

Technik und Einsatz von hochtemperatur-supraleitenden Leistungstransformatoren

Von dem Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik

der Universität Hannover

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften

DOKTOR-INGENIEUR

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Emmanuel Sissimatos

geboren am 28. April 1975 in Athen / Griechenland

2005

Technik und Einsatz von hochtemperatur-supraleitenden Leistungstransformatoren

Von dem Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik

der Universität Hannover

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften

DOKTOR-INGENIEUR

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Emmanuel Sissimatos

geboren am 28. April 1975 in Athen / Griechenland

2005

Referent: Prof. Dr.-Ing. habil. B.R. Oswald

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. E. Gockenbach

Tag der Promotion: 18. März 2005

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Energieversorgung und Hochspannungstechnik der Universität Hannover.

Die Anregung zu dieser Arbeit gab Herr Prof. Dr.-Ing. habil. Bernd R. Oswald. Für die jederzeit gewährte Unterstützung, seine wertvollen Ratschläge und die Übernahme des ersten Referats möchte ich ihm sehr herzlich danken.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Ernst Gockenbach danke ich recht herzlich für die Übernahme des zweiten Referats.

Mein Dank gilt Herrn Dr.-Ing. Mathias Noe für die erfolgreiche Zusammenarbeit während meines Forschungsaufenthaltes im Institut für Technische Physik im Forschungszentrum Karlsruhe sowie SCENET, The European Network For Superconductivity, das diesen Aufenthalt finanziell unterstützte.

Mein Dank gilt auch allen Mitarbeitern des Fachgebiets Elektrische Energieversorgung am Institut für Energieversorgung und Hochspannungstechnik, insbesondere meinen beiden ehemaligen Kollegen, Herrn Priv.-Doz. Dr.-Ing. Lutz Hofmann und Herrn Dr.-Ing. Thomas J. Lebioda, für die sehr gute Zusammenarbeit und verlässliche freundschaftliche Unterstützung.

Nicht zuletzt möchte ich mich bei meiner Freundin Mitra Melanie Vakil bedanken, die mich bei der Fertigstellung mit viel Liebe und Verständnis unterstützt hat sowie bei meinen Eltern, die mein Studium ermöglicht und von Anfang an unterstützt haben.

Erlangen, im März 2005

Emmanuel Sissimatos

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen und Formelzeichen	VIII
Kurzfassung – Abstract	XIII
1 Einleitung	1
2 Stand der Technik	4
2.1 Ausführungsarten und Kenngrößen von Transformatoren	4
2.2 Einsatz in Netzen der elektrischen Energieversorgung	6
2.3 Supraleitende Transformatoren	8
3 Merkmale von HTSL-Transformatoren	12
3.1 Anforderungen an die HTSL-Wicklung	13
3.1.1 HTSL-Materialien für die Wicklungen	13
3.1.2 Wicklungsaufbau	16
3.1.2.1 Mechanische Festigkeit	19
3.1.2.2 Elektrische Festigkeit	20
3.2 Flüssiger Stickstoff für die elektrische Isolation	21
3.3 Das Kühlsystem	25
3.3.1 Die Kältemaschine	28
3.4 Aufbau der Stromzuführungen	32
4 Verluste von HTSL-Transformatoren	37
4.1 Verluste in HTSL-Multifilamentleitern	37
4.1.1 Transportstromverluste in HTSL-Multifilamentleitern	39
4.1.2 Magnetisierungsverluste in HTSL-Multifilamentleitern	40
4.1.2.1 Hystereseverluste eines vollgekoppelten HTSL-Leiters	41
4.1.2.2 Konventionelle Wirbelstromverluste	44
4.2 Wechselstromverluste in HTSL-Wicklungen	45
4.2.1 Überlagerung der Eigenfeld- und Fremdfeldverluste in HTSL- Wicklungen	46
4.3 Gesamtverluste von HTSL-Transformatoren	49

5	Ausführungen von HTSL-Transformatoren	52
5.1	Kryostabiler HTSL-Transformator	53
5.2	Ultrastabiler HTSL-Transformator	56
5.3	Semistabiler HTSL-Transformator	58
5.4	Ausführung eines SFCL-Transformators.....	60
5.5	Kernloser HTSL-Transformator	61
6	Maßnahmen zur Reduzierung der Verluste in HTSL-Transformatoren.....	63
6.1	Streifeldberechnung in HTSL-Transformatoren	63
6.1.1	Numerische Berechnung des Streufeldes	64
6.1.1.1	Grundlagen der FEM	65
6.1.2	Durchführung einer FEM-Berechnung.....	68
6.2	Einfluß der Wicklungsverschachtelung	75
6.3	Einsatz von Additiven zur Streufeldführung	78
6.3.1	Ringe zur Streufeldführung.....	79
6.3.2	Kappen zur Streufeldführung.....	81
6.3.3	Diskussion der Ergebnisse	81
7	Entwurf von HTSL-Leistungstransformatoren.....	83
7.1	Praktischer Entwurfsgang von Transformatoren	84
7.2	Auslegung von HTSL-Transformatoren.....	89
7.2.1	Berechnung der Hauptabmessungen.....	90
7.2.2	Berechnung der relativen Nennkurzschlußspannung	93
7.2.3	Abschätzung der Gesamtverluste.....	94
7.2.4	Verlustbewertung – Life Cycle Costs.....	96
7.3	Entwurf eines semistabilen 40-MVA-Transformators	98
7.4	Ansatz für die Optimierung des Entwurfes	105
8	Betriebsverhalten und Einsatz	108
8.1	Untersuchung des Betriebsverhaltens	108
8.1.1	Ein-Maschinennetz.....	108
8.1.2	Stationäres Betriebsverhalten eines HTSL-Transformators	109
8.1.3	Nichtstationäres Betriebsverhalten eines HTSL-Transformators... ..	112
8.1.4	Nichtstationäres Betriebsverhalten eines SFCL-Transformators... ..	115
8.1.4.1	Dynamisches Modell eines SFCL-Transformators.....	115
8.1.4.2	Kurzschlußstromverhalten	117

8.2	Einsatzmöglichkeiten	120
8.2.1	Blocktransformator	121
8.2.2	Eigenbedarfstransformator.....	122
8.2.3	Netztransformator	123
8.2.4	Mittelspannungseinspeisung.....	124
8.2.5	Offshore-Schaltanlagen	126
8.3	Zusammenfassende Vorteile beim Netzeinsatz.....	127
9	Zusammenfassung	128
10	Literaturverzeichnis	133

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

2-D, 3-D	zwei- und dreidimensional
ATP-EMTP	Alternative Transients Program - Electromagnetic Transient Program
EVU	Energieversorgungsunternehmen
FCL	supraleitender Strombegrenzer (fault current limiter)
FEA	Finite-Elemente-Analyse
FEM	Finite-Elemente-Methode
GM	Gifford-McMahon
HTSL	hochtemperatur Supraleiter
K	Kompressor
KU	Kurzunterbrechung
LN ₂	flüssiger Stickstoff
PTR	Pulsrohrkryokühler (Pulse Tube Refrigerator)
SFCL	superconducting fault current limited
SMES	supraleitende magnetische Energiespeicher
TACS	Transient Analysis Control Systems
Yy0	Stern-Stern-Schaltung
V	Ventil
WT	Wärmetauscher

Formelzeichen

\mathbf{a}	Spaltenmatrix bestehend aus allen n Vektorpotentialen
$\mathbf{a}_{w1}, \mathbf{a}_{w2}$	Breite der Ober- bzw. Unterspannungswicklung
\vec{A}	magnetisches Vektorpotential
A_D	Querschnitt der Durchführung
A_{Fe}	aktiver Eisenquerschnitt
A_S	Schenkelquerschnitt
A_{St}	Querschnittsfläche des Stabilisators
A_W	Leiterquerschnitt beider Wicklungen eines Transformators

b	Fensterbreite
B_a	äußere Magnetflußdichte oder Induktion
B_d	Durchdringungs- oder Sättigungsinduktion des Kernes eines Monofilamentleiters
B_p	Durchdringungs- oder Sättigungsinduktion eines HTSL-Bandes
B_σ	Streifeldichte
c_1	Faktor zur Berücksichtigung der Eigenfeldverluste
c_2	Reduktionsfaktor zur Berücksichtigung von Sättigungserscheinungen
d	Schenkeldurchmesser
d_L	Durchmesser des gesamten kryostabilen Leiters
f	Frequenz
f_S	Sicherheitsfaktor
F_a	axial gerichtete Kraft
F_r	radial gerichtete Kraft
h	Höhe der Transformatorwicklung
H_c	kritische Magnetfeldstärke
i_{Fmax}	maximal auftretende Fehlerstromstärke
\hat{i}_t	Amplitude des Transportstromes
I_c	kritische Stromstärke
I_k	Dauerkurzschlußstrom
I_{IT}	Transformator-Nennstrom
\mathbf{j}	Spaltenmatrix der Stromdichten
j_c	kritische Stromdichte
j_{cc}	kritische Stromdichte des Kernes eines Monofilamentleiters
j_e	Engineering-Stromdichte
k_a	relative Arbeitskosten
k_{Fe}	auf die Masseneinheit bezogenen Kosten des Transformatorkernelns
k_W	auf die Masseneinheit bezogenen Kosten der Wicklung
K_A	Anschaffungspreis
K_K	jährliche Kapitalkosten
K_L	Leistungskosten
K_{P_0}	jährliche Leerlaufverlustkosten
K_{P_k}	jährliche Kurzschlußverlustkosten
l_D	Länge der Durchführung
l_{Fe}	Eisenlänge

l_{W1}, l_{W2}	Leiterlänge der Ober- bzw. Unterspannungswicklung
\bar{l}_W	mittlere Windungslänge
L_σ	Streuinduktivität
m_{Fe}	Eisenmasse des Transformatorernes
m_{W1}, m_{W2}	Masse der Ober- bzw. Unterspannungswicklung
n_{US}, n_{OS}	Verschachtelungszahl der Unter- und Oberspannungswicklung
$N_{j, k, m}$	Formfunktion
p	Eindringtiefe
P_{Di}	dielektrische Verlustleistung
p_{Fe}	spezifische Eisenverlustleistung
$P_{k, Durch}$	ohmsche Verlustleistung in den Durchführungen
P_0	Leerlaufverlustleistung eines Transformators
P_{Fe}	Eisenverlustleistung
P_{ges}	gesamte Verlustleistung eines Transformators
P_k	Kurzschlußstromverlustleistung eines Transformators
P_N	von einem Generator abgegebene Wirkleistung an ein Netz
P_{th}	thermische Verlustleistung durch Wärmeeintrag von der Umgebung in den Kryostat
P_W	Verlustleistung der Wicklungen von konventionellen Transformatoren
P_Z	hysteresartige Zusatzverluste außerhalb des Eisenkerns
P'_{AC}	längenbezogene Gesamtverlustleistung
$P'_{e }, P'_{e\perp}$	längenbezogene Wirbelstrom-Verlustleistung beim parallelen und senkrechten äußeren Magnetfeld
$P'_{h }, P'_{h\perp}$	längenbezogene Hystereseverlustleistung beim parallelen und senkrechten äußeren Magnetfeld
P'_{sf}	längenbezogene Verlustleistung im Eigenfeld
$q_{h }, q_{h\perp}$	Hystereseverluste pro Periode und Volumen beim parallelen und senkrechten äußeren Magnetfeld
q_s	latente Verdampfungswärme
q_{sf}	Eigenfeldverluste pro Periode und Volumen
Q_{ab}	abgeführte Wärme der Kältemaschine
Q_{Ab}	Abfuhrwärme des kryostabilen Leiters
$Q_{k, Durch}$	durch ohmsche Verluste in den Durchführungen entstehende Wärme
$Q_{th, Durch}$	über die Durchführungen in den Kryostat geleitete Wärme
Q_{St}	erzeugte Wärme im Stabilisator
$\dot{Q}_{g, Durch}$	gesamter Wärmefluß durch die Durchführungen in den Kryostat

r	Tilgungsfaktor
\mathbf{S}	$n \times n$ Matrix der Koeffizientenmatrizen
S_r	Transformator-Nennleistung
t_B	jährliche Betriebszeit
t_E	jährliche Einschaltzeit eines Transformators
t_N	jährliche Nennlastzeit eines Transformators
t_t	Gesamtdicke des Leiterquerschnittes von HTSL-Bändern
t_c	Kerndicke des Querschnittes eines Monofilamentleiters
$\tan \delta$	Verlustfaktor
T_0	Arbeitstemperatur einer Kältemaschine
T_1	Umgebungstemperatur Kältemaschine
T_c	kritische Temperatur
u	Windungsspannung
u_k	relative Nennkurzschlußspannung
\dot{u}_N	Nennübersetzungsverhältnis
U_1, U_2	ober- und unterspannungsseitige Spannung eines Transformators
V_{Fe}	spezifische Verluste im Eisen des Transformatorkernelns
V_{W1}, V_{W2}	spezifische Verluste der Ober- bzw. Unterspannungswicklung
V_{Fe}	Eisenvolumen
V_{Iso}	Isolationsvolumen
V_W	Wicklungsvolumen
w_1, w_2	ober- und unterspannungsseitige Windungszahl
w_c	Kernbreite des Querschnittes eines Monofilamentleiters
w_t	Gesamtbreite des Leiterquerschnittes von HTSL-Bändern
W_{zu}	zugeführte Arbeit der Kältemaschine
X	Systemfunktional
α	Auffallwinkel des äußeren Magnetfeldes
δ	Breite des Streukanals
δ_h	Isolationsabstand zwischen Wicklung und Joch
δ_p	Polradwinkel
ε_r	relative Dielektrizitätskonstante oder Permittivitätszahl
η	Wirkungsgrad des Transformators
η_C	Wirkungsgrad des Carnot-Prozesses
η_R	Wirkungsgrad der Kältemaschine
κ_{W1}, κ_{W2}	spezifischer Leitwert der Ober- bzw. Unterspannungswicklung

λ_{Cu}	thermische Leitfähigkeit von Kupfer
μ_0	magnetische Feldkonstante
ξ	Verlustverhältnis
ρ_{Ag}	spezifischer Widerstand von Silber
ρ_{Cu}	spezifischer Widerstand von Kupfer
ρ_{St}	spezifischer Widerstand des Stabilisators
$\rho_{\text{W1}}, \rho_{\text{W2}}$	Dichte der Ober- bzw. Unterspannungswicklung
φ_{Fe}	Eisenfüllfaktor
φ_{c}	Füllfaktor von Monofilamentleitern
φ_{t}	Füllfaktor von HTSL-Bändern
φ_{w}	Füllfaktor der Wicklungen

Kurzfassung

Technik und Einsatz von hochtemperatur-supraleitenden Leistungstransformatoren

Sissimatos, Emmanuel

Schlagwörter: HTSL-Transformator, Supraleitung, SFCL-Transformator

Hochtemperatur-supraleitende (HTSL) Transformatoren zeichnen sich durch ein vergleichsweise kleines Volumen und einen hohen Wirkungsgrad aus, womit eine Verringerung der Verluste bei dem Transport und der Verteilung von elektrischer Energie erzielt werden kann. Die Nutzung des flüssigen Stickstoffes für die Kühlung und die Isolation führt zu einer umweltverträglichen Versorgung. Unter bestimmten technischen Voraussetzung können sich noch weitaus mehr Vorteile für den Netzbetrieb ergeben und machen somit den HTSL-Leistungstransformator aufgrund seiner Eigenschaften für die elektrische Energieversorgung sehr interessant.

