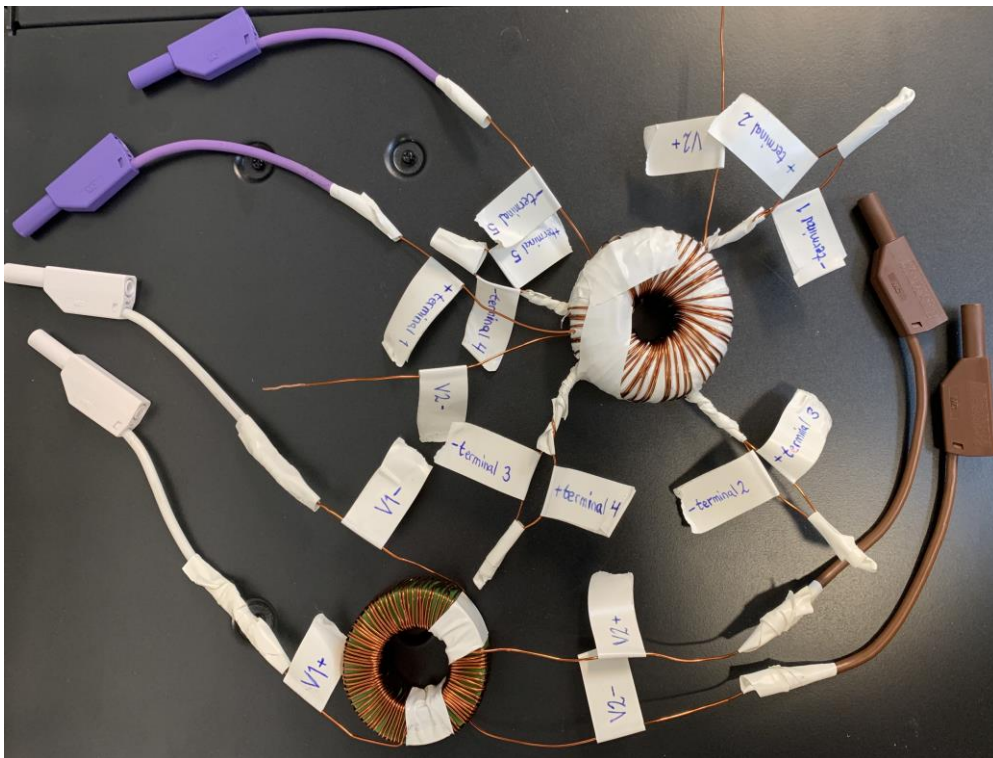




Mätning av egenskaper hos nytt magnetledande material & transformatorplåt

Examensarbete inom högskoleingenjörsprogrammet Elektroteknik

MARCUS JOHANSSON

Institutionen för Elektroteknik
Avdelningen för Energi och Miljö
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige 2020

Mätning av egenskaper hos nytt magnetledande material & transformatorplåt

MARCUS JOHANSSON

Institutionen för Elektroteknik
Avdelningen för Energi och Miljö
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige 2020

Mätning av egenskaper hos nytt magnetledande material & transformatorplåt
MARCUS JOHANSSON

© MARCUS JOHANSSON, 2020

Institutionen för Elektroteknik
Avdelningen för Energi och Miljö
Chalmers Tekniska Högskola
SE-412 96 Göteborg
Sverige
Telefon +46 (0)31-772 1000

Omslag:

Två ringtransformatorer med olika kärnmaterial och antal lindningsvarv. Transformator, T1 är längst ner i bild och transformator, T2 är högst upp i bild.

Chalmers bibliotek, Reproservice
Göteborg, Sverige 2020

Abstract

Today more and more high frequency components are utilized, which results in higher demands on the magnetically conductive material (core material) of transformers and electrical machines. At higher frequencies, the materials cause a higher power loss, called iron loss (or core loss), where the iron loss is divided into eddy current loss, and hysteresis loss. In this project two different magnetically conductive materials are characterized by generating B-H curves, and by measuring iron losses, at different frequencies. The new material is denoted by T2, and the material of transformer steel is denoted by T1. Today most cores are laminated to reduce eddy current losses, and by this means that the core is divided into several layers of electrical sheets. It is given that T1 is laminated, and that T2 is not laminated. To be able to study how the properties of the materials are affected at different frequencies, B-H curves (or hysteresis curves) are generated. The B-H curves illustrate how the magnetic flux density of the core varies with respect to the applied magnetic field strength. Regarding T1, measurements are conducted for different applied voltage waveforms, where measurements for T2 solely are conducted for sine waves. From the measurement results, it has been noted that the iron losses for T2 are the lowest, but at the same time, T2 has the least effective magnetization and the highest reactive power consumption. Non-idealities of the measurement circuit have been noted, which reduce the accuracy of obtained results. During the project, a significant amount of measurements have been conducted, and analysis of the measurement results have been done with respect to the non-idealities. If more time had been at disposal, actions would have been taken regarding the non-idealities, hence, presented instead are proposals for potential solutions regarding the problem.

The report is written in Swedish.

Index Terms: core material, transformer, power loss, iron loss, core loss, eddy current loss, hysteresis loss, B-H curve, lamination, hysteresis curve

Sammanfattning

I dagens samhälle så utnyttjas allt mer högfrekventa komponenter, vilket som resulterar i att högre krav ställs på det magnetledande materialet (kärnmaterialet) i transformatorer och elmaskiner. Vid högre frekvenser så orsakar materialen en högre effektförlust, kallad järnförlust (eller kärnförlust), där järnförlusten är uppdelad i virvelströmsförlust och hysteresförlust. I detta arbete så karaktäriseras två olika magnetledande material genom framtagande av B-H-kurvor, samt via mätning av järnförluster, vid olika frekvenser. Det nya materialet betecknas som T2 och materialet av transformatorplåt betecknas som T1. För att reducera virvelströmsförluster så är de flesta kärnor idag laminerade, det vill säga att kärnan är sektionerad i ett bestämt antal plåtar. Det är givet att T1 är laminerad och att T2 inte är laminerad. För att kunna studera hur materialens egenskaper påverkas vid olika frekvenser så behöver B-H-kurvor (eller hystereskurvor) genereras. B-H-kurvorna illustrerar hur den magnetiska flödestätheten hos kärnan varierar med avseende på den pålagda magnetiska fältstyrkan. För T1 så utförs mätningar för olika kurvformer hos pålagd spänning, medan mätningar för T2 enbart genomförs för sinusformade spänningar. Av mätresultaten så har det noterats att järnförlusterna för T2 är lägst, men samtidigt så har T2 den minst effektiva magnetiseringen samt det högsta reaktiva effekttupptaget. Icke-idealiteter hos mätkretsen har noterats, vilka som minskar noggrannheten hos erhållet resultat. Genom projektet gång så har en stor mängd mätningar genomförts och analys av mätresultaten har gjorts med hänsyn tagen till icke-idealiteterna. Om mer tid hade varit till förfogande så skulle åtgärder ha vidtagits mot dessa icke-idealiteter, så därför presenteras istället förslag på potentiella lösningar till problemet.

Nyckelord: kärnmaterial, transformator, effektförlust, järnförlust, kärnförlust, virvelströmsförlust, hysteresförlust, B-H-kurva, laminering, hystereskurva

Förord

Med samlad kunskap från högskoleingenjörsutbildningen så skall examensarbetet vidare förbereda studenten för det väntade arbetslivet. Skolvärlden och arbetslivet skiljer sig mycket åt, då man i yrkeslivet inte får allt serverat i form av en uppgift med ett redan existerande svar, eller att all nödvändig utrustning är given från start, utan man kan själv behöva lista ut vad som är nödvändigt för att kunna genomföra tilldelad uppgift. I yrkeslivet kan det tyvärr vara så att en vald arbetsmetod kanske inte fungerar i praktiken eller att ett okänt fel uppkommer, så det kan vara upp till en själv att lösa det tillkommande problemet.

Detta arbete har genomförts på avdelningen för Energi och Miljö på Chalmers Tekniska Högskola. Jag vill tacka Torbjörn Thiringer, Babak Alikhanzadehalamdari, Stefan Lundberg samt Magnus Ellsén, som har varit vänliga nog att ge mig råd, samt att förse mig med nödvändig utrustning under arbetets gång. Jag vill även tacka företaget Exmet för järnkärnan till T2.

Marcus Johansson
Göteborg, Sverige, 2020

Innehållsförteckning

1 Introduktion.....	1
1.1 Bakgrund	1
1.2 Syfte	1
1.3 Avgränsningar	1
1.4 Förtydligande av frågeställningen	1
1.5 Arbetsmetod	2
2 Teori.....	5
2.1 Schema för transformatorerna	5
2.2 Ekvationer beträffande magnetism och transformort teori.....	7
2.3 Ekvationer och fakta beträffande järnförlust.....	11
2.3.1 Virvelströmsförlust.....	13
2.3.2 Hysteresförlust.....	13
2.4 Exempel på B-H-kurva med hysteres.....	14
3 Laborationsuppställning.....	17
3.1 Utrustningslista.....	17
3.2 Kretsschema	18
3.2.1 Mätning av spänning och ström.....	19
3.2.2 Framtagning av B-H-kurvor	19
3.2.3 Mätning av järnförlust	19
4 Analys	21
4.1 B-H-kurvor för T1	21
4.1.1 B-H-kurvor vid sinusformad spänning	21
4.1.2 B-H-kurvor vid fyrkantsformad spänning	26
4.1.3 B-H-kurvor vid triangelformad spänning	30
4.2 B-H-kurvor för T2.....	35
4.3 Diskussion om genererade B-H-kurvor.....	40
4.4 Järnförluster för T1.....	41
4.4.1 Järnförluster vid sinusformad spänning.....	41
4.4.2 Järnförluster vid fyrkantsformad spänning.....	44
4.4.3 Järnförluster vid triangelformad spänning.....	46
4.5 Järnförluster för T2.....	48
4.6 Diskussion om beräknade järnförluster	50

4.7 Jämförelse av olika kärnmaterial.....	51
4.8 Diskussion om övrigt resultat.....	53
5 Slutsatser	57
5.1 Resultat från nuvarande arbete	57
5.2 Framtida arbete.....	57
Källförteckning.....	59
A MATLAB-kod.....	61
A.1 Kod för B-H-kurvor gällande T1 och T2	61
A.2 Kod för järnförlust som funktion av frekvensen	66
A.3 Kod för separation av delförlusterna	68
A.4 Kod för B-H-kurvor gällande SURA-kärnorna.....	70
A.5 Kod för ström- och spänningsdeformation.....	70
A.6 Kod för frekvensspektrumet	73
A.7 Color _code	74
B Fotografier.....	77
B.1 Foton av de två kärnmaterialen	77
B.2 Foton av laborationsuppställningen.....	78
C Extra beräkningar	81
C.1 Tillvägagångssätt för att generera B-H-kurvor.....	81
D Datablad	83
D.1 Datablad för kopparlindningen.....	83
D.2 Datablad för SURA-kärnorna.....	84
E Extra grafer och figurer	87
E.1 Ström- och spänningsdeformation	87
E.2 Förhållande mellan rådata och filtrerad data	88
E.3 Frekvensspektrum	89
E.4 Förhållande mellan kurvformernas toppvärden	90
E.5 Problem med primärlindningen för T2	91
F Tabeller	93

Innehållsförteckning

F.1 Data från mätningar för sinusformad spänning (T1)	93
F.2 Data från mätningar för fyrkantsformad spänning (T1).....	96
F.3 Data från mätningar för triangelformad spänning (T1).....	99
F.4 Data från mätningar för sinusformad spänning (T2)	102

Kapitel 1

Introduktion

Med två olika magnetledande material givna, samt med olika verktyg och instrument till förfogande så skall de magnetiska materialen karaktäriseras genom framtagande av materialens B-H-kurvor, samt via mätning av järnförluster, vid olika frekvenser. I detta kapitel så presenteras vidare orsaken till att arbetet genomförs, vad som behandlas, samt tillvägagångssättet för genomförandet av arbetet.

1.1 Bakgrund

Elmaskiner och transformatorer utsätts numera för alltmer högfrekventa komponenter och järn-materialet utnyttjas mer och mer till bristningsgränsen för sin magnetiska förmåga. Detta innebär att ingående järnmaterial för exempelvis elektrifierade fordon måste karaktäriseras allt noggrannare så att elmaskinerna kommer närmare de beräknade egenskaperna. Idag måste ofta 50–70% extra järnförluster tilläggas jämfört med simuleringar. I detta arbete så skall ett specialmaterial av företaget Exmet undersökas, vilket som skall ha mycket goda designegenskaper.

1.2 Syfte

Arbetet går ut på att mäta upp två ringtransformatorers elektromagnetiska egenskaper. Den ena transformatorkärnan är utav transformatorplåt (elektrostål), och är då laminerad. Den andra kärnan, vilken som är utav det nya magnetledande materialet är inte laminerad. Såväl B-H-kurvor som järnförluster skall erhållas för respektive kärnmaterial. Erhållet resultat jämförs för några olika frekvenser och kurvformer.

1.3 Avgränsningar

Endast effektförlusterna orsakade av transformatorkärnan behandlas i detta arbete, det vill säga järnförlusterna (virvelströms- och hysteresförluster) behandlas. Transformatorernas övriga förluster som exempelvis kopparförlust hos lindningarna tas hänsyn till, men analyseras inte vidare. Arbetet kommer inte att lösa problematiken med de stora järnförlusterna fullt ut, men är ett litet steg på vägen.

1.4 Förtydligande av frågeställningen

- Hur stora är järnförlusterna, och hur ser B-H-kurvorna ut för de två kärnmaterialen vid olika frekvenser och för olika kurvformer? Varför ser B-H-kurvorna ut som de gör, och hur förhåller sig järnförlusterna?
- Medför de olika kurvformerna liknande resultat? Varför/varför inte?
- Stämmer de olika mätresultaten överens med datablad? Varför/varför inte?

1.5 Arbetsmetod

Till att börja med så skall väsentliga samband mellan elektriska- och magnetiska storheter erhållas. Från de uppmätta elektriska storheterna (spänning och ström) så kan därefter de magnetiska storheterna (magnetisk flödestäthet och magnetisk fältstyrka) erhållas. Virvelströms- och hysteresförluster behöver noggrant definieras för att från mätresultat kunna urskilja när respektive delförlust har störst inverkan.

För att möjliggöra framtagning av B-H-kurvor för respektive transformator så mäts sekundärspänningen samt primärströmmen under tomgångskörning. Denna metod motiveras med att vid tomgång så blir inga lastförluster inräknade, och tomgångsströmmen är approximativt lika med magnetiseringsströmmen, vilket som är den ström som magnetiserar kärnan. Om istället mätning av primärspänningen hade genomförts så skulle spänningsfallet (resistivt och induktivt) över primärlindningen medföra en minskad noggrannhet hos den framtagna B-H-kurvan, framför allt vid högre strömmar och frekvenser.

Primärströmmen (eller tomgångsströmmen) mäts med en strömprob, LeCroy AP015 (30A effektivvärde och 50A toppvärde), vilken med marginal skall kunna utstå mättnadsströmmen. För att vidare kontrollera att sekundärspänningen är i fas med primärspänningen eller 180° fasförskjuten (beroende på vald polaritet), samt nerskalad så väljs även att mäta primärspänningen. Om fasförhållandet mellan primär- och sekundärspänning inte gäller så är vidare kontroller nödvändiga för att finna orsaken till missförhållandet. För samtliga spänningsmätningar så används differentialproben, TESTEC TT-SI 9101, vilken är en högspänningsprob med galvanisk separation mellan mät- och huvudkrets (för hög säkerhet), och skall därför kunna utstå samtliga uppmätta spänningar.

Vid samtliga mätningar så avläses respektive sparas ström- och spänningsvärden via oscilloskopet, LeCroy WavePro 715Zi (1,5GHz). Oscilloskopet skapar en fil innehållande mätdata från respektive använd kanal, och via en USB så importeras filerna till programmet, MATLAB. Efter att nödvändig kod är skriven så genereras samtliga B-H-kurvor. Koden skrivs enligt de erhållna sambanden mellan elektriska- och magnetiska storheter.

För respektive transformator så erhålls järnförlusterna med användandet av Watt-metern, Yokogawa 2533 Digital Power Meter, vilken som skall mäta primärspänningen samt primärströmmen. Vid effektmätningen så måste det resistiva spänningsfallet (aktiv effektförlust) över primärlindningen tas till hänsyn.

Vid start av arbetet så är de två olindade transformatorkärnorna givna enligt *Figur B.1* i *Bilaga B.1*. Som noteras av figuren så har inte T2 någon isolation (elektrisk eller termisk), och kärnan har dessutom något vassa kanter samt skrovliga sidor, vilket som kan skada lindningsisolationen. För att skydda lindningsisolationen så väljs att applicera tre lager av eltejp över denna kärna innan dess att den lindas.

Antalet lindningsvarv hos primär- respektive sekundärlindningen måste bestämmas för respektive transformator. Antalet varv hos primärlindningen dimensioneras så att mättnadsströmmen inte skall bli för hög. Märkströmmen för den koppartråd som är till förfogande (1mm i diameter) är omkring 7,0A (effektivvärde) enligt *Bilaga D.1*. Om nödvändigt så väljs att acceptera ett något högre ström värde genom lindningen under ett kortare tidsintervall (reducerar värmeutvecklingen). Utefter denna strömbegränsning så anpassas antalet varv hos primärlindningen. Med vetskapen att den magnetomotoriska kraften (MMK) beror på antalet lindningsvarv hos primärlindningen samt magnetiseringsströmmen, så noteras att ett högre antal lindningsvarv är nödvändigt för att reducera strömmen. Om valt antal lindningsvarv blir för

lågt, det vill säga om strömmen blir för hög, så väljs att linda primärlindningen i olika sektioner, där respektive sektion kan sammanlänkas med en annan sektion när så önskas.

Till att börja med så anpassas antalet lindningsvarv efter det maximalt möjliga antalet varv runt kärnan (med ett lindningslager). Kärnorna har samma dimensioner, och det maximala antalet varv beräknas till 91. Detta ger initialt för respektive transformator att antalet varv hos primärlindningen väljs till 55, medan antalet varv hos sekundärlindningen väljs till 20. Valet av antalet lindningsvarv hos sekundärlindningen bestäms efter att få en så stark signal som möjligt hos sekundärspänningen, utan att linda onödigt många varv. Sekundärspänningen är som noterat den spänning som skall utnyttjas vid generering av samtliga B-H-kurvor, och därmed är en så stark signal som möjligt önskvärt.

Det planeras att för respektive kärnmaterial genomföra mätningar vid frekvenserna 25, 50, 100, 200, respektive 400Hz för sinusformade-, fyrkantsformade- respektive triangelformade spänningar.

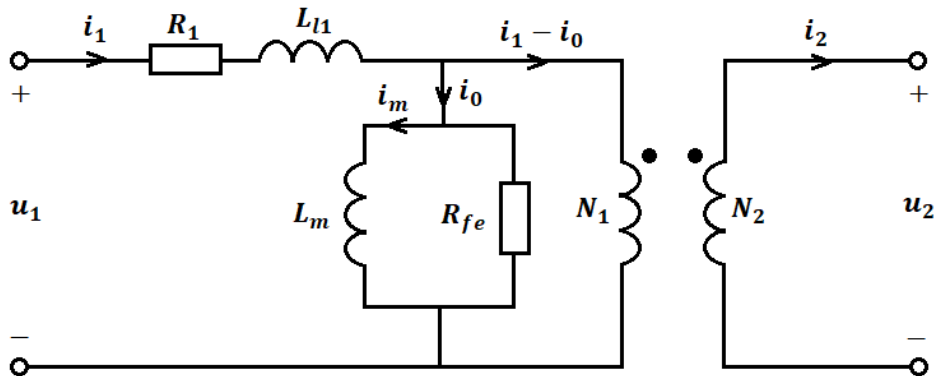
Kapitel 2

Teori

Under arbetets gång så används ekvationer och matematiska samband för att generera och analysera mätresultat. I verkligheten så kan icke-idealiteter hos kretskomponenter uppkomma, och med dessa icke-idealiteter följer oönskade fenomen. I detta kapitel så presenteras schemat för transformatorerna med hänsyn taget till vissa icke-idealiteter, använda ekvationer och samband, samt genomgång av järnförlustens två delförluster och en generell B-H-kurva.

2.1 Schema för transformatorerna

Utifrån det ekvivalenta schemat för transformatorer så kan schemat vid tomgångskörning enligt *Figur 1* nedan härledas. Vid tomgångskörning så flyter det ingen ström genom sekundärindningen, vilket innebär att sekundärströmmen, i_2 är noll, och primärströmmen, i_1 blir då tomgångsströmmen, i_0 . Om inte frekvensen är allt för hög så är resistansen hos resistor, R_{fe} mycket större än reaktansen hos induktansen, L_m , vilket medför att primärströmmen kan approximeras som magnetiseringsströmmen, i_m , vilken som är den ström som magnetiserar kärnan. På grund av kärnans runda geometri, samt väl lindade lindningar så antas läckinduktansen, L_{l1} ha en liten inverkan på kretsen. För högre strömmar, samt även vid längre drifttid med lägre strömmar, så blir värmeutvecklingen hos transformatorn betydande för noggrannheten vid järnförlustmätningar eftersom resistansen, R_1 hos kopparlindningen ökar för en ökad temperatur.



Figur 1: Schema för transformatorerna vid tomgångskörning.

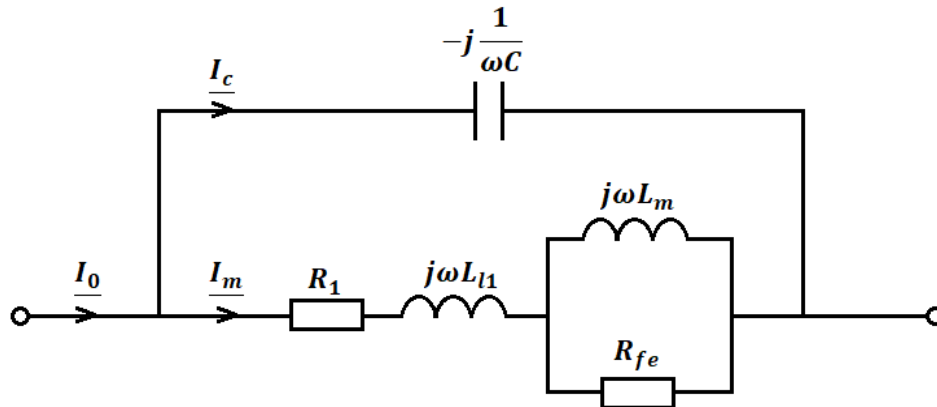
På grund av resistansen hos kopparlindningen så uppkommer det en mindre potentialskillnad mellan respektive lindningsvarv, där lindningsresistansen per varv kan uttryckas enligt

$$R_{1,varv} = \rho_{cu} \frac{l_{varv}}{A_{cu}} \quad (1)$$

Konstanten, ρ_{cu} är resistiviteten för koppar. Längden, l_{varv} är längden för ett lindningsvarv, och arean, A_{cu} är lindningens tvärsnittsarea. Resistansen, $R_{1,varv}$ medför ett mindre spänningsfall mellan lindningsvarven, och till följd en potentialskillnad. Med potentialskillnaden följer ett elektriskt fält mellan lindningsvarven, och därmed också en kapacitans mellan varven. Om antalet lindningsvarv är så högt att lindningen är lindad i olika lager så uppkommer även en

kapacitans mellan lindningslagren. Det uppkommer dessutom en kapacitans mellan primär- och sekundärlindningen.

Med enbart hänsyn tagen till kapacitansen mellan lindningsvarven så fås modellen för en icke ideal spole (primärlindning) enligt *Figur 2* nedan. Som noteras av figuren så blir kapacitansen problematisk vid högre frekvenser. Om frekvensen blir tillräckligt hög så kan laddningsströmmen, I_c bli större än magnetiseringsströmmen, I_m . Denna situation resulterar i att kretsen får en kapacitiv karaktär, från att ha haft en induktiv karaktär. Om situationen inträffar så reduceras ytterligare noggrannheten av järnförlustbestämningen samt av genererade B-H-kurvor, då det huvudsakligen är laddningsströmmen som blir uppmätt. Om kretsen blir kapacitiv så ändras referenspolariteten hos tomgångsströmmen (ty induktiv- och kapacitiv ström är 180° fasförskjutna relativt varandra).



Figur 2: Modell som illustrerar primärlindningens icke-idealitet. Komplex representation används för att ytterligare upplysa frekvensberoendet för schemat enligt Figur 1. Kärnan antas ej befinna sig i mättnadsområdet, det vill säga L_m antas ha ett konstant värde.

Som noteras av *Figur 2* så kan schemat för transformatorerna i icke ideala fall ses som en parallellkopplad LC-krets, vilket för en viss frekvens resulterar i resonans. För en parallellkopplad LC-krets så gäller att när aktuell frekvens är lägre än resonansfrekvensen så är kretsen induktiv (induktiva reaktansen är mindre än den kapacitiva reaktansen), medan för en högre frekvens än resonansfrekvensen så gäller att kretsen istället är kapacitiv enligt

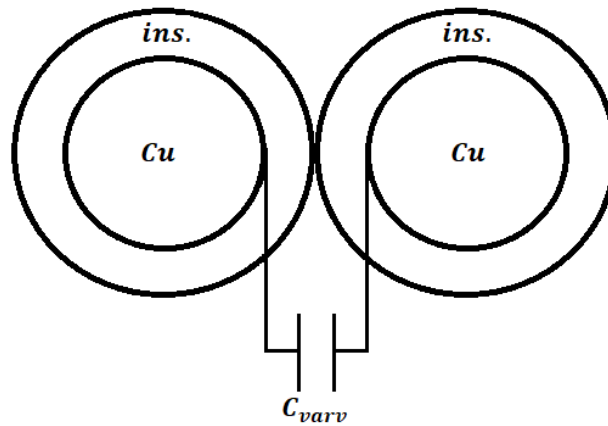
$$\underline{Z_T} = j \frac{\omega L_m}{1 - \omega^2 L_m C} \quad \Rightarrow$$

$$\frac{U_1}{I_0} = Z_T = \frac{\omega L_m}{1 - \omega^2 L_m C} \quad (2)$$

som presenterar fenomenet i matematiska termer. Notera att i (2) så har R_{fe} antagits vara mycket större än ωL_m , samt att både R_1 respektive ωL_{l1} antas vara mycket mindre än ωL_m , och har därför försumrats i beräkningen. Som noteras av (2) så gäller att när frekvensen går mot noll så går transformatorns impedans, $\underline{Z_T}$ mot en induktiv karaktär, och när frekvensen går mot oändligheten så går transformatorns impedans mot en kapacitiv karaktär. Så för höga frekvenskomponenter så verkar kretsen som ett lågpass-filter (LP-filter) för spänningar, medan för lägre frekvenskomponenter så verkar istället kretsen som ett LP-filter för strömmar.

I *Figur 3* nedan så illustreras den parasitiska kapacitansen för ett lindningsvarv. Som noteras så är den parasitiska kapacitansen i *Figur 2* den resulterande kapacitansen för samtliga lindningsvarv. De flesta lindningsvarv hos respektive transformator är så tätt ihop att luftgapet

mellan varven försummas i figuren. Om permittiviteten (polariseringsförmågan) för koppartrådens isolation inte är tillräckligt hög så kommer kapacitansens inverkan på kretsen att öka. Den ökande inverkan kan för en viss frekvens resultera i att kretsen blir kapacitiv.



Figur 3: Illustration för hur den parasitiska kapacitansen uppkommer. Tvärsnittet av kopparlindningen illustreras. Som noteras så är koppartråden (Cu) omsluten av ett tunt isolermaterial (ins.). Koppartråden till vänster är för ett lindningsvarv och koppartråden till höger är för påföljande lindningsvarv. Som noteras så uppkommer en parasitisk kapacitans, C_{varv} mellan respektive varv.

2.2 Ekvationer beträffande magnetism och transformort teori

Från Amperes lag så kan sambandet mellan magnetiseringsströmmen, $i_m(t)$ och den magnetiska fältstyrkan, $H(t)$ erhållas enligt

$$N_1 i_m(t) = H(t)l = 2\pi \frac{d_{ytter} + d_{inner}}{4} H(t)$$

$$i_m(t) \approx i_0(t) \Rightarrow$$

$$H(t) = \frac{2N_1 i_0(t)}{\pi(d_{ytter} + d_{inner})} \quad (3)$$

MMK:n betecknas som $N_1 i_m(t)$, där parametern, N_1 är antalet lindningsvarv hos primärlindningen. Längden, l är den genomsnittliga sträckan genom kärnan som det magnetiska flödet färdas. Parametrarna d_{ytter} samt d_{inner} är kärnans ytter- respektive innerdiameter, och strömmen, $i_0(t)$ är tomgångsströmmen. Ifall kretsen får en kapacitiv karaktär så sätts ett minustecken framför högerledet av (3) eftersom strömmen i detta fall blir 180° fasförsjuten den dimensionerande (induktiva) strömmen.

För att från den uppmätta sekundärspänningen, $u_2(t)$ kunna erhålla den magnetiska flödestätheten, $B(t)$ genom kärnan så utnyttjas att

$$\begin{aligned} u_2(t) = e_2(t) &= -\frac{d\psi_2(t)}{dt} = -N_2 \frac{d\phi(t)}{dt} = -N_2 A \frac{dB(t)}{dt} = \\ &= -N_2 \frac{d_{ytter} - d_{inner}}{2} h \frac{dB(t)}{dt} \end{aligned} \quad (4)$$

Spänningen, $e_2(t)$ är den inducerade spänningen över sekundärlindningen. Parametern, N_2 är antalet lindningsvarv hos sekundärlindningen och h är höjden på kärnan, vilken som har ett rektangelformat tvärsnitt. Genom att lösa ut $B(t)$ från (4) så erhålls

$$B(t) = B(t_0) - \frac{2}{N_2(d_{ytter} - d_{inner})h} \int_{t_0}^t u_2(t) dt \quad (5)$$

Vid tiden, t_0 så påbörjas mätningen, och den magnetiska flödestätheten vid mätstart betecknas, $B(t_0)$. Konstanten, $B(t_0)$ är svår att erhålla, men med vetskapen att DC-nivån hos den magnetiska flödestätheten, $B(t)$ skall vara noll (ty ingen DC-nivå hos pålagd spänning) förenklar situationen. Den DC-nivå som uppkommer hos det magnetiska flödet när kärnan exciteras (på grund av den uppkomna strömtransienten) reduceras med tiden, och tillslut så dör den ut av kretsens resistans. Tillvägagångssättet att från uppmätt sekundärspänning och primärström kunna erhålla $B(t)$ presenteras vidare i *Bilaga C.1*. Av (5) så kan det vidare noteras att den magnetiska flödestätheten är proportionell mot integralen (arean under kurvan) av sekundärspänningen.

Om kretsen är induktiv eller kapacitiv blir resultatet två olika fenomen. Vid induktiv krets så deformeras spänningen när kärnan befinner sig inom mätnadsområdet, medan strömmen behåller förväntad form. Vid kapacitiv karaktär så inträffar istället det motsatta att spänningen behåller förväntad form, medan strömmen deformeras. De två nämnda fenomenen om spännings- respektive strömdeformation är för tydlighetens skull illustrerade i *Bilaga E.1*. Deformationerna resulterar i frekvenskomponenter som är högre än den fundamentala frekvensen, vilket i sin tur illustreras i *Bilaga E.3*.

Som noteras av (5) att när kärnan befinner sig inom mätnadsområdet (då det magnetiska flödet ökar ytterst lite för en ökad MMK) så kommer kurvformen för den inducerade spänningen över respektive lindning att "dra ihop sig" (eller deformeras) för en ökad pålagd spänning vid konstant frekvens (arean under kurvan eller det magnetiska flödet hålls då ungefär konstant), vilket som noterat resulterar i högre frekvenskomponenter. Som noterats av (2) så verkar kretsen som ett LP-filter för spänningar vid höga frekvenskomponenter (kapacitiv krets), medan kretsen verkar som ett LP-filter för strömmar vid lägre frekvenskomponenter (induktiv krets). Dessa karaktärsegenskaper hos mätkretsen resulterar i att vid en kapacitiv krets så deformeras därför strömmen när kärnan befinner sig inom mätnadsområdet, medan spänningen deformeras vid en induktiv krets. Med vetskapen att spolar är strömtröga elektriska komponenter (magnetiseringen av kärnmaterialet är ej omedelbar), medan kondensatorer är spänningströga (polariseringen av dielektrikumet är ej omedelbar) motiverar vidare orsaken till dessa fenomen.

Den parasitiska kapacitansen kan leda till fler oönskade fenomen enligt

$$C(t) = \frac{q(t)}{u_1(t)} = \frac{q(t_0) + \int_{t_0}^t i_c(t) dt}{u_1(t)} \quad (6)$$

där kapacitansen, $C(t)$ betecknar den parasitiska kapacitansen och laddningen, $q(t)$ är den samlade laddningsmängden. Som noteras av (6) så medför en förändring i laddningsmängden att laddningsströmmen, $i_c(t)$ genereras. Det elektriska fältet (E-fältet) mellan lindningsvarven

polariserar koppartrådens isolation (dielektrikumet). Av fysikaliska skäl så kan ej polariseringen bli oändligt stor, vilket medför att polariseringen (och då även laddningsmängden) går mot ett konstant värde (mättnad) för en viss storlek på E-fältet (eller primärspänningen). Av (6) så noteras att värdet på den parasitiska kapacitansen reduceras omkring mättnadsområdet (elektriskt) när laddningsmängden hålls ungefär konstant för en ökad spänning, och har därför valts att betecknas som funktion av tiden. Analogt med att det magnetiska flödet i kärnan kan bli mättat, så kan som noterats även polariseringen av kopparisolationen bli det. Den potentiellt varierande kapacitansen kan också medföra en viss deformation hos uppmätta kurvformer.

För vidare analys när kretsen är kapacitiv så kan ytterligare ett samband utnyttjas, enligt

$$W_{c,max} = \frac{1}{2} C \hat{u}_1^2 \quad (7)$$

vilken som presenterar de storheter som påverkar den maximalt lagrade energin hos den parasitiska kondensatorn. Energin, $W_{c,max}$ är den maximalt lagrade energin i kondensatorns elektriska fält. Spänningen, $\hat{u}_1$ är toppvärdet för spänningen över kondensatorn, vilket som noterats approximeras som primärspänningen (se *Figur 1 och 2*). Det noteras av (7) att toppvärdet på spänningen har störst inverkan på den lagrade energin på grund av det kvadratiske förhållandet.

Den maximalt lagrade energin hos respektive transformators primärlindning (spole) kan erhållas enligt

$$W_{L,max} = \frac{1}{2} L_m \hat{i}_m^2 \quad (8)$$

Energin, $W_{L,max}$ är den maximalt lagrade energin i spolens magnetiska fält. Strömmen, $\hat{i}_m$ är toppvärdet på magnetiseringsströmmen. Det noteras av (8) att toppvärdet på strömmen har störst inverkan på den lagrade energin.

För ferromagnetiska material så är förhållandet mellan den magnetiska flödestätheten, $B(t)$ och den magnetiska fältstyrkan, $H(t)$ olinjärt, och kan erhållas enligt

$$B(t) = \mu(t)H(t) = \mu_r(t)\mu_0 H(t) \quad (9)$$

där konstanten, μ_0 är permeabiliteten för vakuum, och på grund av materialens olinjära karaktär så betecknas den relativa permeabiliteten som funktion av tiden, som $\mu_r(t)$. Vidare så kan den relativa permeabiliteten skrivas om som funktion av magnetiseringsinduktansen. Denna omskrivning genomförs för att vidare kunna relatera skrivna ekvationer till respektive transformators schema, och skrivs enligt

$$L_m(t) = \frac{\psi_1(t)}{i_m(t)} = \frac{N_1 \phi(t)}{i_m(t)} = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}(t)} = \frac{A \mu_0 N_1^2}{l} \mu_r(t) \quad \Rightarrow$$

$$\mu_r(t) = \frac{l}{A \mu_0 N_1^2} L_m(t) \quad (10)$$

Insättning av (10) in i (9) ger ett samband mellan den magnetiska flödestätheten och den magnetiska fältstyrkan som

$$B(t) = \frac{l}{N_1^2 A} L_m(t) H(t) \quad (11)$$

vilken som presenterar magnetiseringsinduktansens inverkan på det magnetiska flödet i kärnan. Av (11) så noteras att när kärnan befinner sig i mättat tillstånd så är induktansen mycket låg för att flödestätheten knappt skall kunna ändras för en ökad fältstyrka. När induktansen är låg så är samtidigt transformatorns impedans i det lägsta laget (vid induktiv karaktär), vilket medför stora strömförändringar vid små spänningsändringar.

Av (4), samt med vetskapen att samma magnetiska flöde flödar genom primärlindningen som genom sekundärlindningen (fast för olika polaritet) så kan det härledas att

$$\frac{e_1(t)}{N_1} = -\frac{e_2(t)}{N_2} = -\frac{u_2(t)}{N_2} \quad (12)$$

där spänningen, $e_1(t)$ är den inducerade spänningen över primärlindningen och $e_2(t)$ är den inducerade spänningen över sekundärlindningen. Vid tomgångskörning så flyter det ingen ström genom sekundärlindningen så därmed blir den inducerade spänningen lika med sekundärspänningen. Genom att ta effektivvärdet av respektive sida av (12) så erhålls

$$\frac{E_1}{N_1} = \frac{U_2}{N_2} \quad (13)$$

som kan utnyttjas för vidare kontroll av transformatorernas karaktär. Om inverkan av den parasitiska kapacitansen enligt *Figur 2* försummas så gäller att den inducerade spänningen över primärlindningen skall vara något lägre än primärspänningen på grund av spänningsfallet över lindningsresistansen samt läckinduktansen enligt *Figur 1*. Från (13) så kan det därför härledas att

$$U_1 > E_1 = \frac{N_1}{N_2} U_2 \quad (14)$$

Om förhållandet enligt (14) inte stämmer överens med erhållet mätresultat så antas orsaken till missförhållandet vara relaterat till den parasitiska kapacitansen. För att vidare tydliggöra avvikelser mellan primärspänningen och den inducerade spänningen över primärlindningen så används

$$\sigma = \frac{E_1 - U_1}{E_1} 100\% \quad (15)$$

Avvikelsen mellan E_1 och U_1 presenteras i procentenheter och betecknas som, σ . Genom att normera spänningsdifferensen så tas hänsyn till storleken på pålagd spänning, vilket medför att avvikelser för olika pålagda spänningar kan jämföras.

Från förhållanden enligt (4) för sinusformade spänningar så kan det härledas att

$$\underline{U}_2 = -j\omega\underline{\psi}_2 = -j\omega N_2 \underline{\phi} = -j\omega N_2 A \underline{B} = -j2\pi f N_2 A \underline{B} \Rightarrow$$

$$U_{2,mättad} = \frac{2\pi f N_2 A B_{mättad}}{\sqrt{2}} \quad (16)$$

vilken som presenterar ytterligare ett förhållande mellan uppmätt sekundärspänning och magnetisk flödestäthet. Ekvation (16) används vid de allra första mätningarna för att erhålla ett approximativt värde på den sekundärspänning som induceras då kärnan befinner sig i mättat tillstånd, och utefter detta värde så justeras den pålagda spänningen. Värdet på $B_{mättad}$ antas vara omkring 1,5T innan dess att den första mätningen påbörjats. Ekvation (16) ger ett mer tillförlitligt resultat om spänningen inte är deformerad, vilket som realiserar får låga magnetiska flödestätheter (utanför mätnadsområdet) samt när kretsen har kapacitiv karaktär, då strömmen istället deformeras.

När väl den magnetiska fältstyrkan, $H(t)$ och magnetiska flödestätheten, $B(t)$ är kända så kan det härledas från (9) att

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} \quad (17)$$

vilken som kan användas för att erhålla den relativa permeabiliteten, μ_r för en godtycklig punkt i den genererade B-H-kurvan. Värdet på den magnetiska flödestätheten i den valda punkten betecknas som, B och motsvarande magnetiska fältstyrka betecknas som, H.

2.3 Ekvationer och fakta beträffande järnförlust

Järnförluster (eller kärnförluster) är uppdelade i virvelströms- och hysteresförluster. Järnförlusterna är aktiva effektförluster och representeras av resistansen, R_{fe} enligt *Figur 1*. Utifrån schemat i *Figur 1* så kan det noteras att den totala aktiva effektförbrukningen för respektive transformator kan erhållas enligt

$$P_{tot} = P_o = U_1 I_o \cos\varphi \quad (18)$$

Effekten, P_{tot} representerar respektive transformators totala aktiva effektförlust och parametern, $\cos\varphi$ är effektfaktorn. För att mäta P_{tot} så utnyttjas den tidigare presenterade Watt-metern.

