

Einfluss der Eisensättigung in Kraftwerkstransformatoren auf die subtransienten Generatorströme

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dortmund genehmigte

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften

von
Dipl.-Ing. Zhijun Ye

Hauptreferent: Prof. Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Stefan Kulig
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. habil. Christian Rehtanz

Dortmund
2013

Tag der mündlichen Prüfung: 21.11.2013

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Mechatronik der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik an der Technischen Universität Dortmund.

Mein ganz spezieller Dank gebührt Herrn Prof. Kulig, der durch seine Betreuung und hilfreichen Anregungen wesentlich zum Gelingen der Arbeit beigetragen hat und es mir ferner ermöglicht hat, durch die Teilnahme an verschiedenen Konferenzen meinen wissenschaftlichen Horizont zu erweitern.

Herrn Prof. Rehtanz danke ich herzlich für die freundliche Übernahme des Korreferats sowie für seine hilfreichen Ratschläge, welche ebenfalls zum erfolgreichen Abschluss meiner Arbeit beigetragen haben.

Herrn Dr. Rosendahl von der Siemens AG in Mülheim an der Ruhr, Herrn Dr. Voss von der Siemens AG in Nürnberg und Herrn Schmitz von der ThyssenKrupp AG danke ich für die Bereitstellung von Daten und einen regen Gedankenaustausch.

Darüber hinaus gilt mein besonderer Dank den Mitarbeitern des Lehrstuhls, die mir jederzeit für Fragen und Diskussionen zur Verfügung gestanden haben.

Des Weiteren möchte ich mich an dieser Stelle bei meinen Eltern ganz herzlich bedanken, die mich auf meinem bisherigen Lebensweg stets unterstützt haben.

Zusammenfassung

Moderne Kraftwerke sind mit automatischen Synchronisationseinrichtungen ausgestattet. Daher gehört die Fehlsynchronisation zu den seltenen Störfällen. Bei Versagen der Automatik zählt sie jedoch zu den schwersten Störfällen. Sie kann zu schweren Schäden am Generator, an den Turbinen und am Blocktransformator führen, wodurch sehr hohe Ausfall- und Reparaturkosten entstehen.

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Einfluss der Sättigung von Kraftwerkstransformatoren auf die subtransienten Generatorströme und elektromagnetischen Luftspaltmomente in Folge der Fehlsynchronisation erforscht. Darüber hinaus wird untersucht, ob diese Größen durch den Einbauort des Leistungsschalters und durch die Sättigung des Eisenkerns des Blocktransformators wesentlich beeinflusst werden.

Dazu wird zunächst anhand eines kleinen 5 kVA-Einphasentransformators ein Vergleich zwischen Berechnung und Messung durchgeführt, um zu prüfen, ob das angewandte dreidimensionale FE-Feldberechnungsprogramm Flux ausreichend genaue Ergebnisse liefert. Sowohl für den Leerlauf als auch für den Kurzschlussversuch ergeben sich relativ kleine Abweichungen ($< 7\%$), sodass von einer guten Übereinstimmung ausgegangen werden kann.

Darauf aufbauend werden die Feldverläufe und die Änderungen der magnetischen Permeabilität im Eisenkern des ausgewählten Einphasentransformators analysiert, der im Vergleich zu den Mehrschenkel- und Mehrwicklungstransformatoren sehr einfach aufgebaut ist. Vorbereitend für die spätere Netzwerkanalyse wird die Abhängigkeit der Kurzschlussimpedanz von der angelegten Klemmenspannung bestimmt. Erwartungsgemäß nimmt wegen der Eisensättigung des Transformators die Kurzschlussimpedanz mit zunehmender Spannung ab.

Den Kern der Arbeit bildet die Untersuchung der transienten Ausgleichsströme im System Generator-Transformator-Netz bei Fehlsynchronisation mit einem Winkel von 120° bzw. 180° , wobei jeweils zwei Varianten für den Einbauort des Synchronisationsschalters (auf der Ober- oder Unterspannungsseite) betrachtet werden. Die Simulationen werden sowohl mit dem Netzprogramm Netprog als auch mit dem FE-Programm Flux durchgeführt. Die daraus folgenden Ergebnisse werden analysiert und miteinander verglichen. Für die Simulationen wird ein 320 MVA-Dreischenkeltransformator als Beispiel ausgewählt. Die hierbei erhaltenen Ergebnisse zeigen, dass das Sättigungsverhalten von Dreiphasentransformatoren mittels einfacher numerisch-analytischer Ansätze, wie sie häufig in den Netzprogrammen verwendet werden, aufgrund der magnetischen Kopplungen der Wicklungen und der

ungleichmäßigen Materialsättigung des Eisenkerns nicht richtig wiedergegeben werden kann. Anders als erwartet zeigen die Vergleiche, dass bei Annahme einer konstanten Permeabilität beide Programme vergleichbare Ergebnisse liefern.

Eine weitere wichtige Erkenntnis aus dieser Arbeit ist, dass bei der Synchronisation auf der US-Seite nur geringfügig höhere Generatorströme entstehen als bei der Synchronisation auf der OS-Seite. Somit wurde die von Experten aufgestellte These *„Man erreicht eine merkbare Reduzierung der maximalen Ströme und elektromagnetischen Luftspaltemente, wenn der Synchronisationsschalter auf der OS-Seite eingebaut wird“* in dieser Arbeit nicht bestätigt.

Inhaltsverzeichnis

VORWORT	III
ZUSAMMENFASSUNG	V
INHALTSVERZEICHNIS	VII
FORMELZEICHEN- UND ABKÜRZUNGSVERZEICHNIS	XI
KAPITEL 1 EINLEITUNG	1
1.1. MOTIVATION	7
1.2. STAND DER FORSCHUNG	8
1.3. AUFGABENSTELLUNG	12
1.4. AUFBAU DER ARBEIT	13
KAPITEL 2 NUMERISCHE BERECHNUNG DER ELEKTROMAGNETISCHEN FELDER	15
2.1. METHODE DER FINITEN ELEMENTE	15
2.2. DAS SOFTWAREPAKET FLUX 3D	21
KAPITEL 3 BETRIEBSEIGENSCHAFTEN EINES EINPHASENTRANSFORMATORS AUF BASIS DES ERSATZSCHALTBILDES	23
3.1. WIRKUNGSWEISE DES IDEALEN TRANSFORMATORS	24
3.2. SPANNUNGSGLEICHUNGEN DES TRANSFORMATORS	25
3.2.1. Ersatzschaltbild für transiente Vorgänge	25
3.2.2. Ersatzschaltbild für stationäre Vorgänge	28
3.3. AUSWIRKUNG DER SÄTTIGUNG	29
3.3.1. Der Magnetisierungsstrom des Transformators	29
3.3.2. Magnetischer Streufluss bei Sättigung.....	30
3.4. DER STROMSTOß BEIM EINSCHALTEN EINES TRANSFORMATORS	32
3.5. DER STROMSTOß BEI FEHLSYNCHRONISATION	35
3.5.1. Synchronisation mit dem Leistungsschalter auf der US-Seite	35
3.5.2. Synchronisation mit dem Leistungsschalter auf der OS-Seite	39
KAPITEL 4 BETRIEBSEIGENSCHAFTEN EINES EINPHASENTRANSFORMATORS AUF BASIS EINER FE-SIMULATION	41
4.1. DER BETRACHTETE BEISPIEL-EINPHASENTRANSFORMATOR	41
4.2. FINITE-ELEMENTE-MODELL DES TRANSFORMATORS	42
4.3. VERIFIZIERUNG DER FE-ERGEBNISSE DURCH MESSUNG AN EINEM REALEN TRANSFORMATOR	43
4.3.1. Stationäre Betriebszustände	43
4.3.1.1. Leerlauf	43
4.3.1.2. Stationärer Kurzschluss.....	45
4.3.1.3. Nennbetrieb.....	46
4.3.2. Stoßkurzschluss	46
4.3.3. Einfluss der Sättigung bei Stoßkurzschluss	48
4.3.4. Fehlsynchronisation mit dem Netz	50
4.3.4.1. Modifiziertes Finite-Elemente-Modell des Transformators	50

4.3.4.2.	Fehlsynchronisation auf der Netzseite	51
4.3.4.3.	Fehlsynchronisation auf der Generatorseite	52
4.3.4.4.	Auswertung der Ergebnisse zur Fehlsynchronisation	54
KAPITEL 5	AUFBAU UND VERSCHALTUNG EINES DREIPHASENTRANSFORMATORS	57
5.1.	AUFBAU EINES DREIPHASENTRANSFORMATORS	57
5.1.1.	Eisenkern	57
5.1.2.	Wicklungen des Transformators	61
5.1.3.	Kühlung	63
5.2.	SCHALTUNGEN VON DREHSTROMTRANSFORMATOREN	65
5.2.1.	Schaltarten der Wicklungsstränge	66
5.2.2.	Schaltgruppen	66
5.3.	PARALLELBETRIEB VON TRANSFORMATOREN	67
5.4.	ERSATZSCHALTBILD EINES DREIPHASENTRANSFORMATORS	68
5.4.1.	Spannungsgleichungen	68
KAPITEL 6	BETRIEBSVERHALTEN EINES DREIPHASENTRANSFORMATORS	79
6.1.	AUFBAU DES UNTERSUCHTEN DREIPHASENTRANSFORMATORS	79
6.2.	FINITE-ELEMENTE-MODELL	80
6.3.	VERHALTEN IM STATIONÄREN ZUSTAND, HARMONISCHE BERECHNUNG	82
6.3.1.	Leerlauf	83
6.3.2.	Dreipoliger Dauerkurzschluss	86
6.3.3.	Nennbetrieb	90
KAPITEL 7	AUSGLEICHSVORGÄNGE BEIM STOßKURZSCHLUSS	93
7.1.	BESCHREIBUNG DER VORGÄNGE	93
7.1.1.	Kurzschlussströme	93
7.2.	RELATIVE PERMEABILITÄT IM EISENKERN	94
KAPITEL 8	AUSGLEICHSVORGÄNGE BEI FEHLSYNCHRONISATION VON KRAFTWERKSGENERATOREN	99
8.1.	TRANSIENTE SPANNUNGEN, STRÖME UND ELEKTROMAGNETISCHE GENERATORMOMENTE ..	99
8.2.	ANBINDUNG DES GENERATORS AN DAS ENERGIEÜBERTRAGUNGSNETZ	100
KAPITEL 9	SIMULATION DER TRANSIENTEN VORGÄNGE MIT HILFE DES PROGRAMMS NETPROG	103
9.1.	CHARAKTERISTIK DES PROGRAMMS NETPROG	103
9.2.	SIMULATION MIT NETPROG	103
9.2.1.	Fehlsynchronisation auf der Oberspannungsseite des Transformators	104
KAPITEL 10	SIMULATION DER TRANSIENTEN VORGÄNGE MIT HILFE DES 3-D FE- PROGRAMMS FLUX	109
10.1.	FS-SCHALTER AUF DER OBERSPANNUNGSSEITE	109
10.1.1.	Strangstrom	109
10.1.2.	Verketteter Fluss	110
10.1.3.	Magnetische Flussdichte	112
10.1.4.	Relative Permeabilität	113
10.2.	FS-SCHALTER AUF DER UNTERSCHWUNGSSEITE	114
10.2.1.	Strangstrom	114
10.2.2.	Verketteter Fluss	115

10.2.3. Magnetische Flussdichte.....	115
10.2.4. Relative Permeabilität.....	116
10.3. VERGLEICH DER ZEITVERLÄUFE BEI FEHLSYNCHRONISATION AUF DER GENERATOR- UND NETZSEITE	116
10.3.1. Generator- und Netzströme.....	117
10.3.2. Magnetischer Fluss und Flussdichte	118
10.3.3. Relative Permeabilität.....	119
10.4. EINFLUSS DER SÄTTIGUNG	119
KAPITEL 11 BEURTEILUNG DER ERGEBNISSE VON NETPROG UND FLUX 3D	123
11.1. VERGLEICH ZWISCHEN NETPROG UND FLUX 3D	123
11.2. BEURTEILUNG DER ERGEBNISSE.....	124
KAPITEL 12 FAZIT UND AUSBLICK.....	127
ANHANG A. UNTERSUCHTER 325 MVA BEISPIEL-TRANSFORMATOR	129
ANHANG B. UNTERSUCHTER 320 MVA BEISPIEL-GENERATOR.....	130
ANHANG C. FS_180_OS_B-H.....	131
ANHANG D. FS_180_US_B-H.....	132
ANHANG E. FS_180_OS_KONST.....	133
ANHANG F. FS_180_US_KONST.....	134
LITERATURVERZEICHNIS	135
LEBENS LAUF	141

Formelzeichen- und Abkürzungsverzeichnis¹

FS	Fehlsynchronisation
R, S, T	Bezeichnung für die Stränge des Drehstromsystems
I''_K	Kurzschlussströme
<i>OS- und US-Seite</i>	Ober- und Unterspannungsseite
Φ, I_μ	magnetischer Fluss, Magnetisierungsstrom
<i>EMTP</i>	Electromagnetic Transients Program
<i>FE, FEM, BEM</i>	Finite Elemente, Finite-Elemente-Methode, Boundary Element Methode
W	Feldenergiedichte
ε	Dielektrizitätszahl
E	elektrische Feldstärke
V	magnetisches Vektorpotential
v	Volumen
x, y, z	Ortskoordinate
A	Fläche
$L(x, y)$	Ansatzfunktion
$\Phi_h, \Phi_{1\sigma}, \Phi_{2\sigma}$	Hauptfluss, Streufluss auf Primär- und Sekundärseite
$R_1, R_2, X_{1\sigma}, X_{2\sigma}$	Widerstand und Blindwiderstand der Primär- und Sekundärwicklung
$\psi_{1\sigma}, \psi_{2\sigma}, L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$	Streuflussverkettung und -induktivität der Primär- und Sekundärwicklung
μ	Permeabilität des Materials
γ	elektrische Leitfähigkeit des Materials
ρ	spezifischer Widerstand des Materials
t, f, ω	Zeit, Frequenz und Kreisfrequenz
u_{i1}, u_{i2}	induzierte Spannung auf der Primär- und Sekundärseite
ψ_1, ψ_2	Flussverkettung der Primär- und Sekundärwicklung
w_1, w_2	Windungszahl der Primär- und Sekundärwicklung
\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis
u_1, u_2, i_1, i_2	Primär- und Sekundärspannung, Primär- und Sekundärstrom
$L_1, L_2, M_{12}, M_{21}, M$	Eigen- und Koppelinduktivität

¹ Sortiert nach Reihenfolge des Auftretens im Text

Φ_1, Φ_2	primärer und sekundärer verketteter Fluss
Λ_h, L_h	magnetische Leitfähigkeit, Koppelinduktivität
u'_2, i'_2	transformierte sekundäre Spannung und Strom
$R'_2, X'_{2\sigma}$	transformierter sekundärer Wirk- und Blindwiderstand
$L'_{2\sigma}$	transformierte sekundäre Streuinduktivität
R_{Fe}, X_h	Wirkwiderstand und Hauptreaktanz des Transformators
B, H	magnetische Flussdichte und Feldstärke
I_h	Magnetisierungsstrom
$\psi_{\sigma 1}^{Lin}, \psi_{\sigma 1}^{Nlin}$	magnetischer Streufluss durch Isolation und Eisenkern
$L_{\sigma 1}^{Lin}, L_{\sigma 1}^{Nlin}$	Streuinduktivität durch Isolation und Eisenkern
α	Phase der Spannung
Φ_{1sin}, Φ_{1gl}	Wechsel- und Gleichanteil des magnetischen Flusses
U_{Gens}, U_{Netz}	Spannung des Generators und des Netzes
x''_d, x''_{Netz}	subtransiente Generator- und Netzreaktanz
β	Fehlwinkel
w	Windungszahl der Primär- und Sekundärwicklung
t_0, T	Zeitpunkt der Synchronisation, Periodendauer
$\Phi_{\mu}(t_0)$	remanenter Magnetismus
i_{1max}, i_{2max}	maximale Generator- und Netzströme
i_{hmax}	maximaler Magnetisierungsstrom
Z_{Last}	Last
U_{1N}, I_{1N}	Nennspannung und Nennstrom der Primärseite
f	beliebige mathematische Funktion
I_1, U_1	Strom, Spannung der Primärseite
I_2, U_2	Strom, Spannung der Sekundärseite
U_K, I_{1kmax}	Kurzschlussspannung, maximaler Kurzschlussstrom
Z_{kmax}	maximale Kurzschlussimpedanz des Transformators
AN, AF	Selbstkühlung, Fremdlüftung
$ONAN$	Selbstkühlung mit Ölumwälzung
$ONAF$	Fremdlüftung mit Ölumwälzung
$OFWF$	Wasserkühlung mit Ölumwälzung
u_{1R}, u_{1S}, u_{1T}	Spannung auf der Unterspannungsseite
i_{1R}, i_{1S}, i_{1T}	Strom auf der Unterspannungsseite
u_{2R}, u_{2S}, u_{2T}	Spannung auf der Oberspannungsseite
i_{2R}, i_{2S}, i_{2T}	Strom auf der Oberspannungsseite

$u'_{2R}, u'_{2S}, u'_{2T}$	transformierte Spannung auf der Oberspannungsseite
$i'_{2R}, i'_{2S}, i'_{2T}$	transformierter Strom auf der Oberspannungsseite
u^0, u^+, u^-	Spannung der nullten, mitlaufenden und gegenlaufenden Komponente
i^0, i^+, i^-	Strom der nullten, mitlaufenden und gegenlaufenden Komponente
$\underline{U}_R, \underline{U}_S, \underline{U}_T$	Spannungsquelle
$\underline{Z}_{RS}, \underline{Z}_{SS}, \underline{Z}_{TS}, \underline{Z}_S$	Impedanz des Netzes
$\underline{U}_{RS}, \underline{U}_{SS}, \underline{U}_{TS}$	Spannung des Netzes
$\underline{I}_R, \underline{I}_S, \underline{I}_T, \underline{I}_{RS}, \underline{I}_{SS}, \underline{I}_{TS}$	Phasen- und Netzstrom
$\underline{Z}_0, \underline{Z}_{01}, \underline{Z}_{S1}, \underline{Z}_1, \underline{Z}_h, \underline{Z}_h^0$	Impedanz
$\underline{Z}'_2, \underline{Z}'_{02}, \underline{Z}'_s$	transformierte Impedanz
$\underline{U}_1^0, \underline{U}_2^0$	Spannung der nullten Komponente
$\underline{U}_1^+, \underline{U}_2^{++}$	Spannung der mitlaufenden Komponente
$\underline{U}_1^-, \underline{U}_2^{--}$	Spannung der gegenlaufenden Komponente
USW	Unterspannungswicklung
OSW	Oberspannungswicklung
\vec{A}	Gradient des Vektorpotentials
L_R, L_S, L_T	subtransiente Induktivität im Flux-Simulationsmodell
R_{1R}, R_{1S}, R_{1T}	Widerstände der Unterspannungswicklung im Flux-Simulationsmodell
R_{2R}, R_{2S}, R_{2T}	Widerstände der Oberspannungswicklung im Flux-Simulationsmodell
R_{LR}, R_{LS}, R_{LT}	Widerstand der Nennlast im Flux-Simulationsmodell
L_{LR}, L_{LS}, L_{LT}	Induktivität der Nennlast im Flux-Simulationsmodell
R_R, R_S, R_T	Innenwiderstand von Spannungsquellen im Flux-Simulationsmodell
R_{GR}, R_{GS}, R_{GT}	Messwiderstand auf der Generatorseite im Flux-Simulationsmodell
R_{NR}, R_{NS}, R_{NT}	Messwiderstand auf der Netzseite im FLUX-Simulationsmodell
S_R, S_S, S_T	Kurzschlusschalter im Flux-Simulationsmodell
S_1, S_2	Scheinleistung auf der Unter- und Oberspannungsseite
$\Delta P, \Delta Q$	Wirkleistung- und Blindleistungsverluste
$I_{kmax,R}$	maximaler Kurzschlussstrom bei der Phase R
U_{GR}, I_{GR}	Spannung und Strom des Generators bei der Phase R
$I_{f,G}, \delta_G, S_G$	Erregerstrom, Polradwinkel, Schlupf des Generators
$M_{el,G}, M_{mech,G}$	elektrisches und mechanisches Moment des Generators
i_{GR}, i_{GS}, i_{GT}	Strom auf der Generatorseite
i_{NR}, i_{NS}, i_{NT}	Strom auf der Netzseite
$\Psi_{F1,Z}, \Psi_{F2,Z}, \Psi_{F3,Z}, \Psi_{Fres}$	verketteter Fluss
$\Psi_{F4,X}, \Psi_{F5,X}, \Psi_{F6,X}, \Psi_{F7,X}$	verketteter Fluss

ψ_{σ}	Streuflussverkettung
$B_{P1,Z}, B_{P2,Z}, B_{P3,Z}, B_{Pres}$	Flussdichte
$\mu_{r,P1}, \mu_{r,P2}, \mu_{r,P3}$	relative Permeabilität

Kapitel 1 Einleitung

Ein Transformator ist eine elektrische Anlage, die nach dem Induktionsgesetz in einem großen Leistungsspektrum eine primärseitig anliegende Wechselspannung in eine sekundärseitige Spannung mit gleicher Frequenz und veränderter Amplitude wandelt. In der elektrischen Energieversorgung gehören Transformatoren zu den wichtigsten Betriebsmitteln. Sie ermöglichen eine wirtschaftliche Übertragung, flexible Verteilung und sichere Anwendung von elektrischer Energie.

Am 29. August 1831 hat Michael Faraday die elektromagnetische Induktion durch ein Experiment entdeckt, dessen Aufbau nach Abbildung 1.1 aus einer Eisenstange, einer Kupferwindung, einer Batterie, einem Schalter und einem Galvanometer bestand. Der Aufbau des Experimentes ist die erste Form eines Transformators. Am 24. November 1831 hat Faraday sein Experiment bei der Royal Society gemeldet. Dadurch ging er als Entdecker der elektromagnetischen Induktion in die Geschichte der Elektrotechnik ein.

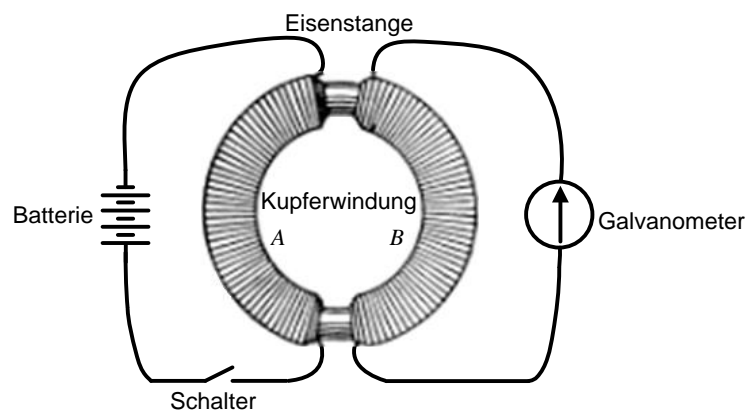


Abbildung 1.1: Schema des Experimentes von Faraday

Im August 1830 hat Henry ein Experiment (nach Abbildung 1.2) durchgeführt, dessen Versuchsaufbau dem modernen Transformator sehr ähnlich ist. Bei Öffnung des Schalters schlug der Zeiger des Galvanometers aus, beim Schließen des Schalters bewegte sich der Zeiger des Galvanometers in die entgegengesetzte Richtung und es entstand ein Lichtbogen in der Windung B. Als die Windungszahl verändert wurde, änderte sich die Stromstärke. Henry hat seine Entdeckung erst im Jahr 1832 in „The Journal of Science“ veröffentlicht. Aber zuvor hat Faraday schon die Erscheinung der elektromagnetischen Induktion öffentlich bekannt gegeben.

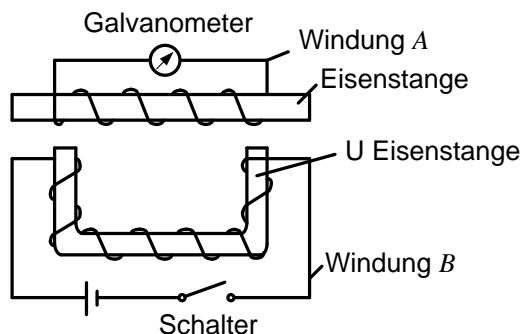


Abbildung 1.2: Schema des Experimentes von Henry

Im Jahr 1835 hat der amerikanische Physiker C. J. Page die sogenannte „Induktionswicklung“ (nach Abbildung 1.3) entwickelt, die den ersten Spartransformator der Welt darstellt. Auf der Sekundärseite wurde eine Vakuumröhre angeschlossen, in der ein Lichtbogen infolge der induzierten elektromotorischen Kraft von 4,5 Zoll Länge erzeugt wurde.

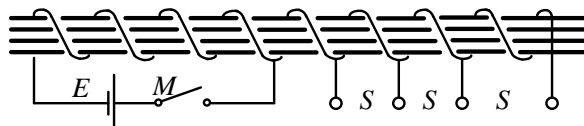


Abbildung 1.3 Schema der Induktionswicklung von C. J. Page

Im Jahr 1868 hat der britische Physiker W. R. Grove an der Primärseite der Induktionswicklung die Wechselspannung V angelegt, sodass Wechselspannungen verschiedener Höhe auf der Sekundärseite induziert wurden (Abbildung 1.4). Deshalb war die Induktionswicklung der erste Wechselstromtransformator der Welt.

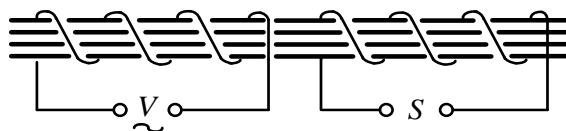


Abbildung 1.4: Schema der Induktionswicklung von W. R. Grove

Seit den 80er Jahren des 19. Jahrhunderts wurde der Wechselstrom im großen Umfang in der Praxis angewandt. Am 13. September 1882 haben Lucien Gaulard und John Gibbs in England das Patent für die erste Induktionswicklung für das Versorgungssystem beantragt (No. 4362). Sie bezeichneten die Induktionswicklung als „Secondary generator“. Am 7. Oktober 1882 haben sie in London den ersten Transformator (3000 V/100 V) vorgestellt.

Zwar wurde der Transformator von Gaulard und Gibbs in der Praxis angewandt, aber er wies einige Mängel auf (z. B. offener Eisenkern und Serienschaltung aller Windungen auf der Primärseite). Am 2. Januar 1885 haben Károly Zipernowsky und Miksa Déri in Österreich das Patent für den ersten parallelbetriebenen Transformator beantragt. Die neue Konstruktion beseitigte die Mängel, die ein bis dahin bekannter

Spartransformator hatte. Abbildung 1.5 zeigt ihren Kerntransformator, der eine Leistung von 3000 W übertrug und ein Übersetzungsverhältnis von 1:2 oder 1:4 aufwies.



Abbildung 1.5: Transformator von Zipernowsky, Déry und Bláthy (1885)

Am 20. März 1886 wurde die erste AC-Übertragungsleitung in Great Barrington gebaut und in Betrieb genommen. Die 500-V-Wechselspannung des Generators wurde durch den Transformator auf 3000 V hochtransformiert und an den Anschlussstellen auf 100 V umgewandelt.

Am 24. August 1891 wurde der erste Drehstromtransformator als Umspanner für die Fernübertragung elektrischer Energie von Lauffen am Neckar zum 175 km entfernten Frankfurt am Main benutzt [52].

Kraftwerkstransformatoren spielen bei der Übertragung und Verteilung der elektrischen Energie eine erhebliche Rolle. In elektrischen Energieversorgungsnetzen stellt der Transformator ein wichtiges Bindeglied zwischen Generator und Netz sowie zwischen Netzteilen verschiedener Betriebsspannungen dar. In der Regel erzeugen Kraftwerksgeneratoren Spannungen von 6 bis 27 kV. Weil die Leitungen einen elektrischen Widerstand haben, muss die Spannung durch Kraftwerkstransformatoren hochtransformiert werden, um einen möglichst verlustarmen Transport des Stromes zu gewährleisten. In Deutschland werden die Spannungen in vier Ebenen aufgeteilt [53]:

1. Höchstspannungsnetz (220/380 kV)
2. Hochspannungsnetz (110 kV)
3. Mittelspannungsnetz (5-40 kV)
4. Niederspannungsnetz (400/230 V)

Das Höchstspannungsnetz ist das Übertragungsnetz, durch das der elektrische Strom von Kern-, Kohle-, Wasserkraftwerken und Windkraftanlagen zu den Transformatoren, die nah an den Lastschwerpunkten liegen, transportiert wird. Auf der Höchstspannungsebene sind die Stromleitungen über Kuppelleitungen an das internationale Stromaustauschnetz angeschlossen.

Das Hochspannungsnetz wird über Umspannstationen und Transformatoren aus dem Höchstspannungsnetz versorgt. Das Hochspannungsnetz erschließt verschiedene Landesregionen, Ballungszentren und große Industriebetriebe.

Das Mittelspannungsnetz nimmt den im Umspannwerk durch die Transformatoren heruntertransformierten Strom aus dem Hochspannungsnetz auf. Typische Mittelspannungen liegen zwischen 10 und 20 kV. Das Mittelspannungsnetz dient zur Versorgung der Transformatorstationen des Niederspannungsnetzes oder öffentlichen Einrichtungen wie zum Beispiel Behörden, Schulen und kleine Industrie- und Gewerbebetriebe.

Das Niederspannungsnetz, das durch Transformatoren aus dem übergeordneten Mittelspannungsnetz gespeist wird, übernimmt die Endverteilung der elektrischen Energie. Das Niederspannungsnetz versorgt individuelle Haushalte, kleine Industriebetriebe sowie Gewerbe- und Verwaltungsgebäude. Im städtischen Bereich verwendet man im Wesentlichen Erdkabel als Niederspannungsleitung während auf dem Land auch Freileitungen verwendet werden.

Abbildung 1.6 zeigt beispielhaft die Stromübertragung vom Kraftwerk bis zum Verbraucher in Deutschland. Durch die Stromnetze ergeben sich folgende Vorteile [54]:

1. Stabileres Energieübertragungssystem aufgrund der Kompensation der Über- und Unterkapazitäten
2. Bessere kurzfristige Ausregelung der Lastschwankungen durch Leistungsaustausch im Umspannwerk im Vergleich zur ausschließlichen Regelung durch Kraftwerke
3. Steigerung der Betriebszuverlässigkeit des Netzes

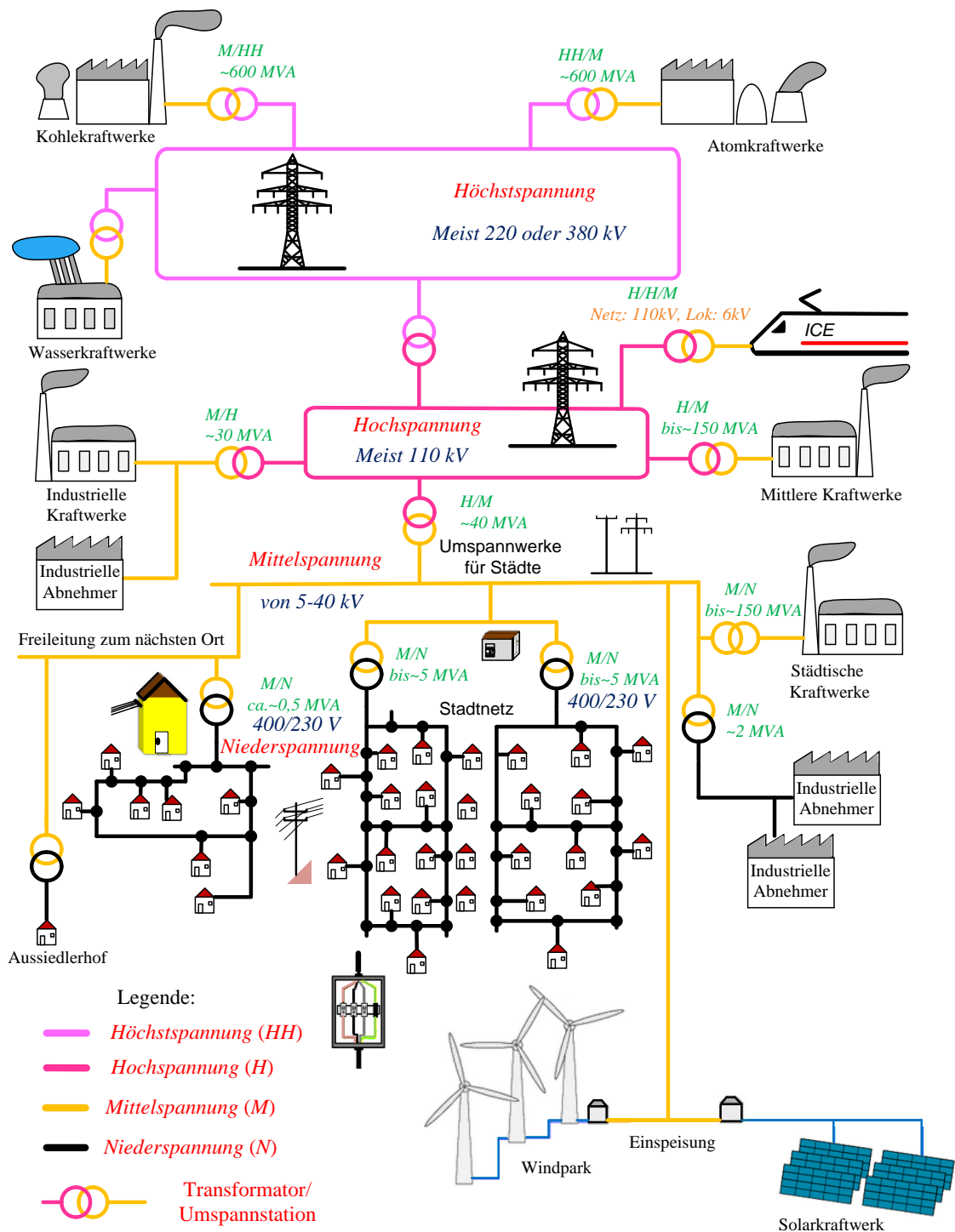


Abbildung 1.6: Schematische Darstellung der Stromübertragung vom Kraftwerk zum Verbraucher [54]

Darüber hinaus hat der Transformator im Falle von Netzstörfällen die wichtige Eigenschaft, dass die Maschinenströme und die daraus resultierenden Belastungen (z. B. auf das Fundament, die Wicklung, den Wickelkopf und die Torsionsbeanspruchungen des Wellenstrangs) im Falle eines Kurzschlusses oder anderer Fehler im Netz (z. B. Fehlsynchronisation) begrenzt werden.

Einige Beispiele dieser möglichen Störfälle im Netz sind

1. der dreipolige Kurzschluss mit und ohne Erdberührung,
2. der zweipolige Kurzschluss mit und ohne Erdberührung,
3. der einpolige Erdschluss,
4. die Fehlsynchronisation (FS) mit großem Fehlwinkel.

Beim Netzfehler spielt der dreipolige Kurzschluss eine wichtige Rolle, da hierbei die Kurzschlussströme von möglichen Netzfehlern am größten sind. Das führt dazu, dass die elektrischen Anlagen in diesem Fehlerfall den stärksten mechanischen und thermischen Beanspruchungen ausgesetzt sind. In Abbildung 1.7 a ist der dreipolige Kurzschluss mit und ohne Erdberührung dargestellt. Hierbei handelt es sich um einen symmetrischen Fehler und wird durch eine leitende Verbindung zwischen allen drei Leitern gegen Erde oder zwischen den Leitern untereinander verursacht. Wegen der Symmetrie kann der dreipolige Kurzschlussstrom mit dem einphasigen Ersatzschaltbild berechnet werden [38].

Weil die ein- und zweipoligen Fehler häufiger als die dreipoligen auftreten, müssen diese bei der Auslegung von Kraftwerkskomponenten ebenfalls beachtet werden. Der ein- und zweipolige Kurzschluss mit und ohne Erdberührung gehört zu der Klasse der asymmetrischen Fehler. Der zweipolige Kurzschluss wird durch eine leitende Verbindung der zwei betroffenen Phasen und unter Umständen noch zusätzlich durch eine leitende Verbindung zur Erde hervorgerufen (Abbildung 1.7 b). Bei einem einpoligen Kurzschluss entsteht eine leitende Verbindung zwischen einer Phase und der Erde (Abbildung 1.7 c).

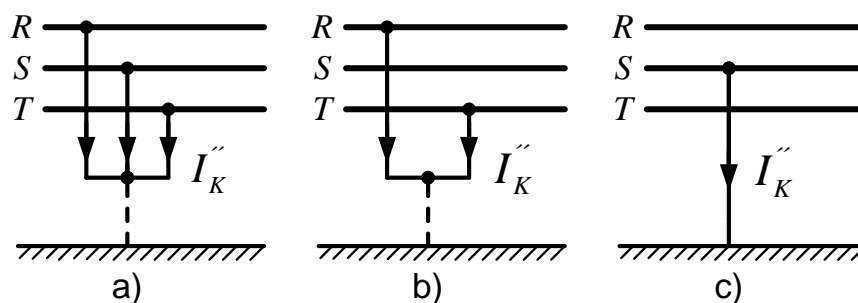


Abbildung 1.7: Fehlerarten und Kurzschlussströme

Noch größere Ströme als bei einem Kurzschluss können bei der Fehlsynchronisation mit großem Fehlwinkel auftreten. Um kleine Fehlwinkel und kleine Schlupfwerte beim Zuschalten des Generators an das Netz zu gewährleisten, verfügen die großen Kraftwerke über automatische Synchronisationseinrichtungen. Bei Versagen der Automatik kann es zu einer Fehlsynchronisation kommen, was zu sehr hohen elektrischen Momenten führt. Bei kleineren Kraftwerken wird die Synchronisation zwischen Generator und Netz manuell durchgeführt, was eine Fehlsynchronisation durch falsche Bedienung zur Folge haben kann [15].

1.1. Motivation

Die Turbogeneratoren mit großer Leistung sind sehr stark ausgenutzt, was in der Regel zur Folge hat, dass bei diesen Maschinen die Beanspruchungen dicht an den zulässigen Grenzen liegen.

Die transienten Ströme in einem Generator am Netz bestimmen die Höhe des elektromagnetischen Moments im Luftspalt des Generators. Somit beeinflussen sie auch direkt die Torsionsmomente und Beanspruchungen in den Wellen und Kuppungen. Die Berechnung der Ströme, des elektrischen Moments im Luftspalt sowie der Beanspruchungen wird in der Regel für ein System aus Netz, Transformator, Generator und Wellenstrang einschließlich notwendiger Regler durchgeführt.

Bei der Auslegung der größten Maschinen werden unterschiedliche Störfälle betrachtet. Die höchsten mechanischen Beanspruchungen ergeben sich bei Fehlsynchronisation mit 100° bis 120° und bei kraftwerksnahen Kurzschlüssen mit wiederkehrender Spannung.

Bei der bisherigen Auslegung von großen Maschinen wird angenommen, dass die Kurzschlussreaktanz des Transformators konstant ist.

Die derzeitige Praxis wird durch einige Experten in Frage gestellt, welche postulieren, dass die maximalen Ströme im Generator bei Fehlsynchronisation stark unterschiedlich sind und zwar abhängig davon, ob auf der Oberspannungsseite (OS-Seite) oder aber auf der Unterspannungsseite (US-Seite) des Transformators mit dem Netz synchronisiert wird. Die Ergebnisse der bisher vorgestellten analytischen Berechnungen, bei denen notwendigerweise eine Vielzahl von vereinfachenden Annahmen getroffen werden musste, haben ergeben, dass bei der Synchronisation auf der US-Seite zwischen 10 % und 15 % höhere Ströme zu erwarten sind, als bei der Synchronisation auf der OS-Seite.

Die Überprüfung dieses Postulats erfolgte mit einem Netz-Maschine-Programm, in dem ein einfaches Modell der Sättigung der Transformatorhauptreaktanz mittels einer Kennlinie (Abbildung 1.8) integriert wurde.

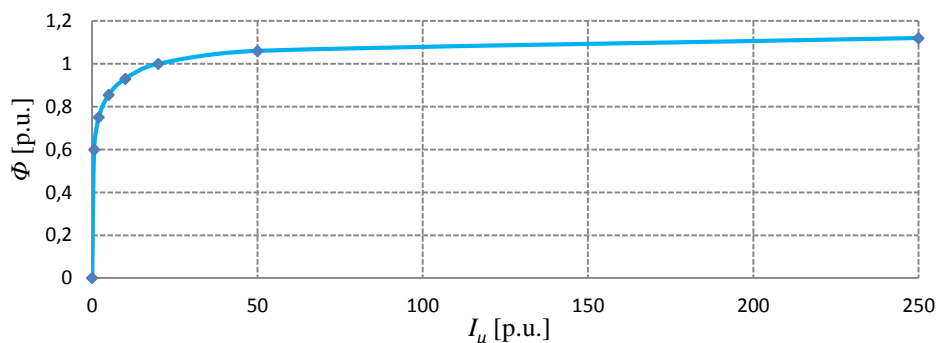


Abbildung 1.8: Abhängigkeit zwischen dem magnetischen Fluss und dem Magnetisierungsstrom

Wenn dieses Ergebnis tatsächlich stimmt, hätte dies große Auswirkungen auf den Netzbetrieb der vorhandenen Kraftwerke und auf die konstruktive Gestaltung zukünftiger Generatoren. Die hoch ausgenutzten Anlagen, welche sich derzeit im Betrieb befinden, würden im Fall einer Synchronisation mit großem Fehlwinkel auf der US-Seite beschädigt oder gar zerstört werden.

Daher ist es sehr wichtig, in einer ausführlichen Untersuchung die Auswirkung des Einbauortes und der Sättigung der Transformatoren bei transienten Vorgängen auf die Höhe der Ausgleichsströme und elektromagnetischen Momente zu untersuchen. Dies ist das Forschungsthema dieser Arbeit.

1.2. Stand der Forschung

Auch wenn seit langem ein großes Interesse an dem Einfluss der Sättigung der Kraftwerkstransformatoren auf die Höhe der maximalen Ströme während der Netzfehler besteht, lassen sich in der Literatur nur wenige in der Technik anwendbare und hinreichend genaue Berechnungsverfahren zur Ermittlung der repräsentativen Kurzschlussimpedanz finden. Im Allgemeinen werden die Kurzschlussimpedanzen des Kraftwerkstransformators bei der Netzwerkberechnung für verschiedene Betriebszustände als konstant betrachtet.

Li, Huang, Xie und Hu beschreiben ein Verfahren zur Ermittlung der Streuinduktivitätsänderung eines einphasigen Leistungstransformators im Fall einer Netzstörung [30]. Hierbei berücksichtigen sie die durch die hohen Ströme und Kräfte verursachte Wicklungsdeformation. Mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode werden der Eisenkern und die Wicklung des Transformators mit der Software ANSYS modelliert. Aus der ermittelten Feldenergie und dem Strom wird die Streuinduktivität des Transformators bestimmt. Die Streuinduktivität wird für die unterschiedliche Gestaltung und Position der Wicklung ermittelt, wobei die Deformation der Wicklung berücksichtigt wird. Allerdings wird von der Annahme ausgegangen, dass die Streuinduktivität des Transformators unabhängig von der Sättigung des Eisenkerns ist. Dies stellt eine starke Vereinfachung dar und verfälscht damit deutlich das Ergebnis der ermittelten Kurzschlussimpedanz. Hiermit ist zu erklären, dass der durchgeführte Vergleich zwischen den berechneten und experimentell gewonnenen Streuinduktivitäten relativ große Abweichungen zeigt.

Li stellt ein weiteres numerisches Verfahren zur Berechnung der Kurzschlussimpedanz des Transformators vor [31]. Dieser wird mit dem Programm Ansoft Maxwell 3D simuliert und die Streuinduktivität nach der Energiemethode bestimmt. Um die Rechenzeit zu verkürzen und Speicherplatz zu sparen wird der Dreiphasentransformator vereinfacht als Einphasentransformator dargestellt. Die Wirbelströme in der Wicklung sowie der Einfluss des Gehäuses auf die magnetischen Streufelder werden vernachlässigt. Die relative Permeabilität des Eisenkerns wird nur als fester Wert an-

gegeben. Obwohl das Transformatormodell sehr stark vereinfacht wurde, liegt die Abweichung zwischen der simulierten und gemessenen Kurzschlussimpedanz unter 2 %.

Eine ähnliche Vorgehensweise bei der Bestimmung der Kurzschlussimpedanz des Transformators wurde von Qiu, Lin, Zhu, Jin und Xu gewählt [37]. Die 2-D-Feldberechnungen werden mit der Matlab-PDE-Toolbox durchgeführt. Die Ermittlung der Induktivitäten erfolgt ebenfalls auf der Basis der Energiemethode. Die getroffenen Annahmen stimmen weitgehend mit denen in [31] überein, so dass erwartungsgemäß die Autoren zu ähnlichen Ergebnissen gelangen. Die beiden Arbeiten sind jedoch nur in chinesischer Sprache verfügbar.

In der Veröffentlichung [17] wird im Zusammenhang mit der Auslegung eines Schaltnetztes das Verhalten eines Transformators bei Einspeisung mit Spannungen mit Frequenzen im MHz-Bereich untersucht. Die Autoren Hurley, Wilcox und Mcnamara leiten auf der Basis der Maxwell-Gleichungen eine analytische Formel zur Berechnung der Kurzschluss- und Streuimpedanz des Transformators her. Bei der Ableitung werden der Skin- und Proximity-Effekt in Transformatorwicklungen sowie die Wirbelstromverluste im Kern und den Wicklungen erfasst. Weiterhin wird vorausgesetzt, dass der Eisenkern homogen isotrop ist und für die vorgegebene Frequenz die relative Permeabilität und der elektrische Widerstand des Eisenkerns konstant sind.

Mit Hilfe der analytischen Gleichung werden die Kurzschluss- und Streuimpedanz des Transformators im Frequenzbereich von 100 Hz bis 10 MHz berechnet und in Form einer Funktion dargestellt. Die Rechenwerte werden durch Messungen an einem magnetischen Kern (Mn-Zn) verifiziert. Die gute Übereinstimmung zwischen der Messung und der Berechnung bestätigt, dass die angegebene Näherungsformel für die Kurzschluss- und Streuimpedanz des Transformators die physikalischen Zusammenhänge richtig erfasst.

Im Jahr 1994 veröffentlichten Hurley und Wilcox eine weitere Arbeit [18], die sich mit der Bestimmung der Selbst- und Streuinduktivität eines Einphasentransformators befasst. Analog zur Aufgabenstellung [17] wird eine analytische Berechnungsformel für einen Ringkerntransformator hergeleitet. In der betrachteten Anordnung ist der Durchmesser des Ringkerns sehr viel größer als dessen Querschnitt. Diese Tatsache erlaubt die Vereinfachung, den ringförmigen Eisenkern als einen geraden stabförmigen zu betrachten [42]. Da die Permeabilität des Eisenkerns als konstant angenommen wird, können Sättigungseffekte nicht berücksichtigt werden. Der Vergleich zwischen den berechneten und gemessenen Werten ergibt eine sehr gute Übereinstimmung. Allerdings wird dieser Vergleich lediglich anhand eines speziellen Eisenkerns angestellt und beschränkt sich auf den Frequenzbereich von 100 Hz bis 10 MHz. Die Gültigkeit der analytischen Berechnung wird bei erhöhten Strömen wie z.

B. im Kurzschlussfall nicht verifiziert. Man kann aber davon ausgehen, dass aufgrund der gewählten Vereinfachungen bei hohen Strömen größere Abweichungen entstehen werden. Ferner wird lediglich der einphasige Transformator untersucht. Über die eventuelle Anwendbarkeit in Drehstromtransformatoren werden keine Überlegungen angestellt.

Bei inneren Wicklungsfehlern werden sehr hohe transiente Windungsströme generiert, die lokal zu starken Verformungen und gegebenenfalls zu einer Beschädigung der Wicklungen führen können. Ou, Ji, Wang und Luo haben ein Ersatzschaltbild des Transformators mit inneren Wicklungsfehlern entwickelt [35], das es erlaubt, die transienten Ströme und Kräfte bei Windungsschlüssen zu berechnen. Die Parameter des Ersatzschaltbildes werden in einer numerischen Feldberechnung mit Hilfe des Programms ANSYS ermittelt. Der Fokus der Untersuchung liegt auf der Streuinduktivität, die aufgrund der Verformung der Wicklungen und hiermit verbundenen Änderung der Verteilung des magnetischen Flusses von der Fehlerart abhängig ist.

Die Untersuchung wird am Beispiel eines Dreiphasentransformators mit einer Zylinderwicklung durchgeführt. Um die Berechnungszeit zu verkürzen, wird der symmetrische Aufbau des Transformators ausgenutzt und nur eine Hälfte des Transformators modelliert. Durch eine derartige Vorgehensweise gelingt es den Autoren, die Ersatzschaltbildparameter und insbesondere die gesuchten Streuinduktivitäten abhängig vom Ort des Windungsschlusses zu berechnen. Die Ergebnisse der Messung und der Berechnung stimmen sehr gut überein, obwohl die Simulationen ohne Berücksichtigung der Sättigung - also mit konstanter Permeabilität des Eisenkerns - durchgeführt wurden. Dies ist merkwürdig, weil bei Windungsschlüssen sehr hohe Ströme fließen, die lokal zu einer sehr hohen Eisensättigung führen.

In einer Veröffentlichung von A. J. Wood aus dem Jahre 1957 [43] befasst sich der Autor mit der Auswirkung einer Fehlsynchronisation zwischen Generator und Netz auf die Beanspruchungen von Turbosatzkomponenten. Den Kern der Arbeit bildet die Ableitung des elektromagnetischen Generatormomentes einer Synchronmaschine bei der Fehlsynchronisation. Diese wird als Eingangsgröße für die Berechnung der Torsionsmomente im Wellenstrang eingesetzt. Es wird nachgewiesen, dass das Maximum der Torsionsbelastung der Welle bei einem Fehlwinkel von ca. 120° liegt. Je kleiner die Kurzschlussreaktanz des Transformators und je größer die Kurzschlussleistung des Netzes ist, desto größer wird das maximale elektromagnetische Moment des Generators. Nachdem die prinzipiellen Abhängigkeiten diskutiert wurden, behandeln die Autoren einen interessanten Sonderfall der Synchronisation von zwei identischen Maschinen, die parallel in das Netz eingebunden sind.

