CHALMERS



Analys av verkningsgrad för en industriell DC-DC omvandlare

Kandidatarbete

Johan Petersson
Robin Sundqwist

Energi och Miljö
Avdelningen för Elteknik
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige, 2012

Analys av verkningsgrad för en industriell DC-DC omvandlare

JOHAN PETERSSON
ROBIN SUNDQWIST

Energi och Miljö
Avdelningen för Elteknik
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige

ANALYS AV VERKNINGSGRAD FÖR EN INDUSTRIELL DC-DC OMVANDLARE

© JOHAN PETERSSON
ROBIN SUNDQWIST, 2012.

Energi och Miljö
Avdelningen för Elteknik
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige SE-4112 96 Göteborg
Telefon +46 (0)31-772 1000

Försättsblad.
Likriktarmodul.

Chalmers Bibliotek, Reproservice.
Göteborg, Sverige 2012
ANALYS AV VERKNINGSGRAD FÖR EN INDUSTRIELL DC-DC OMVANDLARE

Abstract

This thesis is performed in collaboration with Kraftpowercon AB in Surte, Sweden. Focus has been on to identify the powerlosses in one of Kraftpowercons halfbridge DC-DC converters. First theoretical calculations are made, the calculations is verified with measurements of six different operation modes. In a later stage, methods like soft switching and synchronous rectifying are proposed to increase the efficiency for the converter. To achieve softswitching for the halfbridge, the LLC resonant converter topologies are implemented and examined. The report includes choice of components for the suggested modifications.

Results of measurements show that approximately 40-45 % of total losses occur in the IGBT, most of this being switching losses. Furthermore 35-40 % being diode losses in the secondary stage. The LLC topology would ideally reduce switching losses 74 %, but only when the converter is used for specific operation modes. When this is not the case for the examined halfbridge converter, LLC topology provides no increase in efficiency. The synchronous rectifying solution is easily achieved, just replacing the diodes with MOSFETs. In an ideal case not taking into account the control system, synchronous rectifying could increase the efficiency to up to 91,6 %.

Keywords: Converter, LLC, SMPS, DC-DC, Halfbridge, Synchonous rectifying, Soft switching, Efficiency.

Förord

Denna rapport har gjorts i samarbete med Kraftpowercon AB i Surte. Ett speciellt tack riktas till vår handledare Rolf Andersson för hans engagemang i projektet. Vi vill även tacka Peter Mathisson, Jesper Bank, Annelie Petterson, Ulf Beijer samt
Tony Rydebrink.

På Chalmers vill vi tacka vår handledare Andreas Karvonen samt examinator Torbjörn Thiringer som hjälpt oss hålla ner förväntningarna och visat oss mycket nyttig ” gammal skåpmat ”.

Författare:
Johan Petersson
Robin Sundqwist
Göteborg, Sverige 2012

Innehållsförteckning

Abstract v
Förord vii
Innehållsförteckning ix
1. Introduktion 1
1.1. Bakgrund 1
1.2. Syfte 1
1.3. Metod 1
2. Teknisk bakgrund 3
2.1. Komponenter 3
2.1.1. Resistor 3
2.1.2. Induktor 3
2.1.3. Kondensator 3
2.1.4. Diod 4
2.1.5. IGBT 5
2.1.6. Transformator 6
2.2. Diodlikriktare 7
2.3. Halvbrygga 8
2.4. Helbrygga 8
2.5. Synkron likriktning 9
2.6. Mjukswitchning 9
2.7. Resonanskrets LLC 9
3. Beräkningar effektförluster 13
3.1. Mätobjekt 13
3.2. Likriktarbrygga förluster 14
3.3. IGBT förluster 15
3.4. Transformator förluster 16
3.5. Sekundära likriktardioder förluster 17
3.6. Sammanfattning beräknade förluster 18
4. Verifiering av effektförluster 21
4.1. Använda mätinstrument 21
4.2. Mätpunkter 21
4.3. Verkningsgrad halvbrygga 22
4.4. IGBT förluster 23
4.5. Diod förluster 24
4.6. Sammanfattning förluster 26
5. Konstruktion/ Lösningar 27

5.1. Synkron likriktning 27
5.2. Design av LLC resonanskrets 27
5.2.1. Beräkning av komponenter 28
5.2.2. Konstruktion av LLC krets 29
5.2.3. Mätningar 31
5.2.4. Sammanfattning LLC resonanskrets 32
6. Slutsats och diskussion 34
6.1. Arbetets resultat 34
6.2. Framtida utveckling 34
7. Källförteckning 36
8. Bilagor 38
8.1. Bilaga 1: Matlabkod för LLC. 38
8.2. Bilaga 2: Utdrag ur datablad för transformator 40

1. Introduktion

1.1. Bakgrund

Switchade spänningsomvandlare (SMPS) är en väsentlig del i dagens elektronikutrustningar. Den här formen av kraftförsörjning använder sig av komponenter med energilagringsegenskaper såsom induktanser och kapacitanser. Vidare används dioder samt elektroniska switchar tillverkade i halvledarmaterial. Switcharna arbetar under högfrekventa samt pulsbreddsmodulerade tillstånd med hög frekvens för att leverara en stabil och störningsfri spänning och ström på utgången, vilket är nödvändigt för att försörja de flesta elektronikutrustningar. I takt med att det ställs allt högre krav på effektivitet och pålitlighet för energianvändning, efterfrågas det ständigt förbättringar inom SMPS-området.

Examensarbetet skall göras i samarbete med Kraft Powercon AB i Surte. Med utgångspunkt från deras en av deras omvandlarprodukter skall en undersökning göras och lämpliga förbättringar föreslås. Spänningsomvandlaren används som kraftförsörjning i industriella processer samt vattenrening och kopplas till nätspänning (400/230 VAC) och levererar 12 - 30 V DC, 250 – 600 A ut [1]. Modulerna kan parallellkopplas för att leverera högre ström. Den tekniska lösningen är idag något föråldrad och en uppgradering ev. utbyte är planerad till år 2013. Modulen består idag av en halvbrygga med diodlikriktare på sekundärsidan.

1.2. Syfte

Syftet är att utifrån beräkningar och mätningar kunna fastställa var de största förlusterna i dagens lösning uppstår, samt sedan fastställa en slutlig verkningsgrad för modulen. Därefter skall förslag på alternativa lösningar presenteras. Dessa alternativa lösningar kan innehålla dels en implementering av en resonanskrets, synkronlikriktning i det sekundära steget och ett topologibyte. De alternativa lösningarna skall resultera i mindre förluster, dvs. förbättrad verkningsgrad och visa på vilka delar av kretsen som bör bytas ut för att uppnå störst verkningsgradsförbättring.

1.3. Metod

Då rapporten till stor del utgörs av praktiska mätningar och dimensionering av komponenter har informationen i denna rapport mestadels hämtats från olika tillverkares datablad samt applikations broschyrer. Information om det undersökta DC-DC omvandlaren har fåtts av Kraftpowercons utvecklingsavdelning. Litteratur har inhämtats från Chalmers bibliotek, kurslitteratur samt från Kraftpowercon rekommenderade websidor.

2. Teknisk bakgrund

DC/DC omvandlare delas vanligtvis in i två grupper, icke isolerade och isolerade. Denna indelning syftar på en elektrisk avskiljning, även kallad galvanisk isolering mellan in- och utgång hos omvandlaren[2]. I kategorin icke isolerade omvandlare finner man topologier såsom Step-down (Buck) och Step-up (Boost). Genom att placera switchar och dioders på olika sätt i kretsen kan man erhålla önskad ström eller spänning på utgången. Ur säkerhetssynpunkt har de icke isolerade omvandlarna dock en väsentlig nackdel eftersom det inte finns någon elektrisk avskiljning mellan primär- och sekundärsida. I isolerade omvandlare används en transformator för att skapa en galvanisk isolering mellan primär- och sekundärsida. Detta gör att det inte finns någon fysisk koppling mellan sidorna men att energi ändå kan överföras mellan transformatorns lindningar. Hos de isolerade omvandlarna finner vi topologier såsom halv- och helbrygga samt flyback.

2.1. Komponenter

Nedan redovisas de för i arbetet genomgångna kretsarnas viktigaste förlustmekanismer. Fokus ligger på förlustberäkningar då detta är huvudämnet i kapitel 3.

2.1.1. Resistor

Komponent som ger effektförluster då ström flyter genom den. Förlusten beräknas som

$$P_{förlust} = R\, {I_{RMS}}^2 \,. \tag{2.1}$$

2.1.2. Induktor

En induktor ger en effektförlust eftersom induktorn i verkligheten aldrig är helt ideal. I en icke ideal modell av induktorn placeras en resistans i serie för att symbolisera DC-förluster i koppartråden, vilket medför effektförlusten

$$P_{förlust} = R_{cu}\, {I_{RMS}}^2 \,. \tag{2.2}$$

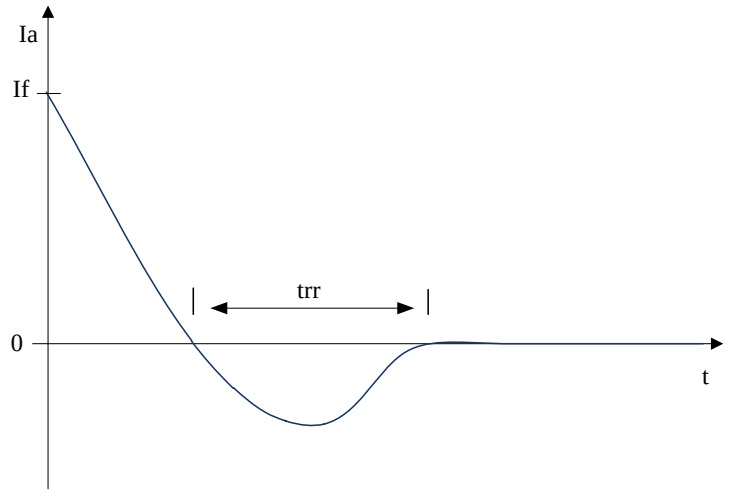
2.1.3. Kondensator

Kondensatorn modelleras likt induktorn med en ekvivalent serieresistans R_{ESR}. Genom att införa R_{ESR} tar modellen hänsyn till dielektriska förluster samt motstånd i anslutningar och koppartrådar. Förlusten beräknas som

$$P_{förlust} = R_{ESR}\, {I_{RMS}}^2 \,. \tag{2.3}$$

2.1.4. Diod

Halvledarkomponent som i normalfallet leder ström i en riktning samt blockerar åt andra hållet. Förlusterna i en diod delas i två grupper, *ledningsförluster* och *reverse recoveryförluster*. Ledningsförlusterna uppkommer på grund av diodens framspänningsfall när den leder i framriktningen. Reverse recoveryförlusterna uppkommer då dioden ej är ideal vid avstängning. I stället för att stänga av strömmen direkt då dioden blir backspänd leder den ett kort ögonblick i backriktningen, se figur 2.1.



Figur 2.1. Reverse recovery.

Tillverkare av dioder specificerar ofta approximativa formler för beräkning av effektförlusterna. För dioderna som används i mätobjektet kap. 3 kan förlusterna beräknas enligt

$$P_{förlust} = P_{led} + P_{reverse\ recovery} \tag{2.4}$$

där P_{led} kan utvecklas till

$$P_{led} = U_f\, I_{f\,(medel)} + R_{D\,(ON)}\, I_{f(RMS)}{}^2 \tag{2.5}$$

där $U_f = 0{,}56\ V$ är framspänningsfallet i framriktningen givet i datablad.
$R_{D(ON)}$ = 1,5 mΩ är ekvivalent framledningsresistans givet i datablad. $I_{f\,(medel)}$ är medelströmmen genom dioden. $I_{f\,(RMS)}$ är RMS strömmen genom dioden. Formeln är approximativ på grund av att U_F och $R_{D(ON)}$ inte kan anges generellt. Tillverkaren har angett värden på dessa för den bästa generella approximationen. De angivna parametrarna avser dioden STPS160H100TV [3].

2.1.5. IGBT

En IGBT är en speciell transistortyp med isolerat styre (*Isolate Gate Bipolar junction Transistor*) som klarar av att hantera relativt stora effekter. Den kombinerar effekttåligheten hos en bipolärtransistor med den enkla styrningsprincipen från en fälteffektstransistor (MOSFET) i och med att spänningsfallet över IGBTn är lågt samtidigt som styrningen kräver lite energi. Ur förlustsynpunkt är den väldigt lik en MOSFET med skillnaden att IGBTn släpper ytterligare lite ström igenom sig vid frånslag (*tailing*), se figur 2.2. Förluster då IGBTn leder i framriktningen [4] P_{led} beräknas enligt

$$P_{led} = U_f \, I_{EC\,(medel)} + R_{EC\,(on)} \, I_{EC\,(RMS)}^{\,2} \tag{2.6}$$

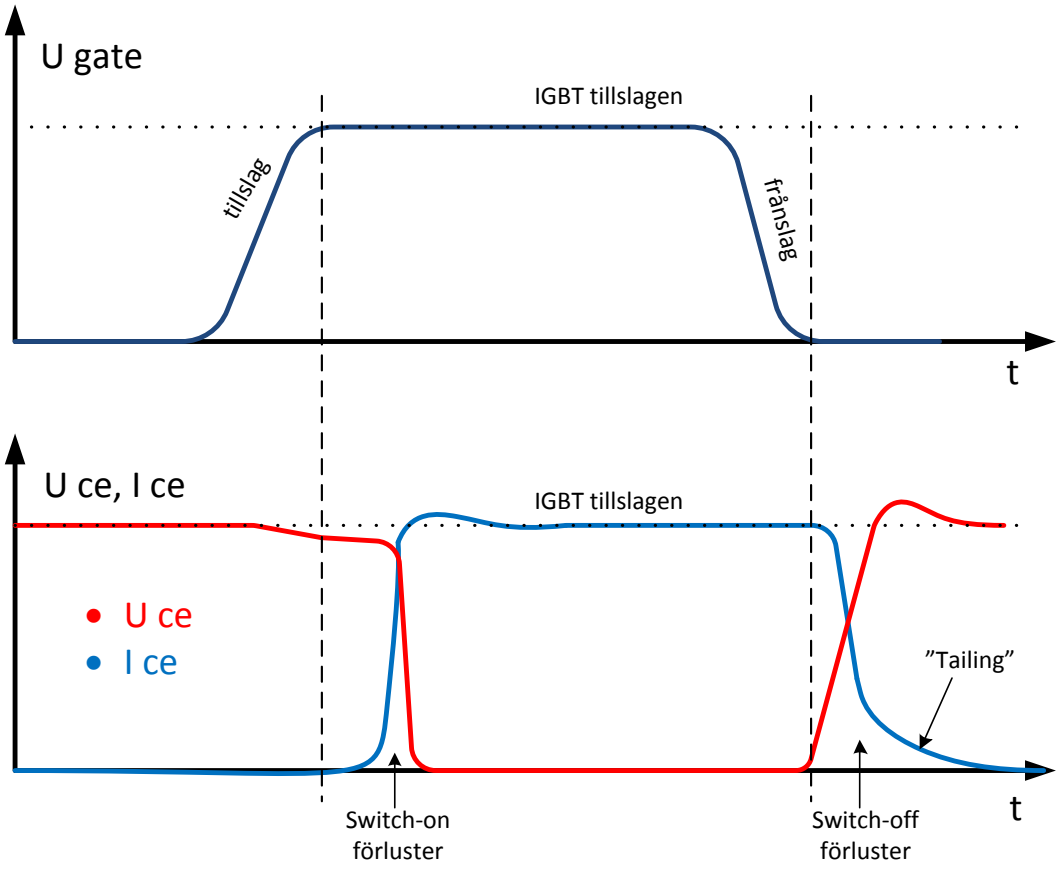
där U_f är framspänningsfallet över IGBTn och $R_{EC\,(on)}$ är ledningsresistansen när komponenten leder. Båda parametrarna fås vid beräkningar från datablad.

