

Diplomarbeit

Bestimmung der Energieverluste von weichmagnetischen Materialien mittels eines modifizierten Single Sheet Testers

ausgeführt am Institut für Grundlagen und Theorie der Elektrotechnik
zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades
eines Diplomingenieurs der technischen Physik

unter der Leitung von
Univ.Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn Helmut Pfützner,
E351, Institut für Grundlagen und Theorie der Elektrotechnik, und
Univ.Prof.Dipl.-Ing.Dr.techn Josef Fidler,
E138, Institut für Festkörperphysik

eingereicht an der Technischen Universität Wien
Fakultät für technische Naturwissenschaften und Informatik

von

Elisabeth Leiss

A-2500 Baden, Roseggerstr. 16
Matr.Nr. 9126152

15. April 2003

Dank

An dieser Stelle möchte ich insbesondere Herrn Univ.Prof.Dr. Helmut Pfützner für die Betreuung dieser Arbeit, für seine unermüdliche Bereitschaft zu zahlreichen Korrekturen und Hilfestellungen danken.

Herrn Univ.Prof.Dr. Josef Fidler gebührt ebenfalls Dank für die Begutachtung dieser Arbeit.

Weiters bedanke ich mich bei allen Kolleginnen und Kollegen, die sowohl durch zahllose fachliche Diskussionen zur technischen Realisierung, als auch mit aufmunternden Worten zum Gelingen dieser Arbeit beitrugen. Unter ihnen vor allem Herrn Dr. Georg Krismanić, der meine Arbeit betreute.

Sehr großer Dank gebührt auch meinen Eltern, die mich immer geduldig und sehr liebevoll unterstützten.

Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befaßt sich mit der Bestimmung von Energieverlusten in weichmagnetischen Materialien mit einem spezifisch modifizierten Single Sheet Tester (SST).

Anders als bei IEC-404-3 standardisierten Methoden wird ein Einzeljoch verwendet, und zur Erfassung der magnetischen Feldstärke wird, zur Erzielung repräsentativer Meßergebnisse, einer sehr groß dimensionierte Tangentialfeldspule eingesetzt.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde Software entwickelt, die es ermöglicht, weitgehend beliebige zeitliche Verläufe der magnetischen Flußdichte in der Probe zu erzeugen und, über eine automatisch ablaufende Variation der Magnetisierungsparameter, Meßreihen zur Erfassung von B/H -Zusammenhängen, im speziellen von Ummagnetisierungsverlusten, vorzunehmen.

Ein spezielles Problem der Arbeit ergab sich daraus, daß das eingesetzte Joch eine beträchtliche Vormagnetisierung aufwies. Durch den Aufbau einer Gleichfeldregelung wurde eine fast vollständige Kompensation erzielt.

Die Ergebnisse der abschließenden Messungen an konventionell kornorientierten (g.o.¹) und hoch kornorientierten (h.g.o.²) SiFe-Proben mit 3 %igem Si-Gehalt wurden mit vorhandenen Referenzdaten verglichen, wobei sich gute Übereinstimmungen ergaben.

Gegenüber standardisierten Methoden erbringt die realisierte Methode zwei Vorteile:

- Es entfällt eine Jochhälfte.
- Es entfallen Einflüsse des Joches und auch der Kontaktzone zwischen Joch und Probe.

¹grain oriented

²high grain oriented

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung und Motivation	1
2	Physikalische Grundlagen des Ferromagnetismus	4
2.1	Hysterese und Domänen	4
2.2	Materialstruktur	8
2.2.1	Störstellen	8
2.2.2	Anisotropie	9
2.2.3	Würfel- und Gosstextur	12
2.3	Ummagnetisierungsverluste in ferromagnetischen Materialien	13
2.3.1	Ermittlung der Verluste mittels Poynting-Vektor	14
2.3.2	Zusammensetzung der Verluste	17
3	Der Single-Sheet-Tester	21
3.1	Aufbau eines Single Sheet Testers nach IEC 404-3	22
3.2	Bestimmung von Feldgrößen und Verlusten	24
3.2.1	Flußdichtebestimmung	24
3.2.2	Feldstärkebestimmung	26
3.2.3	Bestimmung der Verluste	30
4	Der Meßaufbau	32
4.1	Der Single Sheet Tester BDT 500	32
4.2	B-Meßwicklung und Tangentialfeldspule	34
4.3	Die Gleichfeldstromquelle	34
4.4	Die Wechselfeldstromquelle	35
4.5	Meßdatenerfassung	35
4.6	Meßdatenauswertung	37

5 Die Regelung	39
5.1 Anfangsbedingungen	41
5.2 Die Wechselfeldregelung	41
5.3 Die Gleichfeldkompensation	46
6 Resultate und Diskussion	54
6.1 Untersuchte Proben	54
6.2 B/H - Zusammenhänge	55
6.3 Induktion unter Verwendung der Regelung	58
6.4 Verluste	62
6.5 Spezifische Untersuchungen zu Verlusten	65
6.5.1 Frequenzabhängige Verlustmessungen	65
6.5.2 Verluste bei speziell generierten Magnetisierungsmustern	67
6.5.3 Lokale Verlustverteilung im SST	69
7 Zusammenfassung und Ausblick	71
Literaturverzeichnis	73
Anhang	74
A Formelzeichen und Einheiten	75
B Allgemeine technische Merkmale	76
B.1 Soundkarte	76
B.2 PCI-GPIB Karte	77
B.3 Stereo Power Amplifier	78
B.4 Power Analyzer	79
C Klassifizierung weichmagnetischer Materialien	80
D Liste der Publikationen	82

Abbildungsverzeichnis

2.1	Die Suszeptibilität in der Neukurve, Analoges gilt für die Permeabilität [1].	6
2.2	Im Rahmen dieser Arbeit gemessene Verbreiterung der dynamische Schleife mit steigender Frequenz bei 3%igem kornorientiertem SiFe: RG5.5H 0.23 mm von Kawasaki Steel.	7
2.3	Domänenbewegung während eines Ummagnetisierungsprozesses [2].	7
2.4	SiFe-(110)[001]-Einkristallschicht, geschnitten entlang der $[1\bar{1}0]$ Richtung (transversale Richtung) [3]. (a) Entmagnetisierter Zustand, mit Domänen in $\langle 001 \rangle$ Richtung. (b) Nach Anlegen eines Feldes in transversaler Richtung mit ausreichender Amplitude, sodaß Übergänge zwischen Domänen in $[100]$ und $[0\bar{1}0]$ Richtung auftreten.	8
2.5	Verhalten von weichmagnetischem Material mit positiver Magnetostriktion unter Zugbelastung [4].	11
2.6	Gosstextur und Würfeltextrur - Der Winkel zwischen der leichten $[100]$ und der schweren $[111]$ Richtung beträgt 54.74° . [4]	12
2.7	Magnetisierungsprozeß bei Gosstextur (a) in Walzrichtung und (b) in transversaler Richtung mit zugehörigen Magnetisierungsschleifen. Die Schleifen wurden im Rahmen dieser Arbeit bei 50 Hz gemessen.	13
2.8	Beschichtetes SiFe-Elektroblech mit Gosstextur. Der Winkel α entspricht der Fehlorientierung zwischen Walzrichtung und kristalliner Hauptachse $[100]$. [5]	14
2.9	Schema des vom Sensor erfaßten Meßareals der Probe: $V = lD$	16
3.1	Aufbau des Single Sheet Testers nach dem Standard IEC 404-3.	21
3.2	Das Joch des Single Sheet Testers nach dem Standard IEC 404-3	22
3.3	Diagramm der Verbindung der fünf Spulen der Primärwindung: (a) parallel, (b) seriell.	23
3.4	Vergleich der Selbst- und Gegeninduktionen (a) ohne Probe und (b) mit Probe.	25
3.5	Meßwicklung um die Probe zur Ermittlung der magnetischen Induktion	26

3.6	Die Spitzenmethode zur Ermittlung der magnetischen Induktion . . .	27
3.7	Schaltplan zur Messung des (a) Effektivwertes und (b) Maximalwertes der magnetischen Feldstärke	27
3.8	Single Sheet Tester mit einzelner bzw. Doppeljoch	29
3.9	Schaltplan zur Messung der spezifischen Verluste	30
4.1	Positionierung der Probe und der H-Spule im Single Sheet Tester . .	32
4.2	Aufbau des Single Sheet Testers	33
4.3	Die Tangentialfeldspule des SST. Die Ummantelung mit Aluminium- folie dient der Abschirmung des Streufeldes.	35
4.4	Der Schaltplan der Meßanlage	36
4.5	Datenerfassung des Oszilloskops im <i>High Resolution Modus</i> . Durch Mittelung über alle Datenpunkte eines Intervalls wird Rauschen un- terdrückt.	36
4.6	Durch Mittelung über mehrere Perioden, bei Verarbeitung der Signale durch die Software, wird Rauschen unterdrückt.	37
4.7	Die Meßanlage	38
5.1	Ersatzschaltbild der Erregerspule L mit Spannungsquelle G	39
5.2	Die Abweichung des magnetischen Flusses $B(t)$ von der Sinusform ist im induzierten Spannungssignal u_B der B-Spule bei 1.8 Tesla deutlich zu erkennen.	40
5.3	Verzerrung der Hysterese der Probe $M 140-30 S$ durch das magne- tisierte Joch des SSTs bei unterschiedlicher Aussteuerung $B(t)$	40
5.4	Flußdiagramm der Auswahl der Kurvenform	43
5.5	Die Spannung der B-Spule bei trapezförmiger Zielfunktion (a) zu Be- ginn der Regelung und (b) nach vollständiger Regelung.	44
5.6	Der Verlauf der Regelung auf sinusförmiges $B(t)$: in Grün die Zielgrö- ße, in Rot die Meßgröße und in Schwarz die Regelgröße. Zu Beginn (a) weicht das Signal der B-Windungen, die rote Meßgröße, stark von der Sinusform ab. Im Laufe des Regelungsprozesses (b) wird das Ausgangssignal der Soundkarte, die schwarze Regelgröße, Punkt für Punkt variiert und das rote Meßsignal folgt den Änderungen. Der Re- gelungsprozeß ist abgeschlossen, wenn die rote Meßgröße der grünen Zielgröße entspricht (c).	45
5.7	Sinusförmige Induktion mit und ohne Gleichfeldeinfluß [4]	46
5.8	Das Joch des SSTs	47

5.9	Induktive Kopplung der Primärspule, über die die Probe sinusförmig magnetisiert wird, und der Sekundärspule, die der Gleichfeldkompensation dient.	47
5.10	Spannungsverlauf der H-Spule $u_H(t)$ bei selber Aussteuerung der magnetischer Flußdichte \hat{B} (in Rot unter Mischmagnetisierung ohne Gleichfeldausgleich, in Schwarz mit Kompensation).	49
5.11	Vergleich der oberen und der unteren Halbwelle des magnetischen Feldes durch Umklappen einer Halbwelle.	49
5.12	Magnetische Feldstärke an der Probenoberfläche bei selber Aussteuerung der magnetischer Flußdichte $B(t)$: a) bei Mischmagnetisierung mit Gleichfeldanteil B_0 und b) bei reiner Wechsellmagnetisierung ($B_0 = 0$).	50
5.13	Flußdiagramm der Regelung	52
5.14	In Blau die Zielgröße $u_B^*(t)$, in Rot die Meßgröße $u_B(t)$ und in Grün die Regelgröße $u_P(t)$. (a) Korrekte Synchronisation, (b) fehlerhafte Synchronisation.	53
5.15	Die Entwicklung bei falscher Regelung auf einen zu weit links liegenden Punkt	53
6.1	Der Verlauf der Neukurve bei Magnetisierung in Walzrichtung.	56
6.2	Der Verlauf der Neukurven der Probe M5243 in Walzrichtung (rot) und in transversaler Richtung (blau).	56
6.3	Kommutierungskurve eines M58243-Elektrobleches in a) Walzrichtung und b) transversaler Richtung. In Rot sind die Wertepaare $\hat{H} \hat{B}$ eingezeichnet, in Grün die Wertepaare $\hat{H} B(\hat{H})$	57
6.4	Signalverlauf der Spannung u_B der B-Windungen um das Elektroblech M140-30 S in Walzrichtung unter geregelter und ungeregelter sinusförmiger Erregung im SST, und Variation der magnetischen Flußdichte $B(t)$	59
6.5	Signalverlauf der Spannung u_B der B-Windungen um das Elektroblech M140-30 S in transversaler Richtung unter geregelter und ungeregelter sinusförmiger Erregung im SST, und Variation der magnetischen Flußdichte $B(t)$	60
6.6	Von der Regelung generierte Signalverläufe der Spannung u_B der B-Windungen und die in der Probe ZDKH induzierten magnetischen Flußdichten $B(t)$ bei Magnetisierung in Walzrichtung. Die magnetische Flußdichte \hat{B} beträgt in allen Fällen 1 Tesla. Der Formfaktor nimmt für den jeweiligen Spannungsverlauf charakteristische Werte an.	61
6.7	Verluste unter geregelter und ungeregelter sinusförmiger Erregung im SST im Vergleich zu den Werten des Datenblattes für Epsteinmessung	64

6.8	Verluste unter geregelter und ungeregelter sinusförmiger Erregung im SST , mit und ohne Gleichfeldkompensation, im Vergleich zu den Meßwerten von ABB Schweden.	65
6.9	Im Rahmen dieser Arbeit gemessener Verlauf der Verlustenergie pro Ummagnetisierungszyklus. Das Elektroblech RG5H5 wurde unter Variation der magnetischen Induktion von 1,5 T über 1,2 T bis 0,9 T, und Variation der Frequenz von 10 Hz bis 90 Hz in Walzrichtung magnetisiert.	66
6.10	Im Rahmen dieser Arbeit gemessener Verlauf der dynamischen B/H-Schleifen, unter Variation der Frequenz von 10 Hz bis 90 Hz, bei Magnetisierung des Elektrobleches RG5H5 in Walzrichtung. Mit steigender Frequenz wird die dynamische Schleife breiter und die Fläche mit der ihr proportionalen Verlustenergie W wächst.	66
6.11	Relative Ummagnetisierungsverluste bezogen auf Sinusform, unterschiedliche Tendenz in Walzrichtung und in transversaler Richtung.	68
6.12	Relative Ummagnetisierungsverluste bezogen auf Sinusform	69
6.13	Das Diagramm zeigt die prozentualen Abweichungen zwischen den lokalen Werten $B_{1,2,3,4,5}$ und dem Mittelwert der Flußdichte \bar{B} entlang der gesamten Probenfläche. Verglichen wurden die Abweichungen ohne Gleichfeldkompensation und mit Kompensation (DC) bei unterschiedlicher Amplitude der magnetischen Flußdichte \hat{B}	70
B.1	Rückseite des dreiphasigen Power Analyzers mit Eingängen zur Messung von Strom und Spannung der Phasen	79

Kapitel 1

Einleitung und Motivation

Die westliche Welt produziert rund 500.000 Tonnen an weichmagnetischen Materialien jährlich. Sie finden ihre Anwendung als Kernmaterialien in Transformatoren und Motoren, in vielfältigen Formen und Abmessungen sowie für Abschirmungen und induktive Bauelemente (z.B. Drosseln und Übertrager). In den letzten Jahren sind Magnetsysteme und Aktoren sowie magnetische Sensoren hinzugekommen.

Kernbleche aus kornorientiertem Siliziumeisenstahl für Leistungstransformatoren gehören zu den Standardlieferformen weichmagnetischer Materialien. Die Qualität der Elektrobleche ist ein ausschlaggebender Faktor für die Höhe der Verluste solcher Transformatoren, von denen weltweit mehrere Millionen existieren. Die Effizienz der Transformatoren kann durch Erneuerung des Kernes gesteigert werden, denn im Laufe des Betriebes kommt es zu kleinen Verschiebungen der Lagen und zu internen mechanischen Verspannungen im Transformator Kern, die zu deutlich erhöhten Verlusten führen. Neue Elektrobleche können zu Teilkernen gestapelt in solche Anlagen eingepaßt werden. Somit kann der alte Kern gegen qualitativ hochwertigeres Material ausgetauscht werden. Neu geschichtete, thermisch entspannte Kernbleche führen zu einer Verbesserung der Effizienz alter Leistungstransformatoren um bis zu 1%.¹

Eine Motivation zur Verlustminimierung ist der weltweite Trend gegen Energieverschwendung und Schutz der natürlichen Ressourcen. Ein anderer, wirtschaftlicher Aspekt ist, daß Energieverluste Geld kosten. Die Verluste von Leistungstransformatoren machen alleine in Nordamerika 140 Milliarden kWh im Jahr aus [6]. Dies entspricht dem durchschnittlichen Verbrauch einer größeren Stadt.

¹Diese Angabe stammt von der Firma Energoserwis, 42-701 Lubliniec, Polen.

Um die Qualität von Elektroblechen anzugeben, sind zwei unterschiedliche, international standardisierte Meßverfahren in Verwendung:

- der Epsteinrahmen nach der Norm IEC² 404-2 aus dem Jahre 1996 und
- der Single Sheet Tester (SST) nach der Norm IEC 404-3 aus dem Jahre 1992.

Die Abweichung, der mit diesen unterschiedlichen Meßvorrichtungen ermittelten Verluste, voneinander beträgt bis zu 10% [7], bei der gemessenen Feldstärke sogar bis zu 40%. Der Epsteinrahmen weist zwar eine bessere Reproduzierbarkeit³ der Ergebnisse auf, der Single Sheet Tester ist jedoch durch seine unkomplizierte, schnell anwendbare Meßmethode für die Industrie wesentlich besser geeignet. Darüber hinaus kann der Epsteinrest nur bedingt und mit großem Aufwand durchgeführt werden [8], da bis zu 500 Elektrobleche präpariert werden müssen. In der Industrie sind zur Zeit neben Epsteinrahmen sowohl SST-Anlagen nach der älteren Norm von 1982, als auch nach der aktuellen Norm von 1992 in Betrieb⁴. Bei Messungen nach dem IEC-Standard 1982 wird der SST, unter Verwendung geglühter Proben, auf den Epsteinrahmen kalibriert und es sind Korrekturrechnung bei Abweichen der magnetischen Flußdichte vom Sinusverlauf gestattet. Nach dem IEC-Standard von 1992 erfolgt die Ermittlung des effektiven magnetischen Pfades aus den Abmessungen des Joches und die maximal erlaubte Abweichung des Formfaktors der magnetischen Flußdichte beträgt 1%. Weiter existiert eine japanische Industrienorm [9], die eine Tangentialfeldspule zur Bestimmung der magnetischen Feldstärke verwendet⁵. Es wird daher eifrig nach einer Korrelation zwischen den Ergebnissen dieser unterschiedlichen Methoden gesucht.

Vergleichen wir die verschiedenen Methoden, so läßt sich feststellen, daß die IEC-Methoden den Vorteil haben, daß die genutzte Stromstärke der Feldstärke - prinzipiell gesehen - linear proportional ist. Zur Bestimmung der Verluste fällt somit kein Integrator an. Auch sind elektronische Verstärker nicht notwendig, da der Strom einem elektrodynamischen Wattmeter unmittelbar, bzw. einem elektronischen über einen niederohmigen Widerstand, ohne weiteren Aufwand zugeführt werden kann. Andererseits aber ergeben sich unvermeidliche Meßfehler, da die Proportionalität zwischen Strom und Feldstärke durch Einflüsse des Joches beschränkt ausfällt.

Gegenüber dem Einsatz der Tangentialfeldspule bestanden außerhalb Japans a priori zwei Vorbehalte: (i) Die Probenfläche wird nur zum Teil erfaßt. (ii) Wegen der

²Für Messungen am SST und am Epsteinrahmen entwickelte Standards von IEC: International Electrotechnical Commission.

³Wiederholbarkeit: Werte ermittelt am selben Gerät, nach wiederholtem neu Einspannen der Probe; Reproduzierbarkeit: Werte ermittelt an verschiedenen gleichartigen, aber von unterschiedlichen Herstellern gebauten Geräten

⁴Der Vollständigkeit halber sei noch der Single Strip Tester genannt. Er spielt jedoch in der industriellen Qualitätsmessung eine untergeordnete Rolle.

⁵Diese Methode muß gegenüber den vorher erwähnten Methoden als die physikalisch Richtige (Poynting-gerechte) bezeichnet werden

niedrigen Ausgangsspannung der Spule fällt ein integrierender Verstärker an, wobei es schwierig ist, Phasenfehler zu vermeiden, welche das Ergebnis der Verlustmessung wesentlich verfälschen können. Als Alternative war am Institut für Grundlagen und Theorie der Elektrotechnik der TU Wien ein Meßprinzip entwickelt worden [10], bei dem elektronische Komponenten dadurch vermieden werden, daß eine extrem große Feldspule eingesetzt wird, die zwei Vorteile erbringt: (i) Sie liefert eine repräsentative Mittelung über die annähernd gesamte Probe. (ii) Die hohe Ausgangsspannung kann einem passiven RC-Glied zugeführt werden, und elektronische Komponenten entfallen somit.

Ein Ziel der vorliegenden Arbeit war es, die Anlage durch die drei im folgenden angeführten Maßnahmen weiter zu verbessern:

- Einsparung auch des passiven RC-Gliedes als Integrator, indem die Integration auf numerische Weise im Computer vorgenommen wird und Fehlerquellen möglicher Phasenverschiebungen somit weiter reduziert werden.
- Entwicklung einer Regelung zur Möglichkeit der exakten Vorgabe des Zeitverlaufes der Induktion.
- Erstellung von Maßnahmen zur Kompensation von Gleichfeldkomponenten der Magnetisierung.

Im Detail sollte die Meßanlage aus zeitgemäßen Komponenten aufgebaut werden, welche die analoge Signale des SSTs digital verarbeitet und auswertet. Außerdem sollte eine vollständige Meß- und Regelungsanlage mit folgenden Eigenschaften aufgebaut werden:

- Eine entsprechende Software war zu erstellen, die vollautomatisierte Meßreihen ermöglicht.
- Beliebige zeitliche Verläufe mit variabler Frequenz und Amplitude der magnetischen Flußdichte in der Probe sollten möglich sein. (Die meisten standardisierten Meßverfahren schreiben Verlustmessungen bei sinusförmigem Verlauf und einer Frequenz von 50 oder 60 Hz vor. Die Regelung sollte jedoch auch andere Muster und andere Frequenzen generieren können.)

Es waren Maßnahmen zur Kompensation einer Vormagnetisierung des SST Joches zu entwickeln. (Im Laufe der Arbeit erwies sich eine zusätzliche Regelungskomponente für diese Kompensation als notwendig.)

Ziel der Arbeit war es, nach Fertigstellen der automatisierten Meßanlage, Meßreihen an Siliziumeisenblechen durchzuführen und die Ergebnisse auszuwerten.

Kapitel 2

Physikalische Grundlagen des Ferromagnetismus

Zum Verständnis der im weichmagnetischen Material auftretenden Hystereseerscheinungen und Verluste, in Abhängigkeit von z.B. der Frequenz, ist es erforderlich die physikalischen Grundlagen des Ferromagnetismus zu betrachten.

Der Ferromagnetismus beruht auf der Ausrichtung der magnetischen Spinnmomente ungepaarter Elektronen des Atoms. Hinzu kommt eine starken Wechselwirkung zwischen diesen Spinnmomenten im Kristallgitter¹. Die Kräfte zwischen den Atomen führen dazu, daß sich die atomaren Dipole parallel (Ferromagnetismus wie bei Eisen, Nickel und Kobalt) oder antiparallel (Antiferromagnetismus) ausrichten. Die Kopplungskräfte sind bei technisch bedeutsamen Materialien im allgemeinen so stark, daß die Atommomente bei Zimmertemperatur nahezu vollständig ausgerichtet sind. Man spricht von *spontaner Magnetisierung* des Materials. Steigt die Temperatur über den Curiepunkt, so werden durch die thermische Bewegung die Kopplungskräfte überwunden. Die Curietemperatur liegt bei technisch bedeutsamen weichmagnetischen Materialien im Bereich von 300 °C bis 950 °C [4].

2.1 Hysterese und Domänen

Die Permeabilität μ gibt den Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke \vec{H} und der magnetischen Flußdichte \vec{B} an, wobei die folgenden Zusammenhänge gelten:

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) = \mu_0 \cdot \vec{H} + \vec{J} = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \vec{H} = \mu \cdot \vec{H}. \quad (2.1)$$

\vec{M} ist die Magnetisierung, \vec{J} die Polarisation und μ die Permeabilität (μ_0 die Permeabilität im leeren Raum, μ_r die relative Permeabilität). Möglichkeiten zur Beschrei-

¹Bei amorphen Metallen (metallische Gläser) gibt es kein Kristallgitter. Da für diese Wechselwirkung jedoch nur charakteristische Abstände zwischen den Atomen wichtig sind, findet man Kopplungskräfte und daher den Ferromagnetismus auch bei amorphen Metallen.

bung des anisotropen Verhaltens des Ferromagnetikums ist die Tensordarstellung der Permeabilität μ_{ij} und der Suszeptibilität χ_{ij} gemäß

$$\mu_{ij} = \mu_0 \cdot (\delta_{ij} + \chi_{ij}) \quad (2.2)$$

$$J_i = \mu_0 \cdot \chi_{ij} \cdot H_j \quad (2.3)$$

$$B_i = \mu_0 \cdot H_i + J_i = \mu_{ij} \cdot H_j . \quad (2.4)$$

Die Darstellung der Permeabilität ist also immer richtungsbezogen. Bei kornorientierten, gewalzten Elektroblechen werden die Walzrichtung und die transversale Richtung als Hauptrichtung unterschieden. Bei nichtorientierten Elektroblechen werden Messungen in beide Richtungen durchgeführt und diese gemittelt zusammengefaßt.

Die Suszeptibilität χ entspricht bei weichmagnetischen Materialien aufgrund der hohen Werte für μ_r (in der Größenordnung von 5000 bis 400000) annähernd der relativen Permeabilität:

$$\chi = \mu_r - 1 \approx \mu_r . \quad (2.5)$$

Für die Suszeptibilität und damit für die Permeabilität gibt es verschiedene Definitionen (siehe Abb. 2.1). Die Anfangspermeabilität

$$\mu_a = dB/dH , H = B \Rightarrow 0 \quad (2.6)$$

ist charakteristisch für den elastischen Bereich der Blochwandbewegung und entspricht der reversiblen Permeabilität

$$\mu_{\text{rev}} = dB/dH \quad (2.7)$$

im Rayleigh-Bereich². Die totale Permeabilität

$$\mu_t = B/H \quad (2.8)$$

erhält man aus einem beliebigen Wertepaar (B, H) der Neukurve oder aus dem Endpunkt $(B_{\text{max}}, H_{\text{max}})$ der Hystereseschleife. Die differentielle Permeabilität

$$\mu_d = dB/dH \quad (2.9)$$

nimmt bei der Hystereseschleife für die Äste zunehmender und abnehmender Magnetisierung unterschiedliche Werte an und ist daher im Punkt $(B_{\text{max}}|H_{\text{max}})$ nicht eindeutig.

Die Hystereseschleife gibt den Zusammenhang zwischen magnetischer Feldstärke H und der magnetischen Flußdichte B bzw. der Polarisation J für einen geschlossenen Ummagnetisierungszyklus an. Die Koerzitivfeldstärke JH_c oder BH_c ist jene

²Im Rayleigh-Bereich kann die Neukurve durch einen Parabelast genähert werden, es gilt: $M = \chi_a \cdot H + \alpha H^2$, wobei α die Rayleigh-Konstante ist [11].

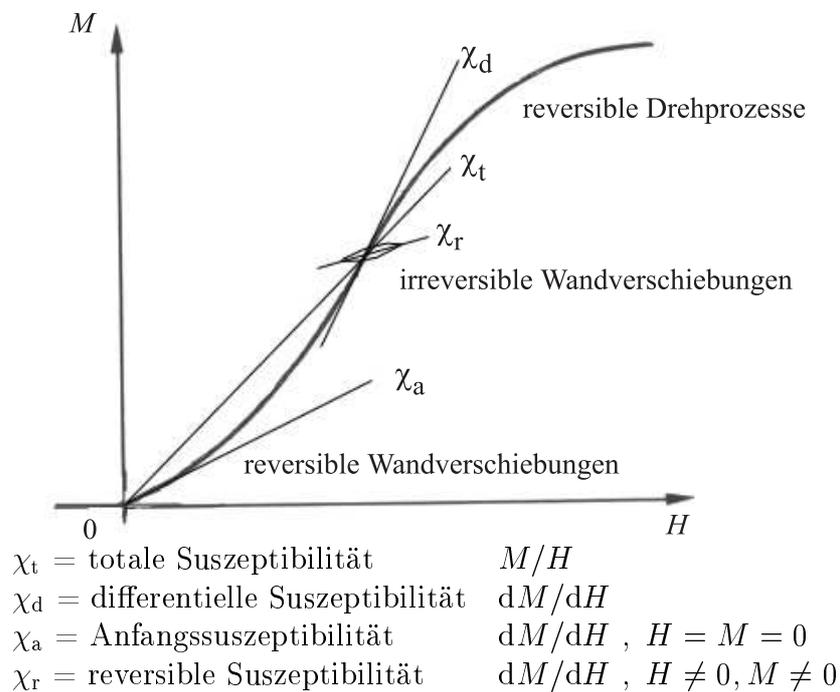


Abb. 2.1: Die Suszeptibilität in der Neukurve, Analoges gilt für die Permeabilität [1].

Feldstärke, die aufgebracht werden muß, um die Polarisierung J oder die Flußdichte B im bis zur Sättigung aufmagnetisierte Material wieder auf Null zu bringen, wobei die beiden Größen, im Falle weichmagnetischer Materialien, praktisch ident sind. Die Remanenz B_r ist jene Flußdichte, die im Material erhalten bleibt, wenn nach der Aufmagnetisierung das äußere Feld abgeschaltet wird. Die Flußdichte ist je nach Höhe der vorhergegangenen maximalen Magnetisierung unterschiedlich groß. Im allgemeinen ist die Remanenz eines zu untersuchenden Werkstoffes unbekannt, da sie von der magnetischen Vorgeschichte abhängt. Magnetische Werkstoffe werden anhand der Koerzitivfeldstärke H_c in *hart* und *weich* eingeteilt. Weichmagnetische Materialien haben eine schmale Hysteresekurve, und eine geringe Koerzitivfeldstärke ($H_c < 10$ A/m), hartmagnetische eine hohe ($H_c > 100$ A/m)[4]. Die Form der Hystereseschleife ist charakteristisch für die Zusammensetzung und für die mechanische und magnetische Vorbehandlung des Materials (siehe Abb. 2.2).

Die Magnetisierung ist nicht über den gesamten Körper homogen, sondern es bilden sich Bereiche, innerhalb derer die Magnetisierung homogen ist. Die sogenannten *Domänen* haben bei gewalzten SiFe-Elektroblechen eine Größe von bis zu einigen Zentimetern [4]. Durch Bildung der Domänen wird das magnetische Streufeld reduziert. Ist der Körper im unmagnetisierten Zustand, so kompensiert sich die Magnetisierung aller Domänen (siehe Abb. 2.4).