Für diese Anordnung sind die grundsätzlichen Abhängigkeiten denen einer Maschine ähnlich, während die Amplituden des maximalen Drehmomentes jedoch etwas geringer sind. Anzumerken ist, dass die Berechnungen des elektromagnetischen

Momentes unter vielen vereinfachenden Annahmen durchgeführt werden. So wird u.a. die Sättigung der Synchronmaschine und des Transformators nicht berücksichtigt.

In der Arbeit von P. C. Krause, W. C. Hollopeter, D. M. Triesenberg und P. A. Rusche aus dem Jahr 1977 [22] werden die Beanspruchungen in der Welle einer Gasturbine bei der Fehlsynchronisation untersucht.

Mithilfe des Hybridrechners wird ein ausgewählter Ausschnitt des Energieversorgungsnetzes, der aus zwei identischen Synchronmaschinen, einem Transformator, einer Transportleitung und dem starren Netz besteht, für den Fall einer Fehlsynchronisation und eines dreipoligen Kurzschlusses modelliert. Mit diesem Modell werden die Zeitfunktionen der Ströme und des elektromagnetischen Momentes sowie die Torsionsmomente im Wellenstrang für die Fehlsynchronisation mit den unterschiedlichen Fehlwinkeln und für den dreipoligen Klemmenkurzschluss berechnet und miteinander verglichen.

Es wird herausgestellt, dass die maximalen Beanspruchungen im Wellenstrang bei einer Fehlsynchronisation deutlich höher sein können als die bei 2- bzw. 3poligen Klemmenkurzschlüssen, bei gleichem Statorstrom 2- bis 3-mal höher. Die Sättigung der Synchronmaschine und des Transformators wurde in dieser Simulation ebenfalls nicht berücksichtigt.

Im September 1982 wurde ein Transformator mit der Leistung von 725 MVA durch die Fehlsynchronisation am Muskingum River beschädigt. In [36] wird dieser Störfall von B. M. Pasternack, J. H. Provanzana und L. B. Wagenaar analysiert. Hierzu wird das Programm EMTP eingesetzt, mit dem eine einfache Anordnung, bestehend aus einem Generator, einem Transformator, einem Schalter und einem starren Netz nachgebildet wird. Bei der Modellierung wird nur die Hauptfeldsättigung des Generators und des Transformators berücksichtigt. Die für die transienten Vorgänge wichtige Streufeldsättigung wird nicht erfasst.

Aus den Simulationsergebnissen wird deutlich, dass die höchsten Ströme in der Statorwicklung für einen Fehlwinkel von ca. 180° fließen, während das Maximum der Torsionsbelastung der Welle bei ca. 120° auftritt.

Die großen Ströme erzeugen riesige Kräfte auf die Wicklungen des Transformators, die schließlich zur Verformung und im Extremfall zur Zerstörung des Transformators führen können.

Besondere Beachtung verdient die Arbeit von C. M. Arturi aus dem Jahr 1991 [2]. Der Fokus der Untersuchung liegt auf den Beanspruchungen eines Fünfschenkeltransformators bei einer Fehlsynchronisation mit einem Fehlwinkel von 180° . Es wird eine einfache Anordnung aus einem Generator, einem Transformator, einem starren Netz und einem Schalter betrachtet, der auf der OS-Seite installiert wird. Die

Simulation wird mit Hilfe des EMTP- Programms durchgeführt, wobei der Fünfschenkeltransformator mit und ohne Berücksichtigung der Eisensättigung modelliert wird. Die Ergebnisse der Studie zeigen, dass die hohen subtransienten Ströme zu einer Beschädigung der Hochspannungswicklungen des Maschinentransformators führen können und dass die Berücksichtigung der Hauptfeldsättigung nur geringen Einfluss auf die Höhe der subtransienten Ströme hat.

Eine abschließende Bewertung der Literaturstudie ergibt, dass die transienten Vorgänge im System Generator-Transformator-Netz bisher vorwiegend unter dem Aspekt der maximalen Beanspruchungen von Wellen und den Wickelkopfwicklungen behandelt wurden. Es wurden Zusammenhänge zwischen den maximalen Strömen und den Torsionsmomenten im Wellenstrang sowie den Kräften im Wickelkopf aufgestellt.

Einige Publikationen befassen sich mit Schäden an Transformatoren, wobei besondere Aufmerksamkeit der Verformung und der daraus resultierenden Beschädigung der Wicklungen gewidmet wird. Da man sich nur mit dem unbedeutendem Einfluss der Hauptfeldsättigung befasst, wird der Einfluss der Sättigung nur am Rande behandelt.

Ebenfalls fehlen Antworten auf die Fragestellung, ob der Einbauort des synchronisierenden Leistungsschalters auf der Ober- oder Unterspannungsseite einen Einfluss auf die Höhe der subtransienten Ströme im Generator hat.

1.3. Aufgabenstellung

Ziel der Arbeit ist es zu erforschen, ob durch die Sättigung des Transformators die Ströme und das elektromagnetische Moment im Generator wesentlich erhöht werden. Darüber hinaus soll geklärt werden, ob bei Fehlsynchronisation von Kraftwerksgeneratoren mit dem Netz die Höhe der maximalen Ständerströme wesentlich von der Positionierung des Schalters (auf der OS- bzw. US-Seite) abhängig ist.

Die Analyse soll einerseits mit Hilfe detaillierter transienter Finite-Elemente-Berechnungen unter Berücksichtigung der Permeabilitätsänderung und der Stromverdrängung sowie einer genauen Abbildung der Transformatorengeometrie durchgeführt werden. Andererseits sollen Simulationen mit einem Netz-Maschine-Programm durchgeführt werden, in denen der Transformator durch eine konstante und durch eine sättigungsabhängige Reaktanz nachgebildet wird.

Weiterhin sollen die Finiten-Elemente-Modelle und die mit ihrer Hilfe gewonnenen Ergebnisse mit Messungen an einem realen Einphasentransformator verifiziert werden.

1.4. Aufbau der Arbeit

Zu Beginn der Arbeit werden die theoretischen Grundlagen der Finiten-Elemente-Methode ausführlich dargestellt, sowie der Aufbau und der Einsatzbereich des verwendeten Simulationsprogramms Flux 3D beschrieben.

Anschließend erfolgt zum besseren Verständnis eines Dreiphasentransformators die Analyse der physikalischen Vorgänge in einem Einphasentransformator und es wird das bekannte Ersatzschaltbild des Transformators abgeleitet, wobei ein besonderer Fokus auf den Einfluss der Sättigung bei transienten Vorgängen liegt.

Danach wird für einen ausgewählten reellen Einphasentransformator ein FE-Modell aufgebaut und durch die Messungen im Labor im stationären und transienten Zustand verifiziert. Für die speziellen Belastungsfälle

- stationäre Kurzschlüsse bei verschiedenen Spannungen,
- stationären Leerlauf,
- Stoßkurzschluss bei verschiedenen Spannungen,
- Fehlsynchronisation auf der Unter- und Oberspannungsseite

werden die Ergebnisse der Messung mit denen aus der FE-Berechnung verglichen. Die Durchführung der transienten FE-Berechnungen beinhaltet dabei sowohl die konstante relative Permeabilität als auch die Berücksichtigung der B-H-Kurve. Aufbauend auf diesen Ergebnissen wird die Abhängigkeit der Kurzschlussimpedanz von der Eingangsspannung und von der Amplitude des Stroms abgeleitet.

Da in Kraftwerken in der Regel ein Dreiphasentransformator eingesetzt wird, welcher deshalb im Fokus des industriellen Interesses steht, wird im weiteren Verlauf der Arbeit dieser Transformatortyp behandelt. Als Beispiel für die Untersuchung eignet sich ein 325-MVA-Transformator, für den ein FE-Modell erstellt wird. Anhand der durch den Hersteller angegebenen Kenngrößen - Leerlaufstrom und Kurzschlussspannung – erfolgt eine Überprüfung der Korrektheit dieses Modells. Mit Hilfe des verifizierten FE-Modells wird das stationäre und transiente Betriebsverhalten berechnet. Durch eine Simulation der Stoßkurzschlüsse bei unterschiedlichen Spannungen werden sättigungsabhängige Parameter des Ersatzschaltbildes ermittelt.

Im letzten Teil der Arbeit folgt eine Untersuchung, ob die Positionierung des Synchronisationsschalters auf der Ober- oder Unterspannungsseite wesentlich die Höhe der Ausgleichsströme im Generator bei einer 120°-Fehlsynchronisation beeinflusst.

Zum besseren Verständnis der physikalischen Vorgänge werden die wichtigsten elektromagnetischen Größen, wie z. B. die primären und sekundären Ströme, die magnetischen Flüsse, die magnetischen Flussdichten sowie die relative Permeabilität genau ausgewertet und analysiert.

Durch den Vergleich der Ergebnisse der Berechnung von transienten Vorgängen im System Generator-Transformator-Netz mit Hilfe des NETPROG-Programmes mit denen aus der FE-Simulation werden die Unterschiede zur klassischen Simulationen verdeutlicht.

Abschließend erfolgt im letzten Kapitel die Darstellung der wichtigsten Erkenntnisse dieser Arbeit und der Ausblick auf weitere noch offene Forschungsfragen.

Kapitel 2 Numerische Berechnung der elektromagnetischen Felder

In einem elektromagnetischen System spielen die Berechnungen des elektrischen und magnetischen Feldes eine entscheidende Rolle für das effiziente Design der Anlagen. Um das elektromagnetische Feld zu analysieren und zu berechnen, benötigt man Kenntnisse über die verschiedenen mathematischen Berechnungsmethoden. Tatsächlich entspricht die Berechnung des elektromagnetischen Feldes einer Randwertaufgabe der partiellen Differentialgleichungen. Auf klassischem Weg werden die Maxwell'schen Gleichungen der elektromagnetischen Felder durch analytische Methoden berechnet.

Für komplexe Anordnungen ist dieser Weg besonders schwierig und aufwendig und in vielen Fällen kann man die Problemstellungen gar nicht oder nur unter vereinfachten Bedingungen berechnen [25]. Für die Bestimmung der Felder in Transformatoren werden neben den klassischen Verfahren, die auf Ersatzschaltbildern basieren, auch unterschiedliche numerische Verfahren angewandt, die sich durch Lösungsansätze und den Grad der Vereinfachung voneinander unterscheiden. Im Folgenden werden die wichtigsten dieser Verfahren genannt [14]:

1. Finite Elemente
2. Finite Differenzen
3. Momentenmethode
4. Point Matching
5. Spectral Domain Analysis
6. General Theory of Diffraction

In dieser Arbeit kommt die heutzutage am häufigsten eingesetzte Methode der Finiten Elemente zur Anwendung. Die Simulationen werden mit der Software FLUX 3D des französischen Herstellers Cedrat durchgeführt [4].

2.1. Methode der Finiten Elemente

Die Methode der Finiten Elemente wurde im Jahr 1943 von R. Courant aufgestellt. 1960 veröffentlichte R. W. Clough eine Arbeit mit dem Titel „The Finite Element Method in Plane Stress Analysis“ zur Kontinuumsmechanik (FEM), in der erstmalig die numerische FEM erläutert wurde [48]. Eine Anwendung der FEM fand allerdings zum ersten Mal 1970 durch P. P. Silvester und M. V. K. Chari in der Elekt-

rotechnik statt [20]. Hierbei wird das Rechengebiet zur Berechnung eines elektromagnetischen Feldes in eine beliebig große Anzahl an Teilgebieten unterteilt. Diese Teilgebiete sind „endlich“ (finit) und somit nicht unendlich (infini) klein, womit auch die Anzahl der Teilgebiete „endlich“ und nicht unendlich ist [14]. Die Finite-Elemente-Methode ist ein numerisches Verfahren, das durch das Variationsprinzip partielle Differentialgleichungen löst und folgende Vorteile besitzt:

1. Dünne und diagonale dominante Matrizen
2. Überwiegend symmetrische und positive Matrizen
3. Zahlreiche bekannte effektive Gleichungslöser für derartige Matrizen
4. Eine Möglichkeit einer sehr hohen Zahl von Knoten und Unbekannten
5. Relativ einfach hinsichtlich Geometrie, Formulierung (Dreiecke, Tetraeder)
6. Eignung für nichtlineare und anisotrope Materialien
7. Simultane Berechnung mechanischer, thermischer, magnetischer und elektrischer Felder durch standardmäßige Programmsysteme.

Als Nachteil der Finite-Elemente-Methode sind jedoch die Schwierigkeiten bei Problemen mit offenem Rand und die Diskretisierung eines großen Rechengebietes mit einer sehr großen Zahl von Elementen zu erwähnen.

Zudem erfordert es ein ausgeprägtes geometrisches Vorstellungsvermögen und eine aufwändigere Elementimplementierung bei dreidimensionalen Problemen (Tetraeder) als bei den entsprechenden Oberflächen (Dreiecken) in der Boundary Element Methode (BEM) [20].

Das Verfahren der FE-Methode kann in folgende Aufgaben aufgeteilt werden [8]:

1. Das Variationsproblem aufstellen: Das Variationsprinzip bedingt die Umwandlung der Aufgabe in ein äquivalentes Variationsproblem, welches durch die Minimierung der Feldenergie gelöst wird.
2. Ein adaptives Netz generieren: Das Berechnungsgebiet wird in viele Elemente aufgeteilt.
3. Die Näherungsfunktion ermitteln: Die Näherungsfunktion ersetzt die primäre Feldfunktion.
4. Die Elemente analysieren: Das Variationsproblem wird diskretisiert.
5. Die Elemente verbinden: Erstellung eines linearen Gleichungssystems mit dem Rang n durch die Überlagerung von verschiedenen Beiträgen des Elements.

6. Die Randbedingung nachbessern.

7. Die geänderte Gleichung durch den Computer berechnen.

Für eine Analyse des elektrostatischen Feldes ist die statische Energie in einem abgeschlossen Volumen durch Integration über der Feldenergiedichte zu bestimmen [51]:

$$W = \frac{1}{2} \int_v \epsilon E^2 dv \quad (2.1)$$

Darin ist W die Feldenergiedichte und E ist die elektrische Feldstärke. Die Gleichung (2.1) kann auch durch das magnetische Vektorpotential V dargestellt werden:

$$W = \frac{1}{2} \epsilon \int_v \left[\left(\frac{\partial V}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial y} \right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial z} \right)^2 \right] dv \quad (2.2)$$

Im Fall der 2-dimensionalen Feldberechnung wird das Rechengebiet durch die Fläche begrenzt. Abbildung 2.1 veranschaulicht diesen Sachverhalt.

$$W = \frac{1}{2} \epsilon \int_A \left[\left(\frac{\partial V}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial y} \right)^2 \right] dA \quad (2.3)$$

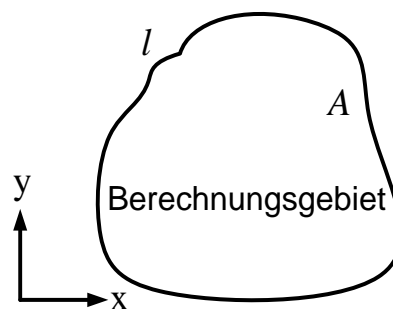


Abbildung 2.1: Gebiet innerhalb der Umrandung l

Zur Aufstellung des Gleichungssystems wird die Forderung genutzt, dass in einem geschlossenen System die gesamte Feldenergie minimal ist. Weil sich dv in dem geschlossenen Gebiet A nur sehr wenig ändert, verändert sich in diesem System auch die Feldenergie nur minimal. Also kann für die Differenzierung von der Feldenergie gleich 0 gesetzt werden, und es ergibt sich die Verteilung des Potentials in dem Bereich A :

$$dW = 0 \quad (2.4)$$

Das geschlossene Gebiet A wird in n Dreiecke unterteilt, die als Elemente bezeichnet werden (Abbildung 2.2).

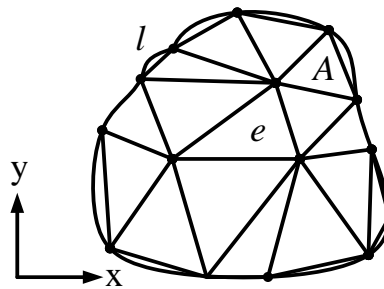


Abbildung 2.2: Berechnungsgebiet A nach Generierung eines Dreiecksnetzes

Bei der Diskretisierung eines Elements werden die folgenden Regeln [8] beachtet:

1. Anstatt eines Randpunkts muss ein beliebiger Scheitelpunkt des Dreieckselements der Scheitelpunkt vom benachbarten Dreieckselement sein.
2. Die Dreieckselemente werden nach Stärke der Änderung des Potentials flexibel eingeteilt. Normalerweise wird das Gitter umso feiner gewählt, je größer die Änderung ist.
3. Die Längen der Seiten der Dreiecke sollten möglichst gleich sein, damit wenig stumpfe Winkel auftreten.
4. An Materialübergängen müssen die Punkte und Verbindungslinien des FE-Gitters auf den Grenzen liegen, sodass in einem Element nur ein Material liegt.

Wenn es m unbekannte Knotenpunktpotentiale gibt, wird die Gleichung wie folgt ausgedrückt:

$$dW = \frac{\partial W}{\partial V_1} dV_1 + \frac{\partial W}{\partial V_2} dV_2 + \dots + \frac{\partial W}{\partial V_m} dV_m = 0 \quad (2.5)$$

Hier sind V_1, V_2, \dots, V_m entsprechend dem Knotenpunktpotential von 1, 2, ... m . Die Gleichung (2.5) kann auch so geschrieben werden

$$dW = \left[\frac{\partial W}{\partial V} \right]^T dV = 0 \quad (2.6)$$

Hier ist $\frac{\partial W}{\partial V} = \begin{bmatrix} \frac{\partial W}{\partial V_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial W}{\partial V_m} \end{bmatrix}$ und $dV = \begin{bmatrix} dV_1 \\ \vdots \\ dV_m \end{bmatrix}$

In der Gleichung (2.6) sind die Elemente nicht alle 0. Also muss $\frac{\partial W}{\partial V}$ Null sein, um das Minimum der Energie zu erhalten. Daraus folgt

$$\frac{\partial W}{\partial V} = \begin{bmatrix} \frac{\partial W}{\partial V_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial W}{\partial V_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.7)$$

Das Element e aus Abbildung 2.2 ist in Abbildung 2.3 vergrößert dargestellt. Die Feldenergie des Elements e ist

$$W^{(e)} = \frac{1}{2} \varepsilon \int_{A^{(e)}} \left[\left(\frac{\partial V^{(e)}}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial V^{(e)}}{\partial y} \right)^2 \right] dA^{(e)} \quad (2.8)$$

$V^{(e)}$ ist die Potentialverteilung des inneren Elements e , $A^{(e)}$ ist die Fläche dieses Elements.

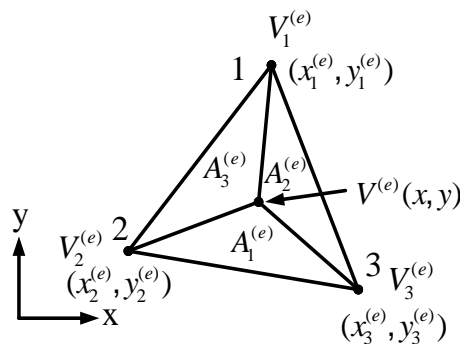


Abbildung 2.3: Koordinaten und Knotenpunktpotentiale eines Dreiecksnetzes

Also ergibt sich die Gesamtenergie als Summe der Feldenergien aller Elemente:

$$W = W^{(1)} + W^{(2)} + \dots + W^{(n)} = \sum_{e=1}^n W^{(e)} \quad (2.9)$$

$$W = \sum_{e=1}^n \frac{1}{2} \varepsilon \int_{A^{(e)}} f_e^T f_e dA^{(e)} \quad (2.10)$$

mit

$$f_e = \begin{bmatrix} \frac{\partial V^{(e)}}{\partial x} \\ \frac{\partial V^{(e)}}{\partial y} \end{bmatrix}$$

Eine so genannte Approximationslösung der Potentialverteilung von diesem Element e wird mit den Ansatzfunktionen $L_1^{(e)}(x, y)$, $L_2^{(e)}(x, y)$, $L_3^{(e)}(x, y)$ und den Knotenpunktpotentiale und den $V_1^{(e)}$, $V_2^{(e)}$, $V_3^{(e)}$ ausgedrückt:

$$V^{(e)}(x, y) = L_1^{(e)}(x, y)V_1^{(e)} + L_2^{(e)}(x, y)V_2^{(e)} + L_3^{(e)}(x, y)V_3^{(e)} \quad (2.11)$$

Die Basisfunktion bei zweidimensionalen Problemen wird folgendermaßen definiert:

$$L_i^{(e)}(x, y) = \frac{A_i^{(e)}}{A^{(e)}} \quad i = 1, 2, 3 \quad (2.12)$$

Hier ist $A^{(e)}$ die Fläche vom Element e und $A_i^{(e)}$ ist die Teilfläche vom Element e . In Abbildung 2.3 werden $A^{(e)}$ und $A_i^{(e)}$ wie folgt berechnet:

$$A^{(e)} = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_{i+1} & y_{i+1} \\ 1 & x_{i+2} & y_{i+2} \end{vmatrix} \quad (2.13)$$

und

$$A_i^{(e)} = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & x & y \\ 1 & x_{i+1} & y_{i+1} \\ 1 & x_{i+2} & y_{i+2} \end{vmatrix} \quad i = 1, 2, 3 \quad (2.14)$$

$\frac{\partial V^{(e)}}{\partial x}$ und $\frac{\partial V^{(e)}}{\partial y}$ erhält man durch

$$\frac{\partial V^{(e)}}{\partial x} = \frac{\partial L_1(x, y)}{\partial x} V_1 + \frac{\partial L_2(x, y)}{\partial x} V_2 + \frac{\partial L_3(x, y)}{\partial x} V_3 \quad (2.15)$$

und

$$\frac{\partial V^{(e)}}{\partial y} = \frac{\partial L_1(x, y)}{\partial y} V_1 + \frac{\partial L_2(x, y)}{\partial y} V_2 + \frac{\partial L_3(x, y)}{\partial y} V_3 \quad (2.16)$$

Die Funktion f_e lautet

$$f_e = T^{(e)} V^{(e)} \quad (2.17)$$

mit

$$T^{(e)} = \begin{bmatrix} \frac{\partial L_1^{(e)}(x, y)}{\partial x} & \frac{\partial L_2^{(e)}(x, y)}{\partial x} & \frac{\partial L_3^{(e)}(x, y)}{\partial x} \\ \frac{\partial L_1^{(e)}(x, y)}{\partial y} & \frac{\partial L_2^{(e)}(x, y)}{\partial y} & \frac{\partial L_3^{(e)}(x, y)}{\partial y} \end{bmatrix}$$

und

$$V^{(e)} = \begin{bmatrix} V_1^{(e)} \\ V_2^{(e)} \\ V_3^{(e)} \end{bmatrix}$$

Zur Bestimmung der Gesamtenergie von Feldenergien wird die Gleichung (2.17) in (2.10) eingesetzt

$$W = \frac{1}{2} \varepsilon \int_{A^{(e)}} V^{(e)T} T^{(e)T} T^{(e)} V^{(e)} dA^{(e)}. \quad (2.18)$$

Die partielle Ableitung der Feldenergie nach allen Knotenpunktpotentialen ist

$$\frac{\partial W}{\partial V} = \sum_{e=1}^n \varepsilon \int_{A^{(e)}} T^{(e)T} T^{(e)} V^{(e)} dA^{(e)} \quad (2.19)$$

Durch Gleichsetzen von Gleichung (2.19) und (2.7) folgt daraus:

$$\sum_{e=1}^n \int_{A^{(e)}} T^{(e)T} T^{(e)} V^{(e)} dA^{(e)} = 0 \quad (2.20)$$

Durch die Auflösung des Gleichungssystems (2.20) ergeben sich die Knotenpunktpotentiale V_1 bis V_m .

2.2. Das Softwarepaket Flux 3D

Das Programm Flux 3D ist eine Simulationssoftware für verschiedene Problemstellungen mit elektromagnetischen Feldern. Es basiert auf der Finite-Elemente-Methode und zeichnet sich durch eine sehr benutzerfreundliche Oberfläche aus. Der Anwender wird durch das Programm geführt, wobei viele Schritte automatisch ausgeführt werden. Die Struktur des Arbeitsablaufs wird in der Abbildung 2.4 gezeigt.

Die Simulation mit Flux 3D erfolgt in drei einander folgenden Schritten [29]:

1. Die Berechnung wird durch den Präprozessor vorbereitet.
2. Die Gleichungssysteme werden im Solver gelöst.
3. Die Ergebnisse werden durch den Postprozessor aufbereitet.

Im ersten Schritt erfolgt die Eingabe der Maschinengeometrie, die Generierung des Finite-Elemente-Gitters und die Eingabe der Materialparameter. Ein automatischer Gittergenerator diskretisiert dann die Bereiche des zu berechnenden Gebietes.

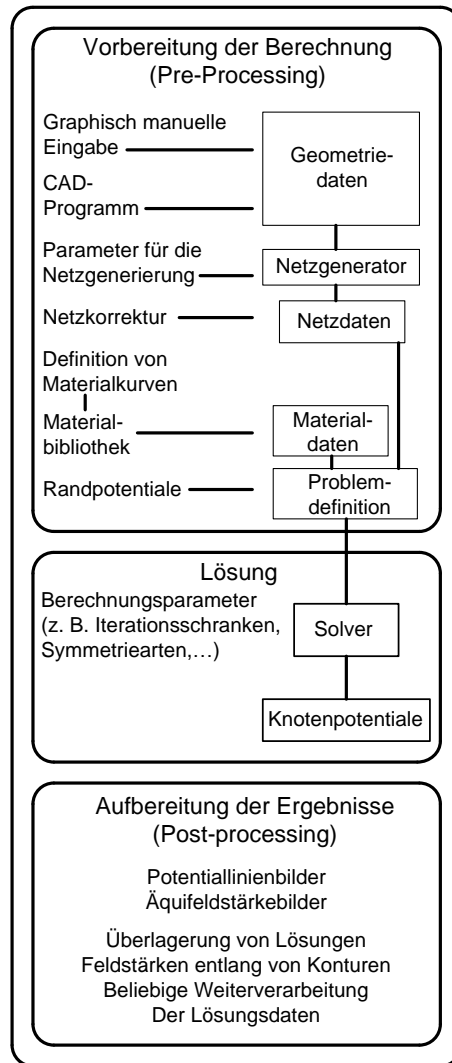


Abbildung 2.4: Struktur des Finite-Elemente-Programmsystems Flux 3D für die numerische Feldberechnung [29]

Für das erstellte Modell werden im Solver die Knotenpunktpotentiale des elektromagnetischen Feldes berechnet. Die Berechnungsparameter, wie zum Beispiel Zeitschrittweite, Zeitintervall, maximale und minimale Iterationsschritte, sowie der Berechnungsalgorithmus (Newton-Raphson) werden im Solver festgelegt [1].

Bei der Aufbereitung der Ergebnisse im Postprozessor können die Daten mit allen möglichen Arten mathematischer Operationen bearbeitet werden. Für die Veranschaulichung der Lösung bietet es sich an, Potentiallinienbilder mit Linien des gleichen Vektorpotentials zu erstellen. Man kann durch Überlagerung mehrerer Ergebnisse sehr komplexe Vorgänge darstellen [45].

Kapitel 3 Betriebseigenschaften eines Einphasentransformators auf Basis des Ersatzschaltbildes

Der einfache Einphasentransformator (Abbildung 3.1) besteht aus zwei Wicklungen und einem Eisenkern, welcher in Schenkel und Joch aufgeteilt wird. Die Wicklungen sind um die Schenkel angeordnet. Der in der Primärwicklung fließende Wechselstrom generiert im Eisenkern einen magnetischen Fluss, welcher in der Sekundärwicklung eine Spannung induziert. Ist die Sekundärseite belastet oder kurzgeschlossen, so fließt auch dort ein Strom, dessen Amplitude von der induzierten Spannung und der Last abhängig ist.

Nach dem Durchflutungsgesetz erzeugt der induzierte Sekundärstrom ebenfalls einen magnetischen Fluss im Eisenkern. Die von der Primär- und Sekundärwicklung erzeugten magnetischen Flüsse überlagern sich zum Hauptfluss Φ_h .

Es gibt noch Flussanteile, welche sich über die Luft schließen, ohne die jeweils andere Wicklung zu durchsetzen. Diese Anteile werden Streufluss genannt. Der Streufluss wird auf der Primärseite mit $\Phi_{1\sigma}$ und auf der Sekundärseite mit $\Phi_{2\sigma}$ bezeichnet.

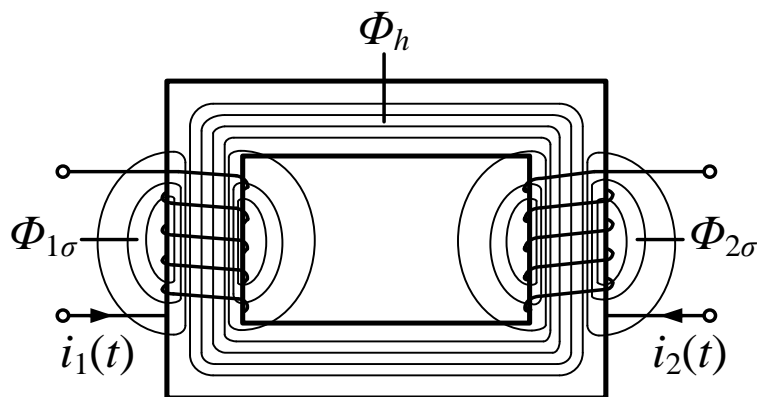


Abbildung 3.1: Schema des Einphasentransformators

Um die Vorgänge im Transformator zu veranschaulichen, wird der reale einfache Transformator durch einen ‚idealen‘ Transformator und zusätzliche konzentrierte Wicklungselemente, Widerstände und Induktivitäten (Abbildung 3.2) dargestellt. R_1 , R_2 , $L_{1\sigma}$ und $L_{2\sigma}$ repräsentieren die Widerstände, bzw. die Streuinduktivitäten der Primär- und Sekundärwicklung des realen Transformators. Die Blindwiderstände werden aus den Streuflussverkettungen $\psi_{1\sigma}$ und $\psi_{2\sigma}$ des realen Transformators bestimmt:

$$\begin{aligned}
 L_{1\sigma} &= \frac{\Psi_{1\sigma}}{I_1} \\
 L_{2\sigma} &= \frac{\Psi_{2\sigma}}{I_2} \\
 X_{1\sigma} &= 2\pi f \cdot L_{1\sigma} \\
 X_{2\sigma} &= 2\pi f \cdot L_{2\sigma}
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

Der ‚ideale‘ Transformator erzeugt keinen Streufluss und beide Wicklungen besitzen keinen ohmschen Widerstand [16].

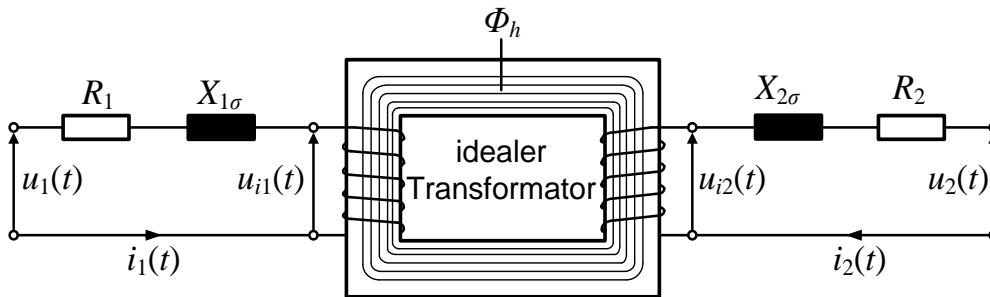


Abbildung 3.2: Realer Ersatztransformator aus einem idealen Transformator mit vorgeschalteten Streudrosseln und Widerständen

3.1. Wirkungsweise des idealen Transformators

Der ‚ideale‘ Transformator weist keinerlei ohmschen und magnetischen Verluste auf. Die Leistung auf der Sekundärseite ist daher gleich der Leistung auf der Primärseite. Für den idealen Transformator gelten die folgenden Eigenschaften [32]:

1. Die Permeabilität des magnetischen Kreises ist unendlich ($\mu_{Fe} \rightarrow \infty$).
2. Die elektrische Leitfähigkeit des magnetischen Kreises ist Null ($\gamma_{Fe} = 0$).
3. Die Permeabilität der umgebenden Luft ist Null ($\mu_{Luft} = 0$).
4. Der spezifische Widerstand des Wicklungsmaterials ist Null ($\rho_w = 0$).

Nach dem Induktionsgesetz ergeben sich außerdem wegen $\rho_w = 0$ die Spannungsgleichungen der beiden Wicklungen:

$$\begin{aligned}
 u_{11}(t) &= - \frac{d\psi_1}{dt} \\
 u_{12}(t) &= - \frac{d\psi_2}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

Da die Permeabilität der umgebenden Luft Null ist, verlaufen die Feldlinien nur innerhalb des Eisenkerns (Abbildung 3.3). Die Flussverkettungen der beiden Wicklungen werden durch folgende Gleichungen berechnet:

$$\begin{aligned}\psi_1 &= w_1 \Phi_h \\ \psi_2 &= w_2 \Phi_h\end{aligned}\tag{3.3}$$

Hierbei sind w_1 und w_2 die Windungszahlen der Primär- und Sekundärseite. Nach den Gleichungen (3.2) und (3.3) sind die Spannungen u_{i1} und u_{i2} genau proportional zu den Windungszahlen w_1 bzw. w_2 . Das Verhältnis der Windungszahlen wird als Übersetzungsverhältnis \ddot{u} bezeichnet [10]:

$$\ddot{u} = \frac{w_1}{w_2}\tag{3.4}$$

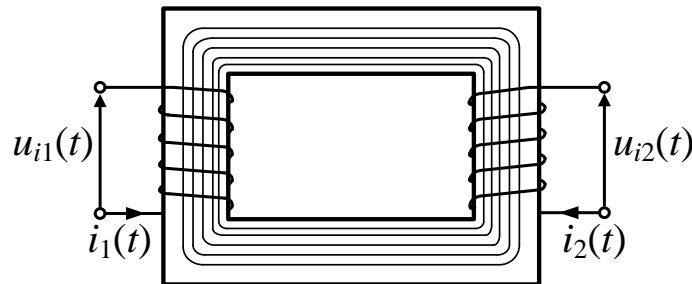


Abbildung 3.3: Prinzipieller Verlauf der Feldlinien des magnetischen Feldes beim idealen Transformator

3.2. Spannungsgleichungen des Transformators

Um eine leicht überschaubare Darstellung der physikalischen Vorgänge zu erhalten, wird der Transformator durch ein repräsentatives Netzwerk, das sogenannte Ersatzschaltbild, abgebildet.

Hierfür werden die beiden in der Realität nur magnetisch gekoppelten Wicklungen in Form eines Vierpols aus zwei galvanisch verbundenen Wicklungen dargestellt.

3.2.1. Ersatzschaltbild für transiente Vorgänge

Für den einphasigen Transformator unter der Voraussetzung einer konstanten Permeabilität des Eisenkerns lassen sich folgende Spannungsgleichungen für die primäre und sekundäre Wicklung aufstellen [40]:

$$\begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{21} & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix}\tag{3.5}$$

R_1 und R_2 repräsentieren die Wicklungswiderstände, L_1 und L_2 die Eigen- und M_{12} , M_{21} die Koppelinduktivitäten der Primär- (Index 1) und der Sekundärwicklung (Index 2). Die Richtungen der Zählpfeile für die Ströme und Spannungen sind in Abbildung 3.4 festgelegt.

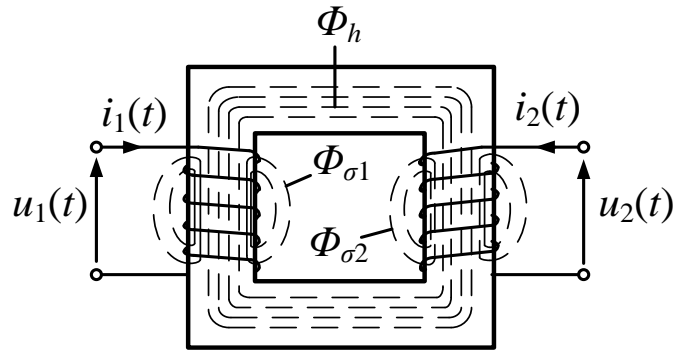


Abbildung 3.4: Schematisch Verlauf des Haupt- und Streuflüsse beim realen Transformators

Die Flussverkettungen auf der Primär- und Sekundärseite können jeweils als Summe des Hauptflusses Φ_h und der Streuflüsse Φ_σ dargestellt werden:

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= \Phi_h + \Phi_{1\sigma} \\ \Phi_2 &= \Phi_h + \Phi_{2\sigma}\end{aligned}\quad (3.6)$$

Für die Eigen- und Koppelinduktivitäten ergibt sich analog

$$\begin{aligned}L_1 &= L_{11} + L_{1\sigma} \\ L_2 &= L_{22} + L_{2\sigma} \\ M_{12} &= M_{21} = M\end{aligned}\quad (3.7)$$

Durch Einsetzen von Gleichung (3.7) in Gleichung (3.5) folgt:

$$\begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{11} + L_{1\sigma} & M \\ M & L_{22} + L_{2\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix}\quad (3.8)$$

Wird berücksichtigt, dass der Eisenkern die magnetische Leitfähigkeit Λ_h besitzt, so lassen sich die Eigen- und Koppelinduktivitäten wie folgt darstellen:

$$\begin{aligned}L_{11} &= w_1^2 \Lambda_h = L_h \\ L_{22} &= w_2^2 \Lambda_h = L_h \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 = L_h \left(\frac{1}{\ddot{u}} \right)^2 \\ M &= w_1 w_2 \Lambda_h = L_h \frac{w_2}{w_1} = L_h \frac{1}{\ddot{u}}\end{aligned}\quad (3.9)$$

Multipliziert man beide Seiten des Gleichungssystems (3.5) mit der Matrix

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \ddot{u} \end{bmatrix},$$

so ergibt sich

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \ddot{u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \ddot{u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \ddot{u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\ddot{u}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \ddot{u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{11} + L_{1\sigma} & M \\ M & L_{22} + L_{2\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \ddot{u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\ddot{u}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Unter Beachtung, dass

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \ddot{u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\ddot{u}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

die Einheitsmatrix darstellt, vereinfacht sich das Gleichungssystem (3.5) zu

$$\begin{bmatrix} u_1(t) \\ \ddot{u}u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & \ddot{u}^2 R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ \frac{1}{\ddot{u}} i_2(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{11} + L_{1\sigma} & \ddot{u}M \\ \ddot{u}M & \ddot{u}^2(L_{22} + L_{2\sigma}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ \frac{1}{\ddot{u}} i_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Nach Einführung der auf die Primärseite bezogenen Größen

$$\begin{aligned} u'_2(t) &= \ddot{u}u_2(t) \\ i'_2(t) &= \frac{1}{\ddot{u}} i_2(t) \\ R'_2 &= \ddot{u}^2 R_2 \\ L'_{2\sigma} &= \ddot{u}^2 L_{2\sigma} \end{aligned} \quad (3.12)$$

lässt sich das Gleichungssystem des Einphasentransformators weiter vereinfachen zu:

$$\begin{bmatrix} u_1(t) \\ u'_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R'_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i'_2(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{1\sigma} + L_h & L_h \\ L_h & L'_{2\sigma} + L_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i'_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Aufgrund der vorstehend durchgeführten Umformung enthalten die beiden Spannungsgleichungen dieselbe Koppelinduktivität L_h .

Dies erlaubt nun die aufgezeigten Abhängigkeiten in Form eines Netzwerkes zu modellieren. Es handelt sich hier um ein Ersatzschaltbild eines Einphasentransformators zur Beschreibung der transienten Vorgänge.

Die Gleichungen (3.13) lassen sich durch das in Abbildung 3.5 gezeigte transiente Ersatzschaltbild darstellen.

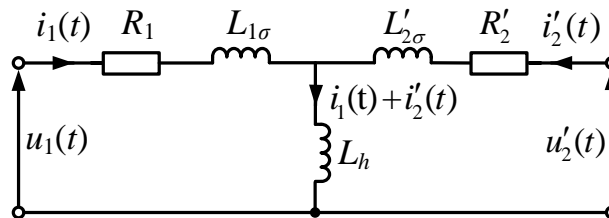


Abbildung 3.5: Transientes Ersatzschaltbild des Einphasentransformators

3.2.2. Ersatzschaltbild für stationäre Vorgänge

Für die Ableitung des Gleichungssystems und des dazugehörigen Ersatzschaltbildes wird zusätzlich zu den Annahmen in Abschnitt 3.2.1 vorausgesetzt, dass die Spannungen und Ströme rein sinusförmig verlaufen und alle Ausgleichsvorgänge bereits abgeklungen sind.

Für den stationären Zustand mit sinusförmigen Spannungen und konstanter Frequenz können die transienten Differentialgleichungen (3.13) des Einphasentransformators direkt in die algebraischen Gleichungen für die komplexen Ströme und Spannungen überführt werden:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}'_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R'_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}'_2 \end{bmatrix} + j\omega \begin{bmatrix} L_{1\sigma} + L_h & L_h \\ L_h & L'_{2\sigma} + L_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}'_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R'_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}'_2 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} X_{1\sigma} + X_h & X_h \\ X_h & X'_{2\sigma} + X_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}'_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Durch Hinzufügen des Widerstandes R_{Fe} , mit dem die Eisenverluste im Kern beschrieben werden, ergibt sich schließlich das stationäre Ersatzschaltbild des Transformators (Abbildung 3.6).

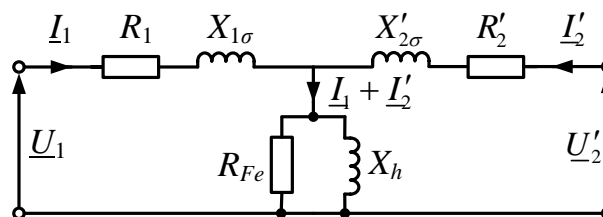


Abbildung 3.6: Ersatzschaltbild des Transformators mit Eisenverlusten im Kern

Zur Analyse des Betriebsverhaltens eines Transformators mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes ist die Bestimmung der Parameter des Transformators notwendig. Beim Design des Transformators werden die Parameter analytisch aus den Abmessungen, der Materialeigenschaften des Eisenkerns und der Windungszahl bestimmt. Nachträglich können diese Parameter experimentell durch Kurzschluss- und Leerlaufversuche verifiziert werden [44].

Die genaue Ermittlung der Parameter des Transformators spielt eine wichtige Rolle für die Vorausberechnung des stationären und transienten Betriebes im Netz. Weil die Definition der Kurzschlussimpedanz eines Transformators in verschiedenen Quellen nicht einheitlich ist, wird hier die Definition nach EN 60076-1 herangezogen. „Kurzschlussimpedanz und Kurzschlussverluste eines Wicklungspaares sind bei Bemessungsfrequenz mit angenähert sinusförmiger Speisespannung, die an den Anschlüssen der einen Wicklung anliegt, zu messen. Dabei sind die Anschlüsse der anderen Wicklung kurzgeschlossen und mögliche weitere Wicklungen bleiben offen. Der eingespeiste Strom sollte gleich dem entsprechenden Bemessungsstrom oder nicht kleiner als 50 % hiervon sein. Die Messungen sind so schnell auszuführen, dass Erwärmungen keine merklichen Fehler hervorrufen“ [62].

3.3. Auswirkung der Sättigung

In der Physik werden alle Materialien hinsichtlich des magnetischen Verhaltens in drei Gruppen aufgeteilt: diamagnetisches Material ($\mu_r < 1$), paramagnetisches Material ($\mu_r > 1$) und ferromagnetisches Material ($\mu_r \gg 1$) [39]. Für das diamagnetische und paramagnetische Material ist die magnetische Suszeptibilität sehr klein und die entsprechende Permeabilität ungefähr gleich Eins, die von der magnetischen Feldstärke unabhängig und konstant ist [28].

Die im Transformator verwendeten magnetischen Bleche zeichnen sich durch eine hohe Permeabilität und geringe Ummagnetisierungsverluste aus. Um korrekte Ergebnisse zu erhalten ist es dringend notwendig bei Simulationen die von Herstellern ermittelten Magnetisierungs- und Hysteresekennlinien in geeigneten magnetischen Modellen abzubilden [51].

3.3.1. Der Magnetisierungsstrom des Transformators

Die magnetischen Eigenschaften der reellen Bleche werden durch ihre Hysteresekennlinien dargestellt. Die Kennlinien sind stark nichtlinear und gehen bei hohen Feldstärken H stark in Sättigung. Die Fläche innerhalb der Hystereseschleife ist proportional zu den Verlusten innerhalb eines Ummagnetisierungszyklus.

Die starke Nichtlinearität der Kennlinie hat zur Folge, dass der Magnetisierungsstrom eines Transformators bei sinusförmiger Spannung stark von der Sinusform abweicht.

Aus dem Induktionsgesetz

$$u(t) = - \frac{d\Phi}{dt} \quad \text{und} \quad \Phi = - \int u(t) dt + \Phi_0$$

folgt direkt, dass bei angelegter sinusförmiger Spannung der magnetische Fluss Φ ebenfalls einen sinusförmigen Verlauf hat (Abbildung 3.7 a).

Bei einer symmetrischen Form des Eisenkerns ist der magnetische Fluss Φ proportional zu der magnetischen Flussdichte B und die magnetische Feldstärke H proportional zu dem Magnetisierungsstrom I_h . Da die Größe der magnetischen Feldstärke von der Durchlaufrichtung auf der Hystereseschleife abhängt, erhält man innerhalb einer Zeitperiode für die gleiche magnetische Flussdichte B verschiedene magnetische Feldstärken H (Abbildung 3.7). Hieraus folgt, dass sich für die gleiche magnetische Flussdichte B verschiedene Magnetisierungsströme I_h ergeben, abhängig davon, ob der Kern auf- oder entmagnetisiert wird. Für eine abgeschlossene Periode entsteht somit ein stark verformter, von der Sinusform abweichender Magnetisierungsstrom [16].

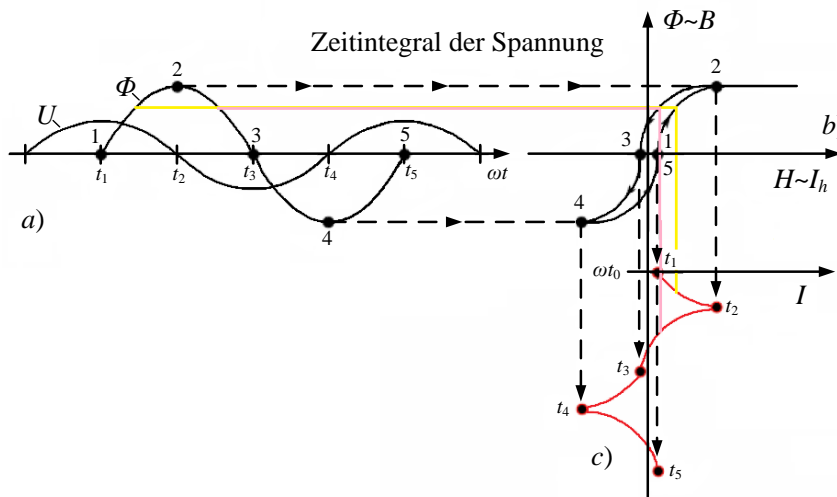


Abbildung 3.7: Ableitung des zeitlichen Verlaufes des Magnetisierungsstromes I_h aus dem Verlauf des magnetischen Flusses und der Hystereseschleife des Transformatorbleches

3.3.2. Magnetischer Streufluss bei Sättigung

Das Streufeld des magnetischen Flusses eines gesättigten Transformators lässt sich in zwei Teilflüsse gem. Abbildung 3.8 aufteilen [46]:

- Der ‚lineare Teilfluss‘, der durch die Isolation zwischen dem Kern und den Windungen (in Abbildung 3.8 rot dargestellt) verläuft und sich über die Luft schließt sowie
- der ‚nichtlineare Teilfluss‘, der abschnittsweise durch das Eisenjoch verläuft und sich ebenfalls über die Luft schließt (in Abbildung 3.8 grün markiert).

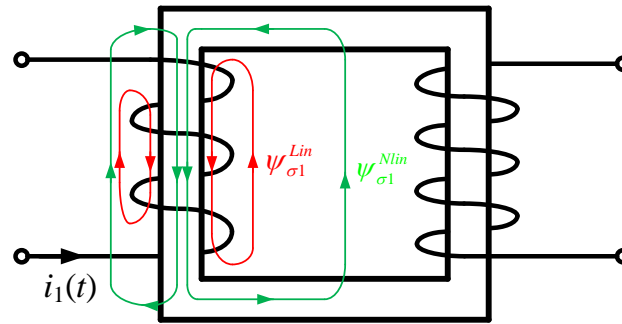


Abbildung 3.8: Magnetischer Streufluss im Transformator

In magnetischen Materialien ist die magnetische Flussdichte B von der magnetischen Feldstärke H und der Permeabilität der Materialien abhängig. Der magnetische Fluss lässt sich als Flächenintegral aus der magnetischen Flussdichte bestimmen:

$$\Phi = \iint_A B \cdot dA = \iint_A \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \cdot dA \quad (3.15)$$

Nach der Definition der Induktivität ergibt sich die Streuinduktivität aus dem Verhältnis des verketteten magnetischen Streuflusses $\psi_{\sigma 1}$ und der Stromstärke, die gerade diesen Streufluss erzeugt:

$$L_{\sigma 1} = \frac{\psi_{\sigma 1}}{i_1(t)} = \frac{\psi_{\sigma 1}^{Lin} + \psi_{\sigma 1}^{Nlin}}{i_1(t)} = L_{\sigma 1}^{Lin} + L_{\sigma 1}^{Nlin} \quad (3.16)$$

Hier ist der magnetische Streufluss mit $\psi_{\sigma 1}^{Lin}$ durch die Isolation und der Streufluss durch den Eisenkern mit $\psi_{\sigma 1}^{Nlin}$ gekennzeichnet.

