Die approbierte Originalversion dieser Diplom-/Masterarbeit ist an der Hauptbibliothek der Technischen Universität Wien aufgestellt (http://www.ub.tuwien.ac.at).

The approved original version of this diploma or master thesis is available at the main library of the Vienna University of Technology (http://www.ub.tuwien.ac.at/englweb/).

TU WIEN

Diplomarbeit

Verteilung von planaren Wirbelströmen in Modell – Transformatorkernen zufolge von GICs (geomagnetisch induzierten Strömen)

durchgeführt am
Institut für Elektrische Mess- und Schaltungstechnik (E354)
Technische Universität Wien

Betreuer:
Dipl.-Ing. Edin Mulasalihovic
Univ. Prof. Dr. Helmut Pfützner

Halil Vahap Kayataş
Heiligenstädter Str. 11-25/4/8
1190 Wien
Matrikelnummer: 9826223

Wien, am 23.11.2008

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis ..... *i*

Zusammenfassung ..... *ii*

Abstract ..... *iv*

Danksagung ..... *vi*

Abkürzungen ..... *vii*

Formelzeichen und Einheiten ..... *viii*

1. Einleitung *1*

1.1 Problemstellung, Aufgabenstellung und Motivation **1**

1.2 Grundlegendes zur Entstehung der geomagnetisch induzierten Ströme (GIC) **4**

2. Experimentelles *8*

2.1 Modelltransformator **8**

2.2 Feldvektorsensor als Voraussetzung **12**

2.3 Konzept der Dünnschichttechnik **15**

2.4 Untersuchungen zu realisierten Dünnschichtbahnen aus Silber bzw. Gold **20**

3. Resultate *25*

3.1 Allgemeines **25**

3.2 Wirbelstromverteilung in den Kernschenkeln **30**

3.3 Wirbelstromverteilung in Überlappungsbereichen **37**

4. Schlussfolgerungen *45*

Literaturverzeichnis *46*

Anhang A *48*

Leitfähiger Stift mit Mikrospitze (CW2200MTP): 48

Anhang B *49*

Urethan 71, Isolier- und Schutzlack auf Basis Polyurethan 49

Anhang C *50*

Programmcode von der Messoberfläche: 50

Anhang D *55*

Allgemeines zur Messkarte (DAQ, data acquisition devices): 55

Zusammenfassung

Transformatoren zählen zu den effizientesten Maschinen, die die Menschheit jemals erfunden hat. Die größten Transformatoren arbeiten mit einem Wirkungsgrad von 99.75%. Dennoch ist die Größe der Verluste, die durch Transformatoren verursacht werden, beträchtlich. Um den Verlusten auf den Grund zu gehen, wurden zahlreiche Messungen vorgenommen. Dies wurde unter anderem mit Thermistoren und einem sogenannten Feldvektorsensor vorgenommen. Die Untersuchungen konnten dabei nur auf der Oberfläche des Modelltransformators durchgeführt werden. Der Grund dafür ist, dass der Feldvektorsensor zu dick ist, um Ergebnisse auch in einzelnen Schichten des Blechpaketes zu liefern, u. a. in Anbetracht von Deformationen der magnetische Laminate.

Ziel dieser Arbeit war es somit einen neuartigen Sensor zu entwickeln, mit dem man sowohl die Oberfläche als auch das Innere des Modelltransformators untersuchen kann, ohne die Laminate in ihrer Form zu verändern und die Flussverteilung zu verfälschen. Neben der bereits bestehenden Messmethodik aufbauend auf der Verwendung des Feldvektorsensors, wird in dieser Arbeit für die Bewältigung der komplexen Aufgaben ein anderer Lösungsweg gewählt, nämlich eine innovative „Dünnschichttechnik“. Sie basiert auf der Verwendung dünner leitfähiger Bahnen, die an der Oberfläche eines sogenannten Sensorbleches verlegt werden.

Diese Bahnen kontaktieren gezielt ausgewählte Stellen der Sensorbleche und werden auf dem kürzesten Weg zu den an der Stirnseite angebrachten sogenannten Kontaktierungsbalkons geführt. Mit Hilfe dieser Balkons können aus Wirbelströmen resultierende Spannungsgrößen problemlos außerhalb des Kerns abgegriffen werden. Sie werden an eine Datenaquirrerangsbox (DAQ, data acquisition devices) geführt und mit einem PC ausgewertet. Eine grundlegende Aufgabe dieser Arbeit bestand darin, für die Anwendungen der Dünnschichttechnik in Frage kommende Materialien einzugrenzen und auf ihre Tauglichkeit als Grundsensorelement zu untersuchen. In einer komparativen Art und Weise, belegt durch zahlreiche Untersuchungen, werden die Eigenschaften zweier, nämlich Gold und Silber, in engere Wahl kommender Materialien, dargestellt.

Zahlreiche Untersuchungen zeigten, dass Silber als Grundelement für die Dünnschichttechnik wesentliche Vorteile gegenüber Gold aufweist und den gestellten Anforderungen am besten nahe kommt. Als Vorteile ergeben sich Reparierbarkeit, bessere Festigkeit und Leitfähigkeit,

.

als einziger Nachteil ist die höhere Dicke. Alle Untersuchungsresultate dieser Arbeit basieren letztlich auf der Anwendung von Silber.

Da es ein sehr großer Messaufwand wäre, alle vorgegebenen 128 Regionen des Modell – Transformators zu untersuchen, werden nur ausgewählte und strategisch wichtige Bereiche wie z.B. Overlaps, T-joint, und vier Felder vom S- und R-Schenkel bearbeitet. Dabei zeigte sich, dass die planaren Wirbelströme (PECs, planar eddy currents) hauptsächlich auf der Oberfläche des Transformators durch die Streuflüsse entstehen. Diese Streuflüsse münden auf der Oberfläche, seitlich und durch den cooling duct in die Laminate ein. Dies kann man an den Tiefenprofilen erkennen. Anhand des Querprofils ist zu erkennen, dass die PECs vor allem an den Rändern der Laminate auftreten.

Die Möglichkeiten für industrielle und akademische Implementierung der innovativen Dünnschichttechnik werden ausführlich behandelt. Dazu wird eine LabVIEW Software-Applikation entwickelt, mit besonderem Augenmerk auf Einfachheit der Bedienung und schneller Auswertung der aufgenommenen Daten.

.

Abstract

Transformers rank among the most efficient machines, which mankind ever invented. The largest transformers work with an efficiency of 99.75%. The size of the losses, which are caused by transformers, is considerable nevertheless. In order to go to the losses on the reason, numerous measurements were made. This was made among other things with thermistors and a so-called field vector sensor. The investigations could be accomplished thereby only on the surface of the model transformer. The reason for it is that the field vector sensor is too thick, in order to supply results also in individual layers of the bundle of laminates, among other things considering of deformations magnetic laminates.

An aim of this work was to develop a new sensor, with one both the surface and the inside of the model transformer can be examined without to change the laminates in their form and falsify the flux distribution. Apart from measuring methodology constructing on the use of the field vector sensor, already existing, in this work for the management of the complex tasks another solution method is selected, i.e. an innovative „thin-film technique “. It is based on the use of thin conductive lines, which are moved at the surface of a so-called sensor sheet metal.

These lines contact aimed selected places of the sensor sheet metals and they are led on the shortest way to the face side of attached so-called contacting balcony. With the help of this balcony voltage (resulted through eddy currents) can be measured problem-free outside of the core. They will be led to a DAQ (data acquisition devices) and evaluated with a PC. A fundamental task of this work consisted of limiting and examining for their efficiency as basic sensor element for applications of the thin-film technique in question coming materials. In a comparative way, occupied by numerous investigations, the characteristics of two, i.e. gold and silver, into closer choice of coming materials, are represented.

Numerous investigations showed that silver exhibits as basic element for the thin-film technique substantial advantages opposite gold and the requirements posed best close comes. As advantages result repairable, better stability and conductivity, as only disadvantage is the higher thickness. All results of investigation of this work are based finally on the application of silver.

.

Since it would be a very large measuring expenditure to examine all given 128 regions model - transformer, so only selected and strategically important ranges are e.g. worked on like Overlaps, T-joint, and four fields by S- and R-limb. It showed up that the planar eddy currents (PECs) result mainly on the surface of the transformer from the leakage fluxes. These leakage fluxes flow on the surface, sidewise and cooling ducts. One can recognize this by the depth profiles. On the basis the transverse profile one sees also that the PECs arises particularly at the edges of laminate.

The possibilities for industrial and academic implementation of the innovative thin-film technique are treated in detail. In addition a LabVIEW software application is developed, with special attention on simplicity of the operation and fast evaluation of the taken up data.

.

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei Univ. Prof. Dr. Helmut Pfützner für die Themenstellung und für die Begutachtung meiner Arbeit bedanken.

Bedanken möchte ich mich insbesondere auch bei Dipl.-Ing Edin Mulasalihović, der meine Arbeit betreute. Er hatte immer ein offenes Ohr für mich, auch wenn ich in scheinbar aussichtsloser Lage war.

Weiters bedanke ich mich bei BSc. Patrick Zanolin und bei Herrn Julian Mis, die mir beim Schichten des Modelltransformators geholfen haben. Vergessen darf ich auch Herrn Zhao Liqing nicht, der zudem für gute Stimmung im Labor gesorgt hat.

Schlussendlich gebührt mein Dank auch meinen Eltern, meiner Frau und meinen Kindern, die mir beim Studium moralische Unterstützung gegeben haben.

.

Abkürzungen

Abk.	Bezeichnung
DAQ	Data acquisition device
DD	Diagonal direction
FVS	Feldvektorsensor
GIC	Geomagnetically Induced Current
go	Grain-oriented (kornorientiert)
hgo	Highly grain-oriented (hochkornorientiert)
HiB	Materialtyp mit hoher magnetischer Flussdichte
no	Non oriented (nicht-orientiert)
PEC	Planar eddy current
REC	Regular eddy current
RD	Rolling direction (Walzrichtung)
RM	Rotierende Magnetisierung
TD	Transverse direction (Transversale Richtung)

.

Formelzeichen und Einheiten

Symbol	Bezeichnung	Engl. Bezeichnung	SI-Einheit
$\vec{B}$	Magnetische Flußdichte	Magnetic flux density	Vs / m² = T
$\hat{B}$	Maximale Erregerflussdichte des Transformators		
$\hat{B}_{\mathrm{RD}}$	Maximale lokale Flußdichte in RD		
$\hat{B}_{\mathrm{TD}}$	Maximale lokale Flußdichte in TD		
γ	Elektrische Leitfähigkeit	Conductivity	S / m
$\vec{E}$	Elektrische Feldstärke	Electric field strength	V / m
f	Frequenz	Frequency	Hz = 1/s
Φ	Magnetischer Fluß	Magnetic flux	Wb = Vs
$\vec{H}$	Magnetische Feldstärke	Magnetic field strength	A / m
I	Stromstärke	Current	A
$\vec{J}$	Stromdichte	Current density	A / m^2
μ	Permeabilität	Permeability	Vs / Am
μ_0	Permeabilität des Vakuums	Permeability of vacuum	Vs / Am
μ_r	Relative Permeabilität	Relative permeability	1
P	Leistung	Power	W
ρ	Massendichte	Mass density	kg / m³
ρ_r	Spez. elektr. Widerstand	Resitivity	Ωm
$\vec{S}$	Energiestromdichte (Pointing Vektor)	Energy flux density	W / m²
U	Eletrische Spannung	Voltage	V

.

1. Einleitung

1.1 Problemstellung, Aufgabenstellung und Motivation

Die Voraussetzungen seinen hier unter Verwendung mehrerer einschlägigen Quellen geschildert. Die Möglichkeit, elektrische Energie über sehr große Entfernungen zuverlässig und wirtschaftlich übertragen zu können war und ist bis heute ein Traum von Ingenieuren der Energietechnik. Enorme Fortschritte und Erfolge sind sowohl in der Erzeugungs- als auch in der Übertragungstechnik seit den ersten Versuchen im Jahre 1882 erzielt worden. Sie waren und sind die Voraussetzung und die Basis für unsere heutigen modernen Gesellschaften, für unseren wirtschaftlichen, sozialen und kulturellen Erfolg. [1]

Schätzungen zu Folge gehen über 8% der in durchschnittlichen europäischen Haushalten und gewerblichen Anlagen verbrauchten elektrischen Energie auf Grund der Auslegung und der Betriebsweise elektrischer Geräte verloren. Dabei stellt elektrischer Strom die teuerste Form aller verfügbaren Energieformen dar – kostet er doch acht Mal so viel wie Kohle und etwa drei Mal so viel wie Gas – Grund genug also, um sparsam damit umzugehen.

Die Verlustleistung in elektrischen Betriebsmitteln geht auf den so genannten ohmschen Widerstand der Leiter und Verluste in Magnetwerkstoffen zurück, die vornehmlich in Motoren, Transformatoren und in allen elektrischen Leitungen anfallen. Kupfer ist einer der Schlüsselwerkstoffe bei der Betrachtung der Durchführung von Verbesserungsmaßnahmen am Wirkungsgrad elektrischer Anlagen. Die hohe Leitfähigkeit von Kupfer ist eine seiner wichtigsten Eigenschaften, und so kommen dann auch 60% der gesamten Kupfer-Produktion letztendlich als elektrische Leiter zum Einsatz.

Transformatoren zählen zu den effizientesten Maschinen, die die Menschheit jemals erfunden hat. Die größten Transformatoren (so genannte Grenzleistungs-Transformatoren) können mit Wirkungsgraden um 99,75% aufwarten. Verteiltransformatoren sind kleiner, haben etwas geringere Wirkungsgrade und werden nur schwach ausgelastet. In Transformatoren städtischer Verteilnetze (typischerweise 250 kVA bis 1 MVA) können etwa 1% bis 2% der Durchgangsenergie verloren gehen. Die Wirkungsgrade kleinerer Transformatoren in ländlichen Gegenden können auf etwa 95% fallen.

In der EU befinden sich über 4 Millionen Transformatoren im Einsatz, das heißt ein Stück pro 80 Einwohner. In diesen Transformatoren geht die Leistung von 7 bis 8 der größten Kernkraftwerke verloren. Die gesamte im Jahr 2000 installierte Windkraftleistung vermag nur 10% dieser Verluste in Verteiltransformatoren zu decken.

.

Somit wird der Wirkungsgrad von Transformatoren zu einem Schlüsselfaktor nachhaltiger Elektrizitäts-Versorgung. Transformatoren bildeten eine wichtige Voraussetzung für die Nutzung elektrischer Energie und damit für die technisch industrielle Entwicklung des letzten Jahrhunderts. Basierend auf dem Induktionsgesetz von Faraday und Henry erfand 1889 Dolivo Dobrovolsky den Drehstromtransformator mit magnetischer Verkettung der drei Strangflüsse (Abb.1.1). Der prinzipielle Aufbau des Leistungstransformators mit den Komponenten Kern, Wicklung und Isolationsaufbau hat sich seit dieser Zeit nicht verändert. Aufgrund der großen Anzahl von unterschiedlichen Anwendungsformen in der Kette der Energieübertragung und –verteilung ist jedoch kein anderes Betriebsmittel durch so viele unterschiedliche Parameter bestimmt. Die großen Leistungs- und Spannungsbereiche erforderten einen starken Entwicklungsprozess beim Design und den eingesetzten Materialien. Die ökonomischen und ökologischen Anforderungen an Leistungstransformatoren sind in den letzten Jahrzehnten ebenfalls gewachsen, so dass sich die Entwicklungstätigkeiten nun auf niedrigere Verluste und höhere Zuverlässigkeit konzentrieren. Insbesondere Messverfahren zur Zustandserfassung und Diagnose werden derzeit von Herstellern und Betreibern intensiv diskutiert. Zusätzlich führte der starke Kostendruck zur Optimierung der Fertigungsinfrastruktur sowie der Neuorganisation des Design- und Produktionsprozesses. Die Marktanforderungen der letzten Jahre nach niedrigeren Preisen bei gleichbleibend hoher Qualität, kurzen Lieferzeiten und hoher Termintreue sind gleichwertige Treiber der derzeitigen Entwicklungsaktivitäten.

Abb. 1.1 Dolivo Dobrovolsky

Weiterentwicklung des Kernmaterials

Das oben genannte Leistungswachstum der Transformatoren konnte durch eine Verbesserung der eingesetzten Materialien erfolgen. Beispielhaft seien hier die Entwicklungsschritte des Kernmaterials angeführt. Der Eisenkern führt im Leerlauf den magnetischen Hauptfluss des Transformators. Kleiner Kernquerschnitt und geringe Windungszahl bedeuten zunächst wenig Materialverbrauch, ergeben aber eine hohe Flussdichte und einen großen Leerlaufstrom. Beschränkungen hinsichtlich der Leerlaufverluste oder der Geräuschemission verlangen

.

demgegenüber jedoch eine Senkung der Induktion und damit eine erhöhtes Kerngewicht. So ist die Auslegung des Transformators immer ein Optimierungsprozess zwischen niedrigem Transportgewicht und niedrigen Verlusten. Als Werkstoff wird kornorientiertes, kaltgewalztes Blech verwendet, das eine magnetische Vorzugsrichtung in Walzrichtung besitzt (RD, rolling direction).

Die Verluste im Eisenblech setzen sich im Wesentlichen aus Hysterese- und Wirbelstromanteilen zusammen. Die Hystereseverluste nehmen mit dem Grad der Kornorientierung ab. Niedrigere Wirbelstromverluste werden durch geringere Blechdicken und einen höheren Siliziumgehalt erreicht. So wurden die Fertigungsdicken schrittweise von 0,35mm auf 0,23mm reduziert (siehe Abb. 1.2). Allerdings hat die Verlustverringerung durch Veränderung dieser Parameter ihre Grenzen. Zum einen wächst mit abnehmender Blechdicke der Aufwand für das Schneiden und Legen der Bleche, zum anderen werden die Bleche spröder und sind nicht mehr kaltwalz bar. [2]

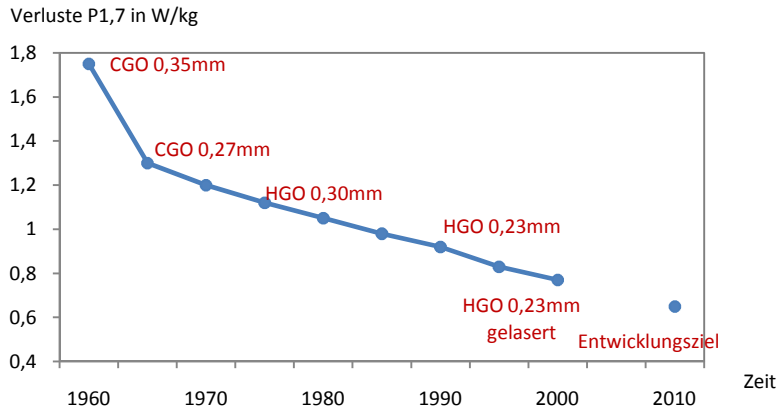


Abb. 1.2 Entwicklung der spezifischen Verluste des Kernmaterials (Quelle: Thyssen-Krupp Electrical Steel)

Durch das intensive Interesse der Stromwirtschaft, die Verluste so gering wie möglich zu halten, wurde die Entwicklung von immer verlustärmeren Materialien rasch vorangetrieben . Sie geht von nichtorientierten SiFe-Blechen über Bleche mit Goss-Textur zu modernen HiB-Blechen mit hoch geordneten (highly grain oriented, h.g.o.). Vor allem durch die hohe magnetische Anisotropie der h.g.o. SiFe-Bleche, welche zurzeit den Stand der Technik darstellen, und somit am meisten von Interesse sind, rückte ein zusätzlicher Verlustmechanismus durch sogenannte rotierende Magnetisierung in den Vordergrund. Unter rotierender Magnetisierung versteht man, das Verhalten des Flussdichtevektors *B*, in bestimmten Bereichen des Materials über der Periode der Netzfrequenz in der Ebene zu rotieren. Nun sind die h.g.o. Materialien sehr viel leichter in ihrer Vorzugsrichtung

.

(Walzrichtung, rolling direction RD) zu magnetisieren als in anderen Richtungen. Deswegen sind die Verluste auch von der Magnetisierungsrichtung und in der Folge von der rotierenden Magnetisierung abhängig.

Ziel dieser Diplomarbeit ist es die planaren Wirbelströme im Modell – Transformatorkernen zu analysieren. Der sogenannte Feldvektorsensor [1] ist nicht geeignet für Messungen im Inneren des Transformatorkerns, aufgrund seiner Querabmessung (Dicke ~ 3 mm). Im Weiteren wird eine Messeinrichtung entwickelt, eine Variante der sogenannten Dünnschichttechnik, mit der man aus Wirbelströmen resultierende Spannungen an bestimmten Stellen des Kerninneren abgreifen kann. Mit dieser Methode ist ein Messen in einzelnen Schichten des Transformatorkerns, ohne dass man den Kern merklich deformiert, möglich. Für die Dünnschichttechnik wird ein sogenanntes Sensorblech entworfen. Dazu müssen an den gewünschten Stellen durch die Isolierung Messpunkte freigelegt werden. Mit einer leifähigen Paste (Silber oder Gold) kann man von den Messpunkten aus die Spannungen, die durch planare Wirbelströme entstehen, abgreifen. Dazu müssen noch sogenannte Kontaktierungsbalkons an die Stirnseite der Sensorbleche angeklebt werden um Deformation der Transformatorbleche zu vermeiden. Die planaren Wirbelströme, die durch die Streufelder entstehen, werden ausführlich anhand Diagramme analysiert.

1.2 Grundlegendes zur Entstehung der geomagnetisch induzierten Ströme (GIC)

Die Grundlagen zu GICs seien im Weiteren in Form von Zitaten aus mehreren einschlägigen Arbeiten [3, 4, 5, 6] angegeben. Auch wenn die Sonne so weit weg ist, ist sie offensichtlich zusammen mit anderen Sternen Quelle von Auswirkungen, die unser Leben stärker beeinflussen als bisher angenommen. Konkret: Aus dem Weltraum wirken viele Faktoren direkt auf unsere Erde ein – nicht nur in Form von lebensspendenden Wärmestrahlen, sondern auch als lebensbedrohende Gefahren. Das Phänomen „Weltraumwetter“ wird durch die Strahlung und durch atomare Teilchen von der Sonne sowie von Sternen verursacht. Weltraumwetter definiert sich somit durch die verschiedensten Wechselwirkungen zwischen der Sonne, dem Raum zwischen den Planeten (interplanetarer Raum) und der Erde. Es beeinflusst nicht nur die Funktionstüchtigkeit technischer Systeme im Weltraum und auf der Erde, sondern kann auch Gesundheit und Leben von Menschen gefährden. Die Auswirkungen sind vielfältig: Sie reichen von Elektronikpannen, unmittelbaren und langfristigen Gefahren

.

für Astronauten und Flugzeugbesatzungen, elektrostatischen Ladungsänderungen von Satelliten, Unterbrechungen im Nachrichten- und Navigationsverkehr, Stromausfälle in der Energieversorgung bis hin zu Störungen im Bahnverkehr. Weltraumwetter ist deshalb weit mehr als die bekannte und eindrucksvollste Erscheinung der Polarlichter.

Vom geomagnetischen Feld bis zu geomagnetisch induzierten Strömen

William Gilbert, ein britischer Wissenschaftler, stellte im Jahre 1600 fest, dass die Erde ein großer Magnet ist. Das geomagnetische Feld entsteht durch starke elektrische Ströme, die auf der Oberfläche des Erdkerns in einer Tiefe von ca. 2900 km fließen. In erster Näherung ist das geomagnetische Feld dem *Dipolfeld* eines Stabmagneten ähnlich, der Magnet ist im Zentrum der Erde. Das geomagnetische Feld befindet sich in einer kontinuierlichen langsamen Veränderung. Der Zeitrahmen dieser Veränderung hat die Größenordnung von Jahren. In Zeitperioden von Millionen von Jahren kann das Feld sich umpolen oder gar verschwinden. Gegenwärtig ist der geomagnetische Nordpol ungefähr 79° nördlicher Breite und 104° westlicher Länge, also oberhalb des nördlichen Polarkreises in Kanada. Durch die unterschiedlichen Lagen des geomagnetischen und des geographischen Nordpols ist die geomagnetische Breite von Nordamerika höher als die von Europa.

Gleich unter der Magnetosphäre schließt sich in einer Höhe von 1000 km die obere Schicht der Erdatmosphäre an, die Ionosphäre, die bis 70 km über die Erdoberfläche reicht. Die Ionosphäre enthält viele positiv und negativ geladene Teilchen, weshalb sie sich wie ein *Plasma* verhält: Die elektromagnetischen Wechselwirkungen zwischen den Teilchen sind beträchtlich. Deshalb beeinflusst die Ionosphäre Radio- und Funksysteme entscheidend: Die Wellen werden in Abhängigkeit der Frequenz von der Ionosphäre reflektiert, gebrochen oder gehen unverändert durch. Bei stürmischen Weltraumbedingungen können sich die Eigenschaften der Ionosphäre derart ändern, dass die Ausbreitung der Radiowellen massiv gestört wird.

Wenn der Sonnenwind besonders schnell wird, viele geladene Teilchen mit sich trägt und auf die Magnetosphäre trifft, bringt dessen Magnetfeld die geladenen Teilchen bis weit hinunter in die Erdatmosphäre und besonders in hohe geographische Breiten. Deshalb sind dort Polarlichter zu sehen. Die Teilchen von Sonne verursachen zeitlich veränderliche Ströme in Ionosphäre und Magnetosphäre. Die Ströme verursachen dort ein Magnetfeld. Dieses induziert ein elektrisches Feld (Faraday´s Induktionsgesetz), welches sich als ein sogenanntes elektrischen Erdoberflächenpotential manifestiert (ESP – earth surface potential).

.

