

ISSN 0280-5316
ISRN LUTFD2/TFRT--5526--SE

Validering och objektorienterad modellering av transformator

Jerker Linder

Institutionen för Reglerteknik
Lunds Tekniska Högskola
Mars 1995

| | | | |
|--|------------------------------|---|-------------|
| Department of Automatic Control Lund Institute of Technology P.O. Box 118 S-221 00 Lund Sweden | | <i>Document name</i> Master Thesis | |
| | | <i>Date of issue</i> March 1995 | |
| | | <i>Document Number</i> ISRN LUTFD2/TFRT--5526--SE | |
| <i>Author(s)</i> Jerker Linder | | <i>Supervisor</i> M. Akke, R. Johansson, B. Nilsson, O. Samuelsson | |
| | | <i>Sponsoring organisation</i> Sydkraft AB | |
| <i>Title and subtitle</i> Validering och Objektorienterad Modellering av Transformator (Validation and Object-oriented Modelling of Transformer) | | | |
| <i>Abstract</i> <p>In this thesis, the theory of transformers and different methods on transformer-modelling are examined. Beside the theory, a complete transformer model is implemented in the object-oriented modelling-language Omola. The simulation results are compared to measurements on a 1 kVA one phase transformer and agree very well.</p> <p>The phenomena of inrush-currents are examined by constructing a synchronization circuit in order to get measurements of the current, when the transformer is switched in, from well defined points on the voltage curve. The measurements are then compared to the values generated by the model and the agreement is good.</p> | | | |
| <i>Key words</i> Modelling, simulation, transformer, object-orientation | | | |
| <i>Classification system and/or index terms (if any)</i> | | | |
| <i>Supplementary bibliographical information</i> | | | |
| <i>ISSN and key title</i> 0280-5316 | | | <i>ISBN</i> |
| <i>Language</i> Swedish | <i>Number of pages</i> 80 | <i>Recipient's notes</i> | |
| <i>Security classification</i> | | | |

The report may be ordered from the Department of Automatic Control or borrowed through the University Library 2, Box 1010, S-221 03 Lund, Sweden, Fax +46 46 110019, Telex: 33248 lubbis lund.

Förord

Under mitt arbete med examensarbetet uppstod det en hel del problem. Dessa löstes dock oftast snabbt, eftersom det alltid var nära till personer som ställde upp och hjälpte mig. Jag vill därför tacka alla på Institutionen för Reglerteknik och Institutionen för Industriell Elektroteknik och Automation för kommentarer och råd.

Ett speciellt tack vill jag ge mina handledare, Magnus Akke, Sydkraft, Rolf Johansson och Bernt Nilsson vid Institutionen för Reglerteknik och Olof Samuelsson vid Institutionen för Industriell Elektroteknik och Automation. Ett tack även till Stig Lindqvist, Institutionen för Industriell Elektroteknik och Automation, för hjälpen med synkronmaskinen.

Till sist vill jag även tacka Sydkraft för det ekonomiska stöd som jag fått under tiden med examensarbetet.

*Jerker Linder
Lund, Mars 1995*

Innehåll

| | |
|---|----|
| Förord | 1 |
| 1. Inledning | 3 |
| 2. Teori och modell | 6 |
| 2.1 Transformatorns grundläggande funktioner och samband | 6 |
| 2.2 Lindningsresistanser | 8 |
| 2.3 Läckflöden | 8 |
| 2.4 Mätning och hysteres | 9 |
| 2.5 Virvelströmmar | 12 |
| 2.6 Modellering av hysteres | 16 |
| 2.7 Teori bakom strömrusningen vid inkoppling av transformator | 24 |
| 2.8 Modell för 1-fas transformator | 26 |
| 3. Mätningar | 28 |
| 3.1 Data över transformatorn | 28 |
| 3.2 Kortslutningsprov och tomgångsprov | 29 |
| 3.3 Upptagning av hystereskurvor | 31 |
| 3.4 Kalibrering av ström- och spänningsmätare | 33 |
| 3.5 Mätningar med last ansluten till sekundärsidan | 34 |
| 3.6 Strömrusning vid inkoppling | 35 |
| 3.7 Mätningar av virvelströmsförluster och rena hystereskurvor | 41 |
| 3.8 Problem med fasförskjutning | 44 |
| 3.9 Inverkan av primärlindningens resistans och reaktans | 45 |
| 4. Objektorienterad modell | 47 |
| 4.1 Modelleringsspråket Omola | 47 |
| 4.2 Simuleringsmiljön Omsim | 50 |
| 4.3 Objektorienterad modell av en enfasig transformator | 51 |
| 5. Simuleringar och modellanpassning | 56 |
| 6. Slutsatser | 60 |
| 7. Referenser | 62 |
| A. Hystereskurvor | 64 |
| B. Resistiv last ansluten till sekundärsidan | 65 |
| C. Kopplingschema över synkroniseringsmodulen | 66 |
| D. Inkoppling med loggning av strömrusning | 67 |
| E. Hystereskurvans frekvensberoende | 70 |
| F. Simuleringsresultat | 73 |
| F.1 Simulering av modell där hystersen modellerats på ungefär samma sätt som virvelströmmar | 73 |
| F.2 Simulering av modell där hysteresen approximerats med en fast hystereskurva | 76 |

1. Inledning

Målet med examensarbetet var att använda Omola och OmSim¹ för att konstruera en transformatormodell och även kontrollera modellens uppträdande jämfört med experimentiellt erhållna mätdata. Examensarbetet var uppdelat i följande delmoment:

- Litteraturstudie över ferromagnetiska material och existerande transformatormodeller.
- Implementering av en objektorienterad transformatormodell med remanens och mätning.
- Utföra mätningar på en mindre enfas transformator (1 kVA) för att kunna validera transformatormodellen.

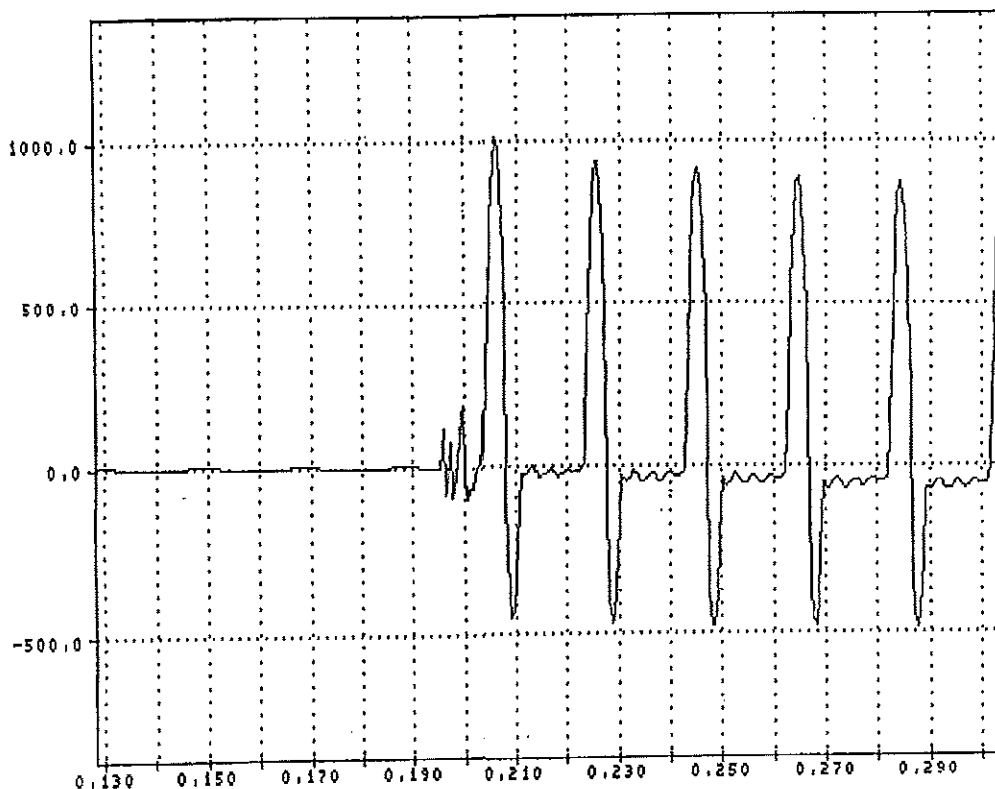
Vid inkoppling och urkoppling av transformatorer uppkommer transienter, se t.ex. [Franklin och Franklin, Upplaga 11], som stör annan utrustning ansluten till elsystemet. Detta gör att en väl fungerande transformatormodell skulle vara ett värdefullt hjälpmedel för att beräkna storleken på störningarna och för att räkna på åtgärder för att reducera dem. Som ett exempel på de fenomen som kan uppträda kan vi titta på figur 1.1. I figuren visas summan av fasströmmarna med hänsyn till förskjutningen mellan dem, d.v.s.

$$3I_0 = \bar{I}_R + \bar{I}_S + \bar{I}_T,$$

vid inkoppling av en av Sydkrafts transformatorer. Strömmen $3I_0$ ska för ett normalt trefassystem vara noll vid symmetrisk last. Vid inkopplingen ser man dock att $3I_0$ är långt från noll vilket gör att reläskydd, som känner av asymmetri reagerar och kan lösa ut olika strömbrytare. Som om inte detta problem skulle vara nog kan man inte vara säker på att samma sak inte händer då man åter försöker sluta brytarna och koppla in transformatorn. Som framgår av kapitlet Teori och modell måste man helt enkelt ha tur vid inkopplingen. Eftersom det inte är speciellt trevligt att lita till turen, skulle en transformatormodell här vara ett bra hjälpmedel för att på förhand kunna se vad som kan hända och eventuellt konstruera om reläer och brytare eller synkronisera inkopplingen, så att strömrusningen uteblir.

Att göra en väl fungerande modell av en transformator är dock svårt beroende på flera faktorer, framförallt transformator kärnans hysteres, som gör att sambanden mellan ström och det magnetiska flödet i kärnan blir olinjärt och även beroende av hur kärnan magnetiserats. En annan svårighet är att mäta upp nödvändiga parametrar, eftersom flera fenomen samverkar, t.ex. breddas hystereskurvan av virvelströmmarna i kärnan och det kan vara svårt att sära på hysteres- och virvelströmsförlusterna. Modelleringssvårigheterna som uppstår märks t.ex. i Sydkraft Konsults rapport NEG-WG3: Transformer Models [Karlén, 1995]. Här har man försökt att bygga en modell i EMTP² och

¹ Omola är ett objektorienterat språk för att representera tidskontinuerliga och tidsdiskreta dynamiska modeller. OmSim är en miljö för att interaktivt definiera och simulera dynamiska modeller baserat på modelleringsspråket Omola. Omola och OmSim är utvecklat vid Institutionen för Reglerteknik, Lunds Tekniska Högskola. Se även kapitlet Objektorienterad modell.



Figur 1.1 Strömrusning vid inkoppling. $3I_o$ är lika med summan av fasströmmarna som vid symmetri ska vara noll. (y-axeln = $3I_o$ (A), x-axeln = Tid (s))

jämföra den med mätningar. För att klara detta har man varit tvungen att ignorera inverkan av hysteresen och endast modellera transformator kärnans mätning. Detta beslut leder bl.a. till följande: (Utförligare förklaringar ges längre fram i rapporten)

1. Storleken och dämpningen av inkopplingsströmmarna bör kunna beräknas eftersom dessa inte är beroende av hysteresen.
2. Inkopplingsströmmarna är däremot väldigt beroende av storleken på den remanenta magnetismen i kärnan då den kopplades in. Denna bestäms av hysteresen, men eftersom denna inte modellerades har man använt sig av en strömkälla för att generera rätt flöde i kärnan innan inkopplingen av transformatorn.
3. Det problem man nu får är att bestämma storleken på det remanenta flödet som strömkällan ska generera. I rapporten har man valt att anpassa värdet så att simuleringen av inkopplingsströmmarna stämmer. Detta sätt fungerar bra, då man är intresserad av att se vilka inkopplingsströmmar en viss transformator genererar vid olika värden på den remanenta magnetismen i kärnan. Däremot blir värdet av en sådan modell tveksamt, då

² EMTP togs fram i början av 70-talet, vid Bonneville Power Administration (BPA), för att användas vid analysen av elektromagnetiska transienter i elkraftsystem. Förkortningen EMTP står för *Electro Magnetic Transient Program*.

man vill bestämma hur transformatorn skall kopplas in efter ett frånslag, för att minimera inkopplingsströmmarna.

4. Eftersom man inte modellerar hysteresen kan man inte använda modellen för att undersöka fenomen som t.ex. ferroresonans, eftersom hysteresen här har en avgörande inverkan.

Att använda sig av program som Omola och OmSim vid modelleringen ger en hel del fördelar framför äldre språk där en modell skrivs som ett sekventiellt program. Ett objektorienterat modelleringsspråk som Omola är mycket flexibelt. Användaren kan mycket enkelt lägga till en ny modell eller modifiera redan existerande. Med OmSim kan användaren också bl.a. enkelt ändra parametervärden och direkt se vilka ändringar detta ger, välja vilka värden som är intressanta att titta på och enkelt och överskådligt se hur de olika delmodellerna är uppbyggda och hur de olika värdena genereras. Dock löser detta inte alla problem, vilket kommer att framgå av rapporten. En transformator är fortfarande mycket svår att simulera.

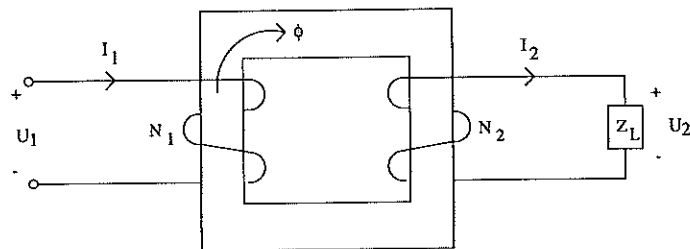
Rapporten är uppbyggd enligt följande: Kapitel 2 innehåller teorin bakom transformatorn, förklaringar till fenomen som mättning, hysteres och virvelströmmar samt beskrivning av den strömrusning som kan uppkomma vid inkoppling av transformatorer. Kapitel 3 innehåller också en matematisk beskrivning av en modell för en enfasig transformator. I kapitel 3 redogör jag för de olika experiment och mätningar jag gjorde. Kapitel 4 presenterar modelleringsspråket Omola och dess simuleringsmiljö OmSim, samt visar uppbyggnaden av en objektorienterad transformatormodell. I kapitel 5 presenteras resultaten av simuleringarna och i kapitel 6 presenteras slutsatserna.

2. Teori och modell

Krafttransformatorn är en av de viktigaste länkarna i elöverföringssystemet. Spänningen kan höjas eller sänkas med låga förluster för att uppnå en lämplig spänning i varje punkt i nätet. Hög spänning används i de långa överföringslinjerna för att minimera överföringsförlusterna, medan en lägre spänning används i distributionsnätet. Transformatorer finns i flera olika utföranden och för olika stora effekter. Principen för transformatorns funktion är dock densamma. Eftersom jag i examensarbetet arbetat med en enfasig transformator, kommer jag att försöka förklara transformatorns funktion utgående från en sådan.

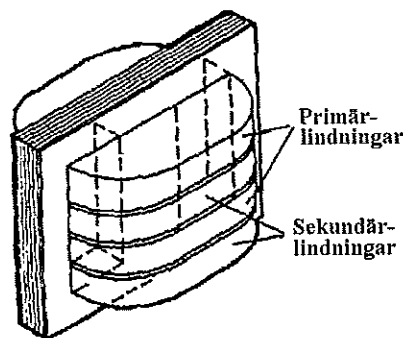
2.1 Transformatorns grundläggande funktioner och samband

En enfasig transformator består av en primärlindning och en sekundärlindning, vilka är magnetiskt kopplade genom en gemensam kärna, uppbyggd av ett ferromagnetiskt material (se figur 2.1). Vid tillverkningen av krafttrans-



Figur 2.1 Schematiskt utseende för en enfasig transformator.

formatorer brukar man inte skilja på primär- och sekundärlindningarna som i figur 2.1 utan lägga dem omlott enligt figur 2.2 eller utanpå varandra. Detta gör man för att minska det läckflöde som uppkommer vid lindningarna (se längre fram i kapitlet).



Figur 2.2 Enfasig krafttransformator

För den slutna slingan i figur 2.1 som flödet, ϕ , rör sig i gäller sambandet

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = R\phi \quad (2.1)$$

där N_1 , N_2 , i_1 och i_2 är antalet varv och strömmen i primär- respektive sekundärlindningen och R är reluktansen, som beskriver det motstånd som det magnetiska flödet har. Ekvationen kommer från det mer grundläggande sambandet

$$\sum_j N_j i_j = \sum_k R_k \phi_k.$$

Minustecknet i ekvation 2.1 kommer från Lenz lag som säger att:

En inducerad ström i en sluten ledare kommer att uppträda i en sådan riktning att den motverkar den förändring som gav upphov till den.

Reluktansen för en ferromagnetisk kärna med flödets väglängd l , area A , och relativa permabiliteten μ är

$$R = \frac{l}{\mu\mu_0 A} \quad (2.2)$$

där μ_0 är permabiliteten för luft. Sätter vi in reluktansen från ekvation 2.2 i ekvation 2.1 fås

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = \frac{l}{\mu\mu_0 A} \phi \quad (2.3)$$

För en ideal transformator antar man att kärnan leder magnetiskt flöde utan förluster, d.v.s. den relativa permabiliteten går mot oändligheten ($\mu \rightarrow \infty$). Sätter vi in detta värde på den relativa permabiliteten i ekvation 2.3 får vi följande samband mellan strömmarna i primär- och sekundärlindningen:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.4)$$

Faraday's lag ger oss

$$u_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.5)$$

och

$$u_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (2.6)$$

med vars hjälp vi får följande samband mellan spänningarna över primär- och sekundärlindningen:

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.7)$$

Kvoten N_1/N_2 kallas för transformatorns omsättning w (efter tyskans ord *windung*). Om strömmar och spänningar är sinusformiga kan man även uttrycka sambanden mellan effektivvärdena enligt ekvationerna 2.4 och 2.5. Antar vi nu att transformatorn är kopplad till en last med impedansen Z_L enligt figur 2.1 kan vi använda ekvationerna 2.4 och 2.5 för att få sambandet

$$\frac{u_1}{i_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \frac{u_2}{i_2} = w^2 \frac{u_2}{i_2}. \quad (2.8)$$

Eftersom lastens impedans är

$$Z_L = \frac{u_2}{i_2}$$

gäller

$$\frac{u_1}{i_1} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 Z_L = w^2 Z_L = Z'_L.$$

Detta innebär, att om man betraktar inverkan av lasten på primärsidan, kan dess impedans ersättas med den ekvivalenta impedansen Z_L' . Termen ω^2 kallas för impedansomsättningen.

De samband jag nu visat gäller för en transformator under ideala förhållanden. Tyvärr existerar oftast inte ideala förhållanden i fysikens värld, varför en sådan approximation inte kan göras om man vill kunna modellera en transformators beteenden. För en verklig transformator gäller bl.a.

- Transformator kärnan påverkas av fenomenet hystereres vilket leder till förluster.
- Virvelströmmar cirkulerar i kärnan vilket även det ger upphov till förluster.
- Transformator kärnan klarar inte hur stor flödestäthet som helst utan kärnan mätts vilket inte leder till förluster, men ger ett olinjärt förhållande mellan den magnetiska flödestätheten och fältstyrkan. Detta gör att det ekvivalenta sambandet mellan flödet i järnkärnan och de magnetomotoriska krafter som gett upphov till det också blir olinjärt.
- Primär- och sekundärlindningarna fungerar som motstånd med resistiva förluster som följd.
- Transformator kärnans relativa permabilitet är ändlig vilket ger upphov till läckflöden.

Dessa egenskaper kommer att förklaras i de följande kapitlen.

2.2 Lindningsresistanser

Eftersom primär- och sekundärlindningen är gjorda av ett ledande metalliskt material och eftersom deras respektive längd är stor kommer de att utgöra ett motstånd för primär- och sekundärströmmarna. Motståndet, R , fås genom formeln

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

där φ är ledarmaterialets resistivitet, A dess tvärsnittsarea och l dess längd.

2.3 Läckflöden

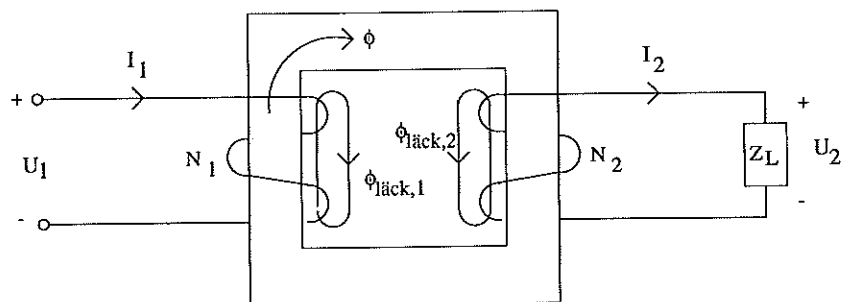
Eftersom den relativa permabiliteten för transformator kärnan ej är oändlig kommer en del av flödet att läcka ut från kärnan och i stället slutas enligt figur 2.3. Om man antar att läckflödena går genom luft kan man skriva dessa som

$$\phi_{\text{läck},1} = \frac{L_1 i_1}{N_1}$$

där jag utgått från formeln för induktansen hos en luftlindad spole:

$$L = \frac{N \phi}{i}$$

På samma sätt fås läckflödet på sekundärsidan.



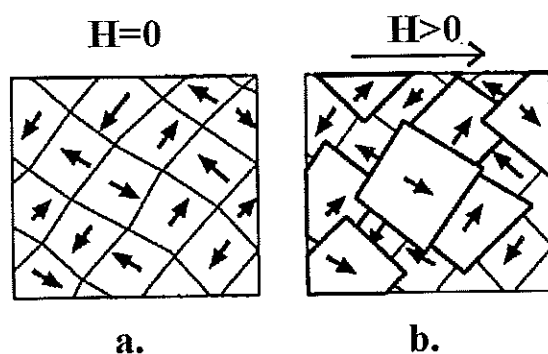
Figur 2.3 Schematisk bild av transformator med läckflöden.

2.4 Mättning och hysteres

Då jag i detta avsnittet förklarar fenomenen mättning och hysteres kommer jag att anta att virvelströmmarna i transformatorkärnan är noll, eftersom dessa annars påverkar hystereskurvans utseende, vilket förklaras närmare i avsnittet Virvelströmmar.

Fysikalisk bakgrund till fenomenen

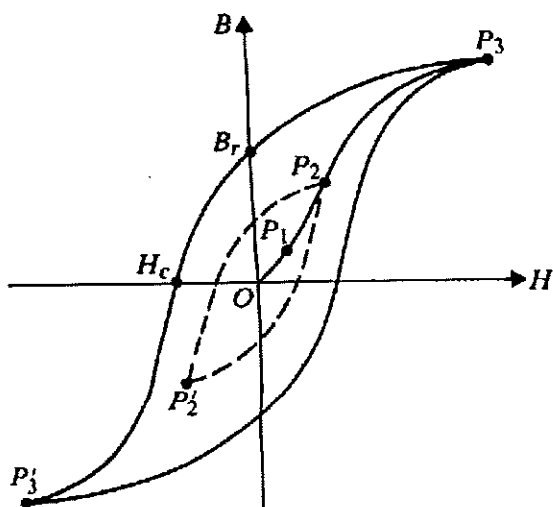
Kärnan i en transformator görs av något ferromagnetiskt material, d.v.s. ett material som har en relativ permabilitet mycket större än ett. Magnetism i ferromagnetiska material, ferromagnetism, kan förklaras utifrån teorin om magnetiska domäner (kallas även Weiss domäner efter P. Weiss). Enligt denna modell, vilken har blivit bekräftad experimentiellt, är ett ferromagnetiskt material (t.ex. järn och nickel) uppbyggt av många små domäner, vars storlek varierar mellan några få tusendels millimeter till cirka en millimeter. Dessa domäner, vilka innehåller ungefär 10^{15} eller 10^{16} atomer, är fullständigt magnetiserade, d.v.s. de består av dipoler vilka är ordnade parallellt även utan ett yttre pålagt magnetfält. Mellan de olika domänerna finns ett övergångsområde, med en tjocklek av cirka 100 atomer, som kallas domänvägg. Om materialet inte påverkas av något yttre magnetfält, har domänerna olika riktningar enligt figur 2.4a.



Figur 2.4 Domänernas riktningar då materialet utsätts för olika stora yttre magnetfält.

Då man utsätter det ferromagnetiska materialet för ett yttre magnetfält, kommer väggarna hos de domäner, vars magnetiska dipoler är riktade åt samma håll som det pålagda fältet, att röra sig på ett sådant sätt att dessa domäners

volym ökas på bekostnad av andra domäner enligt figur 2.4b. För svaga pålagda magnetfält upp till punkten P_1 i figur 2.5, kan de magnetiska domänerna återställas till samma tillstånd som de var i innan, d.v.s. enligt figur 2.4a. Men



Figur 2.5 Hysteresloopar för ett ferromagnetiskt material.

då det yttre fältets fältstyrka ökas ytterligare, kan inte domänernas tillstånd återställas och de magnetiska domänerna börjar även rotera för att försöka bli parallella med det yttre fältet. Om det yttre fältet minskas till noll vid punkten P_2 , kommer inte relationen mellan B och H , d.v.s. mellan den magnetiska flödestätheten och fältstyrkan, att följa kurvan P_2P_1O , utan kommer att gå från P_2 till P_2' längs den streckade kurvan i figuren. Detta fenomen kallas hysteres. Då det yttre fältet ökas ytterligare till punkten P_3 , kommer rörelserna i domänernas väggar och domänernas rotation att göra att samtliga magnetiska dipoler i materialet kommer att vara parallella med det yttre fältet. Det magnetiska materialet sägs då vara mättat. Kurvan $OP_1P_2P_3$ kallas för magnetiseringskurvan. Denna kurva har på engelska många namn, t.ex. *virgin curve*, *normal magnetization curve*, *initial curve*, *normal curve* och *first curve*.

Om det yttre fältet minskas till noll från punkten P_3 , kommer inte den magnetiska flödestätheten att gå till noll utan till punkten B_r . Detta värde kallas för remanenta flödestätheten (enhet Wb/m^2) och är beroende av hur stor den magnetiska flödestätheten var vid punkten P_3 . Det är för övrigt existensen av remanent flödestäthet i ferromagnetiska material, som gör permanentmagneter möjliga. För att nu kunna minska den magnetiska flödestätheten till noll måste man lägga på ett yttre fält med fältstyrkan H_c . H_c brukar kallas den koerciva kraften, men ett bättre namn är egentligen den koerciva fältstyrkan (enhet A/m). Precis som B_r beror även H_c på hur stor den magnetiska flödestätheten var vid punkten P_3 .

Olinjäriteter

Det framgår klart av figur 2.5 att B - H relationen är olinjär för ett ferromagnetiskt material. Detta betyder att om vi använder det välkända sambandet

$$B = \mu\mu_0 H$$

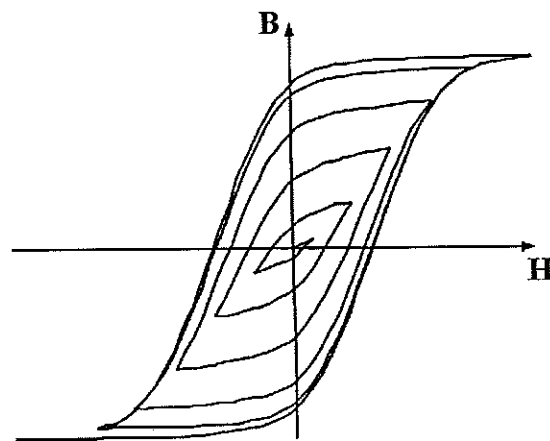
måste vi tänka på att den relativa permabiliteten μ inte är konstant utan en funktion av H . Den relativa permabiliteten μ kommer också att bero av hur materialet har magnetiserats, ty för samma värde på H måste vi veta på vilken hystereskurva och på vilken del av denna, övre eller undre, som arbetspunkten befinner sig för att man ska kunna bestämma värdet på μ .

Energiförluster

Om det yttre fältet varierar periodiskt mellan $\pm H_{max}$ kommer hystersloopen att genomlöpas en gång per period. Den area som hysteresloopen omsluter, motsvarar materialets hysteresförluster. Dessa energiförluster avges som värme och orsakas av den friktion, som domänerna i materialet utsätts för under rörelserna av domänväggarna och under rotationen. Eftersom förlustens storlek beror av den omslutna arean, vill man använda ett material med liten sådan area då man tillverkar t.ex. transformatorer. Man vill dock även ha en hög magnetisering för en relativt låg fältstyrka hos det applicerade yttre magnetfältet, varför det bästa materialet har en hög smal hystereskurva. Material med dessa egenskaper brukar kallas för mjuka ferromagnetiska material medan hårda ferromagnetiska material lämpar sig bra till permanentmagneter, eftersom man här vill ha ett stort motstånd mot avmagnetisering, d.v.s. högt värde på den koerciva kraften och därmed bred hystereskurva.

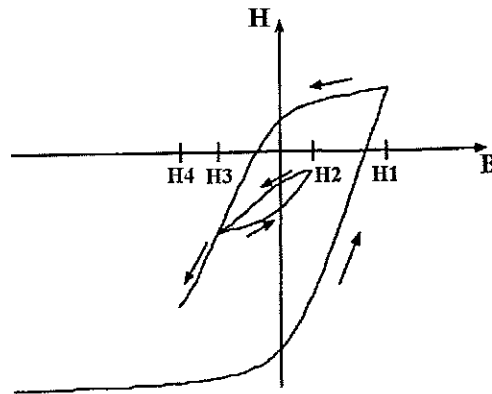
Avmagnetisering

Det finns två tillvägagångssätt, om man vill avmagnetisera ett ferromagnetiskt material. Det ena sättet är att hetta upp materialet så mycket att den tillförda värmeenergin överträffar den kopplingsenergi, som finns mellan domänerna i materialet. Gör man detta, kommer dessa att tappa sin orientering helt och de får ett utseende motsvarande figur 2.4a. Den temperatur då avmagnetiseringen inträffar kallas Curie-temperaturen. Det andra sättet att avmagnetisera materialet visas i figur 2.6. Som framgår av figuren, kommer det ferromagne-



Figur 2.6 Avmagnetisering genom att sakta minska det magnetiska fältets fältstyrka.

tiska materialet att bli helt avmagnetiserat, om man utsätter det för ett yttre magnetfält med en mycket långsamt (egentligen "oändligen långsamt") minskande fältstyrka. Gör man på detta sätt, kommer B-H sambandet att forma en motsols inåtgående spiral.



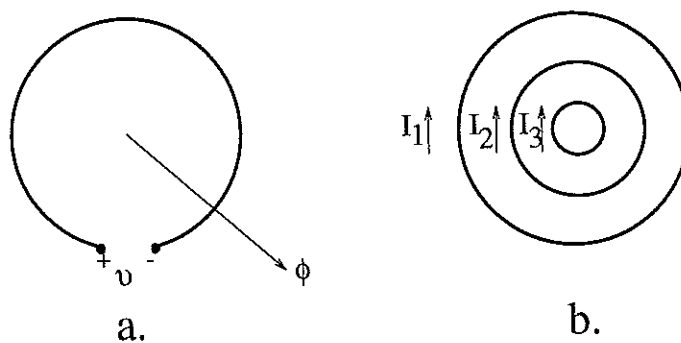
Figur 2.7 Illustration av inre loop och minneseffekten

Ytterligare benämningar och fenomen

Anta att B-H kurvan rör sig enligt figur 2.7. Då fältstyrkan ökas från H_2 till H_3 och därefter åter minskas till H_2 , brukar man på engelska kalla den lilla bildade loopen för en *minor loop*, vilken i rapporten, kommer att kallas för en inre loop. Det faktum, att den inre loopens slut, är ett vanligt fenomen som på engelska kallas *accomodation*. Detta fenomen följs ofta av ett annat fenomen, som jag kallar minneseffekten (på engelska finns flera benämningar bl.a. *the wiping-out property*, *the deletion property*, *the memory effect* och *the return-point memory effect*), vilken säger att då en inre loop slutar är materialet tillbaka i exakt samma tillstånd, som det var i innan den inre loppens började följas. Det är detta som gör att kurvans lutning ändras abrupt vid H_2 i figur 2.7.

2.5 Virvelströmmar

För att förklara vad virvelströmmar är, börjar vi med att titta på figur 2.8a. På grund av Faraday's lag induceras en spänning över ledningens terminaler.



Figur 2.8 a. Ett varierande flöde ϕ inducerar en spänning u . b. Kortslutna ledare med växelströmmar på grund av det varierande flödet ϕ .

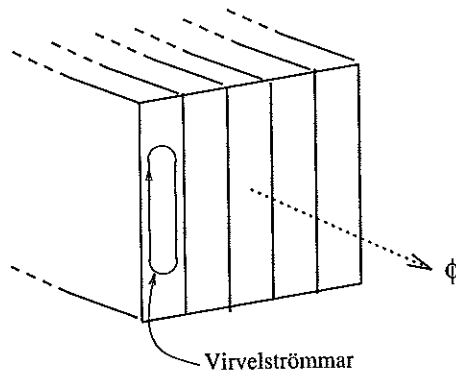
Om man kortsluter ledningen, kommer en ström av storleken u/R , där R är ledningens resistans, att flyta i ledningen. Om man placerar flera kortslutna ledningar innanför varandra enligt figur 2.8b, kommer strömmarna i de olika ledningarna att bli olika stora, strömmen I_1 kommer att bli störst, strömmen I_2 mindre och så vidare, eftersom strömmens storlek beror på hur stor flödesarea som respektive ledning omsluter.

Om vi i stället tittar på ett ferromagnetiskt material, t.ex. järn, enligt figur 2.9, så är detta ekvivalent med många tätt packade kortslutna ledare, enligt figur 2.8. Strömmarna rör sig fram och tillbaka i materialet i enlighet med banorna i figur 2.9. Det är dessa strömmar som kallas för virvelströmmar (på engelska *eddy currents* eller *Foucault currents*). Virvelströmmarna kan bli mycket stora, eftersom materialet, i detta fall järn, har liten resistans. Dessa strömmar ger energiförluster i form av uppvärmning av materialet.



