskompenseringen avslutad. En något utförligare redovisning angående de praktiska tillvägagångssätten vid lutningskompensation kan hittas i [11] samt [2]. Då lutningskompensering införts kan det bli nödvändigt att minska R_{sense} eftersom spänningen på $CS+$ benet skall vara 1V vid maxström och hittills alstrar R_{sense} ensamt denna spänning.

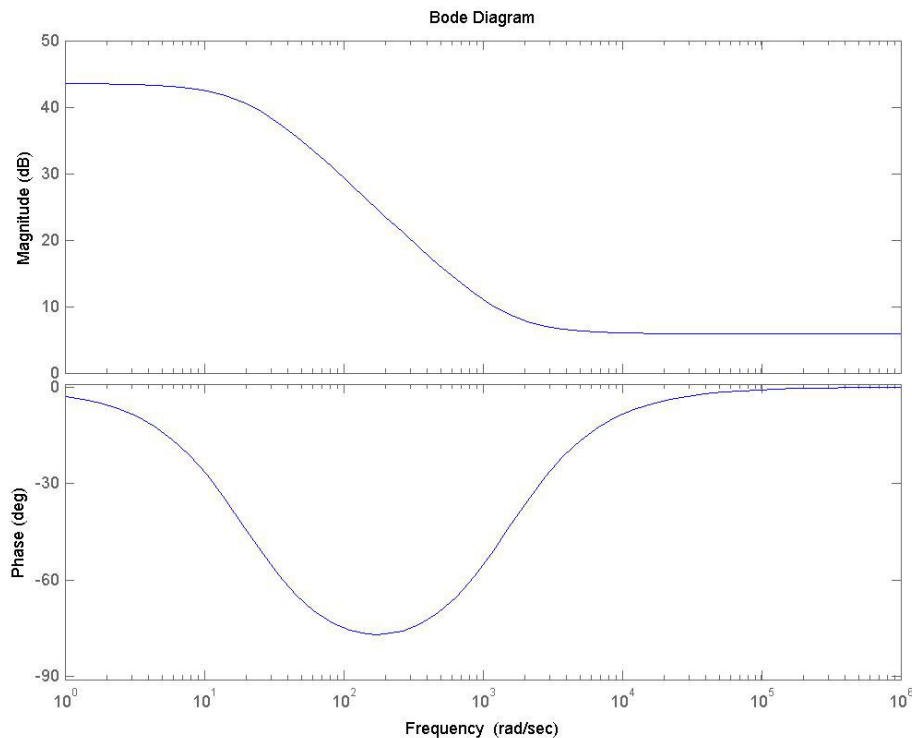
Spänningsreglering realiseras i kretsen mellan benen INV och $COMP$ på felförstärkaren. Genom att ansluta någon kombination av resistorer och kondensatorer mellan dessa ben kan olika typer av regulatorer såsom P, PI eller PD uppnås. I denna rapport kommer den vanligt förekommande PI regulatorn att användas. Den kan realiseras genom att placera en kondensator parallellt med en resistor mellan de båda benen, samt anslutas till mätsignalen. Figur (4.7) visar hur spänningsreglering kan realiseras med passiva komponenter.



Figur 4.7. Implementering av PI-regulatorn.

För att kunna dimensionera regulatorn måste systemets uppförande kännas till. Av denna anledning utförs den modellering som diskuterats i teoridelen, men eftersom strömreglering används vid denna design blir modelleringen något enklare då spolen ej påverkar modellen. Detta innebär att modellen för kraftblocket nu bara innehåller en nolla, som formas av kondensators kapacitans och ESR (ekvivalent shunt resistans). Kondensatorn som används har en kapacitans på $330\mu F$, men dess ESR

fanns ingen uppgift om. Detta värde är ungefär ett par Ohm för den här typen av kondensatorer så det är detta värde som använts. I modellen har också spänningsfallet över dioderna försumrats då det är mycket små jämfört med spänningsnivån på utgången. Lasten antas vara en ren resistans på 150Ω , vilket motsvarar ett effektuttag på 600W. Bodediagrammet för kraftdelen kommer att se ut enligt figur (4.8).