Ausgehend von einer detaillierten Beschreibung der konventionellen Transformatoren und deren Einsatz in elektrischen Energieversorgungsnetzen werden der Aufbau und die Kenngrößen eines HTSL-Leistungstransformators, dessen Hauptbestandteile die supraleitenden Wicklungen und ein komplexes Kühlsystem sind, beschrieben. Die Eigenschaften des flüssigen Stickstoffes als Kühl- und Isoliermedium werden analysiert und im Ergebnis dieser Untersuchung die Anforderungen an die Bestandteile eines HTSL-Transformators definiert.

Um den wirtschaftlichen Nutzen zu untersuchen, werden die Verluste von HTSL-Transformatoren berechnet. Die möglichen Ausführungstypen und deren Funktionsprinzipien werden einer Bewertung unterzogen. Es zeigt sich, daß der semistabile Transformator gegenwärtig die attraktivsten Merkmale für einen erfolgreichen Einsatz unter bestimmten Voraussetzungen vorweist.

Die Reduzierung der Verluste erfolgt in dieser Arbeit mit konstruktiven Maßnahmen. Mit Hilfe der Finite-Elemente-Methode werden der Einfluß einer Wicklungsverschachtelung und die Benutzung von Additiven zur Streuflußführung berechnet. Die Ergebnisse dieser Untersuchung ergeben eine deutliche Verbesserung der Eigenschaften von HTSL-Wicklungen.

Anhand des Ein-Maschinennetzes werden das stationäre und nicht-stationäre Betriebsverhalten untersucht. Die technischen und wirtschaftlichen Auswirkungen werden für mehrere Einsatzorte aufgezeigt und bewertet, mit dem Ergebnis, daß der Einsatz von HTSL-Leistungstransformatoren zu einer Verbesserung des Betriebes und der Netzführung von Netzen der elektrischen Energieversorgung führen kann.

Abstract

Technology and application of high-temperature superconducting power transformers

Sissimatos, Emmanuel

Keywords: HTS-Transformer, Superconductivity, SFCL-Transformer

High-temperature superconducting (HTS) transformers are characterised by a relative small volume and a high efficiency, which can lead to a decrease of the electric losses in transmission and distribution of power. The use of liquid nitrogen for the cooling and the isolation result in an ecologically friendly power supply. Under certain technical conditions, by far more benefits for the system operation can be obtained making the HTS power transformer due to its features very interesting for the electric power supply.

Based on a detailed description of conventional transformers and their use in electric power systems, the structure and the characteristics of a HTS power transformer are described. Its main components are the superconducting windings and a complex cooling system. The dielectric and thermodynamic properties of liquid nitrogen are analysed. As a result of this investigation the requirements of the components of a HTSL transformer are defined

In order to study the economical benefits, the losses of HTS transformers are calculated. The possible types and their operational principles are evaluated and the design of a semistable transformer is proposed, since it shows at present the most attractive features for a successful application under certain conditions.

The reduction of the losses is achieved in this work with constructional measures. By using the finite element method the effects of interleaved windings and the use of additives for the leakage flux guidance are computed. The proposed measures result in a significant improvement of the characteristics of HTS coils.

The steady-state and transient behaviour of a HTS transformer are investigated on the example of the single machine network. The technical and economical effects are described and evaluated for several applications in the electric power network. It is shown that the use of HTS power transformers can lead to an improvement of the overall power system operation and management.

1 Einleitung

Supraleitende Materialien und Bauelemente haben in den letzten Jahren eine zunehmende Verbreitung in Wissenschaft und Technik gefunden. Die hauptsächlichen Anwendungsgebiete liegen dabei in hochtechnisierten Systemen und Produkten, die einzigartige Vorteile der Supraleitung nutzen, und ohne diese nicht realisierbar wären. Die derzeitigen Einsatzgebiete der Supraleitung entfallen vor allem auf die Bereiche der Medizintechnik, der Gerätetechnik für die naturwissenschaftliche Forschung und auf die Gebiete der Elektronik und Sensorik. So bilden supraleitende Magnetspulen eine wesentliche Komponente in Kernspintomographen für die medizinische Diagnostik und in Beschleunigern für die Grundlagenforschung. In der elektrischen Energieversorgung wurde die Anwendung der Supraleitung durch die notwendige Nutzung einer aufwendigen und kostspieligen Kühlung mit flüssigem Helium verhindert. Die Entdeckung der neuen Klasse von supraleitenden Materialien - Hochtemperatur-Supraleiter genannt - im Jahr 1986 hat zu großen Forschungsaktivitäten geführt.

Der nunmehr mögliche Verzicht auf eine aufwendige und kostspielige Kühlung mit flüssigem Helium und der Übergang zur wesentlich billigeren Kühlung mit flüssigem Stickstoff eröffnet eine neue Dimension und vergrößert die Marktchancen erheblich. Diese Entwicklung hat in allen führenden Industrienationen beispiellose Aktivitäten und Anstrengungen um die Führung bei der Erschließung der technischen Möglichkeiten der Supraleitung ausgelöst. International wird die Supraleitung als zukünftige Schlüsseltechnologie eingeordnet. Die Anwendungsgebiete der Hochtemperatur-Supraleitung in der elektrischen Energieversorgung sind sehr vielfältig. Derzeitig wird deren Einsatz bei Generatoren, Motoren, Kabeln, Transformatoren, Strombegrenzern und der supraleitenden magnetischen Energiespeicherung (SMES) untersucht.

Zu einer umweltverträglichen Energieversorgung gehört neben der Erschließung von regenerativen Energien auch die Verbesserung der Wirkungsgrade bestehender Kraftwerke und die Verringerung der Verluste bei der Übertragung und Verteilung der elektrischen Energie. Die Übertragungsverluste beim Stromtransport betragen im Jahr 1999 in Deutschland 28,2 Milliarden Kilowattstunden (Mrd. kWh) - das waren 5,5 % des gesamten Stromaufkommens [1.1]. Ein großer Teil davon entfiel auf die im Netz installierten Transformatoren, die notwendig sind, um überhaupt den Transport der elektrischen Energie über große Distanzen zwischen den Erzeugern und den

Verbrauchern wirtschaftlich zu gestalten. Obwohl die elektrischen Eigenschaften von konventionellen Transformatoren kontinuierlich verbessert werden, gibt es noch weitere Optimierungsmöglichkeiten durch den Einsatz von Hochtemperatur-Supraleitern im Transformatorenbau.

Besonders durch die neue gesetzliche Lage im liberalisierten Markt, die Umstrukturierung in den meisten EVU's und die geforderte Erhöhung der Energieerzeugung aus regenerativen Energiequellen kommt es zu radikalen Veränderungen im elektrischen Netz und deren Anlagen. Bei der Erstellung von zukünftigen Strategien für die Netzführung ist es erforderlich, daß Investitions- und Instandhaltungskosten stets als Gesamtheit betrachtet werden. Die Forderung nach einfacheren Netz- und Anlagenstrukturen, höherer Auslastung von Betriebsmitteln und einer Ausdehnung der Nutzungsdauer von Betriebsmitteln wird immer lauter. Neue innovative Technologien, wie der hochtemperatur-supraleitende Transformator (HTSLT), können eine Schlüsselrolle in dieser Umstrukturierung spielen. Dieser Transformator zeichnet sich durch Vorteile wie niedrigere Verluste, kleineres Gewicht und Volumen aus, kann aber durch weitere Verbesserung seiner Eigenschaften einen größeren Nutzen für das gesamte Energieversorgungsnetz und seinen Betrieb darstellen.

Ziel dieser Arbeit ist es, ausgehend von der Literaturobwertung, den bisherigen Erkenntnisstand und die Erwartungen an einen HTSL-Transformator zu analysieren und daraufhin Maßnahmen zur Verbesserung der Eigenschaften sowie die Einsatzmöglichkeiten von solchen Transformatoren zu untersuchen. Dabei werden detailliert folgende Themen behandelt, die besonders von Interesse sind:

- Ausführliche Beschreibung der Merkmale von HTSL-Transformatoren und Herausarbeiten der Anforderungen, die an die Wicklungen, die Kryoanlage und die Stromdurchführungen gestellt werden.
- Berechnung der Wechselstromverluste der HTSL-Wicklungen und der Gesamtverluste des Transformators.
- Untersuchung und Bewertung der Ausführungsmöglichkeiten hinsichtlich der Anforderungen und dem heutigen Stand der HTSL-Leiter.

-
- Überprüfung des Simulationsprogrammes ANSYS für die Berechnung der Streufelder in den HTSL-Wicklungen, um daraus Maßnahmen zur Reduzierung der Wechselstromverluste zu analysieren und zu bewerten.

 - Aufstellen eines Entwurfsganges, der Aufschluß über die wichtigen Einflußgrößen und die elektrischen Kenndaten, wie die relative Kurzschlußspannung, gibt und als eine Unterstützung eines Optimierungsprozesses dienen kann.

 - Analyse und Bewertung des stationären und nicht-stationären Betriebsverhaltens.

 - Untersuchung der Einsatzmöglichkeiten von HTSL-Transformatoren und Beschreibung der Vorteile für den Netzbetrieb.

2 Stand der Technik

Das erste Patent für den Bau eines Transformators wurde im Jahr 1885 von drei ungarischen Ingenieuren, Zipernowski, Déri und Bláthy, angemeldet [2.1]. Der Weg zu einer effizienten Übertragung von elektrischer Energie war frei. Diese neue Technologie wurde in kürzester Zeit in Europa und in der ganzen Welt ausgenutzt, da die damaligen Energieversorger den Nutzen von dem Einsatz der Transformatoren erkannt haben. Die Weiterentwicklung des Transformatorenbaus konzentrierte sich auf die Erforschung von neuen Materialien und neuen Herstellungsverfahren. Die Betriebsspannung erhöhte sich von einigen Volt bis zu über 1000 kV und die Leistung erreichte Werte von mehr als 1000 MVA. Obwohl der Transformatorbau am Anfang eine gewöhnliche Technologie basierend auf physikalischen Gesetzen war, entwickelte jedes Unternehmen sein eigenes Design, und Anfang der 80er Jahre gab es fast so viele verschiedene Transformatorenkonzepte wie Hersteller. Ende der 80er Jahre verbündeten sich viele Transformatorenhersteller in einer kleinen Anzahl von multinationalen Gruppen, um die Entwicklung des besten Designs voranzutreiben. Gleichzeitig wurden computergestützte Programme vorgestellt, die diese Arbeit deutlich beschleunigt haben. Heutzutage kann man große Ähnlichkeiten zwischen den großen Transformatoren verschiedener Hersteller erkennen.

2.1 Ausführungsarten und Kenngrößen von Transformatoren

Ein Transformator ist ein statisches Gerät, das durch elektromagnetische Induktion Wechselspannung und –strom zwischen zwei und mehr Wicklungen bei gleicher Frequenz und bei im allgemeinen unterschiedlichen Werten der Spannung und des Stromes überträgt [2.2]. Der Transformator besteht aus einem Eisenkern als Träger des magnetischen Flusses und aus Wicklungen als Träger des elektrischen Stromes. Dieser grundsätzliche Aufbau ist bei allen Transformatoren im übergeordneten Sinne gleich. Hierzu gehören zunächst die Transformatoren selbst, die in der Energieversorgung zur Übertragung elektrischer Energie über ein elektromagnetisches Wechselfeld aus Systemen gegebener Spannung in Systeme gewünschter Spannung dienen (Umspanner). Hierzu gehören aber auch die Strom- und Spannungswandler und die Signalübertrager. Im folgenden sollen nur die Transformatoren zur Energieübertragung behandelt werden.

Die Bestimmungen für Transformatoren werden ausführlich in [2.2] beschrieben. Nach der Arbeitsweise unterscheidet man drei verschiedene Arten von Transformatoren in der elektrischen Energieversorgung: Leistungstransformatoren, Zusatztransformatoren und Spartransformatoren. Die Wicklungen von Leistungstransformatoren sind parallel zu den zugehörigen Systemen geschaltet und haben keinen gemeinsamen Teil. Die gesamte Leistung wird induktiv übertragen. Zusatztransformatoren haben auch elektrisch getrennte Wicklungen, eine wird parallel und die andere in Reihe zu einem Stromkreis geschaltet, dessen Spannung geändert werden soll. Zusatztransformatoren erhöhen oder erniedrigen die Spannung oder verändern die Lage des Spannungszeigers in einem Stromkreis. In Spartransformatoren haben mindestens zwei Wicklungen einen gemeinsamen Teil. Beide Wicklungen sind leitend hintereinandergeschaltet, wobei die eine in Reihe und die andere parallel zu den Systemen liegt. Die Durchgangsleistung wird teils induktiv und teils leitend übertragen. Durch die Sparschaltung wird der Materialaufwand geringer. Spartransformatoren werden vor allem zum Kuppeln von Netzen mit wirksam geerdeten Sternpunkten, z.B. 380 kV / 220 kV, angewendet. In dieser Arbeit werden ausschließlich Leistungstransformatoren untersucht.