Wenn sich der Strom i_1 der Wicklung erhöht, verändert sich die Streuinduktivität $L_{\sigma 1}^{Lin}$ nicht, da die relative Permeabilität μ_r der Luft und der Isolation gleich Eins ist. Anders verhält sich die Streuinduktivität $L_{\sigma 1}^{Nlin}$. Wenn der Eisenkern ungesättigt ist, ändert sich die Permeabilität kaum in Abhängigkeit des Stromes i_1 , d.h. die Streuinduktivität $L_{\sigma 1}^{Nlin}$ ist annähernd konstant. Wenn der Kern teilgesättigt ist, variiert die Permeabilität des Kerns stark mit dem Strom i_1 , wobei die Streuinduktivität $L_{\sigma 1}^{Nlin}$ mit steigendem Strom abnimmt.

Bei weiterer Erhöhung des Stromes wird der Kern des Transformators voll gesättigt. Die Permeabilität des magnetisierten Kerns ist in diesem Fall ungefähr gleich Eins, ähnlich der Luft. Daraus folgt, dass die Streuinduktivität $L_{\sigma 1}^{Nlin}$ fast konstant bleibt.

3.4. Der Stromstoß beim Einschalten eines Transformators

Bei der Nennbelastung im stationären Zustand beträgt der Leerlaufstrom des Transformators zwischen 0,5 % und 10 % des Nennstroms. Beim Einschalten des Transformators mit einseitig geöffneten Klemmen (siehe Abbildung 3.9) an eine sinusförmige Spannung fließt durch die Wicklung ein sehr hoher Einschaltstrom (In-rush current), welcher um ein Vielfaches größer als der Nennstrom ist [47].

Im Folgenden werden die Ursachen für die Entstehung des erhöhten Stromes beleuchtet.

Wenn die Sekundärwicklung lastlos ist, d.h. der Transformator sich im Leerlauf befindet und die Primärwicklung bei $t = 0$ mit einer sinusförmigen Spannung $u_1(t)$ gespeist wird (Abbildung 3.9), kann die Spannung auf der Primärseite durch die folgende Gleichung beschrieben werden [49]:

$$u_1(t) = R_1 i_1(t) + w_1 \frac{d\Phi_1}{dt} = U_{1m} \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.17)$$

Φ_1 ist der magnetische Fluss in der Primärwicklung, α ist die Phase der Spannungsquelle u_1 , i_1 ist der Strom und R_1 ist der Widerstand der Primärwicklung.

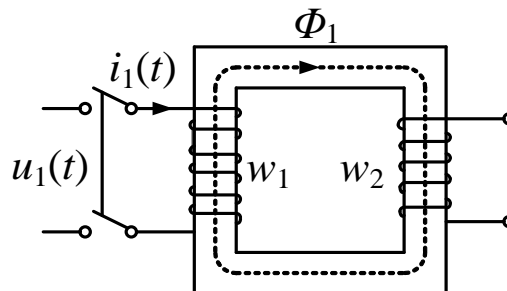


Abbildung 3.9: Einschalten der Primärwicklung beim Leerlauf

Wird zunächst die Sättigung des Kerns nicht berücksichtigt, ist die Beziehung zwischen dem primären Strom i_1 und dem magnetischen Fluss Φ_1 linear und kann durch folgende Gleichung beschrieben werden:

$$i_1(t) = \frac{w_1 \cdot \Phi_1}{L_1} \quad (3.18)$$

L_1 ist die Eigeninduktivität der Primärwicklung. Wird Gleichung (3.18) in Gleichung (3.17) eingesetzt, so ergibt sich

$$\frac{d\Phi_1}{dt} + \frac{R_1}{L_1} \cdot \Phi_1 = \frac{U_{1m}}{w_1} \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.19)$$

Gleichung (3.19) ist eine Differentialgleichung mit konstanten Koeffizienten. Wegen $\omega L_1 \gg R_1$ ist $\arctan(\omega L_1/R_1) \approx 90^\circ$. Wenn der Transformator Kern keine Remanenz bei $t = 0$ aufweist, lässt sich die Lösung der Gleichung (3.19) durch folgende Funktion angeben:

$$\Phi_1 = -\Phi_m \cos(\omega t + \alpha) + \Phi_m \cdot e^{-\frac{R_1}{L_1}t} \cdot \cos(\alpha) = \Phi_{1sin} + \Phi_{1gl} \quad (3.20)$$

mit
$$\Phi_m = \frac{L_1}{w_1} \frac{U_{1m}}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}}$$

Gleichung (3.20) zeigt, dass die Größe des magnetischen Flusses Φ_1 vom anfänglichen Phasenwinkel α abhängt.

Für die Bestimmung des maximalen Stromes sind die zwei nachfolgend diskutierten Fälle von Interesse:

1. Wenn α gleich 90° ist, ergibt sich der magnetische Fluss Φ_1 zu

$$\Phi_1 = -\Phi_m \cos(\omega t + 90^\circ) = \Phi_m \sin(\omega t) \quad (3.21)$$

In dieser Situation verhält sich der Transformator wie im stationären Betrieb.

2. Wenn α gleich 0° ist, ergibt sich für den magnetischen Fluss die Funktion

$$\Phi_1 = -\Phi_m \cos(\omega t) + \Phi_m \cdot e^{-\frac{R_1}{L_1}t} \quad (3.22)$$

Der deutlich höhere Fluss Φ_1 kann eine Sättigung des Kerns hervorrufen und zu höheren Strömen führen.

Abbildung 3.10 zeigt den Verlauf des magnetischen Flusses für $\alpha = 0^\circ$. Wenn $t = \pi/\omega$ ist, weist der magnetische Fluss ein Maximum auf.

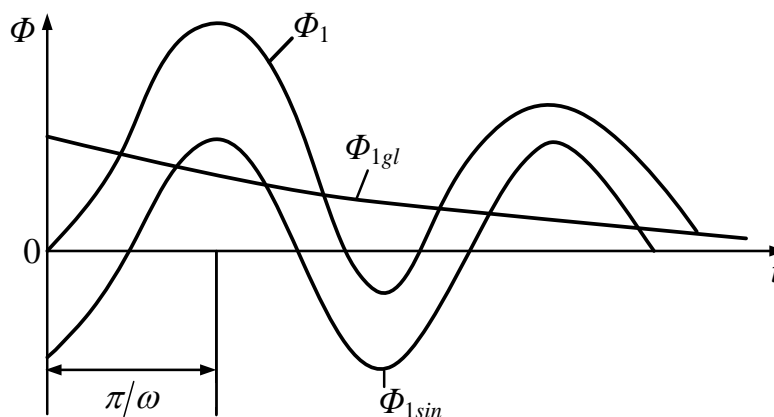


Abbildung 3.10: Verlauf des magnetischen Flusses ($\alpha = 0^\circ$)

Wenn außerdem der Transformator Kern einen Restmagnetismus vor dem Zuschalten der Spannung besitzt und die Orientierung des Restmagnetismus gleich der

des magnetischen Flusses Φ_{1sin} ist, kann der momentane Magnetfluss Φ_1 größer als $2\Phi_m$ sein.

Da jedoch der magnetische Fluss Φ_{1gl} mit der Zeit schnell abklingt, bleibt nach dem Ausgleichsvorgang nur der magnetische Fluss Φ_{1sin} in dem Eisenkern des Transformators übrig.

Die vorstehenden Gleichungen wurden unter der Voraussetzung abgeleitet, dass der Kern ungesättigt ist.

In der Praxis wird der Transformator in einem Zustand betrieben, in dem der Kern gesättigt ist. In diesem Fall ist L_1 nicht mehr konstant (Abbildung 3.11, Punkt A).

Gleichung (3.19) enthält nun eine sättigungsabhängige Induktivität und ist somit nichtlinear.

Liegt der Phasenwinkel α nahe Null, dann geht der Eisenkern aufgrund des hohen Flusses (ca. $2\Phi_m$) sehr stark in den Sättigungsbereich der Kennlinie. Dadurch werden hohe Einschaltströme i_{0m} verursacht, die einen 7- bis 9-fachen Wert des Nennstromes erreichen können (Abbildung 3.11, Punkt B). In Abbildung 3.12 ist der Zeitverlauf des Einschaltstromes schematisch dargestellt.

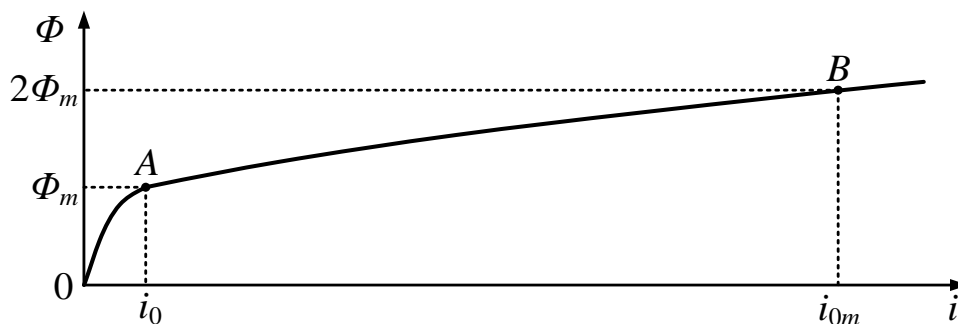


Abbildung 3.11: Kurve zwischen dem magnetischen Fluss und dem Magnetisierungsstrom

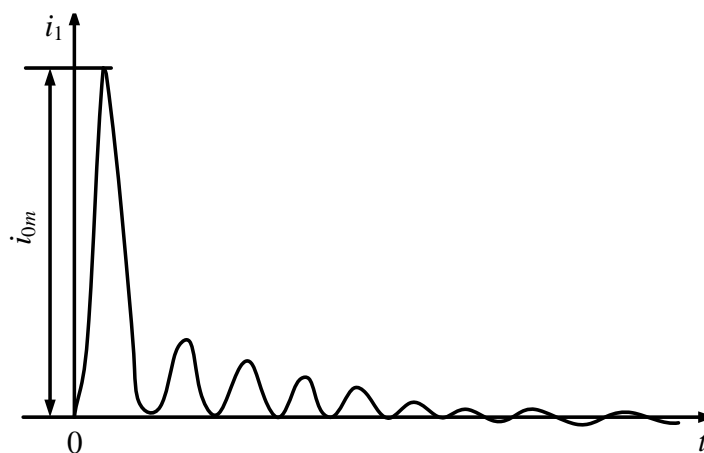


Abbildung 3.12: Einschaltstrom

3.5. Der Stromstoß bei Fehlsynchronisation

Bei der Dimensionierung des Generators und der Leistungsschalter spielen die Ströme nach der Fehlsynchronisation eine wichtige Rolle, da sie unter Umständen die Kurzschlussströme übersteigen können. Die Höhe der Ströme ist von dem Fehlwinkel zwischen den Spannungen des Generators und des Netzes abhängig. Ein weiterer wichtiger Aspekt, der auf die Höhe der Ströme Einfluss hat, jedoch bisher in der Literatur nicht behandelt wurde, ist die Position des Synchronisationsschalters. Dieser wird entweder im Kraftwerk auf der Unterspannungsseite (US-Seite) zwischen dem Generator und Transformator oder aber auf der Oberspannungsseite (OS-Seite) zwischen dem Transformator und der Oberspannungsschiene eingebaut. Weltweit werden beide Konzepte realisiert, wobei in Europa die Variante mit dem Schalter auf der US-Seite bevorzugt wird. In amerikanisch geprägten Ländern wird häufiger die Variante mit dem Schalter auf der OS-Seite gewählt [26] [27].

Nachfolgend werden für beide Schaltungskonzepte analytisch die Zeitfunktionen der Ströme für einen einfachen Einphasentransformator bestimmt und miteinander verglichen.

3.5.1. Synchronisation mit dem Leistungsschalter auf der US-Seite

Die Ableitung der Gleichungen wird für ein vereinfachtes Netzwerk gemäß Abbildung 3.13 durchgeführt, indem der Generator durch seine innere Spannung $u_{Gen}(t)$ und die subtransiente Reaktanz X_d'' nachgebildet wird. Das Netz wird durch die innere Netzspannung $u_{Netz}(t)$ und die subtransiente Netzkurzschlussreaktanz X_{Netz}'' erfasst. Für den Transformator wurde das T-Ersatzschaltbild zugrunde gelegt, mit der zusätzlichen Vereinfachung, dass die Wicklungszahl auf der Primär- und Sekundärseite gleich ist.

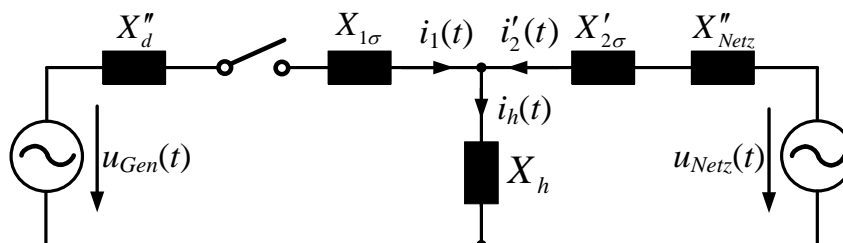


Abbildung 3.13: Vereinfachtes einphasiges Ersatzschaltbild für die Berechnung des Fehlsynchronisationsstromes beim Schalten auf der Generator-Seite

Für das Ersatzschaltnetzwerk in Abbildung 3.13 lassen sich die folgenden zwei Spannungsgleichungen aufstellen:

$$\begin{aligned} u_{Gen}(t) &= \frac{1}{\omega} \frac{d((X_d'' + X_{1\sigma}) \cdot i_1(t))}{dt} + w \cdot \frac{d\Phi_h}{dt} \\ u_{Netz}(t) &= \frac{1}{\omega} \frac{d((X_{Netz}'' + X_{2\sigma}') \cdot i_2'(t))}{dt} + w \cdot \frac{d\Phi_h}{dt} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Mit den Spannungen

$$\begin{aligned} u_{Gen}(t) &= \hat{U} \cdot \cos(\omega(t + t_0) + \beta) \\ u_{Netz}(t) &= \hat{U} \cdot \cos(\omega(t + t_0)) \end{aligned} \quad (3.24)$$

und unter Berücksichtigung von

$$\begin{aligned} X_d'' + X_{1\sigma} &= X_{\sigma G} \\ X_{Netz}'' + X_{2\sigma}' &= X_{\sigma N} \end{aligned} \quad (3.25)$$

wird Gl. (3.23) zu:

$$\begin{aligned} \hat{U} \cdot \cos(\omega(t + t_0) + \beta) &= \frac{1}{\omega} \frac{d(X_{\sigma G} \cdot i_1(t))}{dt} + w \cdot \frac{d\Phi_h}{dt} \\ \hat{U} \cdot \cos(\omega(t + t_0)) &= \frac{1}{\omega} \frac{d(X_{\sigma N} \cdot i_2'(t))}{dt} + w \cdot \frac{d\Phi_h}{dt} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Dabei bezeichnet t_0 den Zeitpunkt des Synchronisierens und β den Fehlwinkel.

Löst man die Gleichungen (3.26) nach der zeitlichen Ableitung des Flusses auf und integriert beide Seiten, dann ergibt sich der Fluss Φ_h zu

$$\begin{aligned} \Phi_h &= \frac{\hat{U}}{\omega \cdot w} \cdot \sin(\omega(t + t_0) + \beta) - \frac{X_{\sigma G} \cdot i_1(t)}{\omega \cdot w} - c_1 \\ \Phi_h &= \frac{\hat{U}}{\omega \cdot w} \cdot \sin(\omega(t + t_0)) - \frac{X_{\sigma N} \cdot i_2'(t)}{\omega \cdot w} - c_2 \end{aligned} \quad (3.27)$$

Im Augenblick des Einschaltens, zum Zeitpunkt $t = 0$ s, ist $i_1(t_0) = 0$ und der Induktionsfluss im Transformator gleich dem remanenten Magnetismus $\Phi_h(t_0)$, sodass für die Integrationskonstante c_1 und c_2 mit dem Einsetzen von $\hat{U}/(\omega \cdot w) = \hat{\Phi}$ folgt:

$$\begin{aligned} c_1 &= \hat{\Phi} \cdot \sin(\omega t_0 + \beta) - \Phi_h(t_0) \\ c_2 &= \hat{\Phi} \cdot \sin(\omega t_0) - \Phi_h(t_0) - \frac{X_{\sigma N}}{\omega \cdot w} \cdot i_2'(t_0) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Aus Gleichung (3.27) wird somit

$$\begin{aligned}\Phi_h &= \hat{\Phi} \cdot \sin(\omega(t + t_0) + \beta) - \frac{X_{\sigma G} \cdot i_1(t)}{\omega \cdot w} - \hat{\Phi} \cdot \sin(\omega t_0 + \beta) + \Phi_h(t_0) \\ \Phi_h &= \hat{\Phi} \cdot \sin(\omega(t + t_0)) - \frac{X_{\sigma N} \cdot i_2'(t)}{\omega \cdot w} - \hat{\Phi} \cdot \sin(\omega t_0) + \Phi_h(t_0) + \frac{X_{\sigma N}}{\omega \cdot w} \cdot i_2'(t_0)\end{aligned}\quad (3.29)$$

Wenn der Transformator im Augenblick des Nulldurchganges der Netzspannung eingeschaltet wird ($t = 0$ s, $t_0 = T/4$), ist der Fluss im Transformator gleich dem remanenten Magnetismus $\pm \hat{\Phi}$ und $i_2'(t_0) = \hat{i}_{h0}'$. Für diesen Zeitpunkt ergibt sich aus Gleichung (3.29) der Fluss Φ_h zu

$$\begin{aligned}\Phi_h &= \hat{\Phi} \cdot \sin(\omega t + \frac{\pi}{2} + \beta) - \frac{X_{\sigma G} \cdot i_1(t)}{\omega \cdot w} - \hat{\Phi} \cdot \sin(\frac{\pi}{2} + \beta) \pm \hat{\Phi} \\ \Phi_h &= \hat{\Phi} \cdot \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) - \frac{X_{\sigma N} \cdot (i_2'(t) - \hat{i}_{h0}')}{\omega \cdot w} - \hat{\Phi} \cdot \sin(\frac{\pi}{2}) \pm \hat{\Phi}\end{aligned}\quad (3.30)$$

Der Verlauf des Flusses für $t_0 = T/4$ und für einen positiven Wert des remanenten Flusses kann nach Gleichung (3.30) angegeben werden:

$$\begin{aligned}\Phi_h &= \hat{\Phi} \cdot \cos(\omega t + \beta) - \frac{X_{\sigma G} \cdot i_1(t)}{\omega \cdot w} - \hat{\Phi} \cdot \cos(\beta) + \hat{\Phi} \\ \Phi_h &= \hat{\Phi} \cdot \cos(\omega t) - \frac{X_{\sigma N} \cdot (i_2'(t) - \hat{i}_{h0}')}{\omega \cdot w}\end{aligned}\quad (3.31)$$

Ist der Fehlwinkel gleich 180° , vereinfacht sich die Gleichung (3.31) zu:

$$\begin{aligned}\Phi_h &= 2 \cdot \hat{\Phi} - \frac{X_{\sigma G} \cdot i_1(t)}{\omega \cdot w} \\ \Phi_h &= \hat{\Phi} \cdot \cos(\omega t) - \frac{X_{\sigma N} \cdot (i_2'(t) - \hat{i}_{h0}')}{\omega \cdot w}\end{aligned}\quad (3.32)$$

Für $t = T/2$ ist Φ_h maximal:

$$\begin{aligned}\Phi_h &= 3 \cdot \hat{\Phi} - \frac{X_{\sigma G} \cdot i_1(t)}{\omega \cdot w} \\ \Phi_h &= -\hat{\Phi} - \frac{X_{\sigma N} \cdot (i_2'(t) - \hat{i}_{h0}')}{\omega \cdot w}\end{aligned}\quad (3.33)$$

Nach Abbildung 3.13 gilt für die Ströme und den Fluss Φ_h folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned}i_h(t) &= i_1(t) + i_2'(t)_2 \\ \Phi_h &= \frac{X_h}{\omega \cdot w} \cdot i_h(t)\end{aligned}\quad (3.34)$$

Setzt man nun den Fluss Φ_h aus Gleichung (3.34) und $\hat{U}/(\omega \cdot w) = \hat{\Phi}$ in Gleichung (3.33) ein, so ergibt sich:

$$\begin{aligned} X_h \cdot i_h(t) &= 3 \cdot \hat{U} - X_{\sigma G} \cdot i_1(t) \\ X_h \cdot i_h(t) &= -\hat{U} - X_{\sigma N} \cdot (i_2'(t) - \hat{i}_{h0}') \end{aligned} \quad (3.35)$$

Aus den Gleichungen (3.32) bis (3.35) folgt:

$$\begin{aligned} X_h \cdot (i_1(t) + i_2'(t)) &= \hat{U} \cdot (2 - \cos(\omega t)) - X_{\sigma G} \cdot i_1(t) \\ X_h \cdot (i_1(t) + i_2'(t)) &= \hat{U} \cdot \cos(\omega t) - X_{\sigma N} \cdot (i_2'(t) - \hat{i}_{h0}') \end{aligned} \quad (3.36)$$

Weil der Leerlaufmagnetisierungsstrom \hat{i}_{h0}' sehr viel kleiner als $i_2'(t)$ ist, wird dieser Strom für die Berechnung der Fehlsynchronisationsströme vernachlässigt. Das Gleichungssystem vereinfacht sich somit zu:

$$\begin{aligned} (X_h + X_{\sigma G}) \cdot i_1(t) + X_h \cdot i_2'(t) &= \hat{U} \cdot (2 - \cos(\omega t)) \\ X_h \cdot i_1(t) + (X_h + X_{\sigma N}) \cdot i_2'(t) &= \hat{U} \cdot \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (3.37)$$

Hieraus können die Ströme $i_1(t)$ und $i_2'(t)$ direkt berechnet werden:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= \frac{\hat{U}}{X_{\sigma N} \cdot X_h + X_{\sigma N} \cdot X_{\sigma G} + X_{\sigma G} \cdot X_h} \cdot (2 \cdot (X_h + X_{\sigma N}) - (2 \cdot X_h + X_{\sigma N}) \cdot \cos(\omega t)) \\ i_2'(t) &= \frac{\hat{U}}{X_{\sigma N} \cdot X_h + X_{\sigma N} \cdot X_{\sigma G} + X_{\sigma G} \cdot X_h} \cdot (-2 \cdot X_h + (2 \cdot X_h + X_{\sigma G}) \cdot \cos(\omega t)) \end{aligned} \quad (3.38)$$

Der Strom $i_h(t)$ ist laut Abbildung 3.13 die Summe der Ströme $i_1(t)$ und $i_2'(t)$:

$$i_h(t) = \frac{\hat{U}}{X_{\sigma N} \cdot X_h + X_{\sigma N} \cdot X_{\sigma G} + X_{\sigma G} \cdot X_h} \cdot (2 \cdot X_{\sigma N} + (X_{\sigma G} - X_{\sigma N}) \cdot \cos(\omega t)) \quad (3.39)$$

Nach Einsetzen in die Gleichungen (3.38) und (3.39) für $t = T/2$ ergeben sich schließlich die gesuchten analytischen Ausdrücke der Ströme für den speziellen Fall der Fehlsynchronisationen auf der US-Seite mit einem Fehlwinkel von 180° :

$$\begin{aligned} i_1\left(t = \frac{T}{2}\right) &= \frac{\hat{U}}{X_{\sigma N} \cdot X_h + X_{\sigma N} \cdot X_{\sigma G} + X_{\sigma G} \cdot X_h} \cdot (4 \cdot X_h + 3 \cdot X_{\sigma N}) \\ i_2'\left(t = \frac{T}{2}\right) &= \frac{\hat{U}}{X_{\sigma N} \cdot X_h + X_{\sigma N} \cdot X_{\sigma G} + X_{\sigma G} \cdot X_h} \cdot (-4 \cdot X_h - X_{\sigma G}) \\ i_h\left(t = \frac{T}{2}\right) &= \frac{\hat{U}}{X_{\sigma N} \cdot X_h + X_{\sigma N} \cdot X_{\sigma G} + X_{\sigma G} \cdot X_h} \cdot (3 \cdot X_{\sigma N} - X_{\sigma G}) \end{aligned} \quad (3.40)$$

3.5.2. Synchronisation mit dem Leistungsschalter auf der OS-Seite

Das zu analysierende Netzwerk behält seine Struktur aus der Abbildung 3.13, lediglich der Leistungsschalter wird auf die Oberspannungsseite verlegt (Abbildung 3.14).

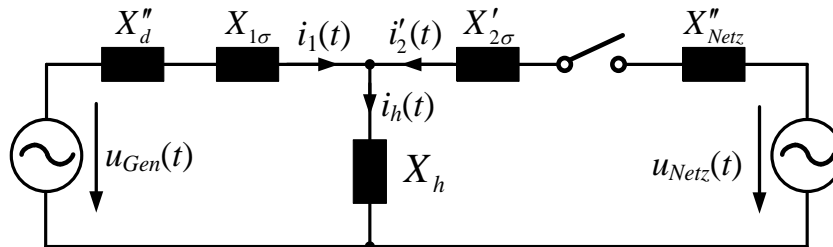


Abbildung 3.14: Vereinfachtes einphasiges Ersatzschaltbild für die Berechnung des Fehlsynchronisationsstromes beim Schalten auf der Netzseite

Die in Abschnitt 3.5.1 abgeleitete Lösung für die Ströme lässt sich sofort auf dieses Netzwerk übertragen, wenn die entsprechenden Indizes gemäß dem symmetrischen Aufbau des Netzschaltbildes in Abbildung 3.13 vertauscht werden. Es ergibt sich danach die Ausdrücke für die drei Ströme bei der Fehlsynchronisation mit $\beta = 180^\circ$:

$$\begin{aligned}
 i_1 \left(t = \frac{T}{2} \right) &= \frac{\hat{U}}{X_{\sigma N} \cdot X_h + X_{\sigma N} \cdot X_{\sigma G} + X_{\sigma G} \cdot X_h} \cdot (4 \cdot X_h + X_{\sigma N}) \\
 i_2' \left(t = \frac{T}{2} \right) &= \frac{\hat{U}}{X_{\sigma N} \cdot X_h + X_{\sigma N} \cdot X_{\sigma G} + X_{\sigma G} \cdot X_h} \cdot (-4 \cdot X_h - 3 X_{\sigma G}) \\
 i_h \left(t = \frac{T}{2} \right) &= \frac{\hat{U}}{X_{\sigma N} \cdot X_h + X_{\sigma N} \cdot X_{\sigma G} + X_{\sigma G} \cdot X_h} \cdot (-3 \cdot X_{\sigma G} + X_{\sigma N})
 \end{aligned} \tag{3.41}$$

Aus den Gleichungen (3.40) und (3.41) ist zu erkennen, dass der Magnetisierungsstrom i_h wegen $X_{\sigma G} \gg X_{\sigma N}$ größer ist, wenn der Synchronisationsschalter auf der Netzseite liegt. Dementsprechend ist er kleiner als bei Lage auf der Generatorseite. Hieraus folgt auch, dass die Hauptreaktanz X_h für den Fall der Synchronisation auf der OS-Seite deutlich kleiner wird.

Die Unterschiede zwischen den beiden Fällen können durch Einsetzen von typischen Zahlenwerten für die Spannungen und Reaktanzen verdeutlicht werden.

Mit

$$X_{\sigma G} = 0,2 \text{ p.u.}, X_{\sigma N} = 0,055 \text{ p.u.}, X_h = 17,58 \text{ p.u. (schwach gesättigt)}$$

für die Synchronisation auf der US-Seite und

$$X_{\sigma G} = 0,2 \text{ p.u.}, X_{\sigma N} = 0,055 \text{ p.u.}, X_h = 0,364 \text{ p.u. (stark gesättigt)}$$

für die Synchronisation auf der OS-Seite ergeben sich folgende, in der Tabelle 3-1 aufgelistete, maximale Werte für die Ströme:

Tabelle 3-1: maximale Generator- und Netzströme bei 180° Fehlsynchronisation

Fall	$i_{1max}(t)$ [p.u.]	$i_{2max}(t)$ [p.u.]	$i_{hmax}(t)$ [p.u.]
Fehlsynchronisation auf der US-Seite	15,29	-15,30	-0,01
Fehlsynchronisation auf der OS-Seite	14,31	-19,45	-5,14

Daraus folgt, dass bei unterschiedlichem Sättigungszustand der Reaktanz X_h die maximalen Generatorströme von dem Ort des Einbaus des Leistungsschalters abhängig sind. Bei der Synchronisation mit dem Schalter auf der US-Seite eines Einphasentransformators ist der berechnete Generatorstrom bei den hier getroffenen Annahmen und Vereinfachungen um ca. 6,41 % höher.

Kapitel 4 Betriebseigenschaften eines Einphasentransformators auf Basis einer FE-Simulation

4.1. Der betrachtete Beispiel-Einphasentransformator

Für die Untersuchung wurde ein Einphasentransformator der Firma ELTRA Transformatorenbau GmbH gewählt (Abbildung 4.1), der im Labor des Lehrstuhls als Prüfobjekt für die spätere Verifizierung der Rechenergebnisse zur Verfügung gestanden hat. Die Bemessungsleistung des Transformators beträgt 5 kVA.

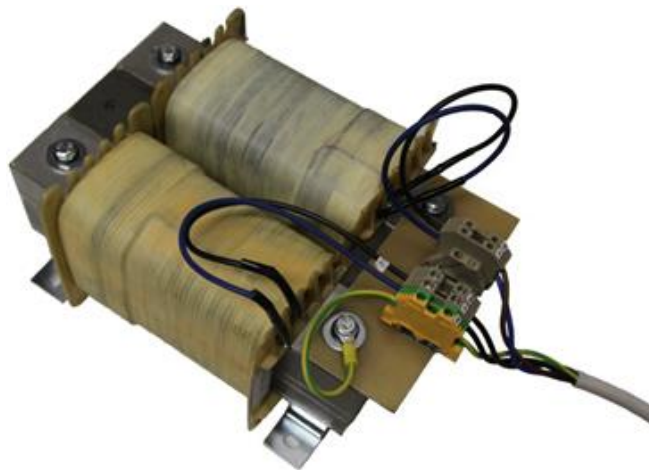


Abbildung 4.1: Foto des ausgewählten Einphasentransformators [55]

Der Transformator wurde für die Nennspannung von 230 V und den Nennstrom von 22,3 A auf der Primärseite sowie die Nennspannung von 690 V und den Nennstrom von 7,25 A auf der Sekundärseite ausgelegt. Der Eisenkern des hier untersuchten Einphasentransformators besteht aus Elektroblechen mit dazwischen liegenden Isolationsschichten, um die Wirbelströme im Eisenkern so gering wie möglich zu halten. Für das Material M330-50 A werden vom Hersteller die Ummagnetisierungsverluste bei 50 Hz und die magnetische Flussdichte von 1,5 T mit einem Wert von 3,3 W/kg angegeben. Die Blechstärke beträgt 0,5 mm [56].

Die Wicklungen des Transformators sind um den Eisenkern herum auf einen Spulenkörper gewickelt, der die Wicklungen gegen den Kern elektrisch isoliert. Die Wicklungen der Primär- und Sekundärseite sind getrennt. In Tabelle 4-1 sind die Abmessungen und Parameter des untersuchten Transformators gegeben.

Tabelle 4-1: Abmessungen und Parameter des untersuchten Transformators

Fall	Primärwicklung	Sekundärwicklung
Windungszahlen	155	470
Widerstand der Wicklung	0,1 Ω	0,86 Ω
Durchmesser der Wicklung	3,55 mm	2,12 mm
Material der Wicklung	Kupferdraht	Kupferdraht

4.2. Finite-Elemente-Modell des Transformators

Der ausgewählte Einphasentransformator wird mit der Software Flux 3D simuliert. Abbildung 4.2 zeigt die halbe Geometrie des Eisenkerns vom Transformator. Um die DIRICHLET'sche Randbedingung zu erfüllen, wird der Transformator in eine infinite Box eingebunden. Im Allgemeinen reicht es bei einem Einphasentransformator aus Symmetriegründen aus, nur eine Hälfte des Transformators zu modellieren. Bei der FE-Netzgenerierung muss der Transformator sehr fein diskretisiert werden, da sich der Fluss in diesem Bereich stark ändert. Im Gegensatz dazu können der infinite Bereich und der Luftbereich, der in Abbildung 4.2 magentafarben gekennzeichnet ist, grob diskretisiert werden.

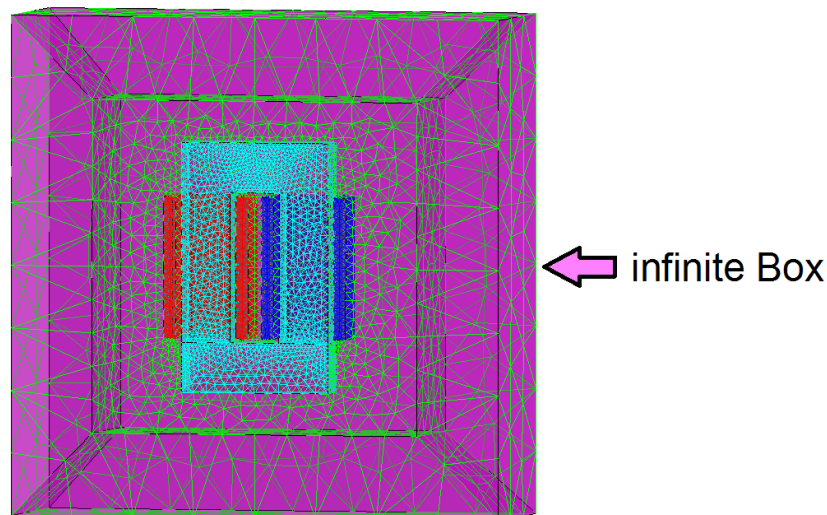


Abbildung 4.2: Halbe Geometrie des Transformators mit FEM

Der Aufbau des Transformators wird in Abbildung 4.3 verdeutlicht. Hier ist der Eisenkern grün dargestellt. Die primär- und sekundärseitigen Wicklungen werden als Rechtecke mit den Farben rot und blau gekennzeichnet.

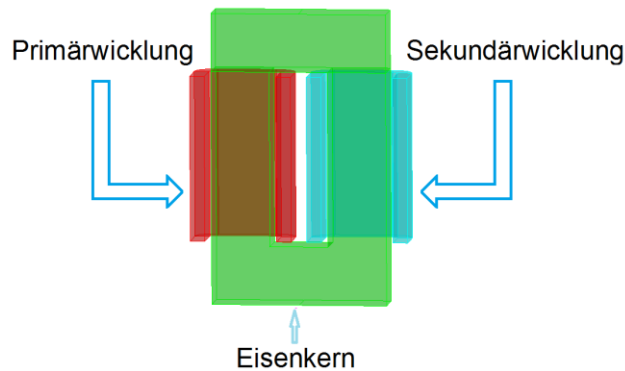


Abbildung 4.3: Eisenkern und die Wicklungen des Transformators mit FEM

Der Feld-Bereich des FE-Modells wird außerhalb zu einem Netzwerk aus einer idealen Spannungsquelle und einem Widerstand (Abbildung 4.4) verbunden. Die Impedanz (Z_{Last}) repräsentiert die Last auf der sekundären Seite des Transformators [6].

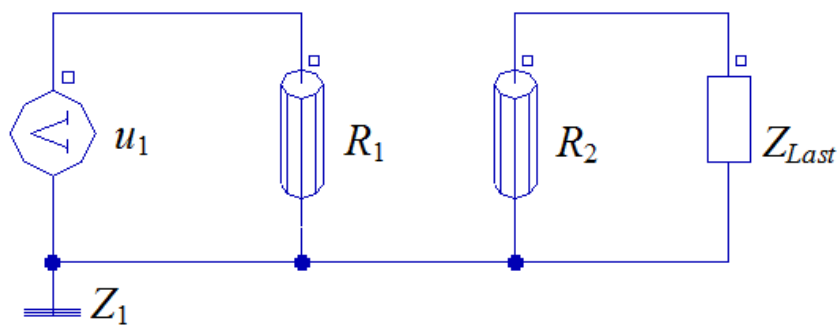


Abbildung 4.4: Netzwerkmodell mit einer idealen Spannungsquelle

4.3. Verifizierung der FE-Ergebnisse durch Messung an einem realen Transformator

Um das numerische Modell zu verifizieren, erfolgen im Labor umfangreiche Messungen am Beispieltransformator für stationäre und transiente Vorgänge. Die hierbei gewonnenen Messwerte bzw. Funktionsverläufe werden anschließend mit den Ergebnissen der numerischen Feldberechnung, die mit der Software Flux 2D und 3D durchgeführt wurden, verglichen.

4.3.1. Stationäre Betriebszustände

4.3.1.1. Leerlauf

Der betrachtete Einphasentransformator wird im Leerlauf betrieben. Die Spannungsquelle U_1 wird im Bereich von 0 bis $1,2 \cdot U_{1N}$ variiert.

In Abbildung 4.5 sind die Messwerte der Sekundärspannung den Werten aus der Berechnung mit Flux 2D und 3D im Leerlauf gegenübergestellt. Für den Wertebereich der Primärspannung zwischen 0 und U_{1N} verhalten sich die Spannungen U_1 und

U_2 genau linear zueinander. Bei weiterer Erhöhung der Primärspannung U_1 verkleinert sich die Sekundärspannung U_2 aufgrund der Sättigung. Bei der Nennspannung liegt die Abweichung der Sekundärspannung des realen Transformators von der aus dem Flux 2D-Modell bei 0,51 % und von der aus dem Flux 3D-Modell bei 0,97 %. Bei einer Spannung von 280 V beträgt die Abweichung für die Sekundärspannung des realen Transformators von der aus dem Flux 2D-Modell 3,14 % und von der aus dem Flux 3D-Modell 0,63 %.

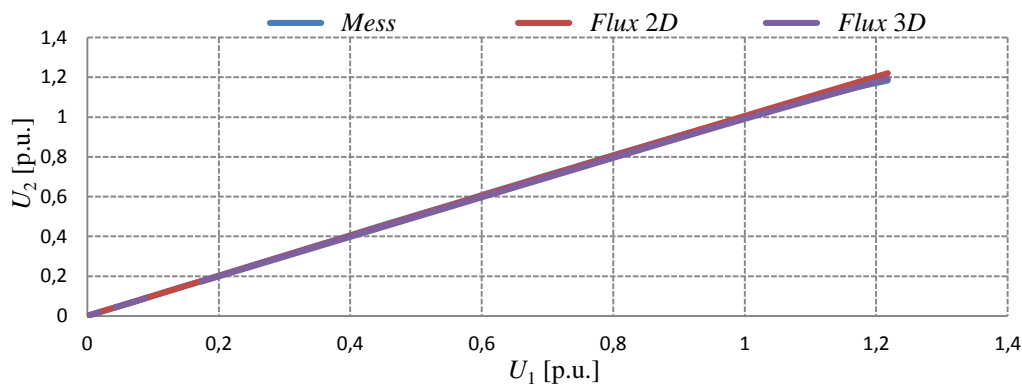


Abbildung 4.5: Vergleich der gemessenen Sekundärspannung im Leerlauf mit dem berechneten Werten mit Flux 2D und 3D

Abbildung 4.6 zeigt den Vergleich der gemessenen mit den berechneten Leerlaufströmen aus Flux 2D und 3D. Für die Primärspannungen von 0 bis U_{1N} ist die Steigung des Graphen der Funktion $I_0 = f(U_1)$ fast konstant. Oberhalb der Nennspannung nimmt die Steigung des Graphen aufgrund der Sättigung weiter zu. Bei Nennspannung beträgt die Abweichung des Leerlaufstromes zwischen der Messung und den Rechenwerten aus Flux 2D ca. 2 % und aus Flux 3D nur 0,35 %.

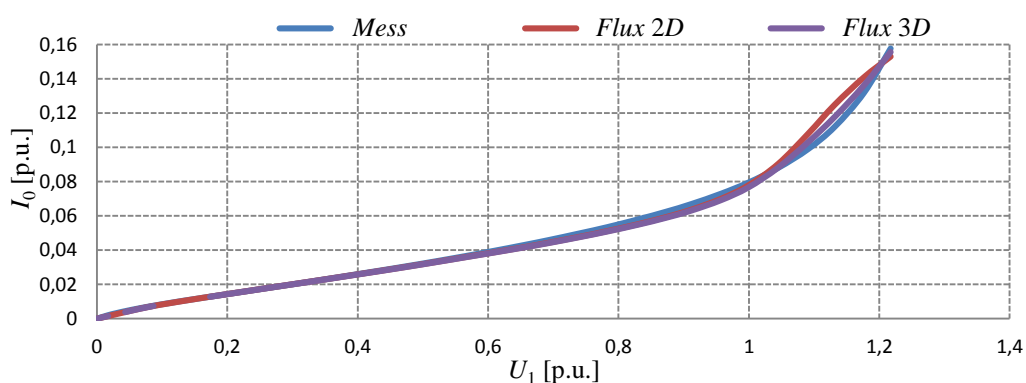


Abbildung 4.6: Vergleich des gemessenen Leerlaufstromes mit dem berechneten Werten mit Flux 2D und 3D

Daraus folgt, dass sich für den Leerlaufbetrieb eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den gemessenen und berechneten Werten im Spannungsbereich von 0 bis U_{1N} ergibt. Oberhalb der Nennspannung tritt eine Abweichung von maximal 5,7 % (Flux 3D) auf.

4.3.1.2. Stationärer Kurzschluss

Der betrachtete Einphasentransformator wird nun im Kurzschluss betrieben. Weil der Transformator durch Ströme, die deutlich größer als I_{1N} sind, beschädigt werden kann, wird die Spannung U_1 von 0 beginnend erhöht, bis der Bemessungsstrom I_{1N} auf der Primärseite fließt.

In Abbildung 4.7 werden die gemessenen Kurzschlussspannungen mit den mit Flux 2D und 3D berechneten Kurzschlussspannungen verglichen.

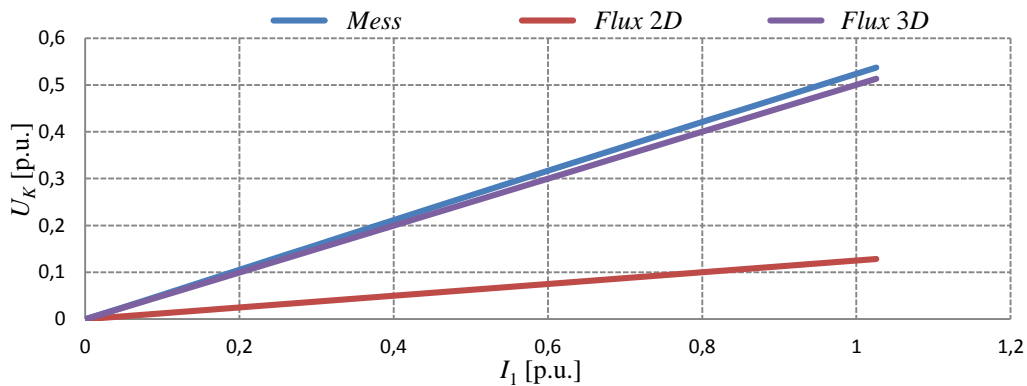


Abbildung 4.7: Vergleich der Kurzschlussspannungen der Messung mit Flux 2D und 3D

Der Primärstrom und die entsprechende Kurzschlussspannung verhalten sich fast linear zueinander. Bei dem ausgewählten Einphasentransformator beträgt die Kurzschlussspannung 52,4 %, da die beiden Wicklungen auf den verschiedenen Schenkeln getrennt sind. Bei dem Nennstrom ist die Abweichung der Kurzschlussspannung zwischen dem gemessenen und dem mit dem Flux-2D-Modell berechneten Wert 76,11 %, für die Ergebnisse aus der Berechnung mit dem Flux 3D-Modell ergeben sich entsprechend 5,75 %. Weil die Randeffekte im Transformator bei einer 2D-Simulation nicht berücksichtigt werden können und die Tiefe des Schenkels vom Eisenkern größer als dessen Breite ist, wird der Einphasentransformator mit der Software Flux 2D nicht richtig simuliert.

Aus dem Leerlauf- und Kurzschlussversuch können die Parameter des Transformators ermittelt werden.

Berücksichtigt man die Eisenverluste im Kern des Transformators, so ergibt sich das erweiterte Ersatzschaltbild gem. Abbildung 4.8.

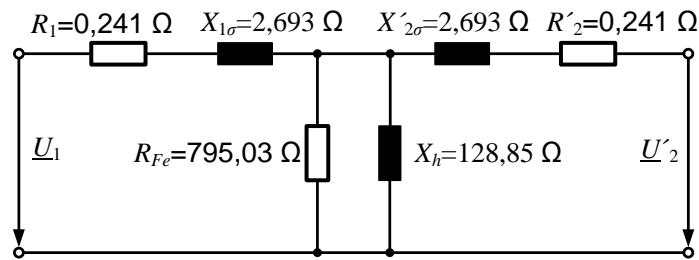


Abbildung 4.8: Ersatzschaltbild des Transformators mit Eisenverlusten

4.3.1.3. Nennbetrieb

Der Einphasentransformator wird jetzt belastet. Abbildung 4.9 zeigt den Vergleich zwischen den Messwerten und den Berechnungen mit Flux 3D für den Primärstrom und die Sekundärspannung im Nennbetrieb für unterschiedliche Primärspannungen. Die Abweichungen für den Primärstrom zwischen den Messwerten und den Simulationsergebnissen liegen unter 1 %. Dementsprechend ergeben sich für die Sekundärspannung Abweichungen kleiner als 4 %.

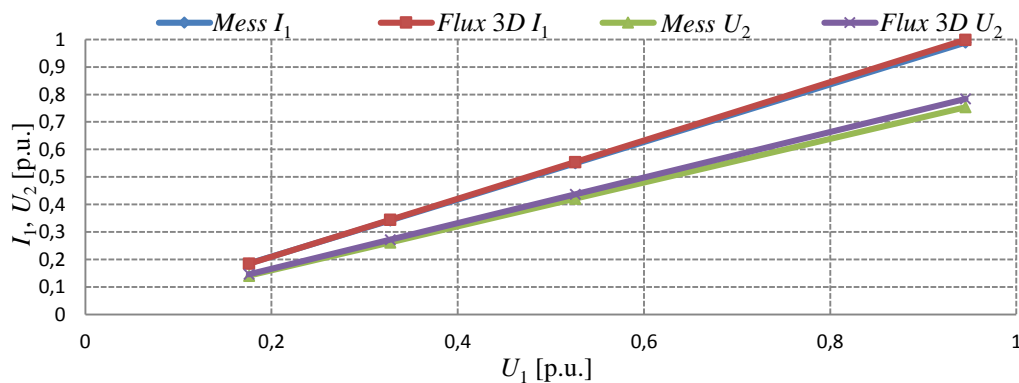


Abbildung 4.9: Vergleich der Messwerte mit den Ergebnissen aus Flux 3D für den Primärstrom und die Sekundärspannung

Der Vergleich zeigt, dass für die untersuchten stationären Fälle Leerlauf, Kurzschluss und Nennbetrieb mit dem Programm Flux 3D ausreichend genaue Ergebnisse gewonnen werden.

4.3.2. Stoßkurzschluss

Die Verifizierung der Berechnung für die transienten Vorgänge erfolgt am Beispiel eines Stoßkurzschlusses an der Sekundärseite des Transformators. Der untersuchte Einphasentransformator wird mit einer Spannung von 78,7 V (0,3 p.u.) eingespeist und mit einem Widerstand von 75,8 Ω belastet. Die Sekundärwicklung wird bei $t = 0,036$ s plötzlich kurzgeschlossen. In Abbildung 4.10 sind die berechneten und gemessenen Zeitfunktionen des Primärstromes gegenübergestellt.

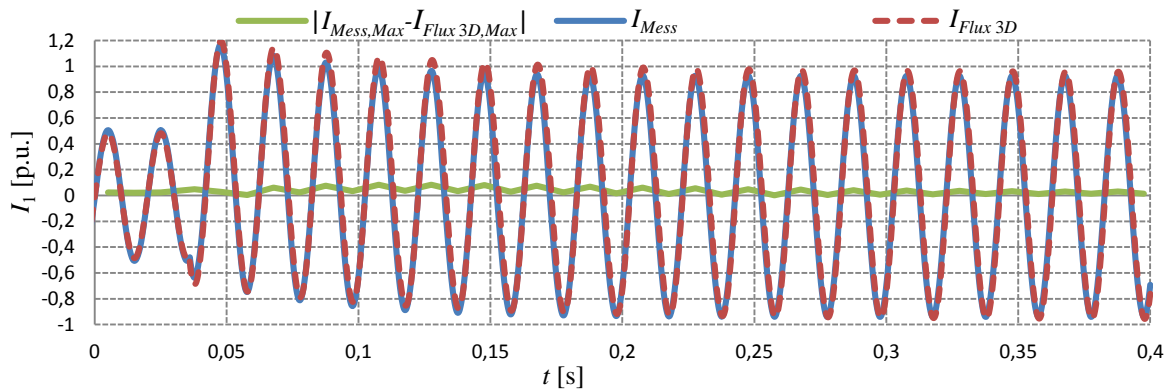


Abbildung 4.10: Vergleich von Messung und Simulation des Kurzschlussstromes bei 78,7 V, Grün: $|I_{Mess,Max} - I_{Flux\ 3D,Max}|$ - Differenz der maximalen Amplituden

Nach Auslösen des Kurzschlusses steigen die Ströme rasch an und erreichen ihre maximale Amplitude bei $t = 0,047$ s. Die Abweichung des gemessenen Kurzschlussstromes vom simulierten Kurzschlussstrom beträgt für die erste maximale Amplitude nach Einleitung des Kurzschlusses 2,5 % auf der Primärseite.

Um die Gegenüberstellung für den hohen Sättigungszustand des Eisenkerns durchführen zu können, wird die Simulation bei einer höheren Spannung von 183 V (0,8 p.u.) und einer Last von 75,8 Ω wiederholt. Der entsprechende Vergleich zwischen den gemessenen und berechneten Zeitverläufen ist in Abbildung 4.11 aufgezeigt.