Figur 4.8. Bodediagram för kraftdelen vid strömreglering. Skillnad mellan denna modell och den redovisad i teoridelen är avsaknaden av en spole som försvinner på grund av strömregleringen.

En enkel reglerstrategi kan nu enligt [12] vara att placera regulatorns pol vid nollan för modellen av kraftdelen för att uppnå en jämn faskurva. Polen för regulatorn bestäms ur ekvationen:

$$f_{pol} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{R_{PI} C_{PI}} \quad (74)$$

Vid låga frekvenser önskas hög förstärkning. Denna förstärkning ges av förhållandet mellan R_{in} och R_{PI} . Förstärkningen begränsas av att det totala systemets förstärkning bör falla till 0dB en bit innan switchfrekvensen.

Då signaler till styrchipet måste vara väldigt precisa krävs det att kontrollkretsen byggs upp på ett kretskort. Ett exempel på en känslig del av styrchipet är oscillatorn. Signalen byggs upp av en resistor och kondensator och det är mycket viktigt att kondensatorn placeras nära dess ingång på styrchipet för att oscillatorn ska fungera bra. Vid konstruktion av kretskort användes programmet *EAGLE*[®] för att placera

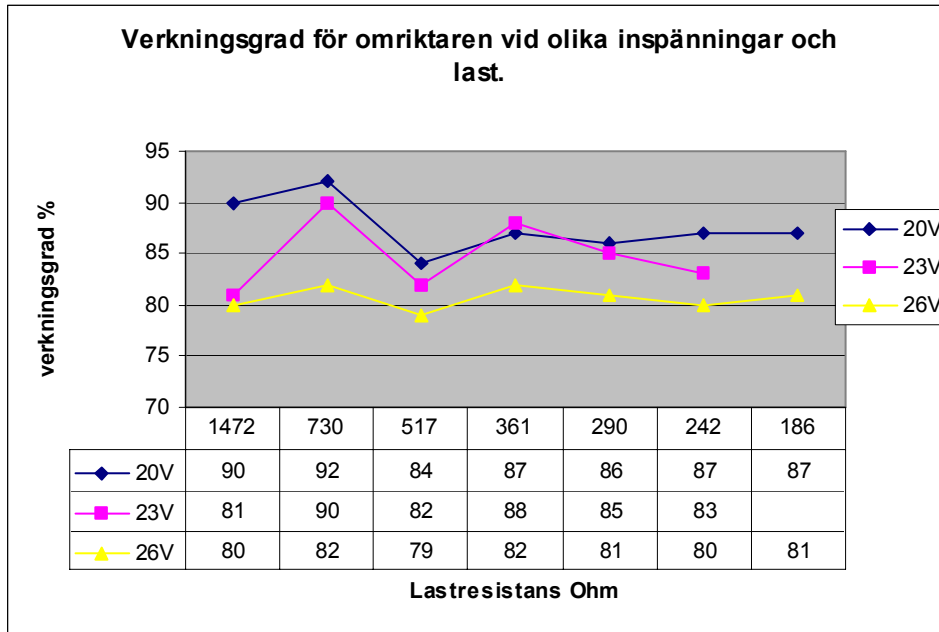
komponenter och ledningsbanor. Tillverkning av kretskortet utfördes hos teknologföreningen *ETA* på *Chalmers* där etsningsutrustning fanns att tillgå.

4.5 Mätresultat

Mätningar utfördes på den konstruerade omvandlaren för att mäta dess verkningsgrad samt hur systemet reagerade vid olika belastningssituationer. Verkningsgraden är naturligtvis en viktig parameter då det inte är önskvärt att omvandlaren själv förbrukar allt för mycket energi. Generellt brukar verkningsgraden för omvandlare i den här effektklassen ligga runt 80 till 90%. Mätningarna av verkningsgraden utfördes vid tre olika inspänningar nämligen 20, 23 och 26V. Detta symboliserar urladdade batterier, delvis urladdade batterier och fulladdade batterier. Vid dessa olika spänningar lastades omriktaren med en rent resistiv men variabel last. Mätningarna summeras nedan i tabell (4.1).