Wird ein äußeres magnetisches Feld angelegt, beginnen zunächst jene Domänen, die in Richtung dieses Feldes liegen, zu wachsen. Dies entspricht einer Verschiebung

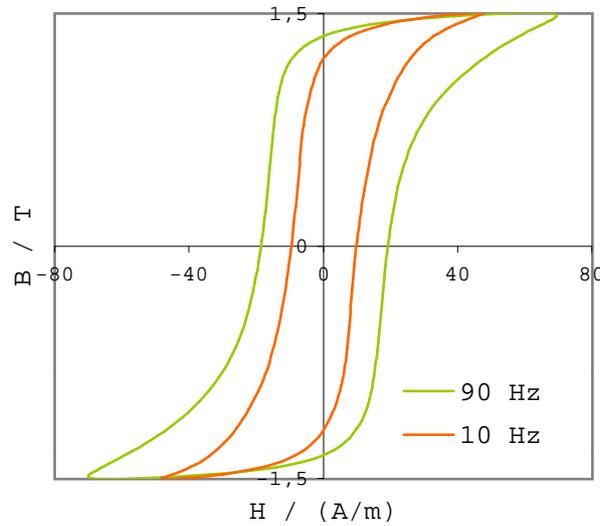


Abb. 2.2: Im Rahmen dieser Arbeit gemessene Verbreiterung der dynamische Schleife mit steigender Frequenz bei 3%igem kornorientiertem SiFe: RG5.5H 0.23 mm von Kawasaki Steel.

der Wände zwischen den Domänen. Reicht die Kraft nicht aus, die Wand bis zur nächsten Störstelle zu bewegen, sind diese Verschiebungen im elastischen Bereich und die Bewegung ist reversibel (siehe Abb.6.1). Man nennt dies den Rayleigh-Bereich. Bewegt sich die Wand zum nächsten *pinning center*, so nennt man dies einen Barkhausensprung. In diesem Bereich ist der Anstieg der Hysterese steil. Sind keine Wandverschiebungen mehr möglich, setzen Drehprozesse in jenen Domänen ein, in denen das Moment nicht parallel zum äußeren Feld gerichtet ist. Dieser Prozeß ist ebenfalls reversibel. In der Sättigung sind nahezu alle atomaren Momente parallel ausgerichtet (siehe Abb.2.3) .

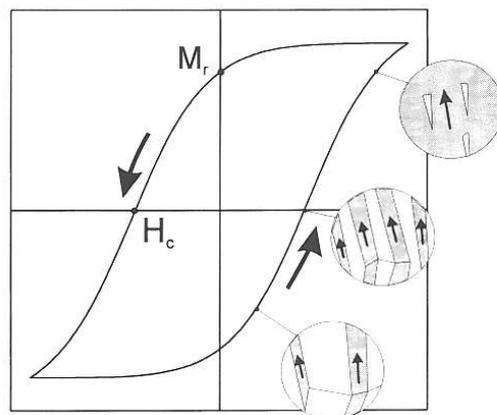


Abb. 2.3: Domänenbewegung während eines Ummagnetisierungsprozesses [2].

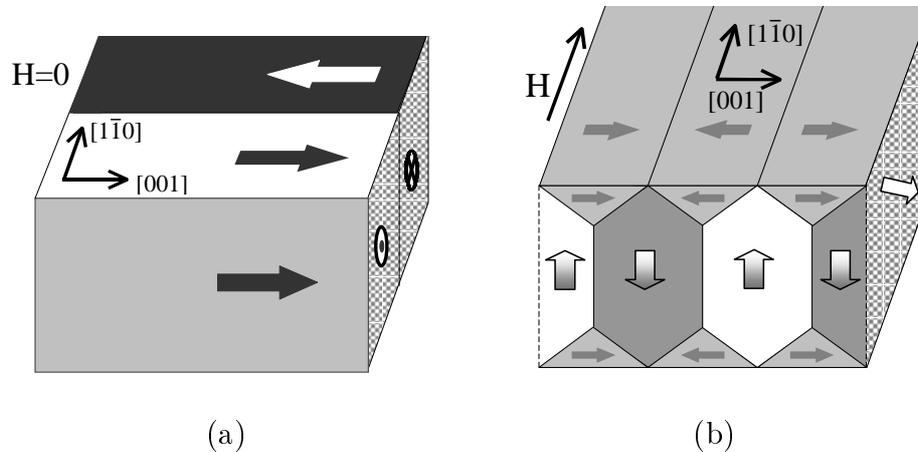


Abb. 2.4: SiFe-(110)[001]-Einkristallschicht, geschnitten entlang der $[1\bar{1}0]$ Richtung (transversale Richtung) [3]. (a) Entmagnetisierter Zustand, mit Domänen in $\langle 001 \rangle$ Richtung. (b) Nach Anlegen eines Feldes in transversaler Richtung mit ausreichender Amplitude, sodaß Übergänge zwischen Domänen in $[100]$ und $[0\bar{1}0]$ Richtung auftreten.

2.2 Materialstruktur

2.2.1 Störstellen

Die Beweglichkeit der Domänenwände wird durch

- Fremdkörper und
- Korngrenzen

beeinflusst. Die daraus resultierenden Störstellen³⁴ hindern die Bewegung der Wände und können nur mit einem erhöhten Energieaufwand überwunden werden. Die Anfangspermeabilität (entsprechend einer geringen Auslenkung der Wände in einem schwachen Magnetfeld) entspricht der mittleren Beweglichkeit aller Blochwände des betreffenden Körpers. Die Beweglichkeit hängt von der Blochwandfläche pro Volumeneinheit und der mittleren rücktreibenden Kraft ab. Die Koerzitivfeldstärke ist dabei ein Mittelwert der Feldstärke, die zum Losreißen der Blochwände aus den Störstellen und zur Weiterbewegung durch die Kristallkörner über alle Hindernisse hinweg erforderlich ist.

³Die Störstelle, Haftstelle wird im Englischen als *pinning center* bezeichnet.

⁴Bereits einzelne Gitterfehler im Atomgitter stellen Störstellen dar, spielen aber im Vergleich zu Korngrenzen und Fremdkörpern eine untergeordnete Rolle

Fremdkörper

Fremdkörper sind Einschlüsse verschiedenster Art, wie Blasen, Oxid- oder Schlacketeilchen sowie einzelne Fremdatome. Da die Wandenergie proportional zur Wandoberfläche ist, und die Wandfläche aus energetischen Gründen minimiert wird, folgt, daß Fremdkörper meistens vollständig in die Wände eingebaut werden. Die Wände bleiben daher an den Fremdkörpern hängen und werden mit einer gewissen Kraft dort festgehalten. Dieser Effekt, im Sinne des *pinnings*, ist umso ausgeprägter, je größer die Anisotropiekonstante des Materials ist, und je genauer der Durchmesser der Fremdkörper der Wanddicke entspricht.

Um diese Störstellen zu verhindern muß das Material bei der Verarbeitung sehr rein gehalten werden. Allerdings können einige Verunreinigungen in einer Glühatmosfera beseitigt, oder zu gröberen - weniger störenden - vereinigt werden.

Korngrenzen

Korngrenzen sind Flächen zwischen den Kristalliten eines Kristalls, sie stellen die Form von zweidimensionalen Gitterfehlern dar. Innerhalb eines idealen Kristallits entspricht die Atomanordnung einem ungestörten Gitter. An den Korngrenzen stoßen Gebiete mit meist großen Richtungsunterschieden der magnetischen Vorzugslage aufeinander. Die hohen magnetischen Streufelder führen zu Ausbildung *lamellarer Blochwandstrukturen*. Die Ummagnetisierung durch Wandverschiebungen führt zu langgestreckten Domänen (*Flußröhren*), deren Breite beim hier betrachteten Material bis zu 1 mm beträgt. Bei der Herstellung weichmagnetischen Materials sollte die Anzahl der Korngrenzen gering und die Korngröße groß gehalten werden. Bei rascher Ummagnetisierung ist jedoch eine größere Anzahl von Blochwänden und daher eine feinere Körnung vorteilhafter, da mit steigender Geschwindigkeit der Blochwandbewegung höhere Wirbelströme auftreten und eine höhere Anzahl von Blochwänden ihre Geschwindigkeit reduziert.

Der Korndurchmesser darf nicht in der Größenordnung einer Blochwand liegen, da es sonst zu ausgeprägten Pinnningeffekten an dieser Störstelle kommt.

2.2.2 Anisotropie

Ebenso wie die strukturelle Beschaffenheit des Materials haben auch Anisotropien Einfluß auf die Beweglichkeit der Domänenwände, und somit auf den Charakter der Hysterese. Zu diesen zählen:

- Kristallanisotropien,
- Magnetfeldinduzierte Anisotropien und
- Spannungsanisotropien.

Die Anisotropiekonstante erreicht vor allem bei Nickeleisen-Legierungen zwischen 75 und 80% Ni sehr kleine Werte, daher besitzen diese Materialien eine besonders hohe Anfangspermeabilität.

Kristallanisotropie

Diese Anisotropie folgt aus der Kristallstruktur. Es existieren für jede Kristallstruktur *bevorzugte Richtungen*, in welche die Kristallanisotropie-Energie ein Minimum erreicht. Für kubische Systeme kann diese Energie dargestellt werden als

$$\Phi_c = K_0 + K_1 \cdot (\alpha_1^2 \cdot \alpha_2^2 + \alpha_2^2 \cdot \alpha_3^2 + \alpha_1^2 \cdot \alpha_3^2) + K_2 \cdot (\alpha_1^2 \cdot \alpha_2^2 \cdot \alpha_3^2) + \dots \quad (2.10)$$

wobei α_i der Winkel zwischen der Kristallachse i und dem Polarisationsvektor ist. K_n sind die Anisotropiekonstanten. Bei Eisen-Einkristallen fallen die *leichten Richtungen*⁵ mit den Würfelkanten $\langle 100 \rangle$ zusammen, die *schweren Richtungen*⁶ hingegen mit den Würfel diagonalen $\langle 111 \rangle$.

Diese Überlegungen lassen sich auch auf polykristalline Systeme anwenden, so kann mit der Kristalltextur das Verhalten des Materials beeinflusst werden.

Magnetfeldinduzierte Anisotropie

Es handelt sich hierbei um eine uniaxiale Anisotropie. Sie wird hervorgerufen durch die Anordnung gleichartiger Atome in Materialien mit verschiedenen Atomsorten. Die gleichartigen Paare oder Ketten von Atomen richten sich in eine Richtung bevorzugt aus. Dies wird beispielsweise durch *Magnetfeldglühen* erreicht. Nach Erhitzen des Materials wird dieses in einem Magnetfeld abgekühlt, bis die Temperatur unterhalb des Curiepunktes liegt. Dies findet auch bei 50%igen Kobalteinlegierungen und 65%igen Nickeleisenlegierungen Anwendung.

Spannungsanisotropie

Die Magnetostriktion ist die Längenausdehnung bzw. Verkürzung des Materials in Magnetisierungsrichtung bei Anlegen eines äußeren Feldes. Umgekehrt erleichtert bzw. erschwert das Anlegen einer mechanischen Spannung die Magnetisierung. Dies bezeichnet man als magnetoelastischen Effekt (siehe Abb. 2.5). Der Effekt wird genutzt, um Materialien eine magnetische Vorzugsrichtung zu verleihen. Das Elektroblech wird erhitzt, unter mechanische Spannung gesetzt und abgekühlt. Eine weitere Methode ist das Eintempnen der Spannung. Das über den Curiepunkt erhitzte Material wird dabei unter Zugspannung abgekühlt. Die spontane Magnetisierung richtet sich dann bevorzugt in dieser Richtung aus.

⁵easy direction

⁶hard direction

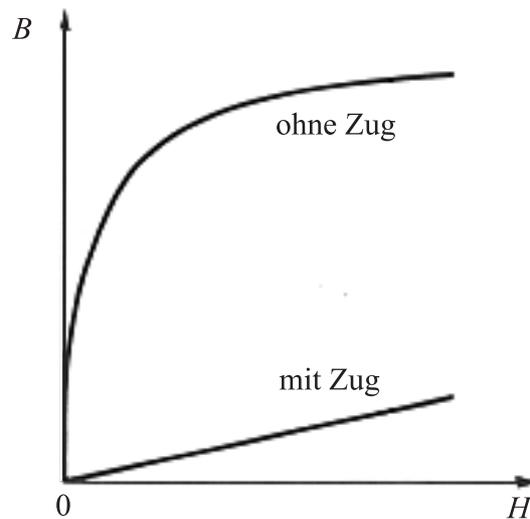


Abb. 2.5: Verhalten von weichmagnetischem Material mit positiver Magnetostraktion unter Zugbelastung [4].

Umgekehrt führen unbeabsichtigte Spannungen im Material, durch Einspannen in Meßvorrichtungen, Transportschäden in Form von Dellen oder Beschädigung der Beschichtung, zu unerwünschter, oft nur lokaler Ausbildung von Vorzugsrichtungen. Der Einfluß ist umso größer, je größer die innere Spannung im Material, und je größer dessen Magnetostraktion ist. Handelt es sich um mechanische Beanspruchungen im elastischen Bereich, so gehen die Veränderungen der magnetischen Eigenschaften mit Wegnahme der Verspannungsursache zurück. Handelt es sich jedoch um plastische Verformungen, so entstehen bleibende Veränderungen der Magnetwerte. Bei Messungen ist darauf zu achten, daß im Falle solcher Schäden, diese nicht im Meßbereich der Probe liegen.

Als Beispiel zum Entstehen innerer Spannungen soll hier das Schichten von Elektroblechen zu Kernen erwähnt werden. Diese können bei Schichten mit einer Breite von über 200 mm zu einer Verlusterhöhung von etwa 3% führen [12]. Bei schmäleren Streifen steigt dieser Einfluß signifikant. Daher sollten die fertig geschichteten Kerne durch Schlußglühen entspannt werden. Bei hohen Temperaturen brechen jene Atomgitter, die unter hoher Spannung stehen, auf, um sich zu spannungsärmeren wieder zusammenzufügen.

Außerdem führt Magnetostraktion des Elektrobleches unter dynamischer Magnetisierung zu Geräusentwicklung. Um das charakteristische 100 Hz-Brummen zu vermindern kann die Magnetostraktionskonstante des Elektrobleches durch Variation der chemischen Zusammensetzung verringert werden, oder eine Beschichtung aufgebracht werden, die die Lagen des Trafokernes unter Spannung setzt.

Grundsätzlich würde eine Erhöhung des Siliziumanteils die Kristallenergie und die Magnetostraktion senken. Der optimale Siliziumgehalt liegt dabei bei 6,5%. Allerdings sind Legierungen mit höherem Siliziumgehalt spröde und daher nicht zum Walzen geeignet. Ferner ist die Sättigung niedriger.

2.2.3 Würfel- und Gosstextur

Der Einfluß der Kristallanisotropie wird beim unterschiedlichen Verhalten von Elektroblechen mit Würfeltextur, wie bei 50%igen NiFe-Legierungen, und Gosstextur (siehe Abb. 2.6), wie bei SiFe-Legierungen, sehr deutlich. Seit 1956 ist mittels Sekundärrekristallisation Würfeltextur auch bei Siliziumeisen möglich [4]. Kerne von Leistungstransformatoren werden jedoch aus 3%iger SiFe-Legierung mit Gosstextur aufgebaut. Beide Materialien besitzen in Walzrichtung eine Vorzugsrichtung [100].

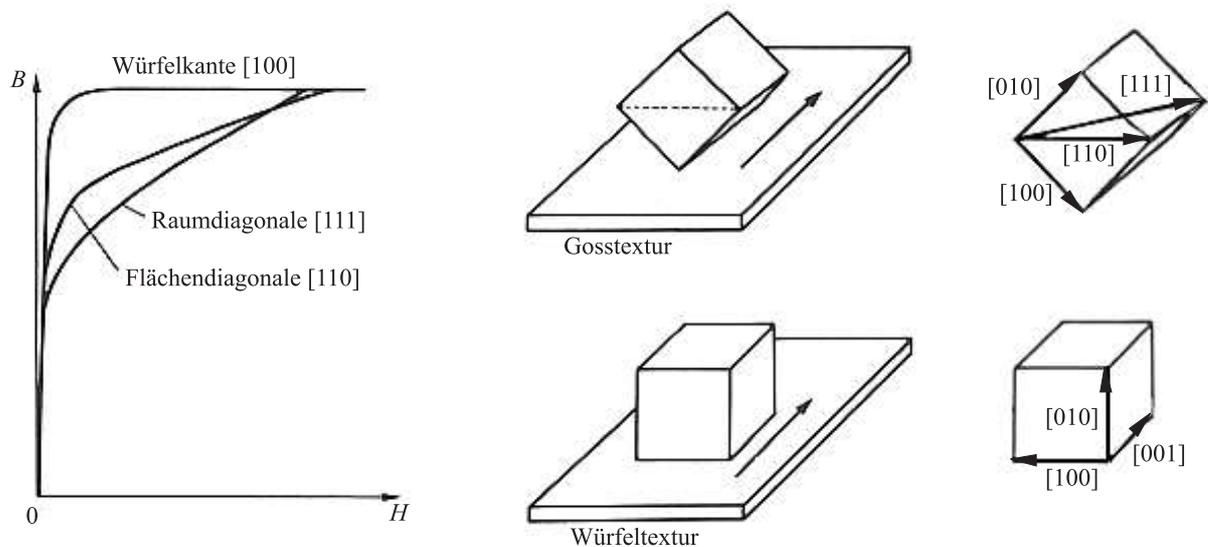


Abb. 2.6: Gosstextur und Würfeltextur - Der Winkel zwischen der leichten [100] und der schweren [111] Richtung beträgt 54.74° . [4]

Sie sind in diese Richtung besonders leicht magnetisierbar, die Magnetisierung erfolgt fast ausschließlich durch Wandverschiebung der 180° Blochwände (siehe Abb. 2.7 a). Ist das Material senkrecht zur Walzrichtung magnetisiert, so entspricht dies bei Würfeltextur einer Magnetisierung in leichter Richtung $\langle 010 \rangle$, bei Gosstextur die schwerer Richtungen des Typs $\langle 110 \rangle$. Die Magnetisierung in schwerer Richtung beginnt mit anfänglich Drehprozessen. Mit steigender magnetischer Flußdichte kommt es zur Ausbildung von 90° Blochwänden (siehe Abb. 2.4).

Kornorientierte Elektrobleche mit Gosstextur erhält man mittels Kaltwalzen und anschließender Sekundärrekristallisation. Die Fehlorientierung zwischen der Walzrichtung und der Kante [001] der Kristallite liegt im Bereich von $3-7^\circ$ (siehe Abb. 2.8). Je *schärfer* die Gosstextur ist, desto höher ist die Induktion bei gegebener Feldstärke. Solche Elektrobleche werden im Falle von Nippon Steel, als größtem Erzeuger, als *Orientcore Hi-B⁷* bezeichnet. Die Maßnahme senkt die Hystereseverluste, andererseits steigen die Wirbelstromverluste aufgrund der steigenden Domänenbreite mit der Schärfe der Gosstextur. Die höchste Sättigungsinduktion bei minimalen

⁷high grain oriented, hochpermeabel kornorientiert

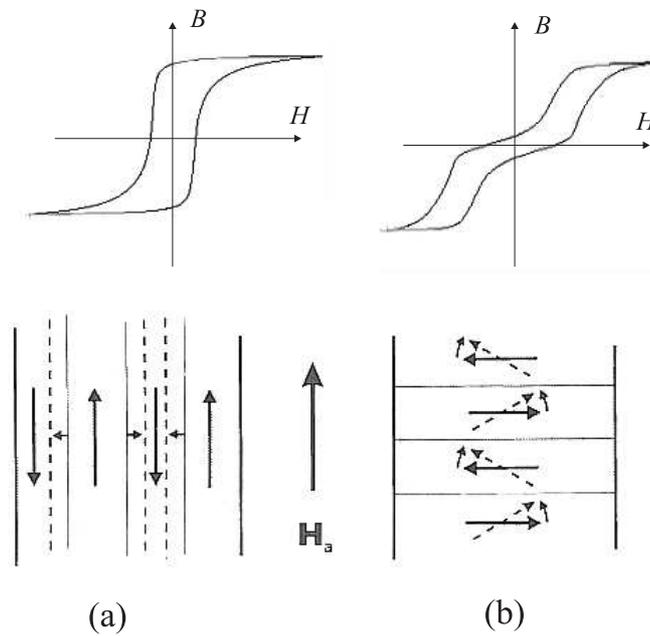


Abb. 2.7: Magnetisierungsprozeß bei Gosstextur (a) in Walzrichtung und (b) in transversaler Richtung mit zugehörigen Magnetisierungsschleifen. Die Schleifen wurden im Rahmen dieser Arbeit bei 50 Hz gemessen.

Verlusten liegt bei 1,95 T [13]. Weitere Verlustsenkung kann daher nur über die Senkung der Wirbelstromverluste erfolgen.

2.3 Ummagnetisierungsverluste in ferromagnetischen Materialien

Die Verlustenergie bei der Ummagnetisierung ferromagnetischer Materialien entspricht der in Wärme umgewandelte Energie pro Ummagnetisierungszyklus. Die Gesamtverluste pro Periode entsprechen der Fläche unter der dynamischen Hystereschleife. Die Verlustenergie

$$W = \int_V dV \oint \vec{H}_a d\vec{B} \quad (2.11)$$

wird für einen vollständigen Ummagnetisierungszyklus in Joule angegeben, die spezifischen Verluste

$$w = \frac{V}{m} \cdot \oint \vec{H}_a d\vec{B} \quad (2.12)$$

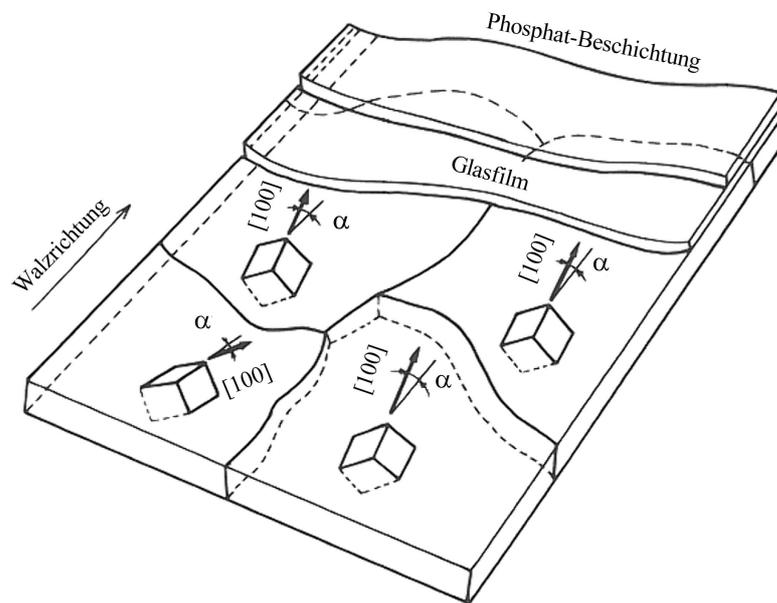


Abb. 2.8: Beschichtetes SiFe-Elektroblech mit Gosstextur. Der Winkel α entspricht der Fehlorientierung zwischen Walzrichtung und kristalliner Hauptachse [100].[5]

in J/kg. Die Verlustleistung

$$P = \frac{W}{T} \quad , \quad p = \frac{w}{T} \tag{2.13}$$

wird als zeitliches Mittel aus der Verlustenergie ermittelt und in Watt, bzw. W/kg angegeben.

$P \dots$	Verluste	W
$W \dots$	Energie	J
$p \dots$	spezifische Verluste	W/kg
$w \dots$	spezifische Energie	J/kg
$V \dots$	Volumen	m ³
$m \dots$	Masse	kg
$H \dots$	magnetisches Feld	A/m
$B \dots$	magnetische Flußdichte	T
$T \dots$	Periodendauer	s

2.3.1 Ermittlung der Verluste mittels Poynting-Vektor

Die Herleitung der Verluste aus dem Poyntingvektor macht deutlich, welche Verluste mittels B- und H-Messung erfaßt werden, und wo die lokalen Meßgrößen von Sensoren erfaßt werden müssen. Über den Poynting-Vektor

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \tag{2.14}$$

lassen sich die gesamten Verluste ermitteln, ausgehend von der Energiebilanz der Elektrodynamik:

$$\vec{j} \cdot \vec{E} = -\operatorname{div} \vec{S} - \left(\vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right). \quad (2.15)$$

Der Poynting-Vektor wird auch als Vektor der Energiestromdichte bezeichnet. Die in einem bestimmten Volumen des Bleches auftretenden Gesamtverluste, entsprechen der Divergenz des Energiestroms im Volumen, bzw. dem Gesamtfluß durch die geschlossene Begrenzungsfläche dieses Volumens [14]. Im Leiter gilt für die Stromdichte

$$\vec{j} = \gamma \cdot \vec{E} = \frac{1}{\rho} \cdot \vec{E} \quad \text{und somit} \quad (2.16)$$

$$\vec{j} \cdot \vec{E} = \rho \cdot \vec{j}^2, \quad (2.17)$$

mit γ als spezifischer elektrischer Leitfähigkeit und ρ als spezifischem Widerstand.

$E \dots$	elektrische Feldstärke	V/m
$D \dots$	elektrische Flußdichte	C/m ²
$S \dots$	Poyntingvektor, Energiestromdichte	W/m ²
$\rho \dots$	spezifischer, elektrischer Widerstand	Ωm
$\gamma \dots$	elektrische Leitfähigkeit	S/m
$A \dots$	Fläche	m ²

Da es sich bei dem ferromagnetischen Blech um kein lineares Medium handelt, bleibt die Ableitung im dritten Term $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ partiell [14]. Die Integration der Gleichung 2.15 erfolgt über das von den H- und B-Sensoren erfaßte Probenvolumen gemäß

$$\int_V \rho \vec{j}^2 dV = - \int_V \operatorname{div} \vec{S} dV - \int_V \left(\vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) dV, \quad (2.18)$$

und mittels Satz von Stokes über die erfaßte Probenoberfläche gemäß

$$\oint_A \vec{S} d\vec{A} = - \int_V \rho \vec{j}^2 dV - \int_V \left(\vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) dV. \quad (2.19)$$

Es handelt sich um einen periodischen dynamischen Vorgang, daher werden die Verluste über eine Periode gemittelt:

$$\begin{aligned} P &= -\frac{1}{T} \int_t^{t+T} \oint_A \vec{S} d\vec{A} dt = \\ &= -\frac{1}{T} \int_t^{t+T} \oint_A (\vec{E} \times \vec{H}) d\vec{A} dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \int_V \rho \cdot \vec{j}^2 dV dt + \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \int_V \left(\vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) dV dt. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Unter der Annahme, daß das Volumen frei von dielektrischen Verlusten ist, verschwindet der korrespondierende Term [14]:

$$\frac{1}{T} \int_t^{t+T} \int_V \vec{E} \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} dV dt = 0. \quad (2.21)$$

Die gesamte über eine Periode gemittelte Verlustleistung

$$P = P_H + P_W = -\frac{1}{T} \int_t^{t+T} \oint_A (\vec{E} \times \vec{H}) d\vec{A} dt \quad (2.22)$$

setzt sich zusammen aus den magnetischen Hystereseverlusten

$$P_H = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \int_V \vec{H} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} dV dt \quad (2.23)$$

und den Wirbelstromverlusten

$$P_W = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \int_V \vec{j} \cdot \vec{E} dV dt = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} \int_V \rho \cdot \vec{j}^2 dV dt. \quad (2.24)$$

Es wird angenommen, der Meßbereich der Probe verhält sich wie der einer in x-Richtung unendlich ausgedehnten Probe. Daraus folgt, daß alle Feldgrößen unabhängig von x sind (siehe Abb. 2.9). In der Praxis liegt jedoch in x-Richtung keine lokale Isotropie des Ferromagnetikums vor. Um Meßgrößen zu erhalten, die dennoch von x unabhängig sind, muß das vom Sensor erfaßte Gebiet groß genug sein, um die lokale Anisotropie des Materials statistisch zu glätten. Bei SiFe-Elektroblechen wird dies durch die Größe der Kristallite bestimmt, die eine Ausdehnung von einigen Zentimetern annehmen können.

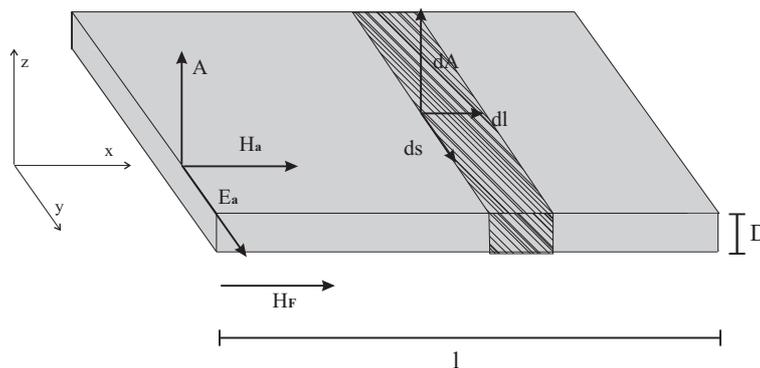


Abb. 2.9: Schema des vom Sensor erfaßten Meßareals der Probe: $V = lD$

Das Spatprodukt $(\vec{E} \times \vec{H})d\vec{A}$ an der Querschnittsfläche verschwindet. Die magnetische Feldstärke H_a an der Oberfläche kann mittels Tangentialfeldspule und das

Potential $E_a ds$ mittels einer Meßwicklung erfaßt werden (siehe Kapitel 3.2). Da nur die Außenfläche der Probe im Meßbereich zum Integral beiträgt, vereinfacht sich der Ausdruck für die gesamten Verluste zu

$$\begin{aligned}
 P &= -\frac{1}{T} \int_t^{t+T} \int_{\Lambda} (E_a \cdot H_a) dA dt = \\
 &= -\frac{1}{T} \int_t^{t+T} \oint_S \int_l (E_a \cdot H_a) dl ds dt = \\
 &= -\frac{1}{T} \int_t^{t+T} [l H_a \oint_S E_a ds] dt .
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

2.3.2 Zusammensetzung der Verluste

Es werden ursächlich vier Verlustfaktoren unterschieden: Hystereseverluste W_H , klassische Wirbelstromverluste W_W (*eddy currents*), anomale Verluste W_A (*excess losses*) und Nachwirkungsverluste W_N (*after effect losses*) entsprechend

$$W = W_H + W_W + W_A + W_N . \tag{2.26}$$

Hystereseverluste

Hystereseverluste entstehen bereits bei quasistatischer Änderung des anliegenden Feldes. Es kommt zu Barkhausensprüngen, d.h. zu Bewegungen der Domänenwände, zwischen lokalen Energieminima der freien Energie, sobald das anliegende Feld stark genug ist, die Energiebarrieren zwischen den Minima zu überwinden. Die Verluste sind der Fläche unter der statischen Hystereseschleife proportional und sind der einzige annähernd frequenzunabhängige Anteil der Verluste pro Periode:

$$w_H = \frac{V}{m} \cdot \oint H dB \tag{2.27}$$

mit H als gemittelte Feldstärke.

Klassische Wirbelstromverluste

Die klassischen Wirbelstromverluste haben ihre Ursache in den Wirbelströmen, die in Abhängigkeit von der Probenform bei dynamischer Magnetisierung entstehen. Sie sind unabhängig von der Domänenstruktur. Man erhält sie mathematisch durch Lösen der Maxwellgleichungen für homogenes Material. Das Ergebnis wird allein durch die Randbedingungen bestimmt, d.h. durch die Probenform:

$$w_W = \frac{V}{m} \cdot \int_t^{t+T} \frac{|\vec{j}(\vec{r}, t')|^2}{\gamma} dt' . \tag{2.28}$$

Experimentell findet man in Näherung für Blechproben

$$w_W = \gamma f \frac{(\pi D \hat{B})^2}{6\rho}, \quad (2.29)$$

wobei γ die elektrische Leitfähigkeit, f die Frequenz, \hat{B} der Spitzenwert der sinusförmigen magnetischen Induktion, D die Blechdicke und ρ die Dichte ist [14].