Förluster då switchen slås av eller på, P_{switch} beräknas enligt

$$P_{switch} = P_{sw(on)} + P_{sw(off)} = \left(E_{on} + E_{off}\right) f_s \tag{2.7}$$

där f_s är switchfrekvensen och E_{on} samt E_{off} är energiförluster vid från respektive tillslag av switchen. Sammanlagda förlusterna fås enligt

$$P_{förlust} = P_{led} + P_{switch}. \tag{2.8}$$

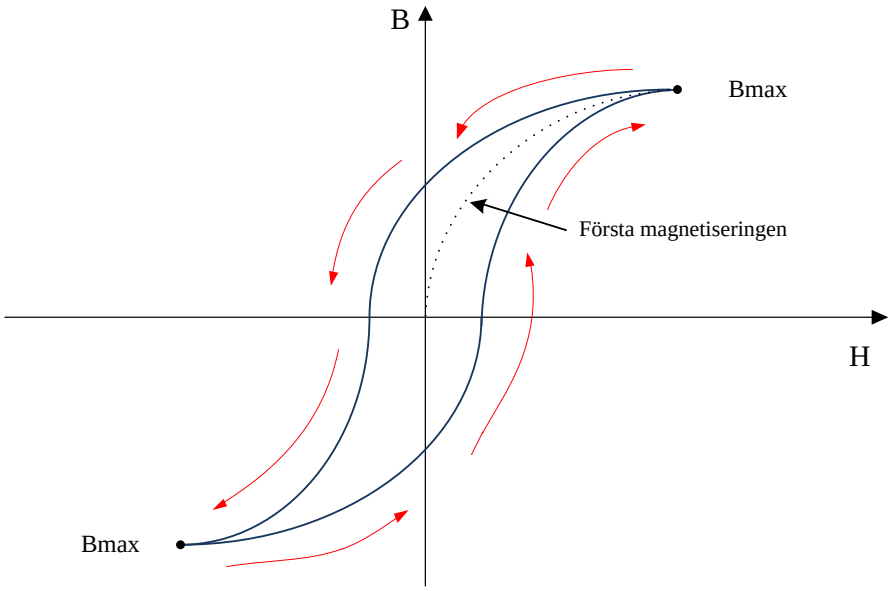


Figur 2.2. Ledningskarakteristik IGBT.

2.1.6. Transformator

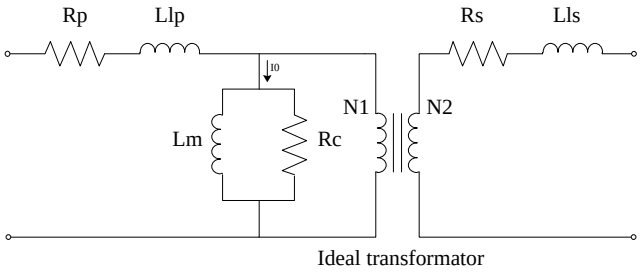
Transformatorn är en magnetisk komponent som används för att omvandla en spänningsnivå till en annan. Transformatorn kan användas för att lagra energi under en viss del av switchperioden för att användas under en annan. Komponenten kan även användas för avskiljning av två kretsar. I omvandlare används transformatorn som en kombination av dessa användningsområden.

En transformator för omvandlingsapplikationer består oftast av en primärlindning lindad runt en kärna. Runt kärnan löper även en eller flera sekundära lindningar. Då en alternerande spänning läggs på primärlindningen, kommer en ström flyta. Denna ström kommer inducera ett magnetiskt flöde i kärnan. Det är tvunget att strömmen ändrar polaritet då kärnan kan bli magnetiskt mättad. Mättad blir den då alla magnetiska domäner är linjerade. En alternerande spänning på primärlindningen gör att kurvan i figur 2.3 följs enligt pilarna [4]. Olika material har olika magnetiska egenskaper och därför mättade vid olika magnetisk fältstyrka (B). Vanliga material att konstruera kärnor av är laminerat stål, powdered iron (pressat kemiskt behandlat järnpulver) och ferriter. För switchfrekvenser över 20 kHz är ferritkärnor att föredra [5].



Figur 2.3. Förhållande mellan magnetiskfältstyrka (B) och magnetisk kraft (H) i transformatorkärnan.

Omvänt ger det magetiska flödet i kärnan upphov till en inducerad ström i sekundärlindningen. Förhållandet mellan strömmen i primär- och sekundärlindning är samma som förhållandet mellan varven på respektive lindning om förluster försummas.
En ekvivalent modell av en icke ideal transformator kan ses i figur 2.4. På primärsidan visas ledningsförluster som resistansen R_p och läckinduktans som L_{lp}, analog visas R_s samt L_{ls} på sekundärsidan. Magnetiseringsinduktansen L_m och kärnresistansen R_c åskådliggörs på primärsidan.



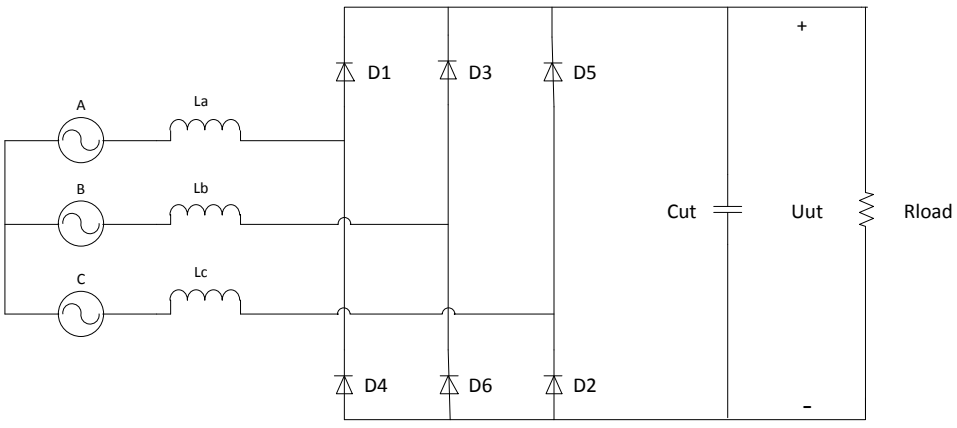
Figur 2.4. Ekvivalent schema av transformator.

Beroende på om transformatorn skall lagra energi eller inte konstrueras den med eller utan luftgap. Luftgapet kan ses som en energilagringsplats. B-H kurvan i figur 2.3 sträcks ut horisontellt om luftgap införs i kärnan [5].

Ur förlustsynpunkt kan transformatorn delas in i tre delar; ledningsförluster, hysteresförluster och virvelströmsförluster. Ledningsförluster härstammar från lindningarna, i princip resistiva förluster. Ledningsförluster åskådliggörs med R_p och R_s i figur 2.4. Hystersförluster är energi som går förlorad då domänerna linjeras. Dessa förluster är materialberoende och motsvarar den av B-H kurvan inneslutna arean. En transformator konstruerad av material med mindre innesluten area har följaktligen lägre hysteresförluster. Hysteresförluster kan ses som magnetiseringsströmmen I_m, vilket är den ström som flyter genom L_m i transformatorns ekvivalenta schema. Virvelströmsförluster (Eddy current losses) är kärnförluster och uppkommer då strömmen i lindningarna snabbt ändrar riktning. Dock dominerar hysteresförlusterna över virvelströmsförlusterna för vanligt förekommande frekvenser i switchade DC-DC omvandlare bestående av ferritmaterial [5].

2.2. Diodlikriktare

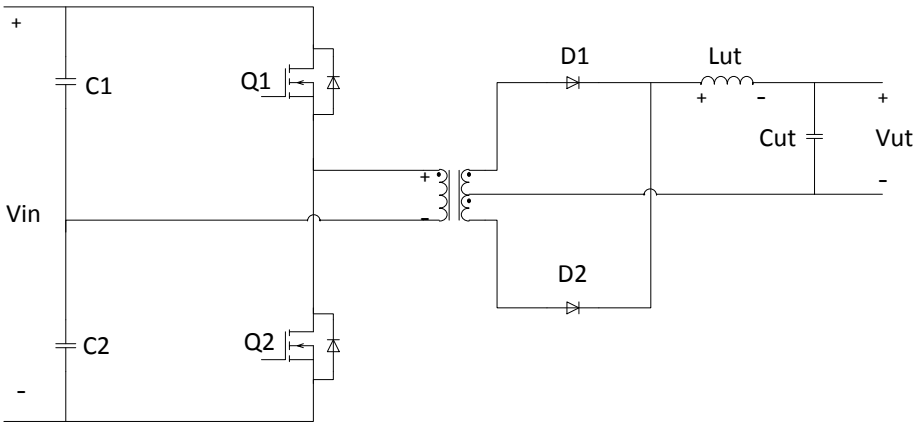
I de flesta kraftelektronikkretsar sker matningen av kretsen med en sinusformad växelspänning, som likriktas till en stabil DC-nivå. Likriktningen sker oftast med hjälp av dioder via en diodbrygga och filtreras sedan av en kapacitans för att få så lite spänningsrippel som möjligt. I industriella sammanhang där trefasig växelspänning används, föredras den trefasiga diodbryggan se figur 2.5 framför den enfasiga. Detta för att den trefasiga likriktaren ger ett mindre spänningsrippel samt klarar av att hantera högre effekter [4].



Figur 2.5 Kretsschema diodlikriktare

2.3. Halvbrygga

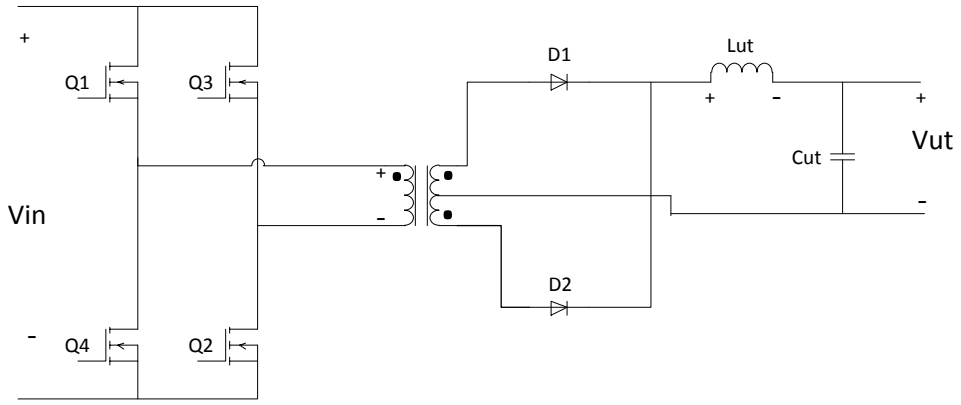
Halvbryggan är en omvandlare med en galvanisk åtskiljning mellan primärsida och sekundärsida, se figur 2.6 Energin överförs mellan kretsarna med hjälp av en transformator. Switcharna utgör ena halvan av bryggan och i den andra halvan används två kapacitanser, därav namnet halvbrygga (jämfört med helbryggan som har fyra switchar, två i vardera ben). I halvbryggan är switcharna öppna under olika tidsintervall, vilket skapar en pulserande spänning på transformatorns primärsida. Spänningen transformeras ned eller upp och likriktas därefter för att ge en ren DC nivå ut.



Figur 2.6. Kretsschema halvbrygga

2.4. Helbrygga

Helbryggan är en omvandlare med galvanisk åtskiljning mellan primär och sekundärsida, där energin överförs mellan de olika sidorna med hjälp av en transformator. Det som skiljer helbryggan från den tidigare beskrivna halvbryggan är att helbryggan har fyra stycken switchar, som vanligtvis switchar i par. En av fördelarna med helbryggan är att switcharna belastas endast med hälften så mycket ström jämfört med halvbryggan. Detta lämpar sig bra för applikationer som skall leverera effekter >500 Watt [4]. I figur 2.7 nedan visas en enkel krets bestående av en helbrygga, även kallad H-brygga.



Figur 2.7. Kretsschema helbrygga

2.5. Synkron likriktning

Ledningsförlusterna i dioder på sekundära sidan bidrar till den totala effektförlusten i en DC/DC omvandlare, speciellt i omvandlare som tillhandahåller hög ström. Förlusterna i en diod är en produkt av spänningsfallet i framriktningen samt den ström som flyter igenom dioden. Genom att istället välja aktiva komponenter såsom t.ex. MOSFETs som har lägre resistans när den leder kan dessa förluster minskas avsevärt. Ett enkelt sätt att erhålla synkron likriktning är att placera en switch t.ex. en MOSFET parallellt med dioden. När dioden börjar att leda slås transistorn till och spänningsfallet minskar eftersom faktorn R_{DSON} är låg, vanligtvis några mΩ. Men det som är utmaningen med att skapa en optimal synkron likriktning är att styra transistorerna så effektivt som möjligt [8]. Det vill säga att slå till transistorn innan den ska leda ström. Om styrningen för tiden mellan till- och frånslag av transistorerna är för kort riskeras kortslutning och om tiden är för lång blir verkningsgraden lidande.