Das statische Erdoberflächenpotential macht es möglich, dass Spannungen zwischen verschiedenen Punkten an der Erdoberfläche abgegriffen werden können. Folge ist auch ein Spannungsunterschied beispielsweise zwischen den Erdungspunkten zweier Transformatoren, demzufolge fließt ein Strom über die Hochspannungskabel. Dieser Strom wird als *geomagnetisch induzierter Strom* (*Geomagnetically Induced Current GIC*) bezeichnet. Typische Werte für GIC: I = 150 A – 200 A, f = 1 mHz – 0,1 Hz. Dauer: mehrere Minuten bis zu mehrere Stunden.

Das geoeletrische Feld erzeugt GICs nicht nur in Energieübertragungssystemen, sondern auch in anderen technischen Leitern wie Öl- und Gaspipelines, Telekommunikationskabeln und Eisenbahninstallationen. Bei Stromversorgern können die Transformatoren durch diese Effekte in die Sättigung geraten, was zur Zerstörung des Systems führen kann. GICs können Korrosion in Pipelines und Probleme bei Korrosionskontrollmessungen, Störungen von Telekommunikationssignalen, Totalschäden bei Bauteilen und Fehlfunktionen im Eisenbahnverkehr verursachen. Ähnlich wie in Pipelines, Telekommunikations- und Stromkabeln fließen GICs in allen großen metallenen Konstruktionen wie z.B. Brücken oder Eisenbahnschienennetze. Keines dieser Systeme ist bis jetzt ausreichend auf mögliche Auswirkungen der GICs untersucht worden. Korrosionsprobleme bei Brücken können ähnlich wie bei Pipelines darauf zurückzuführen sein. Außerdem ist in allen fest geerdeten Konstruktionen GIC-bedingte Korrosion möglich, z.B. bei Hochspannungsmasten.

Risiken in der Stromversorgung

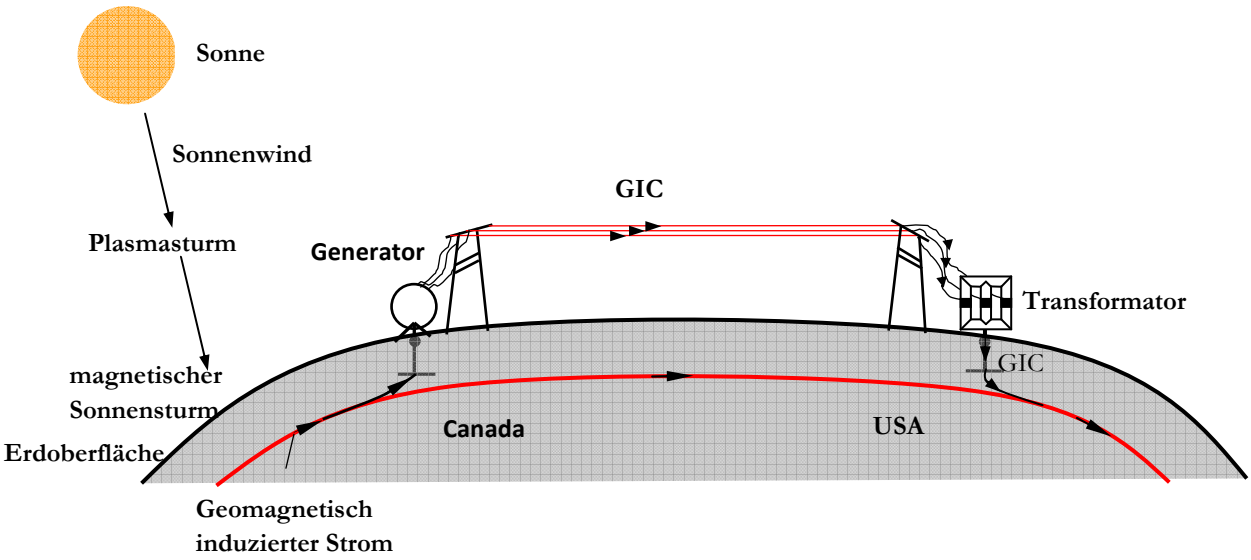


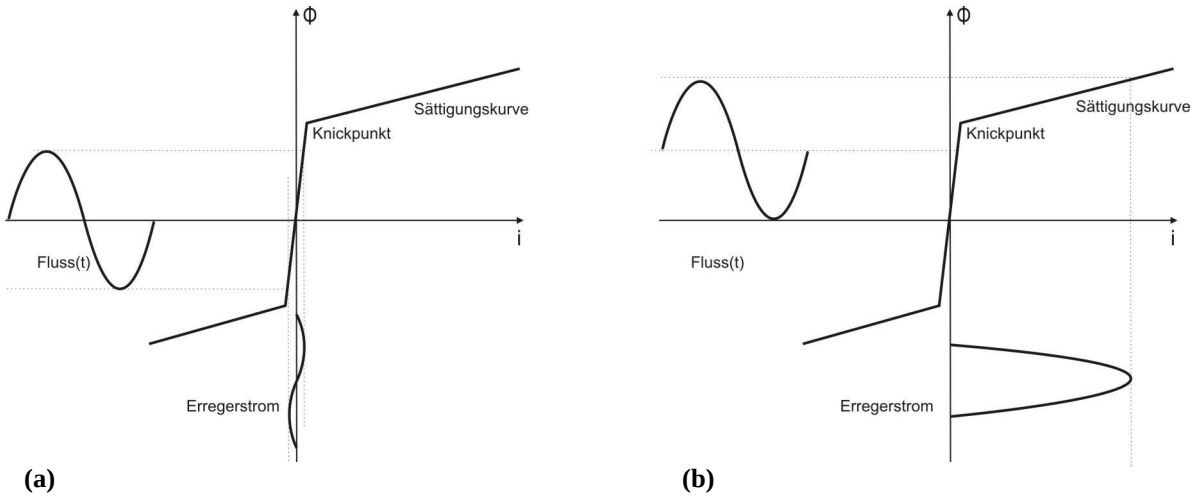
Abb. 1.3 Prinzipielle Entstehung von geomagnetisch induzierten Strömen (GICs).

.

Der magnetische Sonnensturm induziert ein geomagnetisches Feld, wodurch ein Spannungsunterschied zwischen den Erdungspunkten bei den Transformatoren entsteht. Wie in Abb. 1.3 dargestellt, leiten diese Spannungsunterschiede die geomagnetisch induzierten Ströme durch die Transformatoren und entlang der Hochspannungsleitungen. In einem 3-phasigen Energiesystem verteilen sich die GICs gleichmäßig auf alle 3 Phasen. GICs führen zur Sättigung von Transformatoren: Ein normalerweise mit einem sehr kleinen Anregungsstrom arbeitender Transformator erfährt einen viel stärkeren Strom und arbeitet somit außerhalb seines vorgegebene Grenzbereichs (Abb. 1.4). Die Konsequenzen hängen stark vom Transformatortyp ab, können aber bis hin zur totale Zerstörung führen. [3, 7]

Die Stärke der GICs in Energieversorgungssystemen während eines geomagnetischen Sturms hängt vom geoelektrischen Feld ab, das durch das ionosphärische-magnetosphärische Stromsystem vorgegeben wird, von der Struktur der Erdleitfähigkeit und von der Distanz zwischen zwei Erdungspunkten von Stromversorgungsleitungen. Im Allgemeinen erleiden jene Transformatoren den größten Schaden durch GICs, die sich an den Ecken eines Energieversorgungssystems befinden.

Ein gesättigter Transformator führt große Blindstromanteile, deren Menge proportional zur Stärke des GICs ist. Ein erhöhter Blindstromanteil verringert die Übertragungsfähigkeit des Systems; die Spannung verringert sich tendenziell. Besonders, wenn vom System Leistung gefordert wird, kann es zu Spannungsausfällen im System und schließlich zum völligen Ausfall kommen. Die Rückkehr zu normalen Bedingungen kann einige Stunden erfordern; dies war im März 1989 in Québec der Fall. Ein gesättigter Transformator erzeugt viele harmonische Schwingungen im Strom und in der Spannung, wodurch die Wellenform gestört und nicht mehr reine 50 oder 60 Hz Schwingungen sind. Der magnetische Fluss steigt in einem gesättigten Transformator auf Werte an, für die er nicht konstruiert ist. Im schlechtesten Fall kann es deshalb zu einem Feuer kommen, das den Transformator zerstört.



. **Abb. 1.4** Magnetisierungskurve eines Tranformators, **(a)** ohne GIC, **(b)** mit GIC

2. Experimentelles

In diesem Kapitel werden Themen behandelt, die für die Entwicklung der neuen Variante der Dünnschichttechnik von großer Bedeutung sind. Zunächst wird im Kapitel 2.1 der Modeltransformator dargelegt, sein Aufbau, die Schichtung und die regionale Gliederung. Im Kapitel 2.2 wird der Feldvektorsensor beschrieben, vor allem seine Nachteile. Anschließend werden die zwei Messschaltungen, die bei der Messung verwendet wurden, beschrieben. Im Kapitel 2.3 wird die neue Dünnschichttechnik präsentiert. Im letzten Unterkapitel 2.4 wird ein Vergleich zwischen Silberbahnen und Goldbahnen aufgestellt und erklärt, letztlich wurde Silber verwendet.

2.1 Modelltransformator

Zur Messung der lokalen Verteilung der Magnetisierungsmuster wurde der in Abb. 2.1 dargestellte Modelltransformator aufgebaut [8]. Entsprechende Kenndaten zu ihm finden sich in der Tabelle 2.1. Das besondere an den Aufbauten ist, dass sehr kurze Magnetisierungsspulen verwendet wurden, welche die Schenkel des Kerns, anders als in der Praxis, nur teilweise bedecken. Dies hat den Vorteil, dass Messungen auch an den freien Schenkelteilen möglich sind. Darüber hinaus werden die an den Spulenenden auftretenden, und für die Messungen störenden Streufelder von den besonders interessierenden Eck- und T-Bereichen fern gehalten, womit eine Separation von Effekten möglich ist.

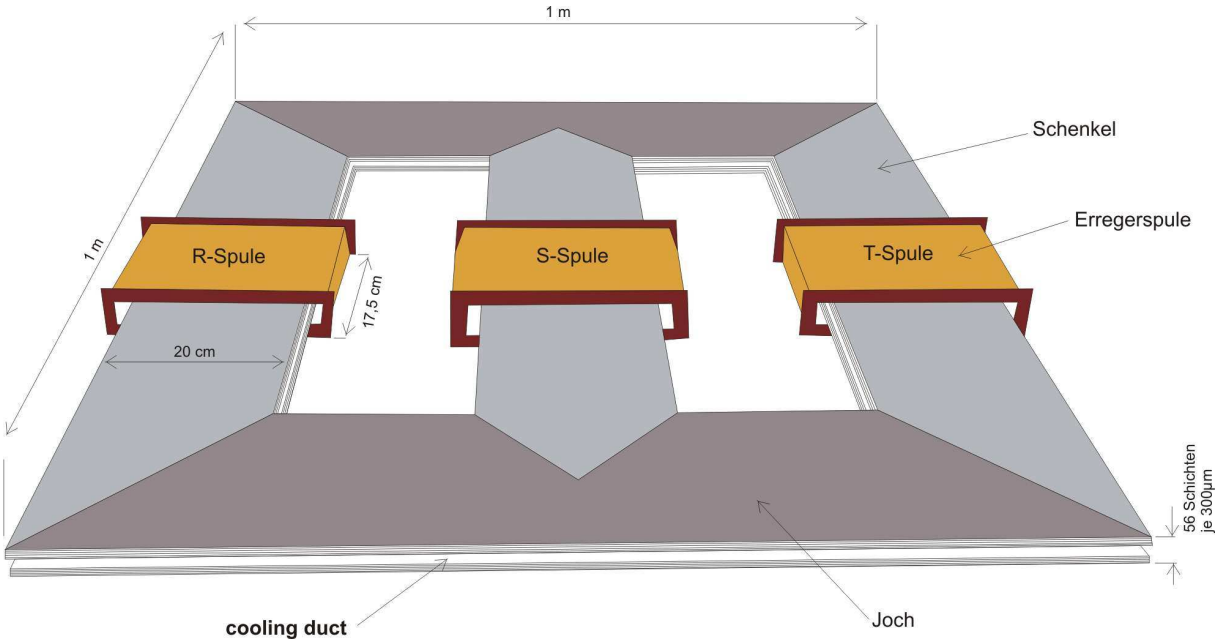


Abb. 2.1 Aufbau eines Modelltransformatorkerns von 1m x 1m mit sogenanntem cooling duct zur Messung im Inneren des Kerns.

.

Der Kern wurde aus dem kornorientierte Material 30M5 aufgebaut. Kornorientierte Materialien (grain oriented g.o.) finden vor allem in Transformatoren Verwendung, weil dort eine bevorzugte Richtung der Magnetisierung existiert. Dieser Umstand wird ausgenutzt, um die Verluste niedrig zu halten, indem die Materialien für den weichmagnetischen Kern so zugeschnitten werden, dass die Richtung leichter Magnetisierbarkeit mit der Richtung des magnetischen Flusses zusammen fällt. Die Daten des verwendeten Probenmaterials sind in der Tab. 2.1 zusammengefasst. Die Dicke von D = 300 µm entspricht den heute üblichen Herstellungsdicken von SiFe-Blechen.

Die Abb. 2.2 zeigt die eingezeichneten, untersuchten 128 Modelltrafo-Subregionen. Für die Kennzeichnung der 128 Subregionen wurde eine bestimmte Kodierung eingeführt, die in Abb. 2.2 ersichtlich ist. In dieser Arbeit wurden ausschließlich ausgewählte Bereiche untersucht. Eine Messung für alle Regionen und für jede Schicht würde den Rahmen dieser Arbeit sprengen (großer Zeitaufwand).

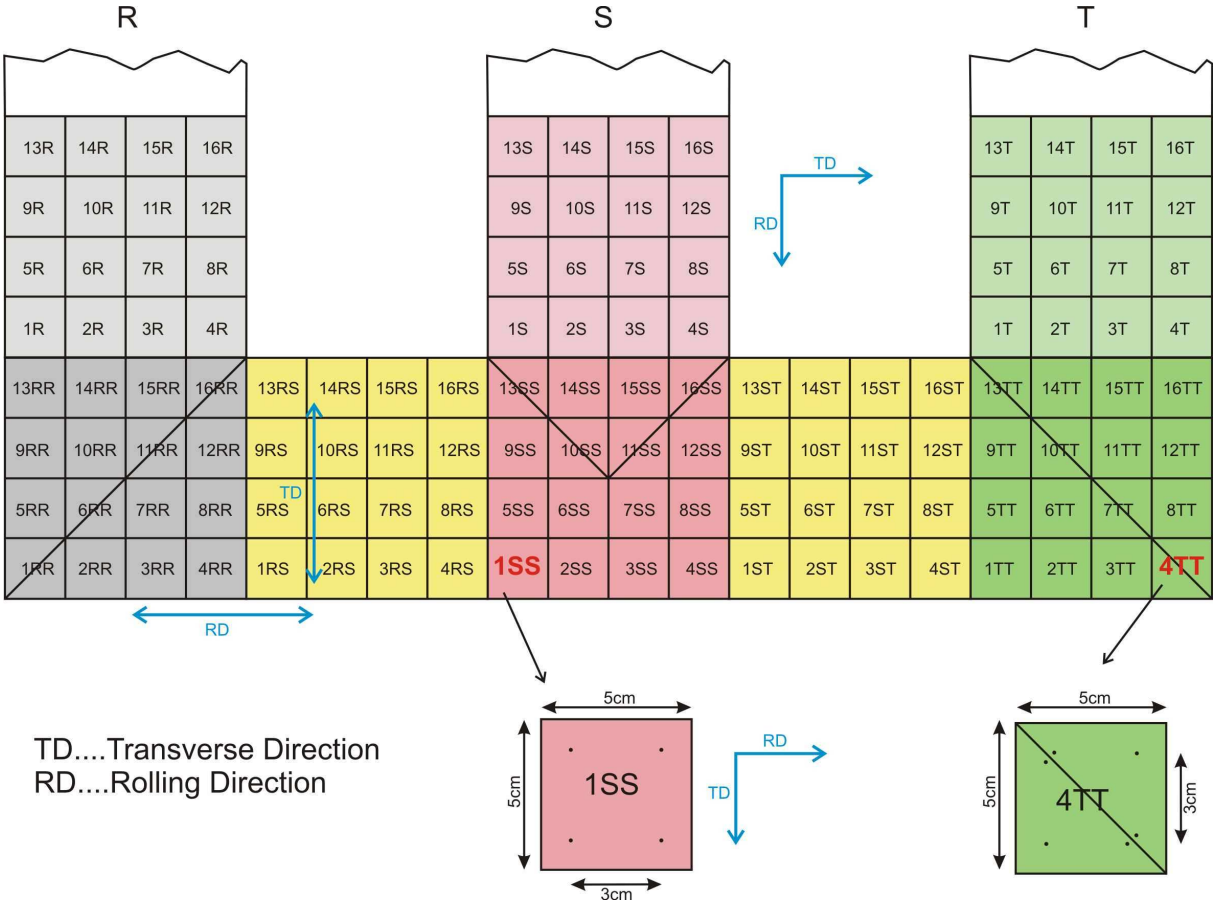


Abb. 2.2 Modeltransformator, 128 untersuchte Modeltrafo-Subregionen

.

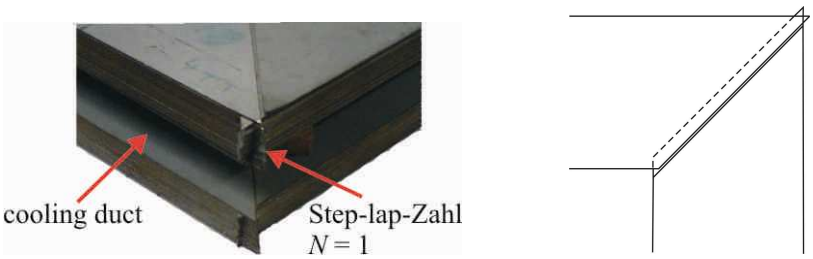
Frühere Messungen von Induktionsverteilungen [1, 8] an der Oberfläche des Kerns zeigten, dass die Ergebnisse aufgrund von planaren Wirbelströmen verfälscht werden. Um diesen Fehler auszuschließen, wurde der g.o. Kern wie in Abb. 2.1 präpariert und mit einem cooling duct versehen, wie er bei großen Leistungstransformatoren zur Kühlung vorhanden ist. Damit wurde eine annähernde Symmetrie (in Bezug auf die Erregerspulen in z-Richtung) erzielt, und somit eine entsprechend geringere Tendenz des Auftretens von z-Flusskomponenten als Quelle planarer Wirbelströme.

Bezeichnung	30M5
Klasse	go
Hersteller	NSC
Kernabmessung	1 m x 1 m
Blechstärke	D = 300 µm
Blechbreit	20 cm
Lagen	56
Step lap	1
Windung	3 x (N_1 = 60, N_2 = 20)
Dichte	ρ = 7650 kg/m^3
Spez. elektr. Widerstand	$\rho_r = 48 \cdot 10^{-8}$ Ωm
Sättigungsmagnetisierung	B_S = 2 T
Chemische Zusammensetzung	3% SiFe

Tab. 2.1 Kenndaten des vermessenen Modelltransformators 30M5

Zur Verringerung der Wirbelstromverluste sind mehrere Kerne aus nur 0,23 mm, 0,3 mm, oder 0,35 mm dicken, gegeneinander isolierten Blechen geschichtet. Um die Ummagnetisierungsverluste klein zu halten, werden kaltgewalzte Bleche, sog. Hi-Bleche eingesetzt, die in Walzrichtung extrem niedrige magnetische Feldstärken benötigten. So muss man bei der Schichtung und Verzahnung der Bleche darauf achten, dass möglichst geringer Feldverlauf quer zur Walzrichtung entsteht. Die Verzapfung der Joch- mit den Schenkelblechen erfolgt überlappend, wobei man je nach Zuschnitt von 90°-, 45°- oder 60°/30°- Verzapfung spricht. Versetzt man die einzelnen Blechlagen mehrmals geringfügig zueinander, so entsteht für die Flussführung Step-lap-Schichtung (Abb. 2.3). Hohe Step-lap-Zahl N trägt zur weiteren Verringerung des Geräuschpegels und des Leerlaufverlustes bei. Bei der Schichtung mit der Schrittweite N = 1 wie hier verwendet ist es so, dass die Bleche für Joche, R- und T-Schenkel identisch in jeder zweiten Lage sind. Beim S-Schenkel sind die Bleche jeweils für gerade und für ungerade Lagen gleich [9].

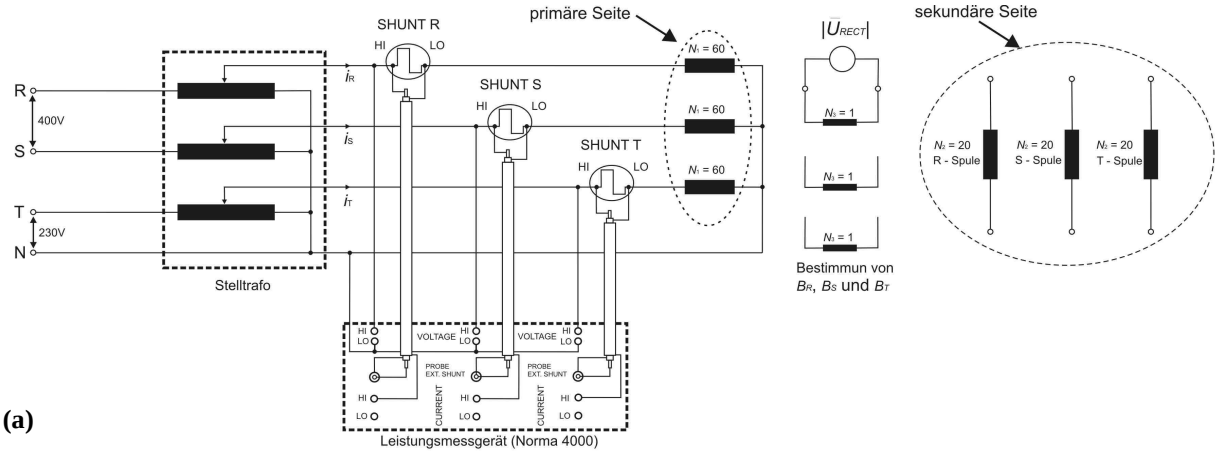
.



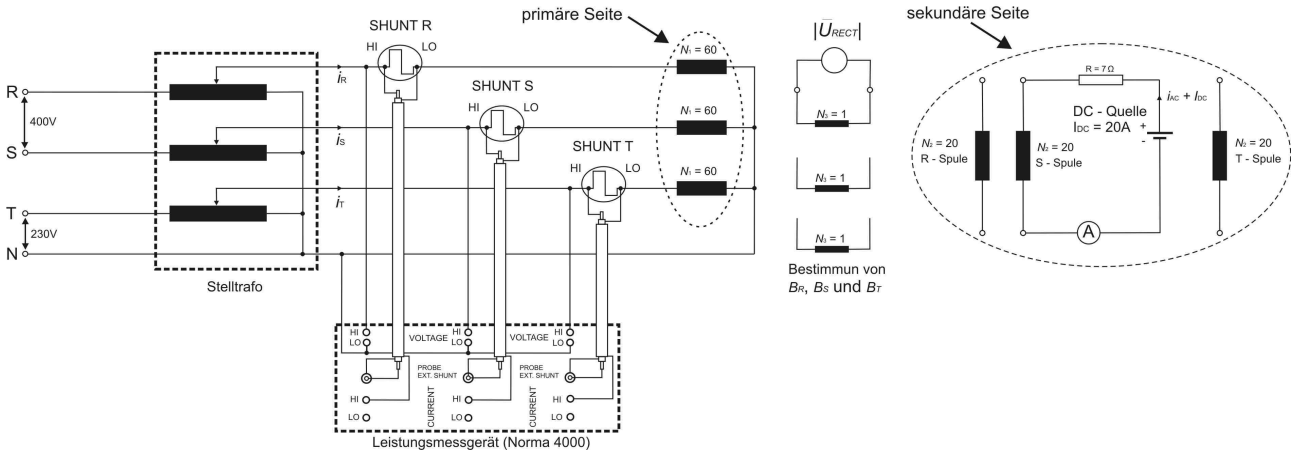
(a) **(b)**

Abb. 2.3 Ein Ausschnitte des Trafos im Bereich der Overlaps mit Step-laps mit der hier verwendten Schrittzahl $N = 1$

Messaufbau



(a)



(b)

Abb. 2.4 **(a)** Messaufbau ohne GIC, **(b)** Messaufbau mit GIC (Es wird in die S-Spule sekundärseitig 20A Gleichstrom eingespeist)

.

Für die hier durchgeführten Messungen wurden die in Abb. 2.4 gezeigten Schaltungen verwendet. Abb. 2.4a stellt die Schaltung ohne GIC (geomagnetisch induzierter Strom) und Abb. 2.4b die Schaltung mit GIC dar. Der Modelltransformator wird durch einen regelbaren 3-phasen Stelltransformator betrieben und für die Messungen wurden $\hat{B}$ = 1,7 T eingestellt. Dieser Induktionswert wurde mit Hilfe von der Messsoftware überprüft. Um diesen Fluss in den jeweiligen Schenkel einstellen zu können, wurde eine Messschleife um den Schenkel gewickelt. Aus praktischer Sicht erfolgt die Einstellung der Induktion ausschließlich am Schenkel S. Parallel zum Stelltransformator wurde ein Leistungsmessgerät (Norma 4000) dazu geschaltet. Ein direktes anschließen ist nicht möglich. Um den Eingangsstrombereich des Leistungsmessgerätes zu erhöhen wurden entsprechende Shunts eingesetzt.

Zwei verschieden Betriebsarten des Modelltransformators:

- Sekundärseite im Leerlauf, Abb. 2.4a
- Einprägen von 20A Gleichstrom in den S-Schenkel der Sekundärwicklung, Abb. 2.4b

Da der geomagnetisch induzierte Strom (GIC) einen quasi Gleichstrom (niedriger Frequenz) darstellt, erfolgt im Weiteren die Simulation des GICs durch eine Gleichstromquelle. Um den Sekundärkereis nicht kurzzuschließen, werden Leistungswiederstände benötigt. Diese Leistungswiederstände R = 7 Ω wurden in Serie zur Gleichstromquelle angeschlossen. Aufgrund der verwendeten Messmethode (Differenzielle - Messtechnik) muss der Trafo mit dem u.a. Erdungsanschluss der Messkarte verbunden werden, um brauchbare Ergebnisse zu liefern.