Wirbelströme in Transformatorkernen werden durch Verminderung der Stärke der einzelnen Lagen und durch elektrisch isolierende Beschichtung dieser Elektrobleche reduziert. Die Verminderung der Dicke eines HI-B Elektrobleches⁸ von 0,30 mm auf 0,23 mm kann eine Verminderung der klassischen Wirbelstromverluste um 10% bewirken [13].

Wirbelströme können neben erhöhten Verlusten zusätzlich zu irreversiblen Schäden durch Hitzeentwicklung führen, beispielsweise bei Beschädigungen der Isolation.

Anomale Verluste

Anomale Verluste werden durch die Domänenstruktur und die Körnung bedingt. Sie beschreiben damit die individuellen Wandeigenschaften des Materials. Bei niedriger Frequenz ist eine große Inhomogenität im Verhalten des Materials zu erwarten. Es gibt nur einzelne *aktive Bereiche* im Material, durch die erhöhter magnetischer Fluß geleitet wird [2]. Nur wenige der sich bewegenden Domänenwände beeinflussen einander. Steigende Frequenz in diesen Bereichen wird durch wachsenden Druck des angelegten Feldes erreicht, der magnetische Fluß wächst. Regionen, sonst durch *Pinning* unbeweglich, werden ebenfalls aktiv. Je mehr Bereiche miteinbezogen werden, desto homogener wird das Verhalten des gesamten Materials.

Das Verhältnis der anomalen Verluste zu den klassischen Wirbelstromverlusten, wird durch den Anomaliefaktor η_W ausgedrückt[14]:

$$\eta_W = \frac{w_A + w_W}{w_A} \approx 1,63 \cdot \frac{d}{D} \quad \text{fr } d \gg D \quad (2.30)$$

mit

$$d \propto \hat{B}^{-1} \cdot f_d^{0.5} \quad (2.31)$$

Dabei ist D die Dicke der Probe, d eine Konstante und f_d die Demagnetisierungsfrequenz. Im allgemeinen findet die Demagnetisierung zu Beginn der Messung mit derselben Frequenz statt, wie die anschließende Messung. Damit tritt in der Formel die Frequenz f an die Stelle von f_d .

Die Domänenstruktur ist der bestimmende Faktor bei den anomalen Verlusten korrelierter SiFe-Bleche [15]. Nach dem Pry-Bean Modell ist der Anomaliefaktor

⁸Orientcore HI-B sind SiFe-Bleche mit scharfer Gosstextur und daraus resultierender hoher Sättigungsmagnetisierung.

η_W in Abhängigkeit von

$$d = [4r_W L_W / (C_{11} \lambda_{100}^2 + 1.5 \lambda_{100} \sigma_0)]^{0.5} \quad (2.32)$$

vor allem durch die Korngröße bestimmt, die in die Variable L_W eingeht. Obwohl es sich um ein stark vereinfachendes Modell handelt, zeigt es das Prinzip der Verfeinerung der Domänenstruktur und Reduktion der Verluste durch Verminderung der Korngrößen und Einprägen einer Zugspannung im Elektroblech.

Hier setzen verschiedene Produktionsmethoden zur Erzeugung von Elektroblechen mit geringeren anomalen Verlusten an. Beim Laserstrahleinbrennen werden mit einem Laserstrahl dünne, transversale oder gestrichelte Linien auf das Elektroblech geschrieben. Dies führt in den kurzfristig erhitzten Regionen zu geringen plastischen Deformationen begleitet von hohen räumlichen Dichteunterschieden. In Folge ändert sich die magnetoelastischen und die magnetostatische Energie. Die Länge der Domäne wird reduziert und die Spannung durch die plastische Verformung führt zur Verfeinerung der Domänenstruktur und somit zu kleineren Werten für L_w . Die nun höhere *effektive Zahl* der aktiven Domänenwände führt zu geringen Geschwindigkeiten und somit zu geringen Verlusten.

Anomale Hystereseverluste

Mit steigender Frequenz werden mehr Blochwände in die Barkhausensprünge involviert. Die *effektive Zahl* der aktiven Domänenwände, die mit Störstellen interagieren, steigt [2]. Die Überwindung dieser strukturellen und magnetischen Inhomogenitäten führt zu zusätzlichen Verlusten.

Nachwirkungsverluste

Es handelt sich bei Nachwirkungsverlusten um thermische Effekte, die bei dynamischer Magnetisierung oberhalb des absoluten Nullpunktes auftreten. Bei diesen Verlusten werden zwei prinzipielle Mechanismen unterschieden: Einerseits die Diffusions- oder reversible Nachwirkung, andererseits die magnetische Viskosität oder auch thermische Fluktuationenachwirkung [2]. Die Nachwirkungsverluste gehorchen meist dem Gesetz:

$$W_N = c B^2 f \quad (2.33)$$

mit

$$c \approx \frac{1}{B_S}, \quad (2.34)$$

wobei B_S die magnetische Sättigungsinduktion ist. Die Nachwirkungserscheinungen können jedoch sehr komplexe Formen annehmen. Dies trifft beispielsweise für Siliziumeisenwerkstoffe zu [4]. Bei hoher Aussteuerung können diese Verluste allerdings quantitativ vernachlässigt werden [2].

Diffusionsnachwirkung

Atome nehmen die Position geringster Energie bezüglich Magnetfeldwechselwirkung ein. Es kann sich um magnetokristalline oder magnetoelastische Wechselwirkung handeln. Die Energieminimierung wird beispielsweise durch Diffusion, wie bei Kohlenstoff-, oder Stickstoffatomen in Eisen, oder durch Kettenbildung von Atomen, sowie durch Atompaarung in Magnetisierungsrichtung erreicht. Diese Vorgänge sind vollständig reversibel, solange es nicht zu Materialermüdung kommt.

Magnetische Viskosität

Barkhausensprünge zwischen den lokalen Minima der freien Energie finden nur dann statt, wenn das angelegte Feld hoch genug ist um die Barrieren zwischen den Minima zu überwinden. Diese Sprünge können durch das Zuführen thermischer Energie je nach Temperatur wesentlich früher, sogar ohne äußeres Feld stattfinden. Man spricht in diesem Fall von thermisch aktivierten Barkhausensprüngen. Dies führt einerseits zu Änderungen der Magnetisierung auch ohne Änderung des äußeren Feldes, andererseits bedingt es auch eine Frequenzabhängigkeit der dynamischen Hysterese.

Kapitel 3

Der Single-Sheet-Tester

Der Single Sheet Tester (SST) dient der Messung magnetischer Eigenschaften eines Elektrobleches. Dieses Kapitel soll einen kurzen Überblick über die verschiedenen Typen und Meßmethoden der SSTs geben. Es gibt Single Sheet Tester für rein alternierende Magnetisierung, und sogenannte Rotational Single Sheet Tester (RSST) für zweidimensionale Magnetisierungsmuster. Letztere ermöglichen die Induktion eines in der Probenebene rotierenden magnetischen Feldes. Industrielle Qualitätsmessungen beschränken sich jedoch bisher auf Methoden unter rein alternierender Magnetisierung.

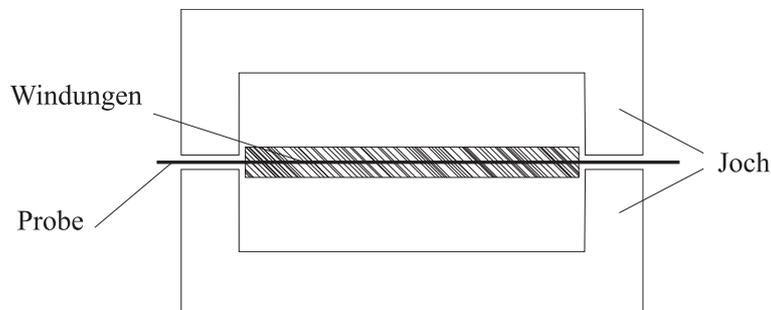


Abb. 3.1: Aufbau des Single Sheet Testers nach dem Standard IEC 404-3.

Grundsätzlich wird zwischen einem SST mit Doppeljoch (*double joke SST*) (siehe Abb. 3.8) nach IEC 404-3 und - wie im Rahmen dieser Arbeit - einem SST mit Einzeljoch (*single joke SST*) unterschieden. Dieser entspricht, abgesehen von der Abwesenheit des zweiten U-förmigen Joches, ebenfalls der Bauweise nach IEC 404-3 und wird aufgrund der geringeren Kosten und der einfacheren Handhabung oft verwendet.

Das zu untersuchende Elektroblech wird innerhalb zweier Windungen, einer primären Magnetisierungswindung und einer sekundären Windung zur B-Feld Messung, positioniert. Der magnetische Fluß wird über ein Joch geschlossen. Die Probe sollte die Polflächen des Joches über die gesamte Breite bedecken. Werden schmälere

Proben verwendet, so müssen mehrere aneinander gefügt werden, sodaß sie in Summe der Breite des Joches entsprechen. Bei der Doppeljochausführung darf die Probe über das Joch hinausragen¹ [16]. Üblicherweise jedoch entsprechen die Abmessungen der Probe der quadratischen Auflagefläche² des Joches. So ist es möglich, mit einem einzigen quadratischen Testobjekt sowohl Messungen in dessen Walzrichtung, als auch, durch Drehen um 90°, Messungen in transversaler Richtung durchzuführen.

3.1 Aufbau eines Single Sheet Testers nach IEC 404-3

Der Standard IEC 404-3³ beschreibt die Konstruktion des Joches folgendermaßen: Der Polquerschnitt (siehe Abb. 3.2) der beiden identischen U-förmigen Joche im Single-Sheet-Tester (SST) ist wesentlich größer als die Dicke des zu testenden magnetischen Bleches. Die Breite des Polquerschnittes beträgt 25 mm. Das Joch besteht aus isolierten, kornorientierten Siliziumeisenblechen, deren Verlustwerte unter 1 W/kg bei 1,5 T und 50 Hz liegen.

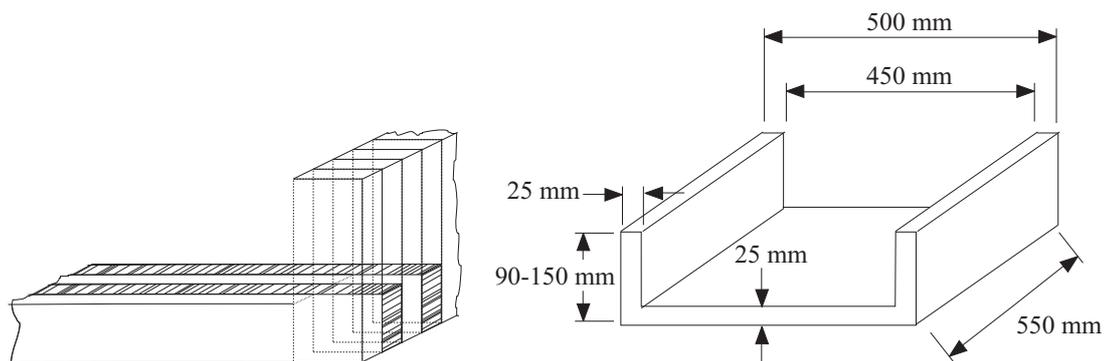


Abb. 3.2: Das Joch des Single Sheet Testers nach dem Standard IEC 404-3

Die Primär- und die Sekundärspule sind um einen Kunststoffquader gewickelt. Die innere Öffnung dieses Quaders beträgt 510 mm x 5 mm (Abb. 4.2). Der Spulenquader ist zwischen den Polen positioniert, sodaß die Probe plan auf der Spulinnenfläche und den Polen aufliegt (Abb. 4.1). Die Primär- und die Sekundärspule haben jeweils etwa 400 Windungen. Die Primärspule dient als Erregerspule zur Magnetisierung der Probe. Sie ist meist aus fünf identen Spulen gleicher Windungszahl aufgebaut,

¹Bei Single Sheet Testern mit Doppeljochausführung ist ein für die Handhabung nötiger Überhang der Probe gestattet.

²Die Auflagefläche des Joches setzt sich aus den beiden Polflächen und der Fläche zwischen den Polen zusammen. In der vorliegenden Arbeit betrug die Auflagefläche und die Abmessung der Proben 500x500 mm.

³Der Standard IEC-404-3 beschreibt sowohl die Konstruktion des Single Sheet Testers als auch das Meßverfahren.

die in Summe die gesamte Länge überspannen. Diese können parallel oder in Serie geschaltet werden (siehe Abb. 3.3). Die Impedanzverhältnisse bei parallelem Betrieb können jedoch über induktive Kopplung zu erhöhter Verzerrung der magnetischen Flußdichte führen [17]. Die Sekundärspule dient der Erfassung der magnetischen Flußdichte in der Probe.

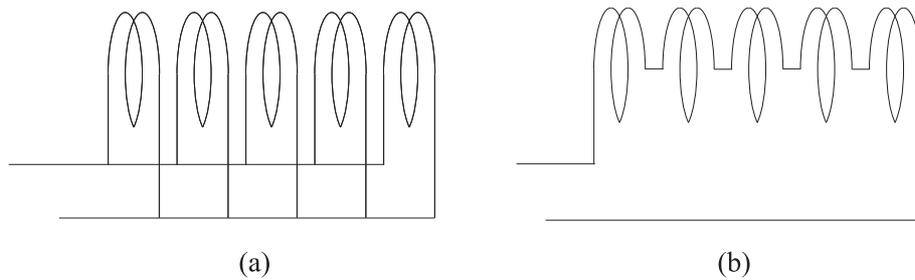


Abb. 3.3: Diagramm der Verbindung der fünf Spulen der Primärwindung: (a) parallel, (b) seriell.

Sekundärspule und Luftflußkompensation

Wird die magnetische Flußdichte in der Probe mittels der Sekundärspule des SSTs gemessen, so muß der Luftfluß zwischen der Probe und den Windungen der Spule kompensiert werden. Die Verzerrung des Sinus steigt mit zunehmender Aussteuerung. Die Kompensation soll nach IEC 404-3 mittels eines kleinen Transformators (*mutual inductor*⁴) erfolgen, der für den jeweiligen Single Sheet Tester angefertigt wird.

Die Kopplung der Primär- und Sekundärspule ohne eingeschobene Probe und ohne Kompensation entspricht der Gegeninduktivität M_{PS} . Die Primärspule des *mutual inductor* wird mit der Primärspule des SSTs, die Sekundärspule des *mutual inductor* wird gegensinnig mit der Sekundärspule des SSTs verbunden (siehe Abb. 3.1). Die Gegeninduktivität des *mutual inductor* M_{K12} soll die Gegeninduktivität M_{PS} kompensieren. Die Anpassung des *mutual inductors* sollte nach der Norm IEC 404-3 derart erfolgen, daß bei Anlegen einer Wechselspannung u_1 (siehe Abb. 3.1), in Abwesenheit einer Probe, die Spannung u_2 weniger als 0.1% der Spannung u_S des SSTs beträgt, d.h.

$$u_2 = \frac{di_P}{dt}(M_{PS} - M_{K12}) + \frac{di_S}{dt}(L_S + L_{K,2}) + i_S(R_S + R_{K,2}) \leq 0,001 \cdot u_S . \quad (3.1)$$

Am Sekundärschaltkreis soll ausschließlich mit hochohmigen Meßgeräten gemessen werden, sodaß bei sinusförmiger Spannung u_1 im eingeschwungenen Zustand angenommen werden kann, daß im Sekundärschaltkreises kein Strom i_S fließt. Gleichung

⁴Wörtlich übersetzt: *Gegeninduktor*.

3.1 kann also durch

$$u_2 \approx \frac{di_P}{dt}(M_{PS} - M_{K12}) \leq 0,001 \cdot u_S \approx 0,001 \cdot \frac{di_P}{dt} M_{PS} . \quad (3.2)$$

abgeschätzt werden, was zu der Relation

$$(M_{PS} - M_{K12}) \leq 0,001 \cdot M_{PS} \quad (3.3)$$

führt. Das Einbringen der Probe ändert die Gegeninduktivität M_{PS} zwischen Primär- und Sekundärspule und somit die Spannung u_2 gemäß

$$\tilde{u}_2 \approx \frac{d\tilde{i}_P}{dt}(M_{PS} - M_{K12} + M_{Fe}) \leq \frac{d\tilde{i}_P}{dt}(0,001 \cdot M_{PS} + M_{Fe}) . \quad (3.4)$$

Die obige Abschätzung macht deutlich, wie der *mutual inductor* M_{K12} die Gegeninduktivität M_{PS} kompensiert. Übrig bleibt im wesentlichen die von der Probe verursachte Gegeninduktivität M_{Fe} , und somit kann \tilde{u}_2 zur Ermittlung der magnetischen Flußdichte $B(t)$ herangezogen werden. Obige Abschätzung verdeutlicht jedoch auch die Problematik dieser starren Kompensationsmethode, die darin besteht, daß im Falle einer Änderung der Gegeninduktivität M_{PS} ⁵ des Meßaufbaus, der *mutual inductor* nicht mehr korrekt kompensieren kann. Darüber hinaus erhöht der *mutual inductor* unter bestimmten Voraussetzungen die Verzerrung der Sinusförmigkeit von $B(t)$ [17]. Daher ist dieser Methode eine B -Feld Messung mit Wicklungen um die Probe oder mittels B -Spitzen unter Verzicht auf Luftflußkompensation vorzuziehen.

3.2 Bestimmung von Feldgrößen und Verlusten

Die durch den Standard IEC-402 angegebenen Meßvorschriften beziehen sich auf den Betrieb des SSTs mit nachstehend beschriebener Luftflußkompensation. Die Sekundärspule wird hierbei zur Ermittlung der magnetischen Flußdichte B , die Strommeßmethode zur Ermittlung der magnetischen Feldstärke H und die Wattmetermethode zur Ermittlung der Verluste P verwendet. Im Gegensatz zur IEC-Norm werden in dieser Arbeit B -Meßwicklungen (ohne Notwendigkeit einer Luftflußkompensation) zur Erfassung der magnetischen Flußdichte, und eine Tangentialfeldspule zur Erfassung der magnetischen Feldstärke verwendet. Die Verluste werden analytisch aus dem Signalverlauf von B und H ermittelt.

3.2.1 Flußdichtebestimmung

Die Ermittlung der über den Blechquerschnitt gemittelten magnetischen Flußdichte \bar{B} erfolgt über das Induktionsgesetz. Ausgehend von der Maxwellgleichung

$$\text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t}\vec{B} \quad (3.5)$$

⁵Eine solche Änderung der Gegeninduktivität stellt beispielsweise das Verbinden der 5 Primärwicklungen des SSTs in Serie anstatt parallel dar.

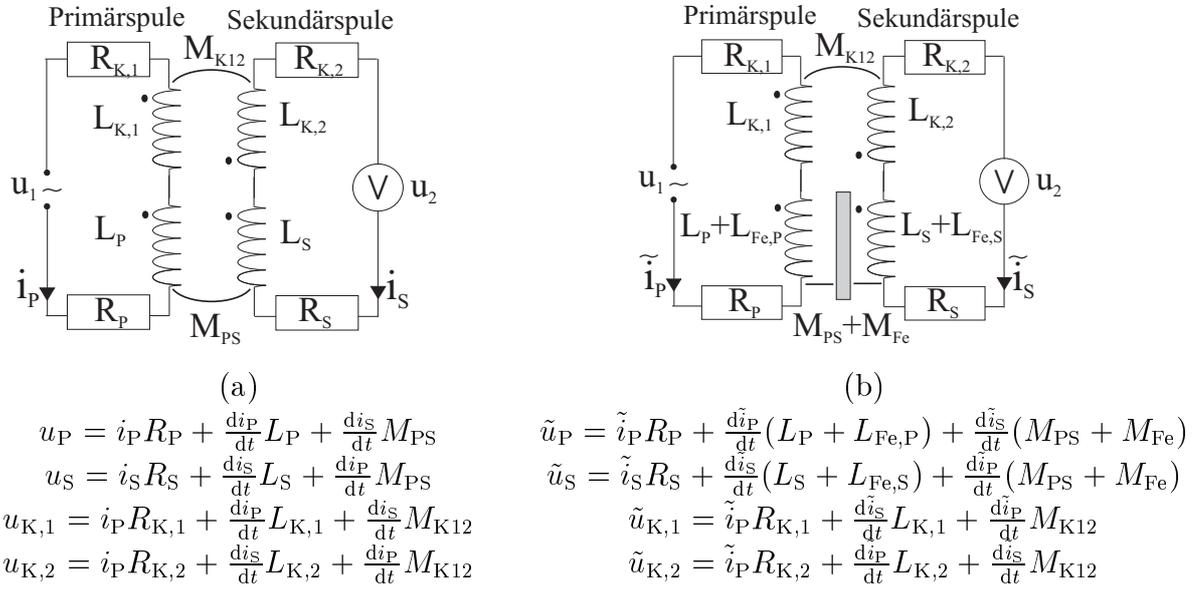


Abb. 3.4: Vergleich der Selbst- und Gegeninduktionen (a) ohne Probe und (b) mit Probe.

und unter Anwendung des Stokeschen Integralsatzes erhält man die induzierte Spannung für einen geschlossenen Pfad ∂A

$$u_B(\partial A) = -\frac{\partial \Phi(A)}{\partial t} = \oint \vec{E} d\vec{s} = -\frac{\partial}{\partial t} \oint \vec{B} d\vec{A} = -\frac{\partial}{\partial t} \oint B \cos \beta dA, \quad (3.6)$$

wobei $\Phi(A)$ der magnetischen Fluß durch die Fläche A , und β der Winkel zwischen der Flächennormalen \vec{A}/A und \vec{B} ist.

Die B-Meßwicklung

Die Probe wird mit N_B Windungen umwickelt. Dabei müssen die Windungen direkt auf der Probenoberfläche liegen. Die Verwendung einer B-Meßwicklung hat den Vorteil, von vornherein einen Luftfluß ausschließen oder zumindest minimieren zu können. Der Nachteil liegt im größeren Aufwand der Probenpräparation. Über Gleichung 3.6 kann die magnetische Flußdichte

$$B(t) = \frac{N}{LD} \int_0^t u_B(t') dt' + \text{const.} \quad (3.7)$$

ermittelt werden (siehe Abb. 3.5). Es wird nur die Flußdichte senkrecht zu der von den Windungen umschlossene Fläche erfaßt.

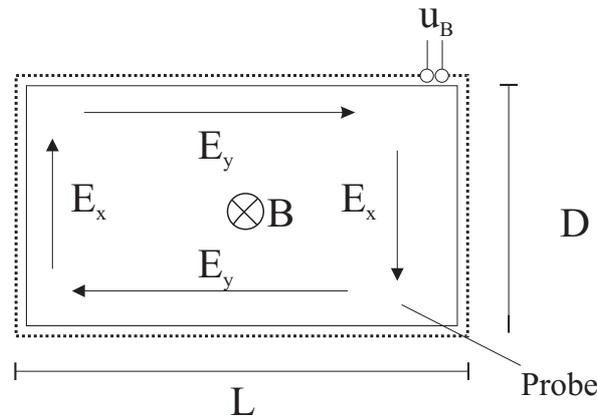


Abb. 3.5: Meßwicklung um die Probe zur Ermittlung der magnetischen Induktion

Die B-Spitzen-Meßmethode

Die B-Spitzen-Methode wird zur Zeit in Kombination mit einem SST nur selten eingesetzt. Ihr Vorteil ist, daß eine Probe im Gegensatz zur B-Meßwicklung nicht vorbereitet werden muß, und trotzdem der Luftfluß minimiert werden kann.[18] Ferner ist diese Methode zerstörungsfrei, da nur die isolierende Beschichtung der Probe von den Spitzen durchbohrt wird. Vorausgesetzt wird eine homogene Magnetisierung und somit $\vec{E} = E_y \cdot \vec{e}_y$ im gesamten Meßbereich verlangt werden, wobei sich ein symmetrisches Feld E_y entlang der Pfade an Ober- und Unterseite des Bleches ergibt (siehe Abb. 3.6). Wichtig ist auch, daß die Leitung zu den Kontaktstellen nahe an der Probenoberfläche geführt werden muß, um einen Luftfluß zu vermeiden. Anwendung der Gleichung 3.6 führt bei dieser Methode zu:

$$2 u_B = 2 E_y L = -\frac{\partial}{\partial t} B L D \quad (3.8)$$

$$B(t) = \frac{2}{LD} \int_0^t u_B(t') dt' + \text{const.} \quad (3.9)$$

3.2.2 Feldstärkebestimmung

Strom-Meßmethode

Die Probe befindet sich innerhalb einer von Wechselstrom durchflossenen Primärspule und wird von dieser magnetisiert. Der magnetischen Kreis wird von einem Meßjoch geschlossen. Der Effektivwert der magnetischen Feldstärke

$$\tilde{H} = \frac{N_1 \tilde{I}_1}{l_m} \quad (3.10)$$

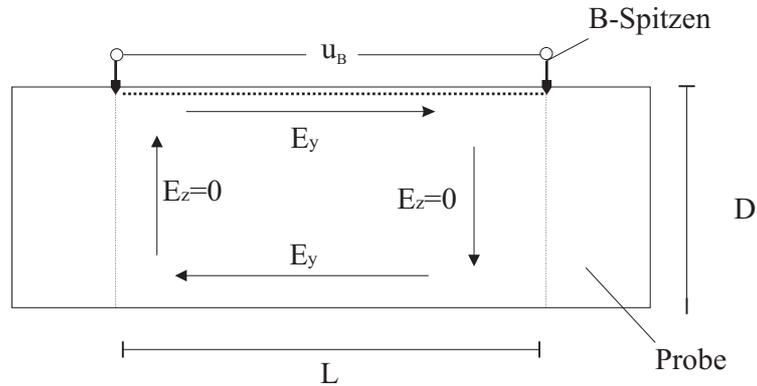


Abb. 3.6: Die Spitzenmethode zur Ermittlung der magnetischen Induktion

kann anhand des Stromes der Erregerwicklung berechnet werden. \tilde{I}_1 ist der Effektivwert des Stromes, N_1 die Wicklungen der Erregerspule und l_m der effektive magnetische Pfad⁶. Der Strom wird mittels eines Amperemeters gemessen (siehe Abb. 3.7). Der Maximalwert der magnetischen Feldstärke

$$\hat{H} = \frac{N_1 \hat{U}_1}{R_1 l_m} \quad (3.11)$$

wird über eine Voltmetermessung ermittelt.

Der effektive magnetische Pfad wird entsprechend des Standards IEC 205 aus der Form und den materialspezifischen Kernfaktoren des geschlossenen Magnetkreises berechnet. Der Magnetkreis des Single Sheet Testers setzt sich im Idealfall aus dem Joch und dem Elektroblech zusammen. Abweichungen in Folge von Luftspalten oder Korrosionsschäden an den Polflächen haben direkten Einfluß auf den effektiven magnetischen Pfad, und somit auf den magnetischen Widerstand und die resultierenden Verlusten. [4].

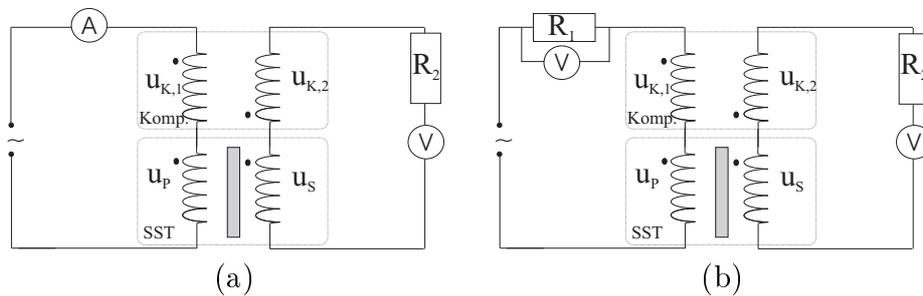


Abb. 3.7: Schaltplan zur Messung des (a) Effektivwertes und (b) Maximalwertes der magnetischen Feldstärke

⁶Der effektive magnetische Pfad ist der mittlere Eisenweg des magnetischen Flusses in der Probe

Die Tangentialfeldspule

Die Tangentialfeldspule dient der Messung der Feldstärke H_a an der Oberfläche der Probe [10]. Die Spule wird um einen unmagnetische Träger⁷ gewickelt und an der Oberfläche des Bleches angebracht. Die Stärke des H-Signals ist proportional den Windungen der Meßspule. Bei schwachen Feldern bedarf es vieler Windungen n um ein ausreichendes Signal u_B zu erhalten. Der Integrationspfad entspricht dem Weg der Windungen (siehe gestrichelte Linie Abb. 3.5).

$$u_H = -\frac{\partial \Phi(t)}{\partial t} = -N \frac{\partial}{\partial t} \int_A B \cos \beta \, dA \quad (3.12)$$

$$u_H = -N \frac{\partial}{\partial t} (B A) \quad (3.13)$$

$$H_a(t) = -\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{1}{N} \cdot \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} u_H(t') \, dt' \quad (3.14)$$

$$B = \mu_0 \cdot H \text{ in Luft}$$

Gegenüberstellung der Meßmethoden

Die Tangentialspulen-Methode ist weniger fehlerbehaftet als die Strom-Meßmethode [19], die der industrielle Standard nach IEC 404-2 vorschreibt. Der Unterschied in den Werten der Strom-Meßmethode und der H-Spulen-Methode beruht auf den Eisenverlusten im Joch des Single Sheet Testers. Der Zustand des Jochs hat keinen Einfluß auf die Tangentialfeldspule, jedoch auf den Magnetisierungsstrom. Das Joch ist aus laminierten, voneinander isolierten Elektroblechen aufgebaut. Beschädigung dieser Isolierung zwischen den Lagen, beispielsweise an den Polen, führen zu Kurzschlüssen und deutlich erhöhten Wirbelstromverlusten.

Die in Rahmen dieser Arbeit durchgeführten B-Messung mittels der Sekundärwindung des SSTs unter Verwendung der Luftflußkompensation zeigen eine gute Übereinstimmung mit den Werten, ermittelt aus B-Windungen um die Probe. Allerdings sollte der bei den Messungen für magnetische Flußdichte erfaßte Probenbereich mit dem Meßbereich der magnetische Induktion übereinstimmen. Die Sekundärwindung überspannt die gesamte Probe. Die Tangentialfeldspule muß jedoch aufgrund der Streufelder, im Bereich der Jochpole, auf einen zentralen Bereich der Probe beschränkt werden.

Meßtechnisch wird durch die Orientierung der H-Spule und Positionierung der B-Spitzen, bzw. der B-Windungen, jeglicher Fluß in y- oder z-Richtung nicht berücksichtigt. Nur der B-Fluß im Blech und das H-Feld an der Oberseite des Bleches in x-Richtung werden erfaßt. Um optimale Werte zu erhalten, sollte folgendes beachtet werden:

⁷Dafür eignen sich beispielsweise Plexiglasscheiben, Pertinaxplatten oder Hartpapier.

