

Automatiserad impedansanpassning av ett serieresonant induktionsvärmningssystem



Albert Anderberg

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

LUNDS TEKNISKA HÖGSKOLA

EXAMENSARBETE

**Automatiserad impedansanpassning av
ett serieresonant
induktionsvärmningssystem**

Författare:

Albert Anderberg

Handledare:

Gunnar Lindstedt (IEA)
Rasmus Kjellstrand (Corebon)

12 juni 2019

Abstract

Many different types of heat sources are used in the industry. Some of these are open flames, IR-radiation, resistive heating and induction heating. Induction heating is a heating technology that have a high energy density, fast start up times and high flexibility. A simple series resonant induction heating system consists of a voltage source, a capacitor, an inductor and the object to be heated. To be able to deliver more power to the load, a transformer can be connected to the output of the voltage source. Different inductors, transformers and capacitors are required for different applications. Today these are connected and disconnected manually but an automated solution is required to further automate the induction heating process.

The main purpose of this project is to construct an automated impedance matcher that can be used instead of manually connecting and changing components. The prototype is supposed to consists of a few transformers and capacitor banks. Switching between different configurations are done using relays. Configurations and other instructions are to be received from the frequency inverter or a computer over a serial interface.

The result of this project is a designed solution and a built simplified prototype. The developed solution consists of three channels while the built prototype only has one such channel. The impedance matcher is then evaluated based on the function description that was developed in the beginning of the project. The function description outlines the wanted and required functions and features of the impedance matcher. The discovery of the risk of significantly too high voltages within the capacitor bank was a result of this evaluation. Worst case these high voltages can lead to arcing between components or inside the relays. To mitigate or even completely avoid this problem the frequency inverter should limit the available current for certain settings. Another thing that was evaluated was the effectiveness of EM-shielding within the used relays to reduce internal losses. The shielding seemed to have an effect but not significant enough to conclusively say that shielding is worth the extra effort. If another type of relay is used, maybe even custom designed, further evaluation is required to determine if shielding is a viable option to reduce heating of the relays.

Sammanfattning

Inom industrin används många typer av värmekällor. Det kan vara öppna lågor, IR strålning, resistiv uppvärmning eller induktionsvärmning. Induktionsvärmningen är en värmningstyp med hög energidensitet, låg investeringskostnad, snabb uppstartstid och hög flexibilitet. Ett serieresonant induktionsvärmningssystem består i sin enklaste form av en växelspänningskälla, en spole, en kondensator och objektet som ska värmas. För att maximal effekt ska kunna levereras till lasten ansluts en transformator mellan spänningskällan och lasten. Olika induktorer kräver olika kapacitanser och transformatorer för att fungera optimalt. I dagsläget monteras dessa komponenter manuellt för varje induktor och applikation men en automatiserad lösning hade varit att föredra för att ytterligare kunna effektivisera tillverkningsprocesser genom att alltid uppnå maximal värmningseffekt.

Detta arbetets huvudsyfte är att konstruera en prototyp av en automatisk impedansanpassare som kan användas istället för att manuellt byta komponenter. Prototypen ska bestå av ett fåtal transformatorer och kondensatorbanker vars konfiguration kan ställas med hjälp av reläer. Impedansanpassaren ska ta emot kommandon från en frekvensomriktare eller en extern dator och välja konfiguration utifrån dessa.

Arbetet har utmynnat i en framtagna konstruktion och en förenklad prototyp. Den framtagna konstruktionen består av tre kanaler och den byggda prototypen av en kanal. Den byggda prototypen har utvärderats utifrån en funktionsbeskrivning som togs fram i början av arbetet. I denna beskrivs de önskade funktionerna och krav som ställs på impedansanpassaren. En sak som kom fram under utvärderingen är att det lätt uppstår för höga spänningar i kretsen. För att undvika detta bör frekvensomriktaren begränsa den möjliga strömmen så att för höga spänningar och i värsta fall överslag undviks. Även EM-skärmning av reläerna undersöktes för att se hur det påverkar uppvärmningen av dem. För de reläer som använts påverkar inte skärmningen tillräckligt mycket för att definitivt konstatera att det hjälper. Skärmning bör undersökas vidare ifall andra reläer, kanske till och med egendesignade, används.

Innehåll

1 Inledning	1
1.1 Bakgrund	1
1.2 Involverade personer och företag	1
1.3 Syfte och målsättning	2
1.4 Metod	2
2 Teoretisk bakgrund	4
2.1 Induktionsuppvärmning	4
2.2 Skinneffekten och förlusteffekter i ledare	6
2.3 Litz-tråd	8
2.4 Impedansanpassning	9
2.5 Dynamisk impedansanpassning och flera spolar	11
3 Funktionsbeskrivning	13
4 Framtagen konstruktion	15
5 Komponentval	17
5.1 Kondensator	17
5.2 Relä	22
5.3 Kretsdesign	27
6 Mekanisk konstruktion	28
6.1 Framtagen kondensatorbank	28
6.2 Inpassning av komponenter i låda	31
7 Elektrisk konstruktion	33
7.1 Mikrokontrollerkort	33
7.2 Relädrivare	34
7.3 Temperaturgivare	35
7.4 Fläktkontroller	36
7.5 Seriell kommunikation	37
8 Mjukvara	38
9 Utvärdering	40
9.1 Kondensator kylning	41
9.2 Kopparbleck	42
9.3 Värme i kontaktpunkter	43
9.4 Överslag och maxspänning	44
9.5 EM-skärmning av relä	45
9.6 Styrkort	45
9.7 Mjukvara	47
10 Diskussion	48
11 Referenser	50

1 Inledning

1.1 Bakgrund

Inom industrin används många typer av uppvärmningsmetoder. Några av dessa kan vara, öppna lågor, IR strålning, resistiv uppvärmning eller induktionsvärmning. En del av dessa metoder kan värma ett föremål direkt medan andra endast kan värma indirekt och förlitar sig på fenomen såsom värmeledning. Bortsett från exklusiva lösningar som laser och elektronstråle är induktionsvärmning den med högst energidensitet. Induktionsvärmning har även fler eftertraktade egenskaper såsom snabb uppstartstid och hög flexibilitet. Induktionsuppvärmning har även använts inom industrin under en lång tid.

Trots detta är induktionsuppvärmningens effektivitet låg i förhållande till dess potential. Den traditionella induktionsvärmningslösningen består av en spole konstruerad av ett kopparrör lindad ett fåtal varv. Stora strömmar leds sedan genom detta rör för att värma olika objekt. På grund av de stora strömmarna behöver kopparröret kylas, något som görs med vatten genom röret. Resistansen i kopparröret är en av anledningarna till den förhållandevis dåliga effektiviteten. Denna metod fungerar bra till objekt som kan föras in i spolen men sämre över större ytor. Andra typer av spolar kan konstrueras för detta ändamål som fungerar bättre. Detta ger dock mer komplexa system med andra impedanser.

Impedansen i ett induktionsvärmningssystem beror på flera faktorer, till exempel utformningen av induktorn, avståndet mellan induktorn och objektet som ska värmas, samt material och utformning av objektet. För att få ut maximal effekt från systemet måste det arbeta nära eller i resonans. För att bilda en serieresonanskrets ansluts kondensatorer i serie med induktorn. Resonansfrekvensen bestäms av induktansen hos induktorn och kapacitansen hos kondensatorn. För givna induktorvärden anpassas därmed resonansfrekvensen genom valet av kondensator. Önskad resonansfrekvens bestäms av den som designat systemet med hänsyn taget till faktorer såsom värmningsdjup, val av koppartråd och effektivitet. Mellan växelspänningskällan och serieresonanskretsen ansluts en transformator för att anpassa lastimpedans och spänning så att maximal effekt kan levereras till lasten. Olika induktorer kräver därmed olika kapacitanser och transformatorer. I dagsläget monteras dessa komponenter manuellt för varje induktor och applikation men en automatiserad lösning hade varit att föredra för att kunna effektivisera tillverkningsprocesser genom att alltid uppnå maximal värmningseffekt.

1.2 Involverade personer och företag

Detta examensarbete är tillhandahållet av Corebon och arbetet har även utförts hos dem. Corebon tillverkar komponenter och processlösningar inom området CFRP (composite fibre reinforced polymer). De har internt utvecklat och tagit fram speciell teknik baserat på induk-

tionsvärmning som möjliggör snabb och högkvalitativ processering av CFRP. En del av den framtagna tekniken är egenutvecklad kraftelektronik och där tillhörande kringutrustning.

Den framtagna impedansanpassaren är tänkt att fungera som ett tillbehör till en redan existerande frekvensomriktare. Frekvensomriktaren används som spänningskälla i ett serieresonant induktionsvärmningssystem. Frekvensomriktaren kan användas för att värma med en effekt upp till 15 kW, kan hantera strömmar upp till 30 A och arbetar med frekvenser upp till 1 MHz. Även impedansanpassningskomponenter kan monteras i frekvensomriktaren men detta kommer inte utnyttjas då den externa impedansanpassaren används.

Handledare från institutionen för Industriell Elektroteknik och Automation vid LTH har varit Gunnar Lindstedt. Rasmus Kjellstrand har varit handledare från Corebons sida. Även Kenneth Frogner på Corebon har bidragit med handledning. Examinator från IEA och LTH har varit Johan Björnstedt.

1.3 Syfte och målsättning

Examensarbetets huvudsyfte är att konstruera en prototyp till en automatiserad impedansanpassare. Denna prototyp ska bestå av ett fåtal transformatorer samt en matris av kondensatorer. Önskad konfiguration av kondensatorer och transformatorförhållande ställs med hjälp av högströmsreläer. Reläerna kontrolleras via en mikrokontroller som tar emot instruktioner via ett RS485-interface. Det som behöver genomföras kan sammanfattas i nedanstående punkter:

- Konstruktion av kondensatormatris samt val av transformatorer.
- Design och konstruktion av vattenkylningssystem för högströmskomponenter med temperaturgivare samt flödesgivare.
- Design och tillverkning av styrelektronik för högströmsreläer. Detta inkluderar att designa eventuella kretskort som behövs utöver tidigare designat och använt mikrokontrollerkort.
- Programmering av mikrokontroller för styrning av högströmsreläer samt kommunikation via RS485.
- Montering av prototyp i låda avsedd för montage i 19 tums elektronikrack.

1.4 Metod

Arbetet inleddes med att identifiera de problem och lösningar som finns i dagsläget genom studier av tidigare arbeten samt genom dialog med utvalda personer inom Corebon. Arbetet

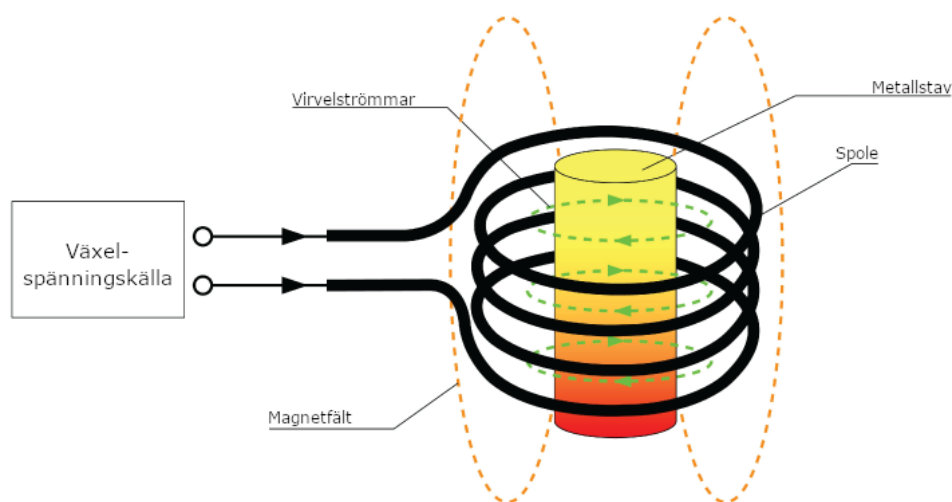
fortsatte genom att en prototyp togs fram och utvärderades. Arbetet kan i stora drag sammanfattas i stegen nedan.

1. Undersökning av hur impedansanpassning fungerar och hur det görs manuellt. Utifrån detta togs funktionsbeskrivningen fram. Funktionsbeskrivningen definierar de krav och önskemål som ställs på impedansanpassaren.
2. Utifrån funktionsbeskrivningen undersöktes olika möjliga konstruktionssätt av impedansanpassaren.
3. Konstruktion av en prototyp till impedansanpassaren utifrån funktionsbeskrivningen och resultaten av föregående steg gjordes.
4. Utvärdering av hur väl prototypen uppfyller funktionsbeskrivningen samt vilka förbättringar som kan göras.

2 Teoretisk bakgrund

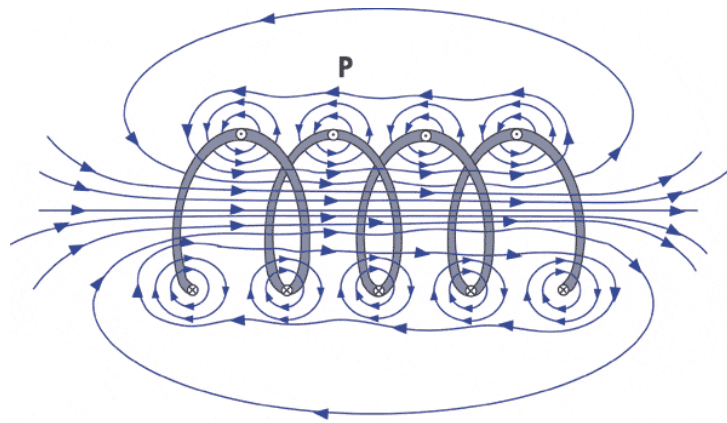
2.1 Induktionsuppvärmning

Ett induktionsvärmingsystem består i sin enklaste form av en växelspänningskälla, en induktionsspole och ett material som ska värmas. En klassisk uppställning för detta kan ses i figur 1. Uppställningen används för att värma metallstavar eller liknande föremål med hjälp av induktion.



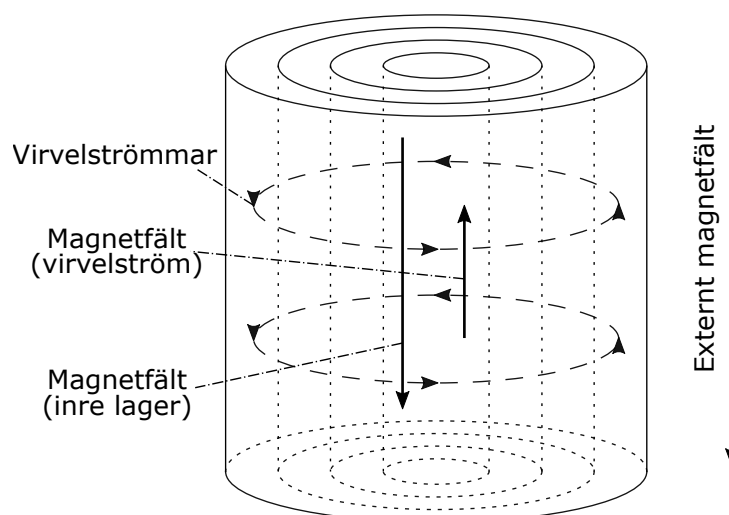
Figur 1: Klassiskt exempel på uppställning för induktionsuppvärmning.(Y D Kim Int'l Inc., 2019)

Uppvärmningen sker utifrån två olika principer, resistiv uppvärmning och magnetisk hysteres. Resistiv uppvärmning utgör den primära uppvärmningen i ferromagnetiska metaller och den enda i ickemagnetiska material. Uppvärmning genom magnetisk hysteres kan enkelt förklaras som friktionen mellan magnetiska dipoler som roterar. Då ett magnetiskt material utsätts för ett magnetfält genererat av en växelspänning roterar de magnetiska dipolerna för att ha samma orientering som det externa magnetfältet. Den energi som krävs för att rotera dipolerna övergår till värmeenergi. Ju högre frekvens växelspänningen har desto mer värmeenergi skapas. Resistiv uppvärmning uppstår då magnetfältet från spolen inducerar virvelströmmar i materialet. Detta ger upphov till att en värmeeffekt, $P = UI = RI^2$, utvecklas i materialet. R anger den resistans som påverkar strömmen I .(Zinn och Semiatin, 1988)



Figur 2: Visualisering av de magnetfält som uppstår i en spole. De blåa linjerna representerar magnetfältet och den gråa spiralen är spolen.(NDT Education Resource Center, 2019)

Varje elektrisk ledare ger upphov till magnetfält där dess storlek beror på strömmens storlek och dess riktning ges av "högerhandsregeln". Ledaren kan även lindas för att skapa en spole som i figur 2. Spolens magnetfält är då som starkast i spolens centrum eftersom magnetfälten från ledarna summeras. Mellan ledarna i spolen försvinner dock magnetfältet då de har motsatt riktning vilket gör att summan blir noll. Om en växelspanning ansluts till spolen uppstår ett magnetfält som byter riktning med samma frekvens som växelspanningen. Om en stav av ett elektriskt ledande material förs in i spolens centrum kommer det uppstå virvelströmmar inuti staven. Anledningen är att förändringar i magnetfältet inducerar spänningar i materialet vilka i sin tur ger upphov till strömmar. Lättaste sättet att visualisera vad som händer i den solida staven är att dela upp den i flera cylindriska skal som i figur 3.



Figur 3: Uppdelning av en solid cylinder i flera cylindriska skal.