Värmeutvecklingen hos respektive transformator kan bli av betydelse för noggrannheten hos mätningar, så därför beräknas lindningens resistans med hänsyn tagen till aktuell lindningstemperatur som

$$R_1 = R_{1,ref} [1 + \alpha_{cu}(T - T_{ref})] \quad (19)$$

Resistansen, $R_{1,ref}$ kan bli uppmätt med hjälp av en multimeter vid referenstemperaturen, T_{ref} . Referenstemperaturen är rumstemperaturen, vilket som håller ett konstant värde på omkring 20°C. Temperaturkoefficienten för koppar, α_{cu} erhålles från [1] till att ha värdet 0,00386/°C vid en referenstemperatur på 20°C. Temperaturen, T är kopparlindningens aktuella temperatur och

kan erhållas med hjälp av en värmekamera. Insättning av av den erhållna referenstemperaturen, respektive temperaturkoefficienten in i (19) ger

$$R_1 = R_{1,ref} [1 + 0,00386(T - 20)] \quad (20)$$

Möjliga verkningar av den så kallade Skineffekten (strömförträngningseffekten) försummas eftersom ledarens diameter är liten (1mm), men också på grund av att den högsta fundamentala frekvensen är förhållandevis låg (400Hz).

När väl den aktuella lindningsresistansen, R_1 är beräknad så kan den aktiva effektförlusten hos primärlindningen (kopparförlusten) erhållas enligt

$$P_{cu} = R_1 I_0^2 \quad (21)$$

Respektive transformators totala aktiva effektförlust är summan av koppar- och järnförlusten. Slutligen så kan därför respektive transformators järnförlust erhållas enligt

$$P_{fe} = P_{tot} - P_{cu} \quad (22)$$

För att möjliggöra jämförelse av beräknad järnförlust med järnförluster för andra kärnmaterial vid samma frekvens så behöver hänsyn tas till tillförd skenbar effekt enligt

$$p_{fe} = \frac{P_{fe}}{S_{tillförd}} 100\% = \frac{P_{fe}}{U_1 I_0} 100\% \quad (23)$$

Den relativa järnförlusten, p_{fe} används för att presentera hur stor järnförlusten är i förhållande till den tillförda effekten, $S_{tillförd}$.

Järnförlusten är som noterat uppdelad i hysteres- och virvelströmsförlust, vilket innebär att järnförlusten vidare kan uttryckas som

$$P_{fe} = P_{hyst} + P_{virvel} \quad (24)$$

där P_{hyst} och P_{virvel} motsvarar hysteresförlusten respektive virvelströmsförlusten.

Som noterats så representeras järnförlusten för respektive transformator av resistansen, R_{fe} . Genom att studera (24) respektive analysera *Figur 1* så kan det härledas att järnförlusten vidare kan uttryckas som

$$P_{fe} = P_{hyst} + P_{virvel} = \frac{1}{R_{fe}} E_1^2 \quad (25)$$

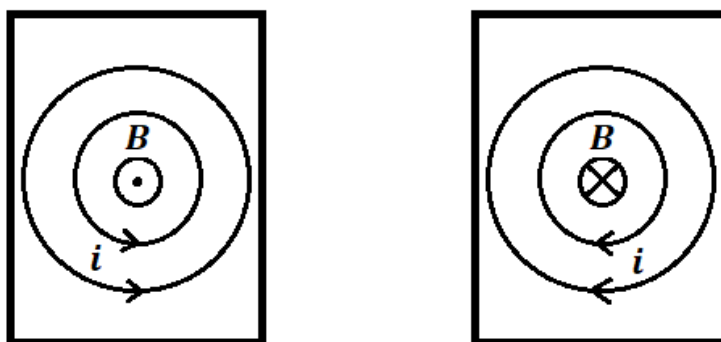
Den inducerade spänningen över primärlindningen ligger också över resistansen, R_{fe} . Genom att utnyttja denna spänning istället för primärspänningen så fås ett mer tillförlitligt resultat med hänsyn tagen till respektive transformators lindningsresistans samt läckinduktans. Av (25) så kan det noteras att järnförlusten är proportionell mot kvadraten av den inducerade spänningen, vilket innebär att en liten förändring i spänningen medför en märkbar förändring i järnförlusten. Genom att generera grafer för järnförlusten som funktion av kvadraten av inducerad spänning

vid olika frekvenser så kan potentiellt hysteresförlusten och virvelströmsförlusten separeras från varandra.

I följande två delavsnitt så presenteras fakta om virvelströmsförlust respektive hysteresförlust.

2.3.1 Virvelströmsförlust

Som noteras av (4) så resulterar ett varierande magnetiskt flöde i en inducerad spänning. Kärnmaterialen (vilka som är ferromagnetiska material) är elektriskt ledande, vilket innebär att den inducerade spänningen i kärnan leder till cirkulerande strömmar, kallade virvelströmmar [2]. Fenomenet illustreras i *Figur 4* nedan.



Figur 4: Illustration av hur virvelströmmar verkar i ett magnetledande material med ett varierande magnetiskt flöde. Som exempel så illustreras tvärsnittet av kärnmaterialiet för T2 (inte laminerad). Till vänster så går det magnetiska flödet ut ur pappret, och till höger så går det in i pappret. Notera att den totala virvelströmmen inte har ritats ut, samt att strömbanan möjligen inte är lika symmetrisk i verkligheten.

Virvelströmmarna resulterar i en oönskad aktiv effektförbrukning i form av en ökad värmeutveckling hos transformatorn. Denna effekt blir tillförd av spänningskällan och resulterar därför i effektförluster.

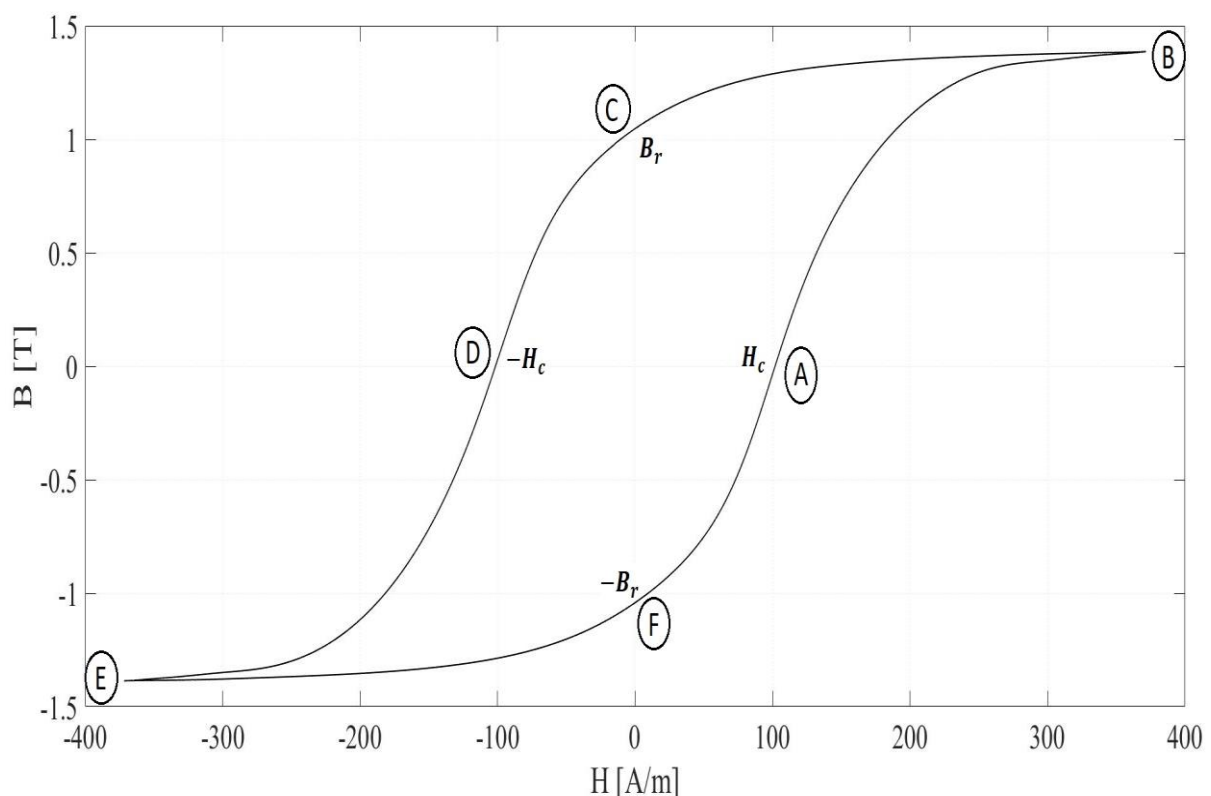
Virvelströmmarnas inverkan kan reduceras genom att laminera kärnan, det vill säga sektionera den i ett bestämt antal plåtar avskilda med elektrisk isolation [2]. Med denna metod så minskas tvärsnittsarean genom vilken virvelströmmen flyter igenom [2], och av (1) så noteras att för en mindre tvärsnittsarea så ökar resistansen. Då kärnans resistans ökar så reduceras virvelströmmarna till följd, och då även virvelströmsförlusten.

2.3.2 Hysteresförlust

Det nödvändiga arbetet (eller pålagda magnetisk fältstyrkan) som krävs för att magnetisera respektive avmagnetisera ett visst magnetiskt material genererar värme till omgivningen [3]. Denna aktiva effektförlust kallas för hysteresförlust och ökar ju mer arbete som krävs för att magnetisera respektive avmagnetisera materialet. Förhållandet mellan pålagd magnetisk fältstyrka och det magnetiska flödet i kärnan är för ferromagnetiska material olinjärt, vilket resulterar i fenomenet kallat hysteres. Som noterats så är hysteresförlusten proportionell mot integralen (arean under kurvan) av genererad B-H-kurva.

2.4 Exempel på B-H-kurva med hysteres

I Figur 5 nedan så presenteras utseendet hos en B-H-kurva med hysteres för ett mättat ferromagnetiskt material. I punkt A så är det magnetiska flödet i kärnan nollställt. Från punkt A-B så magnetiseras kärnan tills att den i punkt B inte kan magnetiseras mer (eller ytterst lite) för en fortsatt ökad fältstyrka. För punkt B så befinner sig kärnan i ett mättat tillstånd. Ferromagnetiska material kan bli permanentmagneter om de blir utsatta för ett externt magnetiskt fält [4]. Detta fenomen kan noteras mellan punkterna B-C, där det magnetiska flödet knappt ändras trots en reducering av den magnetiska fältstyrkan från sitt maximala värde till noll. I punkt C så noteras att den kvarstående magnetiska flödestätheten, B_r , är skild från noll trots att det externa fältet är nollställt. Kärnan har därmed karaktären hos en permanentmagnet i punkt C [4]. För att avmagnetisera kärnan så krävs en magnetisk fältstyrka, H_c av motsatt polaritet. Mellan punkter C-D så avmagnetiseras kärnan till att den i punkt D inte är en permanentmagnet längre. Mellan punkter D-E så magnetiseras kärnan igen fast för motsatt polaritet i jämförelse med situationen mellan punkter A-B. I punkt E så befinner sig kärnan i ett mättat tillstånd för negativ polaritet, och i punkt F så är kärnan en permanentmagnet för negativ polaritet. För att åter igen avmagnetisera kärnan så krävs en magnetisk fältstyrka, H_c av positiv polaritet, enligt punkt A. Processen fortsätter på samma sätt fram till dess att det externa (pålagda) magnetiska fältet avlägsnas från kretsen. För att minska hysteresförlusten och därmed öka effektiviteten för en viss transformator så är ett lågt värde på H_c respektive B_r önskvärt för kärnmaterialet eftersom arean under kurvan (integralen) då blir mindre, och därmed också hysteresförlusten.



Figur 5: B-H-kurva med hysteres med extra viktiga punkter A-F inritade. Den magnetiska fältstyrkan som krävs för att avmagnetisera kärnan för respektive polaritet betecknas, H_c . Den magnetiska flödestätheten som kvarstår när det pålagda magnetiska fältet är nollställt betecknas, B_r .

För magnetiseringsprocesserna, det vill säga mellan punkter A-B respektive D-E så gäller sambanden enligt (9), (10), (11) respektive (17). Mellan punkter B-C-D respektive E-F-A så har som noterats kärnan karaktären hos en permanentmagnet, så kärnan har för dessa punkter ett internt magnetiskt fält utöver det externa (pålagda) magnetiska fältet, $H(t)$ [5]. Denna restriktion tas till hänsyn vid användandet av ekvationerna.

Kapitel 3

Laborationsuppställning

För att respektive kärna skall kunna bli magnetiserad, samt för att möjliggöra mätning av järnförluster så måste mätkretsen bli tillförd en effekt. Som spänningskälla så används antingen en roterande omformare (25-200Hz) eller en audioförstärkare (25-400Hz) beroende på vilken transformator som mätningen planeras att utföras på, samt när andra kurvformer utöver sinus skall appliceras på kretsen. Den maximalt tillförda effekten från audioförstärkaren är inte tillräckligt hög för att få T2 i mättat tillstånd, så därför används den roterande omformaren vid samtliga mätningar på T2. Samtliga kurvformer kan bli genererade med en funktionsgenerator, vars utsignal ansluts till audioförstärkarens ingång. Audioförstärkarens funktion är att förstärka signalen från funktionsgeneratoren, samt att generera den effekt som tillförs till kretsen. I en kommande utrustningslista så presenteras den utrustning som används vid respektive mätning. Att audioförstärkaren inte kan användas som spänningskälla för T2 resulterar i att den maximala frekvensen för T2 blir 200Hz (omformarens begränsning), samt att enbart sinusformade spänningar kan appliceras. Detta kapitel presenterar och diskuterar de olika uppkopplingarna respektive mätningarna som kontinuerligt genomförs, samt använda metoder för framtagning av B-H-kurvor respektive järnförluster.

3.1 Utrustningslista

I utrustningslistan i *Tabell 1* nedan så presenteras använd utrustning som är direkt ansluten till mätkretsen för respektive kärnmateriäl. Audioförstärkaren är av modellen, Behringer EP2000, och användningsområdet för serieresistansen, R_{serie} beskrivs i nästkommande avsnitt.

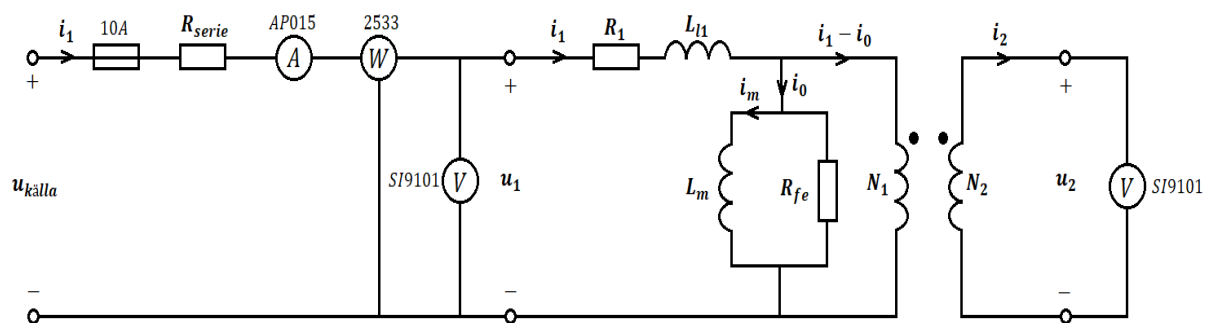
Tabell 1: Utrustningslista för T1 och T2

	T1	T2
N_1	55	250
N_2	20	30
Spänningskälla (sinus, 25-200Hz)	Roterande omformare	
Spänningskälla (sinus, 400Hz)	Behringer EP2000	-
Spänningskälla (fyrkant respektive triangel, 25-400Hz)	Behringer EP2000	-
R_{serie} (sinus, 25-200Hz)	150 Ω	7 Ω
R_{serie} (övriga mätningar)	1,7 Ω	-
Spänningsprob	TESTEC TT-SI 9101	
Strömprob	LeCroy AP015	
Watt-meter	Yokogawa 2533 Digital Power Meter	

Som noteras av utrustningslistan så är det slutgiltiga antalet lindningsvarv hos primärlindningen för T1 på 55 varv, samt 20 varv för sekundärlindningen. För T2 så är primärlindningen uppdelad i 5 sektioner av respektive 50 varv, vilket totalt ger 250 varv, där respektive sektionsändar är partvinnade för att reducera potentiella störningar. Sekundärlindningen för T2 har 30 lindningsvarv, vilket medför en något högre sekundärspänning (eller starkare signal). Då T2 lindades så applicerades också ett lager av eltejp mellan respektive lindningslager för att förhindra potentiell skada på kopparisolationen vid själva lindningsprocessen. De slutgiltiga transformatorerna presenteras i *Figur B.2* i *Bilaga B.1*.

3.2 Kretsschema

I *Figur 6* nedan så presenteras kretsschemat för laborationsuppställningen enligt *Bilaga B.2*. När audioförstärkaren används så erhålls källspänningen, $u_{källa}$ genom att koppla samman funktionsgeneratorns 50 Ω -utgång med en utav audioförstärkarens två ingångar via en specialtillverkad kabelanslutning. Från motsvarande utgång på förstärkaren så erhålls en justerbar effekt. När istället den roterande omformaren används som spänningsskälla så justeras $u_{källa}$ via kontrollpanelen enligt *Bilaga B.2*.



*Figur 6: Kretsschema för laborationsuppställningen. Strömproben, AP015 mäter primärströmmen. Differentialproberna, SI9101 mäter primär- respektive sekundärspänningen. Watt-metern, 2533 mäter total aktiv effekt. Serieresistansen, R_{serie} (1,7 Ω , 7 Ω , eller 150 Ω) används av både säkerhetsskäl för att begränsa storleken på strömmen (och strömtransienten som uppkommer innan kärnan magnetiserats), samt för att möjliggöra en högre pålagd spänning. Dessa serieresistorer tål en maximal ström på effektivvärdet 10A (maximal spänning på 230V för de variabla resistorerna), så därför finns 10A-säkringen i kretsen (i form av multimetern enligt *Bilaga B.2*).*

Storleken på serieresistansen, R_{serie} väljs beroende på vilken transformator som används, samt av aktuell frekvens. Som noteras av (16) så krävs en lägre pålagd spänning för att få en viss kärna i mättat tillstånd om antalet lindningsvarv är få (likaså när frekvensen är mindre). T1 har ett mindre antal lindningsvarv än T2, vilket medför att det krävs en lägre pålagd spänning för att få T1 i mättat tillstånd. När den roterande omformaren används som spänningsskälla för T1 så väljs ett större värde på serieresistansen för att möjliggöra en finare spänning från omformaren (om inställd spänning är för låg så resulterar det i att erhållen spänning blir något diskontinuerlig). Via omformarens kontrollpanel så kan en högre spänning ställas in om serieresistansen är större, och till följd så erhålls en finare spänning. När däremot audioförstärkaren används så kan serieresistansen ha ett lägre värde.

3.2.1 Mätning av spänning och ström

Som noterats av kretsschemat i *Figur 6*, samt av fotografiet enligt *Figur B.4* i *Bilaga B.2* så mäts primär- respektive sekundärspänningen med differentialprober, vilka som är anslutna till oscilloskopet enligt *Figur B.3*. Differentialproben för primärspänningen är ansluten till oscilloskopets kanal 1, medan differentialproben för sekundärspänningen är ansluten till kanal 2. I *Figur 6* respektive *Figur B.4* så noteras att tomgångsströmmen mäts med en strömprob. Denna prob är ansluten till oscilloskopets kanal 3.

3.2.2 Framtagning av B-H-kurvor

För att från den uppmätta sekundärspänningen respektive tomgångsströmmen kunna generera B-H-kurvor så utnyttjas (3) respektive (5). Dessa ekvationer implementeras in i MATLAB. Via den skriva koden så genereras samtliga B-H-kurvor. I *Bilaga A.1* så återfinns denna kod med tillhörande kommentarer för att lättare kunna följa med i tillvägagångssättet.

3.2.3 Mätning av järnförlust

Som illustrerats av kretsschemat i *Figur 6*, samt presenterats av (18) så ansluts Watt-metern enligt *Figur B.3* för att mäta respektive transformators totala aktiva effektförlust. Vid samtliga järnförlustmätningar så avläses effekten från Watt-meterns display, och parallellt så noteras lindningstemperaturen via värmekameran. Med erhållna mätdata så utnyttjas (20)-(23) för att räkna fram respektive transformators järnförlust.

Kapitel 4

Analys

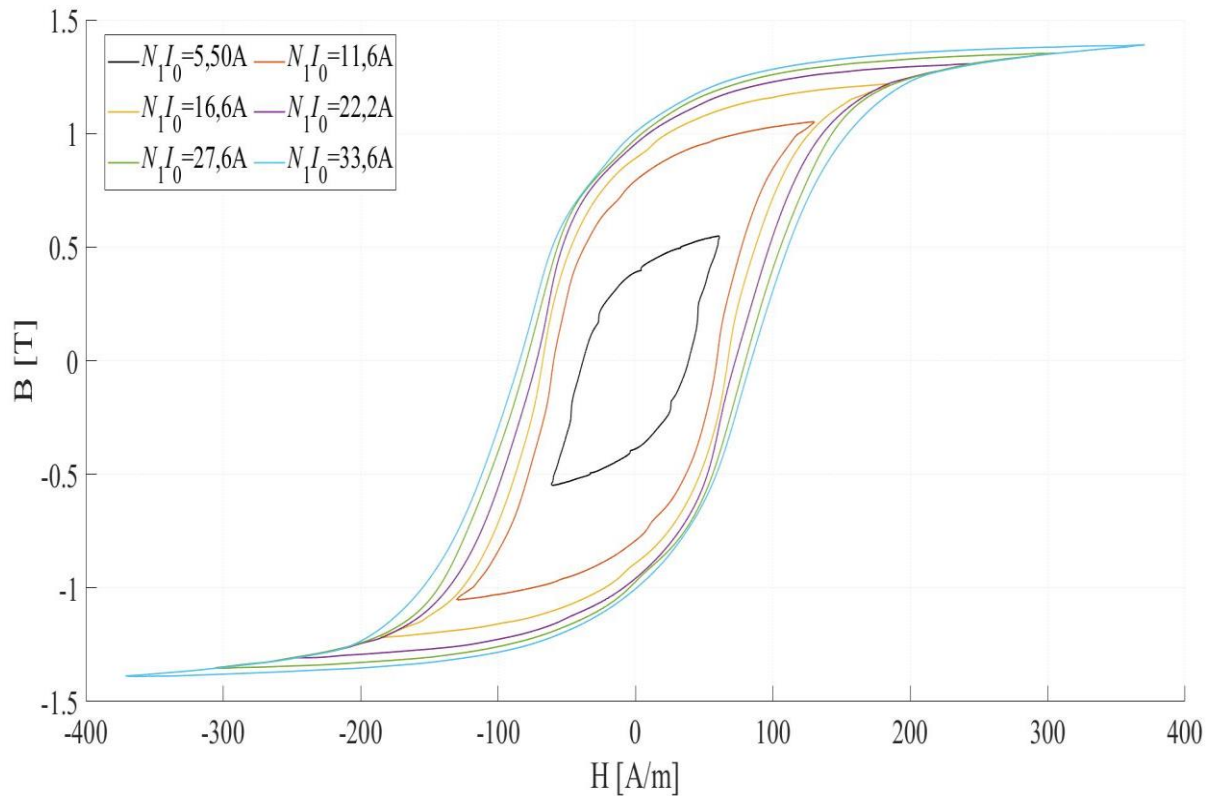
När planerade mätningar är genomförda så genereras önskade grafer i MATLAB för analys. De genererade graferna jämförs för att notera förhållanden eller mönster. Under samtliga mätningar så har uppmätta signaler varit brusiga. Orsaken till bruset antogs från arbetets början vara orsakad av den roterande omformaren, men blev senare upptäckt till att vara prob-brus. Efter genomförda mätningar så filtreras samtliga signaler i MATLAB, och resultatet av en filtrering presenteras i *Bilaga E.2*. Innan samtliga mätningar på T2 påbörjats så har det använts en multimeter för att kontrollera att inte primär- och sekundärlindningen är i elektrisk kontakt med varandra, vilket skulle kunna vara fallet om isolationen blivit skadad under lindningsprocessen. Om multimetern ger utslag så omlindas T2. I detta kapitel så presenteras genererade B-H-kurvor och beräknade järnförluster för respektive kärnmaterial. För tydlighetens skull så presenteras resultaten i olika avsnitt, med tillhörande delavsnitt ämnat för diskussion om erhållet resultat. För vidare analys så jämförs erhållet mätresultat också med andra kärnmaterial. Kapitlet avslutas med ett avsnitt ämnat för diskussion om övrigt resultat.

4.1 B-H-kurvor för T1

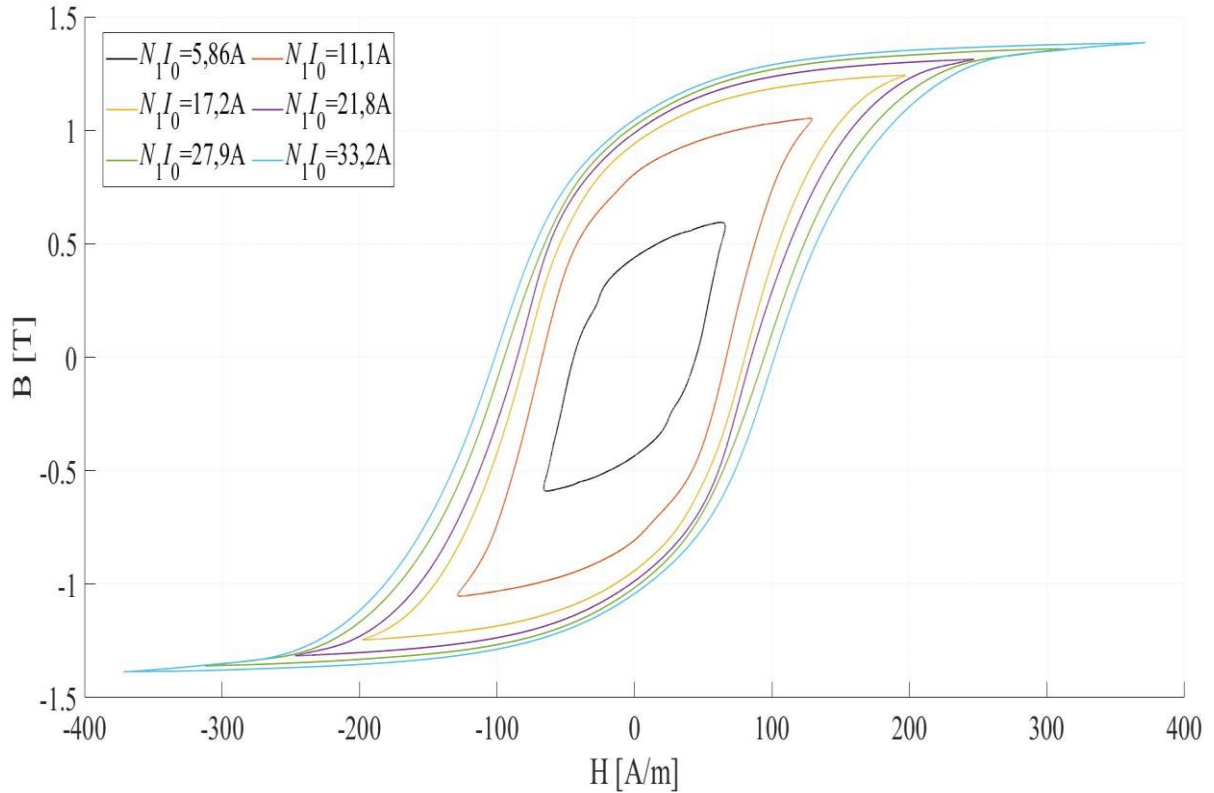
För T1 så har mätningar genomförts för sinusformade-, fyrkantsformade-, och triangelformade spänningar. Genererade B-H-kurvor från dessa mätningar är för tydlighetens skull presenterade i separata delavsnitt. För att lättare notera eventuella förhållande mellan genererade B-H-kurvor så presenteras effektivvärdet hos den pålagda MMK:n (avrundat till tre värdesiffror) i respektive graf.

4.1.1 B-H-kurvor vid sinusformad spänning

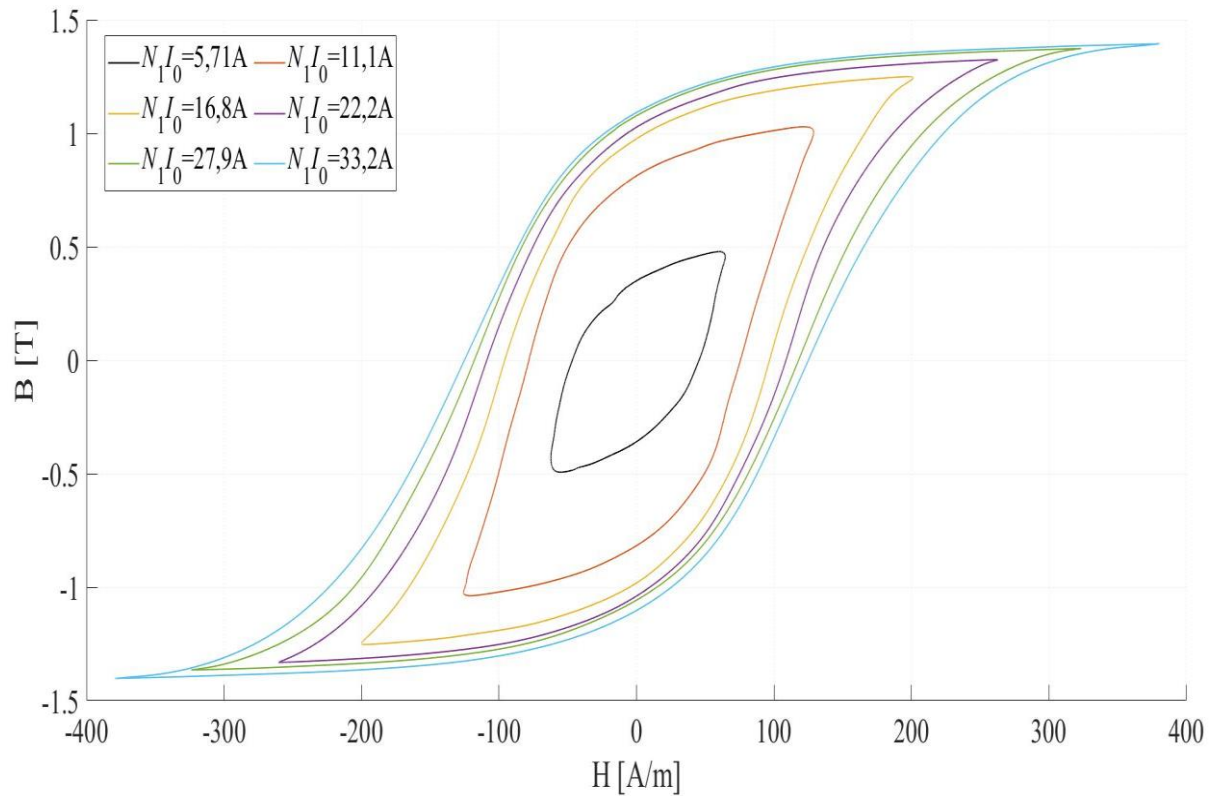
I *Figur 7-11* nedan så presenteras B-H-kurvor för frekvenserna 25, 50, 100, 200, respektive 400Hz för pålagd sinusformad spänning. Vid 400Hz-mätningen så är kretsen kapacitiv, men för övriga mätningar så är kretsen induktiv.



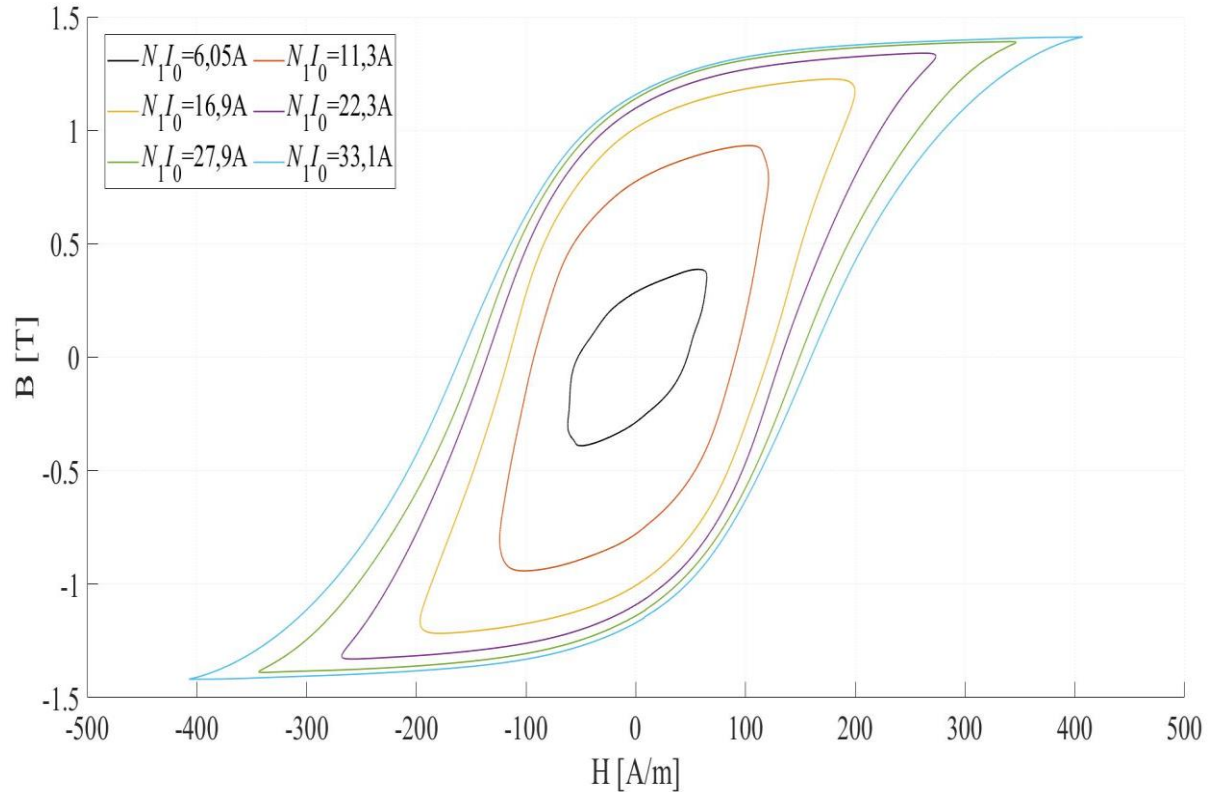
Figur 7: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid sinusformad spänning vid 25Hz. Det noteras att en MMK på 33,6A medför att H_c och B_r blir omkring 84A/m respektive 1T.



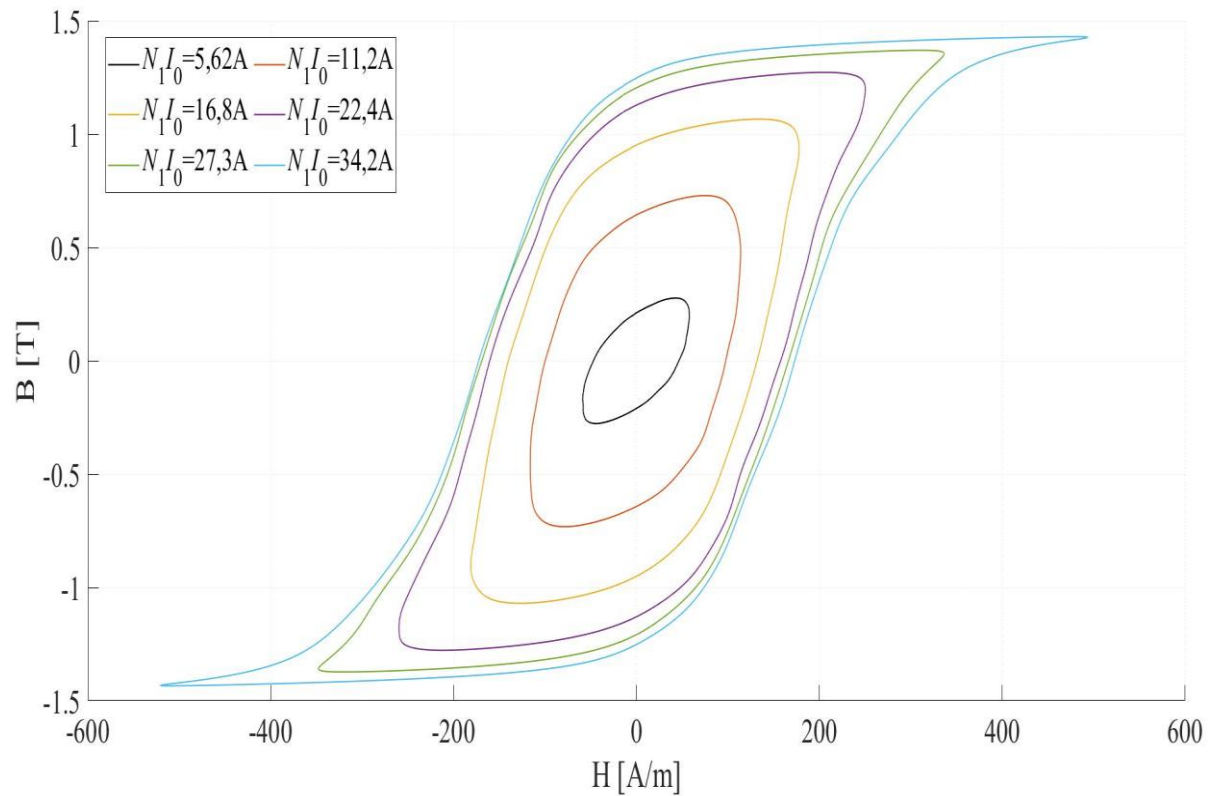
Figur 8: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid sinusformad spänning vid 50Hz. Det noteras att en MMK på 33,2A medför att H_c och B_r blir omkring 100A/m respektive 1T.



Figur 9: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid sinusformad spänning vid 100Hz. Det noteras att en MMK på 33,2A medför att H_c och B_r blir omkring 125A/m respektive 1,1T.



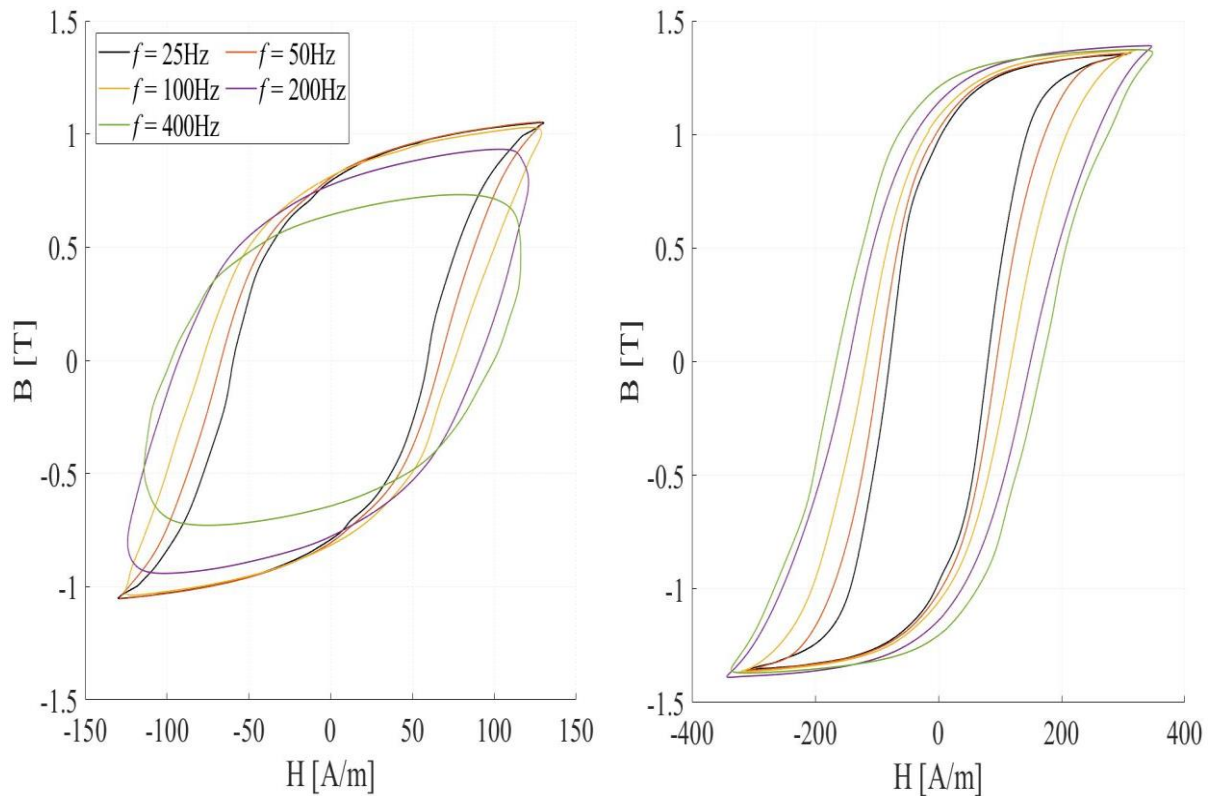
Figur 10: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid sinusformad spänning vid 200Hz. Det noteras att en MMK på 33,1A medför att H_c och B_r blir omkring 160A/m respektive 1,2T.