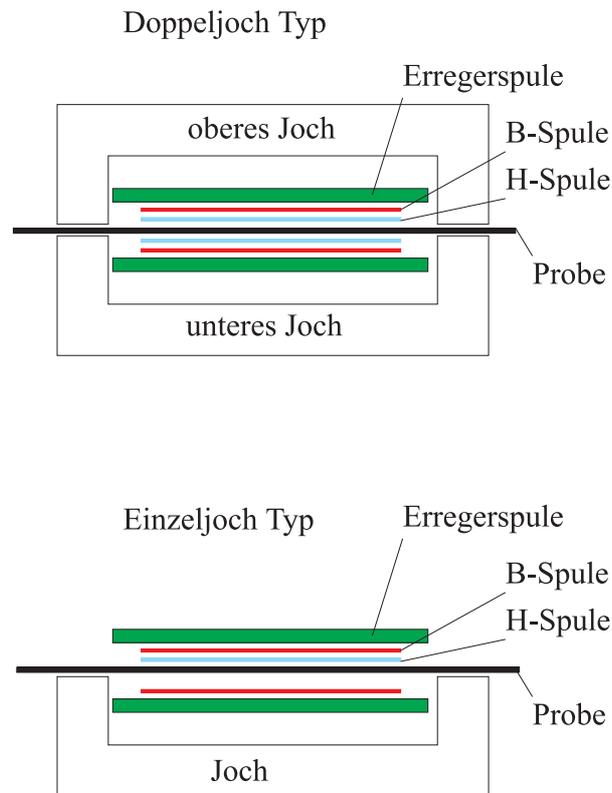


Abb. 3.8: Single Sheet Tester mit einzelнем bzw. Doppeljoch

- Bei der Ausführung des SSTs mit Einzeljoch wird die H-Spule an der dem Joch abgewandten Seite der Probe positioniert, um den Einfluß des Jochs und somit den Fehler zu minimieren [20].
- Der Meßbereich der Probe sollte sich in ausreichendem Abstand von den Polen des Joches und den Enden der Erregerspule befinden, um den Einfluß durch den Streufluß in z-Richtung und die Wirbelströme so gering wie möglich zu halten [21]. Diese Effekte im Bereich des Joches sind bei einem SST in Einzeljochausführung ausgeprägter als bei der Doppeljochausführung.
- Die B- und die H-Windungen, sowie B-Spitzen-Paare, müssen exakt im rechten Winkel zum zu messenden Fluß positioniert sein.
- Die Tangentialfeldspule und die B-Windungen sollten denselben Meßbereich überspannen. Dieser Bereich ist so groß zu wählen, daß er sich einerseits über ausreichend viele Kristallite erstreckt, und andererseits ausreichende Distanz zu den Polflächen gewahrt wird.
- Die Probe und die Tangentialfeldspule sind innerhalb des Spulenkörpers exakt mittig zu positionieren.

3.2.3 Bestimmung der Verluste

Die Wattmetermethode

Bei der Wattmetermethode werden Primär- und Sekundärspule des Single Sheet Testers entsprechend Abb. 3.9 mit einem Wattmeter und einem Voltmeter verbunden. Der Spannungseingang des Wattmeters wird mit der Sekundärspule des SSTs verbunden, der Stromeingang mit der Primärspule. Die spezifischen Verluste

$$p = \left(P_w \cdot \frac{N_1}{N_2} - \frac{(1.111 \cdot |\bar{u}_2|)^2}{R_2} \right) \frac{l}{m l_m} \quad (3.15)$$

werden aus dem Gleichrichtmittelwert der Sekundärspannung und den Verlusten P_w der Wattmetermessung ermittelt. R_2 ist der gesamte Innenwiderstand des Sekundärschaltkreises, N_1 und N_2 die Windungszahl von Primär- und Sekundärwicklung, m die Masse der Probe und l_m der effektive magnetische Pfad.

$p \dots$	spezifische Verluste	W/kg
$P_w \dots$	wattmetrische Verluste	W
$N_1, N_2 \dots$	primäre und sekundäre Windungszahl	1
$R_2 \dots$	Innenwiderstand des Sekundärkreises	Ω
$\bar{u}_2 \dots$	Gleichrichtmittelwert des Sekundärkreises	V
$m \dots$	Masse	kg
$l \dots$	Länge der Spule	m
$l_m \dots$	effektiver magnetischer Pfad	m

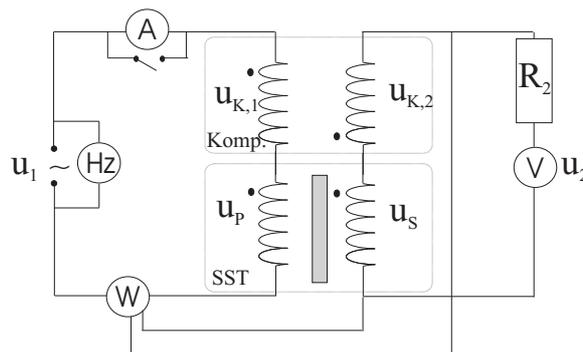


Abb. 3.9: Schaltplan zur Messung der spezifischen Verluste

Die analytische Methode

Ausgehend von den Gleichungen 3.13 und 3.6 erhält man für die Verluste:

$$\begin{aligned}
 P &= -\frac{1}{T} \int_t^{t+T} [lH_a \oint_S E_a ds] dt = & (3.16) \\
 &\frac{1}{T} \int_t^{t+T} [lH_a \cdot n \frac{\partial}{\partial t} (B \cdot A)] dt = \\
 &V \frac{n}{T} \int_t^{t+T} [H_a \frac{\partial}{\partial t} B] dt = \\
 &V \frac{n}{T} \int_T H_a dB = V \frac{n}{T} \int_T B dH_a
 \end{aligned}$$

Die Verluste sind der Fläche unter der dynamischen Schleife $\int B dH_a$ proportional. Sie setzt sich aus den Signalverläufe der magnetischen Feldstärke H_a an der Probenoberfläche und der mittleren magnetischen Flußdichte B durch den Querschnitt der Probe zusammen. Bei dieser Methode ist darauf zu achten, daß die beiden Signalverläufe zeitgleich gemessen werden, sodaß es zu keiner meßbedingten Phasenverschiebung zwischen $H_a(t)$ und $B(t)$ kommt.

Kapitel 4

Der Meßaufbau

4.1 Der Single Sheet Tester BDT 500

Kernstück der im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Anlage ist ein Single Sheet Tester *BDT 500* der Firma Brockhaus in Einzeljochausführung (siehe Abb. 4.1 und Abb. 4.2). Die Primärspule des SSTs hat nach Angabe des Herstellers 426 Windungen, die sich aus fünf Windungspaketen zusammensetzen. Diese Spule dient der Wechselfeldmagnetisierung. Da die verwendete Stromversorgung¹ niedrige Spannung aber hohen Strom liefert, sind die fünf Spulen der Primärwicklung parallel geschaltet. Die Sekundärspule, die nach IEC 404-3 zur Messung des B-Feldes dient, wird in diesem Meßaufbau zur Gleichfeldkompensation verwendet. Die Länge der Spulen beträgt jeweils 430 mm. Die Innenabmessung des Spulenkörpers beträgt 507 mm in der Breite, 450 mm in der Länge und 5 mm in der Höhe. Diese Maße beschränken die Größe der Probe und der Tangentialfeldspule auf eine Breite von je 500 mm und einer gesamten Dicke von maximal 5 mm, um sie in den SST einschieben zu können.

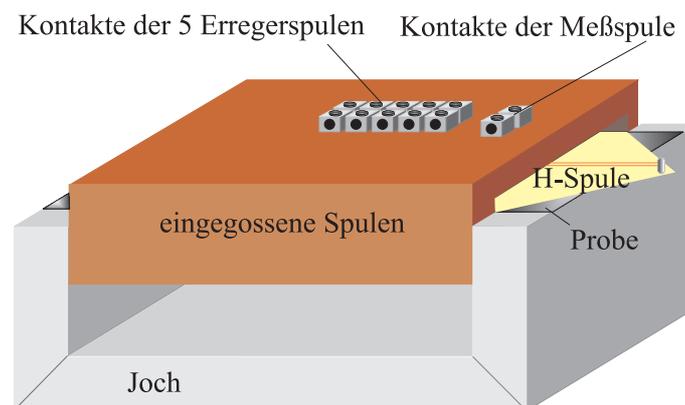


Abb. 4.1: Positionierung der Probe und der H-Spule im Single Sheet Tester

¹Ein 350 W Audioverstärker

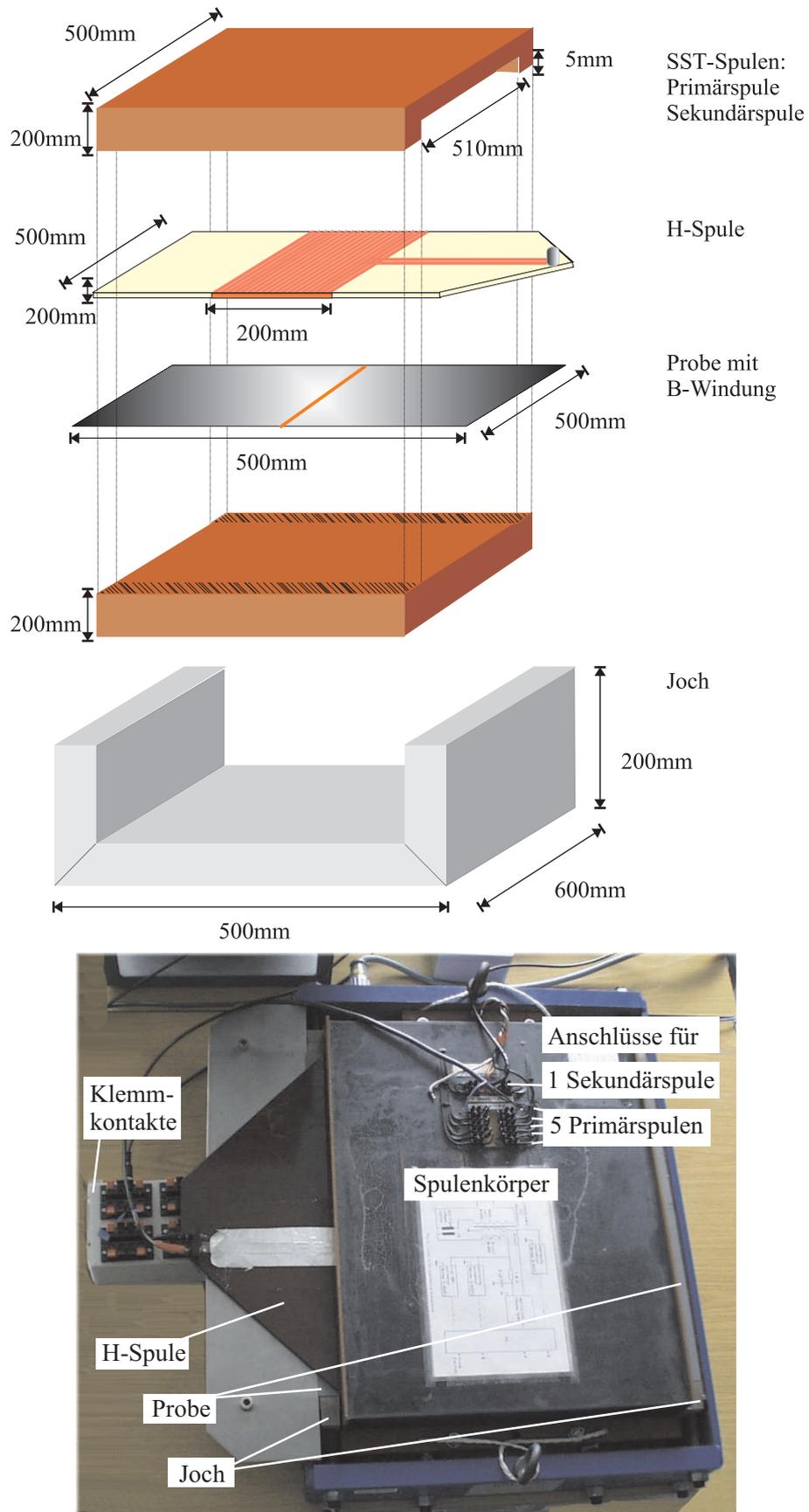


Abb. 4.2: Aufbau des Single Sheet Testers

4.2 B-Meßwicklung und Tangentialfeldspule

Für die Messung des B-Feldes wird die Probe mittig mit vier Windungen² aus 0,15 mm starkem Kupferdraht umwickelt, die mit Klebeband an der Oberfläche der Probe befestigt sind, um exakte Positionierung zu gewährleisten. Der von der B-Messung so erfaßte Bereich beschränkt sich auf den Querschnitt im Zentrum der Probe. Die Drähte werden, paarweise verdrillt, zu einer Box mit Klemmkontakten geführt, die über eine Koaxialleitung mit dem Oszilloskop verbunden ist. Über diese Box können mehrere lokale B-Windungen in Serie geschaltet werden und so der von der B-Messung erfaßte Bereich vergrößert werden. Der Verlauf des B-Feldes im SST wird im Abschnitt 6.5.3 im Rahmen der Meßergebnisse näher erläutert.

Die zur Messungen des H-Feldes verwendete Tangentialfeldspule besteht aus 1028 Windungen eines 0.16 mm starken Kupferdrahtes auf einer 3,1 mm starken Pertinaxplatte (siehe Abb. 4.3). Die Breite b der Spule beträgt 500 mm und überspannt somit die gesamte Breite der Probe. Die Länge l beträgt 200 mm. Die H-Spule ist somit wesentlich größer dimensioniert als sonst übliche H-Spulen. Frühere Experimente, mit dem in dieser Arbeit verwendeten SST, zeigten, bei H-Spulen größerer Abmessung, ein wesentlich stabileres Verhalten in Bezug auf deren Positionierung, was auf eine bessere Mittelung über Inhomogenitäten zurückgeführt wird³[10]. Der Querschnitt der Tangentialfeldspule

$$A = (d + D) \cdot (b + D) \quad (4.1)$$

wird aus der Plattendicke d , der Plattenbreite b und der Drahtstärke D berechnet. Die Spule ist mit Aluminiumfolie ummantelt um das Streufeld zu reduzieren. Eine BNC-Buchse dient dem Anschluß an das Oszilloskop. Die gesamte Spule ist etwa 3,7 mm stark. Die Dicke von Siliziumeisenblechen beträgt im allgemeinen zwischen 0,35 und 0,21 mm. Die Tangentialfeldspule und das Elektroblech werden im Spulenkörper des SSTs mit elastischen Keilen fixiert. Es ist darauf zu achten, daß die Fixierung keinen großen Druck auf die Probe ausübt um mechanische Spannungen zu vermeiden. Es ist jedoch wichtig auch unter hohen magnetischen Wechselfeldern ein Flattern der Probe an den Polen des Joches zu verhindern.

4.3 Die Gleichfeldstromquelle

Als Gleichstromquelle zur Gleichfeldkompensation für die Sekundärspule des SSTs dient eine 1.5 V Alkali-Batterie. Ihr Strom I_0 wird von einem Potentiometer reguliert. Die Steuerung erfolgt durch den PC über die serielle Schnittstelle und einen Gleichstrommotor, der an das Potentiometer gekoppelt ist (siehe Abb. 4.4 und Abb. 4.7).

² $N_B = 4$

³Aufgrund der unsystematischen Abweichungen bei Verschiebung kürzerer Spulen im SST werden symmetrische Störeinflüsse der Meßumgebung als Ursache ausgeschlossen.

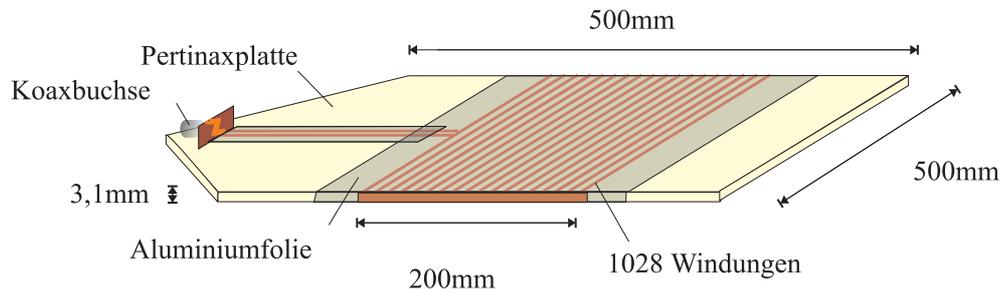


Abb. 4.3: Die Tangentialfeldspule des SST. Die Ummantelung mit Aluminiumfolie dient der Abschirmung des Streufeldes.

4.4 Die Wechselfeldstromquelle

Das Magnetisierungssignal u_B wird von der PC-Software generiert (siehe Kapitel 5), und mittels einer Soundkarte (*Creative SB Live Player 5.1*) arbeitet mit zwei Kanälen und einer jeweiligen Abtastrate von 44,1 Kilo Samples pro Sekunde. Die Anzahl der Datenpunkte

$$k = \frac{44,1 \cdot 10^3}{f}. \quad (4.2)$$

für eine Periode des Magnetisierungssignals folgt aus der Tastrate und der Frequenz des Magnetisierungssignals. Ein Kanal dient der Ausgabe des Triggersignals für das Oszilloskop. Dieses Signal wird ebenfalls von der Software generiert. Das Magnetisierungssignal für den SST wird von einem Audioverstärker⁴ verstärkt. Ein Kanal wird bei voller Verstärkung der Endstufe mit der Primärspule des SSTs verbunden. Auf Brückenschaltung der beiden Kanäle wird aufgrund der hohen Induktivität der Last verzichtet.

Der optionale Power Analyzer mißt Spannung und Strom der Primärspule. Diese Daten werden mittels GPIB Kommunikation vom PC erfaßt.

Die Meßsignale u_B und u_H werden vom Oszilloskop erfaßt und die digitalisierten Werte via GPIB-Kommunikation an den PC weitergeleitet.

4.5 Meßdatenerfassung

Die Meßdatenerfassung erfolgt über ein Oszilloskop der Marke Tektronix mit zwei analogen Eingängen, die über Koaxialkabel mit den B-Windungen und der H-Spule verbunden sind. Die Abtastrate beträgt 1 kHz. Das Oszilloskop wird im *high resolution* Modus betrieben (siehe Abb. 4.5). Bei Verwendung dieser Option werden je nach Wahl zwischen 500 und 15000 Meßpunkte für die Meßsignale $U_B(t)$ und $U_H(t)$

⁴Stereo Power Amplifier A68 der Marke Studer

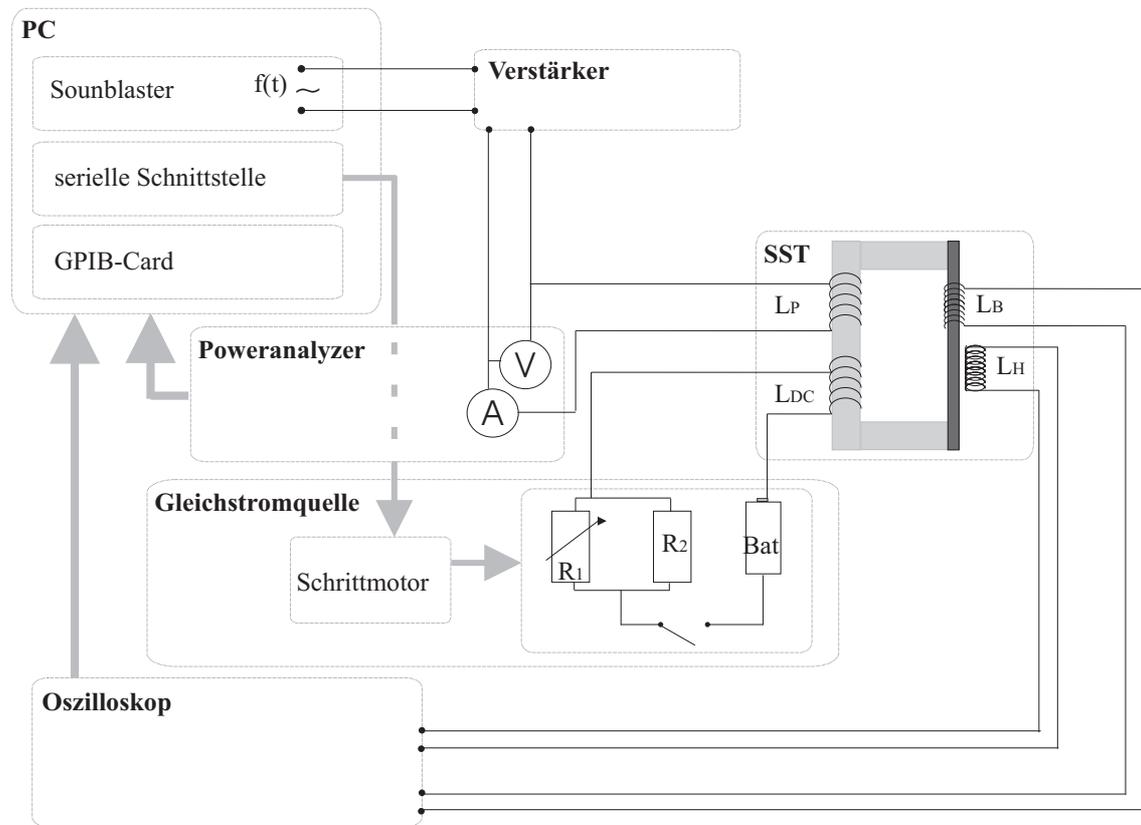


Abb. 4.4: Der Schaltplan der Meßanlage

dargestellt. Die Darstellung umfaßt ein bis zwei Wellenlängen der Signale. Es werden 15000 Punkte aufgenommen, der Bereich in beispielsweise 500 Intervalle unterteilt, und für jedes Intervall über die darin liegenden 30 Werte gemittelt. Für eine Periode erhält man so 500 Meßpunkte. Dies entspricht der Verwendung eines Tiefpaßfilters. Die Kommunikation mit dem PC erfolgt via GPIB-Kommunikation.

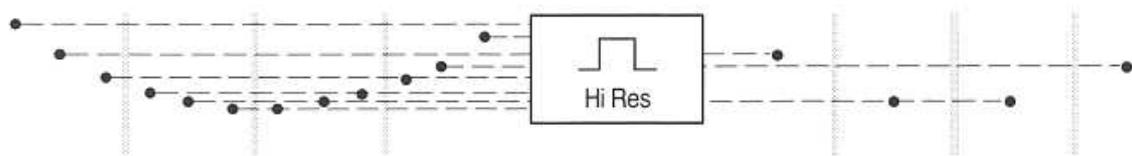


Abb. 4.5: Datenerfassung des Oszilloskops im *High Resolution Modus*. Durch Mittelung über alle Datenpunkte eines Intervalls wird Rauschen unterdrückt.

Um das Rauschen des Meßsignals U weiter zu vermindern, wird über die vom Oszilloskop gesendeten Werte eine Mittelung über N_P Perioden durchgeführt (siehe Abb. 4.6). Diese zusätzliche Glättung kann, wegen der begrenzten Speicherkapazität, nicht vom Oszilloskop zusätzlich zum *High Resolution Modus* durchgeführt werden. Die Mittelung erfolgt über die Software im PC.



Abb. 4.6: Durch Mittelung über mehrere Perioden, bei Verarbeitung der Signale durch die Software, wird Rauschen unterdrückt.

Für Wattmetrische Messungen und zur Erfassung von Spannungen und Stromstärken dient ein Power Analyzer mit zwei separaten Meßkreisen, von denen jeder mit Eingängen für Strommessung und Spannungsmessung ausgestattet ist. Die Kommunikation mit dem PC erfolgt ebenfalls via GPIB-Kommunikation.

4.6 Meßdatenauswertung

Im *High Resolution Modus* erfaßt das Oszilloskop $k=500$ Meßpunkte pro Periode. Die Periode T zerfällt somit in k Teile von jeweils der Länge $\Delta t = T/k$. Jede Periode erhält k Meßpunkte für das $u_{B\text{-Windung}}$ und das $u_{H\text{-Spule}}$ Signal. Die Kurven für \bar{B} , H_a und V ergeben sich somit über diskrete Riemann-Integration:

$$H_i = H(t_i) = -\frac{1}{\mu_0 N_H A} \sum_{j=0}^i u_{H,j} \Delta t + H_0 . \quad (4.3)$$

Somit erhält man k Werte von H_a zu den Zeitpunkte $t_i \forall i = 0 \dots k-1$. Die Werte dazwischen ergeben sich mittels Interpolation. Die unbekannte Integrationskonstante H_0 errechnet sich aus der Bedingung, daß der Mittelwert aller H_i -Werte verschwindet:

$$H_0 = -\frac{1}{k} \sum_{i=0}^{k-1} \frac{1}{\mu_0 N_H A} \sum_{j=0}^i u_{H,j} \Delta t . \quad (4.4)$$

Analog verfährt man für B :

$$B_i = B(t_i) = -\frac{1}{N_B} \cdot \frac{1}{A} \sum_{j=0}^i u_{B,j} \Delta t + B_0 \quad (4.5)$$

$$W = \frac{1}{AN_B} \sum_{i=0}^{k-1} u_{B,i} H_i \Delta t \quad (4.6)$$

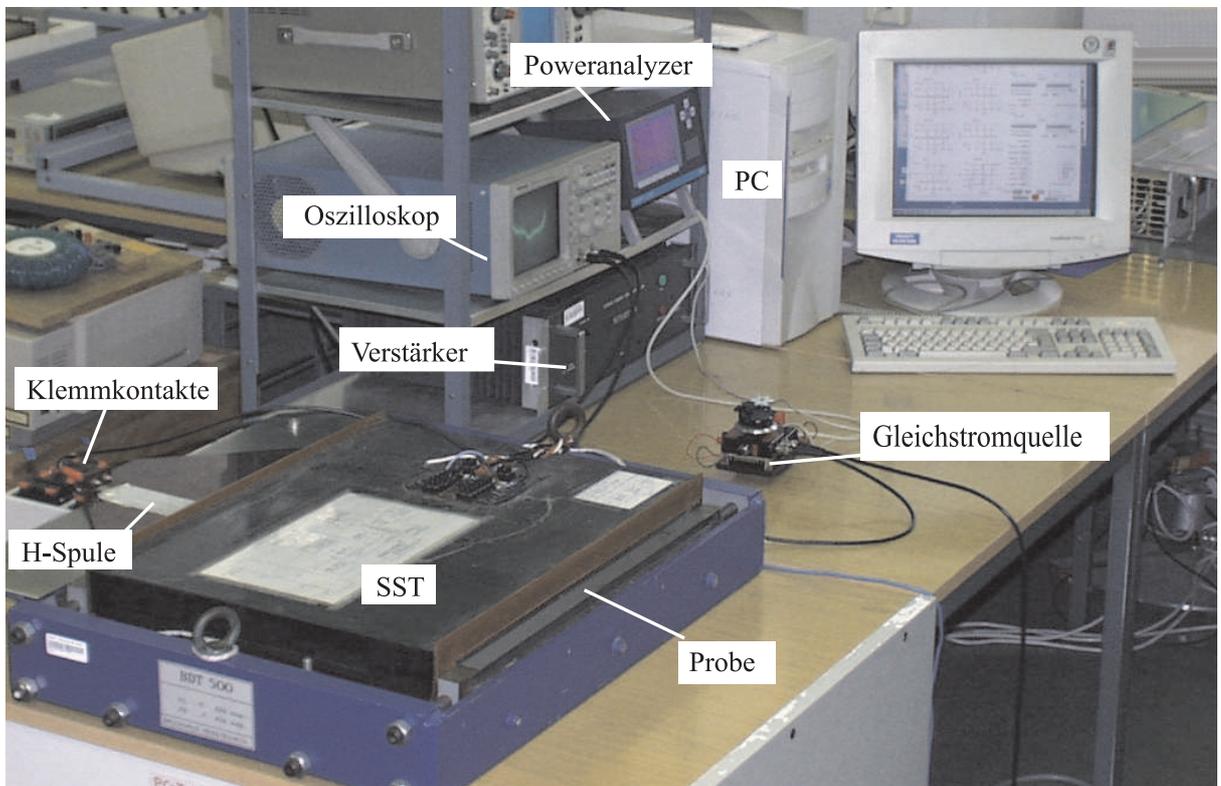
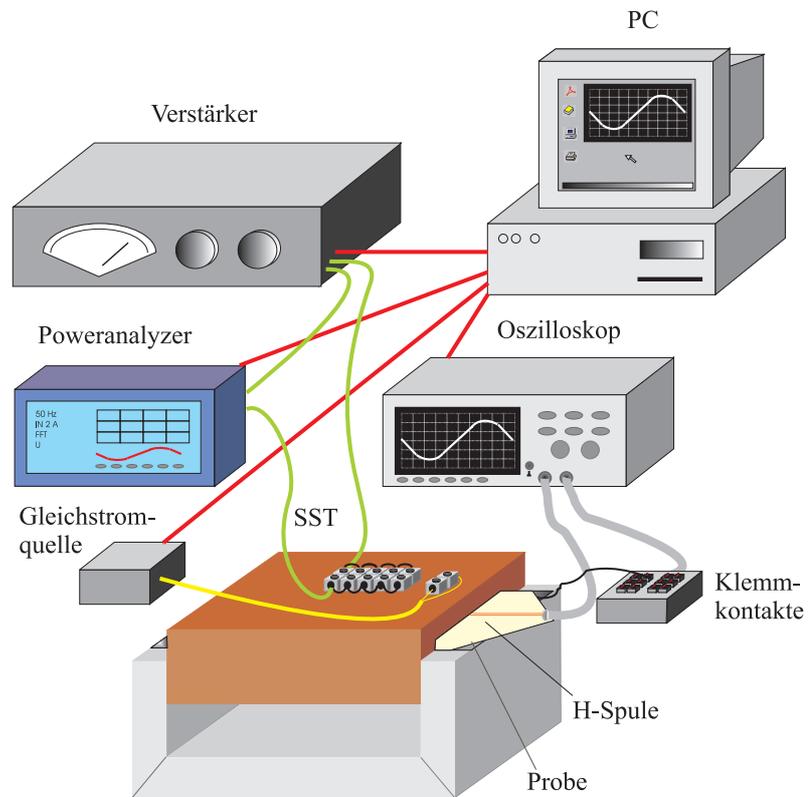


Abb. 4.7: Die Meßanlage

Kapitel 5

Die Regelung

Die meisten standardisierten Meßverfahren schreiben Verlustmessungen bei sinusförmigem Verlauf der magnetischen Flußdichte

$$B(t) = \hat{B} \cdot \sin(\omega t) \quad (5.1)$$

innerhalb der Probe vor. Dies führt zu einem ebenfalls sinusförmigem Verlauf des Spannungssignals

$$u_B(t) = A N \frac{\partial}{\partial t} (\hat{B} \cdot \sin(\omega t)) = \hat{U}_B \cdot \cos(\omega t) = \hat{U}_B \cdot \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \quad (5.2)$$

der B-Spule oder der B-Spitzen. Nach den Meßvorschriften des Standards IEC-403 wird die magnetische Flußdichte aus dem Effektivwert der Spannung der Sekundärspule des SSTs ermittelt. Dies setzt ebenfalls einen sinusförmigen Verlauf der Spannung voraus.

Bei Anlegen einer sinusförmigen Spannung $u_P(t)$ an der Magnetisierungswicklung erhält man aufgrund der Nichtlinearität der Magnetisierungskennlinie einen Magnetisierungsstrom $i_P(t)$, dessen Form vom Sinus abweicht. Der Strom $i_P(t)$ bewirkt am ohmschen Widerstand R_P der Spule einen verzerrten Spannungsabfall. Die Summe aus ohmschen Spannungsabfall $u_R(t)$ und induzierter Spannung $u_L(t)$ ist gleich der angelegten Spannung $u_P(t)$ (siehe Abb. 5.1).