2.2 Feldvektorsensor als Voraussetzung

In früherer Arbeit [1,8] wurde ein kompakter Sensor entwickelt, der die wesentlichen Feldgrößen in einem einzigen Messvorgang gemeinsam aufnehmen kann. Diese Feldkomponenten sind die planaren Komponenten der Flussdichte $\vec{B}$(t) und der Feldstärke $\vec{H}$(t). Dieser Sensor wird im Weiteren als Feldvektorsensor bezeichnet, der aus einer starren Kombination von *B*-Spitzen- und *H*-Spulenmethode besteht. Aufgrund der Kompaktheit des Sensors sind Messungen an der Oberfläche magnetischer Kerne einfach möglich. Durch die speziell geschliffenen *B*-Spitzen kann die Isolationsschicht des Elektroblechs einfach

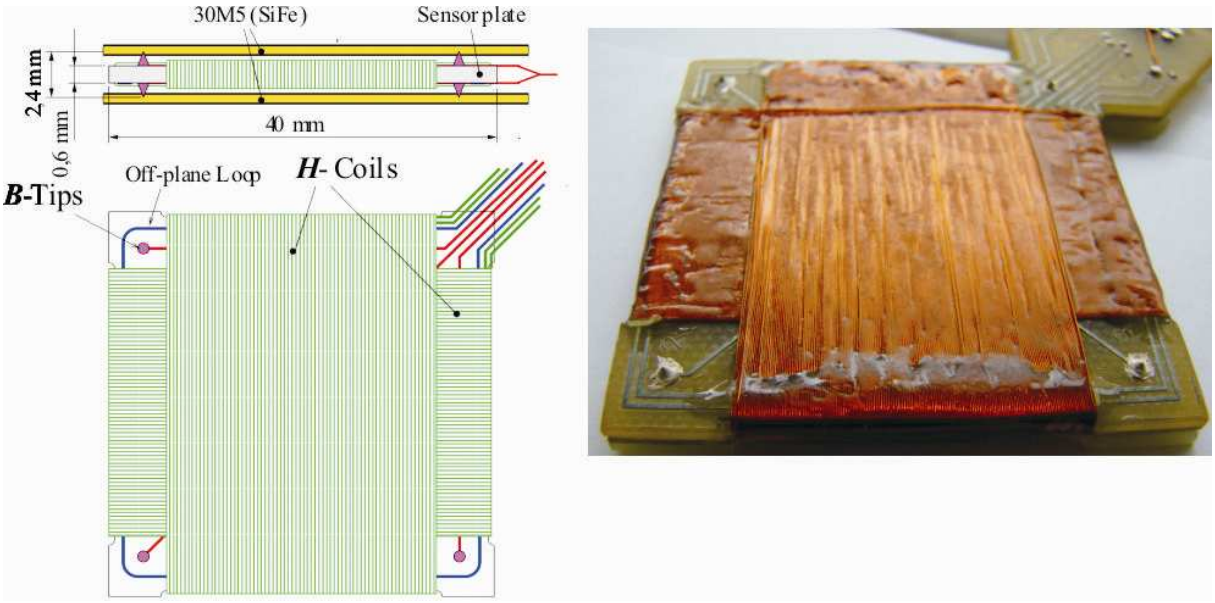
.

durchstochen werden. Die mittels Feldvektorsensor und der DAQ (data acquisition devices) aufgenommenen Daten können mit Hilfe vom LabVIEW [1] visualisiert werden.
Das Design des Feldvektorsensors sei im Weiteren erklärt, da er eine Voraussetzung für diese Arbeit darstellt. Er wurde sehr kompakt konstruiert. Er wurde auf einer Platine von ca. 5 cm x 5 cm aufgebaut [1, 8].

Der Feldvektorsensor besteht aus drei Teilen:

- Dem Sensor für die magnetische Flussdichte
- Dem Sensor für die magnetische Feldstärke
- Dem Sensor für den off-plane Fluss

Der Sensor für die Feldstärke ist aus zwei senkrecht zueinander gewickelten, flachen Spulen (Abb. 2.5) mit jeweils ca. 200 bis 450 Windungen aus 100 µm starken Kupferdraht aufgebaut. Die Anzahl der Windungen variiert je nach dem Verhältnis der Stärken der Signale von *B* und *H*, und wird so abgestimmt, dass mit nur einem Verstärker bei vorgeschaltetem Multiplexer gearbeitet werden kann. Durch die Spulen an der Oberfläche der Probe kann man die Tangentialfeldkomponenten (H_x und H_y) von $\vec{H}$ detektieren.



(a) **(b)**

Abb. 2.5 Der Feldvektorsensor, **(a)** Schematischer Abbildung, **(b)** Originalfoto

[1] LabVIEW ist eine visuelle Programmiersprache, die die DAQ (data acquisition devices) steuert.

.

Wie man die Spitzen in Abb. 2.5 deutlich erkennen kann, werden sie dafür benützt, um eine Spannung (resultierend von Wirbelströmen) von der Blechoberfläche abgreifen zu können. Beim Aufbau wurde darauf geachtet, dass keine Leiterschleifen größere Flächen gebildet werden. Durch diese großflächigen Leiterschleifen könnte das Messergebnis verfälscht werden, da die z-Komponente des Flusses mit detektiert wird.

Die beiden Spulen haben jeweils eine vor- und rücklaufende Wicklung, damit eine senkrechte Flusskomponente Φ_z nicht detektiert wird. Trotzdem sind sie so gewickelt, dass sich an der Unterseite nur eine Drahtlage befindet. Die wird dadurch erreicht, dass beim Wickeln des vorlaufenden Drahtes Abstände zwischen den Windungen gelassen werden, in die der rücklaufende Draht gelegt wird. So befinden sich keine gekreuzten Drähte an der Unterseite der Spule. Der Feldvektorsensor besitzt acht off-plane Leiterbahnschleifen zur Detektion vom off-plane Fluss. Weil der off-plane Fluss sehr gering ist, wurden acht Leiterbahnschleifen verlegt, um eine Detektion überhaupt zu ermöglichen. Die Spulen sind in Epoxidgießharz eingegossen um eine Veränderung des effektiven Querschnitts auszuschließen.

Die Anforderungen an die Spitzen sind hoch. Nichtmagnetisch, leitfähig, hart, gut schärfbar und lötbar sollen sie sein. Stifte aus Titan oder Wolfram, die mit einer Carbidschicht bzw. im Fallevon Titan mit einer Nitritschicht überzogen sind, sind sehr hart, gut leitfähig und nichtmagnetisch. Aufgrund der hohen Material- und Herstellungskosten und der schweren Bearbeitbarkeit dieser Materialien wurde ein Kompromiss bezüglich der Nichtmagnetisierbarkeit geschlossen. Die Spitzen wurden zuerst mittels Diamantsägen in viereckige Stifte geschnitten. Danach wurde an den Enden dieser Stifte eine dreiseitige Spitze geschliffen mit einem Öffnungswinkel von ungefähr 22,5°. Anschließend wurden die Spitzen auf eine Gesamtlänge von 1,5 mm abgeschnitten. Die kleinen Spitzen mit rechteckigem Schaft wurden in die runden Löcher der Grundplatte so eingesetzt, dass die Kanten des Schafts im Querschnitt der Löcher Halt finden. Eine dünne Isolierschicht trennt die Spitzen elektrisch voneinander. Die Spitzen wurden mittels elektrisch leitfähigen Klebern in ihrer Position fixiert und leitend mit den Leiterbahnen verbunden. Als Kleber wurde ein mit Silberpartikeln gefüllter Polymerkleber verwendet. Der elektrisch leitende Kleber wurde in die Hohlräume zwischen rechteckigem Schaft der Spitze und rundem Bohrloch der Platine hineingedrückt, und anschließend zum Aushärten auf 150°C erhitzt.

.

Vorteile vom Feldvektorsensor:

- Magnetische Flussdichte und magnetische Feldstärke kann man mit einem Messvorgang bestimmen. Somit kann man den Pointingvektor $\vec{S} = \vec{E}\ x\ \vec{H}$ betimmen.
- Man kann sehr schnell eine Messung durchführen und ist somit sehr flexibel.
- Zerstörungsfreie Analyse von lokalen Verteilungen der Magnetfeldkomponenten, Wirbelstrom-Feldkomponenten, off-plane-Fluss und klassischen Wirbelstromverlusten

Nachteile vom Feldvektorsensor:

- Die zwei *H*-Spulen sind nicht gleich groß (verschiedene Fläche bedeutet anderes Ergebnis) und sie liegen auch nicht exakt an der Oberfläche auf.
- Die Fläche der *H*-Spule, die durch den Fluss durchdrungen wird, hat eine gewisse Größe, die auch leider Streuflüsse von der Umgebung einfängt. Die Größe der Fläche hängt vom benötigten Signal ab.
- Anbringen der Kontakte erweist sich als relativ problematisch.
- Der Sensor ist nicht sehr dünn, womit ein Messen im Inneren des Modelltransformators, ohne mechanische Veränderung des Blechs, nicht möglich ist.
- Das Messen der Ober- und die Unterseite des Bleches ist mit dem Feldvektorsensor nicht zur gleichen Zeit durchführbar.
- Positionierungsschwierigkeiten

2.3 Konzept der Dünnschichttechnik

Im Kapitel 2.2 wurde der Feldvektorsensor (nach [8]) sowohl mit seinen Vor- als auch mit seinen Nachteilen erklärt. Um einige dieser Nachteile zu eliminieren, wurde hier eine neue Technologie verwendet, eine spezifische Dünnschichttechnik. Hier geht es darum, dass man auch im Inneren der Laminate messen kann, ohne das Blech merklich zu deformieren.

Bei der neuen Technologie wird nur eine Spannung *u* abgegriffen, die sich auf der Blechoberfläche aus den Wirbelströmen ergibt. Die magnetische Flussdichte *B*, die elektrische Feldstärke *E* und die Verluste *P* können dann noch berechnet werden.

.

Vorausgesetzt wird, dass zwei Flusskomponenten auftreten können:

In-plane Fluss ($\vec{B}_{\mathrm{ip}}$)…… magnetischer Fluss in der Laminierungsebene

Off-plane Fluss ($\vec{B}_{\mathrm{op}}$)……. magnetischer Fluss senkrecht zur Laminierungsebene

Bei der Dünnschichttechnik greift man nach Abb. 2.6 an zwei blanken Stellen ($\overline{\mathrm{AB}}$ Abstand *d*, von Punkt A nach Punkt B) des Trafoblechs eine Spannung u_{AB} ab. Bei dünnen Materialien (Dicke *D* 0,1 – 0,3mm) sind die Teilstücke $\overline{\mathrm{BC}}$ und $\overline{\mathrm{DA}}$ sehr kurz im Verhältnis zu $\overline{\mathrm{AB}}$ und $\overline{\mathrm{CD}}$. Aufgrund des großen Unterschieds kann man die zwei Teilspannungen $\overline{\mathrm{BC}}$ und $\overline{\mathrm{DA}}$ vernachlässigen. Wir setzen voraus, dass der magnetische Fluss $\vec{B}_{\mathrm{ip}}$ nicht von der z-Koordinate abhängt. Somit können wir sagen, dass der Betrag der Teilspannung $\overline{\mathrm{CD}}$ gleich der Teilspannung $\overline{\mathrm{AB}}$ ist [8, 10]. Daher ist es ausreichend die Spannung $\overline{\mathrm{AB}}$ zu kennen um den magnetischen Fluss durch die Fläche A nach folgender Beziehung berechnen:

$$B = -\frac{2}{D \cdot d}\int_{t}^{t+T} u(t)\mathrm{d}t \tag{2.1}$$

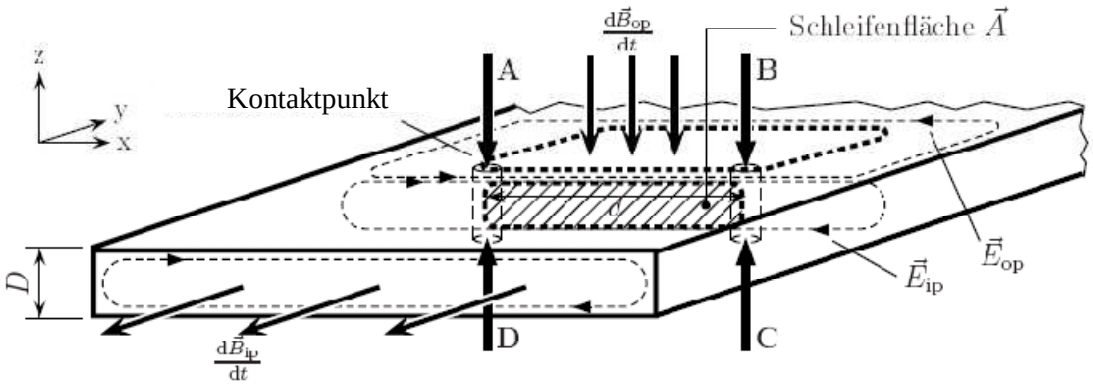


Abb. 2.6 Bei vorhandenem off-plane Fluss ist die Erfassung der Spannungen u_{AB} und u_{CD} an beiden Seiten der Laminierung nötig, weil i.a. $u_{\mathrm{AB}} \neq u_{\mathrm{CD}}$ gilt.

Der off-plane Fluss entsteht hauptsächlich durch das Streufeld der Erregerspulen. Die Teilspannungen u_{AB} auf der Teilstrecke $\overline{\mathrm{AB}}$ und u_{CD} auf der Teilstrecke $\overline{\mathrm{CD}}$ lässt sich gemäß [8] aus den folgenden Gleichungen berechnen.

$$u_{\mathrm{AB}} = \int_{A}^{B}(\vec{E}_{\mathrm{ip}} + \vec{E}_{\mathrm{op}}) \cdot \mathrm{d}\vec{s} \tag{2.2}$$

$$u_{\mathrm{CD}} = \int_{C}^{D}(\vec{E}_{\mathrm{ip}} - \vec{E}_{\mathrm{op}}) \cdot \mathrm{d}\vec{s}. \tag{2.3}$$

.

Aus den gemittelten Spannungen u_{AB} und u_{CD} können die gemittelten Größen

$$u_{\mathrm{ip}} = \overline{\vec{E}}_{\mathrm{ip}} \cdot d = \frac{u_{\mathrm{AB}} + u_{\mathrm{CD}}}{2} \tag{2.4}$$

$$u_{\mathrm{op}} = \overline{\vec{E}}_{\mathrm{op}} \cdot d = \frac{u_{\mathrm{AB}} - u_{\mathrm{CD}}}{2} \tag{2.5}$$

berechnet werden. B_{ip} und B_{op} kann man somit aus Gleichung (2.1) gewinnen.
Im Fall von laminierten weichmagnetischen Materialien ist der off-plane Fluss eine ungewollte Abweichung vom Idealzustand. Er ist im Allgemeinen viel kleiner als der Fluss in der Laminierungsebene. Aus den Gleichungen (2.4) und (2.5) ergeben sich die Gleichungen (2.6) und (2.7).

$$\vec{E}_{\mathrm{ip}} = \frac{u_{\mathrm{ip}}}{d} \tag{2.6}$$

$$\vec{E}_{\mathrm{op}} = \frac{u_{\mathrm{op}}}{d} \tag{2.7}$$

Die lokalen Wirbelstromverluste in W/kg ergeben sich aus

$$P = P_{\mathrm{REC}} + P_{\mathrm{PEC}} \tag{2.8}$$

mit

$$P_{\mathrm{REC}} = \frac{1}{T \cdot \gamma \cdot \rho} \int_0^T E_{ip}^2 \, \mathrm{d}t \tag{2.9}$$

den Verlusten aus regulären Wirbelströmen und

$$P_{\mathrm{PEC}} = \frac{1}{T \cdot \gamma \cdot \rho} \int_0^T E_{op}^2 \, \mathrm{d}t \tag{2.10}$$

den aus den planaren Wirbelströmen, mit der Periodendauer T, Massendichte ρ und elektrische Leitfähigkeit γ. Die Induktion $\hat{B} = 1{,}7\ \mathrm{T}$ wird dabei über den Gleichrichtmittelwert der gesamten Kontrollspannung zu

$$\hat{B} = \frac{1}{N \cdot A} \cdot \frac{1}{4 \cdot f} \cdot |\overline{U}| \tag{2.11}$$

eingestellt (mit A = 3144 mm^2, N = 1, f = 50 Hz).

Aufgrund der Beziehung (2.11) mit der Querschnittsfläche A (über die gesamte Masse des Kerns bestimmbar), der Windung N und der Netzfrequenz f lässt sich durch eine einfache Umformung der Gleichrichtmittelwert $|\overline{U}|$ bestimmen. Somit erhält man je Schenkelumfang ein Spannung von $|\overline{U}|$ = 1,07 V. Weiters erhält man eine Spannung $|\overline{U}|$ / 56 = 19 mV pro

.

Blech. Der Umfang eines Bleches beträgt 40 cm. Wenn man es jetzt auf 3 cm skaliert, erhält man dann für den Gleichrichtmittelwert für die Messstrecke eine Spannung von $|\overline{U}|$ = 1,43 mV.

Entwicklung des Messsensors

Für die Entwicklung des Messsensors wurden „Sensorbleche“ für die durchgeführten Messungen präpariert. Um Wirbelströme zu vermeiden wird bekanntlich der Transformatorkern nicht aus massiven Eisen hergestellt, sondern sie werden laminiert. Die Transformatorbleche werden natürlich gegeneinander isoliert um die Wirbelströme in den einzelnen Blechen zu begrenzen. Es wurde aber festgestellt, dass die Transformatorbleche nicht ideal isoliert sind, das heißt, dass eine Oberflächenpräparierung unbedingt notwendig erscheint um eventuelle Kontaktierungen durch die Silberbahnen mit der Blechoberfläche zu vermeiden. Zur Isolation wurde zunächst die Isoliereigenschaft eines Permanetstiftes überprüft, allerdings ohne nennenswerten Erfolg.

Als geeignete Option hat sich der *Isolier- und Schutzlack auf Basis von Polyurethan*, im Weiteren wird es *Urethan 71* bezeichnet, bewährt. Das Material ist in Form einer Spraydose erhältlich. Bevor man beginnt, das Transformatorblech nach Reinigung mit Aceton mit dem Urethan 71 zu besprühen, muss das Blech in eine geeignete Lage gebracht werden. Es hat sich bewährt das Blech in einem Winkel von 60° aufzustellen, weil sich die aufgesprühte Flüssigkeit bei diesem Winkel am Besten abrinnen kann. Wenn es senkrecht aufstellt wird, rinnt die Flüssigkeit zu schnell ab, und man erhält keine verlässliche Isolierung. Mit 30° kann diesmal die Flüssigkeit nicht schnell genug abrinnen, womit die Schicht automatisch dicker wird. Wie man den Urethan 71 genau anwendet steht im Anhang B genau beschrieben. Man achte darauf, dass gleichmäßig besprüht wird, da ein nachträgliches Sprühen ohne Veränderung der Stärke der Schutzschicht nicht möglich ist. Unmittelbar nach dem Sprühen muss das untere Ende gereinigt werden, weil sich sonst eine unerwünschte tropfenförmige Schutzschicht bilden kann. Nach dem Sprühen sollte man mindestens 12 Stunden ruhen lassen. Es hat sich gezeigt, dass die Schicht nicht leicht beschädigbar ist (in Form von Kratzern), aber sie wird brüchig, falls man das Blech zu stark verbiegt. Das Auftragen der Silberbahn lässt sich sehr einfach durchführen, da die Oberfläche durch die Beschichtung sehr glatt wird. Bevor die Silberbahnen auf das Blech gezogen werden, muss an den Stellen, an denen gemessen wird, die Isolierung entfernt werden. Diese entfernte Isolierung sollte

.

mindestens 1 mm^2 betragen, um eine einwandfreien Kontakt mit den Silberbahnen herzustellen. Durch das Verwenden von Urethan 71 wurde im Mittel eine Schichtdicke von 5 µm erreicht, was als ausreichend dünn gilt.

Da man die Drähte zur Verbindung mit der Messleitung nicht direkt an das Transformatorblech anlöten kann ohne einen Luftspalt in den Transformatorkern einzubringen, muss eine als Kontaktierungs-Balkon bezeichnete Vorrichtung (Abb. 2.7) benützt werden. Sie verbleibt außerhalb des Kernpakets und verursacht somit keinen Spalt.

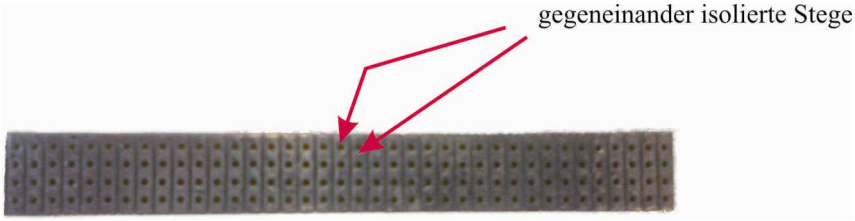


Abb. 2.7 Rasterleiterplatte als „Balkon“ zur Kontaktierung

Die Balkons bestehen aus einer beidseitigen Rasterleiterplatte von 1 mm Dicke und ca. 10 mm Breite. Balkons werden symmetrisch geklebt wozu Trafoblech mit 4 A4 Blättern angehoben wird und ein Abstand von ein Millimeter vom Blech verbleibt. Gute Verklebungen ergaben sich mit zwei-Komponentenkleber (Uhu 300; Binder und Härter in Verhältnis 1:1) bei knapper Dosierung. Nach mindestens einem Tag Ruhen, erfolgt das Löten der Verbindungsdrähte. Abb. 2.8 zeigt die Anordnung eines Balkons zum Blech und zu den Verbindungsdrähten.

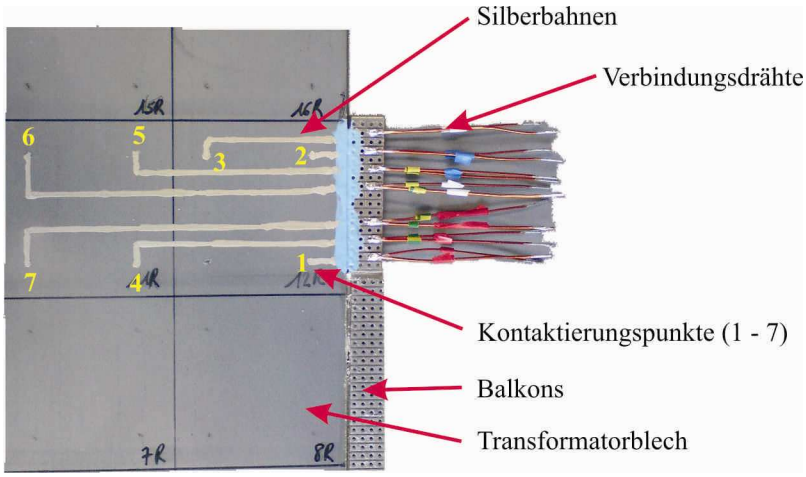


Abb. 2.8 Gesamtanordung vom Blech, Balkon und Verbindungsdrähten (beidseitig ident)

.

Um Spannungen von den Balkons zu lenken wurden Drähte angelötet, bei ca. 5 cm Länge, 0,5 mm Durchmesser und verzinkten Enden.
Blechränder erwiesen sich als nicht gut isoliert, sodass der obere Blechrand eine Verbindung zur unteren Silberbahn herstellen kann. Dies kann man leicht vermeiden, indem man diese kritischen Bereiche abdeckt, z.B. mit Nagellack, wie Abb. 2.8 erkennbar ist.

2.4 Untersuchungen zu realisierten Dünnschichtbahnen aus Silber bzw. Gold

In diesem Kapitel werden sowohl Eigenschaften als auch praktische Implementierungsmöglichkeiten der innovativen Dünnschichttechnik behandelt. Eine der ersten Untersuchungen beruht auf einer direkten komparativen Analyse zweier in Frage kommender Materialien, und zwar Silber und Gold.
Zur Optimierung der Technologie wurden zwei Verfahren miteinander verglichen. Silberbahnen wurden durch Aufstrich von leifähiger Paste hergestellt. Goldbahnen wurden durch professionelle Blattgoldtechnologie gefertigt.
Abb. 2.9 zeigt ein Beispiel des Zeitverlaufes E(t) der elektrischen Feldstärke transversaler Richtung (TD). Gemessen wurde auf der obersten Blechlage (siehe Skizze in Abb. 2.9). Gewählt wurde die untere Blechseite. Der Abstand der Messpunkte beträgt 3 cm. Der Verlauf für die zwei Materialien sieht sehr ähnlich aus. Hiermit zeigt es sich, dass es messtechnisch gleichgültig ist, ob man Silber oder Gold verwendet. Die Signalform der pauschalen Induktion B ist sinusförmig. Jedoch die lokal auftretenden Wirbelströme sind deformiert, da erstens inhomogene Flussverteilungen gegeben sind, zweitens sehr große Kristallite vorliegen und drittens den regulären Wirbelströmen planare überlagert sind. Bei Gold kann man ein erhöhtes Rauschen erkennen, ansonsten ist gute Übereinstimmung gegeben.
Mit einem Mikrometer wurde die Stärke beider Materialien bestimmt. Die Stärke der Goldbahnen beträgt in etwa 15 – 27 µm, bei Silber 25 – 30 µm. Die Leitfähigkeit von Silber beträgt $\gamma = 61 \cdot 10^6$ S/m und bei Gold $\gamma = 44 \cdot 10^6$ S/m bei 300K. Silberbahnen aus leitfähiger Paste kann man im Labor sehr leicht ziehen und nachbessern, was im Gegensatz zu Goldbahnen nicht möglich ist. Es muss von geeigneten Fachleuten außerhalb vom Labor hergestellt werden. Die Trocknungszeit der Silberbahnen beträgt in etwa eine Stunde. Es hat sich auch herausgestellt, dass Silberbahnen auch eine größere mechanische Festigkeit aufweisen als Goldbahnen.