<i>Tabell 4.1. Verkningsgrad för omvandlaren vid olika inspänningar och laster.</i>									
	Inspänning 20V			Inspänning 23V			Inspänning 26V		
Lastresistans Ω	Put W	Pin W	η %	Put W	Pin W	η %	Put W	Pin W	η %
1472	58	65	90	61	75	81	61	76	80
730	116	126	92	118	131	90	119	145	82
517	151	179	84	166	203	82	160	202	79
361	209	242	87	236	269	88	229	277	82
290	263	305	86	294	346	85	282	347	81
242	305	350	87	345	415	83	337	420	80
186	339	388	87				383	474	81

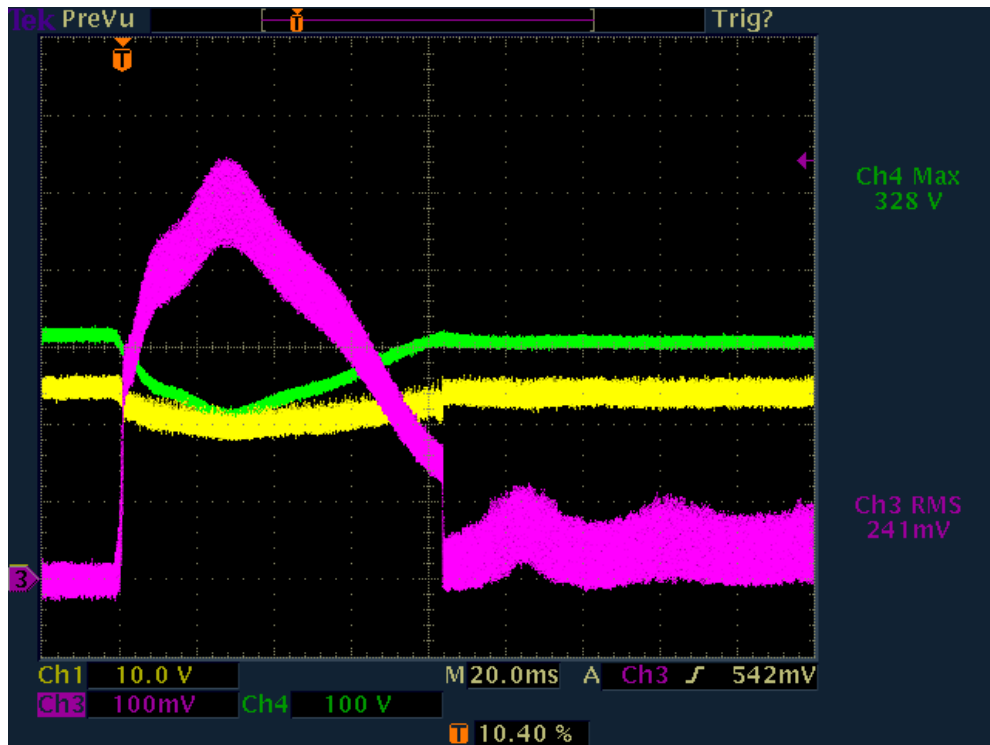
Mätning av verkningsgraden med 23V inspänning och 186 Ω last saknas då spänningsaggregatet inte kunde ge tillräckligt mycket ström med stabil drift. Av tabell (4.1) framgår det att verkningsgraden är som högst vid 20V inspänning, detta beror på att omvandlaren inte behöver reglera spänningen eftersom omvandlarens utspänning inte riktigt når 300V i detta fall. Troligtvis kan verkningsgraden bli i stort sett lika vid alla inspänningar om systemet byggs på ett välkonstruerat kretskort och om regleringen optimeras. I figur (4.9) nedan visualiseras resultatet från tabell (4.1).



Figur 4.9. Verkningsgraden för omvandlaren vid olika inspänningar och lastresistanser.