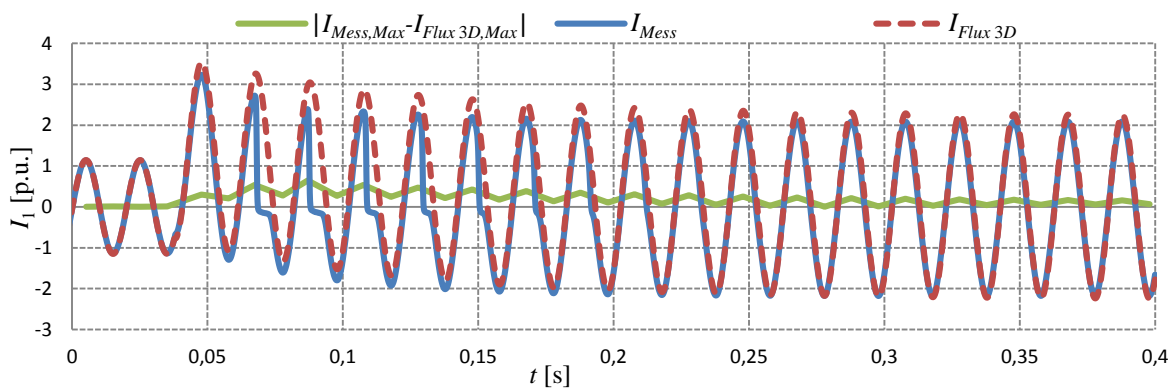


Abbildung 4.11: Vergleich der Messung und Simulation des Kurzschlussstromes bei 183 V, Grün: $|I_{Mess,Max} - I_{Flux\ 3D,Max}|$ - Differenz der maximalen Amplituden

Die Kurzschlussströme erreichen ihre maximalen Amplituden bei $t = 0,048$ s. Die Abweichung des gemessenen von dem simulierten Kurzschlussstrom beträgt für die erste, größte Amplitude nach dem Kurzschluss 9,37 % auf der Primärseite. Die Messung zeigt, dass nach dem Kurzschluss höhere Harmonische durch die Messeinrichtungen verursacht werden. Diese werden durch das FE-Modell nicht erfasst.

Der stationäre und transiente Vergleich zwischen den gemessenen und berechneten Werten verdeutlicht, dass die physikalischen Eigenschaften des ausgewählten Transformators mit dem Programm Flux 3D sehr gut simuliert werden können.

4.3.3. Einfluss der Sättigung bei Stoßkurzschluss

Nach der Validierung des numerischen FE-Modells des Einphasentransformators werden Kurzschlüsse bei verschiedenen Primärspannungen mittels transienten 3D Flux-Berechnungen unter Berücksichtigung von Sättigungseinflüssen (B-H-Kurve) sowie einer konstanten Permeabilität berechnet.

Um die Vorgänge, die sich bei dem Kurzschluss des Transformators ereignen, besser zu erfassen, erfolgt eine Gegenüberstellung von Zeitfunktionen der Primär- und Sekundärströme.

In Abbildung 4.12 sind die Zeitfunktionen der Primär- und Sekundärströme für den Fall des Kurzschlusses bei einer Spannung $U_1 = 120 \text{ V}$ (0,52 p.u.) dargestellt.

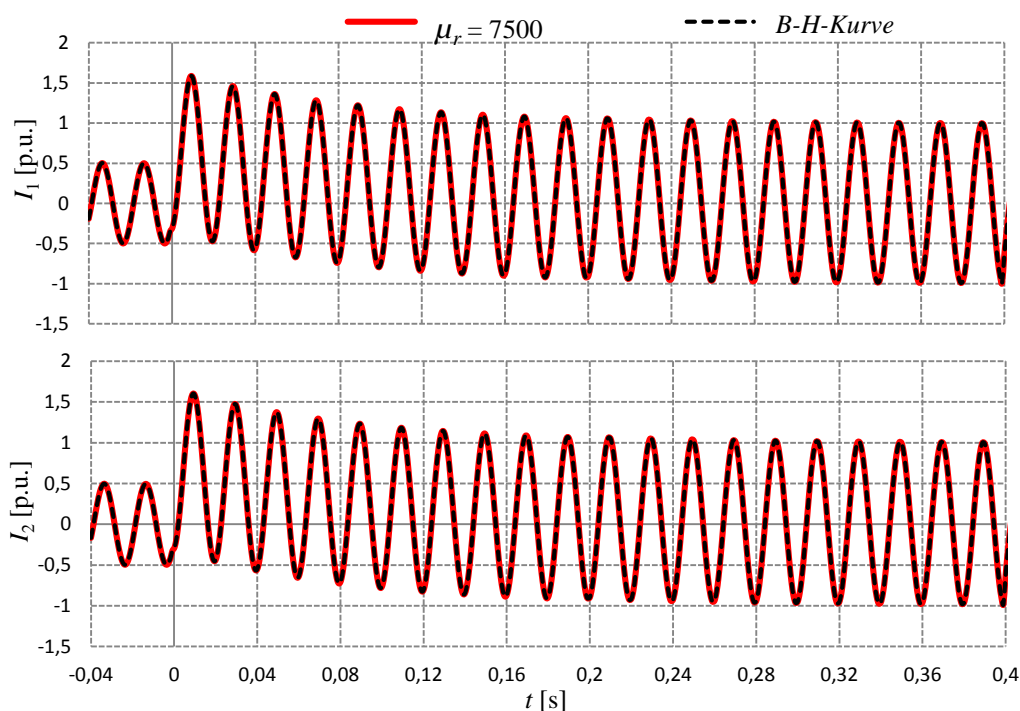


Abbildung 4.12: Verlauf des Primär- und Sekundärstromes beim Kurzschluss

Im direkten Vergleich der Kurzschlussströme fällt auf, dass die beiden Verläufe fast identisch sind.

Für die Modellierung des Transformators in den Übertragungsnetzen wird ein möglichst genauer Wert der Kurzschlussimpedanz benötigt. Um ihre Abhängigkeit von der Sättigung des Eisenkerns zu erhalten, wurde die Primärspannung im breiten Wertebereich zwischen 0,3 bis 3,0 p.u. variiert, wobei bei allen Rechenvarianten der

Transformator mit einem Widerstand von $75,8 \Omega$ belastet wurde und der Stoßkurzschluss im Nulldurchgang der Spannung eingeleitet wurde.

In Abbildung 4.13 sind die berechneten maximalen Kurzschlussströme I_{1kmax} als Funktion der Primärspannung U_1 dargestellt.

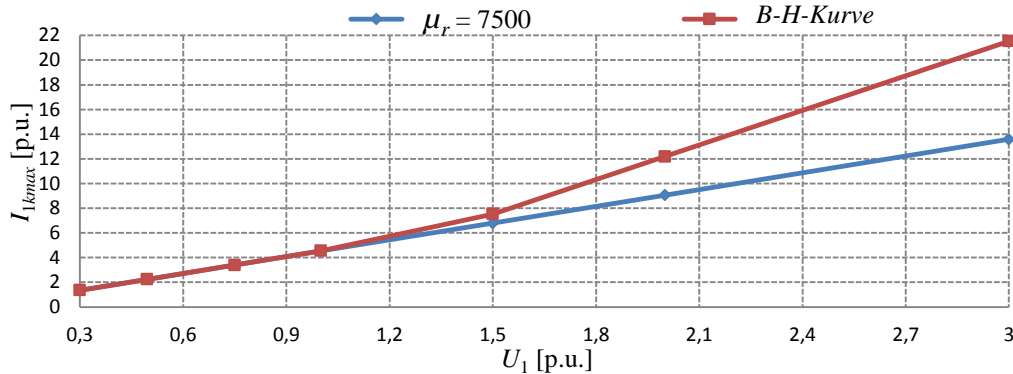


Abbildung 4.13: Maximum des Kurzschlussstromes bei verschiedenen Primärspannungen

Hieraus ist ersichtlich, dass für $U_1 \leq U_N$ die maximalen Ströme die gleichen Werte annehmen. Erst wenn die Primärspannung größer als die Nennspannung ist, wird der mit der B-H-Kurve berechnete Strom I_{1kmax} größer als bei Berechnung mit konstanter Permeabilität.

Aus der in Abbildung 4.13 aufgezeigten Abhängigkeit $I_{1kmax} = f(U_1)$ lässt sich sofort der Verlauf der Kurzschlussimpedanz Z_{kmax} über den maximalen Kurzschlussstrom I_{1kmax} ermitteln (Abbildung 4.14).

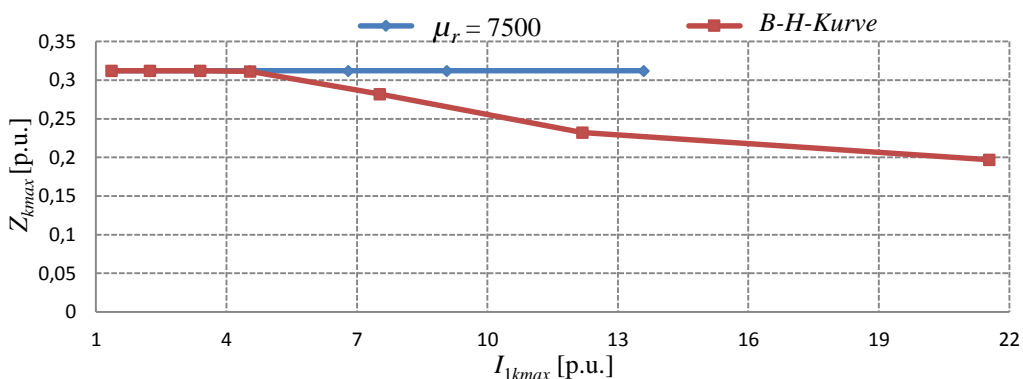


Abbildung 4.14: Kurzschlussimpedanz über I_{1kmax}

Erwartungsgemäß behält die Kurzschlussimpedanz den gleichen Wert, wenn sich die Permeabilität nicht ändert. Bei Berücksichtigung der B-H-Kurve nehmen die Werte oberhalb eines maximalen Kurzschlussstromes von 5 p.u. aufgrund der Sättigung des Eisenkerns stetig ab und fallen für $I_{1kmax} = 14$ p.u. um ca. 28 % des ungesättigten Wertes ab.

Dies verdeutlicht anschaulich die Reduzierung der Kurzschlussimpedanz aufgrund der steigenden Sättigung des Eisenkerns in einem einfachen Einphasentransformator.

4.3.4. Fehlsynchronisation mit dem Netz

Nachdem in den vorangegangenen Abschnitten der Einfluss der Sättigung auf die Höhe der Stoßkurzschlussströme herausgearbeitet wurde, wird im folgenden Abschnitt die Fehlsynchronisation mit dem Netz betrachtet. Insbesondere soll geklärt werden, ob bei einem Einphasentransformator die Position des Synchronisationsschalters (unter- oder oberspannungsseitig) Einfluss auf die Höhe der maximalen Ströme hat.

Aus den Arbeiten über die Auswirkungen von elektrischen Störfällen auf die Kraftwerksgeneratoren [26] ist bekannt, dass die größten Torsionsmomente im Wellenstrang bei einem Fehlwinkel von 120° auftreten, während bei einem Fehlwinkel von 180° die größten Ständerströme hervorgerufen werden.

4.3.4.1. Modifiziertes Finite-Elemente-Modell des Transformators

Um die Größe der Kurzschlussreaktanz des bisher behandelten Einphasentransformators von ca. 0,5 p.u. an die des Dreiphasentransformators anzupassen, wird bei dem Simulationsmodell die Geometrie des Beispieltransformators verändert. Hierzu wird auf jedem Schenkel die Windungszahl der Primär- und der Sekundärwicklung halbiert (Abbildung 4.15).

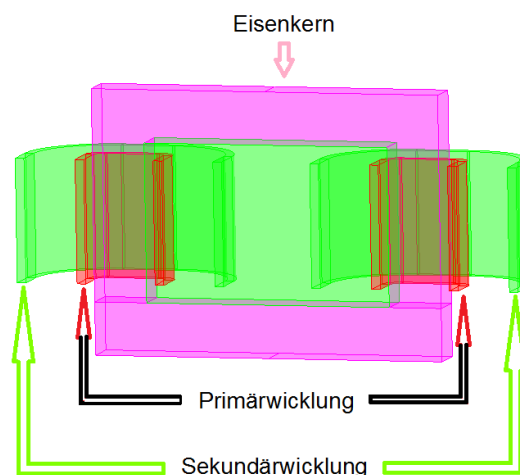


Abbildung 4.15: Geometrie des veränderten Einphasentransformators

Die charakteristischen Daten des modifizierten Transformators sind in der nachfolgenden Tabelle 4-2 angegeben.

Tabelle 4-2: Daten des Transformators

Parameter	Wert	Parameter	Wert
Nennprimärspannung	230 V	Nennsekundärspannung	690 V
Nennprimärstrom	22,3 A	Nennsekundärstrom	7,25 A
Primärwicklungszahl	156	Sekundärwicklungszahl	470
Nennleistung	5 kVA	Nennfrequenz	50 Hz
Kurzschlussspannung	10 %	Leerlaufstrom	5,6 %

4.3.4.2. Fehlsynchronisation auf der Netzseite

In Abbildung 4.16 wird ein vereinfachtes Ersatzschaltbild des Systems Generator-Transformator-Netz für die Berechnung der Ausgleichsvorgänge nach einer Fehlsynchronisation dargestellt. Zunächst wird das Systemverhalten bei Synchronisation mit den Fehlwinkeln $\beta = 180^\circ$ näher untersucht. Es wird angenommen, dass sich der Synchronisationsschalter auf der Netzseite befindet.

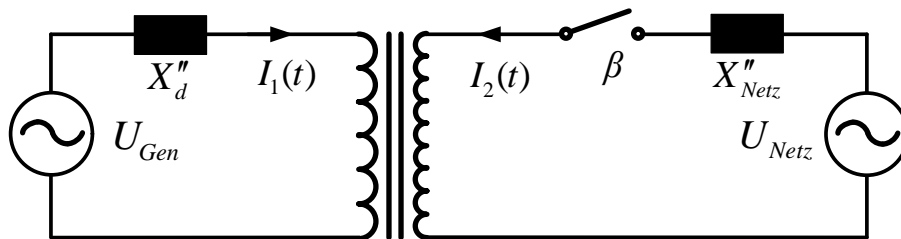


Abbildung 4.16: Synchronisationsschalter auf der Netzseite

In Abbildung 4.17 werden die Zeitfunktionen des Generatorstromes i_1 und des Netzstromes i_2 bei 180° netzseitiger Fehlsynchronisation unter Berücksichtigung der Eisensättigung dargestellt. Vor der Zuschaltung fließt in der Primärwicklung der Leerlaufstrom, während der Sekundärstrom unterbrochen ist. Nach der Zuschaltung steigen die Ströme rasch an. Die Spitzenwerte der Ströme erreichen auf der Generatorseite 13,68 p.u. und auf der Netzseite 16,79 p.u. bei $t = 9,5$ ms.

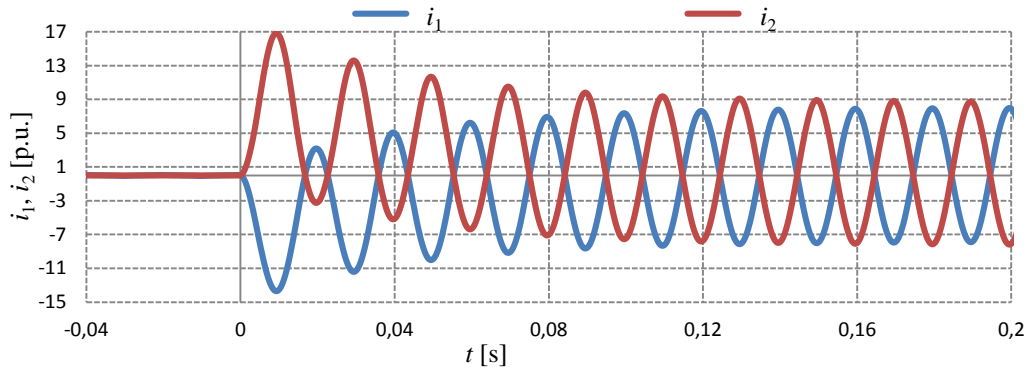


Abbildung 4.17: Ströme bei 180° netzseitiger FS

Um den Sättigungszustand des Eisenkerns im Maximum der Ströme hervorzuheben, wird in Abbildung 4.18 für $t = 9,5$ ms die Verteilung der Permeabilität im Eisenkern dargestellt. Aus dem Ergebnis in Abbildung 4.18 ist zu erkennen, dass die Joche eine niedrige relative Permeabilität von ungefähr 58 aufweisen, also stark gesättigt sind, während sich in den Schenkeln eine hohe relative Permeabilität von etwa 1900 einstellt, was auf schwache Sättigung schließen lässt. Erwartungsgemäß sind die Ecken des Joches nahezu ungesättigt.

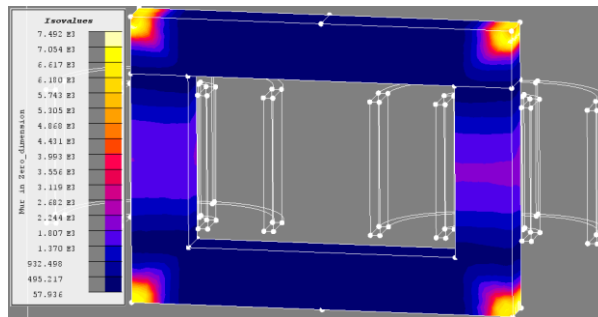


Abbildung 4.18: Permeabilität des Eisenkerns bei 180° netzseitiger FS

4.3.4.3. Fehlsynchronisation auf der Generatorseite

In der folgenden Simulation befindet sich der Synchronisationsschalter auf der Generatorseite (Abbildung 4.19). Wie in den Beispielen zuvor wird die Simulation für die Fehlwinkel von 180° durchgeführt.

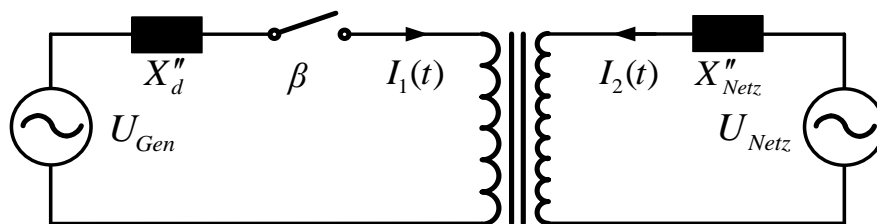


Abbildung 4.19: Synchronisationsschalter auf der Generatorseite

Die Zeitfunktionen der berechneten Ströme auf der Primär- und Sekundärseite des Transformators nach der Fehlsynchronisation mit dem Winkel von 180° sind in Abbildung 4.20 angegeben.

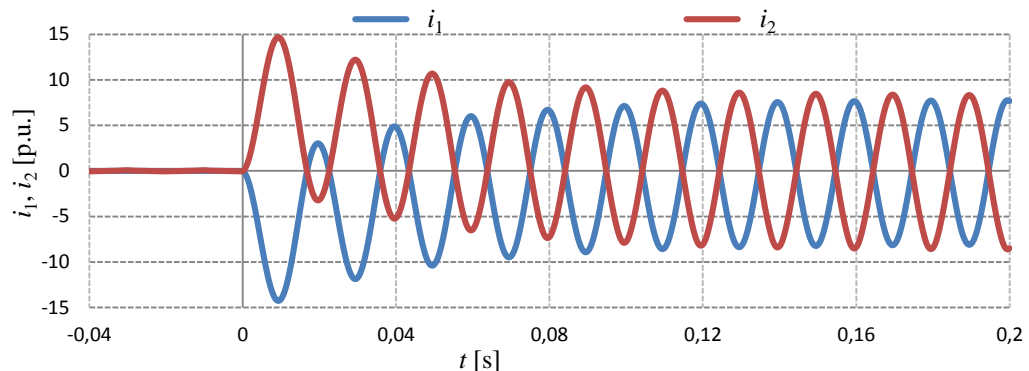


Abbildung 4.20: Ströme bei 180° generatorseitiger FS

Im direkten Vergleich der Ströme mit den Strömen bei der Synchronisation auf der Netzseite (Abbildung 4.17 und Abbildung 4.20) fällt auf, dass der Zeitverlauf der Ströme für den Fehlwinkel von 180° sehr ähnlich ist, jedoch die Amplituden der Ströme bei der Synchronisation auf der Netzseite etwas geringer sind.

In Abbildung 4.21 ist die Permeabilität des Eisenkerns bei einer Simulationszeit von 9,5 ms dargestellt.

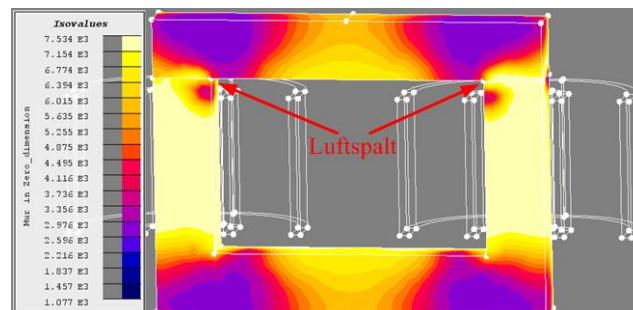


Abbildung 4.21: Permeabilität des Eisenkerns bei 180° generatorseitiger FS

Weil bei der Fehlsynchronisation auf der Generatorseite der Unterschied zwischen den Amplituden der Primär- und Sekundärströme sehr klein ist, sind die Schenkel und das Joch des Transformators ungesättigt.

Bei der Analyse der Abbildung 4.21 ist zu beachten, dass aufgrund des kleinen Luftspalts zwischen den Schenkeln und dem oberen Joch der magnetische Kreis nicht volle Symmetrie aufweist.

4.3.4.4. Auswertung der Ergebnisse zur Fehlsynchronisation

Um die vorangegangenen Ergebnisse zu bewerten, ist es vorteilhaft, die repräsentativen Größen - die maximalen Ströme auf der Primär- und Sekundärseite - für alle betrachteten Fälle tabellarisch zu vergleichen (Tabelle 4-3).

Tabelle 4-3: Vergleich der Ergebnisse der Fehlsynchronisation

Fall	i_{max}	$\mu_r = \text{konst.}$	$\mu_r = f(H)$	Sättigungszustand des Eisenkerns	Abweichung (%)
180° FS OS-Seite	i_{1max}	14,24 p.u.	13,68 p.u.	gesättigt $\mu_r=58$	3.93
	i_{2max}	14,71 p.u.	16,79 p.u.		12.39
180° FS US-Seite	i_{1max}	14,25 p.u.	14,25 p.u.	ungesättigt $\mu_r=2800$	0
	i_{2max}	14,70 p.u.	14,66 p.u.		0.27
120° FS OS-Seite	i_{1max}	11,43 p.u.	11,30 p.u.	schwach gesättigt $\mu_r=162$	1.14
	i_{2max}	11,78 p.u.	12,33 p.u.		4.67
120° FS US-Seite	i_{1max}	11,43 p.u.	11,43 p.u.	ungesättigt $\mu_r=2900$	0
	i_{2max}	11,78 p.u.	11,78 p.u.		0

Die behandelten 4 Varianten werden zusätzlich mit einer konstanten Permeabilität von $\mu_r = 4043$ berechnet, wodurch ein weiterer Bezug zu der klassischen Vorgehensweise bei der Netzberechnung hergestellt wird.

Erwartungsgemäß verhalten sich die maximalen Fehlsynchronisationsströme in Bezug auf die konstante relative Permeabilität unabhängig von der Schalterposition. Damit erklärt es sich auch, warum bisher bei der Generatorauslegung der Einfluss der Schalterposition auf die Amplitude der subtransienten Ströme nicht beachtet wurde.

Führt man denselben Vergleich zwischen den Varianten mit und ohne Berücksichtigung der Sättigung aus, so werden die Abweichungen deutlich höher. Sie betragen für den Winkel 180° und die Schalterposition auf der Netzseite etwa 3,93 % und dementsprechend auf der Netzseite 12.39 %.

Bemerkenswert ist, dass die Generatorströme höher sind, wenn die Synchronisation mit dem Generatorschalter vorgenommen wird, während bei der Synchronisation mit dem Netzschalter die Netzströme steigen.

Um den Einfluss der verwendeten Bleche zu erfassen, wird der Transformator mit unterschiedlichen B-H-Kurven untersucht. Hierzu wird in der Magnetisierungscharakteristik die Flussdichte B um jeweils 30 % erhöht bzw. verringert (Abbildung 4.22).

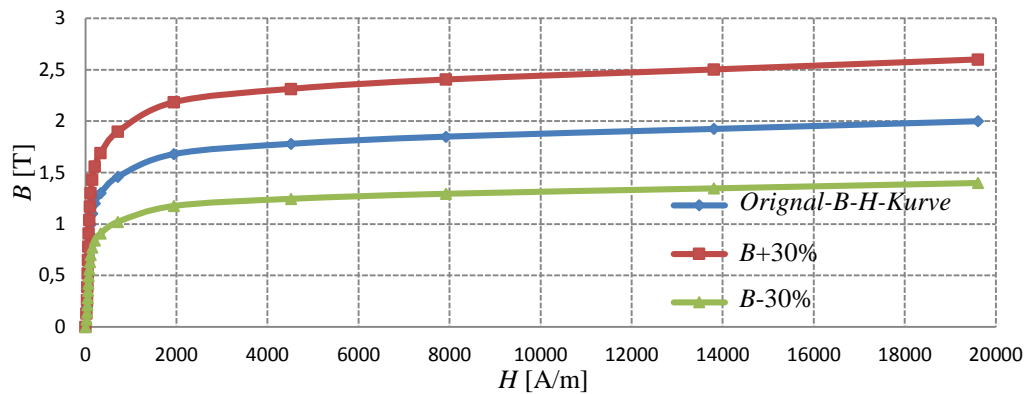


Abbildung 4.22: Unterschiedliche B-H-Kurven

In der Tabelle 4-4 sind die Ergebnisse für die Fehlsynchronisation mit 180° und 120° für die drei Varianten der B-H-Kurven zu sehen.

Tabelle 4-4: Vergleich der Ergebnisse für verschiedene B-H-Charakteristiken

Fall	i_{max}	$\mu_r = f(H) - 0,3B$	$\mu_r = f(H)$	$\mu_r = f(H) + 0,3B$
180° FS OS-Seite	i_{1max}	12,73 p.u.	13,68 p.u.	14,15 p.u.
	i_{2max}	18,74 p.u.	16,79 p.u.	15,10 p.u.
180° FS US-Seite	i_{1max}	14,19 p.u.	14,25 p.u.	14,26 p.u.
	i_{2max}	14,59 p.u.	14,66 p.u.	14,67 p.u.
120° FS OS-Seite	i_{1max}	10,85 p.u.	11,30 p.u.	11,41 p.u.
	i_{2max}	13,67 p.u.	12,33 p.u.	11,79 p.u.
120° FS US-Seite	i_{1max}	11,47 p.u.	11,43 p.u.	11,44 p.u.
	i_{2max}	11,78 p.u.	11,78 p.u.	11,76 p.u.

Es ist zu erkennen, dass für den Fall, dass der Schalter auf der US-Seite positioniert ist, die verschiedenen B-H-Kurven praktisch keinen Einfluss auf die Amplitude des Stromes haben.

Im Gegensatz dazu führt die Anhebung der B-H-Kennlinie um 60 % zu einer Änderung des Generatorstromes um 11,15 %, wenn sich der Schalter auf der Netzseite für die Fehlsynchronisation mit 180° befindet.

Fazit: Die Höhe der subtransienten Ströme bei elektrischen Störfällen wird nicht nur durch den Sättigungsgrad des Transformators, sondern auch durch die Magnetisierungscharakteristik der verwendeten Transformatorbleche bestimmt.

Kapitel 5 Aufbau und Verschaltung eines Dreiphasentransformators

Zur Erfüllung unterschiedlicher Anwendungszwecke und Betriebsbedingungen gibt es eine Vielzahl von Transformatorbauformen. Nach R. Fischer [11] lassen sich die Transformatoren in Leistungstransformatoren und Prüftransformatoren unterscheiden.

5.1. Aufbau eines Dreiphasentransformators

Der Aufbau eines Transformators wird hauptsächlich durch die Ausführung des Eisenkerns, der Wicklungen, des Ölgehäuses und der Anschlüsse geprägt. Abbildung 5.1 zeigt den Aufbau am Beispiel eines Öltransformators. Den wichtigsten Bestandteil eines Transformators bilden die Wicklungen und der Eisenkern, über den die Leistung induktiv von der Primärseite zur Sekundärseite transportiert wird. Das Öl dient zur Kühlung und dem Schutz vor Spannungsdurchschlägen.

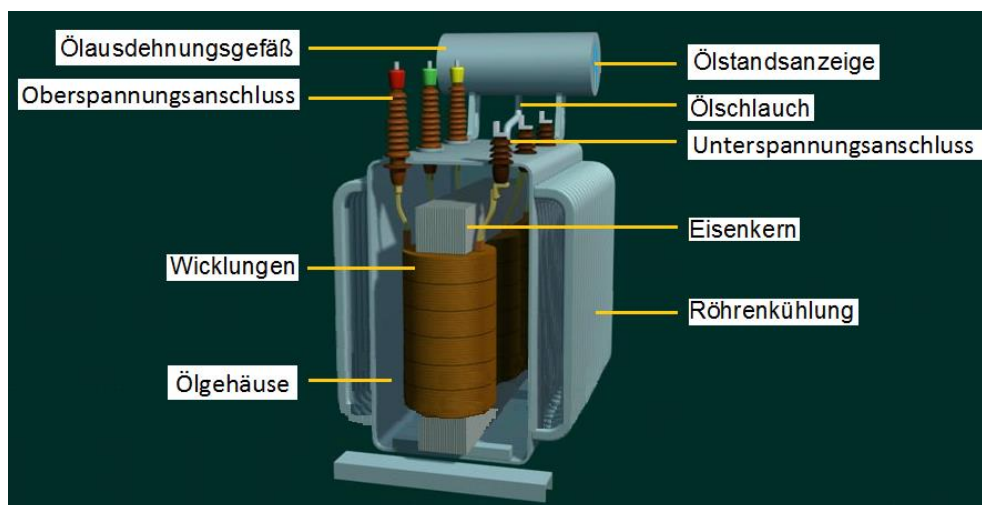


Abbildung 5.1: Aufbau eines Öltransformators [60]

5.1.1. Eisenkern

Der magnetische Fluss des Transformators verläuft hauptsächlich im Eisenkern. Um die Wirbelströme zu minimieren, wird der Eisenkern aus voneinander isolierten und mit Silizium legierten Blechen oder Bändern mit einer Dicke von etwa 0,35 mm aufgebaut.

Nach den Ausführungsformen lassen sich Dreiphasentransformatoren in vier Gruppen unterteilen [32]:

1. Transformatorenbänke
2. Dreiphasen-Manteltransformatoren
3. Dreiphasen-Kerntransformatoren
4. Fünfschenkel-Transformatoren

Eine Transformatorenbank besteht aus drei Einphasentransformatoren. Da der Hauptfluss jeder Phase in einem eigenen magnetischen Kreis fließt, besteht nur eine elektrische Kopplung zwischen den einzelnen Einphasentransformatoren. Weil sich der Eisenkern nach der Bauart in Kern und Mantel aufteilen lässt, kann eine Transformatorenbank aus drei Einphasen-Manteltransformatoren oder drei Einphasen-Kerntransformatoren bestehen.

In Abbildung 5.2 ist der Dreiphasen-Manteltransformator durch Vereinigung der magnetischen Kreise dreier Einphasen-Manteltransformatoren dargestellt, wobei beide Wicklungen der Transformatoren in Sternschaltung geschaltet sind.

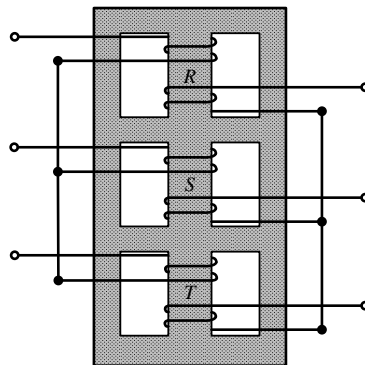


Abbildung 5.2: Dreiphasen-Manteltransformator bei Sternschaltung beider Wicklungen [32]

Abbildung 5.3 a) zeigt den aus drei U-Kernen bestehenden Eisenkern des Drehstromtransformators. Die magnetischen Flüsse im mittleren Schenkel heben sich im symmetrischen Betrieb auf, da die Phasenwinkel zwischen den drei magnetischen Flüssen jeweils bei 120° liegen. Deshalb kann dieser gemeinsame Schenkel entfallen, wie es in Abbildung 5.3 b) zu erkennen ist. Um die Herstellung einfacher und kostengünstiger zu gestalten, werden die Schenkel in eine Ebene gebracht (Abbildung 5.3 c). Weil der im mittleren Schenkel erzeugte magnetische Fluss einen kürzeren Weg als die in den beiden äußeren Schenkeln erzeugten Flüsse hat, ist der magnetische Widerstand für die drei Phasen unterschiedlich groß. Wird dieser Drehstromtransformator mit den symmetrischen dreiphasigen Spannungen betrieben, so ist demzufolge der Leerlaufstrom in der Wicklung des mittleren Schenkels etwas geringer als in den äußeren Schenkeln. Da der Leerlaufstrom sehr klein ist, beeinflusst diese Asymmetrie das Verhalten des Transformators unter Last allerdings nur in vernachlässigbarem Maße [13].

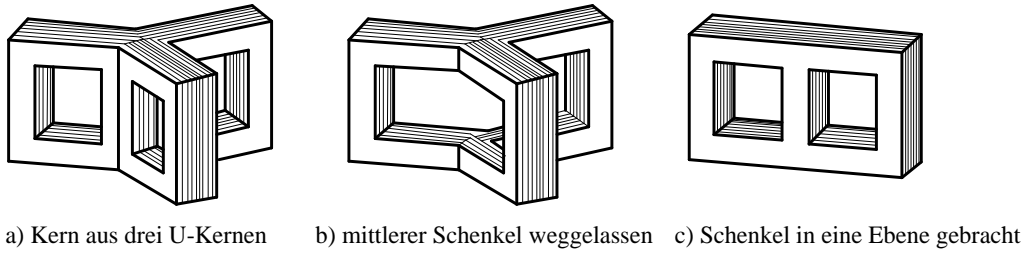


Abbildung 5.3: Entstehung eines Dreischenkelkerns [13]

Abbildung 5.4 stellt einen Dreiphasen-Kerntransformator durch Vereinigung der magnetischen Kreise dreier Einphasen-Kerntransformatoren dar. Der Eisenkern wird in Schenkel und Joch aufgeteilt. Ober- und Unterspannungswicklung werden hierbei um jeden Schenkel gewickelt. Die bewickelten Teile des Eisenkerns werden auch als Säulen oder Kerne bezeichnet. Die Schenkel werden durch Joche miteinander verbunden, sodass sich ein geschlossener Magnetkreis bildet [49].

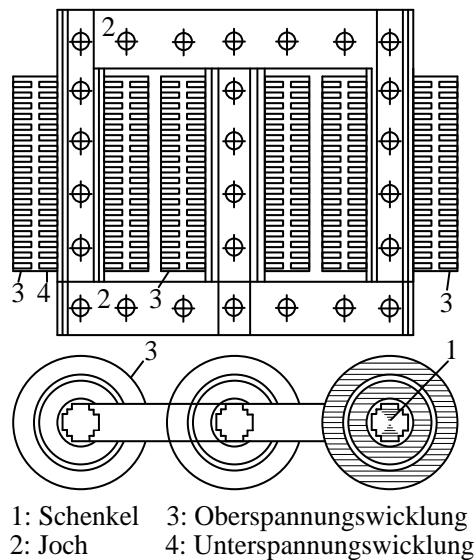


Abbildung 5.4: Dreiphasen-Kerntransformator [49]

Der Fünfschenkel-Transformator wird aus dem Dreiphasen-Kerntransformator hergeleitet. Hierzu wird ein Dreiphasen-Kerntransformator in einer Ebene konstruiert, wobei an beiden Seiten noch ein unwickelter Rückschlussschenkel angebracht wird. Dadurch kann der Querschnitt des Jochs auf etwa 58 % des Säulenquerschnitts verringert werden, sodass sich eine Reduktion der Bauhöhe des Transformators ergibt. In Abbildung 5.5 ist der fünfschenkelige Eisenkern eines Dreiphasen-Transformators für eine Leistung von 315 MVA und einem Spannungslevel von 220/110 kV dargestellt [16].

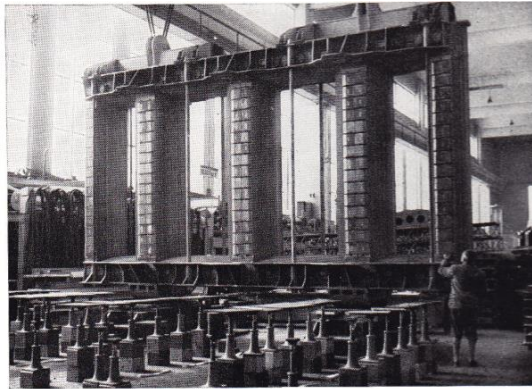


Abbildung 5.5: Eisenkern eines Fünfschenkel-Transformators [16]

Bei der Verzäpfung werden die Elektrobleche so aufeinander geschichtet, dass sich die Stoßstellen schichtweise gegenseitig überlappen, wie Abbildung 5.6 a) zeigt. Der Vorteil dieser Bauart liegt darin, dass dadurch der Luftspalt des Magnetkreises an den Stoßstellen verkleinert wird, wodurch sich der magnetische Widerstand des Eisenkerns verringert.

Werden kaltgewalzte Elektrobleche wie in Abbildung 5.6 a) geschichtet, so treten zusätzliche Verluste aufgrund des Winkels von 90° zwischen den magnetischen Feldlinien und der Walzrichtung an den Stoßstellen auf. Daher wird bei den kaltgewalzten Elektroblechen die 45° -Verzapfung und die $30^\circ/60^\circ$ -Schrägschnitte wie in Abbildung 5.6 b) verwendet [13].

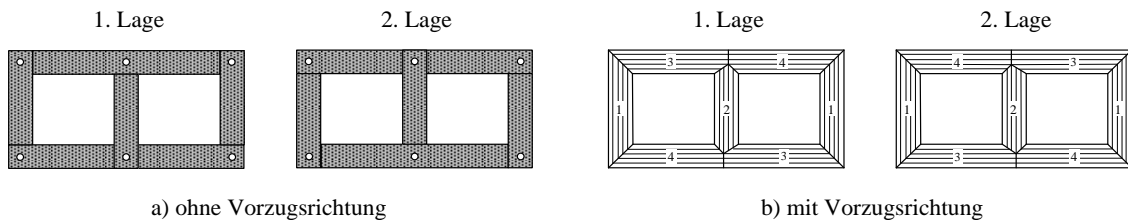


Abbildung 5.6: Schichtplan eines Dreischenkels aus Elektroblechen ohne und mit Vorzugsrichtung [13]

Bei Kraftwerkstransformatoren wird die Wicklung gerundet ausgeführt, um die Herstellung zu erleichtern und die Belastung durch die elektromagnetischen Kräfte gleichmäßig zu verteilen. Um den zylindrischen Raum der inneren Wicklung auszunutzen, wird der Eisenkernquerschnitt als stufenförmiges Polygon ausgeführt. Bei Transformatoren kleinerer und mittlerer Leistung wird der Querschnitt des Eisenkerns in eine kreuzförmige oder quadratische Form gebracht. In Abbildung 5.7 sind die Kernquerschnitte des Dreiphasentransformators dargestellt [16].

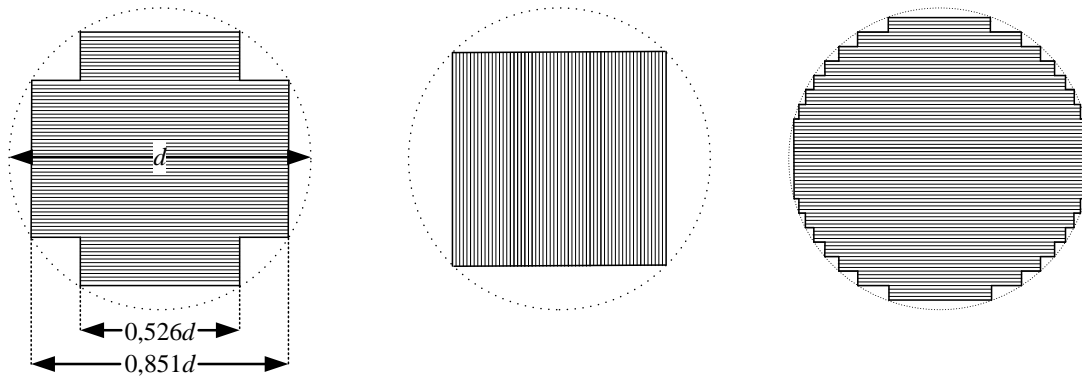


Abbildung 5.7: Eisenkernquerschnitte des Dreiphasentransformators [16]

5.1.2. Wicklungen des Transformators

Die Wicklungen, die im Allgemeinen aus massivem Kupfer oder Aluminium bestehen, bilden den elektrischen Teil des Dreiphasentransformators. Die mit der Oberspannung gespeisten Wicklungen werden entsprechend als Oberspannungswicklung und die an der Unterspannung angeschlossenen Wicklungen demzufolge als Unterspannungswicklung bezeichnet. Um die Kurzschlussspannung des Drehstromtransformators klein zu halten, werden die Ober- und Unterspannungswicklungen auf jedem Schenkel des Eisenkerns übereinander gewickelt, wodurch der Streufluss effektiv verringert werden kann. Aus Isolationsgründen liegt die Unterspannungswicklung hierbei zwischen Eisenkern und Oberspannungswicklung.

Die Wicklungen werden gemäß ihrer Anordnung in zwei Arten unterschieden: die Zylinderwicklung und die Scheibenwicklung. Abbildung 5.8 zeigt die Ausführung der Zylinderwicklung als a) einfach-konzentrische Zylinderwicklung und b) doppelt-konzentrische Zylinderwicklung. In Abbildung 5.9 ist eine Scheibenwicklung dargestellt, bei der die Ober- und Unterspannungswicklungen in mehrere Spulen, die abwechselnd übereinander angeordnet werden, aufgeteilt sind. Zur Realisierung eines symmetrischen Aufbaus und der einfacheren Isolation gegen den Eisenkern werden zwei Halbspulen der Unterspannungswicklung als Außenspulen ausgeführt [32].

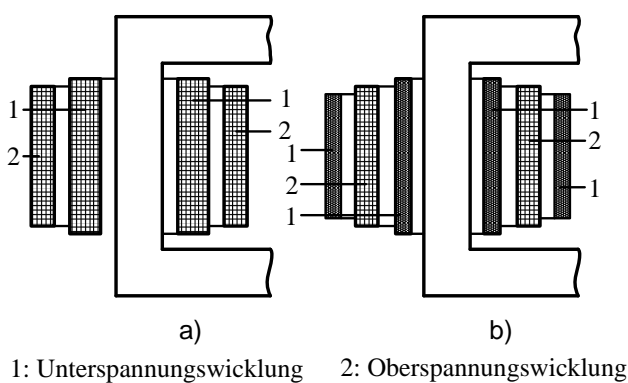


Abbildung 5.8: Zylinderwicklung

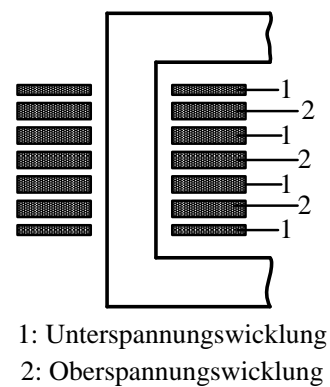


Abbildung 5.9: Scheibenwicklung

Gemäß ihrem konstruktiven Aufbau lassen sich die Wicklungen in drei Gruppen unterteilen:

1. Lagenwicklung
2. Wendelwicklung
3. verstärzte Wicklung

Die Lagenwicklung ist aus einer oder mehreren Lagen spulen zusammengesetzt. Abbildung 5.10 zeigt die Ausführung der Lagenwicklung als fortlaufend gewickelte Lagenwicklung (Abb. 5.10 a)) und gleichsinnig gewickelte Lagenwicklung (Abb. 5.10 b)). Bei der fortlaufenden Lagenwicklung wird jeweils der Anfang einer Lage und das Ende der nächsten Lage übereinander angeordnet. Da an diesen Stellen eine verhältnismäßig große Spannung anliegt, ist die Beanspruchung der Isolierung am größten. Die Lagenwicklung wird hauptsächlich bei kleineren Transformatoren eingesetzt.

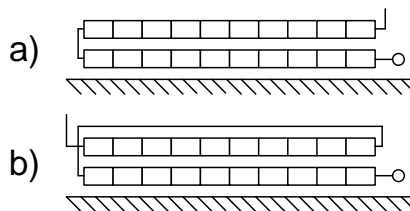


Abbildung 5.10: Lagenwicklung [32]

Zur Verringerung der Stromverdrängung von Leitern werden die Wicklungsstäbe des Dreiphasentransformators in parallele, verdrehte und gegeneinander isolierte dünne Einzelleiter unterteilt. In Abbildung 5.11 ist ein maschinell verdrehter Roebelleiter zu sehen. Abbildung 5.12 veranschaulicht die Wendelwicklung mit Doppelspulen bestehend aus 4 Windungen je Spule und mit 3 parallelen Drähten. Die Wendelwicklung wird meist bei größeren Transformatoren verwendet [16].

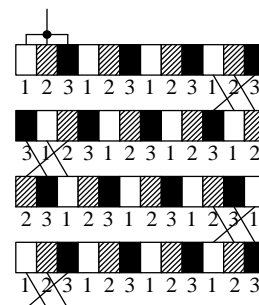


Abbildung 5.11: Maschinell verdrehter Roebelleiter Abbildung 5.12: Wendelwicklung

Bei Transformatoren größerer Leistungsklassen werden die Oberspannungswicklungen aufgrund größerer Leiterquerschnitte aus Flachdrähten ausgeführt. Zur Verringerung der notwendigen Lötstellen werden die Doppelspulen als ‚verstärzte Wicklung‘ ausgeführt.

Im elektrischen Energieversorgungsnetz werden neben den Zweiwicklungstransformatoren mit einer Ober- und Unterspannungswicklung auch Dreiwicklungstransformatoren mit drei verschiedenen Spannungsebenen eingesetzt. In Abbildung 5.13 ist der Aufbau eines Dreiwicklungstransformators dargestellt [33]. Die mittlere Wicklung ist direkt an den Generator angeschlossen. Die innen- und außenliegende Wicklung wird mit dem Mittelspannungsnetz (20 kV) beziehungsweise mit dem Hochspannungsnetz (110 kV) verbunden.

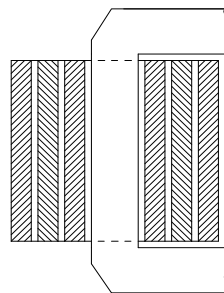


Abbildung 5.13: Aufbau des Dreiwicklungstransformators

Die Wicklungen der verschiedenen Spannungsebenen werden mit Isolierzylindern aus z. B. Pressspan, Hartpapier oder Bakelit isoliert. Für höhere Spannungen spielt zudem die Randfeldisolierung, d.h. eine Isolierung zwischen den Wicklungen und den Jochen eine wichtige Rolle. In Abbildung 5.14 ist die Herstellung der Randfeldisolierung dargestellt, bei der die Winkelringe aus Pressspan und eingerissenem Weichpapier bestehen [32].

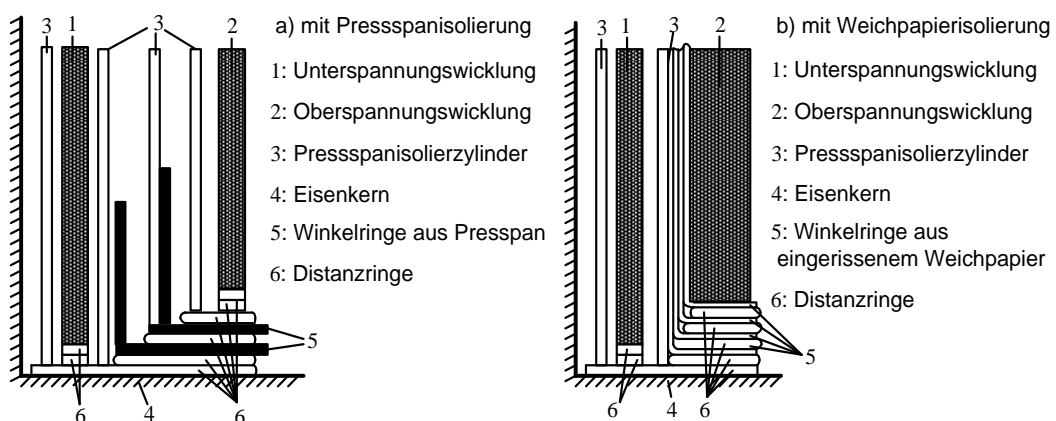


Abbildung 5.14: Herstellung der Randfeldisolierung [32]

5.1.3. Kühlung

Beim Betrieb der Transformatoren treten in den Wicklungen und dem Eisenkern Verlustleistungen auf, wodurch die Effizienz des Transformators sinkt und das Prob-

lem einer effizienten Wärmeabführung entsteht. Aus diesem Grund dürfen die für die angewendeten Isolierstoffe zulässigen Temperaturen im Dauerbetrieb unter keinen Umständen überschritten werden.

Transformatoren lassen sich bezüglich der verwendeten Kühlmittel in folgenden drei Gruppen einteilen [32]:

1. Trockentransformatoren
2. Öltransformatoren
3. Transformatoren mit gasförmigen Wärmeübertragungsmedien

Bei Trockentransformatoren wird Luft als Kühlmittel verwendet und die abzuführende Wärme über die Luft der Umgebung übertragen. Der Vorteil der Trockentransformatoren ist, dass es keine Feuer- und Explosionsgefahr gibt und sie ein geringes Gewicht sowie einen geringeren Platzbedarf als Öltransformatoren aufweisen. Nach der Art der Kühlmittelbewegung werden die Trockentransformatoren in Selbstkühlung und Fremdlüftung eingeteilt. Bei der Selbstkühlung werden die Stromwärme und die Eisenwärme des Trockentransformators durch Konvektion und Strahlung an die Umgebung abgegeben. Eine intensivere Kühlwirkung wird durch eine Lüftung erreicht. Mit dieser Fremdlüftung können die zulässigen Werte der Wicklungsübertemperatur bei Dreiphasentransformatoren für Leistungen bis 1 MVA eingehalten werden. Tabelle 5-1 zeigt eine Übersicht der verschiedenen Kühlungsarten und die schematische Darstellung von Trockentransformatoren.