In seinem aktiven Teil besteht der Transformator aus zwei gegeneinander und gegen Erde isolierten Wicklungen und dem Eisenkern, der die Wicklungen trägt. Es gibt auch Transformatoren mit drei Wicklungen, wobei die dritte Wicklung entweder als Leistungs- oder als Ausgleichswicklung dient. Die Teile des Eisenkernes, die von den Wicklungen umschlossen sind, heißen Schenkel, und die Kernbalken, die die Schenkel verbinden, heißen Joche. Ober- und Unterspannungswicklung sind im allgemeinen konzentrisch angeordnete Zylinder von gleicher Länge. Der Fluß im Eisenkern koppelt die Wicklungen der Schenkel magnetisch miteinander. Die meisten Leistungstransformatoren sind in ölgefüllte Kessel eingebaut, wobei das Öl als Isolier- und Kühlmittel benutzt wird. Die Wicklungsenden werden mittels Durchführungen isoliert und durch den Deckel des Kessels nach außen geführt.

In der Energietechnik wird meistens die Streuungs-Ersatzschaltung nach Bild 2.1, die mit dem Nennübersetzungsverhältnis oder Windungsverhältnis $\dot{u}_N = w_p / w_s$ reduzierte Größen benutzt und außer der primären und sekundären Streureaktanzen X_{op} und X'_{os} noch die Magnetisierungsreaktanz X_μ und den Eisenverlustwiderstand R_{Fe} einführt [2.3]. Eine weitere wichtige Kenngröße ist die relative Nennkurzschlußspan-

nung u_k , die bei Nennfrequenz an die Anschlüsse einer Wicklung anzulegen ist, um über diese Anschlüsse den Bemessungsstrom fließen zu lassen, während die Anschlüsse der anderen Wicklung kurzgeschlossen sind. Aus der relativen Nennkurzschlußspannung kann sich der Dauerkurzschlußstrom eines Transformators I_k nach Gl. (2.1) errechnen. Er ist der Effektivwert des Leiterstromes, der sich bei starrer Eingangsspannung nach Abklingen des Gleichstromanteils einstellt.

$$I_k = \frac{I_{rT}}{u_k / \%} \cdot 100 \quad (2.1)$$

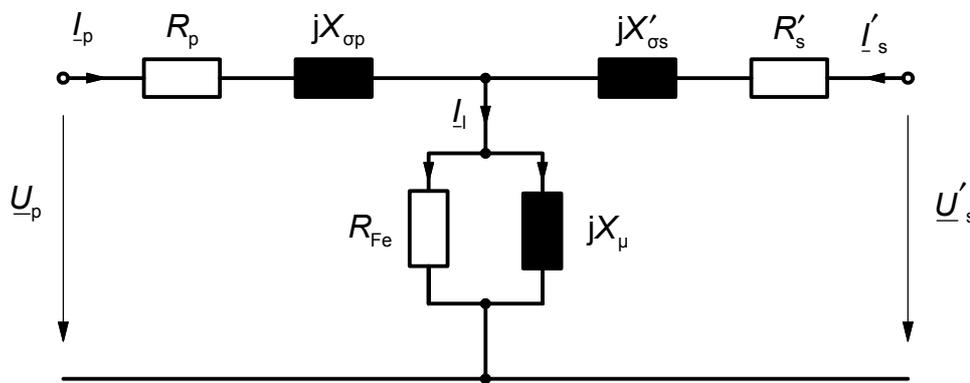


Bild 2.1: Ersatzschaltbild eines Drehstrom-Zweiwicklungstransformator Yy0 im Mitsystem mit Querimpedanz zur Berücksichtigung der Eisenverluste und des Magnetisierungsstromes

2.2 Einsatz in Netzen der elektrischen Energieversorgung

Die elektrische Energie wird über ein umfangreiches Netz an die Verbraucher verteilt. Die Übertragungsleistung eines Drehstromsystems steigt mit der Spannung. Große Leistungen werden daher mit hohen Spannungen übertragen. Als wirtschaftlich gilt dabei die Faustregel 1 kV/km. Eine Rolle spielt dabei auch die natürliche Leistung einer Leitung. Diese ist dem Quadrat der Spannung proportional. Je höher die Spannung, desto mehr Leistung kann also pro System übertragen werden. Richtwert für die natürliche Leistung einer 380-kV-Leitung ist 600 MW [2.2]. Bei einer 110-kV-Leitung sind das nur noch 34 MW. Das Versorgungsnetz wird daher in mehrere Spannungsebenen unterteilt.

Die Höchstspannungsebene mit einer Spannung von 380 kV oder 220 kV dient der überregionalen Übertragung und dem Austausch zwischen den verschiedenen Versorgungsunternehmen oder auch Ländern. Nur einzelne Großverbraucher, wie z. B. Hüttenwerke, werden direkt an dieser Spannungsebene angeschlossen. Allerdings

speisen die größeren Kraftwerke direkt in diese Ebene ein. Die 220-kV-Ebene ist im Rückbau begriffen, so daß in einigen Jahrzehnten diese Spannungsebene nur noch eine untergeordnete Rolle spielen wird.

Die Hochspannungsebene mit einer Spannung von 110 kV (dazu zählen auch Spannungen ab 60 kV, die allerdings nur teilweise vorhanden und historisch bedingt sind) dient der regionalen Verteilung. Diese Primärverteilungsnetze speisen die nachgeordneten Sekundärverteilungsnetze oder auch Sondervertragskunden. In diese Spannungsebene speisen kleine bis mittlere Kraftwerke ein.

Die Mittelspannungsebene übernimmt die Sekundärverteilung und dient hauptsächlich der Speisung der Ortsnetze sowie der Versorgung der meisten Sondervertragskunden. Die Spannung in diesen Netzen beträgt heutzutage meist 10 kV oder 20 kV (in älteren Netzen sind auch Spannungen von 6 kV üblich).

Die Niederspannungsebene schließlich versorgt die Haushalte und kleine Gewerbebetriebe mit der üblichen Spannung von 0,4 kV. Diese Netze haben nur eine Ausdehnung von maximal einigen Straßen.

Die Struktur dieser Netze zeigt Bild 2.2. Die Bindeglieder dieser Netze stellen Transformatoren verschiedener Ausführungen und Größe dar.

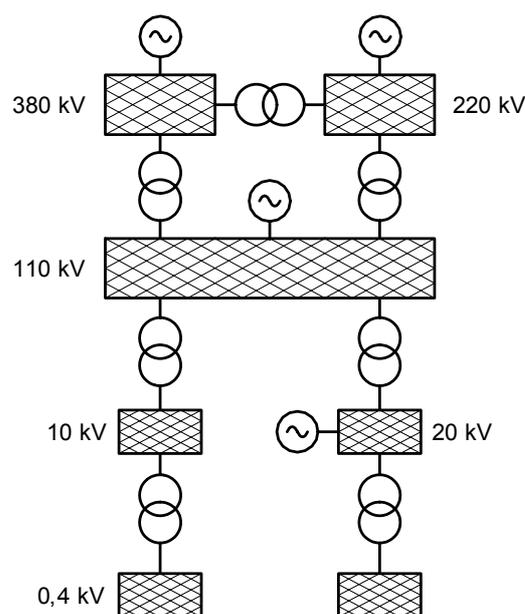


Bild 2.2: Struktur des Versorgungsnetzes in Deutschland

Die Mehrheit der weltweiten Übertragung und Verteilung von elektrischer Energie macht Gebrauch vom Drehstrom. Aufgrund der Tatsache, daß der elektrische Strom auf seinem Weg von der Erzeugung zum Verbrauch meistens dreimal, oft sogar noch häufiger, transformiert werden muß, erklärt die Wichtigkeit der Transformatoren für die elektrische Energieversorgung.

Drehstromgeneratoren in Kraftwerken erzeugen eine maximale Spannung von bis zu 27 kV. Die dazugehörigen Ströme sind für die wirtschaftliche Übertragung von großen Leistungen auf Grund der hohen Verluste ungeeignet. Deswegen werden in den Kraftwerken Blocktransformatoren eingesetzt, die auf Spannungen von 110 kV bis 380 kV transformieren. Ihre Leistung wird an die Leistung der Synchrongeneratoren angepaßt. Im Kraftwerk selbst werden aber auch Eigenbedarfs- und Anfahrtstransformatoren zur Speisung und Sicherung des Eigenbedarfs eingesetzt. In den Übertragungs- und Verteilungsschwerpunkten werden dann Transformatoren notwendig, um die Spannung bis zu 400 V herabzusetzen. Zur Kupplung der Hochspannungsnetze 110 kV / 220 kV / 380 kV kommen Netztransformatoren als Drehstromeinheiten oder als Gruppe aus einpoligen Transformatoren zum Einsatz. Die Leistung variiert zwischen 300 MVA und 1000 MVA [2.4]. Der Leistungsbereich zur Kupplung der Mittelspannungsnetze 10 kV und 20 kV mit den übergeordneten 110-kV-Netzen liegt zwischen 12,5 MVA und 63 MVA.

2.3 Supraleitende Transformatoren

Die Forschung im Transformatorenbau in den letzten 50 Jahren hat die Reduzierung der Eisenverluste um den Faktor 3 bewirkt, gleichzeitig aber wurden die Kosten für den Eisenkern um den Faktor 2 erhöht [2.5]. Der Einsatz von amorphen Metallen in Verteilungstransformatoren bis 100 kVA konnte sogar die Eisenverluste weiter reduzieren. Die Lastverluste eines konventionellen Leistungstransformators bestehen zu fast 80 % aus Wicklungsverlusten. Die restlichen 20 % sind Wirbelstromverluste und Streufeldverluste [2.6]. Trotz der Tatsache, daß der Wirkungsgrad von Leistungstransformatoren deutlich über 98 % liegt, kann jede weitere Verbesserung zu deutlichen Energieeinsparungen führen, gerechnet über die gesamte Betriebsdauer des Transformators erreichen oder übertreffen diese Einsparungen die Anschaffungskosten.

Das Interesse, supraleitende Transformatoren zu bauen, begann Anfang der 60er Jahre, als zuverlässige Tieftemperatur-Supraleiter (metallische Supraleiter), wie NbTi und Nb₃Sn, verfügbar wurden. Machbarkeitsstudien haben damals festgestellt, daß die hohen Kosten für eine Kühlung mit flüssigem Helium auf 4,2 K einen solchen Transformator unwirtschaftlich gestalten. Mehrere Prototypen wurden gebaut, um die deutliche Reduzierung des Bauvolumens und den technischen Umgang mit diesen Materialien zu demonstrieren [2.7, 2.8]. Ihre charakteristischen Daten sind in der Tabelle 2.1 zusammengefaßt.

Tabelle 2.1: Zusammenfassung der Transformatorprojekte mit Tieftemperatur-Supraleitern

Jahr	Organisation	Land	Leistung in kVA	Primär/Sekundär	Spannung pro Windung	η	Leitermaterial
1986	GEC-Alstrom	F	80	660 / 1040 V 124 / 77 A	2,14 V	97,8	NbTi
1988	Kyushu Univ.	J	72	1057 / 218 V 68,4 / 332,9 A	-	99,1	NbTi
1991	Toshiba	J	30	100 / 100 V 300 / 300 A	-	98,5	NbTi
1991	Kito	J	100	6600 / 210 V 15,2 / 476 A	4,57 V	-	Cu / NbTi
1992	Kyushu Univ.	J	1000	3300 / 220 V 303 / 4545 A	10 V	-	NbTi
1993	ABB	SW	330	6000 / 400 V 56,7 / 830 A	7,9 V	-	NbTi
1995	Osaka Univ.	J	40	460 / 115 V 50 / 200 A	0,45 V	-	NbTi

Sofort nach der Entdeckung der Hochtemperatur-Supraleiter (keramische Supraleiter) im Jahr 1986 wurde überlegt, diese neuen Materialien im Transformatorenbau einzusetzen. Der große Vorteil gegenüber den tieftemperatur-supraleitenden Transformatoren ist die Kühlung mit flüssigem Stickstoff (LN₂). Die technisch einfachere Gestaltung des Kühlsystems sowie die wirtschaftlichere Aufrechterhaltung der notwendigen Temperatur von 77 K führte dazu, daß eine Menge von neuen Transformator-Projekten auf der ganzen Welt bis heute realisiert wurden (Tabelle 2.2). Aus der Auswertung der HTSL-Transformator-Projekte lassen sich gegenüber konventionellen Transformatoren notwendige Forderungen für die Entwicklung von konkurrenzfähigen HTSL-Transformatoren zusammenfassend formulieren. Darunter ist die Erkenntnis, daß die Entwicklung von HTSL-Transformatoren entscheidend von der Entwicklung der HTSL-Materialien abhängt. Es müssen kostengünstige Leiter entwickelt werden, die sehr geringe Wechselstromverluste aufweisen.

Tabelle 2.2: Zusammenfassung der Transformatorprojekte mit Hochtemperatur-Supraleitern

Organisation	Land	Leistung in kVA	Primär/Sekundär	Temperatur	Phasen	Leitermaterial
Kyushu Univ. (Sumitomo)	J	500	6600 / 3300 V 76 / 152 A	66-77 K	1	Bi2223
Waukesha (IGC)	USA	1000	13800 / 6900 V 72,5 / 145	30 K	1	Bi2212
ABB (ASC)	CH	630	18720 / 420 V 19,9 / 886 A	77 K	3	Bi2223
Siemens (VSH)	D	1000	25000 / 1500 V 40 / 720 A	66 K	1	Bi2223
Waukesha (IGC)	USA	5000/10000	24900 / 4200 V 67 / 694 A	30 K	3	Bi2212

Die Firma ABB hat in der Schweiz einen 630-kVA-Transformator gebaut und im Netz getestet. ABB schätzte basierend auf den Ergebnissen dieser Studie, daß eine Gewichts- und Volumenreduktion von bis zu 35 % möglich ist [2.9]. Nach einer Designstudie von einem hochtemperatur-supraleitenden 10-MVA-Transformator hat ABB gefolgert, daß es zur Zeit wirtschaftlich nicht möglich wäre, HTSL-Transformatoren für einen Einsatz in der Energieversorgung realisieren zu können. Der Hauptgrund für diese Entscheidung war, daß die Energieversorgungsunternehmen zur Zeit überlegen, die Amortisationszeit von neuen Betriebsmitteln von ursprünglich 20 Jahren auf nur 5 Jahre zu reduzieren. Dies macht die Verlusteinsparungen eines HTSL-Transformators in dieser kurzen Zeit weniger attraktiv. ABB hat aber die Pläne bezüglich eines kommerziellen HTSL-Transformators nicht fallen gelassen, sondern wartet, bis die Preise für HTSL-Leiter weiter reduziert werden, um dann wieder in den vielversprechenden HTSL-Markt einzusteigen.