Figur 11: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid sinusformad spänning vid 400Hz. Det noteras att en MMK på 34,2A medför att H_c och B_r blir omkring 170A/m respektive 1,3T. Notera att magnituden för den maximala positiva magnetiska fältstyrkan är skild från magnituden av den maximala negativa magnetiska fältstyrkan.

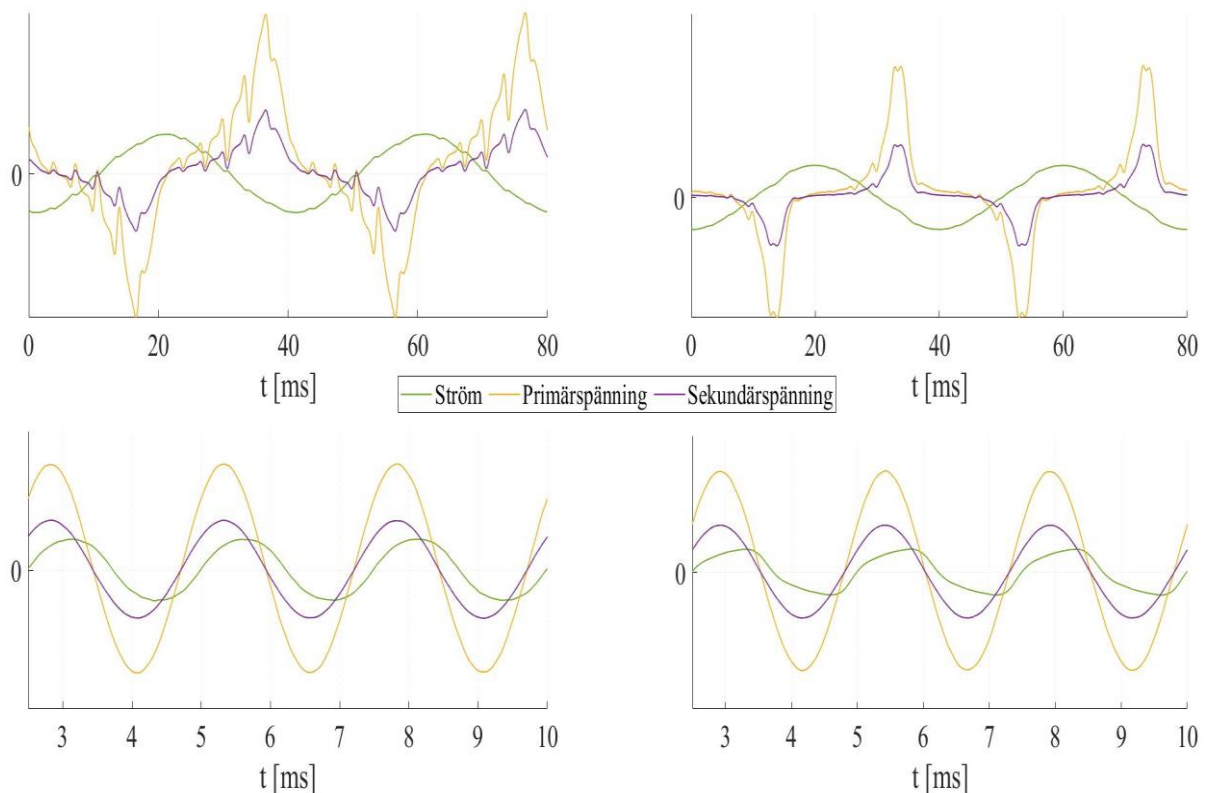
Efter kontroll av den filtrerade versionen av den uppmätta strömmen enligt *Figur 11* så har det noterats att en högre samplingsfrekvens troligtvis hade behövts ställas in på oscilloskopet för att öka noggrannheten hos filtreringen (antalet datapunkter ökas). Någon ny mätning bedöms dock inte nödvändig eftersom karaktären hos hystereskurvan ändå kan studeras.

I *Figur 12* nedan så presenteras genererade B-H-kurvor för samma MMK vid olika frekvenser. Figuren illustrerar hur värdet på H_c respektive B_r ändras med frekvensen.



Figur 12: Jämförelse av B-H-kurvor för samma MMK vid olika frekvenser. För grafen till vänster så gäller att MMK:n är omkring 11A och för grafen till höger så gäller att MMK:n är omkring 28A.

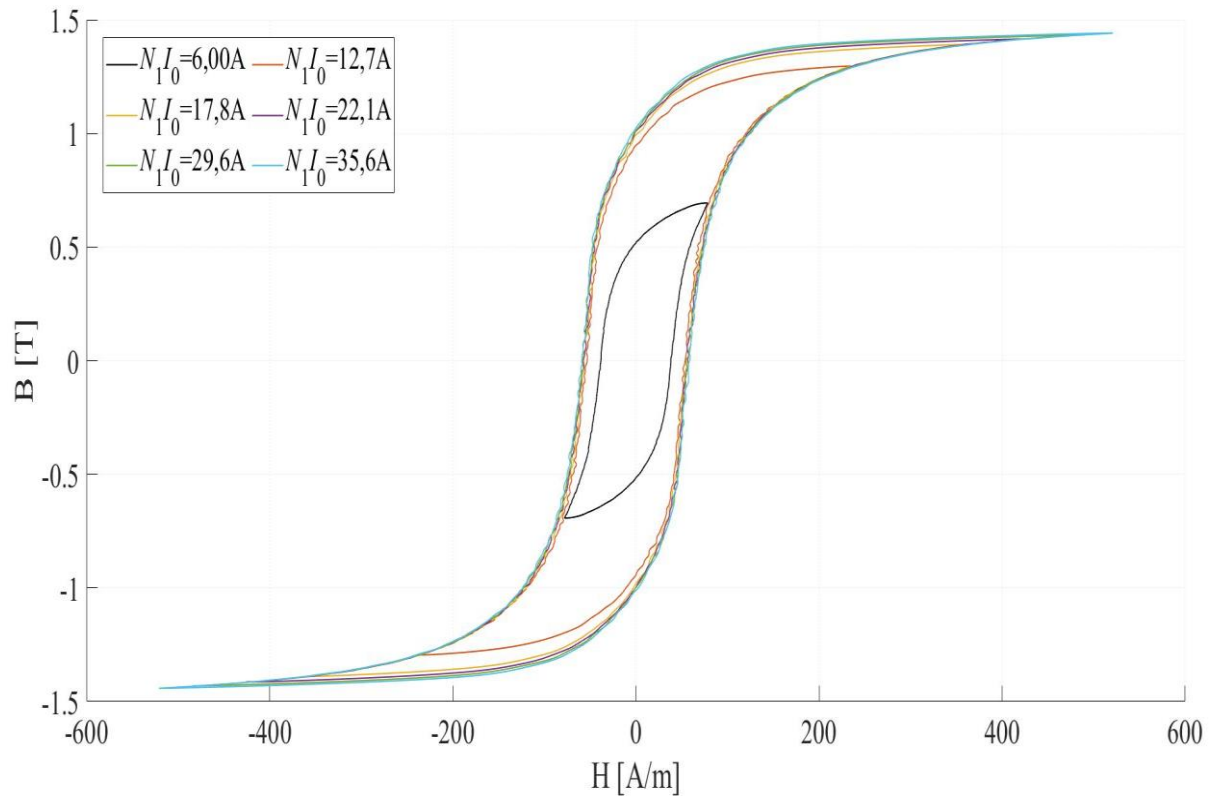
I Figur 13 nedan så presenteras tidsserier för spänningar och strömmar, vilka som illustrerar hur kurvformerna förändras för en ökad MMK. Figuren visar även att den erhållna spänningen från omformaren blir finare för en ökad inställd spänningsnivå.



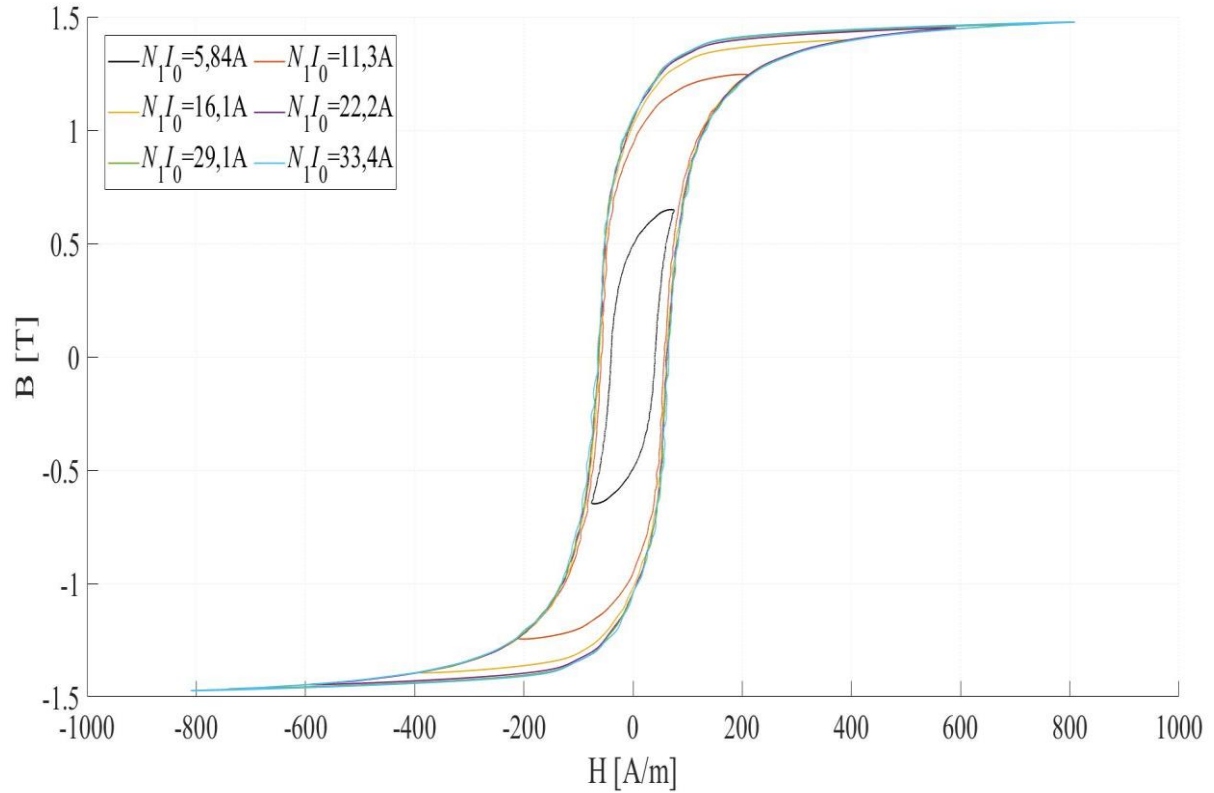
Figur 13: Tidsserier för spänningar och strömmar. De två översta graferna är genererade vid 25Hz och de två nedersta är genererade vid 400Hz. Graferna till vänster är genererade vid den lägsta MMK:n på omkring 6A, och graferna till höger är genererade vid en MMK på omkring 17A. Notera att strömmen ej är skalenlig. Det noteras att kretsen är induktiv i 25Hz-fallet och kapacitiv i 400Hz-fallet. Vid 25Hz-mätningen då omformaren används som spänningskälla så noteras att erhållna spänningskurvor blir distorderade trots användandet av serieresistansen. Då en högre spänning ställs in via kontrollpanelen så erhålls till följd en finare kurvform, vilket noteras av den högra grafen vid 25Hz (spänningsdeformationen hos denna graf inträffar eftersom kärnan befinner sig inom mätnadsområdet).

4.1.2 B-H-kurvor vid fyrkantsformad spänning

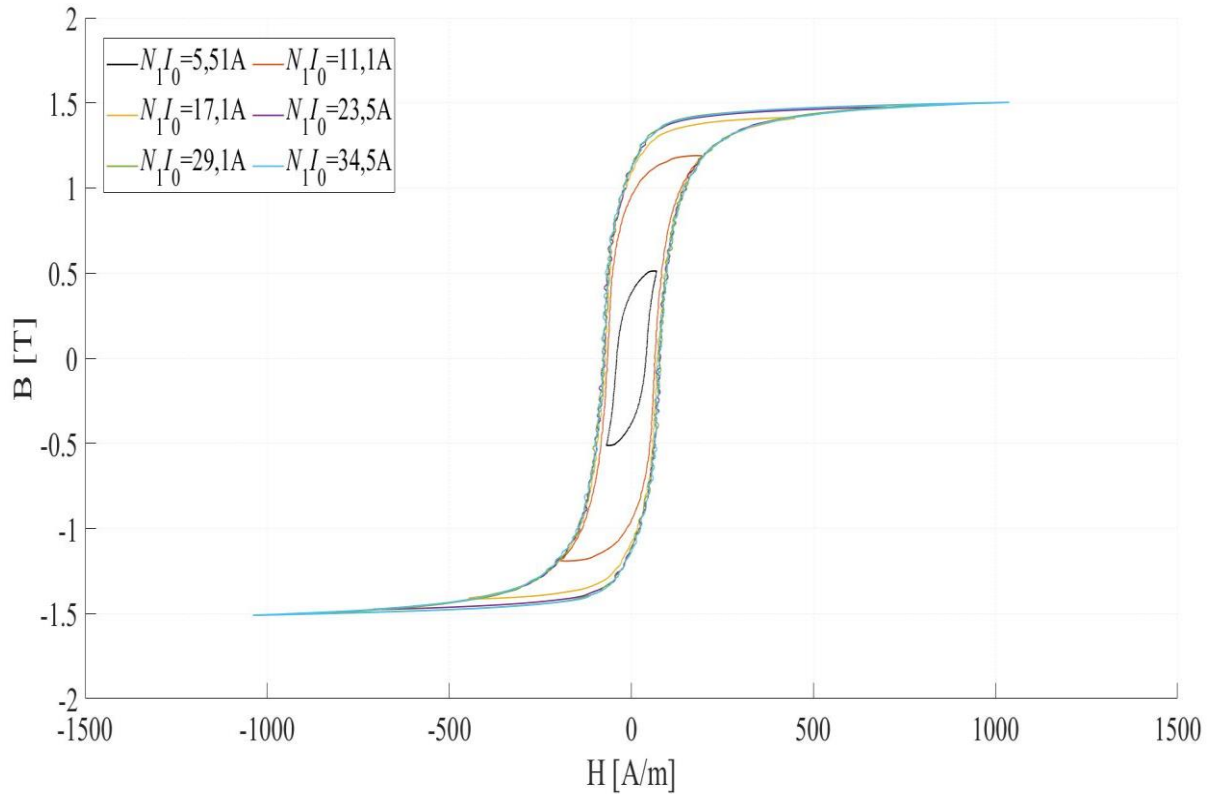
I Figur 14-18 nedan så presenteras B-H-kurvor för frekvenserna 25, 50, 100, 200, respektive 400Hz för pålagd fyrkantsformad spänning. Vid samtliga mätningar så har kretsen en kapacitiv karaktär.



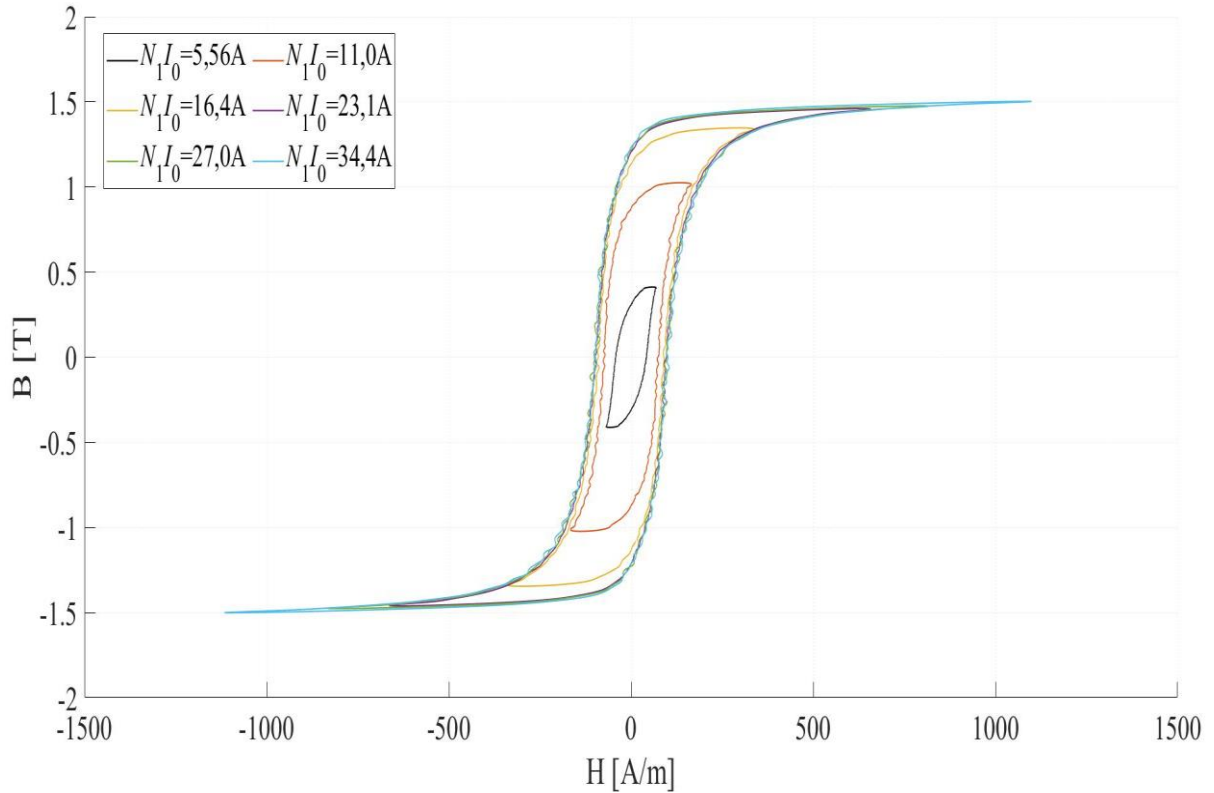
Figur 14: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid fyrkantsformad spänning vid 25Hz. Det noteras att en MMK på 35,6A medför att H_c och B_r blir omkring 60A/m respektive 1T.



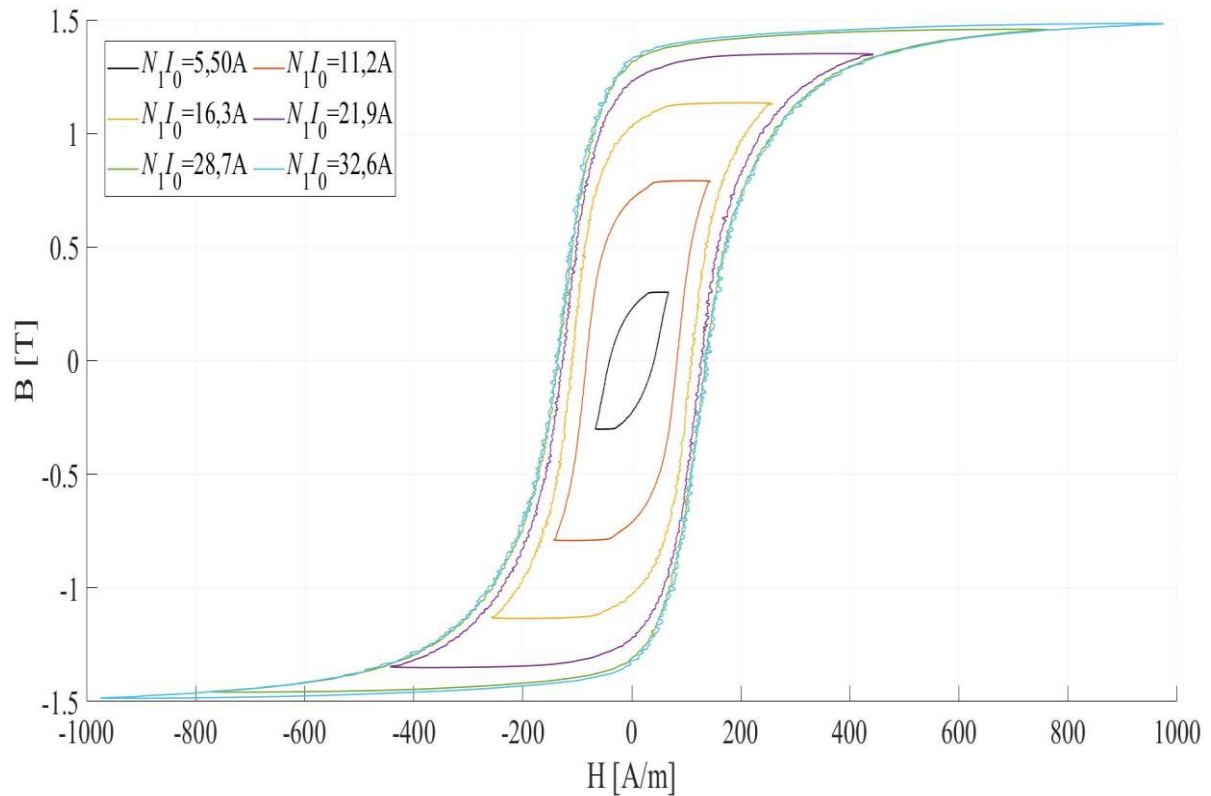
Figur 15: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid fyrkantsformad spänning vid 50Hz. Det noteras att en MMK på 33,4A medför att H_c och B_r blir omkring 70A/m respektive 1,1T.



Figur 16: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid fyrkantsformad spänning vid 100Hz. Det noteras att en MMK på 34,5A medför att H_c och B_r blir omkring 80A/m respektive 1,1T.

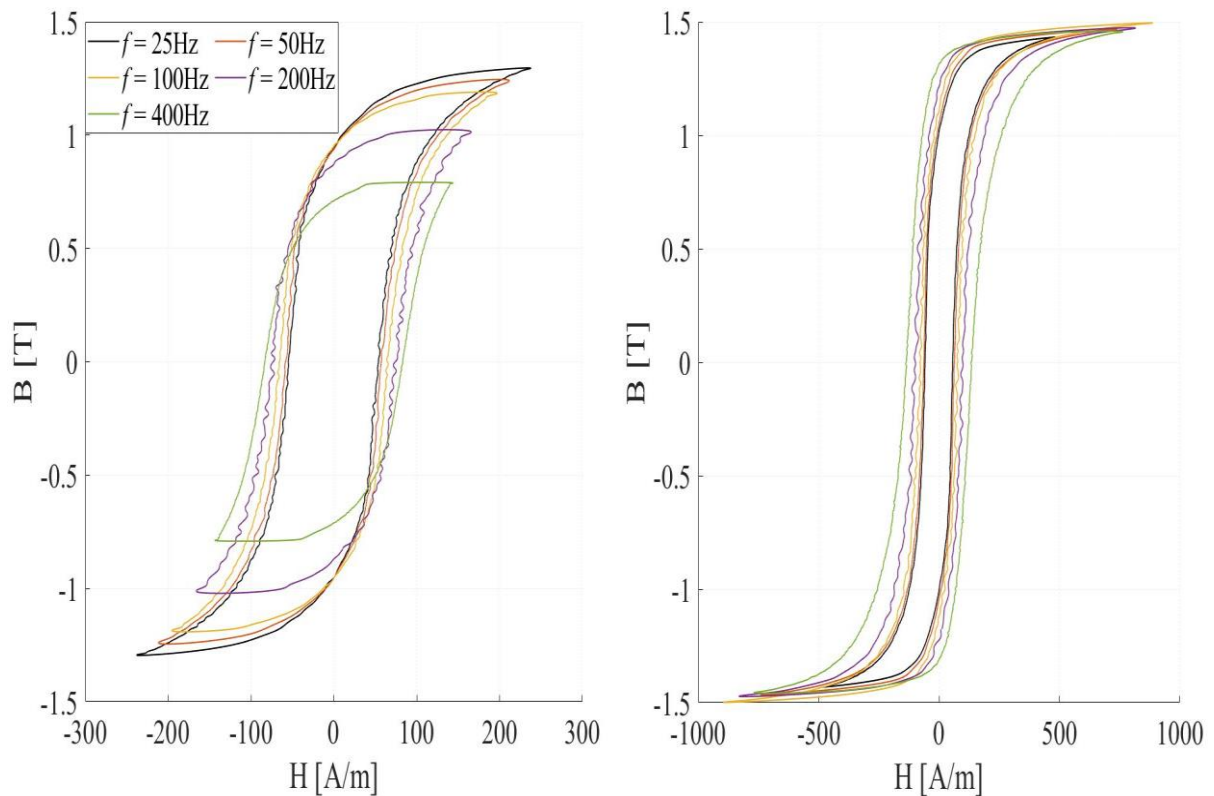


Figur 17: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid fyrkantsformad spänning vid 200Hz. Det noteras att en MMK på 34,4A medför att H_c och B_r blir omkring 100A/m respektive 1,2T.



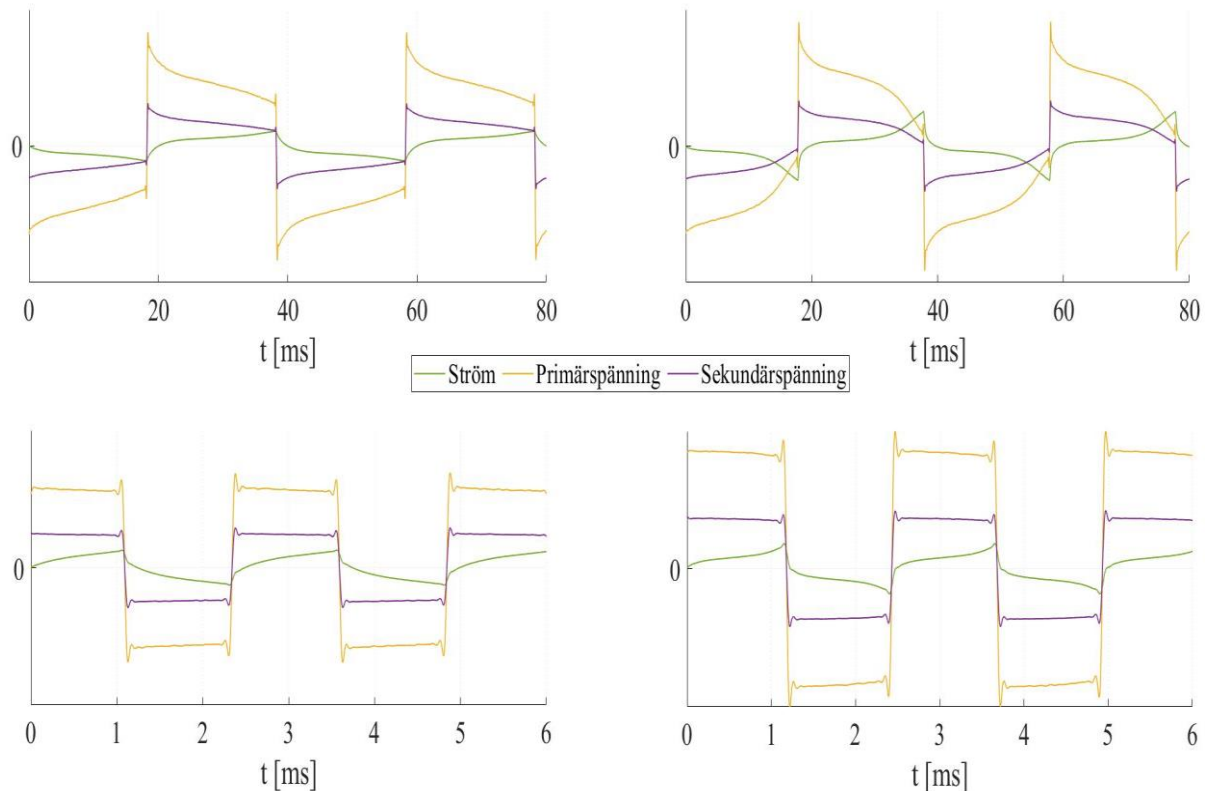
Figur 18: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid fyrkantssformad spänning vid 400Hz. Det noteras att en MMK på 32,6A medför att H_c och B_r blir omkring 140A/m respektive 1,3T.

I Figur 19 nedan så presenteras genererade B-H-kurvor för samma MMK vid olika frekvenser.



Figur 19: Jämförelse av B-H-kurvor för samma MMK vid olika frekvenser. För grafen till vänster så gäller att MMK:n är omkring 11A och för grafen till höger så gäller att MMK:n är omkring 28A.

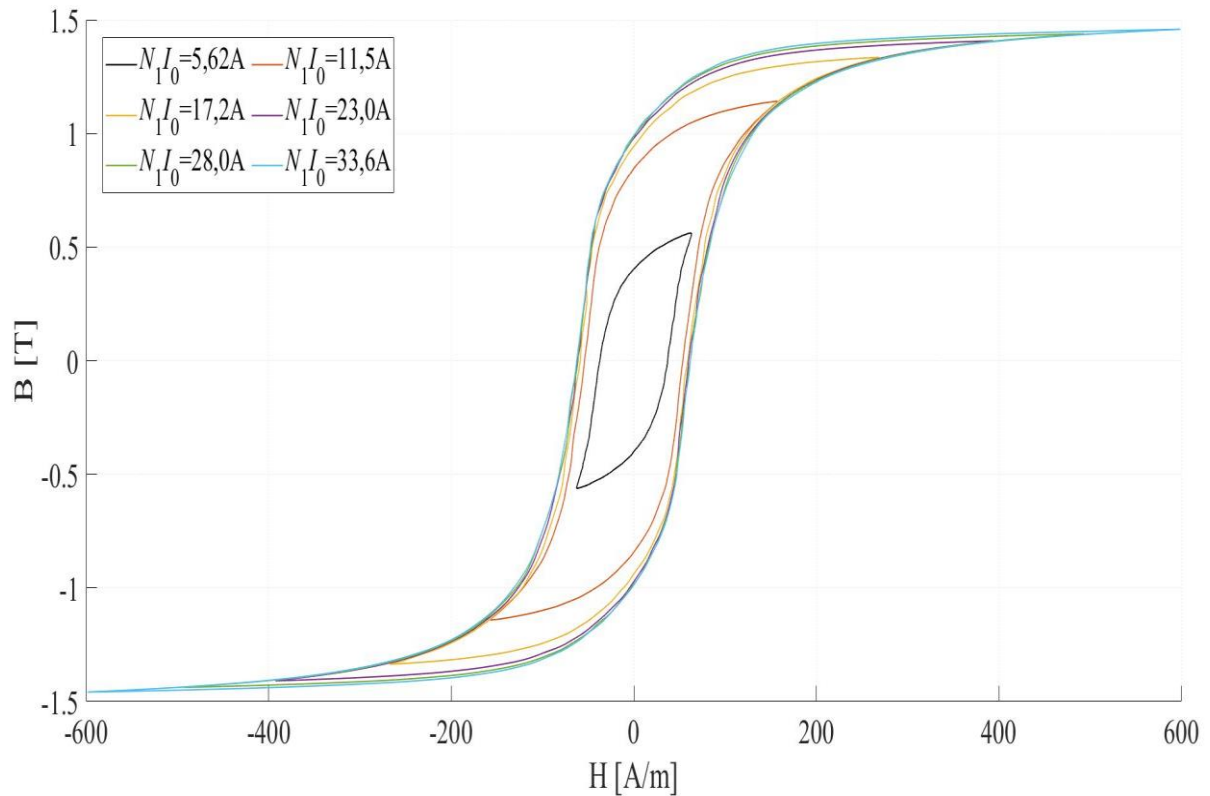
I Figur 20 nedan så presenteras tidsserier för spänningar och strömmar, vilka som illustrerar hur kurvformerna förändras för en ökad MMK.



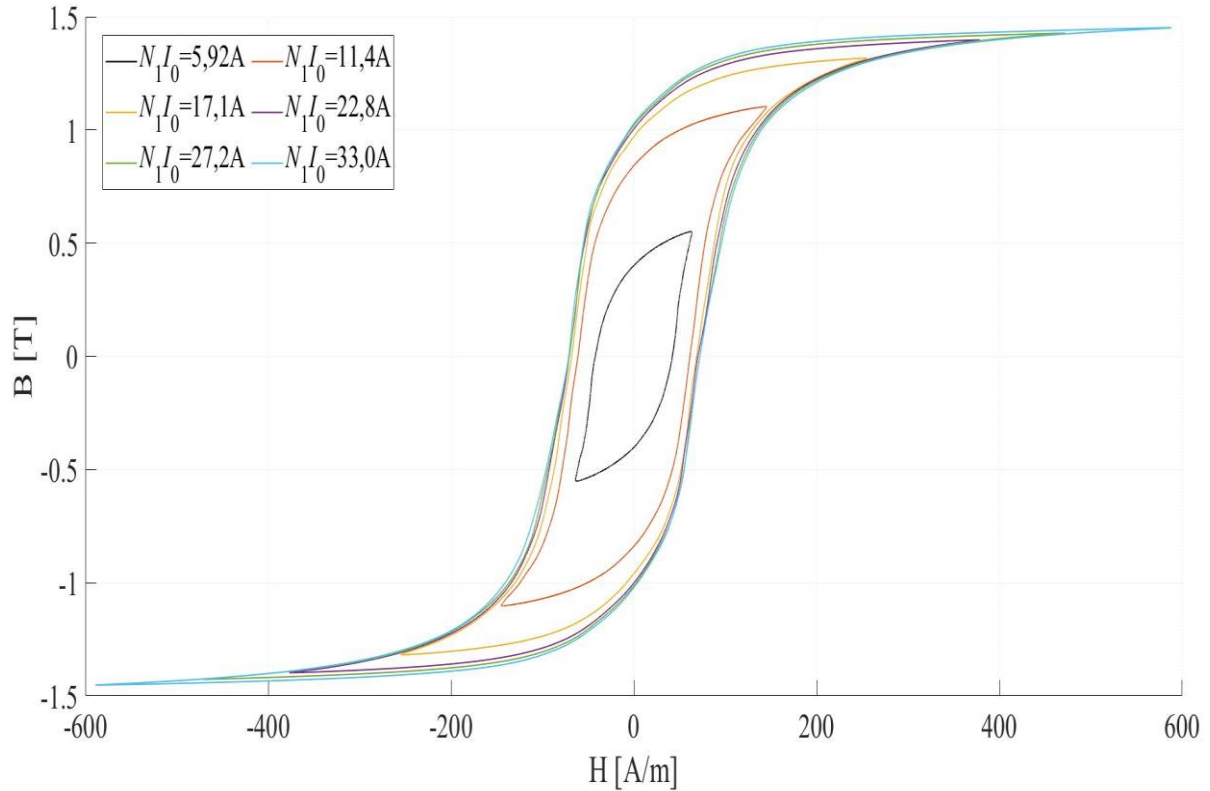
Figur 20: Tidsserier för spänningar och strömmar. De två översta graferna är genererade vid 25Hz och de två nedersta är genererade vid 400Hz. Graferna till vänster är genererade vid den lägsta MMK:n på omkring 6A, och graferna till höger är genererade vid en MMK på omkring 17A. Notera att strömmen ej är skalenlig. Det noteras en låg-frekvent distortion hos spänningskurvorna vid 25Hz, och att kretsen är kapacitiv samtliga fall..

4.1.3 B-H-kurvor vid triangelformad spänning

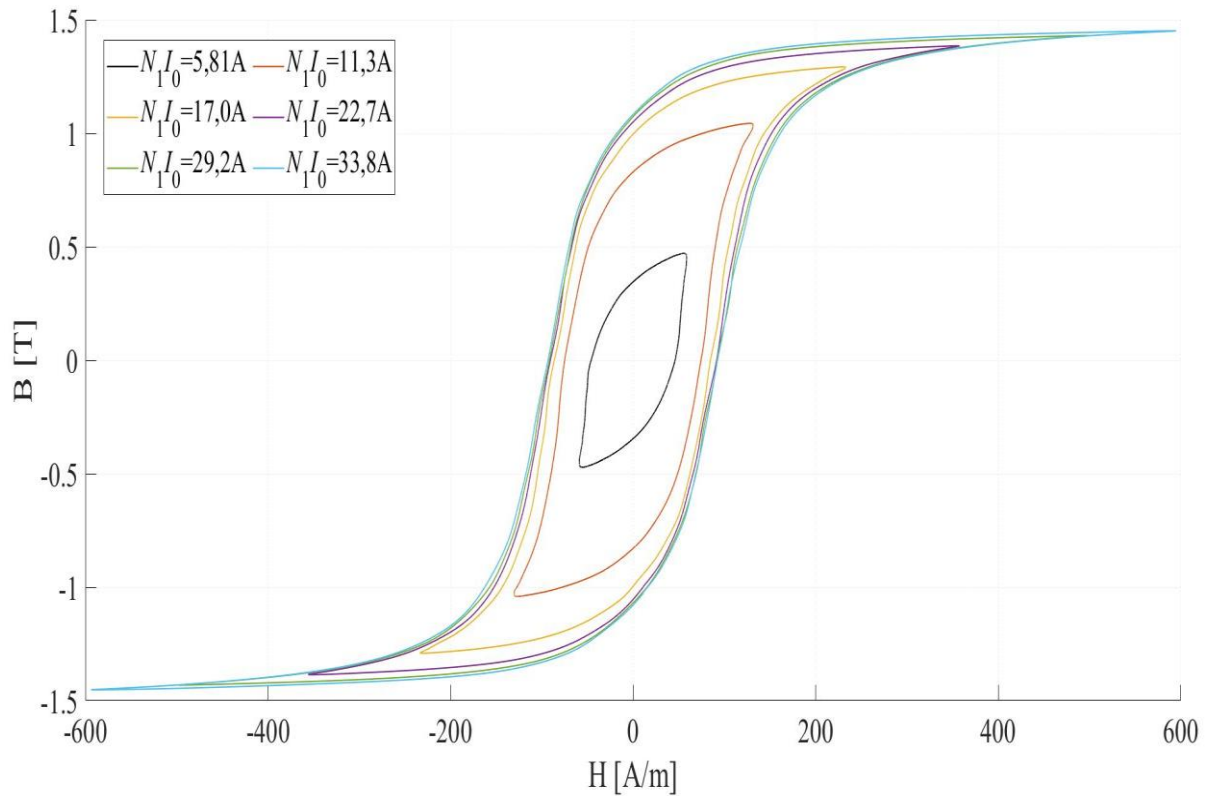
I Figur 21-25 nedan så presenteras B-H-kurvor för frekvenserna 25, 50, 100, 200, respektive 400Hz för pålagd triangelformad spänning. Vid samtliga mätningar så har kretsen en kapacitiv karaktär.



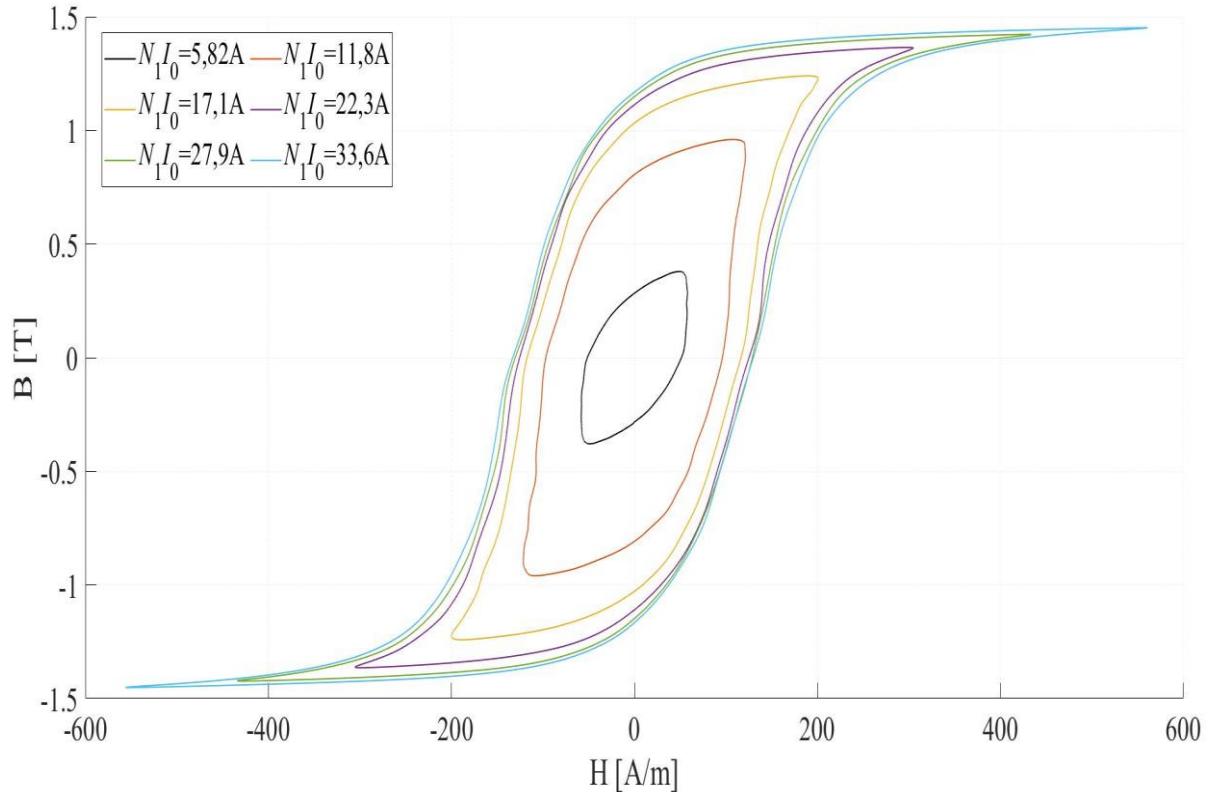
Figur 21: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid triangelformad spänning vid 25Hz. Det noteras att en MMK på 33,6A medför att H_c och B_r blir omkring 60A/m respektive 1T.