Bei Dreiphasentransformatoren wird zumeist Öl als Kühlmittel verwendet. Öl besitzt gegenüber Luft im Wesentlichen folgende Vorteile:

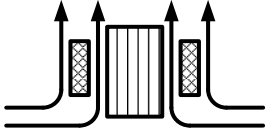
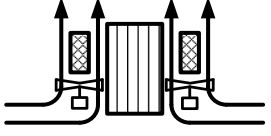
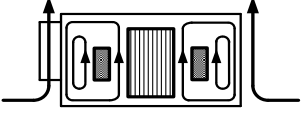
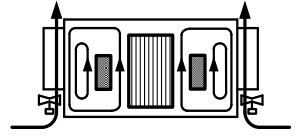
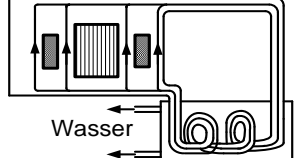
1. eine größere spezifische Wärmekapazität
2. eine größere Wärmeleitfähigkeit

Aufgrund dieser Eigenschaften können einerseits die Stromwärme und die Eisenwärme aus dem Öltransformator gut an die Umgebung abgeführt und andererseits eine große Wärmemenge gespeichert werden. Darüber hinaus kann Öl wegen der großen Durchschlagsfestigkeit höheren Spannungen als Luft standhalten.

Nach der Art der Kühlmittelbewegung werden die Öltransformatoren in Selbstkühlung mit Ölumwälzung, in Fremdlüftung mit Ölumwälzung und in Wasserkühlung mit Ölumwälzung aufgeteilt. Bei Dreiphasenöltransformatoren für Leistungen von 50 kVA bis 40 MVA wird die Selbstkühlung mit Ölumwälzung angewendet. Durch die Thermosiphon-Wirkung steigt das warme Öl von unten in die Wicklungen und in den Eisenkern nach oben auf. Bei Selbstkühlung mit Ölumwälzung wird die Wärme der Eisen- und Wicklungsverluste durch natürliche Bewegung zu dem Ölkessel und dem Kühler transportiert.

Eine weitere Kühlungsart stellen die in einem geschlossenen Kasten gebauten gasgekühlten Transformatoren dar. In diesem geschlossenen Kasten wird Öl durch Gas ersetzt, das gute Isolations- und Wärmeübertragungseigenschaften und stabile chemische Eigenschaften aufweist. Das beispielsweise häufig verwendete Schwefelhexafluorid ist unter Normalbedingungen ein farb- und geruchloses, ungiftiges und unbrennbares Gas. Bei großen Transformatoren wird die Strömungsgeschwindigkeit des Gases mit Hilfe von Ventilatoren künstlich erhöht [16].

Tabelle 5-1: Kühlungsarten von Trocken- und Öltransformatoren [32]

Prinzipielle Ausführungsform	Kühlungsart	Leistungsreich	Schematische Darstellung
Trockentransformatoren	Selbstkühlung (AN)	bis 400 kVA	
	Fremdlüftung (AF)	bis 1 MVA	
Öltransformatoren	Selbstkühlung mit Ölumwälzung (ON-AN)	50 kVA bis 40 MVA	
	Fremdlüftung mit Ölumwälzung (ON-AF)	20 kVA bis 100 MVA	
	Wasserkühlung mit Ölumwälzung (OFWF)	über 20 MVA	

5.2. Schaltungen von Drehstromtransformatoren

Im Folgenden werden typische Schaltarten von Dreiphasentransformatoren vorgestellt und erläutert. Die Wahl einer geeigneten Schaltart hat großen Einfluss auf die Ausbildung von Oberwellen. Darüber hinaus ist beim Parallelbetrieb von Transformatoren darauf zu achten, dass u.a. die Schaltarten zueinander passen. Anschließend wird ergänzend eine kurze Einführung in die Parallelschaltungen von Transformatoren gegeben [12].

5.2.1. Schaltarten der Wicklungsstränge

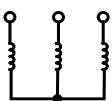
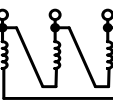
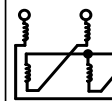
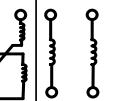



Die Wicklungsstränge von Dreiphasentransformatoren können in einer Sternschaltung oder in einer Dreieckschaltung auf der Ober-, Mittel- und Unterspannungsseite geschaltet werden. Bei den kleinen und mittleren Drehstromtransformatoren wird zudem noch die Zickzackschaltung auf der Unterspannungsseite verwendet. Die Schaltarten der Wicklungsstränge und die Bezeichnung der Schaltungsmöglichkeiten von Dreiphasentransformatoren sind in Tabelle 5-2 zusammengestellt [32].

Die Schaltungsart wird

- auf der Oberspannungsseite mit einem großen Kennbuchstaben und
- auf der Mittel- und Unterspannungsebene mit Kleinbuchstaben

bezeichnet.

Tabelle 5-2: Zusammenstellung der Schaltarten der Wicklungen

	Stern	Dreieck	Zickzack	Offen
Schaltung				
Kurzzeichen				
Bezeichnung als Oberspannungswicklung	Y	D	Z	III
Bezeichnung als Mittel- bzw. Unterspannungswicklung	y	d	z	iii

Bei Transformatoren mit Leistungen bis 500 kVA sowie für sehr hohe Spannungen wird die Sternschaltung auf der Oberspannungsseite bevorzugt, weil die Windungszahl eines Stranges für die Leiterspannung in Sternschaltung kleiner ist als in der Dreieckschaltung. Wegen des fehlenden Neutralleiters ist die Unterspannungswicklung für das Niederspannungsnetz nicht im Dreieck geschaltet. Um eine einphasige Belastung bei einem auf der Oberspannungsseite im Stern geschalteten Transformator zu ermöglichen, wird die Zickzackschaltung auf der Unterspannungsseite angewendet. Der Nachteil der Zickzackschaltung ist, dass die Windungszahl eines Stranges für die Gleichleiterspannung in der Zickzackschaltung größer als in der Sternschaltung ist [34].

5.2.2. Schaltgruppen

Da für die Wicklungen der einzelnen Spannungsebenen bei Dreiphasentransformatoren beliebige Schaltarten verwendet werden können, ist es möglich, dass die Leiterspannungen für die Ober- und Unterspannungswicklung verschiedene Phasenlagen aufweisen. Deshalb wird die Kombination der Wicklungen eines Drehstromtransformators nach der Phasenverschiebung der Leiterspannung zwischen der Ober- und Unterspannungswicklung in verschiedene Schaltgruppen aufgeteilt. Die

Phasenverschiebung ist wegen der Symmetrie des Dreiphasensystems immer ein ganzzahliges Vielfaches von 30° . In Tabelle 5-3 sind die wichtigsten und gebräuchlichsten Schaltgruppen von Drehstromtransformatoren, deren Bezeichnungen, Zeigerbilder der Spannungen, Schaltbilder und Übersetzungsverhältnisse nach VDE 0532 zusammengestellt.

Tabelle 5-3: Schaltgruppen von Drehstromtransformatoren

Bezeichnung		Zeigerbild		Schaltbild		Übersetzungsverhältnis $U_{L1,1}:U_{L2,2}$
Kennzahl	Schaltgruppe	OS	US	OS	US	
0	Yy0					$\frac{w_1}{w_2}$
5	Dy5					$\frac{w_1}{\sqrt{3}w_2}$
5	Yd5					$\frac{\sqrt{3}w_1}{w_2}$
6	Dd6					$\frac{w_1}{w_2}$

5.3. Parallelbetrieb von Transformatoren

Wenn die Leistung eines einzelnen Transformators kleiner als die zu erwartende Lastleistung ist, können mehrere Transformatoren parallel betrieben werden. Unter parallelbetriebenen Transformatoren versteht man solche Transformatoren, deren Ober- und Unterspannungsseite auf gemeinsamen Sammelschienen der Ober- und Unterspannung arbeiten. In Abbildung 5.15 sind zwei Dreiphasentransformatoren I und II dargestellt, die auf einer Sammelschiene parallel geschaltet werden [49]. Die Oberspannungswicklungen werden mit einer Spannungsquelle und die Unterspannungswicklungen mit einem Verbraucher verbunden.

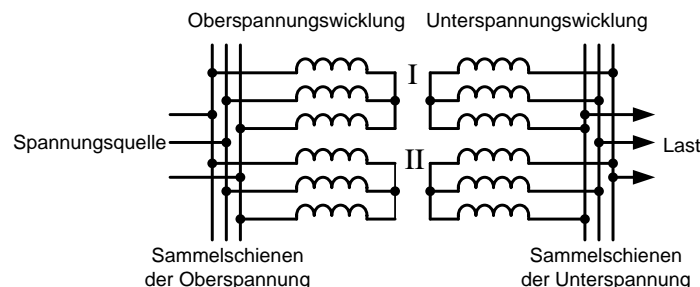


Abbildung 5.15: Prinzipschaltbild eines Parallelbetriebs von zwei Transformatoren

Der Parallelbetrieb von Transformatoren hat folgende Vorteile [49]:

1. Die Zuverlässigkeit der Energieübertragung ist hoch und die Fehler sind einfach zu beheben. Sobald eine Störung bei einem Transformator auftritt, wird

dieser Transformator vom Netz entfernt und repariert. Parallel geschaltete Transformatoren können weiter betrieben werden.

2. Die Effizienz des Transformators und der Leistungsfaktor des Stromnetzes verbessern sich: Bei der Umspannstation wird die Belastbarkeit mit der Zeit erhöht. Je größer die Belastung in der Vorhersage ist, desto mehr Transformatoren werden parallel geschaltet. Deshalb wird die Effizienz des Systems gesteigert und der Leistungsfaktor des Systems verbessert.
3. Die Reservekapazität des Transformators wird reduziert: Wenn der Energiebedarf steigt, kann auch die Zahl der parallel geschalteten Transformatoren erhöht werden.

5.4. Ersatzschaltbild eines Dreiphasentransformators

Analog zu der Vorgehensweise bei einem Einphasentransformator wird in diesem Abschnitt das Ersatzschaltbild des Dreiphasentransformators abgeleitet.

5.4.1. Spannungsgleichungen

Unter Berücksichtigung der in Abbildung 5.16 angegebenen Zählpfeile lassen sich die physikalischen Vorgänge in einem Dreiphasentransformator durch folgende Spannungsdifferentialgleichungen beschreiben, in denen bereits eine konstante Permeabilität des Eisenkerns als Voraussetzung enthalten ist [40].

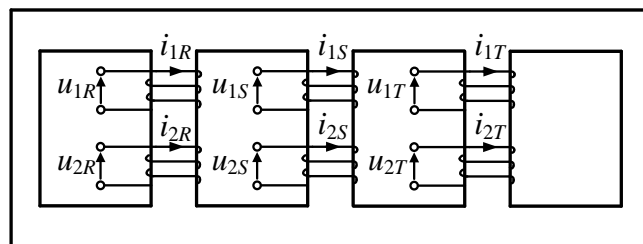


Abbildung 5.16: Schematische Darstellung des Dreiphasentransformators

Für die Unterspannungsseite gilt:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} u_{1R}(t) \\ u_{1S}(t) \\ u_{1T}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1R}(t) \\ i_{1S}(t) \\ i_{1T}(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{11} & M_{11} & M_{11} \\ M_{11} & L_{11} & M_{11} \\ M_{11} & M_{11} & L_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1R}(t) \\ i_{1S}(t) \\ i_{1T}(t) \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{21} & M_{21} & M_{21} \\ M_{21} & L_{21} & M_{21} \\ M_{21} & M_{21} & L_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2R}(t) \\ i_{2S}(t) \\ i_{2T}(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Die Zuordnung der Ströme und Spannungen können der Abbildung 5.16 entnommen werden. Mit R_i wurden die Widerstände und mit L_i die Selbstinduktivitäten einzelner Phasen bezeichnet. M_{ik} stellen die Koppelinduktivitäten zwischen den einzelnen Phasen der Wicklung dar.

Aufgrund des symmetrischen Aufbaus des Transformators sind die Koppelinduktivitäten der jeweiligen Wicklung gleich.

Für die Oberspannungswicklung ergibt sich entsprechend:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{2R}(t) \\ u_{2S}(t) \\ u_{2T}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_2 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2R}(t) \\ i_{2S}(t) \\ i_{2T}(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_2 & M_{22} & M_{22} \\ M_{22} & L_2 & M_{22} \\ M_{22} & M_{22} & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{2R}(t) \\ i_{2S}(t) \\ i_{2T}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{12} & M_{12} & M_{12} \\ M_{12} & L_{12} & M_{12} \\ M_{12} & M_{12} & L_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1R}(t) \\ i_{1S}(t) \\ i_{1T}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Die Selbstinduktivitäten der Unter- und Oberspannungswicklung lassen sich als Summen aus der Streuinduktivitäten $L_{1\sigma}$, $L_{2\sigma}$ und der Eigeninduktivität L_{11} , L_{22} ausdrücken:

$$L_1 = L_{1\sigma} + L_{11} = L_{1\sigma} + \Lambda_h w_1^2 \quad (5.3)$$

und
$$L_2 = L_{2\sigma} + L_{22} = L_{2\sigma} + \Lambda_h w_2^2 \quad (5.4)$$

Mit Λ_h wird die magnetische Leitfähigkeit bezeichnet.

Mit dem Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = w_1 / w_2$$

lässt sich folgende Beziehung zwischen der Selbstinduktivität der Unter- und Oberspannungsseite herstellen:

$$L_{11} \frac{1}{\ddot{u}^2} = \Lambda_h w_1^2 \left(\frac{w_2}{w_1} \right)^2 = \Lambda_h w_2^2 = L_{22} \quad (5.5)$$

Analog lassen sich die Koppelinduktivitäten zwischen den gleichen und unterschiedlichen Schenkeln durch die magnetische Leitfähigkeiten Λ_h und Λ_M berechnen:

$$L_{12} = L_{21} = \Lambda_h w_1 w_2 \quad M_{11} = -\Lambda_M w_1^2 \quad M_{22} = -\Lambda_M w_2^2 \quad (5.6)$$

$$M_{21} = M_{12} = -\Lambda_M w_1 w_2 = M_{11} \frac{1}{\ddot{u}} \quad (5.7)$$

Mit den Gleichungen (5.3), (5.4) und (5.5) können die Koeffizienten in den Matrixgleichungen der Oberspannungsseite über die Unterspannungsseite ausgedrückt werden, wodurch sich auch ihre Gesamtzahl auf die Hälfte reduziert:

$$\begin{bmatrix} L_1 & M_{11} & M_{11} \\ M_{11} & L_1 & M_{11} \\ M_{11} & M_{11} & L_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & L_{1\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & L_{1\sigma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{11} & M_{11} & M_{11} \\ M_{11} & L_{11} & M_{11} \\ M_{11} & M_{11} & L_{11} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$\begin{bmatrix} L_2 & M_{22} & M_{22} \\ M_{22} & L_2 & M_{22} \\ M_{22} & M_{22} & L_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{2\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & L_{2\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & L_{2\sigma} \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{\ddot{u}}\right)^2 \begin{bmatrix} L_{11} & M_{11} & M_{11} \\ M_{11} & L_{11} & M_{11} \\ M_{11} & M_{11} & L_{11} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$\begin{bmatrix} L_{21} & M_{21} & M_{21} \\ M_{21} & L_{21} & M_{21} \\ M_{21} & M_{21} & L_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{12} & M_{12} & M_{12} \\ M_{12} & L_{12} & M_{12} \\ M_{12} & M_{12} & L_{12} \end{bmatrix} = \frac{1}{\ddot{u}} \begin{bmatrix} L_{11} & M_{11} & M_{11} \\ M_{11} & L_{11} & M_{11} \\ M_{11} & M_{11} & L_{11} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Zur Vereinfachung der Schreibweise wird im Folgenden die Eigeninduktivität L_{11} mit L und Koppelinduktivität M_{11} mit M bezeichnet. Vorbereitend auf die Darstellung des Gleichungssystems in Form eines Netzwerkes, werden die oberspannungsseitigen Ströme, die Spannungen und die Streuinduktivitäten auf die Unterspannungsseite transformiert:

$$\begin{aligned} i'_2(t) &= \frac{w_2}{w_1} i_2(t) = \frac{1}{\ddot{u}} i_2(t) \\ u'_2(t) &= \frac{w_1}{w_2} u_2(t) = \ddot{u} u_2(t) \\ L'_{2\sigma} &= \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 L_{2\sigma} = \ddot{u}^2 L_{2\sigma} \end{aligned} \quad (5.11)$$

Nach Einsetzen der Gleichungen (5.8), (5.9), (5.10) und (5.11) in (5.1) und (5.2) erhalten wir schließlich das gesuchte Gleichungssystem für einen Dreiphasentransformator.

Für die Unterspannungsseite folgt:

$$\begin{bmatrix} u_{1R}(t) \\ u_{1S}(t) \\ u_{1T}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1R}(t) \\ i_{1S}(t) \\ i_{1T}(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{1\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & L_{1\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & L_{1\sigma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{1R}(t) \\ i_{1S}(t) \\ i_{1T}(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{2R}(t) \\ i'_{2S}(t) \\ i'_{2T}(t) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

und entsprechend für die Oberspannungsseite:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u'_{2R}(t) \\ u'_{2S}(t) \\ u'_{2T}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R'_2 & 0 & 0 \\ 0 & R'_2 & 0 \\ 0 & 0 & R'_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_{2R}(t) \\ i'_{2S}(t) \\ i'_{2T}(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L'_{2\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & L'_{2\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & L'_{2\sigma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i'_{2R}(t) \\ i'_{2S}(t) \\ i'_{2T}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1R}(t) \\ i_{1S}(t) \\ i_{1T}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.13)$$

Es handelt sich hierbei um ein gekoppeltes Gleichungssystem mit symmetrisch aufgebauten Matrizen, mit beliebigen (also nichtsinusförmigen) Zeitfunktionen der Spannungen und Ströme, welches nur numerisch gelöst werden kann.

Basierend auf den zum Beginn getroffenen Annahmen, dass die Wicklungen und der Eisenkern symmetrisch aufgebaut sind, können die magnetischen Kopplungen innerhalb des Transformators durch nur 2 Parameter: die Selbstinduktivität L und die Koppelinduktivität M erfasst werden. Die Struktur des Gleichungssystems, insbesondere der diagonale bzw. symmetrische Aufbau der Koeffizienten Matrizen, lassen sofort erkennen, dass dieses durch die Transformation mit der Matrix der symmetrischen Komponenten

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}, \quad a = e^{j120^\circ} \quad (5.14)$$

in ein Gleichungssystem mit diagonalen Matrizen überführt werden kann. Nach der Multiplikation der physikalischen Spannungen und Ströme mit der Matrix $[S]$ erhält man ihre transformierten Größen:

$$\begin{bmatrix} u^0(t) \\ u^+(t) \\ u^-(t) \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} u_R(t) \\ u_S(t) \\ u_T(t) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i^0(t) \\ i^+(t) \\ i^-(t) \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} i_R(t) \\ i_S(t) \\ i_T(t) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

$$\begin{bmatrix} u_R(t) \\ u_S(t) \\ u_T(t) \end{bmatrix} = [S^*] \begin{bmatrix} u^0(t) \\ u^+(t) \\ u^-(t) \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_R(t) \\ i_S(t) \\ i_T(t) \end{bmatrix} = [S^*] \begin{bmatrix} i^0(t) \\ i^+(t) \\ i^-(t) \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Hier wurden mit dem Index „0“ die nullte, mit dem Index „+“ die mitlaufende und mit dem Index „-“ die gegenlaufende Komponente bezeichnet.

Die Matrix $[S]$ ist unipolar und symmetrisch, somit gilt

$$[S][S^*] = 1.$$

Nach linksseitiger Multiplikation der Spannungsgleichungen (5.12) und (5.13) mit $[S]$ erhält man:

$$\begin{aligned}
 [S][u_1] &= [S][R_1][S^*][S][i_1] + \frac{d}{dt}([S][L_{1\sigma}][S^*][S][i_1] \\
 &+ [S][M][S^*][S][i_1]) + \frac{d}{dt}([S][M][S^*][S][i_2'])
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

Mit Durchführung der entsprechenden Multiplikationen in Gleichung (5.17) werden die Spannungsgleichungen des Dreiphasentransformators (5.12) in folgende Form überführt:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} u_1^0(t) \\ u_1^+(t) \\ u_1^-(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^0(t) \\ i_1^+(t) \\ i_1^-(t) \end{bmatrix} + \\
 &\frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{1\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & L_{1\sigma} & 0 \\ 0 & 0 & L_{1\sigma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L+2M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_1^0(t) \\ i_1^+(t) \\ i_1^-(t) \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L+2M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2'^0(t) \\ i_2'^+(t) \\ i_2'^-(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

Für die Oberspannungsseite erhält man analog:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} u_2'^0(t) \\ u_2'^+(t) \\ u_2'^-(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_2' & 0 & 0 \\ 0 & R_2' & 0 \\ 0 & 0 & R_2' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_2'^0(t) \\ i_2'^+(t) \\ i_2'^-(t) \end{bmatrix} + \\
 &\frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{2\sigma}' & 0 & 0 \\ 0 & L_{2\sigma}' & 0 \\ 0 & 0 & L_{2\sigma}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L+2M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_2'^0(t) \\ i_2'^+(t) \\ i_2'^-(t) \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L+2M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1^0(t) \\ i_1^+(t) \\ i_1^-(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

Es ist zu erkennen, dass die Matrizen diagonal sind. Das Gleichungssystem ist entkoppelt. Hieraus folgt, dass das System der Gleichungen in 6 Gleichungen zerfällt und jede dieser Gleichungen einzeln für sich gelöst und interpretiert werden kann. Eine weitere Vereinfachung ergibt sich mit:

$$\begin{aligned}
 L + 2M &= L_h^0 \\
 L - M &= L_h^+ = L_h^- = L_h
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

Wird Gleichung (5.20) in (5.18) und (5.19) eingesetzt, erhält man 6 Spannungsgleichungen des Dreiphasentransformators in modaler Form.

Für die nullte Komponente:

$$\begin{aligned} u_1^0(t) &= R_1 i_1^0(t) + L_{1\sigma} \frac{di_1^0(t)}{dt} + L_h^0 \frac{d(i_1^0(t) + i_2^0(t))}{dt} \\ u_2^0(t) &= R_2' i_2^0(t) + L_{2\sigma}' \frac{di_2^0(t)}{dt} + L_h^0 \frac{d(i_2^0(t) + i_1^0(t))}{dt} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Für die mitlaufende Komponente:

$$\begin{aligned} u_1^+(t) &= R_1 i_1^+(t) + L_{1\sigma} \frac{di_1^+(t)}{dt} + L_h \frac{d(i_1^+(t) + i_2^+(t))}{dt} \\ u_2^+(t) &= R_2' i_2^+(t) + L_{2\sigma}' \frac{di_2^+(t)}{dt} + L_h \frac{d(i_2^+(t) + i_1^+(t))}{dt} \end{aligned} \quad (5.22)$$

und für die gegenlaufende Komponente:

$$\begin{aligned} u_1^-(t) &= R_1 i_1^-(t) + L_{1\sigma} \frac{di_1^-(t)}{dt} + L_h \frac{d(i_1^-(t) + i_2^-(t))}{dt} \\ u_2^-(t) &= R_2' i_2^-(t) + L_{2\sigma}' \frac{di_2^-(t)}{dt} + L_h \frac{d(i_2^-(t) + i_1^-(t))}{dt} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Die Gleichungen (5.21), (5.22) und (5.23) lassen sich durch das in Abbildung 5.17 gezeigte transiente Ersatzschaltbild des Dreiphasentransformators für das Null-, Mit- und Gegensystem abbilden.

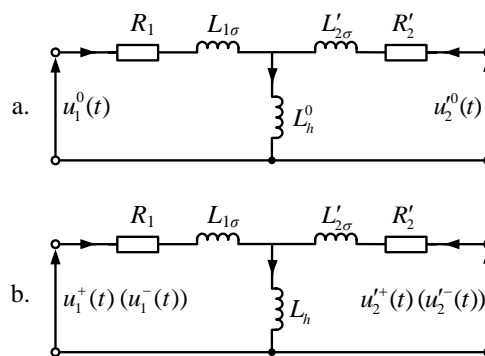


Abbildung 5.17: Ersatzschaltbild des dreiphasigen Transformators a. für das Nullsystem b. für das Mit- und Gegensystem

Die Struktur des Ersatzschaltbildes eines Dreiphasentransformators ist somit identisch mit der eines Einphasentransformators, wobei sich jedoch die Formel für die Berechnung der Koeffizienten unterscheidet.

Bei der vorstehenden Herleitung wurde zunächst angenommen, dass zwischen der Unter- und Oberspannungswicklung keine Phasenverschiebung auftritt. Wie bereits ausgeführt, werden in der Praxis Dreiphasentransformatoren mit Stern-, Drei-

eck- oder Zickzack-Wicklungen ausgeführt und mit einem Netz verbunden, das eine endliche Impedanz besitzt. Die Amplituden und Phasen der Spannungen und der Ströme in einem Dreiphasentransformator hängen von der Schaltgruppe ab, sie werden in den Netzprogrammen in der Regel richtig modelliert. Deswegen ist es notwendig, die bereits abgeleiteten Ersatzschaltbilder auf die beiden wichtigsten Ausführungen

- die Sternschaltung und
- die Dreieckschaltung

zu erweitern.

In Abbildung 5.18 ist die Anbindung der Sekundärwicklung in der Sternschaltung an das Netz schematisch dargestellt.

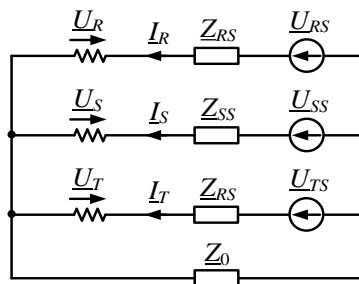


Abbildung 5.18: allgemeines Schaltbild in Stern

Hierfür ergeben sich folgende Spannungs- und Stromgleichungen:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_R \\ \underline{U}_S \\ \underline{U}_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{U}_{RS} \\ \underline{U}_{SS} \\ \underline{U}_{TS} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \underline{Z}_{RS} + \underline{Z}_0 & \underline{Z}_0 & \underline{Z}_0 \\ \underline{Z}_0 & \underline{Z}_{SS} + \underline{Z}_0 & \underline{Z}_0 \\ \underline{Z}_0 & \underline{Z}_0 & \underline{Z}_{TS} + \underline{Z}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_{RS} \\ \underline{I}_{SS} \\ \underline{I}_{TS} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Für die Sternschaltung gilt:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_{RS} \\ \underline{I}_{SS} \\ \underline{I}_{TS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{I}_R \\ \underline{I}_S \\ \underline{I}_T \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Um die Diagonalmatrix zu erhalten, werden die Gleichungen (5.24) und (5.25) mit Hilfe der Transformationsmatrix $[S]$ transformiert. Zur Vereinfachung wird die Impedanz des Netzes für alle Phasen als gleich angenommen: $\underline{Z}_{RS} = \underline{Z}_{SS} = \underline{Z}_{TS} = \underline{Z}_S$.

Aufgrund $[S][S^*] = 1$ und nach linksseitiger Multiplikation der Spannungsgleichung (5.24) mit $[S]$ erhält man:

$$[S][\underline{U}] = [S][\underline{U}_s] - [S][\underline{Z}_s][S^*][S][\underline{I}_s] \quad (5.26)$$

Führt man die Multiplikationen in der Gleichung (5.26) durch, so ergibt sich

$$\begin{bmatrix} \underline{U}^0 \\ \underline{U}^+ \\ \underline{U}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{U}_s^0 \\ \underline{U}_s^+ \\ \underline{U}_s^- \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \underline{Z}_s + 3\underline{Z}_0 & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_s & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}^0 \\ \underline{I}^+ \\ \underline{I}^- \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

nach Umstellen

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_s^0 \\ \underline{U}_s^+ \\ \underline{U}_s^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{U}^0 \\ \underline{U}^+ \\ \underline{U}^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{Z}_s + 3\underline{Z}_0 & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_s & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}^0 \\ \underline{I}^+ \\ \underline{I}^- \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

Vorangehend wurden beispielhaft lediglich die Gleichungen und das zugehörige Ersatzschaltbild für die Oberspannungsseite aufgestellt. Für die Unterspannungsseite ist die Vorgehensweise identisch, so dass sowohl die Struktur des Gleichungssystems als auch das Schaltbild der Anbindung gleich ist. Es ändern sich nur die Koeffizienten, die entsprechend ausgetauscht werden müssen. Deswegen wird nachfolgend auf die detaillierte Ableitung verzichtet.

Die Analyse des Gleichungssystems (5.28) führt zum folgenden Ersatzschaltbild der Y_0y_0 Schaltung (Abbildung 5.19):

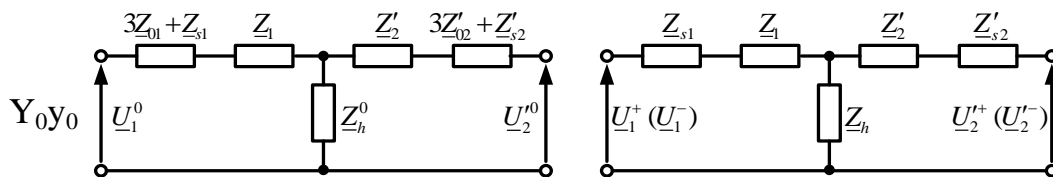


Abbildung 5.19: Ersatzschaltbild des Dreiphasentransformators mit Y_0y_0 Schaltarten

Die Netzanbindung für den Transformator mit der Dreieckschaltung auf der Oberspannungsseite ist in Abbildung 5.20 aufgezeigt.

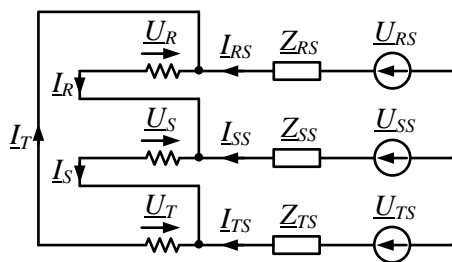


Abbildung 5.20: allgemeines Schaltbild in Dreieck

Für das Schaltbild in Abbildung 5.20 lassen sich entsprechende Spannungs- und Stromgleichungen aufstellen:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_R \\ \underline{U}_S \\ \underline{U}_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} \underline{U}_{RS} \\ \underline{U}_{SS} \\ \underline{U}_{TS} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \underline{Z}_{RS} & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_{SS} & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_{TS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_{RS} \\ \underline{I}_{SS} \\ \underline{I}_{TS} \end{bmatrix} \right\} \quad (5.29)$$

Zwischen den Netz- und den Phasenströmen gilt folgende Beziehung:

$$\begin{bmatrix} \underline{I}_{RS} \\ \underline{I}_{SS} \\ \underline{I}_{TS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_R \\ \underline{I}_S \\ \underline{I}_T \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Hier wird die Impedanz des Netzes für alle Phasen ebenfalls als identisch angenommen: $\underline{Z}_{RS} = \underline{Z}_{SS} = \underline{Z}_{TS} = \underline{Z}_S$. Nach diesen vorbereitenden Schritten kann die Ausgangsgleichung (5.29) mit $[S]$ transformiert werden:

$$[S][\underline{U}] = [S][C] \left\{ [\underline{U}_s] - [\underline{Z}_s][C^T][S^*][S][\underline{I}_s] \right\} \quad (5.31)$$

Hier ist

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

Nach der Durchführung der Multiplikationen erhält man

$$\begin{bmatrix} \underline{U}^0 \\ \underline{U}^+ \\ \underline{U}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{U}_s^+ \\ \underline{U}_s^- \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3\underline{Z}_s & 0 \\ 0 & 0 & 3\underline{Z}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}^0 \\ \underline{I}^+ \\ \underline{I}^- \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

und nach Umstellen

$$\begin{bmatrix} 0 \\ \underline{U}_s^+ \\ \underline{U}_s^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{U}^0 \\ \underline{U}^+ \\ \underline{U}^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 3\underline{Z}_s & 0 \\ 0 & 0 & 3\underline{Z}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}^0 \\ \underline{I}^+ \\ \underline{I}^- \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

Die Analyse der Gleichung (5.34) führt zum folgenden Ersatzschaltbild für die doppelte Dreieckschaltung Dd (Abbildung 5.21):

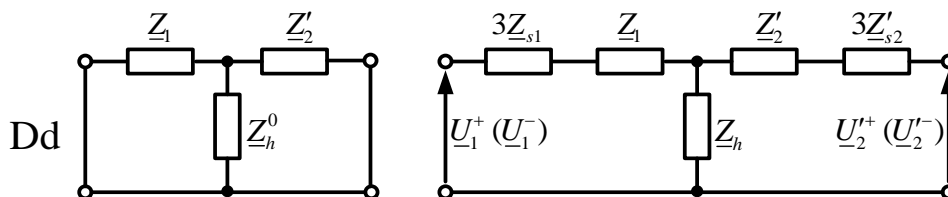


Abbildung 5.21: Ersatzschaltbild des Dreiphasentransformators mit Dd Schaltung

Mit den vorh abgeleiteten Ersatzschaltbildern, die für beide Seiten gelten, lassen sich weitere Schaltgruppen darstellen. In Abbildung 5.22 sind zwei Beispiele der Ersatzschaltbilder für die Ausführung Y_{0d} , Dy_0 für das Null-, Mit- und Gegensystem aufgezeigt.

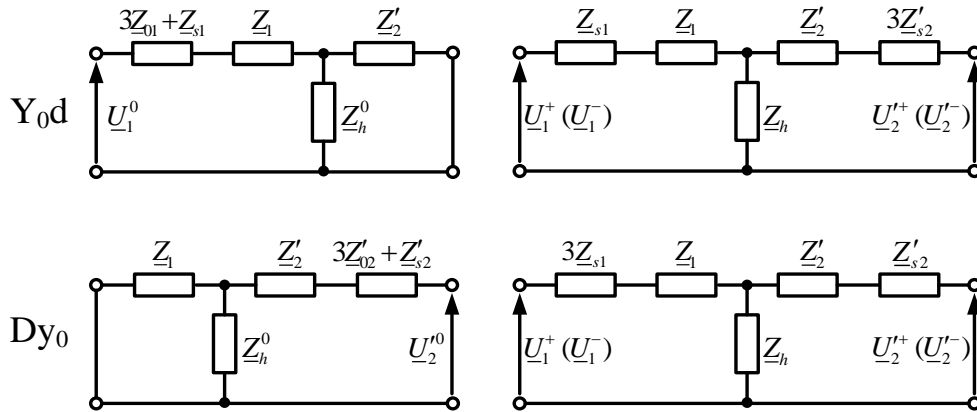


Abbildung 5.22: Ersatzschaltbild des Dreiphasentransformators mit unterschiedlichen Schaltarten

Kapitel 6 Betriebsverhalten eines Dreiphasentransformators

6.1. Aufbau des untersuchten Dreiphasentransformators

Die detaillierte Untersuchung der Auswirkungen der Kurzschlussimpedanz auf die Ausgleichsvorgänge des Transformators wird an einem exemplarischen Dreiphasentransformator mit einer Nennscheinleistung von 325 MVA durchgeführt, der in Abbildung 6.1 gezeigt wird. Die Nennspannungen bzw. Nennströme des Transformators betragen

- auf der Oberspannungsseite 115 kV/ 1,63 kA
- auf der Unterspannungsseite 15,75 kV/ 11,91 kA.

Die Wicklungen des Transformators sind auf der Oberspannungsseite im Stern und auf der Unterspannungsseite im Dreieck geschaltet, der Phasenverschiebungswinkel beträgt $5 \times 30^\circ = 150^\circ$ (Schaltgruppe YNd5) und ein oberspannungsseitiger Sternpunkt ist herausgeführt [13].



Abbildung 6.1: Foto eines großen Dreiphasentransformators [57]

Der Leerlaufstrom beträgt 6,4 %, bezogen auf den Nennstrom. Im Kurzschluss weist die auf die Nennspannung bezogene Kurzschlussspannung bei Nennstrom auf der Unterspannungsseite einen Wert von 14 % auf.

Weitere charakteristische Größen des untersuchten Dreiphasentransformators sind in der nachfolgenden Tabelle 6-1 zusammengefasst.

Tabelle 6-1: Abmessungen und Parameter der Wicklungen des untersuchten Transformators

Fall	Unterspannungswicklung (USW)	Oberspannungswicklung (OSW)
Windungszahl	68	287
Widerstand der Wicklung	1,75 mΩ	31,3 mΩ
Höhe der Wicklung	2509 mm	2442 mm
Material der Wicklung	Kupferdraht	Kupferdraht
Wicklungsart	Zylinderwicklung	Zylinderwicklung

Um einen hohen Wirkungsgrad zu erreichen, wurde der Transformator als unsymmetrischer Dreiphasentransformator ausgeführt, bei dem die drei wicklungstragenden Schenkel in einer Ebene liegen. Die Wicklungen und der Eisenkern des untersuchten Dreiphasentransformators befinden sich in einem Gehäuse, der mit Öl als Isoliermaterial gefüllt ist.

6.2. Finite-Elemente-Modell

Der untersuchte Dreiphasentransformator wird auch wie der Einphasentransformator mit dem Finite-Elemente Programmpaket Flux 3D simuliert. Das halbe Modell mit dem generierten Netz ist in Abbildung 6.2 dargestellt [41].

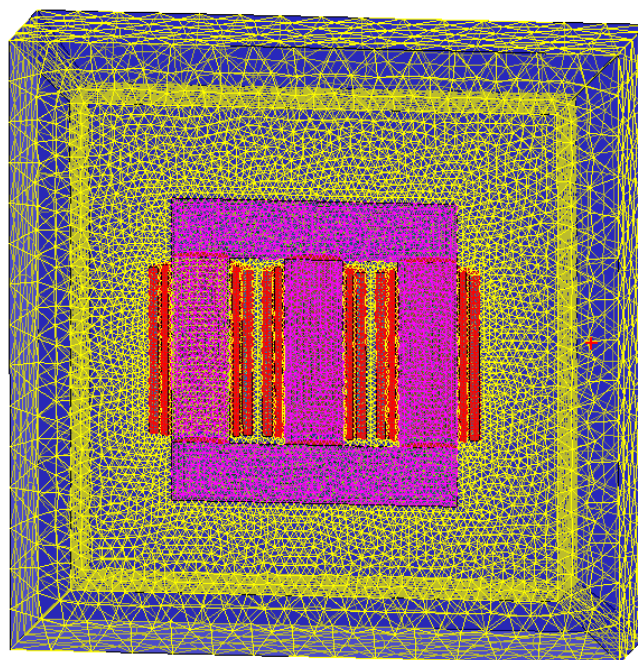


Abbildung 6.2: Diskretisierung des Modells des Dreiphasentransformators mit der FEM

Der ausgewählte Dreiphasentransformator ist zur Vorgabe der Randbedingungen von einer infiniten Box umgeben. Auf der Oberfläche der infiniten Box ist das magnetische Vektorpotential gleich 0. Weil die Abstände zwischen der Wicklung zum oberen Joch und zum unteren Joch unterschiedlich sind, muss eine Hälfte des Transformators modelliert werden [4].

Bei der Diskretisierung der Geometrie wird der Bereich, für den der Gradient des Vektorpotentials \vec{A} am größten ist, am feinsten vermascht. Die übrigen Bereiche werden grob vermascht, da dort keine großen Feldänderungen vorliegen. Für den im Rahmen dieser Arbeit behandelten Transformator bedeutet dies, dass der Eisenkern und die Wicklungen fein diskretisiert werden, wohingegen für die infinite Box eine grobe Diskretisierung ausreichend ist [1].

Um den Eisenkern und die Wicklungen des untersuchten Dreiphasentransformators besser zu erkennen, ist der Transformator in Abbildung 6.3 genauer dargestellt. Weil die Ausführung des Schenkel- und Jochquerschnitts mehrfach abgestuft erfolgt, wird der runde Querschnitt durch eine stufenförmige Form ersetzt. Der Hohlzylinder bildet die Wicklungen nach.

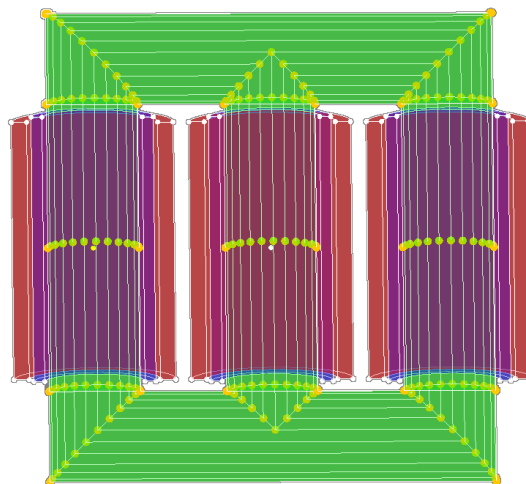


Abbildung 6.3: Anordnung des Eisenkerns und der Wicklungen

Abbildung 6.4 zeigt das gesamte Netzwerkmodell des untersuchten Dreiphasentransformators beim Nennbetrieb mit dem Leistungsfaktor $\cos\varphi = 0,85$.

Der Dreiphasentransformator wird vom einem Synchrongenerator gespeist (vereinfacht dargestellt durch drei Spannungsquellen u_{1R} , u_{1S} und u_{1T} und die Induktivitäten L_R , L_S und L_T). Die Widerstände der Unterspannungswicklungen R_{1R} , R_{1S} und R_{1T} betragen $1,75 \text{ m}\Omega$ und sind im Dreieck geschaltet. Die Widerstände der Oberspannungswicklungen R_{2R} , R_{2S} und R_{2T} betragen $31,3 \text{ m}\Omega$ und sind im Stern geschaltet, wobei der Sternpunkt herausgeführt wird [5], [7].

Die Widerstände R_{LR} , R_{LS} und R_{LT} und die Induktivitäten L_{LR} , L_{LS} und L_{LT} bilden die Last am Transformator nach, wobei die Werte so gewählt wurden, dass sich bei Nennlast der Leistungsfaktor $\cos\varphi = 0,85$ ergibt.

Drei Kurzschlusschalter S_R , S_S und S_T leiten die Schaltvorgänge ein.

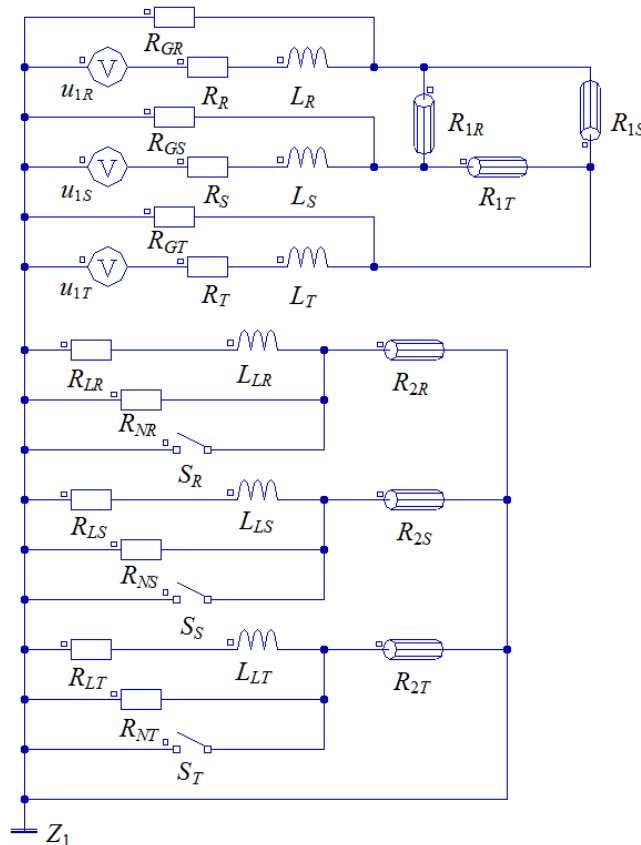


Abbildung 6.4: FE-Netzwerkmodell mit Spannungsquelle

6.3. Verhalten im stationären Zustand, harmonische Berechnung

Ein realer Transformator von mehreren hundert VA stand für die Messung nicht zur Verfügung. Deswegen mussten die Parameter und das Betriebsverhalten des Transformators rechnerisch mit Hilfe der Software Flux 3D bestimmt werden. Hierzu erfolgte eine Berechnung und Auswertung der drei folgenden stationären Arbeitszustände:

1. Leerlauf,
2. Dreipoliger Dauerkurzschluss,
3. Nennbetrieb.

6.3.1. Leerlauf

Für die Bestimmung der Leerlaufcharakteristik wird in der FE-Simulation die Spannung auf der Unterspannungsseite in dem Wertebereich von 0 bis $1,5 U_N$ schrittweise verändert, die Oberspannungsseite offen gelassen.

Das Ergebnis der Simulation ist die Leerlaufcharakteristik, die als Abhängigkeit zwischen der unterseitigen Spannung U_1 und dem Leerlaufstrom I_0 in Abbildung 6.5 dargestellt ist.

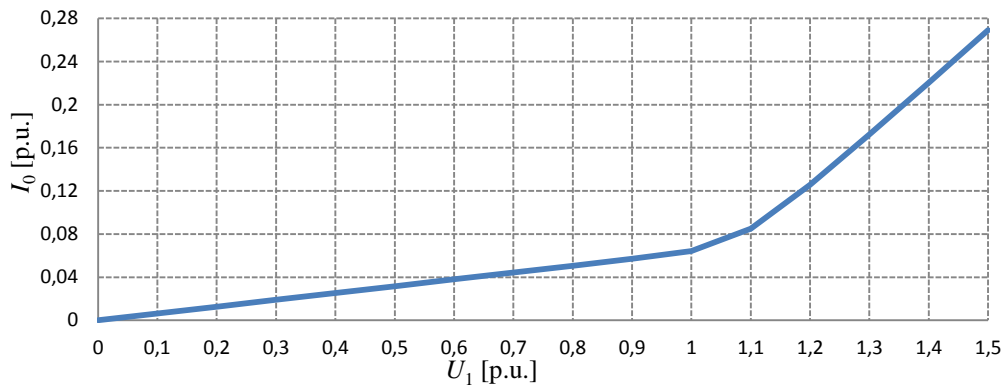


Abbildung 6.5: Leerlaufstrom in Abhängigkeit von der unterseitigen Spannung

Im Wertebereich der Spannung von 0 bis 1 p.u. verhalten sich die unterseitige Spannung und der Leerlaufstrom genau linear zueinander. Wird die unterseitige Spannung weiter erhöht, dann steigt der Leerlaufstrom, was durch die hohe Sättigung des Eisenkerns erzwungen wird.

Bei Nennspannung beträgt die Abweichung zwischen dem berechneten Leerlaufstrom und dem im Datenblatt angegebenen Leerlaufstrom 0,3 %, was auf sehr kleine Fehler bei der FE-Simulation schließen lässt.

Zur weiteren Überprüfung des Modells wurde in Abbildung 6.6 die Abhängigkeit der unterseitigen Spannung U_1 von der oberseitigen Spannung U_2 für den Leerlauf aufgezeigt. Erwartungsgemäß verhalten sich die unter- und oberseitige Spannung zueinander streng linear; das Übersetzungsverhältnis bleibt in dem betrachteten Spannungsbereich konstant.

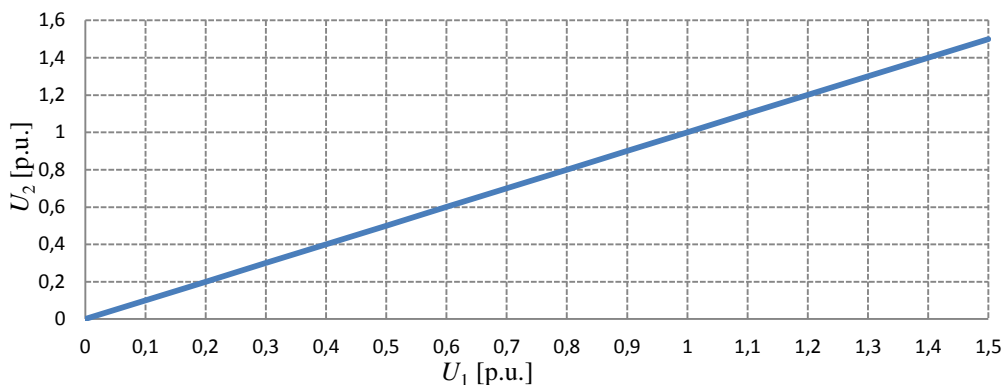


Abbildung 6.6: Oberspannung in Abhängigkeit von der unterseitigen Spannung

Da in dieser Arbeit das Sättigungsverhalten besonders interessiert, wird nachfolgend die Verteilung der magnetischen Flussdichte und der Permeabilität im Eisenkern genauer betrachtet.

In Abbildung 6.7 sind die Feldverläufe in den drei Schenkeln sowie im Joch sequentiell für vier Zeitschritte dargestellt, wobei die Zeitpunkte so gewählt wurden, dass sie genau der Änderung des Phasenwinkels des einspeisenden Stromes um 30° entsprechen.