Magnetfältet från spolen är som starkast mellan spolens insida och det yttersta skalets utsida. Virvelströmmar induceras därför i det yttersta skalet. Virvelströmmarna ger precis som alla andra strömmar upphov till magnetfält. Virvelströmmens magnetfält är dock motriktat det

som genereras av spolen. Lagret innanför i staven påverkas då endast av summan av de två magnetfälten utanför. Eftersom magnetfälten är motriktade kommer det näst yttersta lagret påverkas av ett magnetfält som är svagare än det som spolen genererar. Samma sak upprepas för skalen innanför vilket gör att virvelströmmarna minskar då avståndet till ytan ökar. Detta fenomen brukar kallas för skinneffekt.(Zinn och Semiatin, 1988)(Sergio, Forzan och Aliferov, 2015)

Vidare kan även ekvivalent resistans, R_{eq} , och elektrisk effektivitet, η , definieras. Ekvivalent resistans är den resistans som i serie med spolen ger samma effektutveckling som virvelströmmarna i materialet. Effektiviteten är hur stor del av effekten som utvecklas i resistansen dividerat med den totala effektutvecklingen. Givet spolens resistans, R_c , och strömmen genom spolen, I_c , kan effektiviteten beräknas enligt (1).(Zinn och Semiatin, 1988)

$$\eta = \frac{P_{eq}}{P_{tot}} = \frac{P_{eq}}{P_{eq} + P_c} = \frac{I_c^2 R_{eq}}{I_c^2 R_c + I_c^2 R_{eq}} = \frac{R_{eq}}{R_c + R_{eq}} \quad (1)$$

2.2 Skinneffekten och förlusteffekter i ledare

Att matematiskt beräkna strömtätheten är svårt för en allmän geometri men är förhållandevis enkelt för en solid rund stav enligt metoden ovan(Zinn och Semiatin, 1988). Resultatet är att strömtätheten avtar exponentiellt från ytan. Ett intressant resultat är att referens- eller skindjupet δ kan definieras. Det definieras som det djup där det inducerade magnetfältets styrka är en faktor e^{-1} mindre än vid ytskiktet. I (2) är f frekvensen i Hz, μ är permeabiliteten för materialet och σ är konduktiviteten.(Cheng, 2013)(Sergio, Forzan och Aliferov, 2015)

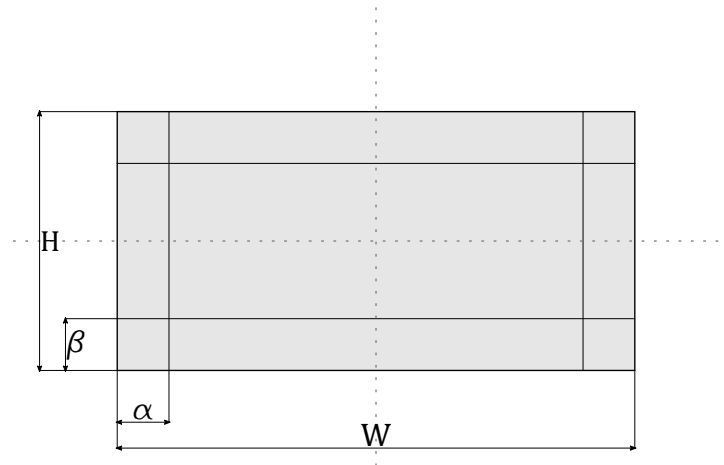
$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (2)$$

Från definitionen av skindjupet kan det ses att det är en funktion av frekvensen. En höjning av frekvensen ger ett mindre värmningsdjup, något som kan utnyttjas för ytbehandlingar av material. Skinneffekten uppstår dock inte bara vid induktionsuppvärmning utan också för vanliga strömmar i ledarens längdriktning. Detta betyder att för höga frekvenser går majoriteten av strömmen i en ledare i dess ytskikt. Detta minskar den effektiva ledningsarean vilket i sin tur ökar förlusteffekten i ledaren. Förlusteffekten i en ledare kan beräknas enligt $P = UI = RI^2$ där R är resistansen och I är strömmen genom ledaren. Resistansen för ledaren definieras av (3) där ρ är materialets resistivitet, A är ledningsarean och L är dess längd.(Hambley, 2013)

$$R = \frac{\rho L}{A} \quad (3)$$

Förenklat kan man säga att då skinneffekten uppstår minskar den effektiva arean från hela

ledaren till den delen som ligger inom ett skindjup från ytskiktet. I figur 4 visas genomskärningen för en rektangulär ledare där skindjupet är uttrit.



Figur 4: Illustration av genomskärningen av ett kopparbleck med rektangulär profil. I bilden är höjd, bredd samt den effektiva ledararean utsatt.

Då ledarens höjd, H , och bredd, W , är mer än dubbelt så stora som skindjupet är $\alpha = \beta = \delta$. Den effektiva ledararean bestäms därmed som en funktion av δ , W och H . Då bredden eller höjden är mindre än 2δ påverkar inte skindjupet längre utan den effektiva arean bestäms endast av W och H . α och β kan matematiskt definieras med min-funktionen enligt (4) och (5). Den effektiva arean kan därefter definieras utifrån dessa variabler enligt (6).

$$\alpha = \min \left\{ \delta, \frac{W}{2} \right\} \quad (4)$$

$$\beta = \min \left\{ \delta, \frac{H}{2} \right\} \quad (5)$$

$$A = 4 \left(\frac{H}{2} \alpha + \frac{W}{2} \beta - \alpha \beta \right) \quad (6)$$

Genom att kombinera formel 6 med formeln för effektförlusten i en ledare fås formel 7.

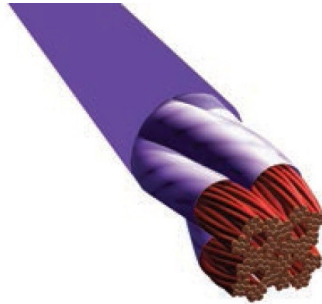
$$P = \frac{\rho L}{4 \left(\frac{H}{2} \alpha + \frac{W}{2} \beta - \alpha \beta \right)} I^2 \quad (7)$$

Då förlusteffekten är proportionerlig mot längden kan det vara intressant att istället beräkna förlusteffekt per längdenhet istället enligt formel 8.

$$\frac{dP}{dL} = \frac{\rho}{4 \left(\frac{H}{2} \alpha + \frac{W}{2} \beta - \alpha \beta \right)} I^2 \quad (8)$$

2.3 Litz-tråd

I en vanlig elkabel ger skinneffekten upphov till en högre förlusteffekt för högre frekvenser. Detta oberoende om en enkel- eller flerkardelig ledare används. För att minska förlusteffekten i kabeln kan litz-tråd användas. Litz-tråd består av många tunna individuellt isolerade ledare. Ju högre frekvens som används desto tunnare behöver ledarna vara. Ledarna tvinns sedan på ett sådant sätt att de befinner sig lika länge på ledarens yta som i dess inre. Illustrationen i figur 5 visar ett av många sätt att tvinna litz-tråden.(Frogner, 2014)



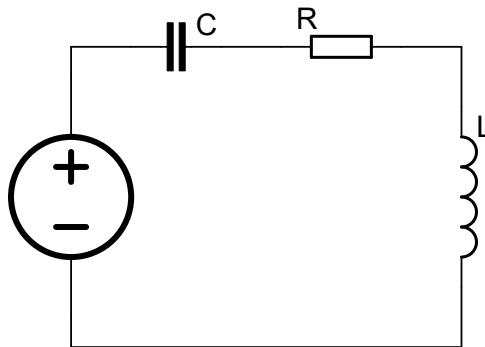
Figur 5: Ett sätt att tvinna litz-tråd så att de individuella ledarna är lika mycket vid kabelns yta som i dess mitt.(OSCO, 2019)

Detta gör att AC-resistansen för varje ledare blir lika och strömmen därmed fördelas lika bland ledarna. Detta gör att litz-tråden är lämplig att använda för högfrekventa signaler där förlusteffekten hade varit för stor i konventionella kablar. Litz-tråden är därmed lämplig att använda för att konstruera spolar för induktionsvärmning. Litz-tråden har dock inte bara fördelar. En av dess nackdelar är att även om förlusteffekten i kabeln är mindre än konventionell kabel så är den inte obefintlig och svårare att kyla bort. Konventionella induktionsvärmare där spolen består av kopparrör kan enkelt kylas med vatten genom röret. Litz-tråden är svårare att kyla då den måste kylas utifrån och isoleringen mellan varje ledare försämrar dess värmeledningsförmåga. Eftersom alla ledare är isolerade från varandra blir en litz-kabel tjockare än en konventionell kabel för samma strömstyrka. Då ledarnas area minskar, minskar även den effektiva ledararean då mer av arean utgörs av isolering.(Frogner, 2014)

Ännu en nackdel är att kabelskor inte kan pressas på samma sätt som på konventionell kabel då isoleringen mellan de olika ledarna kommer isolera kabeln från kabelskon. Dock finns flera lösningar på detta problem. Ett sätt är att kabelskon och kabeln dopplödas. Lödtennet bränner därmed bort isoleringen mellan ledarna och därmed bildas kontakt mellan kabelskon och ledarna. Dopplödning ger dock en förhållandevis lång och styv anslutning till kabelskon vilket gör att kabeln ej kan böjas nära kabelskon.(NEWT, 2019) Ett alternativ till dopplödning är "hot-crimp". Processen är mer komplicerad men ger en kabel som är böjbar direkt vid kabelskons slut.(Amada Miyachi Europe GmbH, 2019)(Camillo, 2012)

2.4 Impedansanpassning

I en tidigare del definierades effektiviteten för uppvärmningen. Den tog dock endast hänsyn till hur stor del av uteffekten från växelspänningskällan som faktiskt används för uppvärmning av materialet. Där är dock fler faktorer som påverkar den övergripande effektiviteten, såsom effektiviteten av frekvensomriktare och förlusteffekter i kabeln. För att kunna utnyttja maximal effekt behöver frekvensomriktaren och induktionsvärmningsspolen anpassas till varandra. Detta kan göras med hjälp av kondensatorer och transformatorer. (Zinn och Semiatin, 1988)



Figur 6: Serieresonanskrets

De flesta induktionsuppvärmningskretsar är en typ av resonanskrets, antingen serie eller parallell. Om en kondensator ansluts i serie med induktionsspolen fås kretsen i figur 6. Den totala impedansen, Z , sedd från spänningskällan ges av (9).

$$Z(f) = j2\pi fL + R - j\frac{1}{2\pi fC} \quad (9)$$

Resonansfrekvensen, f_0 , är definierad som den frekvens där impedansen är rent resistiv, dvs reaktansen är noll. För att detta ska uppnås krävs att storleken av de komplexa impedanserna är lika. Matematiskt uttryckt blir det formeln i (10). Om f_0 löses ut från den fås resonansfrekvensen i (11). (Hambley, 2013)

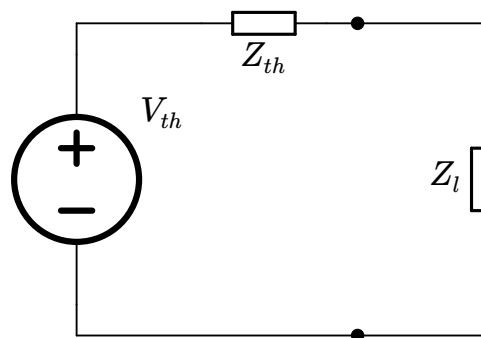
$$2\pi f_0 L = \frac{1}{2\pi f_0 C} \quad (10)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (11)$$

Vid resonansfrekvensen är den skenbara effekten, S , samma som den aktiva effekten, P , eftersom den totala reaktansen är 0. Vid lägre och högre frekvenser är reaktansen inte längre 0 vilket medför att den reaktiva effekten, Q , inte längre är 0. Effektfaktorn, $\cos \phi = \frac{P}{S}$, anger hur

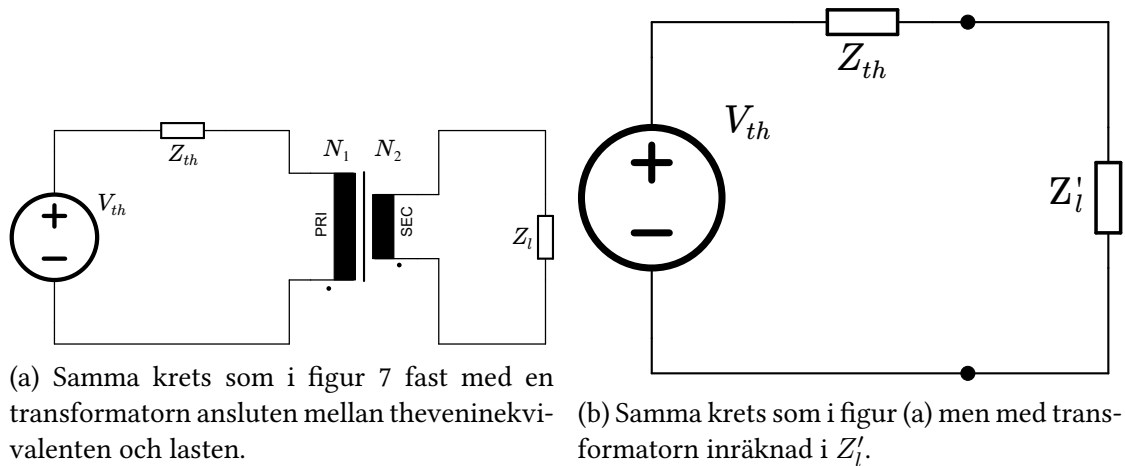
stor del den aktiva effekten utgör av den skenbara effekten. ϕ i effektfaktorn är fasskillnaden mellan spänningen och strömmen. Då det endast är den aktiva effekten som används för att värma materialet önskas en effektfaktor så nära 1 som möjligt. Detta eftersom den reaktiva effekten ger upphov till reaktiva strömmar som leder till aktiva förluster.

Används en spänningskälla med konstant frekvens anpassas kondensatorn i kretsen i figur 6 så att resonansfrekvensen antingen är samma som spänningskällans eller nära denna. Detta gör att så stor effekt som möjligt kan tas från spänningskällan. Om spänningskällan har en variabel frekvens kan den till exempel väljas så att ett specifikt värmningsdjup uppnås. Kondensatorn väljs därefter så att resonansfrekvensen sammanfaller med den önskade frekvensen.



Figur 7: Theveninekvivalent

Frekvensomriktaren kan modelleras som en theveninekvivalent med en komplex impedans, Z_{th} , och spänningen V_{th} . Till den ansluts sedan induktionsvärmningskretsen, vilket kan modelleras som en komplex impedans, Z_l , se figur 7. För att maximera uttagen effekt ska $Z_l = Z_{th}^*$, där Z_{th}^* anger Z_{th} komplexkonjugat. Den totala reaktansen blir då 0 och endast den reella impedansen kvarstår. Maximal effekt i lasten fås då lastresistansen är samma som resistansen i theveninekvivalenten.(Hambley, 2013) I verkligheten är så inte alltid fallet, utan lastresistansen är given av spolens konstruktion och kan därmed inte väljas. Frekvensomriktarens utimpedans är ofta inte heller ställbar. Lösningen på detta problem är att koppla in en transformator emellan, vilket gjorts i figur 8a. Källan ser därmed istället en last med impedansen Z_l' som bestäms enligt (12), se figur 8b. N_1 och N_2 anger antalet lindningar på primär- respektive sekundärsidan av transformatorn. N_1 och N_2 kan då väljas så att $Z_l' = Z_{th}^*$ uppfylls och maximal effekt utnyttjas.(Zinn och Semiatin, 1988)



Figur 8: Kretsen i (b) är en förenkling av kretsen i figur (a) där transformatorn har kombinerats med Z_l för att bilda Z'_l .

$$Z'_l = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 Z_l \quad (12)$$

2.5 Dynamisk impedansanpassning och flera spolar

Induktionsvärmning har funnits längre än vad den moderna kraftelektroniken har. Till en början användes endast en spole och samma frekvens som elnätet. Då värmningseffekten med en enkel spole inte längre var tillräcklig användes flera spolar istället. Det vanligaste var att 3 spolar användes då de kan, via lämplig elektronik, kopplas till elnätets tre faser. Ett sätt att arrangera dessa tre faser och spolar är likt en linjär motor. Om bägge sidor hålls fast, istället för att de kan röra sig gentemot varandra, kommer energin inte övergå till rörelseenergi utan till värmeenergi. "Travelling wave" har flera fördelar, en av dessa är att alla faser belastas jämnt. (Davies, 1990)

Med införandet av modern kraftelektronik har dock användningen av flera spolar minskat då det har blivit möjligt att få högre värmningseffekt ur en enkel spole. Den nödvändiga energin tas jämt över de tre faserna, vilket var en av fördelarna för ett system med flera spolar. Kraven på en jämn uppvärmning och mer exakt uppvärmning har dock fortsatt öka, vilket återigen har ökat intresset för lösningar med flera spolar då de kan ge en jämnare uppvärmning än vad som kan fås med en enkel spole. Flera spolar kan även ge en bättre kontroll över uppvärmningen. (Frogner, 2014)

Användningen av flera spolar är givetvis mer komplicerad än då bara en används, vilket ställer högre krav på regleringen av dem. Alla spolar behöver heller inte användas samtidigt utan olika spolar kan användas under olika delar av uppvärmningsprocessen för att uppnå en specifik temperaturprofil. En möjlighet är att använda en frekvensomriktare för varje spole. I fallet då

alla spolar inte används samtidigt är det onödigt att ha separata frekvensomriktare utan en kan användas för flera olika spolar. För detta krävs att olika spolar kan anslutas till frekvensomriktarens utgång, med sina tillhörande kondensatorer och transformatorer.

Spolarna kan t.ex. vara monterade i formär där kondensatorer och transformatorer inte kan monteras. Dessa komponenter måste därför monteras någon annanstans och måste också kopplas in när en ny spole används. Bytet av spole medför därmed att många delar manuellt måste kopplas ihop rätt för att systemet ska fungera som tänkt. Detta projekt avser att konstruera en impedansanpassare som löser detta problem där olika spolar ska kunna anslutas till samma frekvensomriktare.