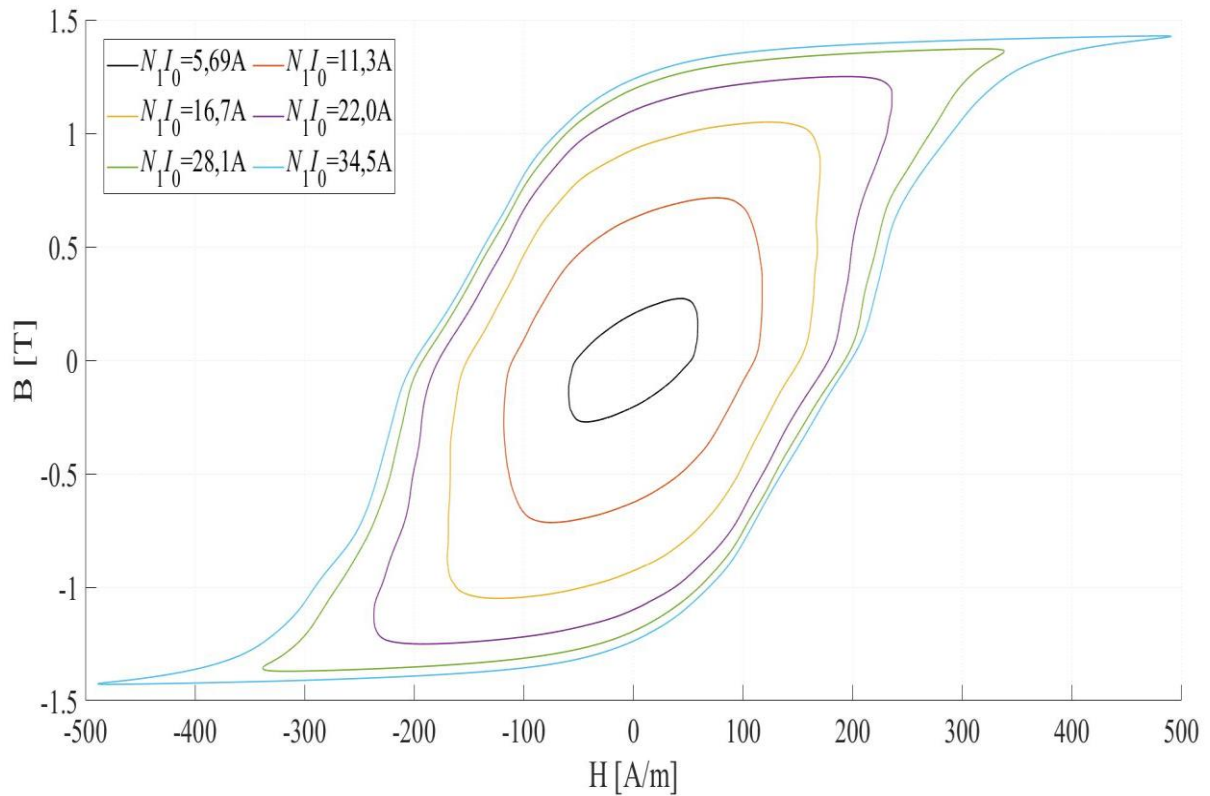
Figur 22: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid triangelformad spänning vid 50Hz. Det noteras att en MMK på 33,0A medför att H_c och B_r blir omkring 70A/m respektive 1T.



Figur 23: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid triangelformad spänning vid 100Hz. Det noteras att en MMK på 33,8A medför att H_c och B_r blir omkring 90A/m respektive 1,1T.

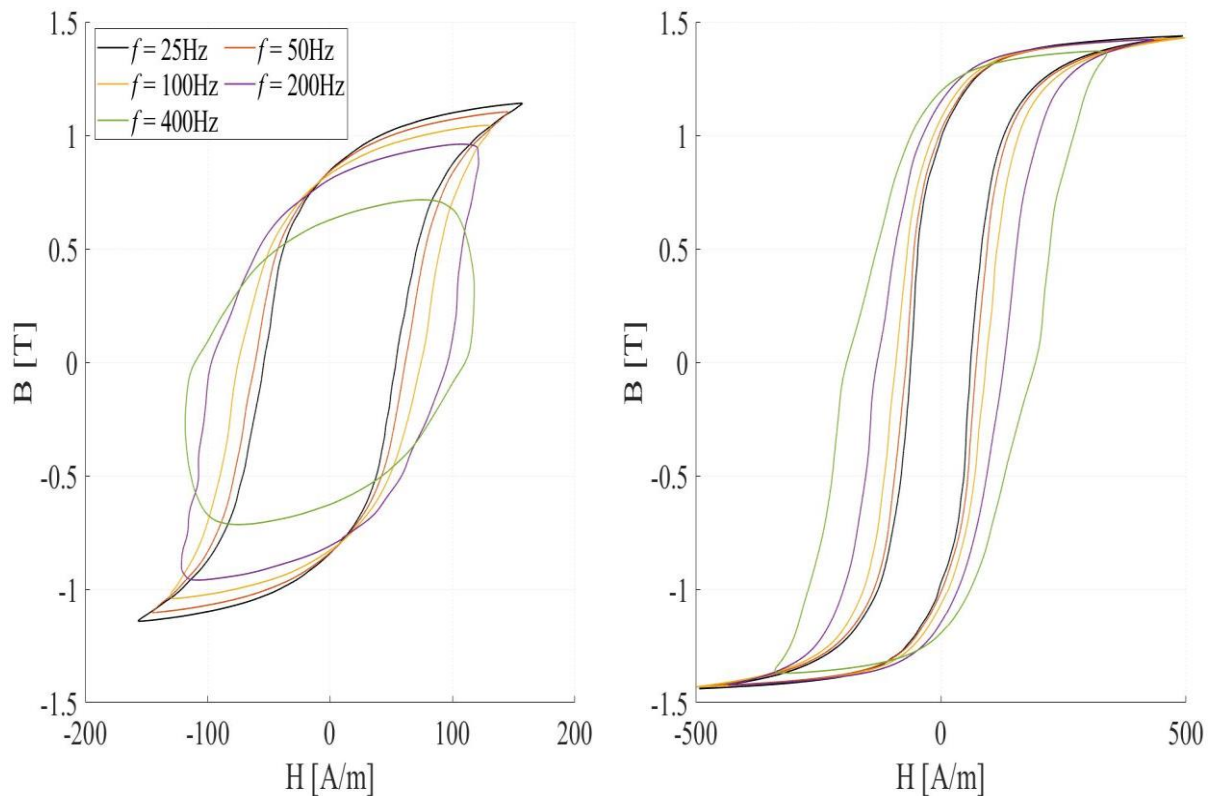


Figur 24: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid triangelformad spänning vid 200Hz. Det noteras att en MMK på 33,6A medför att H_c och B_r blir omkring 130A/m respektive 1,2T.



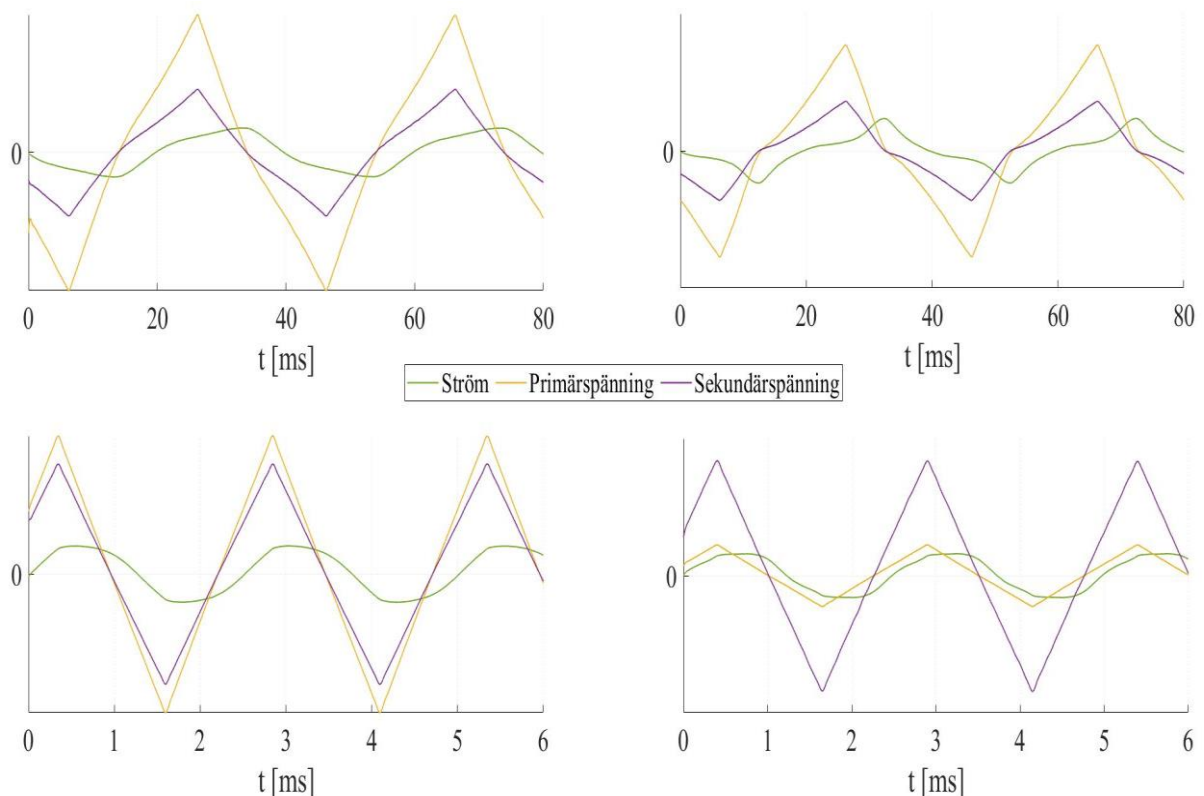
Figur 25: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid triangelformad spänning vid 400Hz. Det noteras att en MMK på 34,5A medför att H_c och B_r blir omkring 200A/m respektive 1,2T.

I Figur 26 nedan så presenteras genererade B-H-kurvor för samma MMK vid olika frekvenser.



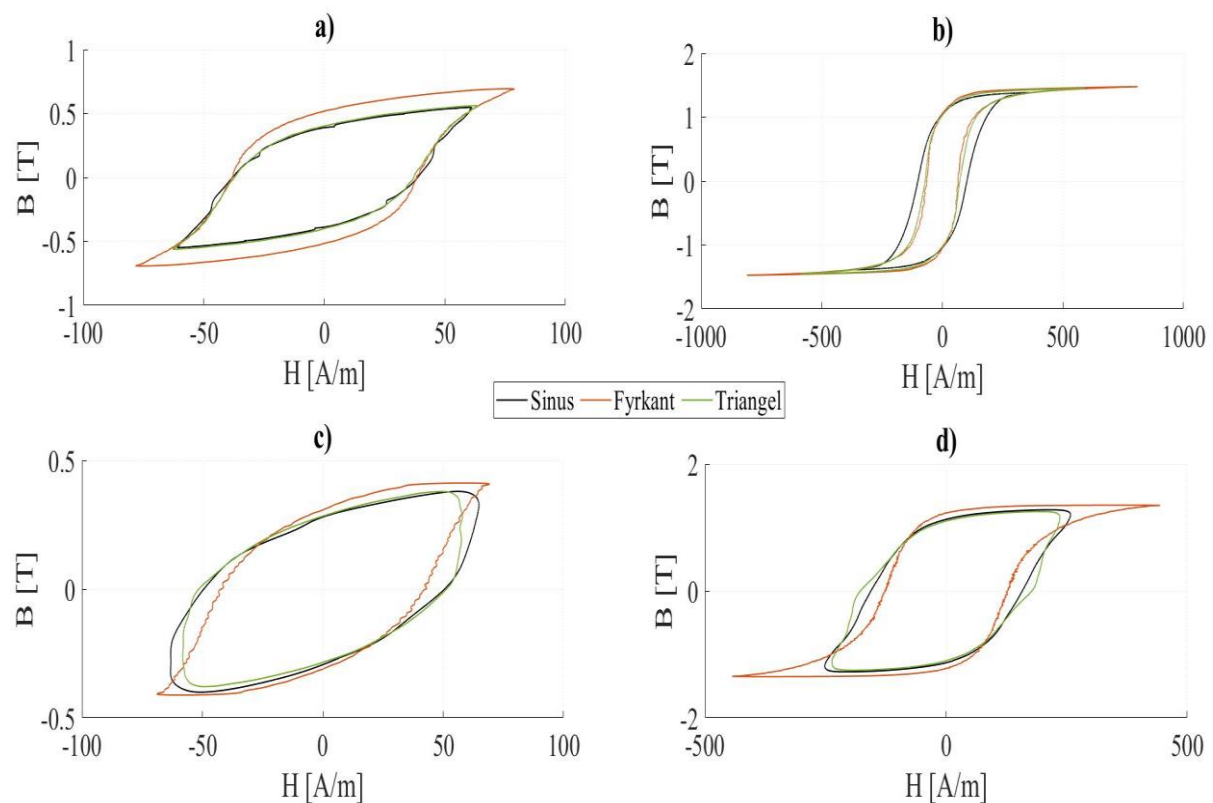
Figur 26: Jämförelse av B-H-kurvor för samma MMK vid olika frekvenser. För grafen till vänster så gäller att MMK:n är omkring 11A och för grafen till höger så gäller att MMK:n är omkring 28A.

I Figur 27 nedan så presenteras tidsserier för spänningar och strömmar, vilka som illustrerar hur kurvformerna förändras för en ökad MMK.



Figur 27: Tidsserier för spänningar och strömmar. De två översta graferna är genererade vid 25Hz och de två nedersta är genererade vid 400Hz. Graferna till vänster är genererade vid den lägsta MMK:n på omkring 6A, och graferna till höger är genererade vid en MMK på omkring 17A. Notera att strömmen ej är skalenlig. Det noteras en låg-frekvent distortion hos spänningskurvorna vid 25Hz, och att kretsen är kapacitiv i samtliga fall. Det noteras dessutom att sekundärspänningen blir större än primärspänningen i 400Hz-fallet. Orsaken till detta fenomen diskuteras vidare i kommande diskussionsavsnitt.

I Figur 28 nedan så illustreras förhållandet mellan genererade B-H-kurvor för de olika kurvformerna för samma MMK och frekvens.

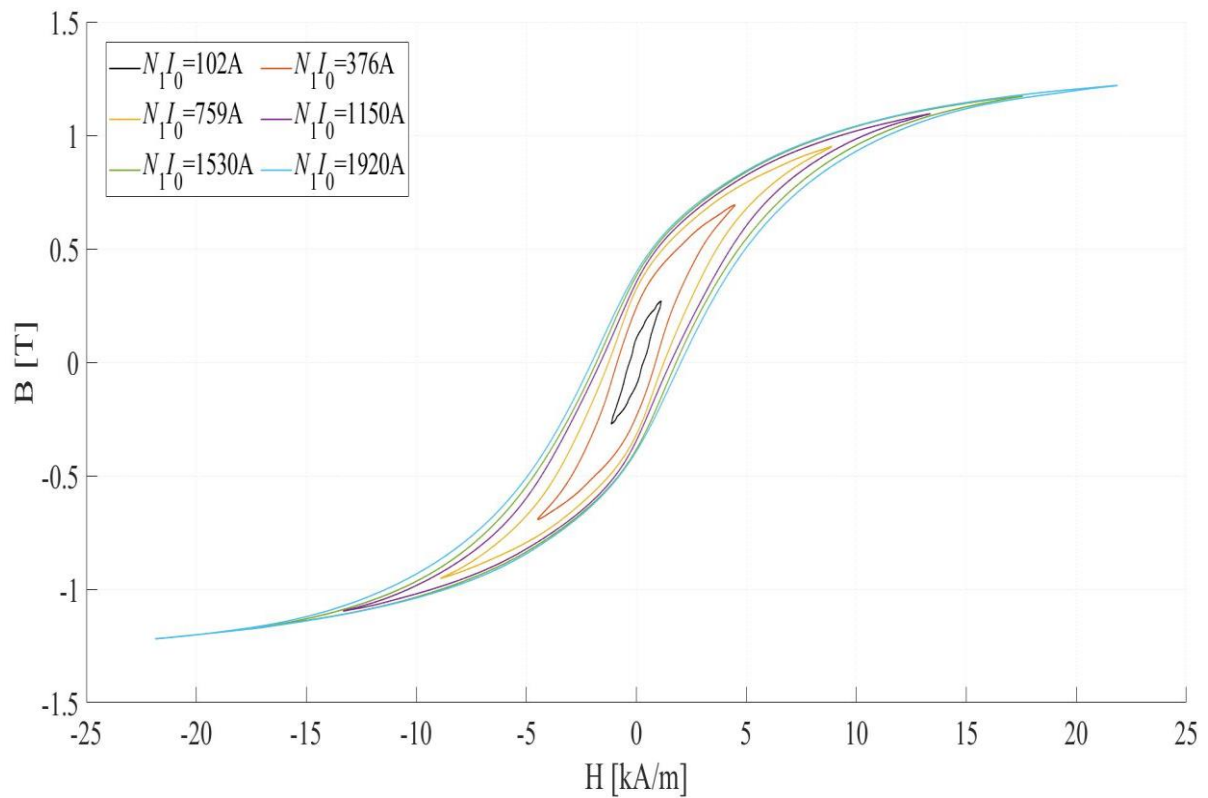


Figur 28: Jämförelse av B-H-kurvor för de olika kurvformerna för samma MMK och frekvens. a) MMK:n är 6A och frekvensen är 25Hz. b) MMK:n är 33A och frekvensen är 50Hz. c) MMK:n är 6A och frekvensen är 200Hz. d) MMK:n är 22A och frekvensen är 400Hz.

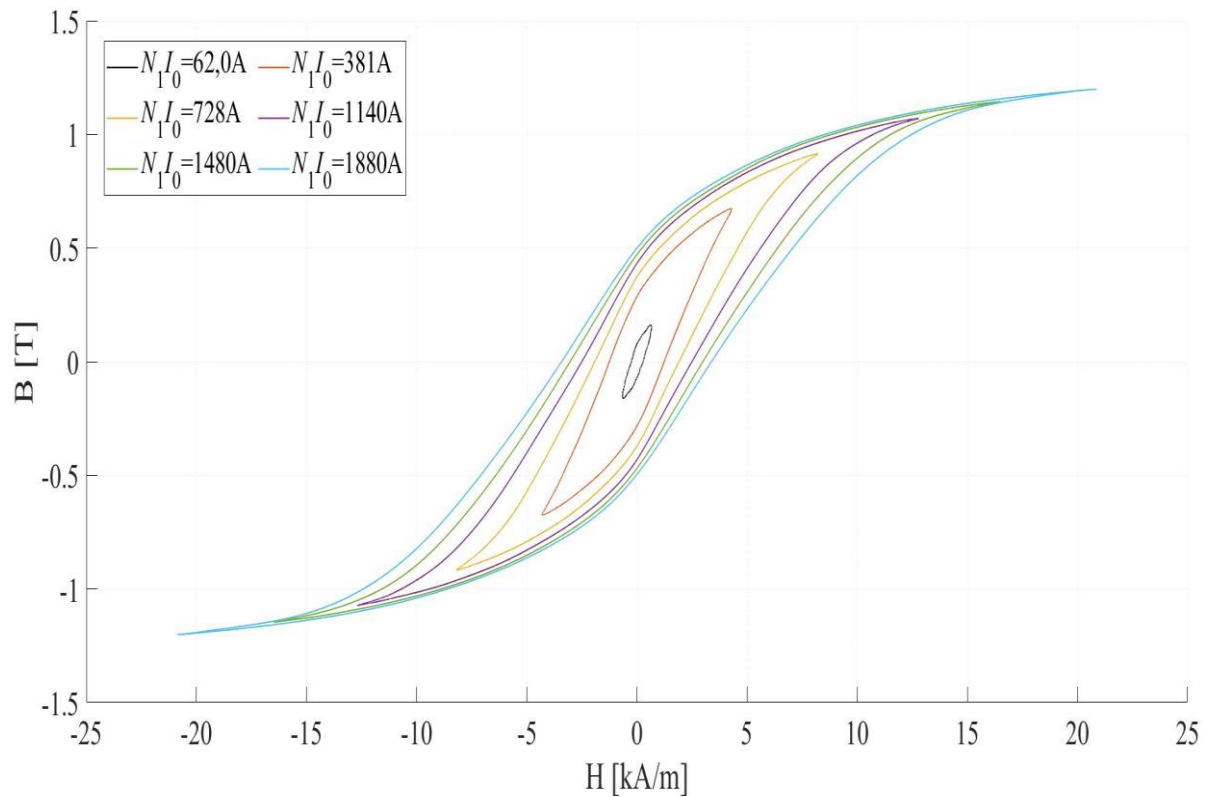
4.2 B-H-kurvor för T2

För T2 så har som noterats mätningar enbart kunnat genomföras för sinusformade spänningar, och för en maximal frekvens på 200Hz. För mätningar på T2 så gäller också att effektivvärdet hos den pålagda MMK:n presenteras i respektive graf.

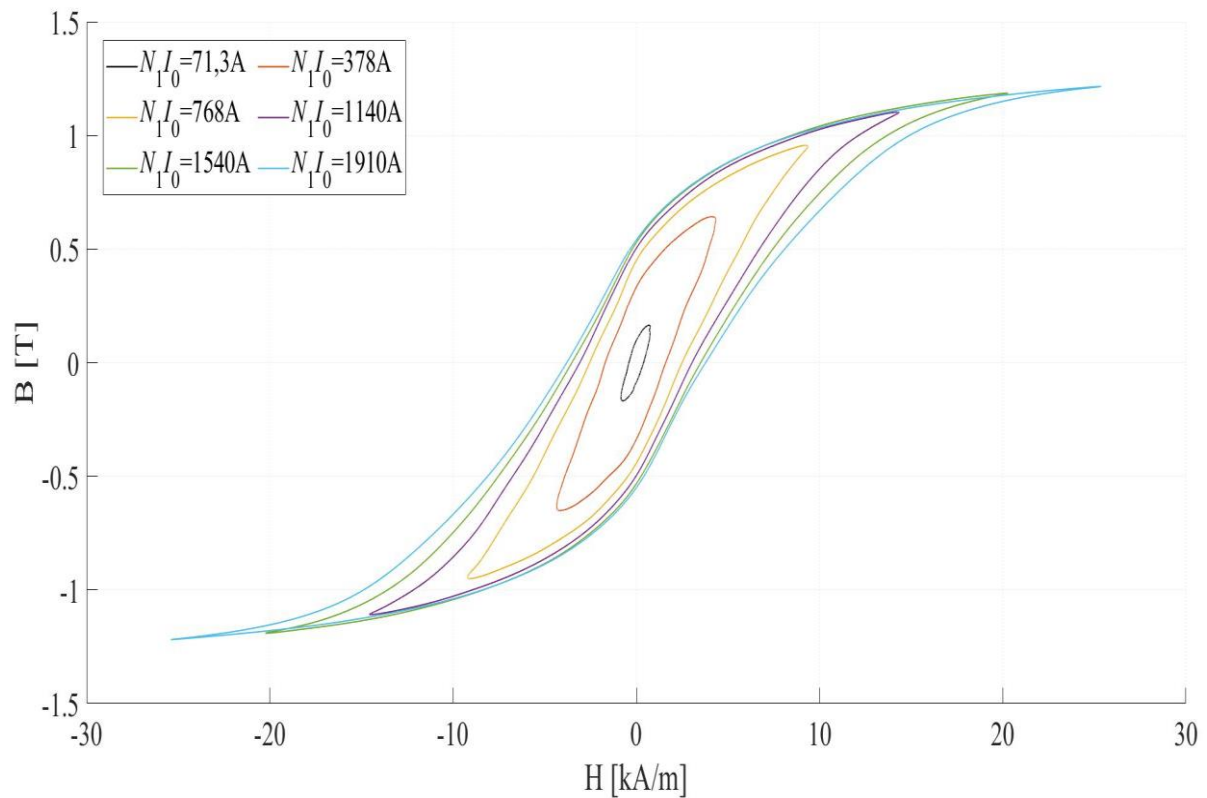
I Figur 29-32 nedan så presenteras B-H-kurvor för frekvenserna 25, 50, 100, respektive 200Hz för pålagd sinusformad spänning. Vid samtliga mätningar så har kretsen en induktiv karaktär.



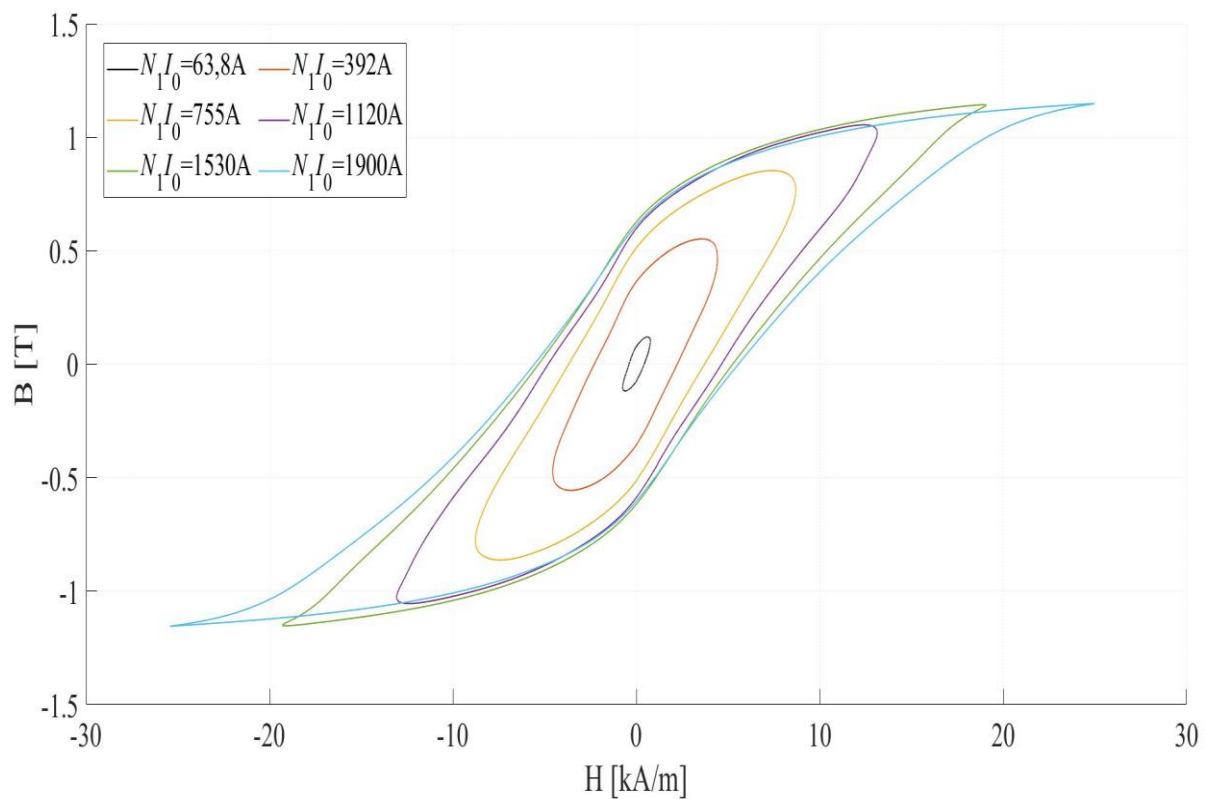
Figur 29: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid sinusformad spänning vid 25Hz. Det noteras att en MMK på 1920A medför att H_c och B_r blir omkring 2kA/m respektive 0,4T.



Figur 30: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid sinusformad spänning vid 50Hz. Det noteras att en MMK på 1880A medför att H_c och B_r blir omkring 3,5kA/m respektive 0,5T.

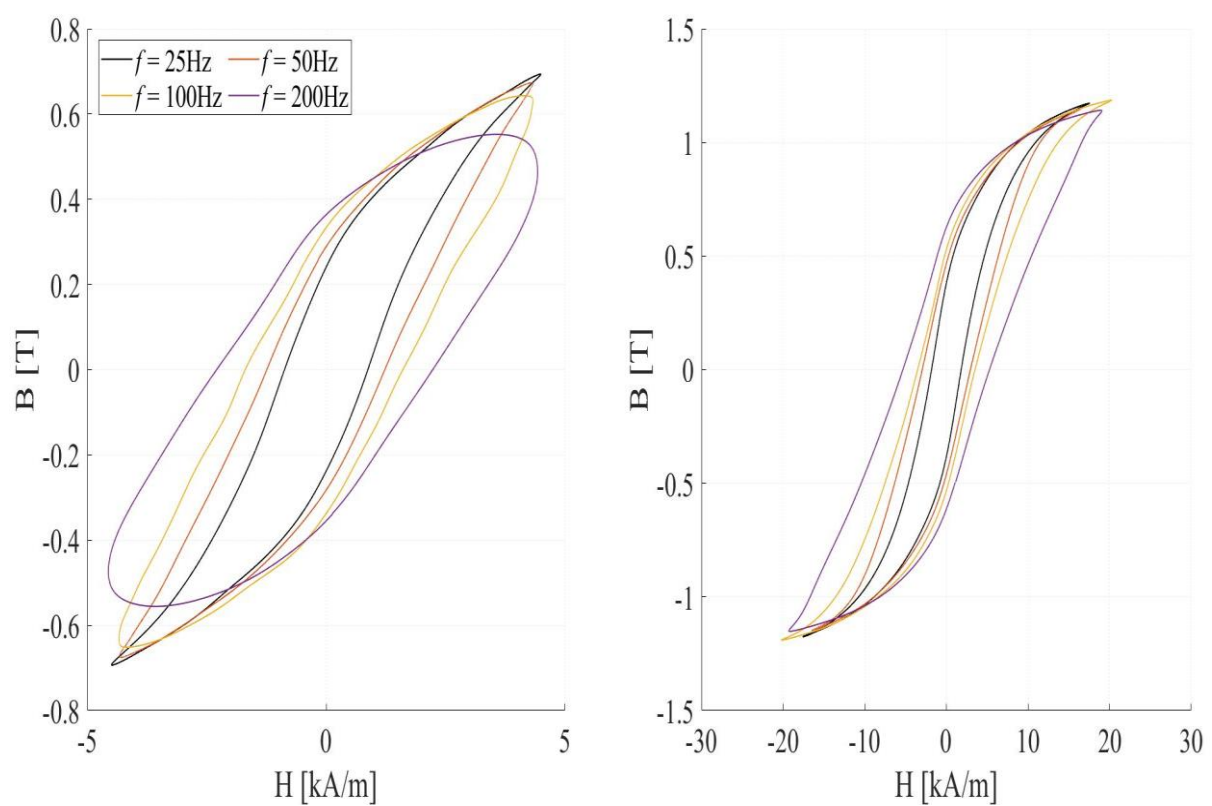


Figur 31: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid sinusformad spänning vid 100Hz. Det noteras att en MMK på 1910A medför att H_c och B_r blir omkring 3,8kA/m respektive 0,5T.



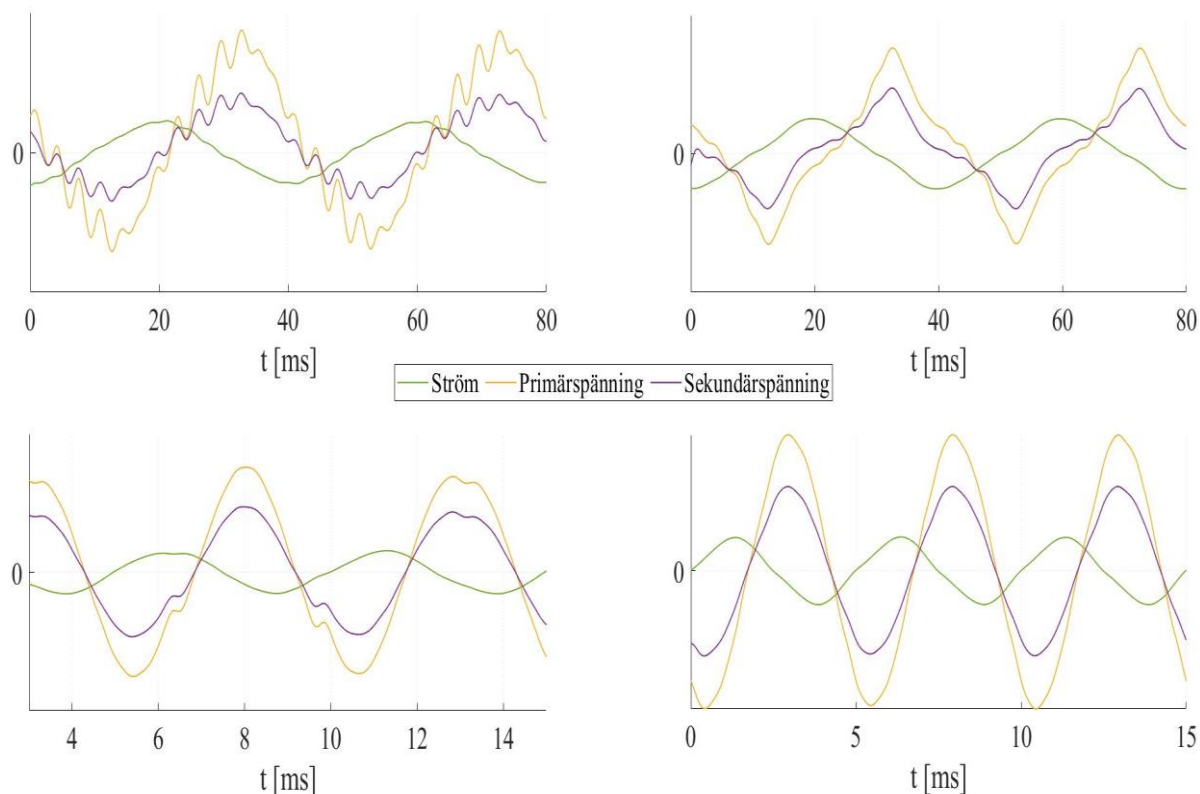
Figur 32: B-H-kurvor för olika pålagda MMK:er vid sinusformad spänning vid 200Hz. Det noteras att en MMK på 1900A medför att H_c och B_r blir omkring 5,6kA/m respektive 0,6T.

I Figur 33 nedan så presenteras genererade B-H-kurvor för samma MMK vid olika frekvenser. Figuren illustrerar hur värdet på H_c respektive B_r ändras med frekvensen.



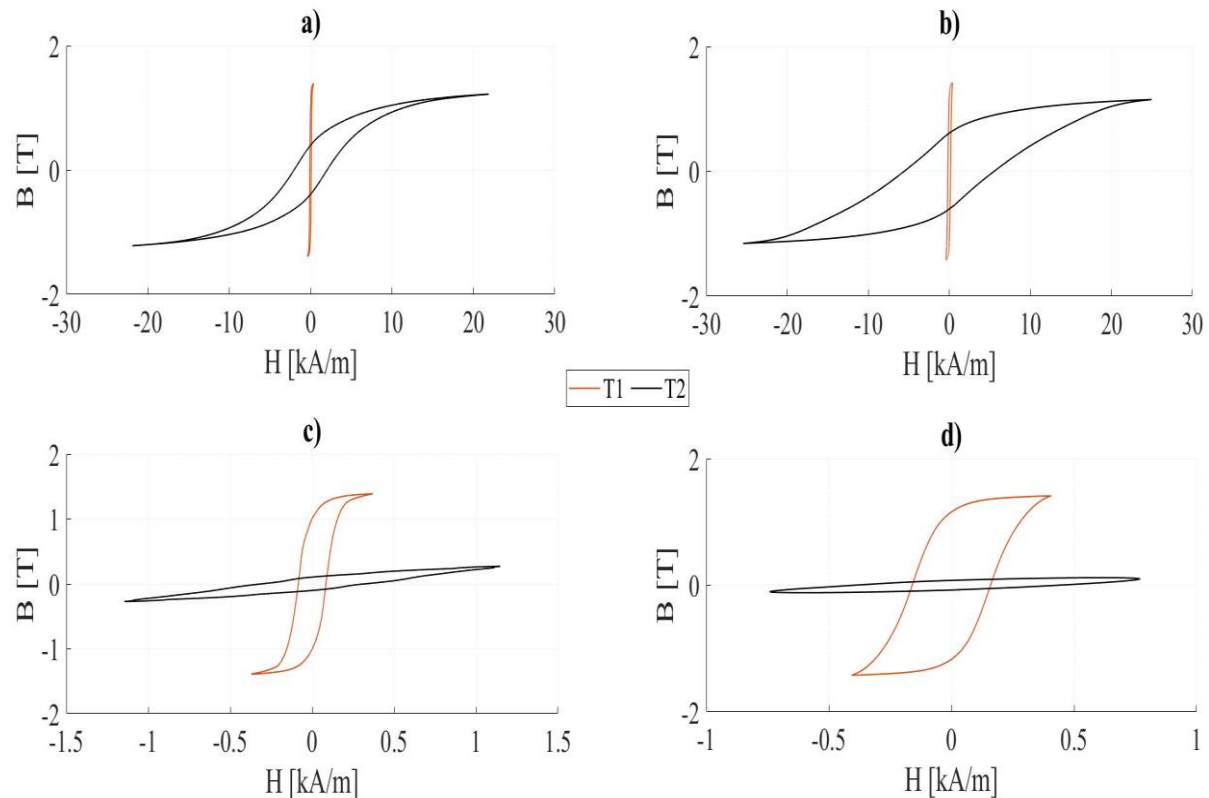
Figur 33: Jämförelse av B-H-kurvor för samma MMK vid olika frekvenser. För grafen till vänster så gäller att MMK:n är omkring 0,4kA och för grafen till höger så gäller att MMK:n är omkring 1,5kA.

I Figur 34 nedan så presenteras tidsserier för spänningar och strömmar, vilka som illustrerar hur kurvformerna förändras för en ökad MMK. Figuren visar även att den erhållna spänningen från omformaren blir finare för en ökad inställd spänningsnivå.



Figur 34: Tidsserier för spänningar och strömmar. De två översta graferna är genererade vid 25Hz och de två nedersta är genererade vid 200Hz. Graferna till vänster är genererade vid den lägsta MMK:n på närmare 100A, och graferna till höger är genererade vid en MMK på närmare 800A. Notera att strömmen och sekundärspänningen ej är skalenliga. Det notaras att kretsen är induktiv i samtliga fall. För de lägsta pålagda spänningarna så noteras att spänningskurvorna blir distorderade trots användandet av serieresistansen. Då en högre spänning ställs in via kontrollpanelen så erhålls till följd en finare kurvform (deformationen vid 25Hz-fallet för den högre pålagda MMK:n inträffar eftersom kärnan befinner sig inom mättnadsområdet).

I Figur 35 nedan så illustreras förhållandet mellan genererade B-H-kurvor för T1 och T2 vid några olika fall vid samma frekvens.



Figur 35: Förhållande mellan genererade B-H-kurvor för T1 och T2. a) Kärnorna befinner sig i mättat tillstånd vid 25Hz. b) Motsvarande som för a), fast vid frekvensen 200Hz. c) Kurvan för T2 är genererad vid den lägsta pålagda MMK:n vid 25Hz, medan kurvan för T1 är genererad vid den högsta pålagda MMK:n vid samma frekvens. d) Motsvarande som för c), fast vid frekvensen 200Hz.

4.3 Diskussion om genererade B-H-kurvor

Av samtliga genererade B-H-kurvor så noteras att H_c ökar för en ökad frekvens, vilket samtidigt medför att hystereseffekten ökar. Av Figur 12, 19, 26 och 33 så noteras att för en viss MMK (effektivvärde) så minskar det magnetiska flödet för en ökad frekvens. Orsaken till detta antas vara relaterat till det ökande värdet på H_c som till följd reducerar den MMK:n som är nödvändig för att magnetisera kärnan till en viss flödesnivå. Det noteras av figureerna att när kretsen är kapacitiv och kärnan befinner sig inom mätnadsområdet (då strömmen deformeras) så är ej toppvärdena lika för de magnetiska fältstyrkorna för ett visst effektivvärde hos den pålagda MMK:n. Detta beror på att kurvformerna för strömmen ser olika ut vid de olika fallen, och därav kan toppvärdena vara olika för ett visst effektivvärde. Det noteras av Figur 33 (då kretsen är induktiv) att toppvärdena för de magnetiska fältstyrkorna förhåller sig på ett liknande sätt vid samtliga frekvenser.