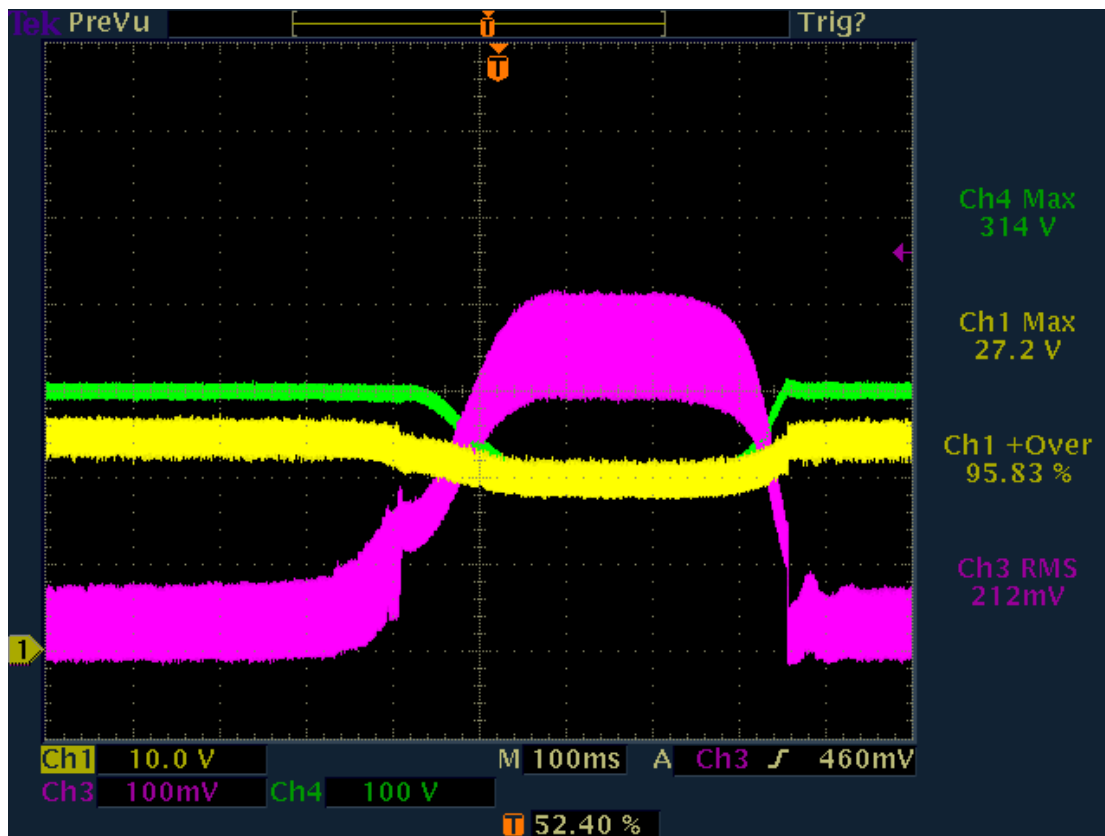
Mätningar av verkningsgraden visar att vår prototyp inte förbrukar allt för mycket energi. Genom att känna på komponenterna efter mätningarna kunde det konstateras att de största förlusterna sker i transistorerna. De transistorer som användes var två stycken parallellkopplade *STP80NF10* vilka tidigare har refererats till som reservtransistorer. Om istället *IRFB4310* skulle ha använts skulle troligen verkningsgraden öka något. På grund av lång leveranstid på *IRFB4310* har de dock inte använts i denna mätning. Andra förbättringar som kan göras till nästa prototyp för att förbättra verkningsgraden ytterligare är till exempel att minska tomgångsresistansen och bygga hela systemet på ett riktigt kretskort med tjockare kopparlager.

Då omvandlaren skall driva en motor är det också intressant att veta hur ström och spänning varierar vid en snabb uppstart samt vid tillfälliga extra belastning. Denna belastning kan till exempel uppkomma om ett föremål placeras i vägen för grinden då den stängs. Detta leder till att motorn drar maximal ström vilken begränsas till cirka 1kW av den mellanliggande frekvensomvandlaren. I figur (4.10) nedan visas ström och spänningar för omvandlaren vid en snabb motor start.



Figur 4.10. Ström och spänningsmätning vid upstart av en motor från noll till synkront varvtal på 0.1 sekund. Inström(lila), batterispänning(gul) och utgångsspänning på omvandlaren(grön).