3 Funktionsbeskrivning

Funktionsbeskrivningens syfte är att specificera vilka funktioner och krav som önskas och ställs på impedansanpassaren. Funktionsbeskrivningen är indelad i tre nivåer där den översta är funktioner som definierar impedansanpassarens huvudfunktion. De sekundära funktionerna är sådant som önskas men inte krävs för att impedansanpassaren ska fungera. Den tredje nivån är funktioner som är "bra att ha" och som kan implementeras i mån av tid.

Primära funktioner

- Använda samma transformatorer som används i frekvensomriktaren
Detta för att dessa transformatorer redan finns tillgängliga och är lämpliga för ändamålet. Transformatorerna finns i tre utföranden med 1 lindning på primärsidan och 2 på sekundärsidan. Transformatorerna har förhållandena, 16:3, 16:4 och 16:5.
- Använda samma kondensatorserie som används i frekvensomriktaren.
Även här återanvänds de komponenter som används i frekvensomriktaren då de är beprövade och lämpliga för ändamålet.
- Impedansanpassaren ska kunna kommunicera seriellt med en dator och med frekvensomriktaren via RS485.
- Kylningen av impedansanpassaren ska ske genom vattenkylning.
- Impedansanpassaren ska kunna koppla om mellan serie- och parallellkoppling av transformatorns sekundärlindningar.
- Impedansanpassaren ska kunna koppla om mellan olika kondensatorkonfigurationer som ger olika kapacitanser.

Sekundära funktioner

- För att underlätta design och service bör impedansanpassaren använda sig av samma eller liknande komponenter som frekvensomriktaren. Till exempel kan samma storlek på vattenslangar och kopplingar användas som i frekvensomriktaren.
- Impedansanpassaren ska bestå av tre transformatorer och tre kondensatorbanker som ska kunna kopplas till en av tre utgångar. Impedansanpassaren ska ha en ingång som primärsidan av transformatorerna är kopplade till.
- De reläer som används bör kunna klara av strömmar upp till 200 A vid höga frekvenser (upp till 1 MHz). De bör även klara av spänningar upp till 3 kV då spänningar i denna storlek kan uppstå i serieresonanskretsen.

Tertiära funktioner

- Impedansanpassarens framsida bör innehålla:

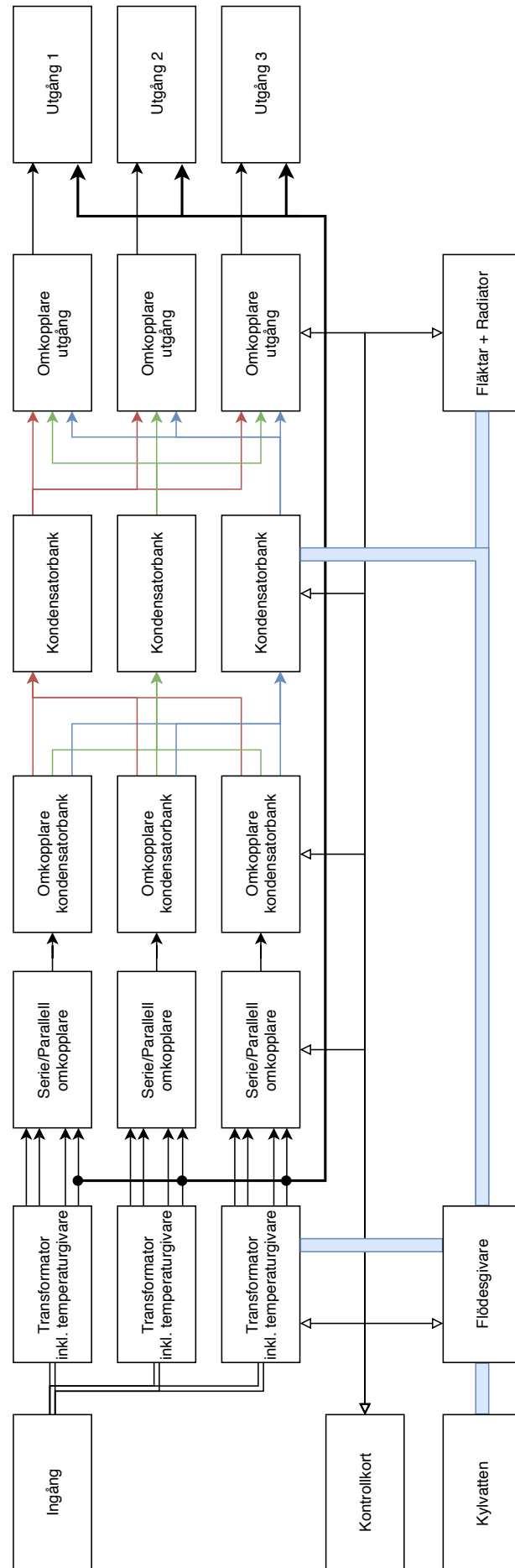
- Programmeringskontakt för uppdatering av mjukvara utan att impedansanpassaren behöver demonteras.
- Användargränssnitt i form av skärm alternativt lysdioder samt knappar och vred för att manuellt kunna ställa in impedansanpassaren utan att en dator eller frekvensomriktare behövs.

4 Framtagen konstruktion

Utifrån funktionsbeskrivningen i föregående del har en konstruktion tagits fram. Figur 9 innehåller blockschemat över impedansanpassaren som har konstruerats. Som beskrivits i föregående delar behövs en transformator och en kondensator för att anpassa impedansen till en som passar frekvensomriktaren. Kondensatorn kan givetvis bytas mot en kondensatorbank som består av flera kondensatorer. De övre tre raderna i figuren innehåller de funktioner som har diskuterats innan. Frekvensomriktaren ansluts till ingången som i sin tur är ansluten till de tre transformatorerna. Varje transformator har 16 varv på primärsidan men varierande antal på sekundärsidan. Sekundärsidan består av 2 separata lindningar med vardera 3, 4 eller 5 varv. Dessa kan i sin tur antingen serie eller parallellkopplas för att nå 6, 8 eller 10 varv på sekundärsidan. Detta sker i det första blocket efter transformatorerna. En gemensam ledare ansluts till varje transformator som sedan kommer att anslutas direkt till en av polerna på utgångarna.

Transformatorerna ansluts vidare till omkopplare bestående av flera reläer för att ställa vilken transformator som ska anslutas till vilken kondensatorbank. Varje kondensatorbank innehåller även reläer för att ställa vilken kapacitans som ska användas. Utgången av varje kondensatorbank kopplas sedan via en uppsättning omkopplare till så att var kondensatorbank kan anslutas till alla utgångar.

Det som hitintills har beskrivits har varit de övre tre raderna i figur 9 vilka innehåller de delar som krävs för att slutföra själva resonanskretsen. Utöver detta behövs även ett antal hjälpfunktioner och kontrollfunktioner för att systemet ska fungera. En av dessa hjälpfunktioner är vattenkyllningen för kondensatorbankerna, transformatorerna och radiatorn. Radiatorns funktion är att kyla luften i lådan och indirekt kyla de komponenter som inte har direkt vattenkyllning. För att säkerställa att kylvatten finns tillgängligt används även en flödesgivare som ansluts till kontrollkortet. Kontrollkortet innehåller en mikrokontroller vars uppgift är att styra hela systemet. På kontrollkortet finns anslutningar för temperaturgivare, fläktar, reläer, flödesgivare och tillhörande drivkretsar.

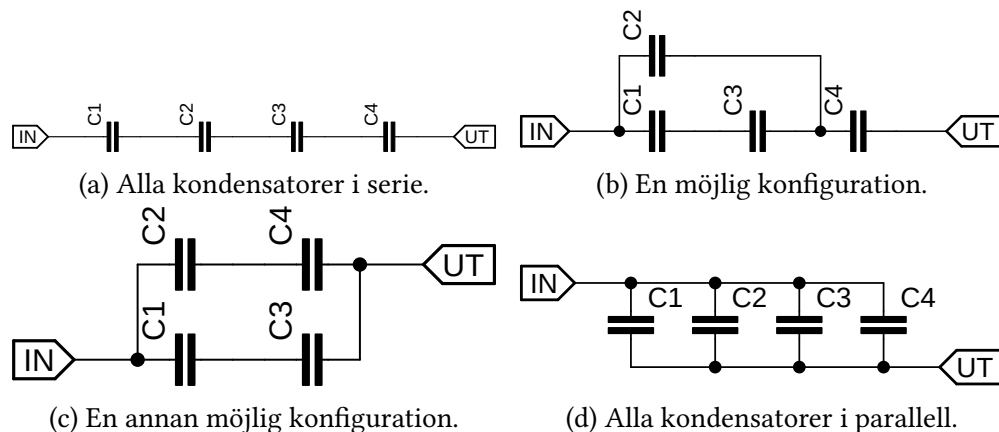


Figur 9: Impedansanpassarens ingående delar.

5 Komponentval

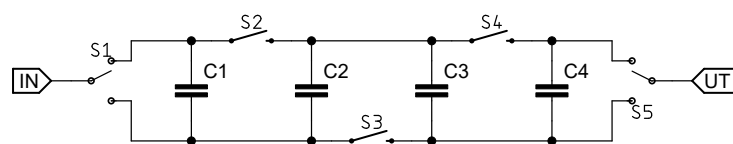
5.1 Kondensator

Då vilken typ av kondensatorer som ska användas är givet återstår det att konstruera en krets där så många olika värden på kapacitans som möjligt kan nås. Genom att använda olika många kondensatorer kan olika konfigurationer nås. Använder man en kondensator kan endast en kapacitans nås, alltså samma som kondensatorns värde. Används två kondensatorer kan de kopplas i 4 konfigurationer, i serie, parallellt eller genom att bara använda en åt gången. Det blir fem värden om ingen kondensator kopplas in men då detta fallet inte är speciellt intressant kommer det bortses ifrån här efter. När fler kondensatorer används ökar även antalet möjliga värden. Minsta kapacitans fås då alla de ingående kondensatorerna seriekopplas och högst kapacitans erhålls då de parallellkopplas. Värden där emellan nås genom att använda olika kondensatorer. I figur 10 visas exempel på olika konfigurationer, t.ex. alla i serie(10a), alla i parallell(10d) eller någonting mitt emellan(10b, 10c).



Figur 10: Olika konfigurationer med 4 kondensatorer vardera.

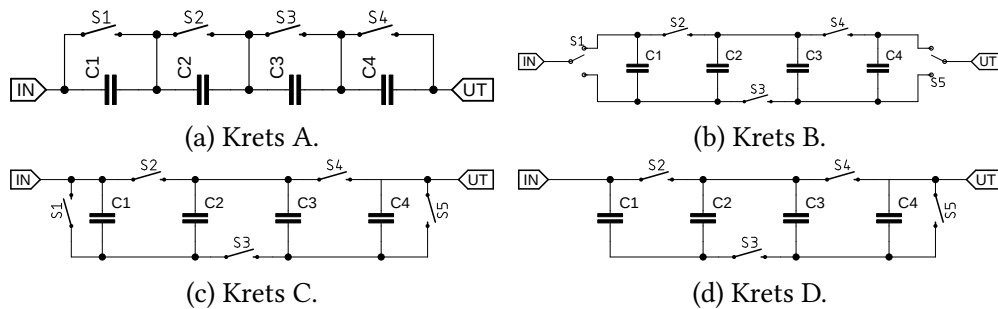
Genom att använda brytare kan flera av dessa konfigurationer nås med samma krets utan att de manuellt behöver kopplas om. Ett exempel syns i figur 11 där olika värden på den totala kapacitansen kan väljas genom att sluta olika brytare. Störst kapacitans kan fås genom att sluta brytare, S2, S3, S4 och låta brytare S1 och S5 vara i lägena som visas i figuren. Lägsta totala kapacitans kan fås genom att låta alla brytare vara i de lägena som visas i figuren.



Figur 11: Kondensatorkrets med brytare

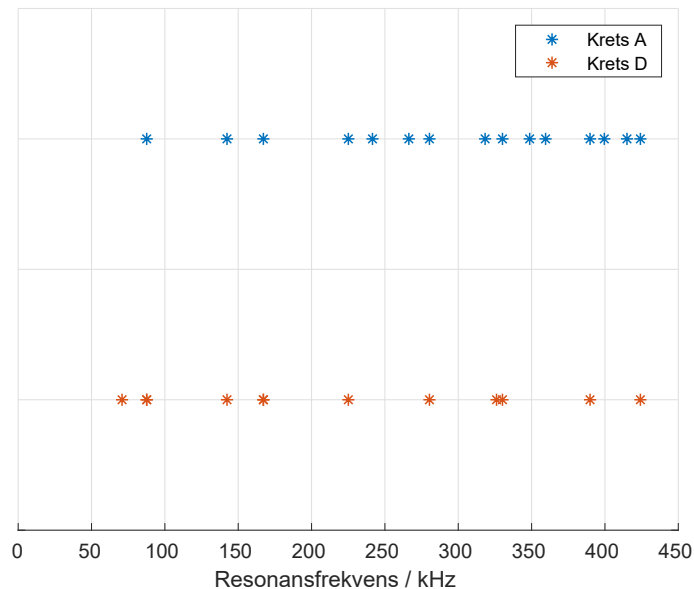
Då kretsen ska monteras i en låda uppskattades att kretsen kan bestå av ca 4 kondensatorer

och ungefär lika många brytare. Olika kretsar bestående av kondensatorer och brytare konstruerades och ett fåtal av dessa kan ses i figur 12.



Figur 12: Olika konfigurationer med 4 kondensatorer vardera.

För varje krets kan den totala kapacitansen bestämmas givet brytarnas lägen, se tabell 1. Om kondensatorernas värden och spolens induktans är kända kan resonansfrekvensen för de olika konfigurationerna beräknas. Då det är resonansfrekvensen som är intressant är det bättre att jämföra kretsarna utifrån den istället för kapacitansen. De beräknade resonansfrekvenserna kan även ritas ut på en tallinje, som gjorts för krets A och D i figur 13. Detta hjälper till att visualisera spridningen av de möjliga resonansfrekvenserna. De möjliga resonansfrekvenserna beror på vilka kondensatorer som valts, där olika val av kondensatorer ger olika möjliga resonansfrekvenser för en given last.



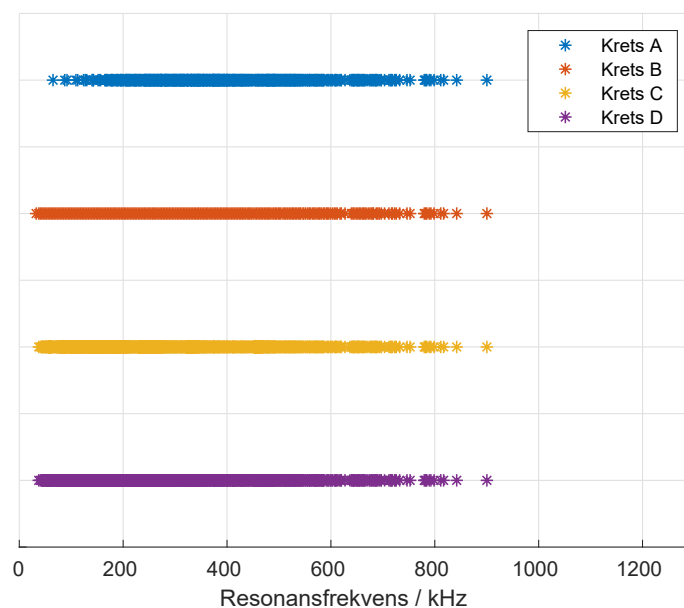
Figur 13: Möjliga resonansfrekvenser för krets A och D då $C_1 = 660 \text{ nF}$, $C_2 = 250 \text{ nF}$, $C_3 = 100 \text{ nF}$, $C_4 = 25 \text{ nF}$ och $L = 5 \mu\text{H}$.

Då den önskade kondensatorserien endast finns för 9 olika värden kan alla möjliga resonansfrekvenser beräknas. Detta görs genom att för alla möjliga kondensatorval beräkna vilka totala kapacitanser som fås. För varje total kapacitans kan motsvarande resonansfrekvens beräknas.