Ledningsförlusterna för MOSFETen som skall ersätta dioden måste vara mindre än just diodens ledningsförluster för att det skall vara intressant att genomföra bytet. Om gateförlusterna försummas får följande olikhet

$$P_{led\ MOSFET} \leq P_{led\ diod} \Leftrightarrow R_{DS\,(on)}\, {I_{DS\,(RMS)}}^2 \leq U_f\, I_{f\,(medel)}. \tag{2.10}$$

Vilket kan förenklas till

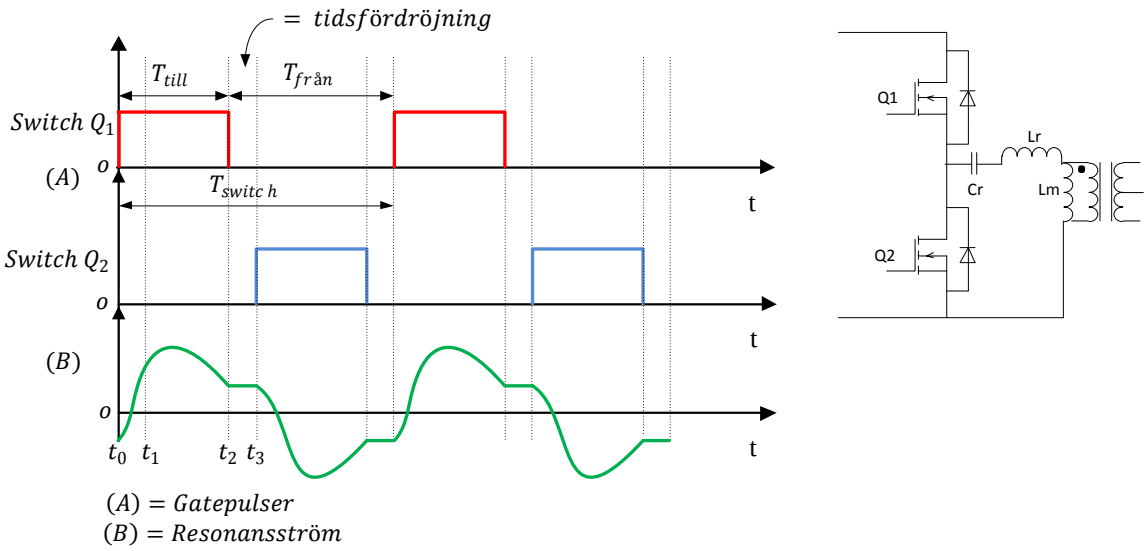
$$\Rightarrow R_{DS\,on} \leq U_f\, \frac{I_{f\,medel}}{{I_{DS\,(RMS)}}^2}\ . \tag{2.11}$$

2.6. Mjukswitchning

Effektförluster som uppkommer vid till- och frånslag av switcharna är bidragande till en försämrad verkningsgrad för kretsen. Storleken på dessa förluster är beroende av switchfrekvensen, dvs. förlusterna ökar med ökad switchfrekvens. Det finns en strävan efter att öka switchfrekvensen i dagens applikationer, eftersom detta medför mindre komponenter och billigare lösningar [6]. Ett sätt att erhålla mindre switchförluster är att använda mjuksswitchning med hjälp av s.k. zero voltage switching (ZVS) och zero current switching (ZCS). Dessa tekniker bygger på att till- och frånslag av switcharna sker antingen spännings- eller strömlöst. Metoden är inte tillämpningsbar på vanligt utformade omvandlare, utan kräver ytterligare komponenter såsom induktanser och kapacitanser som får potentialer att oscillera. Uppkopplingar som medför denna möjlighet är t.ex. resonanta omvandlare.

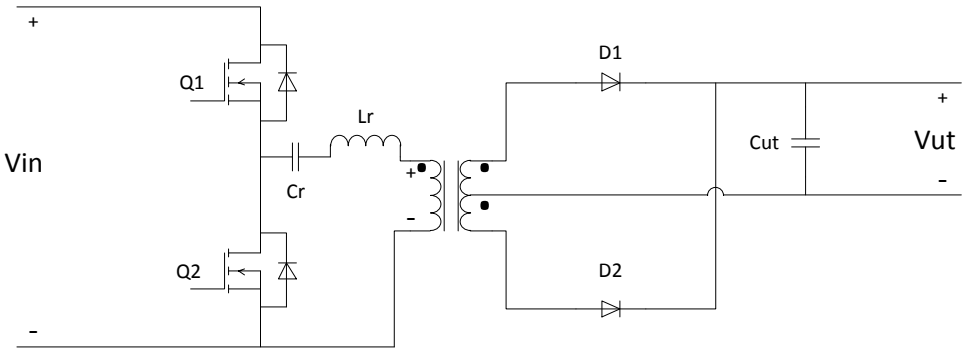
2.7. Resonanskrets LLC

Som ett exempel på mjukswitchning används en LLC resonansomvandlare, se figur 2.8. Under tidsintervallet $t_0 < t < t_1$ är strömmen genom Q_1 negativ, med andra ord är det den interna dioden i switchen som leder strömmen. Tillslag av switch Q_1 kan då ske med nästintill nollpotential över sig. I början på nästa tidsintervall $t_2 < t < t_3$ slås Q_1 ifrån med halva strömmen genom sig och efter viss tidsfördröjning sker tillslag av Q_2 när dess interna diod leder en negativ ström [7]. Följaktligen erhålls inga förluster vid tillslag av switcharna, förutom ledningsförluster i den interna dioden. Vid frånslag fås mer än halverade förluster då strömmen är mindre än halva toppvärdet.



Figur 2.8. Mjukswitchning i LLC resonanskrets.

Resonanta omvandlare har funnits på marknaden sedan en lång tid tillbaka, men det är först på senare år som deras egenskaper som omvandlare fått större acceptans. Denna ökning i popularitet har till stor del med att kontroll och – styrsystem har förbättrats och att det finns ett stort behov av ökad verkningsgrad [9]. Resonansomvandlarna har som fördel ur effektivitetssynpunkt att de kan styras med hjälp av nollspänningsswitchning vilket minskar förlusterna i respektive switch. För att lättare förstå fördelarna med resonanstopologin LLC inleds här beskrivningen med att redogöra för serieresonans omvandlaren. I figur 2.9 visas en serieresonanskrets ihop med en halvbrygga. Resonanskretsen utgörs av induktansen L_r och kapacitansen C_r. Magnetiseringsinduktansen på transformatorns primärsida anses vara tillräckligt stor för att inte påverka resonanskretsens egenskaper.

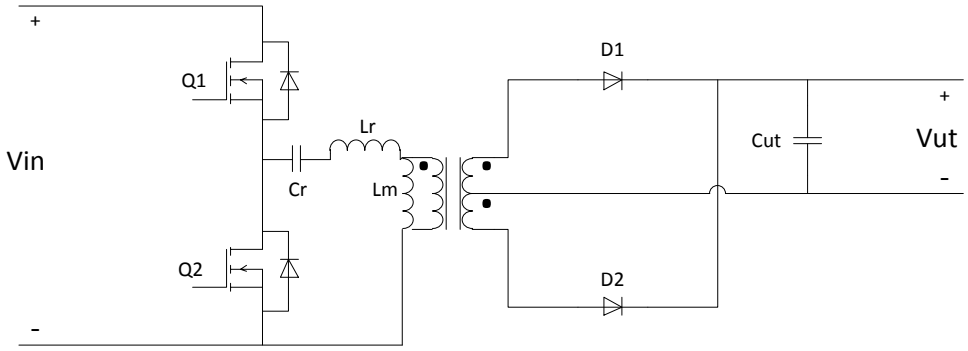


Figur 2.9. Serieresonansomvandlare (LC).

Omvandlaren styrs genom att switchfrekvensen moduleras, vilket leder till att impedansen i resonanskretsen ändras. Genom denna frekvensmodulation kan utspänningen regleras med hjälp av att ändra impedansen i resonanskretsen. T.ex. om lastströmmen ökar, minskar utspänningen. Återkopplingskretsen detekterar denna minskning och flyttar switchfrekvensen närmare resonansfrekvensen, vilket resulterar i att mer spänning hamnar över lasten.
På samma sätt flyttas switchfrekvensen ifrån resonansfrekvensen om lastströmmen minskar vilket då gör att spänningsfallet blir större över resonanskretsen.

En av nackdelarna med serieresonansomvandlaren är att det krävs väldigt stort frekvensintervall för att kunna reglera lastens varierande storlek. Om lasten minskar mycket behöver frekvensen öka för mycket för att kunna reglera utspänningen. Detta blir ett problem för omvandlaren då lasten är väldigt liten eller vid ingen last alls. I praktiken skulle frekvensen då behöva vara nästintill oändlig för att kunna reglera utspänningen. Denna negativa egenskap hos serieresonans omvandlaren gör att behovet för en krets som klarar av att hantera situationer då omvandlaren är utan last blir påtaglig.

LLC resonanskrets har inte dessa nackdelar som uppstår vid liten eller ingen last. I figur 2.10 visas hur LLC kretsen är uppbyggd. Den stora skillnaden mellan en LLC och en serieresonansomvandlare är storleken på magnetiseringsinduktansen L_m i transformatorn. I en serieresonansomvandlare är L_m mycket större än resonansinduktansen L_r. För LLC omvandlaren är L_m bara 3-8 gånger större än L_r, vilket gör att magnetiseringsinduktansen inverkar på resonanskretsen[10].



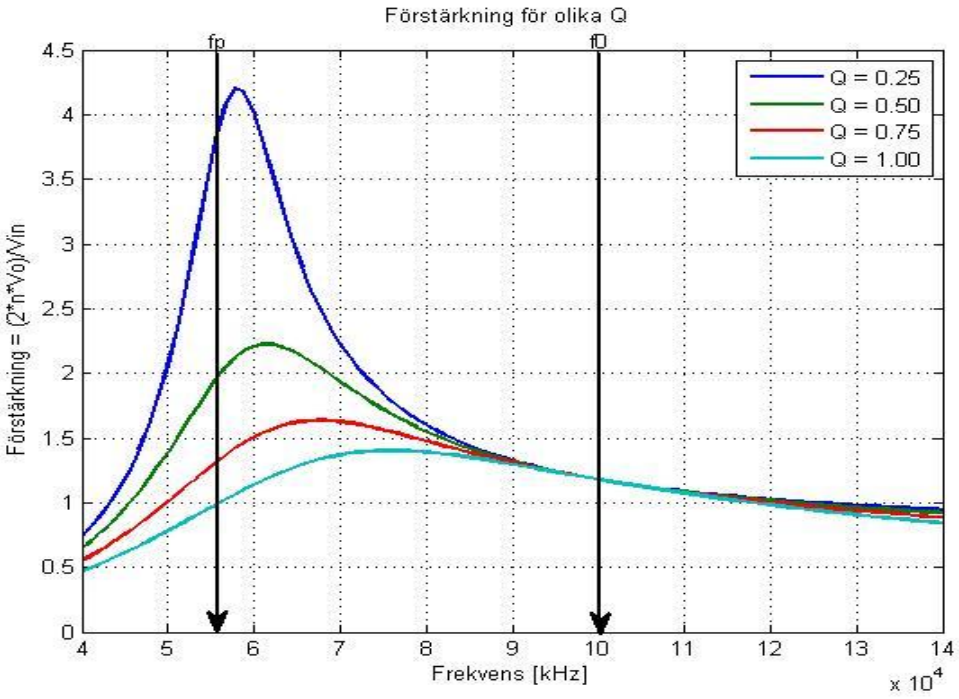
Figur 2.10. LLC Resonans omvandlare.

Denna design av mellanledet gör att LLC omvandlaren har två olika resonansfrekvenser som gör att förstärkningskurvorna konvergerar i ett visst frekvensintervall som ses i figur 2.11. Detta intervall utnyttjas för reglering av utspänningen. Behöver regulatorn höja utspänningen minskar den switchfrekvensen och ökar därmed spänningen in på transformatorn. LLC-omvandlaren behöver endast göra små frekvensändringar för att styra en last som varierar inom ett stort intervall.

Lasten Q, beräknas enligt

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}\frac{1}{R_{ac}} \tag{2.12}$$

där L_r och C_r utgör resonanskretsen och R_{ac} är den ekvivalenta lastresistansen. R_{ac} används vid design av LLC omvandlaren och parallellkopplas då med primärlindningen [11]. Vad som är anmärkningsvärt för LLC omvandlare är att den vid resonansfrekvensen f_0 erhåller en förstärkning som är >1 oavsett storlek på lasten Q, vilket serieresonansomvandlaren inte kan åstadkomma.