.

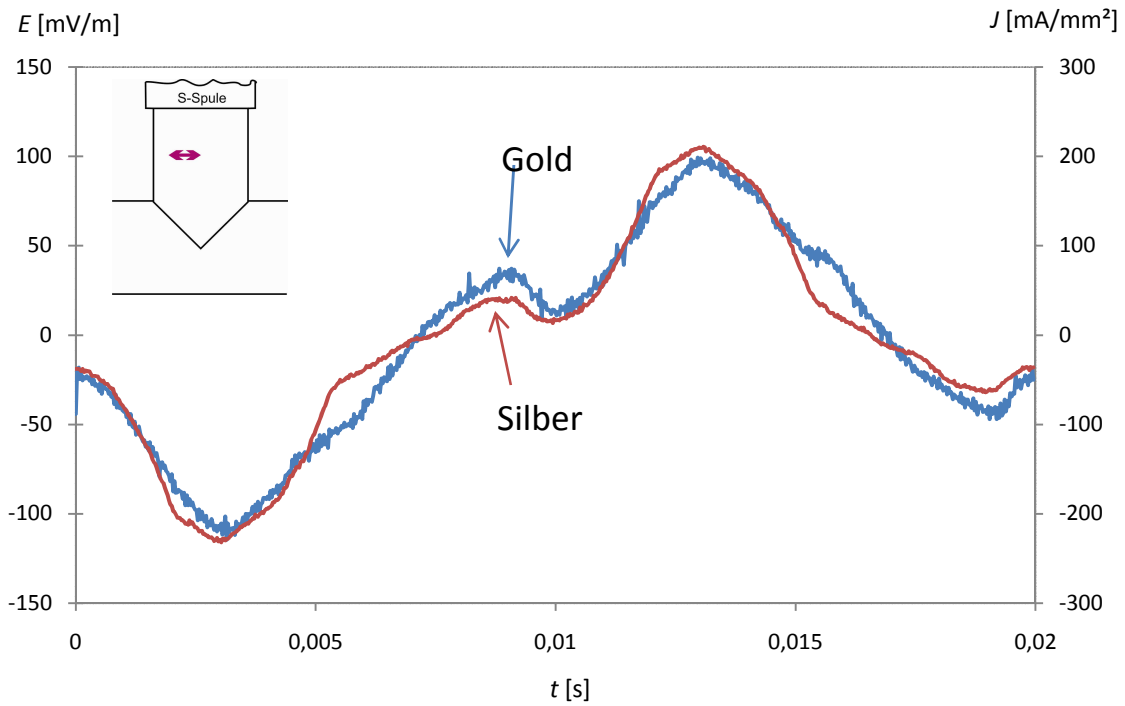


Abb. 2.9 Beispiel eines gemessenen Verlaufs der elektrischen Feldstärke *E* und der entsprechenden Wirbelstromdichte *J* in TD für Goldbahnen (blau) und Silberbahnen(rot).

Insgesamt ergeben sich folgende Vorteile von Silberbahnen gegenüber Goldbahnen:

- schneller im Labor bearbeitbar, daher sofort einsatzbereit
- innerhalb von Minuten schadhafte Bahnen reparierbar
- geringere Materialkosten
- mechanische Festigkeit besser als bei Gold
- höhere Leitfähigkeit

Nachteil von Silberbahnen gegenüber Goldbahnen:

- höhere Dicke, wobei in beiden Fällen geringere Werte anzustreben wären.

Angesichts der aufgezählten Argumente überwiegen die Vorteile der Silber-Technologie als Trägermaterial. Aufgrund dieser Tatsachen basieren auf ihr alle weiteren Untersuchungen.

Der Widerstandswert der Silberbahn wurde näher für unterschiedliche Bedingungen bestimmt. Zuerst wurde die Messung für Lufttrocknung durchgeführt, einmal bei t = 3 min. und das zweite mal bei t = 45 min. Hier sieht man, dass mit größerer Wartezeit der Widerstandwert kleiner wird aufgrund des Trocknungsprozesses. Nach der Lufttrocknung wurde der Prozess auch mit einem Heißluftföhn durchgeführt. Die Leitpaste wird bei fünf Minuten lang mit einer Temperatur von 130°C im Abstand von 2 cm getrocknet. Man sieht,

.

dass durch diese Art der Trocknung der Widerstandwert sinkt. Falls die Balkons schon angeklebt wurden, kann eine Trocknung durch den Föhn nicht erfolgen, weil der 2-Komponetenkleber seine Härte verliert. Somit erweist sich Trocknung alleine durch Luft als bester Kompromiss. In der Tab. 2.2 sind typische Widerstandswerte für bestimmte Bahnlängen angeführt. Tab. 2.3 zeigt Widerstände als Funktion der Trocknungszeit.

Luftgetrocknet			**Föhn bei 130°C**
Messabstand [cm]	***R* [Ω]**, *t* = 3 min.	***R* [Ω]**, *t* = 45 min.	***R* [Ω]**, *t* = 5 min.
10	11,6	5	3,47
7,5	8,9	4,1	2,42
5	5,9	2,9	1,55
2,5	3,4	1,7	0,78
1	1,4	0,75	0,38

Tab. 2.2 Widerstandswerte für Silberbahn bei Trocknung durch Luft und Föhn

t **[min]**	*R* **[Ω]**
1	28
5	25,5
10	23
30	19,9
60	18,1

Tab. 2.3 Messung des Widerstandes bei wachsender Zeit der Trocknung

Bei einem weiteren Versuch ging es darum, ob sich die aus der Messung berechnete elektrische Feldstärke *E* beim Trocknungsprozess ändert. Der Modeltransformator wurde 1,7 T magnetisiert. Gemessen wurde S-Schenkel in transversaler Richtung TD. Nach Tab 2.3 nimmt der Widerstand *R* der Silberbahn mit wachsender Zeit ab. Abb. 2.10 zeigt aber, dass sich der Verlauf der elektrischen Feldstärke sich nur unwesentlich verändert, was sich mit dem hohen Eingangswiderstand der Messelektronik erklären lässt. Für die Praxis bedeutet dies, dass man nach kurzer Zeit, nachdem die Silberbahnen gezogen sind, die Messung beginnen kann.

.

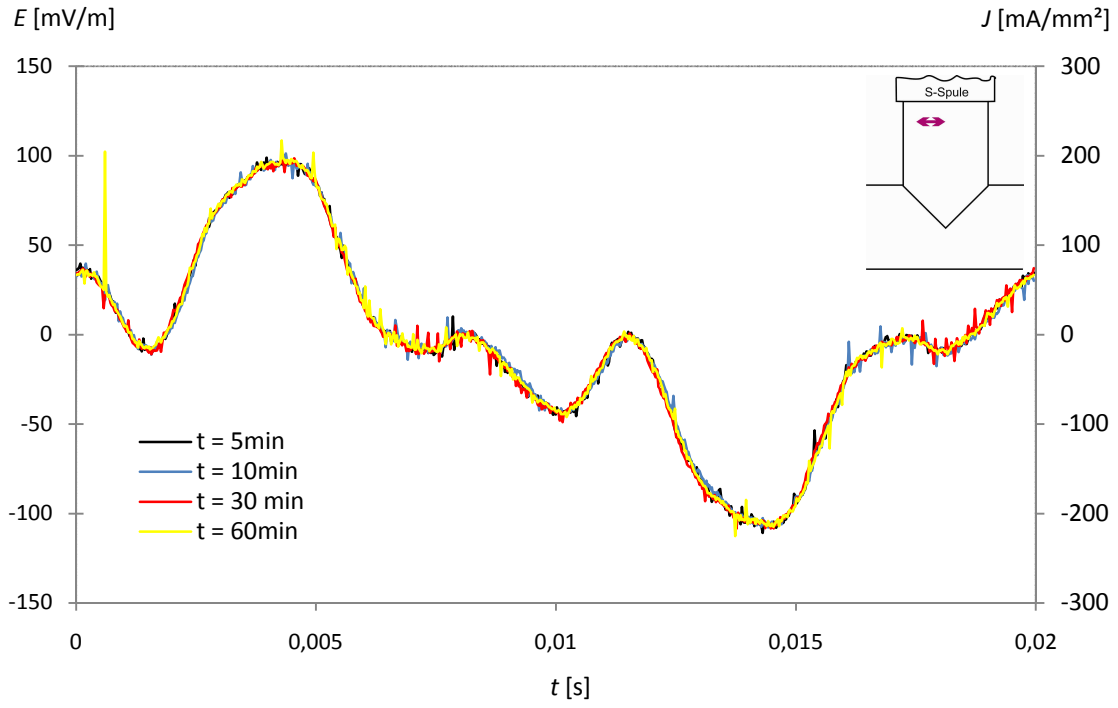


Abb. 2.10 Verlauf der elektrischen Feldstärke in TD für eine Periode für verschiedene Werte der Dauer der Trocknung

Letztlich wurde untersucht, ob die Silberbahnen eine Abhängigkeit von ihrer Verlegung, eine sogenannte Wegabhängigkeit, ergeben. Es wurde in TD gemessen, wie in Abb. 2.11 schematische Anordnung dargestellt (rechts oben). Die blaue Bahn umschließt eine kleine (blau strichlierte) Fläche, und die rote dazu eine große (rot strichlierte) Fläche.

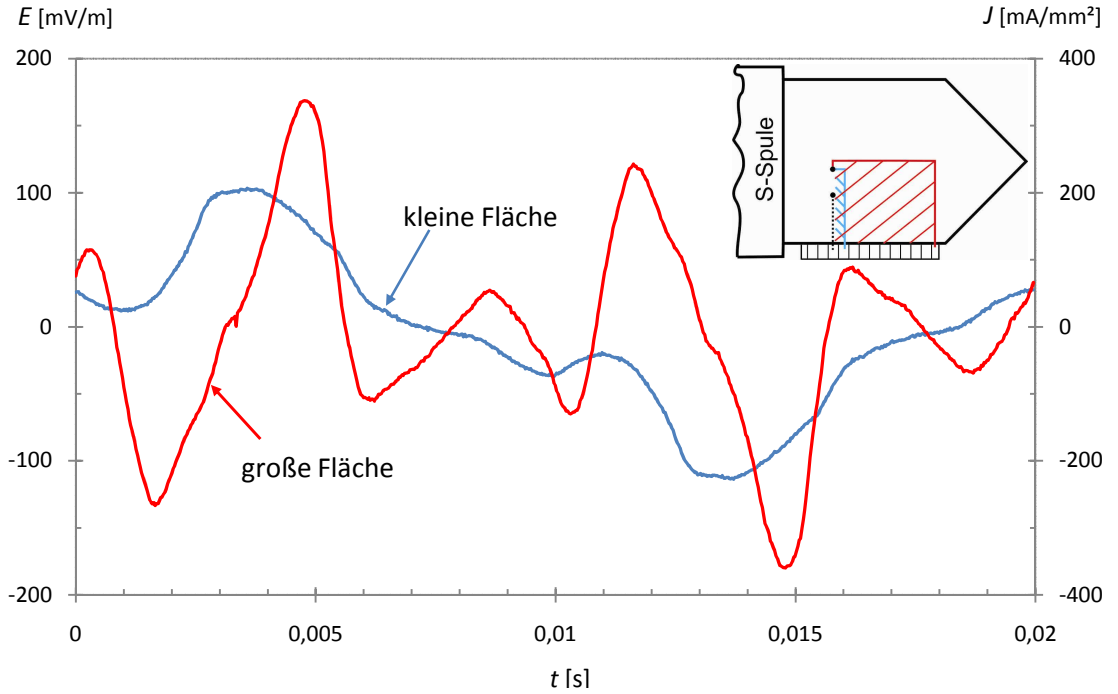


Abb. 2.11 Verlauf der elektr. Feldstärke in TD für zwei verschiedene Bahnführungen.

.

Der blaue Zeitverlauf in Abb. 2.11 entspricht der Erwartung gemäß Abb. 2.10. Der Verlauf der roten Kurve zeigt extreme Abweichungen. Daraus kann man schließen, dass ein starker magnetischer Fluss B_z mit detektiert wird, der beträchtliche planare Wirbelströme hervorruft. Je größer die Fläche ist, welche die Silberbahnen umschließen, desto größer der mit detektierte Fluss B_z. Auf den präparierten Transformatorblechen (z.B. in Abb. 3.1) wurden die Silberbahnen folglich so verlegt, dass die eingeschlossene Fläche minimal ist.

Um Messungen der Wirbelstromdichte als Vektor durchführen zu können, wurde eine Triggerung benötigt. Zuerst wurde mit einer externen Triggerschaltung gearbeitet. Sie war problematisch, da es sowohl bei steigenden als auch bei fallenden Flanken zum Triggersignal kam. Folgen waren phasenverschobenen Signale. Dieses Problem wurde mit Hilfe von LabVIEW programmtechnisch gelöst. Wenn man 1400 Werte mit einer Frequenz von 35 kHz abtastet, erhält man genau zwei Perioden des Messsignals. Zwei Perioden wurden aufgenommen, da man nicht weiß, welche Periodenteile abtastet werden. Es gibt einen Triggerbaustein in LabVIEW, der die steigende Flanke des Sinussignals erkennt. Zwei Perioden erlauben damit auch im ungünstigsten Fall noch eine Periode zu erfassen, indem 700 Messpunkte bei einer Abstastfrequenz von 35 kHz Periodendauer eine Periodendauer von T = 20 ms (50Hz) ausmachen.

.

3. Resultate

3.1 Allgemeines

Die Messungen wurden sowohl an der Oberfläche als auch im Inneren des Kerns mit der neuartigen Filmtechnik durchgeführt. Alle Messungen erfolgten bei einer Magnetisierung $\widehat{B}$ = 1,7 T. Aufgrund der Spiegelsymmetrie des Kerns konnten die Untersuchungen auf eine Hälfte beschränkt werden. In der Abb. 3.1 sind die drei Sensorbleche für unterschiedliche Kernbereiche dargestellt.

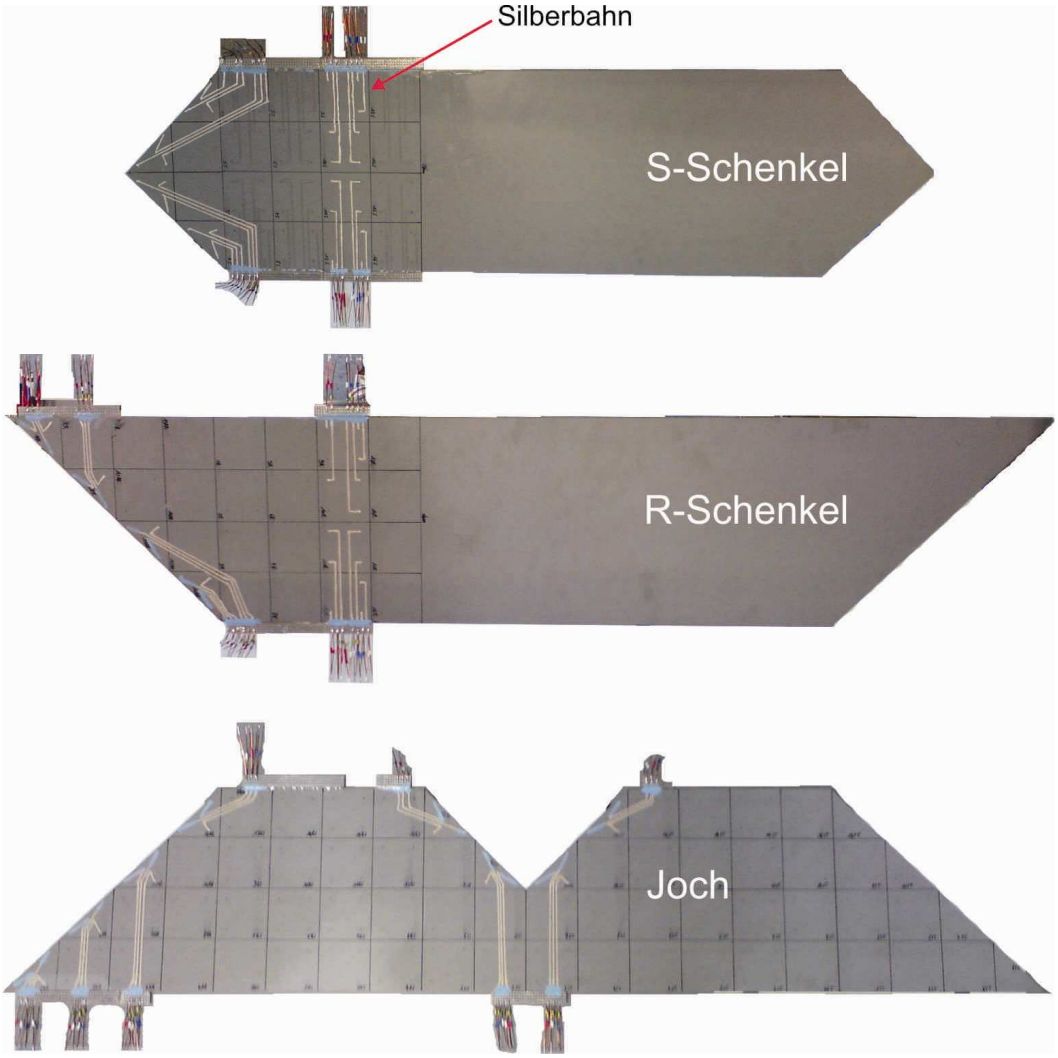


Abb. 3.1 Drei Sensorbleche für Analysen des mittleren S-Schenkels, der R-Schenkels und eines Joches.

Die Messungen am Kern zeigten, dass die Ergebnisse aufgrund von planaren Wirbelströmen PECs verfälscht werden. Um diesen Fehler auszuschließen, wurde der g.o. Kern wie in Abb. 2.1 präpariert und mit einem cooling duct versehen, wie bei großen Leistungstransformatoren

.

zur Kühlung vorhanden. Damit wurde eine annähernde Symmetrie erzielt und somit eine entsprechend geringere Tendenz des Auftretens von z-Flusskomponenten als Quelle planarer Wirbelströme.

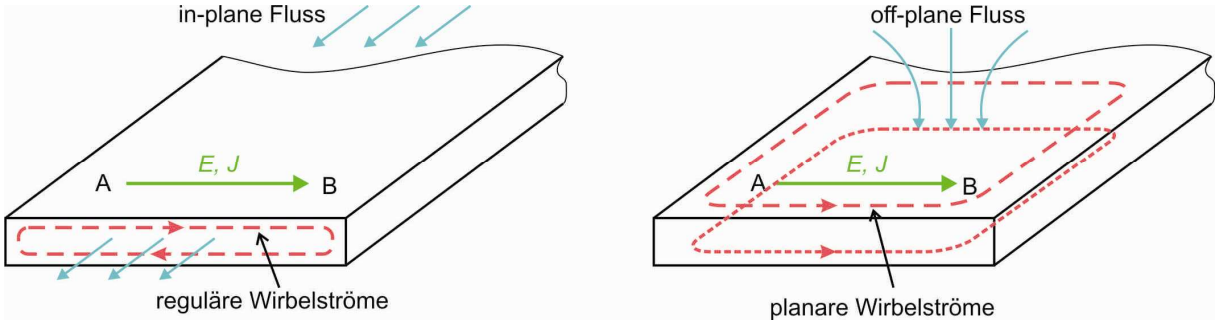
Betrachten wir nun den Fall, dass eine zusätzliche Flusskomponente in z-Richtung, senkrecht zur Blechebene existiert. Dieser tritt auf, wenn das magnetische System nicht symmetrisch zur Blechebene ist. Der quasihomogene Fluss Φ_Z in der Blechebene erzeugt einen Wirbelstrom $J(\Phi_Z)$. Zusätzlich erzeugt ein Fluss Φ_Z senkrecht zur Blechebene einen Wirbelstrom $J(\Phi_Z)$.

Es lässt sich folgendes erwarten: In der Mitte der Spule hat solch ein Wirbelstromfeld eine parallele Komponente zur Symmetrieachse des Transformators. Unterhalb der Transformatorspulen ergibt sich eine hohe planare Wirbelstromdichte $J(\Phi_Z)$. Hingegen ist das Feld im Bereich der Schenkel, die nicht von den Spulen bedeckt sind weniger stark, und es verteilt sich großflächig.

Die Streufelder produzieren planare Wirbelströme (planar eddy currents, PECs) im Modeltransformator. Die planaren Wirbelströme verursachen somit zusätzliche Verluste, die sogenannten planaren Wirbelstromverluste (PEC-losses). Ein Teil der Streufelder entsteht in den Overlaps und den T-Joint Bereichen, aber die Hauptquelle der Streufelder sind die Wicklungen (begünstigt durch die kurzen Erregerspulen). Auch räumliche Asymmetrien in den Wicklungen rufen Streufelder hervor. Die Asymmetrien entstehen in erster Linie durch Lücken in den Wicklungen. Aber auch schon ungleichmäßig verteilte Windungen rufen solche Zusatzfelder hervor. Diese Streufelder durchdringen dann die Wicklungsdrähte und induzieren am Blechpacket planare Wirbelströme PECs. In den Joint-Bereichen hängt die Größe der Streufelder von der Schrittweite N der Step-laps ab. Das heißt, je größer die Schrittweite ist, desto mehr Unregelmäßigkeiten entstehen im Blechpaket, und somit werden die Streufelder größer. Auch etwaige Luftspalte führen zu zusätzlichen Streufeldern. Der in dieser Arbeit verwendete Modeltransformator hat eine Schrittweite von $N = 1$ (single-step-lap type). In Abb. 3.2 ist die Trennung der Wirbelstromkomponenten zu erkennen. Für die Bestimmung der Wirbelströme ist ein Messen der elektrischen Feldstärke E zwischen A und B auf beiden Seiten des Bleches erforderlich. Die regulären Wirbelströme RECs entstehen durch den in-plane Fluss, und sie treten quer zur Walzrichtung auf, wie in Abb. 3.2a dargestellt ist. Der Phasenunterschied für die obere und untere Feldstärke beträgt 180°. Die planaren Wirbelströme, die zum Teil durch die Streuflüsse entstehen, fließen in die Laminate.

.

Hier verlaufen die PECs sowohl für die obere als auch für die untere Seite in gleicher Richtung, wodurch kein Phasenunterschied auftritt. Das ist schematisch in Abb. 3.2b dargestellt [11].



(a) **(b)**

Abb. 3.2 Trennung der Wirbelstromkomponenten, **(a)** Reguläre Wirbelströme (RECs, regular eddy currents) verursacht durch reinen in-plane Fluss, **(b)** Planare Wirbelströme (PECs, planare eddy currens) verursacht durch reinen off-plane Fluss.

Es wurde im Folgenden die elektrische Feldstärke auf der Oberfläche des Modelltransformators mit dem Feldvektorsensor an 128 Regionen bestimmt [10].

Es sind zwei Zustände, bei denen gemessen wird:

- 3-phasige Magnetisierung, ohne GIC
- 3-phasige Magnetisierung, mit GIC (DC-Einprägung in S-Schenkel, $I_{S,0} = \frac{20}{60} \cdot 20\text{A} = 6.6\text{A}$).

Die Abb.3.3 zeigt zunächst die in früherer Arbeit [12] ermittelte Verteilung der Wirbelstromkomponenten in RD und TD für den Fall ohne GIC und jenen mit GIC. Für die vorliegende Arbeit war damit eine Orientierungshilfe gegeben bezüglich der optimalen Auswahl von zu untersuchenden Regionen. Der Schwerpunkt wurde in der Folge auf Bereiche der Schenkel nahe den Magnetisierungsspulen gelegt, sowie auf Überlappungszonen in Ecken und am T-Joint.

Die Abb. 3.3a zeigt die lokale Verteilung des Spitze-Spitze Wertes der elektrischen Feldstärke E_{RD} für RD-Komponente (rolling direction). Vom theoretischen Standpunkt aus, müsste der Wert für die elektr. Feldstärke in RD null sein, wenn man davon ausgeht, dass keine planaren Wirbelströme (PECs, planar eddy currents) auftreten. In Wirklichkeit befindet sich der Wert zwischen 15 und 85 mV/m, ohne Einprägung von DC. Die Wirbelströme konzentrieren sich an den Randbereichen, bei den Overlaps und im T-joint Bereich. Das kann man anhand von

.

Abb. 3.3a erkennen. An diesen kritischen Bereichen ist eine deutliche Erhöhung von E_{RD} im Vergleich zu anderen Bereichen gut erkennbar. Wird Gleichstrom im S-Schenkel (sekundärseitig) einprägt, kann eine Erhöhung der Werte bis zu 300% beobachtet werden, wobei der maximale Wert von 300 mV/m beträgt. Eine generelle Erhöhung von E_{RD} ist im ganzen Bereich zu verzeichnen, (siehe Abb. 3.3b). Aufgrund der unterschiedlichen Wertebereiche der aufgenommenen Daten und der Kontrastierungsmöglichkeiten der verwendeten Visualisierungssoftware Surfer 7 wurden unterschiedliche Skalierungen zur besseren Eindeutigkeit in Abb. 3.3 verwendet.

Die Abb. 3.3c,d zeigt die Höhen- und Tiefenlandschaft der Spitze-Sitze Wertes der elektrischen Feldstärke E_{TD} für TD-Komponente (TD, transverse direction). Wenn keine PECs vorhanden wären, könnte man ein homogenes elektrisches Feld in Größenordnung von 150 mV/m mit einer Magnetisierung des Materials von 1,7 T voraussetzen. Dieser Wert, ohne Einprägung von DC, ist nur auf den inneren Regionen der Schenkel und des Joches begrenzt. An den äußeren Regionen ist ein merklicher Anstieg der Werte zu erkennen. Bei den Overlaps und T-joint Bereichen tritt in etwa die doppelte Intensität von E_{TD} auf, (siehe Abb. 3.3c). Einprägung von DC erhöht und senkt allgemein den Wert von E_{TD} an den verschiedenen Stellen des Trafos, (siehe Abb. 3.3d). Vor allem sieht man, dass generell die Werte um den T-joint Bereich deutlich ansteigen. Durch Einprägen von DC ist ein tendenziell leichter Anstieg von E_{TD} zu beobachten. Im Allgemeinen kann man sagen, dass sich die Minima und Maxima der elektr. Feldstärke durch Einprägung von GICs verschiebt. Das ist zu erwarten aufgrund der planaren Wirbelströme, die u.a. durch die Streufelder generiert werden. Zusammenfassend lässt sich sagen, dass der Einfluss von GICs auf die RD-Komponente der elektrischen Feldstärke enorm groß ist, hingegen ist die Beeinflussung in TD geringer.