Motorn accelereras från stillastående till 50Hz på 0.1 sekund. De olika kurvorna representerar batterispänning (gul), inström (lila) samt utspänning (grön). Då motorn slås på stiger strömmen till ett maxvärde på cirka 54A. Samtidigt sjunker spänningen på både batteri och utgången. Största anledningen till att spänningen på omvandlarens utgång sjunker så kraftigt (cirka 80V) är att batterispänningen sjunker när den höga strömmen dras från batteriet. Då motorn når sitt synkrona varvtal regleras spänningen åter till 300V. Figur (4.11) visar en motor som går vid sitt synkrona varvtal och sedan bromsas till stillastående genom att hålla fast rotorn, detta symboliserar ett objekt som stoppar stängning av en port.



Figur 4.11. Ström och spänningsmätningar vid fasthållen rotor. Inström(lila), batterispänning(gul) och utspänning från omvandlaren(grön).

Kurvorna representerar samma parametrar som i figur (4.11). Vid stillastående rotor stiger strömmen medan spänningen på batteriet och omvandlarens utgång sjunker. Då rotorn släpps fri återgår utspänningen på omvandlaren till referensvärdet på 300V och strömmen sjunker tillbaka till det värde som krävs för att driva motorn i synkront varvtal. Ovanstående grafer kan ses som ett stegsvar på en laständring.

5 Diskussion och slutsatser

Målsättningen för detta projekt var från början att utveckla en färdig produkt i princip klar för produktion. Då det under projektets gång visade sig betydligt svårare än beräknat att konstruera en DC/DC-omvandlare fick målsättningarna sänkas något. Vid projektets slut har en första fungerande prototyp, som klarar de specifikationer som fanns uppställda, tagits fram. Verkningsgraden för denna prototyp ligger mellan 80 till 90% vilket är godkänt. Den klarar att ge de effekter som krävs vid exempelvis en snabb uppstart av en motor.

Till nästa prototyp finns det utrymme för en rad förbättringar. Till exempel måste alla komponenter placeras på ett välkonstruerat kretskort så att omvandlarens egenskaper kan utvärderas noggrannare. Vad gäller komponenter kan den största optimeringen göras med transistorerna. Genom att byta ut de nuvarande transistorerna *STP80NF10* som har ett förhållandevis högt värde på framledningsresistans ($R_{DS(on)}$) till exempelvis *IRFB4310* med lägre $R_{DS(on)}$ kan verkningsgraden förbättras. Generellt sett har mosfet-transistorer med låg framledningsresistans en högre gate-kapacitans vilket leder till längre av- och påslags tider. Om dessa tider blir för långa kan det hända att båda transistorerna leder samtidigt vilket betyder kortslutning av batteriet och att strömtransformatorn inte får tid att avmagnetiseras. Detta problem kan avhjälpas genom att minska resistansen mellan styrkrets och transistor. Styrkretsen har dock en begränsning i hur liten denna resistans kan vara då den inte kan leverera mer än en halv ampere till och från transistorns gate-ingång. För att försäkra sig om att inte transistorerna går i sönder på grund av överspänning vid spänningstransienter då de bryter strömmen kan eventuellt transistorer med högre märkspänning användas. Detta medför i regel att $R_{DS(on)}$ ökar och därmed förlusterna. Vi har dock inte råkat ut för att de har gått i sönder på grund av detta men det finns en risk.

En annan förbättring till nästa prototyp kan vara att flytta spänningsavkänningen från systemets sekundärsida till primärsidan. Detta medför att en optokopplare inte längre är nödvändig och eftersom denna slits uppnås ett robustare system. Om detta visar sig svårt att realisera bör den existerande spänningsmätningsskretsen uppdateras något. Vid låga laster förses inte operationsförstärkaren och optokopplaren med tillräckligt mycket energi från transformatorn för att kunna hålla en stabil mätning. Genom att byta ut kondensatorn i RC-nätet, C_{vs} , på ingången till operationsförstärkaren mot en kondensator med högre värde, kan energi tas från denna vid låga laster och därigenom uppnå en stabilare mätning. Om detta utförs måste även R_{vs} ändras.