Av samtliga B-H-kurvor för T1 så noteras att kärnan blir mättad vid omkring 1,4T, och av samtliga B-H-kurvor för T2 så noteras att kärnan blir mättad vid omkring 1,2T.

Vid jämförelse av genererade B-H-kurvor för T1 för de olika kurvformerna så noteras att värdet på B_r förhåller sig på ett liknande sätt gällande en viss MMK och frekvens för sinusformad- och triangelformad spänning (se *Figur 28*), medan för samtliga mätningar så tenderar B_r att vara högst för fyrkantsformad spänning. För en lägre MMK så tenderar även värdet på H_c att förhålla sig på ett liknande sätt för sinusformad- och triangelformad spänning, medan för samtliga mätningar så tenderar H_c att vara lägst vid fyrkantsformad spänning. Vid 400Hz-fallet så noteras att H_c är märkbart högre vid triangelformad spänning i förhållande till övriga kurvformer (notera att sekundärspänningen vid denna mätning är mycket hög enligt *Figur 27*). Det noteras att vid pålagd fyrkantsformad spänning så befinner sig kärnan i mättnadsområdet för en lägre MMK än för övriga kurvformer.

Vid jämförelse av B-H-kurvorna för T1 och T2 (vid sinusformad spänning) så noteras att det reaktiva effektupptaget hos T2 är betydligt högre än hos T1, då den magnetiska fältstyrkan för en viss magnetisk flödestäthet är betydligt högre för T2 (se *Figur 35*). Det höga reaktiva effektupptaget för T2 resulterar i en hög reaktiv effektförlust vid vanlig transformator drift. Av B-H-kurvorna så noteras samtidigt att B_r är lägre för T2 än för T1. Det lägre värdet på B_r resulterar i att kraften som krävs för att avmagnetisera kärnan är reducerad, och till följd så blir även hystereseffekten reducerad.

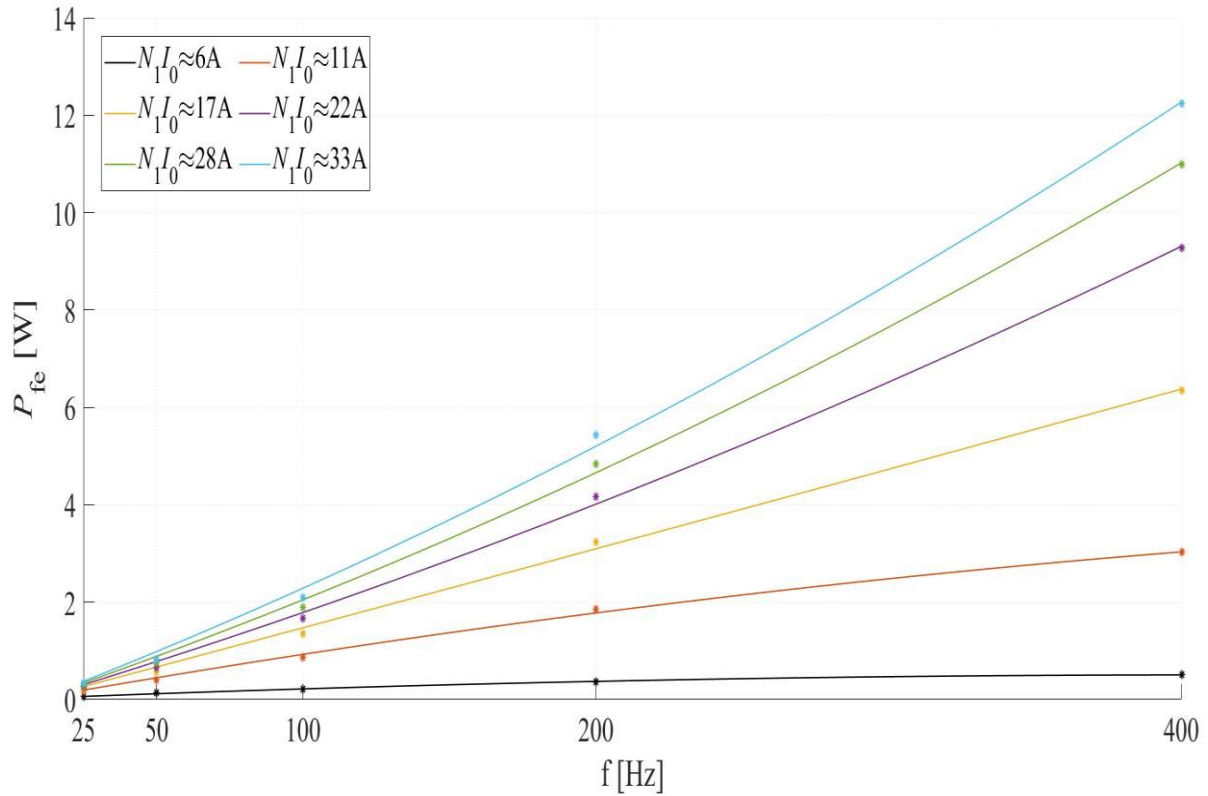
4.4 Järnförluster för T1

Resistansen, $R_{1,ref}$ enligt (20) är med en multimeter uppmätt till $0,2\Omega$. För T1 så har som noterats mätningar genomförts för sinusformade-, fyrkantsformade-, respektive triangelformade spänningar. Erhållna mätdata i form av primär- respektive sekundärspänning, tomgångsström, total aktiv effekt, samt uppmätt transformator temperatur presenteras i tabellform i *Bilaga F.1-F.3* tillsammans med beräknad kopparresistans, inducerad spänning över primärlindningen, kopparförlusten, järnförlusten, spänningsavvikelsen, samt den relativa järnförlusten. För dessa beräkningar så används (20), (14), (21), (22), (15), respektive (23). De uppmätta värdena presenteras med sina exakta värden, medan de beräknade värdena avrundas till tre värdesiffror.

I kommande delavsnitt så presenteras specifika beräknade storheter i form av grafer. Graferna presenterar järnförlusten som funktion av frekvensen (kod finnes i *Bilaga A.2*) respektive som funktion av kvadraten av inducerad spänning (kod finnes i *Bilaga A.3*), samt relativ järnförlust respektive spänningsavvikelse som funktion av pålagd MMK. Graferna för järnförlusten som funktion av kvadraten av inducerad spänning genereras enbart i de fall då kretsen har en induktiv karaktär, det vill säga vid 25-200Hz för sinusformad spänning. Kurvanpassning med polynom används vid generering av samtliga grafer, och de egentliga datapunkterna markeras.

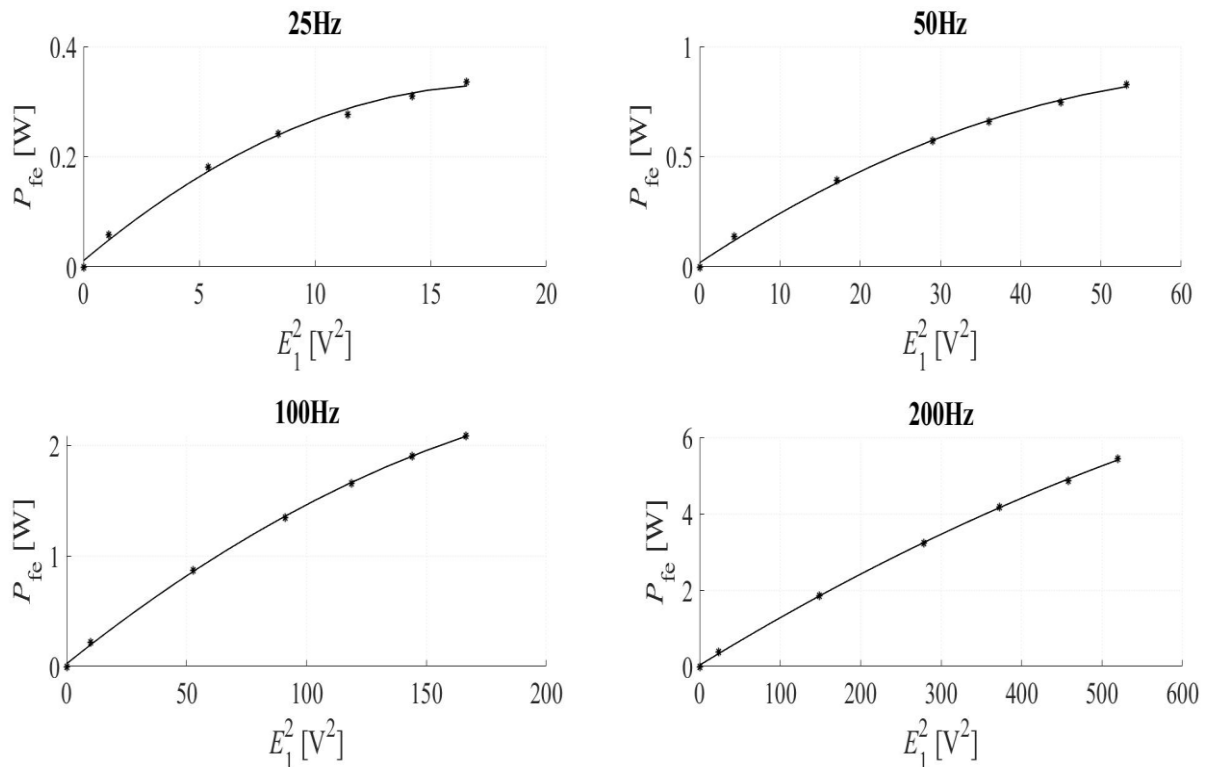
4.4.1 Järnförluster vid sinusformad spänning

I *Figur 36* nedan så presenteras järnförlusten som funktion av frekvensen för olika pålagda MMK:er.



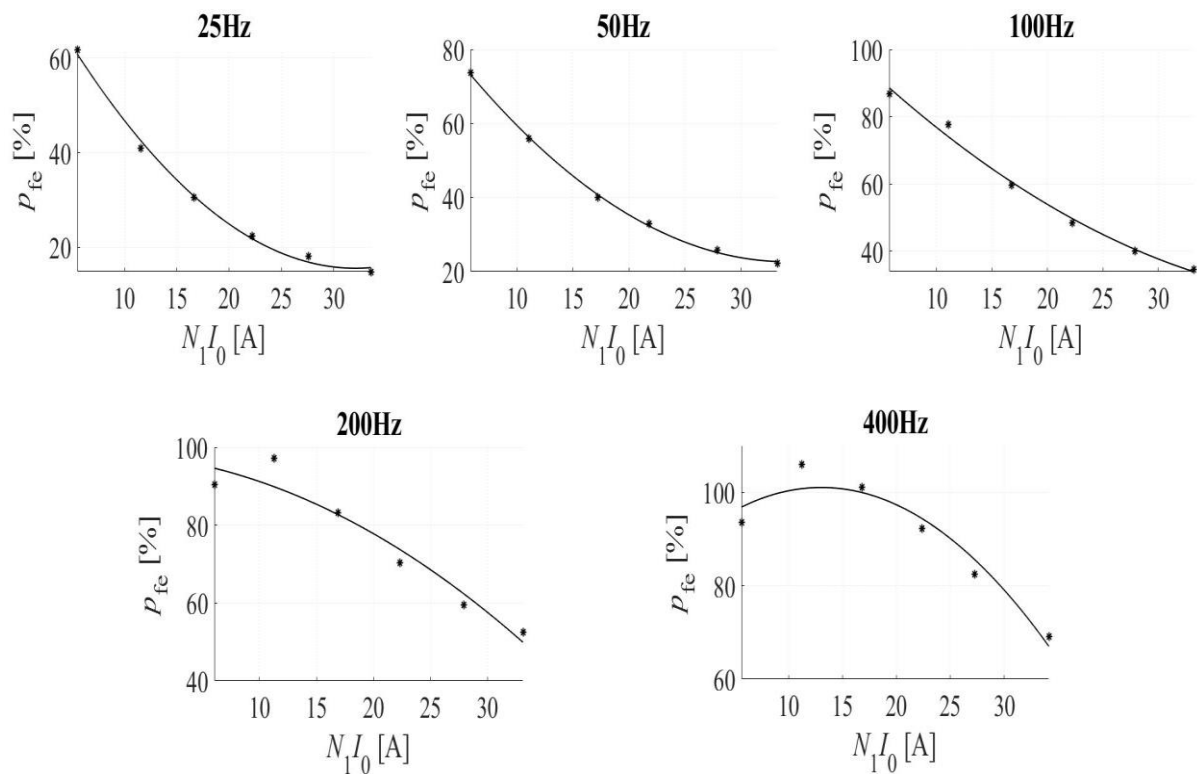
Figur 36: Järnförlust som funktion av frekvensen vid sinusformad spänning. Notera att MMK:erna för samtliga datapunkter har en noggrannhet på $\pm 1A$ i förhållande till det egentliga värdet.

I Figur 37 nedan så presenteras järnförlusten som funktion av kvadraten av inducerad spänning över primärlindningen.



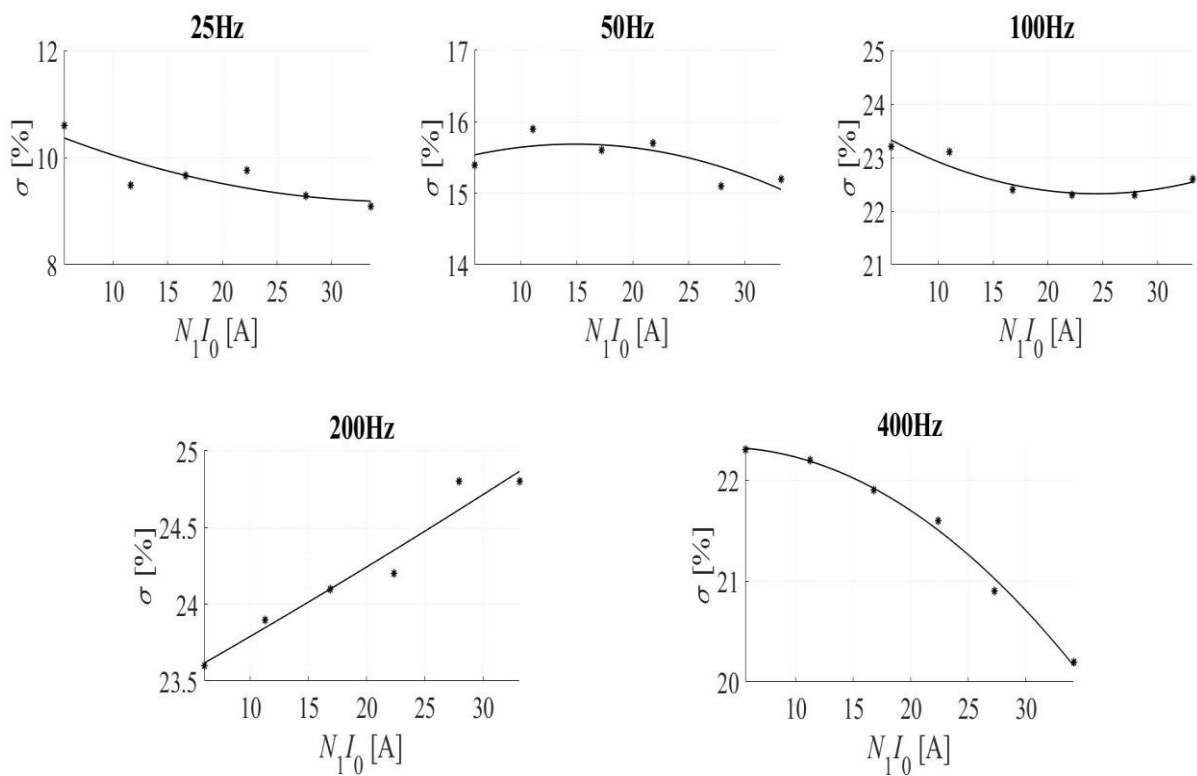
Figur 37: Järnförlust som funktion av kvadraten av inducerad spänning.

I Figur 38 nedan så presenteras den relativa järnförlusten som funktion av pålagd MMK.



Figur 38: Relativ järnförlust som funktion av pålagd MMK vid sinusformad spänning.

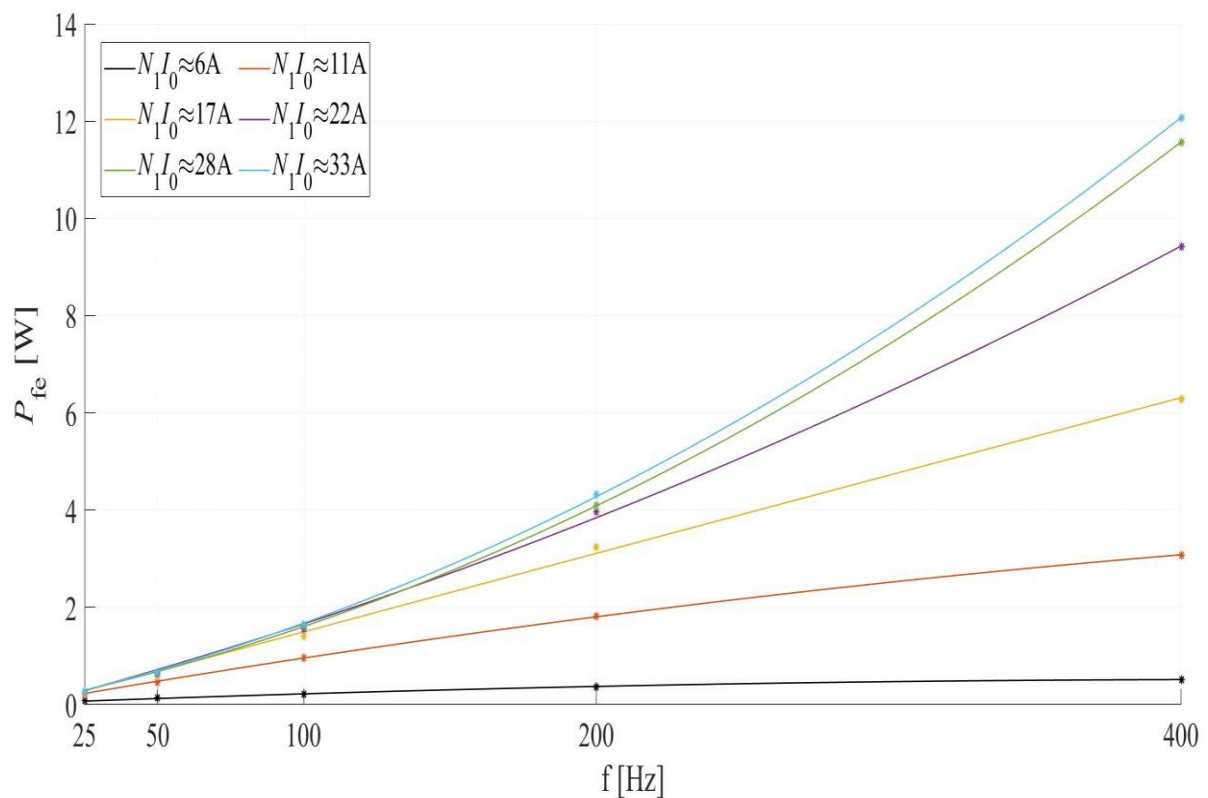
I Figur 39 nedan så presenteras spänningsavvikelsen som funktion av pålagd MMK.



Figur 39: Spänningsavvikelsen som funktion av pålagd MMK vid sinusformad spänning.

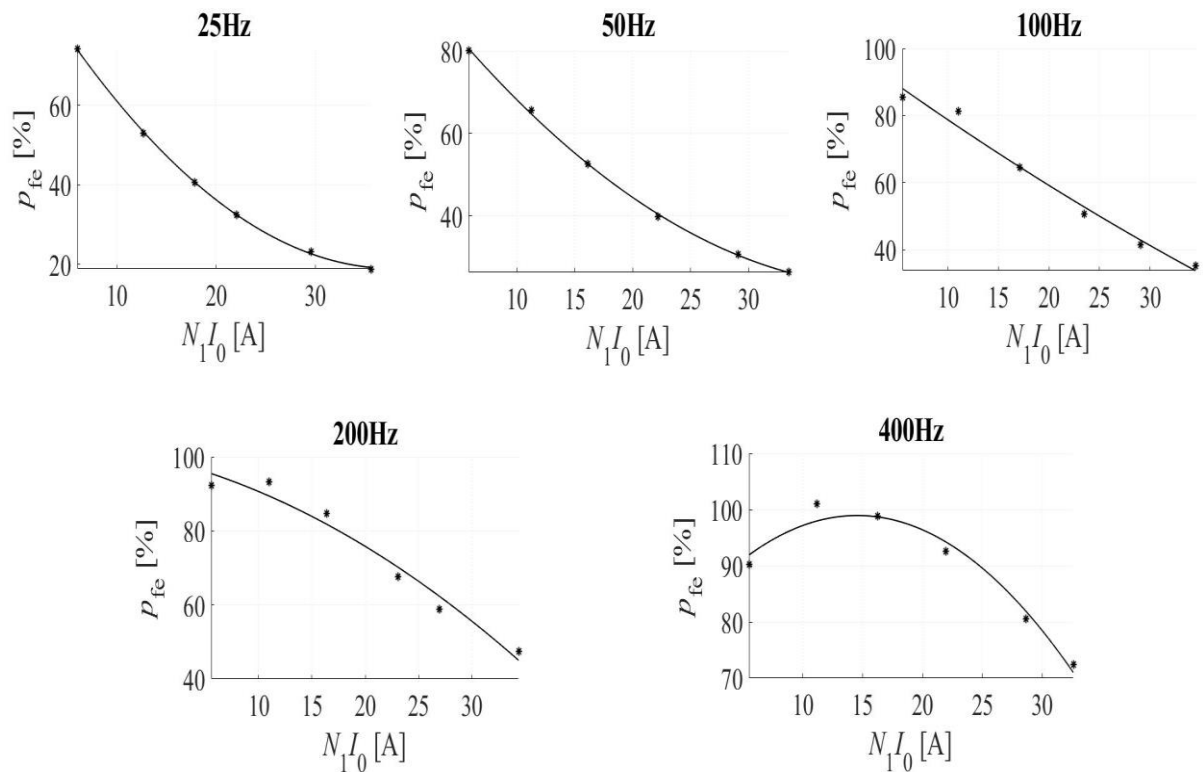
4.4.2 Järnförluster vid fyrkantsformad spänning

I Figur 40 nedan så presenteras järnförlusten som funktion av frekvensen för olika pålagda MMK:er.



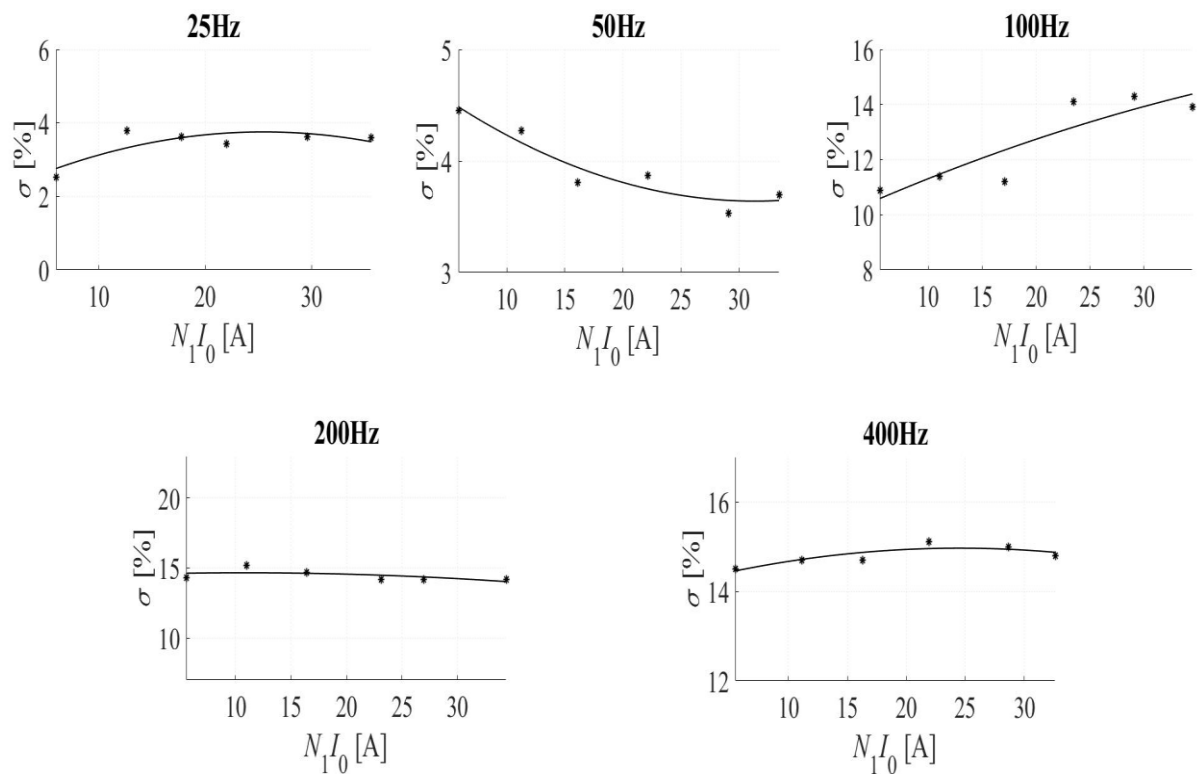
Figur 40: Järnförlust som funktion av frekvensen vid fyrkantsformad spänning. Notera att MMK:erna för samtliga datapunkter har en noggrannhet på $\pm 2,6A$ i förhållande till det egentliga värdet.

I Figur 41 nedan så presenteras den relativa järnförlusten som funktion av pålagd MMK.



Figur 41: Relativ järnförlust som funktion av pålagd MMK vid fyrkantsformad spänning.

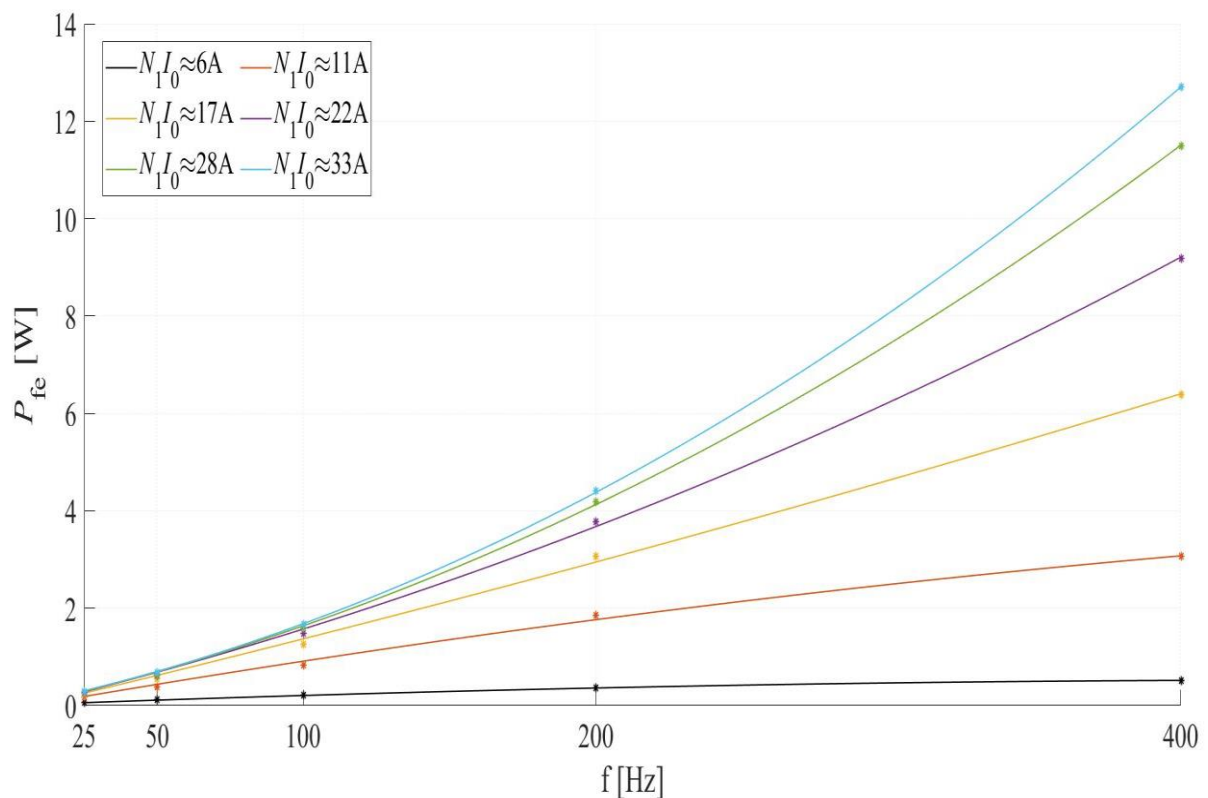
I Figur 42 nedan så presenteras spänningsavvikelsen som funktion av pålagd MMK.



Figur 42: Spänningsavvikelsen som funktion av pålagd MMK vid fyrkantsformad spänning.

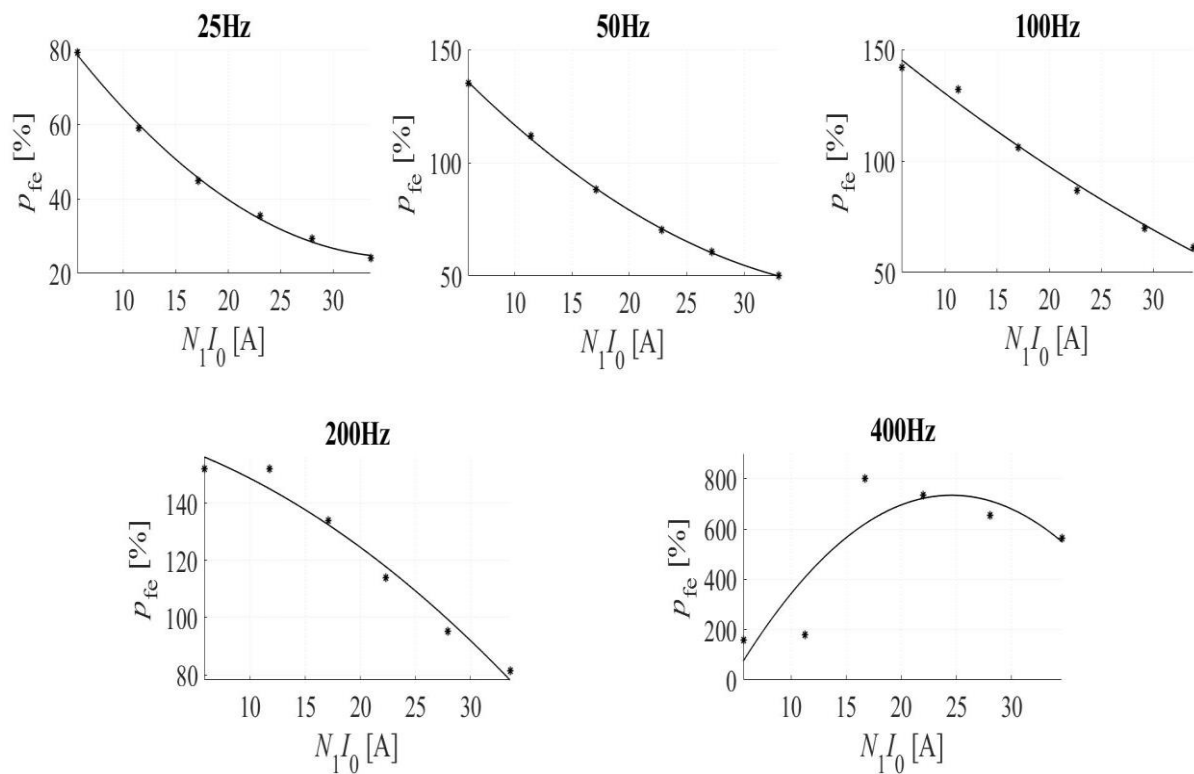
4.4.3 Järnförluster vid triangelformad spänning

I Figur 43 nedan så presenteras järnförlusten som funktion av frekvensen för olika pålagda MMK:er.



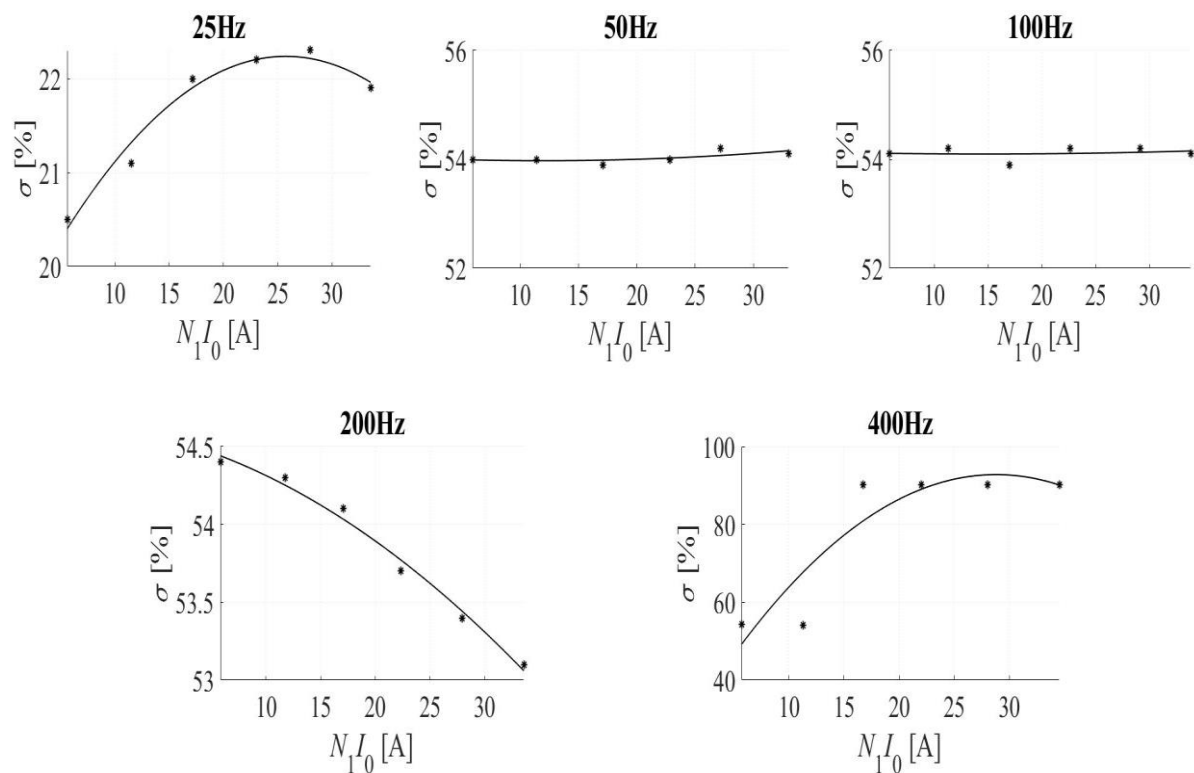
Figur 43: Järnförlust som funktion av frekvensen vid triangelformad spänning. Notera att MMK:erna för samtliga datapunkter har en noggrannhet på $\pm 2A$ i förhållande till det egentliga värdet.

I Figur 44 nedan så presenteras den relativa järnförlusten som funktion av pålagd MMK.



Figur 44: Relativ järnförlust som funktion av pålagd MMK vid triangelformad spänning.

I Figur 45 nedan så presenteras spänningsavvikelsen som funktion av pålagd MMK.



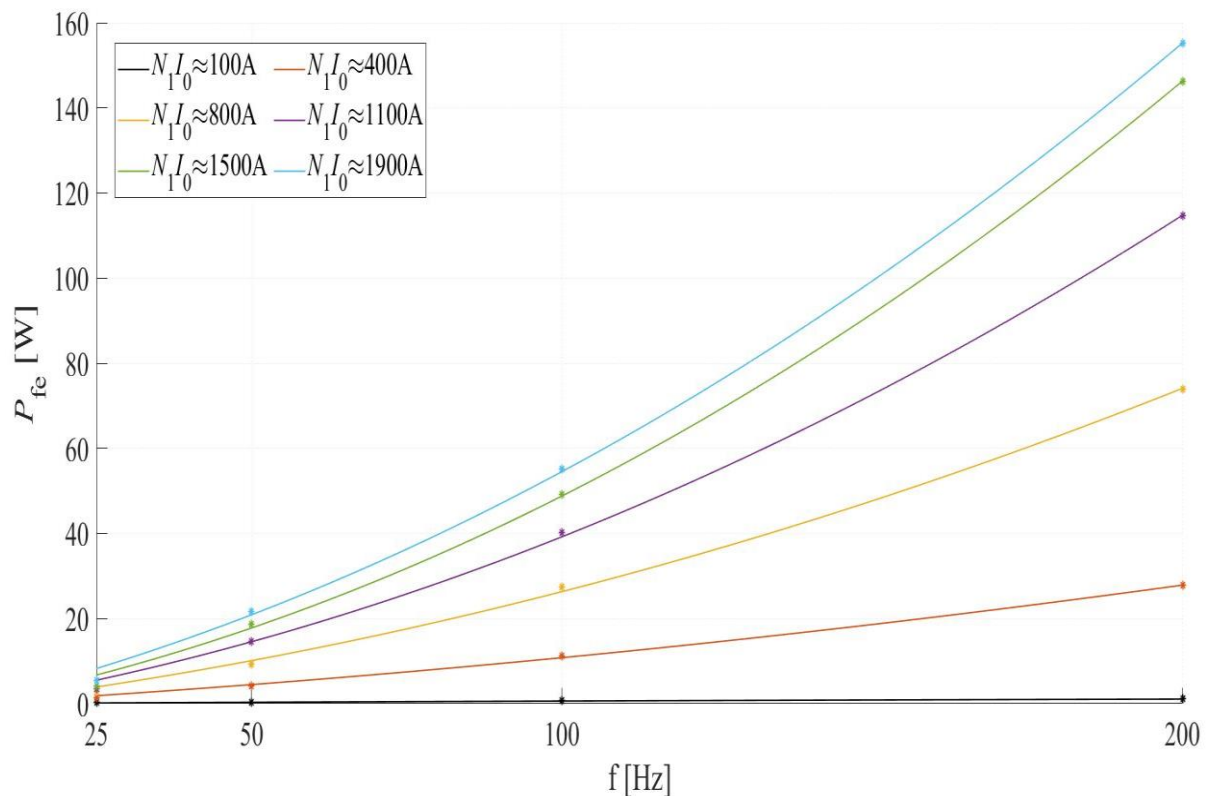
Figur 45: Spänningsavvikelsen som funktion av pålagd MMK vid triangelformad spänning.

4.5 Järnförluster för T2

Resistansen, $R_{1,ref}$ enligt (20) är med en multimeter uppmätt till $0,7\Omega$. För T2 så har som noterats mätningar enbart kunnat genomföras för sinusformade spänningar. Erhållna mätdata i form av primär- respektive sekundärspänning, tomgångsström, total aktiv effekt, samt uppmätt transformortemperatur presenteras i tabellform i *Bilaga F.4* tillsammans med beräknad kopparresistans, inducerad spänning över primärlindningen, kopparförlusten, järnförlusten, spänningsavvikelsen, samt den relativa järnförlusten. För dessa beräkningar så används som noterats (20), (14), (21), (22), (15), respektive (23).

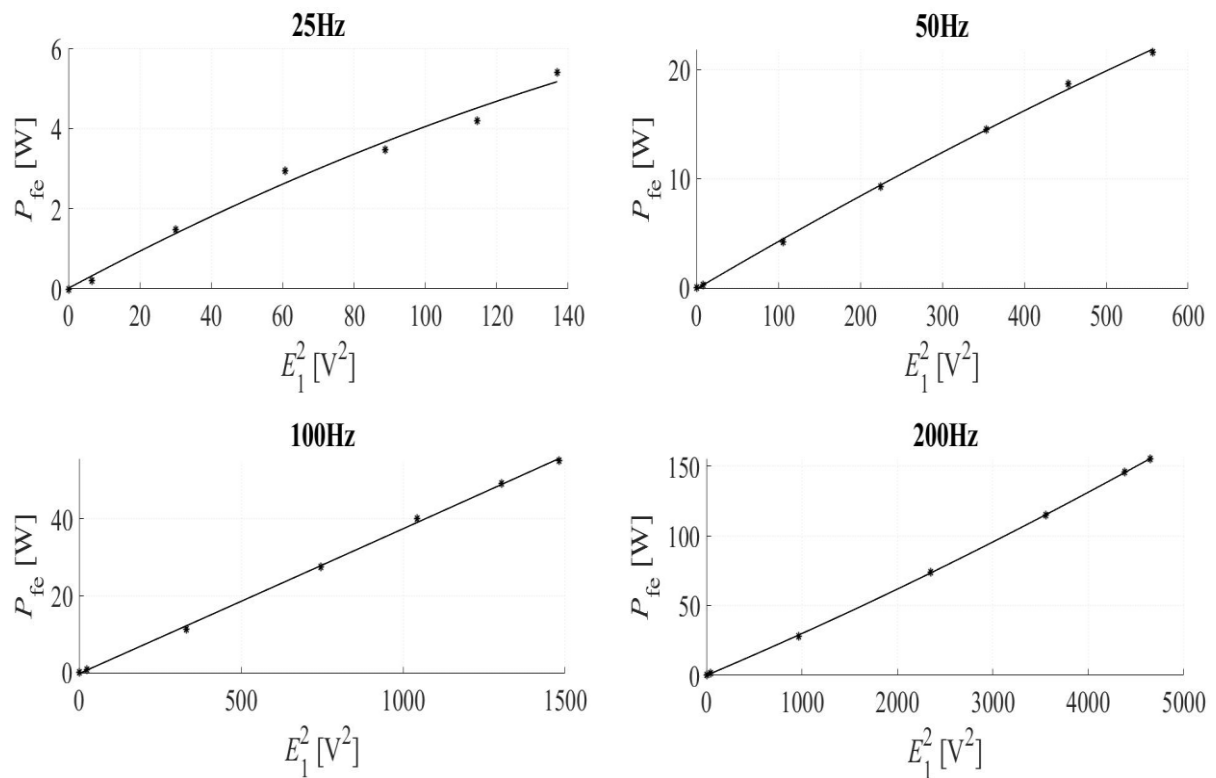
I detta avsnitt så presenteras likaså järnförlusten som funktion av frekvensen respektive som funktion av kvadraten av inducerad spänning, samt relativ järnförlust respektive spänningsavvikelse som funktion av pålagd MMK.