Figur 2.9 Stora virvelströmmar induceras i solitt järn då det utsätts för ett varierande flöde ϕ .

Stora virvelströmmar är därför något man vill undvika i t.ex. transformatorer. För att minska virvelströmmarna brukar man använda sig av laminerade kärnor, d.v.s. kärnor där det ferromagnetiska materialet delats upp i skivor enligt figur 2.10. Spänningen, som induceras i varje skiva, blir nu mindre beroende på



Figur 2.10 Transformator kärna uppbyggd av tunna isolerade skivor av laminerad plåt.

att arean minskats. Detta gör att virvelströmmarna i varje skiva och i kärnan som helhet minskas drastiskt.

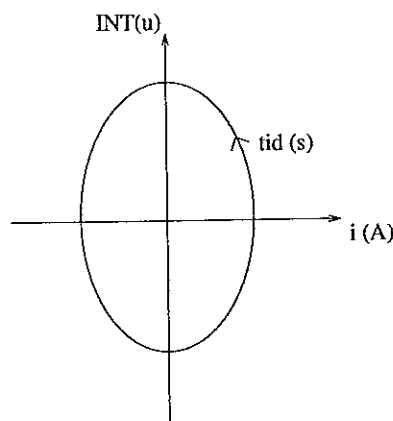
Det synsätt jag använt då jag betraktat virvelströmmar är samma som använts i bl.a. [Swift, 1971], d.v.s. ström-flödes kurvans utseende beror på frekvensen. För låga frekvenser, ungefär noll Hz, utgörs förlusterna endast av rena hysteres-förluster. Det klassiska synsättet har varit att varje ökning av förluster jämfört med förlusterna vid frekvensen ungefär noll Hz har kallats virvelströmsförluster, och enligt [Swift, 1971] utgör dessa ungefär tre gånger så mycket förluster som den rena hysteresförlusten för moderna transformatormaterial. Ny forskning på området har dock visat, att de magnetiska domänernas rörelse och

form är frekvensberoende. Vi har dock alltid en frekvensberoende och en frekvensoberoende förlustdel, och för enkelhetens skull kommer jag att hänföra hela den frekvensberoende delen till virvelströmsförlusterna.

Modellering

Enligt tidigare teori borde virvelströmsförlusterna vara rent resistiva och därför kunna modelleras linjärt. Att en sådan modellering stämmer bra med experimentiella data, visas i [Swift, 1971]. De slutsatser som Swift kommit fram till, kommer jag här att återge kortfattat. Jag kommer dock inte att visa hur modellen validerades, utan hänvisar till ovanstående artikel.

I sin artikel utgår Swift från sambandet mellan integralen av spänningen och strömmen genom en vanlig resistor, vilket har utseendet enligt figur 2.11. På



Figur 2.11 Förlustloop för resistor

samma sätt som för B-H relationen för transformator kärnan motsvarar den inneslutna arean förlusten per period enligt följande:

Förlusten per period är

$$W = \int_0^T p(t) dt \quad (2.9)$$

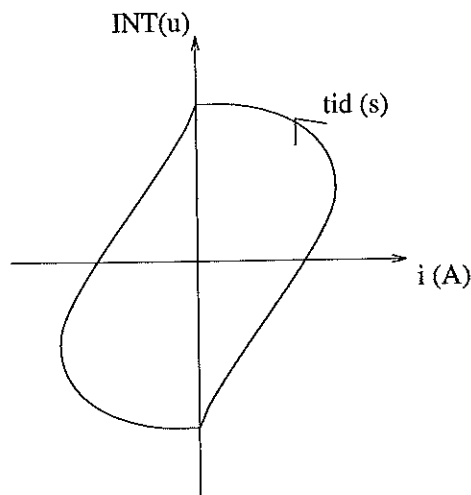
där $p(t)$ är den avgivna effekten och T är periodtiden för spänningen. Om vi kallar integralen av spänningen för y blir den omslutna arean i figur 2.11

$$A = \int_{y(0)}^{y(T)} i(y) dy = \int_0^T i(t) \frac{dy}{dt} dt = \int_0^T i(t) u(t) dt = \int_0^T p(t) dt.$$

Jämför man detta med ekvation 2.9 ser man att $A = W$, d.v.s. looparean är lika med energiförlusten under en period.

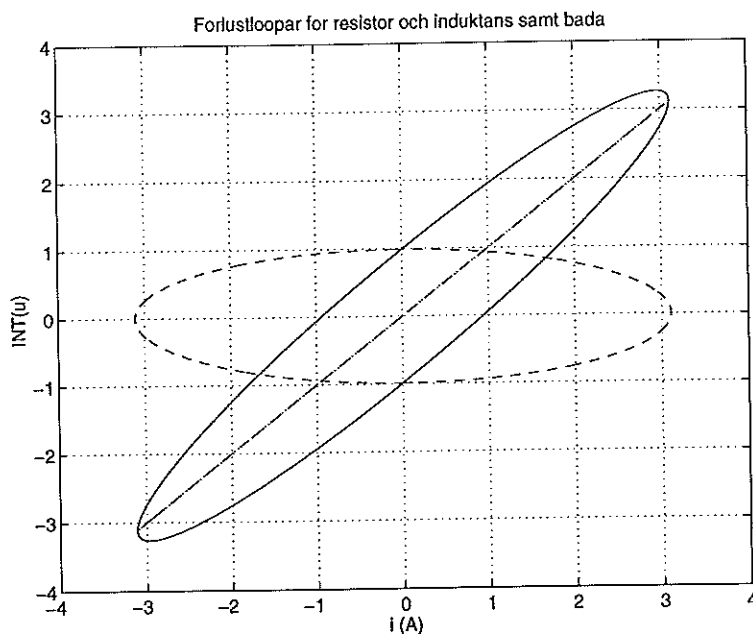
Enligt arbete av Hale och Richardson [Hale och Richardson, 1953], kan förlustloopen för en spole med järnkärna ges utseendet enligt figur 2.12. Swift visar i sin artikel, att denna kurva kan approximeras med kurvan i figur 2.11, med mycket bra resultat vid modelleringen av virvelströmmar i transformatorer.

Det man alltså gör, är i princip att modellera virvelströmmarna som en extra lindning med enbart resistiva förluster. Jämför man med hur primär- och sekundärlindningen modellerats, kan man tycka att det borde bildas läckflöden även på grund av virvelströmmarna, vilket i sin tur borde göra att den



Figur 2.12 Förlustloop för spole med järnkärna enligt Hale och Richardson.

extra lindningen även borde innehålla en induktans parallellkopplad med resistansen. I figur 2.13 har jag ritat hur förlustloopen ändras, då en induktans seriekopplas med resistansen. Denna förlustloop stämmer bättre med den som

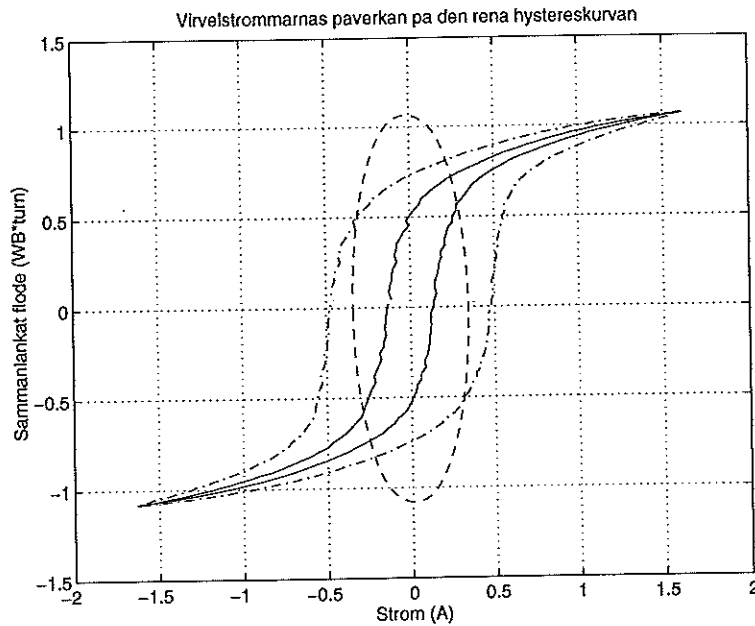


Figur 2.13 Förlustloop av resistor (streckad), induktans (punkt-streckad) samt av resistans och induktans i serie (heldragen).

Hale och Richardson kom fram till, men enligt Swift räcker det alltså med endast en resistans.

Påverkan på hystereskurvan

Virvelströmmarna påverkar även utseendet på hystereskurvan, vilket framgår av figur 2.14. I figuren framgår det att virvelströmmarna breddar hystereskurvan. Eftersom hysteres och virvelströmmar ur modelleringssynpunkt är två helt olika fenomen, vill man gärna modellera dem var för sig. I kapitlet Mätningar redogörs för vilka problem detta innebar.



Figur 2.14 Virvelströmmarnas påverkan på hystereskurvan. Heldragen linje motsvarar den rena hystereskurvan, streckad linje förlustloppen på grund av virvelströmmarna och streck-prickad linje visar hystereskurvan då den består av både hysteres- och virvelströmsförluster.

2.6 Modellering av hysteres

Det faktum, att hysteresen medför ett olinjärt samband mellan flödet och den genererande magnetomotoriska kraften, samt att detta samband beror av materialets magnetiseringshistoria, gör att hysteresens inverkan på transformatorn blir svår att modellera. Eftersom hysteresen är ett så komplext fenomen, dyker det ständigt upp nya sätt att modellera den. Man kan oftast inte säga att en modell är bättre än en annan, eftersom de modeller, som bäst överensstämmer med verkligheten, kräver mycket mer data än andra modeller, varför man måste kompromissa mellan modellens komplexitet och dess noggrannhet. Hysteresens olinjäritet och historieberoende gör att man inte funnit någon entydig dynamisk modell, som beskriver fenomenet bra, utan de flesta modeller mynnar ut i beräkningsalgoritmer, där det gäller att hålla reda på de punkter där inre loopar påbörjats och välja ett lämpligt samband mellan MMK och flöde beroende på vilken hysteresloop som för tillfället följs.

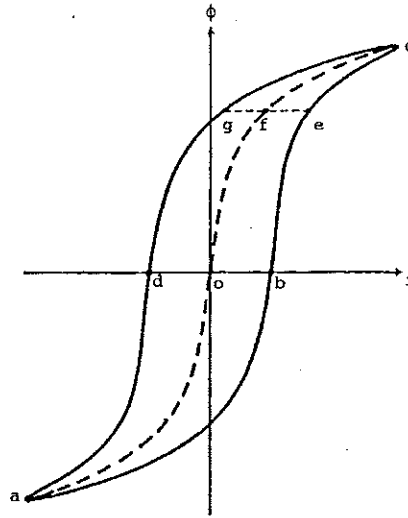
I detta kapitlet har jag valt ut några modelleringssätt, vilka jag beskriver mer eller mindre utförligt.

Modell 1: Modellering av hysteres på ungefär samma sätt som virvelströmmar

I artikeln [Lin *et al.*, 1989] beskriver författarna ett sätt att modellera hysteres genom att addera eller subtrahera en förlustfunktion till vad författarna kallar *the normal magnetizing curve*, vilken består av mittpunkterna till hystereskurvan.

Författarna approximerar mittpunkterna till hystereskurvan med fyra linjesektioner, men enklare är att anpassa ett polynom till mittpunkterna med hjälp av minsta kvadrat metoden. Kallar vi sambandet mellan flödet och strömmen

för G fås $i = G(\phi)$. Gör man detta, bör man dock se till att polynomet även ger acceptabla värden då flödet och strömmen är större än punkten c i figur 2.15. Författarna uttrycker flödet som



Figur 2.15 Hystereskurva vars mittpunkter är streckade samt beteckningar som används.

$$\phi = \hat{\phi} \cos(\omega t).$$

Förlustfunktionen når sitt maximum då mittpunkternas funktion går mot noll och vice versa, varför denna kan skrivas som

$$f(\phi) = D \frac{d\phi}{dt} = -D\omega\hat{\phi} \sin(\omega t) = -(ob) \sin(\omega t)$$

där D är en koefficient och ob är det maximala avståndet mellan mittpunkterna och hystereskurvan, enligt figur 2.15. Själva hystereskurvan fås nu genom att kombinera sambanden, vilket ger

$$i = G(\phi) - (ob) \sin(\omega t)$$

I artikeln [Lin et al., 1989] jämför författarna sin modell med uppmätta ström- och hystereskurvor och finner en bra överensstämmelse mellan dem. Författarna har dock, enligt min mening, gjort ett stort fel. I inledningen av sin artikel skriver de att de inte tagit hänsyn till virvelströmsförluster utan enbart hysteresförluster. Tittar man på det sätt som jag modellerar virvelströmmarna på, ser man dock att det artikelförfattarna gjort är exakt detsamma, d.v.s. de försummar den rena hysteresen och använder sig av mätning och virvelströmmar för att bygga upp hystereskurvan. Detta fungerar dock under följande förutsättningar:

1. Ändras flödets amplitud måste en ny hystereskurva användas, eftersom funktionen för mittpunkterna då ändras och måste räknas om. Detta gör att metoden inte klarar av inre loopar, om man inte använder sig av en mängd funktioner för mittpunkterna och interpolerar mellan dessa.
2. Man måste ha i åtanke att den rena hystereskurvan försummas, varför metoden endast fungerar bra för material med små hysteresförluster och stora virvelströmsförluster.

Modell 2: Approximering av hysteresen med en fast hystereskurva

Enligt bl.a. artiklarna [Swift, 1971] och [Dolinar *et al.*, 1993] kan den rena hysteresen modelleras genom att polynom anpassas till t.ex. magnetiseringskurvan samt den övre och undre delen av den rena huvud-hystereskurvan³. Vid simuleringen måste man sedan hålla reda på vilket polynom som ska utnyttjas. Anledningen till att man kan modellera hysteresen på detta enkla sätt är enligt artikel [Swift, 1971], att hystereseförlusterna är små i förhållande till virvelströmsförlusterna.

I artikeln [de León och Semlyen, 1994] visar León och Semlyen att hysteresen inte ger något bidrag till strömkurvans utseende vid inkoppling. Däremot påverkar hysteresen inkopplingsströmmens storlek, då det finns remanent magnetism i kärnan, eftersom hysteresen då är avgörande för storleken på den remanenta magnetismen. Bestämmer man funktioner till den rena huvud-hystereskurvan enligt ovan, kommer man att få felaktiga värden på den remanenta magnetismen, eftersom den amplitud, som flödet i kärnan normalt har, inte är tillräckligt stor för att helt mätta materialet i kärnan. Några artikelförfattare väljer därför att i stället bestämma funktioner till den rena hysteresloop som traverseras, då primärspänningen är lika med märkspänningen och transformatorn är obelastad. Detta ger korrekt remanent magnetism i kärnan men vid inkoppling blir resultaten bara approximativt riktiga, eftersom flera olika rena hystereskurvor kommer att följas, innan man till sist hamnar i den kurva man anpassat sina polynom till.

Använder man detta sätt att modellera hysteresen bör man alltså tänka bl.a. följande:

1. Modellen ger exakta resultat endast då flödet varierar med samma amplitud som det gjorde, då man approximerade polynomen.
2. Modellen klarar därför inte inre loopar.
3. Ska man få rätt remanent magnetism i kärnan, blir resultaten vid inkoppling av transformatorn bara approximativt riktiga.
4. För att beräkna inkopplingsströmmar fungerar modellen bra, eftersom hysteresen då inte ger något bidrag till strömkurvans utseende.
5. Artikeln [de León och Semlyen, 1994] visar dock att hysteresen har stor betydelse vid bl.a. de transienta spänningstoppar, som uppkommer då magnetiseringsströmmen bryts, samt vid ferroresonans. Modellen är därför inte användbar, då man vill undersöka dessa fenomen.

Modell 3: Dynamisk hysteresmodellering utgående från transformatorkärnans hysteresförluster

Francisco de León och Adam Semlyen beskriver i sin artikel "A Simple Representation of Dynamic Hysteresis Losses in Power Transformer", [de León och Semlyen, 1994], ett relativt enkelt sätt att modellera hysteresen. Deras utgångspunkt är följande slutsatser, hämtade från deras artikel:

- Som ett resultat av tekniska förbättringar har järnkärnans lamineringar

³ Med den rena huvud-hystereskurvan menas den största rena hystereskurva som kan uppnås, d.v.s. den rena hystereskurva som fås då flödet är så stort att materialet går mellan full negativ mättnings respektive full positiv mättnings.

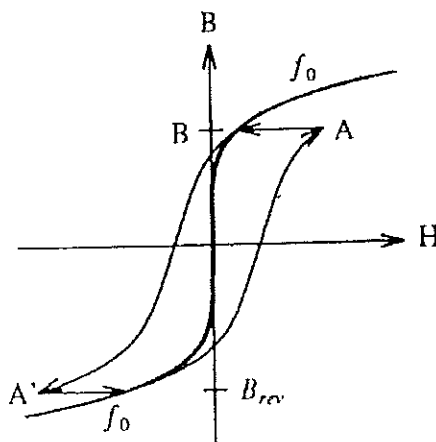
idag betydligt mindre förluster jämfört med äldre konstruktioner.

- Detta gör att hysteresloopen endast utgörs av ett tunt streck i B-H-kurvan, vilket leder till att dess detaljer blir mindre viktiga och endast de genererade förlusterna och dämpningen blir relevant, vid simulering av transienter.
- Dessa punkter gör att man primärt bör försöka få en riktig reproduktion av de hysteresrelaterade förlusterna och hålla enkelheten före noggrannheten, eftersom den senare endast har försumbart inflytande på magnetiseringsströmmens amplitud.

Vid framtagandet av sin modell utgår León och Semlyen från en kurva som de kallar för grundläggande magnetiseringskurva (*basis magnetization curve*) enligt

$$H_{basis} = f_0(B)$$

Kurvan finns återgiven i figur 2.16 och ska inte förväxlas med den vanliga magnetiseringskurvan. I León och Semlyens modell antas hystereseffekterna starta och sluta på denna kurva. Eftersom hysteresloopen för moderna transforma-



Figur 2.16 Hysteresloop framtagen genom att addera faktorn H_{hyst} till den grundläggande magnetiseringskurvan, f_0 .

torkärnor är mycket tunn, används ett polynom med en mycket brant lutning, för att representera H_{basis} enligt:

$$H_{basis} = K_{basis}B + K_{n_1}B^{n_1} + K_{n_2}B^{n_2} \quad (2.10)$$

Genom att anta att det existerar en hysteresrelaterad fältstyrka, proportionell mot ändringen av den magnetiska flödestätheten från förra återgångspunkten enligt

$$H_{hyst} = K_{hyst}(B - B_{rev}) \quad (2.11)$$

fås nu

$$H = H_{basis} + K_{hyst}(B - B_{rev}) \quad (2.12)$$

enligt figur 2.16. Med återgångspunkt menas att tidsderivatan av B ändrar tecken.

Tittar vi på figur 2.16 ser vi att arean av hysteresloopen blir

$$ARE A_{loop} = H_{hyst}(B - B_{rev}) = K_{hyst}(B - B_{rev})^2$$

Om vi tittar på en symmetrisk loop, d.v.s. $B_{rev} = -B$ i figur 2.16 fås

$$ARE A_{sym} = K_{loss} B^2 \quad (2.13)$$

där

$$K_{loss} = 4K_{hyst}. \quad (2.14)$$

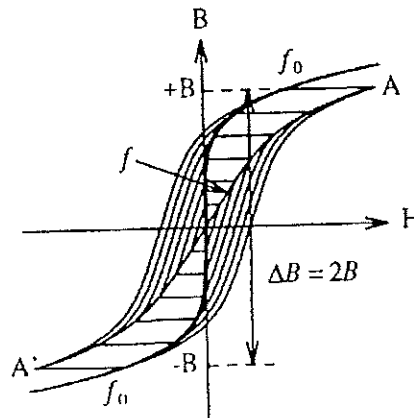
Arean av 2.13 motsvarar hystereseffästerna vid symmetrisk magnetisering, varför K_{loss} kan beräknas från en uppmätning av den rena hystereskurvan eller genom att mäta de rena hystereseffästerna och utnyttja Steinmetz [Steinmetz, 1892] empiriska ekvation, som relaterar hystereseffästerna till frekvensen och den magnetiska flödestätheten:

$$P_{hyst} = K_{loss} f B^n$$

Steinmetz använde exponenten $n = 1.6$, men för moderna transformatorer varierar den mellan 1.5 och 2.5. Artikelförfattarna har använt sig av exponenten $n = 2$. Eftersom K_{loss} kan beräknas, kan man även få fram K_{hyst} som

$$K_{hyst} = \frac{K_{loss}}{4} \quad (2.15)$$

Enligt definitionen är magnetiseringskurvan $H = f(B)$ uppbyggd av de inre looparnas återgångspunkter mellan punkterna A och \dot{A} i figur 2.17. Ekvation 2.11



Figur 2.17 Symmetriska hysteresloopar med magnetiseringskurvan, f .

ger här

$$H_{hyst} = K_{hyst} \cdot 2B.$$

Detta ger

$$H = H_{basis} + K_{hyst} 2B = K_1 B + K_{n_1} B^{n_1} + K_{n_2} B^{n_2} \quad (2.16)$$

som med 2.14 ger

$$K_1 = K_{basis} + 2K_{hyst} = K_{basis} + \frac{K_{loss}}{2}$$

och slutligen fås

$$K_{basis} = K_1 - \frac{K_{loss}}{2}. \quad (2.17)$$

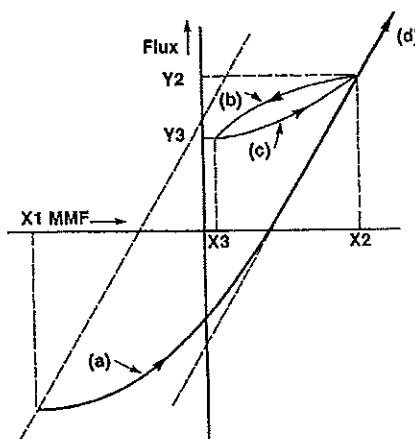
Vi har nu tagit fram de ekvationer som behövs och för att använda modellen går man tillväga på följande sätt:

1. Beräkna K_{loss} med hjälp av mätningar av de rena hystereseförlusterna.
2. Beräkna K_{hyst} med hjälp av ekvation 2.15.
3. Anpassa koefficienterna i ekvation 2.16 för att få en bra överensstämmelse med en uppmätt magnetiseringskurva.
4. Genom att använda ekvation 2.17 kan K_{basis} beräknas.
5. Används nu t.ex. ekvation 2.10 kan H_{basis} beräknas.
6. Nu kan slutligen ekvation 2.12 användas under simuleringen.

Modell 4: Hysteres uppbyggt av oändligt många, oändligt små dödgångar (*deadbands*)

I sin artikel, "Digital computer simulation of a steel-core transformer" ([Ewart, 1986]), definierar Ewart hysteres som ett fenomen uppbyggt av oändligt många oändligt små dödgångar, medan han definierar mättnings som den kombinerade effekten av oändligt många så kallade *hard limit* enheter. Jag kommer inte att visa Ewarts härledning, utan koncentrera mig på att beskriva de resultat han kommer fram till och hur man använder dem för att modellera hysteres och mättnings.

Ewart delar upp hysteres, mättnings och reluktansen för luft, för att därefter addera ihop de olika fenomenens inverkan, för att slutligen få sambandet mellan den genererande MMK:n och flödet i transformator kärnan. Efter en del teoretiska härledningar använder han sig av en kurva, $h(x)$, som fås genom anpassning till den högra uppåtgående delen av den rena hysteresloopen, enligt figur 2.18. Denna kurva kan tas fram med t.ex. polynom-anpassning, men



Figur 2.18 Illustration av hysteres-effekten och grundkurvan $h(x)$.

enligt Ewarts härledning måste dess första och andraderivata uppfylla vissa villkor.

Vi tänker oss, vilket visas i figur 2.18, att MMK:n startat vid något stort negativt värde, $X1$, och stadigt ökat till $X2$, längs (a). Vi låter nu MMK:n byta riktning vid punkten $X2$. Vi kommer då att påbörja en inre loop och följa kurvan (b), som är kurvan (a) vänd upp och ner. Om vi åter byter riktning på MMK:n vid punkten $X3$, kommer vi att följa kurvan (c), som är det samma som kurva (a), förflyttad lite åt höger. Då vi kommit tillbaka till punkten $X2$ ska kurvan (d) följas, vilket kräver att man använder sig av en algoritm som kommer ihåg att man befann sig vid punkten $X2$ på kurva (a) och kan

fortsätta därifrån. Övergången från kurva (c) till (d) medför en plötslig ändring av lutningen. Detta fenomen har tidigare behandlats i teorikapitlet om hysteres och är den så kallade *accomodation*-effekten, vilken Ewarts modell alltså tar hänsyn till.

Mätningen kan även beskrivas med hjälp av en kurva anpassad till uppmätta data. Dock måste även dess första- och andraderivata uppfylla vissa krav.

Modell 5: Hodgdon's hysteresmodell

Arbeten av B. D. Coleman och M. L. Hodgdon ([Coleman och Hodgdon, 1987]) visar att differentialekvationen

$$\dot{B} = \alpha | \dot{H} | (f(H) - B) + \dot{H} g(H)$$

tillsammans med en uppsättning villkor för valet av parametern α och funktionerna f och g , ger en teori som överensstämmer med de vanligaste kännetecknen för hysteres i ferromagnetiska material. Hodgdon modifierade senare differentialekvationen, [Hodgdon, 1988], till

$$\dot{H} = \alpha | \dot{B} | (\tilde{f}(B) - H) + \dot{B} \tilde{g}(B)$$

med en ny uppsättning villkor för α , \tilde{f} och \tilde{g} .

Hodgdon använder i sin artikel, [Hodgdon, 1988], följande uttryck för \tilde{f} :

$$\tilde{f}(B) = \begin{cases} A_1 \tan(A_2)B, & |B| \leq B_{cl}; \\ A_1 \tan(A_2)B_{cl} + (B - B_{cl})/\mu_{cl}, & B > B_{cl}; \\ -A_1 \tan(A_2)B_{cl} + (B + B_{cl})/\mu_{cl}, & B < -B_{cl}; \end{cases}$$

För \tilde{g} används

$$\tilde{g}(B) = \begin{cases} \tilde{f}'(B)(1 - A_3 e^{\frac{-A_4 |B|}{B_{cl} - |B|}}), & |B| \leq B_{cl}; \\ \tilde{f}'(B), & B > B_{cl}; \end{cases}$$

De värden som används tas från den rena hystereskurvas huvudloop enligt figur 2.19. Värdet på A_2 fås från ekvationen

$$2H_{cl}\mu_4 A_2 - \sin(2B_{cl}A_2) = 0$$

medan A_1 , A_3 och A_4 fås som

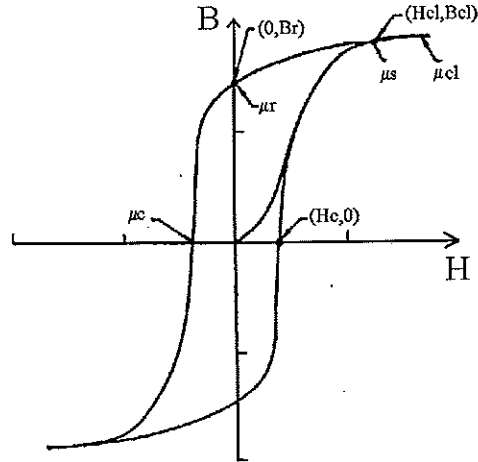
$$A_1 = H_{cl} \arctan(A_2 B_{cl})$$

$$A_3 = 1 - \frac{1}{A_1 A_2} \left(\frac{1}{\mu_c} - \alpha H_c \right)$$

$$A_4 = \frac{B_r - B_{cl}}{B_r} \ln \left(\frac{1}{A_3} - \frac{\cos^2(\alpha B_r)}{A_1 A_2 A_3} \left(\frac{1}{\mu_r} + \alpha A_1 \tan(A_2 B_r) \right) \right)$$

Även om man följer dessa ekvationer kan det hända att parametervärdena behöver justeras, för att de villkor som ställs på \tilde{f} och \tilde{g} ska kunna uppfyllas.

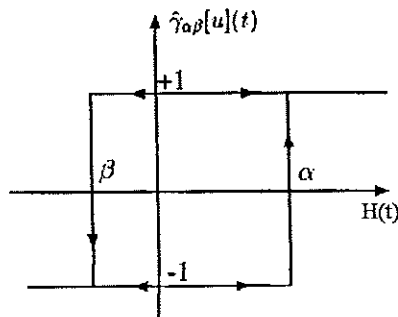
Modellen har jämförts med experiment i bl.a. [Ossart och Meunier, 1990] och visat sig stämma ganska bra överens med uppmätta data. En av de mest intressanta egenskaperna med modellen är dess uppträdande vid inre loopar. Om H oscillerar mellan två värden H_{min} och H_{max} , kommer modellen att gå mot en stabil inre loop oberoende av dess starttillstånd.



Figur 2.19 Magnetiseringskurva och huvudloop för den rena hystereskurvan samt de parametrar som används i Hodgsons hysteresmodell. μ_{cl} , μ_s , μ_c och μ_r är lutningar medan parametrar inom parentes är punkter.

Modell 6: Modeller baserade på Preisachs modell

Preisach modell presenterades ursprungligen av Z. Preisach, 1935, som en fysikalisk modell för hysteres i ferromagnetiska material. På senare tid har modellen ägnats betydande intresse av bl.a. I. D. Mayergoyz ([Mayergoyz, 1986] och [Mayergoyz och Friedman, 1988]) och flera olika versioner av olika komplexitet har tagits fram.



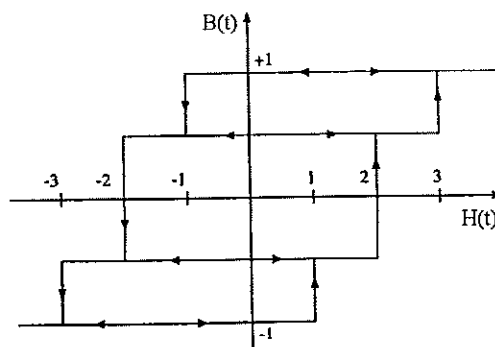
Figur 2.20 Rektangulär hysteresoperator, $\hat{\gamma}_{\alpha\beta}$.

Den klassiska Preisach modellen utgår från en rektangulär så kallad hysteresoperator. Om insignalen är större än α är dess värde $+1$, om insignalen är mindre än β är dess värde -1 och om insignalen ligger mellan β och α ändras inte dess värde. Detta visas i figur 2.20. Genom att använda en viktad summa av hysteresoperatorer med olika α - och β -värden som t.ex.

$$B(t) = \sum_{i,j} \mu_{i,j} \hat{\gamma}_{\alpha_i\beta_j}(H(t))$$

kan vi få en mer komplicerad hysteresoperator. Figur 2.21 visar en hysteresoperator uppbyggd av tre olika viktade rektangulära hysteresoperatorer. Om vi nu låter antalet rektangulära hysteresoperatorer gå mot oändligheten och deras vikter gå mot noll ändras summan till en dubbelintegral och vi får

$$B(t) = \int \int_{\alpha \geq \beta} \mu(\alpha, \beta) \hat{\gamma}_{\alpha\beta} H(t) d\alpha d\beta$$



Figur 2.21 Hysteresoperator uppbyggd av tre olika viktade rektangulära hysteresoperatorer.

Denna ekvation definierar den klassiska Preisach modellen.

Uttrycket verkar extremt jobbigt att använda, eftersom det innehåller en dubbelintegration samt att man måste hålla reda på tillstånden för alla de rektangulära hysteresoperatorerna. Det finns dock en teknik som ändrar uttrycket, så att båda integrationerna försvinner och endast ett begränsat antal parametrar används för att beskriva tillstånden för alla de rektangulära hysteresoperatorerna. Metoden för att göra detta är dock mycket komplicerad, men beskrivs utförligt i [Bergqvist, 1994].

Flera olika versioner av modellen jämförs med uppmätta data i bl.a. [Bergqvist, 1994] och [Ossart och Meunier, 1990] och klarar av att återge både huvudloopen och inre loopar mycket bra. Modellen kan grovt sammanfattas i följande punkter:

1. Modellen sparar gamla återgångspunkter och klarar därför av att återge stabila inre loopar samt den så kallade *accomodation*-effekten.
2. De olika versionerna av modellen klarar av att återge hystereskurvor mycket noggrant.
3. Baksidan med modellen är att den kräver mycket data uppmätt på de inre looparna och för vissa versioner även andra ordningens inre loopar.

2.7 Teori bakom strömrusningen vid inkoppling av transformator

När en tomgående transformator ansluts till en spänning, kan en betydande inkopplingsström erhållas. Strömmen dämpas visserligen ner relativt snabbt, på grund av lindningsresistansen, till sitt stationära värde, men kan ändå vara besvärande. Fenomenet uppkommer till följd av mättning i järnkärnan och är beroende av vid vilken punkt på spänningskurvan som transformatorn kopplas in, samt på storleken och tecknet på den remanenta magnetismen i kärnan.