Problem kan uppstå i samband med överföringen av signal från optokopplaren till styrkrets. Då utimpedansen från optokopplaren är $60\text{k}\Omega$ gäller det att inte resistorn R_{in} väljs mycket större, exempelvis $200\text{k}\Omega$, om reglering skall kunna genomföras korrekt. Detta leder till att resistorn R_{PI} blir stor, i nuläget $1\text{M}\Omega$ vilket säkert kan höjas något ytterligare för bättre förstärkning, eftersom förstärkningen formas av kvoten R_{PI}/R_{in} .

Vad gäller de önskemål som ställts i inledningen angående storlek och pris kan följande sägas. Storleken på omvandlaren kan kraftigt reduceras jämfört med *DAAB*:s nuvarande växelriktare. Om priset på denna produkt i slutändan blir lägre är mer osäkert, då det återstår en hel del arbete innan produkten kan sättas i produktion. Det

som kan sägas är att komponentpriserna på omvandlaren som byggts skulle vid en serietillverkning hamna på cirka 800 kronor.

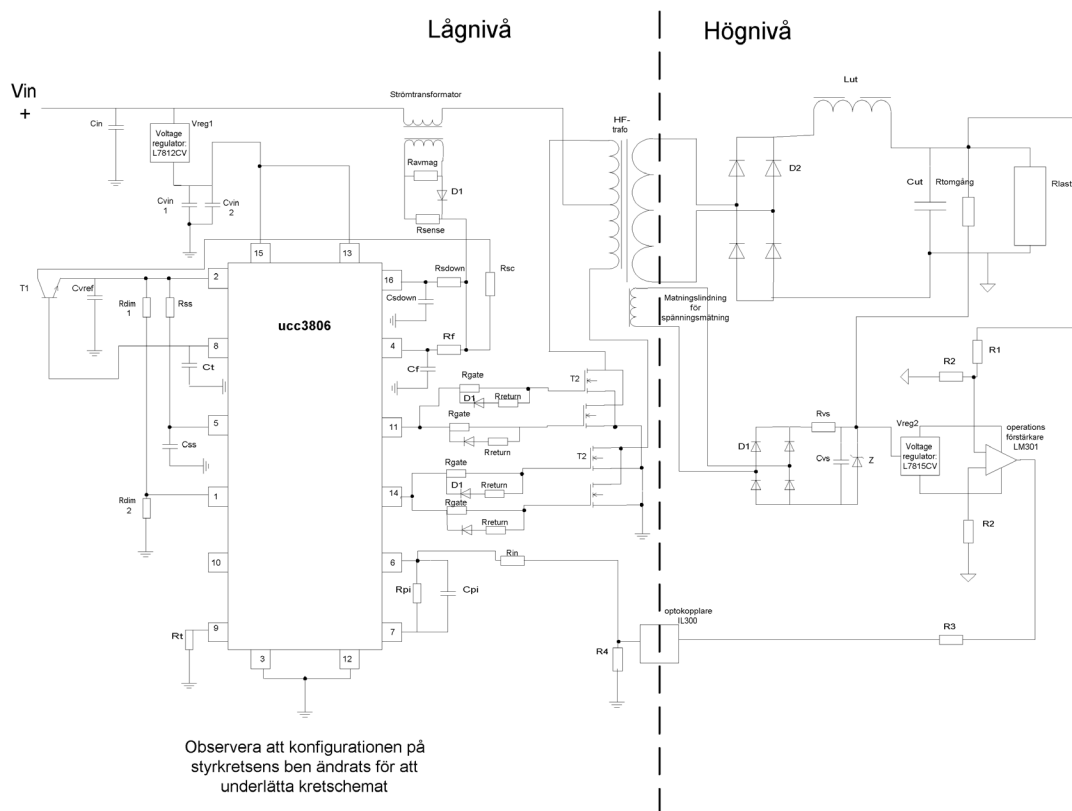
Vid konstruktion av denna omvandlare har en hel del problem uppstått, några av dessa följer nedan för att andra skall slippa ödsla tid som vi gjort. För det första bör systemet byggas på kretskort från första början och ej på kopplingsplatta då inga praktiskt användbara mätningar kan utföras på detta sätt. Vid design av kretskortet bör småsignalernas jordplan hållas skilt från hög effekt så när som på en liten brygga. Detta för att inte transistorerna skall störa ut småsignalerna, samtidigt som samma jordpotential erhålls mellan kraftsida och småsignalsida. Kondensatorn som skapar oscillatorsignalen måste placeras så nära ingången på styrkretsen som möjligt för att uppnå bra funktionalitet. Det samma gäller även för avståndet mellan gate-utgångarna på styrkretsen och ingången på transistorerna. Detta för att minimera resistans och induktans som annars kan förlänga av- och påslagstider. För att minska avstängningstiderna på transistorerna kan asymmetrisk gate-resistans användas och på detta sätt eliminera kortslutning av transistorerna.