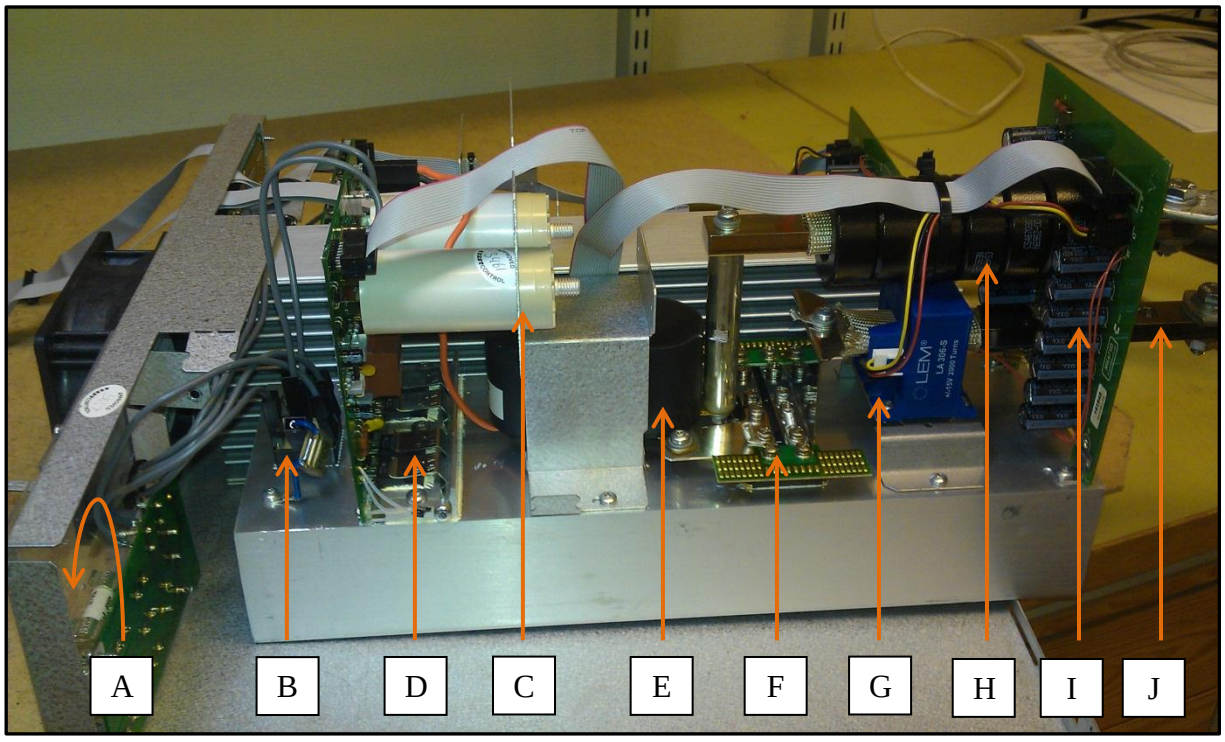
Figur 2.11. Förstärkning vid olika driftsfall, LLC Resonansomvandlare

3. Beräkningar effektförluster

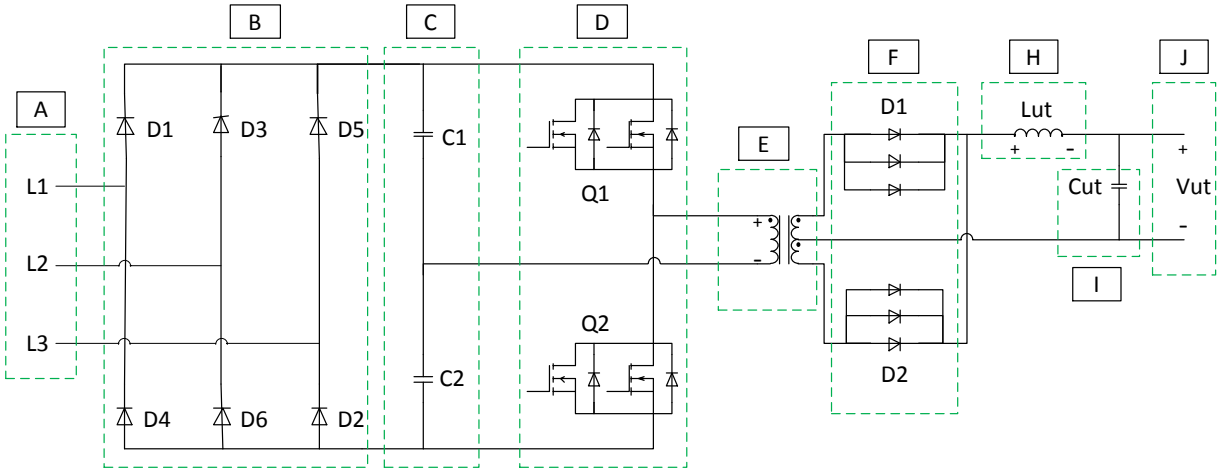
3.1. Mätobjekt

Mätobjektet är en halvbrygga med funktion som beskrivs i kapitel 2.3. I verkligheten sitter det fler komponenter på ett flertal platser som delar på belastningen. Figur 3.2 beskriver principen för upp kopplingen och figur 3.1 hur det ser ut rent fysiskt. Båda dessa figurer är försedda med samma positionsangivelser som även refereras till i beskrivningen nedan. Beräkningarna görs vid samma driftsfall som används i kapitel 4 för lättare jämförelse. Driftsfallen är 6 V och 12 V ut, vid tre olika belastningsströmmar 50 A, 150 A och 300 A.

Inkoppling av trefasig AC spänning sker i punkt A och likriktas i diodbrygga punkt B av typ SKD 25/14 [12]. De två kondensatorerna i C är på 12 µF vardera och skapar en potentialmässigt varierande mittpunkt. Switcharna i D är av typen
XPT IGBT 37 A/1200 V [13]. Totalt finns det fyra stycken IGBTer, där switchningen sker parvis, för att minska belastningen. Transformatorn i position E är av märket Sirio och har omsättningen 12:1:1. I punkt F sitter sex stycken dioder av typen ISOTOP schottkydiod [3] som likriktar spänning och ström. För mätning av utgående ström används ett mätdon (G) av märke LEM +/- 15 V, 300 A [14]. Utgångsinduktorn i position H består av 6 stycken toroidkärnor från Magnetics inc. [15]. Filtret innan utgången J består av 16 stycken kondensatorer I av typen Rubycon 35 V/1000 µF [16].



Figur 3.1. Placering av komponenter mätobjekt.



Figur 3.2. Kretsschema mätobjekt.

3.2. Likriktarbrygga förluster

Diodbryggan som används i uppkopplingen är en Semikron SKD 25/14 [12] och sitter på position B i figur 3.1. Effektförlust per diod kan beräknas som

$$P_{förlust} = U_f \, I_{f\,(medel)} + R_{D\,(ON)} \, I_{f\,(RMS)}{}^2 \approx U_f \, I_{f\,(medel)}. \tag{2.5}$$

Sex stycken dioder per brygga ger att

$$P_{förl.\ brygga} \approx 6 \, U_f \, I_{f\,(medel)}. \tag{3.1}$$

Där diodparametrarna; $U_{f\,(max)} = 2{,}2\ V$ hämtats från datablad [12]. För beräkning av strömmen $I_{f\,(medel)}$ utnyttjas resonemanget för strömmen genom transformatorns primärlindning i kapitel 3.4 och då framför allt formen på strömmen i_p i figur 3.3. Denna ström som passerar genom transformatorns primärlindning antas vara dragen ström ur nätet och att den fördelar sig likt på diodbryggans tre ben. Medelströmmen genom en diod fås då genom

$$I_{f\,(medel)} = \frac{1}{3} \, D \, \frac{N_2}{N_1} I_{ut}. \tag{3.2}$$

Där D är andelen tid som IGBTn är på och antas vara 0,5 för 12 V driftsfallen och 0,25 för 6 V. Resultat av beräkningarna och använda parametrar redovisas i tabell 3.1. Det använda framspänningsfallet $U_{f\,max}$ i är ett maxvärde, vilket gör att förlusterna inte överstiger $P_{förlust}$. Förlustberäkningarna redovisas i tabell 3.1.

Uppkopplingsparametrar				Diodparametrar	
U_{ut} [V]	I_{ut} [A]	D	I_{medel} [A]	$U_{f\ max}$ [V]	$P_{förl.\ brygga}$ [W]
6	50	0,25	0,35	2,2	4,6
6	150	0,25	1,04	2,2	13,7
6	300	0,25	2,08	2,2	27,5
12	50	0,5	0,69	2,2	9,1
12	150	0,5	2,08	2,2	27,5
12	300	0,5	4,17	2,2	55,0

Tabell 3.1. Effektförluster i diodlikriktarbrygga.

3.3. IGBT förluster

Switcharna (C) i figur 3.1 är IGBTer av typen XPT IGBT (37 A/1200 V) [13] som switchar i par för att klara belastningen. Om ideal likriktning antas i likriktarbryggan blir spänningen över IGBTn samma som huvudspänningens toppvärde ($\sqrt{2}\,U_n$) när transistorn är frånslagen. För beräkning av ledningsförluster bortses ifrån dödtider då switcharna båda är från. För approximering av medelströmmen genom IGBTerna ($I_{EC\ (medel)}$) används strömmen genom transformatorns primärlindning i_p från figur 3.3. Under två switchperioder leder en switch bara en gång i och med att par ett och par två leder växelvis.

$$I_{EC\ (medel)} = \frac{1}{2}\,\frac{N_2}{N_1}\,I_{ut}\,\frac{D}{2}\,. \tag{3.3}$$

För att erhålla RMS strömmen genom en IGBT, multipliceras (3.2) med 0,5 då det alltid är två IGBTer som delar strömmen. D delas med två för att gälla för två switchperioder (en switch är till endast en gång per två perioder). Ger strömmen genom en IGBT som

$$I_{EC\ (RMS)} = \frac{1}{2}\,\frac{N_2}{N_1}\,I_{ut}\,\sqrt{\frac{D}{2}}\,. \tag{3.4}$$

Givet är också att kretsen som undersöks switchas med $f_{switch} = 35\,kHz$. Beräkningarna nyttjar parametrar tagna från datablad redovisade i tabell 3.2. För förlustberäkningarna används sambanden redovisade i kapitel 2.1.5 och resultat redovisas i tabell 3.3.

Parameter	Värde	Förklaring
U_f	1,1 V	Framspänningsfall
$R_{EC\ (on)}$	39 $m\Omega$	Ekvivalent resistans
E_{on}	3,8 mJ	Energiåtgång tillslag
E_{off}	4,1 mJ	Energiåtgång frånslag
$U_{d\ (ref)}$	600 V	Referensspänning för vilken energiåtgången är angiven
$I_{d\ (ref)}$	35 A	Referensström för vilken energiåtgången är angiven

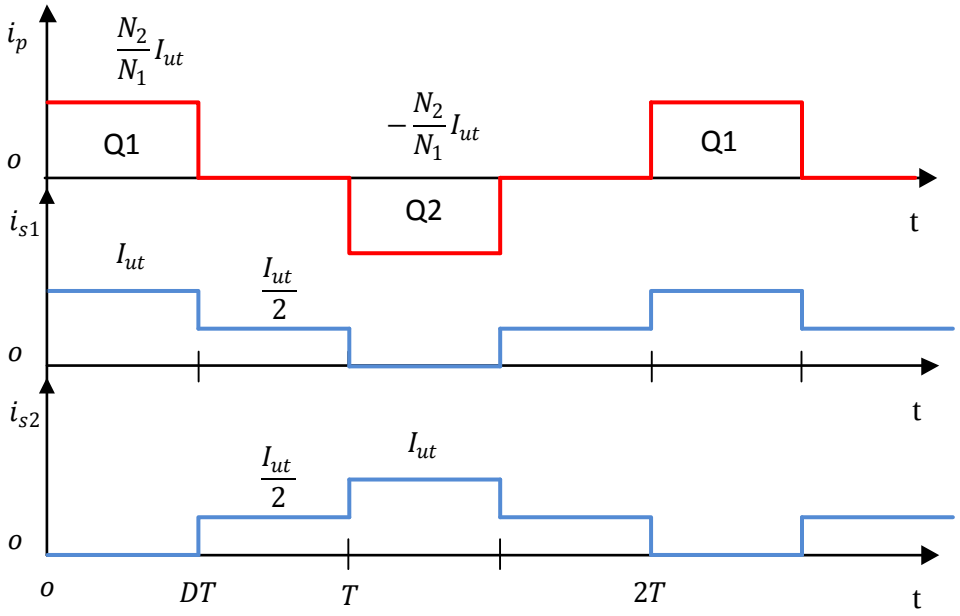
Tabell 3.2. IGBT- parametrar från datablad [8].

Driftsfall		**IGBT**				**Totala förluster**
U_{ut} [V]	I_{ut} [A]	$I_{EC\,(medel)}$ [A]	$I_{EC\,(RMS)}$ [A]	P_{led} [W]	P_{switch} [W]	$P_{förl.}$ [W]
6	50	0,26	0,74	1,23	5,51	27,0
6	150	0,78	2,21	4,20	16,44	82,6
6	300	1,56	4,42	9,91	32,88	171,2
12	50	0,52	1,04	2,46	7,74	40,8
12	150	1,56	3,12	8,40	23,21	126,4
12	300	3,13	6,25	19,84	46,50	265,4

Tabell 3.3. Effektförluster i IGBT.

3.4. Transformator förluster

För beräkning av transformatorns förluster behövs strömmen genom respektive lindning approximeras. Figur 3.3 visar de förenklade kurvformerna för strömmarna i transformatorn. Q1 och Q2 i figur 3.3 visar vilket IGBTpar som är öppna vid respektive strömpuls.



Figur 3.3. Förenklade strömkurvor transformator.

Eftersom nivån på utströmmen I_{ut} och D är kända, samt transformatorns omsättning är känd (N_1:N_2:N_3 = 12:1:1) kan strömmen i primärlindningen räknas ut som

$$I_{p\,(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2T}\int_0^{2T} i_p^2\,(t)\,dt} = \frac{N_2}{N_1}\,I_{ut}\,\sqrt{D}. \qquad (3.5)$$

Kombineras ekvationen för förlustberäkning i en spole given i (2.2) med strömmen från (3.3) fås den effekten på primärsidan enligt

$$P_p = R_p\,{I_{p\,(RMS)}}^2 = R_p\left(\frac{N_2}{N_1}\,I_{ut}\right)^2 D. \qquad (3.6)$$

Ur datablad (se bilaga 2) fås att $R_p = 22{,}7\text{m}\Omega$

På samma sätt som för primärlindningen används kurvorna i figur 3.2 för att beräkna strömmen i sekundärlindningarna

$$I_{s1\,(RMS)} = I_{s2\,(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2T}\int_0^{2T} i_{s1}^2\,(t)\,dt} = \frac{1}{2}\,I_{ut}\,\sqrt{1+D}. \tag{3.7}$$

Kombineras (2.2) med (3.5) fås

$$P_s = R_s\,{I_{ut\,(RMS)}}^2 = R_s\,\left(\frac{I_{ut}}{2}\right)^2(1+D). \tag{3.8}$$

Ur datablad (se bilaga 2) fås att R_s är mindre än 0,3 mΩ. För beräkningar väljs R_s till 0,3 mΩ.

För beräkning av de totala förlusterna summeras lindningsförlusterna med kärnförlusterna enligt

$$P_{förlust} = P_p + 2\,P_s + P_{kärna}\,. \tag{3.9}$$

Kärnförlusterna uppgår till 8 W per set kärnor enligt databladet [17]. Transformatorn består av två set kärnor. Transformatorns förluster ges då av

Givet är omsättningen på transformatorn $12:1:1.\mathrm{D}$ (dutycycle) är den andel av den totala switchtiden som switchen är till. Antag $D = 0{,}5$ för driftsfallet 12 V/300 A, då detta ligger väldigt nära vad kretsen maximalt kan leverera ut. För driftsfall med utspänning på 6 V antas $D = 0{,}25$. Resultat av beräkningar av förluster vid olika driftsfall ses i tabell 3.4.