För att kunna ge en matematisk förklaring till fenomenet utgår vi från

$$u = Ri + \frac{d\Psi}{dt}$$

där R är lindningens resistans och vi försummat läckflödet. Med

$$u = \hat{u} \cos(\omega t + \alpha)$$

och med det kvarvarande sammanlänkade flödet Ψ_r fås nu

$$\Psi = \int_0^t u(t) dt - R \int_0^t i(t) dt + \Psi_r = \frac{\hat{u}}{\omega} \sin(\omega t + \alpha) - \frac{\hat{u}}{\omega} \sin(\alpha) - R \int_0^t i(t) dt + \Psi_r$$

Denna ekvation ger oss att maximalt sammanlänkat flöde och därmed maximal ström erhålls om Ψ_r är positiv samtidigt som $\sin(\alpha) = -1$, d.v.s. för $\alpha = -\pi/2$. Tillslaget skall alltså ske i spänningens nollgenomgång då den går positiv. Ekvationen kan då skrivas om som

$$\Psi = \frac{\hat{u}}{\omega} (-\cos(\omega t) + 1) + \Psi_r - R \int_0^t i(t) dt$$

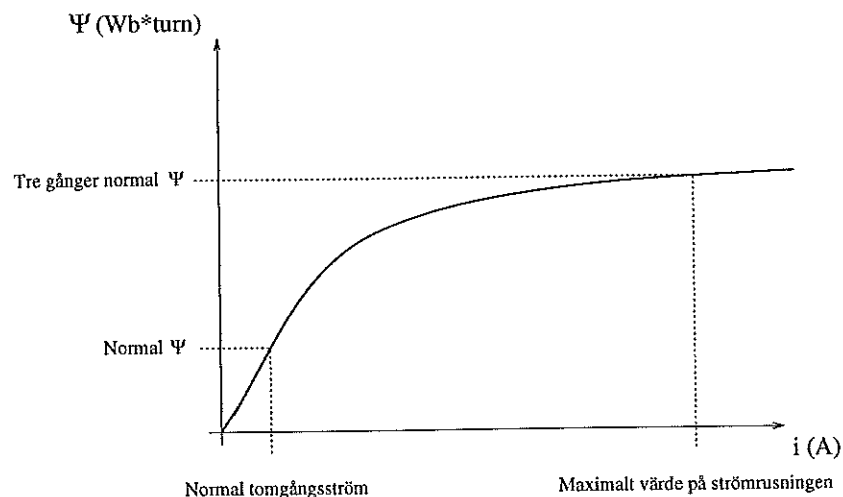
där den sista termen representerar dämpningen i systemet. Vid bestämningen av Ψ :s första toppvärde bortser vi från dämpningen och får

$$\hat{\Psi} = \frac{2\hat{u}}{\omega} + \Psi_r$$

då $\omega t = \pi$. Jämför vi detta med det stationära värdet för Ψ som är

$$\Psi_n = \int \hat{u} \sin(\omega t) dt = -\frac{\hat{u}}{\omega} \cos(\omega t)$$

med maximala värdet \hat{u}/ω , ser vi att det sammanlänkade flödet, vid maximalt remanent sammanlänkat flöde blir mellan två och tre gånger så stort som normalt, beroende på storleken av det remanenta sammanlänkade flödet jämfört med det maximala.

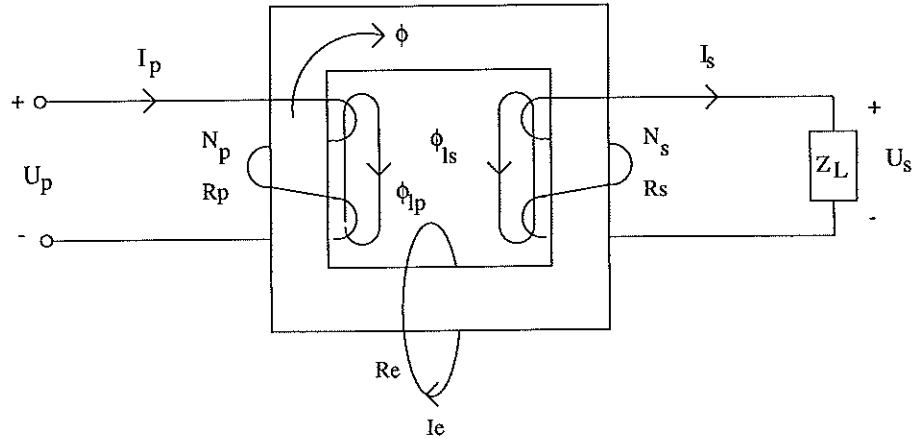


Figur 2.22 Magnetiseringskurva som visar relationen mellan sammanlänkat flöde och tomgångsström.

Figur 2.22 visar tydligt att då det sammanlänkade flödet ökar så ökar strömmen, på grund av mättning, förhållandevis mer. Detta ger upphov till strömrusningen.

2.8 Modell för 1-fas transformator

Vid framtagningen av den matematiska modell jag sedan använde för att modellera transformatorn, använde jag mig av de, i detta kapitel, tidigare framtagna sambanden vilka, med parametrar enligt figur 2.23, ledde till följande ekvationer:



Figur 2.23 De beteckningar som användes vid framtagandet av en matematisk modell av transformatorn

$$u_p = i_p R_p + N_p \frac{d}{dt}(\phi + \phi_{Ip}) \quad (2.18)$$

$$u_s = i_s R_s + N_s \frac{d}{dt}(\phi + \phi_{Is}) \quad (2.19)$$

$$u_e = i_e R_e + N_e \frac{d\phi}{dt} = 0 \quad (2.20)$$

Om vi nu gör antagandet att läckflödena går genom luft fås

$$\phi_{Ip} = \frac{L_p}{N_p} i_p \quad (2.21)$$

$$\phi_{Is} = \frac{L_s}{N_s} i_s. \quad (2.22)$$

Med hjälp av reluktansen fås

$$N_p i_p + N_s i_s + N_e i_e = R\phi. \quad (2.23)$$

Sekundärspänningen kan räknas ut med hjälp av sekundärströmmen enligt

$$u_s = i_s Z_L \quad (2.24)$$

där Z_L är lastens impedans (= 0 här ty tomgång). Ekvation 2.23 säger hur den genererande MMK:n beror av flödet ϕ . Det lättaste sättet att kunna få ett sådant samband är att koppla upp transformatorn och mäta MMK:n och flödet och därefter approximera en funktion $MMK(\phi)$, som kan användas för att skriva om ekvation 2.23 som

$$N_p i_p + N_s i_s + N_e i_e = MMK(\phi). \quad (2.25)$$

Tyvärr är det svårt att mäta flödet direkt (det finns givare för detta men de måste borraras in i transformator kärnan för att fungera) och det finns inga instrument som kan mäta MMK eftersom

$$MMK = N_p i_p + N_s i_s + N_e i_e \quad (2.26)$$

där virvelströmmarna i_e rör sig inne i transformator kärnan och därför är omöjliga att mäta direkt. De mätningar jag gjort vid upptagningen av hystereskurvorna är uppmätning av primärströmmen och uträkning av det sammanlänkade flödet, $N_p i_p$. Dessa data kan bara användas för att bilda funktionen $MMK(\phi)$ om man ignorerar virvelströmmarna. Som tidigare nämnts, kan detta endast göras om man gjort uppmätningarna av hystereskurvorna med mycket lågfrekvent spänning. Eftersom jag inte hade möjlighet till detta blev jag trots allt tvungen att försumma virvelströmmarna vid modelleringen. Görs detta kan man använda de uppmätta hystereskurvorna på följande sätt:

1. Till det flöde, som ges av simuleringen (ϕ_m), multiplicerar man primär lindningens lindningstal, N_p för att få det sammanlänkade flödet, $N_p \phi_m$.
2. I hystereskurvan läser man av den ström, $i_{p,m}$, som motsvaras av det framräknade sammanlänkade flödet.
3. Genom att multiplicera $i_{p,m}$ med N_p fås nu $MMK(\Phi_m)$ och ekvation 2.25 kan användas med $i_e = 0$.

Okända parametrar är i_p , i_s , i_e , ϕ och u_s , vilka kräver fem ekvationer och kan lösas med ekvationerna 2.18, 2.19, 2.20, 2.24 och 2.25.

Det som återstår är att beskriva sambandet $MMK(\Phi)$, vilket som tidigare nämnts inte är helt trivialt, eftersom detta samband precis som B-H sambandet, som diskuterats tidigare, blir invecklat på grund av hysteresen.

3. Mätningar

För att kunna bygga en modell av en 1-fas transformator behövdes en hel del experiment utföras, dels för att få data över transformatorn och dels för att få ett underlag, som sedan kunde användas för att validera transformatormodellen. Mina mätningar sammanfattade jag i två rapporter. Min första rapport, Mätningar på 1-fas transformator [Linder, 1994a], innehåller följande mätningar och experiment:

- Kortslutningsprov för att bestämma lindningsresistanser och induktanser.
- Tomgångsprov för att bestämma transformatorns järn- och magnetiseringsförluster.
- Upptagning av hystereskurvor för olika spänningar.
- Upptagning av strömmens förlopp vid inkoppling av transformatorn vid olika värden på spänningen med och utan kvarvarande magnetism i kärnan.
- Identifiering av de komponenter som tillförts för att kunna utföra mätningarna och som behöver modelleras, för att den erhållna mätdata ska kunna användas vid modelleringen eller valideringen.

Min andra rapport, Mätningar på 1-fas transformator del 2 [Linder, 1994b], innehåller följande:

- Rättelse av kortslutningsprovet.
- Rättelse av de upptagna hystereskurvorna, vilka visade sig felaktiga på grund av en fasförskjutning mellan lindningsströmmen och flödet i kärnan.
- Mätning av strömmar och spänningar med en resistiv last ansluten till sekundärsidan.
- Upptagning av hystereskurvor vid olika frekvens på primärspänningen för att kunna skilja på hysteres- och virvelströmsförluster.

Eftersom framförallt den andra rapporten skrevs mer för mitt eget bruk och därför ej har särskilt utförliga förklaringar, har jag i detta kapitlet försökt skriva om rapporterna, för att få en upplägning som är lättare att följa.

Samtliga mätningar gjordes på en 1 kVA:s transformator vid Institutionen för Elektroteknik och Automation på Lunds Tekniska Högskola.

3.1 Data över transformatorn

Den transformator som användes vid mätningarna och som även modellerades var en enfasig labtransformator på 1 KVA. Denna utsätts dock för samma fenomen som större transformatorer när det gäller t.ex. mätning, hysteres och virvelströmmar, varför det får anses troligt att en modell som beskriver den bra även kan användas för betydligt större transformatorer. Transformatorn hade följande data:

- 1-fas, full, 50 Hz

- Primär: 220 V, 4.9 A
- Sekundär: 4 uttag på vardera 55 V, 4.6 A
- 1 kVA

Uppskattning av lindningsvarvtalen

Tyvär visade det sig att det inte fanns några data över lindningsvarvtalen. I kapitlet Teori och modell ser man dock att det enda i min modell som påverkas av antalet lindningsvarv på primär- och sekundärlindningen är storleken på virvelströmmarna. Genom lämpligt val av lindningstal för virvelströmslindningen och dess resistans i modellen, kan man ändå få rätt virvelströmsförluster. De övriga sambanden i modellen är endast beroende av omsättningen, d.v.s. kvoten mellan primär- och sekundärlindningens varvtal, vilken jag antog var fyra, på grund av att detta motsvarar kvoten mellan primär- och sekundärspänningen. Av denna anledning valde jag att försöka uppskatta varvtalen med hjälp av tabeller i formelsamlingen TEFYMA [Ingelstam *et al.*, 1988]. Eftersom jag inte heller visste vilket material kärnan var gjord av provade jag med rent järn där [Ingelstam *et al.*, 1988] gav värden för den koerciva kraften och den remanenta magnetismen för hystereskurvan. Med hjälp av dessa värden kunde jag räkna ut primärlindningens varvtal till $N_p \approx 240$. Då jag tittade på transformatorn och storleken på lindningsknippet verkade ett värde på $N_p \approx 300$ stämma bättre. Mitt slutliga val blev följande kompromiss:

- Primärlindningens varvtal: 280 varv
- Sekundärlindningens varvtal: 70 varv

3.2 Kortslutningsprov och tomgångsprov

För att kunna bestämma lindningarnas resistanser och induktanser genomfördes ett kortslutningsprov där en av sekundärlindningarna kortslöts och spänningen lades på primärsidan. På detta sätt erhöles följande värden:

- $P_k = 70W$
- $I_{k,eff} = 4,92A$
- $U_{k,eff} = 43,7V$

Belastningsförlusterna består av resistiva förluster i lindningarna och magnetisk läckning runt lindningarna. Om vi antar att $R_1 = \omega^2 R_2$ där R_1 och R_2 är primär- respektive sekundärlindningens resistans och ω är omsättningen (här är $\omega = 4$)⁴, och att samma samband gäller för lindningarnas läckreaktanser fås

$$R_k = R_1 + \omega^2 R_2 = 2R_1 = \frac{P_k}{I_k^2} = \frac{70}{4,92^2} \approx 2,89$$

⁴ Detta antagande kan göras om man kan anta att resistansen i lindningarna är proportionell mot lindningarnas längd och omvänt proportionell mot lindningarnas areor, lindningarnas respektive längd är proportionella mot lindningsvarvtalen samt att tvärsnittsarean är proportionell mot märkströmmen i respektive lindning. Härledningen blir då enkel, se [Olsson, 1993].

Detta ger $R_1 \approx 1,45\Omega$ och $R_2 \approx 0,09\Omega$. Läckinduktanserna fås som

$$X_k = X_1 + \omega^2 X_2 = 2\pi f(L_1 + \omega^2 L_2) = \sqrt{\left(\frac{U_k}{I_k}\right)^2 - R_k^2} = \sqrt{\left(\frac{43,7}{4,92}\right)^2 - 2,89^2} \approx 8,40$$

vilket ger $L_1 \approx 13,37mH$ och $L_2 \approx 0,84mH$. Eftersom sekundärströmmen vid ett kortslutningsprov blir mycket större än primärströmmen måste man se upp så att strömmarna inte orsakar överhettning i transformatorn, vilket kan leda till felaktiga mätvärden. Av denna anledningen gjordes ytterligare kortslutningsprov där strömmarna hölls lägre. Dessa visade dock på samma värden.

För att få en uppfattning av storleken på magnetiseringsförlusterna i kärnan gjordes även ett tomgångsprov från primärsidan, med primärspänningar på 70, 80, 90, 100, 110 och 120% av märkspänningen. Vid varje spänning mättes den aktiva effekten (P_{eff}), strömmen ($I_{0,eff}$) och spänningen ($U_{0,eff}$). Genom att beräkna den skenbara effekten $S_{0,eff} = U_{0,eff} * I_{0,eff}$ kan vi beräkna den reaktiva effekten som

$$Q_{0,eff} = \sqrt{S_{0,eff}^2 - P_{0,eff}^2}$$

och med hjälp av denna kan magnetiseringsresistansen (motsvarande järnförlusterna) samt magnetiseringsreaktansen beräknas som

$$R_m = \frac{U_{0,eff}^2}{P_{0,eff}}$$

$$X_m = 2\pi f L_m = \frac{U_{0,eff}^2}{Q_{0,eff}}$$

Kurvor över de olika effekterna och strömmen som funktion av spänningen samt R_m och X_m som funktion av spänningen är återgivna i figur 3.1 och 3.2.

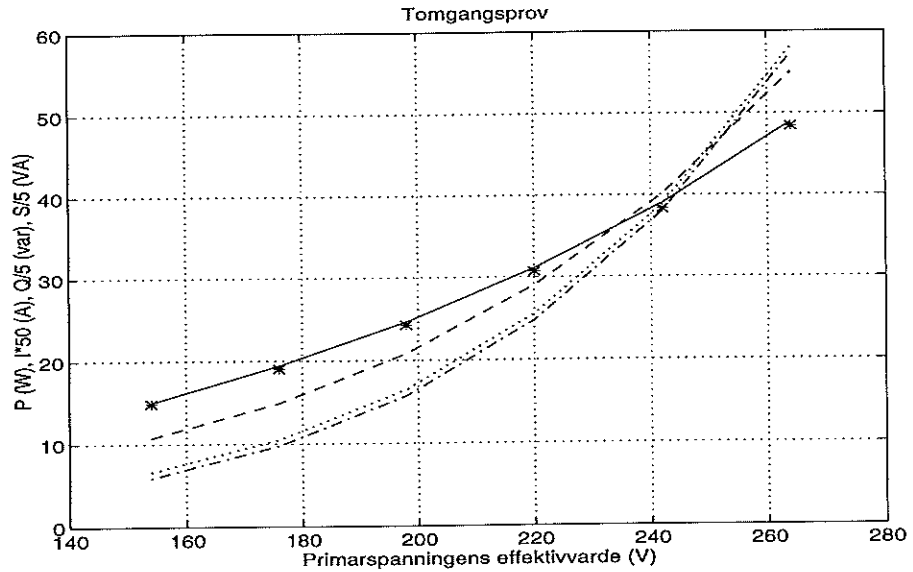
Eftersom jag inte var säker på om mätinstrumentet för effekt klarade av strömkurvans utseende, som för en transformator är allt annat än sinusformad, valde jag att även använda de ström och spänningskurvor, som jag fick vid upptagningarna av hystereskurvorna (Se kapitlet: Upptagning av hystereskurvor), för att med hjälp av MATLAB⁵ beräkna den aktiva effekten enligt

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t) dt$$

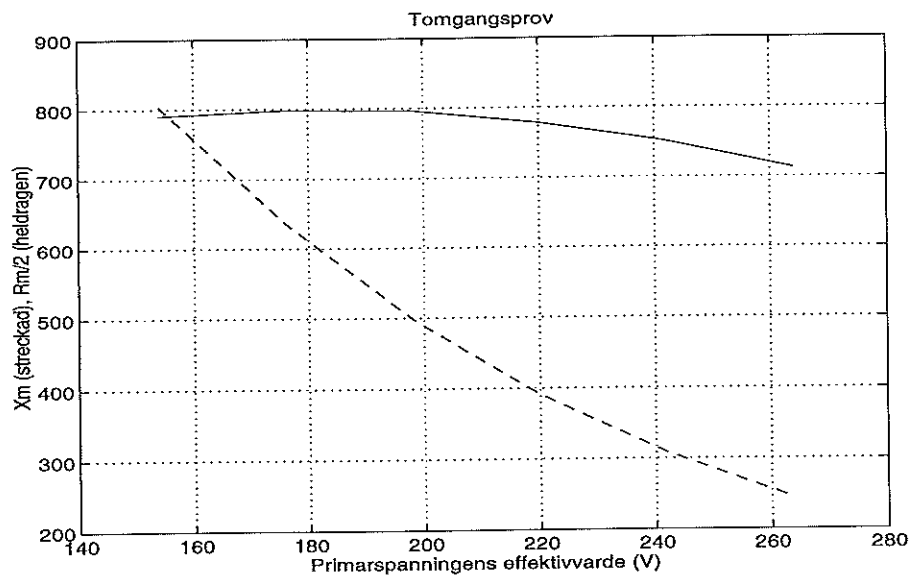
där T är spänningens och strömmens period. De värden jag fick på detta sätt stämde väl med de tidigare uppmätta. I figur 3.1 är de uträknade värdena markerade med stjärnor.

Vid modelleringen kan det även vara intressant att känna till sambandet mellan den aktiva effekten och det sammanlänkade flödet i kärnan. Detta samband finns återgivet i figur 3.3, där jag använt toppvärdena för det sammanlänkade flödet.

⁵ MATLAB är ett program för avancerade numeriska beräkningar och ett registrerat varunamn för The MathWorks, Inc.



Figur 3.1 De uppmätta effekterna vid tomgångsprovet. I figuren är kurvan för den aktiva effekten heldragen. För den skenbara effekten är den prickad. För den reaktiva effekten är den punkt-streckad och för strömmen är den streckad. Stjärnorna markerar den aktiva effekten uträknad med MATLAB. Observera skalningarna på y-axeln.

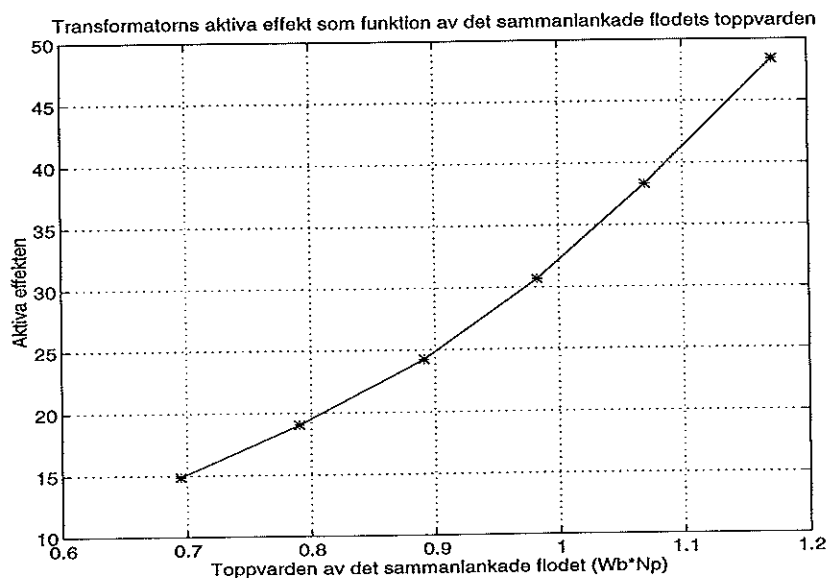


Figur 3.2 R_m och X_m som funktion av spänningen

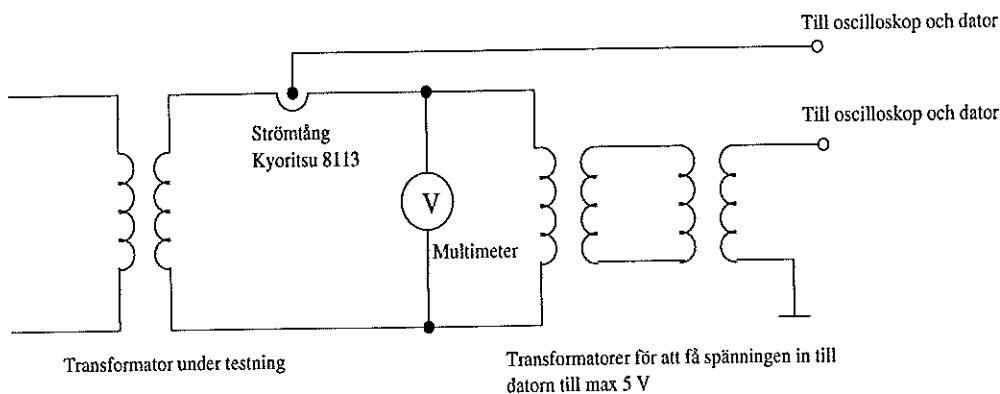
3.3 Upptagning av hystereskurvor

Ett viktigt förhållande att känna till vid modelleringen är förhållandet mellan strömmen i primärlindningen och det magnetiska flödet i kärnan. För att kunna se detta samband, togs hystereskurvor upp för primärspänningar på 70, 80, 90, 100, 110 och 120% av märkspänningen. Hystereskurvan vid märkspänning återfinns i appendix A.

Figur 3.4 visar den mätuppkoppling som användes vid upptagandet av hystereskurvorna. Mätdata samlades med sampelfrekvensen 10 kHz under en



Figur 3.3 Den obelastade transformatorns aktiva effekt som funktion av det sammanlänkade flödet i kärnan. Det sammanlänkade flödet är $N_{primär}\phi$.



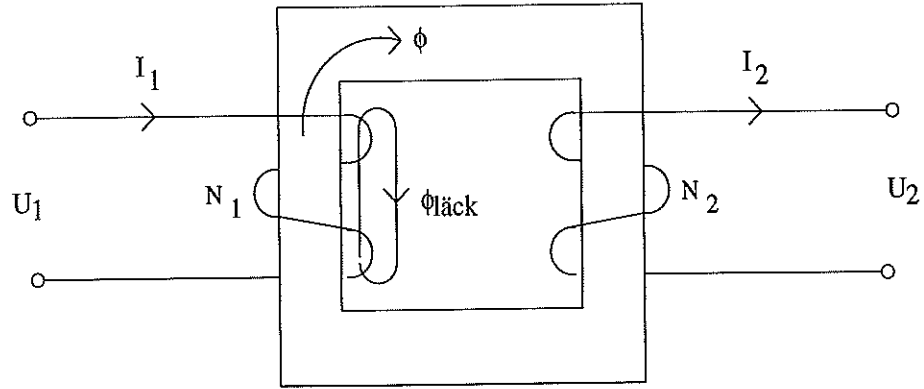
Figur 3.4 Den mätuppkoppling som användes för ström och spänningsmätning

sekund med användning av programmet LabVIEW⁶ på en Macintosh Quadra 700 dator. Mätdata bearbetades därefter i MATLAB. Det som gjordes i MATLAB var följande:

- Spänning och ström skalades (Se kapitlet: Kalibrering av ström och spänningsmätare) och en eventuell likspänningsnivå avlägsnades.
- $(u - R_i - L_{di}/dt)$ integrerades för att få det sammanlänkade flödet.
- Det sammanlänkade flödet ritades som funktion av strömmen, vilket ger hystereskurvan.
- Spänningen, strömmen och det sammanlänkade flödet ritades som funktion av tiden.

Teorin bakom beräkningen av det sammanlänkade flödet är följande:

⁶ LabVIEW är ett program för mätdatainsamling och ett registrerat varumärke för National Instruments Corporation



Figur 3.5 Beteckningar som används i texten.

Med beteckningar enligt figur 3.5 fås:

$$N_1 \frac{d}{dt}(\phi + \phi_{läck}) = u_1 - R_1 i_1$$

där R_1 är primärlindningens resistans. Detta ger vidare

$$N_1 \frac{d\phi}{dt} = u_1 - R_1 i_1 - N_1 \frac{d\phi_{läck}}{dt}$$

Om vi gör antagandet att läckflödena går helt genom luft fås

$$\phi_{läck} = \frac{L_1 i_1}{N_1}$$

enligt teorin för en spole utan järnkärna. Detta ger slutligen

$$N_1 \phi = \Psi = \int (u_1 - R_1 i_1 - L_1 \frac{di_1}{dt})$$

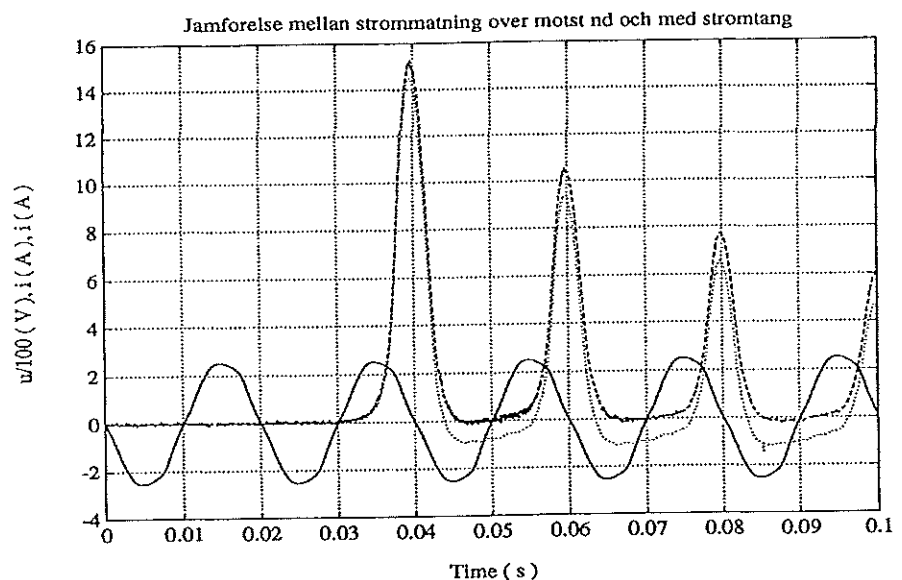
vilket förklarar mina beräkningar i MATLAB.

3.4 Kalibrering av ström- och spänningsmätare

För att få riktiga värden på ström och spänning behövde dessa skalas om. Figur 3.4 visar att spänningen som datorn samplar är en nedtransformerad version av den verkliga. Eftersom spänningen under samtliga mätningar var sinusformad och utan plötsliga och kraftiga amplitudförändringar, kan man anta att transformatorerna hela tiden återger en linjärt nedtransformerad spänning. Att bestämma konstanten som spänningen skulle skalas med blev därmed enkelt och gjordes genom att jämföra den samplade spänningen med den verkliga mätt med två olika multimetrar.

Att mäta strömmen var däremot svårare eftersom den skulle komma att variera från noll till över 100 A under de olika mätningarna. Ett sätt att mäta strömmen var att sätta in ett motstånd i kretsen och mäta spänningen över det. För att skydda datorn var jag dock tvungen att se till att datorn inte hade direktkontakt med den strömbärande ledningen, t.ex. genom att koppla en transformator mellan motståndets spänning och datorn. Detta påverkar

dock kretsen ytterliggare. Ett annat sätt var att använda en strömtång som hade möjlighet att återge vågformen och koppla datorn direkt till den. Båda dessa sätt provades varefter jag valde att mäta strömmen med en strömtång av märket KYORITSU modell 8113, vilken var kapabel att mäta strömmar upp till 200 A. Anledningen till valet var att signalen från strömtången uppförde sig bättre än signalen man fick, då man mätte spänningen över motståndet, samt att den var mindre distorderad. En jämförelse mellan de båda sätten finns i figur 3.6.



Figur 3.6 Jämförelse mellan strömmen, vid inkoppling av transformatorn, mätt dels med strömtång (strckad linje) och dels indirekt genom att mäta spänningen över ett motstånd (punkt-linje). Den heldragna linjen är primärspänningen.

Strömtången hade tre olika mätområden, 2 A, 20 A och 200 A. Kalibreringen av 2 och 20 A områdena gick ganska enkelt genom att jämföra strömmen mätt med strömtången, strömmen mätt med en multimeter och strömmen mätt indirekt genom att mäta spänningen över ett motstånd med en multimeter. 200 A området var dock lite svårare på grund av de stora strömmarna som behövdes för en bra noggrannhet. Genom att mäta spänningen över flera parallellkopplade lastresistanser (modell TERCO MV1100), dividera den med totala resistansen och jämföra värdet med det som uppmättes med strömtången, gick det dock att bestämma en skalfaktor som jag litade på.

3.5 Mätningar med last ansluten till sekundärsidan

För att kunna kontrollera hur modellen klarade av sambanden mellan transformatorns primär- och sekundärspänning, samt primär- och sekundärström mätte jag transformatorns strömmar och spänningar, då den var ansluten till en last. Mätningarna utfördes på samma sätt som för upptagningen av hystereskurvorna, med den skillnaden att jag mätte ström och spänning på både primär- och sekundärsidan. Lasten jag använde var en lastresistans, modell TERCO MV1100, inställd på 50 Ω och kopplad till transformatorns sekundärsida. Det sammanlänkade flödet räknades ut på samma sätt som tidigare och kurvor för spänning, ström och sammanlänkat flöde återfinns i appendix

B. För att inte resistansen skulle ändra sig under mätningarna, försökte jag göra dessa så snabbt som möjligt och kontrollmäta resistansen mellan dem.

3.6 Strömrusning vid inkoppling

I kapitlet Teori och Modell gick jag genom teorin bakom den strömrusning man kan få vid inkopplingen av transformatorn och varför detta fenomen var viktigt att kunna modellera. För att kunna se hur bra min modell klarade av att modellera inkopplingsströmmarna, var jag naturligtvis tvungen att skaffa mig ett mätdataundelag. Detta är inte helt trivialt eftersom inkopplingsströmmarnas storlek bestäms av både var på spänningskurvan inkopplingen görs och på storleken av kärnans kvarvarande remanenta magnetism.

Krets för synkroniserad tillkoppling

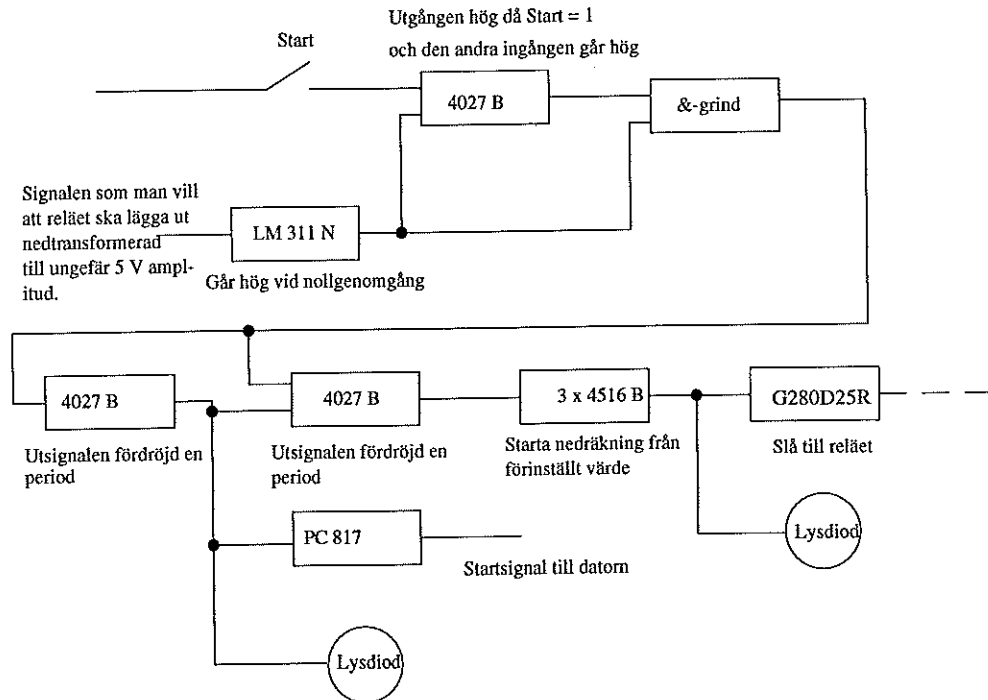
Det första problemet att lösa var problemet med strömrusningens beroende av var på spänningsvägen inkopplingen skedde. För att kunna lösa detta problem var jag tvungen att konstruera en krets, med vilken inkopplingstidpunkten kunde väljas. Det som kretsen skulle uppfylla var följande:

- Man skulle kunna välja inkopplingstidpunkt var som helst på spänningsvägen.
- Samma värden skulle fås vid olika mätningar med samma inställning, d.v.s. inkopplingen skulle vara repeterbar.
- Kretsen skulle ge signal till datorn, när samplingen av mätdata kunde starta.
- Eftersom det var höga spänningar som skulle styras, behövdes någon typ av anpassningskrets mellan dessa spänningar och kretsens lågspänning.