Tabell 1: I konfigurationskolumnen anger "0" att brytaren är öppen och "1" att den är sluten. $C_1 = 660 \text{ nF}$, $C_2 = 250 \text{ nF}$, $C_3 = 100 \text{ nF}$, $C_4 = 25 \text{ nF}$, $L = 5 \mu\text{H}$

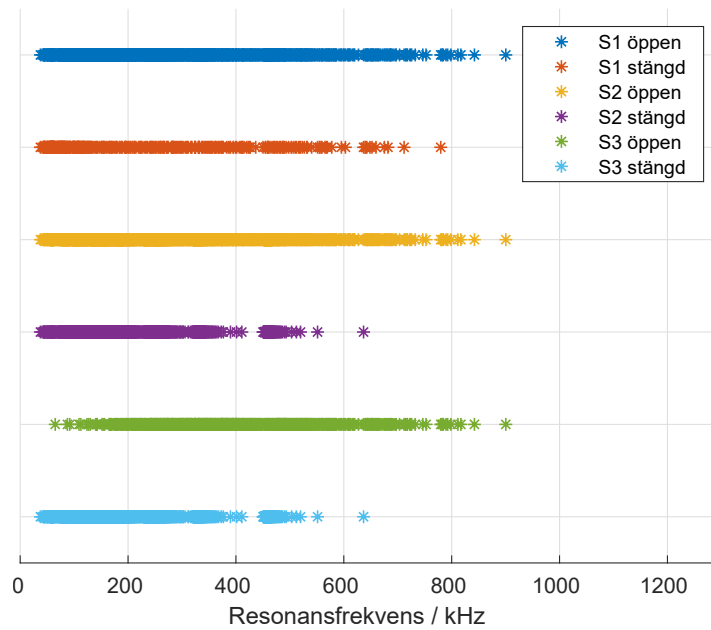
Konfiguration Krets A(D)				Krets A		Krets D	
S1(2)	S2(3)	S3(4)	S4(5)	Total kapacitans	Resonansfrekvens (kHz)	Total kapacitans	Resonansfrekvens (kHz)
0	0	0	0	$\frac{C_1 C_2 C_3 C_4}{C_2 C_3 C_4 + C_1 C_3 C_4 + C_1 C_2 C_4 + C_1 C_2 C_3}$	424	$\frac{C_1 C_2 C_3 C_4}{C_2 C_3 C_4 + C_1 C_3 C_4 + C_1 C_2 C_4 + C_1 C_2 C_3}$	424
0	0	0	1	$\frac{C_1 C_2 C_4}{C_1 C_2 C_3 + C_2 C_3}$	280	$\frac{C_1 C_2 C_4}{C_1 C_2 C_3}$	280
0	0	1	0	$\frac{C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_4}{C_1 C_2 C_4 + C_2 C_4}$	359	$\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}$	167
0	0	1	1	$\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}$	167	$\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}$	167
0	1	0	0	$\frac{C_1 C_2 C_4}{C_1 C_3 C_4 + C_1 C_3}$	399	$\frac{C_1 C_4}{C_1 + C_4}$	330
0	1	0	1	$\frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}$	241	C_2	142
0	1	1	0	$\frac{C_1 C_4}{C_1 + C_4}$	330	C_1	87
0	1	1	1	C_1	87	C_1	87
1	0	0	0	$\frac{C_2 C_3 C_4}{C_3 C_4 + C_2 C_4 + C_2 C_3}$	415	$\frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4}$	389
1	0	0	1	$\frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}$	266	C_3	225
1	0	1	0	$\frac{C_2 C_4}{C_2 + C_4}$	348	0	—
1	0	1	1	C_2	142	0	—
1	1	0	0	$\frac{C_3 C_4}{C_3 + C_4}$	389	$\frac{C_4(C_1 + C_2 + C_3)}{C_1 + C_2 + C_3 + C_4}$	326
1	1	0	1	C_3	225	$C_1 + C_2 + C_3$	70
1	1	1	0	C_4	318	0	—
1	1	1	1	0	—	0	—

Varje resonansfrekvens kan sedan ritas in som en punkt på en linje. Detta har gjorts i figur 14. Den översta linjen med punkter visar de frekvenser som går att nå med kondensatorkonfigurationen i krets A, figur 12a. Raden under innehåller de frekvenser som kan nås med kondensatorkrets B i figur 12b. Som kan ses i diagrammet så kan lägre frekvenser nås men responsen ser likadan ut för de högre frekvenserna. Detta beror på att höga frekvenser motsvarar små kondensatorvärden. Den minsta totala kapacitansen som kan nås med bägge konfigurationerna är en seriekoppling av fyra stycken 25 nF kondensatorer. Utseendeskilnaden mellan de lägre frekvenserna kan förklaras med den största kapacitansen som kan nås för kretsarna. Den största möjliga kapacitansen som kan fås med krets A är 1,2 μF som fås då alla andra kondensatorer kopplas förbi. I krets B kan flera kondensatorer parallellkopplas vilket betyder att en högre kapacitans kan uppnås. Detta ger i sin tur att lägre resonansfrekvenser är möjliga.



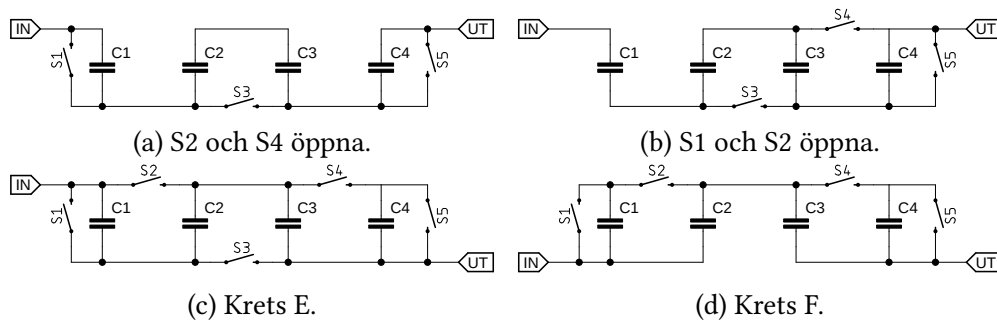
Figur 14: Möjliga resonansfrekvenser för olika kretsar. $L = 5 \mu\text{H}$.

Utifrån detta kan det sägas att krets B är bättre än krets A då fler resonansfrekvenser kan nås. Den är dock sämre i det hänseendet att den innehåller en brytare mer och att den innehåller två typer av brytare. Byts flerlägesbrytarna ut och monteras som i krets C, figur 12c, kan kretsen förenklas samtidigt som den behåller det mesta av sina egenskaper för höga och låga frekvenser. Kretsen innehåller dock fortfarande 5 brytare, vilket är mer än de 4 i krets A. Om en brytares läge låses, antingen öppen eller slutet, och möjliga resonansfrekvenser ritas ut kan dess inverkan studeras. Detta har gjorts för brytare S1, S2 och S3 i krets C i figur 12c. Från figur 15 kan ses att kretsen med brytare S1 öppen har nästan identiskt utseende med kretsen med alla brytare i funktion. En möjlig förenkling av kretsen är att brytare S1 helt enkelt tas bort. Om endast låga frekvenser hade varit av intresse hade en möjlig förenkling varit att brytare S3 ersatts med en kortslutning.

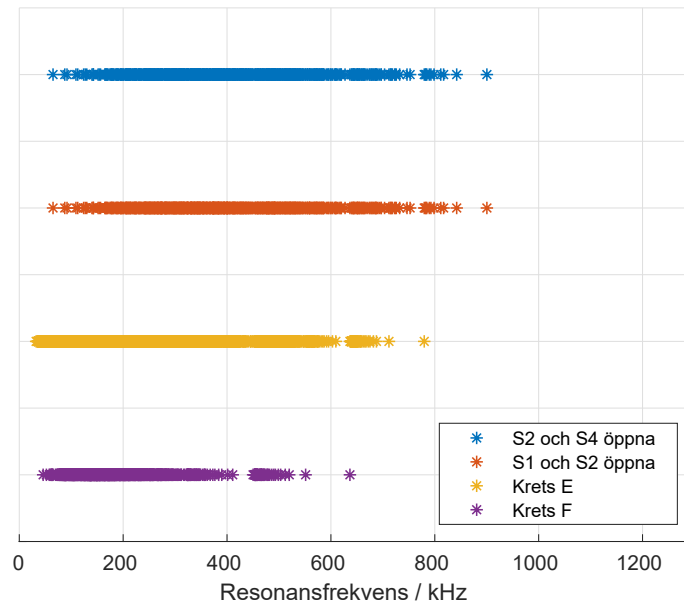


Figur 15: Möjliga resonansfrekvenser för olika kretsar. $L = 5 \mu\text{H}$.

Andra kretsar och förenklingar är givetvis möjliga, några exempel på dessa kan ses i figur 16. Tillhörande resonansfrekvensdiagram kan ses i figur 17. Då det är önskvärt att så många frekvenser som möjligt kan nås, tillför dessa kretsar ingenting utan krets D är det bästa valet och används därmed i den slutliga impedansanpassaren.



Figur 16: Olika konfigurationer med 4 kondensatorer vardera.



Figur 17: Olika resonansfrekvenser

Det är dock viktigt att komma ihåg att alla dessa resonansfrekvenser inte kan nås med en och samma konfiguration av kondensatorer. Två exempel på möjliga konfigurationer är, alla kondensatorer har värdet 25 nF och alla kondensatorer har värdet 1,2 μ F. Vissa resonansfrekvenser kan nås med bägge konfigurationerna men för höga respektive låga frekvenser kan endast en av konfiguration användas.

5.2 Relä

Istället för att använda brytare för att styra vilken kondensatorkonfiguration som är vald används reläer. Enligt funktionsbeskrivningen ska reläerna helst tåla en kontinuerlig ström på 200 A vid hög frekvens. De behöver dock inte kunna bryta denna ström då byte av läge endast sker då utgången på frekvensomriktaren har stängts av. I tabell 2 nedan finns 4 st reläer som anses vara intressanta och som har testats. I tabellen anges några intressanta egenskaper för de olika reläerna. Endast det första reläet är inköpt specifikt för detta projekt och de resterande fanns redan tillhands. Tre mätningar genomfördes på de listade reläerna vilka var, isolationsspännings-, impedans- och temperaturmätning.

Tabell 2: Specifikation av utvalda reläer som har testats enligt datablad.

Modell	Nominell spänning	Max ström	Max Spänning	
			Kontakt-Kontakt	Kontakt-Spole
Relä A	276 VAC	120 A	2000 VAC	4000 VAC
Relä B	12 VDC	500 A	Okänt	Okänt
Relä C	12 VDC	120 A	500 VAC	750 VAC
Relä D	12 VDC	80 A	500 VAC	500 VAC

5.2.1 Isolationsspänningsmätning

Då det valda reläet ska kunna hantera spänningar upp till maximalt 3 kV är det intressant att mäta vid vilken spänning det sker överslag mellan kontakterna samt mellan kontakt och spole. Till detta användes en högspänningstestare av modell Elabo 90-1F för att generera en spänning mellan 0 kV och 5 kV AC. Kontakterna från högspänningstestaren anslöts till varje relä och spänningen ökades tills ett överslag skedde. Resultatet av dessa mätningar kan ses i tabell 3.

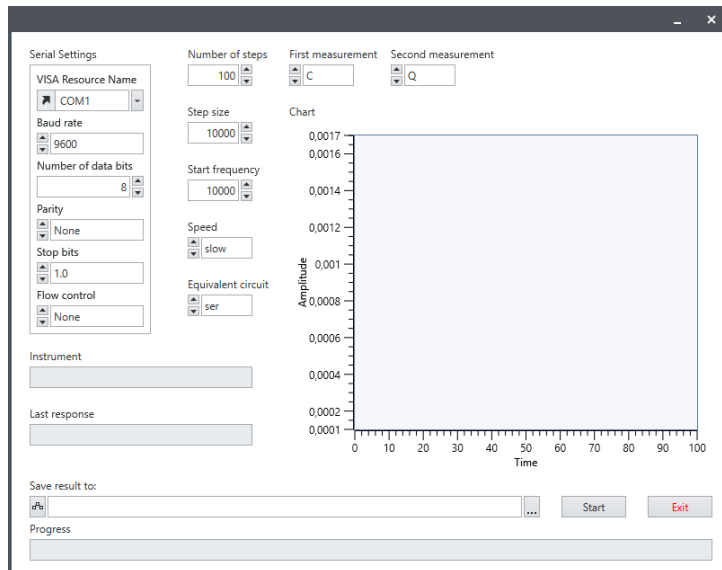
Tabell 3: Mätresultat för högspänningstest.

Modell	Uppmätt överslagsspänning	
	Kontakt-Kontakt	Kontakt-Spole
Relä A	3200 VAC	Inget överslag
Relä B	Inget överslag	4000VAC
Relä C	4000 VAC	3000 VAC
Relä D	2500 VAC	1900VAC

Som kan ses i tabell 3 klarade alla reläerna av angiven spänning i tabell 2. För de reläer där *Inget överslag* är angivet i tabellen, skedde inget överslag innan det att de maximala 5 kV hade uppnåtts. Under testet av relä C brann koppartråden i spolen av då överslagsspänningen mellan spole och kontakt uppmättes.

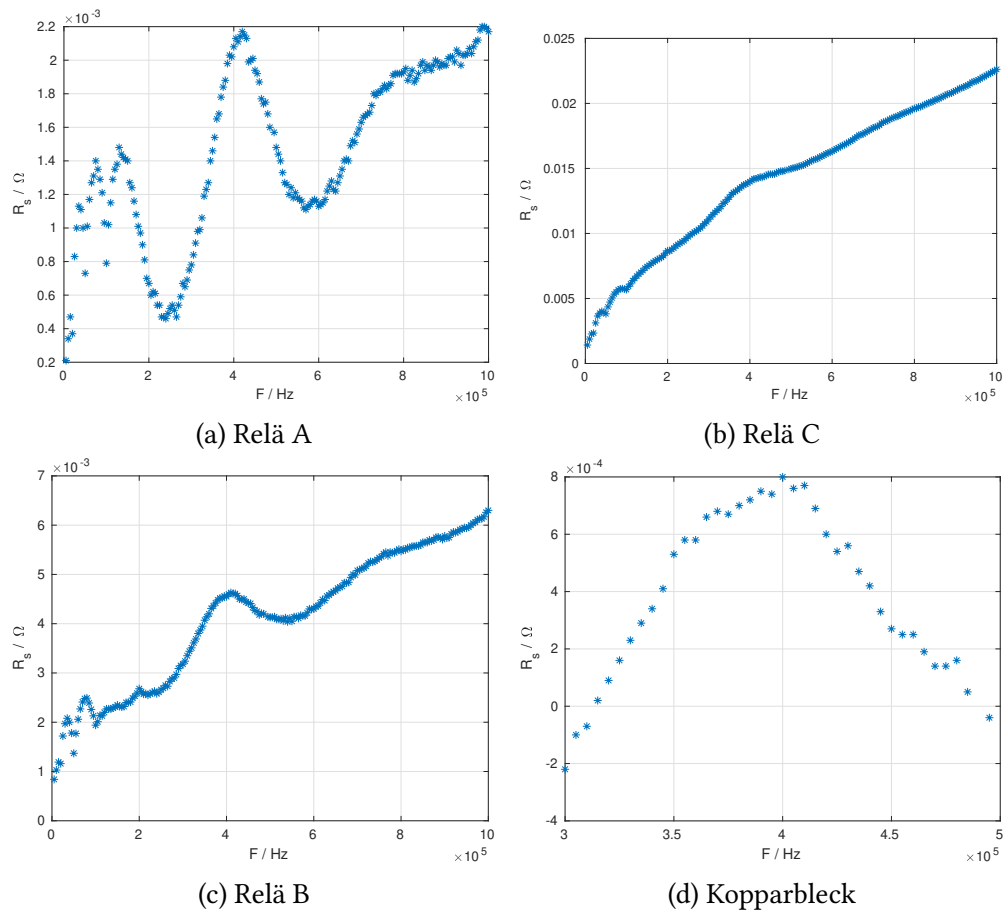
5.2.2 Impedansmätning

För att minimera mängden värmeenergi som utvecklas i reläerna är dess resistans intressant. Med en högre resistans utvecklas mer värme enligt $P = UI = R_s I^2$. För att undersöka reläernas resistans som funktion av frekvens användes en RCL-mätare av modell GW Instek 8105G. RCL-mätaren anslöts via RS232 till en dator körandes LabView NXG version 3.0.2. Fjärrstyrning av RCL-mätaren gjordes via programgränssnittet i figur 18.



Figur 18: Grafiskt gränssnitt för programmet skrivet i LabView.

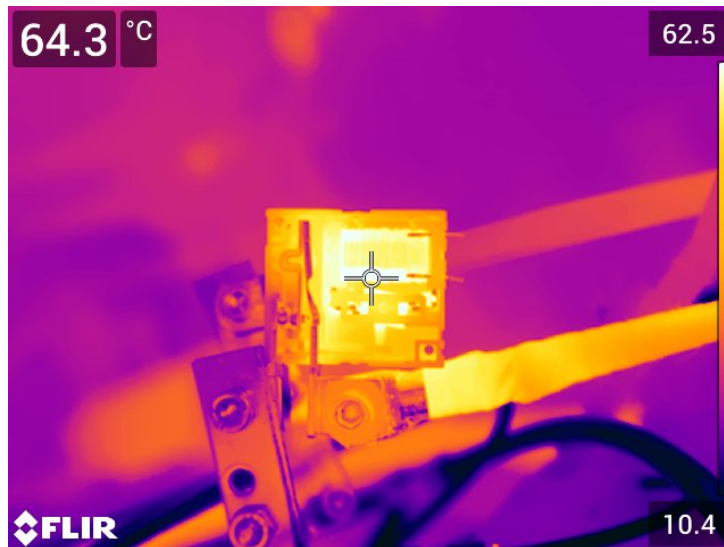
Inför varje mätserie kalibrerades instrumentet enligt manualen. Därefter mättes den ekvivalenta serieresistansen för frekvenser mellan 5 kHz och 1 MHz i steg om 5 kHz. Resultaten för de olika reläerna kan ses i figur 19a, 19b och 19c. För alla reläerna är den generella trenden att resistansen ökar med ökad frekvens. I graferna kan även en lokal topp ses vid ungefär 400 kHz. Detta är troligtvis inte en gemensam faktor för reläerna utan uppkommer på grund av mätinstrumentet eller mätuppställningen. Om samma mätning görs för ett kopparbleck fås samma topp vid 400 kHz. Detta även då en kalibrering har utförts precis innan och den uppmätta resistansen därmed bör var 0Ω . Detta fenomen har förhållandevis stor inverkan på mätvärdena då de är förhållandevis små. Den generella trenden och storleken på resistansen kan dock fortfarande utläsas.



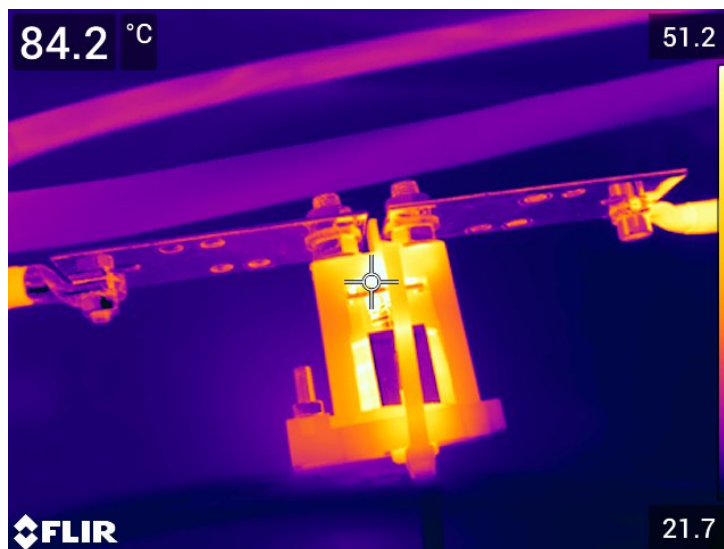
Figur 19: Kontaktresistans som funktion av frekvens för de olika reläerna.