Die Firma Waukesha Electric Systems aus den USA hat im Jahr 1998 einen 1-MVA-Transformator mit einer Primärspannung von 13,8 kV getestet, um ein generelles Design von HTSL-Transformatoren zu untersuchen. Der einphasige Transformator wurde mit einem Eisenkern eines 30-MVA-Transformators gebaut [2.9]. Durch eine Reduzierung der Kühltemperatur der HTSL-Wicklungen war es möglich, eine Übertragungsleistung von 1,65 MVA zu erreichen. Die Ergebnisse aus diesem Prototyp hat die Firma benutzt, um einen 5-MVA-Transformator zu realisieren, der eine Überbelastung von bis zu 10 MVA erreichen kann. Dabei sollte besonders auf die Sekundärtechnik, wie Kühlsystem und Durchführungen, geachtet werden. Das langfristige Ziel von Waukesha ist es, einen kommerziellen 30-MVA-Transformator mit einer Primärspannung von 11 kV einzuführen. Es wird geschätzt, daß dieser Transformator

nur ein Gewicht von 24 t erreichen wird, was die Hälfte eines konventionellen Transformators bedeuten würde [2.10].

Die Firma Siemens konzentriert ihre Aktivitäten auf die Entwicklung eines HTSL-Transformators für den Einsatz in Lokomotiven. Der große Vorteil beruht auf dem geringen Volumen und dem erhöhten Wirkungsgrad, da die konventionellen Transformatoren bei dieser Anwendung einen Wirkungsgrad von maximal 94 % erreichen können. Bisher wurde ein 1-MVA-Prototyp entwickelt. Die Kühlung dieser einphasigen Einheit erfolgt mit unterkühltem Stickstoff bei einer Temperatur von 66 K. Der Transformator wurde in einen konventionellen Transformatortank eingebaut und erfolgreich getestet.

3 Merkmale von HTSL-Transformatoren

Die Akzeptanz von HTSL-Transformatoren hängt von vielen Parametern ab. Nicht nur die Wirtschaftlichkeit, sondern auch der Aufbau und der Betrieb eines solchen Transformators spielt dabei eine Rolle. Dies läßt sich zum Teil auf die eher konservative Einstellung vieler Energieversorgungsunternehmen gegenüber neuen Technologien zurückführen. Die Unterschiede zwischen einem konventionellen und einem HTSL-Transformator müssen für den Betreiber so gering wie möglich sein. In Folge dessen muß der HTSL-Transformator nach dem Prinzip einer „Black-Box“ aufgebaut werden.

Die typischen Merkmale von HTSL-Transformatoren sind in erster Linie die Wicklungsmaterialien und das Kühlsystem. Von außen unterscheidet er sich insbesondere dadurch, daß die großen Radiatoren für die Kernkühlung nicht mehr notwendig sein werden und daß eine Kältemaschine zur Aufrechterhaltung der Betriebstemperatur der HTSL-Wicklungen außerhalb des Transformator tanks angebracht wird. Letzteres ist als notwendige Maßnahme erwiesen, um eventuelle Wartungs- oder Reparaturarbeiten an der Kühlmaschine schnell und unkompliziert tätigen zu können. Im Bild 3.1 werden die wichtigsten Teile eines HTSL-Transformators dargestellt. Die Wicklungen sind in einem Kryostaten gefüllt mit flüssigem Stickstoff angebracht. Der Eisenkern wird nicht mit flüssigem Stickstoff gekühlt, da sonst eine große Kälteleistung zur Aufrechterhaltung der Temperatur notwendig wäre.

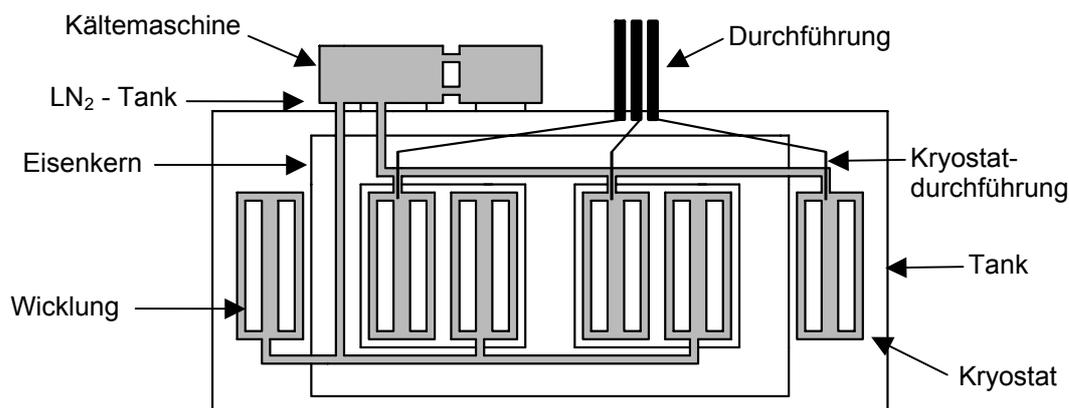


Bild 3.1: Schematischer Aufbau eines HTSL-Transformators mit warmem Kern

In den folgenden Abschnitten werden die Anforderungen an die HTSL-Wicklungen, die Eigenschaften des flüssigen Stickstoffes als elektrisches Isolier- und Kühlmittel,

die Anforderungen an das Kühlsystem und die Kryostatdurchführungen im Detail erläutert.

3.1 Anforderungen an die HTSL-Wicklung

Hohe Stromdichte und geringe Verluste der HTSL-Wicklungsmaterialien sind erforderlich. Die Notwendigkeit einer ausreichenden elektrischen und mechanischen Festigkeit, besonders im Kurzschlußfall, ist verlangt. Im folgenden werden diese Anforderungen zusammengefaßt und analysiert.

3.1.1 HTSL-Materialien für die Wicklungen

Die Unterschiede in den Mechanismen des Stromtransports und der Verusterzeugung in den HTSL-Materialien sind ähnlich wie bei den tieftemperatur-supraleitenden Materialien. Das Magnetfeld dringt in Form quantisierter Flußwirbel in beiden Fällen ein. Diese Flußwirbel müssen durch das Verankern an Inhomogenitäten des Kristallgitters, den Pinningzentren, daran gehindert werden, sich unter dem Angreifen der Lorenzkräfte zu bewegen, und somit den verlustlosen Stromtransport zu ermöglichen. Die besonderen Eigenschaften der HTSL-Materialien folgen aus dem geschichteten kristallinen Aufbau. Die Flußlinien zerfallen in einen Stapel von scheibenförmigen PunktWirbeln, die sich auf den CuO_2 -Ebenen bewegen. Die Folge ist eine starke Anisotropie im elektrischen und magnetischen Verhalten [3.1].

Drei Voraussetzungen müssen erfüllt werden, damit ein Supraleiter seine Fähigkeiten des fast widerstandslosen Stromtransportes beibehalten kann. Das Material muß unter eine kritische Temperatur T_c gekühlt werden, die Stromdichte im Supraleiter darf eine bestimmte kritische Grenze j_c nicht überschreiten, und das magnetische Feld, dem der Supraleiter ausgesetzt wird, darf nicht größer als eine charakteristische kritische Größe H_c werden. Diese Konditionen hängen voneinander ab und bilden den Lebensraum des Supraleiters so wie es im Bild 3.2 gezeigt wird. Wird nur einer der drei Grenzwerte überschritten, geht der Supraleiter in den normalleitenden Zustand über. Dieser Übergang wird auch als „Quenchen“ des Leiters bezeichnet. Diese Eigenschaften erschweren den Einsatz von HTSL-Materialien in Transformatorwicklungen. Die Wicklung ist dem Streufeld des Transformators ausgesetzt. Dieses Feld kann an manchen Stellen bis zu 0,3 Tesla erreichen. Die kritische Strom-

dichte eines HTSL-Leiters nimmt also stark ab, wenn dieser für die Wicklung eingesetzt wird. Es gilt zudem, aufgrund der erwähnten Anisotropie der Materialien, daß diese Abnahme viel stärker ist, wenn das Magnetfeld senkrecht zum Band und damit zur Kristallebene des Supraleiters angelegt wird [3.2].

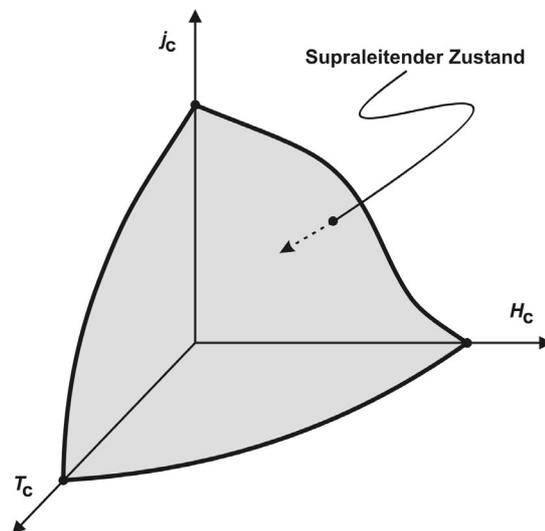


Bild 3.2: Der Lebensraum der Supraleitung

Die für den Transformatorenbau wichtigsten Hochtemperatur-Supraleiter basieren hauptsächlich auf den Verbindungen $\text{Bi}_{2-x}\text{Pb}_x\text{Sr}_2\text{Ca}_2\text{Cu}_3\text{O}_y$ (Bi(2223)) und $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{CaCu}_2\text{O}_y$ (Bi(2212)) mit kritischen Temperaturen von 120 K bzw. 90 K. Aufgrund einer verhältnismäßig guten intergranularen kritischen Stromdichte und handhabbarer mechanischer Eigenschaften, sind diese Materialien am besten für technisch brauchbare Drähte geeignet. Bei einer Betriebstemperatur unter 20 K zeigt die kritische Stromdichte geringe Magnetfeldabhängigkeit, wodurch diese Bänder auch für den Bau von Höchstfeldmagneten attraktiv sind. Jedoch läßt erst der Betrieb bei Stickstoffkühlung die Anwendung in der Energieversorgung ökonomisch interessant werden. Hier muß das äußere Magnetfeld allerdings deutlich unter einem Tesla bleiben. Aufgrund der Anisotropie der Materialien ist die Reduzierung der kritischen Stromdichte viel stärker, wenn das Magnetfeld senkrecht zum Band und damit zur Kristallebene des Supraleiters angelegt wird [3.2]. Aus Bi(2223) und Bi(2212) können heute technisch brauchbare Multifilament-Bänder in Kilometerlängen gefertigt werden. Das Prinzip des Fertigungsverfahrenes basiert auf der Pulver-im-Rohr-Methode [3.3]. Die Filamente werden in eine sogenannte Matrix aus gut leitendem Material (meist Silber) eingebettet, was zur Beherrschung lokaler Störungen vorteilhaft ist.

Das Querschnittsverhältnis von Silber zum supraleitenden Material ist ungefähr vier zu eins. Die Stromdichte in den HTSL-Filamenten erreicht dadurch einen maximalen Wert, der kritische Stromdichte bezeichnet wird. Die Stromdichte, bezogen auf den Gesamtquerschnitt des Bandes, ist dementsprechend ein Viertel der kritischen Stromdichte und wird als Engineering-Stromdichte, j_e , gekennzeichnet.

HTSL-Materialien sind extrem schlechte Normalleiter. Kommt es aufgrund kurzfristiger lokaler Feld-, Temperatur- oder Stromüberhöhungen zu einem Zusammenbruch des supraleitenden Zustandes, so erniedrigt sich die Leitfähigkeit gleich um mehrere Größenordnungen. Kann der Strom auf eine Matrix ausweichen, so hat die Störstelle Zeit, sich zu regenerieren. Andernfalls würde die entstehende Wärmemenge zur Verdampfung des Drahtes führen. Bi(2212) ist als schmelzgegossenes Massivmaterial geeignet, um eine strombegrenzende Fähigkeit im Transformator zu implementieren. Dieses Material wurde schon erfolgreich in mehreren Prototypen von supraleitenden resistiven Strombegrenzern getestet [3.4].

Ein weiterer vielversprechender Supraleiter ist $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-x}$ (Y(123)), der zu der sogenannten zweiten Generation von hochtemperatur-supraleitenden Leitern gehört. Seine kritische Temperatur liegt bei 92 K. Die wichtigsten Erfolge, die mit diesem Material erzielt wurden, liegen im Bereich der Dünnschichtfilm-Herstellung auf verschiedenen Substratmaterialien wie im Bild (3.3) dargestellt ist. Da diese Filme epitaktisch auf das Substrat aufwachsen, sind sie einkristallin und können daher sehr hohe kritische Stromdichten aufweisen. Y(123) neigt weniger zum Flußfließen und erreicht deswegen auch bei angelegten Magnetfeldern höhere kritische Stromdichten. Geht man von dünnen Schichten zu Volumenkörpern über, so sinken die erzielbaren Stromdichten jedoch dramatisch. Bei diesem Material sind die einzelnen kristallinen Körper nämlich nur relativ schwach aneinander gekoppelt. Zur Zeit können aber Drähte oder Bänder nicht hergestellt werden. Die neuesten Erfolge aus den Forschungslaboren machen Hoffnung, daß solche beschichteten Bandleiter in naher Zukunft in großen Längen hergestellt werden können [3.5]. Der Vorteil dieser Drähte gegenüber den Bi-Bändern beruht auf der deutlich höheren Stromdichte in Magnetfeldern bei 77 K und dem Verzicht von Silber als Matrixmaterial. Auf die Eigenschaften der HTSL-Leiter wird ausführlich in Tabelle 3.1 eingegangen.