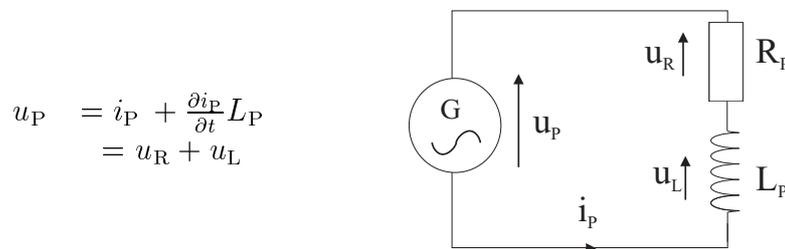


Abb. 5.1: Ersatzschaltbild der Erregerspule L mit Spannungsquelle G .

Die Verzerrung des Sinus ist abhängig vom magnetischen Verhalten der Probe und steigt mit zunehmender Aussteuerung (siehe Abb. 5.2). Die Versorgungsspannung

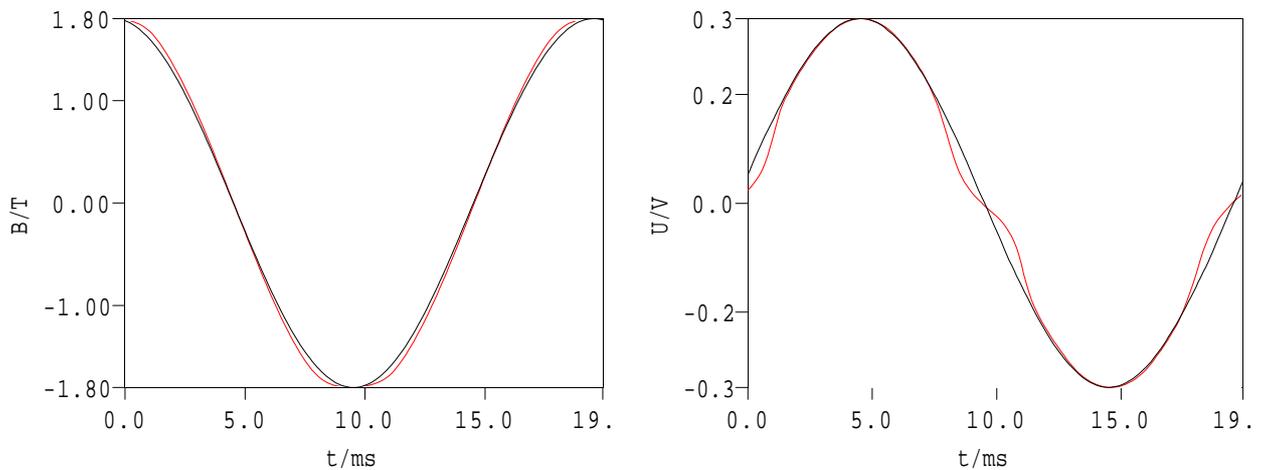


Abb. 5.2: Die Abweichung des magnetischen Flusses $B(t)$ von der Sinusform ist im induzierten Spannungssignal u_B der B-Spule bei 1.8 Tesla deutlich zu erkennen.

u_P wird deswegen mittels einer Regelung entsprechend gesteuert.

Nach den ersten Messungen stellte sich heraus, daß das Joch des SSTs magnetisiert ist und die resultierende Gleichfeldüberlagerung B_0 wesentlichen Einfluß auf die Messung hat (siehe Abb. 5.3). Diese Störung ist nicht durch Fehlerkorrektur der

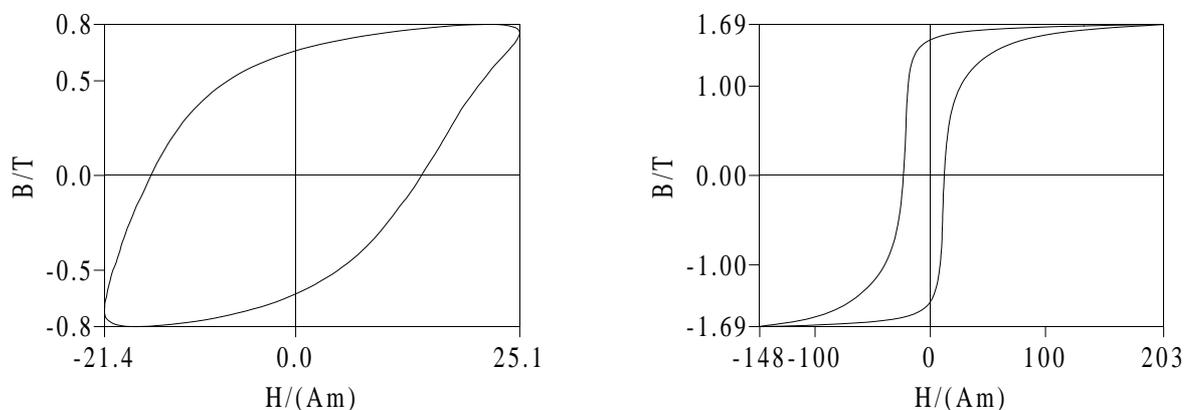


Abb. 5.3: Verzerrung der Hysterese der Probe *M 140-30 S* durch das magnetisierte Joch des SSTs bei unterschiedlicher Aussteuerung $B(t)$

Meßergebnisse zu beheben (siehe Kapitel 5.3). Das zeitlich konstante Gleichfeld B_0 im Meßbereich der Probe muß mittels einer Regelung auf Null abgeglichen werden.

Zusammengefaßt hat die gesamte Regelung zwei Aufgaben: Sie muß zum einen für die magnetische Flußdichte in der Probe $B(t)$ einen sinusförmigen Verlauf sicherstellen, zum anderen muß sie das überlagernde Gleichfeld B_0 im Meßbereich der Probe auf Null abgleichen.

5.1 Anfangsbedingungen

Zu Beginn des Regelungsvorgangs werden die Anfangsbedingungen und Parameter festgelegt (siehe Abb. 5.1). Wurde die Probe gewechselt, die Tangentialfeldspule getauscht oder die Zahl der B-Windungen verändert, müssen die jeweiligen Parameter angeglichen werden.

Die Regelungsparameter werden experimentell durch Variation optimiert. Die Zielgröße der Wechselfeldregelung $u_B^*(t)$ ist ein Polygonzug von k Punkten. Eine Vergrößerung der Anzahl k der Datenpunkte pro Periode führt zu einer Verfeinerung der Kurvenform. Allerdings können mit steigender Abtastrate Synchronisationsprobleme auftreten (siehe Abschnitt 5.3). Die untere Grenze für die Anzahl der Datenpunkte ist abhängig von der Kurvenform. Aus Symmetriegründen sollte eine gerade Anzahl von Punkten gewählt werden. Für die Sinusform erwiesen sich 200 Punkte als ausreichend.

Um das Rauschen des Meßsignals u_B zu vermindern wird eine Mittelung über N_P Perioden durchgeführt. Je höher der Wert N_P ist, desto glatter ist der Kurvenverlauf. Allerdings ist die Dauer des Durchlaufs einer Regelungsschleife direkt proportional zu N_P , da jeder Durchlauf eine zusätzliche Datenübertragung vom Oszilloskop via GPIB erfordert.

Die Parameter b_0 und h_0 der Abbruchbedingung müssen so gewählt werden, daß die Abweichung bei Abbruch der Regelung einen sehr geringen Wert annimmt, jedoch ein Abbruch garantiert ist. Ist der Wert b_0 zu gering, bleibt die Regelung hängen und schwingt um das Minimum. Da bei der Gleichfeldregelung nur eine einzelne Regelgröße variiert wird, kann dies vermieden werden, indem bei Schwingen um das Minimum nach fünf Schwingungen abgebrochen wird. Bei der Wechselfeldregelung ist dies nicht möglich, da für 200 Punkte 200 Regelgrößen variiert werden, die einander beeinflussen.

5.2 Die Wechselfeldregelung

Die Wechselfeldregelung regelt den zeitabhängigen Anteil von $B(t)$. Wie schon erwähnt, wird das Elektroblech von $N_B=4$ B-Meßwindungen umschlossen. Diese liefern das Meßsignal

$$u_B(t) = -N_B \cdot \frac{\partial}{\partial t} (B(t) \cdot A) \quad (5.3)$$

A ist die von den Windungen eingeschlossene Fläche. Das Spannungssignal der B-Meßschleife wird vom Oszilloskop gemessen und via GPIB an den PC weitergeleitet. Der PC gibt mittels Soundkarte das Magnetisierungssignal an den Leistungsverstärker weiter, der die Erregerspule I des SSTs speist.

Anfangsbedingungen setzen																					
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th colspan="2" style="padding: 2px;"><u>Probenparameter</u></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="padding: 2px;">Dichte</td> <td style="padding: 2px;">ρ</td> </tr> <tr> <td style="padding: 2px;">Masse</td> <td style="padding: 2px;">m</td> </tr> <tr> <td style="padding: 2px;">Länge</td> <td style="padding: 2px;">l</td> </tr> <tr> <td style="padding: 2px;">Breite</td> <td style="padding: 2px;">b</td> </tr> </tbody> </table>	<u>Probenparameter</u>		Dichte	ρ	Masse	m	Länge	l	Breite	b	<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th colspan="2" style="padding: 2px;"><u>H-Spulenparameter</u></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="padding: 2px;">Windungszahl</td> <td style="padding: 2px;">n_H</td> </tr> <tr> <td style="padding: 2px;">Querschnittsfläche</td> <td style="padding: 2px;">A</td> </tr> </tbody> </table> <table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th colspan="2" style="padding: 2px;"><u>B-Spulenparameter</u></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="padding: 2px;">Windungszahl</td> <td style="padding: 2px;">n_B</td> </tr> </tbody> </table>	<u>H-Spulenparameter</u>		Windungszahl	n_H	Querschnittsfläche	A	<u>B-Spulenparameter</u>		Windungszahl	n_B
<u>Probenparameter</u>																					
Dichte	ρ																				
Masse	m																				
Länge	l																				
Breite	b																				
<u>H-Spulenparameter</u>																					
Windungszahl	n_H																				
Querschnittsfläche	A																				
<u>B-Spulenparameter</u>																					
Windungszahl	n_B																				
<table border="1" style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <thead> <tr> <th colspan="2" style="padding: 2px;"><u>Regelungsparameter</u></th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td style="padding: 2px;">Anzahl der Datenpunkte/Periode</td> <td style="padding: 2px;">k</td> </tr> <tr> <td style="padding: 2px;">Anzahl der gemittelten Perioden</td> <td style="padding: 2px;">N_P</td> </tr> <tr> <td colspan="2" style="padding: 2px;">Abbruchbedingungen:</td> </tr> <tr> <td style="padding: 2px;">Abweichung von B kleiner</td> <td style="padding: 2px;">b_0</td> </tr> <tr> <td style="padding: 2px;">Symmetriefehler von H kleiner</td> <td style="padding: 2px;">h_0</td> </tr> </tbody> </table>		<u>Regelungsparameter</u>		Anzahl der Datenpunkte/Periode	k	Anzahl der gemittelten Perioden	N_P	Abbruchbedingungen:		Abweichung von B kleiner	b_0	Symmetriefehler von H kleiner	h_0								
<u>Regelungsparameter</u>																					
Anzahl der Datenpunkte/Periode	k																				
Anzahl der gemittelten Perioden	N_P																				
Abbruchbedingungen:																					
Abweichung von B kleiner	b_0																				
Symmetriefehler von H kleiner	h_0																				

Tab. 5.1: Parameter der Regelung

Die Regelung hat die Aufgabe, das Ausgangssignal der Soundkarte für die Erreger-
spule des SSTs $u_P(t)$ so zu modifizieren, daß das Meßsignal $u_B(t)$ die gewünschte
Form annimmt. Es gibt zwei Möglichkeiten diese Zielgröße festzulegen.

Zum einen kann der Spannungsverlauf $u_B^*(t)$ mit der gewünschten Amplitude in Volt
vorgegeben werden. Als Form kann man zwischen einem Sinus und einem Trapez
wählen. Bei der Trapezform wird das Verhältnis zwischen der steigenden Flanke
und halber Wellenlänge angegeben. Bei 100% nehmen die steigende und die fallende
Flanke die gesamte Periode ein. Dies resultiert in einem Dreiecksverlauf. Bei 0%
kommt es zu einer Rechteckspannung.

Die zweite Variante der Vorgabe ist der Verlauf der magnetischen Flußdichte $B^*(t)$.
Es wird der Spitzenwert $\hat{B}^*(t)$ in Tesla und die Kurvenform angegeben. Zusätzlich
zur Sinusform kann diese Regelung auch eine Dreiecksform generieren. Der erste
Schritt der Regelung besteht in der Rückrechnung der B-Feld-Vorgabe $B^*(t)$ auf die
Zielgröße $u_B^*(t)$

$$u_B^*(t) = A N_B \frac{\partial}{\partial t} B^*(t) . \quad (5.4)$$

Das Oszilloskop liefert 500 Punkte bei 50 Hz, das Meßsignal $u_B(t)$ und die Zielgröße
 $u_B^*(t)$ werden jedoch auf 200 Punkte interpoliert. Die Punkte sind zeitlich äquidi-
stant. Jeder Punkt des Meßsignals $u_{B,j}$ wird mit der korrespondierenden Zielgröße
 $u_{B,j}^*$ verglichen. Die Stellgröße $u_{P,j}$ wird entsprechend modifiziert. Ist $u_{B,j}$ kleiner als
 $u_{B,j}^*$, wird $u_{P,j}$ um einen Schritt Δu angehoben. Ist $u_{B,j}$ oberhalb der Zielgröße, wird
 $u_{P,j}$ gesenkt. Ist die Abweichung kleiner als 0.5% von $u_{B,j}^*$ oder an der Grenze der
Auflösung, bleibt der Wert $u_{P,j}$ unverändert. Das resultierende Signal $u_P(t)$ wird von

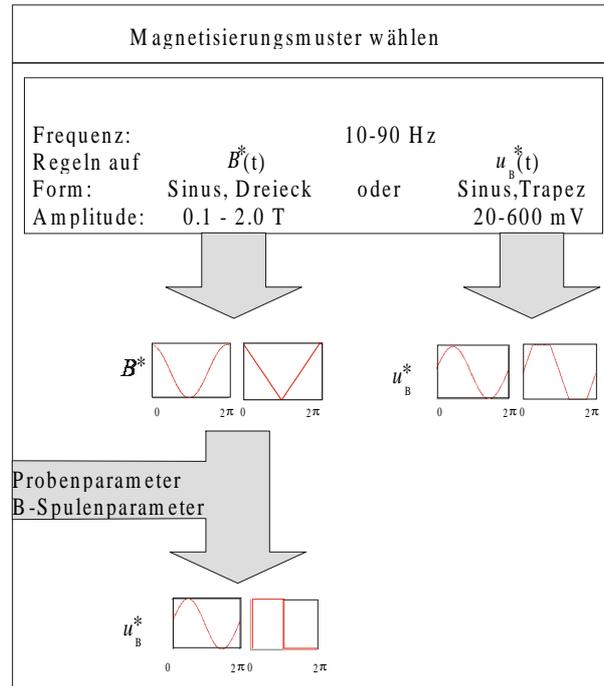


Abb. 5.4: Flußdiagramm der Auswahl der Kurvenform

200 Punkten auf die von der Soundkarte benötigte Datenpunkteanzahl extrapoliert. Nach jedem Regelungsvorgang wird der mittlere quadratische Fehler

$$b = \sqrt{\sum_{j=1}^{j=n} \frac{(u_{B,j} - u_{B,j}^*)^2}{n \cdot (n - 1)}} \quad (5.5)$$

ermittelt. Die Schrittweite Δu ist innerhalb eines Regelzyklus für alle Punkte $u_{P,j}$ gleich. Unterschreitet die mittlere quadratische Abweichung gewisse Grenzwerte, wird die Schrittweite reduziert. Diese Grenzwerte sind abhängig von der Zielgröße \hat{U}^* . Wird der unterste Grenzwert unterschritten, oder verändert sich der Wert der mittleren quadratischen Abweichung nicht mehr wesentlich, bricht die Regelung ab. Im konkreten Fall trifft dies zu, wenn sich die Abweichung vier Mal hintereinander um weniger als $5 \cdot 10^{-6}$ ändert, oder kleiner ist als 0.01% von der Zielgröße \hat{U}^* .

Für die vergleichenden Verlustmessungen wird $B(t)$ auf eine Sinusform geregelt. Um diesen Regelungsvorgang zu beschleunigen, wird der oben beschriebenen Regelungstechnik, die jeden der 200 Datenpunkte einzeln regelt, eine Regeleingangsphase vorangestellt. Diese generiert einen Sinus $u_P(t)$ und variiert die Amplitude, bis die gewünschte Zielgröße $\hat{U}^*(t)$ erreicht ist. Erst dann wird der Verlauf von $u_P(t)$ so modifiziert, daß $u_B(t)$ einen unverzerrten Sinus ergibt.

Im Falle einer Dreiecksform der magnetischen Flußdichte $B^*(t)$ und der daraus resul-

tierenden Zielgröße $u_B^*(t)$ mit Rechteckverlauf¹, sowie auch bei Trapezverlauf, kommt es zur Ausbildung von Stufen im Signal der B-Spule $u_B(t)$. Die Ursache liegt im Leistungsverstärker, der keinen Gleichanteil liefern kann. Diese setzt sich aus der Soundkarte und dem Leistungsverstärker zusammen. Die Soundkarte kann zwar bei ausreichender Frequenz eine Rechteckspannung liefern, der Verstärker jedoch nicht. Statt den über eine halbe Periode konstanten Wert $u_B(t) = u_0$ gleichbleibend zu verstärken, fällt die Spannung kontinuierlich ab (siehe Abb. 5.5). Eine zusätzliche Regelung gleicht diesen Spannungsabfall durch stufenweise Erhöhung aus. Diese Stufen zeigen sich im Signal der B-Spule $u_B(t)$, werden aber durch die Integration bei der Ermittlung von $B(t)$ geglättet. Die H-Spule reagiert auf rasche Spannungsänderungen, d.h. auf steile Flanken in der Erregerspannung $u_B(t)$. Jede Stufe in dieser Spannung induziert eine Spannungsspitze $u_H(t)$ in der Tangentialspule. Die Größe der Spitze wächst mit der Höhe der Stufe. Diese Spitzen werden durch die Integration bei der Ermittlung von $H(t)$ geglättet. Allerdings führt die Stufigkeit des Signalverlaufs zu erhöhten Verlusten.

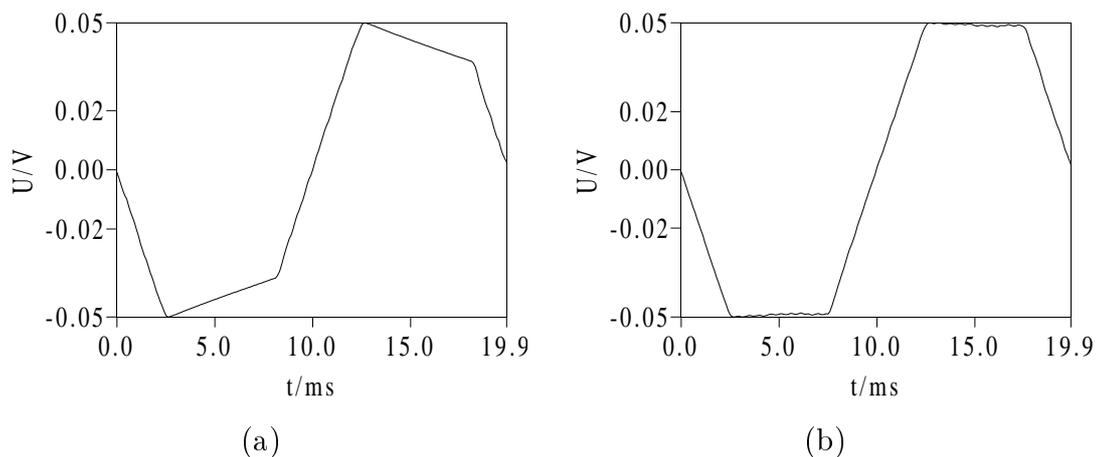


Abb. 5.5: Die Spannung der B-Spule bei trapezförmiger Zielfunktion (a) zu Beginn der Regelung und (b) nach vollständiger Regelung.

¹In der Industrie wird mit Umschalt-Leistungsgeneratoren (switching powersource) gearbeitet. Die in dieser Arbeit verwendete Spannungsquelle liefert jedoch keine ideale Rechteckspannung, sondern ein steiles Trapez.

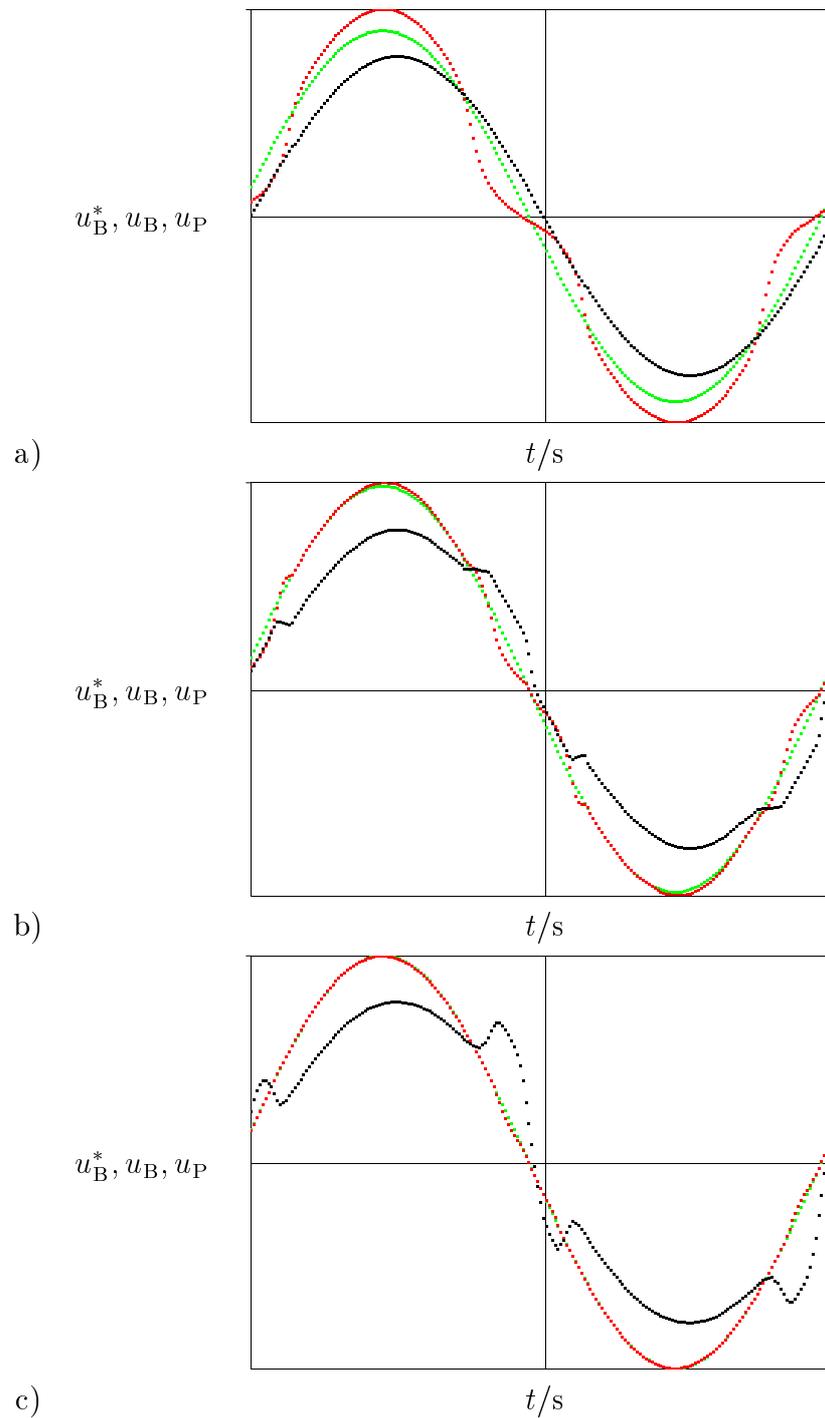


Abb. 5.6: Der Verlauf der Regelung auf sinusförmiges $B(t)$: in Grün die Zielgröße, in Rot die Meßgröße und in Schwarz die Regelgröße. Zu Beginn (a) weicht das Signal der B-Windungen, die rote Meßgröße, stark von der Sinusform ab. Im Laufe des Regelungsprozesses (b) wird das Ausgangssignal der Soundkarte, die schwarze Regelgröße, Punkt für Punkt variiert und das rote Meßsignal folgt den Änderungen. Der Regelungsprozeß ist abgeschlossen, wenn die rote Meßgröße der grünen Zielgröße entspricht (c).

5.3 Die Gleichfeldkompensation

Liegt außer dem Wechselfeld auch ein Gleichfeldanteil an der Probe an, spricht man von Mischmagnetisierung. Diese Form der Magnetisierung tritt mitunter unerwünscht auf, und kann nicht mathematisch kompensiert werden. Die resultierende Asymmetrie in der Hysterese (siehe Abb. 5.7) beruht darauf, daß sich das Material in Richtung des Gleichfeldes dem Bereich der Sättigung stärker nähert, als entgegen der Gleichfeldrichtung. Durch die Sättigung des Materials werden wesentlich höhere Feldstärken zur Magnetisierung benötigt, dies wiederum führt zu höheren Verlusten.

Die magnetische Feldstärke und die magnetische Flußdichte erhält man aus Integration des Spannungssignals (siehe Kapitel 3.2), und die Integrationskonstante wird als Mittelwert der Kurve angenommen. Bei Mischmagnetisierung führt dies zu einem systematischen Fehler. Die Achsen in der Hysteresenabbildung 5.7 sind daher keine Nullachsen, sondern schneiden einen Punkt ($B_0|H_0$). Betrachtet man die Differenz zwischen dem Maximum und dem Minimum der B-Kurve, so zeigen sich bei selber Differenz im Fall von Mischmagnetisierung wesentlich höhere Verluste als bei rein alternierender Magnetisierung.

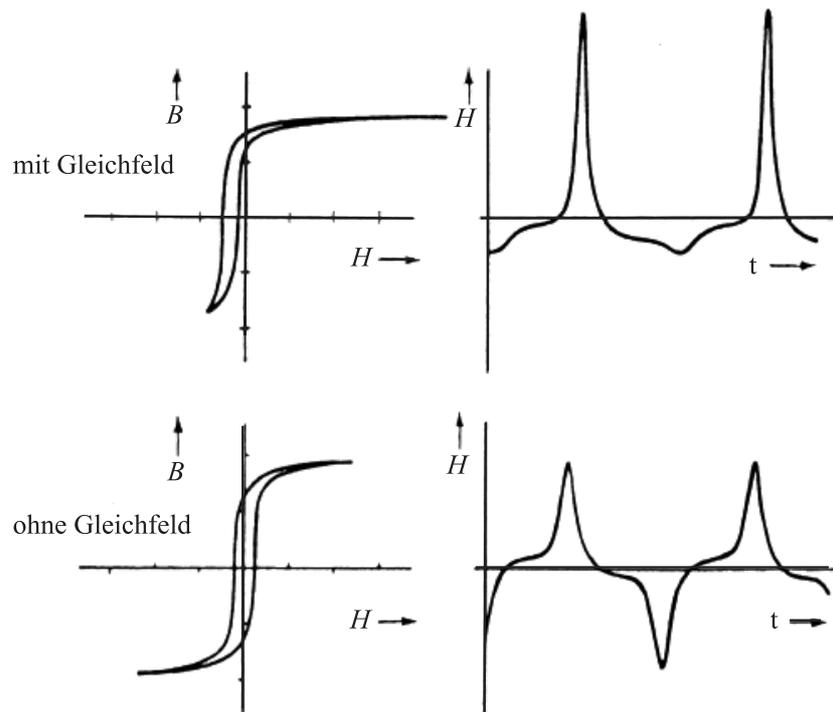


Abb. 5.7: Sinusförmige Induktion mit und ohne Gleichfeldeinfluß [4]

Das in dieser Arbeit in Verwendung befindliche mit B_J magnetisierte Joch ruft in der Probe einen zeitlich konstanten magnetischen Fluß B_0 hervor (siehe Abb. 5.8). Dieser kann durch eine die Probe umschließende Spule kompensiert werden, die von

einem konstanten Gleichstrom i_0 durchflossen wird. Im Inneren dieser Spule wird ein magnetisches Gleichfeld B_S induziert. Da bei der Messung mittels B-Schleife die Sekundärspule des SSTs nicht in Verwendung ist, und diese Spule den gesamten Meßbereich überspannt, kann sie zur Erzeugung eines Gleichfeldes verwendet werden. Ein großes Problem stellt die dynamische Wechselwirkung der Primär- und der Sekundärspule dar (siehe dabei aber Abb.5.9).

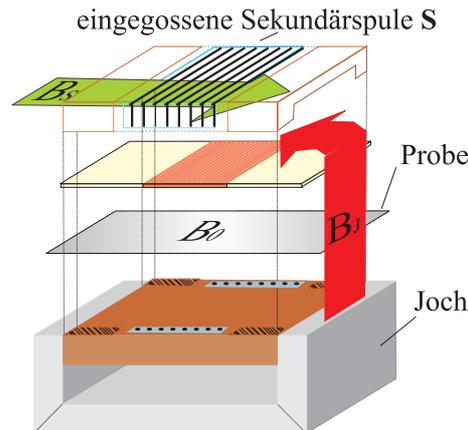


Abb. 5.8: Das Joch des SSTs

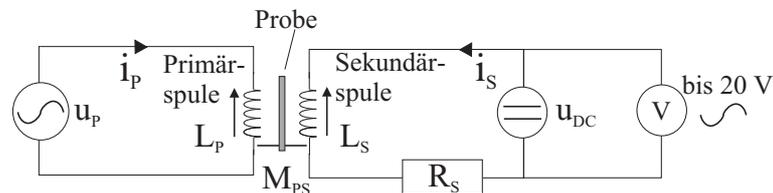


Abb. 5.9: Induktive Kopplung der Primärspule, über die die Probe sinusförmig magnetisiert wird, und der Sekundärspule, die der Gleichfeldkompensation dient.

In der Sekundärspule werden bei hoher Aussteuerung² der Primärspule bis zu 20 Volt Wechselspannung induziert. Diese in der Sekundärspule induzierte Spannung u_i darf beim Einspeisen eines Gleichstromes I_0 in diese Spule nicht beeinträchtigt werden. Es muß eine ungestörte Überlagerung des Gleichspannungsanteils u_0 und des Wechselspannungsanteils u_i gewährleistet sein:

$$u_P(t) = \frac{\partial i_P(t)}{\partial t} M_{PS} + \frac{\partial i_S(t)}{\partial t} L_S + i_S(t) R_S \quad (5.6)$$

Erste Experimente mit konventionellen Gleichstromquellen schlugen fehl. Je höher die Gleichstromquelle mit der induzierten Wechselspannung belastet wird, desto stärker wird die Spannung in der Sekundärspule verzerrt. Dies wiederum führt zu einer induktiven Rückkopplung in die Primärspule. Es kommt zu einer komplexen

²im Bereich von 2 T in leichte Richtung, und 1.5 T in transversaler Richtung

induktiven Wechselwirkungen zwischen der Gleichstromquelle der Sekundärspule und der Spannungsquelle der Primärspule.