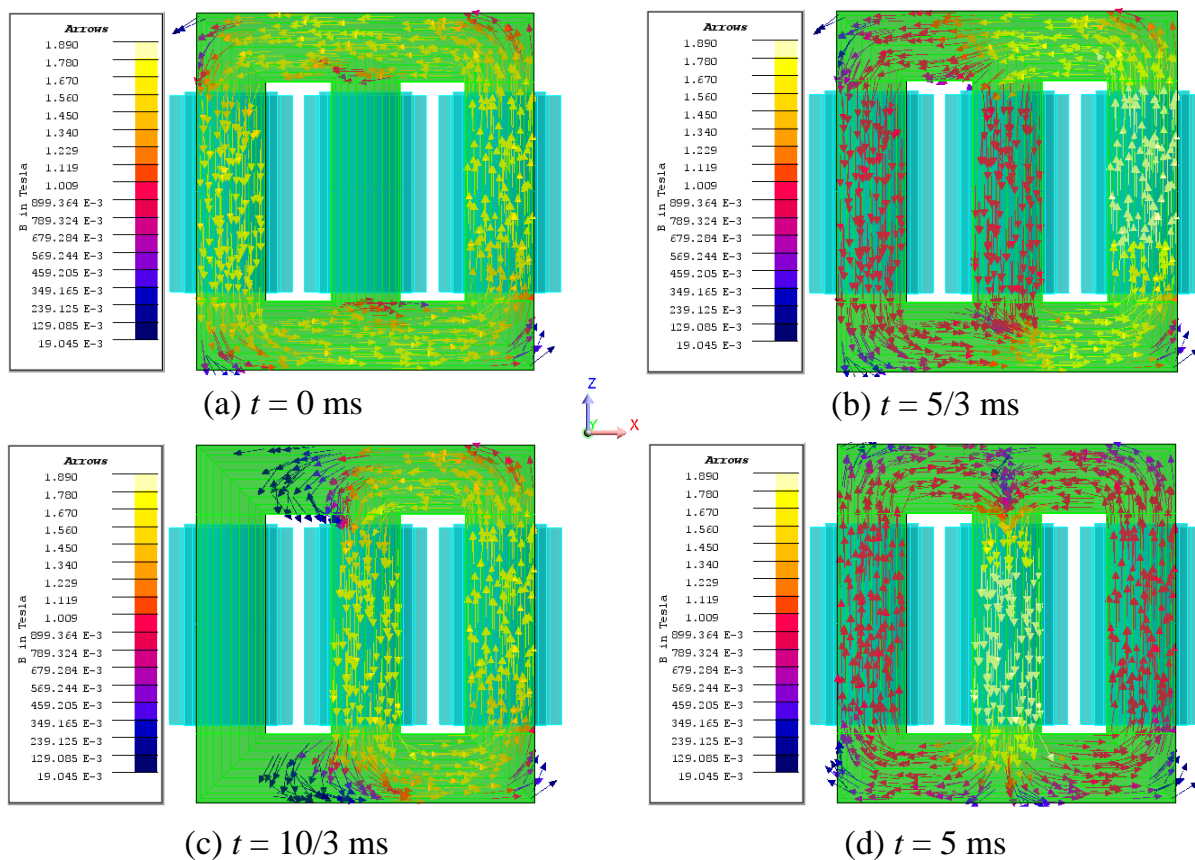


Abbildung 6.7: Vektorielle Flussdichteverteilung im Eisenkern zu unterschiedlichen Zeitpunkten im Leerlaufbetrieb bei Nennspannung

Die Pfeile zeigen die Richtung und ihre Farben den Betrag der Flussdichte entsprechend der Farbskala an.

Für den Fall $t = 0$ ms ist der Strom $I_0 \cdot \sin(\omega t)$ in der Wicklung des zweiten Schenkels gleich 0. Durch die anderen beiden Wicklungen fließt dann der Strom $I_0 \cdot \sin(\omega t + 120^\circ)$ im ersten Schenkel und $I_0 \cdot \sin(\omega t + 240^\circ)$ im dritten Schenkel. Es ist in Abbildung 6.7 (a) zu erkennen, dass in diesem Augenblick kein Feld im zweiten Schenkel aufgebaut wird. Der Betrag der Flussdichte entspricht im ersten und dritten Schenkel jeweils 1,63 T, während wegen des Streuflusses die Flussdichte im Joch nur 1,5 T erreicht.

Abbildung 6.7 (b) zeigt die Flussdichteverteilung für $t = 5/3$ ms. In diesem Augenblick ist die Flussdichte im dritten Schenkel am größten (1,89 T), während sie im ersten und zweiten Schenkel 0,94 T beträgt. Die Summe der Flussdichten im ersten und zweiten Schenkel entspricht der Summe der Flussdichten im dritten Schenkel.

Abbildung 6.7 (c) und (d) verdeutlichen sehr anschaulich die Wanderung der Flussdichte vom Schenkel zum Joch, die durch zeitliche Änderung der einzelnen Phasenströme erzwungen wird.

Zum besseren Verständnis der Flussverteilung sind die maximalen Beträge der Flussdichten im Eisenkern während einer Periode für den Fall der Einspeisung mit Nennspannung in Abbildung 6.8 dargestellt.

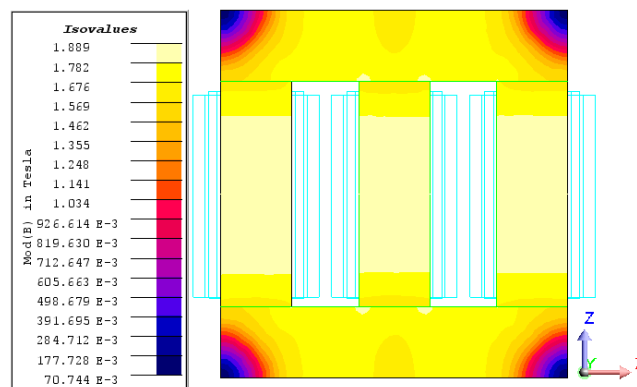


Abbildung 6.8: Verteilung des Flussdichtebetrages im Eisenkern für den Leerlauf

Es ist zu erkennen, dass die maximale Flussdichte im Schenkel die höchsten Werte erreicht. Der magnetische Fluss sucht sich einen möglichst kurzen Weg, damit sich eine minimale magnetische Energie über den Gesamtweg ergibt. Das führt dazu, dass die magnetische Flussdichte an den inneren Ecken am größten und an den äußeren Ecken am kleinsten ist.

Eine wichtige Information über den Sättigungszustand des Eisenkerns ergibt sich aus der Verteilung der relativen Permeabilität im Eisenkern (Abbildung 6.9). Die Abbildung zeigt die Maximalwerte der Permeabilität in einer Farbskala während einer Periode bei Einspeisung mit Nennspannung.

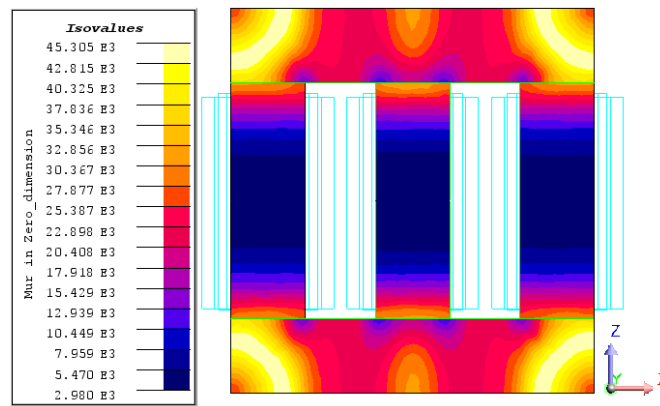


Abbildung 6.9: Relative Permeabilität im Eisenkern für den Leerlauf

Hieraus ist zu erkennen, dass im Leerlauf der Transformator bei Nennspannung noch ungesättigt ist. Die kleinste Permeabilität im Eisenkern liegt bei ca. 3000, wobei die relative Permeabilität im Schenkel kleiner als im Joch ist.

6.3.2. Dreipoliger Dauerkurzschluss

Für die Untersuchung wird angenommen, dass die oberspannungsseitige Wicklung dreipolig kurzgeschlossen ist und auf der Unterspannungsseite eine sinusförmige Spannung angelegt wird, deren Amplitude sich schrittweise steigert.

Abbildung 6.10 zeigt die Beziehung zwischen der Kurzschlussspannung U_K und dem Strom I_1 auf der Unterspannungsseite.

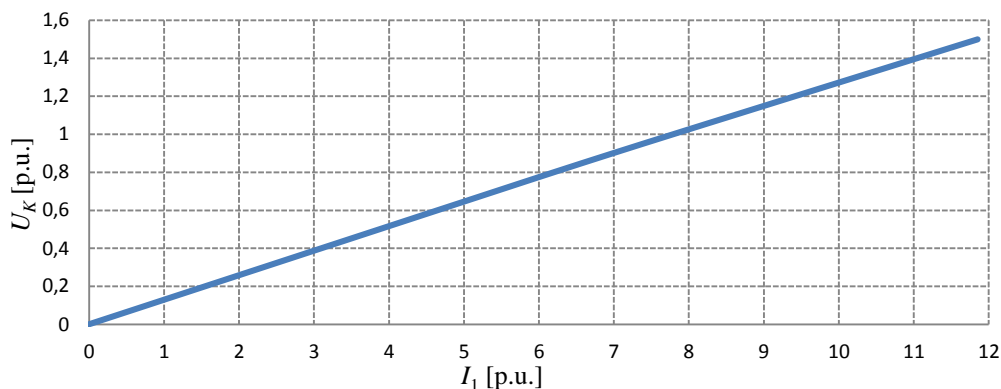


Abbildung 6.10: Kurzschlussspannung in Abhängigkeit des Stromes

Erwartungsgemäß verhalten sich die Kurzschlussspannung U_K und der Strom I_1 fast linear zueinander. Aus dem Diagramm kann die für den Nennstrom charakteristische Größe des Transformators, die sogenannten Kurzschlussspannung abgelesen werden. Sie beträgt für die verkettete Spannung 0,13 p.u. und weicht von dem im Datenblatt angegebenen Wert von 0,14 p.u. um 6,94 % ab.

Analog zu der Vorgehensweise beim Leerlauf werden nachfolgend die Verteilungen der magnetischen Flussdichte und der Permeabilität für den 3-pol. Dauerkurzschluss mit Nennstrom analysiert.

Abbildung 6.11 zeigt für vier unterschiedliche Zeitpunkte die Vektoren der magnetischen Flussdichte.

Bei der Interpretation der Abbildung 6.11 ist zu beachten, dass aufgrund des kleinen Luftspalts zwischen

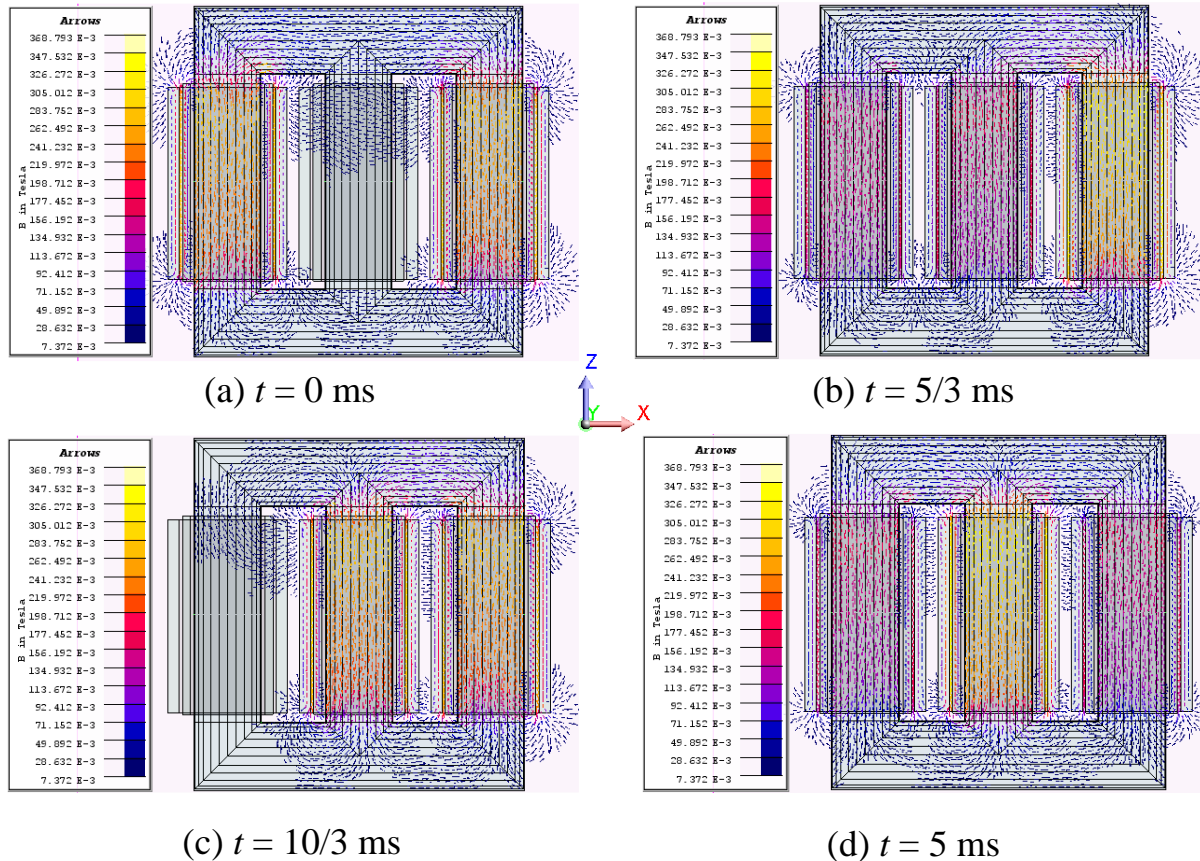


Abbildung 6.11: Vektorielle Flussdichteverteilung im mittleren Querschnitt des Transformators für unterschiedliche Zeitpunkte beim Kurzschluss

Die Verteilung der Flussdichte weicht deutlich von der beim Leerlauf ab, weil bei einem Kurzschluss sowohl die Unterspannungs- als auch die Oberspannungswicklungen Ströme führen. Das resultierende Feld entsteht durch die Überlagerung der beiden induzierten Wicklungsfelder, die zueinander phasenverschoben sind.

Während einer Zeitperiode variieren die Amplituden der Flussdichte im Bereich von 0 bis 0,4 Tesla und sind somit deutlich kleiner als beim Leerlauf.

Die Feldverteilung bei Kurzschluss ist asymmetrisch. Es ist in Abbildung 6.11 (a) deutlich zu erkennen, dass die Feldlinien den Eisenbereich verlassen und sich teilweise über den Luftraum schließen. Dies ist z. B. im zweiten Schenkel sichtbar, wo sich die Feldlinien quer über die Ober- und Unterspannungswicklung zum Schenkel hin ausbilden.

Da die Oberspannungswicklung die Unterspannungswicklung nicht vollständig umschließt, entsteht ein Streufeld, das ebenfalls eine unsymmetrische Verteilung der

Flussdichte zur Folge hat. Die ist z. B. in Abbildung 6.11 (b) sichtbar. Hier werden im oberen Joch 0,1 T induziert, während die Flussdichte im unteren Joch nur 0,02 T erreicht.

In Abbildung 6.12 und Abbildung 6.13 werden die Maxima des Betrages der Flussdichte und der Feldstärke im Eisenkern bei Kurzschlussspannung innerhalb einer Periode gezeigt.

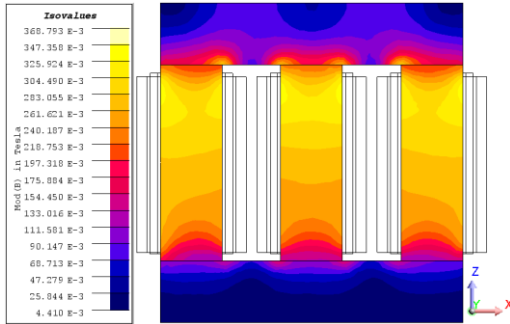


Abbildung 6.12: Flussdichte im Eisenkern für den Kurzschluss

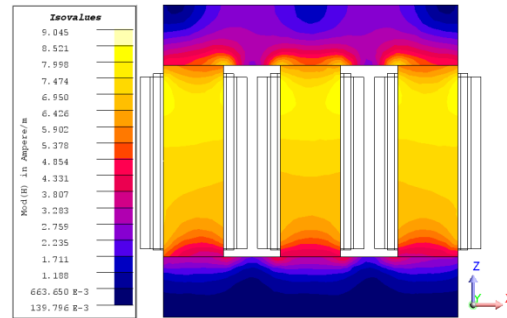


Abbildung 6.13: Feldstärke im Eisenkern für den Kurzschluss

Nach der Farbskala der Grafik gleicht die Verteilung des maximalen Betrages der Flussdichte der Verteilung der Feldstärke.

Der maximale Betrag der Feldstärke ist im oberen Teil des Schenkels mit 8,4 A/m größer als im unteren Teil mit 6,6 A/m. Diese unsymmetrische Verteilung ist auch im oberen und unteren Joch sichtbar. Sie werden durch die unterschiedliche Geometrie der Unter- und Oberspannungswicklung verursacht.

Die Feldverläufe werden direkt durch den Sättigungszustand des Eisenkerns beeinflusst, daher ist es notwendig, die Verteilung der relativen Permeabilität im Eisen in die Feldanalyse einzubeziehen. In Abbildung 6.14 werden die maximalen Werte für die relative Permeabilität innerhalb einer Periode bei Kurzschlussspannung dargestellt.

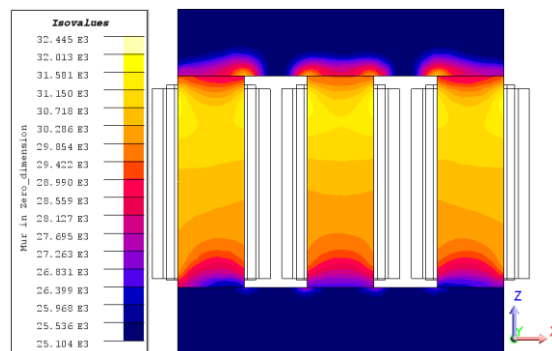


Abbildung 6.14: Relative Permeabilität im Eisenkern für den Kurzschluss

Um die Verteilung der relativen Permeabilität im Eisenkern besser zu verstehen, werden zunächst die klassische B-H-Kennlinie des im Transformator verbauten Ble-

ches (Thyssenkrupp Powercore H-105-30) und die hieraus abgeleitete Abhängigkeit der relativen Permeabilität von der magnetischen Feldstärke (Abbildung 6.15) betrachtet.

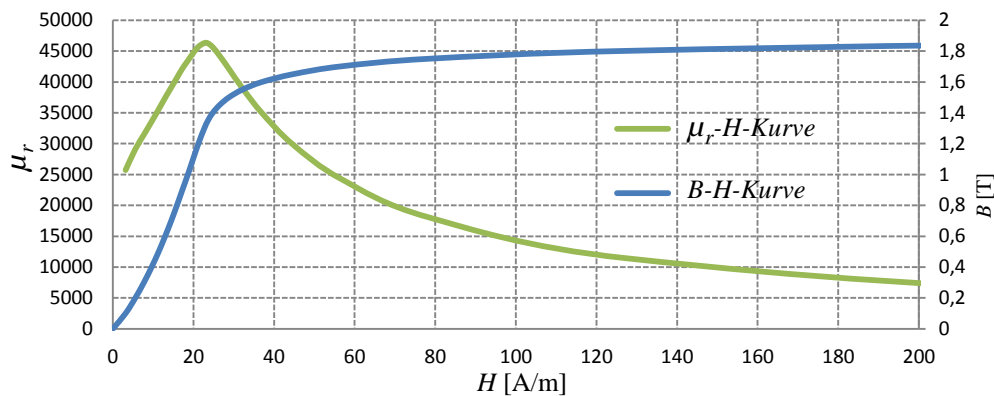


Abbildung 6.15: B - H -Kennlinie und μ_r - H -Kennlinie des Eisenkerns

Aus der B - H -Kennlinie ist zu erkennen, dass die magnetische Flussdichte B für kleine magnetische Feldstärken H fast linear zunimmt. Ab einer magnetischen Feldstärke von 23 A/m steigt die magnetische Flussdichte langsamer an, die relative Permeabilität nimmt ab.

Weil die maximale magnetische Feldstärke im Eisenkern bei dieser Kurzschlussspannung in Abbildung 6.13 nur 8,4 A/m beträgt, nimmt die relative Permeabilität gemäß Abbildung 6.14 mit steigender Feldstärke fast linear zu. Sie ist entsprechend der Feldverteilung nach Abbildung 6.12 und Abbildung 6.13 im oberen Teil des Schenkels größer als im unteren Teil und ebenfalls im oberen Joch größer als im unteren Joch.

Aus den Ergebnissen für den Leerlauf und für den dreipoligen Dauerkurzschluss können nun die Parameter des Ersatzschaltbildes für den behandelten Dreiphasentransformator bestimmt werden (Abbildung 6.16). Sie bilden die Basis für die spätere Berechnung der transienten Vorgänge mit einem Netzberechnungsprogramm.

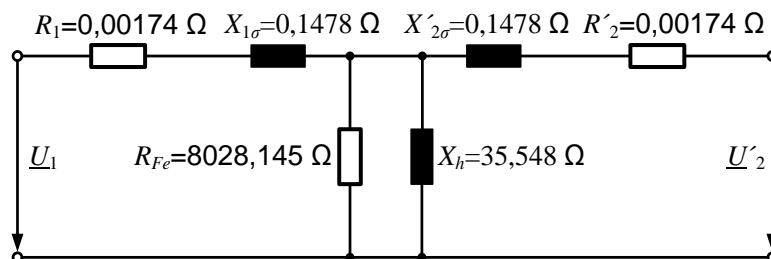


Abbildung 6.16: Ersatzschaltbild des Dreiphasentransformators mit ESB-Parametern aus der numerischen Feldberechnung

Zur Bewertung der mit FE ermittelten Parameter wurde analytisch ein Ersatzschaltbild aus den Herstellerangaben bestimmt (Abbildung 6.17).

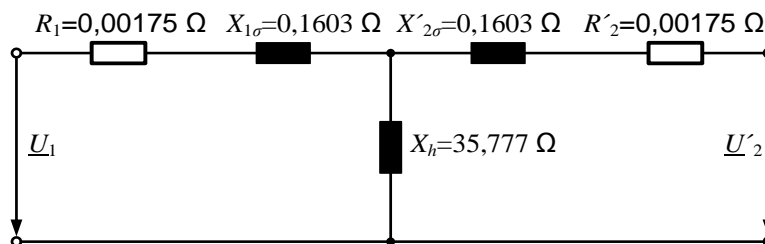


Abbildung 6.17: Ersatzschaltbild des Dreiphasentransformators mit ESB-Parametern aus analytischer Berechnung

Die Abweichungen des numerisch ermittelten Wirkwiderstands R_1 und der Streureaktanz $X_{1\sigma}$ vom analytisch bestimmten Werten betragen 0,69 % bzw. 7,77 %. Die Abweichung für die Hauptreaktanz X_h liegt entsprechend bei 0,64 % [41].

6.3.3. Nennbetrieb

Der untersuchte Dreiphasentransformator wird auf der Unterspannungsseite mit Nennspannung gespeist und auf der Oberspannungsseite mit einer Impedanz, die der Nennbelastung mit dem Leistungsfaktor $\cos\phi = 0,85$ entspricht, belastet.

In Abbildung 6.18 ist der maximale Betrag der magnetischen Flussdichte im Eisenkern für den Nennbetrieb gezeigt.

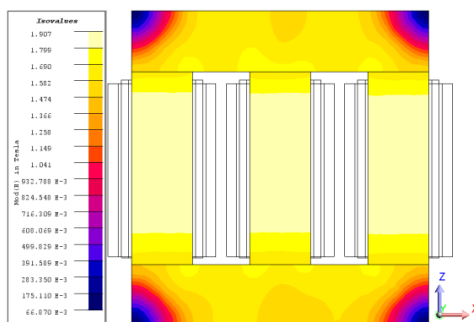


Abbildung 6.18: Flussdichte im Eisenkern für den Nennbetrieb

Es ist zu sehen, dass der maximale Betrag der Flussdichte bei ca. 1,9 T im Schenkel liegt. Die Verteilung der Flussdichte im Eisenkern sieht der im Leerlauf sehr ähnlich. Die minimale Flussdichte ist auch an den äußeren Ecken vorzufinden. Aufgrund des Streuflusses ist der Betrag der Flussdichte im Joch nur ca. 1,6 T.

Abbildung 6.19 stellt die entsprechende relative Permeabilität im Eisenkern für den Nennbetrieb dar.

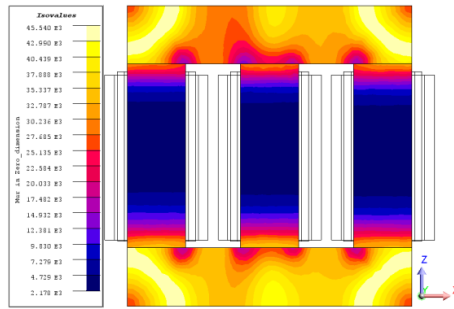


Abbildung 6.19: Relative Permeabilität im Eisenkern für den Nennbetrieb

Es ist zu erkennen, dass der untersuchte Dreiphasentransformator bei Nennbetrieb noch nicht gesättigt ist. Die Verteilung der relativen Permeabilität sieht ähnlich wie im Leerlauf bei Nennspannung aus.

In Tabelle 6-2 werden die analytisch berechneten und die simulierten Werte der Spannung, des Stromes, der Scheinleistung, der Wirkleistungs- und der Blindleistungsverluste angegeben.

Tabelle 6-2: Vergleich zwischen analytisch berechneten und simulierten Werten

Parameter	U_2 [kV]	I_1 [kA]	I_2 [kA]	S_1 [MVA]	S_2 [MVA]	ΔP [MW]	ΔQ [Mvar]
analytisch berechneter Wert	105,99	11,47	1,50	311,45	275,8	0,44	59,26
simulierter Wert	107,11	11,59	1,52	316,21	281,63	0,45	57,71
Abweichung [%]	1,05	1,53	1,05	1,53	2,12	2,82	2,62

Die analytischen Werte wurden auf Basis des Ersatzschaltbildes gemäß Abbildung 6.17 ermittelt.

Tabelle 6-2 verdeutlicht, dass alle Abweichungen zwischen den analytisch berechneten und den gemessenen Größen unterhalb von 3 % liegen. Die Abweichung zwischen dem für die Schaltgruppe YNd5 (150°) vorgegebenen und dem berechneten Phasenverschiebungswinkel beträgt 3,92 %.

Die Zeitfunktionen der Ströme und Spannungen auf der Unter- und Oberspannungsseite wurden mit Hilfe der FE-Zeitschrittrechnung bestimmt und sind in Abbildung 6.20 und Abbildung 6.21 dargestellt.

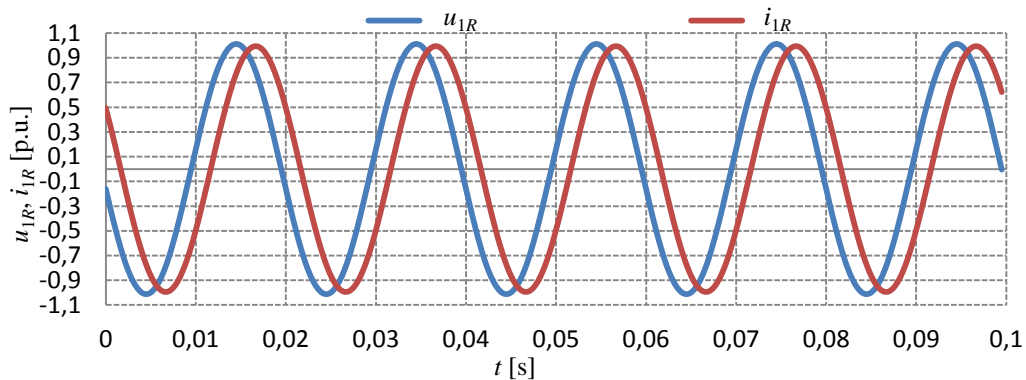


Abbildung 6.20: Spannung und Strom auf der Unterspannungsseite im Strang R

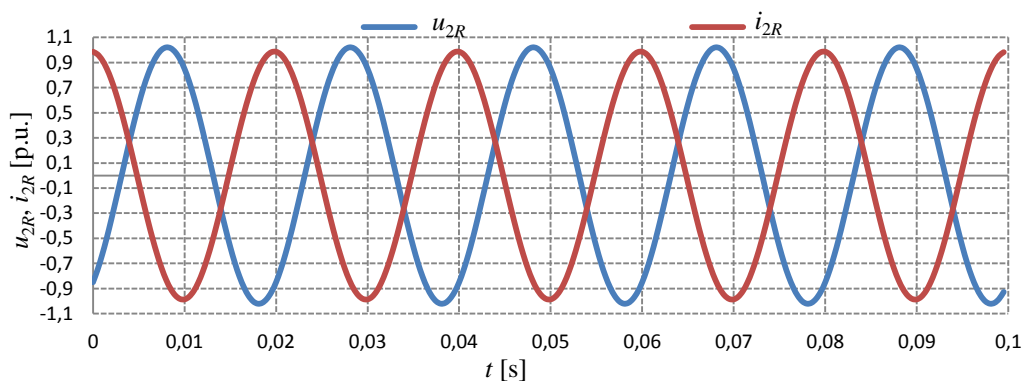


Abbildung 6.21: Spannung und Strom auf der Oberspannungsseite im Strang R

Auch bei der FE-Zeitschrittberechnung ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung mit den analytisch bestimmten Werten. Der Phasenverschiebungswinkel zwischen der Spannung und dem Strom liegt bei ca. $38,7^\circ$ auf der Unterspannungsseite und $150,3^\circ$ auf der Oberspannungsseite.

Folgerung: In der vorstehend durchgeführten Analyse der stationären Zustände Leerlauf, 3-pol. Kurzschluss und Nennbetrieb wurde der Nachweis erbracht, dass das entwickelte FE-Simulationsmodell die Eigenschaften eines Dreiphasentransformators gut nachbildet und die hierbei erzielten Ergebnisse mit denen aus den Herstellerangaben bzw. analytischen Betrachtungen gut übereinstimmen. Es ist somit für die vertiefenden Untersuchungen des Betriebsverhaltens geeignet.

Kapitel 7 Ausgleichsvorgänge beim Stoßkurzschluss

7.1. Beschreibung der Vorgänge

Entsprechend der Aufgabenstellung liegt der Fokus dieser Arbeit auf den subtransienten Vorgängen, die sich im System Generator-Transformator-Netz ereignen. Die hierbei auftretenden Ströme erreichen Amplituden von bis zum 20-fachen der Nennwerte, wobei neben den sinusförmigen Anteilen auch hohe Gleichstromkomponenten auftreten. Hinzu kommt, dass diese Zeitverläufe durch die langsamen Pendelungen des Rotors moduliert werden.

Im weiteren Verlauf dieser Untersuchung soll geklärt werden, wie sich der Dreiphasentransformator bei einer derartigen Belastung verhält und über welche mathematischen Modelle dieses Verhalten in einer Netzberechnung erfasst werden kann.

Im erstem Schritt wird der 3-polige Stoßkurzschluss behandelt, der als Standardstörfall für die Ermittlung der subtransienten Parameter der Systemkomponenten gilt und in der Regel bei der Typenprüfung von Komponenten im Prüffeld gemessen wird.

Der Kurzschluss wird im Nulldurchgang der Spannung von Phase R eingeleitet, also im Augenblick der maximalen Flussverkettung. Hierbei erreicht die Gleichstromkomponente des Stromes ihren höchsten Wert und der Stoßkurzschlussstrom ist maximal.

Vorbereitend für die Analyse der Felder und Permeabilitäten im nächsten Kapitel werden zunächst die Ströme auf der Unter- und Oberspannungsseite genauer betrachtet.

7.1.1. Kurzschlussströme

Abbildung 7.1 stellt die Kurzschlussstromverläufe auf der Unterspannungsseite bei einem Kurzschluss bei eingangsseitiger Nennspannung und einer Nennbelastung auf der Sekundärseite dar.

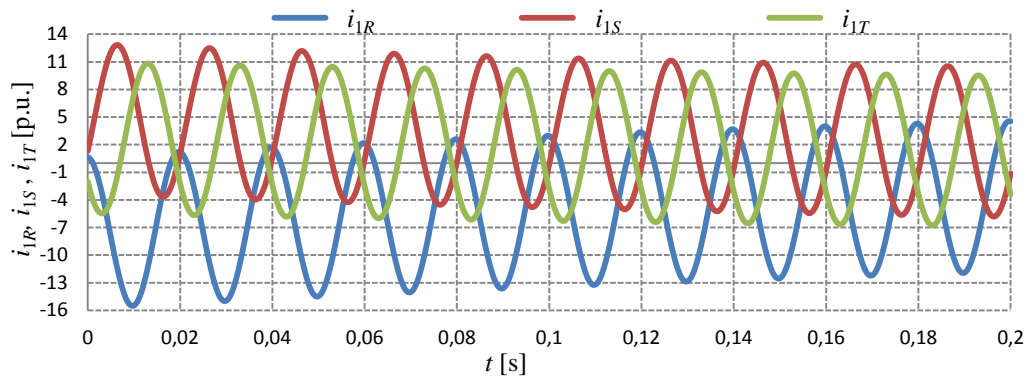


Abbildung 7.1: Kurzschlussströme auf der Unterspannungsseite

Erwartungsgemäß tritt der Maximalstrom in der Phase R eine halbe Periode nach Einleitung des Fehlers ein und erreicht den Stromspitzenwert von -15,51 p.u., der Gleichanteil des Kurzschlussstromes beträgt hierbei ca. -8,09 p.u..

Analoge Zeitverläufe ergeben sich für die Kurzschlussströme auf der Oberspannungsseite (Abbildung 7.2). Bezogen auf die Nennströme sind die errechneten Werte mit 15,35 p.u. und 7,48 p.u. nur geringfügig kleiner als die auf der Unterspannungsseite.

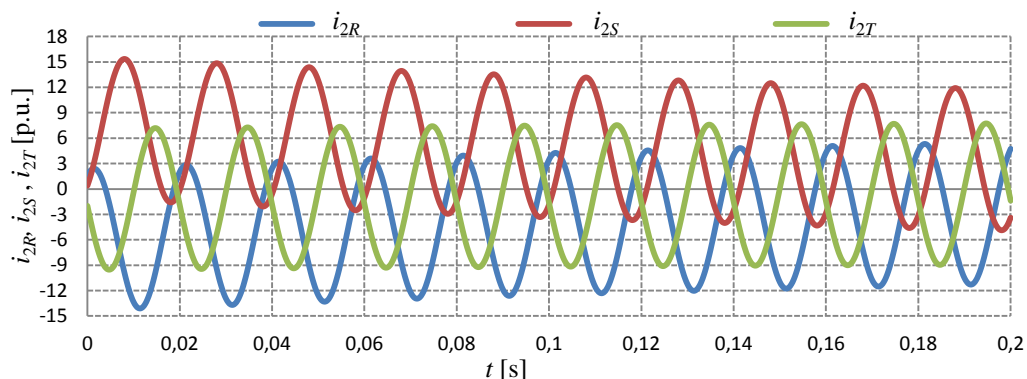


Abbildung 7.2: Kurzschlussstrom auf der Oberspannungsseite

Es sei angemerkt, dass die Unterspannung sich nicht verändert, weil der untersuchte Dreiphasentransformator bei der Simulation in Flux 3D mit einer idealen Spannungsquelle betrieben wird, die nicht vom jeweilig angeschlossenen Verbraucher abhängt.

7.2. Relative Permeabilität im Eisenkern

Um den Einfluss der Sättigung auf die Höhe der Ströme zu ermitteln, werden die Spannungen auf der Unterspannungsseite in einem breiten Wertebereich von 0,05 bis 1,5 p.u. variiert, während alle übrigen Randbedingungen unverändert bleiben. Die Berechnungen werden zunächst mit einer nichtlinearen B-H-Kurve durchgeführt und

anschließend für ein angenommenes lineares Materialverhalten mit konstanter relativer Permeabilität wiederholt, um den Einfluss der Nichtlinearität zu quantifizieren.

In Abbildung 7.3 ist die Verteilung der relativen Permeabilität für zunehmende Spannungen dargestellt. Die einzelnen Plots wurden für den gleichen Zeitpunkt $t = 9,5 \text{ ms}$ nach Einleitung des Fehlers erstellt. Wie bereits vorangehend ausgeführt, erreicht der Strom der Phase R in diesem Moment den maximalen Wert.

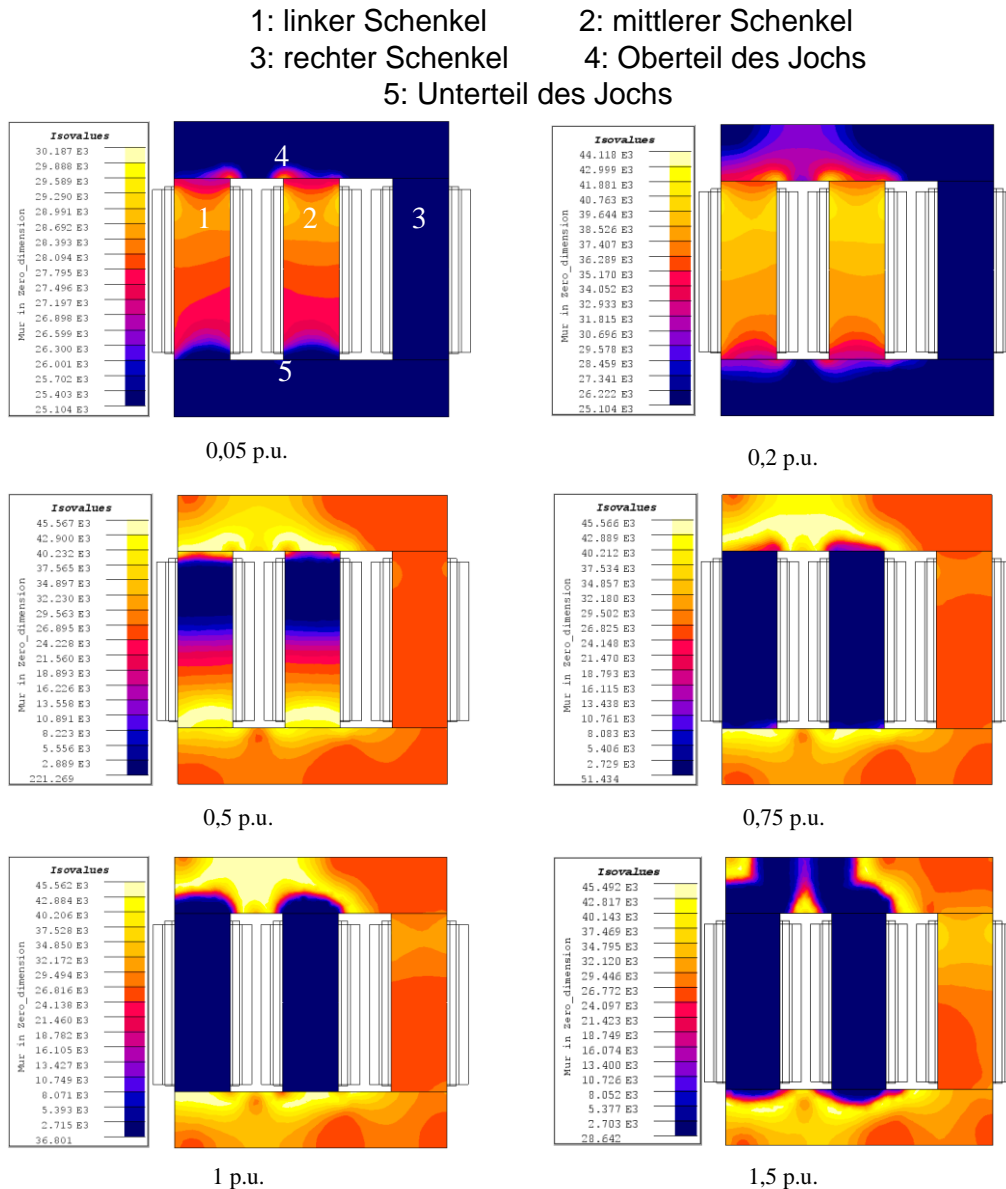


Abbildung 7.3: Relative Permeabilität μ_r bei maximalem Stoßkurzschlussstrom für zunehmende Spannungen

Die vorangegangenen Bilder veranschaulichen, dass mit zunehmender Spannung und somit auch steigenden Kurzschlussströmen die relative Permeabilität im Eisenkern abnimmt, was sich in der zunehmenden Blaufärbung der Schenkel bemerkbar macht.

Um diese Änderung zu quantifizieren, wurden die Zahlenwerte der relativen Permeabilität an 5 verschiedenen Positionen im Transformator gemäß Abbildung 7.3 ausgewertet und in Tabelle 7-1 aufgelistet.

Tabelle 7-1: Relative Permeabilität μ_r an verschiedenen Positionen bei zunehmenden Spannungen

U_1 [p.u.]	μ_r				
	Position 1	Position 2	Position 3	Position 4	Position 5
0,05	28150,42	28787,50	25103,95	25249,00	25103,95
0,1	32366,31	33369,45	25103,95	28853,45	25103,95
0,2	38889,02	40506,40	25423,85	33463,00	28262,33
0,5	6115,94	237,25	30165,74	44668,78	34606,40
0,75	71,75	53,12	32814,15	32040,65	40357,24
1	44,53	37,86	35715,859	751,925	44822,26
1,5	31,96	29,22	41429,28	75,83	21303,77

Bemerkenswert ist, dass zunächst für die Spannungen von 0,05 bis 0,5 p.u. die relative Permeabilität steigt und erst für Spannungen oberhalb von 0,75 p.u. stark abnimmt. Dieses Verhalten wurde bereits in Kapitel 6 anhand der Abbildung 6.15 begründet.

Nachdem die Ergebnisse der Simulationen für unterschiedliche Spannungen vorliegen, kann nun der Einfluss der Sättigung auf die Kurzschlussimpedanz des Transformators bestimmt werden.

In Abbildung 7.4 ist die Kurzschlussimpedanz des untersuchten Dreiphasentransformators bei zunehmenden Spannungen für den Fall einer nichtlinearen Rechnung mit B-H-Kurve dargestellt. Zusätzlich ist dort auch die Kurzschlussimpedanz eingezeichnet, die bei einer konstanten relativen Permeabilität $\mu_r = 25140$ ermittelt wurde.

Für die Annahme einer konstanten Permeabilität bleibt die Kurzschlussimpedanz auch bei zunehmenden Spannungen konstant, wohingegen sie für den nichtlinearen Fall bei zunehmenden Spannungen geringfügigen Änderungen unterliegt.

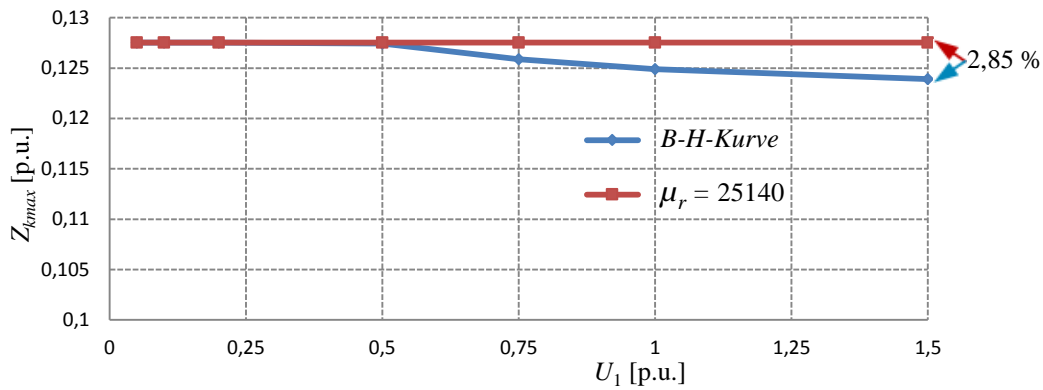


Abbildung 7.4: Kurzschlussimpedanz bei zunehmenden Spannungen

Für den späteren Einsatz in der Netzberechnung ist es vorteilhaft, die Änderung der Impedanz in Abhängigkeit von dem maximalen Strom des Transformators darzustellen (Abbildung 7.5).

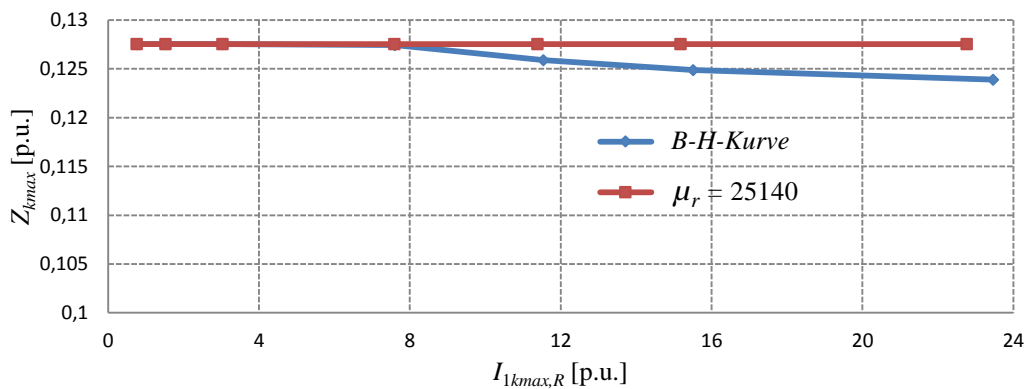


Abbildung 7.5: Kurzschlussimpedanz als Funktion des maximalen Stromes $I_{1kmax,R}$ bei der Phase R

Fazit: Die durch die hohen Kurzschlussströme erzeugten magnetischen Feldstärken verursachen infolge der Sättigung des Eisenkerns die Abnahme der Kurzschlussimpedanz des Dreiphasentransformators. Bei einem 3-poligen Kurzschluss bei Nennspannung ($U_1 = 1,0$ p.u.) verringert sich die Kurzschlussimpedanz um 2,1 %, für eine Spannung von $1,5 \cdot U_N$ reduziert sie sich weiter um 2,85 % auf einen Wert von 0,124 p.u..

Kapitel 8 Ausgleichsvorgänge bei Fehlsynchronisation von Kraftwerksgeneratoren

Die Berechnung der Fehlsynchronisation in elektrischen Energieversorgungssystemen spielt bei der Netzausbauplanung und der Betriebsplanung eine erhebliche Rolle. Bei großen Kraftwerken wird die Synchronisation zwischen Generator und Netz über eine automatische Einrichtung durchgeführt. Kleine Kraftwerke werden in den meisten Fällen manuell synchronisiert [9].

Für eine erfolgreiche Synchronisation zwischen Generator und Netz müssen folgende Bedingungen erfüllt werden: identische Spannungsamplitude, gleiche Frequenz, Phasenlage und Phasenfolge [58].

Wenn eine Zuschaltung des Generators an das Netz mit sehr geringem Fehlwinkel und kleinem Schlupf erfolgt, handelt es sich um einen normalen Betriebsvorgang. Durch eine falsche Bedienung oder durch einen Gerätefehler kann eine Fehlsynchronisation verursacht werden. Diese stellt eine schwerwiegende Störung dar.

8.1. Transiente Spannungen, Ströme und elektromagnetische Generatormomente

Die Höhe der Ausgleichsströme und des elektromagnetischen Momentes nach einer Fehlsynchronisation sind stark abhängig von dem Winkel, der zwischen der inneren Spannung des Generators und der Netzspannung liegt (Abbildung 8.1).

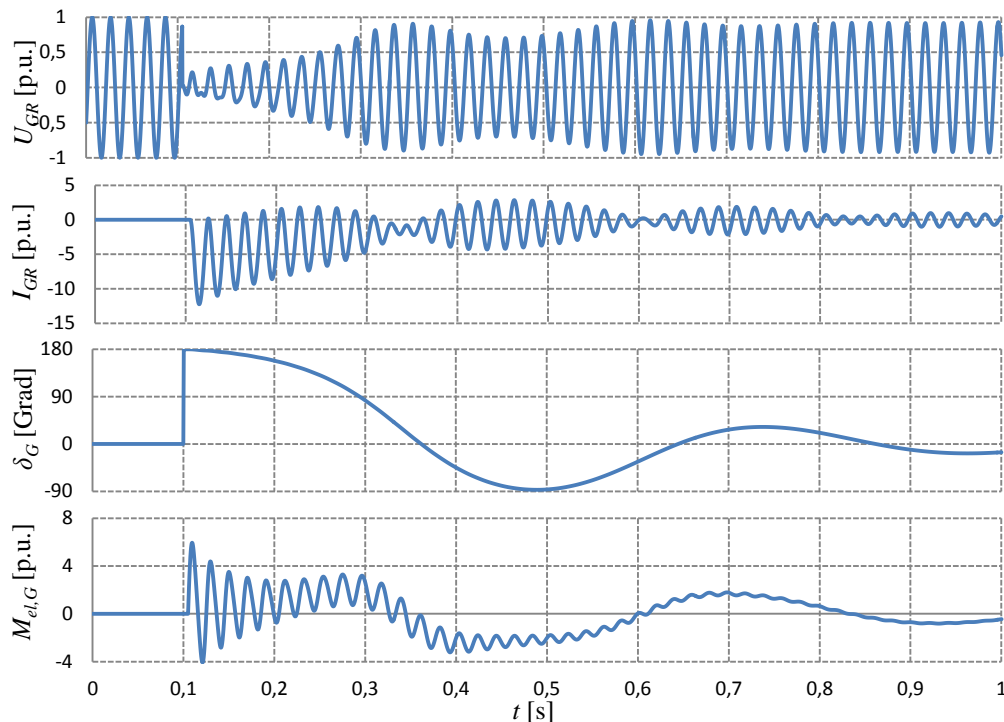


Abbildung 8.1: Zeitfunktionen der Ströme und Spannungen sowie des elektromagnetischen Generatormomentes nach einer Fehlsynchronisation mit 180°

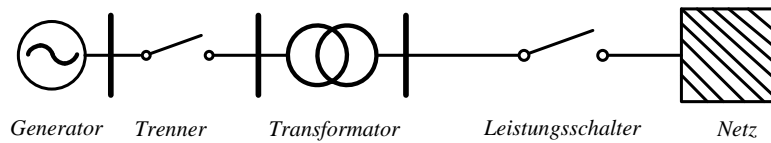
Da der Generator vor der Zuschaltung im Leerlauf betrieben wird, fließt kein Strom durch den Schalter. Nach der Zuschaltung entstehen im Generator sehr hohe Ströme und große elektromagnetische Momente [33].

Sie verursachen starke Pendelungen des gesamten Wellenstrangs, wobei abhängig vom Fehlwinkel Schwingungsamplituden bis zu 90° erreicht werden können, die jedoch innerhalb von 1 s abklingen.

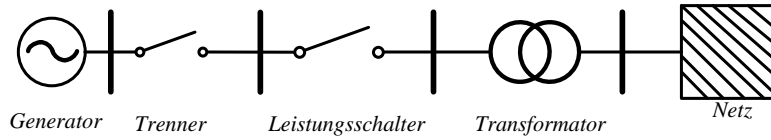
8.2. Anbindung des Generators an das Energieübertragungsnetz

Um die Verluste bei der Energieübertragung gering zu halten, erfolgt die Übertragung bei hohen Netzspannungen und niedrigen Strömen. Hierzu werden Blocktransformatoren (Maschinentransformatoren) zwischen dem Generator und dem Netz in den Kraftwerken eingesetzt.