Behovet av anpassningskretsar löste jag genom att transformera ner spänningen och använda den nedtransformerade spänningen vid bestämning av nollgenomgångar, samt genom att använda ett halvledarrelä för att koppla in transformatorn vid rätt tidpunkt. Det halvledarrelä jag valde var av märket GORDOS G280D25R med följande specifikationer:

- Styras av en likspänning på mellan 3 och 32 V.
- Har en omslagstid på 100 μ s vid inkoppling.
- Kopplar ur vid strömmens nollgenomgång om likspänningssidan är 0 V.
- Klarar av att koppla in och ur 280 VAC och 25 A kontinuerlig ström samt strömpulser på 250 A.
- Det är optiskt isolerad mellan hög- och lågspänningssidan.
- Det är specialgjort för induktiva laster.

Valet av kretskonstruktion stod mellan att låta programmet LabVIEW sköta både inkopplingstriggning och sampling av mätdata, eller genom att bygga en krets med analog eller digital teknik. Eftersom kravet på exakthet och känsligheten för tidsfördröjningar var stor föll idén med LabVIEW bort i ett tidigt skede. Vid valet mellan analog och digital teknik föll valet på digital, eftersom det kändes lättare att ställa in inkopplingstidpunkten exakt digitalt, samt att det blir lättare att få repeterbarhet med en digital krets.



Figur 3.7 Blockschema över synkroniseringsmodulens funktion.

Kopplingsschema över den färdiga synkroniseringsmodulen återfinns i appendix C. Kretsens funktion åskådliggörs i figur 3.7 och är i stora drag enligt följande:

1. Vänta på startsignal.
2. Vid startsignal och nollgenomgång ska en etta läggas ut till datorns *external gate* ingång, så att samplingen av mätdata startar.
3. Vänta till nästa nollgenomgång.
4. Efter nollgenomgången ska räknekretsarna räkna ner från det förinställda värdet.
5. Då räknekretsarna räknat ner till noll läggs en etta ut till reläet som slår till.

För att det ska vara lättare att förstå figur 3.7 ger jag här en kort beskrivning av kretsarna:

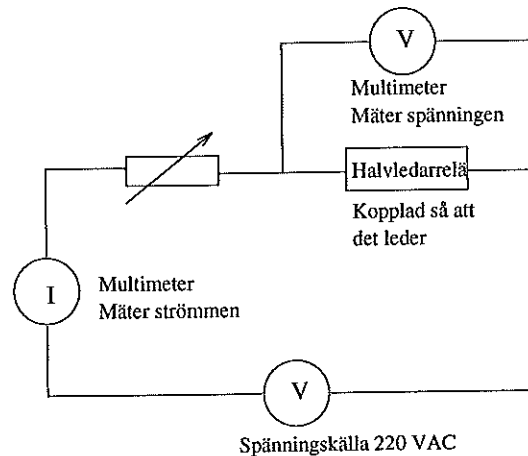
Samtliga kretsar finns i ELFA:s katalog nr. 42, 1994.

- 4516: Synkron förinställbar 4-bitars binär upp/ner räknare. Tre stycken används för att sköta den förinställda tidsfördröjningen
- LM 311 N: Komparator kopplad med positiv återkoppling så att ena omslaget är vid nollgenomgång och det andra vid en positiv spänning. Används för att kunna klocka på nollgenomgången.
- 4027 B: Dubbel J-K-vippa. Används både som tidsfördröjning och för att låsa utsignalen till reläet på en hög nivå samt för att synkronisera starten så att den sker vid en nollgenomgång.
- PC817: Optokopplare. Används för att skydda datorns ingång.
- G280D25R: Halvledarrelä. Utförligt beskriven tidigare i kapitlet.

Kretsen fungerade alldeles utmärkt, så när som på klockan, som skötte räk-

narna för tidsfördröjningen, vilken hade en liten tendens att ändra sin frekvens vid längre tids användning. Detta hade dock ej skett om man använt en tidbasoscillator i stället för den funktionsgenerator som nu användes. Frekvensändringen var dock så liten att den inte påverkade mätningarna.

Reläets påverkan på kretsen



Figur 3.8 Uppkoppling vid identifiering av reläet

För att kunna använda upptagningarna av de olika inkopplingsförloppen vid valideringen av modellen, måste man ta hänsyn till reläets inverkan på kopplingen. För att kunna identifiera reläets inverkan använde jag uppkopplingen i figur 3.8. Genom att mäta strömmen genom och spänningen över reläet, då detta ledde, fick jag ett dataundelag för vidare identifiering.

Databladet över reläet talade om att det var uppbyggt av två antiparallella tyristorer. Enligt teorin blir det ett spänningsfall över ledande tyristorer enligt

$$u_t = ri + u_0$$

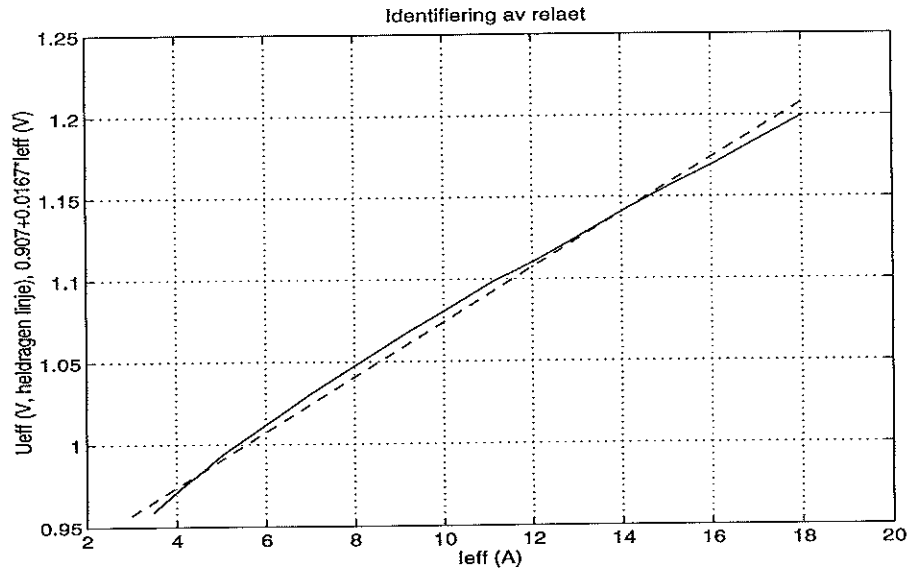
där u_t är spänningen över tyristorn. Genom att rita upp u_t som funktion av i kunde r och u_0 bestämmas. Med hjälp av kurvan i figur 3.9 bestämdes r till 0,0167 och u_0 till 0,907. Som en jämförelse har även kurvan för $u_t = 0,0167i + 0,907$ ritats in i figuren.

Inkoppling

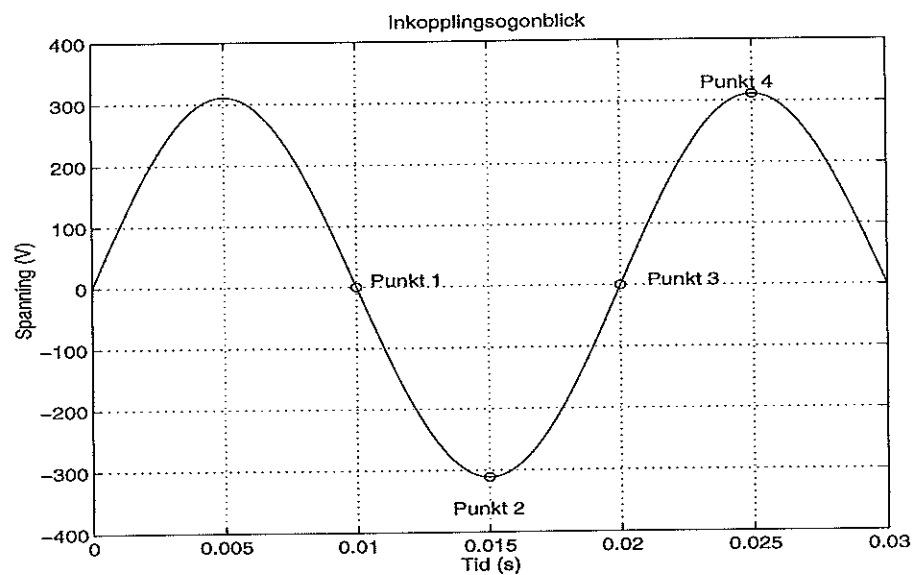
Efter konstruktionen av synkroniseringsmodulen kunde loggningen av inkopplingsförloppen starta. Kurvor över inkopplingar, vid helt avmagnetiserad kärna och med positiv remanent magnetism i kärnan finns i appendix D.

De punkter jag valde att koppla in transformatorn vid är punkterna ett till fyra i figur 3.10. Punkt ett och tre är enligt tidigare teori extrempunkter, eftersom flödet, som är ungefär integralen av spänningen, här startar med att integrera en halv period av negativ respektive positiv spänning. Punkt två och fyra valdes, eftersom de är maxpunkter på spänningskurvan, vilket bland annat får till följd att strömrusningen här uteblir helt vid avmagnetiserad kärna.

Kurvor togs upp vid inkoppling i de fyra punkterna vid helt avmagnetiserad kärna och med positiv remanent magnetism respektive negativ remanent

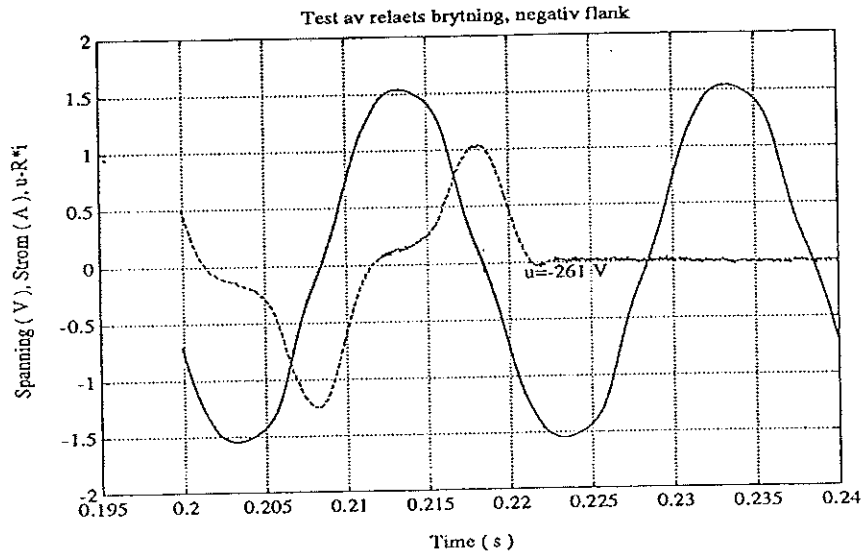


Figur 3.9 Jämförelse mellan uppmätt spänning över reläet (heldragen linje) och spänningen uträknad genom att använda den identifierade funktionen $u_t = 0,0167i + 0,907$ (Streckad linje).

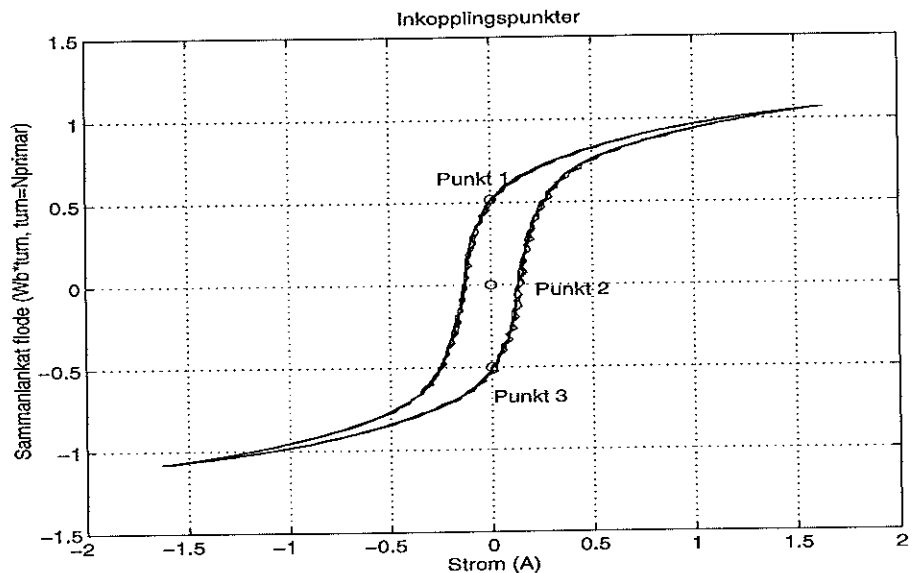


Figur 3.10 De inkopplingsögonblick som användes vid mätningarna.

magnetism i kärnan. Avmagnetiseringen av kärnan gjordes genom att sakta minska amplituden hos primärspänningen till noll. För att kunna koppla in vid en bestämd mängd kvarvarande remanent magnetism i kärnan, utnyttjade jag reläets brytande förmåga. Reläet var konstruerat för att bryta strömmen vid första nollgenomgång, efter det att styrspänningen tagits bort. Maximal tidsfördröjning var enligt databladet $100 \mu\text{s}$, vilket endast är fem promille av en period, vid frekvensen 50 Hz och en fullt acceptabel noggrannhet. I figur 3.11 ser man ett exempel på reläets brytning. Brytningen sker här på negativ flank och är som synes helt fri från strömspikar. Genom att utnyttja reläet på detta sätt för att bryta strömmen och därefter koppla in transformatorn vid de olika tidpunkterna fick jag inkopplingsförlopp från tillstånd med väl definierad remanent magnetism i kärnan. De punkter på hystereskurvan där inkopplingen



Figur 3.11 Kontroll av reläets brytande förmåga.

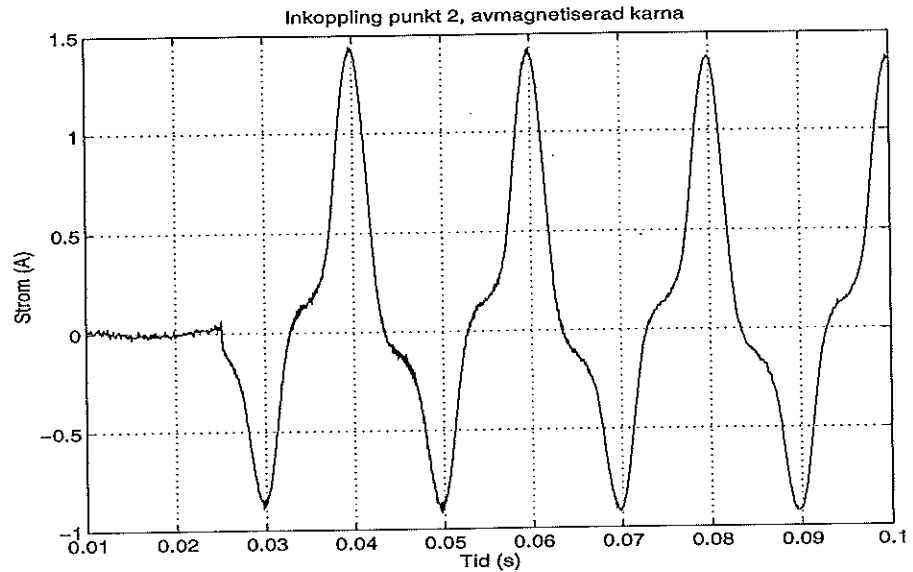


Figur 3.12 De punkter från vilka inkopplingarna gjordes.

gjordes var enligt ovan punkterna ett, två och tre i figur 3.12. Samtliga inkopplingar gjordes med primärspänningen 220 VAC vilket var transformatorns märkspänning.

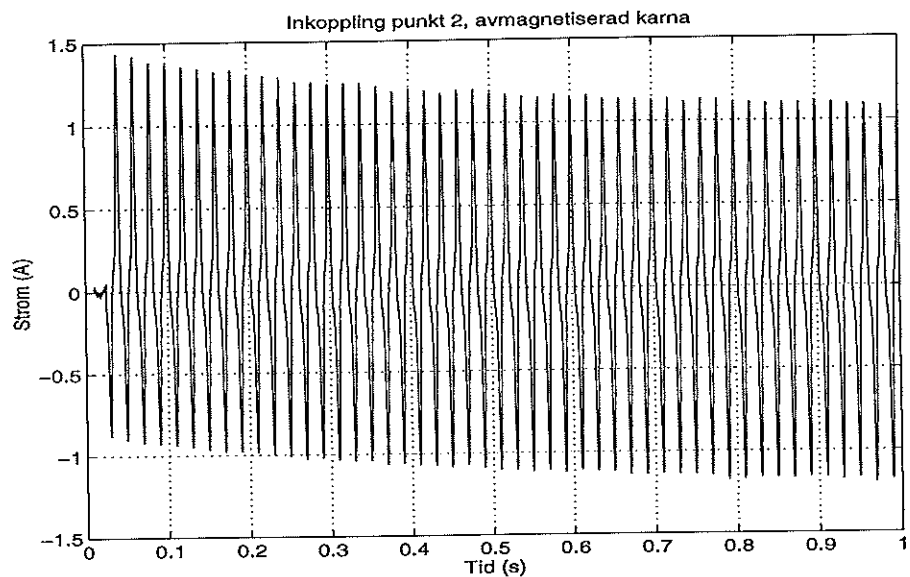
För att kontrollera repeterbarheten gjordes tre mätningar av varje inkopplingsfall. Alla tre finns återgivna i min första rapport [Linder, 1994a], men på grund av diverse kompatibilitetsproblem mellan de olika datorerna som jag använde, finns endast en av kurvorna återgivna i appendix D. Repeterbarheten var dock mycket god för samtliga inkopplingsfall, med avvikelser på mellan 0 och 5%.

Kurvan, från appendix D, vid inkoppling vid punkt två och helt avmagnetiserad kärna finns återgiven i figur 3.13. Eftersom man kopplar in vid punkt två borde, som tidigare nämnts, strömrusningen helt utebli och vi borde få en strömkurva centrerad runt x-axeln. Som framgår av figur 3.13 är detta dock



Figur 3.13 Inkoppling punkt 2 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.

inte riktigt fallet. Tittar man däremot på inkopplingsförloppet under en längre tid, figur 3.14 ser man att strömkurvan centreras vilket tyder på att det inte föreligger något mätfel utan tyvärr är det snarare så, att inkopplingen inte skett exakt vid punkt två utan något senare. Samma fenomen uppträder vid



Figur 3.14 Inkoppling punkt 2 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.

inkopplingen i punkt fyra enligt figur D.4 i appendix D. Här verkar dock inkopplingen gjorts lite för tidigt. Det kan dock vara så, att inkopplingen gjorts vid rätt tidpunkt, men att kärnan haft en liten positiv remanent magnetism kvar. Detta ger samma resultat. Ett betydligt grövre fel kan man se om man jämför figur D.1 och D.3 i appendix D. Enligt teorin borde strömrusningen här bli lika stor men med ombytt tecken. Skillnaderna här är så stora att det är troligt att vippströmbrytarna på synkroniseringsmodulen ställts in felaktigt vid upptagningen av figur D.1. Felen är beklagliga, men visar vikten av mycket stor noggrannhet vid upptagning av inkopplingsförloppen. Det är inte

säkert, och knappast ens troligt att felet finns även i inkopplingarna med positiv respektive negativ remanent magnetism i kärnan eftersom kalibrering och kontroll av tillslag gjordes mellan varje delmätning. Detta kan man se för t.ex. inkopplingarna vid punkterna ett, negativt magnetiserad kärna (se figur ??) och tre, positivt magnetiserad kärna (se figur D.7) vilka har gjorts vid exakt rätt tidpunkt. Vid dessa inkopplingar ska enligt teorin strömrusningen bli lika stor men med ombytt tecken vilket också är fallet.

3.7 Mätningar av virvelströmsförluster och rena hystereskurvor

Som framgår av teorin i kapitlet Teori och modell, består mina uppmätta hystereskurvor av både hysteres och virvelströmsförluster. Eftersom dessa båda förluster är olika till sin natur ville jag separera dem för att kunna modellera dem var för sig.

Det synsätt jag använt, i det nämnda kapitlet, då jag betraktat virvelströmsförluster är att dessa utgörs av den frekvensberoende förlustdelen av hystereskurvan medan den frekvensoberoende delen består av de rena hysteresförlusterna⁷. Med detta synsätt skulle man "bara" behöva mäta upp hystereskurvorna på samma sätt som innan, men med likspänning i stället för 50 periodig växelspanning för att få fram de rena hystereskurvorna. Detta skulle dock kräva ett variabelt likspänningsaggregat⁸ som kunde varieras mellan ungefär -15 till -10 V och +10 till +15 V, samt tåla strömstyrkor på minst 5 A, eller någon uppkoppling med motsvarande funktion.

Anledningen till att man endast behöver spänningar på ungefär 10 till 15 V är att det är flödet i kärnan som är vår "huvudvariabel" och eftersom den ungefärligen fås som integralen av den pålagda spänningen, behöver denna vara större ju högre frekvensen är. Denna förklaring är dock inte riktigt sann, eftersom det skulle betyda att flödet, med tiden, gick mot oändligheten vid ren likspänning. Sambandet mellan flödet och den magnetomotoriska kraften och därmed strömmen i primärlindningen gör dock att detta inte händer, eftersom vi har en resistans i primärlindningen, som begränsar strömmen.

Anledningen till att jag ville ha en strömtålighet på minst 5 A var att jag ville ha en ren hystereskurva, som så nära som möjligt liknar huvud hysteres loopen (på engelska *major hysteresis loop* vilken, som tidigare nämnts, fås om flödet är så stort att kärnan går mellan fullständig positiv och fullständig negativ mätning). Man vill alltså använda så hög ström att kärnan nästan blir helt mättat, men man får ej använda så höga strömmar att primärlindningens isolering bränns bort, eftersom transformatorn då skulle bli förstörd.

7 Det jag tidigare i rapporten benämnt hystereskurva är sambandet mellan det sammanlänkade flödet och strömmen. Denna består alltså både av hysteres- och virvelströmsförluster. För att skilja på dessa hystereskurvor och de "rena" hystereskurvorna, bestående av enbart hysteresförluster, kommer jag att kalla de senare för rena hystereskurvor respektive rena hysteresförluster.

8 Idealet vore naturligtvis likspänning (egentligen likström eftersom det är strömmen som ger det MMK som bygger upp flödet), men eftersom flödet mätes indirekt genom att integrera den inducerade spänningen ($U_p = N_p d\phi/dt$), måste jag nöja mig med en långsamt varierande spänning.

Genom diskussioner med Olof Samuelsson, vid Institutionen för Elektroteknik och Automation vid Lunds Tekniska Högskola, kom vi fram till att ett lämpligt aggregat ej fanns att tillgå. Vi valde därför att prova en annan strategi.

Genom att låta en likströmsmaskin driva en synkronmaskin, kan man välja frekvensen på synkronmaskinens utspänning genom att ställa in lämpligt varvtalet på likströmsmaskinen, enligt $f = n_s p / 120$ där n_s är varvtalet och p är synkronmaskinens polantal. Man kan även reglera amplituden på synkronmaskinens utspänning genom att ändra strömmen till synkronmaskinens fältlindning. Detta använde jag för att kunna hålla strömmen genom primärlindningen konstant för olika frekvenser. Genom att mäta ström och spänning, på samma sätt som tidigare och mäta både på primär och sekundärsidan kunde jag, precis som tidigare, räkna ut det sammanlänkade flödet och få hystereskurvornas utseende vid olika frekvenser. Några av de uppmätta kurvorna tillsammans med kurvor över det sammanlänkade flödet, strömmen och spänningen samt uppförstora områden där flödet är noll återfinns i appendix E.

Tittar man på hystereskurvorna i appendix E ser man tydligt att teorin stämmer. Exempelvis ser man att den maximala primärströmmen då flödet är noll varierar mellan 0.25 A för frekvensen 50 Hz och 0.17 A för frekvensen 20 Hz. Mitt mål var dock att kunna skilja helt på hysteres- och virvelströmmarna. Detta visade sig dock svårt, men kunde möjligen göras med hjälp av följande räkningar:

Om man antar att virvelströmsförlusterna är rent resistiva kan man skriva

$$i_{eddy} \approx \frac{\frac{d\phi}{dt}}{R_{eddy}} \quad (3.1)$$

där jag antagit att virvelströmsförlusterna kan modelleras som en kortsluten slinga med enbart en resistans och med strömmen i_{eddy} . Denna ström blir, sedd från primärsidan

$$i_{eddy,primär} \approx \frac{\frac{d\phi}{dt}}{R_{eddy} N_{primär}} \quad (3.2)$$

För ovan nämnda hystereskurvor gäller även sambandet

$$U_{sekundär} = N_{sekundär} \frac{d\phi}{dt} \Rightarrow \frac{d\phi}{dt} = \frac{U_{sekundär}}{N_{sekundär}}$$

vilket ger

$$i_{eddy} = \frac{U_{sekundär}}{R_{eddy} N_{sekundär} N_{primär}}$$

Från hystereskurvorna för frekvenserna 50 och 20 Hz fås

$$\begin{aligned} U_{sekundär,50} &\approx 105,4 \sin(100\pi t) \\ (i_{hysteres} + i_{eddy,50})_{flöde=0} &= 0,25 A \\ U_{sekundär,20} &\approx 42,2 \sin(40\pi t) \\ (i_{hysteres} + i_{eddy,20})_{flöde=0} &= 0,17 A \end{aligned}$$

Använder man nu maxvärdena för respektive $U_{sekundär}$ tillsammans med ekvation 3.2 fås

$$i_{hysteres} + \frac{105,4}{N_{sekundär} N_{primär} R_{eddy}} = 0,25$$

$$i_{hysteres} + \frac{42,2}{N_{sekundär} N_{primär} R_{eddy}} = 0,17$$

Löser man detta ekvationssystemet fås

$$R_{eddy} = \frac{790}{N_{sekundär} N_{primär}} \Omega \approx 0,04 \Omega$$

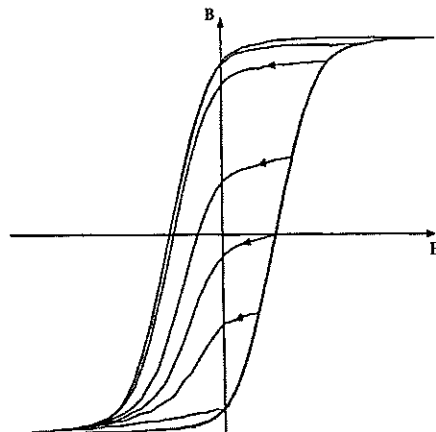
$$i_{hysteres, flödet=0} \approx 0,12 A$$

$$i_{eddy, primär, flödet=0, f=50} \approx 0,13 A$$

$$i_{eddy, primär, flödet=0, f=20} \approx 0,05 A$$

Genom att göra motsvarande uträkningar borde man kunna konstruera en ren hystereskurva. Jag har dock infört flera felkällor. T.ex. har jag förutsatt att virvelströmsförlusterna är rent resistiva. Att jag i uträkningarna använder både primär- och sekundärlindningarnas varvantal, vilka endast mer eller mindre är uppskattade, kan verka vara en stor osäkerhetsfaktor. Detta är dock inte fallet, eftersom dessa tar ut varandra då strömmarna räknas fram och påverkar därför endast värdet av R_{eddy} . Däremot hade jag en hel del problem med spänningen från synkronmaskinen, då frekvensen var låg. Dessa osäkerhetsfaktorer gjorde att jag ansåg att en framräknad ren hystereskurva skulle vara så osäker och framförallt svår att validera att jag inte räknade fram en sådan.

Hade man i stället använt ett likspänningsaggregat hade man direkt kunnat säga att den uppmätta hystereskurvan var den rena. Genom att låta spänningen återgå till sitt minvärde vid olika värden på flödet hade man kunnat få fram en kurva med utseende enligt figur 3.15, vilken hade varit mycket användbar vid flera av de olika modelleringsprinciper som diskuterats i kapitlet Teori och modell. Genom att göra mätningar för olika storlekar på spänningen, hade



Figur 3.15 Hystereskurva där den yttre kurvan kan approximeras som den på engelska benämnda major loop och de inre återgångarna vid olika värden på flödet kan användas vid hysteresmodelleringen.

man fått flera olika rena hystereskurvor, vars toppar kunnat användas för att

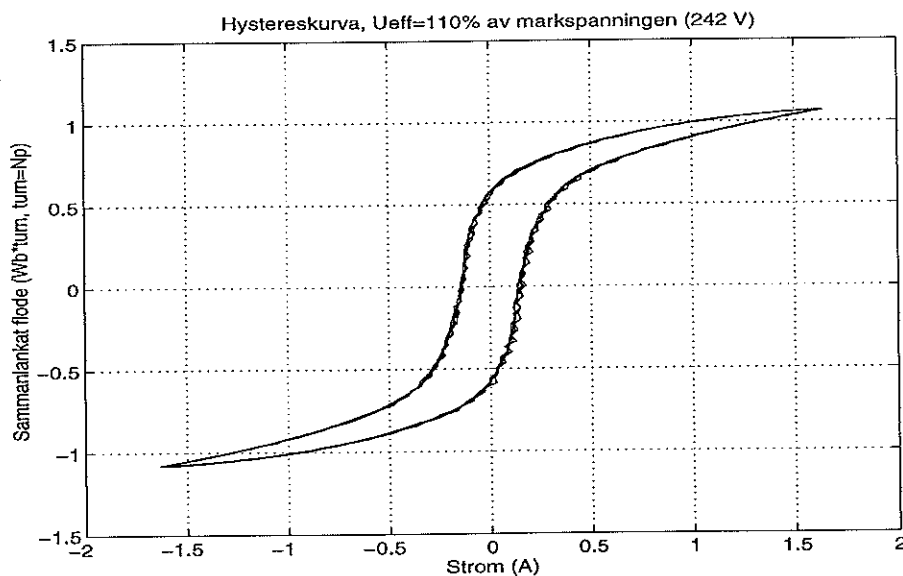
bestämna kärnans magnetiseringskurva. För att bestämma magnetiseringskurvan kan man dock även använda de vanliga hystereskurvorna, eftersom virvelströmmarna inte påverkar topparna.

3.8 Problem med fasförskjutning

Tittar man noga på hystereskurvorna i min första rapport [Linder, 1994a], kan man se att toppvärdena för det sammanlänkade flödet och strömmen inte sammanfaller exakt. Eftersom flödet genereras av den magnetomotoriska kraften, som är summan av de sammanlänkade flödena, bör dock dessa toppvärden sammanfalla. Den fasförskjutning jag fick beror bl.a. på följande två saker:

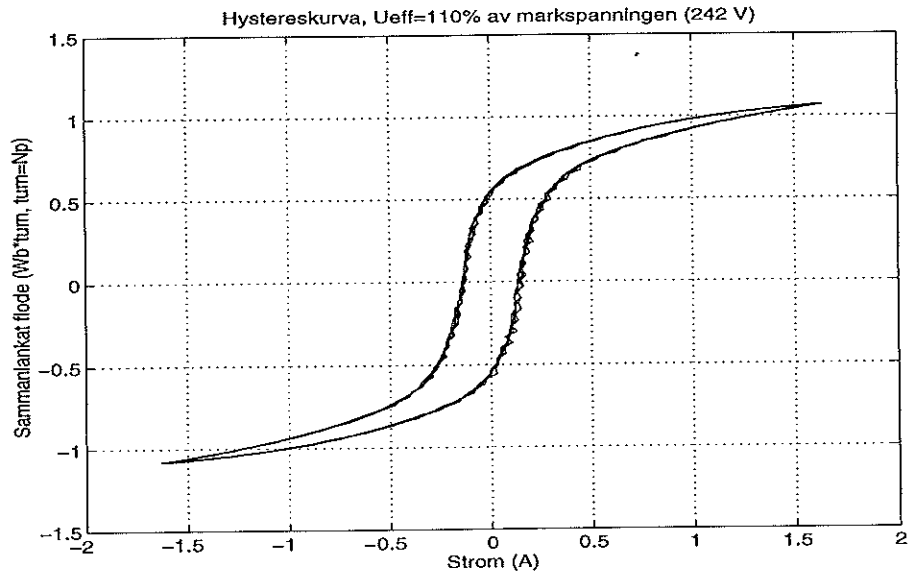
1. Då mätdatan samplades in läste mätkortet först av kanal ett och därefter kanal två vilket medförde en fasförskjutning på ungefär ett halvt sampel.
2. Då jag integrerar spänningen i programmet MATLAB görs detta genom Euler framåt approximation vilket även det ger en fasförskjutning.