Daher werden anstelle einer Gleichstromquelle eine Batterie, und darüber hinaus nur rein ohmsche Widerstände verwendet. Im konkreten Fall wird eine 1,5 V Mignon Batterie in Serie mit einem 100 k Ω Potentiometer geschaltet. Das Potentiometer regelt den Strom der Batterie. Die Gleichstromstärke, und somit das Potentiometer, muß je nach Höhe der induzierten Wechselspannung $u_{B,i}$ entsprechend eingestellt werden. Zum einen ist dafür die Erwärmung der Bauteile mit steigendem Stromfluß verantwortlich. Andere Effekte sind jedoch aufgrund der komplexen induktiven Kopplung im SST nicht auszuschließen. Die Regelung des Nullabgleichs erfolgt über zwei serielle Schnittstellen. Diese steuern einen Gleichstrommotor der an das mechanische Potentiometer gekoppelt ist.

Der Gleichfeldanteil der Flußdichte zeigt sich in einer Asymmetrie des Spannungssignals U_H der H-Spule (siehe Abb. 5.10). Meßreihen zeigen, daß sich je nach Höhe der Feldstärke unterschiedliche Faktoren für die Beschreibung der Asymmetrie eignen. Bei niedriger Aussteuerung sind die Spannungsspitzen \hat{U}_H , bei höherer Aussteuerung sind die Spitzenwerte \hat{H} aussagekräftiger. Die Faktoren wurden danach beurteilt, wie empfindlich sie einerseits auf das anliegende Gleichfeld reagieren, und wie gering ihre Verrauschung ist. Die mittlere quadratische Abweichung zwischen der positiven und der negativen Halbwelle der magnetischen Feldstärke $H(t)$ (siehe Abb. 5.3 und Abb. 5.11) ist ein Maß für diese Asymmetrie. Da es sich bei den Abweichungen

$$\Delta H_j = H_j + H_{j+\frac{n}{2}} \quad \text{mit } j = 1 \dots \frac{n}{2} \quad (5.7)$$

jedoch mit fortschreitender Regelung um sehr kleine Werte handelt, gerät der Fehler durch Addition in die Größenordnung der Summe selbst. Die mittlere quadratische Abweichung ist daher für die Regelung ungeeignet. Auch bei geringer Symmetrieabweichung liefern die Spitzenwerten \hat{U}_{H+} und \hat{U}_{H-} bzw. \hat{H}_+ und \hat{H}_- signifikante Werte. Die Hilfsvariable für die Abbruchbedingung der Regelung der Gleichfeldkompensation h setzt sich aus diesen beiden gewichteten Faktoren zusammen:

$$h = g_1 \cdot \frac{\hat{U}_{H+} + \hat{U}_{H-}}{2} + g_2 \cdot \frac{\hat{H}_+ + \hat{H}_-}{2} \quad (5.8)$$

Ist

$$\hat{H}_+ + \hat{H}_- > 0 \quad (5.9)$$

so wird der Stromfluß durch die Sekundärspule erhöht, ist die Differenz $\hat{H}_+ + \hat{H}_- < 0$ wird der Stromfluß reduziert. Wie stark der Stromfluß verändert wird hängt von der Schrittweite des Motors ab. Diese wird mit sinkender Abweichung h reduziert, bis die Schrittweite einen Minimalwert erreicht. Der Abbruch der Regelung erfolgt, wenn der Betrag von $|h|$ den Grenzwert h_0 unterschreitet.

Die Wechselfeldregelung beeinflusst den Gleichfeldanteil B_0 , und die Gleichfeldregelung beeinflusst die Symmetrie der magnetischen Flußdichte $B(t)$. Die Wechsel-

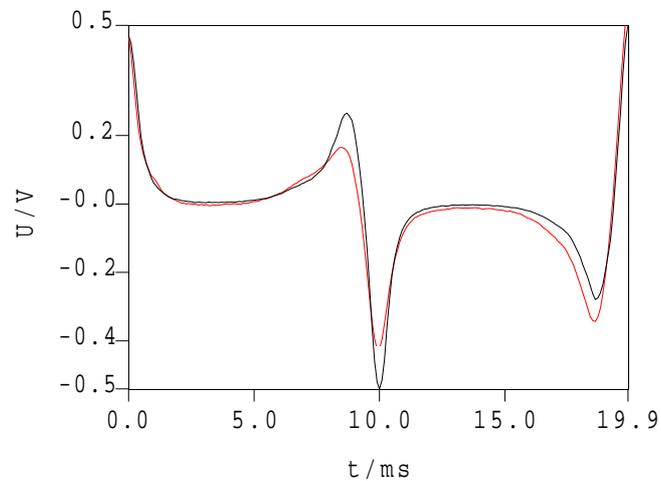


Abb. 5.10: Spannungsverlauf der H-Spule $u_H(t)$ bei selber Aussteuerung der magnetischer Flußdichte \hat{B} (in Rot unter Mischmagnetisierung ohne Gleichfeldausgleich, in Schwarz mit Kompensation).

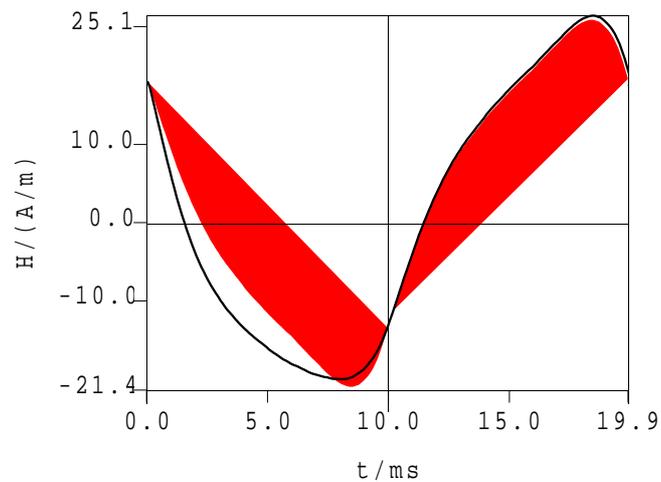


Abb. 5.11: Vergleich der oberen und der unteren Halbwelle des magnetischen Feldes durch Umklappen einer Halbwelle.

feldregelung und die Gleichfeldregelung wechseln einander solange ab, bis beide Abbruchkriterien erfüllt sind (siehe Abb. 5.13). Es folgt die Berechnung der spezifischen Verluste und die Datenspeicherung. Im Falle einer programmierten Meßreihe wird Frequenz oder Amplitude geändert und der Regelungsalgorithmus erneut gestartet.

Der *Flaschenhals* des Datenflusses ist die GPIB Kommunikation. Die Dauer des Durchlaufs einer einzelnen Regelungsschleife wird von der Kommunikation zwischen Oszilloskop und PC bestimmt. Eine Regelungsschleife setzt sich zusammen aus der

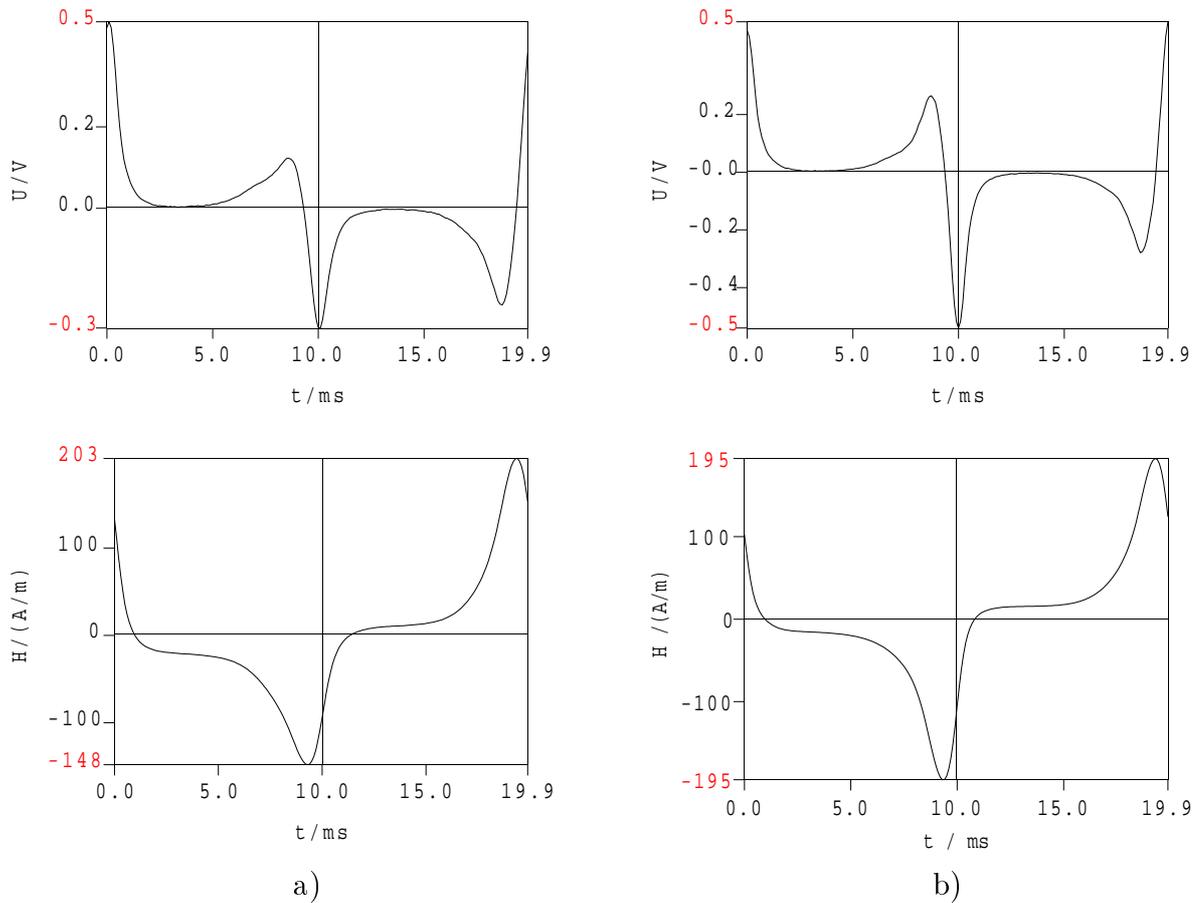


Abb. 5.12: Magnetische Feldstärke an der Probenoberfläche bei selber Aussteuerung der magnetischer Flußdichte $B(t)$: a) bei Mischmagnetisierung mit Gleichfeldanteil B_0 und b) bei reiner Wechselmagnetisierung ($B_0 = 0$).

Erfassung des Meßsignals u_B , dem Vergleich mit der Zielgröße u_B^* , der Variation der Stellgröße und der Ausgabe der Primärspannung u_P .

Die Synchronisationsproblematik

Bei der Synchronisierung ist die zeitliche Verzögerung durch die Signalübermittlung des Oszilloskops via GPIB-Kommunikation und die zeitliche Versetzung der Kanäle der Soundkarte zu berücksichtigen. Diese Verzögerungen bleiben immer konstant. Sie werden für den fertigen Meßaufbau anhand eines Triggersignals ermittelt. Das Eingangssignal wird um die zeitliche Differenz gegen das Ausgangssignal verschoben.

Die maximale Abtastrate der Soundkarte liegt bei 44,2 Kilo Samples pro Sekunde (44200 Punkte pro Sekunde). Bei 50 Hz, einer Periodenlänge von 20 ms, sind dies 882 Punkte pro Periode. Die zeitliche Auflösung des Oszilloskops beträgt 1 kS/s.

Das Oszilloskop wird mittels eines Kanals der Soundkarte getriggert. Die gemessene

zeitliche Verzögerung zwischen der Ausgabe mittels Soundkarte und dem in der B-Spule induzierten Signal, vom Oszilloskop aufgenommen, liegt im Bereich von 15 bis 60 μs , abhängig vom Umfang der GPIB-Kommunikation. Angenommen, es würde auf 500 Punkte geregelt, so wäre bei 50 Hz die zeitliche Distanz zwischen diesen Punkten 400 μs . Sind die Datenpunkte des Eingangssignals und die der Regelung nicht korrekt synchronisiert, regelt der Algorithmus auf falsche Werte. Es entstehen charakteristische nebeneinanderliegende Spitzen, die rasch anwachsen. In Abb. 5.15 wird beispielsweise auf den linken Nachbarn statt auf den korrespondierenden Punkt geregelt.

Je mehr Datenpunkte pro Periode verwendet werden, desto kürzer ist die zeitliche Äquidistanz zwischen ihnen. Die Synchronisation muß auf die Hälfte dieses zeitlichen Abstandes exakt sein. Daher steigen mit der Anzahl der Punkte auch Synchronisationsprobleme.

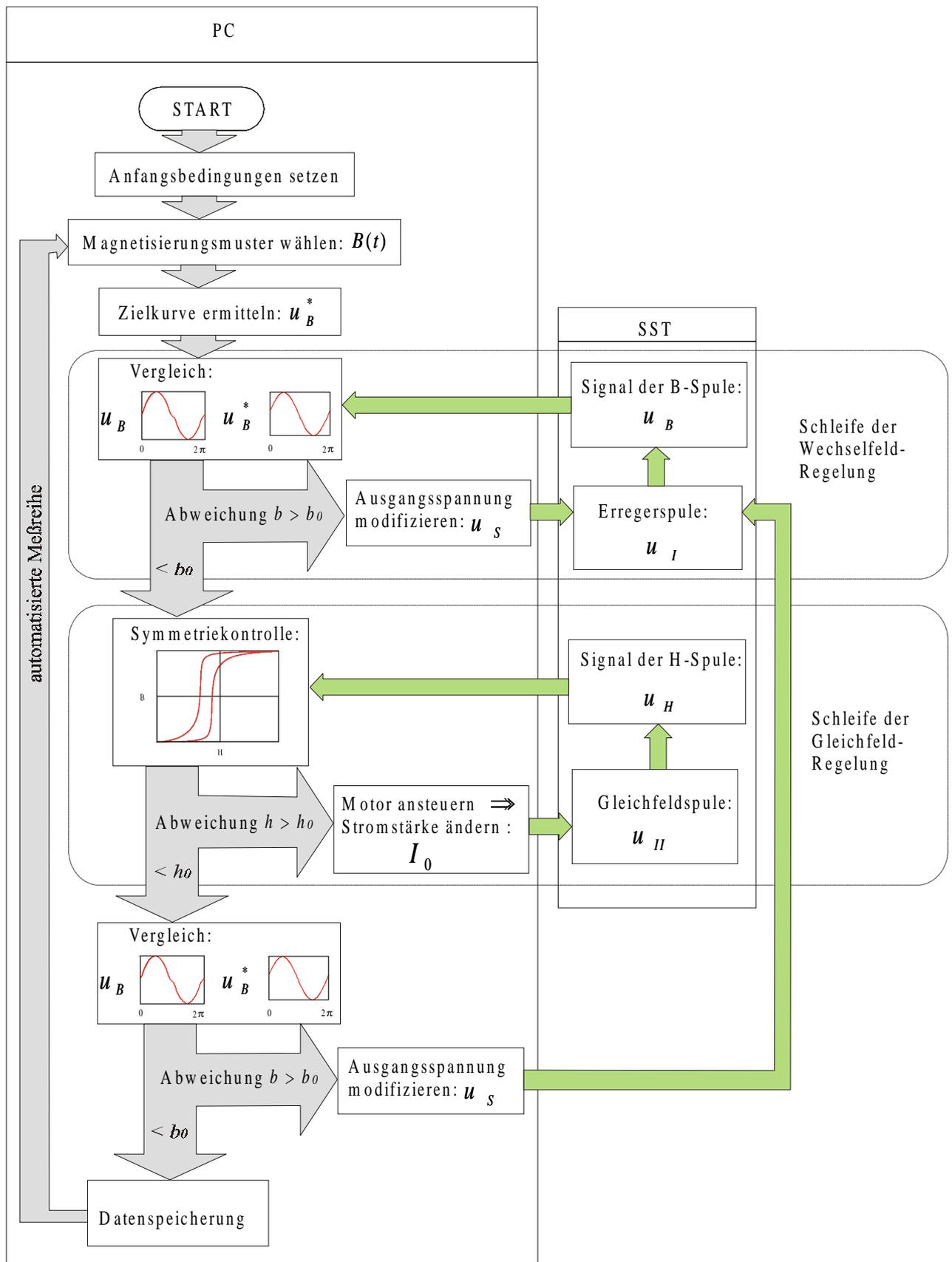


Abb. 5.13: Flußdiagramm der Regelung

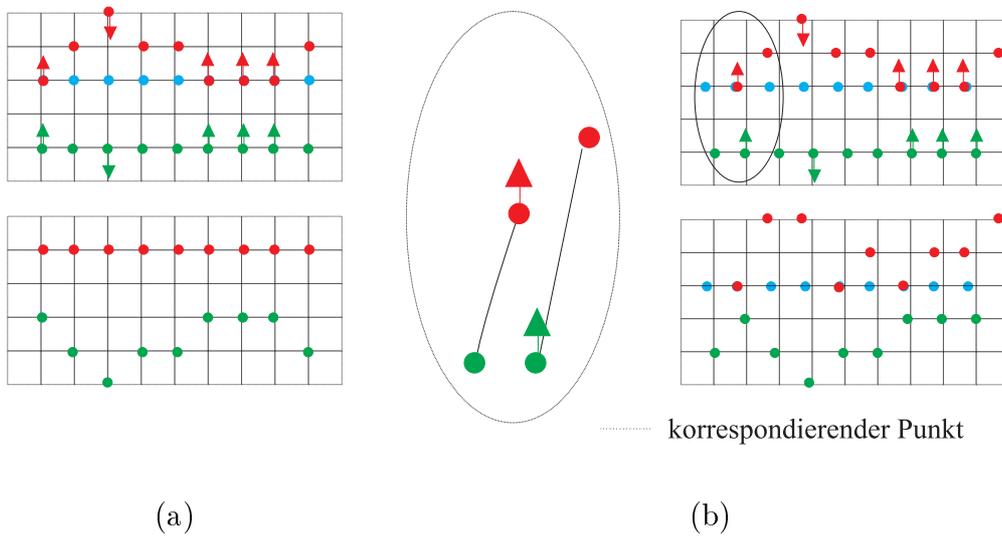


Abb. 5.14: In Blau die Zielgröße $u_B^*(t)$, in Rot die Meßgröße $u_B(t)$ und in Grün die Regelgröße $u_P(t)$. (a) Korrekte Synchronisation, (b) fehlerhafte Synchronisation.

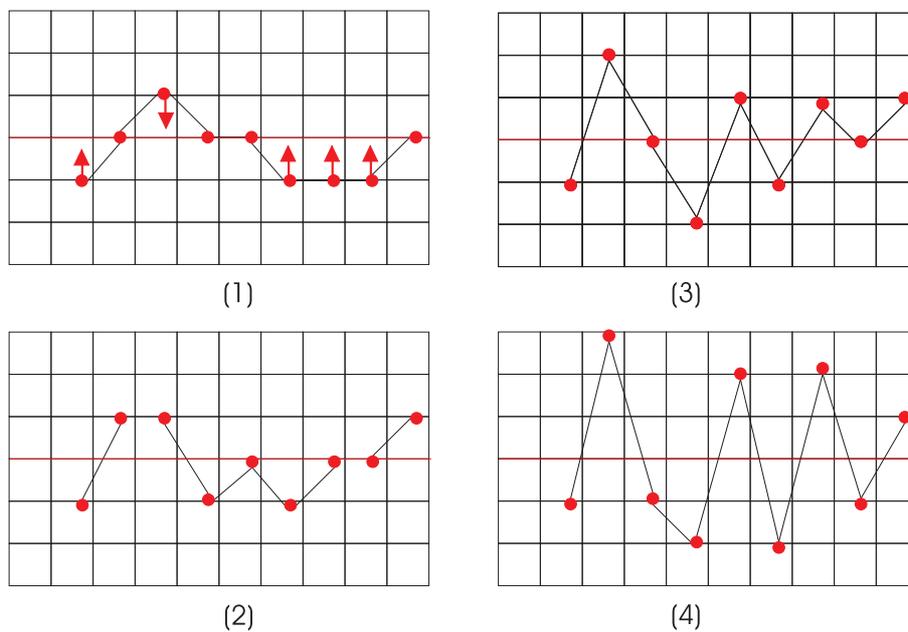


Abb. 5.15: Die Entwicklung bei falscher Regelung auf einen zu weit links liegenden Punkt

Kapitel 6

Resultate und Diskussion

Es wurden im Rahmen dieser Arbeit Messungen an unterschiedlichen SiFe-Elektroblechen mithilfe des in Kapitel 4.1 beschriebenen modifizierten Single Sheet Testers durchgeführt. Wenn nicht anders angegeben, wurden die B -Werte mittels Windungen um das Elektroblech gemessen und das H -Feld an der Oberfläche der Probe mittels einer Tangentialfeldspule erfaßt. Es wurden automatisierte Messungen mit der erstellten Software unter Variation der Aussteuerung $B(t)$ und der Frequenz f , sowie mit verschiedenartigen Spannungsverläufen der Erregerspannung, wie Rechteck, Dreieck und Sinusverlauf, durchgeführt.

6.1 Untersuchte Proben

Kornorientierte Siliziumeisen-Legierungen mit 3%igem Si-Gehalt, die eine Standardlieferform für Leistungstransformatoren darstellen, wurden getestet. Die Sättigung liegt nur knapp unter der von Eisen (zwischen 1,9 T und 2 T), der spezifische Widerstand ist jedoch etwa viermal so hoch mit $0,4 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$. Die Curietemperatur beträgt etwa 750°C . Die Dichte von 3%igem SiFe ist $7,65 \text{ g/cm}^3$, die Wärmeleitfähigkeit wird mit rund 31 W/K m angegeben [4].

Folgende Typen von Elektroblechen wurden auf $500 \text{ mm} \times 500 \text{ mm}$ zugeschnitten:

- M140-30S, Cogent Steel:
ist ein *konventionell* kornorientierter SiFe-Stahl. Die isolierende Beschichtung *Magnite-S* hat besonders ausgeprägte Dämpfungseigenschaften auf die Magnetostriktion¹.
- M58243, Cogent Steel:
ist ein *hochpermeabler*, kornorientierter SiFe-Stahl.

¹Die Beschichtung mindert die Magnetostriktion, indem das Elektroblech unter mechanische Spannung gesetzt wird. Weiters wirkt die Beschichtung elektrisch isolierend und verhindert Korrosion der Stahloberfläche.

- RG5.5H 0,23mm, Kawasaki Steel:
ist ein *hochpermeabler*, kornorientierter SiFe-Stahl.
- ZDKH 0,23mm, Nippon Steel Cooperation:
Dieses Elektrolech zeichnet sich durch Laserstrahleinbrennungen aus. Die daraus resultierende kleinere Größe der Domänen führt zur Reduzierung der Verluste.

6.2 B/H - Zusammenhänge

Wird ein Werkstoff vom unmagnetisierten Zustand ausgehend magnetisiert, erhält man bei quasistatischer Magnetisierung² die Neukurve³ (siehe Abb. 6.1). Diese beginnt in $B = 0$, $H = 0$. Dieser Anfangszustand stellt sich durch Erhitzen über den Curiepunkt, Stoßentmagnetisierung (z.B. Bearbeitung des Werkstoffs durch Hämmern) oder durch Abmagnetisierung in einem abnehmenden Wechselfeld ein. Wird der Werkstoff mit zunehmender Aussteuerung magnetisiert, erhält man die Kommutierungskurve. Die Neukurve läßt sich aus der Kommutierungskurve durch Verbinden aller Endpunkte ($\hat{B}|\hat{H}$) konstruieren, wenn die Magnetisierung quasistatisch erfolgt (Abb. 6.2).

In der technischen Anwendung liegt das Hauptinteresse der dynamischen Magnetisierung in den Frequenzbereichen 50 und 60 Hz. Die Kommutierungskurve aus diesen dynamischen Hystereseschleifen entspricht nicht der Neukurve, sondern wird als charakteristische Kennlinie in den Datenblättern als *exciting force* angegeben. Da der Verlauf der Feldstärke \hat{H} zum einen zwischen verschiedenen gleichartigen Meßvorrichtung stark variiert, zum anderen bei Wechsellmagnetisierung mit niedriger Spitzeninduktion \hat{B} oder hoher Frequenz die Umkehrpunkte der Hysterese nicht mit den Spitzenwerten \hat{B} und \hat{H} zusammenfallen (siehe Abb. 6.3), wird für diese Kennlinie mitunter der Effektivwert \tilde{H} angegeben. Die Kennlinie wird in Datenblättern meist für 50 Hz und 60 Hz angegeben.

Die Kommutierungskurven in Abb. 6.3 wurden vom automatisierten Meßprogramm ermittelt. Nach der anfänglichen Entmagnetisierung (2,0 T in Walzrichtung, bzw. 1,6 T in transversaler Richtung) wird $B(t)$ auf den festgelegten Anfangswert gebracht. Anschließend werden bei stetig sinkender Aussteuerung die dynamischen Schleifen graphisch aufgezeichnet und die Daten mitgeloggt.

²Die zeitliche Änderung des äußeren Feldes ist langsam genug, sodaß das System von einem stabilen Zustand in den nächsten über geht (Barkhausensprünge). Steigt die Frequenz in einen Bereich, sodaß während eines Barkhausensprungs eine merkliche Änderung des äußeren Feldes stattfindet, erfolgen diese Sprünge nicht mehr spontan, sondern werden erzwungen. Erste Frequenzabhängigkeit tritt auf. Mit weiter steigender Frequenz geht viel Energie durch induzierte Wirbelströme verloren. Dies verbreitert die Hysterese. Die eingeschlossene Fläche entspricht den Verlusten. Es wird im weiteren zwischen quasistatischer und dynamischer Magnetisierung unterschieden

³Im Englischen *virgin curve*, *initial curve* oder *anhysteretic curve*.

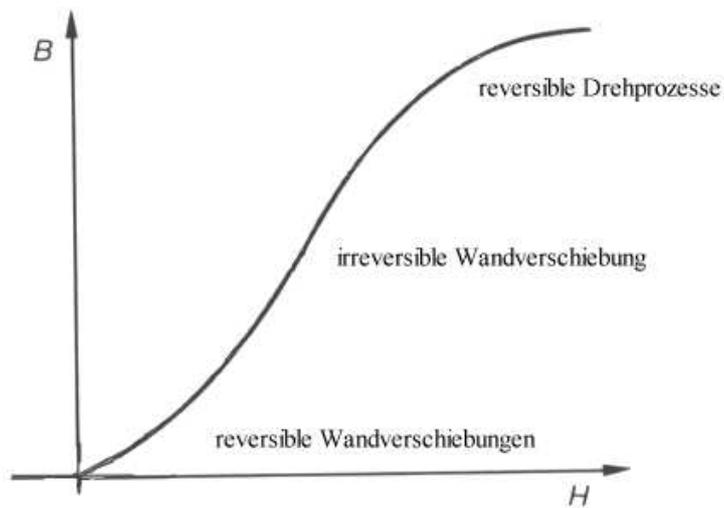


Abb. 6.1: Der Verlauf der Neukurve bei Magnetisierung in Walzrichtung.

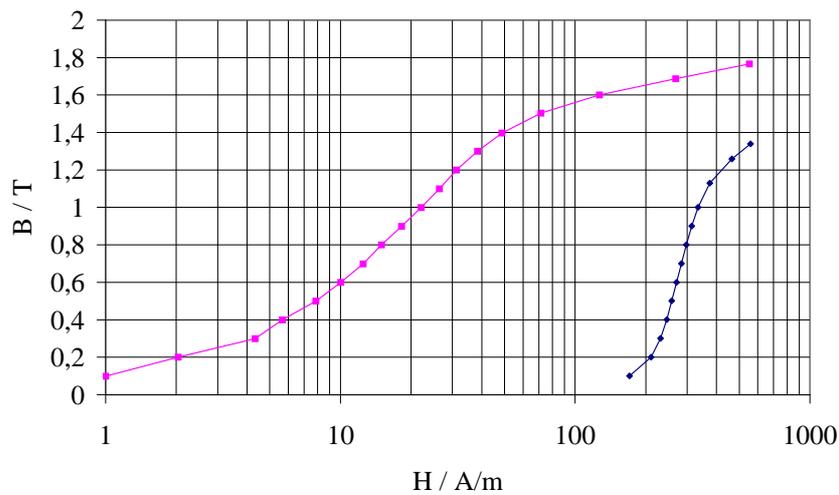


Abb. 6.2: Der Verlauf der Neukurven der Probe M5243 in Walzrichtung (rot) und in transversaler Richtung (blau).

In der Abbildung 6.3 sieht man den für kornorientierte SiFe-Proben typischen Verlauf der Kommutierungskurve in Walzrichtung und in transversaler Richtung. Der Verlauf der Neukurven der Probe M5243 für Magnetisierung in Walzrichtung und in transversaler Richtung wurde aus den gemessenen Kommutierungskurven ermittelt (siehe Abb. 6.3).

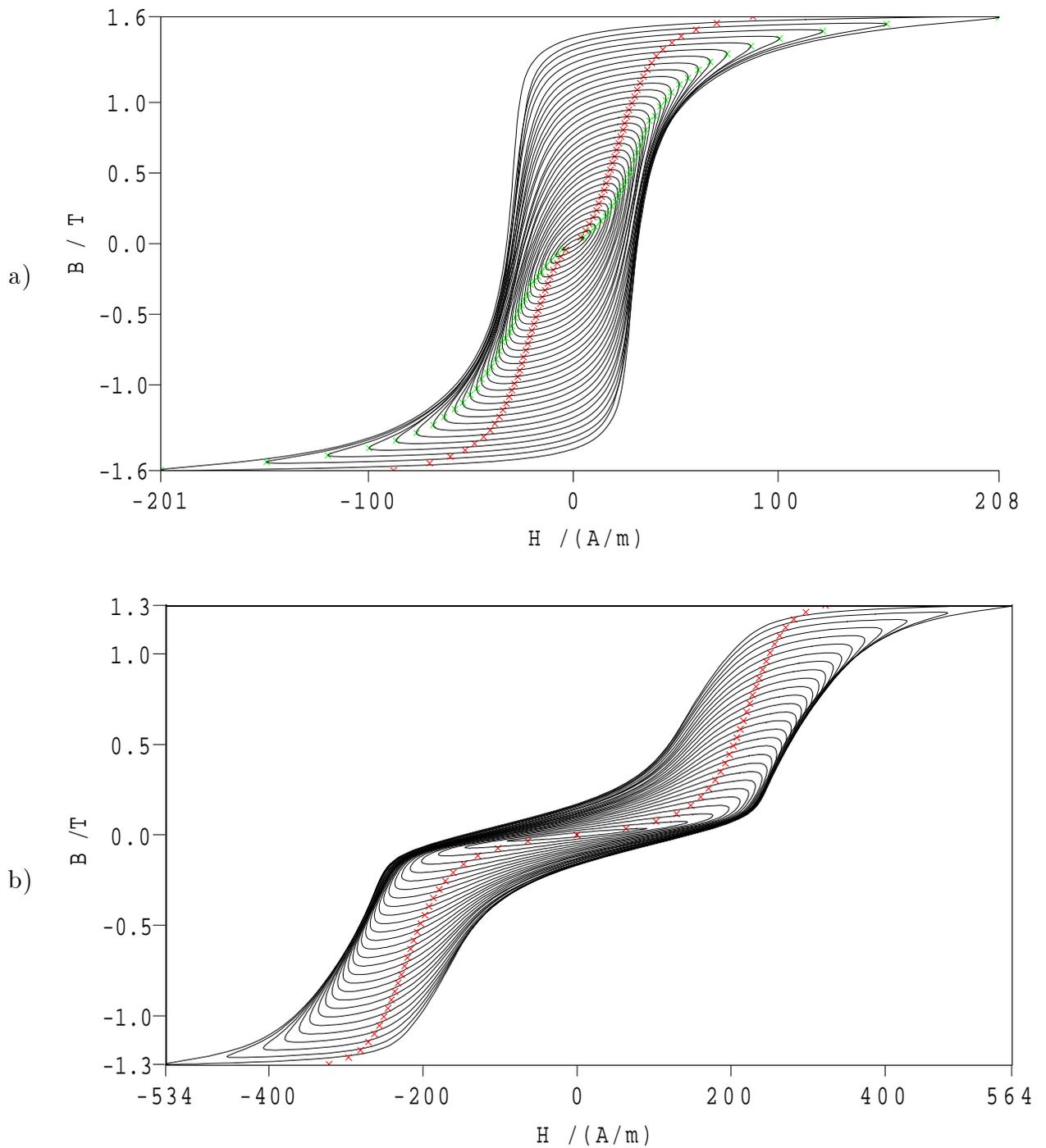


Abb. 6.3: Kommutierungskurve eines M58243-Elektrobleches in a) Walzrichtung und b) transversaler Richtung. In Rot sind die Wertepaare $\tilde{H}|\hat{B}$ eingezeichnet, in Grün die Wertepaare $\hat{H}|B(\hat{H})$.