Avslutningsvis kan det sägas att även om det under detta projekts tidsram fanns tid att ta fram en färdig produkt anser vi att vi har gett *DAAB* en bra grund för att kunna utveckla produkten kommersiellt.

Referenser

- [1], Balogh, L., 2001. "Design review: 140W, Multiple output high density DC/DC converter", Texas Instruments Incorporated, USA
- [2], Dixon, L., 2002. "Control loop cookbook", Texas Instruments Incorporated, USA
- [3], Infineon Technologies., 2001. "IL300 Linear optocoupler", Infineon Technologies corp., USA
- [4], Lenk, R., 1998. "Practical design of power supplies", McGraw-Hill, USA
- [5], Lennartsson, B., 2002. "Reglerteknikens grunder", Studentlitteratur AB, Sverige
- [6], Mammano, R., 1999. "Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode", Texas Instruments Incorporated, USA, Unitrode design note DN-62
- [7], McLyman, T., 2004. "Transformer and inductor design handbook", Marcel Dekker, USA
- [8], Mohan, N., Undeland, T., Robbins W., 1995. "Power Electronics", Wiley & Sons, USA
- [9], Palczynski, J., 1999. "Programming the ucc3806 features", Texas Instruments Incorporated, USA, Unitrode design note DN-51
- [10], Palczynski, J., 1999. "UCC3806 BiCMOS Current mode control IC", Texas Instruments Incorporated, USA, Unitrode application note U-144
- [11], Texas Instruments., 1999. "Practical considerations in current mode power supply", Texas Instruments Incorporated, USA, Unitrode application note U-111
- [12], Texas Instruments., 1999. "uc3842/3/4/5 Provides low cost current-mode control", Texas Instruments Incorporated, USA, Unitrode application note U-100A

Appendix A



Kretsschema över färdig prototyp.

Appendix B

Komponentlista:

Styrkrets: TI ucc3806

C _{in}	200uF
C _{vin1}	0.1uF Keramisk
C _{vin2}	22uF Elektrolyt (kan bytas ut mot keramisk)
C _{sdown}	10nF (ej implementerad ännu)
C _{ss}	47nF (Kan ändras om längre mjukstart önskas)
C _t	470nF Keramisk
C _{vref}	0.1uF (Kan eventuellt ökas något för stabilare V _{ref})
C _{pi}	100pF (Kan behöva justeras för optimal reglering)
C _f	10nF
R _{sc}	10kΩ Potentiometer(0-50kΩ) Behöver optimeras
R _{sdown}	4kΩ (ej implementerad) kan behöva justeras
R _{clim1}	12kΩ
R _{clim2}	24k Ω (Ställs in så brytning sker vid 50A)
R _{ss}	10kΩ (Kan ändras om längre mjukstart önskas)
R _t	14.7kΩ
R _{pi}	1MΩ Potentiometer(0-1MΩ)
R _{in}	200kΩ Potentiometer(0-0.5MΩ)
R _{gate}	69.8Ω
R _{return}	5Ω
V _{reg1}	L1812CV
D1	1N4148
T1	2N222
T2	STP80NF10 Bör bytas mot IRFB4310
D2	STTA806D