Totalt fås en fasförskjutning, som gjorde att det sammanlänkade flödet låg mellan en och två sampel efter strömmen. Eftersom jag samplar med frekvensen 10 kHz och spänningens frekvens är 50 Hz har jag alltså 200 sampel per period varför man kan tycka att en förskjutning på en till två sampel saknar betydelse. Som framgår av figurerna 3.16, 3.17 och 3.18 är detta tyvärr ej

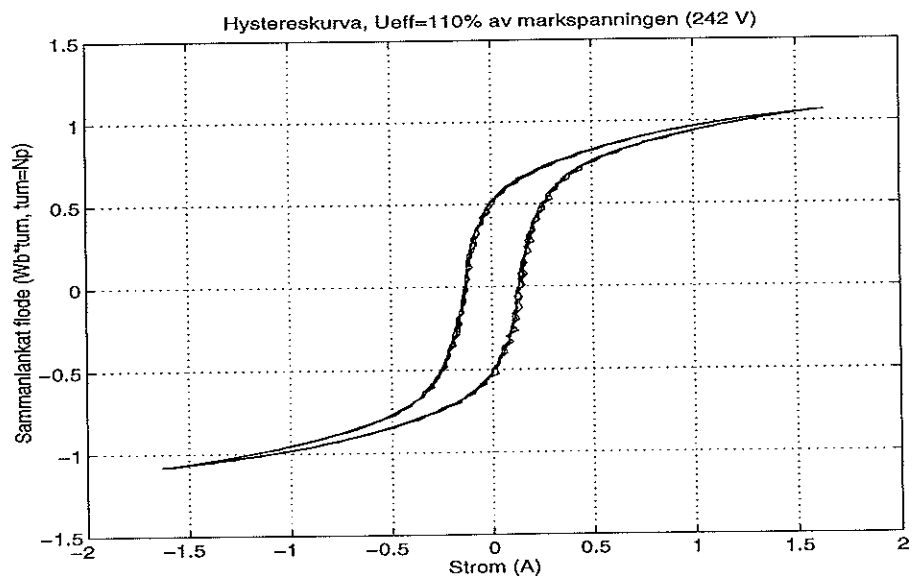


Figur 3.16 Hystereskurva då fasförskjutningen lämnats utan åtgärd

fallet. I figurerna syns tydligt skillnaden mellan de olika kurvorna. För att undvika detta problem hade jag varit tvungen att använda en annan integrationsrutin eller att sampla snabbare. Snabbare sampling ställer dock större krav på mätutrustningen. Fasförskjutningen uppskattade jag alltså till mellan ett och två sampel, men eftersom det endast går att flytta flödeskurvan jämnt antal sampel, valde jag att räkna om samtliga hystereskurvor med en flyttning av det sammanlänkade flödet två sampel. Kurvorna blir då tyvärr aningen för "spetsiga", men jag ansåg att förskjutningen låg närmare två än ett sampel.



Figur 3.17 Hystereskurva då det sammanlänkade flödet flyttats fram ett sam-
pel för att motverka fasförskjutningen

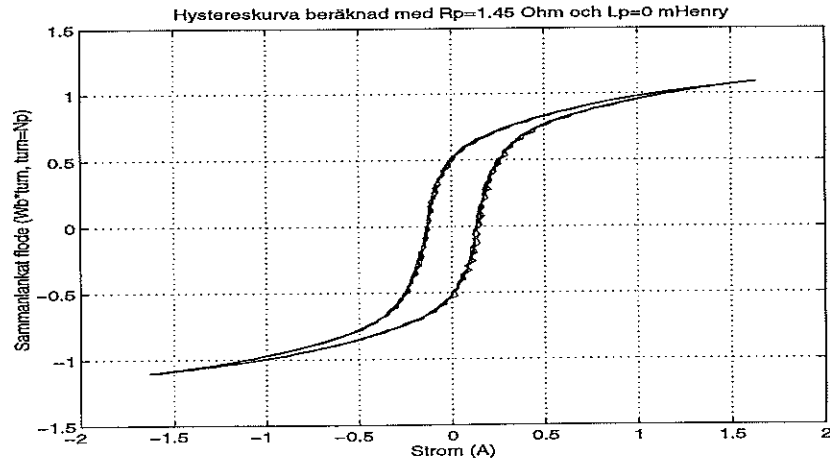


Figur 3.18 Hystereskurva då det sammanlänkade flödet flyttats fram två sam-
pel för att motverka fasförskjutningen

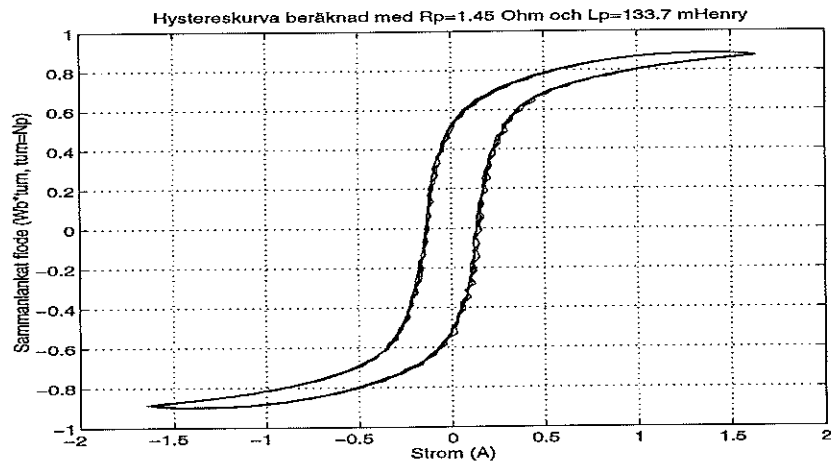
3.9 Inverkan av primärlindningens resistans och reaktans

Det sätt jag använt för att räkna fram det sammanlänkade flödet, är beroende av att värdena på primärlindningens resistans och induktans stämmer. Genom tester har det visat sig att induktansens storlek är viktig, eftersom den bestämmer lutningen på hystereskurvan i mättningsområdet. Denna lutning är viktig, eftersom modellen ska klara av att beräkna inkopplingsströmmarna, där man befinner sig långt ute i mättningsområdet. Figur 3.19 och 3.20 visar lindningsinduktansens inverkan. I figurerna är det en väldigt stor skillnad mellan induktansvärdena för att man ska kunna se skillnaden (det riktiga värdet är 13.37 mH). Vill man komma från problemen med induktansen kan

man mäta spänningen på transformatorns sekundärsida. Eftersom strömmen här är noll, har vi inga förluster från vare sig lindningsresistansen eller lindningsreaktansen och man kan beräkna det sammanlänkade flödet genom att direkt integrera spänningen. På detta sätt gjordes vissa av mätningarna av hystereskurvans frekvensberoende vilka återfinns i appendix E.



Figur 3.19 Hystereskurva beräknad utan att ta hänsyn till lindningsinduktansen.



Figur 3.20 Hystereskurva beräknad med för stort värde på lindningsinduktansen.

4. Objektorienterad modell

I detta kapitel kommer jag att beskriva delar av modelleringsspråket Omola samt simuleringsmiljön OmSim. För en mer grundlig genomgång hänvisas till rapporter som t.ex. [Andersson, 1993]. I kapitlet kommer även den objektorienterade transformatormodellen att gås genom.

4.1 Modelleringspråket Omola

Omola modeller baseras på klassdefinitioner. Eftersom ärvning är implementerat i Omola, kan dessa klasser sedan användas för att bygga upp nya klasser, med nya egenskaper. Som ett exempel på hur det kan se ut väljer vi att titta på uppbyggnaden av en vanlig resistor:

En resistor är i grunden en elektrisk komponent med en ingång och en utgång där strömmen flyter genom, vilket i sin tur orsakar ett spänningsfall mellan in- och utgången. Ingångar och utgångar, d.v.s förbindelser mellan modellen och världen utanför kallas i Omola för terminaler. Med Omola följer ett bibliotek med några klasser som alltid anses vara fördefinierade. Bland dessa finns en så kallad *SimpleTerminal* som kan användas till alla terminaler, där terminalens värde ska vara lika med värdet på den terminal den ansluts till. För att nu t.ex. specificera en terminal för spänning skriver vi följande kod i Omola

```
VoltageTerminal ISA SimpleTerminal WITH
  quantity := "electric.potential";
  unit := "V";
END;
```

d.v.s. vi skapar en terminal, *VoltageTerminal* som ärver *SimpleTerminal*'s egenskaper och där vi bestämmer att den ska vara av sorten elektrisk potential med enheten Volt. På samma sätt kan man specificera en terminal för strömmen enligt

```
CurrentTerminal ISA ZeroSumTerminal WITH
  quantity := "electric.current";
  unit := "A";
END;
```

där enda skillnaden är att objekt av klassen *ZeroSumTerminal* även är riktning känsliga. Eftersom en resistors utgångar ska klara både ström och spänning, skulle det vara bra om man kunde slå ihop ström- och spänningsterminalerna. Detta görs i Omola enligt

```
ElectricTerminal ISA RecordTerminal WITH
  components:
    Volt ISA VoltageTerminal;
    Curr ISA CurrentTerminal;
END;
```

vilket ger oss en terminal, *ElectricTerminal*, för både ström och spänning.

En resistor har som bekant två ingångar/utgångar varför vi behöver en modell med två elektriska terminaler. Eftersom det inom elektroniken finns en mängd komponenter med två ingångar/utgångar är det lämpligt att definiera ytterligare en mellanklass t.ex.

```
TwoPort ISA ComponentModel WITH
components:
  T1 ISA ElectricTerminal WITH
    Graphic ISA Layout WITH
      x_pos := 0.0;
      y_pos := 150.0;
    END;
  END;
  T2 ISA ElectricTerminal WITH
    Graphic ISA Layout WITH
      x_pos := 400.0;
      y_pos := 150.0;
    END;
  END;
END;
```

Vi har nu kommit fram till en komponent, TwoPort, med två ingångar/utgångar för ström och spänning varför det är enkelt att modifiera denna till en resistor. Jag har dock valt att använda ännu ett mellansteg där jag definierar variabler för ström och spänning enligt

```
ElectricTwoPort ISA TwoPort WITH
Variables:
  V TYPE Real;
  I TYPE Real;
Equations:
  T1.Curr + T2.Curr = 0;
  V = T1.Volt - T2.Volt;
  I = T1.Curr;
END;
```

Ekvationerna talar här om att strömmen in i ena terminalen ska vara lika med den som kommer ut från den andra. Variabeln för spänningen definieras som potentialskillnaden mellan de båda ingångarna/utgångarna och variabeln för strömmen definieras som strömmen in i terminalen T1. Det enda vi nu behöver lägga till för att få en resistor är en ekvation för hur spänningen beror av strömmen. I Omola kan detta se ut som

```
Resistor ISA ElectricTwoPort WITH
Parameters:
  R ISA Parameter WITH default := 1.0; END;
Equations:
  V = R*I;
END;
```

Vi har nu skrivit ganska mycket kod bara för att kunna skapa en enkel modell av en resistor, *men* eftersom man kan spara klasserna i bibliotek och återan-

vända dem vinner man tid i längden. Det enda vi t.ex. behöver göra för att skapa en modell av en spole är följande korta stycke kod:

```
Inductor ISA ElectricTwoPort WITH
Parameters:
  L ISA Parameter WITH default := 1.0; END;
Equations:
  V = L*I';
END;
```

För att kunna bygga större modeller, bestående av flera olika delmodeller, som t.ex. resistorer, induktanser, spänningskällor och så vidare behövs ett sätt att koppla samman de olika delmodellerna. Detta görs i Omola genom att ansluta de olika terminalerna enligt

```
<terminal namn> AT <terminal namn>
```

Ett mycket enklare och överskådligare sätt är dock att använda den grafiska editoren i OmSim.

I Omola är det även möjligt att definiera modeller med diskreta händelser i kombination med de i övrigt tidskontinuerliga funktionerna. En händelse är en diskontinuitet som uppträder under simuleringen. I Omola definieras en händelse med följande sats

```
ONEVENT <logical expression> DO <action statements> END
```

Skriver man t.ex. enligt följande

```
ONEVENT x < 0 DO
  new(Low) := 1.0;
END;
```

tilldelas variabeln Low värdet 1.0 då x går från ett positivt till ett negativt värde. För att händelsen ska utlösas igen måste villkoret först bli falskt och därefter sant på nytt.

I min objektorienterade modell använder jag händelser för att tala om vilket polynom som simulatoren för tillfället ska följa. Det kan t.ex. se ut enligt

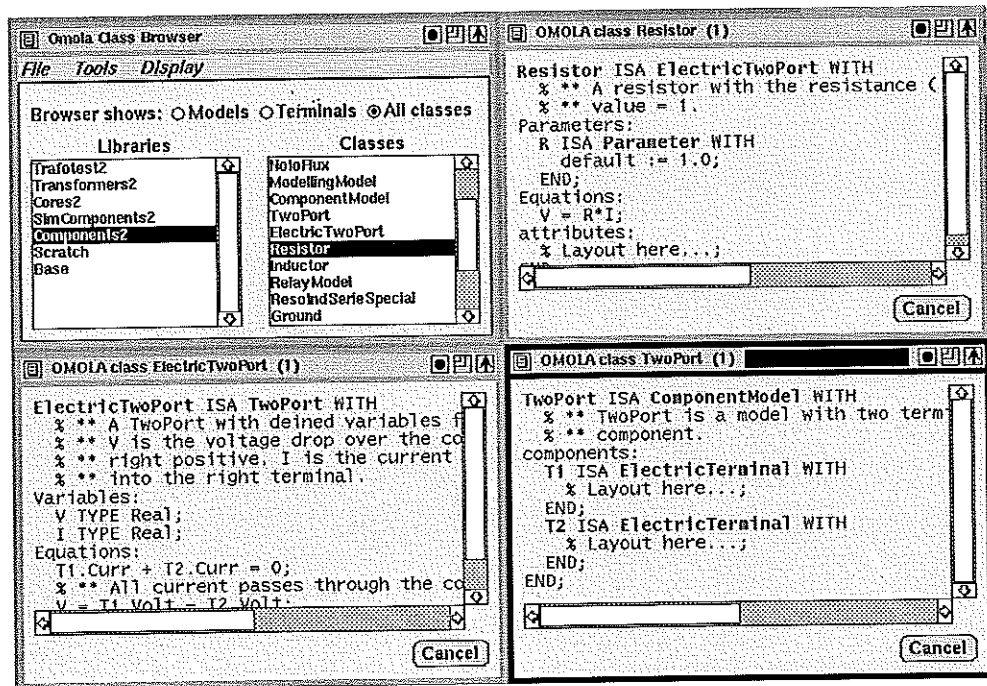
```
ONEVENT PsiPrimary > PointHigh DO
  new(LowCurve) := 0.0;
  new(MiddleCurve) := 0.0;
  new(HighCurve) := 1.0;
END;
```

Koden säger att då variabeln PsiPrimarys värde ökar så att det blir större än PointHigh's värde ska HighCurve sättas till 1.0, för att tala om att polynomet anpassat för den övre delen av kurvan ska användas.

4.2 Simuleringsmiljön Omsim

OmSim är en interaktiv miljö för att definiera och simulera dynamiska modeller, skrivna i modelleringsspråket Omola. OmSim innehåller flera verktyg för att underlätta modelleringsarbetet, bl.a. följande tre:

The class browser som är huvudverktyget varifrån man kan välja att öppna de andra verktygen, se på innehållet i de inladdade biblioteken med mera. I

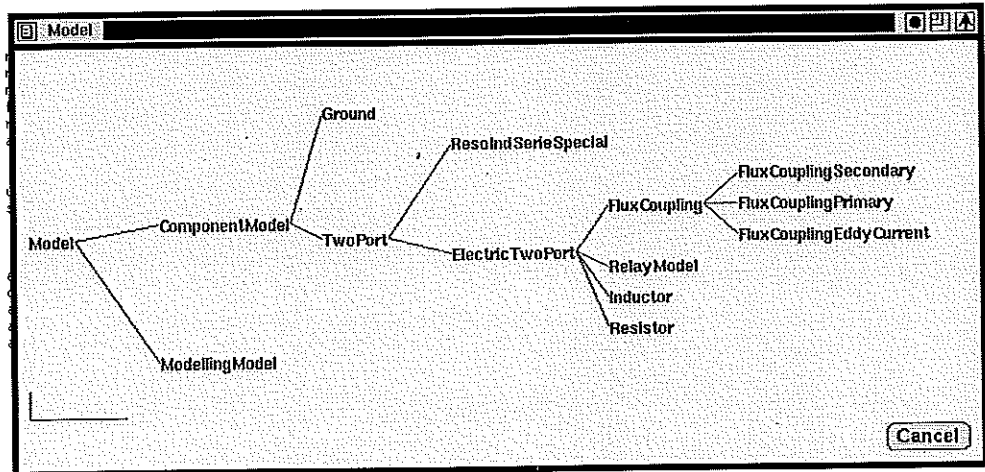


Figur 4.1 Skärmbild som visar hur man med hjälp av browsern och de klick-känsliga klassnamnen kan följa hur resistorn byggs upp via de olika klasserna.

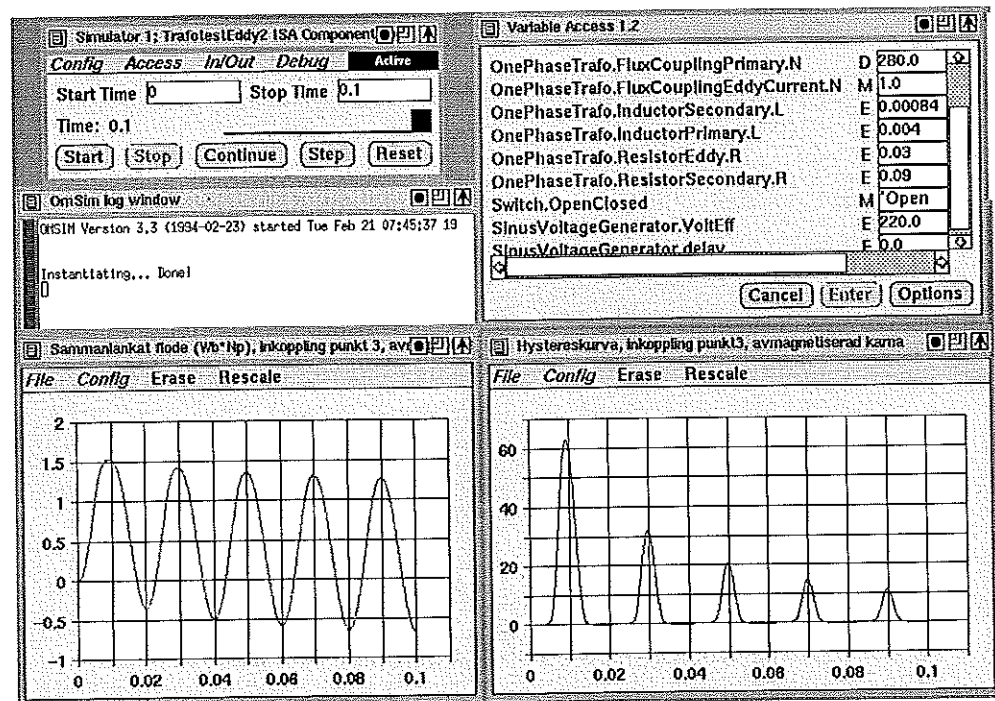
figur 4.1 används browsern för att titta på Omolakoden för resistorn. Eftersom de olika klassnamnen står med fetstilt och dessutom reagerar på musklick genom att öppna ett nytt fönster, med koden för den klass man klickade på, kan man lätt följa hur en komponent är uppbyggd via de olika klasserna. Ett annat exempel på verktyg som kan öppnas från browsern syns i figur 4.2. I figuren ser vi en trädstruktur, där vi bl.a. kan se hur resistorn är uppbyggd genom ärvning från olika klasser. Klassen *Model* är en fördefinierad klass som ska användas som superklass för modellerna.

The model editor är en grafisk editare, där användaren kan skapa modeller genom att direkt genom musklickningar koppla samman olika delmodeller. För att man inte ska blanda ihop de olika delmodellerna, kan man koppla dem till små bilder. Ett exempel på hur det kan se ut finns i figur 4.4 (Se avsnittet Objektorienterad modell av en enfasig transformator) där strukturen för den enfasiga transformatorn visas.

The simulator kompilerar Omola-modellen. Innehåller inte modellen några fel kan man använda de inbyggda integrationsrutinerna för att simulera sin modell. Under simuleringen kan man välja vilka variabler man vill titta på och ändra parametervärden med mera. Figur 4.3 visar hur det kan se ut.



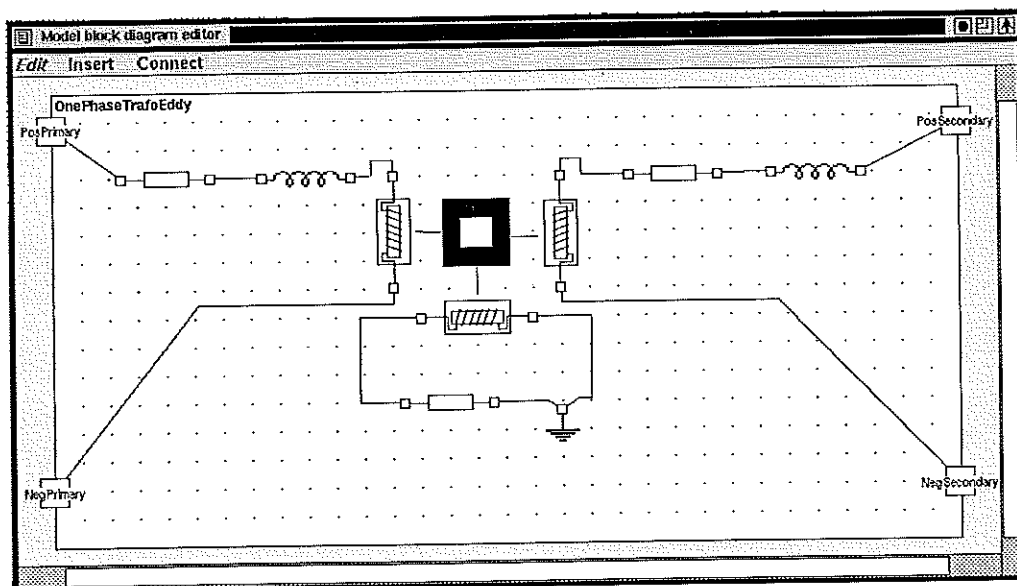
Figur 4.2 Ärvningsträd som visar hur resistorn är uppbyggd.



Figur 4.3 Skärmbild som visar simuleringen av en enfasig transformator då inkopplingen av den ger upphov till strömrusning. Fönstret längst upp till vänster är själva simuleringsfönstret där man bl.a. kan välja integrationsrutin, vilka variabler som ska plottas och under hur lång tid simuleringen ska vara. Fönstret under är ett log-fönster där eventuella felmeddelande skrivs ut. Fönstret uppe till höger visar parametrarnas aktuella värden och här kan man direkt ändra dessa. I de undre fönstren visas simuleringsresultatet, här i form av det sammanlänkade flödet och primärströmmen.

4.3 Objektorienterad modell av en enfasig transformator

Den grundmodell jag valt att implementera baseras på den teoretiska modell som togs fram i kapitlet Teori och modell. Sett i OmSims grafiska display ser denna ut som i figur 4.4.



Figur 4.4 Grafisk bild över den objektorienterade transformatormodellen.

I figuren har vi transformatorns primäranslutningar längst till vänster (PosPrimary och NegPrimary) och sekundärlindningens anslutningar längst till höger (PosSecondary och NegSecondary).

Resistorn ansluten till PosPrimary-terminalen på primärsidan svarar mot de resistiva förlusterna i primärlindningen. Resistorn på sekundärsidan svarar på motsvarande sätt för de resistiva förlusterna i sekundärlindningen. De båda spolarna på primär- och sekundärsidan används som modell för läckflödena (se kapitel Teori och modell, avsnitt Läckflöden). För att kunna modellera läckflödena på detta sätt, har jag alltså antagit att de går genom luft.

De båda komponenterna anslutna mellan spolen och NegPrimary-terminalen på primärsidan respektive resistorn och NegSecondary-terminalen på sekundärsidan, har till funktion att överföra strömmarna på primär- respektive sekundärsidan till den svarta kvadraten, i mitten av figur 4.4. Detta görs för att kunna skilja på de elektriska storheterna, ström och spänning, och de magnetiska, magnetomotorisk kraft och flöde. På grund av Faraday's lag får man en spänning över de båda komponenterna enligt

$$u = N \frac{d\phi}{dt}$$

Flödet, ϕ överförs även det tillsammans med strömmarna. I min modell kallas klassen för denna typ av komponenter FluxCoupling.

Virvelströmmarna modelleras enligt teorin beskriven i kapitlet Teori och modell, d.v.s. som en extra lindning runt transformator kärnan med rent resistiva förluster. I figur 4.4 motsvaras detta av den loop där jordpunkten finns ansluten. Komponenterna i denna loop är uppbyggda likadant som de övriga, med samma utseende. Jordpunkten används som spänningsreferens för att OmSim ska klara av att simulera modellen.

Den del av modellen som inte har diskuterats är den svarta kvadraten i mitten av figur 4.4. Denna komponent används för att modellera sambandet mellan totala MMK:n, vilken fås via anslutningar med de olika versionerna av

”FluxCoupling”, och det flöde som detta ger upphov till. Denna komponent ska alltså modellera hysteres och mättning, vilket som tidigare nämnts kan göras på flera olika sätt. De två sätt som jag valt, är modell ett och två i kapitlet Teori och Modell, d.v.s. modellering av hysteres på ungefär samma sätt som virvelströmmar respektive approximering av hysteresen med en fast hystereskurva.

Modellering av hysteres på ungefär samma sätt som virvelströmmar

Eftersom virvelströmmarna finns modellerade separat, är det enda som behöver göras i modellen av kärnan följande:

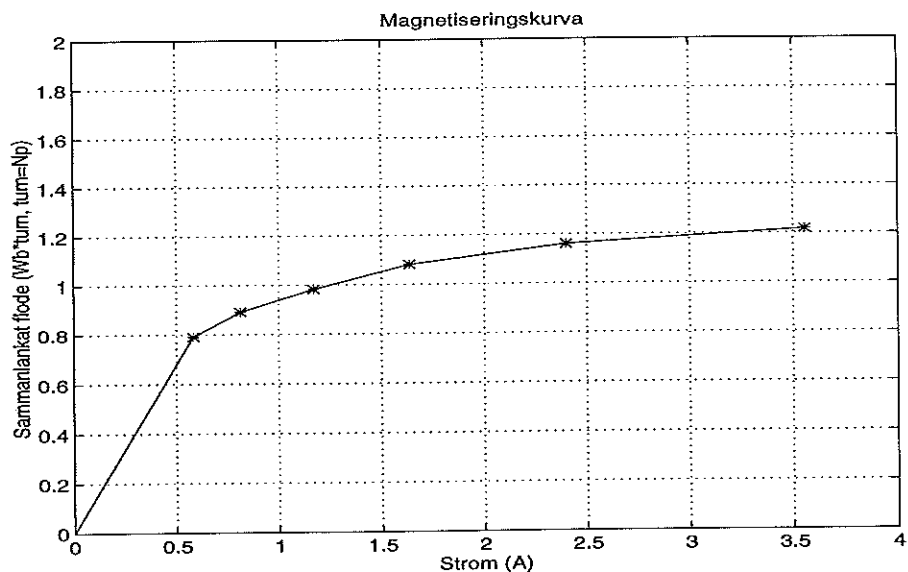
1. Mittpunkterna på hystereskurvan, upptagen vid den spänning man är intresserad av måste beräknas.
2. Till dessa punkter anpassas en kurva enligt minsta kvadrat metoden.
3. En funktion för magnetiseringskurvans utseende, då flödet är större än det maximala flöde som uppnåddes vid upptagningen av hystereskurvan måste anpassas.
4. På samma sätt måste en funktion för magnetiseringskurvans utseende, då flödet är lägre än det minsta flöde som uppmättes vid upptagningen av hystereskurvan, anpassas.
5. De tre funktionerna måste bindas samman antingen
 - genom att beräkna parametrarna för de tre kurvorna så att deras värden och helst även deras derivators värden blir lika i anslutningspunkternaeller
 - genom att helt enkelt anpassa en enda kurva av hög ordning i stället för tre olika. Nackdelen med detta sätt är att många punkter måste användas och kurvans gradtal måste vara hög (20:e ordningen) för att anpassningen ska bli bra.

Två olika modeller av kärnan gjordes, dels genom att binda samman de tre kurvorna och dels genom att anpassa en enda kurva.

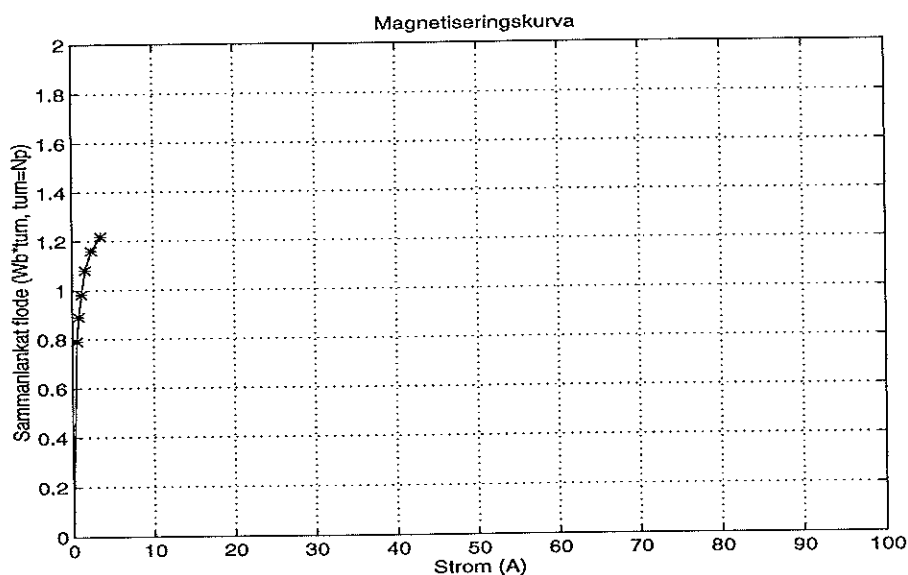
För att kunna räkna ut mittpunkterna på hystereskurvan skrev jag ett program i MATLAB, som från uppmätt spänning och ström, beräknade det sammanlänkade flödet, ritade upp hystereskurvan, beräknade mittpunkterna, anpassade en funktion till mittpunkterna respektive funktioner för den övre och undre delen av hystereskurvan.

Det enda problem som uppstod var anpassningen av magnetiseringskurvan. Tittar man på figur 4.5, där magnetiseringskurvan är ritad för de uppmätta värden där mina olika hystereskurvor sluts, kan det tyckas enkelt att anpassa en kurva även för större värden på det sammanlänkade flödet. Tittar man däremot på samma kurva, men med en annan skalning av axeln för strömmen (figur 4.6) inser man att det inte blir så enkelt.

Strömmens axel är här anpassad till de höga värden, som uppmättes under inkopplingen av transformatorn och att approximera en magnetiseringskurva för hela detta område, utifrån data upp till mindre än fyra ampere blir tyvärr svårt. För att kunna göra detta med bättre precision, skulle man behövt mäta det sammanlänkade flödet för ännu högre primärströmmar än vad som gjorts.



Figur 4.5 Magnetiseringskurva konstruerad med hjälp av de punkter där de olika hystereskurvorna sluts (markerade med stjärnor).



Figur 4.6 Magnetiseringskurva konstruerad med hjälp av de punkter där de olika hystereskurvorna sluts (markerade med stjärnor).

För moderna krafttransformatorer hade det dock antagligen varit enklare, eftersom dessa har en mer markant skillnad mellan magnetiseringskurvans lutning vid märkspänningsflöde, respektive t.ex. 130 % över märkspänningsflöde, vilket leder till att man kommer längre ut i mättningsområdet än vad jag klarade av under mina mätningar.

Som kommer att framgå av kapitlet, Simuleringar och modellanpassning, fås en mycket bra överensstämmelse med de uppmätta värdena. Detta tyder på att modellen trots sin enkelhet fungerar bra. Man ska dock ha i åtanke de nackdelar och begränsningar som modellen har (se kapitlet Teori och modell), men accepterar man dessa ger modellen bra simuleringresultat.

Approximering av hysteresen med en fast hystereskurva

Ett av de allvarligare problemen med att använda en modell, baserad på modellering av hysteres på ungefär samma sätt som virvelströmmar, är svårigheten att kunna simulera transformatorn inkopplingsbeteende, då den kopplas in med remanent magnetism i kärnan. För att kunna kontrollera att min modell i övrigt klarade av även dessa fall, bytade jag ut kärnan i modellen mot en där hysteresen approximerades med en fast hystereskurva. För att kunna göra detta var jag tvungen att anpassa fem kurvor till varandra, en för övre delen av hystereskurvan, en för undre delen, en för mellersta delen, en för det positiva mätningsområdet och en för det negativa mätningsområdet. Den mellersta kurvan tillsammans med kurvorna för mätningsområdet ska egentligen vara magnetiseringskurvan, men eftersom jag inte kunnat mäta upp denna blev jag tvungen att göra samma approximationer, som då hysteresen modellerades på ungefär samma sätt som virvelströmmar.

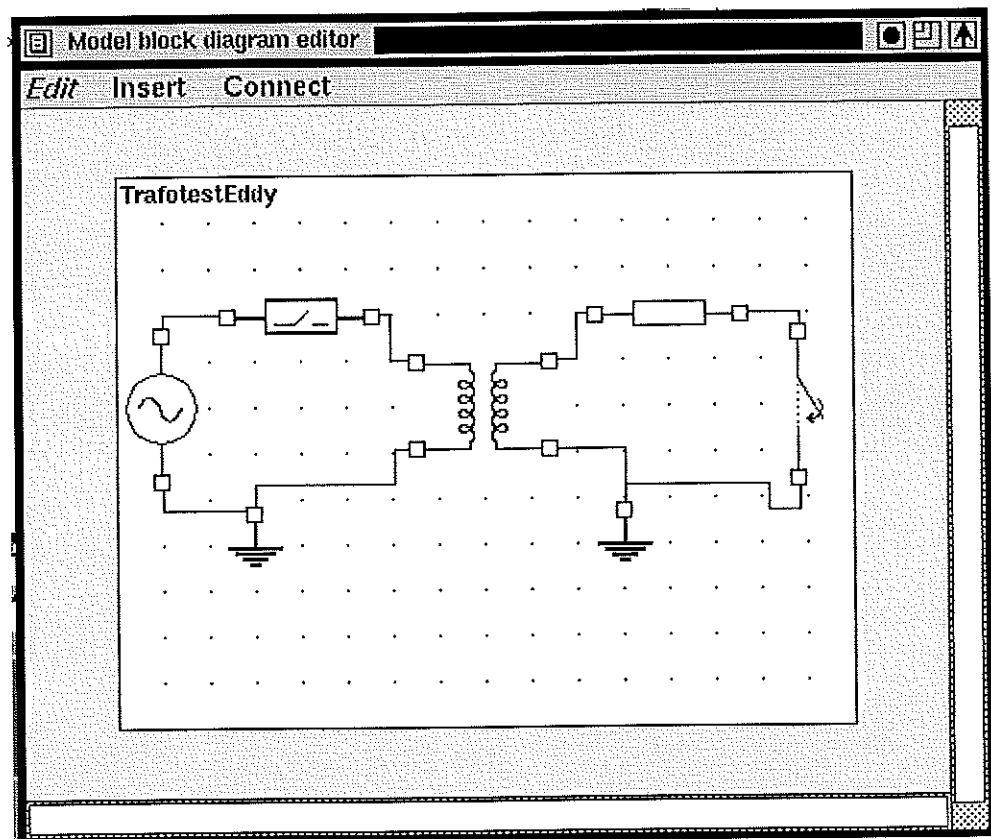
De begränsningar som modelleringen av hysteresen på detta sätt ger beskrivs i kapitlet Teori och modell.