I Figur 46 nedan så presenteras järnförlusten som funktion av frekvensen för olika pålagda MMK:er.



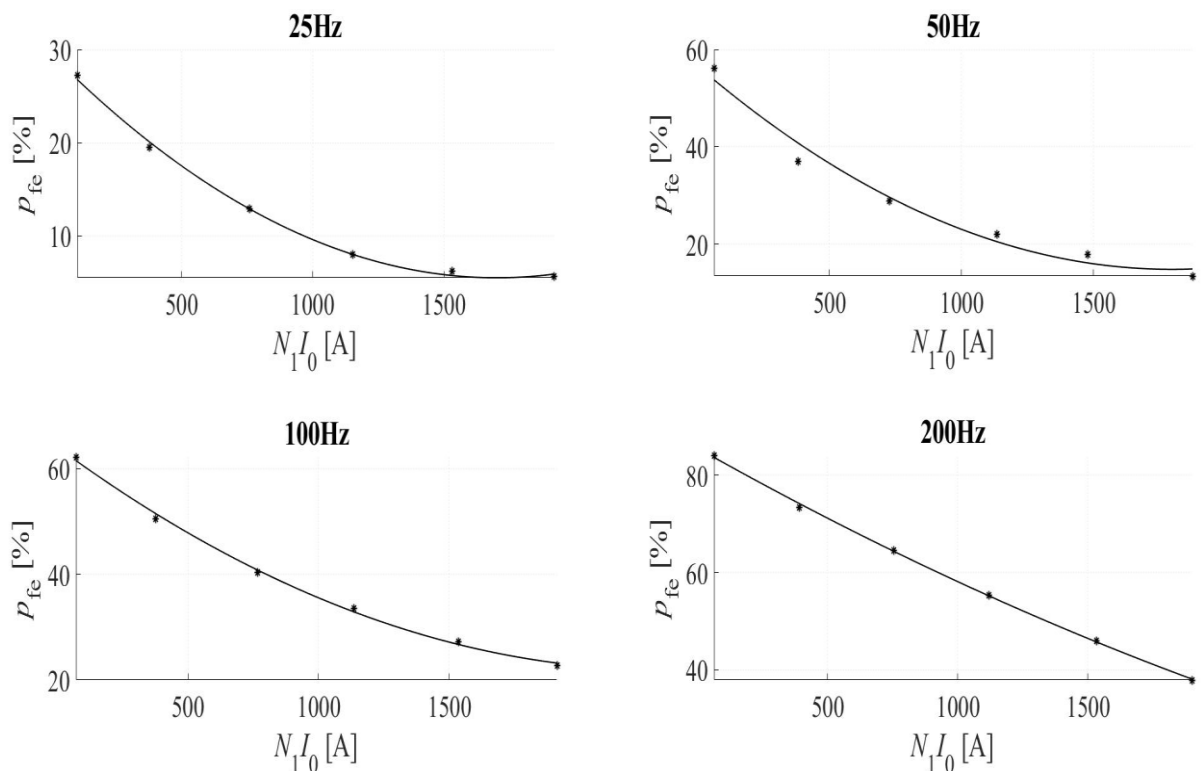
Figur 46: Järnförlust som funktion av frekvensen vid sinusformad spänning. Notera att MMK:erna för samtliga datapunkter är avrundade till närmaste hundratal.

I Figur 47 nedan så presenteras järnförlusten som funktion av kvadraten av inducerad spänning över primärlindningen.



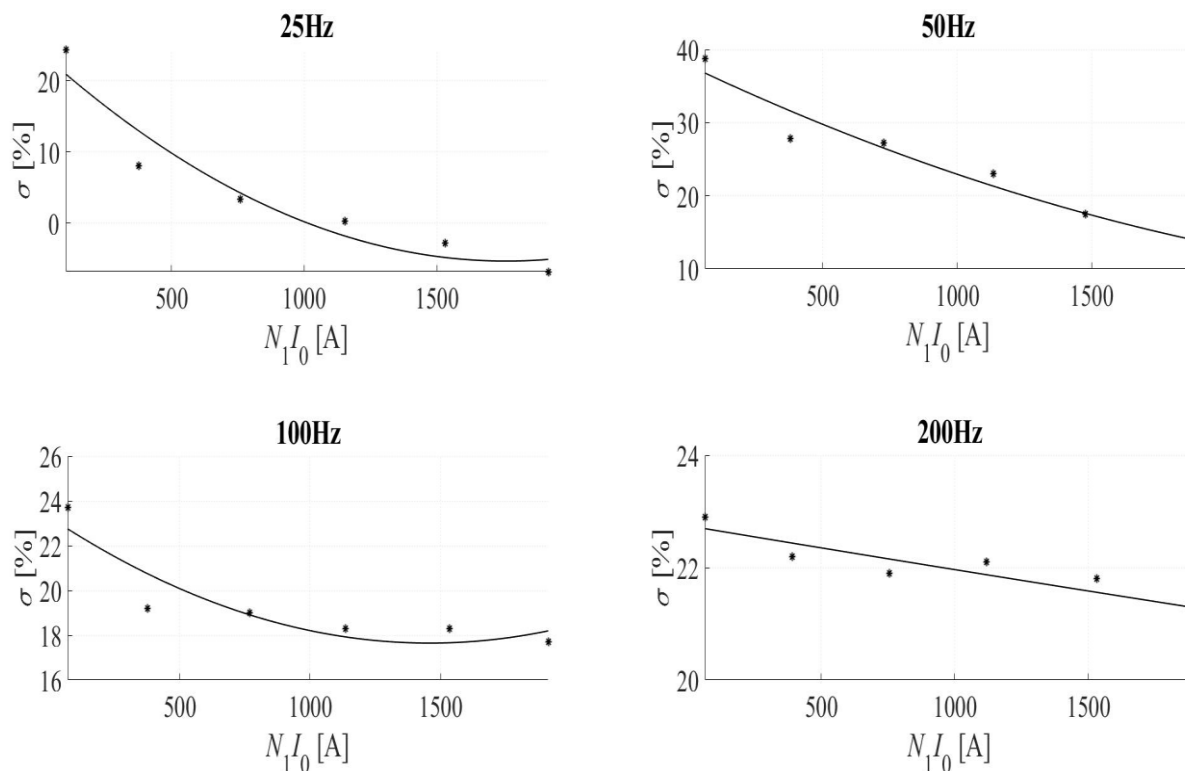
Figur 47: Järnförlust som funktion av kvadraten av inducerad spänning.

I Figur 48 nedan så presenteras den relativa järnförlusten som funktion av pålagd MMK.



Figur 48: Relativ järnförlust som funktion av pålagd MMK vid sinusformad spänning.

I Figur 49 nedan så presenteras spänningsavvikelsen som funktion av pålagd MMK.



Figur 49: Spänningsavvikelsen som funktion av pålagd MMK vid sinusformad spänning.

4.6 Diskussion om beräknade järnförluster

Av graferna för järnförlusten som funktion av frekvensen (se Figur 36, 40, 43 och 46) så noteras att järnförlusten ökar med en ökad frekvens och MMK. Det noteras också att järnförlusterna inte ökar lika kraftigt med frekvensen för en lägre MMK, vilket antas vara relaterat till den magnetiska hysteresen, vilken som är mindre för en lägre MMK (enligt genererade B-H-kurvor), och till följd reduceras hystereseförlusten. För en lägre MMK så följer också att det magnetiska flödet i kärnan är mindre. Ett mindre magnetiskt flöde och en mindre frekvens resulterar i att den inducerade spänningen inuti kärnan blir mindre, vilket samtidigt minskar mängden virvelströmmar, och då också virvelströmsförlusten. Vid jämförelse av graferna för T1 (se Figur 36, 40 och 43) så noteras att vid fyrkantsformad- och triangelformad spänning så har järnförlusten en mer exponentiell ökning med frekvensen än vid sinusformad spänning. Vid en alltför högre frekvens (över 400Hz) så blir därför järnförlusten för triangel- respektive fyrkantsformad spänning märkbart högre än vid sinusformad spänning (enligt erhållet resultat).

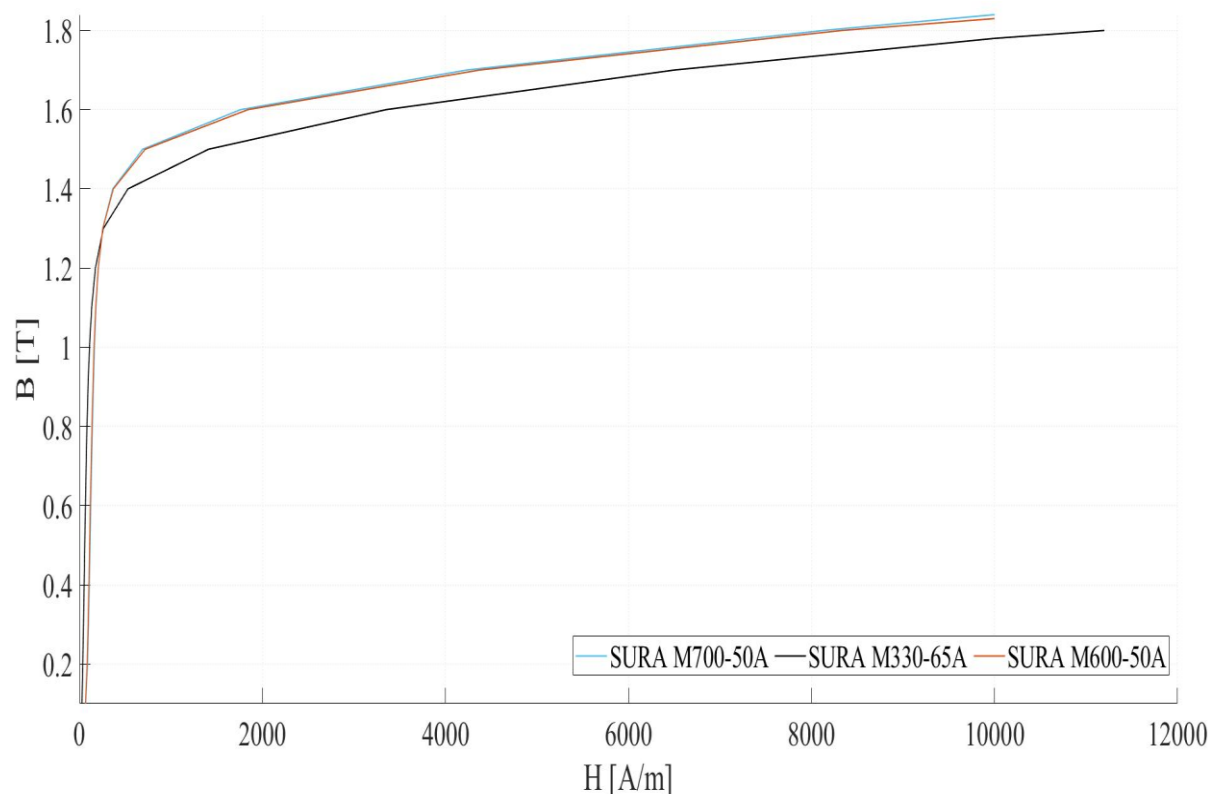
För samtliga mätningar så förhåller sig de relativa järnförlusterna på ett liknande sätt gällande sinusformad- och fyrkantsformad spänning (se Figur 38 och 41). Vid lägre frekvenser (då den parasitiska kapacitansen har lägst inverkan) så är den relativa järnförlusten högre för fyrkantsformad spänning. Den relativa järnförlusten för triangelformad spänning är betydligt högre än för övriga kurvformer (se Figur 38, 41 och 44). Vid jämförelse av de relativa järnförlusterna för T1 vid sinusformad spänning (se Figur 38) med järnförlusterna för T2 (se Figur 48) så noteras att förlusten för T2 är lägst vid samtliga mätningar.

Som diskuterats så dominerar hysteresförlusten över virvelströmsförlusten när frekvensen är låg, framför allt om kärnan är laminerad. Detta kan bevisas med hjälp av *Figur 37* (vid 25Hz), där järnförlusten går mot ett konstant värde för en ökad spänning. Hysteresförlusten är som noterats proportionell mot arean under genererad B-H-kurva. Vid mätning då spänningen är i det högsta laget så är arean (integralen) ungefär konstant för en ökad pålagd spänning, vilket resulterar i att hysteresförlusten (eller järnförlusten för låga frekvenser) ökar ytterst lite för en ökad spänning. När frekvensen däremot är högre så blir samtidigt inverkan av virvelströmsförlusten större, vilket medför att järnförlusten ökar mer för en ökad spänning. Detta fenomen noteras i *Figur 37* där förhållandet blir mer linjärt för en ökad frekvens. För T2 (som inte är laminerad) så noteras (se *Figur 47*) att förhållandet är mer linjärt i samtliga fall. Virvelströmsförlusten är därför inte försumbar för någon utav mätningarna på T2.

Virvelströmsförlusten är proportionell mot kvadraten av virvelströmmen, där virvelströmmen är som noterats proportionell mot det magnetiska flödet i kärnan respektive frekvensen. Dessa förhållanden resulterar i att när kärnan befinner sig i mättat tillstånd (då det magnetiska flödet ökar ytterst lite för en ökad MMK) så ökar virvelströmsförlusten märkbart i de fall då frekvensen är tillräckligt hög. Att virvelströmsförlusten är proportionell mot kvadraten av det magnetiska flödet respektive frekvensen noteras av *Figur 47* (vid 200Hz) där järnförlusten har en något exponentiell ökning med spänningen.

4.7 Jämförelse av olika kärnmaterial

I *Figur 50* nedan så presenteras B-H-kurvor för tre andra kärnmaterial vid frekvensen 50Hz.



Figur 50: B-H-kurvor för tre andra kärnmaterial som illustrerar magnetiseringsprocessen, där det magnetiska flödet respektive fältstyrkan vid mätstart är nollställt. Kurvorna är framtagna vid 50Hz, och data är erhållen från databladet i Bilaga D.2. Koden för generering av figuren finnes i Bilaga A.4. Kärnorna antas vara laminerade.

Som noteras av *Figur 50* så har kärnmaterialen, SURA® M330-65A den mest effektiva magnetiseringen då materialet har det högsta magnetiska flödet för en viss magnetisk fältstyrka (utanför mätnadsområdet). Detta kärnmaterial befinner sig dock inom mätnadsområdet för en lägre fältstyrka än för de övriga kärnorna.

Magnetiseringskaraktäristiken enligt *Figur 50* antas ha samma utseende som den magnetiseringskaraktäristik de tre kärnmaterialen skulle ha ifall en fullständig B-H-kurva istället blivit uppmätt (som för mätningarna i detta arbete). Med detta antagande så kan de tre kärnmaterialens relativa permeabiliteter jämföras med de för T1 respektive T2 (vid 50Hz). Denna jämförelse genomförs genom att välja en gemensam punkt hos samtliga grafer där B-H-förhållandet är någorlunda linjärt (utanför mätnadsområdet), och därefter subtrahera H_c från den avlästa magnetiska fältstyrkan. Vid studerande av *Figur 8, 30 respektive 50* så kan det noteras att B-H-förhållandet är någorlunda linjärt för en magnetisk flödestäthet på omkring 0,2T. I *Tabell 2* nedan så presenteras de med (17) beräknade relativa permeabiliteterna vid 0,2T.

Tabell 2: Relativa permeabiliteter för de fem kärnmaterialen vid 0,2T.

Kärnmaterial	H [A/m]	μ_r [–]
SURA® M330-65A	36,2	4397
SURA® M700-50A	88,3	1802
SURA® M600-50A	83,8	1899
T1	11	14470
T2	1415	112,5

Vid jämförelse av de relativa permeabiliteterna enligt *Tabell 2* så noteras att T2 har den minst effektiva magnetiseringen (lägst permeabilitet), vilket resulterar i ett högre reaktivt effekttupptag. T1 i sin tur har den mest effektiva magnetiseringen av de fem kärnmaterialen.

Järnförlusterna vid 50Hz jämförs också mellan kärnmaterialen. Från databladerna för SURA-kärnorna så ges järnförlusterna, samt tillförd skenbar effekt per kilogram av respektive kärnmaterial. Genom att beräkna den relativa järnförlusten så kan samtliga kärnmaterial jämföras med varandra med hänsyn tagen till kärnstorlekar samt tillförd effekt. De relativa järnförlusterna väljs att jämföras i det driftsförhållande då respektive kärna befinner sig i mättat tillstånd. Metoden ger ett approximativt förhållande mellan de olika kärnmaterialens järnförluster då det valda driftförhållandet inte är helt tydligt definierat. För att vidare öka tillförlitligheten i jämförelsen så hade samma mätmetod som genomförts i detta arbete även ha behövts genomföras för SURA-kärnorna. Som noterats av *Figur 50* så blir samtliga SURA-kärnor mättade vid omkring 1,8T. I *Bilaga D.2* så avläses järnförlust samt skenbar effekt vid 1,8T för respektive kärnmaterial, och relativ järnförlust beräknas. Relativ järnförlust vid mättat tillstånd för T1 och T2 finnes i *Tabell F.2 respektive F.17*. I *Tabell 3* nedan så presenteras de beräknade relativa järnförlusterna för samtliga kärnmaterial.

Tabell 3: Jämförelse av relativa järnförluster vid mättat tillstånd (50Hz).

Kärnmaterial	p_{fe} [%]
T1	22,2
T2	13,5
SURA® M330-65A	1,68
SURA® M700-50A	4,54
SURA® M600-50A	4,01

Vid jämförelse av de relativa järnförlusterna enligt Tabell 3 så noteras att kärnmaterialet, SURA® M330-65A har lägst järnförlust, men med hänsyn tagen till den begränsade noggrannheten i resultatet, samt att T2 inte är laminerad, så bedöms att T2 har en förhållandevis låg järnförlust, medan T1 har en betydligt högre järnförlust. Den höga järnförlusten hos T1 kan noteras av att värdena på B_r och H_c är höga vid samtliga mätningar i förhållande till storleken på den magnetiska flödestätheten respektive fältstyrkan vid mättat tillstånd (se genererade B-H-kurvor för T1).

4.8 Diskussion om övrigt resultat

Som noterats av samtliga mätningar så resulterar mättning i ström- eller spänningsdeformation (högre frekvenskomponenter), vilket som inte är önskvärt vid vanlig transformator drift. Vid vanlig transformator drift så är ett linjärt B-H-förhållande (vid magnetiseringsprocessen) önskvärt eftersom kärnan inom detta intervall befinner sig utanför mättnadsområdet.

Det lägre mättnadsflödet för T2 bedöms ej som någon nackdel eftersom B_r blir lägre för ett lägre mättnadsflöde, vilket till följd reducerar hystereseförlusten. Av (5) respektive (16) så noteras dessutom att ett lägre mättnadsflöde kan kompenseras av ett högre antal lindningsvarv, vilket samtidigt reducerar strömmen.

I Figur 39, 42, 45 respektive 49 så noteras att spänningsavvikelsen är positiv med undantag för T2 vid 25Hz (se Figur 49), vilket innebär att den parasitiska kapacitansen har påverkat samtliga mätningar i olika grad. Det är oklart om den parasitiska kapacitansen har någon inverkan på kretsen när avvikelsen är negativ, då vidare mätningar är nödvändiga för att förvissa sig om detta. Gällande T1 vid sinusformade spänningar (se Figur 39) så noteras att spänningsavvikelsen tenderar att öka för en ökad frekvens. När kretsen är kapacitiv (vid 400Hz) så minskar avvikelsen något. Gällande T1 vid fyrkantsformade spänningar (se Figur 42) så noteras att spänningsavvikelsen tenderar att öka något för en ökad fundamental frekvens. Detsamma gäller för T1 vid triangelformade spänningar (se Figur 45), förutom vid frekvenserna 50-200Hz då avvikelsen hålls ungefär konstant. Vid 400Hz för triangelformad spänning så blir avvikelsen mycket stor. Av Figur 49 så noteras för T2 att vid 25 och 50Hz så minskar spänningsavvikelsen betydligt för en högre MMK. Orsaken till detta antas vara relaterat till den kapacitiva reaktansen, vilken som är högst vid en lägre frekvens (se Figur 2), och för en högre ström (eller högre MMK) så blir enligt (8) den maximalt lagrade energin hos primärspolen betydligt högre. Detta resulterar i att magnetiseringsströmmen blir högre, och inverkan av den parasitiska kapacitansen minskar som följd. Det noteras av Figur 49 att spänningsavvikelsen vid den högsta pålagda MMK:n ökar för en ökad frekvens (den kapacitiva reaktansen minskar medan den induktiva reaktansen ökar).

Som noterats av Figur 27 och av Tabell F.15 så blir sekundärspänningen större än primärspänningen vid triangelformad spänning vid 400Hz. Orsaken till den reducerade

primärspänningen och fortsatt ökad sekundärspänning antas vara relaterat till den genererade reaktiva effekten från den parasitiska kondensatorn, vilken som faskompenserar för det reaktiva effektupptaget hos magnetiseringsinduktansen. Denna faskompensering antas vara orsaken till fenomenet eftersom den matande förstärkaren då ”upplever” lasten till att vara mindre än vad den egentligen är, vilket resulterar i att den pålagda spänningen blir lägre. Orsaken till att fenomenet enbart inträffar vid triangelformad spänning antas huvudsakligen vara relaterat till att toppvärdet för den triangelformade spänningen är störst för ett visst effektivvärde och frekvens (minst area under kurvan), vilket som illustreras i *Figur E.6* i *Bilaga E.4*. Av (7) så noteras att för ett högt toppvärde på spänningen så blir den maximalt lagrade energin hos den parasitiska kondensatorn betydligt högre, vilket samtidigt resulterar i att laddningsströmmen kan bli betydligt högre än magnetiseringsströmmen (se *Figur 2*), och som följd genereras mer reaktiv effekt. Detta fenomen är inte önskvärt, och dess inverkan kan reduceras med bra isolation (med hög permittivitet).

För att minska inverkan av de parasitiska kapacitanserna så behöver de elektriska fälten reduceras. Transformatorerna är som noterats luftkylda, så därmed kan ett fast isolermaterial som exempelvis polyestertejp applicerats över respektive lindningsvarv [6]. Denna metod skulle medföra att permittiviteten för transformatorernas dielektrikum (kopparisolationen samt polyestertejpen) hade ökat.

För att vidare öka noggrannheten hos mätningar vid högre strömmar (gällande T2) och vid högre frekvenser så kunde respektive transformator ha blivit omsluten av ett metallobjekt av något slag. Med denna metod så skulle externa magnetiska fält bli omdirigerade, samt att genererade fält hade blivit förhindrade från att tränga ut och generera störningar hos omkringliggande materiel. Samtliga använda sladdar och ledare kunde dessutom ha blivit placerade på ett så långt avstånd som möjligt från varandra, och från transformatorerna, vilket som inte togs till hänsyn i detta arbete.

Som noterats så har primärlindningen för T2 flera lager. Detta kan resultera i att ett för noggrannheten betydande flöde inte ansluter sig till kärnan utan flödar mellan lagren istället, vilket medför att den för T2 beräknade magnetiska fältstyrkan, $H(t)$ blir större än det egentliga fältet som magnetiserar själva kärnmaterialet. Detta oönskade tillstånd illustreras i *Figur E.7* i *Bilaga E.5*.

När kretsen är induktiv så är som noterats erhållet mätresultat mer tillförlitligt, medan resultaten inte alls är lika tillförlitliga när kretsen är kapacitiv. Ju närmare resonansfrekvensen (eller betydligt större än resonansfrekvensen) den aktuella frekvensen är desto större inverkan på kretsen får den parasitiska kapacitansen. Erhållet mätresultat vid lägre frekvenser (25-50Hz) och högre MMK har som noterats givit de mest tillförlitliga resultaten.

För att vidare verifiera tillförlitligheten hos erhållet mätresultat så skulle åtminstone en extra kontrollmätning ha behövts genomföras. I detta arbete har dock inte någon extra kontrollmätning hunnits med.

Det oönskade prob-brusets inverkan på noggrannheten hos mätningarna antas vara mycket liten eftersom filtreringen i MATLAB givit en fin filtrering när jämförelser gjorts. Vid samtliga mätningar så har 10:1 prober använts, där dämpningsfaktorn 10:1 innebär att proben minskar signalen med en faktor 10 innan dess att signalen presenteras till oscilloskopet (av säkerhetsskäl). Om proben tillhör oscilloskopet så multiplicerar oscilloskopet sedan signalen automatiskt med en faktor 10, annars så behövs detta ställas in manuellt. Vid lägre spänningar så ökar dock inverkan av prob-pruset då vid samtliga mätningar har använts 10:1 prober, vilket som resulterar i att prob-brusets storlek också ökas med en faktor 10 [7]. Detta resulterar i att filtreringen i MATLAB har givit ett mindre tillförlitligt resultat vid lägre frekvenser (25 och 50Hz), då den

pålagda spänningen är som lägst. För den extra noggrannhetens skull så hade vid mätningar för lägre spänningar istället kunnat användas 1:1 prober, aktiva prober eller vanliga koaxialkablar [7]. Detta är en potentiell lösning för spänningsmätningen, men för en lösning som gäller både för spännings- och strömmätning så kan exempelvis oscilloskopets bandbredd reduceras till två gånger signalens bandbredd [8]. En annan potentiell lösning är att via oscilloskopet expandera den uppmätta signalen så mycket som möjligt både i x- och y-led till dess att åtminstone en period av signalen presenteras på skärmen [8]. Denna metod minskar inte enbart prob-bruset utan samtidigt så ökas oscilloskopets noggrannhet och upplösning [8].

Kapitel 5

Slutsatser

Med samtliga planerade mätningar genomförda och med erhållet resultatet analyserat så behöver projektets frågeställning besvaras, samt eventuella förbättringar på arbetet noteras. Dessa förbättringar kan implementeras om ett liknande projekt genomförs någon gång i framtiden. Slutligen så skall framtida (eller fortsatt) arbete föreslås för att karaktäriseringen av kärnmaterialet skall bli desto mer detaljerad och noggrann.

5.1 Resultat från nuvarande arbete

Som noterats så är den relativa järnförlusten lägre för T2 än för T1 trots att T2 inte är laminerad, vilket tyder på att denna kärna är det mest lämpliga valet vid applikationer med högre frekvenser. Vid jämförelse mellan de tre SURA-kärnorna och T2 (vid 50Hz) så har det noterats att järnförlusten för T2 var högst, men att detta resultat samtidigt inte är fullt tillförlitligt. Svårighetsgraden i jämförelsen hade dessutom ökat vid högre frekvenser då inverkan av virvelströmmarna blir mer signifikant. Det har även noterats att T2 har den minst effektiva magnetiseringen (lägst μ_r) samt det högsta reaktiva effekttupptaget.

Då mätningar genomförts för olika kurvformer (gällande T1) så har det noterats att kretsen får en kapacitiv karaktär för samtliga fundamentala frekvenser vid fyrkantsformad- respektive triangelformad spänning. Av denna anledning så kan inte någon noggrann jämförelse av erhållet resultat genomföras, men med det erhållna resultatet så kan det ändå noteras att både järnförlusterna och B-H-kurvorna förhåller sig på ett liknande sätt i form av att förlusterna samt H_c ökar för en ökad frekvens för samtliga kurvformer. Som noterats så skiljer sig resultaten mer åt mellan de olika kurvformerna ju högre frekvensen blir på grund av den parasitiska kapacitansens ökade inverkan.

5.2 Framtida arbete

För ett fortsatt arbete så kan motsvarande mätningar istället genomföras med en *Single Sheet Tester* (SST). Med SST:n så genomförs mätningar på enbart en laminatplåt, och erhållet resultat kan sedan jämföras med resultatet från detta arbete. Om resultaten skiljs åt så behöver vidare analys genomföras för att finna orsaken till skillnaden. En laminatplåt för respektive kärnmaterial behövs därmed.

För att möjliggöra en mer detaljerad och noggrann jämförelse beträffande järnförlusterna i detta arbete så behövs först en laminerad och värmebehandlad version av kärnmaterialet för T2 att erhållas. Järnförlustmätningarna för T2 bör därefter mätas om med den nya versionen.

För att reducera inverkan av den parasitiska kapacitansen (som har haft en inverkan på samtliga mätningar), och därmed medföra att mätningarna bli noggrannare så behövs mer isolation mellan lindningsvarven (som exempelvis polyestertejp). För T2 så kan en tunnare koppartråd användas som lindning för att undvika lindningslagren och därmed undvika kapacitansen mellan lagren, samt det magnetiska flödet mellan lagren. Om en tunnare lindning väljs att användas så är fler lindningsvarv nödvändigt eftersom den tunnare lindningen inte tål en allt

för hög ström (se *Bilaga D.1*). Vid lindningsprocessen så rekommenderas att börja med att linda primärlindningen med ett visst antal varv. Sedan generera en B-H-kurva genom att mäta primärspänningen respektive primärströmmen och studera hur B-H-kurvans utseende blir (om kärnan är inom mätnadsområdet eller inte). Om så behövs så lindas fler varv (då blir det i sektioner). När mättnadstillståndet är uppnått (för en godkänd strömstorlek) så kan sekundärlindningen börja lindas med ett lämpligt antal varv. Sekundärlindningen kan lindas ovanpå primärlindningen eftersom det magnetiska fältet som magnetiserar kärnan inte appliceras på sekundärlindningen. Att avvakta med att linda sekundärlindningen medför att primärlindningen ansluts så nära inpå kärnmaterialet som möjligt, vilket som noterat ökar noggrannheten hos mätningar.

För att reducera prob-brusets inverkan på mätningarna så kan justeringar på oscilloskopet genomföras, vilka som har nämnts i föregående kapitel. Vid lägre effekter så medför dessa justeringar i ett mer tillförlitligt resultat än filtreringen genomförd i MATLAB.

Källförteckning

- [1] Electrical4U, "Temperature Coefficient of Resistance," 2019. [Online]. Tillgänglig: <https://www.electrical4u.com/temperature-coefficient-of-resistance/>, hämtad: 2020-04-17.
- [2] Circuit Globe, "Eddy Current Loss," [Online]. Tillgänglig: <https://circuitglobe.com/what-is-eddy-current-loss.html>, hämtad: 2020-04-17.
- [3] Circuit Globe, "Hysteresis Loss," [Online]. Tillgänglig: <https://circuitglobe.com/what-is-hysteresis-loss.html>, hämtad: 2020-04-17.
- [4] Electronics Tutorials, "Magnetic Hysteresis," [Online]. Tillgänglig: <https://www.electronics-tutorials.ws/electromagnetism/magnetic-hysteresis.html>, hämtad: 2020-04-17.
- [5] Magnet Expert Ltd, "Permanent Magnets," [Online]. Tillgänglig: <https://www.first4magnets.com/permanent-magnets-i155>, hämtad: 2020-04-28.
- [6] ABB, "Dry-type transformer insulation," [Online]. Tillgänglig: <https://new.abb.com/products/transformers/transformer-components/insulation-components-and-materials/dry-type-transformers-insulation-materials>, hämtad: 2020-04-17.
- [7] Keysight Technologies, "Why do I see more noise on my oscilloscope when a probe is connected?," [Online]. Tillgänglig: <https://www.keysight.com/main/editorial.jsp?cc=HU&lc=eng&ckey=744743&nid=-32543.1150134&id=744743>, hämtad: 2020-04-17.
- [8] Test & Measurement Tips, "How to reduce oscilloscope noise during measurements," 2017. [Online]. Tillgänglig: <https://www.testandmeasurementtips.com/reduce-oscilloscope-noise-measurements/>, hämtad: 2020-04-17.

Bilaga A

MATLAB-kod

I denna bilaga så presenteras all skriven MATLAB-kod (med tillhörande kommentarer) för generering av de grafer som presenteras i rapporten.

A.1 Kod för B-H-kurvor gällande T1 och T2

```
close all
clear
clc

%%

Color_code      %se Bilaga A.7

%% BH-kurva

% -- Variabeldeklaration -- %

N1 = ;          %250 för T2 och 55 för T1
N2 = ;          %30 för T2 och 20 för T1
h = 21 * 1e-3;
d_ytter = 53 * 1e-3;
d_inner = 29 * 1e-3;

%T1 och T2 har samma mått
length = pi * (d_ytter + d_inner) / 2;
A = h * (d_ytter - d_inner) / 2;

f = ;           %sätt in aktuell frekvens
T = 1 / f;
f_samp = ;      %10MHz vid 400Hz-mätning för
                %triangel- resp. fyrkantsformad
                %spänning.
                %1MHz i övriga fall.
T_samp = 1 / f_samp;

% -- Ladda Data -- %

%Oscilloskopet skapar 1 fil med data för respektive kanal.
%Väljer att göra 6 mätningar vid respektive frekvens
%CH1 mäter u1,
Data_u1_fil_1 = load('C1--Filnamn--00000.dat');
%CH2 mäter u2
Data_u2_fil_1 = load('C2--Filnamn--00000.dat');
%CH3 mäter i
Data_i_fil_1 = load('C3--Filnamn--00000.dat');

Data_u1_fil_2 = load('C1--Filnamn--00001.dat');
Data_u2_fil_2 = load('C2--Filnamn--00001.dat');
Data_i_fil_2 = load('C3--Filnamn--00001.dat');
```

Bilaga A. MATLAB-kod

```
Data_u1_fil_3 = load('C1--Filnamn--00002.dat');
Data_u2_fil_3 = load('C2--Filnamn--00002.dat');
Data_i_fil_3 = load('C3--Filnamn--00002.dat');

Data_u1_fil_4 = load('C1--Filnamn--00003.dat');
Data_u2_fil_4 = load('C2--Filnamn--00003.dat');
Data_i_fil_4 = load('C3--Filnamn--00003.dat');

Data_u1_fil_5 = load('C1--Filnamn--00004.dat');
Data_u2_fil_5 = load('C2--Filnamn--00004.dat');
Data_i_fil_5 = load('C3--Filnamn--00004.dat');

Data_u1_fil_6 = load('C1--Filnamn--00005.dat');
Data_u2_fil_6 = load('C2--Filnamn--00005.dat');
Data_i_fil_6 = load('C3--Filnamn--00005.dat');

%Respektive fil har 2 kolumner med data,
%där kolumn 2 innehåller önskad
%elektrisk storhet
i_fil_1 = Data_i_fil_1(:,2);
u2_fil_1 = Data_u2_fil_1(:,2);

i_fil_2 = Data_i_fil_2(:,2);
u2_fil_2 = Data_u2_fil_2(:,2);

i_fil_3 = Data_i_fil_3(:,2);
u2_fil_3 = Data_u2_fil_3(:,2);

i_fil_4 = Data_i_fil_4(:,2);
u2_fil_4 = Data_u2_fil_4(:,2);

i_fil_5 = Data_i_fil_5(:,2);
u2_fil_5 = Data_u2_fil_5(:,2);

i_fil_6 = Data_i_fil_6(:,2);
u2_fil_6 = Data_u2_fil_6(:,2);

% -- Butterworth-filtrering, samt-- %
% -- erhållande av 1 period för resp. storhet -- %

f_cut = ;      %Justera enligt genererade
                %kontrollfigurer i nästkommande
                %avsnitt så att bruset försvinner.
                %Signalen får dock inte bli dämpad.
[b,a] = butter(4,f_cut / f_samp); %fjärde ordningens
                                %filter

filtrerad_i_fil_1 = filtfilt(b,a,i_fil_1);
%justera ev. mer så att 1 period erhålles
filtrerad_i_fil_1 = filtrerad_i_fil_1(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
%tar bort en liten DC-nivå genererad av bruset
filtrerad_i_fil_1 = filtrerad_i_fil_1 - ...
    mean(filtrerad_i_fil_1);
filtrerad_u2_fil_1 = filtfilt(b,a,u2_fil_1);
```


Bilaga A. MATLAB-kod

```
%justera ev. mer så att 1 period erhålles
filtrerad_u2_fil_1 = filtrerad_u2_fil_1(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
%tar bort en liten DC-nivå genererad av bruset
filtrerad_u2_fil_1 = filtrerad_u2_fil_1 - ...
    mean(filtrerad_u2_fil_1);

filtrerad_i_fil_2 = filtfilt(b,a,i_fil_2);
filtrerad_i_fil_2 = filtrerad_i_fil_2(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
filtrerad_i_fil_2 = filtrerad_i_fil_2 - ...
    mean(filtrerad_i_fil_2);
filtrerad_u2_fil_2 = filtfilt(b,a,u2_fil_2);
filtrerad_u2_fil_2 = filtrerad_u2_fil_2(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
filtrerad_u2_fil_2 = filtrerad_u2_fil_2 - ...
    mean(filtrerad_u2_fil_2);

filtrerad_i_fil_3 = filtfilt(b,a,i_fil_3);
filtrerad_i_fil_3 = filtrerad_i_fil_3(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
filtrerad_i_fil_3 = filtrerad_i_fil_3 - ...
    mean(filtrerad_i_fil_3);
filtrerad_u2_fil_3 = filtfilt(b,a,u2_fil_3);
filtrerad_u2_fil_3 = filtrerad_u2_fil_3(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
filtrerad_u2_fil_3 = filtrerad_u2_fil_3 - ...
    mean(filtrerad_u2_fil_3);

filtrerad_i_fil_4 = filtfilt(b,a,i_fil_4);
filtrerad_i_fil_4 = filtrerad_i_fil_4(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
filtrerad_i_fil_4 = filtrerad_i_fil_4 - ...
    mean(filtrerad_i_fil_4);
filtrerad_u2_fil_4 = filtfilt(b,a,u2_fil_4);
filtrerad_u2_fil_4 = filtrerad_u2_fil_4(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
filtrerad_u2_fil_4 = filtrerad_u2_fil_4 - ...
    mean(filtrerad_u2_fil_4);

filtrerad_i_fil_5 = filtfilt(b,a,i_fil_5);
filtrerad_i_fil_5 = filtrerad_i_fil_5(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
filtrerad_i_fil_5 = filtrerad_i_fil_5 - ...
    mean(filtrerad_i_fil_5);
filtrerad_u2_fil_5 = filtfilt(b,a,u2_fil_5);
filtrerad_u2_fil_5 = filtrerad_u2_fil_5(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
filtrerad_u2_fil_5 = filtrerad_u2_fil_5 - ...
    mean(filtrerad_u2_fil_5);

filtrerad_i_fil_6 = filtfilt(b,a,i_fil_6);
filtrerad_i_fil_6 = filtrerad_i_fil_6(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
filtrerad_i_fil_6 = filtrerad_i_fil_6 - ...
    mean(filtrerad_i_fil_6);
```

```
filtrerad_u2_fil_6 = filtfilt(b,a,u2_fil_6);
filtrerad_u2_fil_6 = filtrerad_u2_fil_6(2 * T / ...
    T_samp:3 * T / T_samp);
filtrerad_u2_fil_6 = filtrerad_u2_fil_6 - ...
    mean(filtrerad_u2_fil_6);

% -- Förhållande mellan filtrerad data och rådata -- %

figure()
hold on
plot(i_fil_1,'Color',color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_i_fil_1)
title('Fil 1: Ström')
hold off
figure()
hold on
plot(u2_fil_1,'Color',color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_u2_fil_1)
title('Fil 1: Spänning')
hold off

figure()
hold on
plot(i_fil_2,'Color',color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_i_fil_2)
title('Fil 2: Ström')
hold off
figure()
hold on
plot(u2_fil_2,'Color',color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_u2_fil_2)
title('Fil 2: Spänning')
hold off

figure()
hold on
plot(i_fil_3,'Color',color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_i_fil_3)
title('Fil 3: Ström')
hold off
figure()
hold on
plot(u2_fil_3,'Color',color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_u2_fil_3)
title('Fil 3: Spänning')
hold off

figure()
hold on
plot(i_fil_4,'Color',color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_i_fil_4)
title('Fil 4: Ström')
hold off
figure()
hold on
plot(u2_fil_4,'Color',color_2014b_yellow)
```

```
plot(filtrerad_u2_fil_4)
title('Fil 4: Spänning')
hold off

figure()
hold on
plot(i_fil_5, 'Color', color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_i_fil_5)
title('Fil 5: Ström')
hold off
figure()
hold on
plot(u2_fil_5, 'Color', color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_u2_fil_5)
title('Fil 5: Spänning')
hold off

figure()
hold on
plot(i_fil_6, 'Color', color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_i_fil_6)
title('Fil 6: Ström')
hold off
figure()
hold on
plot(u2_fil_6, 'Color', color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_u2_fil_6)
title('Fil 6: Spänning')
hold off

% -- Processera Data -- %

%Om samplingstiden är skiljd från 1 så måste
%denna nämnas för funktionen, cumtrapz.
B_temp1 = - 1 / (N2 * A) * cumtrapz(T_samp, ...
    filtrerad_u2_fil_1);
%tar bort DC-nivån enligt Bilaga C.1
B1 = B_temp1 - mean(B_temp1);
%Sätt minus för strömmen vid kapacitiv karaktär
H1 = N1 * filtrerad_i_fil_1 / length;

B_temp2 = - 1 / (N2 * A) * cumtrapz(T_samp, ...
    filtrerad_u2_fil_2);
B2 = B_temp2 - mean(B_temp2);
H2 = N1 * filtrerad_i_fil_2 / length;

B_temp3 = - 1 / (N2 * A) * cumtrapz(T_samp, ...
    filtrerad_u2_fil_3);
B3 = B_temp3 - mean(B_temp3);
H3 = N1 * filtrerad_i_fil_3 / length;

B_temp4 = - 1 / (N2 * A) * cumtrapz(T_samp, ...
    filtrerad_u2_fil_4);
B4 = B_temp4 - mean(B_temp4);
H4 = N1 * filtrerad_i_fil_4 / length;
```