Strömtransformator:

Kärna	TN25/15/10 material 3F3
Tråd	AWG #30
N _s	500varv
R _{avmag}	1kΩ
R _{sense}	10Ω (kan behöva justeras något)
D1	1N4148

Högfrekvenstransformator:

Kärna	EC70 inget luftgap material 3C85
Trådprimär	2*4 varv Litz 2*405*0.071 1lager
Trådsekundär	60 varv Litz 90*0.10 2 lager med isolation emellan
Spänningsmätning	6varv

Spänningsmätning:

D1	1N4148
Z	1N5361B (27V Zenerdiod)
Vreg2	L7815CV
Opamp	LM301
Optokopplare	IL300
R1	2.8M Ω
R2	50k Ω
R3	516k Ω
R4	61.5k Ω
Rvs	160 Ω
Cvs	4.7uF
Cavs	100nF

Utgångsinduktans:

L	900uH
Kärna	ETD-44 material 3F3 luftgap 1mm
Tråd	AWG #16 70varv

Appendix C

Matlabkod för strömreglering

```

clear;
%last resistans
R=150;
%ESR
rc=2;
%spole/kondensator
ind=900e-6;
cap=330e-6;
%lindningsratio
n=14;
%inspänning på kraftdelen
Vd=n*24;
%regler komponenter
Rf=1000e3;
r1=230e3;
cf=100e-12;

A=[-1/(cap*(rc+R))];
B=[R/(cap*(rc+R))];
C=[R/(R+rc)];
D=[R*rc/(R+rc)];
%överföringsfunktion för kraftdelen
G1=ss(A,B,C,D);
s=tf('s');
%överföringsfunktion för regleringen
G2=Rf/r1*1/(1+s*(2*pi*Rf*cf));
%överföringsfunktion PWM
G3=1/2.5;
bode(G1*G2*G3,{1,10e5})

```

Appendix D

Matlabkod för beräkning av förlusteffekt i transistorer

```
%Miller laddning
Qgd=[62e-9 44e-9 51e-9];
%Inbyggd resistans i transistoren
Rg=[1.4 1.5 1.5];
%pålagd spänning på gate
Vgate=[12 12 12];
%tröskelspänning
Vth=[4 4 4];
%framledningsresistans
Rdson=[7e-3 10e-3 18e-3];
%total laddning på gate
Qg=[250e-9 180e-9 189e-9];
Coss=[540e-12 360e-12 600e-12];
%Spänning vid avslagen transistor
Voff=[48 48 48];
%primärström
Il=[25 25 25];
%oscillator kondensator
Ct=[330e-12 330e-12 330e-12];
n=0;
Pdisplay1=[1,980];
Pdisplay2=[1,980];
Pdisplay3=[1,980];

%beräkning av förlusterna:
for f=1e3:1000:10e4
    n=n+1;
    T=1/f;
    ton=(Qgd.*Rg)./(Vgate-Vth);
    toff=(Qgd.*Rg)./Vth;
    tdelay=961*Ct;
    Irms=Il.*sqrt(0.5*tdelay/(T));
    %vid temp 100 C är Rdson större än vid 25!!
    Rcorr=[1.88 1.90 1.75];
    Pcond=Rcorr.*Rdson.*Irms.*Irms;
    Pgate=Qg.*Vgate*f;
    Pcoss=0.5*Coss.*Voff.*Voff*f;
    Ponoff=0.5*Il.*Voff.*(ton+toff)*f;
    Ptot=Pcond+Pgate+Pcoss+Ponoff;
    Pdisplay1(1,n)=Ptot(1,1);
    Pdisplay2(1,n)=Ptot(1,2);
    Pdisplay3(1,n)=Ptot(1,3);
end
f=20e3:1000:10e5;
plot(Pdisplay1)
```

```
hold on
plot(Pdisplay2,'r')
plot(Pdisplay3,'g')
legend('irf4310','irf4410','reserv');
title('Förlusteffekt som funktion av switchfrekvens vid 25A ström på primärsidan');
xlabel('Frekvens(kHz)');
ylabel('Förlusteffekt(W)');
```