Zur Zeit wird auch versucht, Multifilamentleiter oder beschichtete Leiter aus Magnesium-Diborid (MgB_2), einen im Jahr 2000 entdeckten metallischen Supraleiter, anzufertigen. Dieses Material hat eine kritische Temperatur von 39 K und gehört nicht zu den Hochtemperatur-Supraleitern. Eine Kühlung mit flüssigem Stickstoff ist zwar nicht möglich, aber die Materialkosten sind deutlich geringer als die anderer Materialien. Die Wirtschaftlichkeit eines supraleitenden Transformators mit MgB_2 -Wicklung wird in dieser Arbeit nicht weiter untersucht, da es bisher nur wenig Erfahrung mit solchen Leitern gibt.

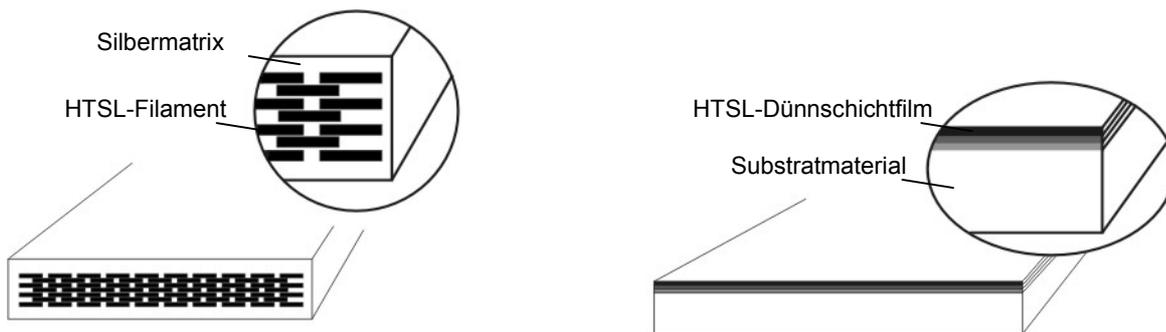


Bild 3.3: Querschnitt von HTSL-Multifilamentleiter und -Dünnschichtfilm

Tabelle 3.1: Typische Eigenschaften von HTSL-Bändern

Material	Leiterart	j_c (0 T, 77 K)	Status	T_c in K	Größe in mm
Bi(2212)	Multifilament	3 kA/cm ²	Produktion in großen Längen	90	∅ 2
Bi(2223)		20 kA/cm ²		110	4,4 x 0,32
Y(123)	Dünnschicht	10 ³ kA/cm ²	Proben in kleinen Mengen	92	4 x 0,1
MgB ₂	-	10 ³ kA/cm ² bei 4,2 K	Entwicklungsprojekte	39	-

3.1.2 Wicklungsaufbau

Für die weiteren Untersuchungen wird in erster Linie der Einsatz von Bi(2223) Bändern zu Grunde gelegt. Die Herstellung von kilometerlangen Leitern sehr guter Qualität favorisiert zur Zeit diesen Leiter für die Anwendung in HTSL-Transformatoren. Besondere Maßnahmen für die mechanische Festigkeit, aber auch für die Isolation, müssen für den Aufbau der Wicklung mit diesem Leiter getroffen werden.

Die wichtigsten im Transformatorenbau verwendeten Wicklungsarten sind die Scheibenwicklung und die Zylinderwicklung. Bei der Scheibenwicklung werden die Primär- und Sekundärwicklungen in zwei oder mehreren abwechselnd aufeinanderfolgenden Scheibenspulen axial übereinander auf den Kern aufgeschoben. Diese Wicklungsart kommt aber wegen des hohen Isolationsaufwandes zwischen der Primär- und Sekundärwicklung und des aufwendigen Herstellungsverfahrens für die HTSL-Wicklungen nicht in Frage. Zylinderwicklungen dagegen besitzen einen einfachen Aufbau. Es wird grundsätzlich zwischen Lagen- und Spulenwicklungen unterschieden. Im erstgenannten Fall liegen die aufeinander folgenden Windungen axial übereinander, während bei Spulenwicklungen eine gewisse Anzahl aufeinanderfolgender Windungen radial nebeneinander liegen und eine Scheibenspule bilden. Ob Lagen- oder Spulenwicklungen für die Ober- oder Unterspannungsseite eines Transformators geeignet sind, hängt von der Anzahl der Windungen, der Stromstärke und der Spannung ab. Lagenwicklungen erstrecken sich hauptsächlich auf Wicklungen mit relativ geringen Windungszahlen bzw. hohen Stromstärken. Spulenwicklungen werden vor allem bei Hochspannungswicklungen mit großen Windungszahlen verwendet.

Die HTSL-Leiter besteht aus mehreren Multifilamentbändern, die parallel geschaltet werden, so daß dadurch hohe Windungsströme realisiert werden können. Dabei muß aber besonders auf die Verluste und eventuelle Stromverdrängungseffekte oder eine nicht homogene Stromverteilung in den Teileitern geachtet werden. Bei dem 500-kVA-Transformator der Kyushu Universität in Japan wurde aus diesem Anlaß eine Windung aus drei parallelen Leitern untersucht und eingesetzt. Jeder dieser Leiter nimmt in der gesamten Länge der Windung abwechselnd alle drei Positionen ein. Es entsteht dadurch eine transponierte Wicklung, oder Röbel-Wicklung genannt, wie im Bild 3.4 gezeigt wird. Die experimentellen Messungen an diesem Leiter haben ergeben, daß durch diese Transponierung eine gleichmäßige Stromverteilung erreicht wird. Die Transponierung erfolgt jeweils nach einem Drittel der Windungslänge. Zusätzlich konnte bestätigt werden, daß keine Erhöhung der Verluste der Leiter durch die Transponierung erfolgte. Nicht transponierte Leiter haben im Gegensatz dazu sechs mal so hohe Verluste als die transponierten Leiter [3.6], wodurch der Fertigungsaufwand einer solchen Windung gerechtfertigt wird. Es ist also ohne weiteres möglich, Multifilamentleiter parallel zu schalten, um die Stromstärke in einer Windung zu erhöhen.

Um eine effiziente Kühlung der Windungen zu erreichen, ist ein direkter Kontakt des flüssigen Stickstoffes mit den Leitern notwendig. Dieser Kontakt kann durch eine kleine Oberfläche erfolgen und ohne weiteres an den Enden der Leiter, die die Wick-

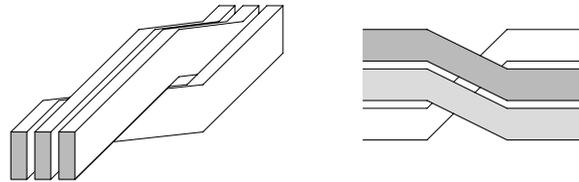


Bild 3.4: Schematischer Aufbau der Windung mit drei parallelen und transponierten Multifilamentleitern [3.6]

lungen formen, stattfinden. Durch geeignete Kühlkanäle in den Abstandshaltern zwischen den Windungen kann eine ausreichende Kühlung erreicht werden. Diese Kanäle sind schematisch im Bild 3.5 dargestellt. Ein axial ausgerichteter Kühlkanal entlang des Wicklungshalters führt den flüssigen Stickstoff weiter in die radial eingebrachten Kühlkanäle und zu den Enden der HTSL-Wicklung. Die Kühlung des gesamten Leiters erfolgt durch natürliche Konvektion. Der flüssige Stickstoff führt dann die durch die Verluste in den HTSL-Windungen entstehende Wärme ab. Die Temperatur vom Stickstoff wird erhöht, und Stickstoffblasen können entstehen. Durch die natürliche Strömung vom Stickstoff in den radialen Kühlkanälen kann es aber nicht zu einem Stau vom gasförmigen Stickstoff kommen.

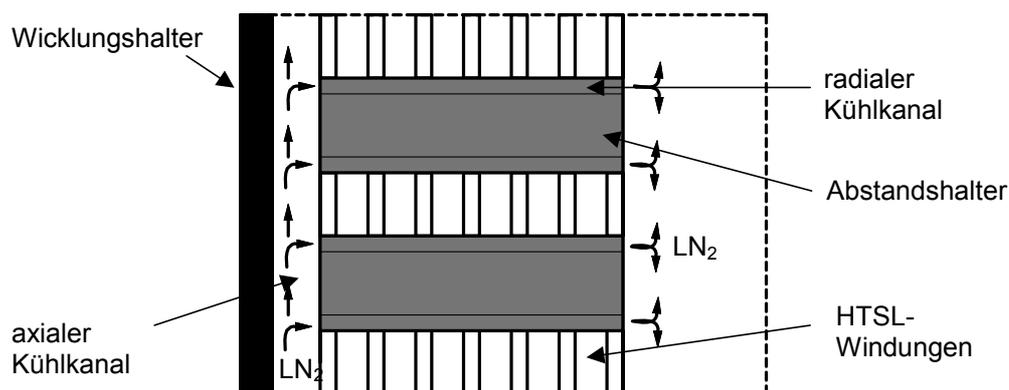


Bild 3.5: Prinzipieller Aufbau einer HTSL-Wicklung mit integrierten Kühlkanälen [3.7]

Für die Wicklungen eines HTSL-Transformators werden, wie bereits erwähnt, hauptsächlich Zylinderwicklungen eingesetzt. Die genaue Ausführung hängt von den Betriebsdaten des Transformators ab. Die hohe Stromdichte der HTSL-Leiter führt trotz

einer größeren Anzahl von Windungen zu mehr kompakten Wicklungen, wodurch besonders die mechanische Festigkeit der HTSL-Wicklung beachtet werden muß.

3.1.2.1 Mechanische Festigkeit

Bi(2223) ist relativ spröde und muß gegen die hohen Kurzschlußstromkräfte, die in einem Transformator auftreten können, geschützt werden. Die in den stromdurchflossenen Wicklungen auftretenden mechanischen Kräfte sind dem Quadrat des Stromes proportional und wachsen bei einem Kurzschluß gewaltig an.

Es wird angenommen, daß beide Spulen, Oberspannungs- und Unterspannungswicklung, als Zylinderwicklung mit derselben Höhe, h , aufgebaut und nicht axial gegeneinander verschoben sind. Der Querschnitt der Spulenseiten ist dann dem Bild 3.6 zu entnehmen, wobei δ die Breite des Streukanals ist. Die Ströme sind in den zwei Wicklungen entgegengesetzt. Betrachten wir die Spulen als starre Körper, so tritt je Längeneinheit des mittleren Windungsumfanges eine radial gerichtete Kraft F_r auf, die den Luftspalt zwischen den Wicklungen zu vergrößern versucht. In der axialen Richtung wirken Druckkräfte auf die Wicklungen ein, F_a .

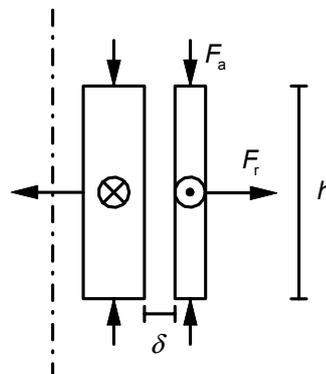


Bild 3.6: Auf die Wicklungen einwirkende radiale und axiale Stromkräfte

Bei einer Formänderungsarbeit dieser Kräfte ist der Betrag gleich der Änderung der magnetischen Energie. Beide Kräfte lassen sich somit bei konstanter Stromstärke und Änderung nur der Energie des Streufeldes wie folgt berechnen:

$$F = \frac{i^2}{2} \cdot \frac{dL_\sigma}{d\ell} \quad (3.1)$$

mit L_σ als die Streuinduktivität. Die radialen Kräfte werden für $d\ell = d\delta$ und die axialen Kräfte für $d\ell = dh$ bestimmt. Die maximalen Kräfte wirken beim Stoßkurzschlußstrom.

Die mechanische Beanspruchung der Wicklungskonstruktion ist bei HTSL-Transformatoren größer aufgrund der deutlich kleineren Dimensionen der Wicklung. Die Kurzschlußkräfte wirken konzentrierter, da der Querschnitt der HTSL-Wicklung kleiner wird. Aufgrund der extrem brüchigen Natur des HTSL-Leiters ist deren Imprägnierung und Kapselung in Epoxydharz notwendig, um die geforderte mechanische Festigkeit zu erreichen. Der Epoxydharz muß thermisch und chemisch kompatibel mit den supraleitenden Materialien sein. Wird aber der HTSL-Transformator mit einer geringeren Streuinduktivität und mit einer zusätzlichen strombegrenzenden Eigenschaft der HTSL-Wicklung gebaut, wodurch der Stoßkurzschlußstrom deutlich reduziert wird, wie im Kap. 5 erläutert wird, so ergibt sich eine deutliche Verbesserung der mechanischen Festigkeit der Wicklung.

3.1.2.2 Elektrische Festigkeit

Die Imprägnierungsmaterialien bilden zusätzlich einen großen Teil des dielektrischen Systems und müssen eine sehr hohe Durchschlagsfeldstärke und geringe dielektrische Verluste aufweisen. Ein geeignetes Material dafür ist glasfaserverstärktes Epoxydharzband, bei dem erst in einem homogenen Feld von 5,9 kV (das entspricht ca. 30 kV/mm im Spalt) Teilentladungen einsetzen [3.8]. Die thermische Leitfähigkeit muß auch ausreichend sein, um die in den Wicklungen entstehende Wärme sowohl im Normalbetrieb als auch im transienten Fall abführen zu können. Letzteres ist besonders kritisch, wenn die HTSL-Wicklung mit einer strombegrenzenden Eigenschaft ausgelegt worden ist, da die Ausbreitung von thermischen Störungen in HTSL-Materialien langsam verläuft.