Bilaga A. MATLAB-kod

```
B_temp5 = - 1 / (N2 * A) * cumtrapz(T_samp, ...
    filtrerad_u2_fil_5);
B5 = B_temp5 - mean(B_temp5);
H5 = N1 * filtrerad_i_fil_5 / length;

B_temp6 = - 1 / (N2 * A) * cumtrapz(T_samp, ...
    filtrerad_u2_fil_6);
B6 = B_temp6 - mean(B_temp6);
H6 = N1 * filtrerad_i_fil_6 / length;

% -- Plotta -- %

figure()

hold on
plot(H1,B1)
plot(H2,B2, 'Color',color_2014b_orange)
plot(H3,B3, 'Color',color_2014b_yellow)
plot(H4,B4, 'Color',color_2014b_purple)
plot(H5,B5, 'Color',color_2014b_green)
plot(H6,B6, 'Color',color_2014b_cyan)
hold off
xlabel('H [A/m]')
ylabel('B [T]')
%skriv in uppmätt ström för resp. BH-kurva
legend({'\itI}_{0}= A', '\itI}_{0}= A', '\itI}_{0}= A', ...
    '\itI}_{0}= A', '\itI}_{0}= A', '\itI}_{0}= A')
legend_korr = legend;
legend_korr.NumColumns = 2;
grid on
```

A.2 Kod för järnförlust som funktion av frekvensen

```
close all
clear
clc

%%

Color_code %se Bilaga A.7

%% Järnförlust som funktion av frekvensen för olika strömmar

% -- Variabeldeklaration -- %

f = [0 25 50 100 200 400];
Pfe_when_I_is_100mA = [0 ]; %Sätt in uppmätt järnförlust
                             %vid tillhörande frekvenser
                             %25-400Hz. För T2 heter
                             %variabeln isället:
                             %Pfe_when_I_is_0_25_till_0_4A
Pfe1 = Pfe_when_I_is_100mA;
p1 = polyfit(f,Pfe_when_I_is_100mA,2);
x1 = linspace(0,400,400); %väljer att ha 400 datapunkter
Pfe_when_I_is_100mA = polyval(p1,x1);
```

Bilaga A. MATLAB-kod

```
Pfe_when_I_is_200mA = [0 ]; %för T2 heter variabeln:
                        %Pfe_when_I_is_1_5A
Pfe2 = Pfe_when_I_is_200mA;
p2 = polyfit(f,Pfe_when_I_is_200mA,2);
Pfe_when_I_is_200mA = polyval(p2,x1);

Pfe_when_I_is_300mA = [0 ]; %för T2 heter variabeln:
                        %Pfe_when_I_is_3_0A
Pfe3 = Pfe_when_I_is_300mA;
p3 = polyfit(f,Pfe_when_I_is_300mA,2);
Pfe_when_I_is_300mA = polyval(p3,x1);

Pfe_when_I_is_400mA = [0 ]; %för T2 heter variabeln:
                        %Pfe_when_I_is_4_5A
Pfe4 = Pfe_when_I_is_400mA;
p4 = polyfit(f,Pfe_when_I_is_400mA,2);
Pfe_when_I_is_400mA = polyval(p4,x1);

Pfe_when_I_is_500mA = [0 ]; %för T2 heter variabeln:
                        %Pfe_when_I_is_6_0A
Pfe5 = Pfe_when_I_is_500mA;
p5 = polyfit(f,Pfe_when_I_is_500mA,2);
Pfe_when_I_is_500mA = polyval(p5,x1);

Pfe_when_I_is_600mA = [0 ]; %för T2 heter variabeln:
                        %Pfe_when_I_is_7_5A
Pfe6 = Pfe_when_I_is_600mA;
p6 = polyfit(f,Pfe_when_I_is_600mA,2);
Pfe_when_I_is_600mA = polyval(p6,x1);

% -- Plotta -- %

figure('Name','{\itP}_{fe}(f)')

hold on
plot(x1,Pfe_when_I_is_100mA)
plot(f,Pfe1,'*') %markera datapunkter
plot1 = plot(x1,Pfe_when_I_is_100mA);

plot(x1,Pfe_when_I_is_200mA,'Color',color_2014b_orange)
plot(f,Pfe2,'*','Color',color_2014b_orange)
plot3 = plot(x1,Pfe_when_I_is_200mA,'Color', ...
            color_2014b_orange);

plot(x1,Pfe_when_I_is_300mA,'Color',color_2014b_yellow)
plot(f,Pfe3,'*','Color',color_2014b_yellow)
plot5 = plot(x1,Pfe_when_I_is_300mA,'Color', ...
            color_2014b_yellow);

plot(x1,Pfe_when_I_is_400mA,'Color',color_2014b_purple)
plot(f,Pfe4,'*','Color',color_2014b_purple)
plot7 = plot(x1,Pfe_when_I_is_400mA,'Color', ...
            color_2014b_purple);

plot(x1,Pfe_when_I_is_500mA,'Color',color_2014b_green)
```

Bilaga A. MATLAB-kod

```
plot(f,Pfe5,'*','Color',color_2014b_green)
plot9 = plot(x1,Pfe_when_I_is_500mA,'Color', ...
    color_2014b_green);

plot(x1,Pfe_when_I_is_600mA,'Color',color_2014b_cyan)
plot(f,Pfe6,'*','Color',color_2014b_cyan)
plot11 = plot(x1,Pfe_when_I_is_600mA,'Color', ...
    color_2014b_cyan);

xticks([25 50 100 200 400])
xlim([25 400])
hold off
xlabel('f [Hz]')
ylabel('{\itP}_{fe} [W]')
legend([plot1 plot3 plot5 plot7 plot9 plot11], ...
    '{\itI}_{0}\approx100mA', '{\itI}_{0}\approx200mA', ...
    '{\itI}_{0}\approx300mA', '{\itI}_{0}\approx400mA', ...
    '{\itI}_{0}\approx500mA', '{\itI}_{0}\approx600mA')
% legend([plot1 plot3 plot5 plot7 plot9 plot11], ... %T2
% '{\itI}_{0}=0,25-0,40A', '{\itI}_{0}\approx1,5A', ...
% '{\itI}_{0}\approx3,0A', '{\itI}_{0}\approx4,0A', ...
% '{\itI}_{0}\approx6,0A', '{\itI}_{0}\approx7,5A')
legend_korr = legend;
legend_korr.NumColumns = 2;
grid on
```

A.3 Kod för separation av delförlusterna

```
close all
clear
clc

%%

Color_code    %se Bilaga A.7

%% Pfe( $E_1^2$ ) vid olika frekvenser

% -- Variabeldeklaration -- %

%25Hz-data
E1_25 = [0 ]; %sätt in beräknad E1
Pfe_25 = [0 ]; %sätt in beräknad Pfe
Pfe1 = Pfe_25;
p1 = polyfit(E1_25.^2,Pfe_25,2);
x1 = linspace(); %sätt in data
Pfe_25 = polyval(p1,x1.^2);

%50Hz-data
E1_50 = [0 ];
Pfe_50 = [0 ];
Pfe2 = Pfe_50;
p2 = polyfit(E1_50.^2,Pfe_50,2);
x2 = linspace(); %sätt in data
Pfe_50 = polyval(p2,x2.^2);
```

```
%100Hz-data
E1_100 = [0 ];
Pfe_100 = [0 ];
Pfe3 = Pfe_100;
p3 = polyfit(E1_100.^2,Pfe_100,2);
x3 = linspace(); %sätt in data
Pfe_100 = polyval(p3,x3.^2);

%200Hz-data
E1_200 = [0 ];
Pfe_200 = [0 ];
Pfe4 = Pfe_200;
p4 = polyfit(E1_200.^2,Pfe_200,2);
x4 = linspace(); %sätt in data
Pfe_200 = polyval(p4,x4.^2);

% -- Plotta -- %

figure()

subplot(2,2,1)
hold on
plot(x1.^2,Pfe_25)
plot(E1_25.^2,Pfe1, '*')
hold off
xlabel('{\itE}_{1}^{2} [V^{2}]')
ylabel('{\itP}_{fe} [W]')
title('25Hz')
grid on

subplot(2,2,2)
hold on
plot(x2.^2,Pfe_50)
plot(E1_50.^2,Pfe2, '*')
hold off
xlabel('{\itE}_{1}^{2} [V^{2}]')
ylabel('{\itP}_{fe} [W]')
title('50Hz')
grid on

subplot(2,2,3)
hold on
plot(x3.^2,Pfe_100)
plot(E1_100.^2,Pfe3, '*')
hold off
xlabel('{\itE}_{1}^{2} [V^{2}]')
ylabel('{\itP}_{fe} [W]')
title('100Hz')
grid on

subplot(2,2,4)
hold on
plot(x4.^2,Pfe_200)
plot(E1_200.^2,Pfe4, '*')
hold off
```

```
xlabel('{\itE}_{1}^{2} [V^{2}])'  
ylabel('{\itP}_{fe} [W]')  
title('200Hz')  
grid on
```

A.4 Kod för B-H-kurvor gällande SURA-kärnorna

```
close all  
clear  
clc  
  
%%  
  
Color_code    %se Bilaga A.7  
  
%% Olika kärnmaterial  
  
% -- Variabeldeklaration -- %  
  
B_M700_50A = [0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 ...  
              0.9 1.0 1.1 1.2 1.3 1.4 1.5 1.6 1.7 1.8 1.84];  
H_M700_50A = [67.8 88.3 99.2 108 116 124 132 142 ...  
              152 164 180 206 254 363 690 1760 4230 8130 10000];  
  
B_M330_65A = [0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 ...  
              0.9 1.0 1.1 1.2 1.3 1.4 1.5 1.6 1.7 1.78 1.8];  
H_M330_65A = [26.5 36.2 43.7 50.6 57.6 64.8 72.7 81.8 ...  
              93.3 109 133 174 261 530 1410 3350 6500 10000 11200];  
  
B_M600_50A = [0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 ...  
              0.9 1.0 1.1 1.2 1.3 1.4 1.5 1.6 1.7 1.8 1.83];  
H_M600_50A = [65.6 83.8 94.1 103 110 118 127 136 ...  
              147 159 177 205 255 370 718 1840 4370 8330 10000];  
  
% -- Plotta -- %  
  
figure('Name','Olika kärnmaterial')  
  
hold on  
plot(H_M700_50A,B_M700_50A,'Color',color_2014b_cyan)  
plot(H_M330_65A,B_M330_65A)  
plot(H_M600_50A,B_M600_50A,'Color',color_2014b_orange)  
ylim([0.1 1.84])  
hold off  
xlabel('H [A/m]')  
ylabel('B [T]')  
legend('SURA M700-50A','SURA M330-65A','SURA M600-50A')  
grid on
```

A.5 Kod för ström- och spänningsdeformation

```
close all  
clear  
clc
```


Bilaga A. MATLAB-kod

```
%%

Color_code    %se Bilaga A.7

%% Huvudkod

f_25 = 25;
T_25 = 1 / f_25;

f_200 = 200;
T_200 = 1 / f_200;

f_400 = 400;
T_400 = 1 / f_400;

f_samp = 1000000;
T_samp = 1 / f_samp;

% -- Ladda Data -- %

Data_u1_fil_6_25 = load('C1--Filnamn25Hz--00005.dat');
Data_u2_fil_6_25 = load('C2--Filnamn25Hz--00005.dat');
Data_i_fil_6_25 = load('C3--Filnamn25Hz--00005.dat');

Data_u1_fil_6_200 = load('C1--Filnamn200Hz--00005.dat');
Data_u2_fil_6_200 = load('C2--Filnamn200Hz--00005.dat');
Data_i_fil_6_200 = load('C3--Filnamn200Hz--00005.dat');

Data_u1_fil_6_400 = load('C1--Filnamn400Hz--00005.dat');
Data_u2_fil_6_400 = load('C2--Filnamn400Hz--00005.dat');
Data_i_fil_6_400 = load('C3--Filnamn400Hz--00005.dat');

i_fil_6_25 = Data_i_fil_6_25(:,2);
u1_fil_6_25 = Data_u1_fil_6_25(:,2);
u2_fil_6_25 = Data_u2_fil_6_25(:,2);

i_fil_6_200 = Data_i_fil_6_200(:,2);
u1_fil_6_200 = Data_u1_fil_6_200(:,2);
u2_fil_6_200 = Data_u2_fil_6_200(:,2);

i_fil_6_400 = Data_i_fil_6_400(:,2);
u1_fil_6_400 = Data_u1_fil_6_400(:,2);
u2_fil_6_400 = Data_u2_fil_6_400(:,2);

f_cut_25 = 2000;
[b_25,a_25] = butter(4,f_cut_25 / f_samp);

f_cut_200 = 5000;
[b_200,a_200] = butter(4,f_cut_200 / f_samp);

f_cut_400 = 15000;
[b_400,a_400] = butter(4,f_cut_400 / f_samp);

filtrerad_i_fil_6_25 = filtfilt(b_25,a_25,i_fil_6_25);
filtrerad_i_fil_6_25 = filtrerad_i_fil_6_25 - ...
    mean(filtrerad_i_fil_6_25);
```

```
filtrerad_u1_fil_6_25 = filtfilt(b_25,a_25,u1_fil_6_25);
filtrerad_u1_fil_6_25 = filtrerad_u1_fil_6_25 - ...
    mean(filtrerad_u1_fil_6_25);
filtrerad_u2_fil_6_25 = filtfilt(b_25,a_25,u2_fil_6_25);
filtrerad_u2_fil_6_25 = filtrerad_u2_fil_6_25 - ...
    mean(filtrerad_u2_fil_6_25);

filtrerad_i_fil_6_200 = filtfilt(b_200,a_200,i_fil_6_200);
filtrerad_i_fil_6_200 = filtrerad_i_fil_6_200 - ...
    mean(filtrerad_i_fil_6_200);
filtrerad_u1_fil_6_200 = filtfilt(b_200,a_200,u1_fil_6_200);
filtrerad_u1_fil_6_200 = filtrerad_u1_fil_6_200 - ...
    mean(filtrerad_u1_fil_6_200);
filtrerad_u2_fil_6_200 = filtfilt(b_200,a_200,u2_fil_6_200);
filtrerad_u2_fil_6_200 = filtrerad_u2_fil_6_200 - ...
    mean(filtrerad_u2_fil_6_200);

filtrerad_i_fil_6_400 = filtfilt(b_400,a_400,i_fil_6_400);
filtrerad_i_fil_6_400 = filtrerad_i_fil_6_400 - ...
    mean(filtrerad_i_fil_6_400);
filtrerad_u1_fil_6_400 = filtfilt(b_400,a_400,u1_fil_6_400);
filtrerad_u1_fil_6_400 = filtrerad_u1_fil_6_400 - ...
    mean(filtrerad_u1_fil_6_400);
filtrerad_u2_fil_6_400 = filtfilt(b_400,a_400,u2_fil_6_400);
filtrerad_u2_fil_6_400 = filtrerad_u2_fil_6_400 - ...
    mean(filtrerad_u2_fil_6_400);

figure()

subplot(2,2,1)
hold on
%Öka strömskalan
plot(filtrerad_i_fil_6_25 * 10, 'Color', color_2014b_green)
plot(filtrerad_u1_fil_6_25, 'Color', color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_u2_fil_6_25, 'Color', color_2014b_purple)
xlim([1000 8 * 1e+4 + 1000])
xticks(0)
yticks(0)
title('25Hz')
hold off
grid on

subplot(2,2,2)
hold on
%Öka strömskalan
plot(filtrerad_i_fil_6_200 * 25, 'Color', color_2014b_green)
plot(filtrerad_u1_fil_6_200, 'Color', color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_u2_fil_6_200, 'Color', color_2014b_purple)
xlim([1000 1 * 1e+4 + 1000])
xticks(0)
yticks(0)
title('200Hz')
hold off
grid on

subplot(2,2,[3,4])
```

```
hold on
%Öka strömskalan
plot(filtrerad_i_fil_6_400 * 25, 'Color', color_2014b_green)
plot(filtrerad_u1_fil_6_400, 'Color', color_2014b_yellow)
plot(filtrerad_u2_fil_6_400, 'Color', color_2014b_purple)
xlim([1000 0.5 * 1e+4 + 1000])
xticks(0)
yticks(0)
title('400Hz')
hold off
grid on
legend('Ström', 'Primärspänning', 'Sekundärspänning')
```

A.6 Kod för frekvensspektrumen

```
close all
clear
clc

%%

Color_code      %se Bilaga A.7

%% FFT

f_samp = 1000000;
T_samp = 1 / f_samp;

%ladda storheter uppmätta i mättat tillstånd
Data_u1_fil_6_50Hz = load('C1-Filnamn50Hz--00005.dat');
Data_i_fil_6_400Hz = load('C3--Filnamn400Hz--00005.dat');

u1_fil_6_50Hz = Data_u1_fil_6_50Hz(:,2);
i_fil_6_400Hz = Data_i_fil_6_400Hz(:,2);

Y_50Hz = fft(u1_fil_6_50Hz);
L_50Hz = length(u1_fil_6_50Hz);
f_50Hz = f_samp * (0:(L_50Hz / 2)) / L_50Hz;
P2_50Hz = abs(Y_50Hz / L_50Hz);
P1_50Hz = P2_50Hz(1:L_50Hz / 2 + 1);
P1_50Hz(2:end - 1) = 2 * P1_50Hz(2:end - 1);

Y_400Hz = fft(i_fil_6_400Hz);
L_400Hz = length(i_fil_6_400Hz);
f_400Hz = f_samp * (0:(L_400Hz / 2)) / L_400Hz;
P2_400Hz = abs(Y_400Hz / L_400Hz);
P1_400Hz = P2_400Hz(1:L_400Hz / 2 + 1);
P1_400Hz(2:end - 1) = 2 * P1_400Hz(2:end - 1);

figure()

subplot(1,2,1)
plot(u1_fil_6_50Hz)
xlim([0 4.4 * 1e+4])
xticks([]);
```

```
title('Primärspänning (50Hz)')
ylabel('{\itu}_{1}(t) [V]')
grid on

subplot(1,2,2)
plot(f_50Hz,P1_50Hz)
xlim([0 1 * 1e+3])
title('Frekvensspektrum för primärspänning (50Hz)')
xlabel('f [Hz]')
ylabel('{\itu}_{1}(f) [V]')
grid on

figure()

subplot(1,2,1)
plot(i_fil_6_400Hz * 1000)
xlim([0 5 * 1e+3])
xticks([]);
title('Tomgångsström (400Hz)')
ylabel('{\iti}_{0}(t) [mA]')
grid on

subplot(1,2,2)
plot(f_400Hz,P1_400Hz * 1000)
xlim([0 1e+4 - 5000])
title('Frekvensspektrum för tomgångsström (400Hz)')
xlabel('f (Hz)')
ylabel('{\iti}_{0}(f) [mA]')
grid on
```

A.7 Color_code

%Kopierad kod från kursen ENM056 Elektriska maskiner - design och analys, Chalmers Tekniska Högskola

```
%% Color_code

hight = 18; width = 32;
top = 0.5; bottom = 1; left = 1.5; right = 0.5;

set(0,'defaultFigureUnits','centimeters');
set(0,'defaultFigurePosition',[5 3 width hight]);
set(0,'defaultAxesLineWidth',0.5);

set(0,'defaultAxesGridLineStyle',':');
set(0,'defaultAxesYGrid','on');
set(0,'defaultAxesXGrid','on');

set(0,'defaultAxesFontName','Times New Roman');
set(0,'defaultAxesFontSize',16);

set(0,'defaultTextFontName','Times New Roman');
set(0,'defaultTextFontSize',16);

set(0,'defaultAxesUnits','normalized');
```

```
set(0,'defaultAxesPosition',[left/width bottom/hight ...  
    (width-left-right)/width (hight-bottom-top)/hight]);  
set(0,'defaultLineLineWidth',1);  
set(0,'defaultAxesColorOrder',[0 0 0]);  
set(0,'defaultAxesTickDir','out');  
  
set(0,'defaultFigurePaperPositionMode','auto');  
  
set(0,'defaultLegendLocation','best');  
set(0,'defaultLegendBox','on');  
set(0,'defaultLegendOrientation','horizontal');  
  
color_2014b = [ 0          0.4470    0.7410; % blue  
               0.8500    0.3250    0.0980; % orange  
               0.9290    0.6940    0.1250; % yellow  
               0.4940    0.1840    0.5560; % purple  
               0.4660    0.6740    0.1880; % green  
               0.3010    0.7450    0.9330; % cyan  
               0.6350    0.0780    0.1840; % red  
               ];  
  
color_2014b_blue    = color_2014b(1,:);  
color_2014b_orange  = color_2014b(2,:);  
color_2014b_yellow  = color_2014b(3,:);  
color_2014b_purple  = color_2014b(4,:);  
color_2014b_green   = color_2014b(5,:);  
color_2014b_cyan    = color_2014b(6,:);  
color_2014b_red     = color_2014b(7,:);
```


Bilaga B

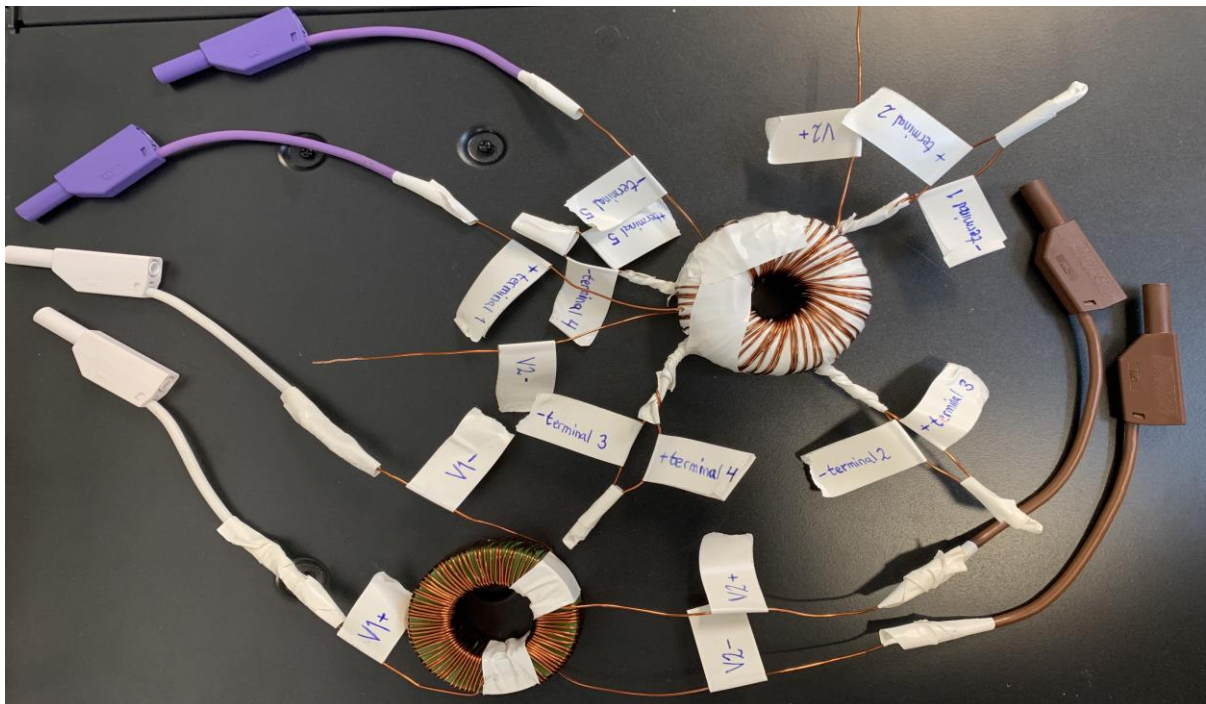
Fotografier

I denna bilaga så presenteras de fotografier som blivit tagna under arbetets gång.

B.1 Foton av de två kärnmaterialen

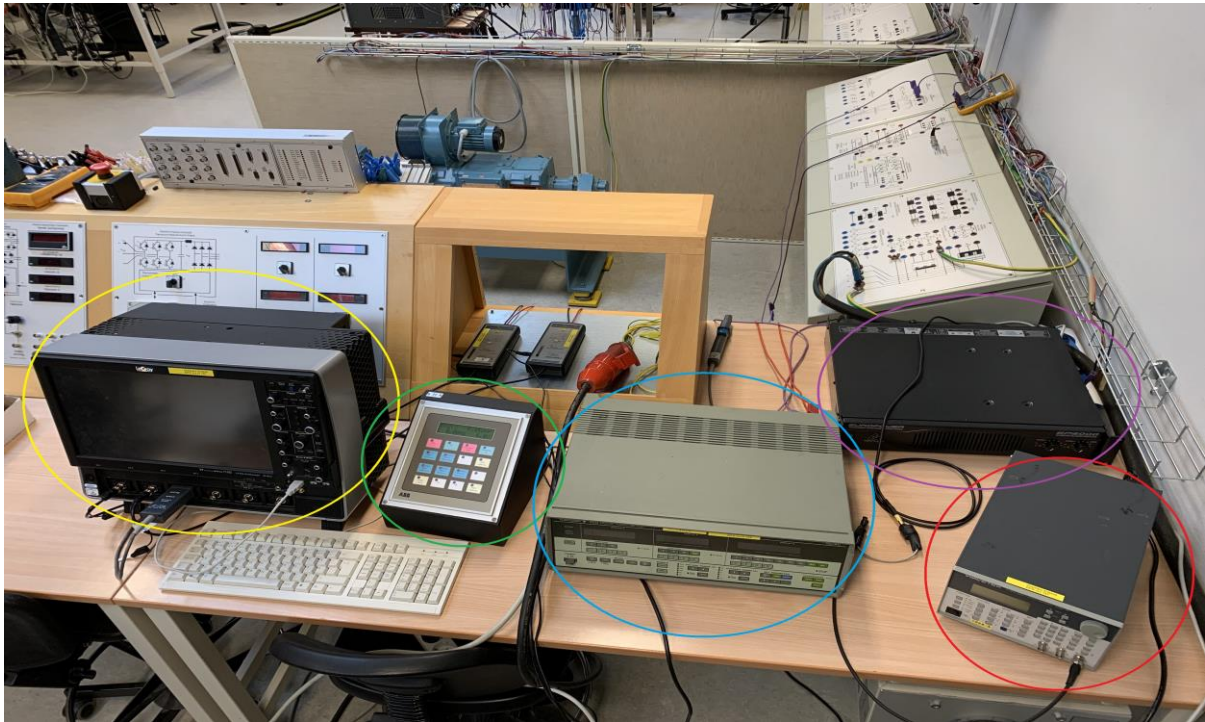


Figur B.1: De två kärnmaterialen. Kärnan för T1 är till vänster och kärnan för T2 är till höger.



Figur B.2: Omslagsbilden. Längst ner i bild är T1, och längst upp i bild är T2 (tejpad).

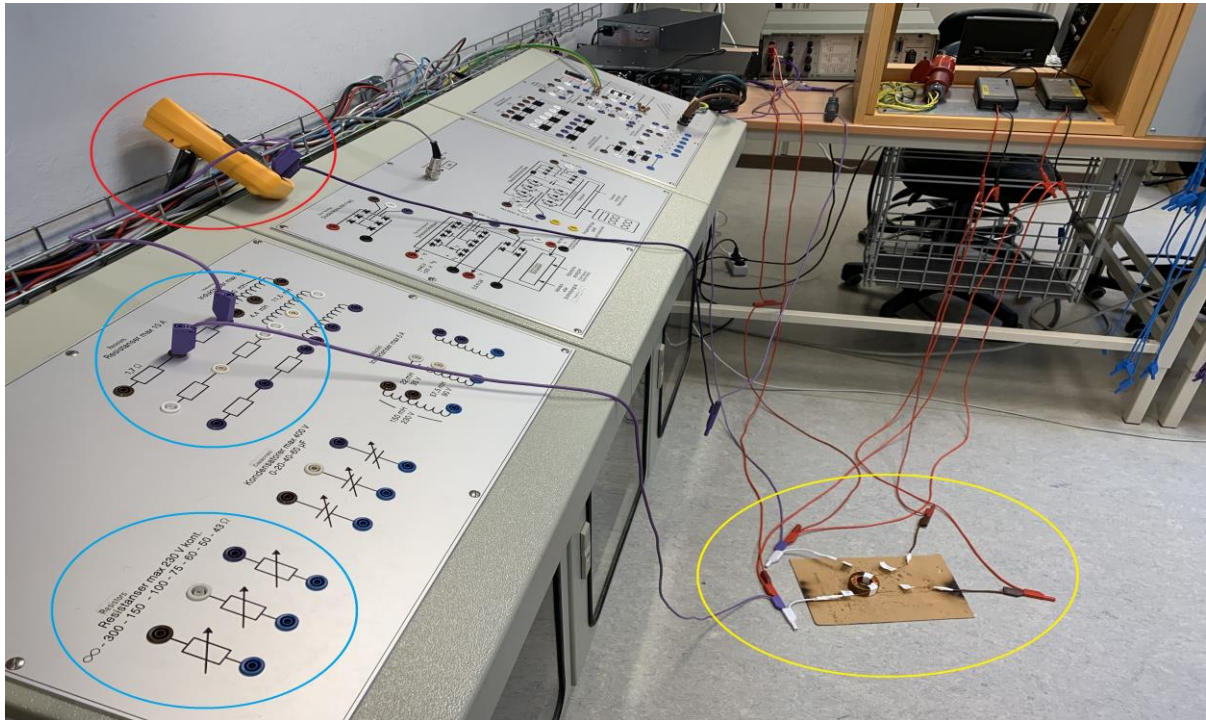
B.2 Foton av laborationsuppställningen



Figur B.3: Använda instrument. Oscilloskopet är inringat i gult, kontrollpanelen för den roterande omformaren i grönt, Watt-metern i blått, funktionsgeneratoren i rött, samt audioförstärkaren i lila.



Figur B.4: Använda prober samt anslutningspunkter. Differentialproberna som mäter primär- respektive sekundärspänningen är inringade i gult, strömpröben i grönt, samt kabeln som är kopplad till den roterande omformaren i blått (det är fas-till-fas-spänningen som kan appliceras över kretsen via två av de fem inringade sladdarna). I uppställningen enligt bilden så är audioförstärkaren i bruk. Då istället den roterande omformaren används som spänningskälla, så kopplas audioförstärkaren bort från kretsen, och två av kablarna inringade i blått ansluts istället.



Figur B.5: Överblick över hela laborationsuppställningen. Multimetern, inställd för strömmätning är inringad i rött (den används för vidare kontroll av strömmen, samt verkar som en säkring på märkströmmen 10A), använda serie-resistorer är inringade i blått, samt anslutning till transformatorn (T1 i detta fall) är inringat i gult.

Bilaga C

Extra beräkningar

I denna bilaga så presenteras mer detaljerade beräkningsgångar för att förtydliga valda tillvägagångssätt.

C.1 Tillvägagångssätt för att generera B-H-kurvor

$$u_2(t) = f(t) \quad f(t) = \frac{d}{dt}[F(t)]$$

$$\begin{aligned} B(t) &= B(t_0) - \frac{1}{N_2 A} \int_{t_0}^t f(t) dt = B(t_0) - \frac{1}{N_2 A} [F(t)]_{t_0}^t = \\ &= B(t_0) - \frac{1}{N_2 A} (F(t) - F(t_0)) = B(t_0) + \frac{1}{N_2 A} F(t_0) - \frac{1}{N_2 A} F(t) \Rightarrow \\ B(t) &= B_{DC} - \frac{1}{N_2 A} F(t) \end{aligned}$$

DC-nivån hos den magnetiska flödestätheten, $B(t)$ betecknas, $B_{DC} = B(t_0) + \frac{1}{N_2 A} F(t_0)$. Som tidigare nämnt så är DC-nivån hos den magnetiska flödestätheten noll, det vill säga $B_{DC} = 0$. Detta ger den magnetiska flödestätheten i kärnan som

$$B(t) = -\frac{1}{N_2 A} F(t) \quad (C.1)$$

Som noterats så är konstanten, $B(t_0)$ okänd och svår att erhålla, så vid generering av samtliga B-H-kurvor så uttrycks därför $B(t)$ som

$$B(t) = -\frac{1}{N_2 A} \int_{t_0}^t f(t) dt \Rightarrow B(t) = \frac{1}{N_2 A} F(t_0) - \frac{1}{N_2 A} F(t) = B_{DC, MATLAB} - \frac{1}{N_2 A} F(t)$$

DC-nivån, $B_{DC, MATLAB}$ måste subtraheras ifrån $B(t)$. Detta kan lösas via MATLAB med funktionen, `mean()`. När detta är genomfört så erhålls den magnetiska flödestätheten som

$$B(t) = -\frac{1}{N_2 A} F(t)$$

vilket som stämmer överens med (C.1).

Bilaga D

Datablad

I denna bilaga så presenteras samtliga datablad innehållande använd numeriska data.

D.1 Datablad för kopparlindningen

Wire Size & Current Rating (A) Guide

Current carrying capacity is defined as the amperage (A) of which a conductor can carry before melting either the conductor or the insulation. Heat caused by an electrical current flowing through the conductor will determine the amount of current a wire will handle.

Theoretically, the amount of current that can be passed through a single bare copper wire can be increased until the heat generated reaches the melting temperature of the copper. However, there are many factors that will limit the amount of current that can be passed through a wire, of which the key ones are detailed below;

- **Conductor Size:**
The larger the circular mil area, the greater the current carrying capacity. The amount of heat generated should never exceed the maximum temperature rating of the insulation.
- **Ambient Temperature:**
The higher the ambient temperature, the less heat required to reach the maximum temperature rating of the insulation.
- **Conductor Number:**
Heat dissipation is lessened as the number of individually insulated conductors, bundled together, is increased.
- **Installation Conductors:**
Restricting the heat dissipation by installing the conductors in conduit, duct, trays or raceways lessens the current carrying capacity. This restriction can be alleviated somewhat by using proper ventilation methods, forced air cooling, etc.

Taking into account all the variables involved, no simple chart of current ratings can be developed and used as the final word when designing a system where amperage ratings can become critical.

Conductor Size					Current Rating
A.W.G.	C.M.A.	Diameter (mm)	mm ²	Size	
#32	63	0.20	0.03	•	0.3A
#30	101	0.26	0.05	•	0.5A
#28	160	0.32	0.08	•	0.7A
#26	254	0.41	0.13	•	1.0A
#24	404	0.51	0.20	•	2.0A
#22	643	0.64	0.33	•	3.0A
#20	1,020	0.81	0.52	•	5.0A
#18	1,624	1.02	0.82	•	7.0A
#16	2,583	1.29	1.31	•	10.0A
#14	4,106	1.63	2.08	•	20.0A
#12	6,530	2.05	3.31	•	30.0A
#10	10,384	2.59	5.26	•	50.0A

Please note that this section is provided for information only. Whilst J.S.T. (U.K.) Ltd makes every effort to ensure the accuracy of technical data, we accept no responsibility or liability for any damages or injury arising directly or indirectly from any error or omission in such technical detail, whether caused by our negligence or otherwise. Please also note that we reserve the right to amend or delete this information without notice.