Driftsfall			**Transformator**			**Totala förluster**
Utspänning U_{ut}[V]	Utström I_{ut} [A]	D	P_p [W]	P_s [W]	$P_{kärna}$ [W]	$P_{förlust}$ [W]
6	50	0,25	0,10	0,23	16	16,6
6	150	0,25	0,89	2,11	16	21,1
6	300	0,25	3,55	8,44	16	36,4
12	50	0,5	0,20	0,28	16	16,8
12	150	0,5	1,78	2,53	16	22,8
12	300	0,5	7,09	10,13	16	43,4

Tabell 3.4. Effektförluster i transformator.

3.5. Sekundära likriktardioder förluster

Likriktningen på sekundärsidan av transformatorn sker med 6 stycken dioder [3], 3 stycken per sekundär lindning. Enligt dess datablad kan förlusterna approximeras med (2.5). Medelströmmen genom en diod fås genom att dela utströmmen I_{ut} med sex

$$I_{f\,(medel)} = \frac{I_{ut}}{6} \tag{3.10}$$

där I_{ut} är utströmmen.

För att erhålla RMS strömmen genom en diod används strömmen genom en av sekundärlindningarna på transformatorn enligt (3.7). Denna ström passerar även de tre parallella dioderna genom vilka den delar upp sig som

$$I_{f\ (RMS)} = \frac{1}{3}\,\frac{1}{2}\,I_{ut}\sqrt{1+D} = \frac{1}{6}\,I_{ut}\sqrt{1+D}. \tag{3.11}$$

De totala förlusterna för de sex dioderna summeras som

$$P_{förl.\ (total)} = 6\,P_{förlust} = 6\left(U_f\,I_{f\ (medel)} + R_{D\ (ON)}\,I_{f\ (RMS)}{}^2\right). \tag{3.12}$$

Där framspänningsfallet antas av tillverkaren vara $U_f = 0{,}56\,V$, $R_{D\ (ON)} = 1{,}5\,m\Omega$. För Dutycycle D används samma resonemang som användes för transformatorn i föregående kapitel. Resultat av beräkningar av förluster vid olika driftsfall ses i tabell 3.5.

Driftsfall			**Dioder**		
U_{ut} [V]	I_{ut} [A]	D	$I_{f\ (medel)}$ [A]	$I_{f\ (RMS)}$ [A]	$P_{förl.\ (total)}$ [W]
6	50	0,25	8,33	9,32	28,8
6	150	0,25	25	27,96	91,0
6	300	0,25	50	55,9	196,1
12	50	0,5	8,33	10,20	28,9
12	150	0,5	25	30,62	92,4
12	300	0,5	50	61,24	201,8

Tabell 3.5. Effektförluster i sekundära likriktardioder.

3.6. Sammanfattning beräknade förluster

I tabell 3.5 summeras de beräknade förlusterna. Om dessa förluster antas vara de enda förekommande i kretsen, skulle dessa motsvara en verkningsgrad redovisad i tabell 3.6. Beräkningarna har baserats på maximala värden på komponenter hämtade från datablad vilket gör att de kan vara i högsta laget. Dock finns det flera mindre förlustkällor som resistanser i kablar, förluster i snubbers, induktanser och kapacitanser som inte fås med.

Driftsfall		**Diodbrygga**	**IGBT**	**Transformator**	**Dioder**	**Totala förluster**
U_{ut} [V]	I_{ut} [A]	$P_{förl.}$ [W]	$P_{förl.}$ [W]	$P_{förl.}$ [W]	$P_{förl.}$ [W]	$P_{förlust}$ [W]
6	50	4,6	27,0	16,6	28,8	77,0
6	150	13,7	82,6	21,1	91,0	208,4
6	300	27,5	171,2	36,4	196,1	431,2
12	50	9,1	40,8	16,8	28,9	95,6
12	150	27,5	126,4	22,8	92,4	269,1
12	300	55,0	265,4	43,4	201,8	565,6

Tabell 3.5. Summering av beräknade förluster.

Driftsfall		Uteffekt	Förluster	Verkningsgrad
U_{ut} [V]	I_{ut} [A]	P_{ut} [W]	$P_{förl.}$ [W]	η
6	50	300	77,0	0,80
6	150	900	208,4	0,81
6	300	1800	431,2	0,81
12	50	600	95,6	0,86
12	150	1800	269,1	0,87
12	300	3600	565,6	0,86

Tabell 3.6. Effektförluster uttryckt verkningsgrad.

För att klart visa hur stor del av de totala effektförlusterna som går att härröra till specifika komponenter redovisar tabell 3,7 förhållandet mellan komponent- och totala förluster.

Driftsfall		η	Totala förl.	IGBT		Dioder	
V ut [V]	I ut [A]		Pförl. [W]	Pförl. [W]	% of total	Pförl. [W]	% of total
6,0	50	0,80	75,5	28,0	**37,3%**	28,8	**38,1%**
6,0	150	0,82	201,5	83,0	**41,9%**	91,0	**45,2%**
6,0	300	0,81	411,2	166,0	**40,4%**	196,1	**47,7%**
12,0	50	0,87	89,0	39,1	**43,9%**	28,9	**32,5%**
12,0	150	0,88	245,1	117,2	**47,8%**	92,4	**37,7%**
12,0	300	0,88	505,4	234,8	**46,5%**	201,8	**39,9%**

Tabell 3.7. Effektförluster i specifika komponenter som andel av de totala beräknade förlusterna.

4. Verifiering av effektförluster

4.1. Använda mätinstrument

Vid mätningar på likriktaren användes mätinstrumenten redovisade i tabell 4.1.

Benämning	Fabrikat	Modell	Märkning	Typ	Användningsområde
Oscilloskop	Tekscope	TDS5054B		Digitaloscilloskop	Anskaffning av mätvärden
Spänningsprobe	Tektronix	P5202	L124	Differentialprobe	För oscilloskopmätning av spänning
Strömprobe	PEM	CWT	L223	Rogowski strömomformare	För oscilloskopmätning av ström
Multimeter	Fluke	87	L339	True RMS multimeter	För mätning på modulens utgång
Strömshunt		60 mV/300 A			För mätning av utgående ström
Wattmeter	Avpower	PA4400A	L222		För mätning av ingående effekt

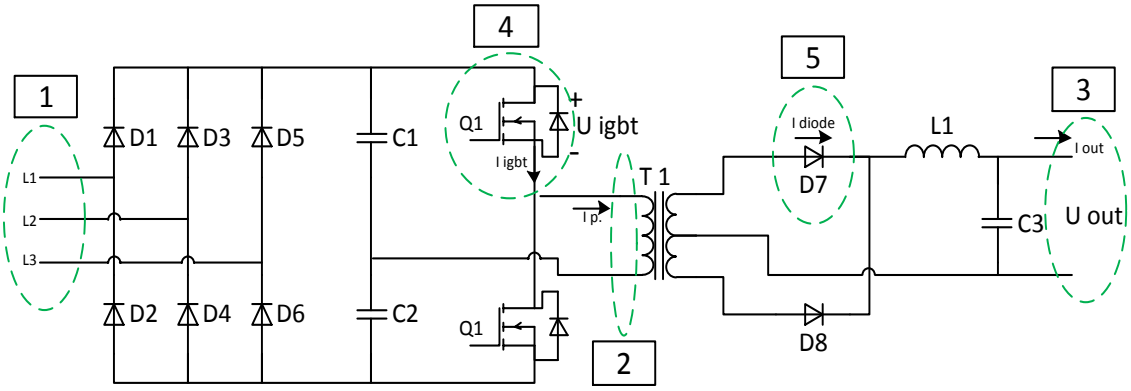
Tabell 4.1. Använd mätutrustning

4.2. Mätpunkter

Mätningarna avser att knyta förlusterna till enskilda komponenter eller till delar av mätobjektet Med mätpunkterna in, ut och transformatorns primärlindning delas modulen förlustmässigt in i två delar. En primär del med diodlikriktare och switchar och en sekundär del med transformator, sekundära likriktardioder, induktor och filter. Förluster i IGBTer och sekundära likriktardioder mättes upp enskilt då beräkningarna i kapitel 3 pekade ut dessa komponenter som de i särklass största förlustkällorna

Följande mätningar ligger till grund för utvärderingen:

1. Effekt från nätet samt effektfaktor
2. Spänning över transformatorns primärlindning och ström in i densamma.
3. Effekt levererad till lasten
4. Förluster i IGBTer
5. Förluster i sekundära likriktningsdioder



Figur 4.1. Kretsschema över mätobjektet.

4.3. Verkningsgrad halvbrygga

Modulen används i processer som kräver att utspänningen och strömmen kan varieras i intervallen 0- 12 V och 0- 300 A. De vanligaste spänningarna är dock 6 V och 12 V, därför görs mätningar på dessa spänningsnivåer då strömmen ut är 50 A, 150 A och 300 A.

Driftsfall		**IN**			**UT**			
V ut [V]	I ut [A]	Skenbar effekt [VA]	Effektfaktor	P in [W]	U_{ut} [V]	I_{ut} [A]	P ut [W]	η
6,0	50	445	0,80	359	6,0	48,6	291,1	**0,81**
6,0	150	1110	0,93	1033	5,6	149,0	841,3	**0,81**
6,0	300	2190	0,95	2080	5,4	299,4	1622,7	**0,78**
12,0	50	765	0,90	685	12,3	49,0	604,3	**0,88**
12,0	150	2130	0,95	2035	12,1	149,0	1795,5	**0,89**
12,0	300	4100	0,95	3900	11,3	299,4	3385,6	**0,87**

Tabell 4.2. Verkningsgrad vid olika driftsfall.

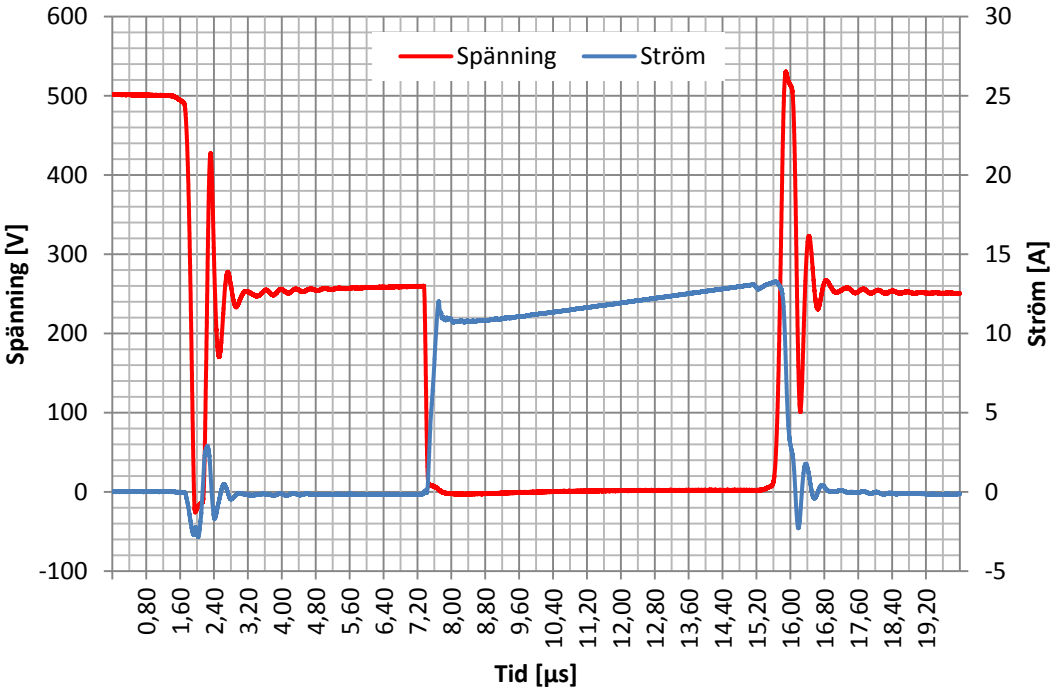
För att mer tydligt se var förlusterna uppkommer mäts effekten in till transformatorn för de olika driftsfallen. Jämförelser kan då göras av förlusterna före och efter transformatorn, se tabell 4.3. Noterbart ur tabellen är att förlusterna fördelar sig procentuellt sett lika före och efter transformatorn vid de sex driftsfallen. Avvikelser kan härröras till mätfel och då speciellt mätning av små strömmar.

Driftsfall		**In**	**In i transf.**	**Förl. primärt**	**% av total**	**Ut**	**Förl. sekundärt**	**% av total**	**η**	**Totala förluster**
V_{ut} [V]	I_{ut} A]	P [W]	P [W]	Pförl. [W]		P [W]	P [W]			Pförl [W]
6,0	50	359	326	**33**	**48,8%**	291,1	**35**	**51,2%**	0,81	**68**
6,0	150	1033	936	**97**	**50,6%**	841,3	**95**	**49,4%**	0,81	**191**
6,0	300	2080	1829	**251**	**54,9%**	1622,7	**206**	**45,1%**	0,78	**457**
12,0	50	685	627	**57**	**71,8%**	604,3	**23**	**28,2%**	0,88	**80**
12,0	150	2035	1898	**117**	**53,3%**	1795,5	**102**	**46,7%**	0,89	**219**
12,0	300	3900	3661	**239**	**46,4%**	3385,6	**275**	**53,6%**	0,87	**514**

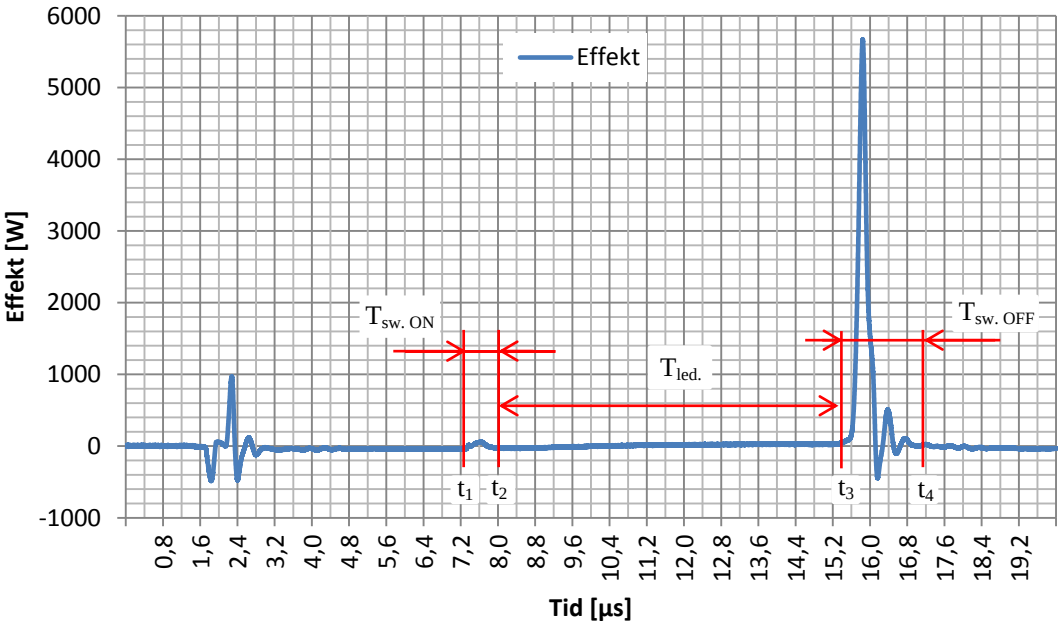
Tabell 4.3. Fördelning av förluster i halvbryggan.