Für eine bessere elektrische Isolierung der Windungen können auch isolierte Drähte verwendet werden. Grundsätzlich kann man für LN₂-Temperaturen gewöhnliche Formvar- oder Epoxydharzlacke verwenden, oder speziell für Tieftemperaturanwendungen geeignete keramische Isolierschichten mit großer spezifischer Wärme und guter Wärmeleitfähigkeit [3.9]. Lackisolierungen haben den Vorteil, daß die Drähte voneinander isoliert sind und deshalb Stromverdrängungseffekte und Wirbelstrom-

verluste, außer in den Drähten selbst, nicht auftreten können und die Windungsisolierung wesentlich verbessert wird. Die derzeit in Frage kommenden Isolierlacke haben eine Dielektrizitätszahl von maximal 2,5, die in Frage kommenden Lackstärken können mit 0,02 mm angenommen werden [3.10]. Ein homogenes Feld kann bei weiter auseinanderliegenden Drähten einfach dadurch erzwungen werden, daß zwischen der Isolator- und Leiterlage eine leitende und für Kühlzwecke selbstverständlich perforierte Folie zur Potentialsteuerung eingelegt wird. Um zusätzliche Wirbelstromverluste möglichst zu vermeiden, soll diese Folie sehr dünn (z.B. mit Aluminium bedampfte Kunststoffolie) oder als Halbleiter (z.B. Kohlepapier) ausgeführt sein. Folienisolierungen in LN_2 können bei geeignetem Folienmaterial einen Verlustfaktor von einigen 10^{-5} haben, der durch die Reduzierung der dielektrischen Verluste in polaren und unpolaren Kunststoffen mit sinkender Temperatur ermöglicht wird [3.11]. Die Durchschlagsfeldstärke derartiger Isolierungen wird mit etwa 30 kV/mm bei Wechselspannung angegeben [3.12].

Generell bieten Faserstoffe wie Epoxyd, Glasfaser oder Kevlar eine sehr gute elektrische Isolation. Zusätzlich zu der hervorragenden elektrischen Isoliertauglichkeit sind diese Stoffe auch durch ihre hohe spezifische mechanische Festigkeit und Härte und ihre hohe Lebensdauer gekennzeichnet. Dadurch eignen sie sich besonders als feste Isolierstoffe (glasfaserverstärkter Epoxydharz), für Konstruktions- und Stützelemente (Abstandshalter-Glasfaser), für Wicklungskörper (Glasfaser oder Karbonfaser) und für nicht-metallische Kryostate.

3.2 Flüssiger Stickstoff für die elektrische Isolation

Eine zuverlässige Isolation ist unentbehrlich für die erfolgreiche Akzeptanz und den Einsatz von HTSL-Transformatoren. Hohe Spannungen müssen sicher beherrscht werden. Der flüssige Stickstoff ist ein exzellenter Isolierstoff und erfüllt alle wichtigen Voraussetzungen, die notwendig für den Einsatz in HTSL-Applikationen notwendig sind. Er besitzt einen sehr hohen spezifischen Widerstand, hat extrem kleine dielektrische Verluste und weist eine akzeptable dielektrische Festigkeit auf.

In konventionellen Leistungstransformatoren wird ein etabliertes Isolationssystem aus Papier und Öl eingesetzt. Das Öl dient nicht nur als elektrisches Isoliermittel, sondern auch als Kühlmittel für die Wicklungen und den Eisenkern des Transforma-

tors. Die maximale Leistungsdichte und die maximal erreichbare Lebensdauer der elektrischen Isolation werden folglich in konventionellen Leistungstransformatoren von der Temperaturerhöhung des Öls bestimmt. Als Lebensdauer eines Transformators bezeichnet man den Zeitraum, in dem sich bei bestimmungsgemäßem Betrieb die Eigenschaften seines Isoliersystems so weit verschlechtern, daß dadurch die Gefahr eines Schadens entsteht. Der Betrieb bei Temperaturen weit höher als die Auslegungsgrenzen, sogar für kurze Zeitperioden, reduziert die Lebensdauer des Transformators erheblich. Zum Beispiel nimmt die Lebensdauer um 25 % ab, wenn die Betriebstemperatur für die Dauer von nur 100 Tagen um 20°C erhöht wird. Diese 100 Tage entsprechen ungefähr 1 % der gesamten Auslegungslbensdauer eines konventionellen Leistungstransformators von ca. 30 Jahren. Eine Überlastung von konventionellen Leistungstransformatoren über eine längere Zeitdauer ist somit ausgeschlossen.

Die heute als Isolier- und Kühlflüssigkeiten verwendeten Öle, die man als Isolieröle bezeichnet, werden aus dem Destillat geeigneter Erdöle gewonnen. Die Eigenschaften dieser Mineralöle werden detailliert in der DIN VDE 0370 Teil 1 beschrieben. Alternativen dazu sind Silikonöle und synthetische Ester. Alle diese Isolierstoffe haben eine Selbstentzündungstemperatur zwischen 300°C und 450°C. Ihre Spaltgase sind hoch explosiv und besondere Vorkehrungen müssen getroffen werden. Im Gegensatz zum Ester sind Mineralöle zusätzlich umweltschädlich und gefährden das Grund- und Trinkwasser. Eine Wiederaufbereitung vom Mineralöl ist sehr kostenintensiv und in vielen Fällen sogar unmöglich, da das Öl nicht mehr von den anderen Materialien getrennt werden kann.

Die elektrische Isolation eines HTSL-Transformators entspricht grundsätzlich der eines konventionellen Transformators, allerdings mit flüssigem Stickstoff als Kühl- und Isoliermittel anstelle des Öls. Im Bild 3.7 wird ein Trendvergleich der Durchschlagsfestigkeit von LN₂ und Transformatorenöl gemacht [3.13]. Der Einsatz des flüssigen Stickstoffes als Kühlmittel macht ihn automatisch auch zu dem Hauptisoliermaterial des ganzen Transformators. Zusätzlich kann er auch in direkten Kontakt mit den HTSL-Leitern kommen, so daß der flüssige Stickstoff auch zu dem Hauptisoliermaterial der Wicklung wird. Die Möglichkeit, den Eisenkern und die Stromdurchführungen mit gasförmigem Stickstoff zu kühlen, setzt voraus, daß der Leiter außerhalb des Kryostats mit einem festen Material isoliert werden muß. Im gasförmigen Zustand

gehört nämlich Stickstoff dem Paschen-Gesetz, so daß seine Durchschlagsfeldstärke erhöht wird, wenn seine Temperatur reduziert wird.

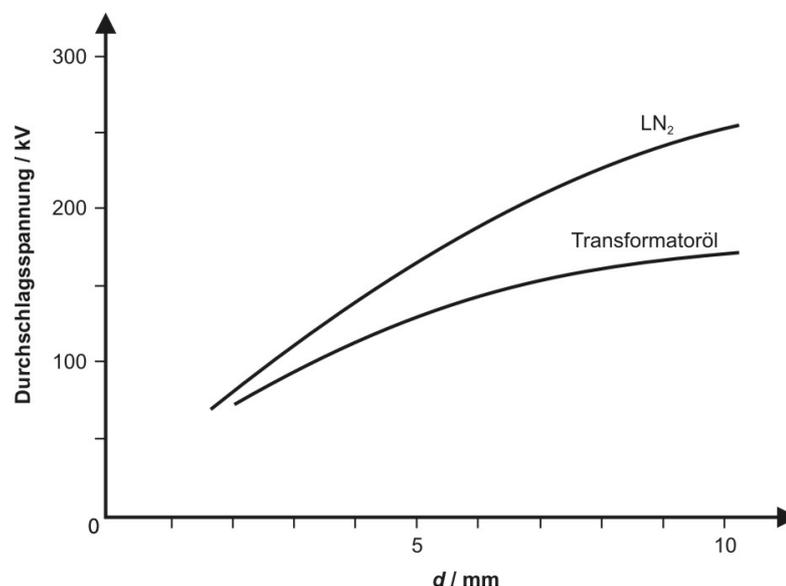


Bild 3.7: Vergleich der Durchschlagsspannung von LN₂ und Transformatoröl [3.13]

Das dielektrische Verhalten wird in dem ganzen System von den Betriebseigenschaften des HTSL-Transformators bestimmt. Die dielektrische Festigkeit ist zusätzlich zu den Elektrodenabständen auch eine Funktion der Fläche und des Volumens. In Abhängigkeit der Auslegung kann es im Transformator zu einer hohen Wärmeerzeugung besonders während eines transienten Vorfalles kommen, die dann Teile des flüssigen Stickstoffes zum Sieden bringt. Es kommt zu einer Blasenbildung. Die Wahrscheinlichkeit eines Durchschlages wird erhöht, da die relative Permittivität des Stickstoffes in den gasförmigen Blasen um mehr als 40 % kleiner ist. Die 50 Hz Durchschlagsfeldstärke des gasförmigen Stickstoffes beträgt 6,4 kV/mm bei 77 K, 1 bar Druck und Elektrodenabständen von über 10 mm. Bei 1/50 Impulsen werden 15 kV/mm erreicht. Somit kann angenommen werden, daß diese Werte relevant für die Isolationskoordination eines HTSL-Transformators sein können, so daß die Isoliereigenschaften vom gemischten Stickstoff, flüssig und gasförmig, den Eigenschaften des gasförmigen Zustandes ähneln. Weitere Untersuchungen sind notwendig, um eine genauere Analyse der Durchschlagsspannung vom flüssigen Stickstoff im gemischten Zustand durchzuführen. Im extremsten Fall muß man bei der Auslegung eines HTSL-Transformators die Isolationsabstände für die Durchschlagsspannung der Stickstoffblasen wählen. Dies würde aber vermutlich zu einer Überdimensionie-

rung der Isolation führen. Die Bildung von Gasen kann verhindert werden, wenn der flüssige Stickstoff unterkühlt wird, was aber mit einem wirtschaftlichen Zusatzaufwand verbunden ist. Die Blasen werden dielektrischen Kräften aufgrund der kleineren Dielektrizitätszahl ausgesetzt. Gleichzeitig werden sie durch die Strömung der Wärme zum oberen Teil des Kryostaten steigen. Es kann zu einer unkontrollierten Verteilung der Stickstoffblasen in den Spalten der Isolierung kommen. Bei der Isolationskoordination muß besonders darauf geachtet werden, daß gasförmige Blasen an der Wicklungsisolierung nicht verharren und größere Gasräume bilden, und es muß dafür gesorgt werden, daß Stickstoffblasen die Regionen mit hoher elektrischer Feldstärke schnell passieren.

Der flüssige Stickstoff ist normalerweise frei von Ladungsträgern. Ableitströme können nur bei ionisierender Strahlung erzeugt werden. Diese Strahlung kann aber durch einen Kryostat abgeschirmt werden. Die relative Dielektrizitätszahl kann direkt von der Clausius-Mossotti Formel berechnet werden. Sie hat einen Wert von $\epsilon_r = 1,44$ bei 77 K. Im Gegensatz zum gasförmigen Stickstoff können bei LN_2 dielektrische Verluste auftreten. Die Größenordnung des dielektrischen Verlustfaktors in Abhängigkeit von der elektrischen Feldstärke kann Bild 3.8 entnommen werden. LN_2 weist eine geringere Dielektrizitätszahl und einen kleineren Verlustfaktor auf. Dies wirkt sich positiv auf die elektrische Alterung durch geringere Bildung von Teilentladungen aus. Die Teilentladungen können eine chemische Zersetzung des flüssigen Stickstoffes hervorrufen, die aber durch die Rückkühlung reversibel ist. Dementsprechend gibt es praktisch keine elektrische oder thermische Alterung des flüssigen Stickstoffes.

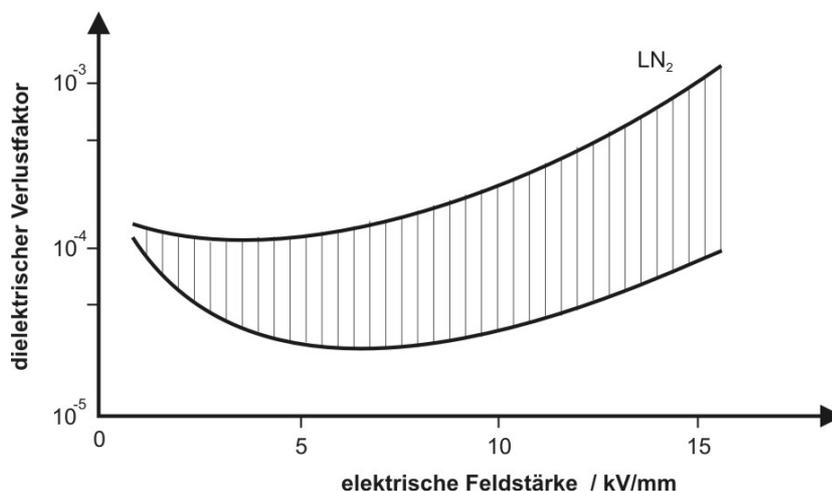


Bild 3.8: Dielektrischer Verlustfaktor vs. elektrische Feldstärke bei 50 Hz [3.15]

Die Wechsellspannungsfestigkeit von flüssigem Stickstoff nimmt, ähnlich wie bei einem Transformatoröl, mit dem Elektrodenabstand weniger als linear zu, große Abstände sollen daher vermieden werden. Außerdem ist noch zu berücksichtigen, daß bei der Verwendung von geeigneten festen Isolierstoffen, deren relative Dielektrizitätszahl in der Größenordnung von $\varepsilon_r = 2,5$ liegen, das elektrische Feld in kleinen Spalten und Hohlräumen um den Faktor 2,5 größer werden kann. Die Überschlagnfestigkeit entlang einer Kunststoffoberfläche (Polyäthylen, Epoxydharz) entspricht bei kurzen Überschlagnstrecken maximal etwa der Hälfte der Wechsellspannungsfestigkeit einer gleich langen Durchschlagnstrecke, bei langen ungesteuerten Überschlagnstrecken können die Verhältnisse aber wesentlich ungünstiger werden [3.16, 3.17]. Weitere Schwachstellen der Isolierung bilden im Entwurf die oberen und unteren Wicklungsenden, da dort größere Stickstoffräume ungesteuert mit hohen Spannungen beansprucht werden. Es müßten analog zu konventionellen Transformatoren noch isolierende Wände zwischen den Lagenenden eingeführt werden.