6.3 Induktion unter Verwendung der Regelung

Ein Teilziel dieser Arbeit war es, den quantitativen Einfluß durch die Verzerrung der sinusförmigen magnetischen Flußdichte in der Probe auf die Verluste zu ermitteln. Ein erster Schritt waren vergleichende Verlustmessungen bei *ungeregelter* und *geregelter* sinusförmiger magnetischen Flußdichte. *Ungeregelt* bedeutet hier, daß ein sinusförmiges Spannungssignal $u_P(t)$ in die Primärspule eingespeist wird, ohne darauf zu achten, wie der zeitliche Verlauf der magnetischen Flußdichte $B(t)$ in der Probe aussieht. Dieser wird mit zunehmender Magnetisierung verzerrt. Bei der geregelten Messung hingegen, wird $u_P(t)$ variiert, bis die an der Probe gemessene Spannung der B-Windungen $u_B(t)$ und somit $B(t)$ sinusförmig ist.

Als Maß für die *Sinusförmigkeit* eines Spannungsverlaufes dient der Formfaktor

$$F_U = \frac{U_{\text{RMS}}}{U_{\text{RCT}}}, \quad (6.1)$$

wobei

$$U_{\text{RMS}} = \tilde{U} = \left(\frac{1}{T} \int_0^T u_B^2 dt \right)^{0.5} \quad (6.2)$$

der Effektivwert und

$$U_{\text{RCT}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u_B| dt \quad (6.3)$$

der Gleichrichtmittelwert der Spannung der B-Spule ist. Ist die Spannung

$$u_{(B)t} = u_0 \cdot \sin(\omega t) \quad (6.4)$$

sinusförmig, so ergibt dies für den Formfaktor F_U den Wert $\frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1,111$. Der Toleranzbereich ist nach dem IEC Standard 404-3 auf $\pm 1\%$ festgelegt. Der Formfaktor muß daher im Bereich 1.09989 bis 1.12211 liegen.

In den Abbildungen 6.4 und 6.5 sieht man die Entwicklung des Formfaktors bei zunehmender Magnetisierung. In Walzrichtung steigt der Formfaktor mit zunehmendem \hat{B} . Bei niedriger Magnetisierung ist die Sinusförmigkeit nahezu ungestört. Ein völlig anderes Verhalten ist bei Magnetisierung in transversaler Richtung zu beobachten. Bereits bei kleiner Amplitude \hat{B} ist eine Verformung der Sinuswelle zu beobachten. Der Formfaktor ist allerdings zur Beschreibung der Sinusförmigkeit in transversaler Richtung nur bedingt geeignet, da er bei geringer Verzerrung weit unter dem gewünschten Wert 1,111 liegt, sich aber mit zunehmender Verformung diesem Wert nähert.

Für andere Magnetisierungsverläufe (siehe Abb. 6.6) findet man ebenfalls typische Formfaktoren. Qualitätsmessungen mit dieser Art der Magnetisierung sind jedoch in der Industrie unüblich, und es gibt diesbezüglich keine normierten Meßvorschriften.

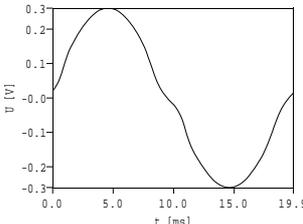
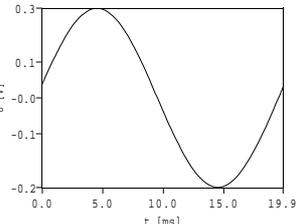
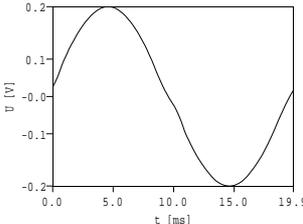
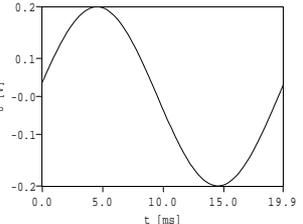
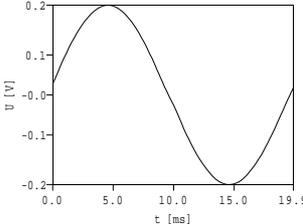
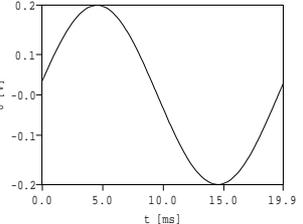
\hat{B}/T	$u_B(t)$	FF_U	$u_B(t)$ geregelt	FF_U
1,8		1,126		1,111
1,7		1,117		1,111
1,7		1,114		1,111

Abb. 6.4: Signalverlauf der Spannung u_B der B-Windungen um das Elektroblech M140-30 S in Walzrichtung unter geregelter und ungeregelter sinusförmiger Erregung im SST, und Variation der magnetischen Flußdichte $B(t)$.

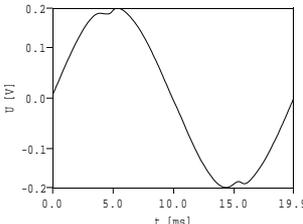
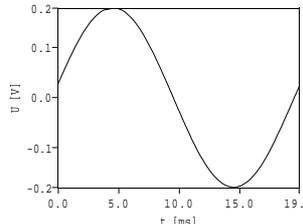
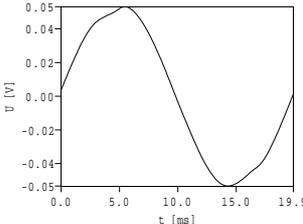
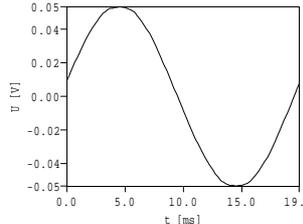
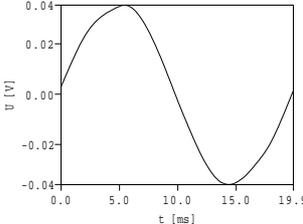
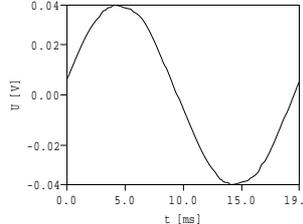
\hat{B}/T	$u_B(t)$	FF_U	$u_B(t)$ geregelt	FF_U
1,0		1,107		1,111
0,3		1,102		1,111
0,2		1,102		1,111

Abb. 6.5: Signalverlauf der Spannung u_B der B-Windungen um das Elektroblech M140-30 S in transversaler Richtung unter geregelter und ungeregelter sinusförmiger Erregung im SST, und Variation der magnetischen Flußdichte $B(t)$.

Eine merkliche Abweichung von sinusförmiger Induktion $\hat{B}_0(t)\sin(\omega t)$ bei sinusförmiger Erregerspannung $u_P(t) = \hat{U}_{P,0}(t)\sin(\omega t)$ ist bei den getesteten SiFe-Elektroblechen bei Induktionen über 1,6 Tesla zu beobachten (vergl. Abb. ??).

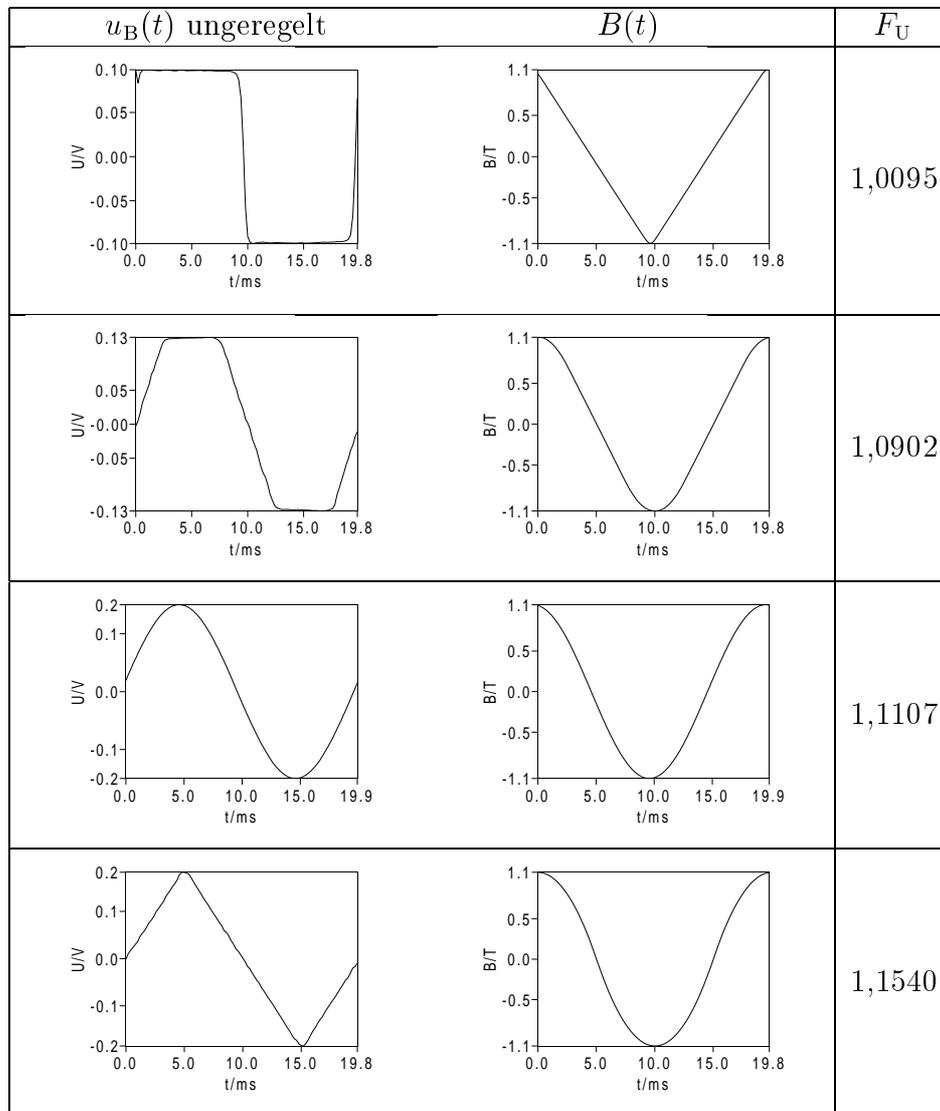


Abb. 6.6: Von der Regelung generierte Signalverläufe der Spannung u_B der B-Windungen und die in der Probe ZDKH induzierten magnetischen Flußdichten $B(t)$ bei Magnetisierung in Walzrichtung. Die magnetische Flußdichte \hat{B} beträgt in allen Fällen 1 Tesla. Der Formfaktor nimmt für den jeweiligen Spannungsverlauf charakteristische Werte an.

6.4 Verluste

Mit zunehmender Verzerrung der magnetischen Flußdichte steigen die Verluste. Die Änderung des Formfaktors der Spannung F_U bei Abweichung von der Sinusform ist wesentlich größer als die Änderung des Formfaktors der magnetischen Flußdichte F_B im Elektrolech. Daher wird nur der Faktor F_U betrachtet.

Bei Magnetisierung der 3%igen SiFe-Elektroleche in Walzrichtung steigt der Formfaktor F_U mit zunehmender Verzerrung des Sinus, bei transversaler Magnetisierung steigt dieser Wert. Der Formfaktor F_U darf sich nach der Norm IEC-404-2 im Bereich von 1.09989 bis 1.12211 bewegen. Die Messungen zeigten, daß dies in Walzrichtung eine ausreichende Reproduzierbarkeit der Verluste zuläßt. In transversaler Richtung reagiert der Formfaktor auf Abweichungen von sinusförmiger magnetischer Flußdichte wesentlich empfindlicher als die Verluste. Die Regelung auf sinusförmigen Verlauf in transversaler Richtung belastet die Versorgung des Single Sheet Testers sehr stark, ohne die Werte für die Verluste signifikant zu beeinflussen (siehe Tabelle 6.2).

Die Messungen der Verluste bei sinusförmiger Magnetisierung in Walzrichtung bestätigen einen signifikanten Einfluß der Verzerrung ab 1,6 Tesla, siehe Tabellen 6.4 bis ???. Bei Messungen unter geringerer Magnetisierung ist daher die Regelung von $u_P(t)$ nicht unbedingt erforderlich. Bei Magnetisierung in transversaler Richtung ist trotz der Abweichung vom sinusförmigen Verlauf, die schon bei kleinen Werten $\tilde{B}(t)$ auftritt, kein großer Einfluß auf die Verluste zu verzeichnen. Da darüber hinaus der Formfaktor der Spannung u_B nicht repräsentativ ist, könnte auf die Regelung bei Verlustmessungen verzichtet werden.

In den Abbildungen 6.7 und 6.8 werden die Werte der Datenblätter, die sich meist auf Epstein-Messungen beziehen, mit jenen Werten verglichen, die im Rahmen dieser Arbeit am Single Sheet Tester gemessen wurden. Man ersieht daraus gute Übereinstimmungen.

B/T	ungeregelt		geregelt	
	p/(W/kg)	F_U	p/(W/kg)	F_U
1,8	1,51	1,128	1,32	1,111
1,7	1,15	1,120	1,14	1,111
1,6	0,96	1,120	0,97	1,111
1,5	0,82	1,114	0,83	1,111
1,4	0,71	1,112	0,71	1,111
1,3	0,60	1,111	0,61	1,111
1,2	0,50	1,111	0,51	1,111
1,1	0,42	1,111	0,42	1,111
1,0	0,35	1,111	0,35	1,111

Tab. 6.1: Verluste des Elektroleches M140-30S in Walzrichtung unter geregelter und ungeregelter sinusförmiger Erregung im SST.

B/T	ungeregelt		geregelt	
	p/(W/kg)	F_U	p/(W/kg)	F_U
1,8	1,51	1,128	1,32	1,111
1,7	1,15	1,120	1,14	1,111
1,6	0,96	1,118	0,97	1,111
1,5	0,82	1,116	0,83	1,111
1,4	0,71	1,114	0,71	1,111
1,3	0,60	1,111	0,61	1,111
1,2	0,50	1,111	0,51	1,111
1,1	0,42	1,111	0,42	1,111
1,0	0,35	1,111	0,35	1,111

Tab. 6.2: Verluste des Elektroleches RG5H5 in Walzrichtung unter geregelter und unregelter sinusförmiger Erregung im SST.

B/T	ungeregelt		geregelt	
	p/(W/kg)	F_U	p/(W/kg)	F_U
1,8	1,62	1,127	1,36	1,110
1,7	1,21	1,129	1,14	1,111
1,6	0,98	1,120	0,97	1,111
1,5	0,83	1,117	0,83	1,111
1,4	0,71	1,114	0,70	1,111
1,3	0,60	1,111	0,60	1,111
1,2	0,51	1,111	0,51	1,111
1,1	0,42	1,111	0,41	1,111
1,0	0,33	1,111	0,33	1,111

Tab. 6.3: Verluste des Elektroleches M58243 in Walzrichtung unter geregelter und unregelter sinusförmiger Erregung im SST.

B/T	ungeregelt		geregelt	
	p/(W/kg)	F_U	p/(W/kg)	F_U
1,2	2,70	1,114	2,70	1,111
1,1	2,36	1,110	2,36	1,111
1,0	2,06	1,108	2,06	1,111
0,9	1,81	1,107	1,81	1,111
0,8	1,58	1,106	1,58	1,111
0,7	1,35	1,105	1,37	1,111
0,6	1,13	1,104	1,14	1,111
0,5	0,99	1,103	0,93	1,111
0,4	0,72	1,102	0,73	1,112
0,3	0,52	1,102	0,53	1,112

Tab. 6.4: Verluste des Elektroleches M58243 in transversaler Richtung unter geregelter und unregelter sinusförmiger Erregung im SST.

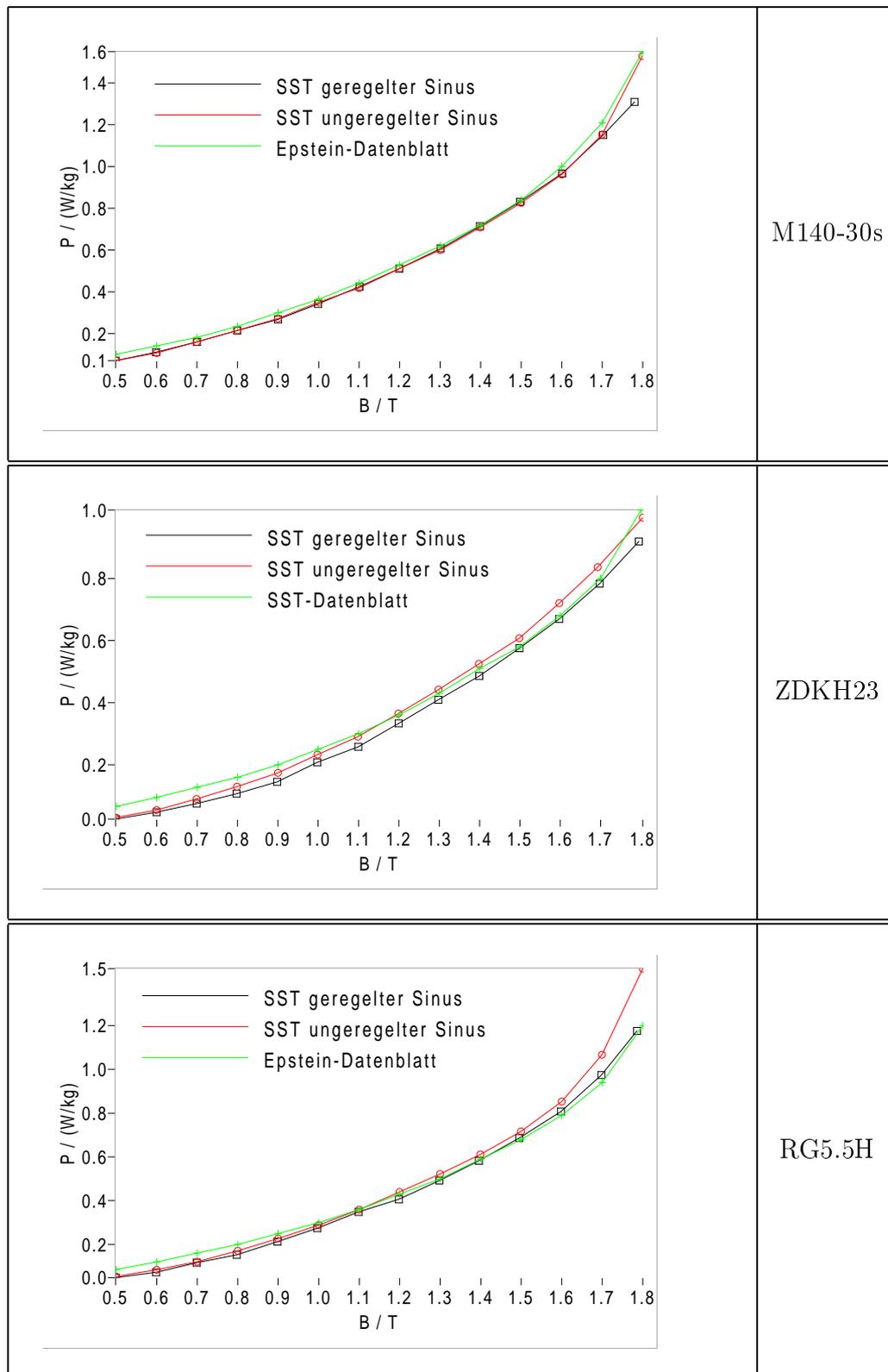


Abb. 6.7: Verluste unter geregelter und unregelter sinusförmiger Erregung im SST im Vergleich zu den Werten des Datenblattes für Epsteinmessung

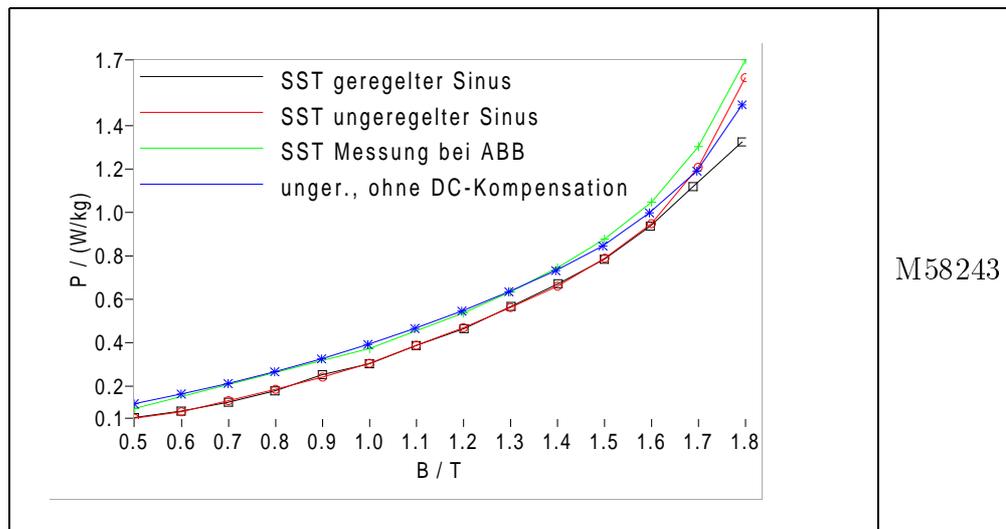


Abb. 6.8: Verluste unter geregelter und unregelter sinusförmiger Erregung im SST, mit und ohne Gleichfeldkompensation, im Vergleich zu den Meßwerten von ABB Schweden.

6.5 Spezifische Untersuchungen zu Verlusten

6.5.1 Frequenzabhängige Verlustmessungen

Messungen an Elektroblechen bei verschiedenen Frequenzen zeigen, daß das Verlustverhalten folgendem einfachen Gesetz gehorcht [14]:

$$W = C_0 + C_1 f + C_2 \sqrt{f} \quad (6.5)$$

Die Faktoren C_0 , C_1 und C_2 sind Funktionen der Induktionsamplitude \hat{B} . Die Verlustanteile weisen unterschiedliche Frequenzabhängigkeit auf, anhand derer sie diesen Faktoren zugeordnet werden: C_0 korrespondiert mit den Hystereseverlusten, C_1 mit den klassischen Wirbelstromverlusten und den Nachwirkungsverlusten und C_2 mit den anomalen Verlusten. Die Ergebnisse der Messungen wurden jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht näher anhand dieser Formel analysiert.

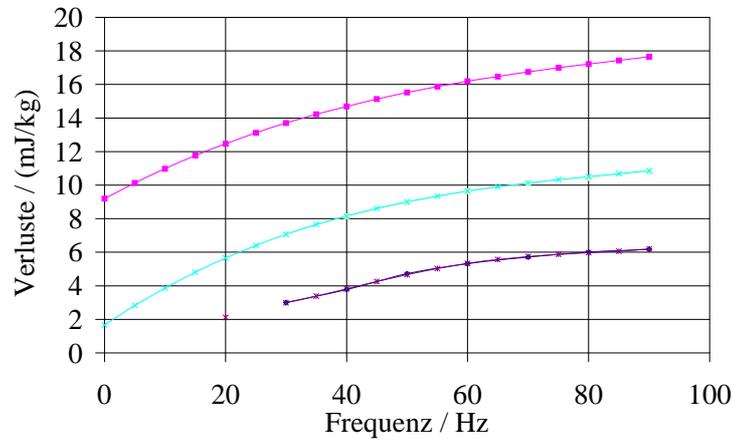


Abb. 6.9: Im Rahmen dieser Arbeit gemessener Verlauf der Verlustenergie pro Ummagnetisierungszyklus. Das Elektroblech RG5H5 wurde unter Variation der magnetischen Induktion von 1,5 T über 1,2 T bis 0,9 T, und Variation der Frequenz von 10 Hz bis 90 Hz in Walzrichtung magnetisiert.

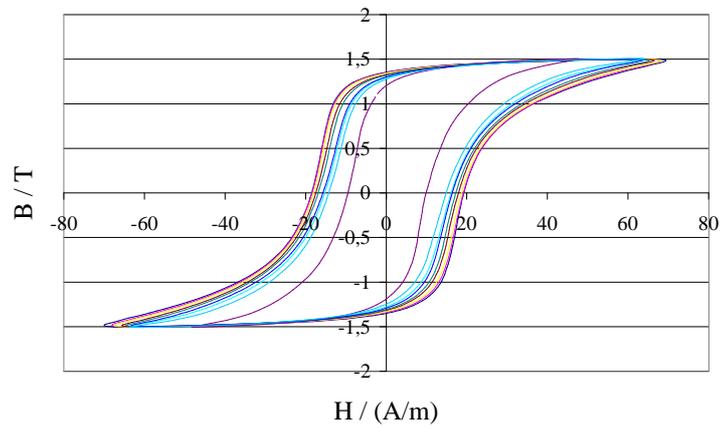


Abb. 6.10: Im Rahmen dieser Arbeit gemessener Verlauf der dynamischen B/H-Schleifen, unter Variation der Frequenz von 10 Hz bis 90 Hz, bei Magnetisierung des Elektrobleches RG5H5 in Walzrichtung. Mit steigender Frequenz wird die dynamische Schleife breiter und die Fläche mit der ihr proportionalen Verlustenergie W wächst.

6.5.2 Verluste bei speziell generierten Magnetisierungsmustern

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Regelungssoftware kann weitgehend beliebige Spannungsverläufe $u_P(t)$ generieren. Die industrielle Messung von Verlusten an weichmagnetischen Materialien beschränkt sich neben sinusförmiger, rechteckförmiger, und dreieckförmiger Magnetisierung auf Gleichfeld- und Impulsmagnetisierung⁴. In Abb.6.11 sind im Rahmen dieser Arbeit gemessene Verluste bei unterschiedlichem Spannungsverlauf der Erregerspannung u_P und selber Amplitude \hat{B} dargestellt.

Im allgemeinen zeigen Messungen an nichtorientierten Elektroblechen niedrigere Verluste bei Erregung durch Rechteckspannung⁵ $u_P(t)$ als bei sinusförmigem Verlauf. Die Ursache liegt darin, daß sich die Blochwände mit konstanter Geschwindigkeit bewegen, bei sinusförmiger Anregung hingegen kommt es aufgrund der höheren Wandgeschwindigkeiten zu höheren anomalen Wirbelstromverlusten. Das Verhältnis zwischen den Wirbelstromverlusten bei Rechteckspannung und sinusförmiger Spannung $u_B(t)$ wird als Verlustverhältnis

$$K = \frac{p_{W,\text{square}}}{p_{W,\text{sinus}}} = \quad (6.6)$$

$$= \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{1}{M}, \quad (6.7)$$

mit

$$M = \frac{(\hat{U}_B/H_e)_{\text{square}}}{(\hat{U}_B/H_e)_{\text{sinus}}}. \quad (6.8)$$

als Parameterverhältnis, bezeichnet. M hängt von der induzierten Spannung \hat{U}_B und von

$$H_e = H_{C,\text{dynamisch}} - H_{C,\text{statisch}}, \quad (6.9)$$

der Differenz der Koerzitivfeldstärken der statischen und der dynamischen Hystereseschleife, ab[22]. Wenn die Parameter H_e und \hat{U}_B mit Änderung der Form der Erregerspannung kaum differieren, bleibt die Anzahl der Wände nahezu gleich. Das Parameterverhältnis M nähert sich in diesem Falle dem Wert 1, und das Verlustverhältnis dem Wert $\frac{8}{\pi^2}$. Die Werte von M sind üblicherweise höher als $\frac{8}{\pi^2}$ und führen zu geringeren Verlusten bei rechteckförmiger Erregung.

Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Messungen an kornorientierten Elektroblechen ergaben in Walzrichtung gegenteiliges Verhalten. In transversaler Richtung jedoch stimmt die Tendenz mit jener von nicht orientierten Proben überein

⁴Gleichfeld- und Impulsmagnetisierung sind mit einem Single Sheet Tester nicht realisierbar, da dies zu irreversibler Magnetisierung des Joches und somit zur Beschädigung des SST führen würde.

⁵Dies entspricht einem dreieckförmigen Verlauf der magnetischen Flußdichte.

(siehe Abb. 6.12). Der prozentuale Unterschied der Verluste ist nicht sehr hoch, die Tendenz war jedoch mit unterschiedlichen, kornorientierten Proben reproduzierbar. Das Parameterverhältnis M weist daher in Walzrichtung einen wesentlich geringeren Wert als in transversaler Richtung auf. Die Ursache liegt in der Charakteristik der Textur. Die Zahl der Blochwände bei sinusförmiger Magnetisierung muß eine deutlich höhere als bei rechteckförmiger Anregung sein, und die anomalen Wirbelstromverluste somit geringer. Das Parameterverhältnis M erwies sich im Falle kornorientierter Proben, im Rahmen dieser Messungen, als signifikant richtungsabhängig.

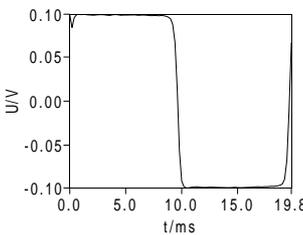
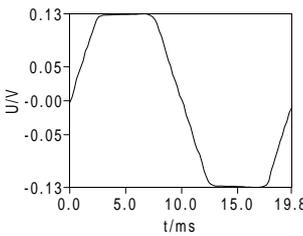
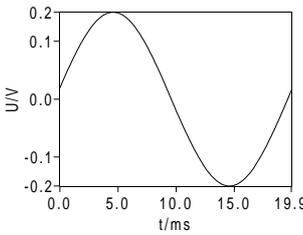
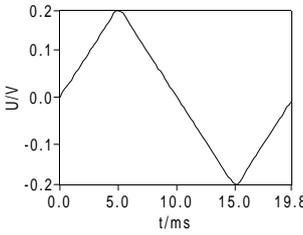
$u_B(t), T$	F_U	Verluste p W/kg	Verlustverhältnis P/P_{sinus}
	1,0095	0,289	1,08
	1,0902	0,272	1,02
	1,1107	0,267	1
	1,1540	0,254	0,95

Abb. 6.11: Relative Ummagnetisierungsverluste bezogen auf Sinusform, unterschiedliche Tendenz in Walzrichtung und in transversaler Richtung.