5.2.3 Temperaturmätning

Då reläet ska användas i en krets för induktionsuppvärmning är det nästintill garanterat att någon del av reläerna kommer värmas upp. För att testa detta anslöts reläerna mellan frekvensomriktaren och lasten för att se hur de påverkas. Innan reläerna monterades togs delar av hölkena bort för att lättare kunna studera med värmekamera var i reläerna som värmen uppstår. Då relä A är ett latchande relä behövdes ingen spänningsmatning under testet. För relä B krävs dock detta. Relä B kunde dock inte slutas med hjälp av ett spänningsaggregat då spänningsaggregatet slutade fungera på grund av störningar från frekvensomriktaren och lasten. På grund av detta modifierades reläet så att det förblev slutet även utan spänning över spolen. Den uppmätta temperaturen beror då endast på lastströmmen, då det inte finns någon manöverström.



Figur 20: Värmekamerabild av relä A.

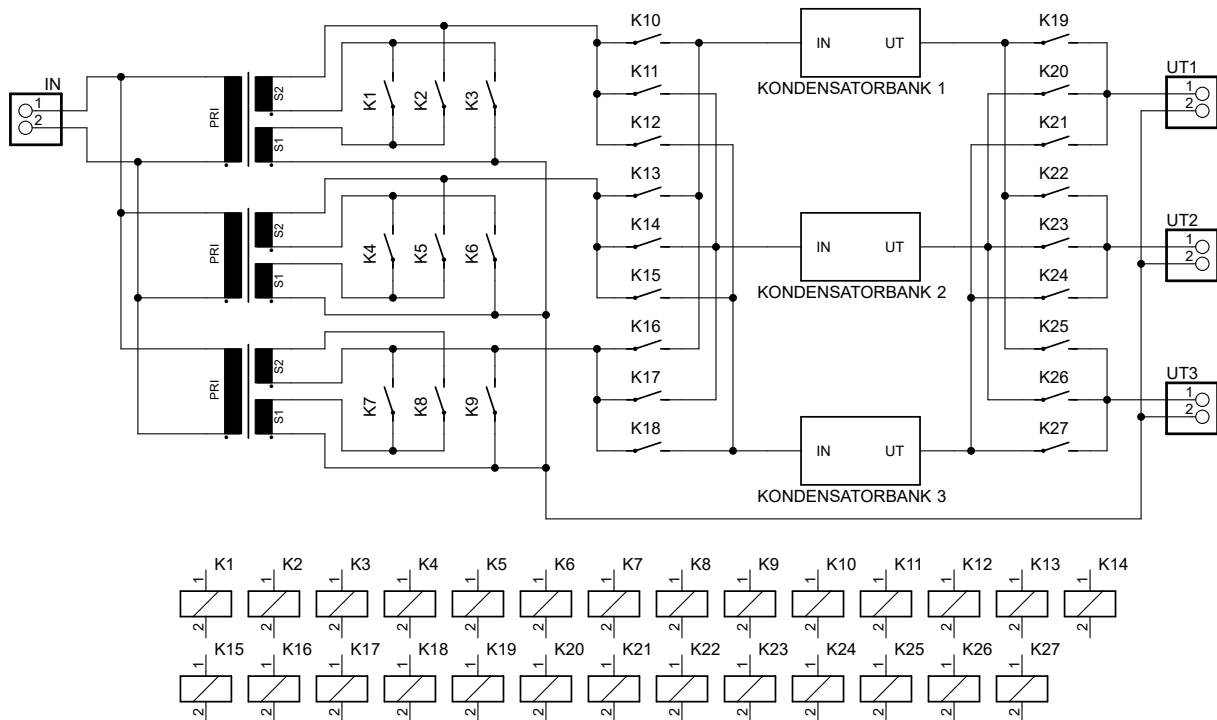


Figur 21: Värmekamerabild av relä B.

I figur 20 och figur 21 kan bilder tagna med värmekamera ses. De uppmätta temperaturerna är inte så noggranna som de kan verka, men de kan ändå ge en indikation på att reläet i figur 20 är något svalare. Som kan ses i figuren utvecklar reläet mest värme i metallkärnan i spolen. Bilden i figur 21 är tagen ett par minuter efter det att frekvensomriktaren har startats. Bilden i figur 20 är dock tagen efter ungefär en halvtimme. Då det inte är den exakta temperaturen som är intressant utan vilket relä som blir varmest så gör tidsskillnaden ingenting. Om relä B hade fått stå i 30 min så hade det fortfarande varit varmare än relä A.

5.3 Kretsdesign

Då typen av transformator är givet i funktionsbeskrivningen och typen av relä vald kan, ett kretsschemat för blockschemat i figur 9 konstrueras. Det gjorda kretsschemat kan ses i figur 22. Kretsen kan koppla om mellan serie- och parallellkoppling av transformatorernas sekundärlindningar. Kondensatorbankerna i schemat ersätts med den valda kretsen i tidigare del. Längst ner i figuren syns spolarna för alla de använda reläerna. Dessa ansluts till kontrollkortet för att styra reläerna.



Figur 22: Kretsschema för högspänningsdel av impedansanpassaren. Kondensatorbankerna i schemat ersätts med vald kondensatorkrets.

6 Mekanisk konstruktion

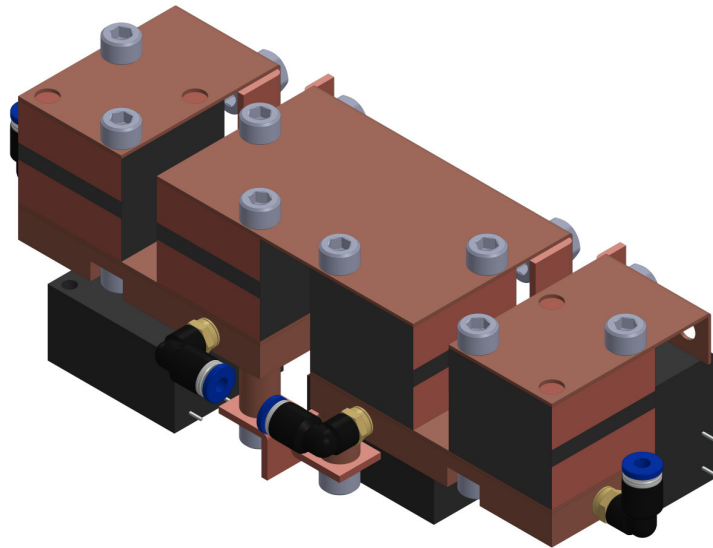
Av kretsarna i del 5.1 valdes krets D då den har bäst spridning samtidigt som det är en av de enklare kretsarna som presenterades. Av de testade reläerna i del 5.2 valdes relä A då det hade den minsta formfaktorn samtidigt som det delvis uppnådde många av de önskade funktionerna. Då komponenterna var valda och kondensatorbankens uppbyggnad bestämd fortsatte arbetet med att mekaniskt passa ihop komponenterna och inpassning av de olika komponenterna i lådan enligt kretsschemat i figur 22. Resultatet av detta arbetet kan ses i de följande delarna. Praktiskt utfördes mycket av arbetet parallellt då problem som uppkommer vid inpassningen i lådan påverkar kretsens uppbyggnad.

6.1 Framtagen kondensatorbank

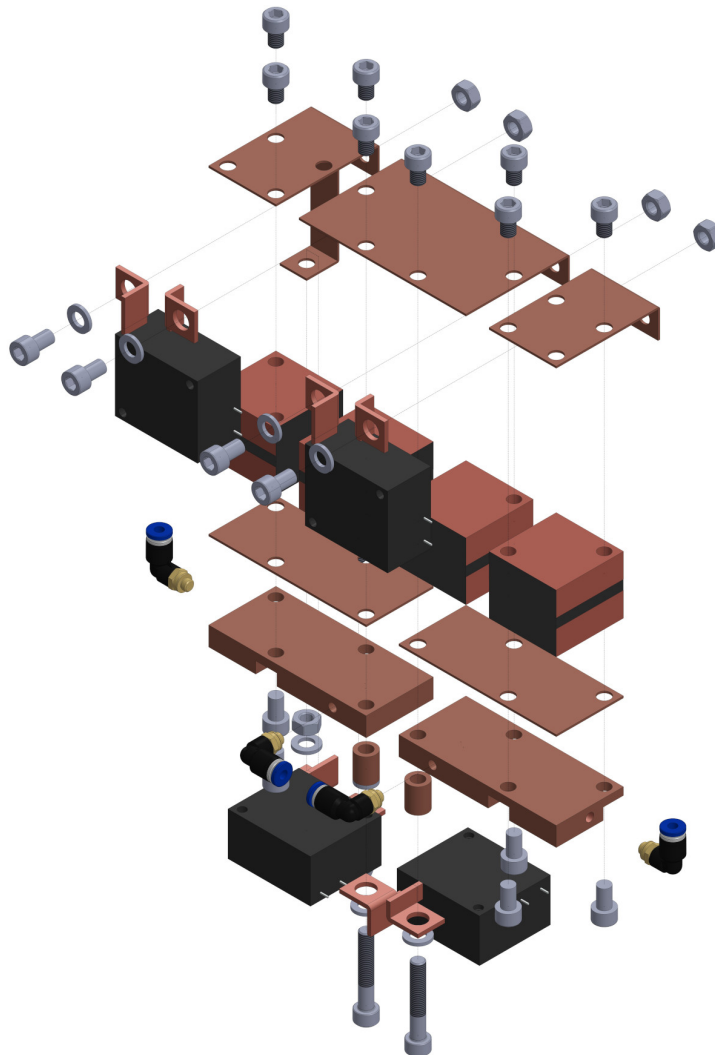
Vid konstruktionen av kondensatorbanken behövdes ett antal faktorer och krav tas hänsyn till. Dessa listas här nedan.

- Storlek
- Få kablar och enkel kabeldragning
- Använda de bestämda komponenterna
- Kondensator kylare krävs för att undvika överhettning av kondensatorerna.
- Enkel anslutning av kabelskor och vattenanslutningar
- Att i så stor utsträckning använda samma typ av material som redan används till frekvensomriktaren.
- Isolationsavstånd som krävs mellan olika komponenter

En del av de listade kraven kan till synes vara väldigt enkla men de kan ge de största begränsningarna. Att kretsen ska bestå av de bestämda komponenterna, relä och kondensatorer, ger en begränsning på hur kretsen kan konstrueras. Detta kan till exempel vara att fästmöjligheterna i komponenterna är begränsade. Kretsens storlek är ännu en enkel faktor att formulera men desto svårare att realisera. En stor del av arbetet med storleken är att hitta en formfaktor för kretsen som gör att det effektivt kan monteras flera stycken i en och samma låda. Då kondensatorerna behöver kylas konstruerades även enklare kylare till dessa. Kylarna konstruerades med samma utseende som de som används i frekvensomriktaren.

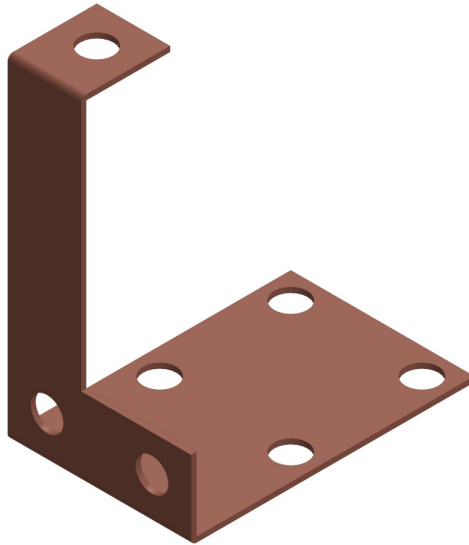


Figur 23: Framtagen kondensatorbank.



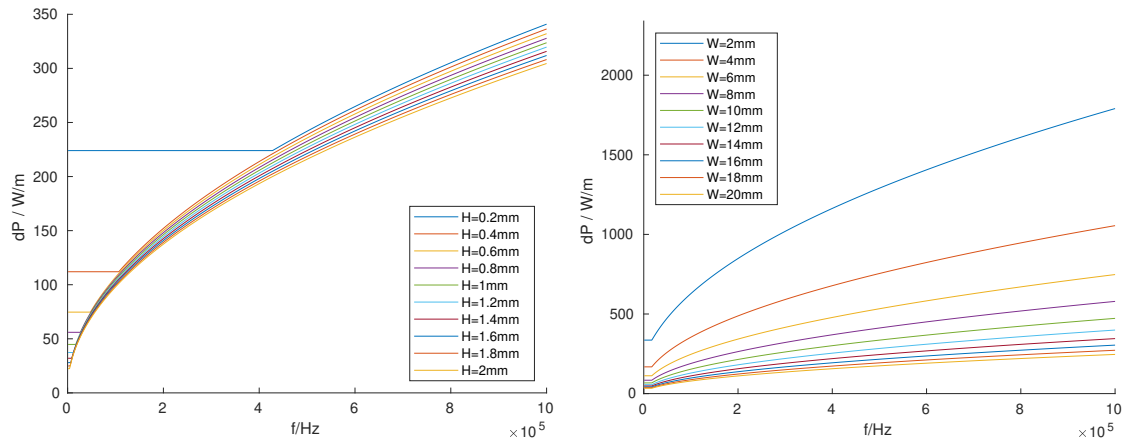
Figur 24: Sprängskiss över framtagen kondensatorbank.

Den framtagna konstruktionen kan ses i figur 23 och sprängskissen för konstruktionen i figur 24. Som kan ses så används kopparbleck som ledare mellan kondensatorerna och anslutningarna till reläerna.



Figur 25: Kopparbleck vars bredd har undersökts.

För att dimensionera kopparblecket i figur 25 beräknades förlusteffekten som uppstår i blecket för olika bredder och tjocklekar. Bleckets minimala bredd behöver vara stor nog för att ett hål ska kunna borras i blecket. Detta för att blecket ska kunna skruvas fast i ett relä. Den absolut största tillåtna bredden på kopparblecket begränsas av lådans storlek. Detta är dock orimligt stort utan en praktisk gräns nås kring ett tiotal millimeter. I figur 26a är förlusteffekten per meter utritad som funktion av kopparbleckets tjocklek. Som kan ses är tjockleken påverkan liten för höga frekvenser men stor för låga frekvenser. Extremfallet för låga frekvenser är en DC-signal. Skinndjupet har därmed ingen påverkan på effektförlusten utan endast bleckets geometri påverkar. Tunnare bleck ger en konstant effektförlust för högre frekvenser än vad ett tjockare bleck gör. Ett annat sätt att se på detta är att, för högfrekventa signaler minskar inte förlusteffekten nämnvärt då bleckets tjocklek ökas. I figur 26b är förlusteffekten per meter utritad som funktion av frekvensen för varierande bredder av kopparblecket. I figuren kan ses att förlusteffekten minskar för ökande bredd på kopparblecket. Den konstanta förlusteffekten för låga frekvenser återfinns även i detta diagram. Då $W \gg H$ är frekvensen där skinneffekten börjar påverka oberoende av bleckets bredd.

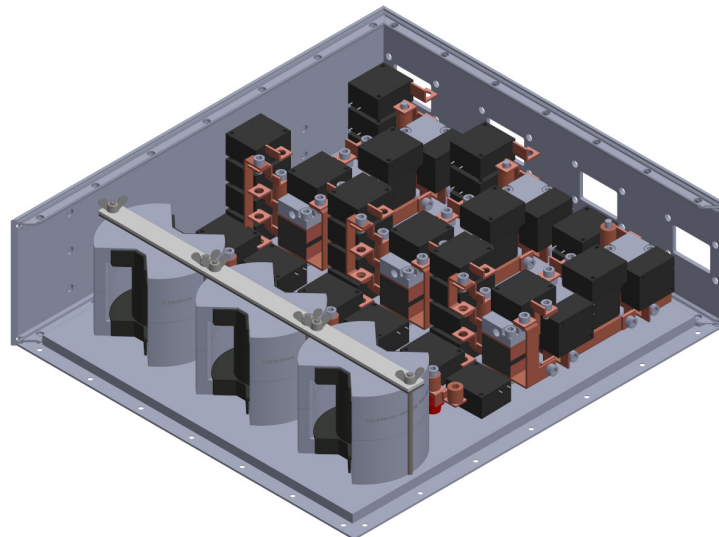


(a) Förlusteffekt per meter som funktion av frekvensen för kopparbleck med varierande tjocklek (H) och konstant bredd, $W = 15$ mm. (b) Förlusteffekt per meter som funktion av frekvensen för kopparbleck med varierande bredd (W) och konstant tjocklek, $W = 1$ mm.

Då anslutningskontaktarna på reläerna var 14 mm valdes kopparbleckets bredd till det för att förenkla monteringen.

6.2 Inpassning av komponenter i låda

Parallellt som kondensatorbanken togs fram passades 3 kopior in i lådan tillsammans med de 3 transformatorerna, dess reläer samt resterande reläer för omkoppling. Det slutliga resultatet kan ses i figur 27.



Figur 27: Framtagen ihopmontering bestående av transformatorer, kondensatorbanker samt omkopplingsreläer.

Även här är placeringen av komponenterna påverkad av olika faktorer, några av dessa listas nedan.

- Isolationsavstånd mellan spänningsförande delar och ytterhölje.
- Maximal storlek för kondensatorbank.
- Litz-kablarnas böjbarhet.