Weltweit gibt es zwei unterschiedliche Konzepte für die Anbindung der Generatoren ans Netz. Während im amerikanischen Raum vorwiegend die Leistungsschalter auf der Oberspannungsseite eingebaut werden, werden im europäischen Netzverbund die Leistungsschalter auf der Unterspannungsseite installiert (Abbildung 8.2).



a) Leistungsschalter auf der OS-Seite



b) Leistungsschalter auf der US-Seite

Abbildung 8.2: Unterschiedliche Konzepte bei der Kraftwerkseinbindung

Wie bereits ausführlich dargelegt wurde, sollte in dieser Arbeit untersucht werden, ob sich durch die unterschiedlichen Einbindungskonzepte bei der Fehlsynchronisation große Unterschiede bei den Ausgleichsströmen ergeben. Die korrekte Berechnung dieser Ströme ist von größter Bedeutung für die Dimensionierung der Leistungsschalter und vor allem der Turbinen- und Generatorwellen. Wegen der sehr hohen Störfallmomente, die sie übertragen müssen, sind die verwendeten Werkstoffe sehr hoch ausgenutzt und die im Störfall erzeugten Torsionsspannungen erreichen teilweise die Torsionsbruchfestigkeiten.

Zudem wurde bereits ausgeführt, dass die höchsten Torsionsbeanspruchungen in den Wellen bei einer Fehlsynchronisation mit einem Differenzwinkel zwischen Generator- und Netzspannung von 120° und die höchsten Ströme bei 180° entstehen. Deswegen werden nachfolgend diese beiden Störfälle behandelt.

Kapitel 9 Simulation der transienten Vorgänge mit Hilfe des Programms NETPROG

9.1. Charakteristik des Programms NETPROG

Das Simulationsprogramm NETPROG ist eine professionelle Software für dynamische Netzstudien [21][24]. In elektrischen Energieversorgungssystemen spielen Studien dynamischer Phänomene eine wichtige Rolle bei der Prüfung von Schutzgeräten und Regeleinrichtungen. Seit 1973 werden Programme, die Maschinen, Netz, Regel- und Steuereinrichtungen simulieren können, zur Untersuchung der elektromagnetischen und mechanischen Ausgleichsvorgänge eingesetzt [3][23][61].

Sie besitzen folgende wichtige Eigenschaften [19][59]:

- Simulation elektromagnetischer und –mechanischer Ausgleichsvorgänge in elektrischen Systemen im Zeitbereich
- Stabilitätsteil, in dem komplexe Impedanzen das Netz und Differentialgleichungen die elektrischen Maschinen nachbilden
- Momentanwertteil, in dem die Differentialgleichungen sowohl das Netz als auch die elektrischen Maschinen nachbilden
- Analyse im Frequenzbereich
- Berechnung des Lastflusses und Kurzschlussstromes
- Simulation in Echtzeit
- Analyse der Eigenwerte
- Simulation von Torsionsschwingungssystemen

9.2. Simulation mit Netprog

Die Anbindung des Generators an das starre Energieübertragungsnetz erfolgt über einen Blocktransformator und einen Leistungsschalter. Es werden zwei Netzstrukturen untersucht: FS-Schalter auf der Netzseite (OS-Seite) und FS-Schalter auf der Generatorseite (US-Seite), siehe Abbildung 8.2 a und b.

Die Simulationsdurchführung erfolgt für einen 2-poligen Beispielgenerator mit einer Scheinleistung von 320 MVA und der Bemessungsspannung von 15,75 kV. Als Blocktransformator wurde ein 3-Schenkel-Transformator mit einer Leistung von 325 MVA gewählt, für den alle technischen und geometrischen Daten verfügbar waren (Anhang A), so dass anschließend auch detaillierte FE-Untersuchungen durchgeführt werden konnten. Das Netz wurde als starr angenommen, wobei eine Netzkurz-

schlussleistung von 30 GVA festgelegt wurde. Die charakteristischen Daten der untersuchten Komponenten sind in Anhang B aufgelistet.

Um den Einfluss der Sättigung herauszustellen, werden die Untersuchungen für zwei Modelle des Transformators durchgeführt:

1. Ynd5 Transformator mit konstanter Hauptreaktanzenz und
2. Ynd5 Transformator mit gesättigter Hauptreaktanzenz

Die gesättigte Hauptreaktanzenz wird über die Abhängigkeit des Hauptflusses Φ zu dem Magnetisierungsstrom I des Transformators gemäß der nachfolgenden Kennlinie bestimmt (Abbildung 9.1).

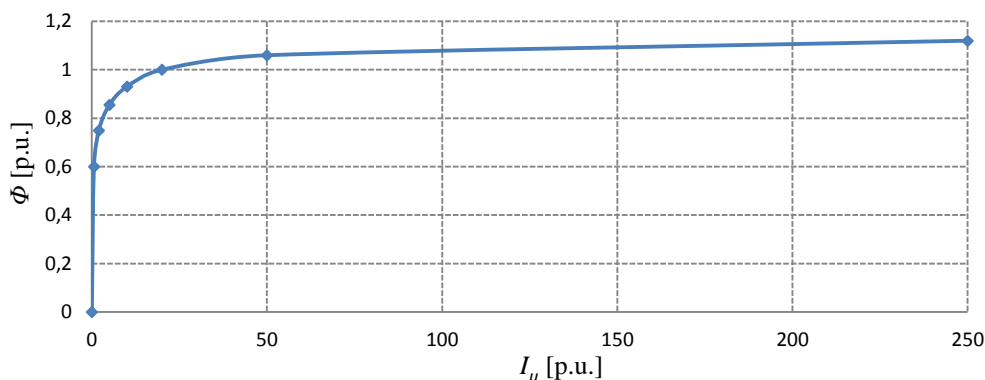


Abbildung 9.1: Kennlinie zwischen magnetischem Fluss und Magnetisierungsstrom im Transformator

Für jedes dieser Modelle werden entsprechend den Ausführungen aus Kapitel 9 folgende Fälle berechnet:

- a. 180°-Fehlsynchronisation auf der OS-Seite und US-Seite
- b. 120°-Fehlsynchronisation auf der OS-Seite und US-Seite

9.2.1. Fehlsynchronisation auf der Oberspannungsseite des Transformators

In Abbildung 9.2 ist der zeitliche Verlauf der elektrischen und mechanischen Größen nach einer Fehlsynchronisation mit einem Fehlwinkel von 120° beim Schalter auf der OS-Seite dargestellt. Zur Vervollständigung werden die entsprechenden Plotbilder für die Variante mit 180° im Anhang aufgeführt.

Um den Unterschied zwischen den Zeitverläufen sichtbar zu machen, liegen in den folgenden Plotbildern die Ergebnisse der Berechnung mit und ohne Sättigung der Hauptreaktanzenz übereinander.

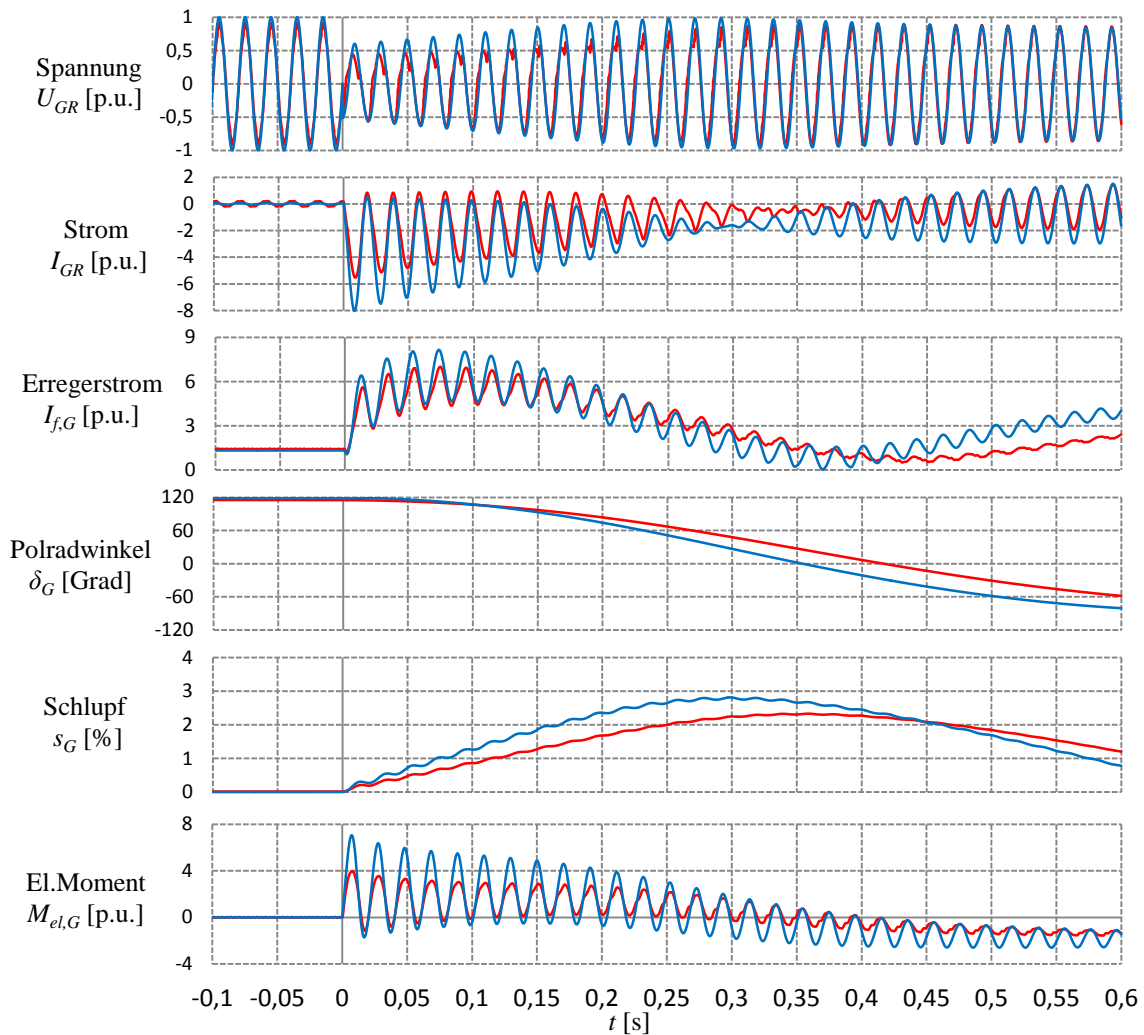


Abbildung 9.2: Zeitlicher Verlauf der elektrischen und mechanischen Größen nach einer Fehlsynchronisation mit einem Fehlwinkel von 120° für den Fall des Schalters auf der OS-Seite

Rot- Zeitverläufe mit gesättigter Hauptreaktanz
 Blau- Zeitverläufe mit konstanter Hauptreaktanz

Aus den Zeitverläufen ist zu erkennen, dass die Fehlsynchronisation ein schwerer Störfall für den Generator und die Erregereinrichtung ist. Erwartungsgemäß ergeben sich merkbare Unterschiede zwischen den Ergebnissen mit und ohne Transformatorsättigung.

Für die Fragestellung dieser Arbeit interessiert insbesondere der Vergleich der Ergebnisse für unterschiedliche Positionen des Leistungsschalters (Abbildung 9.3).

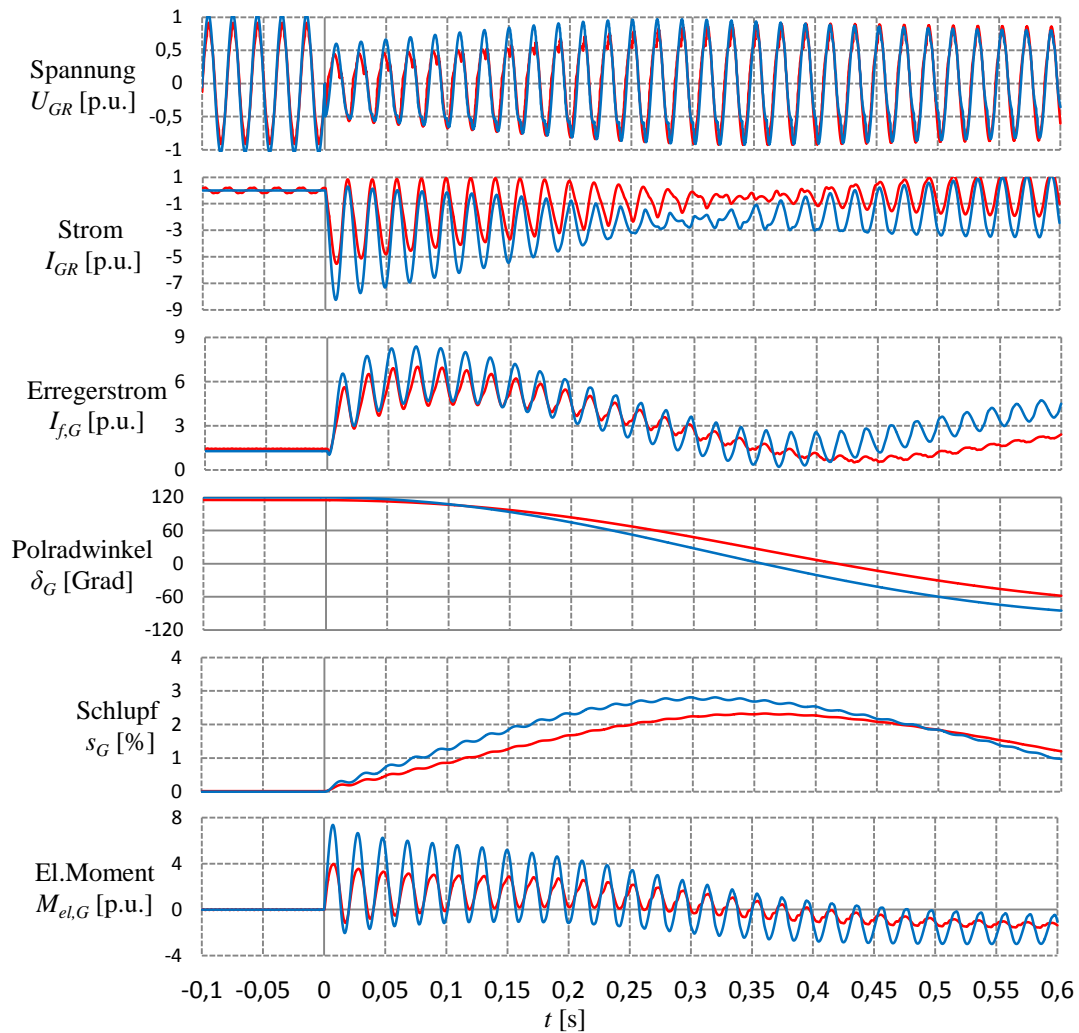


Abbildung 9.3: Zeitlicher Verlauf der elektrischen Größen nach einer Fehlsynchronisation mit einem Fehlwinkel von 120° . Transformator mit Berücksichtigung der Sättigung der Hauptreaktanz

Rot- Schalter auf der OS-Seite, **blau-** Schalter auf der US-Seite

In Übereinstimmung mit der bisherigen Meinung der Experten liegen sowohl die Generatorströme als auch das elektromagnetische Luftspaltpmoment bei der Synchronisation auf der US-Seite deutlich höher als die entsprechenden Größen bei Synchronisation auf der OS-Seite.

In Tabelle 9-1 und Tabelle 9-2 sind die maximalen Ströme auf der Generator- und Netzseite für alle untersuchten Störfälle und Anbindungsvarianten aufgelistet.

Tabelle 9-1: Vergleich der maximalen Ströme bei der 180°-Fehlsynchronisation

Bei 180° NETPROG		maximaler Strom auf der Generatortorseite [p.u.]			maximaler Strom auf der Netzseite [p.u.]		
		$i_{GR}(t)$	$i_{GS}(t)$	$i_{GT}(t)$	$i_{NR}(t)$	$i_{NS}(t)$	$i_{NT}(t)$
Synchronisation auf der OS-Seite	$\mu_r = f(H)$	-7,02	5,71	5,88	-18,62	17,40	6,00
	$\mu_r = \text{konst.}$	-10,10	7,67	7,48	-9,49	9,60	-5,19
	Abweichung [%]	43,87	34,33	27,21	49,03	44,83	13,50
Synchronisation auf der US-Seite	$\mu_r = f(H)$	-10,28	7,82	7,60	-9,54	9,66	-5,29
	$\mu_r = \text{konst.}$	-10,32	7,85	7,60	-9,67	9,72	-5,11
	Abweichung [%]	0,39	0,38	0	1,36	0,62	3,40

Tabelle 9-2: Vergleich der maximalen Ströme bei der 120°-Fehlsynchronisation

Bei 120° NETPROG		maximaler Strom auf der Generatortorseite [p.u.]			maximaler Strom auf der Netzseite [p.u.]		
		$i_{GR}(t)$	$i_{GS}(t)$	$i_{GT}(t)$	$i_{NR}(t)$	$i_{NS}(t)$	$i_{NT}(t)$
Synchronisation auf der OS-Seite	$\mu_r = f(H)$	-5,53	-4,29	6,66	-17,39	7,72	9,90
	$\mu_r = \text{konst.}$	-8,01	4,29	7,80	-8,69	6,51	6,49
	Abweichung [%]	44,85	0	17,12	50,03	15,67	34,44
Synchronisation auf der US-Seite	$\mu_r = f(H)$	-8,25	4,48	8,12	-8,78	6,70	6,52
	$\mu_r = \text{konst.}$	-8,26	4,46	8,15	-8,87	6,65	6,60
	Abweichung [%]	0,12	0,45	0,37	1,02	0,75	1,23

Hieraus ist zu erkennen, dass der maximale Generatorstrom für die Variante mit konstanter Hauptreaktanz des Transformators bei 180°- und 120°-Fehlsynchronisation um 43,87 % bzw. 44,85 % größer als bei gesättigter Hauptreaktanz ist, wenn die Synchronisation auf der OS-Seite durchgeführt wird.

Für den Fall, dass sich der Synchronisationsschalter auf der US-Seite befindet, sind die maximalen Generatorströme mit gesättigter und konstanter Hauptreaktanz des Transformators bei 180°- und 120°-Fehlsynchronisation fast identisch. Die Abweichung zwischen den Ergebnissen beträgt nur 0,39 % bzw. 0,12 %.

Tabelle 9-3 zeigt die Gegenüberstellung der maximalen elektrischen Momente bei der 180°- und 120°-Fehlsynchronisation.

Tabelle 9-3: Vergleich der maximalen elektrischen Momente bei Fehlsynchronisation

Fall	maximales elektrisches Moment [p.u.]					
	Synchronisation auf der OS-Seite			Synchronisation auf der US-Seite		
	$\mu_r = f(H)$	$\mu_r = \text{konst.}$	Abweichung [%]	$\mu_r = f(H)$	$\mu_r = \text{konst.}$	Abweichung [%]
180°-FS	3,73	5,59	33,27	5,84	5,89	0,85
120°-FS	3,97	7,06	43,77	7,37	7,41	0,54

Der bereits bei den Strömen beobachtete Trend setzt sich bei den Momenten fort. Erwartungsgemäß ist das maximale elektrische Moment bei Fehlsynchronisation mit dem Winkel von 120° größer als bei 180°.

Es zeigt sich für die Synchronisation auf OS-Seite ein deutlicher Unterschied zwischen den maximalen elektrischen Momenten, berechnet mit konstanter Permeabilität gegenüber den Ergebnissen, die mit nicht-linearer Permeabilität gewonnen wurden. Das maximale Moment mit konstanter Hauptreaktanz des Transformators ist beim Synchronisationsschalter auf der OS-Seite um 43,77 % größer.

Um diese Ergebnisse zu überprüfen und die Ursache für die große Abweichung zu finden, werden im nächsten Kapitel die Simulationen der Fehlsynchronisation mit Flux 3D überprüft.

Kapitel 10 Simulation der transienten Vorgänge mit Hilfe des 3-D FE-Programms Flux

Da bei der klassischen Nachbildung des Transformators über ein T-Ersatzschaltbild die Sättigung bei Ausgleichsvorgängen nicht korrekt berücksichtigt werden kann, werden die Simulationen mit dem sehr aufwendigen 3-D FE-Modell des Transformators durchgeführt.

Bereits bei der Betrachtung der Kurzschlüsse war erkennbar, dass für das Verständnis der physikalischen Vorgänge die Analyse der Feldverteilung und der Verteilung der magnetischen Permeabilität unerlässlich ist.

10.1.FS-Schalter auf der Oberspannungsseite

Abbildung 10.1 zeigt das vereinfachte Netzwerkmodell mit einem FS-Schalter auf der OS-Seite. Für die Simulation wird der Fehlwinkel von 120° eingestellt.

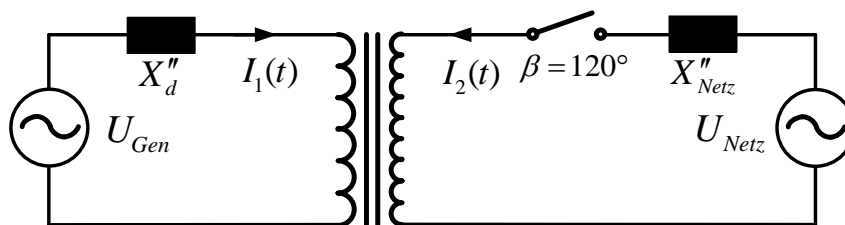


Abbildung 10.1: Netzwerkmodell bei 120° -FS mit dem FS-Schalter auf der OS-Seite

10.1.1. Strangstrom

In Abbildung 10.2 ist der Zeitverlauf der Generatorströme nach Abbildung 10.1 dargestellt. Nach der Zuschaltung erreicht der Strom im Strang R eine Maximalamplitude von 8,76 p.u. Da in der Simulation keine Polradbewegung nachempfunden wird, ist der Strom nach dem Ausgleichvorgang ungleich null.

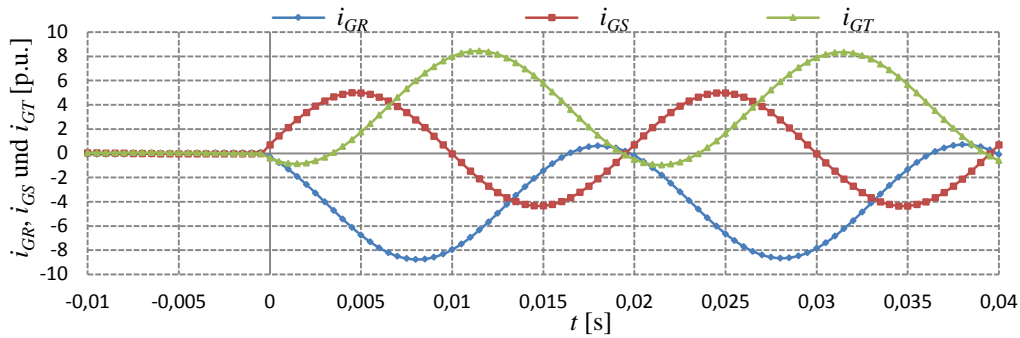


Abbildung 10.2: Ströme des Generators mit dem FS auf der OS-Seite

10.1.2. Verketteter Fluss

Die Analyse der Flussverteilung während eines Störfalls erfolgt in allen charakteristischen Flächen des Eisenkerns F1 bis F7, deren Position in Abbildung 10.3 eingetragen ist. Die Flächen F1, F2 und F3 befinden sich in der Mitte jedes Schenkels, die Flächen F4, F5, F6 und F7 liegen in dem oberen und unteren Joch.

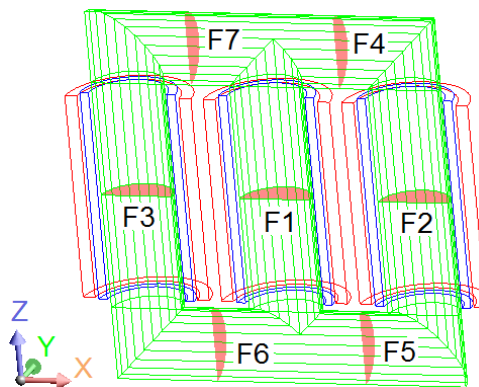


Abbildung 10.3: Position der betrachteten Flächen im Eisenkern

Abbildung 10.4 stellt die Zeitfunktionen der verketteten Flüsse in den drei Schenkeln in Z-Richtung während der 120°-Fehlsynchronisation dar, bei der sich der Schalter netzseitig befindet. Zusätzlich ist zur Plausibilitätskontrolle der aufsummierte verkettete Fluss der drei Schenkel

$$\Psi_{Fres} = \Psi_{F1,Z} + \Psi_{F2,Z} + \Psi_{F3,Z}$$

eingetragen.

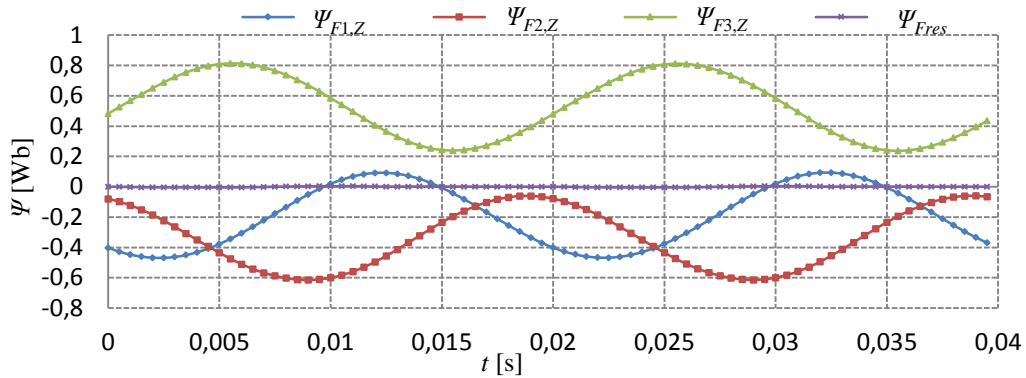


Abbildung 10.4: Verketteter Fluss in Schenkel bei FS auf der OS-Seite

Aus Abbildung 10.4 ist zu erkennen, dass sich die verketteten Flüsse $\Psi_{F1,Z}$, $\Psi_{F2,Z}$ und $\Psi_{F3,Z}$ aus einem Gleich- und einem Wechselanteil zusammensetzen. Der größte verkettete Fluss baut sich im Schenkel F3 bei $t = 5,5$ ms auf. Hierbei beträgt der Gleichanteil ca. 0,527 Wb, während der 50 Hz-Wechselanteil einen Effektivwert von ca. 0,287 Wb erreicht. Wie zu erwarten war, ist der aufsummierte Fluss der drei Schenkel fast null.

Abbildung 10.5 stellt den verketteten Fluss im Joch in X-Richtung bei der 120°-Fehlsynchronisation dar.

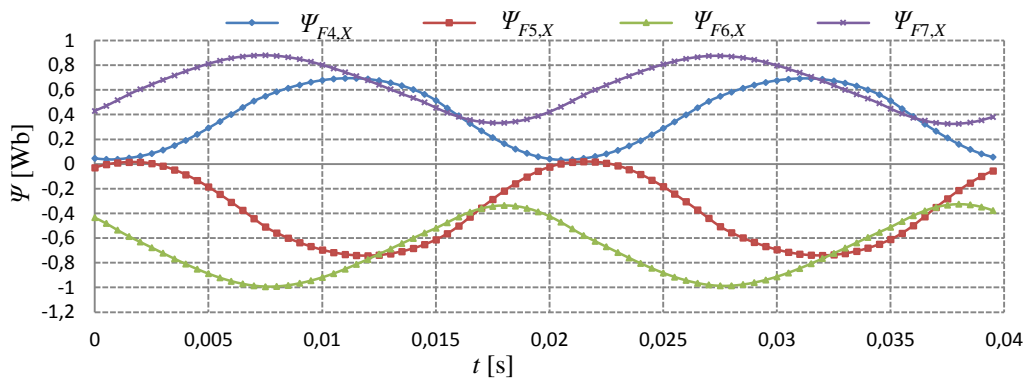


Abbildung 10.5: Verketteter Fluss im Joch bei FS auf der OS-Seite

Der Verlauf hat ähnlichen Charakter wie der Fluss in den Schenkel und enthält ebenfalls einen abklingenden Gleich- und Wechselanteil.

Aus dem Vergleich der verketteten Flüsse durch die Flächen 5 und 2 ($\Psi_{F5,X} - \Psi_{F2,Z}$) kann der Streufluss zwischen der Ober- und Unterspannungswicklung ermittelt werden (Abbildung 10.6).

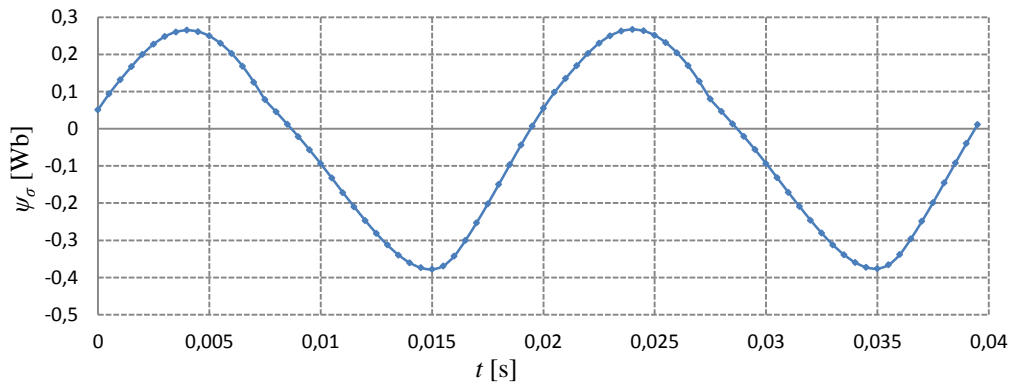


Abbildung 10.6: Streufluss zwischen der Ober- und Unterspannungswicklung

10.1.3. Magnetische Flussdichte

Abbildung 10.7 zeigt die Auswertepunkte P1, P2 und P3 der magnetischen Flussdichte in den Schenkeln. Die Punkte befinden sich jeweils in der Mitte eines jeden Schenkels.

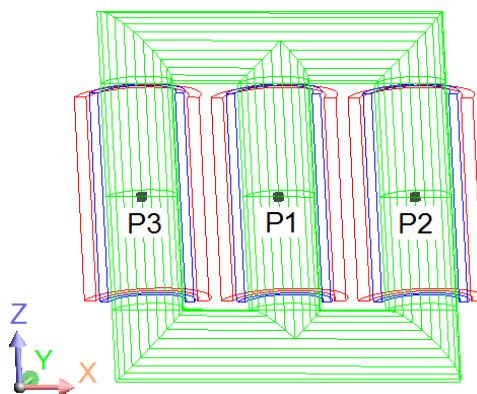


Abbildung 10.7: Bemessungspunkte beim Schenkel

Die in Abbildung 10.8 dargestellten Zeitverläufe der magnetischen Flussdichte zeigen eine gute Übereinstimmung mit dem verketteten Fluss nach Abbildung 10.4, was aufgrund der relativ gleichmäßigen Verteilung der Flussdichte über die Schenkelfläche zu erwarten war.

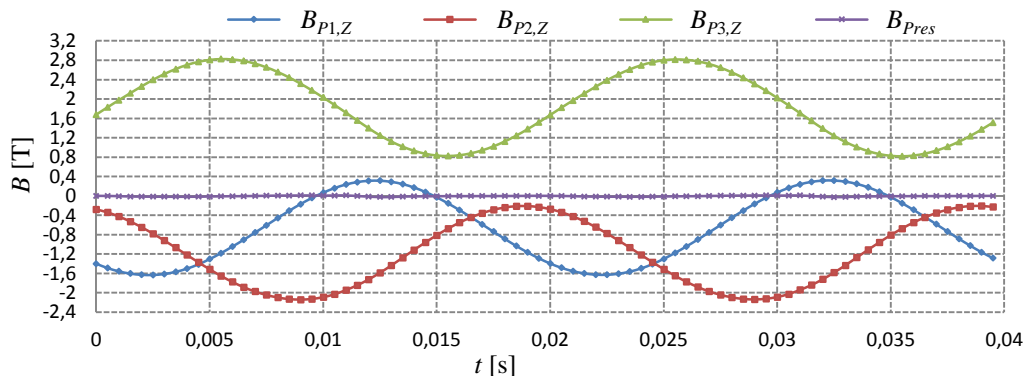


Abbildung 10.8: Flussdichte im Schenkel bei FS auf der OS-Seite

Bei $t = 5,5$ ms erreicht die Flussdichte in Z-Richtung im Punkt P3 einen sehr hohen Wert von 2,82 T. Der hohe Gleichanteil der Flussdichte von 1,82 T hat direkte Auswirkungen auf die Magnetisierung der Schenkel und des Jochs. Die Wechselmagnetisierung findet nun um den Mittelwert statt, allerdings an einer neuen, flacheren Magnetisierungskurve. Ihre Auswirkung auf den Sättigungszustand des Transformators kann durch die Betrachtung der relativen Permeabilität verdeutlicht werden.

10.1.4. Relative Permeabilität

Die Auswertepunkte für die relative Permeabilität wurden in der Mitte der Schenkel analog zu denen für die Flussdichte in Abbildung 10.7 gesetzt. In Abbildung 10.9 ist der Zeitverlauf der relativen Permeabilität im Schenkel bei der 120°-Fehlsynchronisation auf der OS-Seite mit Berücksichtigung der Sättigung aufgezeichnet.

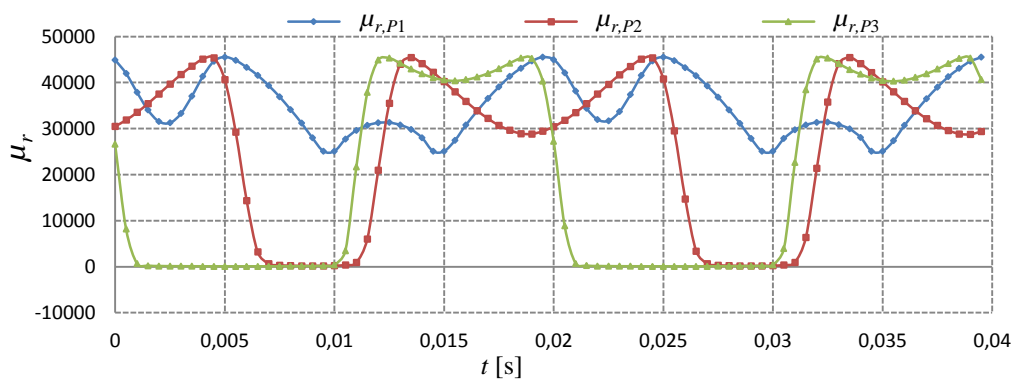


Abbildung 10.9: Relative Permeabilität im Schenkel bei FS auf der OS-Seit

Um den Zusammenhang zwischen relativer Permeabilität und magnetischer Flussdichte in Punkt P3 zu verdeutlichen, werden diese Größen im gleichen Diagramm eingetragen (Abbildung 10.10).

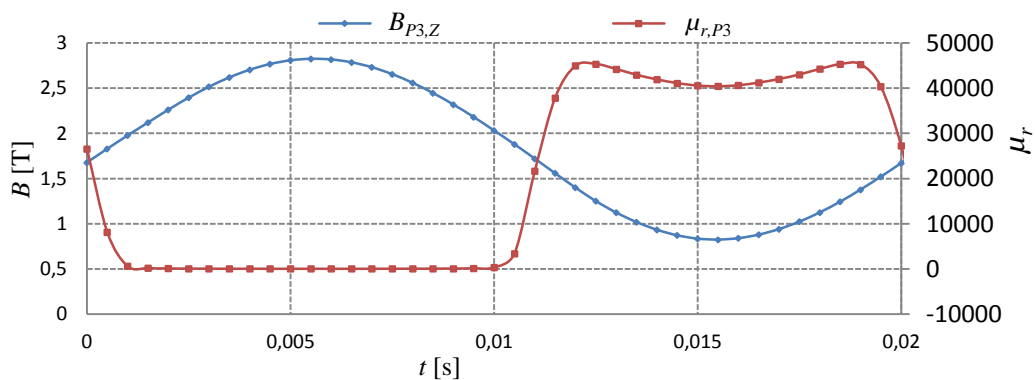


Abbildung 10.10: Darstellung der Flussdichte und der relativen Permeabilität im Punkt P3

Aus der Abbildung 10.10 ist zu sehen, dass die relative Permeabilität mit der steigenden magnetischen Flussdichte abnimmt und nach anschließender Reduzierung der Flussdichte wieder steigt.

Der Verlauf wird verständlich, wenn zusätzlich die Sättigungskennlinie des verwendeten Blechpakets aus Power Core H-105-30 der Firma ThyssenKrupp in die Betrachtung einbezogen wird (Abbildung 10.11).

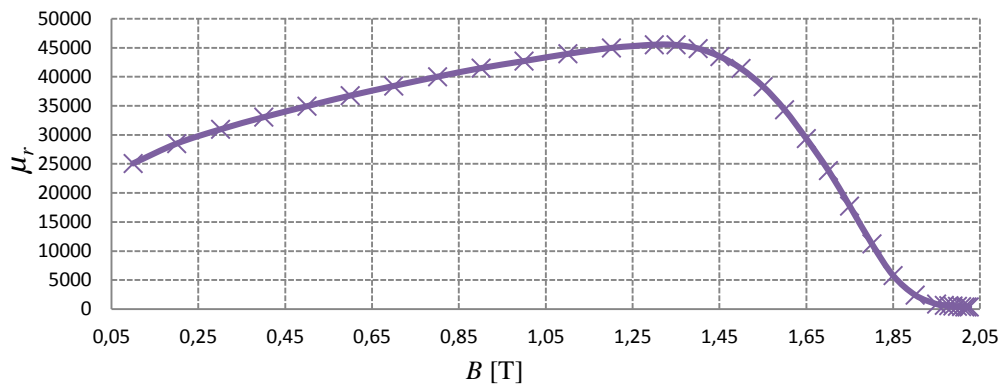


Abbildung 10.11: Beziehung zwischen der Flussdichte und der relativen Permeabilität

Der Funktionsverlauf in Abbildung 10.11 verdeutlicht, dass das Verhältnis der relativen Permeabilität zur magnetischen Flussdichte am Anfang fast linear ist. Wenn die magnetische Flussdichte größer als 1,3 T wird, nimmt die relative Permeabilität mit steigender magnetischer Flussdichte ab.

10.2.FS-Schalter auf der Unterspannungsseite

Im Vergleich zu Abbildung 10.1 befindet sich in Abbildung 10.12 der Schalter auf der US-Seite.

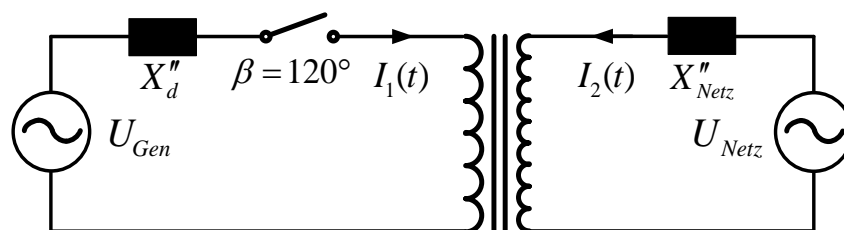


Abbildung 10.12: Netzwerkmodell bei 120° generatorseitiger FS

Vor dem Zuschalten wird der Transformator aus dem Netz im Leerlauf gespeist.

10.2.1. Strangstrom

Die in Abbildung 10.13 dargestellten Ströme des Generators zeigen prinzipiell das gleiche Verhalten wie in Abbildung 10.2.

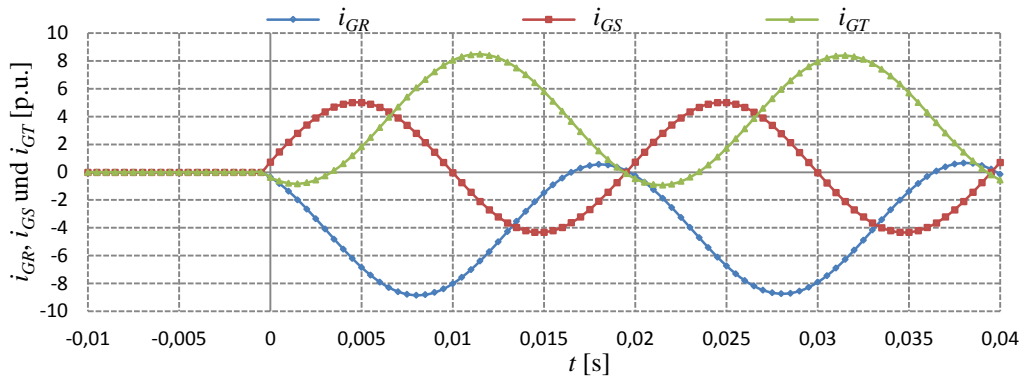


Abbildung 10.13: Ströme des Generators bei der generatorseitigen FS

Beim Vergleich der beiden Fälle lässt sich feststellen, dass die Stromspitze des Strangs R bei $t = 8 \text{ ms}$ mit ca. $-8,85 \text{ p.u.}$ bei der Synchronisation auf der US-Seite nur geringfügig größer ist als die Stromspitze bei der Synchronisation auf der OS-Seite, die ca. $-8,76 \text{ p.u.}$ beträgt.

10.2.2. Verketteter Fluss

Abbildung 10.14 zeigt den verketteten Fluss in den drei Schenkeln in Z-Richtung bei der 120° -Fehlsynchronisation mit einem generatorseitigen Schalter.

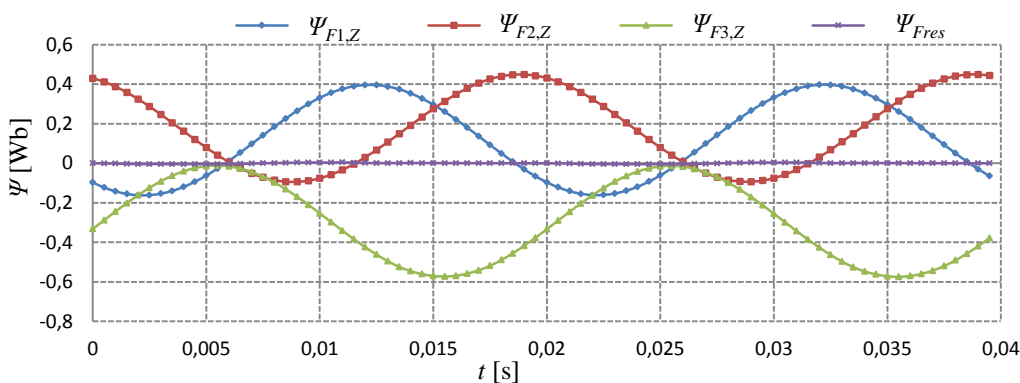


Abbildung 10.14: Verketteter Fluss im Schenkel bei der generatorseitigen FS

Der prinzipielle Zeitverlauf des verketteten Flusses mit einem abklingenden Gleichanteil und einem Wechselanteil ist gemäß Abbildung 10.14 sehr ähnlich dem netzseitigen Schaltvorgang. Beim Vergleich von Abbildung 10.4 mit Abbildung 10.14 ist jedoch zu erkennen, dass der maximale abklingende Gleichanteil im Fall des generatorseitigen Schalters mit dem Wert von $0,292 \text{ Wb}$ deutlich kleiner ist als im Fall des netzseitigen Schalters mit dem Wert von $0,527 \text{ Wb}$. Die Amplitude des Wechselanteils ist geringfügig kleiner.

10.2.3. Magnetische Flussdichte

Aus dem Verlauf der Flüsse lassen sich direkt die Verläufe der magnetischen Flussdichte bestimmen (Abbildung 10.15).

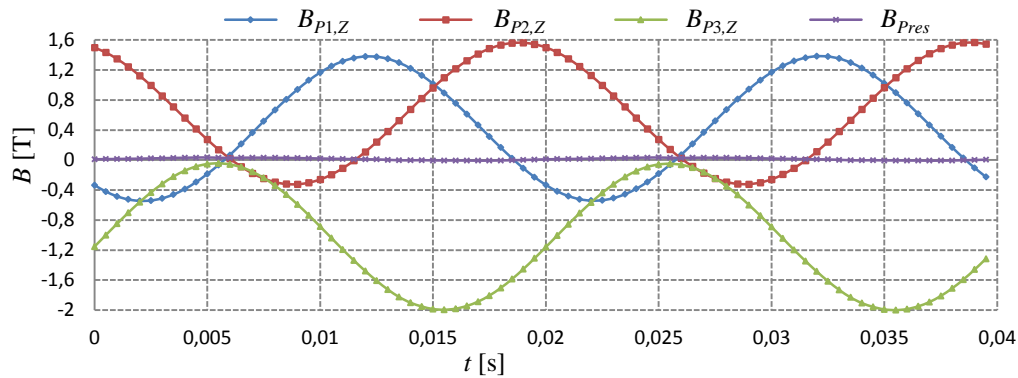


Abbildung 10.15: Flussdichte im Schenkel bei der generatorseitigen FS mit 120°

Im Vergleich zum Fall mit dem Schalter auf der Netzseite sind die Gleichanteile deutlich kleiner.

10.2.4. Relative Permeabilität

In Abbildung 10.16 ist der Zeitverlauf der relativen Permeabilität dargestellt.

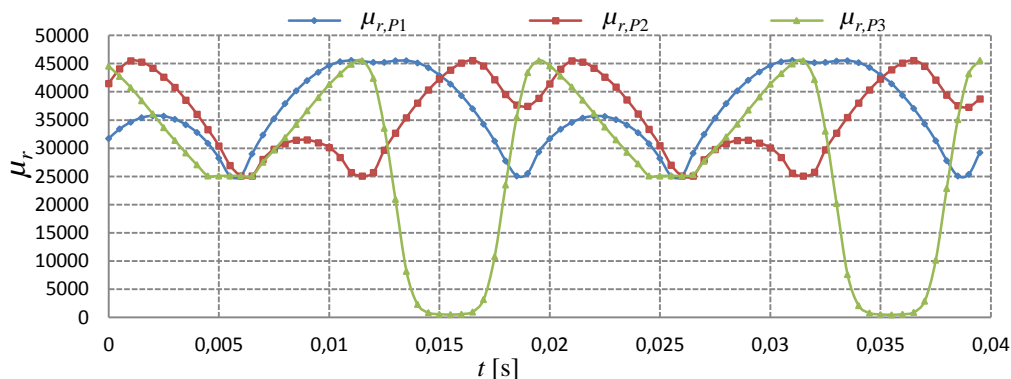


Abbildung 10.16: Relative Permeabilität im Schenkel bei generatorseitiger FS

Es ist zu erkennen, dass bei der 120°-Fehlsynchronisation auf der US-Seite der Transformator nur im Schenkel P3 leicht gesättigt ist. Der direkte Vergleich der relativen Permeabilität für die Position des Schalters auf der US- und OS-Seite verdeutlicht die stärkere Sättigung des Transformators für die Position auf der OS-Seite (Abbildung 10.9).

10.3. Vergleich der Zeitverläufe bei Fehlsynchronisation auf der Generator- und Netzseite

Nach der detaillierten Darstellung der charakteristischen Größen erfolgt im nachfolgenden Kapitel ein Vergleich der erhaltenen Ergebnisse miteinander. Um die Unterschiede zwischen den beiden Netzanbindungsvarianten herauszustellen, werden die Zeitfunktionen der gleichen Größen übereinander gezeichnet und die Abweichungen der maximalen Amplituden in % angegeben.

10.3.1. Generator- und Netzströme

Die wichtigste Grundlage für die Beurteilung der Auswirkung von Schalterpositionen sind die subtransienten Ströme im Transformator. Während die Ströme auf der US-Seite als eine Eingangsgröße für die Berechnung der elektromagnetischen Luftspaltmomente sowie der Wickelkopfkräfte im Generator benötigt werden, werden die Ströme auf der OS-Seite zur Dimensionierung der Schaltanlagen eingesetzt.

Zur besseren Übersicht zeigt Abbildung 10.17 auf der linken Seite Funktionen der Generatorströme und entsprechend auf der rechten Seite Funktionen der Netzströme für die Phasen R, S, T.

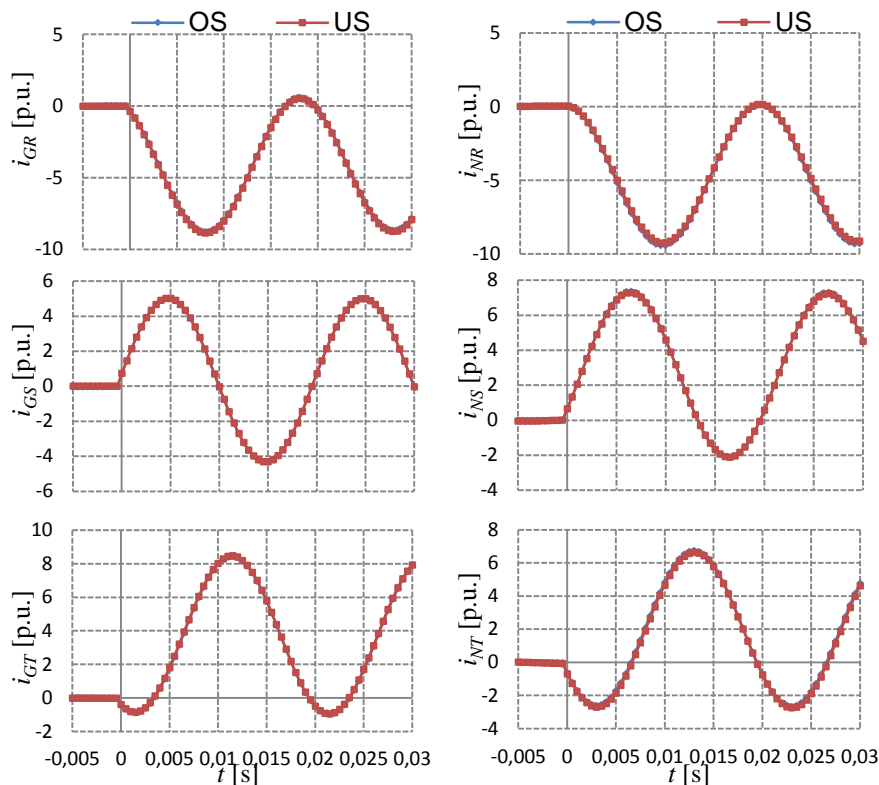


Abbildung 10.17: Vergleich der Zeitfunktionen der Generator- und Netzströme für die untersuchten Anbindungsvarianten

- OS Synchronisationsschalter auf der Oberspannungsseite
- US Synchronisationsschalter auf der Unterspannungsseite

Die Abweichungen der Ströme der einzelnen Phasen sind in der nachfolgenden Tabelle 10-1 aufgelistet.