5. Simuleringar och modellanpassning

I detta kapitel kommer jag att redogöra för simuleringarna av de båda modellerna. Jag kommer inte att kommentera alla simuleringar. Resultaten från några simuleringar återfinns i appendix F.

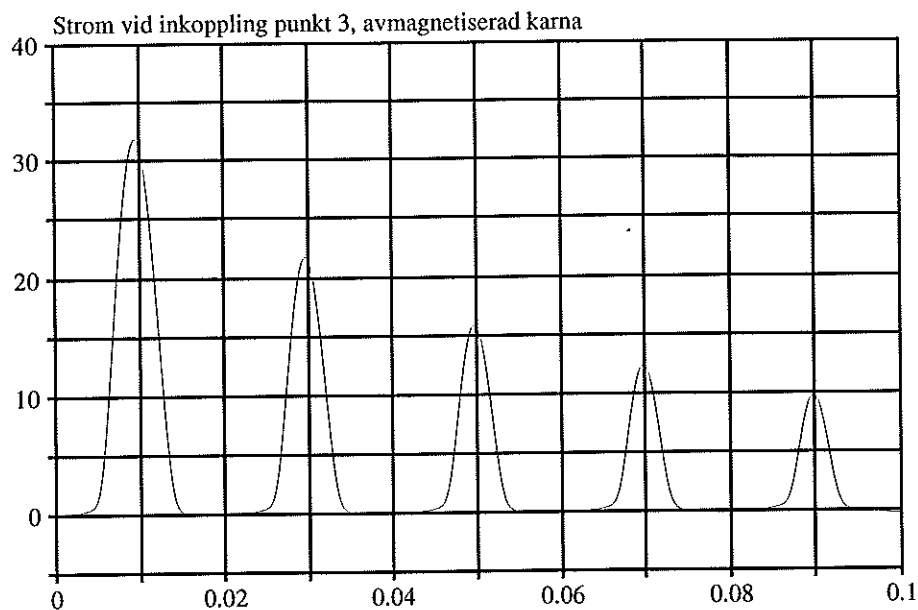
Simulering av modell där hystersen modellerats på ungefär samma sätt som virvelströmmar

Vid simuleringen gjordes en uppkoppling av transformatormodellen i OmSim, där primärsidan anslöts till en modell av en sinusgenerator och en modell av reläet, medan sekundärsidan anslöts till en resistor, för att representera lasten, och en modell av en brytare, för att kunna välja om lasten skulle vara inkopplad eller inte. Utseendet på uppkopplingen framgår av figur 5.1. Då jag



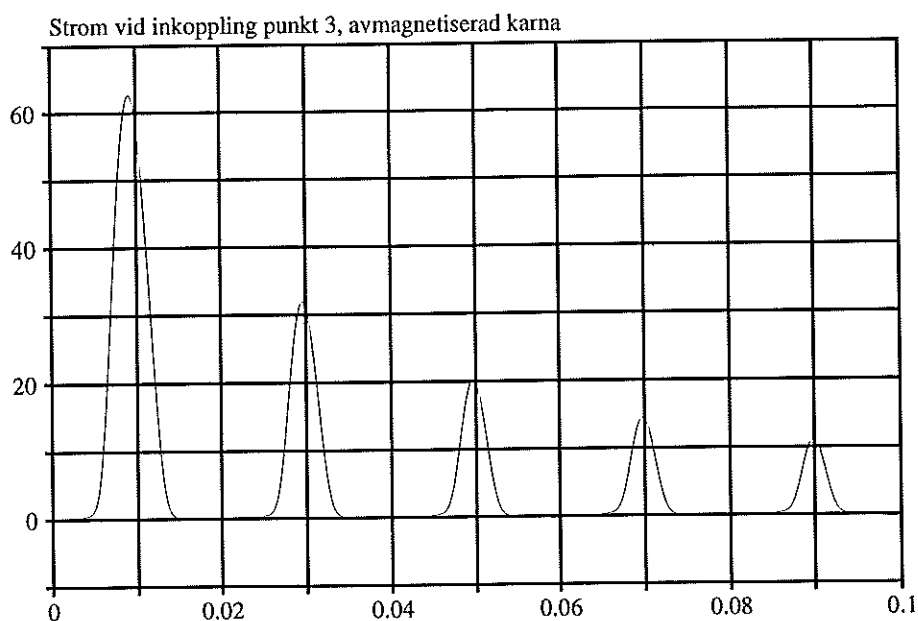
Figur 5.1 Skärmbild som visar OmSims representation av simuleringssuppkopplingen.

använde de parametervärden som jag mätt upp, fick hystereskurvan ett bra utseende medan däremot strömmen vid inkoppling i punkt tre blev för liten, vilket framgår av figur 5.2 Att göra magnetiseringskurvan flackare hjälpte inte nämnvärt, eftersom det maximalt uppnådda sammanlänkade flödet då minskade. Om man däremot minskade värdet på den spole, som representerade läckflödet på primärsidan från 13,37 mH till 4 mH fick man en markant ändring av inkopplingsströmmen. Jag justerade även primärlindningens resistans från



Figur 5.2 Inkoppling punkt 3 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna. Med uppmätta värden på parametrarna.

1,45 Ω till 1,2 Ω och fick då inkopplingsströmmen enligt figur 5.3. Jämför man

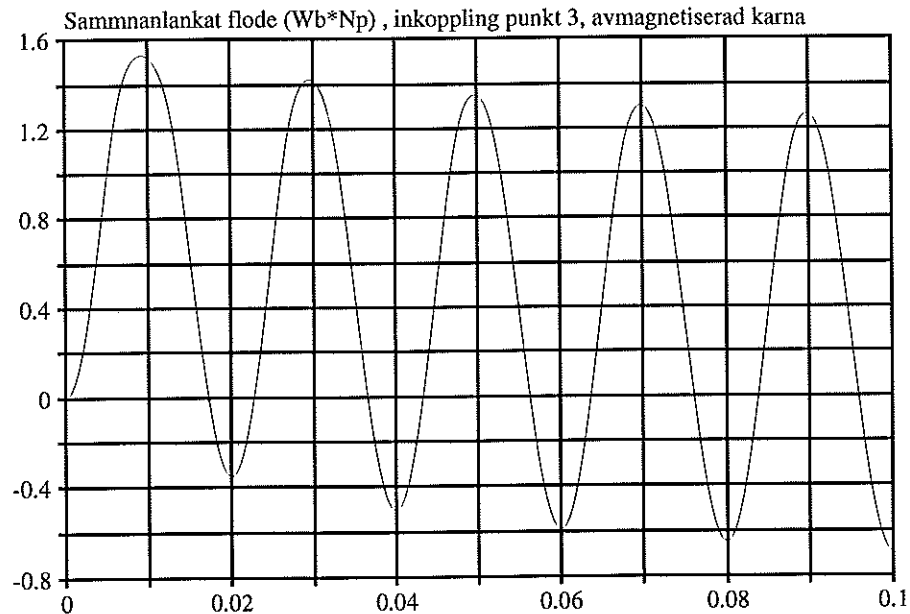


Figur 5.3 Inkoppling punkt 3 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna. Med justerade värden på parametrarna.

denna inkopplingsström med den uppmätta ser man att den överensstämmer mycket bra. Detta beror eventuellt på att min uppmätning av läckflödet via kortslutningsprovet ej fungerade tillfredställande, vilket i sin tur kan bero på att primär och sekundärlindningarna är lindade omlott, varför läckflödena är beroende av varandra. Den transformator jag mätte på hade även flera olika sekundärlindningar, där jag alltså valde att använda en av dem. Eftersom de övriga lindningarna var oanslutna borde de dock ej påverka resultatet.

Tittar man på det sammanlänkade flödet vid inkoppling i punkt 3 får det

utseendet enligt figur 5.4, där man ser att det sammanlänkade flödet startar med att integreras upp till ett stort värde för att därefter dämpas, helt i enlighet med teorin för strömrusningen.



Figur 5.4 Det sammanlänkade flödet ($Wb \cdot Np$) vid inkoppling punkt 3 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna. Med justerade värden på parametrarna.

Genom att sluta brytaren i OmSim (se figur 5.1) kopplade man in lasten. Den hystereskurva samt kurvorna över primärströmmen och primärspänningen som man då fick, stämde väl med motsvarande uppmätta kurvor. (Se appendix F och B.) För att kontrollera sekundärsidans ström och spänning valde jag att även plotta dessa då lasten var ansluten. Som framgår av figurerna i appendix stämde även dessa väl med uppmätta värden så när som på sekundärspänningen, som var aningen högre i verkligheten.

Simulering av modell där hysteresen approximerats med en fast hystereskurva

Vid samtliga simuleringar använde jag de justerade värden på primärinduktans och resistans som jag fick fram i förra avsnittet. Då jag skulle simulera modellen fick jag en hel del problem. Min modell byggdes upp med fem olika kurvor och genom att använda olika händelser i Omola, försökte jag få simulatoren att växla mellan dessa kurvor. Simulatoren ska byta kurva då flödet ändrar riktning. För att den ska kunna göra detta använda jag en händelse, som sa att byte av kurva skulle ske då flödets derivata ändrade tecken. Detta ledde dock till bl.a. dessa båda problem

1. Jag kunde inte använda mig av två händelser som sa att simulatoren skulle byta till en kurva, då flödets derivata gick från positiv till negativ, och till en annan då flödesderivatan gick från negativ till positiv. Anledningen till detta var att båda händelserna skulle reagera på att derivatan passerade noll, vilket gjorde att simulatoren inte visste vilken kurva den skulle följa precis vid uppstarten. Detta problem löstes genom att låta händelserna reagera på små tal i stället för noll.

2. Eftersom simulatören nu skulle använda sig av flödesderivatan fick den problem då den skulle byta från den mellersta kurvan till någon av kurvorna för mättningsområdena. Dessa problem berodde på att jag inte varit tillräckligt noggrann med att få de olika kurvornas derivator lika stora, vid den gemensamma punkten. Detta problem är jobbigt att lösa eftersom det ofta leder till att den anpassade kurvan inte får det utseende man önskat, varför man då får prova med att anpassa en annan kurvsort tills man är nöjd med utseendet, samtidigt som derivatan stämmer. Man skulle också kunna lösa problemet genom att låta en händelse stanna simuleringen med jämna mellanrum, jämföra värdet på flödet med vad det var vid förra stoppet och därmed se om teckenbyte skett. Detta skulle dock leda till långa simuleringstider.

Trots problemen lyckades jag få kurvor över hysteresen, inverkan av last på sekundärsidan och inkopplingsförlopp vid avmagnetiserad respektive positivt magnetiserad kärna vilka återges i appendix F.

Som framgår av figurerna i appendix F ger modellen bra resultat då last anslutits och då inkoppling görs med avmagnetiserad kärna. Vid inkopplingarna med positiv remanent magnetism i kärnan fås mycket bra överensstämmelse med uppmätta värden för punkterna ett och tre medan strömmen blir för stor för punkterna två och fyra.

Det finns flera tänkbara anledningar till felet men jag tror mest på att magnetiseringskurvan kan ha gjorts för flack i början av mättningsområdet, vilket skulle leda till att strömmen blir för stor för värden på flödet, som endast ligger en liten bit in i mättningsområdet.

6. Slutsatser

Syftet med examensarbetet var att modellera en enfasig transformator i det objektorienterade simuleringspaketet Omola & OmSim. Examensarbetet var delvis uppdelat i tre faser

1. Litteraturstudie över ferromagnetiska material och existerande transformatormodeller.
2. Implementering av en objektorienterad transformatormodell med remanens och mättning.
3. Utförande av mätningar på en mindre enfas transformator (1 kVA), för att kunna validera transformatormodellen.

Litteraturstudien visade att det finns en hel del meningar om hur en transformator bäst ska modelleras. Fyra viktiga fenomen som behöver modelleras är:

1. Transformator kärnans mättning, som har en mycket stor effekt på storleken på de strömmar som uppkommer, vid inkopplingen av en transformator.
2. Läckflödena runt och resistansen i primär- och sekundärlindningen. Resistansen i lindningarna har betydelse för storleken på primär- och sekundärströmmarna. Vid modelleringen av läckflödena visar rapporten att dessa kan modelleras som en luftlindad spole (hänsyn bör dock tas till ämnet som omsluter transformatorn, här luft men i vanliga fall någon typ av transformatorolja), men att storleken på den ekvivalenta induktansen, som då fås, är mycket viktig att bestämma noggrant, eftersom denna har en avgörande betydelse för storleken på inkopplingsströmmen. Rapporten visar att metoden att bestämma induktansens storlek genom ett kortslutningsprov ger ett för högt värde.
3. Hysteresen måste modelleras om man är intresserad av fenomen som t.ex. ferresonans, eftersom denna då påverkar transformatorns uppträdande. Vid modellering av transformatorns inkopplingsförlopp har det dock visat sig att hysteresen inte inverkar på strömmarnas storlek. Hysteresen bestämmer dock storleken på den remanenta magnetismen, som kraftigt inverkar på inkopplingsströmmarna, varför den trots allt måste modelleras, om man är intresserad av inkopplingsströmmarnas storlek då transformatorn kopplas in efter en tidigare fränkoppling.
4. Virvelströmmarna måste modelleras eftersom dessa, enligt litteraturstudien, ger upphov till mycket större förluster än hysteresen, för moderna krafttransformatorer. Rapporten visar att en modell av virvelströmmarna som en eller flera extra lindningar med resistiva förluster ger bra resultat.

Den transformator som skulle modelleras saknade data så när som på märkströmmar och märkspänningar. Detta gjorde att mätningar utfördes dels för att bestämma parametrar till modellen och dels för att kunna validera modellen. Mätning av inkopplingsströmmarna gjordes genom att konstruera en synkroniseringskrets med ett halvlederrelä, som styrde inkopplingen av transformatorn, för att kunna få värden på dessa vid väl specificerade inkopplings-

punkter. Mätningarna gav bra resultat förutom, som tidigare nämnts, vid bestämningen av primär- och sekundärsidans induktans. Ett problem som dock inte löstes var att kunna dela på förlusterna, orsakade dels av hysteresen och dels av virvelströmmarna. Rapporten beskriver dock hur detta skulle kunna göras. Att inte kunna dela på dessa förluster och få bra mätdata av endast hysteresens respektive virvelströmmarnas inverkan, gjorde att mitt mätdata-underlag var för dåligt för att kunna göra en normal systemidentifiering av transformatorn. I stället utgick jag från en matematisk modell av transformatorn och provade två olika sätt att modellera hysteresen.

En av modellerna byggde på ett sätt att modellera hysteresen på liknande sätt som virvelströmmarna. Denna modell visade sig ge bra resultat, men hade följande begränsningar:

- Ändras flödets amplitud måste en ny hystereskurva användas eftersom modellen använder sig av mittpunkterna på denna. Detta gör att metoden inte klarar av inre loopar.
- Eftersom den rena hystereskurvan försummas fungerar metoden mindre bra för transformatormaterial med stora hysteresförluster.
- Modellen klarar inte av remanent magnetism.

För att kunna kontrollera hur modellen i övrigt klarade sig då man hade remanent magnetism i kärnan, vid inkopplingen av transformator, gjordes ytterligare en transformatormodell, där hysteresen approximerades med en fast hystereskurva. Denna modell visade att uppskattningen av magnetiseringskurvan var för flack, vilket ledde till för stora inkopplingsströmmar vid medelstort flöde i kärnan, medan inkopplingsströmmarna stämde bra vid stort flöde. Anledningen till att magnetiseringskurvan var svår att uppskatta var att den transformator som jag modellerade hade en ganska mjuk övergång till mätningsområdet, vilket gjorde att man hade svårt att få mätdata i mätningsområdet. Moderna krafttransformatorer har dock en mycket mer markerad övergång till mätningsområdet varför man för en sådan borde kunna få mätdata ganska långt ut i detta, vilket skulle gjort det lättare att bestämma magnetiseringskurvans utseende.

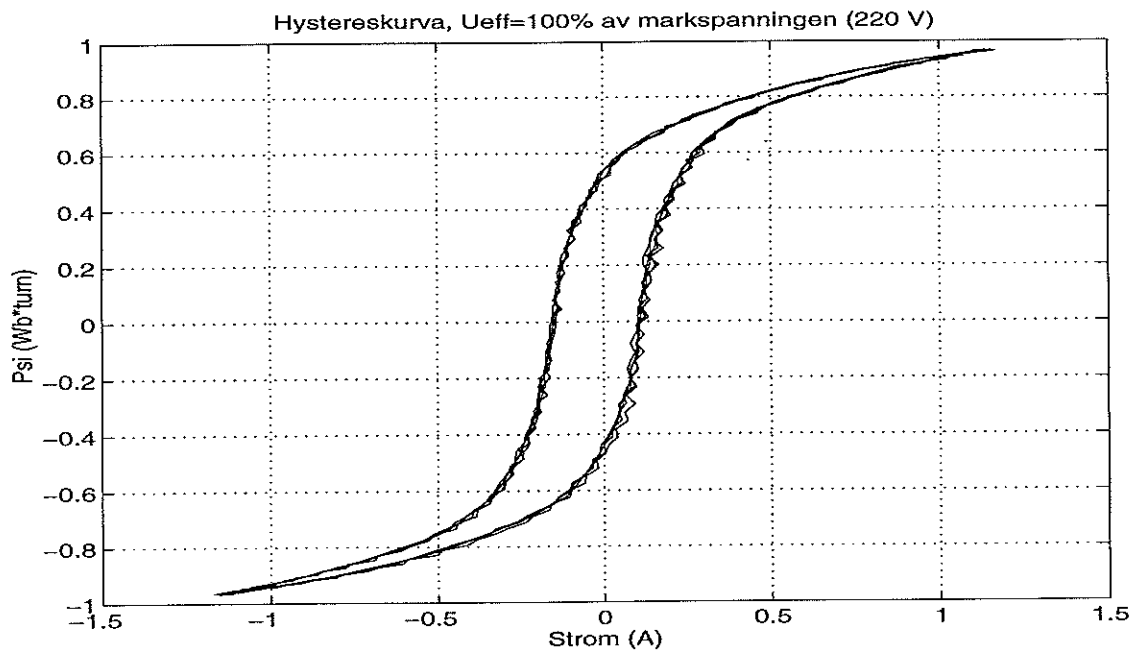
Båda modellerna är gjorda för att man lätt ska kunna ändra modelleringen av ett visst fenomen t.ex. genom att ändra modelleringen av lindningarna, hysteresen eller virvelströmmarna.

7. Referenser

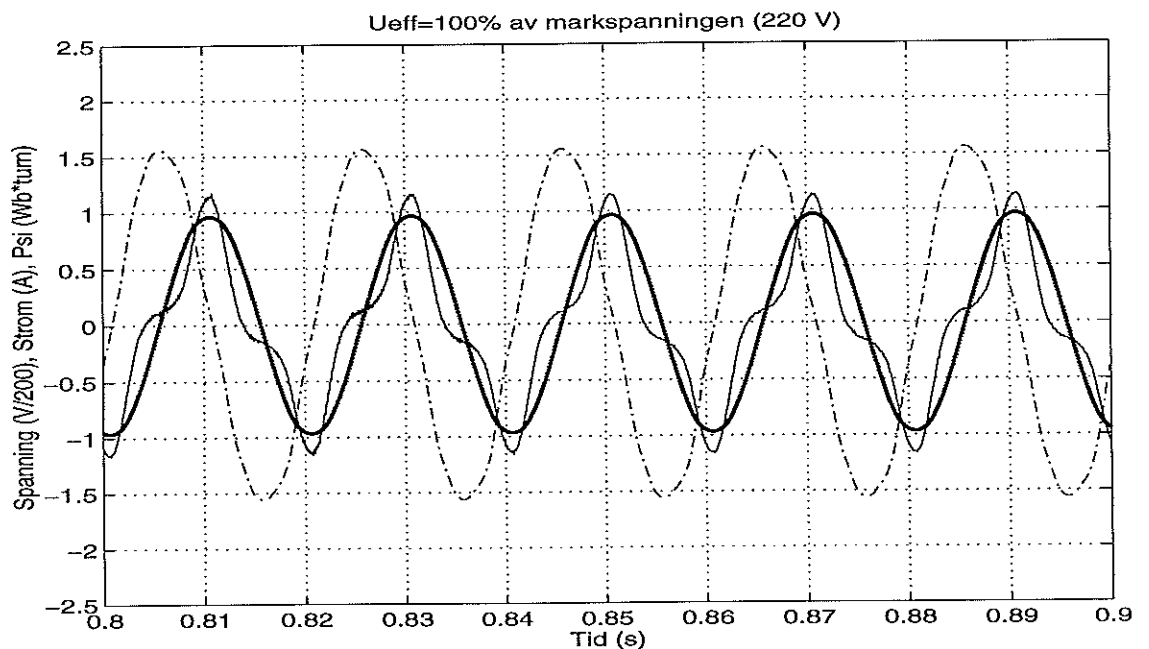
- ANDERSSON, M. (1993): "OmSim and Omola Tutorial and User's Manual." Technical Report, Institutionen för Reglerteknik.
- BERGQVIST, A. (1994): *On Magnetic Hysteresis Modeling*. PhD thesis, Kungliga Tekniska Högskolan.
- CHENG, D. K. (1991): *Field and Wave Electromagnetics*. Addison-Wesley Publishing Company.
- COLEMAN, B. D. och M. L. HODGDON (1987): "On a Class of Constitutive Relations for Ferromagnetic Hysteresis." *Archive for Rational Mechanics and Analysis*, **99:1**, pp. 375–396.
- DE LEÓN, F. och A. SEMLYEN (1994): "A Simple Representation of Dynamic Hysteresis Losses in Power Transformers." *IEEE*.
- DOLINAR, D., J. PIHLER, och B. GRČAR (1993): "Dynamic Model of a Three-phase Power Transformer." *IEEE Transactions on Power Delivery*, **8:4**, pp. 1811–1819.
- EWART, D. E. (1986): "Digital Computer Simulation of a Steel Core Transformer." *IEEE Transaction on Power Delivery*, No **3**, pp. 174–182.
- FRANKLIN, A. C. och D. P. FRANKLIN (Upplaga 11): *J & P Transformer Book*. Butterworth.
- GREENE, J. D. och C. A. GROSS (1988): "Nonlinear Modeling of Transformers." *IEEE Transactions on Industry Applications*, **24:3**, pp. 434–438.
- HALE, J. W. och F. R. RICHARDSON (1953): "Mathematical Description of Core Losses." *Transactions American Institute Of Electrical Engineers*, **72**, pp. 495–501.
- HALLENIUS, K.-E. (1977): *Elektriska Maskiner*. Bröderna Ekstrands Tryckeri AB, Lund.
- HODGDON, M. L. (1988): "Applications of a Theory of Ferromagnetic Hysteresis." *IEEE Transactions on Magnetics*, **24:1**, pp. 218–221.
- INGELSTAM, E., R. RÖNNGRÉN, och S. SJÖBERG (1988): *TEFYMA Handbok för grundläggande teknisk fysik, fysik och matematik*. Sjöbergs Bokförlag AB.
- KARLÉN, O. (1995): "NEG-WG 3: Transformer models, EMTP project." Technical Report, Sykraft Konsult.
- LIN, C. E., J. B. WEI, C. L. HUANG, och C. J. HUANG (1989): "A New Method for Representation of Hysteresis Loops." *IEEE Transactions on Power Delivery*, **4:1**, pp. 413–420.
- LINDER, J. (1994a): "Examensarbete: Validering och objektorienterad modellering av transformator, Mätningar p 1-fas transformator." Technical Report, Institutionen för Reglerteknik, Lunds Tekniska Högskola.
- LINDER, J. (1994b): "Examensarbete: Validering och objektorienterad modellering av transformator, Mätningar p 1-fas transformator del 2." Technical Report, Institutionen för Reglerteknik, Lunds Tekniska Högskola.
- MACKI, J. W., P. NISTRÌ, och P. ZECCA (1993): "Mathematical Models for Hysteresis." *SIAM Review*, **35:1**, pp. 94–123.
- MATSCH, L. W. (1964): *Capacitors, Magnetic Circuits and Transformers*. Prentice-Hall Inc.

- MAYERGOYZ, I. D. (1986): "Mathematical Models of Hysteresis." *IEEE Transactions on Magnetics*, **22:5**, pp. 603–608.
- MAYERGOYZ, I. D. och G. FRIEDMAN (1988): "Generalized Preisach Model of Hysteresis." *IEEE Transactions on Magnetics*, **24:1**, pp. 212–217.
- OLSSON, G. (1993): *Elmaskinsystem*. Institutionen f r Elektroteknik och Automation, Lunds Tekniska Högskola.
- OSSART, F. och G. MEUNIER (1990): "Comparison Between Various Hysteresis Models and Experimental Data." *IEEE Transactions on magnetics*, **26:5**, pp. 2837–2839.
- STEIN, R. och W. T. J. HUNT (1979): *Electric Power System Components, Transformers and Rotating Machines*. Van Nostrand-Reinhold Company Inc.
- STEINMETZ, C. P. (1892): "On the Law of Hysteresis." *AIEE Transactions*, No 9, pp. 3–51.
- SWIFT, G. W. (1971): "Power Transformer Core Behavior Under Transient Conditions." *IEEE Transactions PAS*, Sept/Okt, pp. 2206–2210.
- VAKILIAN, M. och R. C. DEGENEFF (1994): "A Method for Modeling Nonlinear Core Characteristics of Transformer During Transients." *IEEE Transactions on Power Delivery*, **9:4**, pp. 1916–1925.
- WILDI, T. (1991): *Electrical Machines, Drives, and Power Systems*. Prentice-Hall.

A. Hystereskurvor

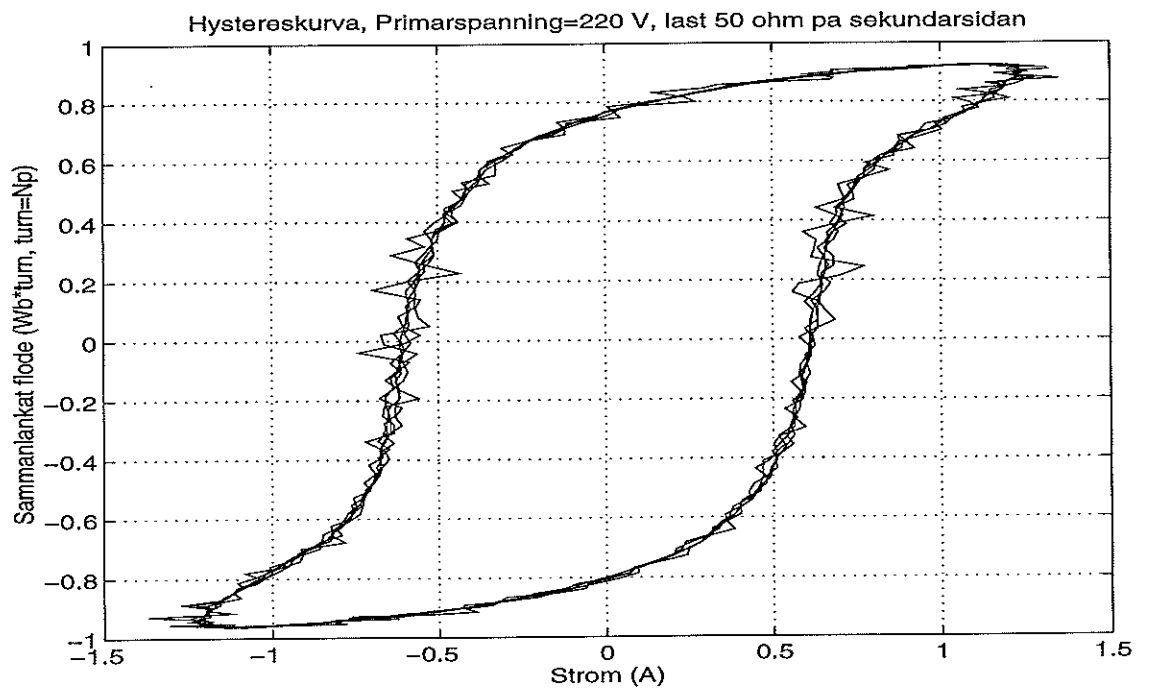


Figur A.1 Hystereskurva då primärspänningen är 100 % av märkspänningen

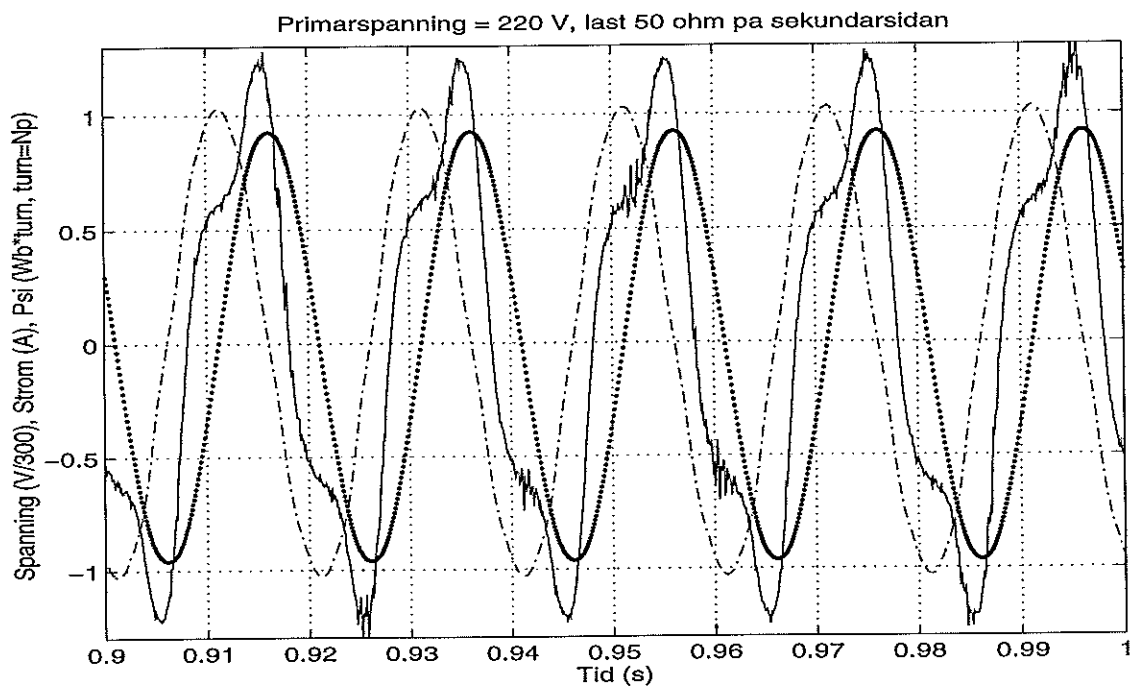


Figur A.2 Spänning (punkt-streckad), ström (heldragen) och sammanlänkat flöde vid primärspänning = 100 % av märkspänningen (tjock linje). Observera skalningen av y-axeln.