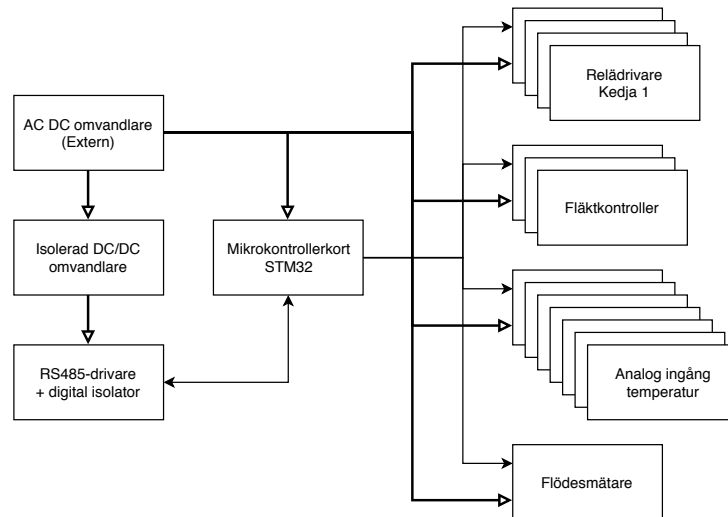
Ur säkerhetssynpunkt krävs ett minsta avstånd mellan de spänningsförande delarna och ytterhöljet samt alla delar som ansluts till det. Detta problem löstes genom att alla spänningsförande detaljer monteras med hjälp av stöd-isolatorer på bottenplattan. Då inga komponenter sticker utanför bottenplattan bildas ett luftgap mellan de spänningsförande delarna och lådans sidor. Kondensatorbankerna och reläerna monterades även på ett sådant sätt att ett luftgap fanns mellan dem och locket. Luftgapets minsta storlek bestäms av regler som måste följas för att produkten t.ex. ska kunna CE-märkas. I föregående del angavs att kondensatorbankens storlek påverkar dess design. Dessa storlekskrav kommer uteslutande från dess placering i lådan. Kondensatorbankens höjd begränsas av lådans höjd, bredden av att tre kretsar ska få plats bredvid varandra och dess längd av att reläer och transformatorer ska få plats framför dem i lådan. Då kondensatorbankens maximala längd påverkas av hur mycket utrymme som krävs för montering av transformatorerna undersöktes hur de kan monteras. Figur 28 visar en testuppställning för att undersöka hur mycket litz-kablarna från sekundärsidan av transformatorn kan böjas och hur det påverkar placeringen av terminalerna där de ska anslutas. Genom att testa olika sätt att ansluta transformatorn till stöd-isolatorerna och variera stöd-isolatorernas position kunde det undersökas vilken uppställning som tar upp minst plats. Den bästa uppställningen, den som tar minst plats, är den som visas i bilden. Inpassningen av reläerna i lådan gjordes därför utifrån detta resultat. En mer kompakt montering hade givetvis kunnat göras om transformatorerna modifieras med andra anslutningar som är mer lättböjliga eller kortare.



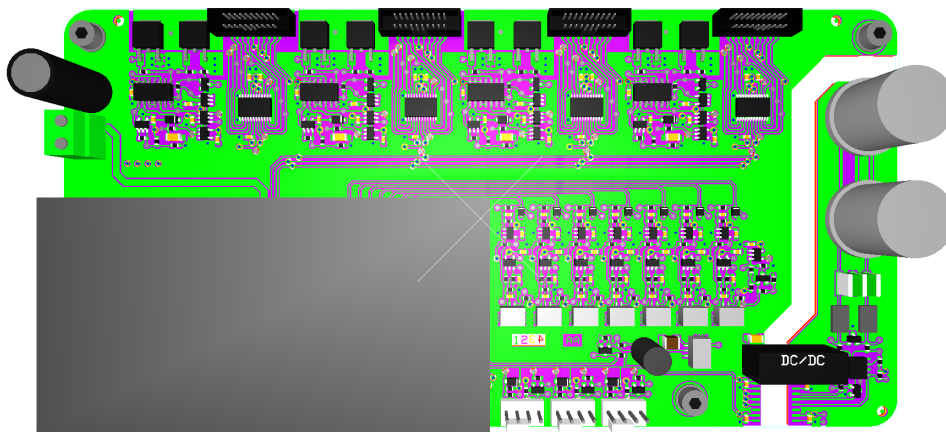
Figur 28: Testuppställning för att undersöka olika monteringsmöjligheter.

7 Elektrisk konstruktion

Kontrollkortet är uppbyggt av flera funktioner som kan ses i figur 29. Huvudkomponenten på kortet är ett mikrokontrollerkort som styr allting. Till detta är 4 relädrivarkanaler, 7 temperaturgivare, flödesgivare och RS485-drivare anslutna. En 3D rendering av kortet kan ses i figur 30. Följande delar kommer behandla de olika delkretsarna.



Figur 29: Blockschema över ingående komponenter på kontrollkortet. Spänningsmatning sker genom extern AC/DC-omvandlare från nätspänning.



Figur 30: 3D rendering av kretskortet med de olika komponenterna monterade. Till höger på kortet är RS485 kretsen monterad med isolerad spänningsmatning. Den gråa rektangeln i nedre vänstra hörnet är mikrokontrollerkortet.

7.1 Mikrokontrollerkort

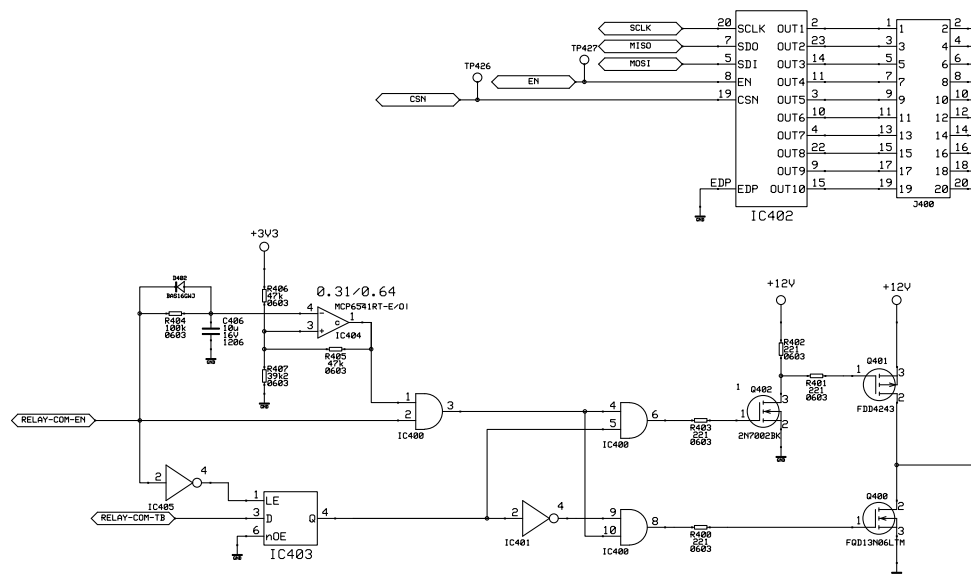
Kortets beräkningskraft kommer från mikrokontrollerkortet som är framtaget av Corebon. Mikrokontrollerkortet är baserat på mikrokontrollern STM32F429BIT6. Utöver själva mikro-

kontrollern innehåller även kortet spänningsregulatorer vilka kan leverera 3,3 V och 5 V från en inspänning mellan 6–40 V. Dessa används som spänningsmatning till resten av kontrollkortet till de funktioner som kräver det utöver kortets matningsspänning. Mikrokontrollern innehåller funktioner och kommunikationsformer såsom, ADC, PWM, USB, USART, SPI och I²C.

7.2 Relädrivare

De valda reläerna är av typen bistabila reläer med en enkelspole. För att skifta position ansluts en spänning till spolen där dess polaritet avgör om reläet sluts eller öppnas. Används dubbel spänningsmatning kan en av reläets poler anslutas till jord och den andra polen sluts till positiv eller negativ matningsspänning beroende på om reläet ska öppnas eller slutas. Om enkel spänningsmatning används krävs att en H-brygga används för att skifta polaritet på spänningen över reläet. Detta görs genom att en pol ansluts till matningsspänning och den andra till jord. Den andra polariteten uppnås genom att den första polen ansluts till jord och den andra till matningsspänning.

Då flera reläer ska styras samtidigt kan varje relä anslutas till en egen H-brygga. Detta sätt ger dock många komponenter. Ett annat sätt som kräver färre komponenter är att ansluta en pol från varje relä till en gemensam ledare. Denna ledare ansluts sedan till ett bryggben medan resterande reläpoler ansluts till egna bryggben. Om N reläer ska styras använder den andra lösningen bara $N + 1$ bryggben, gentemot den första som använder $2N$. Nackdelen är dock att det tar dubbelt så lång tid att skifta läge på reläerna. Detta eftersom att reläerna inte kan öppnas och slutas samtidigt utan det måste göras i två steg.

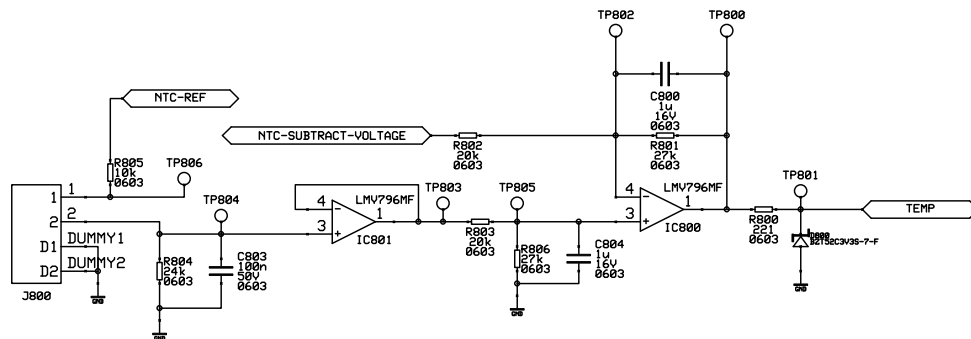


Figur 31: Längst upp till höger är IC-kretsen och kontakten för reläerna. Under den finns bryggbenet för den gemensamma polen. Till vänster om bryggbenet är dess styrelektronik.

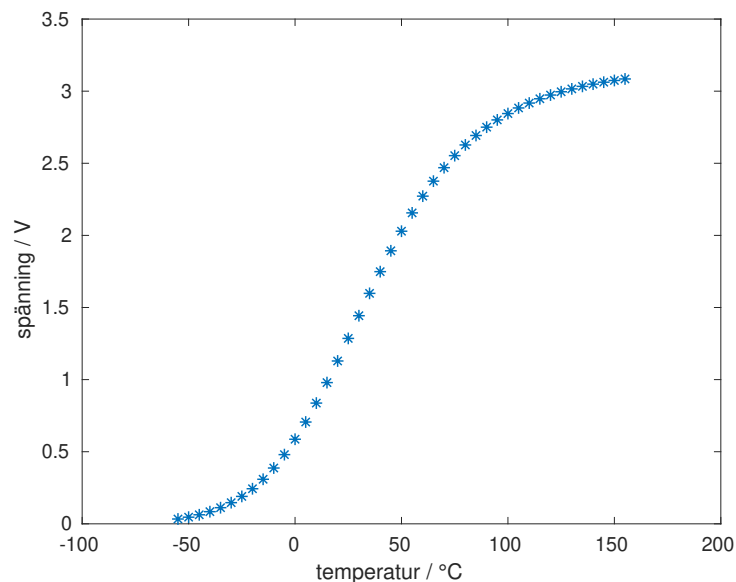
Den slutliga kretsen kan ses i figur 31. Kretsen består av en IC-krets med 10 st inbyggda bryggben som kan kontrolleras via SPI, samt ett separat bryggben för den gemensamma polen. Relä A får spänningssättas i maximalt 1 s för att inte ta skada. Styrkretsen för det gemensamma bryggbenet innehåller därför en timer för att säkerställa att denna tid ej överskrids.

7.3 Temperaturgivare

För temperaturmätning används NTC-motstånd vilka är monterade i transformatorerna, på kondensatorbankerna och i lådan för att mäta dess temperatur. NTC-motstånden ansluts till pol 1 och 2 i kontakt J800 i figur 32. Den monteras då i serie med två andra motstånd vilka ger upphov till en spänningsdelning där utspänningen är temperaturberoende enligt figur 33.



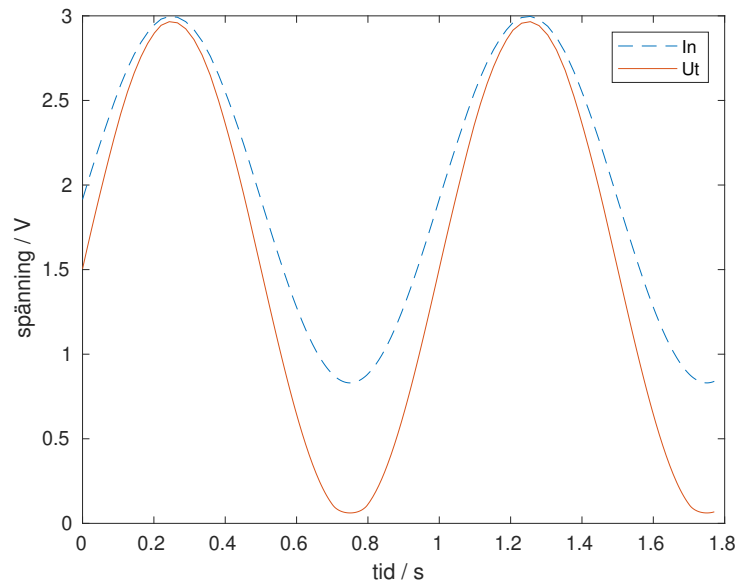
Figur 32: Ingångssteg för temperaturmätning. TEMP är ansluten till mikrokontrollerns ADC ingång. NTC-motståndet är ansluten till anslutning 1 och 2 på kontakt J800.



Figur 33: Spänning vid TP804 som funktion av temperatur.

Då endast temperaturer över 10 °C är intressant utnyttjas endast 2 V av 3 V. Kretsen innehåller därför en spänningsföljare och en differentiell förstärkare för att subtrahera en konstant

spänning och förstärka signalen till mellan 0–3 V. Denna signal kan sedan kopplas till mikrokontrollerns ADC som kan mäta spänningar mellan 0–3 V. En simulering gjord i LTspice kan ses i figur 34 där inspänningen från spänningsdelningen och utspänningen från kretsen är inritade. Som kan ses utnyttjar nu signalen hela spänningsintervallet för den signal som är intressant vilket ger en så bra upplösning som möjligt av signalen. Signalen linjäriseras och den faktiska temperaturen beräknas sedan i mjukvara.



Figur 34: Insignal samt motsvarande utsignal efter ingångssteget.

7.4 Fläktkontroller

Då inte alla komponenter är vattenkylda används en radiator och fläktar för att kyla dem. Fläktarnas hastighet bestäms utifrån vilken temperatur som uppmäts med temperaturgivarna i föregående del. Fläktarna som används har 4 anslutningar, vilka är spänningsmatning, kontrollsignal och mätsignal.

Enligt standarden för persondatorer ska fläktarna drivas av 12 V. Styrsignalen utgörs av en pulsbreddsmodulerad (pwm) fyrkantsvåg med en frekvens mellan 21–28 kHz där en 100 % pulsbredd motsvarar maximal hastighet. Fläkten ska ha en intern pull-up så att den kan styras från en open-kollektor eller open-drain utgång. Detta möjliggör att fläkten kan användas utan pwm styrning då den kommer köra med full hastighet om pwm signal saknas. Utgången för mätsignalen är av open-kollektor/open-drain typ och ska ge två pulser per varv. Kontrollkretsen ska anslutas till en pullup-resistans för att mäta signalens frekvens och därmed fläktens hastighet. (Intel Corporation, 2005)

7.5 Seriell kommunikation

Enligt funktionsbeskrivningen ska impedansanpassaren kommunicera med frekvensomriktaren via EIA/TIA-485(RS485). En UART(Universal asynchronous receiver-transmitter) anslutning finns även tillgänglig via programmeringskontakten på mikrocontrollerkortet. De två olika seriella anslutningarna fyller olika funktioner och används på olika sätt.

RS485 anslutningen används för automatiserad kommunikation med impedansanpassaren. Instruktioner kan t.ex. komma från en frekvensomriktare eller en PLC som används för att styra systemet. Instruktionerna består av paket innehållandes adress, kommando, data och kontrollsumma(CRC). Detta för att impedansanpassaren ska kunna anslutas till en buss med flera enheter på.

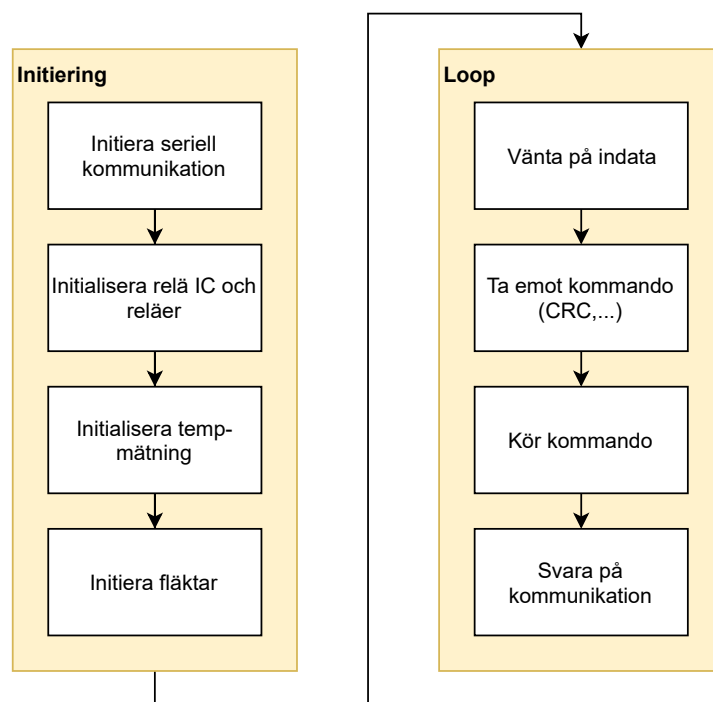
Den seriella kommunikationen via programmeringskontakten används för kommunikation direkt mellan en dator och impedansanpassaren. Kommunikation sker här med textbaserade kommandon istället för paketbaserad kommunikation som för RS485 anslutningen. Detta gör det lättare för användaren att styra impedansanpassaren.