4.4. IGBT förluster

För att beräkna förlusterna i IGBTerna mättes kollektorströmmen tillsammans med spänningen mellan kollektor och emitter för en IGBT. Mätningarna gjordes med hjälp av digitaloscilloskopet för samma belastningar som när verkningsgraden utvärderades. Figur 4.2 visar ström och spänningskurvor vid driftsfallet 12V/300A. Den generella formen skiljer sig väldigt lite emellan driftsfallen, däremot ändras amplituder och tilltider. Multipliceras spänning och ström fås effektförlusterna i IGBTn, se figur 4.3.



Figur 4.2. Spänning över och ström genom IGBTn under en switchperiod. Driftsfall 12V/300A.



Figur 4.3. Effektförluster i IGBT. Driftsfall 12V/300A.

För att beräkna förlusterna utnyttjas (2.6) och (2.8). För ledningsförlusterna summeras förlusterna under T_{led}. Summan delas på periodtiden för att erhålla medelvärdet enligt

$$P_{\text{led förl. IGBT}} = \frac{1}{T_{sw}} E_{led} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t_2}^{t_3} P_f(t)\, dt\,. \qquad (4.1)$$

På samma sätt erhölls switchförlusterna fast under tiderna $T_{sw.\,ON}$ och $T_{sw.\,OFF}$ som

$$P_{\text{sw.förl. IGBT}} = \frac{1}{T_{sw}} (E_{sw.ON} + E_{sw.OFF}) = \frac{1}{T_{sw}} \left(\int_{t_1}^{t_2} P_f(t)dt + \int_{t_3}^{t_4} P_f(t)dt \right). \qquad (4.2)$$

Resultatet ses i tabell 4.4 där även de för IGBTerna totala förlusterna är summerade enligt

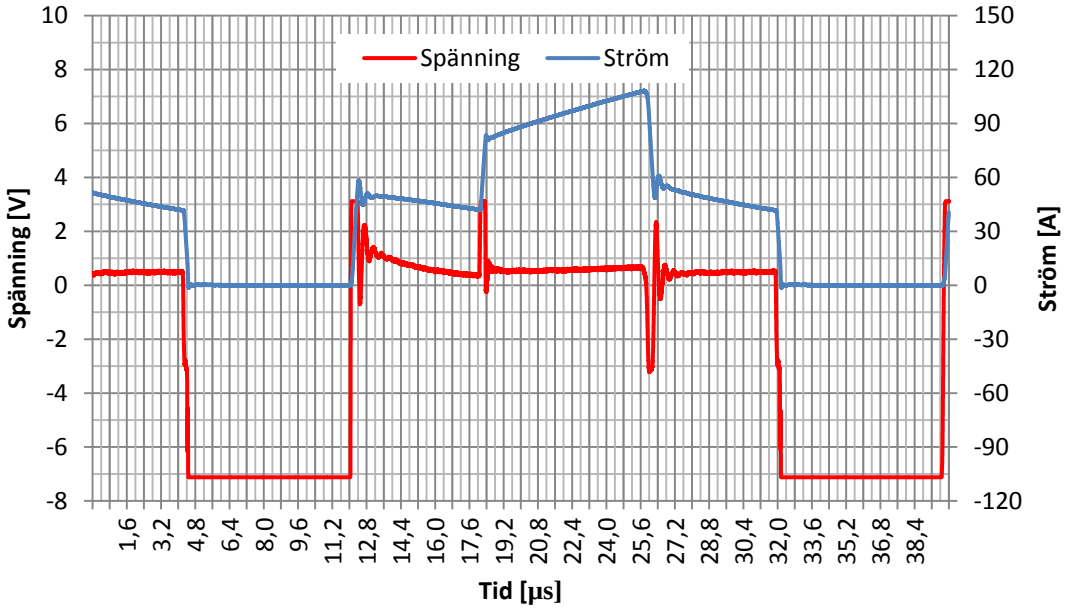
$$P_{total} = 4(P_{\text{led förl. IGBT}} + P_{\text{sw.förl. IGBT}})\,. \qquad (4.3)$$

Driftsfall		**IGBT förluster**		
U ut [V]	I ut [A]	P led [W]	P switch [W]	**P total [W]**
6,0	50,0	0,2	7,0	**28,8**
6,0	150,0	0,4	17,3	**70,6**
6,0	300,0	1,2	46,4	**190,4**
12,0	50,0	1,3	8,0	**37,5**
12,0	150,0	3,7	18,8	**89,6**
12,0	300,0	10,5	46,6	**228,3**

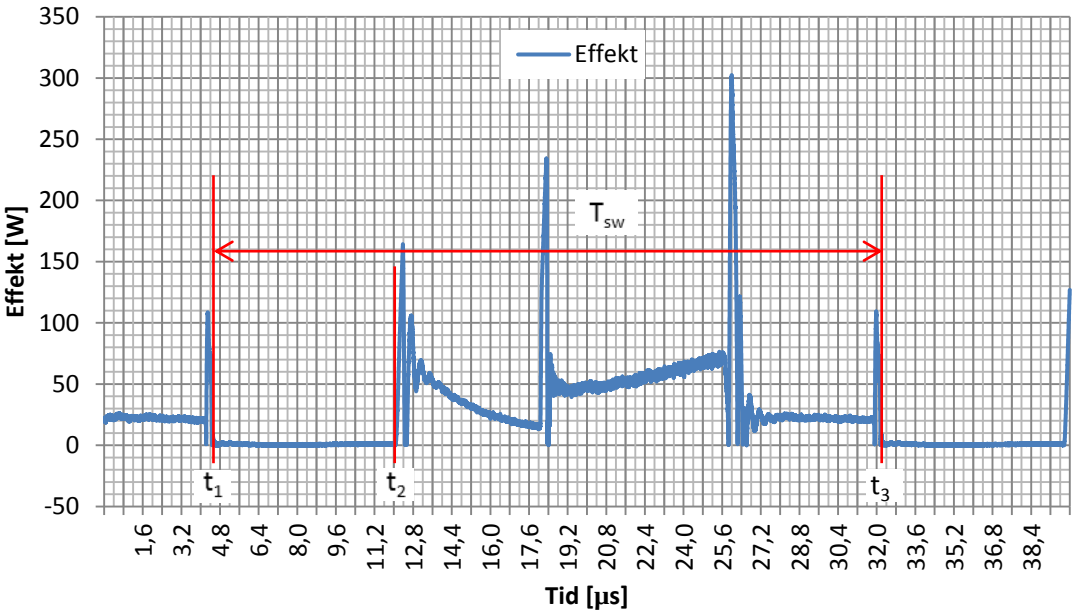
Tabell 4.4. Effektförluster IGBT för olika driftsfall.

4.5. Diod förluster

Ström och spänning samplades med hjälp av ett oscilloskop. Kurvformerna ses i figur 4.4. Ström och spänning multiplicerades för att få effektförlust, se figur 4.5. Denna visar även tydligt när dioden blockerar strömmen och när den leder.



Figur 4.4. Spänning över och ström genom en diod när den leder. Driftsfall 12V/300A.



Figur 4.5. Effektförluster i diod. Driftsfall 12V/300A

Den genomsnittliga effektförlusten räknas ut som

$$P_{förl.\ diod} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t_1}^{t_3} P_f(t)\, dt = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t_2}^{t_3} P_f(t)\, dt \qquad (4.4)$$

där resultatet av beräkningarna redovisas i kolumnen *Uppmätt* i tabell 4.5. För ytterligare kontroll av de uppmätta värdena utnyttjas även den approximativa effektförlustberäkningen

$$P_{förl.\ diod} = V_f\, I_{medel} + R_{DS\,on}\, {I_{RMS}}^2 \qquad (4.5)$$

hämtad från databladet för dioden. Där $V_f = 0{,}56$ V, $R_{DS\,ON} = 1{,}5$ mΩ och strömvärdena fås från figur 4.4. Resultat redovisas i tabell 4.5 för jämförelse med resultat från (4.4).

Diodförluster, samtliga dioder							
Driftsfall		Beräknat					Uppmätt
U ut [V]	I ut [A]	Vf	I medel / diod	I rms/ diod	**P förl. [W]**		**P förl. [W]**
6,0	50,0	0,56	6,6	8,0	**22,3**		**17,5**
6,0	150,0	0,56	26,9	23,1	**95,3**		**93,6**
6,0	300,0	0,56	44,8	52,5	**175,5**		**178,8**
12,0	50,0	0,56	8,3	11,0	**29,0**		**19,9**
12,0	150,0	0,56	23,8	30,3	**88,1**		**60,6**
12,0	300,0	0,56	47,1	59,4	**190,0**		**196,2**

Tabell 4.5. Effektförluster diod för olika driftsfall.

4.6. Sammanfattning förluster

Halvbryggans totala effektförluster och de som kan härröras till IGBTer och dioder ses i tabell 4.6. I tabellen visas även beräknade, motsvarande värden från kapitel 3. Procentsatserna i tabell 4.6 fås vid jämförelse med totala effektförluster vid det specifika driftsfallet.

Uppmätta

Driftsfall		η	Totala förl.	IGBT		Dioder			
V ut [V]	I ut [A]		Pförl. [W]	Pförl. [W]	% of total	Pförl. [W]	% of total	Pförl. [W]	% of total
6,0	50	0,81	68	28,8	**42,3%**	22,1	**32,5%**	17,5	**25,7%**
6,0	150	0,81	191	70,6	**36,8%**	95,3	**49,7%**	93,6	**48,8%**
6,0	300	0,78	457	190,4	**41,6%**	175,5	**38,4%**	178,8	**39,1%**
12,0	50	0,88	80	37,5	**46,6%**	29,0	**36,1%**	19,9	**24,8%**
12,0	150	0,89	219	89,6	**41,0%**	88,1	**40,3%**	60,6	**27,7%**
12,0	300	0,87	514	228,3	**44,4%**	190,0	**37,0%**	196,2	**38,2%**

Beräknade

Driftsfall		η	Totala förl.	IGBT		Dioder	
V ut [V]	I ut [A]		Pförl. [W]	Pförl. [W]	% of total	Pförl. [W]	% of total
6,0	50	0,80	77,0	27,0	**35,1%**	28,8	**37,4%**
6,0	150	0,81	208,4	82,6	**39,6%**	91,0	**43,7%**
6,0	300	0,81	431,2	171,2	**39,7%**	196,1	**45,5%**
12,0	50	0,86	95,6	40,8	**42,7%**	28,9	**30,2%**
12,0	150	0,87	269,1	126,4	**47,0%**	92,4	**34,3%**
12,0	300	0,86	565,6	265,4	**46,9%**	201,8	**35,7%**

Tabell 4.6. Jämförelse uppmätta och beräknade förluster.

Vid jämförelse ses att mätningar och beräkningar ger liknande resultat. Skillnader går att förklara i mätfallet med mätfel och i beräkningar med avvikelser i använda komponentvärden. Mätfelen förekommer oftast vid mätning av ström, speciellt på primärsida av transformatorn där strömmen är låg.

Det kan dock konstateras att förlusterna i IGBTerna utgör mellan 40- och 45% av de totala förlusterna i både mät- och beräkningsfallet. I figur 4.3 ses att dessa förluster till största delen är switch off förluster. Vad gäller diodförluster är det svårare att konstatera något specifikt. Grovt, lite beroende på vilket driftsfall som är aktuellt, kan förlusterna uppskattas till 35- 40% av de totala. En förklaring till att procentsatserna generellt sjunker med avgiven effekt är att förlusterna i transformatorn inte minskar i samma takt som effekten, se tabell 3.4.

För att förbättra verkningsgraden för omvandlaren, hade mjukswitchning och /eller synkron likriktning varit att föredra. Mjukswitchning kommer att minska swichförlusterna i IGBTn och synkron likriktning kommer att minska ledförlusterna i dioderna.

5. Konstruktion/ Lösningar

5.1. Synkron likriktning

Då beräkningar och mätningar visar på att det uppkommer förhållandevis stora förluster i dioderna på den sekundära sidan, görs här en teoretisk jämförelse vad synkron likriktning kan åstadkomma med avseende på verkningsgraden för driftsfallet 12V/ 300A. Följande olikhet ligger till grund för val av MOSFET

$$R_{DS\,(ON)} \leq U_f \frac{I_{f\,medel}}{I_{f\,(RMS)}{}^2} \rightarrow 0{,}56\,V\,\frac{150\,\mathrm{A}}{183^2\,\mathrm{A}} = 2{,}5\,m\Omega\,. \qquad (2.11)$$

En MOSFET med max. $R_{DS\,ON} = 2{,}5\,m\Omega$ [18] väljs för följande effektberäkning. För att erhålla ytterligare förbättring och mindre belastning per MOSFET placeras fyra stycken transistorer i varje gren. Fyra parallellkopplade MOSFETar, var och en med $R_{DS\,ON} = 2{,}5\,m\Omega$ ger att den totala ledningsresistansen minskar med en faktor fyra och effektförlusterna blir

$$P_{led} = \frac{R_{DS(ON)}}{4} I_{f\,(RMS)}{}^2 = 0{,}625\,m\Omega \cdot 183^2 A = 20{,}9\,W\,. \qquad (5.1)$$

Totala förluster för den sekundära likriktningen blir då $P_{SL} = 2 \cdot 20{,}9\,W = 42\,W$. Förutsatt att styrningen av MOSFETarna sker optimalt, kan switchförlusterna försummas. För det aktuella driftsfallet skulle detta medföra en minskning av effektförluster med

$$P_{minsk.} = P_{diod} - P_{SL} = 202\,W - 42\,W = 160\,W \qquad (5.2)$$

där P_{diod} är effektförlusten vid användning av dioders på sekundära sidan. Således ökar den totala verkningsgraden med drygt tre procentenheter enligt

$$\frac{P_{ut}}{P_{in} - P_{minsk.}} - \eta_{12V300A} = \frac{P_{ut}}{\frac{P_{ut}}{\eta_{12V300A}} - P_{minsk.}} - \eta_{12V300A} = \frac{3600}{\frac{3600}{0{,}88} - 160} - 86\,\% = 3{,}8\,\%. \qquad (5.3)$$

Ovanstående resonemang skulle ge en ny verkningsgrad på $86\,\% + 3{,}8\,\% = 91{,}6\%$ vilket kan ses som en bra lösning för att öka verkningsgraden i omvandlaren.