.

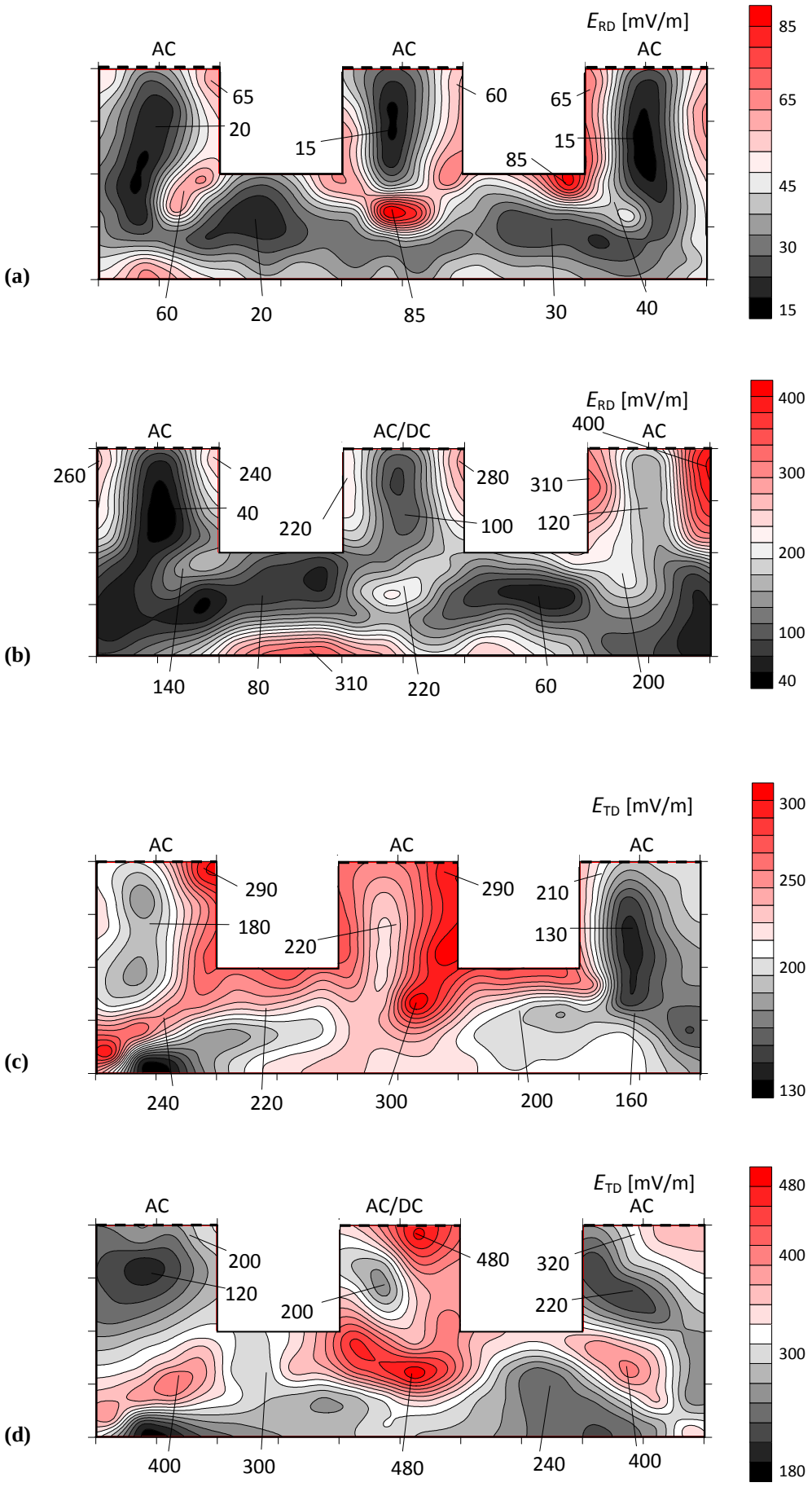


Abb. 3.3 Lokale Verteilung des Spitze-Spitze Wertes der elektrischen Feldstärke E_{RD} für RD-Komponente (RD, rolling direction) und E_{TD} für TD-Komponente (TD, transverse direction) auf der Oberfläche des Modelltransformatorkerns. **(a)** E_{RD} ohne GIC, **(b)** E_{RD} mit GIC (DC-Einprägung in S-Schenkel, $I_{S,0}$ = 6.6A), **(c)** E_{TD} ohne GIC, **(d)** E_{TD} mit GIC (DC-Einprägung in S-Schenkel, $I_{S,0}$ = 6.6A).

3.2 Wirbelstromverteilung in den Kernschenkeln

In diesem Kapitel werden die gemessenen Verläufe der elektrischen Feldstärke E präsentiert. Gemessen wurde im S-Schenkel, R-Schenkel, Overlaps und im T-Joint an den jeweiligen markierten Stellen, die in den folgenden Skizzen der Diagramme ersichtlich sind. Für alle Messungen wird die magnetische Induktion $\widehat{B}$ auf 1,7 T konstant gehalten.

Im Folgenden gibt es zwei Zustände, bei denen gemessen wird:

- 3-phasige Magnetisierung, ohne GIC
- 3-phasige Magnetisierung, mit GIC (DC-Einprägung S-Schenkel, $I_{S,0}$ = 6,6A).

Bisher wurde angenommen, dass es nur einen z-Fluss Φ_Z (off-plane Fluss) gibt. Diese Annahme ist nicht ganz richtig. Die Streufelder von der Erregerspulen treten nicht nur senkrecht auf das Blechpaket, sondern sie fließen auch seitlich und in den cooling duct hinein, wodurch planare Wirbelströme erzeugt werden. Dies wird in den nachfolgenden Diagrammen erklärt. Abb. 3.4 zeigt wie eventuell die Streufelder aus der Erregerspule austreten und in das Blechpaket einmünden.

Theoretisch sollte in RD keine elektrische Feldstärke zu messen sein, was in der Tat nicht der Fall ist. Nicht nur unsymmetrischer Aufbau bezüglich der Zentrierungsachse der relativ kurzen Erregerspule und der verwendeten Messtechnik, sondern auch die gegebene Geometrie tragen enorm dazu bei, dass es zur Abweichungen dieser theoretischen Annahme kommt.

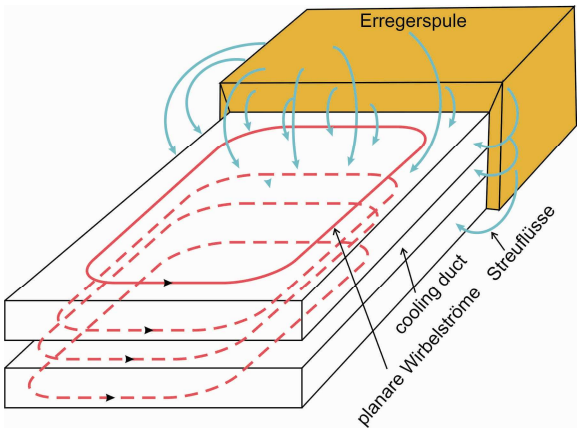


Abb. 3.4 Wirkung der Streuflüsse auf den Modelltransformator in Form von planaren Wirbelströmen.

.

Im Folgenden wird mittels der Dünnschichttechnik das Innensystem des Modelltransformators analysiert. Die obersten 23 Schichten wurden in dieser Arbeit intensiv untersucht für den Fall der 3-phasigen Magnetisierung mit wahlweiser Einprägung von DC in den S-Schenkel. Es muss betont werden, dass die Resultate unter den ziemlich hohen Abweichungen leiden mussten aufgrund folgender Gründe: Der Transformator musste 13-mal neu aufgebaut werden, wodurch die Positionen der Bleche sich ständig ändern. Dies führte dazu, dass in den Joint-Bereichen die Überlappungen der Bleche jeweils eine andere Position eingenommen haben. Die Flussverteilung ändert sich auch mit jeder neuen Schichtung.

In der Nähe der Erregerspule wurde an folgenden drei Stellen für R- und S-Schenkel gemessen: Linker Rand, Zentrum und am rechten Rand. Für die Overlaps und T-joint wurde jeweils an vier Stellen gemessen. Der Messabstand beträgt für R- und S-Schenkel 30 mm und für Overlaps und T-joint 42,4 mm. Alle Abbildungen zeigen die Spitze-Spitze Werte der elektrischen Feldstärke E in mV/m (linke Achse) und die Stromdichte J in mA/mm² (rechte Achse).

Im Folgenden werden die beobachteten Tendenzen analysiert:

Abb.3.6 und Abb.3.7 zeigen für den R-Schenkel Messresultate der Wirbelstromfeldstärke E und der Wirbelstromdichte J für Bereiche nahe der Spulenenden. Für die Komponente in rolling direction (RD) kann a priori angenommen werden, dass sie alleine durch planare Wirbelströme verursacht ist. Dafür spricht auch, dass beide Laminatflächen etwa gleiche Intensitäten liefern. Ohne GIC bleiben die Feldstärkewerte mit maximal 100 mV/m deutlich unter dem Wert 200 mV/m, wie er für reguläre Wirbelströme typisch ist. Das heißt, dass aufgrund des quadratischen Zusammenhanges maximale Verlusterhöhungen um etwa 25% erwartet werden können. Sie ergeben sich auf der obersten Lage L1 an den äußeren Rändern.

Am R-Schenkel ergeben sich mit GIC hier äußerst starke Zunahmen mit Werten bis etwa 350 mV/m. Im Kerninneren zeigten sich exponentielle Abnahmen, die etwa in der Lage L15 abgeschlossen sind. Danach zeichnet sich eine leichte Zunahme ab, die sich damit erklärt, dass Streufelder der Spulen auch im Bereich der cooling ducts einmünden (siehe Abb. 3.5). Bezüglich der Verlustüberhöhung bedeuten die Resultate, dass planare Wirbelströme an den Rändern der äußersten Kernbereiche Beiträge liefern, welche die regulären Verluste sogar übertreffen. Für die transverse direction (TD) zeigt Abb.3.7. weitgehend konstante Werte um die schon erwähnten 200 mV/m auf. Auch hier ergeben sich für die beiden Oberflächen

.

geringe Unterschiede. Beides weist darauf hin, dass reguläre Wirbelströme vorliegen. Planare Wirbelströme in TD sind hier nach Abb.3.3 von vornherein kaum zu erwarten.

Abb.3.8 und Abb.3.9 zeigen entsprechende Resultate für den mittleren S-Schenkel. Die Tendenzen sind hier unverändert. Die maximale Intensität planarer Wirbelströme erweist sich als etwas geringer. Hingegen zeigen Abb.3.9b und Abb.3.9f für die TD unerwartete hohe Feldstärken von mehr als 300 mV/m auf, was in dieser Arbeit nicht gedeutet werden konnte.

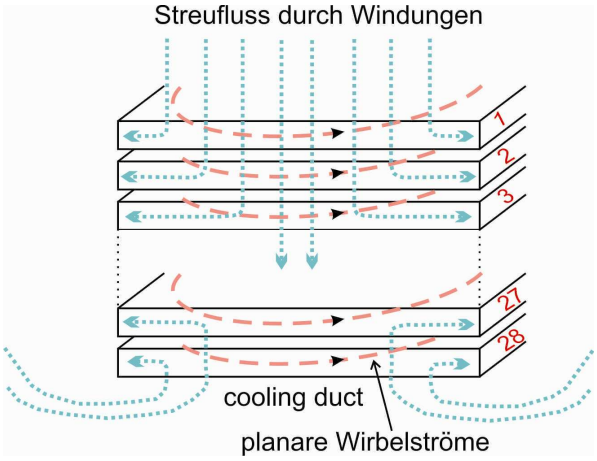


Abb. 3.5 Abnehmende Wirkung des Streuflusses im Inneren des Blechpaketes

.

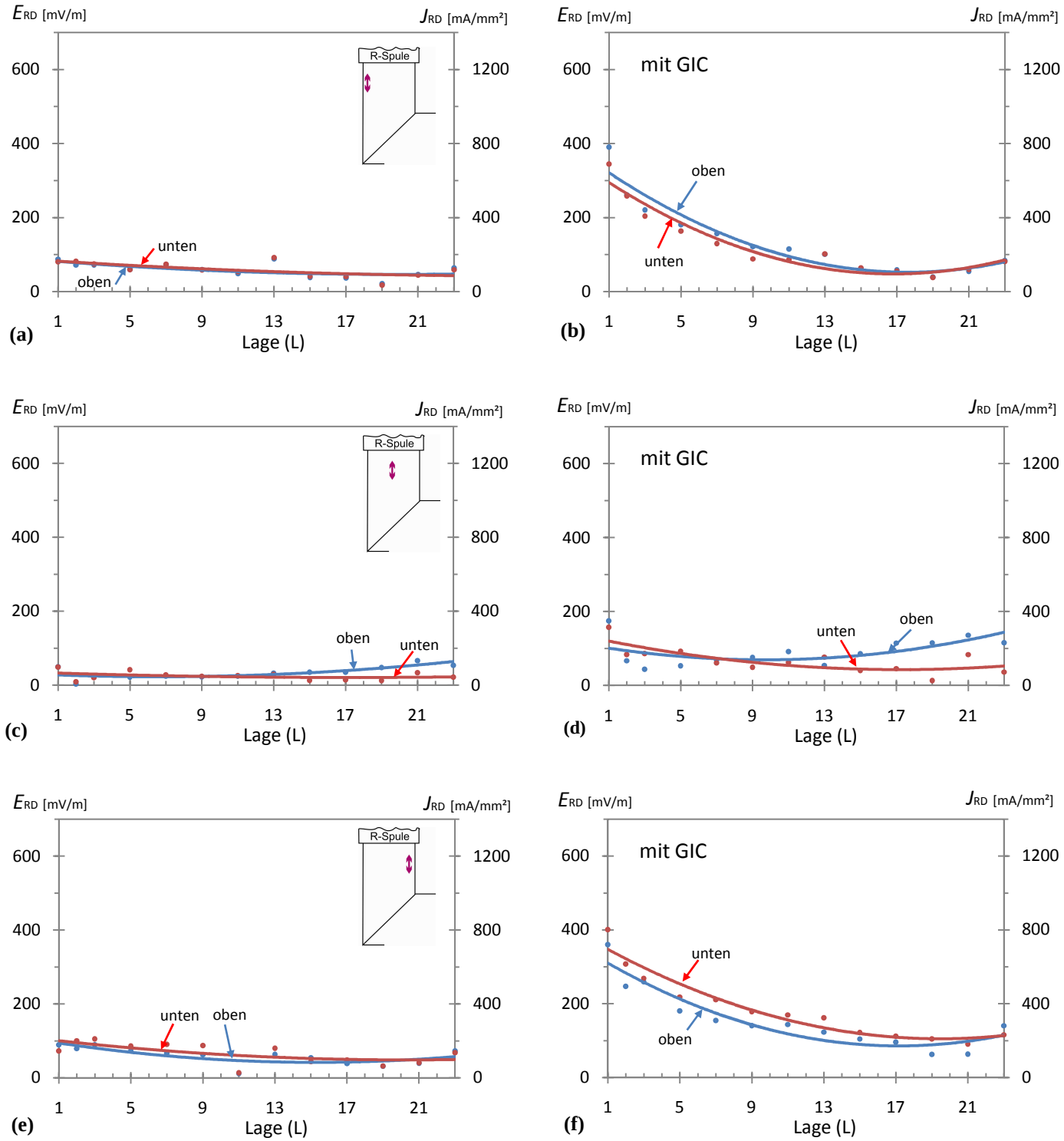


Abb. 3.6 Tiefenprofil des R-Schenkels, 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC), a) - f) stellt die elektr. Feldstärke E_{RD} in RD (rolling direction) für diverse Positionen dar.

.

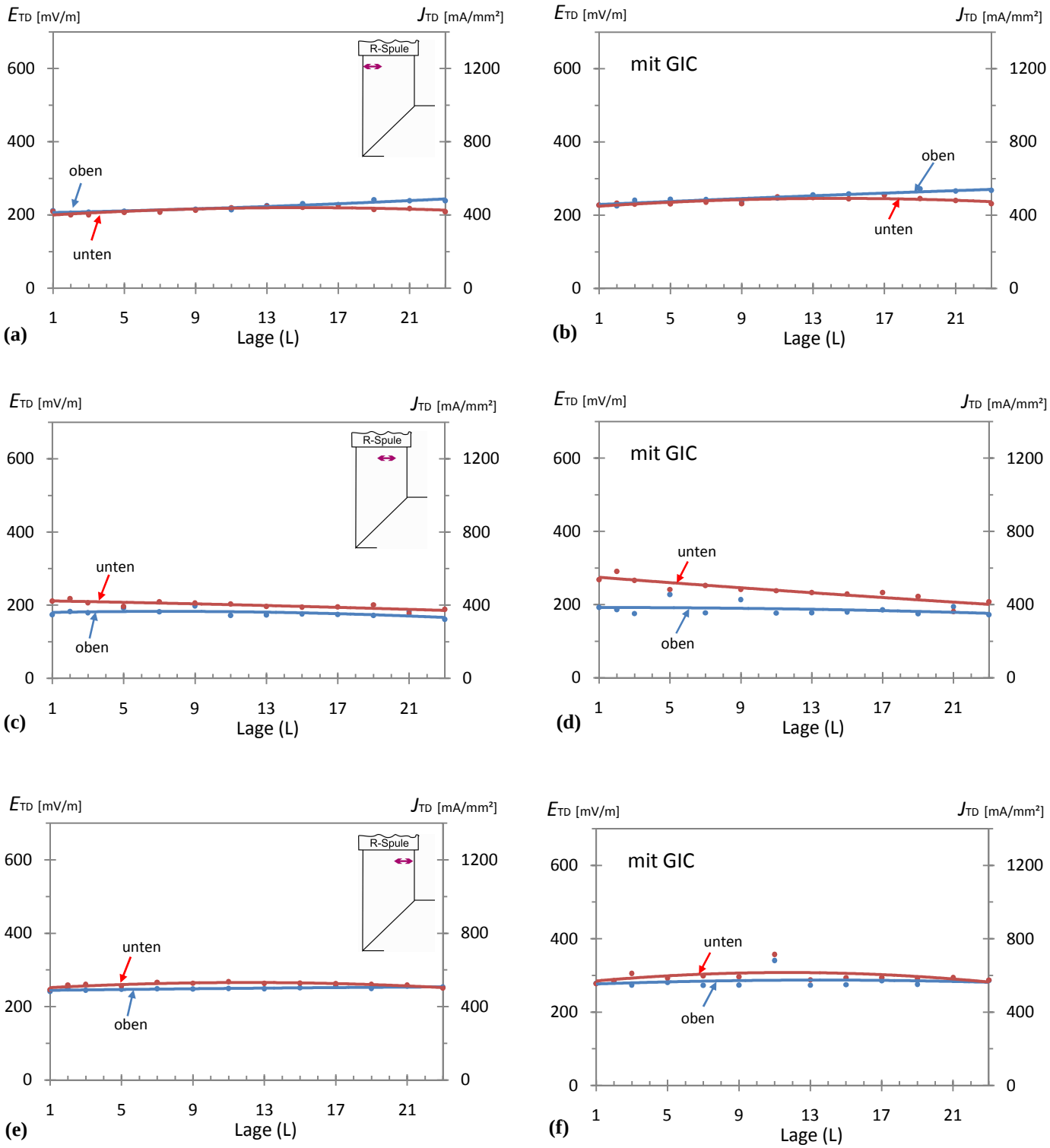


Abb. 3.7 Tiefenprofil des R-Schenkels, 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC), (a) – (f) stellt die elektr. Feldstärke E_{TD} in TD (transverse direction) für diverse Positionen dar.

.

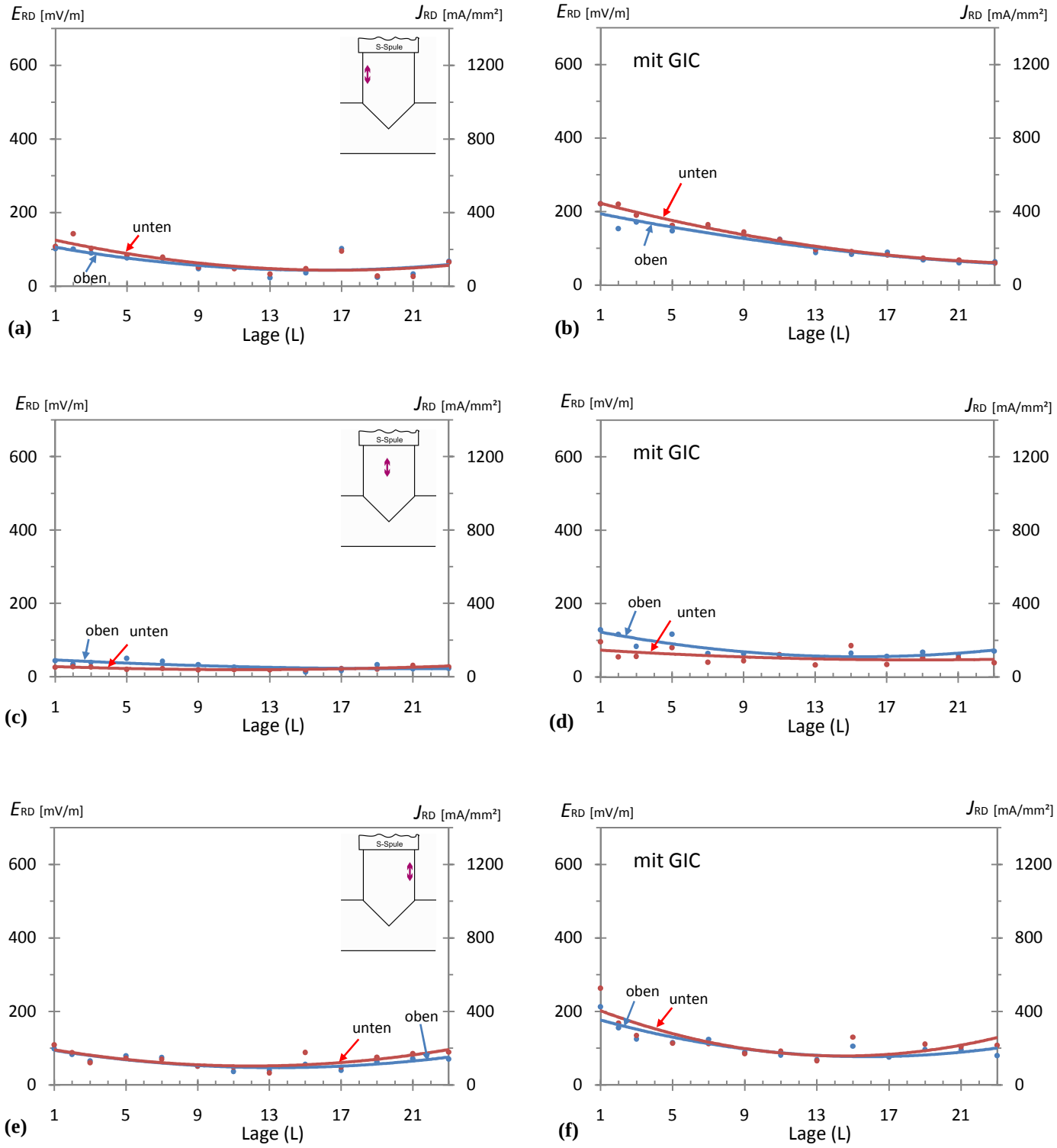


Abb. 3.8 Tiefenprofil des S-Schenkels, 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC), (a) – (f) stellt die elektr. Feldstärke E_{RD} in RD (rolling direction) für diverse Positionen dar.

.