JST
The Quality Connection

J.S.T. (U.K.) Ltd.
Blyth Road, Halesworth,
Suffolk, IP19 8EW, England
Phone: +44 1986 874131
Fax: +44 1986 874276
www.jst.co.uk

TSSF005.00 Wire Size & Current Rating Guideppt

D.2 Datablad för SURA-kärnorna

Typical data for SURA® M330-65A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz
0,1	0,02	0,06	26,5
0,2	0,08	0,16	36,2
0,3	0,16	0,28	43,7
0,4	0,27	0,44	50,6
0,5	0,39	0,62	57,6
0,6	0,53	0,83	64,8
0,7	0,70	1,08	72,7
0,8	0,88	1,37	81,8
0,9	1,08	1,73	93,3
1,0	1,30	2,16	109
1,1	1,55	2,73	133
1,2	1,83	3,54	174
1,3	2,15	5,01	261
1,4	2,58	9,05	530
1,5	3,04	23,6	1410
1,6	3,48	61,7	3350
1,7	3,86	133	6500
1,8	4,21	251	11200

Loss at 1.5 T, 50 Hz, W/kg	3,04
Loss at 1.0 T, 50 Hz, W/kg	1,30
Anisotropy of loss, %	8
Magnetic polarization at 50 Hz	
H = 2500 A/m, T	1,56
H = 5000 A/m, T	1,66
H = 10000 A/m, T	1,78
Coercivity (DC), A/m	40
Relative permeability at 1.5 T	850
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	55
Yield strength, N/mm ²	460
Tensile strength, N/mm ²	585
Young's modulus, RD, N/mm ²	185 000
Young's modulus, TD, N/mm ²	205 000
Hardness HV5 (VPN)	220

RD represents the rolling direction
 TD represents the transverse direction
 Values for yield strength (0.2 % proof strength)
 and tensile strength are given for the rolling direction
 Values for the transverse direction are approximately 5% higher



June 2008

Typical data for SURA® M700-50A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz
0,1	0,05	0,14	67,8
0,2	0,16	0,36	88,3
0,3	0,37	0,63	99,2
0,4	0,59	0,92	108
0,5	0,84	1,23	116
0,6	1,12	1,58	124
0,7	1,43	1,96	132
0,8	1,77	2,38	142
0,9	2,15	2,84	152
1,0	2,57	3,36	164
1,1	3,03	3,96	180
1,2	3,55	4,71	206
1,3	4,13	5,76	254
1,4	4,83	7,57	363
1,5	5,68	12,4	690
1,6	6,54	30,3	1760
1,7	7,29	79,7	4230
1,8	7,81	172	8130

Loss at 1.5 T, 50 Hz, W/kg	5,68
Loss at 1.0 T, 50 Hz, W/kg	2,57
Anisotropy of loss, %	5

Magnetic polarization at 50 Hz	
H = 2500 A/m, T	1,64
H = 5000 A/m, T	1,72
H = 10000 A/m, T	1,84
Coercivity (DC), A/m	100
Relative permeability at 1.5 T	1730
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	25
Yield strength, N/mm ²	285
Tensile strength, N/mm ²	405
Young's modulus, RD, N/mm ²	210 000
Young's modulus, TD, N/mm ²	220 000
Hardness HV5 (VPN)	125

RD represents the rolling direction
 TD represents the transverse direction
 Values for yield strength (0.2 % proof strength)
 and tensile strength are given for the rolling direction
 Values for the transverse direction are approximately 5% higher



Typical data for SURA® M600-50A

T	W/kg at 50 Hz	VA/kg at 50 Hz	A/m at 50 Hz
0,1	0,04	0,13	65,6
0,2	0,16	0,35	83,8
0,3	0,33	0,59	94,1
0,4	0,54	0,87	103
0,5	0,78	1,18	110
0,6	1,04	1,51	118
0,7	1,32	1,88	127
0,8	1,63	2,28	136
0,9	1,96	2,73	147
1,0	2,34	3,25	159
1,1	2,76	3,86	177
1,2	3,23	4,62	205
1,3	3,78	5,68	255
1,4	4,43	7,55	370
1,5	5,17	12,8	718
1,6	5,94	31,7	1840
1,7	6,60	82,6	4370
1,8	7,06	176	8330

Loss at 1.5 T, 50 Hz, W/kg	5,17
Loss at 1.0 T, 50 Hz, W/kg	2,34
Anisotropy of loss, %	6
Magnetic polarization at 50 Hz	
H = 2500 A/m, T	1,63
H = 5000 A/m, T	1,72
H = 10000 A/m, T	1,83
Coercivity (DC), A/m	85
Relative permeability at 1.5 T	1660
Resistivity, $\mu\Omega\text{cm}$	30
Yield strength, N/mm ²	285
Tensile strength, N/mm ²	405
Young's modulus, RD, N/mm ²	210 000
Young's modulus, TD, N/mm ²	220 000
Hardness HV5 (VPN)	125

RD represents the rolling direction
 TD represents the transverse direction
 Values for yield strength (0.2 % proof strength)
 and tensile strength are given for the rolling direction
 Values for the transverse direction are approximately 5% higher



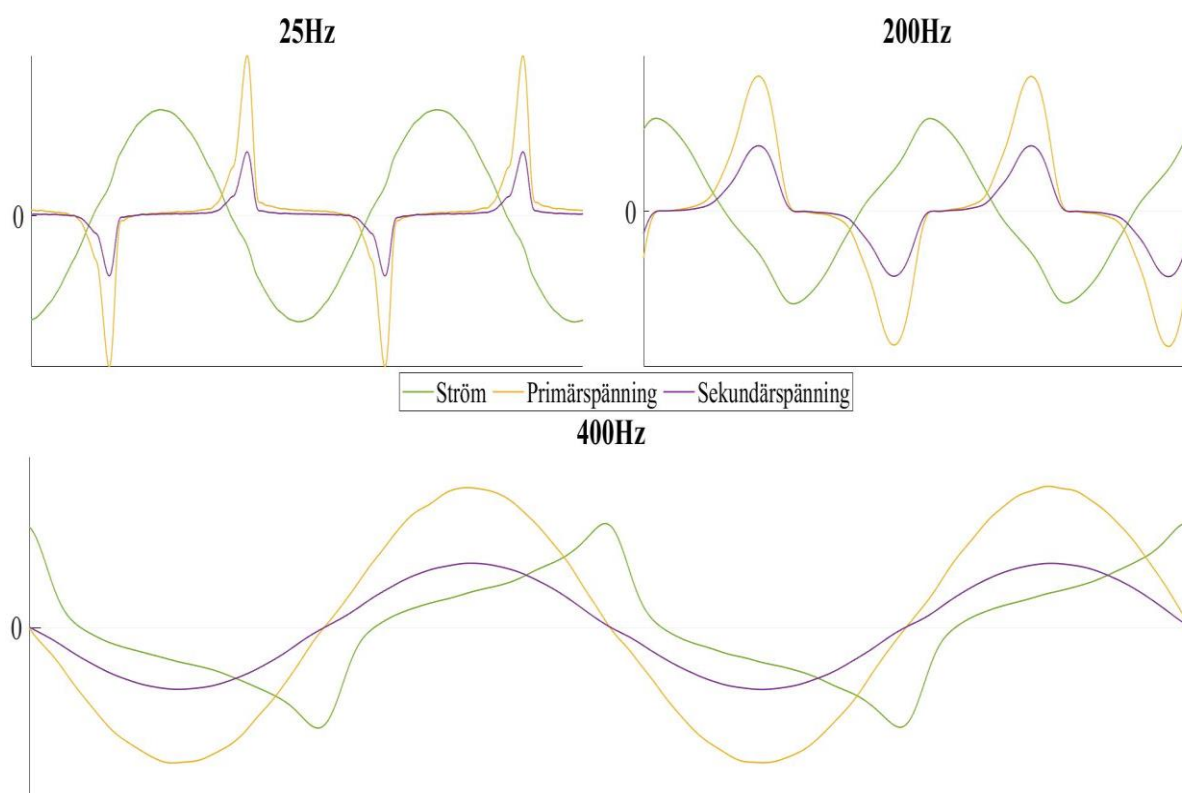
June 2008

Bilaga E

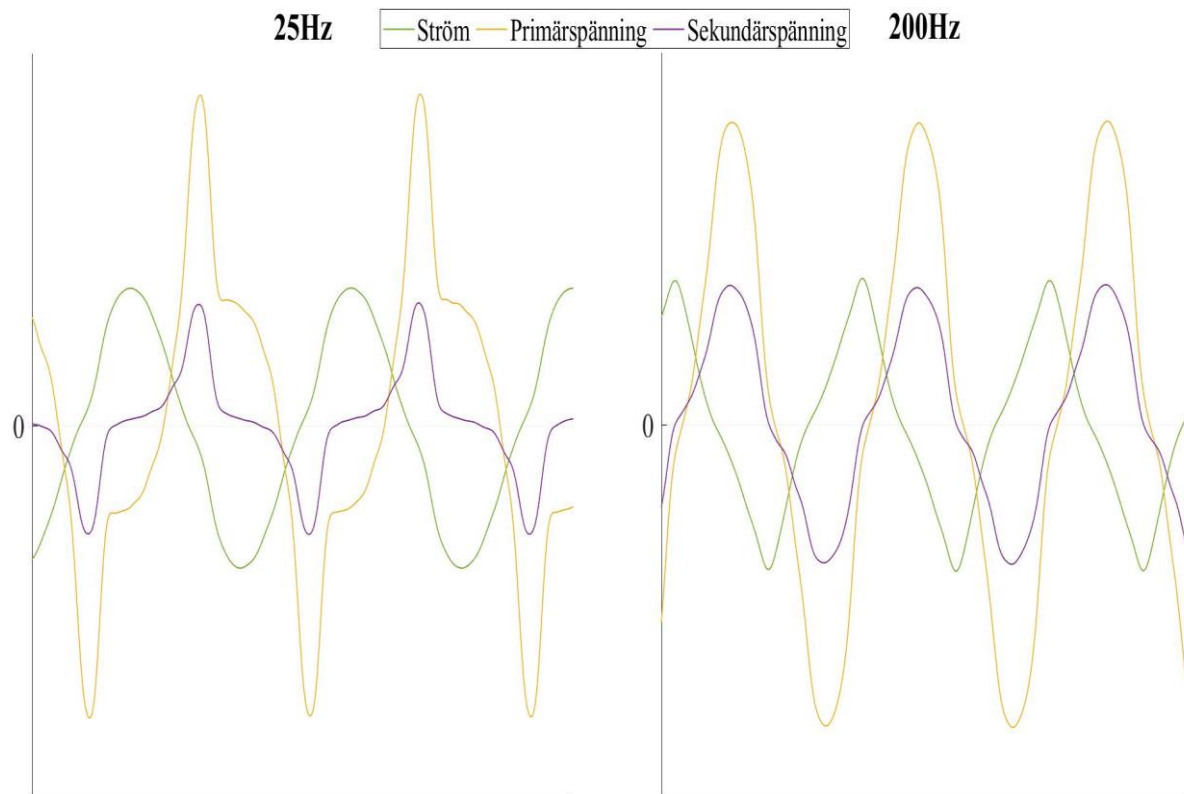
Extra grafer och figurer

I denna bilaga så presenteras grafer som illustrerar vissa fenomen som uppkommit under mätningar, samt grafer som utnyttjas vid analys av erhållet resultat. I bilagan så presenteras också extra figurer som förenklar och tydliggör diskussion och analys av erhållet resultat.

E.1 Ström- och spänningsdeformation

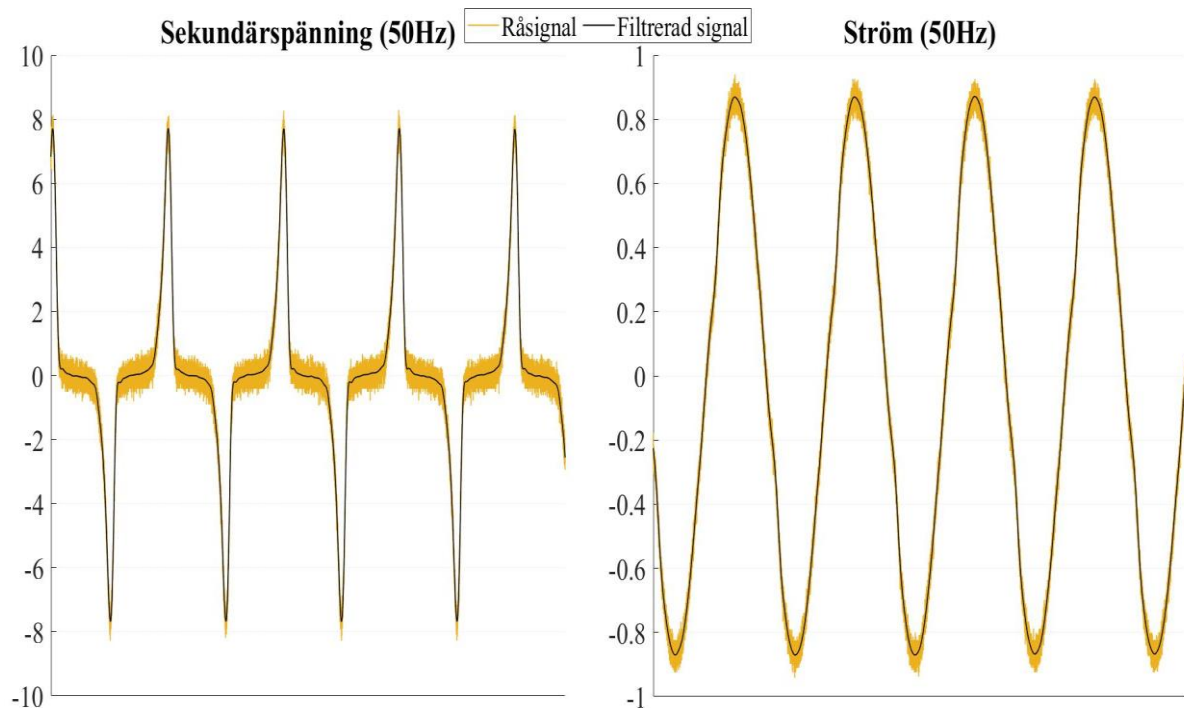


Figur E.1: Ström- och spänningsdeformation för T1. Den pålagda spänningen är sinusformad. Notera att strömmarna ej är skalenliga. Vid 25Hz respektive 200Hz så är kretsen induktiv, vilket som noteras av att spänningen leder strömmen med 90° samt av att spänningen är deformerad medan strömmen har förväntad form. Som noteras så är kretsen kapacitiv vid 400Hz, då strömmen istället leder spänningen med 90° , samt av att strömmen deformerar. Då de induktiva graferna jämförs med den kapacitiva så noteras att strömmarna är 180° färförskjutna. Det noteras också att för en ökande frekvens så minskar spänningsdeformationen, medan strömdeformationen ökar. Resonansfrekvensen ligger någonstans mellan 200Hz och 400Hz, men troligen närmare 200Hz då strömmen vid denna frekvens börjar deformerar något. (Kod finnes i Bilaga A.5.)



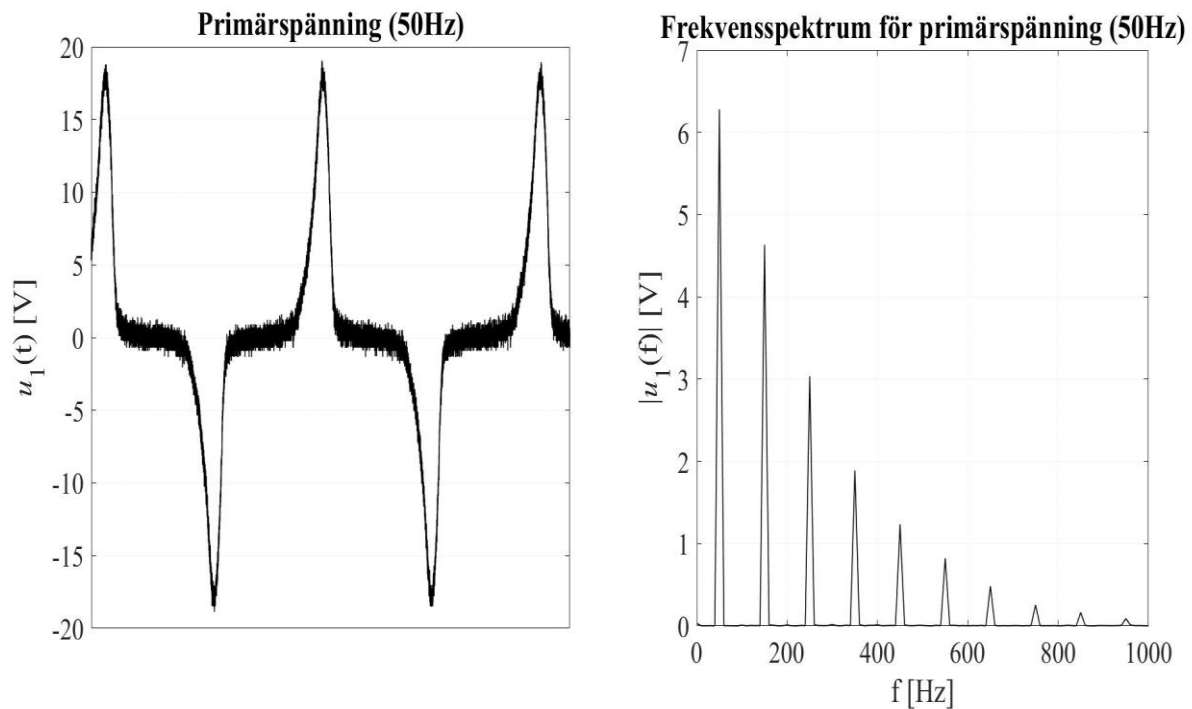
Figur E.2: Ström- och spänningsdeformation för T2. Den pålagda spänningen är sinusformad. Notera att strömmen och sekundärspänningen inte är skalenliga. Det noteras att kretsen är induktiv i båda fallen. Det noteras också att för en ökad frekvens så minskar spänningsdeformationen, medan strömformen börjar förändras. (Kod finnes i Bilaga A.5.)

E.2 Förhållande mellan rådata och filtrerad data

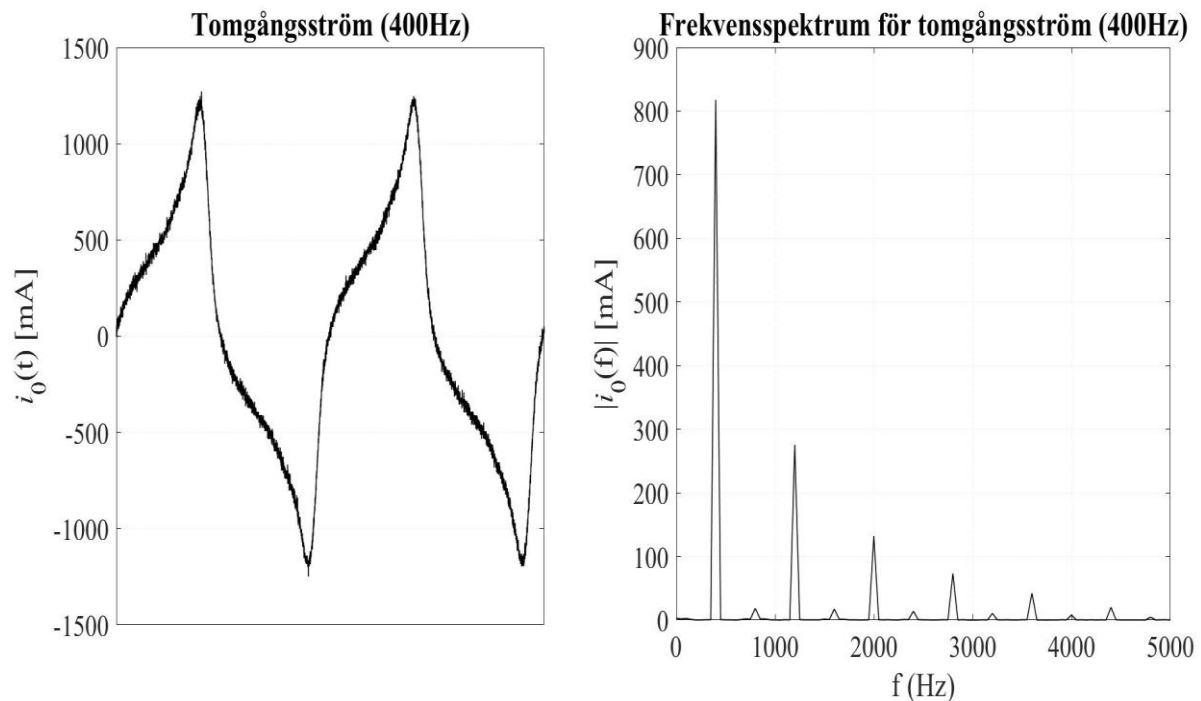


Figur E.3: Förhållande mellan råsignal och filtrerad signal vid 50Hz för T1. Kärnan befinner sig i mättat tillstånd.

E.3 Frekvensspektrum

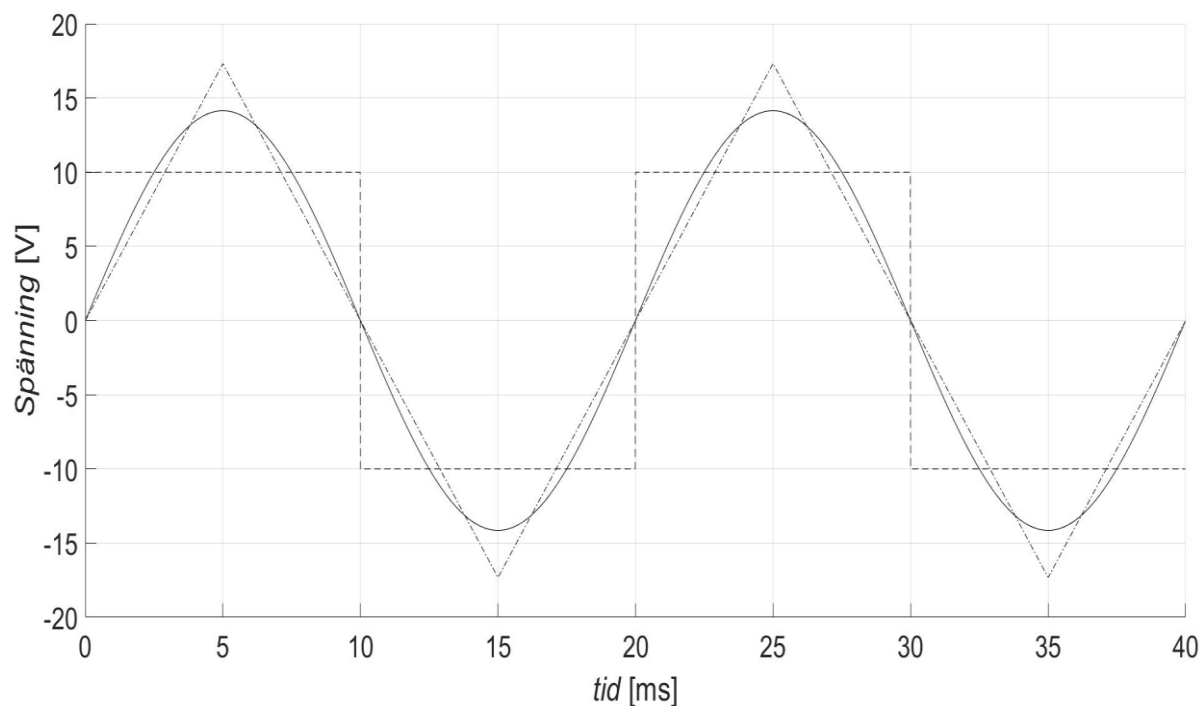


Figur E.4: Frekvensspektrum för primärspänningen vid 50Hz. Kärnmaterialet är T1, och kärnan befinner sig i mättat tillstånd vid induktiv krets. Det noteras att utöver den fundamentala frekvensen så finns fler signifikanta högre frekvenskomponenter. (Kod finnes i Bilaga A.6.)



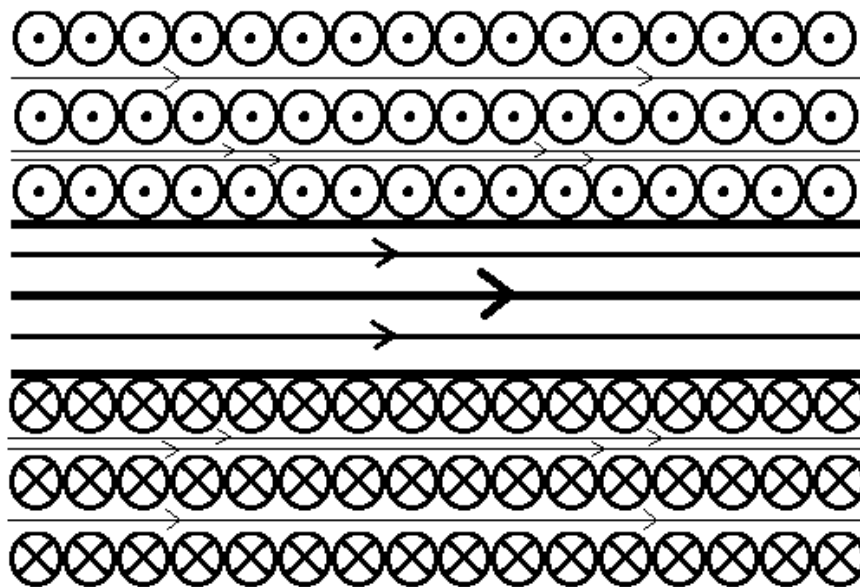
Figur E.5: Frekvensspektrum för tomgångsströmmen vid 400Hz. Kärnmaterialet är T1, och kärnan befinner sig i mättat tillstånd vid kapacitiv krets. Det noteras att utöver den fundamentala frekvensen så finns fler signifikanta högre frekvenskomponenter. (Kod finnes i Bilaga A.6.)

E.4 Förhållande mellan kurvformernas toppvärden



Figur E.6: Förhållande mellan toppvärdena för sinusvåg, fyrkantsvåg, och triangelvåg. Frekvensen är 50Hz och effektivvärdet är 10V. Det noteras att triangelvågen har det högsta toppvärdet och att fyrkantsvågen har det lägsta toppvärdet.

E.5 Problem med primärlindningen för T2



Figur E.7: En approximativ illustration för hur det genererade magnetiska flödet flödar hos transformator T2, vilken som har flera lindningslager för primärlindningen (avstånden mellan lagren är för tydlighetens skull förstorade). De olika lindningsvarven är utritade som cirkclar där första lagret är närmast kärnan och det sista lagret är längst bort från kärnan. Så i figuren kan det noteras att tre lager av primärlindningen har ritats ut, där respektive lager har 16 varv. Enbart primärlindningen har ritats ut (sekundärlindningen har för tydlighetens skull valts att exkluderas). De magnetiska flödena är utritade som pilar i olika storlekar, medan strömmen är utritad som punkter (ström ut ur pappret) eller som kryss (ström in i pappret). Som noteras av figuren så flödar majoriteten av det magnetiska flödet centralt i kärnmaterialet. För att reducera inverkan av parasitiska kapacitanser så behöver ett isolermaterial (som polyestertejpen) appliceras mellan lindningslagren (samt mellan lindningsvarven). Detta medför att avståndet mellan lindningslagren ökar, vilket samtidigt medför att flödet mellan lindningsvarven (de tunnaste pilarna) ökar. Detta resulterar i att noggrannheten hos genererade B-H-kurvor för T2 reduceras, eftersom den magnetiska fältstyrkan som presenteras (det pålagda fältet) då är större än det fält som magnetiserar själva kärnmaterialet. Precis hur mycket noggrannheten har påverkats är oklart, men genom att linda ett lager för primärlindningen (tunnare lindning behövs då) så kommer noggrannheten hos mätningarna att öka.

Bilaga F

Tabeller

I denna bilaga så presenteras uppmätta och beräknade storheter för samtliga mätningar.

F.1 Data från mätningar för sinusformad spänning (T1)

I Tabell F.1-F.5 nedan så presenteras data från 25-, 50-, 100-, 200-, respektive 400Hz-mätningen för sinusformad spänning. Motsvarande B-H-kurva ses i respektive Figur 7-11.

Tabell F.1: Uppmätta och beräknade storheter vid sinusformad spänning (25Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	0,939	2,10	2,62	3,05	3,42	3,70
U_2 [V]	0,380	0,844	1,055	1,23	1,37	1,48
I_0 [mA]	100	210,7	302,5	404	502	610
P_{tot} [W]	0,06	0,19	0,26	0,31	0,36	0,41
T [°C]	20	20	20	20	20	20
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200
E_1 [V]	1,05	2,32	2,90	3,38	3,77	4,07
P_{cu} [mW]	2,00	8,88	18,3	32,6	50,4	74,4
P_{fe} [W]	0,058	0,181	0,242	0,277	0,310	0,336
σ [%]	10,6	9,48	9,66	9,76	9,28	9,09
p_{fe} [%]	61,8	40,9	30,5	22,5	18,1	14,9

Tabell F.2: Uppmätta och beräknade storheter vid sinusformad spänning (50Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	1,76	3,48	4,55	5,06	5,70	6,18
U_2 [V]	0,755	1,506	1,959	2,182	2,44	2,65
I_0 [mA]	106,6	201,2	312,8	396,3	507	604
P_{tot} [W]	0,14	0,40	0,59	0,69	0,80	0,90
T [°C]	20	20	20	20	20	20
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200
E_1 [V]	2,08	4,14	5,39	6,00	6,71	7,29
P_{cu} [mW]	2,27	8,10	19,6	31,4	51,4	73,0
P_{fe} [W]	0,138	0,392	0,570	0,659	0,749	0,827
σ [%]	15,4	15,9	15,6	15,7	15,1	15,2
p_{fe} [%]	73,6	56,0	40,0	32,9	25,9	22,2

Tabell F.3: Uppmätta och beräknade storheter vid sinusformad spänning (100Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	2,418	5,59	7,40	8,47	9,33	9,99
U_2 [V]	1,145	2,643	3,47	3,98	4,38	4,69
I_0 [mA]	103,9	201	305	404	507	603
P_{tot} [W]	0,22	0,88	1,37	1,69	1,95	2,16
T [°C]	20	20	20	20	21,2	21,2
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,200	0,201	0,201
E_1 [V]	3,15	7,27	9,54	10,9	12,0	12,9
P_{cu} [mW]	2,16	8,08	18,6	32,6	51,7	73,1
P_{fe} [W]	0,218	0,872	1,35	1,66	1,90	2,09
σ [%]	23,2	23,1	22,4	22,3	22,3	22,6
p_{fe} [%]	86,8	77,6	59,8	48,5	40,2	34,7

Tabell F.4: Uppmätta och beräknade storheter vid sinusformad spänning (200Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	3,70	9,29	12,68	14,62	16,09	17,15
U_2 [V]	1,76	4,44	6,08	7,02	7,78	8,29
I_0 [mA]	110	205	307	406	508	602
P_{tot} [W]	0,37	1,86	3,26	4,20	4,92	5,50
T [°C]	20	20	20	21	24,3	25,4
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,201	0,203	0,204
E_1 [V]	4,84	12,2	16,7	19,3	21,4	22,8
P_{cu} [mW]	2,42	8,41	18,8	33,1	52,4	73,9
P_{fe} [W]	0,368	1,85	3,24	4,17	4,87	5,43
σ [%]	23,6	23,9	24,1	24,2	24,8	24,8
p_{fe} [%]	90,4	97,1	83,2	70,3	59,6	52,6

Tabell F.5: Uppmätta och beräknade storheter vid sinusformad spänning (400Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	5,31	14,01	20,53	24,7	26,9	28,4
U_2 [V]	2,485	6,55	9,58	11,47	12,35	12,94
I_0 [mA]	102,2	204,3	305,5	407	496	621
P_{tot} [W]	0,51	3,03	6,37	9,31	11,04	12,31
T [°C]	22,3	22,9	23,9	26,8	30,0	35,9
R_1 [Ω]	0,202	0,202	0,203	0,205	0,208	0,212
E_1 [V]	6,83	18,0	26,3	31,5	34,0	35,6
P_{cu} [mW]	2,11	8,43	18,9	34,0	51,2	81,8
P_{fe} [W]	0,508	3,02	6,35	9,28	11,0	12,2
σ [%]	22,3	22,2	21,9	21,6	20,9	20,2
p_{fe} [%]	93,6	106	101	92,3	82,4	69,2

F.2 Data från mätningar för fyrkantsformad spänning (T1)

I Tabell F.6-F.10 nedan så presenteras data från 25-, 50-, 100-, 200-, respektive 400Hz-mätningen för fyrkantsformad spänning. Motsvarande B-H-kurva ses i respektive Figur 14-18.

Tabell F.6: Uppmätta och beräknade storheter vid fyrkantsformad spänning (25Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	0,962	1,799	1,976	2,057	2,178	2,275
U_2 [V]	0,359	0,679	0,745	0,776	0,821	0,858
I_0 [mA]	109,1	230	324	401	538	647
P_{tot} [W]	0,08	0,23	0,28	0,30	0,33	0,36
T [°C]	20	20	20	20	20	20
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200
E_1 [V]	0,987	1,87	2,05	2,13	2,26	2,36
P_{cu} [mW]	2,38	10,6	21,0	32,2	57,9	83,7
P_{fe} [W]	0,078	0,219	0,259	0,268	0,272	0,276
σ [%]	2,53	3,80	3,61	3,43	3,63	3,60
p_{fe} [%]	74,3	52,9	40,5	32,5	23,2	18,8

Tabell F.7: Uppmätta och beräknade storheter vid fyrkantsformad spänning (50Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	1,739	3,36	3,79	3,97	4,10	4,17
U_2 [V]	0,663	1,275	1,433	1,502	1,547	1,573
I_0 [mA]	106,1	205	293	403	529	608
P_{tot} [W]	0,15	0,46	0,60	0,67	0,72	0,74
T [°C]	20	20	20	20	20	20
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200
E_1 [V]	1,82	3,51	3,94	4,13	4,25	4,33
P_{cu} [mW]	2,25	8,41	17,2	32,5	56,0	73,9
P_{fe} [W]	0,148	0,452	0,583	0,638	0,664	0,666
σ [%]	4,45	4,27	3,81	3,87	3,53	3,70
p_{fe} [%]	80,2	65,6	52,5	39,9	30,6	26,3

Tabell F.8: Uppmätta och beräknade storheter vid fyrkantsformad spänning (100Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	2,547	5,88	7,01	7,18	7,31	7,44
U_2 [V]	1,040	2,415	2,87	3,04	3,10	3,14
I_0 [mA]	100,2	201,2	311	427	529	627
P_{tot} [W]	0,22	0,97	1,43	1,59	1,67	1,73
T [°C]	20	20	20	20	20	20
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200
E_1 [V]	2,86	6,64	7,89	8,36	8,53	8,64
P_{cu} [mW]	2,01	8,10	19,3	36,5	56,0	78,6
P_{fe} [W]	0,218	0,962	1,41	1,55	1,61	1,65
σ [%]	10,9	11,4	11,2	14,1	14,3	13,9
p_{fe} [%]	85,4	81,3	64,7	50,6	41,6	35,4

Tabell F.9: Uppmätta och beräknade storheter vid fyrkantsformad spänning (200Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	3,94	9,75	12,79	13,99	14,24	14,59
U_2 [V]	1,674	4,17	5,47	5,94	6,03	6,17
I_0 [mA]	101,1	200	298	420	490	625
P_{tot} [W]	0,37	1,83	3,25	4,01	4,15	4,40
T [°C]	20	20	20	21,2	22,3	23,5
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,201	0,202	0,203
E_1 [V]	4,60	11,5	15,0	16,3	16,6	17,0
P_{cu} [mW]	2,04	8,00	17,8	35,5	48,5	79,3
P_{fe} [W]	0,368	1,82	3,23	3,97	4,10	4,32
σ [%]	14,3	15,2	14,7	14,2	14,2	14,2
p_{fe} [%]	92,4	93,3	84,7	67,6	58,8	47,4

Tabell F.10: Uppmätta och beräknade storheter vid fyrkantsformad spänning (400Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	5,74	15,01	21,49	25,47	27,63	28,20
U_2 [V]	2,44	6,40	9,18	10,92	11,80	12,03
I_0 [mA]	100,0	202,8	296	399	521	593
P_{tot} [W]	0,52	3,09	6,31	9,44	11,62	12,14
T [°C]	20,0	20,8	22,0	23	23,3	27,2
R_1 [Ω]	0,200	0,201	0,202	0,202	0,203	0,206
E_1 [V]	6,71	17,6	25,2	30,0	32,5	33,1
P_{cu} [mW]	2,00	8,27	17,7	32,2	55,1	72,4
P_{fe} [W]	0,518	3,08	6,29	9,41	11,6	12,1
σ [%]	14,5	14,7	14,7	15,1	15,0	14,8
p_{fe} [%]	90,2	101	98,9	92,6	80,6	72,4

F.3 Data från mätningar för triangelformad spänning (T1)

I Tabell F.11-F.15 nedan så presenteras data från 25-, 50-, 100-, 200-, respektive 400Hz-mätningen för triangelformad spänning. Motsvarande B-H-kurva ses i respektive Figur 21-25.

Tabell F.11: Uppmätta och beräknade storheter vid triangelformad spänning (25Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	0,717	1,467	1,724	1,860	1,934	2,016
U_2 [V]	0,328	0,675	0,803	0,868	0,905	0,939
I_0 [mA]	102,1	209,2	312	419	509	610
P_{tot} [W]	0,06	0,19	0,26	0,31	0,34	0,37
T [°C]	20	20	20	20	20	20
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200
E_1 [V]	0,902	1,86	2,21	2,39	2,49	2,58
P_{cu} [mW]	2,08	8,75	19,5	35,1	51,8	74,4
P_{fe} [W]	0,058	0,181	0,241	0,275	0,288	0,296
σ [%]	20,5	21,1	22,0	22,2	22,3	21,9
p_{fe} [%]	79,2	59,0	44,8	35,3	29,3	24,1

Tabell F.12: Uppmätta och beräknade storheter vid triangelformad spänning (50Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	0,814	1,639	1,976	2,114	2,176	2,256
U_2 [V]	0,642	1,294	1,560	1,674	1,728	1,784
I_0 [mA]	107,6	207,1	311	415	494	600
P_{tot} [W]	0,12	0,39	0,56	0,65	0,70	0,75
T [°C]	20	20	20	20	20	20
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200
E_1 [V]	1,77	3,56	4,29	4,60	4,75	4,91
P_{cu} [mW]	2,32	8,58	19,3	34,4	48,8	72,0
P_{fe} [W]	0,118	0,381	0,541	0,616	0,651	0,678
σ [%]	54,0	54,0	53,9	54,0	54,2	54,1
p_{fe} [%]	135	112	88,0	70,2	60,6	50,1

Tabell F.13: Uppmätta och beräknade storheter vid triangelformad spänning (100Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	1,386	3,07	3,85	4,13	4,31	4,41
U_2 [V]	1,099	2,44	3,04	3,28	3,42	3,49
I_0 [mA]	105,7	205,1	309	412	530	615
P_{tot} [W]	0,21	0,84	1,28	1,51	1,66	1,74
T [°C]	20	20	20	20	20,6	21,1
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,200	0,200	0,200	0,201
E_1 [V]	3,02	6,71	8,36	9,02	9,41	9,60
P_{cu} [mW]	2,23	8,41	19,1	33,9	56,2	76,0
P_{fe} [W]	0,208	0,832	1,26	1,48	1,60	1,66
σ [%]	54,1	54,2	53,9	54,2	54,2	54,1
p_{fe} [%]	142	132	106	87,0	70,0	61,2

Tabell F.14: Uppmätta och beräknade storheter vid triangelformad spänning (200Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	2,219	5,67	7,34	8,15	8,63	8,86
U_2 [V]	1,770	4,50	5,81	6,41	6,71	6,89
I_0 [mA]	105,9	214	311	406	508	611
P_{tot} [W]	0,36	1,86	3,09	3,81	4,23	4,49
T [°C]	20	20	21	21,8	22,3	24,7
R_1 [Ω]	0,200	0,200	0,201	0,201	0,202	0,204
E_1 [V]	4,87	12,4	16,0	17,6	18,5	18,9
P_{cu} [mW]	2,24	9,16	19,4	33,1	52,1	76,2
P_{fe} [W]	0,358	1,85	3,07	3,78	4,18	4,41
σ [%]	54,4	54,3	54,1	53,7	53,4	53,1
p_{fe} [%]	152	152	134	114	95,3	81,5

Tabell F.15: Uppmätta och beräknade storheter vid triangelformad spänning (400Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	3,186	8,40	2,62	3,13	3,44	3,60
U_2 [V]	2,533	6,67	9,83	11,70	12,87	13,45
I_0 [mA]	103,4	204,8	304	400	510	628
P_{tot} [W]	0,52	3,07	6,40	9,22	11,53	12,77
T [°C]	20	21,3	22,9	28,3	30	34,2
R_1 [Ω]	0,200	0,201	0,202	0,206	0,208	0,211
E_1 [V]	6,97	18,3	27,0	32,2	35,4	37,0
P_{cu} [mW]	2,14	8,43	18,7	33,0	54,1	83,2
P_{fe} [W]	0,518	3,06	6,38	9,19	11,5	12,7
σ [%]	54,3	54,1	90,3	90,3	90,3	90,3
p_{fe} [%]	157	178	801	734	655	562

F.4 Data från mätningar för sinusformad spänning (T2)

I Tabell F.16-F.19 nedan så presenteras data från 25-, 50-, 100-, respektive 200Hz-mätningen för sinusformad spänning. Motsvarande B-H-kurva ses i respektive Figur 29-32.

Tabell F.16: Uppmätta och beräknade storheter vid sinusformad spänning (25Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	1,95	5,04	7,53	9,4	11,0	12,5
U_2 [V]	0,310	0,657	0,935	1,13	1,28	1,40
I_0 [A]	0,406	1,505	3,034	4,61	6,13	7,68
P_{tot} [W]	0,33	3,07	9,47	18,98	32,6	53,5
T [°C]	20	20	23,2	31	41	62,4
R_1 [Ω]	0,700	0,700	0,709	0,730	0,757	0,815
E_1 [V]	2,58	5,48	7,79	9,42	10,7	11,7
P_{cu} [W]	0,115	1,59	6,53	15,5	28,4	48,1
P_{fe} [W]	0,215	1,48	2,94	3,48	4,20	5,40
σ [%]	24,4	8,03	3,34	0,212	-2,80	-6,84
p_{fe} [%]	27,2	19,5	12,9	8,03	6,23	5,63

Tabell F.17: Uppmätta och beräknade storheter vid sinusformad spänning (50Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	1,70	7,44	10,92	14,48	17,57	20,41
U_2 [V]	0,333	1,24	1,80	2,25	2,55	2,83
I_0 [A]	0,248	1,522	2,911	4,54	5,91	7,50
P_{tot} [W]	0,28	5,84	15,34	29,82	45,5	68,0
T [°C]	22,5	23,5	27,7	35	45	66
R_1 [Ω]	0,707	0,709	0,721	0,741	0,768	0,824
E_1 [V]	2,78	10,3	15,0	18,8	21,3	23,6
P_{cu} [W]	0,043	1,64	6,11	15,3	26,8	46,4
P_{fe} [W]	0,237	4,20	9,23	14,5	18,7	21,6
σ [%]	38,8	27,8	27,2	23,0	17,5	13,5
p_{fe} [%]	56,2	37,1	29,0	22,1	18,0	13,5

Tabell F.18: Uppmätta och beräknade storheter vid sinusformad spänning (100Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	3,74	14,7	22,1	26,4	29,5	31,7
U_2 [V]	0,588	2,18	3,27	3,88	4,33	4,62
I_0 [A]	0,285	1,51	3,07	4,54	6,14	7,65
P_{tot} [W]	0,72	12,80	34,15	55,2	78,7	105,3
T [°C]	20	21	25	32	50	77,9
R_1 [Ω]	0,700	0,703	0,714	0,732	0,781	0,856
E_1 [V]	4,90	18,2	27,3	32,3	36,1	38,5
P_{cu} [W]	0,057	1,60	6,73	15,1	29,4	50,1
P_{fe} [W]	0,663	11,2	27,4	40,1	49,3	55,2
σ [%]	23,7	19,2	19,0	18,3	18,3	17,7
p_{fe} [%]	62,2	50,5	40,4	33,5	27,2	22,8

Tabell F.19: Uppmätta och beräknade storheter vid sinusformad spänning (200Hz).

	Fil 1	Fil 2	Fil 3	Fil 4	Fil 5	Fil 6
U_1 [V]	4,99	24,2	37,9	46,4	51,8	53,8
U_2 [V]	0,776	3,73	5,82	7,15	7,94	8,18
I_0 [A]	0,255	1,568	3,020	4,48	6,13	7,60
P_{tot} [W]	1,12	29,52	80,4	129,7	176,1	206,8
T [°C]	20	21	24,3	39	55,4	92
R_1 [Ω]	0,700	0,703	0,712	0,751	0,796	0,895
E_1 [V]	6,47	31,1	48,5	59,6	66,2	68,2
P_{cu} [W]	0,046	1,73	6,49	15,1	29,9	51,7
P_{fe} [W]	1,07	27,8	73,9	115	146	155
σ [%]	22,9	22,2	21,9	22,1	21,8	21,1
p_{fe} [%]	84,1	73,3	64,6	55,3	46,0	37,9