5.2. Design av LLC resonanskrets

För att kunna bestämma värdena på de komponenter som skall ingå i den resonanskrets som skall implementeras i den befintliga likriktaren, används i denna rapport en designguide från Fairchild semiconductors [10]. Då transformatorns omsättning förblir densamma (12:1:1), har utspänningen vid denna modifiering av nuvarande likriktare ökats från 12 VDC till 24 VDC. Detta för att mata transformatorn med en spänningsnivå likt den innan modifieringen.

5.2.1. Beräkning av komponenter

Kretsen specifikationer är:
$U_{in\,nom} = 520\,VDC$
$U_{in\,max} = 530\,VDC$
$U_{in\,min} = 510\,VDC$
$I_{ut} = 150\,A$
$U_{ut} = 24\,VDC$
$P_{ut} = 3600\,W$
$f_0 =$ 100 kHz
$f_p = 44{,}7\,kHz$
För att välja vilken spänningsförstärkning som LLC omvandlaren skall ha vid resonansfrekvensen f_0 behövs ett värde på m väljas mellan 3 till 7. Från guiden väljs m enligt

$$m = \frac{L_p}{L_r} = 5. \tag{5.4}$$

Vilket ger en minsta förstärkning enligt

$$M^{min} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{5}{5-1}} = 1{,}118. \tag{5.5}$$

Då transformatorns omsättning inte skall ändras, fås följande beräkning

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{in}^{max}}{2(U_{ut}+U_f)}\,M^{min} = \frac{530}{2(\,24+0{,}56)}\,1{,}118 = 12\,. \tag{5.6}$$

Max förstärkning fås enligt

$$M^{max} = \frac{U_{in}^{max}}{U_{in}^{min}}\,M^{min} = \frac{530}{510}\,1{,}118 = 1{,}162\,. \tag{5.7}$$

Den ekvivalenta lastresistansen beräknas enligt

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2}\,\frac{U_{ut}^2}{P_{ut}} = \frac{8\,12^2}{\pi^2}\,\frac{24^2}{3600} = 18{,}7\,\Omega\,. \tag{5.8}$$

För beräkning av komponenter till resonanskretsen avläses Q = 0,4 i guiden, figur 19. Kapacitans samt induktanser i resonanskretsen beräknas enligt

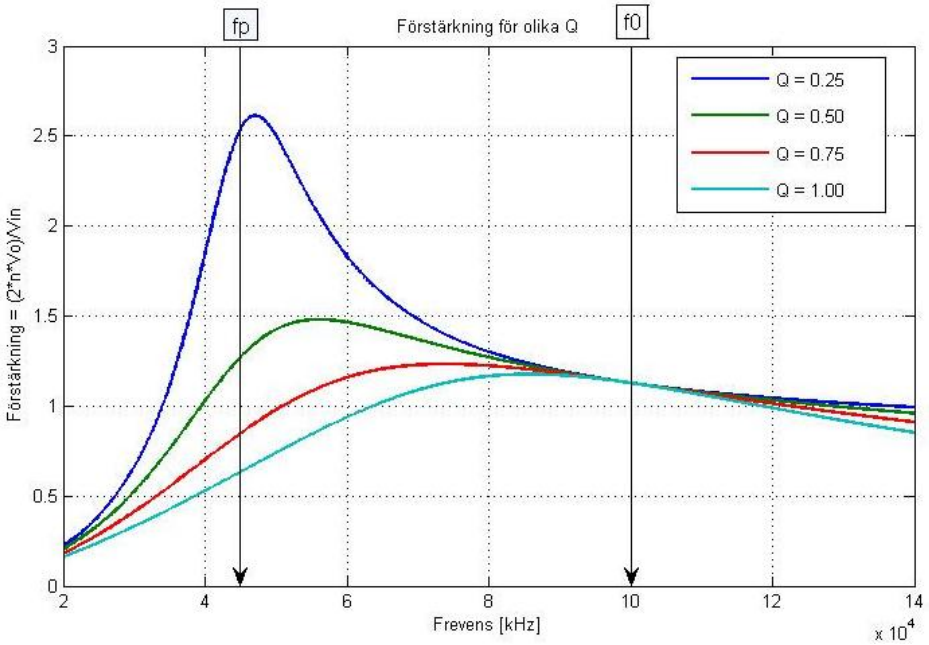
$$C_r = \frac{1}{2\,\pi\,Q\,f_0\;R_{ac}} = \frac{1}{2\,\pi\,0{,}4\;100kHz\;18{,}7\,\Omega} = 213\text{ nF}. \tag{5.9}$$

$$L_r = \frac{1}{(2\,\pi\,f_0)^2 C_r} = \frac{1}{(2\,\pi\,100\text{ kHz})^2 213\,nF} = 12\,\mu H \tag{5.10}$$

$$L_p = m \cdot L_r = 5\mu H \cdot\; 12\mu H = 59{,}5\,\mu H \tag{5.11}$$

$$L_m = L_p - L_r = 59{,}5\,\mu H - 12\,\mu H = 47{,}5\,\mu H \tag{5.12}$$

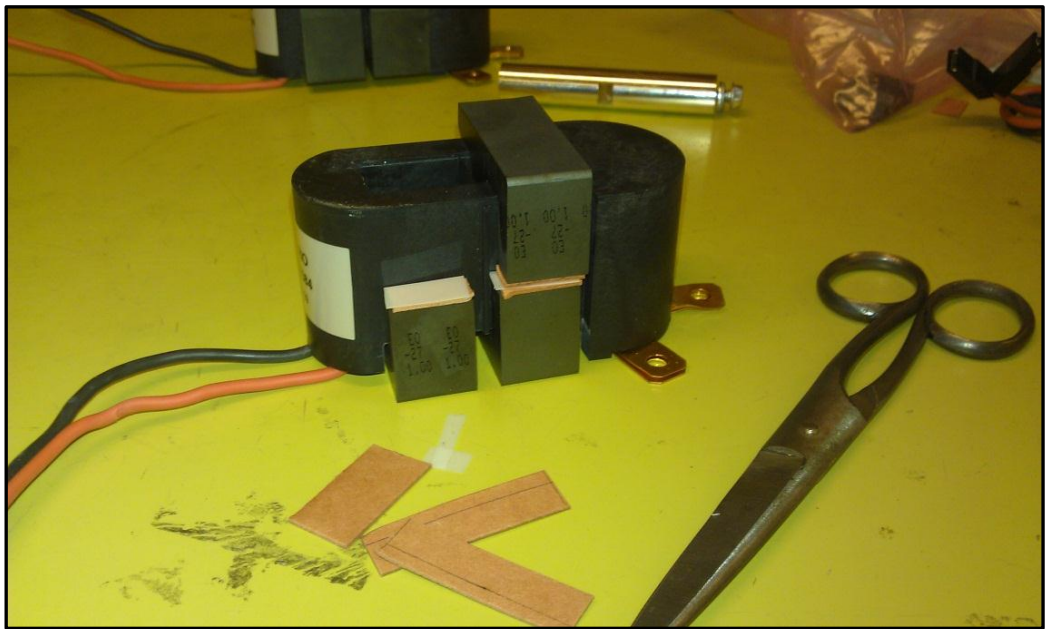
Från $\left|\frac{(\frac{\omega}{\omega_0})^2\sqrt{m(m-1)}}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2}-1\right)+j\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\cdot\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2}-1\right)\cdot(m-1)\cdot Q}\right|$ vilket motsvarar ekvation 9 i guiden kan grafer i figur 5.1 plottas, se bilaga 1 för Matlabkod.



Figur 5.1. Förstärkning för olika driftsförhållanden, egendesignad krets.

5.2.2. Konstruktion av LLC krets

Transformatorn konstrueras om med utgångspunkt från den befintliga transformatorn vilken har en omsättning på 12:1:1. Den befintliga kärnan ersätts med en ny av typ EPCOS E55 N27 [17]. Ett luftgap på 2,1 mm introduceras i kärnan med hjälp av pressat papper samt plastfilm, se figur 5.2.



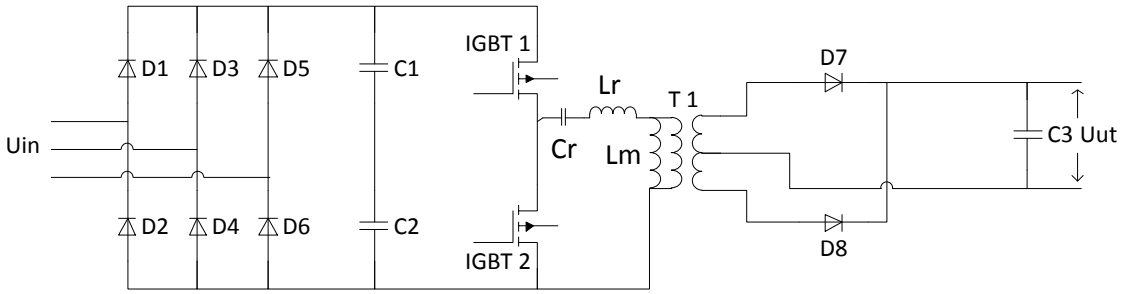
Figur 5.2. Konstruktion av ny transformator

Som resonanskondensator C_r väljs en dubbelmetalliserad kondensator av typ FPK 1 från Wima [19] med dV/dt=$11000\,V/s$, vilket ger låga värmeförluster. Magnetiseringsinduktansen L_m uppmäts till 47,47 µH med hjälp av en LCR meter. Med denna konstruktion av transformatorn fås en läckinduktans L_r på 2,4 µH. För att erhålla $L_r = 12$ µH lindas en extern spole med 8 varv och kopplas i serie med primärlindningen av transformatorn, se figur 5.3.



Figur 5.3. Egenkonstruerad spole 8 varv.

Utöver implementering av resonanskretsen i den befintliga omriktaren (figur 4.1) gjordes även ett par omkopplingar. Induktansen L_1 vid utgången monteras bort, då energin istället lagras i transformatorns luftgap. Primärlindningen kopplas till IGBT 2 och kapacitanserna C_1 samt C_2 används istället för att jämna ut spänningen för switcharna. Den modifierade omriktaren ses i figur 5.4.



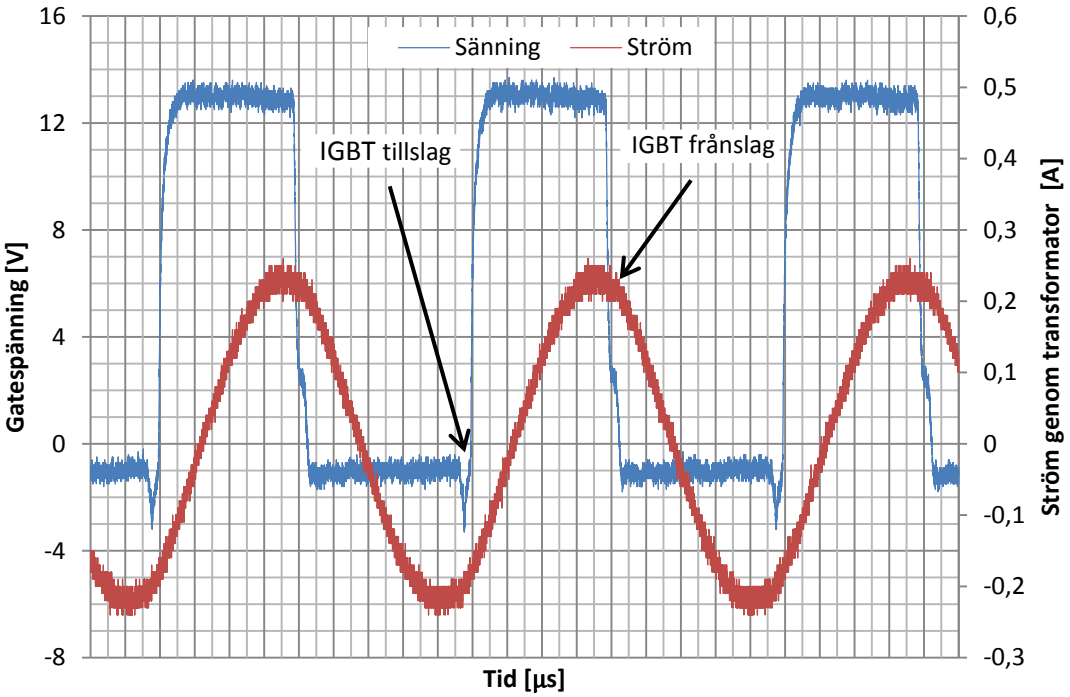
Figur 5.4. Modifierad omriktare.

5.2.3. Mätningar

Mätningen i figur 5.5 visar ett driftfall då inspänningen uppgick till 200 V_{DC}, dock var detta den högsta inspänning som resonanskretsen klarade av då temperaturen hos drivkretsen för IGBTerna blev för hög. Utspänningen uppmättes till 24,5 V, utströmmen var 47,7 A och ur nätet dragen effekt var 1528 W. Verkningsgraden beräknades då till 0,77 enligt

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_{in}} = \frac{U_{ut}\, I_{ut}}{P_{in}} = \frac{24{,}5\ V\ 47{,}7\ A}{1528\ W} = 0{,}765 \qquad (5.13)$$

Ur figur 5.5 syns effekten av resonanskretsen på strömmen in i transformatorn. Då avsikten med resonanskretsen är att minska switchförlusterna betraktas dessa händelser. Vid tillslag är strömmen negativ, vilket innebär strömlöst tillslag. All ström går genom den för IGBTn inbyggda dioden. Vid frånslag däremot är strömmen nästan maximal. Alltså är detta driftsfall inte optimalt ur förlustsynpunkt. Noterbart är att strömkurvan förskjuts i förhållande till gatespänningen då in- eller utparametrar ändras. Vilket antyder att det finns ett eller flera driftsfall där mjukswitchning uppnås. Ett manipulerat driftsfall vilket visar en mer optimerad mjukswitchning ses i en figur 5.6.