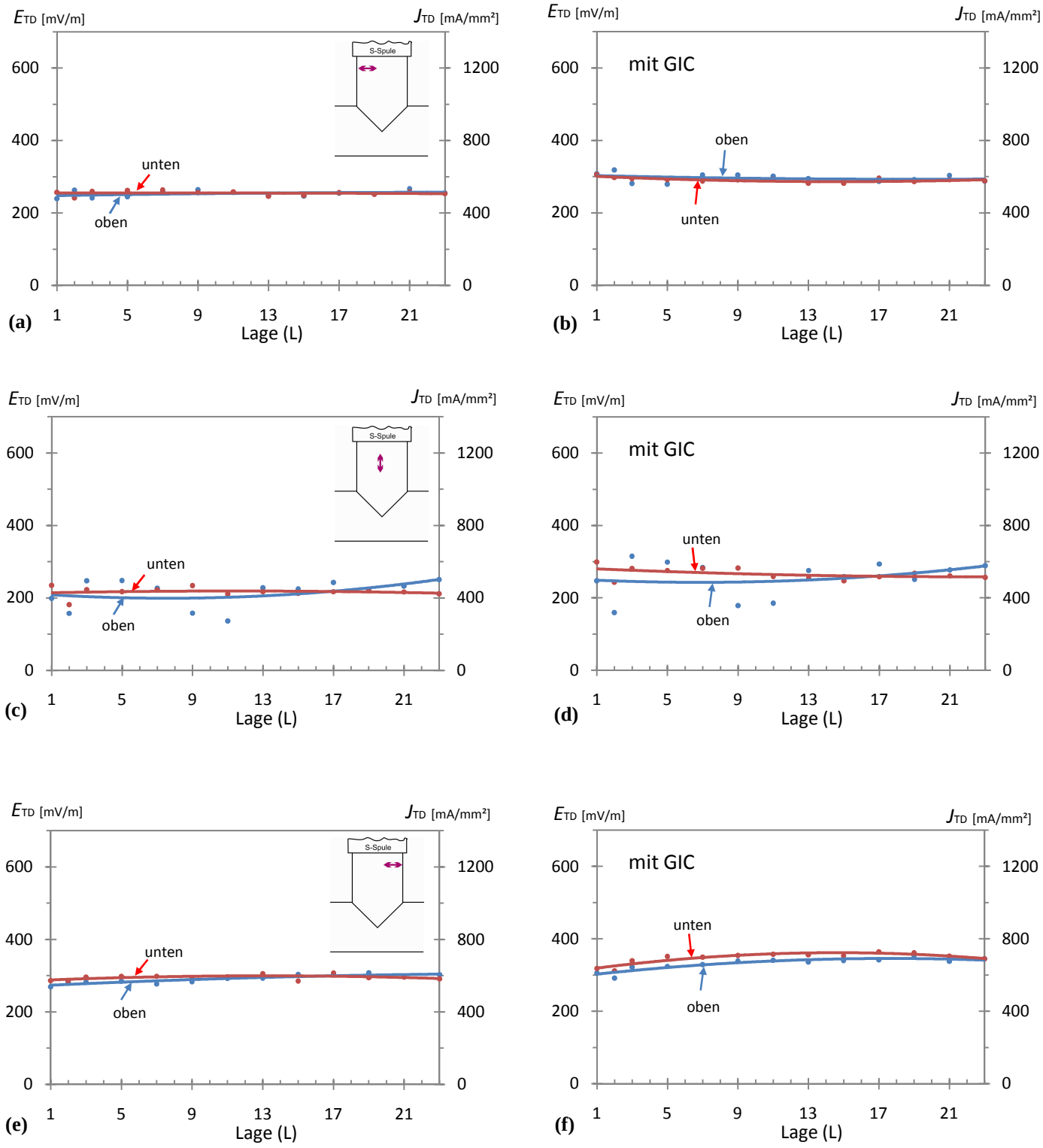


Abb. 3.9 Tiefenprofil des S-Schenkels, 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC), (a) – (f) stellt die elektr. Feldstärke E_{TD} in TD (transverse direction) für diverse Positionen dar.

.

3.3 Wirbelstromverteilung in Überlappungsbereichen

Abb.3.10 bis Abb.3.13 zeigen Tiefenprofile für Überlappungsbereiche auf. In allen Fällen wurde dabei die diagonal aufkommende Feldkomponente gemessen. A priori war zu erwarten, dass entlang der schrägen Blechränder maximale Wirbelströme zusätzlich zu regulären konzentriert sein sollten. Generell wurde diese Erwartung an allen untersuchten Teilgebieten voll bestätigt. In unerwarteter Weise zeigen die Resultate, dass die Auswirkung von GICs relativ gering ist. Das bedeutet, dass die Streufelder an Überlappungen nicht wesentlich verstärkt werden. Generell zeigten sich deutliche Unterschiede zwischen an der oberen und unteren Deckfläche aufkommenden Intensitäten, die in später Arbeit näher untersucht werden sollen. Das gilt auch für das aufgezeigte Phänomen, wonach obere Deckflächen im Kerninneren häufig deutlich Maxima der Feldstärke aufweisen.

Extreme Verhältnisse zeigten sich im inneren Eckenbereichen des R-Schenkels (vergl. z.B. Abb. 3.11g,h). Sogar ohne GIC ergaben sich die Feldstärkewerte um 600 mV/m. Sie bedeuten eine dreifache Überhöhung gegenüber der regulären Feldstärke. Die entsprechende Überhöhung der Wirbelstromverluste beträgt damit eine volle Größenordnung, was Ziel weiterer Untersuchengen sein muss.

Die Bilder Abb. 3.14 bis 3.16 zeigen Querprofile der entlang von Überlappungen gemessenen Wirbelstromintensitäten. Auch hier zeigen sich sehr unterschiedliche Tendenzen, deren theoretische Deutung keine Aufgabe der vorliegenden Diplomarbeit war.

.

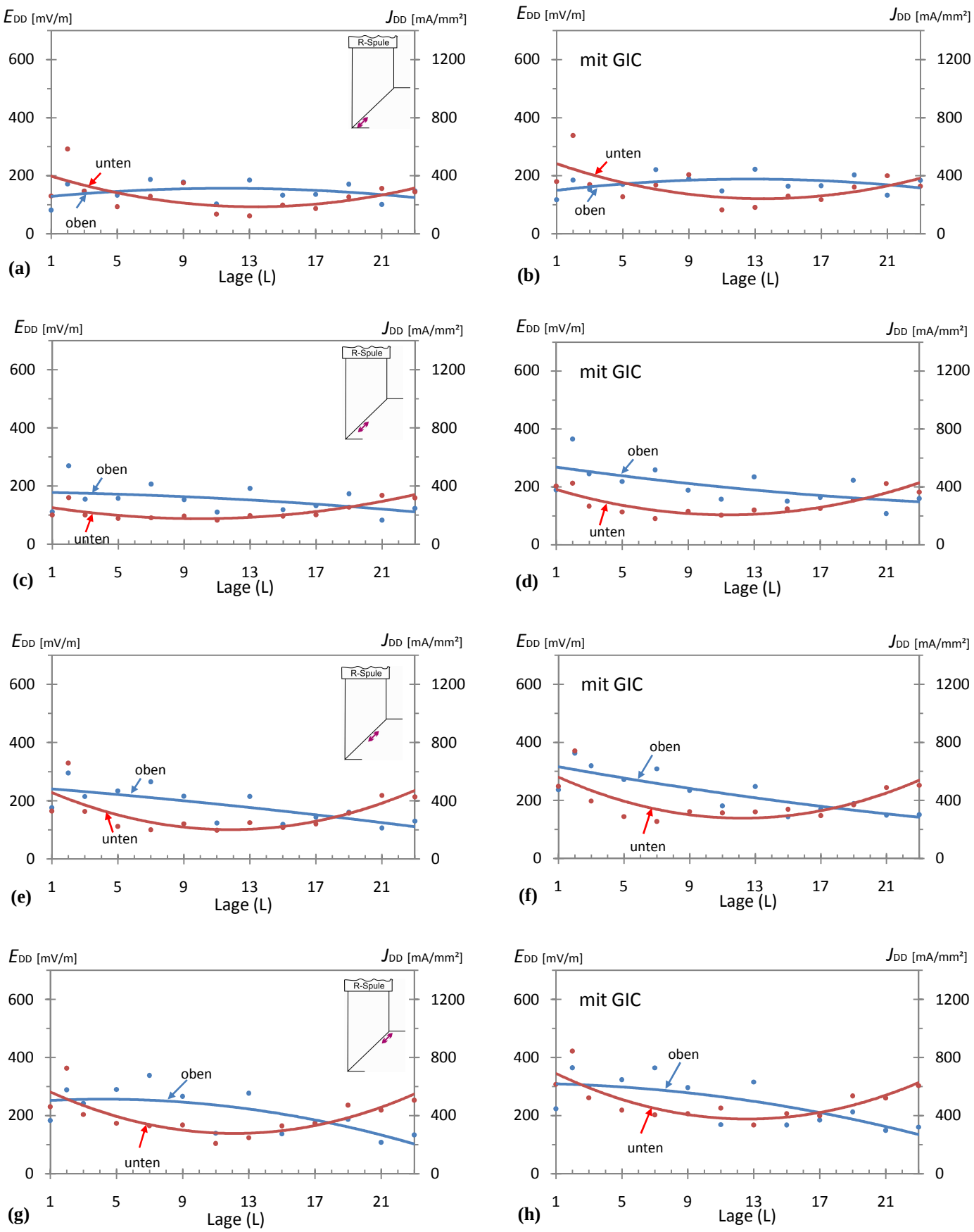


Abb. 3.10 Tiefenprofil des Overlaps (jochseitig), 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC), (a) – (h) stellt die elektr. Feldstärke E_{DD} in DD (diagonal direction) für diverse Positionen dar.

.

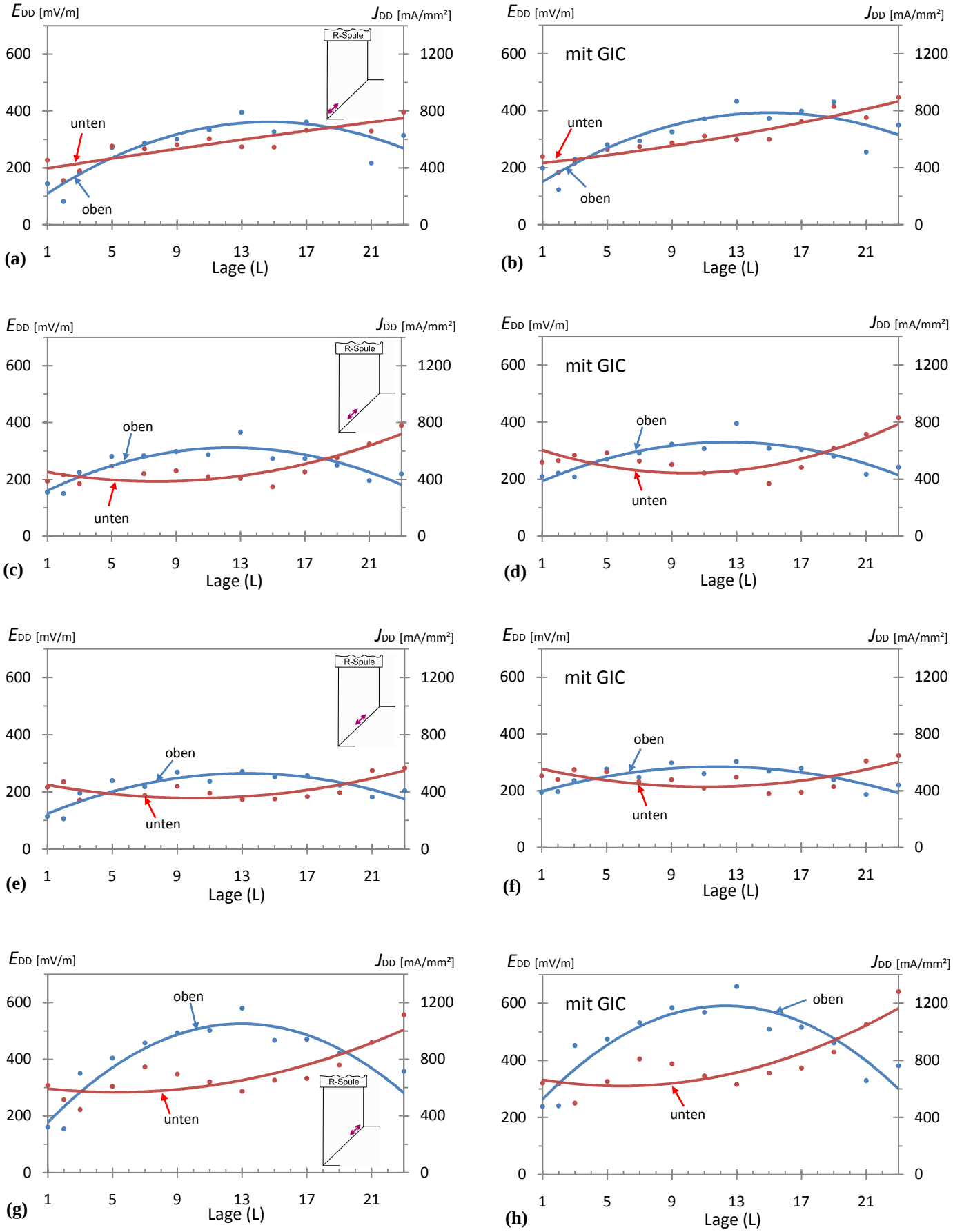


Abb. 3.11 Tiefenprofil des Overlaps (schenkelseitig), 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC), (a) – (h) stellt die elektr. Feldstärke E_{DD} in DD (diagonal direction) für diverse Positionen dar.

.

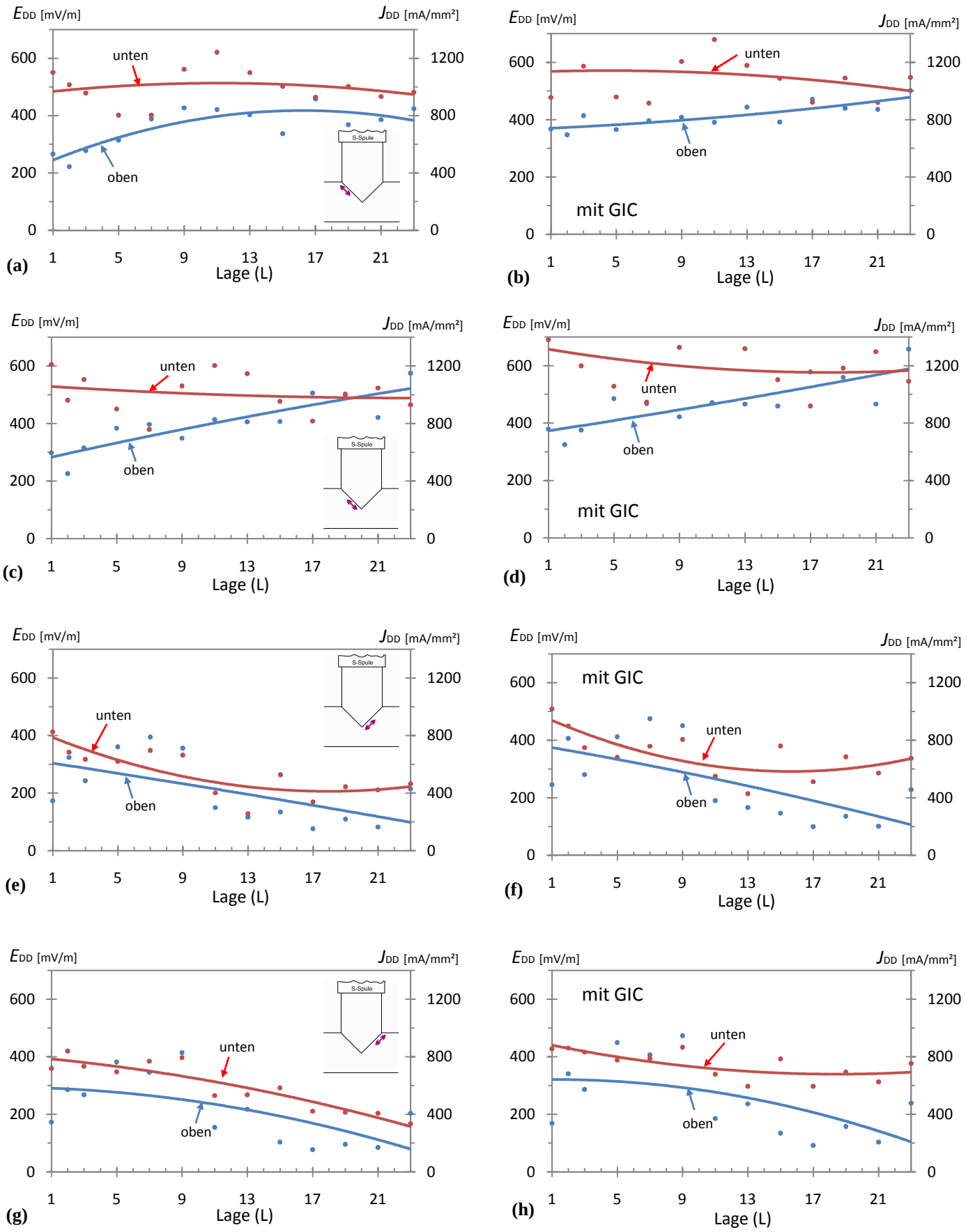


Abb. 3.12 Tiefenprofil des T-joints (jochseitig), 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC), (a) – (h) stellt die elektr. Feldstärke E_{DD} in DD (diagonal direction) für diverse Positionen dar.

.

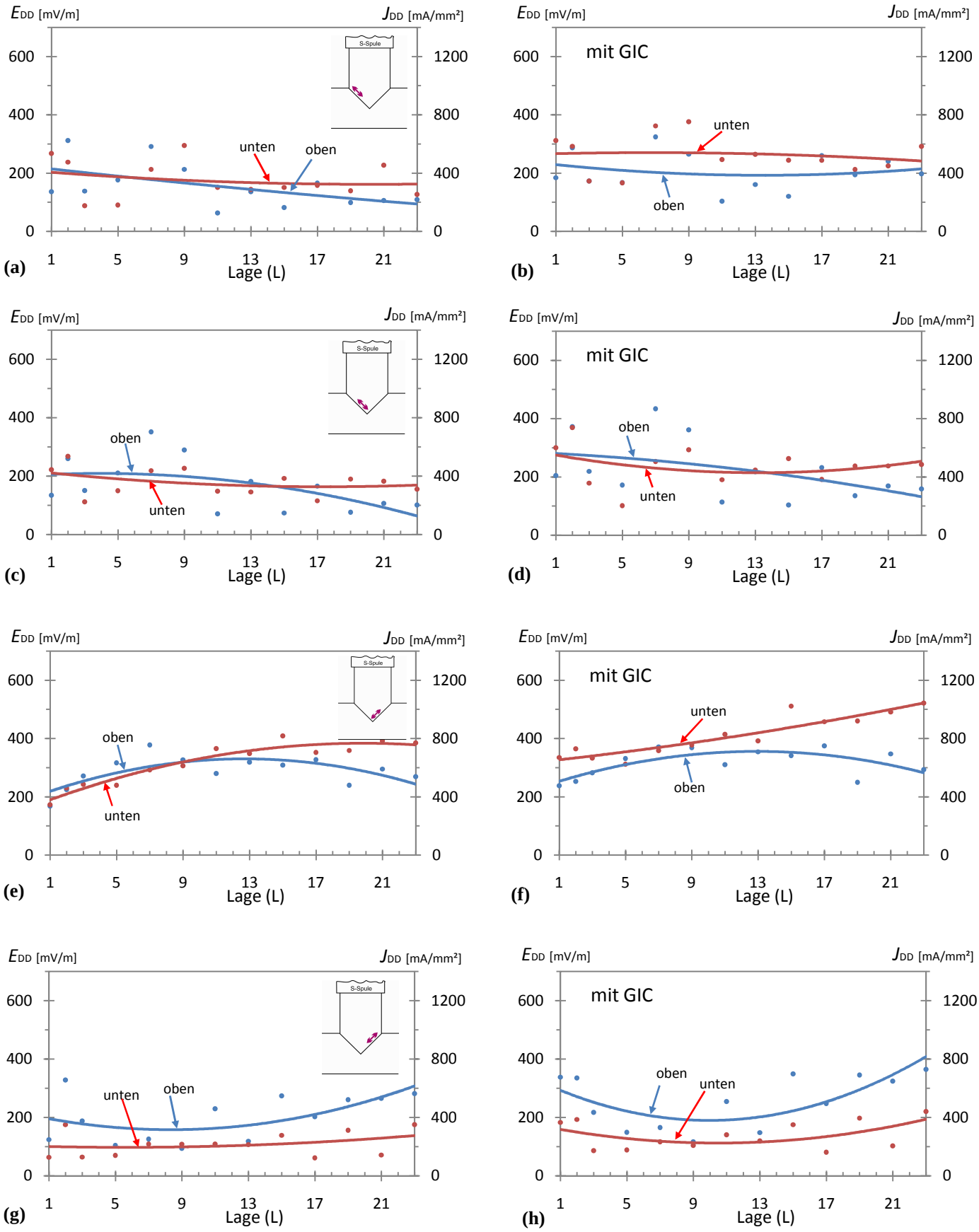


Abb. 3.13 Tiefenprofil des T-joints (schenkelseitig), 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC), (a) – (h) stellt die elektr. Feldstärke E_{DD} in DD (diagonal direction) für diverse Positionen dar.

.

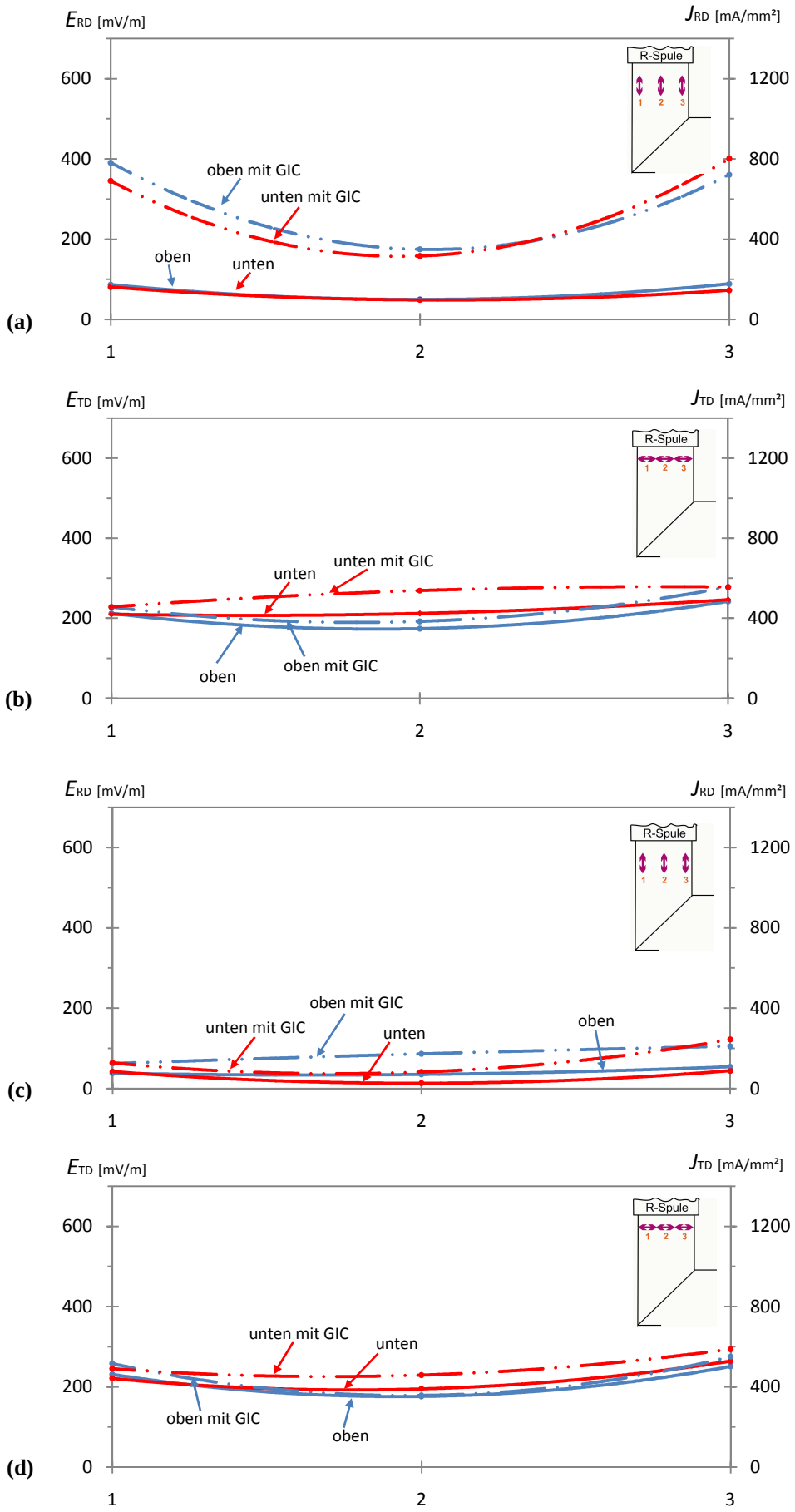


Abb. 3.14 Querprofil des R-Schenkels, 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC) für diverse Positionen, **(a)** E_{RD} für 1. Lage, **(b)** E_{TD} für 1. Lage, **(c)** E_{RD} für 15. Lage, **(d)** E_{TD} für 15. Lage.

.

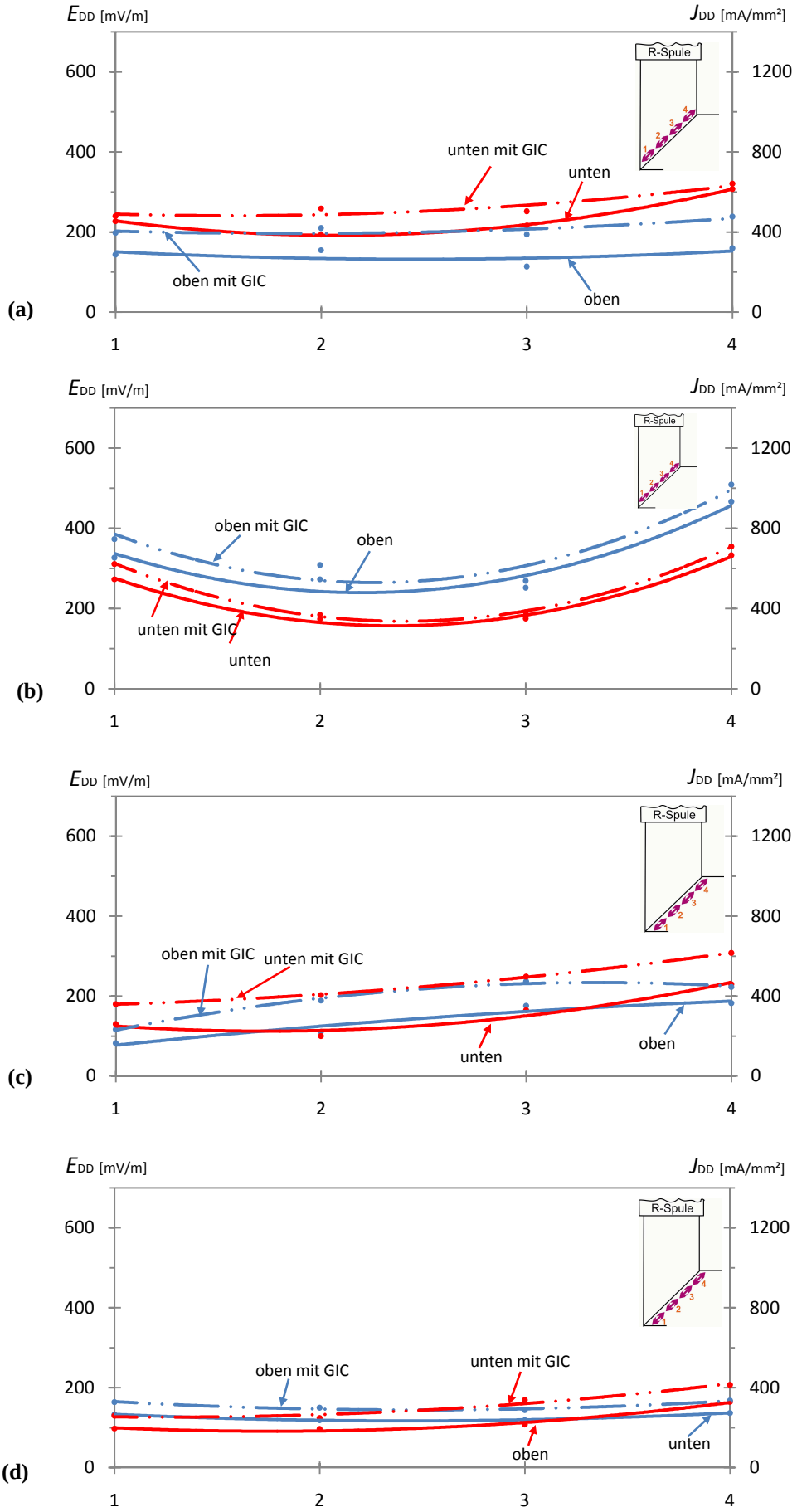


Abb. 3.15 Diagonalprofil des Overlaps, 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC) für diverse Positionen, **(a)** E_{DD} für 1. Lage (schenkelseitig), **(b)** E_{DD} für 15. Lage (schenkelseitig), **(c)** E_{DD} für 1. Lage (jochseitig), **(d)** E_{DD} für 15. Lage (jochseitig).