Tabelle 10-1: Abweichungen der Phasenströme auf der US- und OS-Seite für die untersuchten Anbindungsvarianten bei Flux 3D

Bei 120°	maximaler Strom auf der Generatorseite [p.u.]			maximaler Strom auf der Netzseite [p.u.]		
	$i_{GR}(t)$	$i_{GS}(t)$	$i_{GT}(t)$	$i_{NR}(t)$	$i_{NS}(t)$	$i_{NT}(t)$
Synchronisation auf der OS-Seite	-8,762	4,994	8,439	-9,433	7,373	6,765
Synchronisation auf der US-Seite	-8,848	5,016	8,484	-9,243	7,299	6,661
Abweichung [%]	0,97	0,44	0,53	2,06	1,01	1,56

Beobachtung: Für beide untersuchten Anbindungsvarianten weichen die entsprechenden Phasenströme nur geringfügig voneinander ab. Der größte Unterschied von 2,06 % ergibt sich für den Netzstrom der Phase R.

10.3.2. Magnetischer Fluss und Flussdichte

Der Vergleich der verkettten Flüsse wird beispielhaft für den mittleren Schenkel und für den unteren Joch (Abbildung 10.18 und Abbildung 10.19) durchgeführt.

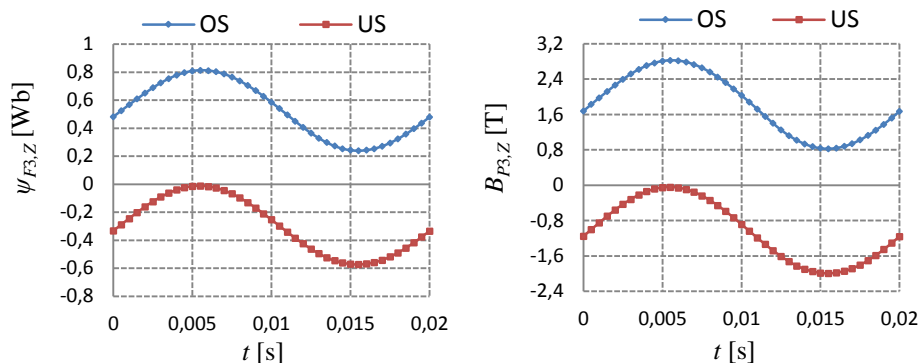


Abbildung 10.18: Verketteter Fluss und Flussdichte im linken Schenkel bei FS

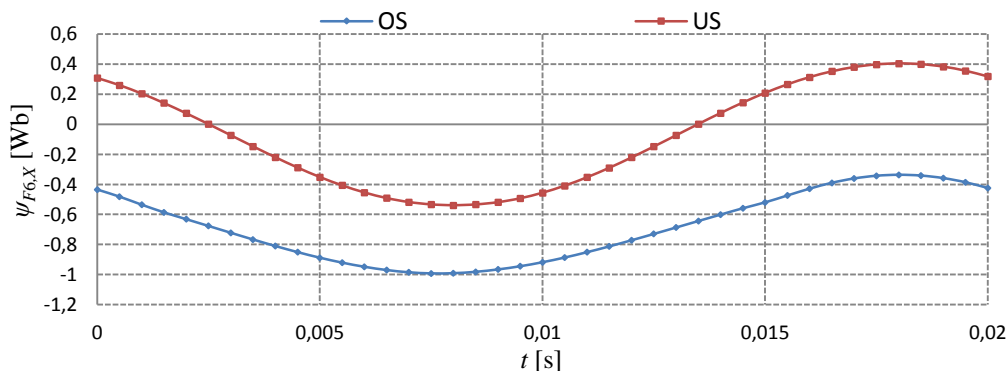


Abbildung 10.19: Verketteter Fluss im Joch durch F6 bei FS

Für beide Größen - Fluss und Flussdichte - ergeben sich Funktionsverläufe mit sehr ähnlichem Charakter, jedoch sind die Kurven auf der US-Seite gegenüber denen auf der OS-Seite um einen Gleichanteil verschoben.

Die Ursache hierfür liegt in den unterschiedlichen Phasenlagen der Flüsse im Augenblick des Fehlereintrittes, die die Gleichfeldkomponente wesentlich beeinflussen und somit eine unterschiedliche Verlagerung zur Folge haben.

Ebenfalls ist zu beachten, dass bei der FS auf der OS-Seite der Leerlaufstrom, der die Anfangsbedingung für den transienten Ausgleichsvorgang vorgibt, durch den Generatorstrom und bei der FS auf der US-Seite durch den Netzstrom generiert wird.

Weitere Einflüsse ergeben sich auf Grund der unterschiedlichen subtransienten Reaktanzen x_d'' und x_{Netz}'' ($x_d'' \gg x_{Netz}''$).

10.3.3. Relative Permeabilität

Die vorstehend beschriebenen, deutlichen Unterschiede in den Zeitverläufen der magnetischen Flussdichte haben direkte Auswirkung auf die örtliche Permeabilität und somit auch auf die Sättigung des Transformators. Dieses Phänomen ist in Abbildung 10.20 am Beispiel der Verläufe der relativen Permeabilität für den linken Schenkel P3 herausgestellt.

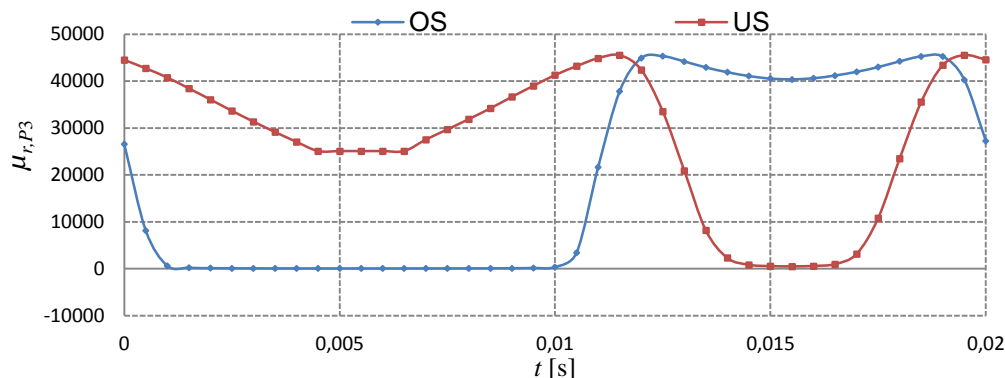


Abbildung 10.20: Relative Permeabilität im linken Schenkel bei FS

10.4. Einfluss der Sättigung

Im vorherigen Kapitel wurde gezeigt, dass sich die relative Permeabilität und somit auch der Sättigungszustand des Eisenkerns während des Ausgleichsvorganges stets ändern.

Um die Auswirkungen der Sättigung zu erfassen, wurden für den Fall einer 120°-Fehlsynchronisation Simulationen mit unterschiedlichen Permeabilitätswerten durchgeführt. Besonderes Augenmerk lag auf den ersten Stromspitzen der Generator- und Netzseite. Während des Störfalles wurde die Permeabilität in allen Bereichen des Eisenkerns auf ihren Anfangswert eingefroren.

In der Tabelle 10-2 werden die Maxima des Stromes auf der Generatorseite und auf der Netzseite aus den Berechnungen mit dem Finite-Elemente-Programmpaket Flux 3D gegenübergestellt.

Tabelle 10-2: Maximale Ströme bei der 120° Fehlsynchronisation für verschiedene Permeabilitäten und Schalteranordnungen bei Flux 3D

Bei 120°		maximaler Strom auf der Generatorseite [p.u.]			maximaler Strom auf der Netzseite [p.u.]		
		$i_{GR}(t)$	$i_{GS}(t)$	$i_{GT}(t)$	$i_{NR}(t)$	$i_{NS}(t)$	$i_{NT}(t)$
Synchronisation auf der OS-Seite	$\mu_r = f(H)$	-8,762	4,994	8,439	-9,433	7,373	6,765
	$\mu_r = 8663$	-8,801	4,998	8,453	-9,291	7,290	6,710
	$\mu_r = 1000$	-8,791	4,997	8,444	-9,300	7,290	6,719
	$\mu_r = 100$	-8,705	4,990	8,360	-9,372	7,292	6,792
	$\mu_r = 10$	-8,178	4,903	7,902	-9,684	7,280	7,163
	$\mu_r = 1$	-6,693	4,702	6,530	-10,334	7,181	8,265
Synchronisation auf der US-Seite	$\mu_r = f(H)$	-8,848	5,016	8,484	-9,243	7,299	6,661
	$\mu_r = 8663$	-8,848	5,016	8,484	-9,248	7,297	6,669
	$\mu_r = 1000$	-8,848	5,017	8,482	-9,247	7,298	6,666
	$\mu_r = 100$	-8,845	5,027	8,466	-9,236	7,313	6,639
	$\mu_r = 10$	-8,834	5,114	8,351	-9,069	7,385	6,448
	$\mu_r = 1$	-8,885	5,535	7,896	-8,169	7,503	5,807

Zur besseren Veranschaulichung wurden die Ergebnisse in der Tabelle 10-2 in den nachfolgenden Diagrammen (Abbildung 10.21 und Abbildung 10.22) als Abhängigkeit $i_{max} = f(\mu_r)$ dargestellt.

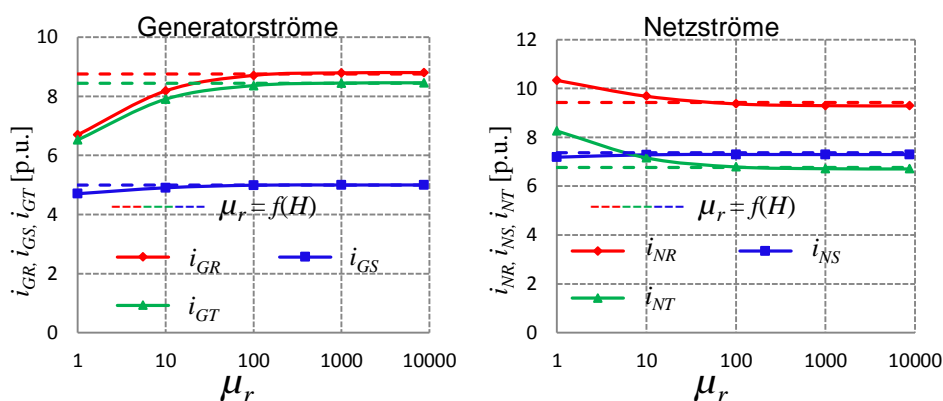


Abbildung 10.21: Einfluss der konstanten (eingefrorenen) Permeabilität auf die absoluten max. Ströme bei FS auf der OS-Seite mit 120°

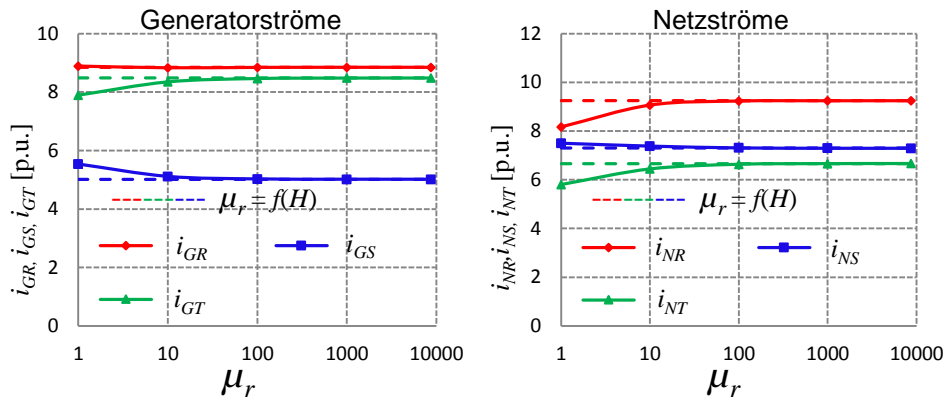


Abbildung 10.22: Einfluss der konstanten (eingefrorenen) Permeabilität auf die absoluten max. Ströme bei FS auf der US-Seite mit 120°

Bemerkenswert ist es, dass sich für $\mu_r > 100$ - d.h. bei schwachgesättigtem und ungesättigtem Eisenkern - die maximalen Ströme sowohl auf der Generator- als auch der Netzseite nicht mehr ändern. Außerdem stimmen sie in diesem Bereich mit den Strömen aus der Berechnung mit der variablen Permeabilität $\mu_r = f(H)$ sehr gut überein.

Große Unterschiede ergeben sich nur beim starkgesättigten Eisenkern: Z. B. beträgt die Abweichung des maximalen Stromes bei $\mu_r = f(H)$ vom Strom bei einer konstanten Permeabilität ($\mu_r = 1$) ca. 24 % für den Fall der Synchronisation auf OS-Seite.

Kapitel 11 Beurteilung der Ergebnisse von NETPROG und Flux 3D

11.1. Vergleich zwischen NETPROG und Flux 3D

Um den Unterschied zwischen den Ergebnissen herauszustellen, werden die maximalen Generatorströme in Tabelle 11-1 aus NETPROG und Flux 3D gegenübergestellt. Der Vergleich erfolgt für zwei Sättigungszustände:

- Berechnung mit der variablen Permeabilität, $\mu_r = f(H)$
- Berechnung mit konstanter Permeabilität, $\mu_r = 8663$ bei Flux, und mit $\Phi = f(I_\mu)$ bei NETPROG.

Es wird darauf hingewiesen, dass in Netprog nur die Sättigung der Hauptinduktivität gemäß Abbildung 9.1 berücksichtigt wird, während im Flux 3D eine vollständige lokale Elementsättigung gemäß der Magnetisierungskennlinie nach Abbildung 6.15 erfasst wurde.

Tabelle 11-1: Vergleich der maximalen Generatorströme zwischen NETPROG und Flux 3D bei Fehlsynchronisation (maximale Beträge)

Fall		Maximaler Generatorstrom [p.u.]			
		Synchronisation auf der OS-Seite		Synchronisation auf der US-Seite	
		$\mu_r = f(H)$	$\mu_r = \text{konst.}$	$\mu_r = f(H)$	$\mu_r = \text{konst.}$
180°	NETPROG	7,02	10,10	10,28	10,32
	Flux 3D	10,63	10,65	10,70	10,70
	Abweichung [%]	33,96	5,16	3,93	3,55
120°	NETPROG	6,66	8,01	8,25	8,26
	Flux 3D	8,76	8,80	8,85	8,85
	Abweichung [%]	23,97	8,98	6,78	6,67

Die Analyse der Tabellenwerte ergibt, dass die Abweichung zwischen NETPROG und Flux 3D für die Synchronisation auf der OS-Seite unter Berücksichtigung der Sättigung bei 180°- und 120°-Fehlsynchronisation sehr groß ist und Werte von

33,96 % bzw. 23,97 % erreicht. Führt man analoge Vergleiche für die US-Seite durch, ergeben sich deutlich kleinere Abweichungen von 3,93 % bzw. 6,76 %.

Hieraus lässt sich eine wichtige Folgerung ableiten: Der große Unterschied zwischen den Generatorströmen tritt nur bei der Synchronisation auf der OS-Seite auf.

Dies lässt sich darauf zurückführen, dass bei NETPROG die Annahme getroffen wird, durch die hohen Ströme finde die Sättigung der Hauptreaktanz statt.

Um diese Annahme zu überprüfen, wurde in Abbildung 11.1 die Permeabilität des Eisenkerns des Dreiphasentransformators bei der 180°- und 120°-Fehlsynchronisation für die Variante des Schalters auf OS-Seite dargestellt.

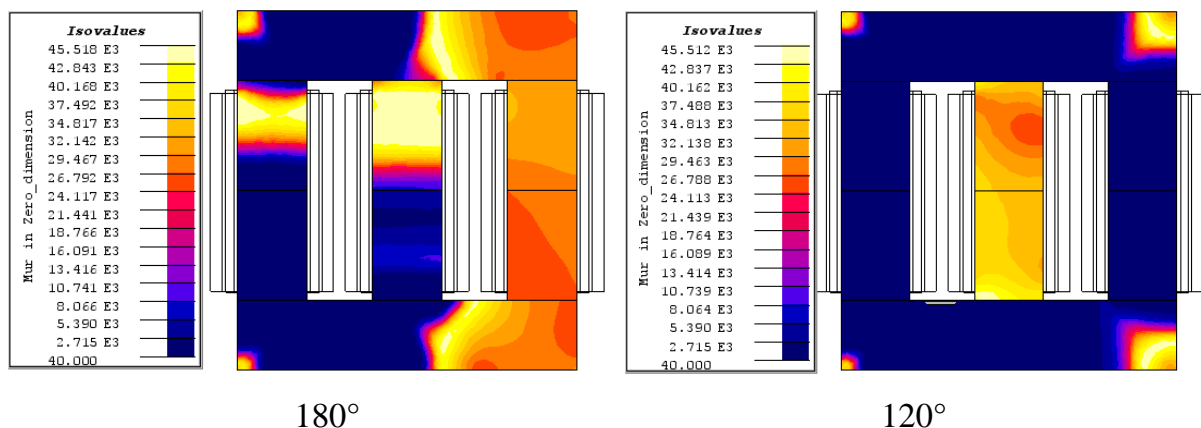


Abbildung 11.1: Permeabilität des Kerns des Transformators bei der 180°- und 120° Fehlsynchronisation

Es ist zu erkennen, dass ein Schenkel des Eisenkerns noch nicht gesättigt ist, während die beiden anderen bereits einen vollgesättigten Zustand erreicht haben.

Hieraus wird deutlich, dass das Sättigungsverhalten von Dreiphasentransformatoren mittels einfacher numerisch-analytischer Ansätze wegen der ungleichmäßigen Materialsättigung des Eisenkerns nicht richtig wiedergegeben werden kann. *Für die spätere Anwendung ist ebenfalls von Bedeutung, dass bei Verwendung einer konstanten Permeabilität im NETPROG beide Programme vergleichbare Ergebnisse liefern.*

11.2. Beurteilung der Ergebnisse

Die Turbogeneratoren großer Leistung sind stark ausgenutzt. Bei elektrischen Störfällen treten die höchsten Beanspruchungen in den Wickelköpfen, Kupplungen und Wellen auf. Die Fehlsynchronisation gehört zu den schwersten Störfällen im Energieversorgungssystem.

Aus der Untersuchung mit dem FE-Modell geht hervor, dass sich im Vergleich zur Synchronisation auf der OS-Seite bei der Synchronisation auf der US-Seite nur geringfügig höhere Generatorströme ergeben.

Anders ausgedrückt: Man erreicht keine Reduzierung der maximalen Ströme und elektromagnetischen Luftspaltmomente, wenn der Synchronisationsschalter auf der OS-Seite eingebaut wird.

Wenn bei der Dimensionierung eines Generators diese Reduzierung der Ströme und Momente berücksichtigt wurde, kann es bei transienten Ausgleichvorgängen, insbesondere bei Fehlsynchronisation, zur Beschädigung der Generatorkomponenten und damit zu großen finanziellen Verlusten kommen.

Kapitel 12 Fazit und Ausblick

Im Betrieb können in einem Energieversorgungssystem, das aus Generatoren, Leistungsschaltern, Leitungen und Transformatoren besteht, verschiedene Schalt-handlungen bzw. Störfälle auftreten, welche hohe Generatorströme, elektromagnetische Kräfte sowie elektromagnetische Momente hervorrufen.

Die Forschungsfrage dieser Arbeit, ob diese Größen durch den Einbauort des Leistungsschalters und durch die Sättigung des Eisenkerns des Blocktransformators wesentlich beeinflusst werden, konnte weitgehend beantwortet werden.

Die aufgrund von Untersuchungen mit vereinfachten Simulationsprogrammen postulierte starke Abhängigkeit der Generatorströme vom Einbauort des Blockschalters, wurde bei genauer Betrachtung jedoch *nicht bestätigt*.

Die Untersuchungen am Beispiel eines Kraftwerkstransformators mit einem 3D-FE-Programm Flux haben überzeugend gezeigt, dass der Generatorstrom bei der Fehlsynchronisation auf der OS-Seite auch unter Berücksichtigung der Sättigung nur geringfügig kleiner ist als bei Fehlsynchronisation auf der US-Seite.

Eine weitere, für den Anwender wichtige Erkenntnis ist, dass die Generatorströme, die bei Simulationen mit Netzprogrammen bei Annahme einer konstanten, angepassten Permeabilität berechnet wurden, nur sehr gering von den Ergebnissen aus den aufwendigen FE-Programmen abweichen. Daraus ergibt eine für die Auslegung von Großmaschinen wertvolle Empfehlung:

Die Berechnung von transienten Ausgleichsvorgängen im System Netz-Transformator-Generator kann weiterhin mit einem Netzprogramm unter Annahme einer konstanten Transformator-Reaktanz durchgeführt werden. Diese ist allerdings als halbgesättigt einzusetzen.

In den zukünftigen, vertiefenden Untersuchungen muss noch geklärt werden, ob die in dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse auch für die 5-Schenkeltransformatoren gelten. Darüber hinaus bedarf es noch aufwendiger Forschungsarbeiten, um die Feldverläufe und die Sättigungseinflüsse in Mehr-Wickler-Transformatoren (z.B. bei häufiger eingesetzten 3-Wickler) zu erfassen.

Die vorangegangenen, präsentierten Ergebnisse wurden aufgrund von theoretischen Überlegungen und aus Computersimulationen gewonnen. Es wäre wünschenswert, dass sie durch den Vergleich mit Messergebnissen verifiziert würden. Messungen von transienten Ausgleichsvorgängen in realen Kraftwerken sind sehr

schwierig und können nur mit sehr hohem finanziellem Aufwand realisiert werden, der den Rahmen der Arbeit übersteigen würde.

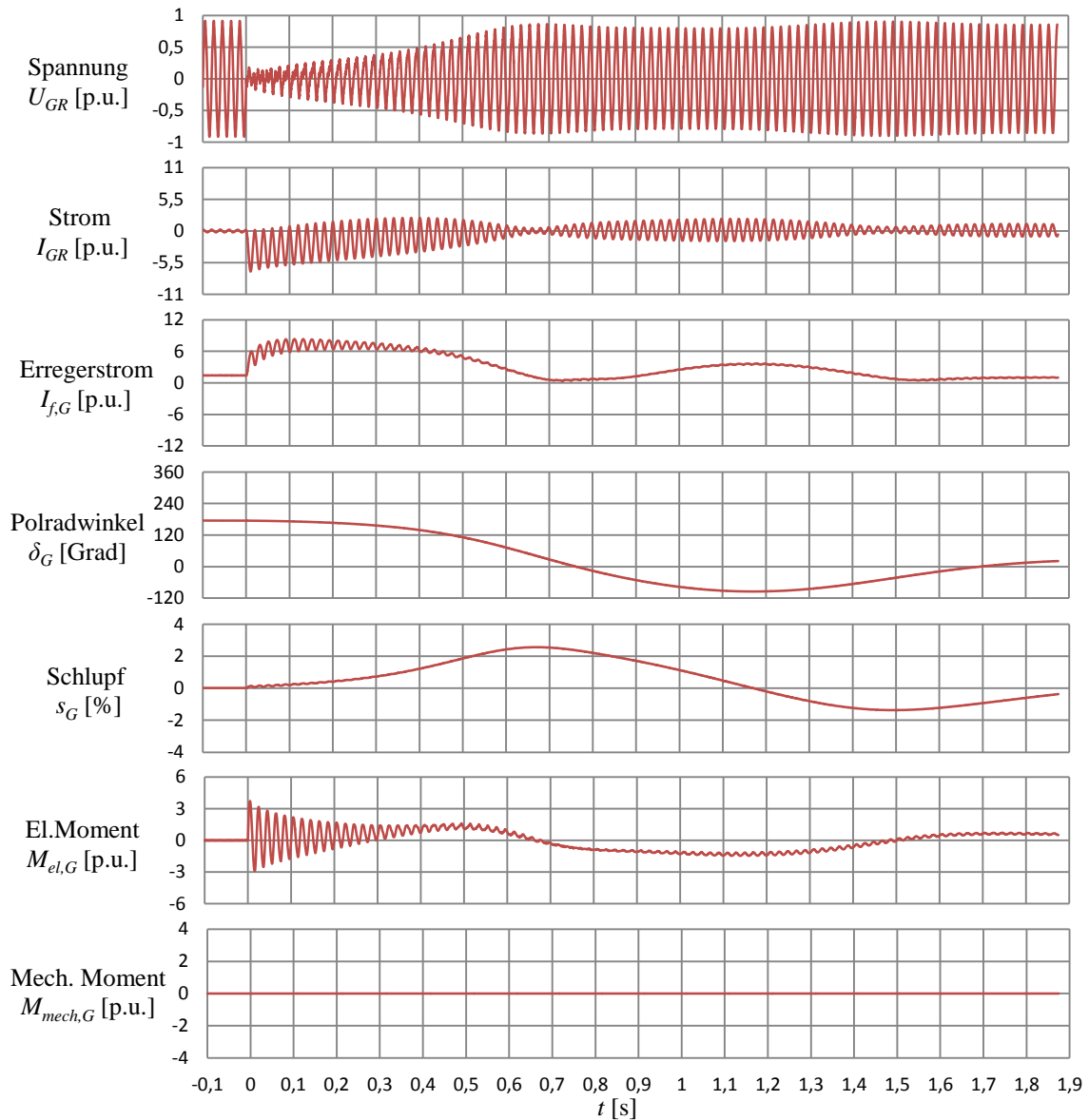
Anhang A. Untersucher 325 MVA Beispiel- Transformator

Nennscheinleistung	S_N	325 MVA
Nennfrequenz	f_N	50 Hz
Schaltgruppe	YNd5	
Kurzschlussspannung	14 %	
Leerlaufstrom	6,4 %	
Nennspannungen	U_{OS}	115 kV
	U_{US}	15,75 kV
Nennströme	I_{OS}	1,63 kA
	I_{US}	11,91 kA
Windungszahlen	N_{OS}	287
	N_{US}	68

Anhang B. Untersucher 320 MVA Beispiel-Generator

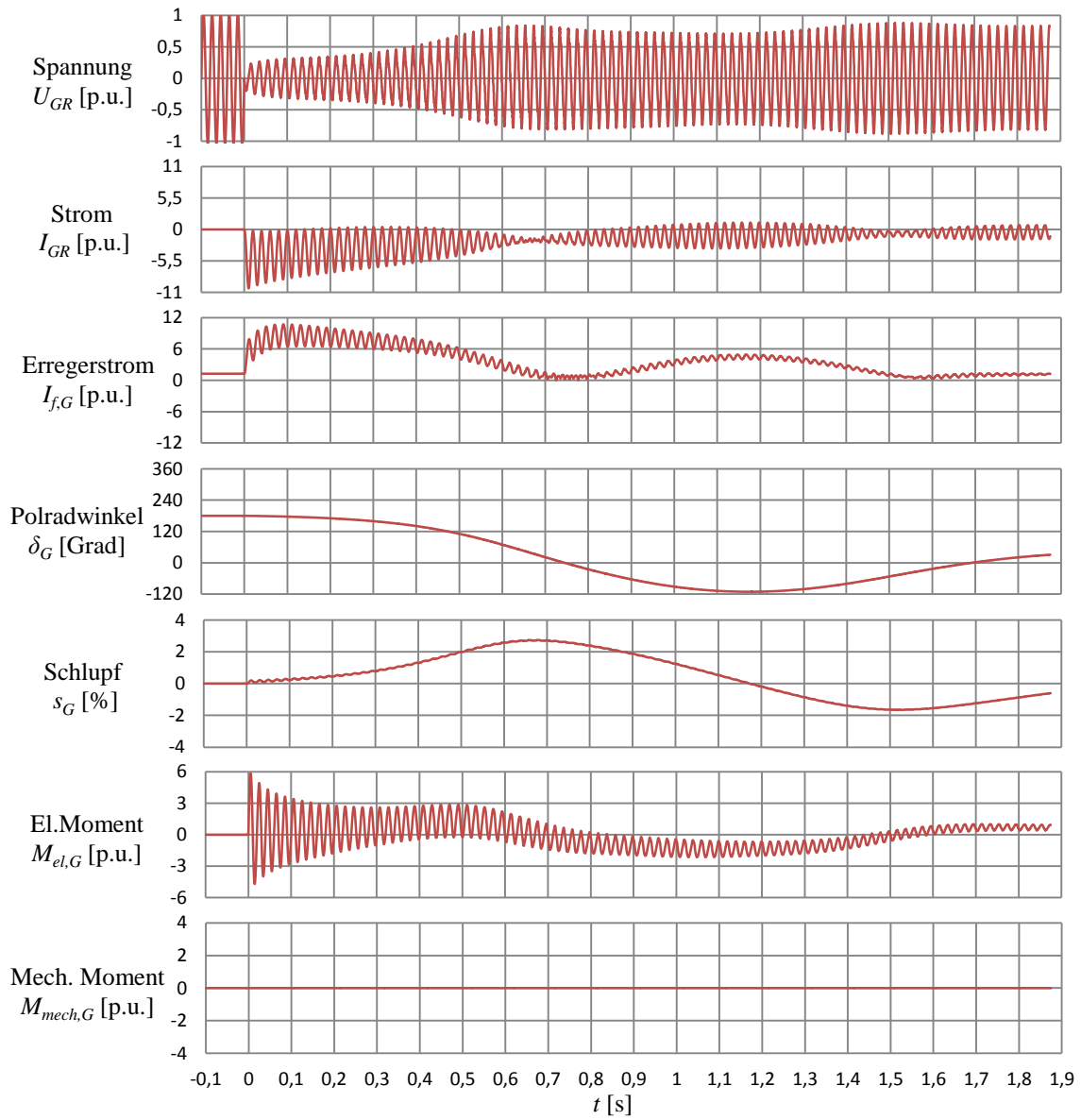
Nennscheinleistung	S_N	320 MVA
Nennspannung	U_N	15,75 kV
Nennstrom	I_N	12 kA
Lastwinkel	$\cos\varphi$	0,85
Bezugswiderstand	R_B	0,758
synchrone Frequenz	f_{el}	50 Hz
Nennzahl	n_N	3000U/min

Anhang C. FS_180_OS_B-H



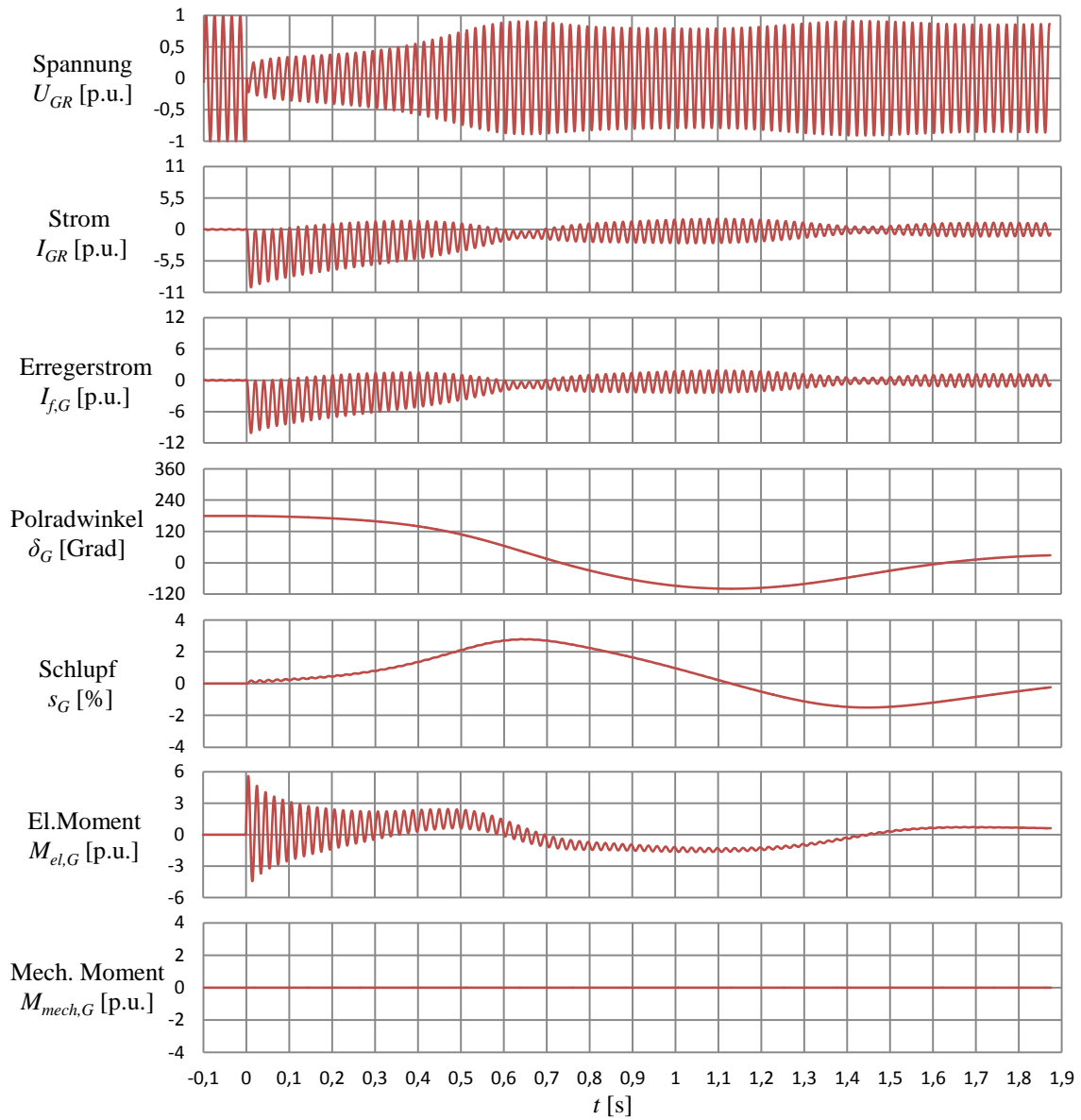
Zeitlicher Verlauf der elektrischen und mechanischen Größen nach einer Fehlsynchronisierung mit einem Fehlwinkel von 180° beim Schalter auf der OS-Seite mit gesättigter Hauptreaktanz des Transformators

Anhang D. FS_180_US_B-H



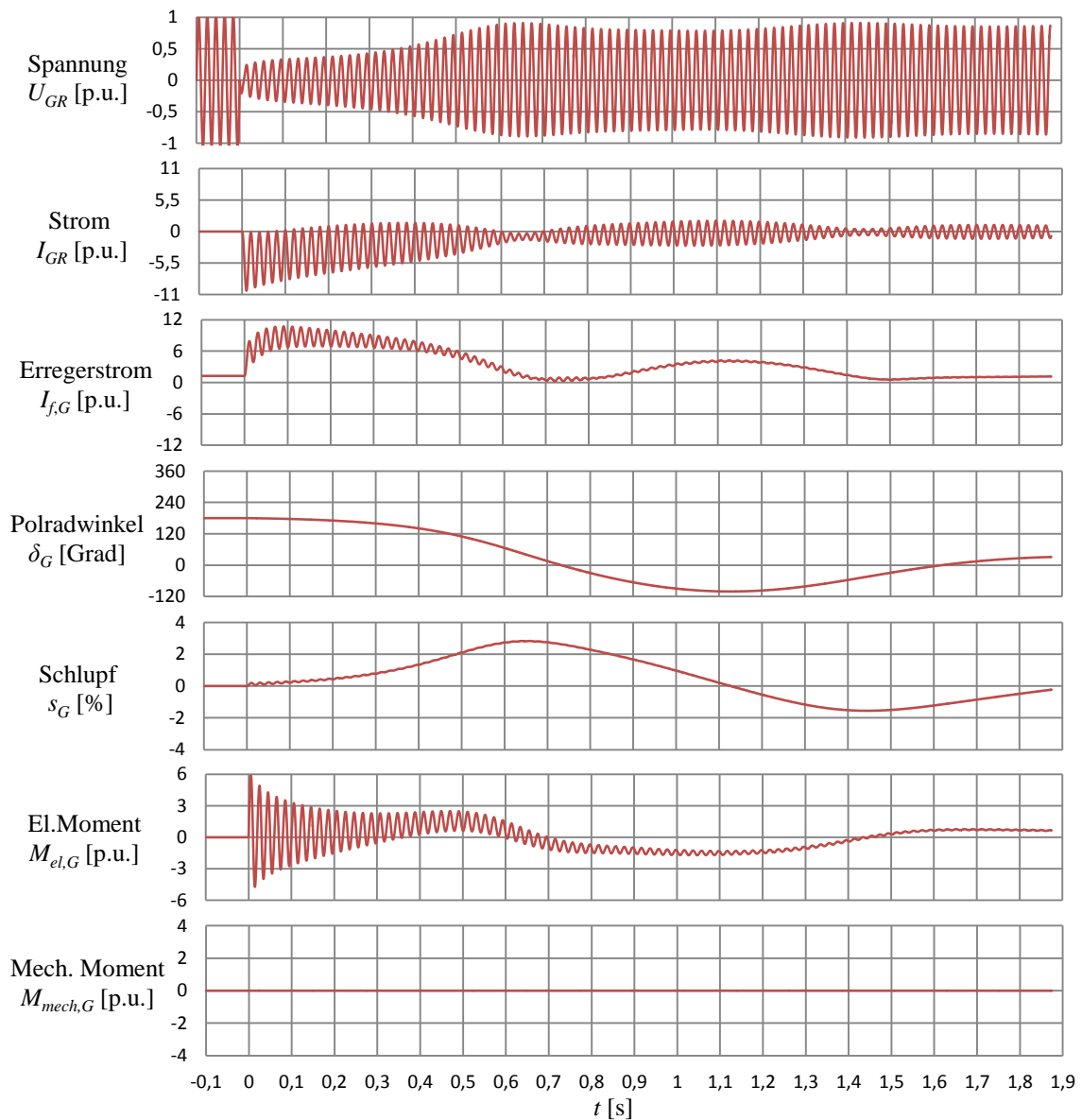
Zeitlicher Verlauf der elektrischen und mechanischen Größen nach einer Fehlsynchronisierung mit einem Fehlwinkel von 180° beim Schalter auf der US-Seite mit gesättigter Hauptreaktanz des Transformators

Anhang E. FS_180_OS_Konst.



Zeitlicher Verlauf der elektrischen und mechanischen Größen nach einer Fehlsynchronisierung mit einem Fehlwinkel von 180° beim Schalter auf der OS-Seite mit konstanter Hauptreaktanz des Transformators

Anhang F. FS_180_US_Konst.



Zeitlicher Verlauf der elektrischen und mechanischen Größen nach einer Fehlsynchronisierung mit einem Fehlwinkel von 180° beim Schalter auf der US-Seite mit konstanter Hauptreaktanz des Transformators

Literaturverzeichnis

- [1] H. S. Arslan: *Windungsschlüsse im Stator großer Synchronmaschinen: Aufbau und Verifikation eines 2D Finite-Elemente-Modells eines 755 MVA-Turbogenerators für die Berechnung von Windungsschlüssen mit FLUX 2D*, Diplomarbeit am Lehrstuhl für elektrische Antriebe und Mechatronik, Universität Dortmund, 2007.
- [2] C. M. Arturi: *Transient Simulation and Analysis of a Three-Phase Five-Limb Step-up Transformer Following an Out-of-phase Synchronization*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 6, No. 1, 1991.
- [3] N. Ataei: *Transientes Verhalten des rotierenden Erregersystems von Kraftwerksgeneratoren bei elektrischen Störfällen*, Dissertation an der Universität Dortmund, 2006.
- [4] Cedrat: *FLUX 9.10, 2D/3D Applications, User's guide, Volume 1, Geometry & mesh with FLUX*, Benutzerhandbuch, Meylan, 2005.
- [5] Cedrat: *FLUX 9.10, 2D/3D Applications, User's guide, Volume 2, Physical description-Circuit coupling-Kinematic coupling*, Benutzerhandbuch, Meylan, 2005.
- [6] Cedrat: *Flux2D Single Phase Transformer*, Benutzerhandbuch, Meylan, 2002.
- [7] Cedrat: *FLUX2D Three Phase Transformer*, Benutzerhandbuch, Meylan, 2002.
- [8] S. Y. Chen: *Finite-Elemente-Methode in den magnetischen Felder der Drehstrom-Maschine*, Harbin Institute of Technology Verlag, Harbin, 1998 (in chinesisches).
- [9] S. Exnowski: *Transientes Verhalten des Wickelkopfes großer Turbogeneratoren bei unterschiedlichen Betriebszuständen*, Dissertation an der Technischen Universität Dortmund, 2009.
- [10] S. Exnowski: *Skriptum zur Vorlesung Elektrische Maschinen und Antriebe*, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Mechatronik, Technische Universität Dortmund, 2012.
- [11] R. Fischer: *Elektrische Maschinen*, Carl Hanser Verlag, München Wien, 2006.
- [12] C. L. Gu, Q. F. Chen, Y. Q. Xiong: *Elektromaschine*, Huazhong University of Science and Technology Verlag, Wuhan, 2001 (in chinesisches).

- [13] G. D. Häberle, H. O. Häberle: *Elektrische Maschinen in Anlagen der Energietechnik*, Europa-Lehrmittel Verlag, Friedrichshafen, 1995.
- [14] C. Hafner: *Numerische Berechnung elektromagnetischer Felder- Grundlagen, Methoden, Anwendung*, Springer-Verlag, Berlin, 1987.
- [15] E. Handschin: *Elektrische Energieübertragungssysteme*, Verlag Hüthig, 1987.
- [16] S. Heinrich: *Elektrische Maschinen*, eine Einführung in die Grundlagen, Springer-Verlag, Wien/New York, 1971.
- [17] W. G. Hurley, D. J. Wilcox, P. S. Mcnamara: *Calculation of Short Circuit Impedance and Leakage Impedance in Transformer Windings*, Power Electronics Specialists Conference, pp. 651-658, 1991.
- [18] W. G. Hurley, D. J. Wilcox: *Calculation of Leakage Inductance in Tranformer Windings*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 1, pp. 121-126, 1994.
- [19] D. Kamenschikow: *Entstehung und Auswirkungen von subsynchronen Resonanzen verursacht durch längskompensierte Freileitungen im vermaschten Transportnetz*, Diplomarbeit an der Technischen Universität Dortmund, 2011.
- [20] A. Kost: *Numerische Methoden in der Berechnung elektromagnetischer Felder*, Springer-Verlag, Berlin, 1994.
- [21] L. Krähenbühl, B. Kulicke, A. Webs: *Simulationsmodell eines Mehrwicklungs-Transformators zur Untersuchung von Sättigungsvorgängen*, Springer-Verlag, 1983.
- [22] P. C. Krause, W. C. Hollopeter, D. M. Triesenberg, P. A. Rusche: *Shaft Torques During Out-of-phase Synchronization*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. Pas-96, No. 4, 1977.
- [23] R. Krebs, O. Ruhle: *Enhanced Relay Testing using a Dynamic Simulator Program System in Real Time*, Erlangen, 2005.
- [24] B. Kulicke: *Simulationsprogramm NETPROG: Differenzenleitwertverfahren bei kontinuierlichen und diskontinuierlichen Systemen*, Springer-Verlag, 1981.
- [25] S. Kulig: *Anwendung der numerischen Feldberechnung zur Modellierung elektrischer Drehstrom-Maschinen mit inneren Fehlern*, Zeitschriftenaufsatz, Bulletin Schweizerischer Elektrotechnischer Verein (SVE/VSE), Band 81, Heft 7, Seiten 35-43, 1990.

-
- [26] S. Kulig: *Auswirkungen von Störfällen in elektrischen Energieübertragungsnetzen auf Kraftwerksturboaggregate*, Habilitationsschrift an der Fernuniversität Hagen, 1986.
- [27] S. Kulig: *Skriptum zur Vorlesung Elektrische Antriebe und Mechatronik*, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Mechatronik, Universität Dortmund, 2007.
- [28] S. Kulig: *Skriptum zur Vorlesung Theoretische Elektrotechnik*, Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Mechatronik, Universität Dortmund, 2000.
- [29] A. Küchler: *Hochspannungstechnik, Grundlagen- Technologie- Anwendungen*, Springer-Verlag, Berlin, 2005.
- [30] P. Li, G. Q. Huang, L. Q. Xie, X. J. Hu: *Research on Calculating Leakage Inductance of Power Transformer and its Application to Winding Deformation Analysis*, Distribution network equipment, 2008.
- [31] Y. Li: *Examples to Calculate Reactance by Energy*, Transformer, Hengyang, vol.41, no. 2, pp. 18–21, 2004 (in chinesisches).
- [32] G. Müller, B. Ponick: *Grundlagen elektrischer Maschinen*, Wiley-vch Verlag, 2005.
- [33] D. Oeding, B. R. Oswald: *Elektrische Kraftwerke und Netze*, Springer-Verlag, Berlin, 2011.
- [34] B. R. Oswald: *Skriptum zur Vorlesung Elektrische Energieversorgung I (Transformatoren)*, Universität Hannover, 2005.
- [35] X. B. Ou, S. C. Ji, C. J. Wang, Y. Y. Luo: *Simulation of Transformer Short-circuit Reactance with FEM by Coupling Magnetic Field with Electric Circuit*, High Voltage Apparatus, vol.46, no. 3, pp. 59–63, 2010.
- [36] B. M. Pasternack, J. H. Provanzana, L. B. Wagenaar: *Analysis of a Generator Step-up Transformer Failure Following Faulty Synchronization*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, No. 3, 1988.
- [37] J. D. Qiu, H. Y. Lin, H. F. Zhu, C. X. Jin, Z. H. Xu: *Calculation of Transformer's Short Impedance Based on Energy Methode*, Electrotechnical Application, South-east University, vol.25, no. 11, pp. 26–28, 2006 (in chinesisches).
- [38] C. Rehtanz: *Skriptum zur Vorlesung Elektrische Energietechnik*, Universität Dortmund, 2007.
- [39] J. Rosendahl: *Ursachen und Auswirkungen von Windungs- und Phasenschlüssen im Stator großer Synchronmaschinen*, Dissertation an der Technischen Universität Dortmund, 2010.

- [40] J. Skwarczynski, Z. Tertil: *Elektrische Maschinen*, AGH-Verlag, Krakau, 1991 (in polnisch).
- [41] G. Tian: *Aufbau und Untersuchung der Sättigungseigenschaften eines Dreiphasentransformators mit FLUX 3D*, Diplomarbeit an der Technischen Universität Dortmund, 2012.
- [42] D. J. Wilcox, W. G. Hurley, M. Conlon: *Calculation of self and mutual impedances between sections of transformer windings*, IEE Proc. Part C, vol. 136, pp. 308-314, 1989.
- [43] A. J. Wood: *Synchronizing Out of Phase*, IEEE Transactions on Power, vol.76, pp. 1-8, 1957.
- [44] S. Z. Xu: *Elektromaschine*, China Machine Press, Beijing, 1980 (in chinesisches).
- [45] Z. J. Ye: *Untersuchung von Abhängigkeiten ausgewählter Windungsschlüsse vom Ort des Kurzschlusses mit dem Finite-Elemente Programmpaket FLUX 2D*, Studienarbeit an der Universität Dortmund, 2008.
- [46] Z. J. Ye, C. Kreischer, S. T. Kulig: *Analysis of Transformer Short Circuit Characteristics Based on 3D Finite Element Method*, IEEE Power Engineering and Automation Conference, 2011.
- [47] Z. J. Ye, C. Kreischer, S. T. Kulig: *Behavior of a single phase grid transformer during out-of-phase synchronizations*, proc. ICEM, 2012.
- [48] L. C. Zhang: *Anwendung der Finite Elemente Methode in den elektromagnetischen Berechnung*, China Railway Publishing House, Beijing, 1996 (in chinesisches).
- [49] Z. B. Zhang: *Prinzip und Anwendung des Transformators*, Chemical Industry Press, Beijing, 2009 (in chinesisches).
- [50] K. H. Zhao, X. M. Chen: *Theoretische Elektrotechnik*, Higher Education Press, 2003 (in chinesisches).
- [51] K. D. Zhou: *Elektromagnetische Felder und Wellen*, China Machine Press, Wuhan, 2006 (in chinesisches).
- [52] <http://zhidao.baidu.com/question/86722520.html> vom 01. 02. 2012 (in chinesisches).
- [53] http://www.saiya.de/maschbau/et_Script.pdf vom 01. 03. 2012.
- [54] <http://de.wikipedia.org/wiki/Stromnetz> vom 05. 03. 2012.

-
- [55] http://eltrafo.de/index.php?option=com_content&task=view&id=22&Itemid=39 vom 08. 03. 2012.
- [56] <http://www.emt-net.de/elektrobleche/elektrobleche.html> vom 08. 04. 2012.
- [57] <http://www.energy.siemens.com/hq/en/powertransmission/transformers/power-transformers/large-power-transformers.htm> vom 06. 06. 2012.
- [58] <http://de.wikipedia.org/wiki/Synchronisation> vom 18. 06. 2012
- [59] <http://www.energy.siemens.com/hq/de/services/stromuebertragung-verteilung/power-technologies-international/software-solutions/pss-Netprog.htm#content=Beschreibung> vom 06. 07. 2012.
- [60] <http://www.pengky.cn/dianjixilie011/kjdh-bianyaqimoxing/kjdh-bianyaqi-mx-w.html> vom 08.04.2013 (in chinesisches).
- [61] http://www.cooperindustries.com/content/dam/public/powersystems/resources/library/1170_CYME/B117012007.pdf vom 06.08.2013
- [62] German Standard: Power transformers- Part 1: General (EN60076-1), 2003.

Lebenslauf

Personalien

Name	Zhijun Ye
Geburtsdatum	08. Nov 1976
Geburtsort	Zhangzhou, VR. China
Familienstand	ledig

Bildungsgang

09.1996-06.2000	Studium der Elektrotechnik an der Elektrotechnische Universität Guilin Abschluss: Bachelor
09.2001-07.2002	Tongji-Universität, Sprachkurs
03.2003-09.2003	Auslandsgesellschaft NWF, Sprachkurs
10.2003-12.2003	FH-Ansbach, DSH
04.2004-10.2009	Diplomstudiengang Elektrotechnik, Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik, TU-Dortmund, Abschluss: Diplom Elektrotechnik

Berufstätigkeit

seit 2010	wissenschaftlicher Angestellter am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Mechatronik, TU Dortmund, Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. S. Kulig
-----------	--