Figur 5.5. Uppmätt ström genom primärlindning transformator samt gatespänning till undre IGBT.

5.2.4. Sammanfattning LLC resonanskrets

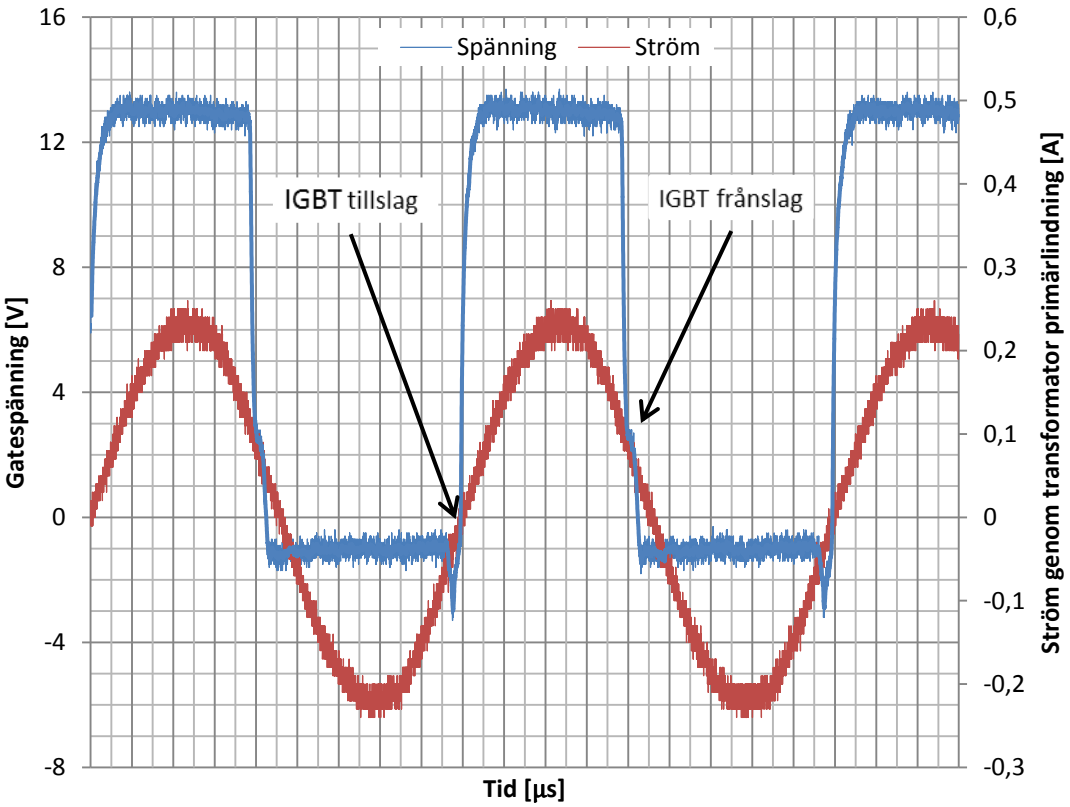
Flera slutsatser från försöket att implementera en resonanskrets i likriktaren kan ändå dras. Den första slutsatsen är att ström- och spänningskurvor ändras markant, även vid små förändringar på in- eller utparametrar. Mjukswitchning kan ej uppnås om kretsen önskas används vid flera driftsfall. Den andra slutsatsen är att en resonanstank inte går att implementera i omriktarkretsen utan att hela kretsen dimensioneras om. Utspänningen kan heller inte regleras ner till noll med frekvensreglering eftersom

$$M^{min}\,\frac{N_1}{N_2}\,U_{in} \;\leq\; U_{ut} \;\leq\; M^{max}\,\frac{N_1}{N_2}\,U_{in} \tag{5.14}$$

där spänningsförstärkningen M begränsas av regulatorns möjlighet att ändra switchfrekvens. I och med att förstärkningskurvorna aldrig skär noll i figur 5.1, kommer heller in M kunna regleras ner till noll ens med en orealistiskt hög frekvens.

Tendenser visar dock på ett eller flera optimerade driftfall där till och frånslag av IGBTerna sker som i figur 5.6. Förlustfritt tillslag då ingen ström går igenom switchen vid detta tillfälle. Vid frånslag är strömmen halverad jämfört med i figur 5.5. Switchförlusterna skulle vid detta optimerade driftsfall ha minskat med $1 - 0{,}26 = 74\%$ enligt

$$\frac{P_{switch\,(opt)}}{P_{switch}} = \frac{\frac{U_{EC}\frac{I_{EC}}{2}}{U_{d\,ref}\,I_{d\,ref}}E_{off}\;f_{switch}}{\frac{U_{EC}\,I_{EC}}{U_{d\,ref}\,I_{d\,ref}}(E_{on}+E_{off})\,f_{switch}} = \frac{\frac{1}{2}E_{off}}{E_{on}+E_{off}} = \frac{\frac{1}{2}4{,}1\;mJ}{3{,}8\;mJ+4{,}1\;mJ} = 0{,}26 \tag{5.15}$$



Figur 5.6. Optimerad ström genom primärlindning transformatorn samt gatespänning till undre IGBT.

6. Slutsats och diskussion

6.1. Arbetets resultat

De största förlusterna i den undersökta halvbryggan går att härleda till swichförluster i IGBTerna. Näst största källan till förluster är den sekundära likriktningen som i den nuvarande konstruktionen sker med dioder. Tillsammans representerar de ca 70% av de totala förlusterna (se kapitel 4.6). Halvbryggans verkningsgrad varierar beroende på vilken spänning den skall leverera ut. Verkningsgraderna är för driftsfallet 12 V cirka 90 % och för 6 V, 80 %.

För att minska switchförlusterna undersöktes mjukswitchning, med hjälp av en resonanskrets i halvbryggan, en s.k. LLC-krets. Denna lösning tycktes minska switchförlusterna i vissa driftfall, i andra var de oförändrade. Lösningen är ej passande om omformaren skall användas med ett stort spektrum av tänkbara laster och inspänningar. Dessutom kan utspänningen inte regleras ner till 0 Volt med enbart frekvensreglering. Detta inses genom att förstärkningskurvorna i figur 5.1 inte når förstärkning M = 0. För att åstadkomma 0 Volt i utspänning, krävs orealistiskt höga frekvenser, vilka IGBTerna inte klarar av.

Den mer realistiska lösningen för att minska förlusterna skulle vara att ersätta de sekundära likriktardioderna med MOSFETar och på så sätt erhålla synkron likriktning. Förutsatt att dessa styrs på ett sådant sätt att switchförluster undviks skulle denna lösning öka verkningsgraden med drygt tre procentenheter. En MOSFET med $R_{DS\,ON} = 2{,}5\ m\Omega$ krävs.

6.2. Framtida utveckling

Vad gäller syftet med att öka verkningsgraden hos en av Kraftpowercons spänningsomvandlare som delvis uppnåtts i denna rapport. Där implementering av synkron likriktning var den lämpligaste effektiviseringsmetoden. LLC topologin ger ingen fördelar vid implementering i den för arbetet aktuella omvandlaren. Dock ses ett framtida användningsområde för LLC i andra omvandlare hos Kraftpowercon, speciellt som ett mellansteg där inspänning är stabil samt endast ett fåtal arbetspunkter. Ett topologibyte till helbrygga är också ett alternativ och skulle medföra mindre belastning för IGBTerna.

7. Källförteckning

1. *Kraft PowerCon AB* , Flexkraft. [hämtad: 2012-03-12]
   Tillgänglig: http://www.kraftelektronik.se/Sidor/315_flexKraft.asp
2. Sam Davis, *Electronic design.* [hämtad: 2012-04-23]
   Tillgänglig: http://www.electronicdesign.com/files/29/11265/11265_01.pdf
3. *STMicroelektronics,* Schottky barrier diodes. [hämtad: 2012-05-08]
   Tillgänglig:
   http://datasheet.octopart.com/STPS160H100TV-STMicroelectronics-datasheet-8625339.pdf
4. Mohan, Undeland, Robbins, *Power Electronics Converters, applications and design, 3rd edition*, John Wiley & Sons Inc. Hoboken New Jersey 2003.
5. *Texas instrument*, Power transformer design [Hämtad: 2012-05-15]
   Tillgänglig: http://www.ti.com/lit/ml/slup126/slup126.pdf
6. M. Bildgen, *ST,* Resonant converter topologies. [Hämtad: 2012-03-27]
   Tillgänglig:
   http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/SGSThomsonMicroelectronics/mXyzxvt.pdf
7. *Microchip Technology Inc.*, SMPS. [hämtad: 2012-03-16]
   Tillgänglig: http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf
8. *Elektronikkonsult AB,* Strömförsörjning. [hämtad: 2012-03-23]
   Tillgänglig:
   http://www.elektronikkonsult.se/fileArchive/PDF/Nyheter/Artikel_EiN_kortkraft.pdf
9. C. Walding, *Fairchild Semiconductor*. LLC Resonant Converter. [hämtad: 2012-03-17]
   Tillgänglig:http://www.eetimes.com/design/smart-energy-design/4013537/LLC-resonant-topology-lowers-switching-losses-boosts-efficiency
10. *Fairchild Semiconductor*, Application note AN-4151. [hämtad: 2012-05-04]
    Tillgänglig: http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-4151.pdf
11. Peter B Green, IRF. Application note AN-1169 [Hämtad: 2012-05-15]
    Tillgänglig: http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1169.pdf
12. *Semikron*, Bridge rectifiers. [hämtad: 2012-05-08]
    Tillgänglig:
    http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKD_25_07275680.pdf
13. *IXYS,* Power Semiconductors. [hämtad: 2012-05-08]
    Tillgänglig: http://ixapps.ixys.com/DataSheet/IXA37IF1200HJ.pdf
14. *LEM,* Current transducer. [hämtad: 2012-05-14]
    Tillgänglig: http://www.lem.com/docs/products/la%20306-s%20sp2%20e.pdf
15. *Magnetics inc.*, Ferrite cores. [hämtad: 2012-05-08]
    Tillgänglig: http://www.mag-inc.com/home/Advanced-Search-Results?pn=77-442
16. *Rubycon*, Aluminum electrolytic capacitors YXF series. [hämtad: 2012-05-14]
    Tillgänglig: http://us.100y.com.tw/pdf_file/YXF.PDF
17. *TDK Epcos corp.*, Cores and Accessories. [hämtad: 2012-05-11]
    Tillgänglig: http://www.epcos.com/inf/80/db/fer_07/e_55_28_21.pdf.
18. *Infineon*, OptiMos Power Transistor. [hämtad: 2012-05-16]
    Tillgänglig:
    http://www.infineon.com/dgdl/IPB025N10N3+G_Rev2.03.pdf?folderId=db3a304313b8b5a60113cee8763b02d7&fileId=db3a30431ce5fb52011d1ab1d9d51349

19. *Wima*, Pulse capacitors [hämtad: 2012-05-14]
Tillgänglig: http://www.wima.com/EN/WIMA_FKP_1.pdf

8. Bilagor

8.1. Bilaga 1: Matlabkod för LLC.

```
%Mainfil för plott av LLC gain kurva.

clear all;
close all;
clc;


f0 = 100e3;
fp = 44.7e3;

%LpCr = ((1/fp)/(2*pi))^2;
%LrCr =  ((1/f0)/(2*pi))^2;

LpCr = 1.267e-11;
LrCr = 2.556e-12;

w0 = 1/(sqrt(LrCr));
wp = 1/(sqrt(LpCr));

Qe_mat = [0.25 0.5 0.75 1];

m = 5;



% Startvärde för frekvensen i Hz.
f_start = 20e3;
% Stopvärde för frekvensen i Hz.
f_stopp = 150e3;

% Skapar tomma vektorer
frek_vect = linspace(f_start, f_stopp, 1000);
gain = zeros(length(Qe_mat), length(frek_vect));


for x = 1:length(Qe_mat)
    for y = 1:length(frek_vect);
        % Täljare i ekv. 9 från App. note AN-4151
        temp1 = ((2*pi*frek_vect(y))/w0)^2*(sqrt(m*(m - 1)));
        % Nämnare i ekv. 9 från App. note AN-4151
        temp2 = ((((2*pi*frek_vect(y))/wp)^2 - 1) +
(1i*(((2*pi*frek_vect(y))/w0)*(((2*pi*frek_vect(y))/w0)^2 - 1)*(m -
1)*Qe_mat(x))));
        gain(x,y) = abs(temp1/temp2);
    end;

end;


figure;
plot(frek_vect,gain);
```

```
hleg = legend('Q = 0.25','Q = 0.50','Q = 0.75','Q = 1.00');
grid on;
hold on;
title('Förstärkning för olika Q');
xlabel('Frevens [kHz]');
ylabel(' Förstärkning = (2*n*Vo)/Vin');
xlim([20e3 140e3])
```

8.2. Bilaga 2: Utdrag ur datablad för transformator.

SIRIO Inductive Components

VERIFICA TECNICA

CODICE: [illegible]

Cod. Disegno: VT01
Drawing Code:

Foglio N° 1/1
Sheet

Product Presentation: sample n.1 is mounted on the left side of [illegible] machine and sample n.2 is on the right side of the machine.

N°	Misure/Test	Campione n°/Sample n°						
		1	2	3	4	5	6	7
1	**Induttanza primario** Primary inductance [mH]	1,51	1,57					
2	**Induttanza dispersa con S1 in c.c.** Leakage inductance with S1 in s.c. [µH]	2,9	2,8					
3	**Induttanza dispersa con S2 in c.c.** Leakage inductance with S2 in s.c. [µH]	3,3	3,1					
4	**Rapporto spire** Turns ratio	O.K.	O.K.					
5	**Polarità** Polarity	O.K.	O.K.					
6	**Resistenza primario** Primary resistance [mΩ]	22,7	22,7					
7	**Resistenza secondario S1** S1 secondary resistance [mΩ]	<0,3	<0,3					
8	**Resistenza secondario S2** S2 secondary resistance [mΩ]	<0,3	<0,3					
9	**Isolamento P/S1+S2** P/S1+S2 insulation voltage test 3 kVrms 50 Hz 1'	O.K.	O.K.					
10								
11								
12								

Verificati da:
Checked by

Data: 13-10-2005
Date

Firma
Sign