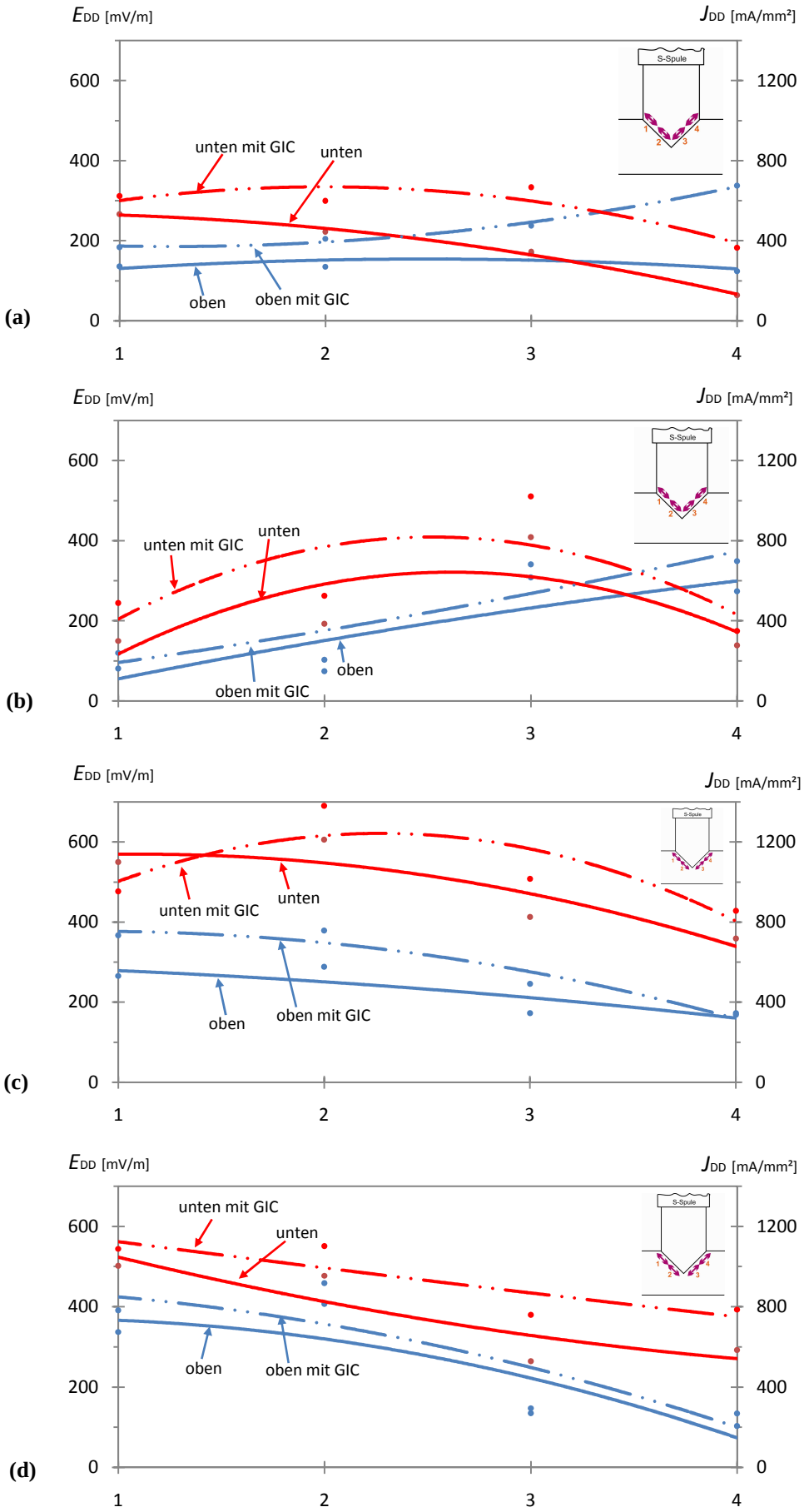


Abb. 3.16 V-Profil des T-joints, 3-phasige Magnetisierung des Trafos für 2 Betriebsfälle (mit und ohne GIC) für diverse Positionen, **(a)** E_{DD} für 1. Lage (schenkelseitig), **(b)** E_{DD} für 15. Lage (schenkelseitig), **(c)** E_{DD} für 1. Lage (jochseitig), **(d)** E_{DD} für 15. Lage (jochseitig).

.

4. Schlussfolgerungen

Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurde ein neuwertiger Sensor entwickelt mit dem man auch im Inneren des Modeltransformatorkerns Messungen lokal auftretende Wirbelströme durchführen kann. Der Bedarf nach einem neuen Sensor bestand deswegen, weil der sogenannte Feldvektorsensor (FVS) nur an der Oberfläche des Transformators anwendbar ist. Im Kapitel 2.2 wurde der Feldvektorsensor kurz mit seinen Vor- und Nachteilen beschrieben. Die Entwicklung der Dünnschichttechnik erfolgte im Kapitel 2.3. Bevor Bahnen auf die Laminate angebracht werden, musste mit Urethan 71 beschichtet werden, da die Isolation der Laminate nicht einwandfrei war. Danach wurden Kontaktierungsbalkons an bestimmten Stellen angeklebt und mit Verbindungsdrähten versehen. Vergleichende Untersuchungen zwischen Silberbahnen und Goldbahnen wurden im Kapitel 2.4 diskutiert. Beide Materialien liefern hochwertige Ergebnisse. Faktoren wie: im Labor sofort einsatzbereit, geringe Materialkosten, Bahnen schnell reparierbar, mechanische Festigkeit und höhere Leitfähigkeit führten letztlich zur Entscheidung für Silber. Wichtig war, die Silberbahnen so zu verlegen, dass kein Fluss B_z detektiert wird. Dieser Fluss ist im Verhältnis zum Hauptfluss zwar geringfügig, hat aber auf das Ergebnis großen Einfluss.

Mit dem neuen Sensor wurden in den diversen Lagen des Modelltransformators an 16 Regionen Messungen durchgeführt, was mit dem dicken Feldvektorsensor früher nicht möglich war. Die Resultate der Messergebnisse sind im Kapitel 3 behandelt. Sie zeigen, dass planare Wirbelströme entlang den äußeren Rändern der einzelnen Laminate konzentriert sind. In inneren Regionen hingegen treten vor allem reguläre Wirbelströme auf. Tiefenprofile zeigen, dass maximale Intensität planarer Wirbelströme an der Kernoberfläche aufkommt. Im Kerninneren kommt es zu einer exponentiellen Abnahme, vor allem in den 15 äußersten Lagen. Ohne GIC ist die Intensität der planaren Wirbelströme deutlich kleiner als die von regulären. Mit GIC kann sie in Randbereichen doppelt so große Werte erreichen. Dies bedeutet einen Anstieg der Wirbelstromverluste um einen Faktor 4. Noch stärkere Überhöhungen zeigten sich im Bereich des T-Joints. Für die Praxis bedeutet dies, dass starke lokale Erwärmungen (Hot Spots) auftreten können.

.

Literaturverzeichnis

[1] Georg KRISMANIC: *Methoden zur Bestimmung von Feldverteilungen und Verlusten bei rotierender Magnetisierung,* Dissertation 10. Oktober 2002.

[2] S. TENBOHLEN / AREVA: *Leistungstransformatoren: Neue Trends bei Design, Produktion und Betriebsüberwachung,* Schorch Transformatoren GmbH, Mönchengladbach.

[3] T. S. MOLINSKI: *Why utilities respect geomagnetically induced currents,* Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics 64 (2002) 1765 – 1778.

[4] L. BOLDUC et al.: *Saturation time of transformers under dc excitation*; 18 September 1999, Electric Power System Research 56 (2000) 95-102.

[5] F. JANSEN, R. PIRJOLA, R. FAVRE: *Space Weather – Gefahren aus dem Weltraum?,* Swiss Re 2000.

[6] E. MULASALIHOVIC, H. PFÜTZNER, S. TRAXLER, H. YAMAGUCHI: *Effects of geomagnetically induced currents on the magnetic performance of transformer cores,* Journal of Magnetic Materials 00 (2008) 000-000: Vienna University of Technology (VUT).

[7] E. MULASALIHOVIC, H. PFÜTZNER, P. ZANOLIN: *Complete surface analysis of model transformer core considering dc-magnetization components,* Vienna University of Technology (VUT).

[8] Emmerich KITZ: *Praktische Bedeutung rotierender Magnetisierung für das Entstehen von Energieverlusten laminierter Maschinenkerne,* Dissertation: 2006.

[9] A. ILO: *Flux Distribution and Power Loss in Transformer Cores as a Function of Joint Design,* Vienna University of Technology (VUT), 30.6.1998.

[10] H. PFÜTZNER, G. KRISMANIC, E. KITZ: *A Novel Method for Detection of Planar Eddy Current Losses in Laminated Machine Cores,* Przeglad Elektrotechniczny R. 81 Nr 5/2005, Vienna University of Technology (VUT).

[11] H. PFÜTZNER, E. MULASALIHOVIC: *Thin-film Technique for Interior Magnetic Analysis of Laminated Machine Cores,* Vienna University of Technology (VUT).

.

[12] H. PFÜTZNER, E. MULASALIHOVIC, S. TRAXLER, P. ZANOLIN: *Performance of 3-phase Model Transformer Cores As a Consequence of Simulated Geomagnetic Storms,* Q5-Report (BEM-07-11-1), Vienna University of Technology (VUT).

.

Anhang A

Leitfähiger Stift mit Mikrospitze (CW2200MTP):

Gebrauchsanweisung:

1.) Die Oberfläche, die zu bearbeiten ist, säubern.
2.) Um die Mischbällchen freizusetzen, muss man die Stiftspitze auf einer harten Oberfläche leicht anschlagen. Den Stift für 20 Sekunden lang kräftig schütteln, um das Material gut zu mischen.
3.) Es ist zu empfehlen, die Handhabung des Stiftes vor der eigentlichen Bearbeitung zu üben. Den Stift leicht gegen die Oberfläche, die zu bearbeiten ist, drücken, um den Materialfluss zu starten.
4.) Die Spur ist innerhalb von 5 bis 10 Minuten leitfähig. Trocknet innerhalb von 45 Minuten an der Luft. Um die optimalste Leitfähigkeit zu erzielen, ist Hitzetrocknen für 5 Minuten bei Temperaturen von 121° bis 149°C empfohlen.
5.) Die Tubenspitze nach jedem Gebrauch sauber wischen und die Verschlusskappe gut verschließen.

.

Anhang B

Urethan 71, Isolier- und Schutzlack auf Basis Polyurethan

Anwendungsbeispiele:

Schutzlack für gedruckte Schaltungen. Versiegelung von Transformatoren sowie Feld- und Ankerwicklungen von Elektromotoren. Dauerhafter Schutzüberzug von allen Metallen in feuchter und korrosiver Atmosphäre.

Eigenschaften:

Urethan 71 ist ein Urethanlack mit ausgezeichnetem dielektrischen Eigenschaften und bester Feuchtebeständigkeit.

Gebrauchsanweisung:

Im Abstand von 20-30 cm auf trockene, fettfreie Oberfläche sprühen und nach trocknen lassen. Dose nicht mehr als 30° neigen. Nach der Arbeit Sprühventil bei umgedrehter Dose kurz freisprühen. Weitere Angaben siehe Datenblätter unter www.crcind.com.

.

Anhang C

Programmcode von der Messoberfläche:

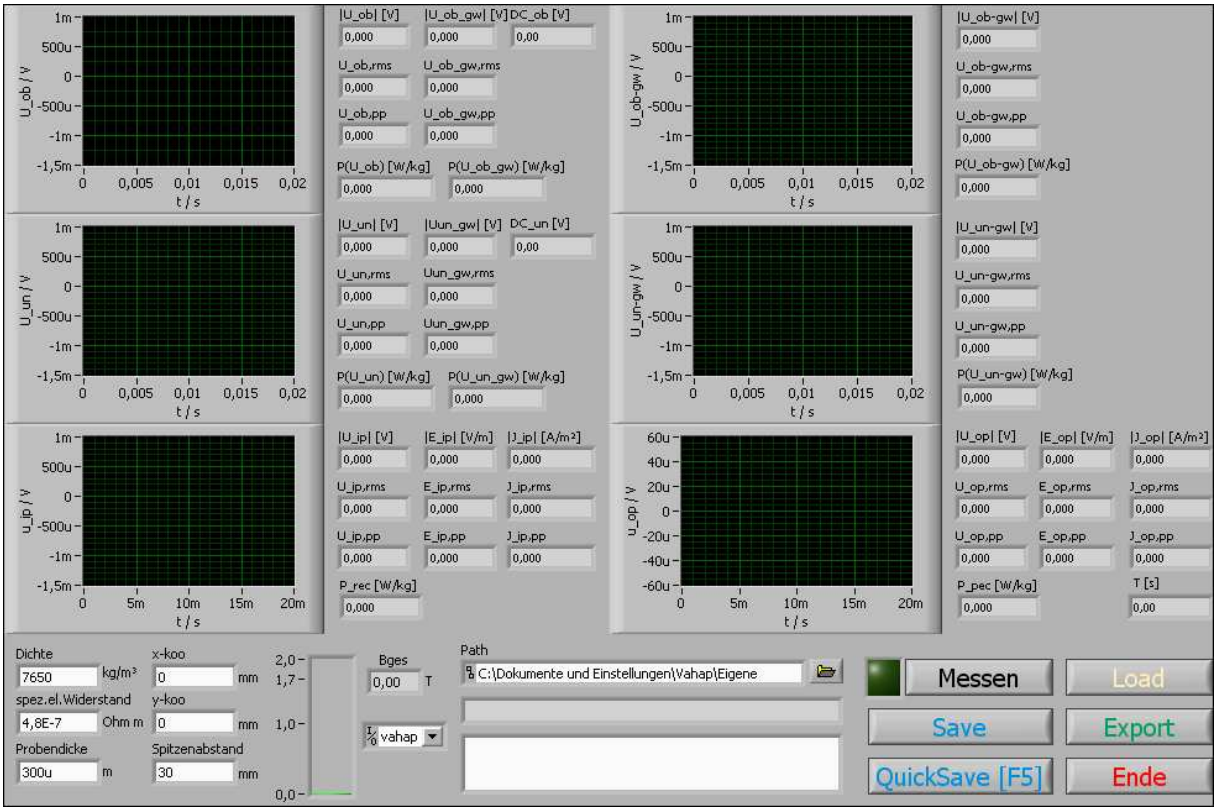


Abb. B1 Oberfläche des Messprogramms (programmiert mit LabVIEW von Patrick Zanolin)

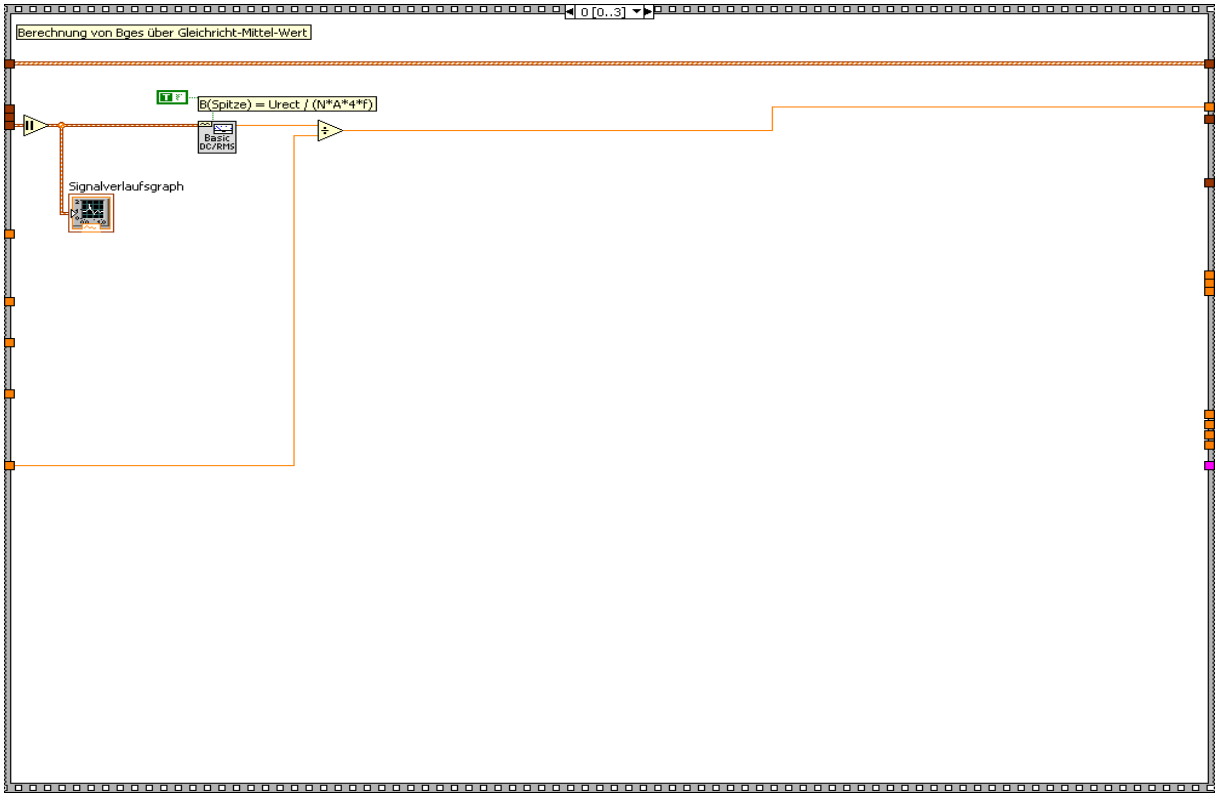
Abb. B1 zeigt die Oberfläche des Messprogramms, dass für die Messungen des Modelltransformators während der ganzen Diplomarbeit verwendet wurde. Bevor man mit der Messung beginnen kann, muss man die Eigenschaften des Modelltransformators, wie z.B. die Dichte, den spez. elektr. Widerstand und die Probendicke eingeben. Der Spitzenabstand (Entfernung zwischen zwei Messpunkten) ist ebenfalls einzugeben (30 mm oder 42.4 mm). Nachdem man diese Einstellungen vorgenommen hat, muss man den Modelltransformator auf 1,7 T magnetisieren. Dies geschieht mit dem Stelltransformator. Die Magnetisierung kann man unten im Abb. B1 bei B_{ges} ablesen.

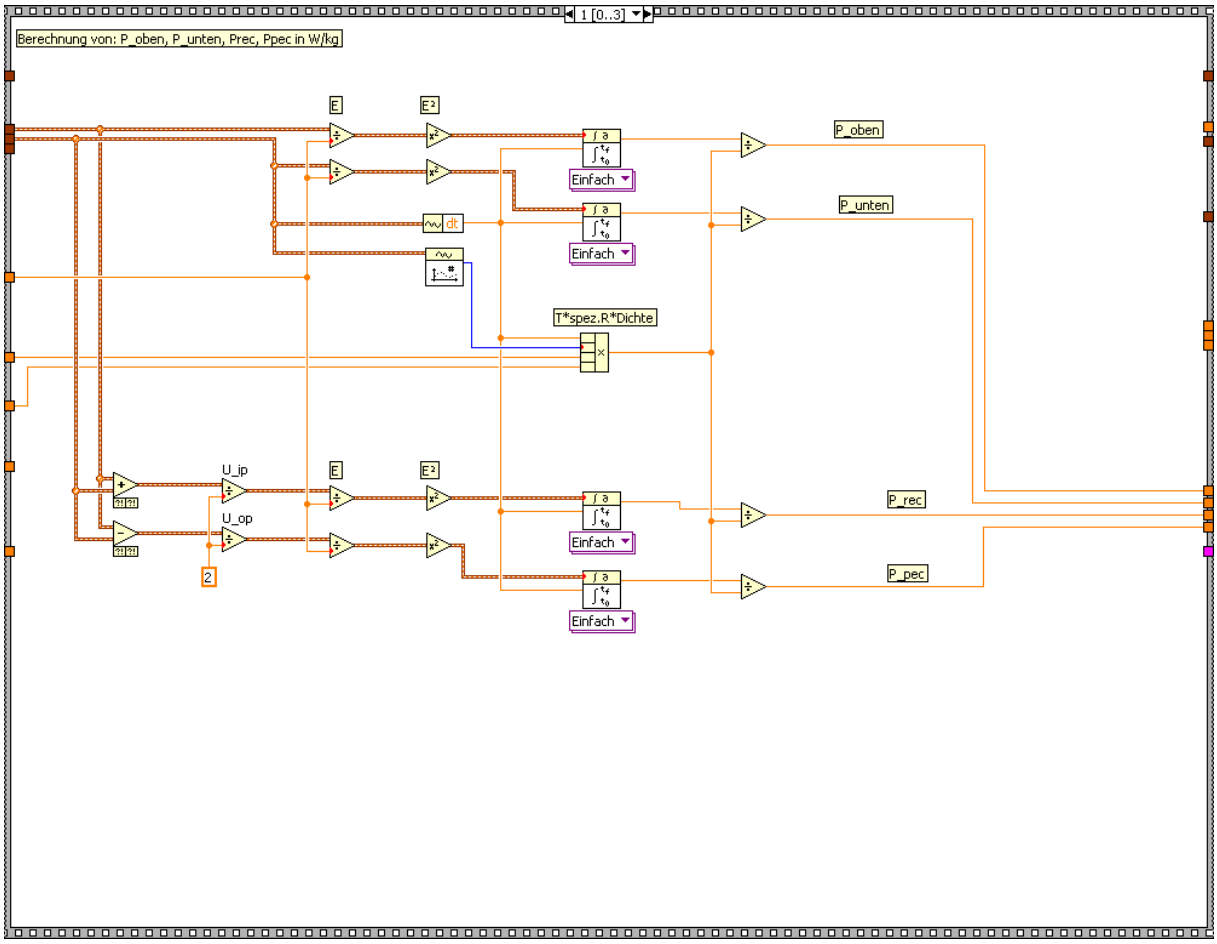
Das erste Bild (U_{ob} [V]) links stellt den zeitlichen Verlauf der Spannung für die obere Seite des Bleches dar. Daneben kann man den Gleichrichtmittelwert $|U_{ob}|$, den Effektivwert $U_{ob,rms}$, die Spitze-Spitze Spannung $U_{ob,pp}$ usw., ablesen. Das zweite Bild (U_{un} [V]) ist genau dasselbe wie oben, nur das man diesmal die untere Seite des Bleches misst. Die zwei unteren Bilder stellen den zeitlichen Spannungsverlauf (U_{in}, U_{off} [V]) für den in-plane Fluss und den off-

.