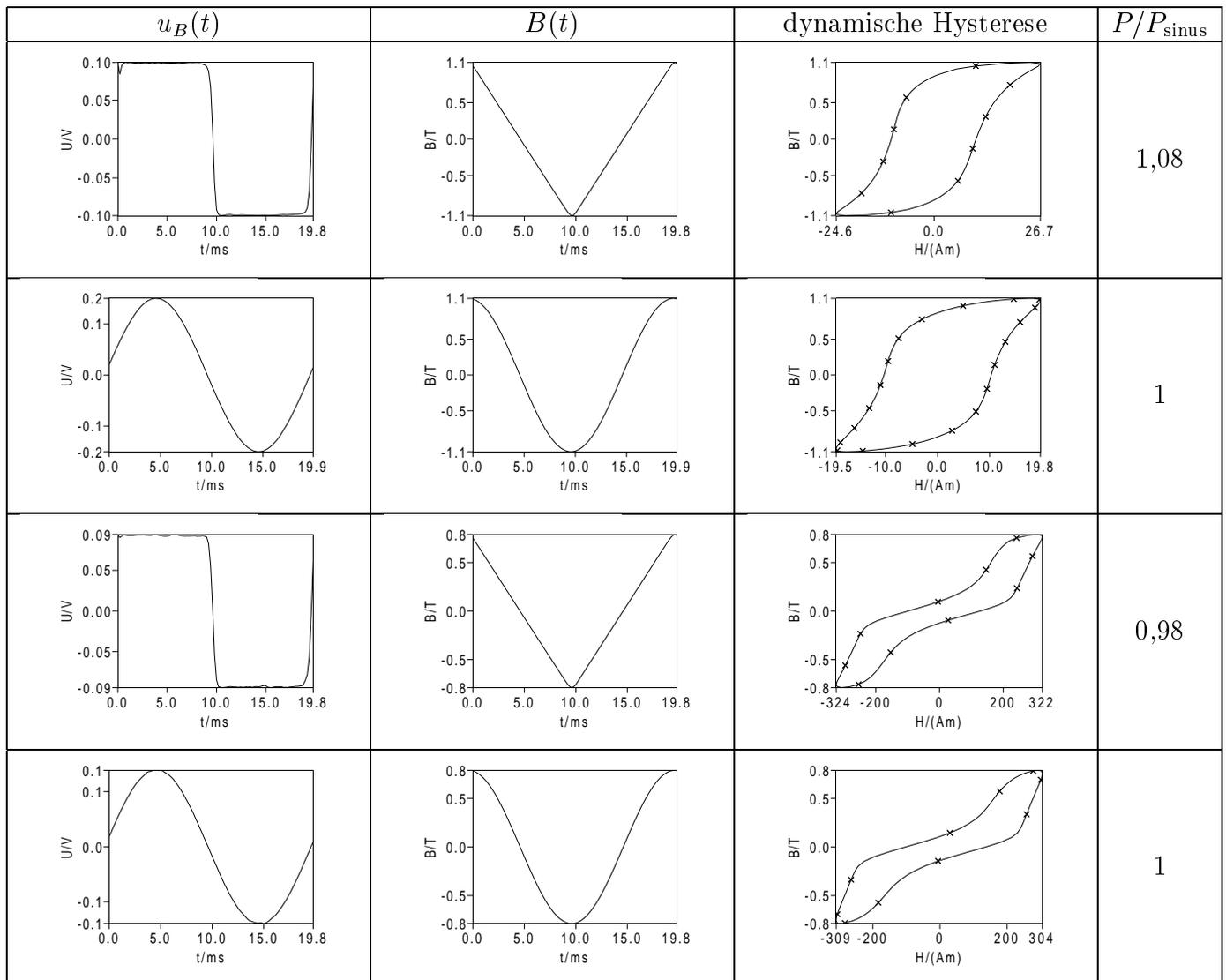


Abb. 6.12: Relative Ummagnetisierungsverluste bezogen auf Sinusform

6.5.3 Lokale Verlustverteilung im SST

Die lokalen Werte der magnetischen Flußdichte B wurden mit 5 lokalen B-Wicklungen gemessen (siehe Abb.6.13). Es zeigte sich, daß die magnetische Flußdichte B im Inneren des Single Sheet Testers nicht die erwartete Homogenität aufwies. Die Gleichfeldkompensation führt diesbezüglich zu einer weiteren Verschlechterung. Als Ursache wird zum Teil die Interaktion zwischen der Wechselspannungsspule⁶ und der Gleichstromspule⁷ angenommen. Weiters ist der genaue Verlauf der Windungen dieser Spulen im Spulenkörper des SST nicht bekannt. Die Verwendung einer einzigen Spule des SST zur Wechselfeld- und Gleichfeldmagnetisierung könnte die Homogenität der Flußdichte im Spulenkörper verbessern.

⁶Primärspule des SST

⁷Sekundärspule des SST

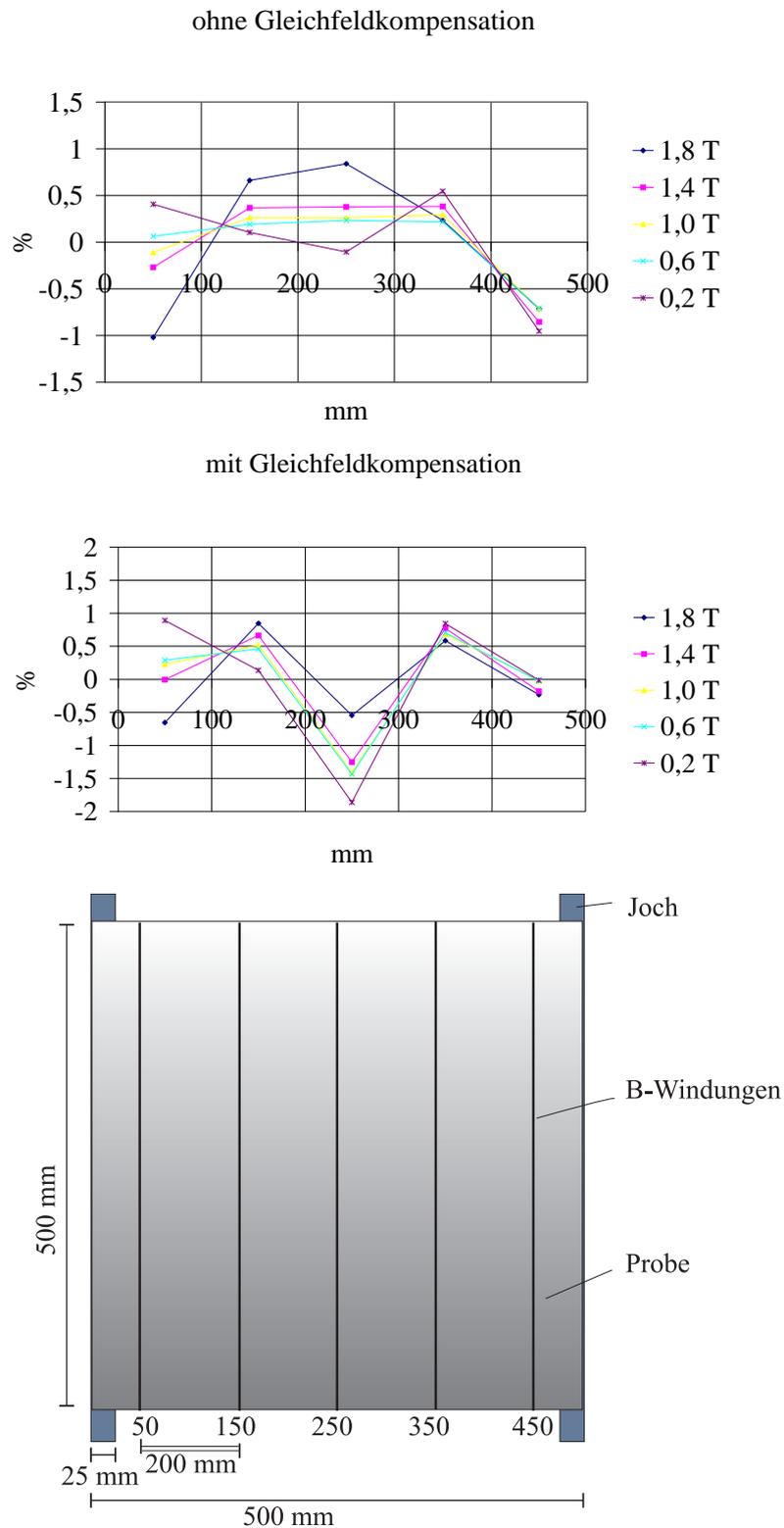


Abb. 6.13: Das Diagramm zeigt die prozentualen Abweichungen zwischen den lokalen Werten $B_{1,2,3,4,5}$ und dem Mittelwert der Flußdichte \hat{B} entlang der gesamten Probenfläche. Verglichen wurden die Abweichungen ohne Gleichfeldkompensation und mit Kompensation (DC) bei unterschiedlicher Amplitude der magnetischen Flußdichte \hat{B} .

Kapitel 7

Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine automatisierte Meßanlage mit zeitgemäßen Komponenten zur Messung von Verlusten in Elektroblechen unter Wechselmagnetisierung entwickelt. Anders als bei IEC-404-3 standardisierten Methoden wird ein Einzeljoch verwendet, das aufgrund der geringeren Kosten und der einfacheren Handhabung oft Anwendung findet. Zur Erfassung der magnetischen Feldstärke wird, zur Erzielung repräsentativer Meßergebnisse, eine sehr groß dimensionierte Tangentialfeldspule verwendet. Es können jedoch auch automatisierte Messungen mit der ebenfalls implementierten, nach IEC-404-3 standardisierten Strommeßmethode durchgeführt werden.

Eine Regelung wurde realisiert, die es ermöglicht, weitgehend beliebige, zeitliche Verläufe der magnetischen Flußdichte in der Probe zu generieren. Die Regelungsalgorithmen wurden im Rahmen der gesamten entwickelten Software mittels CVI-LabWindows, einer C-Plattform, erstellt. Die Regelung kann Magnetisierungen mit einer Grundfrequenz zwischen 5 und 90 Hz generieren, wobei im höheren Frequenzbereich (ab 70 Hz), aufgrund der hohen induktiven Last der Erregerspule, nur magnetische Flußdichten bis 1,6 T in Walzrichtung der h.g.o. Proben und 1,4 T in transversaler Richtung erreicht werden. Über das User-Interface des Meßprogrammes kann zwischen sinusförmigem, rechteckförmigem und dreiecksförmigem Verlauf der Magnetisierungsspannung, welche die üblichen Kurvenverläufe für industrielle Messungen darstellen, gewählt werden.

Es wurden Maßnahmen zur Kompensation der beträchtlichen Vormagnetisierung des SST Joches entwickelt. Im Laufe der Arbeit erwies sich eine zusätzliche Regelungskomponente für diese Kompensation als notwendig. Allerdings zeigte die Gleichfeldkompensation negativen Einfluß auf die Homogenität des magnetischen Flusses im Zentrum des Single Sheet Testers, weshalb über einen größeren Bereich der Probe gemittelt werden sollte.

Nach Fertigstellen der automatisierten Meßanlage wurden Meßreihen an 3%igen kornorientierten SiFe-Bleche durchgeführt. Es wurden konventionell kornorientierte (g.o.) und hochpermeable (h.g.o.) Elektrobleche untersucht, wobei sich bei sinus-

förmiger Magnetisierung gute Übereinstimmungen ergaben. Die Messungen unter anderen Magnetsierungsverläufen, im speziellen unter rechteckförmiger und dreieckförmiger Anregung $u_B(t)$, ergaben von der Literatur abweichende Tendenzen, was auf die Domänencharakteristik des Materials zurückgeführt wird. Dieses Phänomen sollte weiter untersucht werden.

Die entwickelte Meßanlage kann weiter ausgebaut werden. Zur Zeit kann zwischen sinusförmigem, rechteckförmigem und dreiecksförmigem Verlauf der Magnetisierungsspannung gewählt werden. Diese Auswahl der Kurvenverläufe läßt sich jedoch mit geringem Programmieraufwand auf beliebige andere Formen erweitern. Es besteht darüber hinaus die Möglichkeit die Regelung so weiter zu entwickeln, daß auf Kurvenverläufe der magnetischen Feldstärke anstatt der magnetischen Flußdichte geregelt wird.

Im Gegensatz zu den hier verwendeten Spulen (AC und DC), wäre eine einzelne Magnetisierungsspule, mit Einspeisung eines Offsets zur Gleichfeldkompensation vorteilhafter. (Beim aktuellen Meßaufbau interagieren die Wechselspannungsspule und die Gleichstromspule über die Gegeninduktivität, was eine mögliche Ursache der Inhomogenität des magnetischen Flusses im Zentrum des SSTs darstellt.) Außerdem ist die Generierung eines *sauberen* Rechtecksignals nicht möglich, da der Leistungsgenerator keinen Gleichanteil liefern kann. Ein steuerbarer Leistungsgenerator mit DC-Offset-Option wäre eine einfache Hardwarelösung beider Probleme.

Grundsätzlich erwies sich die Meßanordnung als wirkungsvolles Instrument zur physikalischen Analyse von weichmagnetischen Materialien, im Gegensatz zu einer normgerechten, technischen Anlage.

Literaturverzeichnis

- [1] J. Fidler: *Physics of magnetic materials, Vorlesungsskriptum*. TU Wien, 1999
- [2] G. Bertotti: *Hysteresis in Magnetism*. Grüner Weg 37, D-6450 Hanau : Academic Press, Inc., 1998
- [3] F. Fiorillo, L.R. Dupré, C. Appino, A.M. Rietto: Measuring and predicting Hysteresis Loops and Losses in any direction in GO Fe-Si Laminations. In: *1 & 2-Dimensional Measurement and Testing* ,2000
- [4] R. Boll: *Weichmagnetische Werkstoffe*. 4. Auflage. San Diego : Vacuumschmelze GmbH, 1990
- [5] H. Pfützner: *Angewandter Magnetismus, Vorlesungsskriptum*. TU Wien, 1998
- [6] G. Krismanic: *Methoden zur Bestimmung von Feldverteilungen und Verlusten bei rotierender Magnetisierung - Dissertation*. 2002
- [7] J. Sievert: Reproducibility and standardization aspects of A.C. measurement methods under one- and two-dimensional magnetization conditions. In: *1 & 2-Dimensional Measurement and Testing* ,2000
- [8] J. Sievert: The measurement of magnetic properties of electrical sheet steel - survey on methods and situation of standards. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* ,2000
- [9] Japanese Industrial Standard: *Method of measurement of the magnetic properties of magnetic steel sheet and strip by means of a single sheet tester*. JIS C 2556. 1996
- [10] H. Pfützner P. Schonhuber: On the problem of the field detection for single sheet testers. In: *IEEE Transactions on Magnetics* ,1990
- [11] G. Fasching: *Werkstoffe für die Elektrotechnik*. 3. Auflage. Wien : Springer-Verlag, 1994
- [12] Cogent Power Ltd: *Electrical Steel - Grain oriented, Unisil, Unisil-H*. online 2002

- [13] Yoshiyuki Ushigami, Masato Mizokami, Masahiro Fujikura, Takeshi Kubota, Hiroyasu Fujii, Kenichi Murakami: Recent development of low-loss grain-oriented silicon steel. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* ,2003
- [14] H. Pfützner, P. Schönhuber, B. Erbil, G. Harasko, T. Klinger: Problems of Loss Separation for Crystalline and Consolidated Amorphous Soft Magnetic Materials. In: *IEEE Transactions on Magnetism* ,1991
- [15] Li Jingdong, Gu Yuqin, Guo Zhenyuan: Decreasing the core loss of grain-oriented silicon steel by laser processing. In: *Journal of Materials Processing Technology* ,1997
- [16] T. Nakata, N. Takahashi, Y. Kawase, M. Nakano, M. Miura, J. Sievert: Numerical analysis and experimental study of the error of magnetic field strength measurements with single sheet testers. In: *IEEE Transactions on Magnetism* ,1986
- [17] K. Matsubara, N. Takahashi, T. Nakata, K. Fujiwara, M. Nakano, A. Date: Effects of impedances of primary winding and mutual inductor on distortion of flux waveform in single sheet tester. In: *IEEE Transactions on Magnetism* ,1995
- [18] H. Pfützner G. Krismanić: The needle method for induction tests - basic considerations on source of error. In: *IEEE Transactions on Magnetism* ,2003 .
– to be published
- [19] T. Nakata, Y. Ishihara, M. Nakaji, T. Todaka: Comparison between the H-Coil method and the magnetizing current method for the single sheet tester. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* ,2000
- [20] T. Nakata, Y. Ishihara, N. Takahashi, Y. Kawase: Improvement of Measuring accuracy of magnetic field strength in Single Sheet Testers by using two H Coils. In: *IEEE Transactions on Magnetism* ,1982
- [21] T. Nakata, N. Takahashi, K. Fujiwara, M. Nakano, T. Kayada: Effects of eddy currents in the specimen in a single sheet tester on measurement errors. In: *Intermag Conference* ,1990
- [22] T. Sato Y. Sakaki: Discussion on eddy current loss under square wave voltage excitation. In: *IEEE Transactions on Magnetism* ,1988

Anhang A

Formelzeichen und Einheiten

s	Weglänge, Kurvenlänge	m	
A	Fläche, Flächeninhalt, Oberfläche	m ²	
V	Volumen	m ³	
m	Masse	kg	
f	Frequenz, Periodenfrequenz	Hz	$f = 1/T$
σ	Normalspannung, Zug- oder Druckspannung	N/m ²	
U	elektrische Spannung, elektr. Potentialdifferenz	V	
E	Elektrische Feldstärke	V/m	
I	elektrische Stromstärke	A	
J	elektrische Stromdichte	A/m ²	$J = I/A$
H	magnetische Feldstärke, magn. Erregung	A/m	
Φ	magnetischer Fluß	Wb	
B	magnetische Flußdichte, magn. Induktion	T	$B = \Phi/A$
L	Selbstinduktivität	H	
$M_{i,j}$	Gegeninduktivität	H	
μ	Permeabilität	H/m	$\mu = B/H$
μ_0	magnetische Feldkonstante	1	Perm. des leeren Raumes
μ_r	Permeabilitätszahl	1	$\mu_r = \mu/\mu_0$
χ	magnetische Suszeptibilität	1	$\chi = \mu_r - 1$
M	Magnetisierung	A/m	$M = \chi \cdot H$
J	magnetische Polarisation	T	$J = \mu_0 \cdot M$
R	elektr. Widerstand, Resistanz	Ω	
ρ	spezifischer elektr. Widerstand, Resistivität	Ωm	
γ	elektr. Leitfähigkeit, Konduktivität	S/m	
P	Leistung	W	
p	spezifische Leistung	W/kg	$p = P/m$
W	Energie	J	
w	spezifische Energie	J/kg	$w = W/m$
S	Energiestromdichte, elektromagn. Leistungsdichte, Betrag des Poynting-Vektors	W/m ²	
F	Formfaktor	1	
N	Windungsanzahl	1	

Die Maximalwerte ($\hat{U}, \hat{I}, \hat{B}, \hat{H}$) sind durch ein Dach " ^ " markiert, die Effektivwerte ($\tilde{U}, \tilde{I}, \tilde{B}, \tilde{H}$) durch eine Tilde " ~ " und die zeitabhängigen Größen ($u(t), i(t), j(t)$) sind durch Kleinschreibung gekennzeichnet.

Anhang B

Allgemeine technische Merkmale

Dieser Abschnitt enthält die technischen Daten der verwendeten Geräte.

B.1 Soundkarte

Spezifikationen der Creative Sound Blaster Live Player 5.1 von Creative Sound:

- PCI-Bus-Mastering
 - Kompatibel mit der PCI-Spezifikation Version 2.1
 - Bus-Mastering reduziert die Reaktionszeit und verbessert die Systemleistung.
- EMU10K1
 - Digitale Verarbeitung (32-Bit) mit einem 192-dB-Aussteuerbereich
 - Patentierte 8-Punkt-Interpolation zur optimalen Klangwiedergabe
 - Bis zu 32 MB Audio-RAM in den Host-Speicher ladbar
- Lautstärkeregler
 - Softwaregesteuerte Stummschaltung und Balanceregler für einzelne Wiedergabequellen
- Audio-Ausgänge
 - Drei analoge Line-Ausgänge über Stereobuchsen an der Rückseite, Line-Outs 1, 2 und 3

B.2 PCI-GPIB Karte

Spezifikationen der High-Performance IEEE-488.2 Interface for PCI-Bus Computers von ComputerBoards:

- IEEE 488.2 Standard interface Complete Talker/Listener/Controller
- Uses powerful CB7210.2 chip Industry Standard 32-bit PCI bus Data
- transfer rates over 1 Megabytes/sec REP-INSW block transfer
- 1024-word FIFO buffer High-Speed State Machine Bus Manager 7
- Interrupt lines, shared interrupt capability
- IEEE compatibility IEEE-488.1 and IEEE-488.2 Maximum Transfer
- vollständige Kompatibilität mit National Instruments Geräten
- Rate PCI-GPIB-1M >1 Mbyte/s PCI-GPIB-300K 300 Kbyte/s Power 5 Vdc
- at 375 mA Typical I/O Connector IEEE-488 Standard 24 pin

B.3 Stereo Power Amplifier

S

Nenn-Ausgangsleistung: (30 Hz ... 15 kHz, beide Kanäle gleichzeitig angesteuert)	100 W pro Kanal (8 Ohm) 175 W pro Kanal (4 Ohm)
Nenn-Ausgangsleistung, mono: (30 Hz ... 15 kHz)	350 W (8 Ohm)
Ausgangsleistung bei Begrenzungseinsatz (Klirrfaktor 1 %, ein Kanal angesteuert): Mono:	typ. 150 W (8 Ohm) typ. 250 W (4 Ohm) typ. 400 W (8 Ohm)
Frequenzgang:	30 Hz ... 15 kHz +0, -0,5 dB 20 Hz ... 20 kHz +0, -1 dB
Eingänge:	symmetrisch, erdfrei
Eingangsimpedanz:	≥ 5 kOhm (Stereo)
Eingangsempfindlichkeit:	0 dBu ... + 17 dBu (0 dBu ≙ 0,775 V)
Harmonische Verzerrungen:	kleiner als 0,1 % bei jedem Leistungspegel bis Nennleistung (typ. 0,05 % bei 1 kHz)
Fremdspannungsabstand, Effektivwerte:	größer als 100 dB, bezogen auf Nennleistung
Übersprechdämpfung: (30 Hz ... 15 kHz)	größer als 60 dB (typ. 80 dB bei 1 kHz)
Dämpfungsfaktor: (30 Hz ... 15 kHz)	größer als 75 (typ. 250 bei 1 kHz)
Pegelregler:	auf der Frontplatte zugänglich
Netzanschluss:	100, 120, 140, 200, 220, 240 V Netzsicherung: 100 ... 140 V: 8 AT 200 ... 240 V: 4 AT
Leistungsaufnahme:	100 W ... 800 W
Abmessungen:	483 x 335 x 133 mm
Gewicht:	20 kg
Messbedingungen:	
Netzspannung:	220 V
Eingangsspannung:	+ 6 dBu (0 dBu ≙ 0,775 V)
Innenwiderstand der Quelle:	50 Ohm

B.4 Power Analyzer

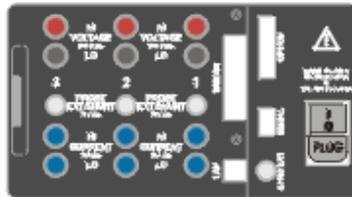


Abb. B.1: Rückseite des dreiphasigen Power Analyzers mit Eingängen zur Messung von Strom und Spannung der Phasen

Spezifikationen des dreiphasigen Power Analyzers Norma 4000D von *LEM* :

The power analyser NORMA 4000 D is designed to measure signals in a wide frequency range from DC to 3 MHz. The input stages are DC coupled, suited with high quality pulse amplifier. A zero- and offset calibration against a stable voltage reference runs automatically in short time periods to stabilize the accuracy. All voltage and current channels are separated by a completely new technology of barriers for high channel isolation and common mode rejection.

- Voltage
 - 8 Ranges: 0,3-1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1000 V
 - $U_{peak} = 2 \times \text{range}$
 - Input Impedance: $2 \text{ M}\Omega / 20 \text{ pF}$
 - CMR common mode rejection: 120 dB at 100 kHz
 - Sampling Frequency: 1/3 MHz (341 kHz)
- Current
 - 6 Ranges: 30 - 100 mA - 0,3 - 1 - 3 - 10 A
 - $I_{peak} = 2 \times \text{range}$
- Input Impedance with integrated shunts:
 - ranges 30; 100mA: $1 \text{ }\Omega$
 - ranges 0,3; 1A: $0,1 \text{ }\Omega$
 - ranges 3; 10 A: $0,01 \text{ }\Omega$
- Input for external shunt or probe:
 - BNC terminal, $100 \text{ k}\Omega / 30 \text{ pF}$ 30 - 100mV - 0,3 - 1 - 3 - 10 V
 - overload max. 20 V RMS
 - CMR common mode rejection: 120 dB at 100 kHz
 - Sampling Frequency: 1/3 MHz (341 kHz)

Anhang C

Klassifizierung weichmagnetischer Materialien

Das neue Klassifizierungsschema nach IEC 404-1 löst die bisherigen Bezeichnungen nach DIN 41 301 ab. Kernbleche fallen meist in die Materialklassen C, E und F.

- Siliziumeisen-Legierungen mit 3% Si:
Diese Legierung zählt zur Gruppe der Elektrobleche. Die Kornorientierung entspricht der Gosstextur (siehe Abb.2.6). Die Sättigung liegt nur knapp unter der von Eisen (etwa 1.9 T in Vorzugsrichtung), der spezifische Widerstand ist jedoch etwa viermal so hoch.
- Nickeleisen-Legierungen mit 72-83% Ni:
Sie sind die magnetisch weichsten Legierungen mit einer hohen Anfangs- und Maximalpermeabilität, geringer Koerzitivfeldstärke bei allerdings niedriger Sättigungsinduktion (um 0.7 T).
- Nickeleisen-Legierungen mit 45-50% Ni:
Durch Wahl der Walz- und Glühbedingungen kann die Form der Magnetisierungskennlinie in weiten Bereichen verändert werden. Es entstehen Materialien mit sehr unterschiedlichen Hystereseschleifen und sehr unterschiedlicher Kornstruktur. Die Sättigungsinduktion liegt im Bereich 1.5 T.
- Nickeleisen-Legierungen mit 35-40% Ni:
Diese Legierungen zeigen einen hohen elektrischen Widerstand. Er liegt etwa im Bereich von $0.75 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ mit 1.3 T Sättigungsinduktion bis $0.6 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ mit 1.5 T.
- Kobalteeisen-Legierungen mit 47-50% Co:
Die Sättigungsinduktion übertrifft mit 2.4 T die von reinem Eisen, und stellt überhaupt die höchste unter den bisher bekannten Werkstoffen dar. Durch unterschiedliche Herstellungsverfahren können sehr unterschiedliche Magnetisierungskurven erzeugt werden.

A Eisen		
B Leichtstahl mit niedrigem Kohlenstoff Gehalt		
C Siliziumstahl	C1 Massivteile C2 Flachstahl	C21 isotroper Stahl C22 anisotroper Stahl C23 dünner Si-Stahl
D Andere Stahltypen	D1 Massivteile D2 Flachstahl	
E Nickeleisen-Legierungen	E1 72-83 NI E2 54-68 NI E3 45-50 NI E4 35-40 NI E5 ca.30 NI	E31 isotrop E32 anisotrop
F Kobaltheisen-Legierung	F1 47-50 CO F2 35 CO F3 23-27 CO	isotrop anisotrop
G Andere Legierungen	G1 Al-Fe-Legierungen G2 Al-Si-Fe-Legierungen	
H Weichmagnetische Keramiken	H1 Weicheisen	
I Amorphe weichmagnetische Materialien	I1 auf Eisenbasis I2 auf Kobalt basierend	

Tab. C.1: Klassifizierungsschema für weichmagnetische Werkstoffe nach IEC 404-1 [4]

Bei Legierungen mit magnetischer Vorzugsrichtung sind besondere Kernformen oder Schichtweisen erforderlich. Kernbleche und Streifen sind mit einer leichten Oxidschicht ausgestattet, die meist zur gegenseitigen Isolation ausreicht.

Anhang D

Liste der Publikationen

Magnetostrictive force and displacement sensor

L. Mehnen, E. Kaniusas, E. Leiss, H. Pfützner

XVI IMEKO World Congress (Vienna), Conference Proceedings Volume VII (2000), S. 69 - 74.

Relevance of multidirectional magnetostriction for the noise generation of transformer cores

C. Krell, N. Baumgartinger, G. Krismanic, E. Leiss, H. Pfützner

J. Magn. Magn. Mater., 215-216 (2000), S. 634 - 636.

Stress effects on the multidirectional magnetic behaviour of grain oriented silicon iron sheets

C. Krell, N. Baumgartinger, G. Krismanic, E. Leiss, H. Pfützner

J. Magn. Magn. Mater., 215-216 (2000), S. 63 - 65.

Effects of mechanical stress on soft magnetic materials under rotational magnetization

C. Krell, N. Baumgartinger, E. Leiss, H. Pfützner *XVI IMEKO World Congress (Vienna), Conference Proceeding Vol. IV, 3-901888-06-3; 177-183 (2000).*

Rotational Single sheet testing on samples of arbitrary size and shape

C. Krell, L. Mehnen, E. Leiss, H. Pfützner *6th International Workshop on 1 & 2-Dimensional Magnetic Measurement and Testing (Bad Gastein), Conference Proceeding; 96-103 (2001).*

2d magnetization control by means of evolutionary algorithms

L. Mehnen, H. Pfützner, G. Krismanic, E. Leiss, C. Krell *6th International Workshop on 1 & 2-Dimensional Magnetic Measurement and Testing (Bad Gastein),*

Conference Proceeding; 122-130 (2001).

Effects of stress on permeability, losses and magnetostriction of crystalline and amorphous soft magnetic materials

C. Krell, E. Leiss, H. Pfützner *6th International Workshop on 1 & 2-Dimensional Magnetic Measurement and Testing (Bad Gastein), Conference Proceeding; 242-247 (2001).*

Power loss of h.g.o. Silicon Steel under rotational magnetostriction

C. Krell, E. Leiss, H. Pfützner *SMM15 Bilbao, Conference Abstracts B-34 (2001).*

Automatic scanning system for the determination of local loss distributions in magnetic cores

G. Krismanic, E. Leiss, S. Barsoum, H. Pfützner

Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 254-255 (2003) 60-63 .

A computerized design for exact control of two-dimensional induction patterns

G. Krismanic, E. Kitz, L. Mehnen, E. Leiss, C. Krell, H. Pfützner

accepted works will be published in the Conference Proceedings of the 7th International Workshop on 1 & 2-Dimensional Magnetic Measurement and Testing, September 2002.