8 Mjukvara

Mjukvaran till mikrokontrollern är skriven i C++ och programmering görs genom ST-LINK. Den använda programmeraren innehåller även en seriell-adapter vilket gör det möjligt att kommunicera seriellt med mikrokontrollern.

Den övergripande programstrukturen kan ses i figur 35. När mikrokontrollern spänningssätts startar initieringsdelen av programmet. Därefter tar loopdelen av programmet över. Denna del körs om och om igen så länge mikrokontrollern är spänningssatt.

Det första som initieras är seriell kommunikation. Detta görs så att eventuell felsöknings-information kan skickas. Därefter initieras relädrivarkretsarna, vartefter reläerna kan ställas i en lämplig startposition. Därefter initieras funktioner såsom temperaturmätning, flödesmätning, fläktkontroller och annan IO. Loopdelen börjar med att kontrollera om ny data finns tillgängligt från någon av de seriella anslutningarna. Om så är fallet tas data emot så länge det finns tillgängligt. Därefter kontrolleras vilket kommando som togs emot och tillhörande kod körs därefter. Slutligen returneras data via seriell-anslutningen om så ska göras. Om ingen ny data har tagits emot via någon seriell-anslutning kan programmet utföra annat arbete eller om inget behöver göras kan den vänta tills det att ny data finns tillgänglig.



Figur 35: Programmet startar i initieringsdelen och övergår därefter till loopdelen när allt har initierats. Loopdelen kör, som namnet antyder, om igen från början när slutet nås.

Impedansanpassaren har ett flertal olika kommandon som kan användas, bland annat kommandon för att ange vilken hårdvara som finns monterad i lådan, spara och ladda hårdvaru-

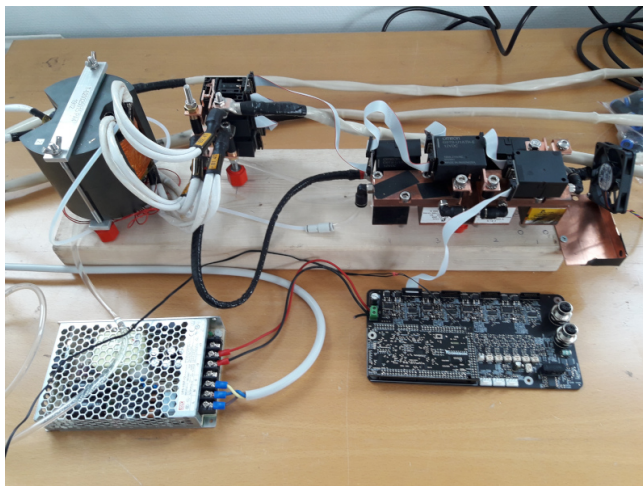
konfigurationer till och från EEPROM samt funktioner för att kontrollera olika reläer.

För att ange vilken hårdvara som finns monterad i impedansanpassaren finns flera kommandon. Dessa används för att specificera vilka kondensatorer och transformatorer som fysiskt är monterade i lådan. Denna konfiguration kan sedan sparas till ett EEPROM som finns tillgängligt på mikrokontrollerkortet. Denna information kan sedan läsas in vid uppstart. Då mikrokontrollern innehåller hårdvara för att beräkna 32-bitars CRC används denna för att kontrollera att korrekta värden lästs in från EEPROM. Då en felaktig CRC hittas kan impedansanpassaren meddela användaren om detta så att denna kan åtgärda problemet.

Impedansanpassaren har även kommandon för att styra de olika reläernas tillstånd. Processen att öppna eller sluta ett relä sker i två steg. Det första steget är att en konfiguration importeras eller byggs upp genom att individuellt ange om olika reläer ska vara öppna eller slutna. Det andra steget börjar med att kontrollera att den valda konfigurationen innehåller några fel, t.ex. att transformatorn är kortsluten. Om inga fel upptäcks kan den nya konfigurationen ”skrivas” till hårdvaran. Först öppnas alla reläer som ska öppnas och därefter sluts de som ska slutas.

9 Utvärdering

Den byggda och testade konstruktionen består av det framtagna styrkortet samt en kondensatorbank, en transformator samt reläer för att skifta mellan serie- och parallellkoppling av transformatorlindningarna. En bild på testuppställningen kan ses i figur 36.



Figur 36: Bilden visar testuppställningen. Bilden inkluderar inte lasten och frekvensomriktaren.

Testuppställningen bestod av 4 st 25 nF kondensatorer och en transformator med omsättningsen 16:4. Transformatorn hade två lindningar på sekundärsidan som kan serie eller parallellkopplas, vilket ger omsättningsen 16:4 eller 16:8.

Totalt genomfördes 20 tester för olika konfigurationer av kondensatorer, transformatorer och olika laster. Olika konfigurationer av kondensatorer valdes genom att öppna eller sluta reläerna i kondensatorbanken. Olika konfigurationer användes för att studera hur kretsen påverkas. Serie- eller parallellkoppling av transformatorn valdes med hjälp av de tre reläerna till vänster i figur 36. Serie eller parallellkoppling användes bägge, både för att testa hur de olika konfigurationerna fungerade samt för att anpassa lasten så att maximal ström kunde tas från frekvensomriktaren.

Tabell 4: Impedans för de olika använda lasterna. Då induktans och resistans är beroende av frekvens har ungefärliga värden angivits. Högsta och lägsta resonansfrekvens är angivet då 4 st 25 nF kondensatorer är monterade i kondensatorkretsen.

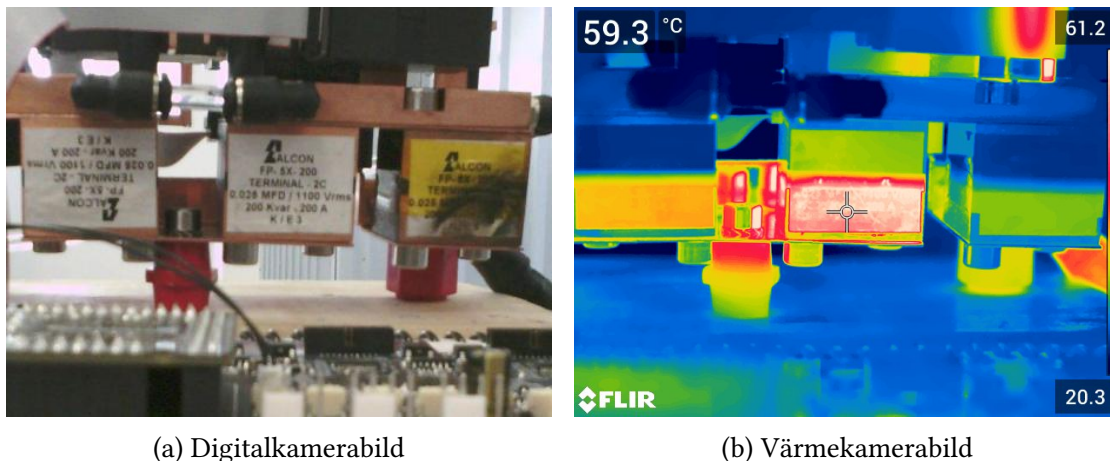
	Induktans	Resistans	Lägsta resonansfrekvens	Högsta resonansfrekvens
Last 1	13 μ H	2 Ω	161 kHz	558 kHz
Last 2	5 μ H	5 Ω	260 kHz	900 kHz
Last 3	3 μ H	10–40 m Ω	335 kHz	1162 kHz

För att få strömmar i storlek kring 50–100 A på sekundärsidan av transformatorn användes olika laster, se tabell 4. Vissa av de testade lasterna är bättre lämpade för låga frekvenser(upp

till ≈ 300 kHz) medan andra är bättre lämpade för högre frekvenser, dock fortfarande begränsat av frekvensomriktarens övre gräns på 1 MHz.

9.1 Kondensator kylning

Som kan ses i figur 37b är det stor skillnad i temperatur mellan de två halvorna av kondensatorn. Den övre halvan har en temperatur på ungefär 30°C och den undre en temperatur på ungefär 60°C . Detta kan förklaras med att den övre halvan är direkt fastskruvad i kylaren. Den undre halvan av kondensatorn har dock ingen direkt kylning utan den kyls via övre halvan av kondensatorn. Testförhållanden då bilden är tagen är: $I_{rms} = 60$ A, $f = 255$ kHz, $C = 25$ nF. Dessa ligger helt inom specifikationen för de använda kondensatorerna. Det är endast kondensatorn i mitten av figuren som är inkopplad.



(a) Digitalkamerabild

(b) Värmekamerabild

Figur 37: Digitalkamerabild och värmekamerabild över samma område.

Spänningen över kondensatorn i detta test kan beräknas enligt formel 13. Den beräknade spänningen ligger över den maximalt tillåtna spänningen, 1100 V, som anges i databladet.

$$V_{rms} = \left| \frac{I_{rms}}{j2\pi fC} \right| = 1497 \text{ V} \quad (13)$$

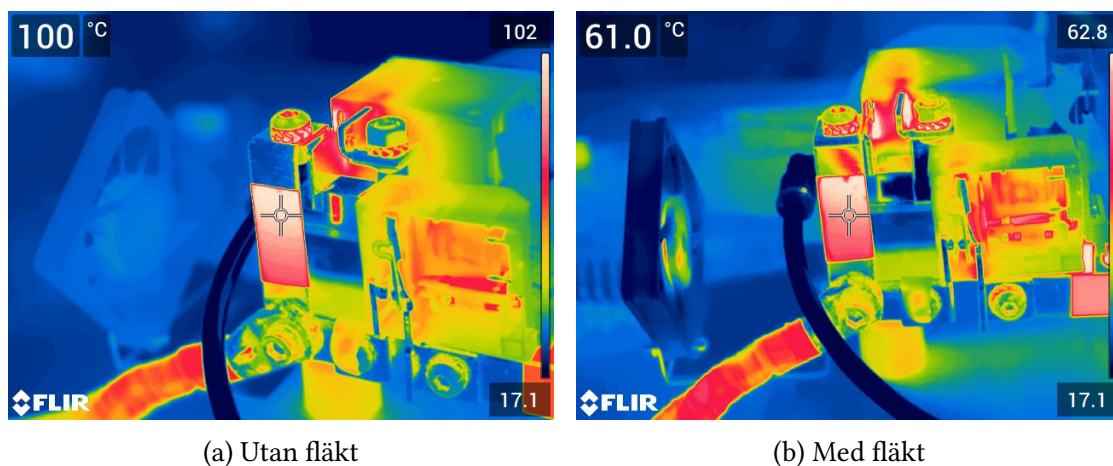
En del av uppvärmningen kommer dock ifrån kopparblecket som kondensatorerna är monterade på. Hur stor del av värmen som uppstår i kopparblecket och hur stor del som uppstår i kondensatorn är dock svårt att veta. Som kan ses i figur 37b är även nedre delen av kondensatorn till vänster uppvärmd även om ingen ström passerar genom den. Den är dock inte lika varm som kondensatorn i mitten. Detta tyder på att det bildas en del värme i mittenkondensatorn och inte bara i kopparblecket då den annars inte skulle varit varmare än kondensatorn till vänster. En möjlighet är att värmen leds från mittenkondensatorn till vänsterkondensatorn och att kopparblecket i sig inte ger upphov till så mycket värme. Kondensatorn till höger

är svalast av de tre då den är monterad på ett separat kopparbleck. Ett möjligt test att göra för att undersöka var värmen uppstår är att ändra vilken av kondensatorerna som används. Till exempel kan endast den fjärde kondensatorn, som inte finns med i bild, användas som är monterad på ett separat kopparbleck.

Det ovan beskrivna testet var det som gav upphov till högsta temperatur. Dock uppstod temperaturer på ungefär 45 °C även under andra tester där spänning och ström låg inom de tillåtna gränserna. Aktiv kylning på bägge sidor om kondensatorn hade därmed varit att föredra då höga temperaturer generellt försämrar kondensatorers livslängd. Den använda kondensatorstypen kan dock fortsatt användas med kylning på endast en sida då de klarar av en arbetstemperatur upp till 85 °C. Det bör även beaktas att de tester som gjorts har varit förhållandevis korta, i storleksordningen 10–30 min, och att under längre kontinuerlig drift kan troligtvis högre temperaturer uppstå vilket är ännu en anledning till att aktivt kyla bägge sidor av kondensatorerna.

9.2 Kopparbleck

I del 6.1 *Framtagen kondensatorbank* diskuterades effektförlusten i ett kopparbleck. Två av de tester som utfördes gjordes för att testa effektförlusten i kopparblecket i konstruktionen. Testerna var identiska utom att i det andra testet hade en fläkt monterats för att aktivt kyla kopparblecket. Värmekamerabilder från dessa två tester kan ses i figur 38.



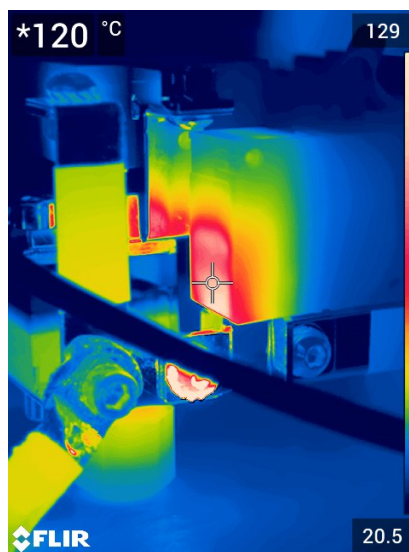
Figur 38: Två olika värmekamerabilder över kopparblecket i konstruktionen där 38a är utan fläkt och 38b är med fläkt.

De bägge testerna genomfördes då $I_{rms} = 84$ A och $f = 620$ kHz. Som kan ses i figur 38a uppstod temperaturer kring 100 °C då ingen fläkt användes. Testet avbröts när denna temperatur hade uppnåtts då högre temperaturer ej är önskvärda. Hade testet fått fortgå hade troligtvis temperaturen ökat något mer innan den stabiliserats. Då fläkten kopplats in kunde en markant temperaturminskning ses. Temperaturen minskade till ungefär 60 °C. Kopparblecken är

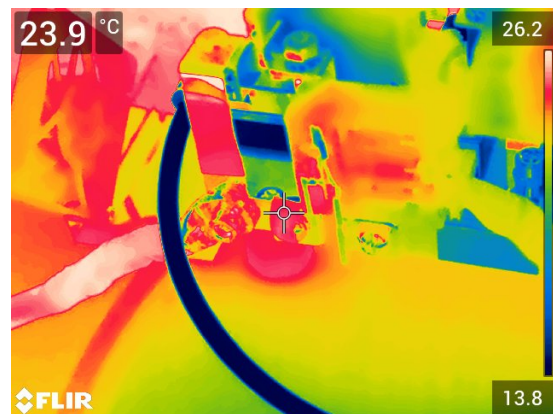
inte speciellt temperaturkänsliga men den värme som utvecklas kan ledas vidare till reläer eller andra komponenter som är mer temperaturkänsliga. Den totala längden kopparbleck i impedansanpassaren bör därmed minimeras för att minska effektförlusten och uppvärmningen av andra komponenter. Där kopparbleck inte går att undvika eller minimeras mer bör de aktivt kylas med fläktar för att minimera hur mycket värme som kan ledas till intilliggande komponenter. Den värme som överförs till luften bör givetvis tas om hand via en radiator eller liknande lösning.

9.3 Värme i kontaktpunkter

Under ett av testerna upptäcktes att det var stor värmeutveckling i en av kontaktpunkterna. En värmekamerabild kan ses i figur 39a. Den angivna temperaturen är dock inte så noggrann vilket indikeras av stjärnan före temperaturen. För att undersöka anledningen till värmeutvecklingen gjordes ytterligare ett test där ström och frekvens hölls nära de som använts i första testet. Det enda som gjorts mellan testen var att komponenterna skruvats isär och skruvats ihop igen för att säkerställa att det var god kontakt mellan komponenterna. I det andra testet uppstod ingen värmeutveckling utöver den förväntade. En värmekamerabild av det andra testet kan ses i figur 39b.



(a) Test 1



(b) Test 2

Figur 39: Värmekamerabilder över kontaktpunkten mellan relä och kopparbleck från de två test där detta studerats. Inför test 2 hade kretsen demonterats och skruvats ihop igen för att säkerställa att det var god kontakt i alla anslutningspunkter.

Den mest troliga anledningen till uppvärmningen är att all ström passerade genom en av fjäderbrickans fjädrar. Värmen leddes därefter vidare in i reläet vilket syns i figur 39a. Den mest troliga anledningen till att bara en av fjäderbrickans fjädrar leder är att monteringshållet i re-

läet är avsett för en M8 skruv men en M6 skruv använts. Brickan ligger då endast emot på en sida men inte på den andra, vilket ger upphov till den snedfördelade strömbelastningen. Den enkla lösningen på detta problemet är att alla monteringshål görs i samma storlek.