B. Resistiv last ansluten till sekundärsidan

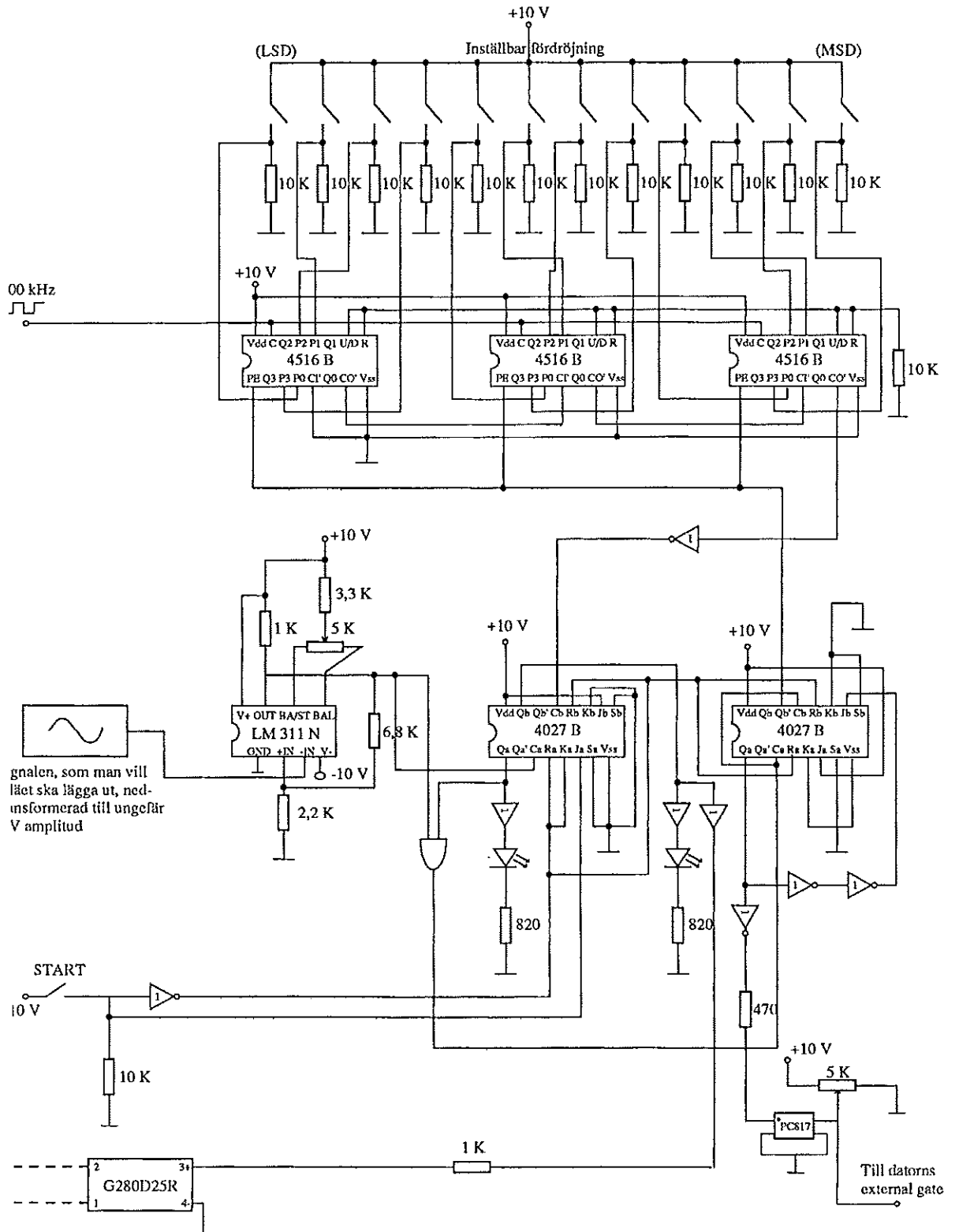


Figur B.1 Primärspänning = 100 % av märkspänning, last 50 Ω

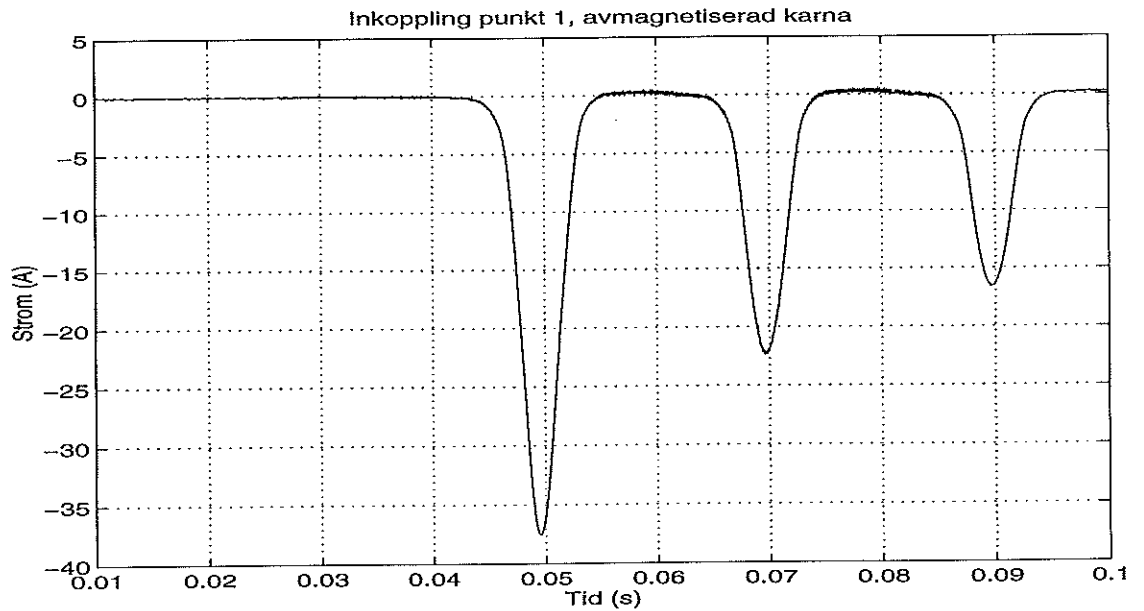


Figur B.2 Primärspänning = 100 % av märkspänning, last 50 Ω . (Spänning punktstreckad, ström heldragen och sammanlänkat flöde punktad)

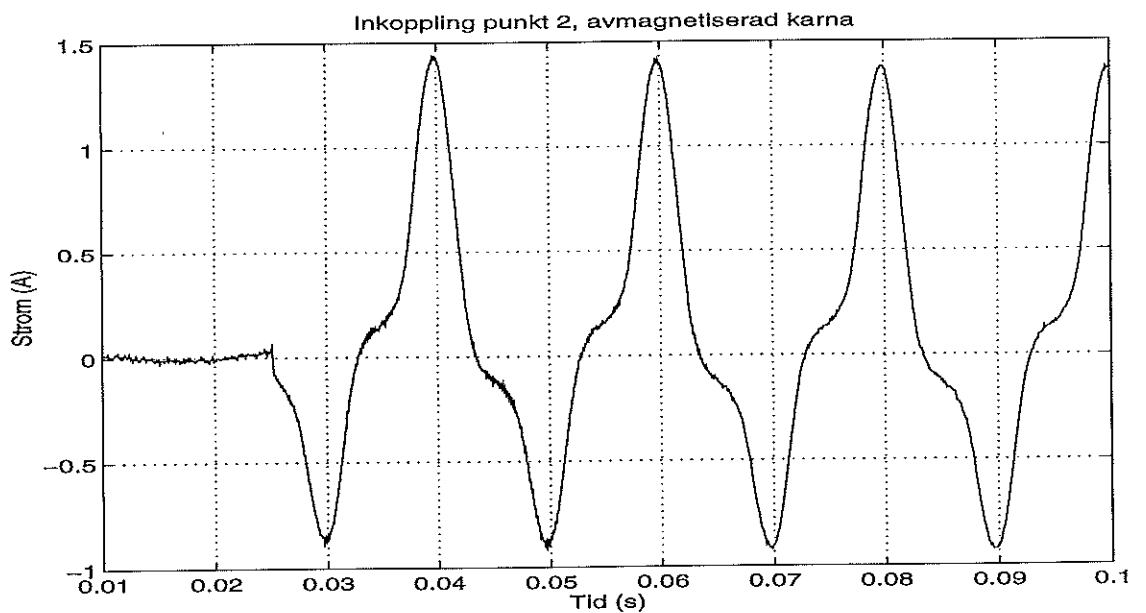
C. Kopplingschema över synkroniseringsmodulen



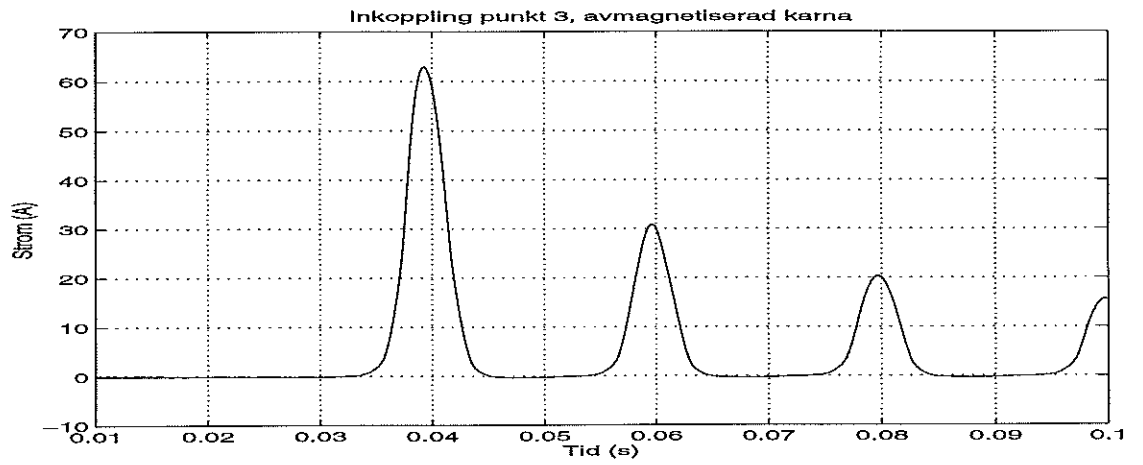
D. Inkoppling med loggning av strömrusning



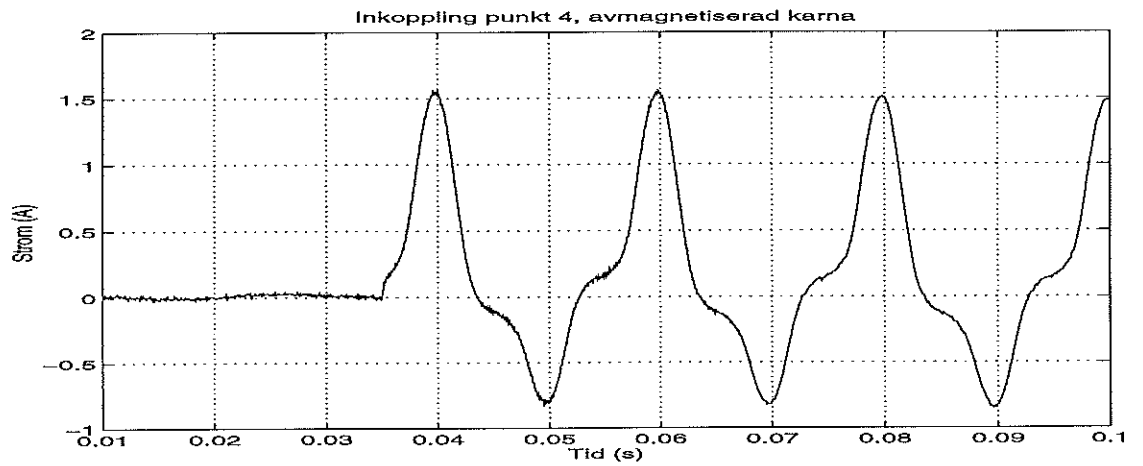
Figur D.1 Inkoppling punkt 1 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.



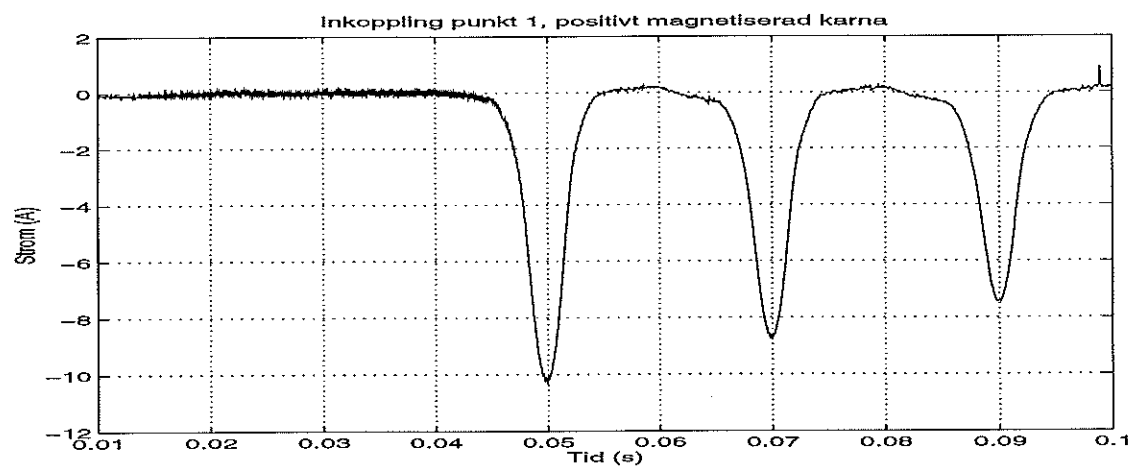
Figur D.2 Inkoppling punkt 2 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.



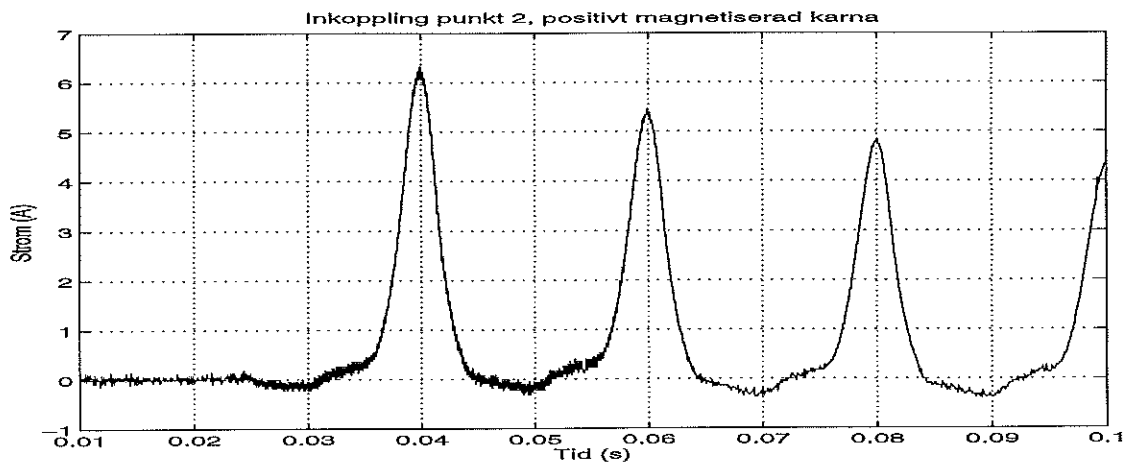
Figur D.3 Inkoppling punkt 3 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.



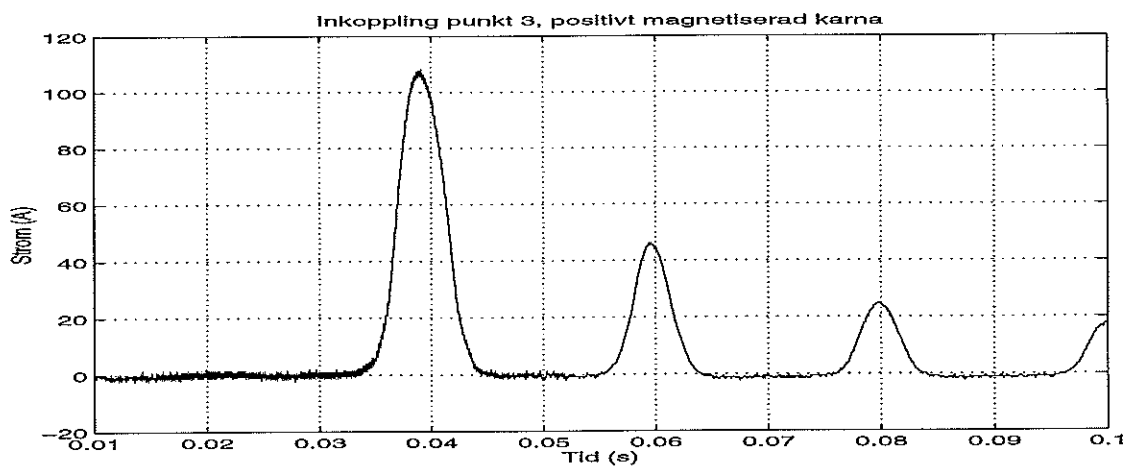
Figur D.4 Inkoppling punkt 4 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.



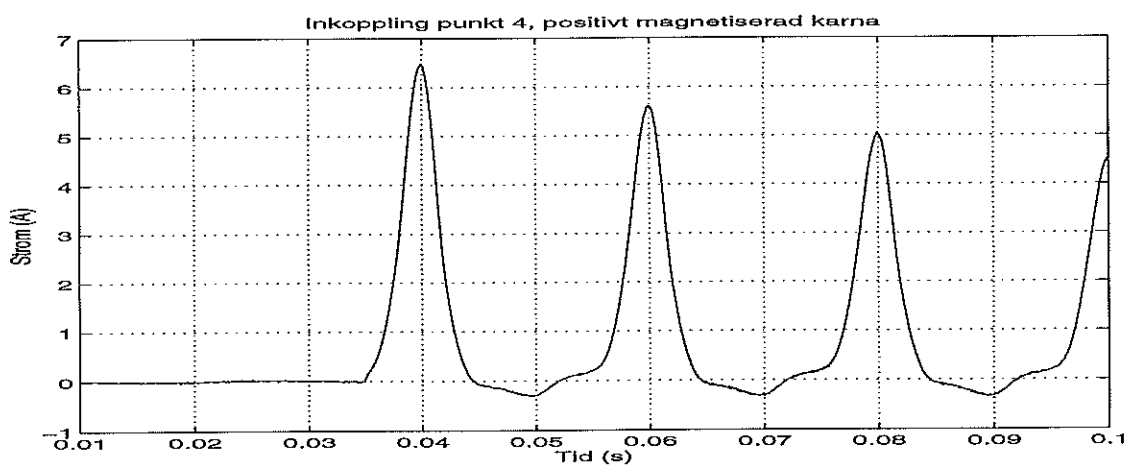
Figur D.5 Inkoppling punkt 1 (se figur 3.10), positivt magnetiserad kärna.



Figur D.6 Inkoppling punkt 2 (se figur 3.10), positivt magnetiserad kärna.



Figur D.7 Inkoppling punkt 3 (se figur 3.10), positivt magnetiserad kärna.

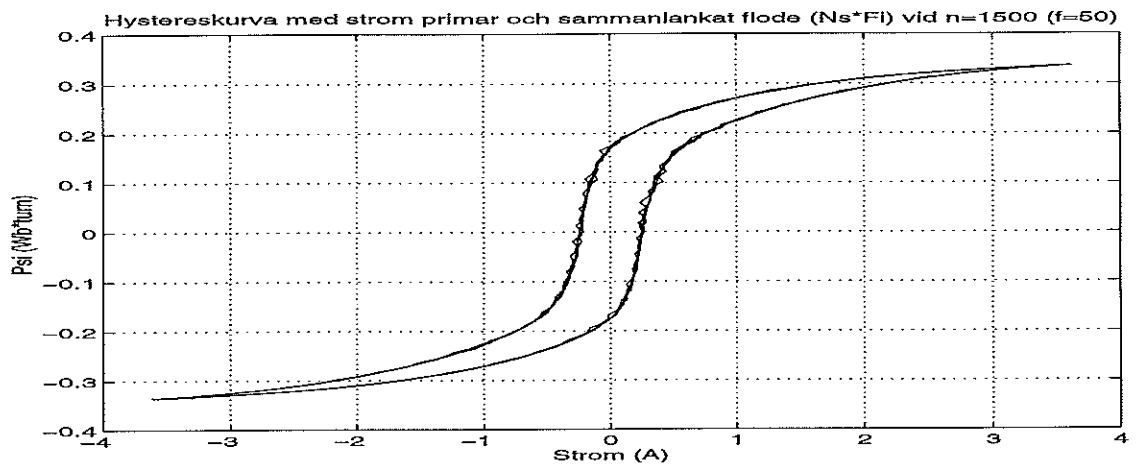


Figur D.8 Inkoppling punkt 4 (se figur 3.10), positivt magnetiserad kärna.

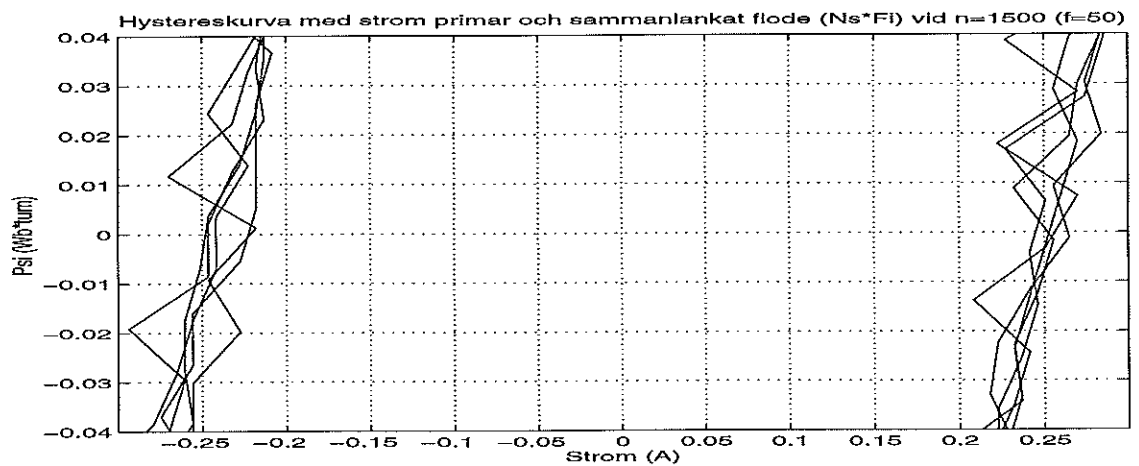
E. Hystereskurvans frekvensberoende

Ström mätt på primärsidan och spänning på sekundärsidan

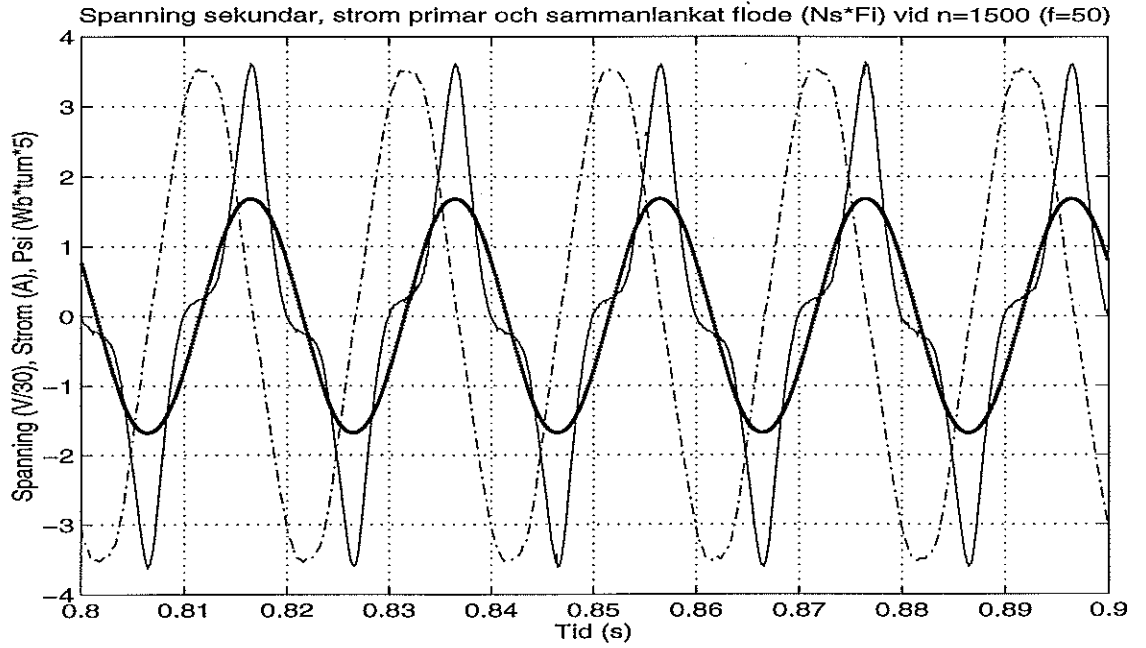
För samtliga figurer med kurvor för både ström, spänning och sammanlänkat flöde, gäller att strömkurvan är heldragen, spänningskurvan punkt-streckad och flödeskurvan är ritad med punkter (kan ibland se ut som en tjock heldragen linje).



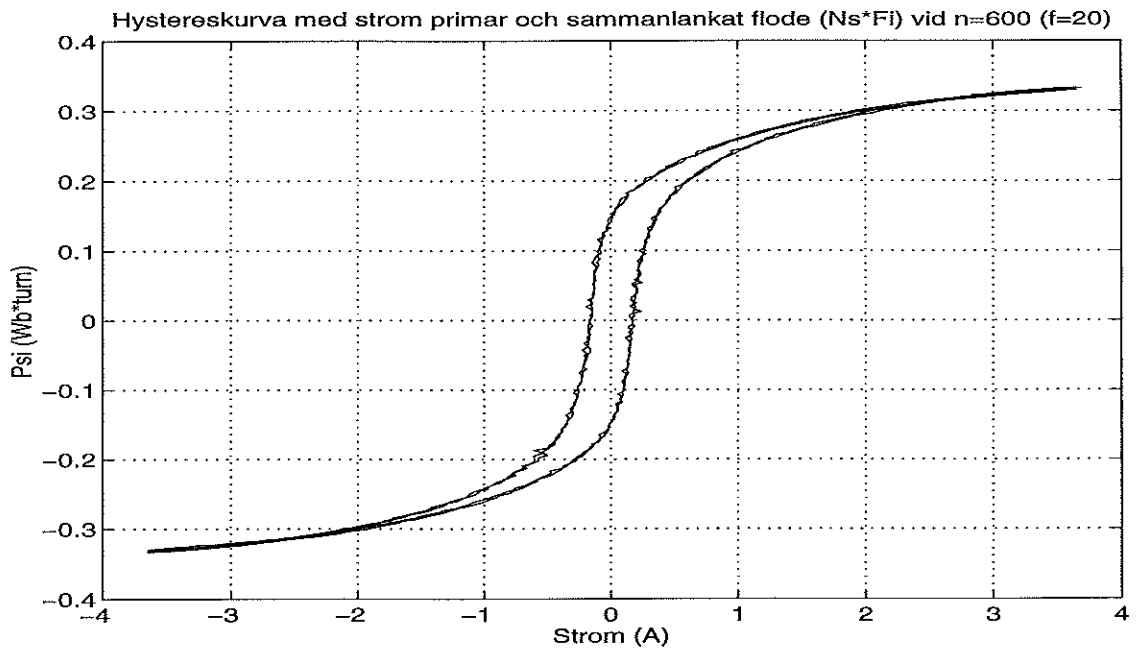
Figur E.1 Hystereskurva med ström primär och sammanlänkat flöde $N_s \cdot \phi$ där N_s är lindningstalet för sekundärlindningen. Frekvensen är ungefär 50 Hz



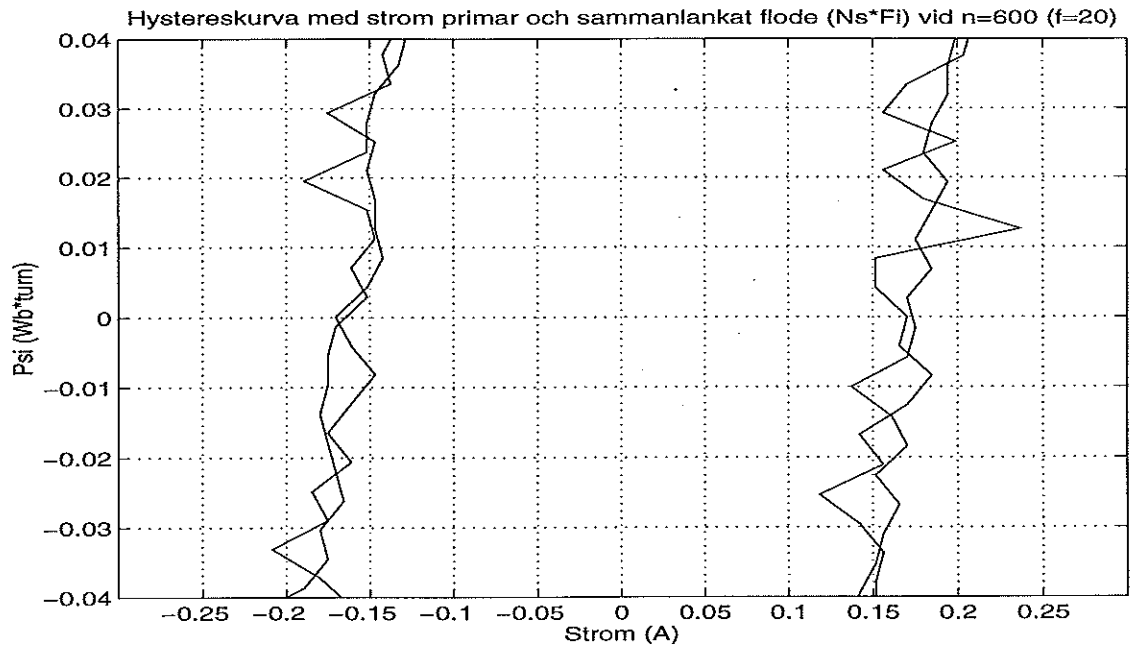
Figur E.2 Förstoring av hystereskurva med ström primär och sammanlänkat flöde $N_s \cdot \phi$ där N_s är lindningstalet för sekundärlindningen. Frekvensen är ungefär 50 Hz



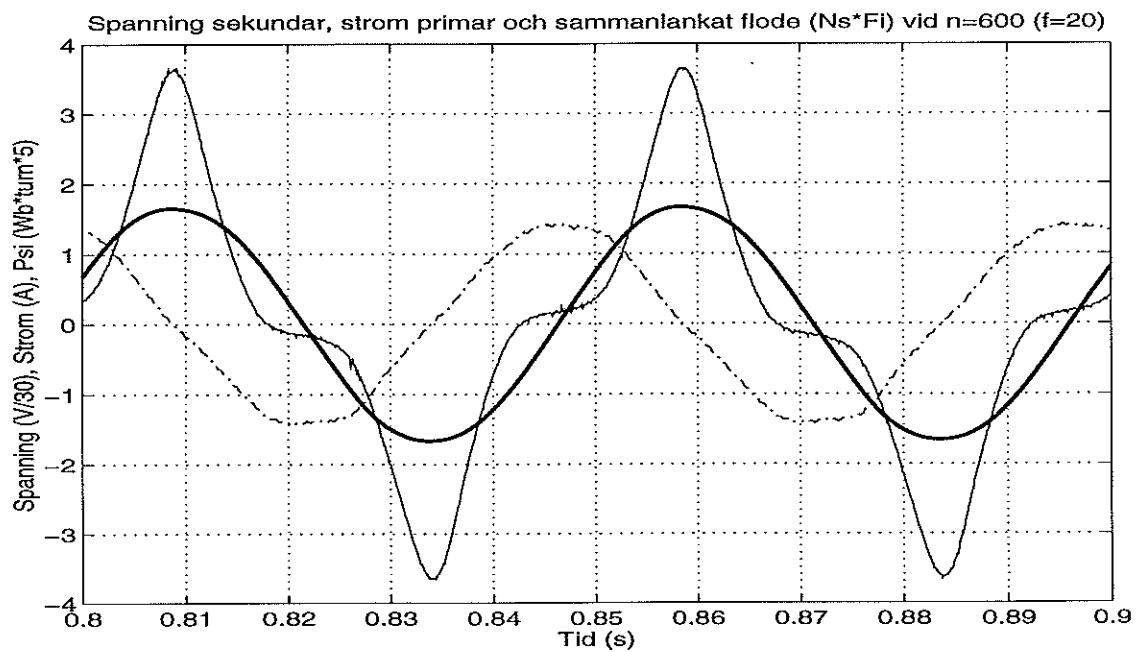
Figur E.3 Spänning sekundär, ström primär och sammanlänkat flöde $N_s \cdot \Phi$ där N_s är lindningstalet för sekundärlindningen. Frekvensen är ungefär 50 Hz



Figur E.4 Hystereskurva med ström primär och sammanlänkat flöde $N_s \cdot \Phi$ där N_s är lindningstalet för sekundärlindningen. Frekvensen är ungefär 20 Hz



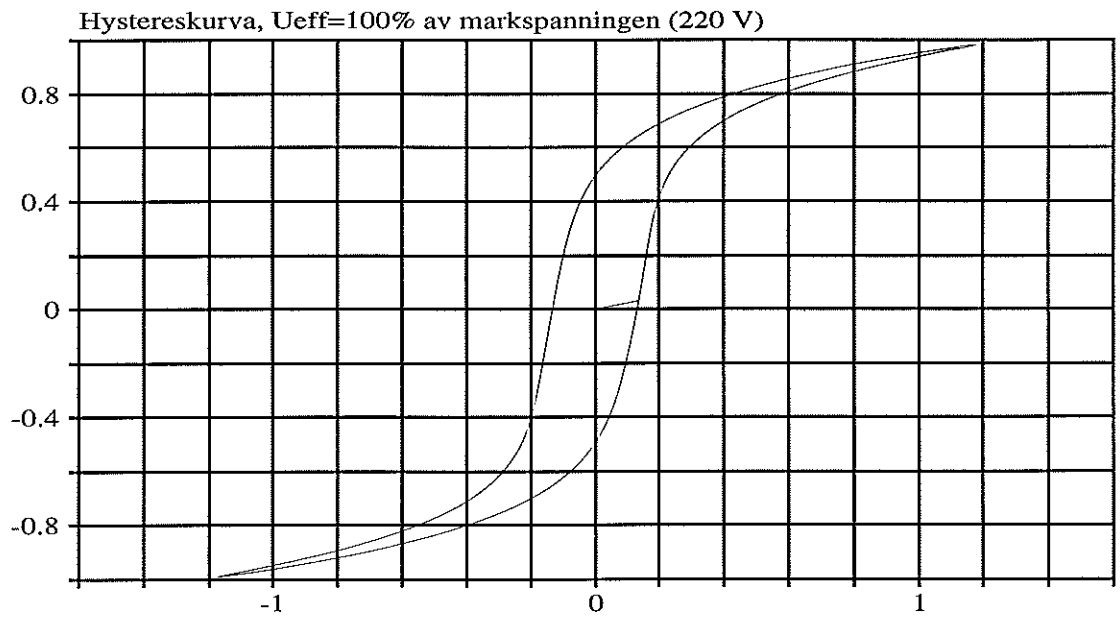
Figur E.5 Förstoring av hystereskurva med ström primär och sammanlänkat flöde $N_s \cdot \phi$ där N_s är lindningstalet för sekundärlindningen. Frekvensen är ungefär 20 Hz