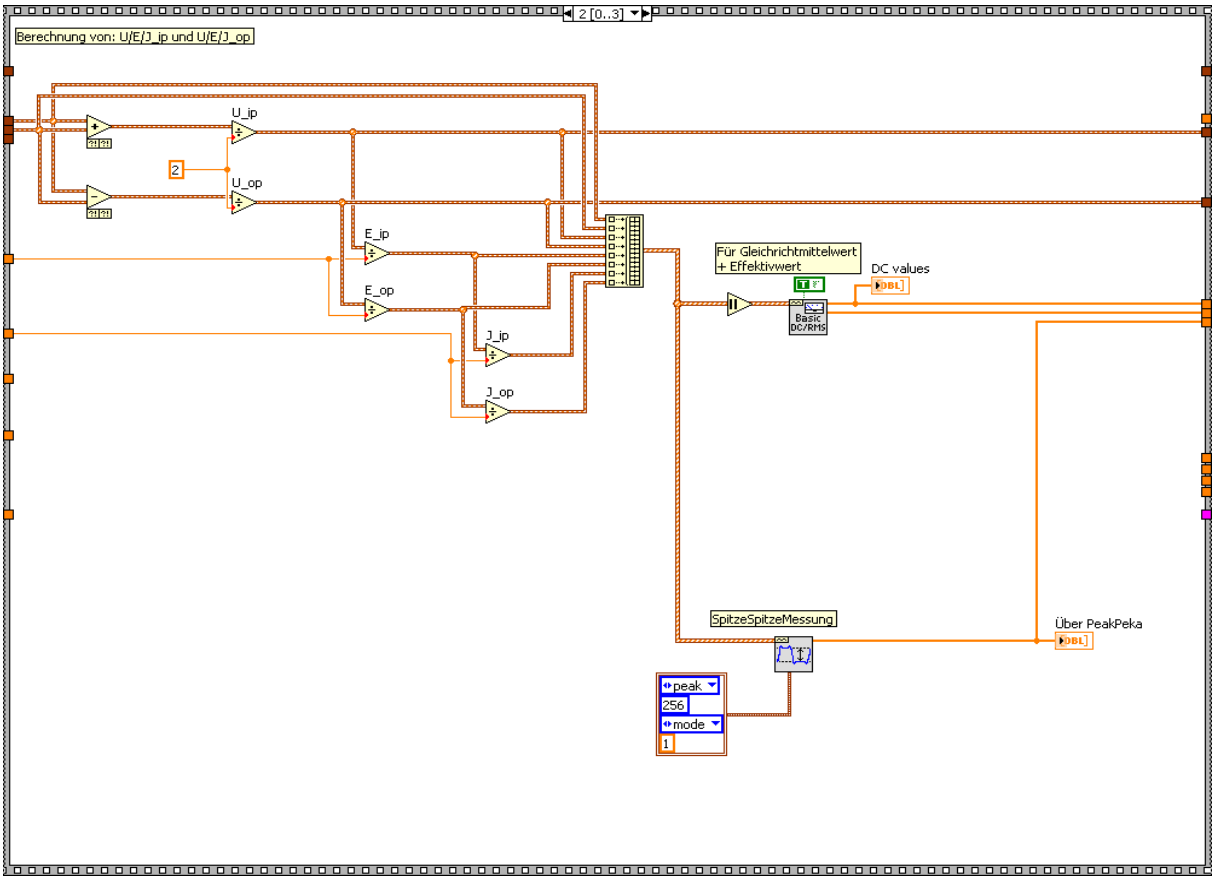
plane Fluss dar. Weiters kann man auch die Wirbelstromverlust, die elektrische Feldstäre und die Stromdichte des in- und off-plane Flusses ablesen.

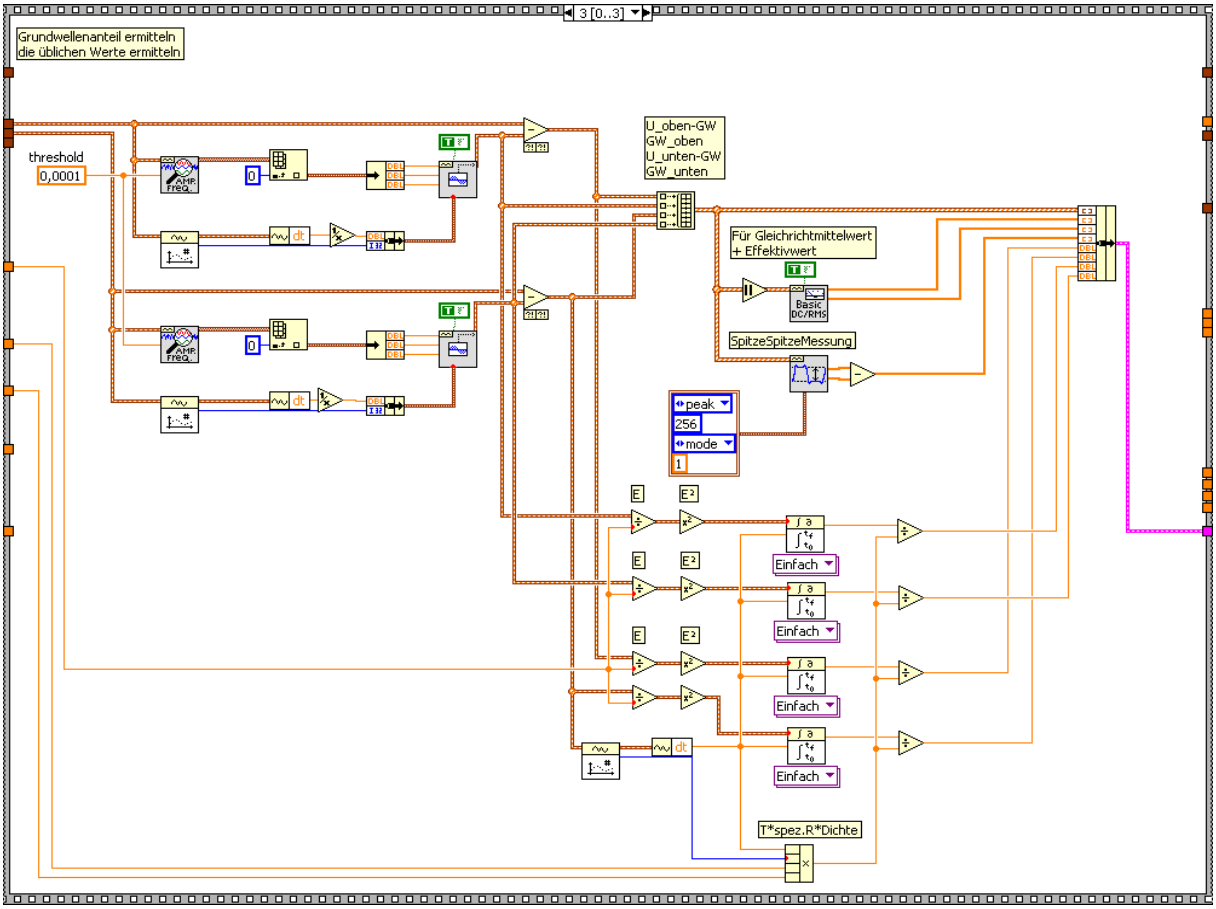
.


0 [0..3]
Berechnung von Bges über Gleichricht-Mittel-Wert
B(Spitze) = Urect / (N*A*4*f)
Basic DC/RMS
Signalverlaufsgraph

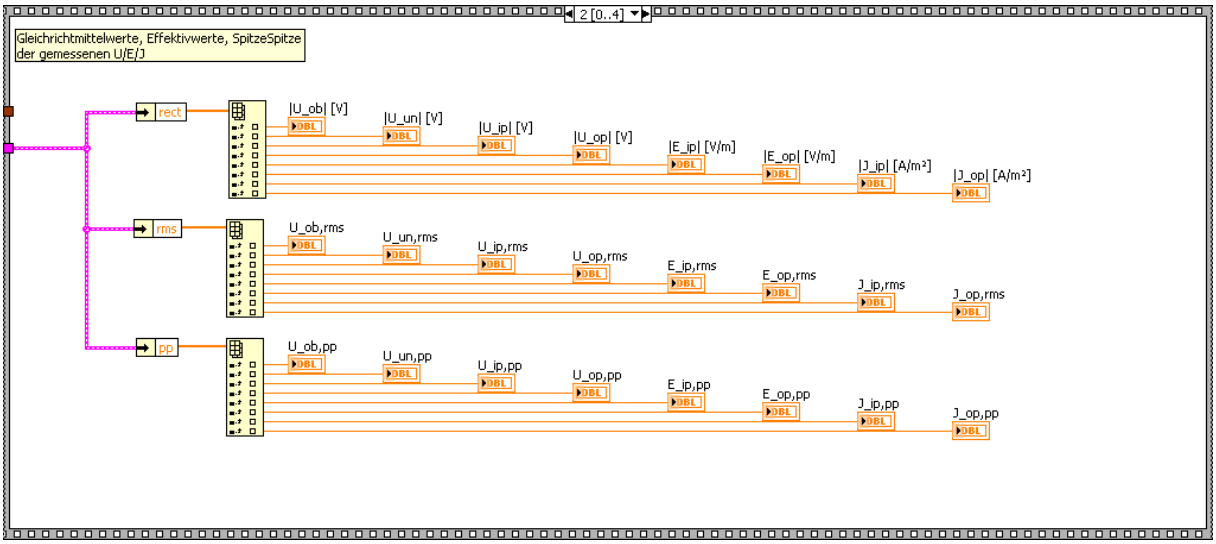

1 [0..3]
Berechnung von: P_oben, P_unten, Prec, Ppec in W/kg
E
E²
Einfach
dt
T*spez.R*Dichte
P_oben
P_unten
U_ip
U_op
2
P_rec
P_pec

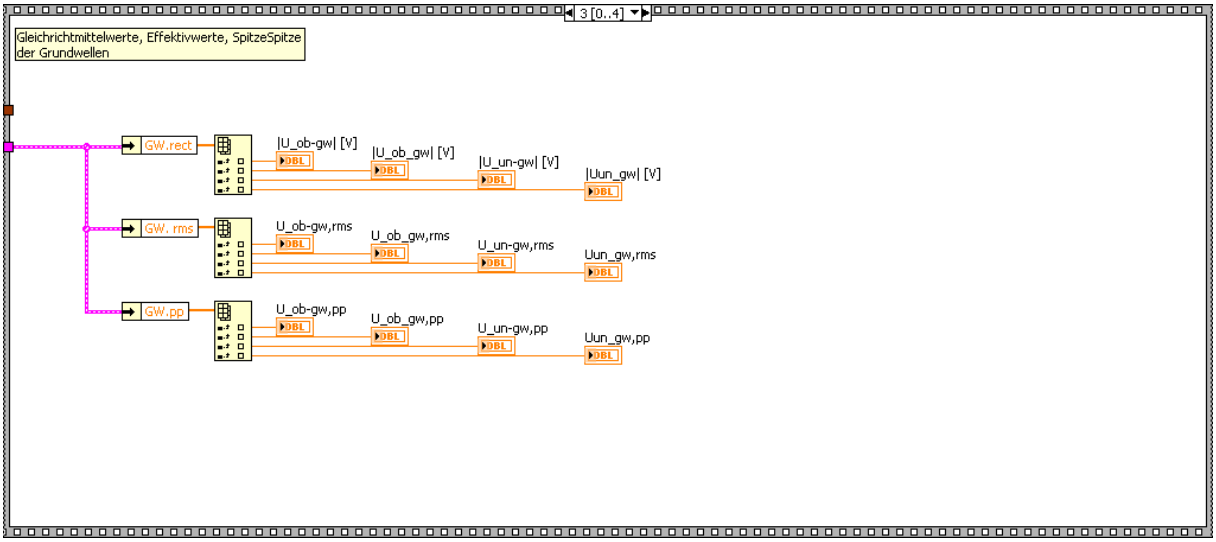
.

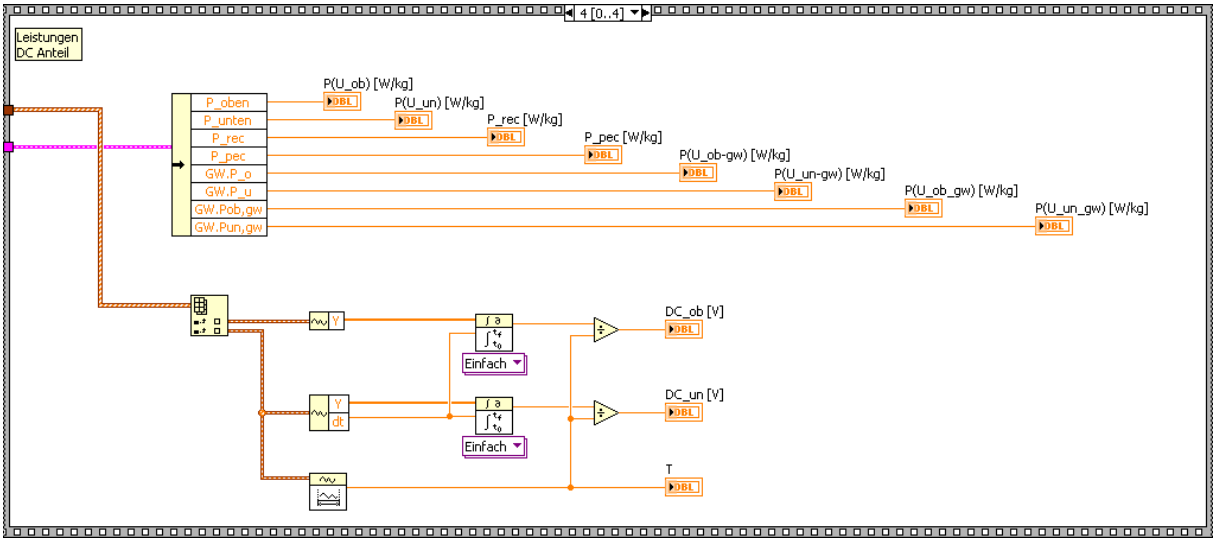

2 [0..3]
Berechnung von: U/E/J_ip und U/E/J_op
U_ip
2
U_op
E_ip
E_op
J_ip
J_op
Für Gleichrichtmittelwert
+ Effektivwert
DC values
Basic DC/RMS
SpitzeSpitzeMessung
Über PeakPeka
peak
256
mode
1


3 [0..3]
Grundwellenanteil ermitteln
die üblichen Werte ermitteln
threshold
0,0001
U_oben-GW
GW_oben
U_unten-GW
GW_unten
Für Gleichrichtmittelwert
+ Effektivwert
Basic DC/RMS
SpitzeSpitzeMessung
peak
256
mode
1
E
E²
Einfach
T*spez.R*Dichte

.


2 [0..4]
Gleichrichtmittelwerte, Effektivwerte, SpitzeSpitze
der gemessenen U/E/J
rect
|U_ob| [V]
|U_un| [V]
|U_ip| [V]
|U_op| [V]
|E_ip| [V/m]
|E_op| [V/m]
|J_ip| [A/m²]
|J_op| [A/m²]
rms
U_ob,rms
U_un,rms
U_ip,rms
U_op,rms
E_ip,rms
E_op,rms
J_ip,rms
J_op,rms
pp
U_ob,pp
U_un,pp
U_ip,pp
U_op,pp
E_ip,pp
E_op,pp
J_ip,pp
J_op,pp


3 [0..4]
Gleichrichtmittelwerte, Effektivwerte, SpitzeSpitze
der Grundwellen
GW.rect
|U_ob-gw| [V]
|U_ob_gw| [V]
|U_un-gw| [V]
|Uun_gw| [V]
GW. rms
U_ob-gw,rms
U_ob_gw,rms
U_un-gw,rms
Uun_gw,rms
GW.pp
U_ob-gw,pp
U_ob_gw,pp
U_un-gw,pp
Uun_gw,pp


4 [0..4]
Leistungen
DC Anteil
P_oben
P_unten
P_rec
P_pec
GW.P_o
GW.P_u
GW.Pob,gw
GW.Pun,gw
P(U_ob) [W/kg]
P(U_un) [W/kg]
P_rec [W/kg]
P_pec [W/kg]
P(U_ob-gw) [W/kg]
P(U_un-gw) [W/kg]
P(U_ob_gw) [W/kg]
P(U_un_gw) [W/kg]
Y
dt
Einfach
Einfach
DC_ob [V]
DC_un [V]
T

.

Anhang D

Allgemeines zur Messkarte (DAQ, data acquisition devices):

Für die Messungen wurde nur die rechte Blockklemme benutzt (Abb. D1). Pro Blockklemme gibt es 16 Anschlussmöglichkeiten. Die Klemmen kann man mit vier mögliche Label – Varianten beschriften. Die dritte Variante wurde benutzt.

Für die Messung benützte Anschlüsse:

- + AI1 - : Spannung U_{oben}
- + AI2 - : Spannung U_{unten}
- AI GND: Erdung vom Modeltransformator und Stelltransformator
- + AI7 - : Messschleife für die Messung des Schenkelflusses ($\hat{B}$ = 1,7 T)

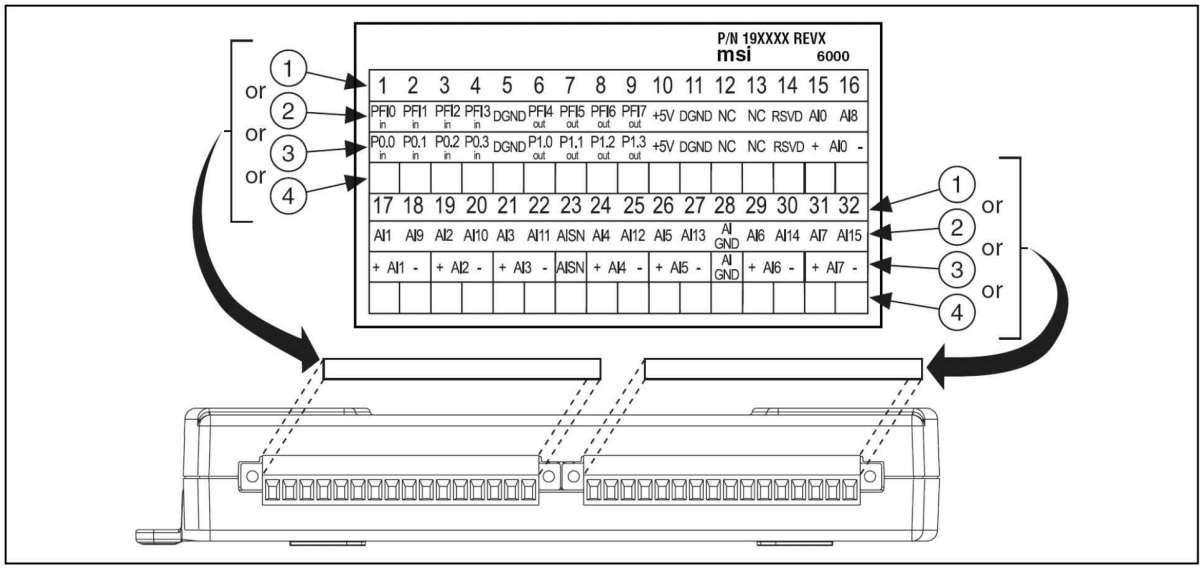


Abb. D.1 USB-621 x Signal Label

.

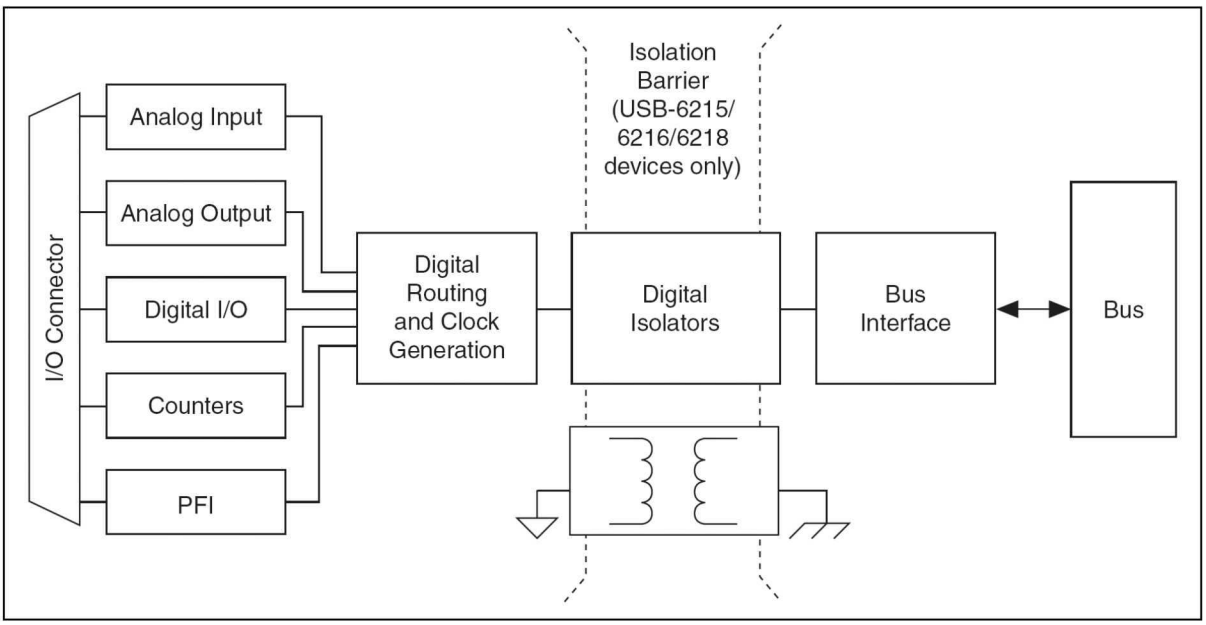


Abb. D2: USB-621 x Block Diagramm

DAQ-STC2

The DAQ-STC2 implements a high-performance digital engine for M Series data acquisition hardware. Some key features of this engine include the following:

- Flexible AI and AO sample and convert timing
- Many triggering modes
- Independent AI, AO, and CTR FIFOs
- Generation and routing of internal and external timing signals
- Two flexible 32-bit counter/timer modules with hardware gating
- Static DI, DO, and DIO signals
- USB Hi-Speed 2.0 interface
- Up to four USB Signal Streams for acquisition and generation functions

.

Analog Input:

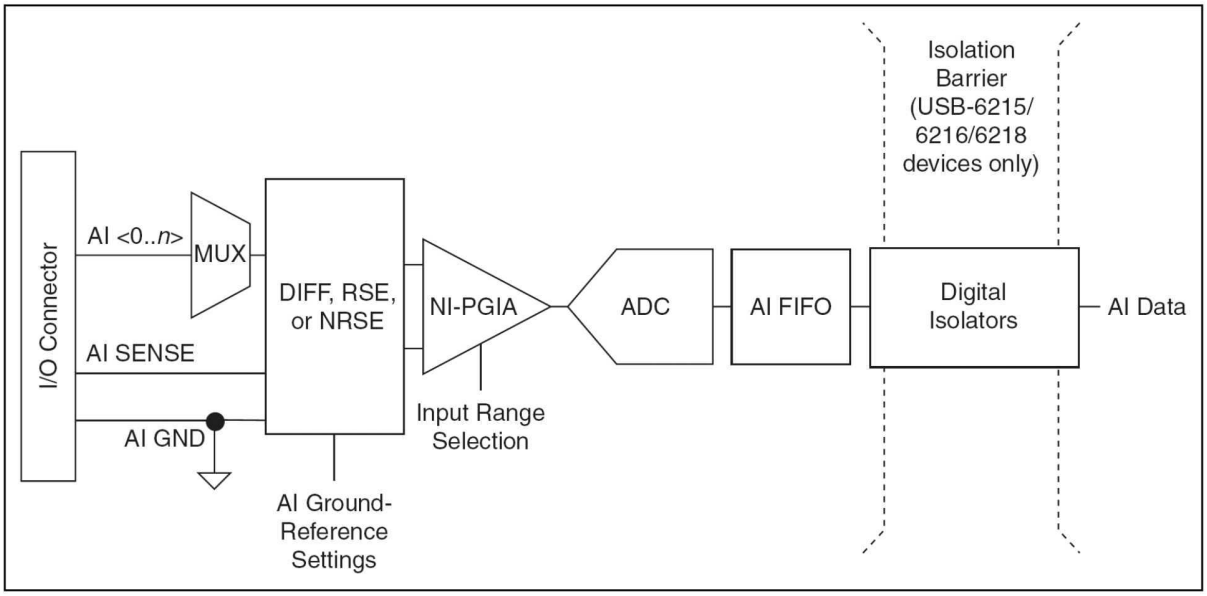


Abb. D.3: Analog Eingang - Schaltung

The main blocks featured in the USB-621*x* analog input circuitry are as follows:

- **I/O Connector**—You can connect analog input signals to the USB-621*x* device through the I/O connector. The proper way to connect analog input signals depends on the analog input ground-reference settings, described in the *Analog Input Ground-Reference Settings* section. Also refer to Appendix A, *Device-Specific Information*, for device I/O connector pinouts.
- **MUX**—Each USB-621*x* device has one analog-to-digital converter (ADC). The multiplexers (MUX) route one AI channel at a time to the ADC through the NI-PGIA.
- **AI Ground-Reference Settings**—The analog input ground-reference settings circuitry selects between differential, referenced single-ended, and non-referenced single-ended input modes. Each AI channel can use a different mode.
- **Instrumentation Amplifier (NI-PGIA)**—The NI programmable gain instrumentation amplifier (NI-PGIA) is a measurement and instrument class amplifier that minimizes settling times for all input ranges. The NI-PGIA can amplify or attenuate an AI signal to ensure that you use the maximum resolution of the ADC.

  USB-621*x* devices use the NI-PGIA to deliver high accuracy even when sampling multiple channels with small input ranges at fast rates. USB-621*x* devices can sample channels in any order at the maximum conversion rate, and you can individually program each channel in a sample with a different input range.

.

- **A/D Converter**—The analog-to-digital converter (ADC) digitizes the AI signal by converting the analog voltage into a digital number.
- **AI FIFO**—USB-621*x* devices can perform both single and multiple A/D conversions of a fixed or infinite number of samples. A large first-in-first-out (FIFO) buffer holds data during AI acquisitions to ensure that no data is lost. USB-621*x* devices can handle multiple A/D conversion operations with DMA, interrupts, or programmed I/O.
- **Isolation Barrier and Digital Isolators**—Refer to Chapter 11, *Isolation and Digital Isolators on USB-6215/6216/6218 Devices*, for more information.

Analog Input Range:

The input range affects the resolution of the USB-621*x* device for an AI channel. For example, a 16-bit ADC converts analog inputs into one of 65,536 (= 2^{16}) codes—that is, one of 65,536 possible digital values. So, for an input range of –10 V to 10 V, the voltage of each code of a 16-bit ADC is:

$$\frac{(10\text{ V} - (-10\text{ V}))}{2^{16}} = 305\ \mu\text{V}$$

USB-621*x* devices use a calibration method that requires some codes (typically about 5% of the codes) to lie outside of the specified range. This calibration method improves absolute accuracy, but it increases the nominal resolution of input ranges by about 5% over what the formula shown above would indicate.

Choose an input range that matches the expected input range of your signal. A large input range can accommodate a large signal variation, but reduces the voltage resolution. Choosing a smaller input range improves the voltage resolution, but may result in the input signal going out of range.

Input Range	Nominal Resolution Assuming 5% Over Range
–10 V to 10 V	320 µV
–5 V to 5 V	160 µV
–1 V to 1 V	32 µV
–200 mV to 200 mV	6.4 µV

Tab. D.1 Input Range für USB-621 x

.