Der elektrische Durchschlag von LN_2 wurde in homogenen und schwach inhomogenen Feldern zwischen Kugel-Kugel-Elektroden und zwischen Zylinderelektroden [3.12] untersucht. Wesentliche Parameter sind der Elektrodenabstand und der Gasdruck im Kryostat. Die erreichbare Durchschlagnfeldstärke beträgt bei Normaldruck und Abständen von wenigen Millimetern zwischen 15 und 20 kV/mm. Flüssiger Stickstoff ist demnach sehr gut als Isolier- und Kühlmittel geeignet. Die Voraussetzungen einer hohen dielektrischen Festigkeit und einer geforderten thermischen Leitfähigkeit werden erfüllt. Zusätzlich ist Stickstoff inert, nicht korrosiv sowie geruch- und farblos. Im Gegensatz zu den konventionellen flüssigen Isolierstoffen ist Stickstoff nicht brennbar. Weitere Einsparungen können erzielt werden, da keine Feuer-, Explosions- oder Umweltgefährdung durch den Stickstoff bestehen.

3.3 Das Kühlsystem

Die Kühlung mit flüssigen Mitteln ermöglicht, aufgrund der großen Wärmekapazität der Flüssigkeiten, die Absorption großer Wärmemengen bei einer nahezu konstanten Temperatur, die beim isothermen Betrieb durch den Siedepunkt des jeweiligen Kältemittels vorgegeben ist. Damit können bei einem kleinen Volumeneinsatz große Massen abgekühlt werden. Aufgrund der relativ großen räumlichen Ausdehnungen und komplizierten Strukturen im HTSL-Transformator werden die zu kühlenden Wick-

lungen in die Kühlflüssigkeit, LN₂, eingetaucht. Diese sogenannte Badkühlung ist sehr einfach aufgebaut, es erfordert aber einen Kryostat mit einer integrierten Vakuumisolation.

Die Kälteleistung, d.h. die pro Zeiteinheit abführbare Wärmemenge durch den Verdampfungsprozeß einer kryogenen Flüssigkeit, wird durch die latente Verdampfungswärme, $q_s = 199,1$ kJ/kg für LN₂ bei 77 K, bestimmt. Gleichzeitig charakterisiert die Verdampfungswärme die Menge (bezogen auf Volumen und Masse) der durch die Summe der inneren und äußeren Wärmeeinträge verdampfenden Flüssigkeit. Für die Standzeit t und die Verdampfungsrate einer kryogenen Flüssigkeit mit dem Volumen V gilt somit:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{1}{q_s} \cdot \sum_n \frac{dQ_n}{dt} \quad (3.2)$$

Es gibt zwei grundlegende Annäherungen für die Kühlung von HTSL-Transformatoren. Die erste Annäherung bezieht sich auf ein Badabkühlen der Transformatorspulen in flüssigem Stickstoff mit einem offenen Kühlkreislauf wie im Bild 3.9a dargestellt wird. Nach der Absorption der thermischen Energie durch Verdampfung wird das erwärmte Kältemittel aus dem System entfernt. Das aus dem System entlassene Kältemittel muß dann ständig mit Vorräten ergänzt werden. Das Kühlsystem weist keine beweglichen Teile auf, wodurch es sehr zuverlässig ist und sehr geringe Anschaffungskosten hat. Dafür muß aber ein Vorratstank zur Verfügung stehen und ein ständiges Nachfüllen muß gewährleistet werden.

Die zweite Annäherung basiert auf einem geschlossenen Kühlkreislauf. Die erwärmte Stickstoffmenge wird mit Hilfe einer Kältemaschine auf 77 K zurückgekühlt und dem Kühlprozeß wieder zugeführt. Werden zusätzliche supraleitende Betriebsmittel, wie z.B. Generatoren oder Kabel, in unmittelbarer Nähe des HTSL-Transformators eingesetzt, so bringt ein Verflüssiger, der zentral mit allen HTSL-Betriebsmitteln verbunden ist, wirtschaftliche Vorteile für das Gesamtsystem, da der Wirkungsgrad einer Kältemaschine mit der Kühlleistung steigt. Werden aber HTSL-Transformatoren als „stand-alone“-Einheiten eingesetzt, so müssen autarke und geschlossene Kühlsysteme mit zuverlässigen Refrigeratoren eingesetzt werden. Das Kühlsystem besteht dann aus einem geschlossenen Badkryostat mit Rekondensation des verdampfen-

den Stickstoffes am Kaltkopf eines Refrigerators, Bild 3.9b. Um die Gasbildung zu vermeiden, kann mit unterkühltem LN₂ (67 K und 1,3 bar) gearbeitet werden. Der LN₂-Umlauf und die Druckbeaufschlagung erfolgen in einem speziellen Pumpkryostat. In Abhängigkeit von der Kühlleistung, der durchschnittlichen Kühlzeit und den Anschaffungskosten läßt sich entscheiden, ob das Kühlverfahren mit offenem Kühlkreislauf gegenüber den geschlossenen Systemen Vorteile bringt. Für die weiteren Untersuchungen wird die Kühlung über einen Refrigerator angenommen.

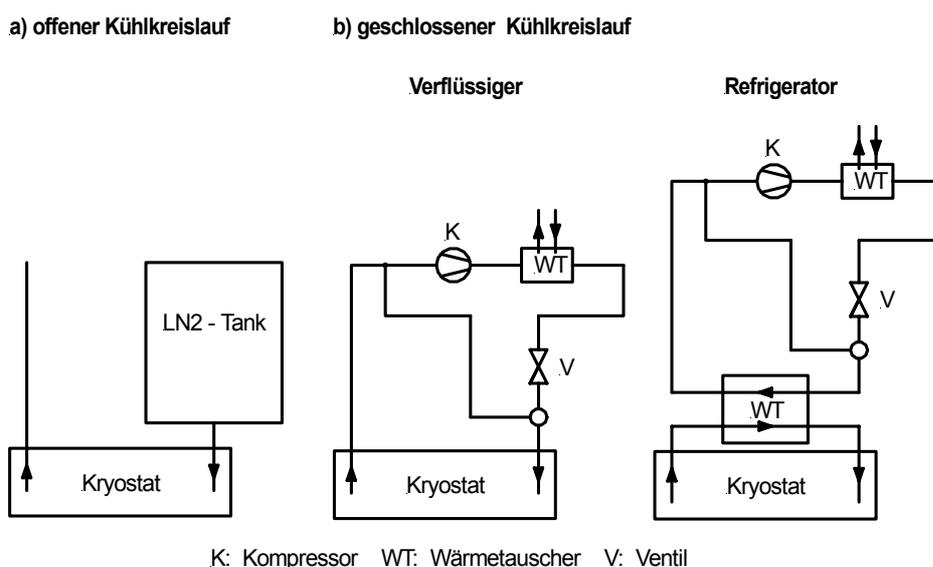


Bild 3.9: Offener und geschlossener Kühlkreislauf

Die Betriebstemperatur des HTSL-Transformators wird durch thermische Isolation der supraleitenden Wicklung von der Umgebung gewährleistet. Die Güte der thermischen Isolation ist von entscheidender Bedeutung. Die Minimierung der Kühlverluste und der damit verbundenen kapitalisierten Verlustkosten erfordern eine effektive Wärmeisolierung. Da aus wirtschaftlichen Gründen nicht das Gesamtsystem eines HTSL-Transformators, bestehend aus dem Kern und den Wicklungen, in einem gemeinsamen Bad eingesetzt wird, sondern nur die Wicklungen konzentrisch im Kryostat stehen, sind Edelstahlkryostate für diese Anwendung nicht geeignet. Das magnetische Wechselfeld würde in den leitenden Kryostatwänden Ströme induzieren und folglich Verluste hervorrufen, so als ob die Wände kurzgeschlossene Windungen wären. Als geeignetes Material für den Kryostat wird glasfaserverstärkter Epoxydharz verwendet. Für die thermische Isolation wird zwischen den Wänden des Kryostats Vakuum benutzt. Die Vorteile einer solchen thermischen Isolation sind ihr einfacher Aufbau, die verringerte Wärmekapazität und die damit verbundenen geringen Ab-

kühlverluste. Die thermische Wärmebelastung der kalten Fläche erfolgt hauptsächlich nur über den Mechanismus der Wärmestrahlung. Die Wärmeeinstrahlung aus der Umgebung wird mit Hilfe einer Anzahl von sehr dünnen, mit Aluminium bedampfte Kunststoffolien im Vakuumraum niedrig gehalten, man spricht hierbei von einer Superisolation.

Um die geforderten Kälteprozesse möglichst wirtschaftlich betreiben zu können, reicht es nicht aus, nur die entsprechenden Isolierungen auszuführen, sondern auch die Probleme des Wärmeübergangs müssen konstruktiv beherrscht werden. Die konstruktive Lösung einer Wicklungskühlung erfordert die Ausführung von Abstützungen, Aufhängungen und Durchführungen sowohl innerhalb als auch außerhalb des Kryostaten. Über diese Bauteile und über die in der Isolierung des Gefäßes vorhandenen Restgase wird sich nach dem Mechanismus der Festkörperwärmeleitung ein Wärmeaustausch mit der Kryostatumgebung einstellen.

3.3.1 Die Kältemaschine

Da die Leistung proportional zum Volumen der Kältemaschine und die Verluste proportional zu ihrer Kühlfläche sind, würde man Großeinheiten favorisieren. Dies würde zu großen zentralen Einheiten führen. Um die Anschaffungskosten zu reduzieren, ist ein modularer Aufbau der Kältemaschine von größter Bedeutung. Die erforderliche Kühlleistung sollte dann durch das Zusammenschließen von mehreren Moduleinheiten erfolgen werden. Das Kryosystem besteht in allen Fällen aus einem oder mehreren Kryostaten und Refrigeratoren und muß von Anfang an in die Entwicklung von HTSL-Betriebsmitteln mit einbezogen werden.

Die entscheidende Komponente ist dabei der Refrigerator, an den für den Serieneinsatz hohe Anforderungen hinsichtlich Zuverlässigkeit und Wirtschaftlichkeit gestellt werden. Ein Blockdiagramm eines typischen Refrigerators ist im Bild 3.10 dargestellt. Im Kryostat des HTSL-Transformators entsteht Wärme durch die Verluste in den Wicklungen und den Durchführungen, durch Wärmeeinstrahlung und durch Wärmeleitung, die abgeführt werden muß, so daß eine konstante Arbeitstemperatur T_0 eingestellt werden kann. Diese Wärme gelingt durch Flüssigkeitskonvektion zu dem Kühlkopf des Refrigerators. Dies wird durch eine kleine Temperaturdifferenz zwischen dem kalten Kühlkopf und der wärmeren Teile im Kryostat ermöglicht. Das Ar-

beitsmedium des Refrigerators, meistens Helium, absorbiert diese Wärme und fließt über einen Wärmetauscher ab, wobei seine Temperatur durch den Wärmetausch mit dem gegenströmenden Heliumgas steigt. Danach wird das Fluid in einem Kompressor durch Verrichtung von externer Arbeit komprimiert und seine Temperatur steigt weiter an. Als nächstes fließt das Fluid zu einem Wärmetauscher, wo die Kompressionsenergie an die Umgebung mit einer Temperatur T_1 abgeleitet wird. Im folgenden Schritt wird das Arbeitsmedium im ersten genannten Wärmetauscher weiter abgekühlt und danach expandiert, um weitere Energie abführen zu können.

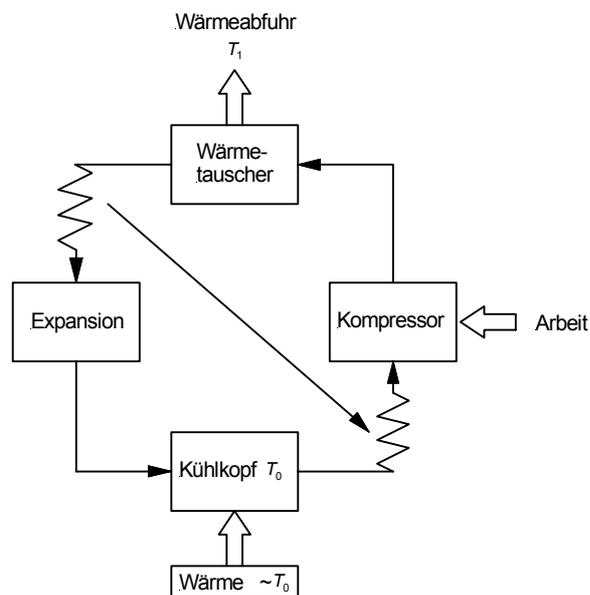


Bild 3.10: Blockdiagramm eines typischen Refrigerators

Für den Einsatz von solchen Refrigeratoren ist unbedingt die Erfassung der Kapital- und Betriebskosten notwendig. Die Betriebskosten hängen direkt von dem thermodynamischen Wirkungsgrad der Kältemaschine η_R ab. Die Wärmemenge Q_{ab} , die auf niederem Temperaturniveau T_0 dem System entzogen wird und auf ein höheres Temperaturniveau T_1 transformiert wird, im Verhältnis zu der dazu aufzuwendenden Arbeit W_{zu} , definiert nach Gl. (3.3) den thermodynamischen Wirkungsgrad:

$$\eta_R = \frac{Q_{ab}}{W_{zu}} \quad (3.3)$$

Dieser Wirkungsgrad kann nach den Regeln der Thermodynamik nicht größer als der Wirkungsgrad des Carnot-Prozesses, η_C , werden:

$$\eta_c = \frac{T_0}{T_1 - T_0} = \frac{77\text{K}}{300\text{K} - 77\text{K}} = 0,35 \geq \eta_R \quad (3.4)$$

Refrigeratoren erreichen heutzutage ungefähr 10 % bis 30 % des Carnot-Wirkungsgrades. Hauptsächlich sind Verluste im Kompressor und in den Wärmetauschern die Ursache. Der Kehrwert des Wirkungsgrades besagt, wieviel Watt in Umgebungstemperatur benötigt werden, um ein Watt bei der Arbeitstemperatur T_0 zu kühlen.