9.4 Överslag och maxspänning

Då det är en serieresonanskrets som bildas kan det uppstå spänningar som är mycket högre än utspänningen på frekvensomriktaren även om spänningen först transformerats ned. Det är därmed lätt att det blir överslag mellan olika komponenter och speciellt lätt att det blir överslag i reläerna. Överslag är dock inte det första problemet som inträffar. Det första problemet som inträffar är att spänningen höjs högre än vad komponenterna är specificerade för. Komponenterna fortsätter att fungera även då dess specifikationer överskrids men de påverkas negativt, t.ex. förkortas deras livslängd. Överslag sker i reläerna vid 3,2 kV, dock är detta inte den lägsta begränsningen för tillåtna spänningar i kondensatorbanken. I kondensatorbanken sitter reläerna monterade parallellt med en eller två seriekopplade kondensatorer, som vardera maximalt tål spänningar upp till 1,1 kV. För den använda serien med kondensatorer varierar den maximala tillåtna arbetsspänningen mellan 500–1100 V för de största respektive minsta kondensatorerna.

För reläerna som kopplar mellan serie och parallellkoppling av transformatorlindningarna begränsas spänningen av spänningen på primärsidan. Spänningen på primärsidan och transformatorns omsättning är kända samt lägre än den maximala tillåtna spänningen vilket betyder att i nuvarande utförande kan inget överslag ske i dessa reläer.

För att undvika överslag och överspänningar måste strömmen begränsas, vilket kan göras genom mjukvara i frekvensomriktaren. De monterade komponenterna är kända för impedansanpassaren vilket därmed kan beräkna den maximalt tillåtna strömmen för olika frekvenser. Denna informationen kan därefter sändas via RS485 till frekvensomriktaren som kan använda informationen för att begränsa den tillåtna strömmen.

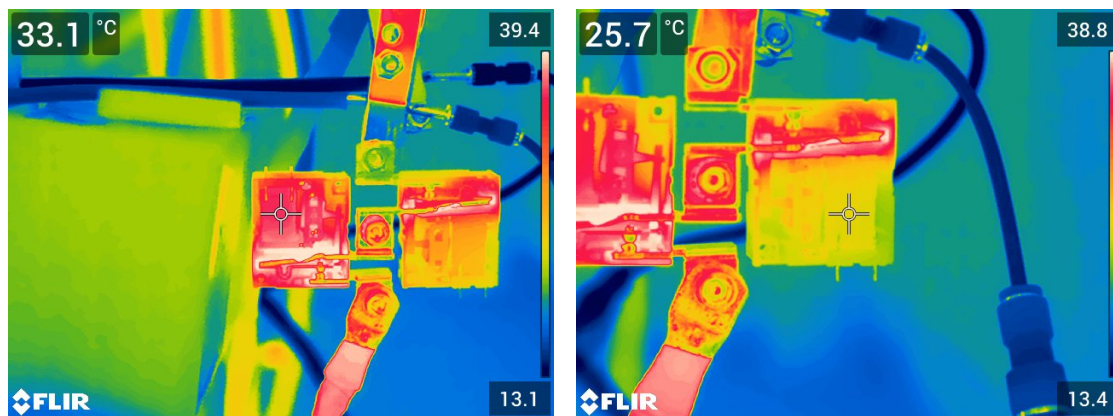
Beräkningen som behöver göras i impedansanpassaren är enkel att göra för testuppställningen som endast innehåller en kondensatorbank och en transformator. Beräkningen blir dock mycket svårare för en uppställning med tre transformatorer och kondensatorbanker. En möjlig förenkling i beräkningen är att endast värsta fallet beräknas och denna informationen därefter skickas till frekvensomriktaren. Det som vinnas med en förenklad beräkning förloras i strömstyrka då gränsen troligtvis sätts onödigt lågt för vissa konfigurationer. För vissa konfigurationer kan dock den förenklade beräkningen ge samma resultat som en mer komplicerad beräkning.

Ett annat alternativ är att mäta spänningarna för varje kondensatorbank. Då konfigurationen är känd kan ett maxvärde för spänningen över kondensatorbanken beräknas. Detta maxvärde

och mätvärdet kan därefter skickas till frekvensomriktaren som kan begränsa strömmen så att den tillåtna spänningen inte överskrids.

9.5 EM-skärmning av relä

I del 5.2.3 *Temperaturmätning* undersöktes värmeutvecklingen i två olika reläer. Därefter valdes ett av dem för att användas i den slutliga konstruktionen. Även om det var det bästa reläet som valdes finns det rum för förbättringar. Därför testades det att montera in en tunn kopparplåt i ett relä för att undersöka om och hur skärmning hjälper för att minska uppvärmningen av spolens kärna. Det skärmade reläet monterades därefter i serie med ett som inte hade skärmats och temperaturskillnaden undersöktes därefter. I figur 40 kan skillnaden mellan det skärmade och oskärmade reläet ses.



(a) Ingen extra skärmning.

(b) Extra skärmning.

Figur 40: Värmekamerabilder från test där uppvärmningen i reläspolens kärna studerats för relä med och utan extra skärmning. Bilden på det skärmade reläet är tagen ca 1 s efter bilden på det oskärmade reläet togs. En del av temperaturskillnaden kan ha uppstått p.g.a. detta.

Kärnan i spolen på det oskärmade reläet uppnådde en temperatur på kring 33 °C. Temperaturen i kärnan på det skärmade reläet stabiliserades dock redan kring 27 °C. Skärmen verkar göra skillnad men exakt hur stor skillnad är svårt att säga. Skillnaden i temperatur mellan de två reläerna är förhållandevis liten och det kan vara skillnad i monteringen som ger upphov till temperaturskillnaden.

9.6 Styrkort

9.6.1 Relädrivare

Relädrivarna är en av de mest testade delarna på styrkortet då de har använts för att välja konfiguration av transformatorn och kondensatorerna. Relädrivarna fungerar väl och omslagstiden

för att byta konfiguration är kring 600 ms. Denna tid är beroende av reläerna då de kräver en impuls av en viss längd för att skifta läge. Om en för kort impuls används kommer de ej att skifta läge. Denna tid bör dock gå att minska då den i nuvarande läge är ca 3 gånger så lång som den angivna minimala impulstiden i databladet för de använda reläerna.

Om impedansanpassaren endast ska ersätta det manuella arbetet att byta kondensator är omslagstiden för reläerna inte speciellt intressanta, då de redan är många gånger snabbare än att byta kondensator manuellt (i storleksordningen millisekunder istället för minuter). Då impedansanpassaren även ska kunna användas i mer automatiserade sammanhang kan det dock vara bra om omslagstiden minskas. En sådant fall skulle kunna vara om frekvensomriktaren växlar mellan att skicka ut en testsignal och att ändra läge på impedansanpassaren. Då testsignalen kan vara under en sekund så kan förhållandevis mycket tid sparas om impedansanpassaren kan slå om fortare.

Även begränsningen i tid över hur länge reläerna kan spänningssättas fungerar bra. Tiden innan skyddet bryter spänningen till reläet stämmer inte exakt överens med den beräknade tiden men är så pass nära att skyddet fungerar bra som det är. Då pulslängden styrs i mjukvara behöver detta skydd därmed inte vara speciellt noggrant. Om en annan maxtid på pulslängden önskas kan den väljas genom att värdena på komponenterna i RC-kretsen ändras.

9.6.2 Temperaturgivare

Den generella strukturen på ingångssteget för temperaturgivarna fungerade korrekt. Dock behövdes motstånd R805 och R804 i figur 32 bytas för att matcha NTC-givaren som mäter temperaturen på inkommande kylvatten. Detta då kretsen var designad för 50 k Ω givare men en 10 k Ω användes.

De motstånd som specificerats och monterats i differentialförstärkardelen av kretsen har endast noggrannheten 1 %. Dessa fel förstärks i differentialförstärkaren, varför de bör bytas till motstånd med 0,1 % noggrannhet. Det testades även att helt koppla förbi differentialförstärkardelen av kretsen, dvs komponenterna mellan TP803 och TP800 togs bort och dessa punkter sammankopplades. Även denna lösning fungerade bra, även om upplösningen av temperaturen försämrades. Fördelen är dock att färre komponenter använts vilket ger en billigare och mer kompakt lösning.

9.6.3 Ej fullständigt testade funktioner

Utöver de ovan testade funktionerna har styrkortet en del funktioner som inte testats lika mycket eller i vissa fall inte alls. Anslutningen för flödesmätaren har ej använts under de andra testerna då flödet har kontrollerats manuellt. Några vidare tester har därför inte utförts på

flödesmätningsskretsen. Kretsarna för RS485 och fläktkontroller har delvis testats. Fläktstyrningen har testats genom att köra fläktarna på full hastighet eller genom att stänga av dem. Funktionaliteten för att styra hastigheten av fläktarna har dock inte kontrollerats.

RS485 kretsen har också delvis testats. Den seriella signalen från UART:en på mikrokontrollern överförs korrekt över isolationsbarriären. Studeras signalen med hjälp av oscilloskop ser den även korrekt ut efter RS485 drivaren men kommunikationen vidare till en dator har inte fungerat. Inga djupgående försök har gjorts för att felsöka problemet men det kan bero på inkompatibilitet mellan RS485 adaptern som används i datorn och styrkortet då signalerna ser korrekta ut fram till det att RS485 adaptern ansluts.

9.7 Mjukvara

Då fokus i projektet varit på hårdvara har endast den nödvändiga mjukvaran skrivits. Den mjukvaran som har skrivits har skrivits för att en önskad hårdvarufunktion skulle kunna utföras. Den skrivna mjukvaran är gjord med tanken att den ska byggas vidare på för att implementera alla de funktioner som önskas och är därmed generellt skriven. Till exempel klarar mjukvaran av ett skiftande antal reläer fast det att för att köra tester hade räckt med ett konstant antal. Detta val har gjorts för att i framtiden kunna anpassa impedansanpassaren med fler eller färre kondensatorbanker utan att detta ska leda till att stora förändringar krävs i mjukvaran.

Eftersom mjukvaran är skriven efterhand som olika funktioner krävts är den inte speciellt användarvänlig. De funktioner som finns arbetar nära hårdvaran och ger användaren många möjligheter att direkt påverka hårdvaran. Det gör dock det hela mer komplicerat och gör det lättare för användaren att göra fel. Genom vidareutveckling är det möjligt att förbättra användarupplevelsen och minska risken för fel.

10 Diskussion

I de föregående delarna utvärderades vissa av de ingående funktionerna och i denna del följer en mer översiktlig utvärdering av hur väl den framtagna lösningen uppfyller funktionsbeskrivningen samt hur väl projektets syfte och målsättning är uppfyllda. Därefter följer en mer övergripande utvärdering av projektets genomförande.

Funktionsbeskrivningen börjar med att specificera att impedansanpassaren ska använda samma transformatorer och kondensatorer som frekvensomriktaren använder. Bägge dessa komponenter används i den slutliga lösningen. Funktionsbeskrivningen fortsätter sedan med att specificera att impedansanpassaren ska kommunicera seriellt via RS485 och en annan seriell anslutning med datorn. Den seriella anslutningen med datorn fungerar och impedansanpassaren accepterar kommandon via den. RS485-anslutningen är implementerad i hårdvara och delvis i mjukvara men den är ej funktionstestad ännu.

Funktionsbeskrivningen specificerar sedan att impedansanpassaren ska använda sig av vattenkylning, något som den slutliga prototypen också gör. Impedansanpassaren ska kunna koppla om mellan serie- och parallellkoppling av transformatorns sekundärlindningar. Den ska också kunna koppla om mellan olika kondensatorkonfigurationer för att byta kapacitans. Båda dessa funktioner finns och fungerar i den slutliga prototypen.

Alla de primära funktionerna är uppfyllda eller åtminstone delvis uppfyllda. Därefter i funktionsbeskrivningen följer de sekundära funktionerna. Dessa specificerar att så mycket material som möjligt ska återanvändas och att impedansanpassaren ska ha tre utgångar. Den framtagna prototypen har samma typ av transformator och kondensatorer som frekvensomriktarna men i övrigt är resten av delarna olika från de i frekvensomriktaren. Den framtagna lösningen har tre utgångar men den testade prototypen har dock endast en utgång. Ingen av de tertiära funktionerna har realiserats p.g.a. tidsbrist.

Detta examensarbets huvudsyfte är att konstruera en prototyp av en automatiserad impedansanpassare. Enligt målsättningen ska denna prototyp bestå av flera transformatorer och kondensatorer. Den framtagna prototypen består dock endast av en transformator och en bank av kondensatorer. Anledningen till detta är att när målen för arbetet formulerades var det oklart hur mycket tid som krävdes för detta arbete. Den framtagna konstruktionen har tre transformatorer och tre kondensatorbanker. Då dessa praktiskt är identiska har endast en kedja byggts och testats då samma problem kommer uppstå i alla tre. Dessa problem kan därefter åtgärdas innan tre likadana uppsättningar byggs och testas tillsammans. Ihopkopplingen kommer givetvis ge upphov till nya problem som inte uppstår då de testas separat.

Ihopkopplingen av de tre kedjorna är en del av det arbete som kan göras i framtiden. En annan sak som kan vara intressant att utreda är hur stora läckströmmar som passerar genom kylvattnet. I den konstruerade lösningen ansluts kylvattnet direkt till de spänningsförande

delarna. I kylvattnet mellan kondensator kylarna kan spänningen uppgå till 2,2 kV vilket kan ge icke försumbara läckströmmar. Användaren kan även komma i kontakt med kylvattnet och då indirekt med de spänningsförande delarna. Detta är dock troligtvis inget problem då samma typ av konstruktion används för frekvensomriktaren som är säker nog att CE-märkas. Då kylvattnets renhet inte heller är garanterad kan en annan lösning vara att föredra för att minska eller helt undvika läckströmmar och galvanisk korrosion.

Fortsatt arbete krävs för att kunna montera impedansanpassaren i en låda. Det arbete som gjorts är ingen fullständig lösning, men visar på att det bör få plats i samma lådtype som för frekvensomriktaren. Visa delar har utelämnats från den presenterade lösningen, t.ex. styrkort och radiator. Dessa komponenter måste också tas hänsyn till och monteras i lådan.

Många av de tester som har utförts har fokuserat på eller anknutit till utvecklad värme. Värmeutvecklingen är intressant då impedansanpassaren monteras i en låda. Värmen blir därmed kvar i lådan och om impedansanpassaren körs under lång tid kan temperaturer högre än de tidigare uppmätta uppstå. Det är därför i första hand intressant att minska effektförlusterna i lådan och i andra hand leda bort dem med kylvattnet.

Då skillnaden mellan det oskärmade och skärmade reläet är liten så är det troligtvis inte värt det extra besväret att modifiera reläerna. Då reläerna har fler nackdelar, t.ex. fel storlek på skruvhålen, så kan det vara intressant att undersöka möjligheten att tillverka egendesignade reläer. Dessa kan vara skärmade men det är något som behöver undersökas vidare.

Projektet har överlag gått enligt planen. Tidsplanen har reviderats under projektets gång för att ta hänsyn till de förändringar som skett. Framförallt har ordningen på aktiviteterna i tidsplanen sorterats om men även längden på vissa aktiviteter har påverkats. Den enskilt största förändringen står designen av styrkortet för. Det tog ungefär dubbelt så lång tid som planerat. Detta har dock kompenseras av att vissa andra aktiviteter blivit klara en eller några dagar i förväg.

11 Referenser

- Amada Miyachi Europe GmbH, utg. (2019). *Hot Crimping Magnet Wire to Cable Shoes or Terminals*. URL: <https://www.amadamiyachi.eu/knowledge-base/hot-crimping> (hämtad 2019-03-29).
- Camillo, Jim (2012). *Hot Crimping for Joining Magnet Wires*. 2 april 2012. URL: <https://www.assemblymag.com/articles/89954-hot-crimping-for-joining-magnet-wires> (hämtad 2019-03-29).
- Cheng, D.K. (2013). *Field and Wave Electromagnetics*. Pearson Education Limited. ISBN: 978-1-2920-2656-5.
- Davies, E.J. (1990). *Conduction and induction heating*. Peter Peregrinus Ltd. ISBN: 0-8634-1174-6.
- Frogner, Kenneth (2014). "Industrial Induction Heating - with a focus on multi coil solutions". eng. Diss. Lund University. ISBN: 978-91-7473-897-1 (press).
- Hambley, A.R. (2013). *Electrical Engineering: Principles and Applications, International Edition: Principles & Applications*. Pearson Education Limited. ISBN: 978-0-2737-9345-8.
- Intel Corporation, utg. (2005). *4-Wire Pulse Width Modulation (PWM) Controlled Fans*. URL: https://www.glkinst.com/cables/cable_pics/4_Wire_PWM_Spec.pdf (hämtad 2019-03-21).
- NDT Education Resource Center, utg. (2019). *Magnetic Field Produced by a Coil*. URL: <https://www.nde-ed.org/EducationResources/CommunityCollege/MagParticle/Physics/CoilField.htm> (hämtad 2019-06-05).
- New England Wire Technologies, utg. (2019). *Litz Wire Termination Guide. Suggestions for enamel removal and terminating*. URL: <https://www.newenglandwire.com/litz-wire-termination-guide/> (hämtad 2019-03-29).
- OSCO, utg. (2019). *Litz Wire & Winding Wire*. URL: <http://www.osco.uk.com/products/cable-and-litz-wire/litz-wire-winding-wire> (hämtad 2019-03-28).
- Sergio, Lupi, Michele Forzan och Aleksandr Aliferov (2015). *Induction and Direct Resistance Heating. Theory and Numerical Modeling*. Springer. ISBN: 978-3-319-03478-2.
- Y D Kim Int'l Inc., utg. (2019). *The induction heating principle by CCA litz cable current supplying*. URL: <https://www.hflitzwire.com/litz-wire-theory-and-principle/> (hämtad 2019-06-05).
- Zinn, S. och S.L. Semiatin (1988). *Elements of Induction Heating: Design, Control, and Applications*. ASM International. ISBN: 978-1-6150-3198-6.