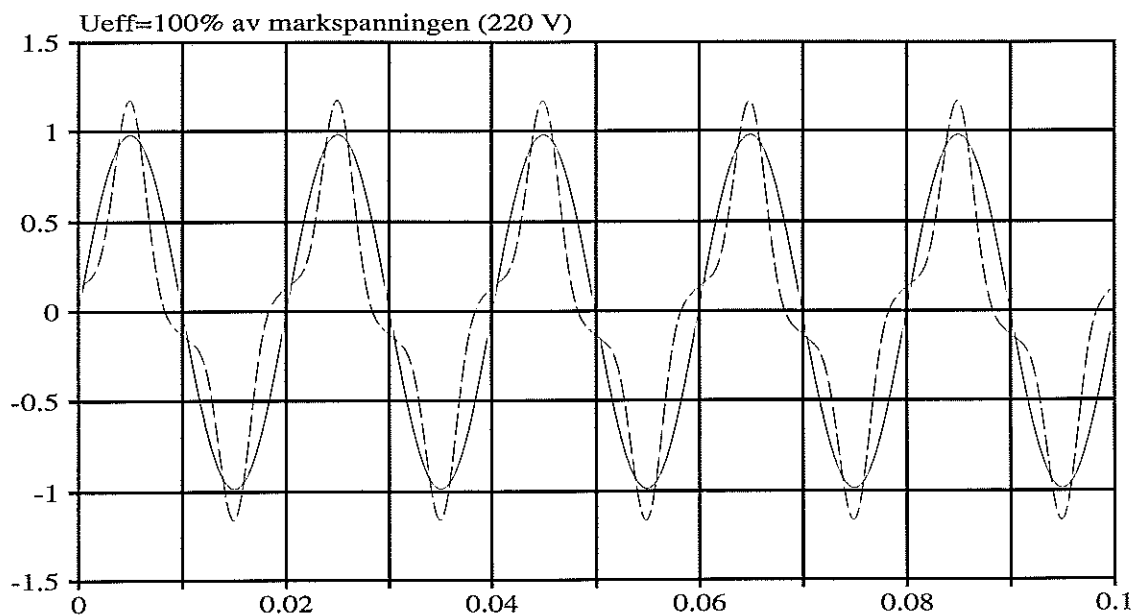
Figur E.6 Spänning sekundär, ström primär och sammanlänkat flöde $N_s \cdot \phi$ där N_s är lindningstalet för sekundärlindningen. Frekvensen är ungefär 20 Hz

F. Simuleringsresultat

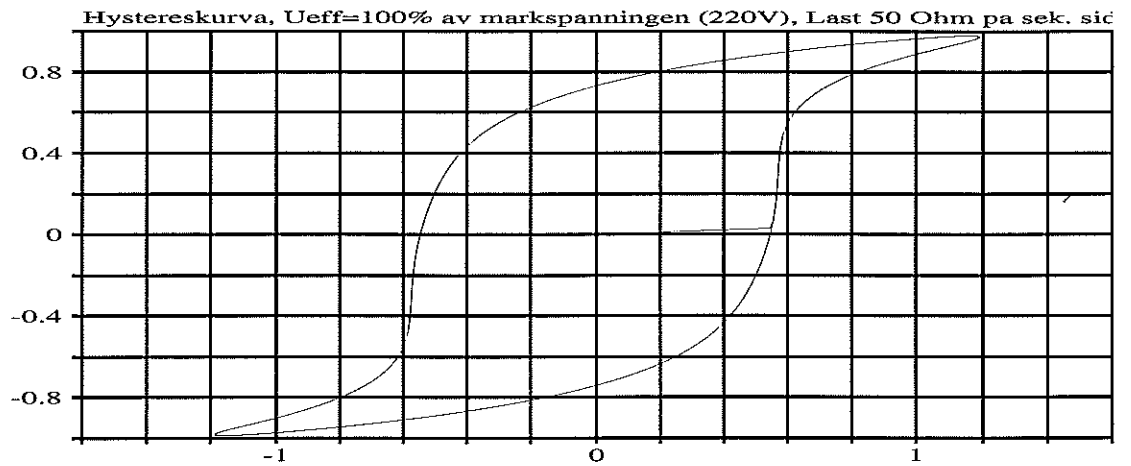
F.1 Simulering av modell där hystersen modellerats på ungefär samma sätt som virvelströmmar



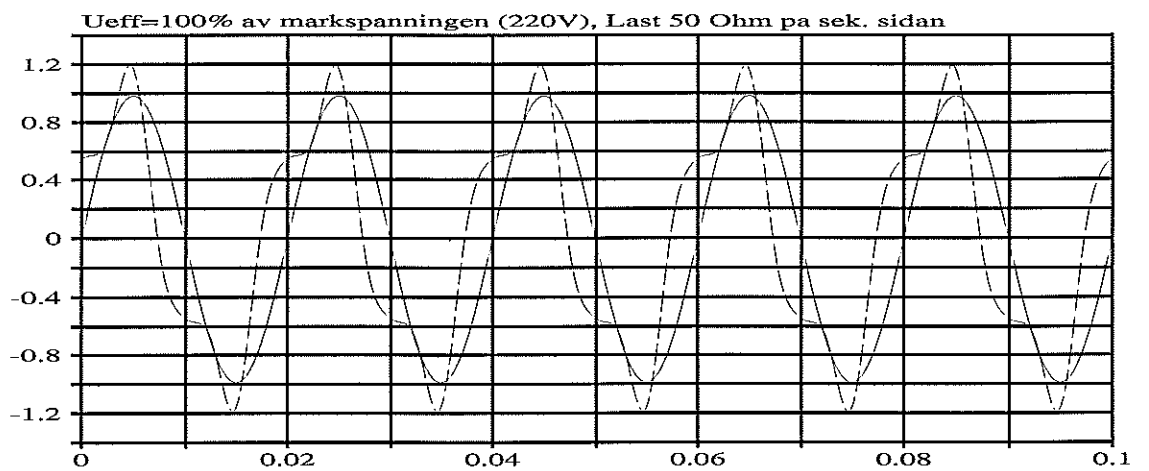
Figur F.1 Hystereskurva då primärspänningen är 100 % av märkspänningen



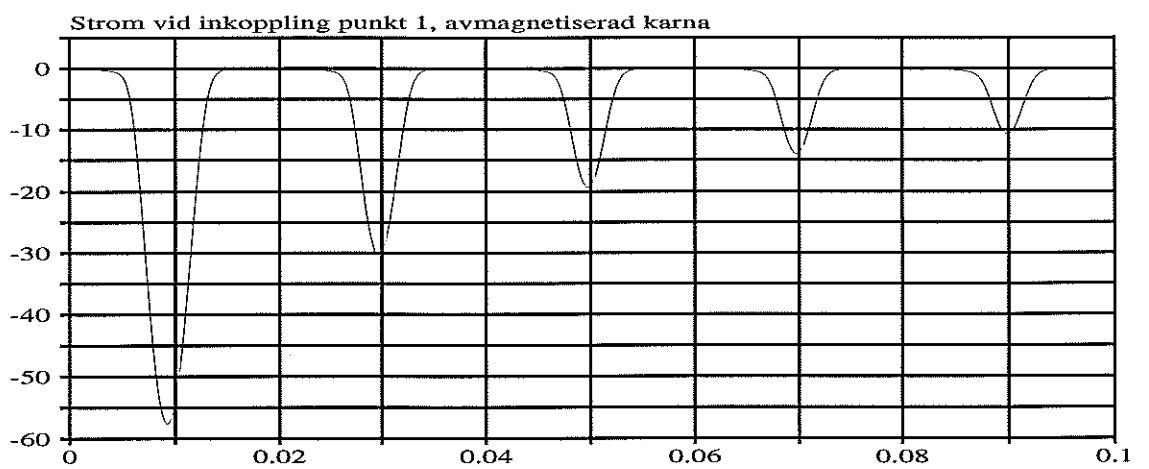
Figur F.2 Ström och sammanlänkat flöde ($Wb \cdot Np$) vid primärspänningen = 100 % av märkspänningen.



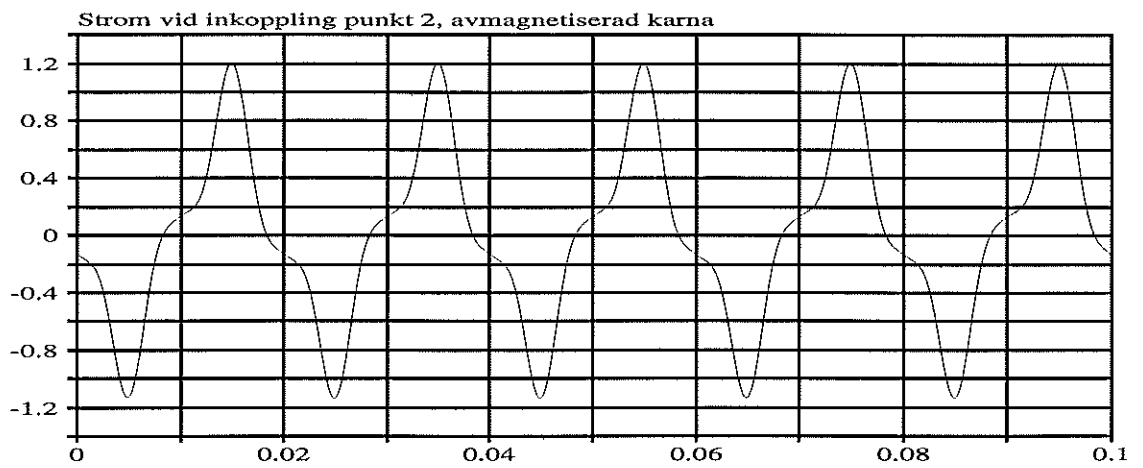
Figur F.3 Hystereskurva då primärspänningen är 100 % av märkspänningen och en resistiv last på 50Ω anslutits till sekundärsidan.



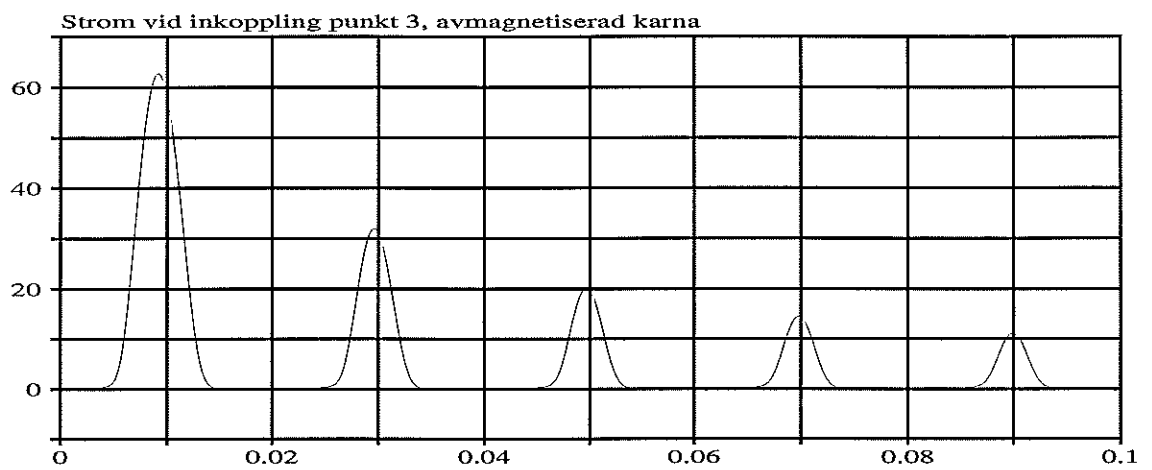
Figur F.4 Ström och sammanlänkat flöde då primärspänningen är 100 % av märkspänningen och en resistiv last på 50Ω anslutits till sekundärsidan.



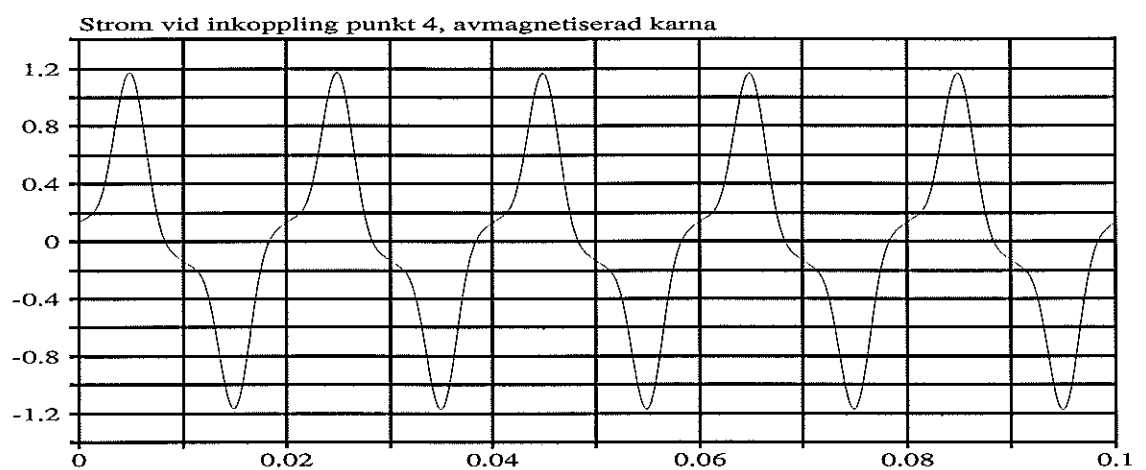
Figur F.5 Inkoppling punkt 1 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.



Figur F.6 Inkoppling punkt 2 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.

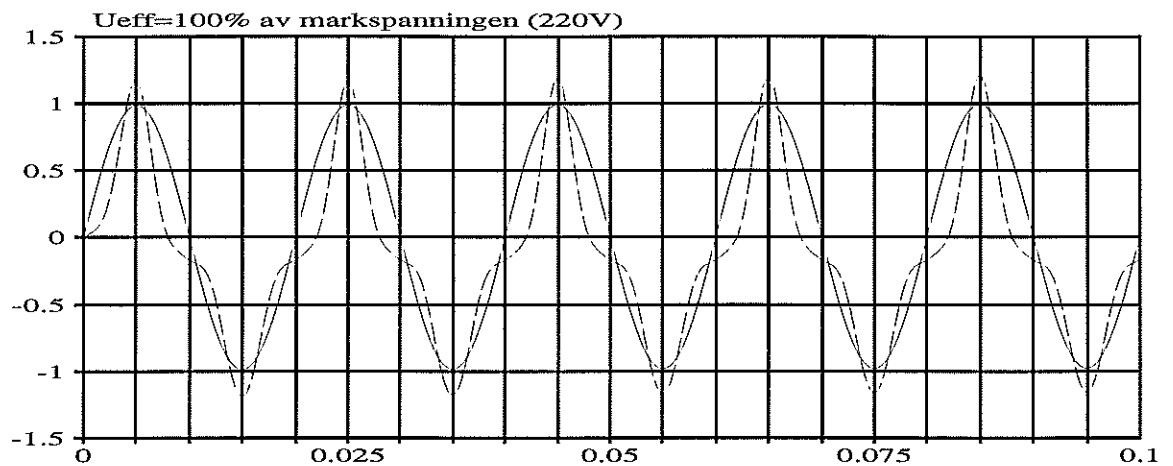


Figur F.7 Inkoppling punkt 3 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.

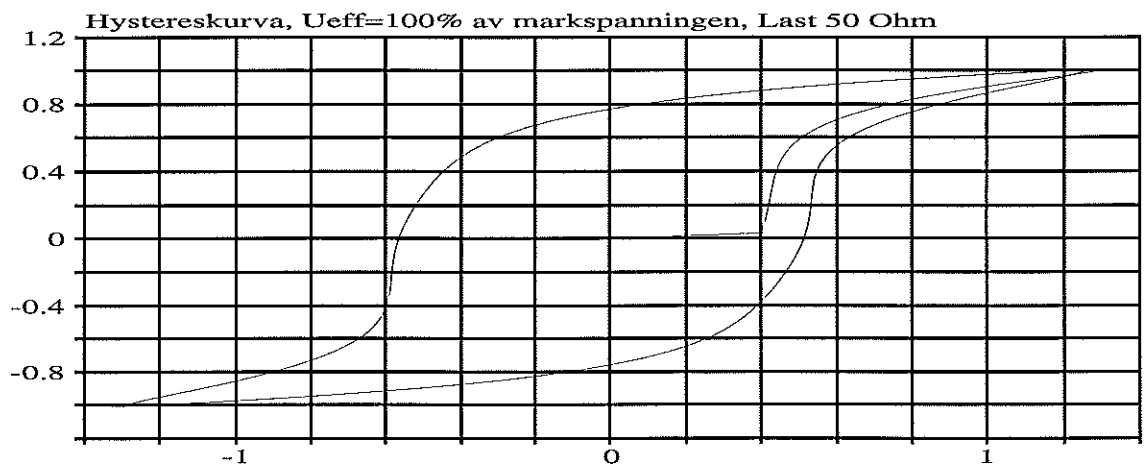


Figur F.8 Inkoppling punkt 4 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.

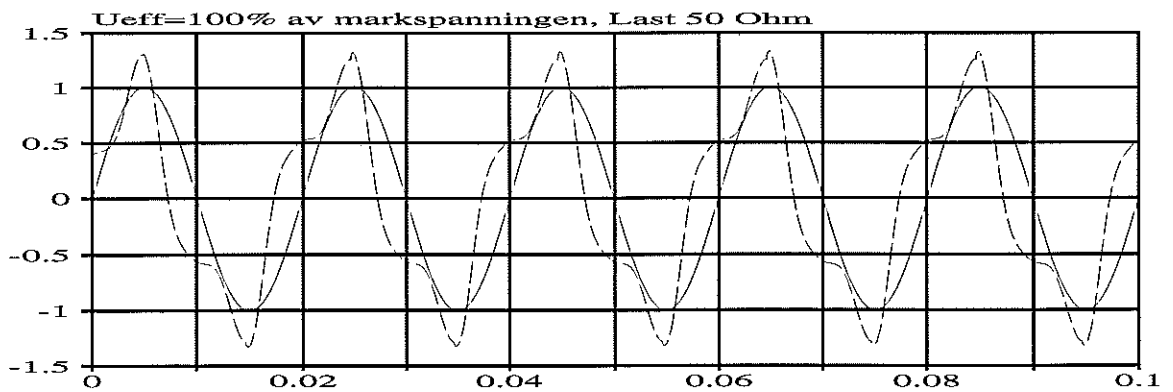
F.2 Simulering av modell där hysteresen approximerats med en fast hystereskurva



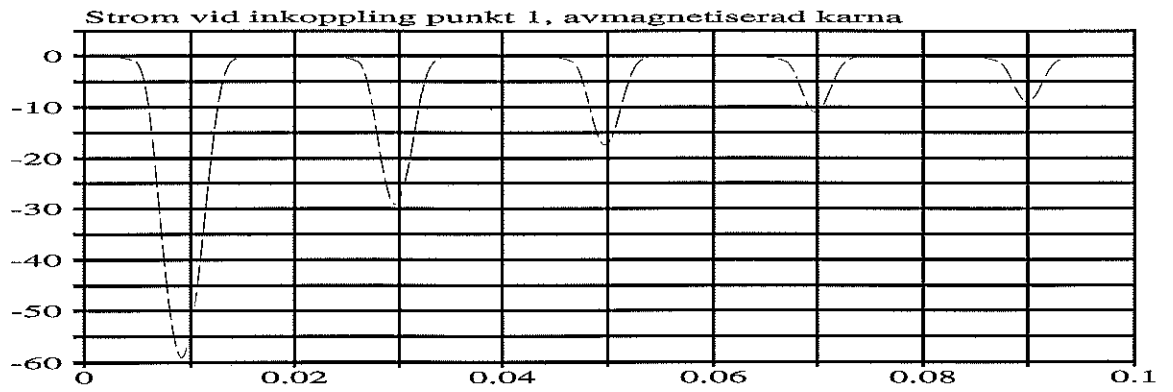
Figur F.9 Hystereskurva då primärspänningen är 100 % av märkspänningen.



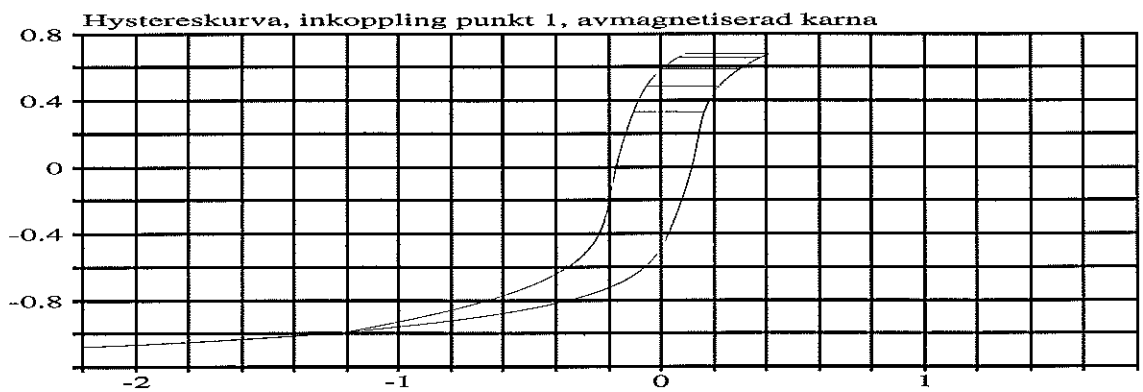
Figur F.10 Hystereskurva då primärspänningen är 100 % av märkspänningen och en resistiv last på 50 Ω anslutits till sekundärsidan.



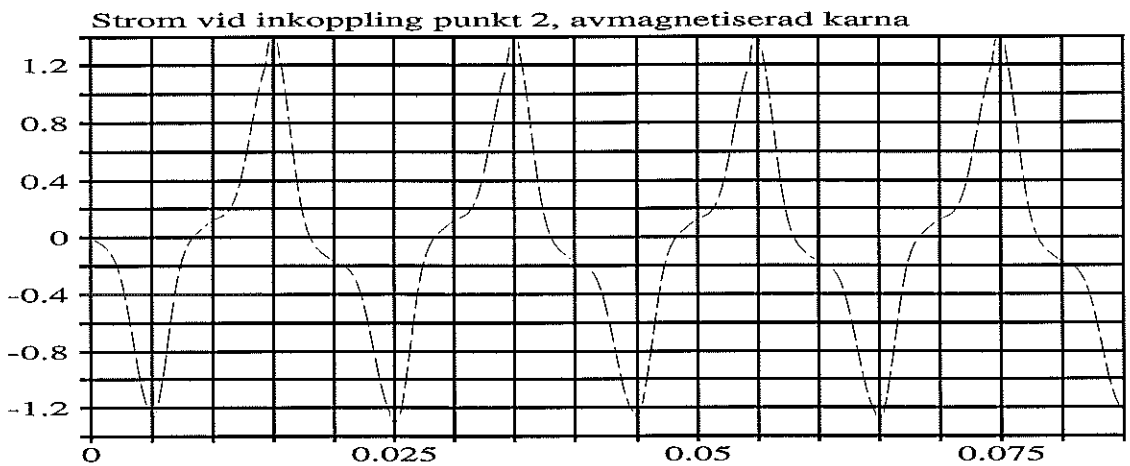
Figur F.11 Ström och sammanlänkat flöde då primärspänningen är 100 % av märkspänningen och en resistiv last på 50 Ω anslutits till sekundärsidan



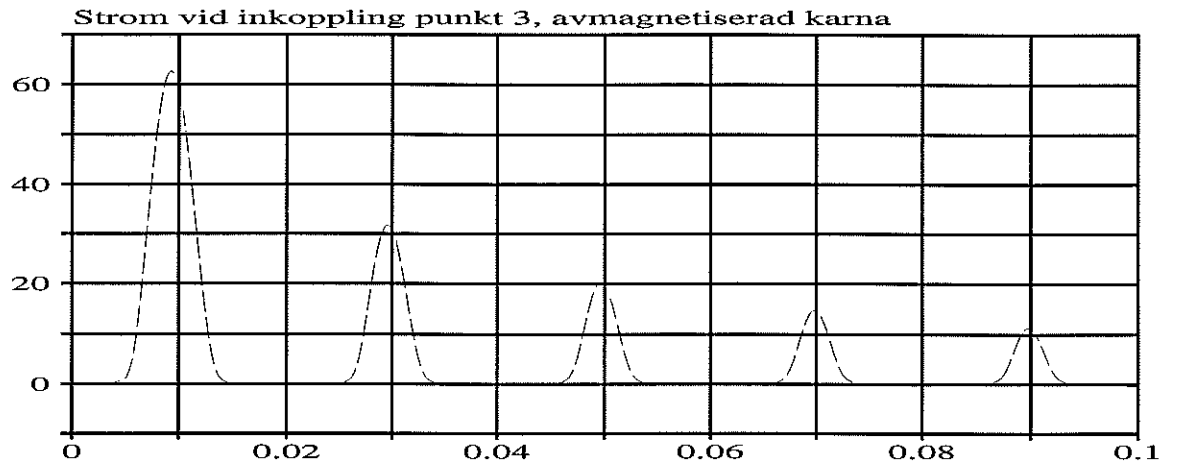
Figur F.12 Inkoppling punkt 1 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.



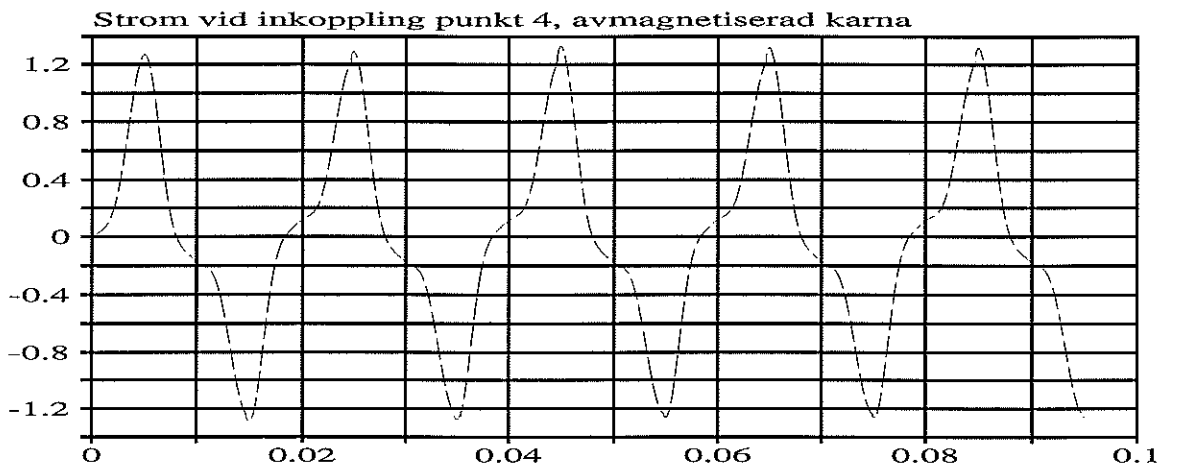
Figur F.13 Uppförstorad del av hystereskurvan vid inkoppling punkt 1 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna. I figuren framgår det hur simulatoren byter kurva då flödet växlar riktning.



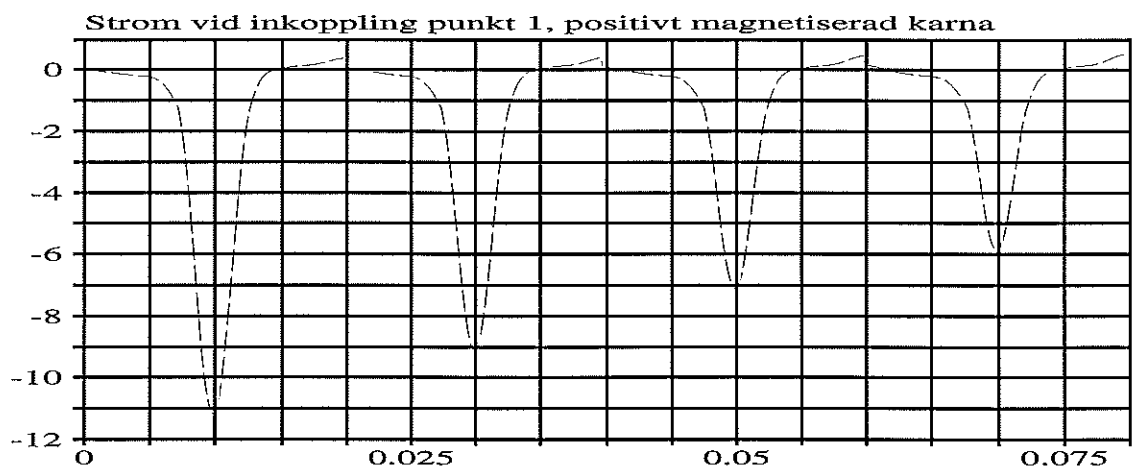
Figur F.14 Inkoppling punkt 2 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.



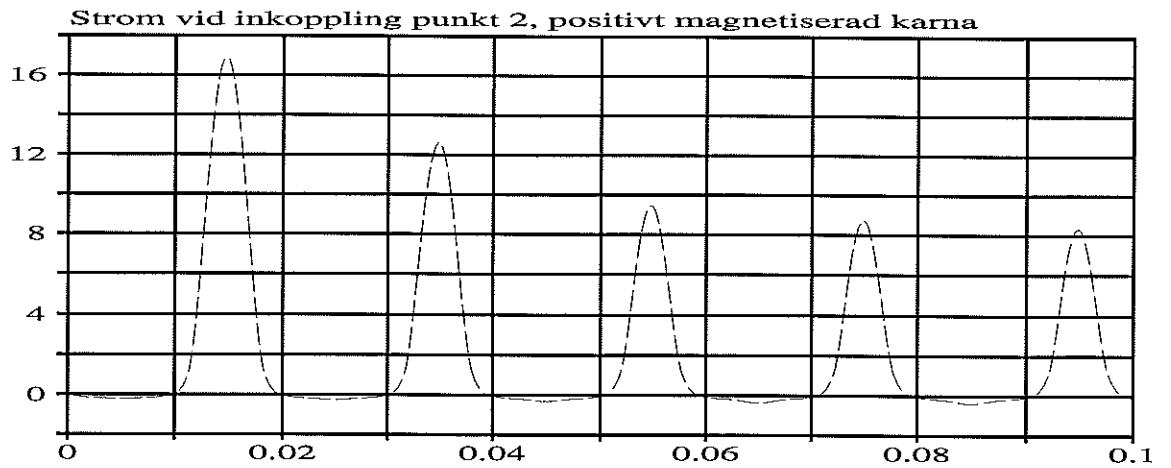
Figur F.15 Inkoppling punkt 3 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.



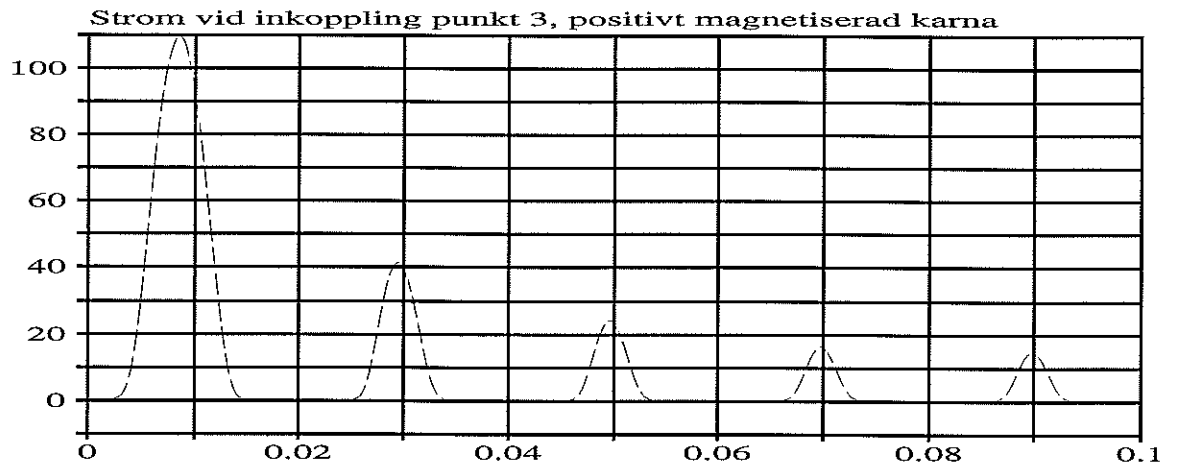
Figur F.16 Inkoppling punkt 4 (se figur 3.10), avmagnetiserad kärna.



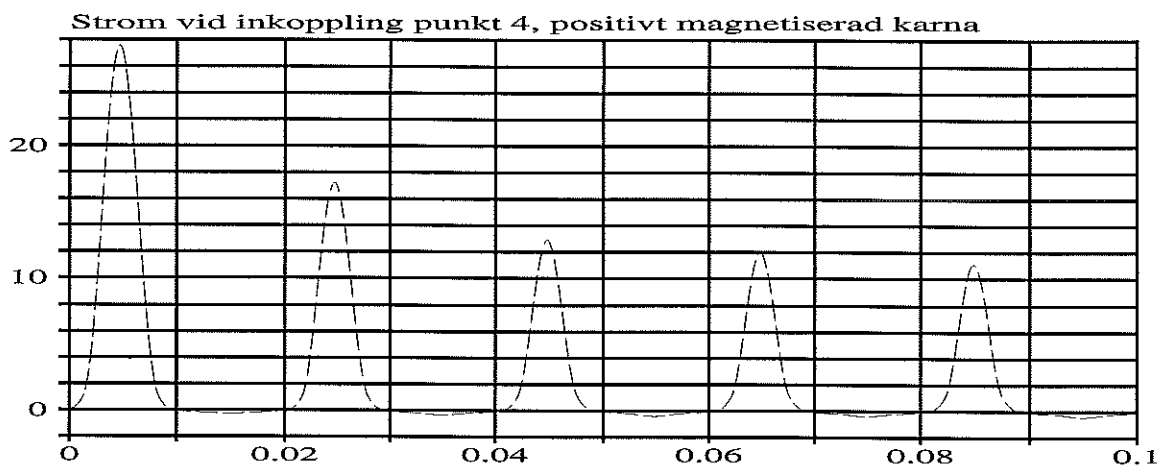
Figur F.17 Inkoppling punkt 1 (se figur 3.10), positivt magnetiserad kärna.



Figur F.18 Inkoppling punkt 2 (se figur 3.10), positivt magnetiserad kärna.



Figur F.19 Inkoppling punkt 3 (se figur 3.10), positivt magnetiserad kärna.



Figur F.20 Inkoppling punkt 4 (se figur 3.10), positivt magnetiserad kärna.