Tabelle 3.2: Erforderliche Leistung für die Kühlung von einem Watt bei T_0

Arbeitstemperatur T_0	Theoretischer Wert $\frac{1}{\eta_c}$ von Carnot	Typischer Wert $\frac{1}{\eta_r}$ von großen Refrigeratoren
100 K	2,00 W	~ 7-20 W
77 K	2,90 W	~ 10-30 W
50 K	5,00 W	~ 17-50 W
40 K	6,50 W	~ 22-65 W
30 K	9,00 W	~ 30-90 W
20 K	14,00 W	~ 47-140 W

Die wirtschaftlichen Vorteile der Stickstoffkühlung werden durch die Tabelle 3.2 ersichtlich. Bei 77 K und einem erreichten Wirkungsgrad von 30 % von Carnot sind nur 10 W notwendig, um ein Watt Wärme zu kühlen, wobei im Gegensatz dazu bei 20 K ungefähr das fünffache an Leistung zur Verfügung gestellt werden müßte.

Mehrere Studien über HTSL-Transformatoren zeigen auf, daß die Verluste bei einer Arbeitstemperatur von 77 K mehrere hundert Watt betragen werden. Dies bedeutet, daß die Refrigeratoren eine Kühlkapazität von mehreren Tausend Watt haben sollten. Solche Refrigeratoren gibt es bereits. Sie basieren entweder auf dem Stirling- oder dem Gifford-McMahon-Verfahren und erreichen einen Wirkungsgrad bis zu 20 % von Carnot [3.18]. Abgeleitet aus den Betriebserfahrungen und den Lebenszyklen für konventionelle Betriebsmittel der Elektrotechnik lassen sich für die Refrigeratoren bestimmte Mindestanforderungen ableiten, Tabelle 3.3. Die wichtigsten Bewertungskriterien sind dabei Zuverlässigkeit, Wirkungsgrad, Betriebskosten, Wartung und Serienpreis.

Tabelle 3.3: Anforderungen an Refrigeratoren

Kälteleistung	300 – 1000 W
Wirkungsgrad bei 77 K	10% (30% von Carnot bei 77K)
Ausfallüberwachung	Fehlerdiagnose mit Vorankündigung
Lebensdauer	30 Jahre
Wartungsintervalle	> 3 Jahre
Kosten €/W	30% des heutigen Preises von ungefähr 100 €/W

In den letzten 10 Jahren war die am weitesten verbreitete Anwendung von Refrigeratoren die Kryopumpe (ca. 20.000 Stück/Jahr) bei der Halbleiterherstellung [3.19]. Diese Kryopumpen erfordern ein paar Watt Kälteleistung bei 15 K, um einen Kohleabsorber zu kühlen, und ein paar Watt bei 80 K, um hauptsächlich Wasserdampf zu "kryopumpen". Für diese Kryopumpen wurden überwiegend zweistufige Gifford-McMahon-Refrigeratoren (GM) eingesetzt. In den letzten Jahren wurde der sich bewegende Verdrängerkolben im GM aufgrund der Vibrationsübertragung zunehmend ein Problem bei der Halbleiterherstellung, da die Linienabstände immer kleiner wurden. Das gleiche Problem mit dem sich bewegenden Verdränger haben auch die Stirling-Refrigeratoren. Er ist die Ursache für die Vibrationen, hat eine kurze Lebensdauer (Dichtung) und trägt zur axialen Wärmeeinleitung bei. Bei einem Pulsrohrkühler (PTR) gibt es keinen mechanischen Verdränger. Die richtige Bewegung des Arbeitsgases in Phase mit dem Druck wird durch eine Drossel und einen Druckgaspeicher erreicht, in dem das Gas während einer halben Periode gespeichert wird. Weltweit werden heute an Universitäten und bei den verschiedenen Refrigerator-Herstellern ein- und zweistufige Pulsrohrkühler in den verschiedensten Varianten untersucht. Nur wenige PTR kleiner Leistung sind bisher auf dem Markt erhältlich. Eine Weiterentwicklung dieser Kryokühler und besonders die Erhöhung deren Kapazität muß parallel mit der Entwicklung von HTSL-Betriebsmitteln für die Energieversorgung vorangetrieben werden.

Ein Vergleich der Refrigeratoren mit einem Pulsrohrkryokühler ist in Tabelle 3.4 dargestellt. Das Pulsrohr wird durch einen Linear-Kompressor angetrieben, der die erforderliche Druckoszillation direkt am Pulsrohr erzeugt und dadurch keine Ventilsteuerung benötigt. Die irreversiblen Verluste an den Ventilen fallen dadurch weg, so daß höhere Wirkungsgrade erreicht werden können als beim GM-Typ mit Ventilsteuerung. Auf Grund der wenigen beweglichen Teile erhöht sich die Zuverlässig-

keit und Lebensdauer. Die fehlende Ölschmierung erlaubt lange Wartungsintervalle. Das Kostensenkungspotential wird bestimmt durch die zukünftige Entwicklung des Linear-Kompressors und ist zur Zeit noch nicht bekannt. Es gibt nur sehr wenige Hersteller dieser Kompressoren und die Kälteleistung liegt weit unterhalb der für die Kühlung eines HTSL-Transformators benötigten Leistung. Die Ausführung eines Refrigerators mit Pulstube und Linear-Kompressorantrieb war bisher im höheren Leistungsbereich nicht bekannt. Vor kurzem wurde jedoch genau diese Kombination als Prototyp für verschiedene Kälteleistungen bei 77 K angeboten worden [3.20].

Tabelle 3.4: Vergleich von Refrigeratoren mit hoher Kälteleistung

Typ	GM	Stirling	PTR
Hersteller	Cryomech	SCR	Cryomech
Kälteleistung bei 77 K in W	290	1000	60
Leistungsaufnahme in W	7.000	11.000	3.000
Wirkungsgrad in %	4,8	9	2
Carnot-Wirkungsgrad in %	14	26	6
Invest. Kosten in € für Einzelstück	28.100	76.700	17.100
Kosten/Kälteleistung in €/W	83	77	285
Kosten/Leistungsaufnahme in €/W	4.020	6.970	5.710

3.4 Aufbau der Stromzuführungen

Eine Kryo-Hochspannungsdurchführung hat die Aufgabe, eine hohe elektrische Spannung in ein Tieftemperaturgebiet zu leiten. Für ihre kryogene Ausleitung muß dafür durch Verwendung geeigneter Werkstoffe und durch konstruktive Maßnahmen ein mechanisches Wohlergehen erreicht werden. Da sie ferner die thermische Isolierung des Tieftemperaturgebietes notwendigerweise durchbricht, ruft sie eine unerwünschte Wärmebelastung hervor, die ebenfalls durch Werkstoffauswahl und konstruktive Maßnahmen gering zu halten ist.

Stromzuführungen werden eingesetzt, um den Strom in die supraleitenden Wicklungen zu übertragen. Sie wurden in verschiedenen Ausführungen in Verbindung mit supraleitenden Kabeln entwickelt worden. Bei Transformatoren sind diese Durchfüh-

rungen im Prinzip ähnlich, es müssen daher keine neuen Konzepte erarbeitet werden.

Generell ist es sehr wichtig für die Wirtschaftlichkeit eines HTSL-Transformators, die Wärmeleitung in den Wicklungskryostaten zu reduzieren. Ein signifikanter Anteil dieser Wärmeleitung findet an den Durchführungen statt. Hochtemperatur-Supraleiter sind aufgrund ihrer kleinen thermischen Leitfähigkeit und hohen Stromleitfähigkeit für Stromdurchführungen geeignet.

Die Stromdurchführungen eines HTSL-Transformators bestehen aus einer Zuleitung zwischen der inneren und der äußeren Umgebung des Kryostaten, einem Übergangskontakt, der die Zuleitung mit der HTSL-Wicklung verbindet und dem Isolator für die elektrische und thermische Isolation, wie im Bild 3.11 gezeigt wird. Die elektrische Steuerung der Durchführung befindet sich im Raumtemperaturbereich. Dadurch kann ein SF₆-imprägniertes PE-Foliendielektrikum mit kapazitiv gesteuerten Metallfolieneinlagen verwendet werden [3.21]. Ihr Einsatzbereich ist durch die elektrische Festigkeit der Isolatoroberfläche im unteren Teil beschränkt und hängt vom Stickstoffgasdruck im Kryostat ab.

Im allgemeinen hängt eine „Wärmeleckstelle“ vom Querschnitt des thermischen Leiters ab. Bei der Durchführung nach Bild 3.11 befindet sich der thermische Leiter genau wie der ohmsche Leiter mehr oder weniger in Raumtemperatur. Dieser leitet demnach nicht nur die Wärme in die Tieftemperaturregion weiter, sondern ist selber eine Wärmequelle, da er aus Kupfer besteht und die darin entstehende ohmsche Verluste in Wärme umwandelt. Um die Größenordnung dieser beiden Effekte des Kupferleiters in einer Durchführung zu bestimmen, wird einfach angenommen, daß die elektrische Stromführung und der Temperaturgradient parallel zu der Längsachse des Kupferleiters mit einem konstanten Querschnitt verlaufen. Von der technoökonomischen Seite ist diese Annahme eine „worst-case“-Betrachtung, weil die ganze thermische Energie von der Tieftemperaturregion entfernt wird, was maximale Anforderungen an die Kältemaschine darstellt.

Die Kältemaschine muß die Wärme $Q_{th, Durch}$, die über die Durchführungen durch Wärmeleitung in den Kryostat gelangt, abführen können, auch wenn kein Strom fließt. Die dafür benötigte Arbeit der Kältemaschine fällt ständig an und ist für die spätere

Gesamtverlustuntersuchung des HTSL-Transformators unter den Leerlaufverlusten einzuordnen. Die Wärmemenge, die in den Kryostat gelangt, hängt von der Tempera-

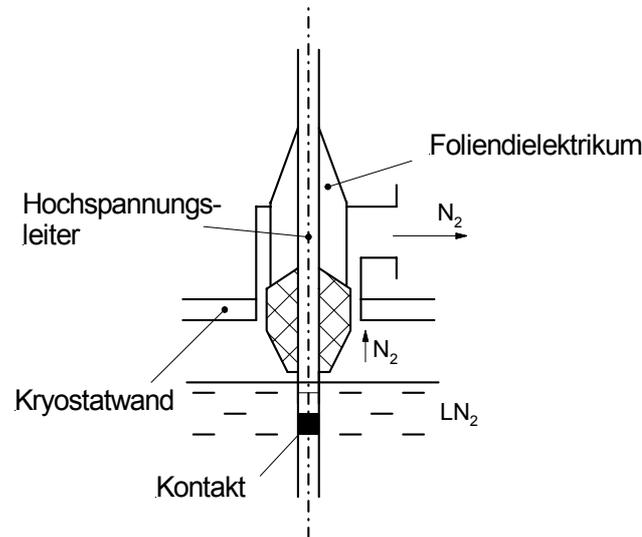


Bild 3.11: Prinzipieller Aufbau einer Stromdurchführung

tur an den beiden Enden der Durchführung, T_0 und T_1 ab. Sie hängt zusätzlich von der thermischen Leitfähigkeit λ_{Cu} des Durchführungsmaterials, hier Kupfer, ab. Die thermische Leitfähigkeit ist aber eine Funktion der Temperatur und lässt sich über eine Integralrechnung nach Gl. (3.3) bestimmen.

$$\lambda_{Cu} = \int_{T_0}^{T_1} \lambda_{Cu}(T) dT \quad (3.5)$$

Der Wärmefluß durch Wärmeleitung in der Durchführung mit konstantem Querschnitt A_D und einer Länge ℓ_D ist dann:

$$\frac{dQ_{th, Durch}}{dt} = \frac{A_D}{\ell_D} \cdot (T_1 - T_0) \cdot \int_{T_0}^{T_1} \lambda_{Cu}(T) dT \quad (3.6)$$

Fließt jetzt ein Strom I durch die Durchführung, so entstehen ohmsche Verluste in Form von Wärme $Q_{k, Durch}$. Der spezifische Widerstand hängt ebenso von der Temperatur ab, und somit lässt sich die Leistung in der Durchführung nach Gl. (3.7) berechnen:

$$\frac{dQ_{k, \text{Durch}}}{dt} = I^2 \cdot \frac{\ell_D}{A_D} \cdot \int_{T_0}^{T_1} \rho_{\text{Cu}}(T) dT \quad (3.7)$$

Der gesamte Wärmefluß $\dot{Q}_{g, \text{Durch}}$ durch die Durchführung in den Kryostat berechnet sich als die Summe der beiden Ergebnisse aus den Gl. (3.6) und Gl. (3.7). Bezogen auf die Stromstärke durch die Durchführung ergibt sich dann:

$$\frac{\dot{Q}_{g, \text{Durch}}}{I} = \int_{T_0}^{T_1} \rho_{\text{Cu}}(T) dT \cdot \left[\frac{(T_1 - T_0)}{j \cdot \ell_D} \cdot \frac{\int_{T_0}^{T_1} \lambda_{\text{Cu}}(T) dT}{\int_{T_0}^{T_1} \rho_{\text{Cu}}(T) dT} + j \cdot \ell_D \right] \quad (3.8)$$

wobei j die Stromdichte ist. Aus dieser Beziehung wird ersichtlich, daß bei der Entwicklung von verlustarmen Durchführungen für HTSL-Transformatoren das Produkt aus Stromdichte und Länge der Durchführung die entscheidende Größe ist. Die gesamte Wärme $Q_{g, \text{Durch}}$ nimmt ihren minimalen Wert, wenn es gilt:

$$j \cdot \ell_D = \sqrt{(T_1 - T_0) \cdot \frac{\int_{T_0}^{T_1} \lambda_{\text{Cu}}(T) dT}{\int_{T_0}^{T_1} \rho_{\text{Cu}}(T) dT}} \quad (3.9)$$

Somit läßt sich der kleinst mögliche Wärmefluß zu der Tieftemperaturregion bestimmen:

$$\frac{\dot{Q}_{g, \text{Durch}}}{I} = 2 \cdot \sqrt{(T_1 - T_0) \cdot \int_{T_0}^{T_1} \lambda_{\text{Cu}}(T) dT \cdot \int_{T_0}^{T_1} \rho_{\text{Cu}}(T) dT} \quad (3.10)$$

Basierend auf den Eigenschaften von reinem Kupfer [3.22] erhält man aus Gl. (3.10) einen Wert von 41 W/kA bei $T_0 = 77$ K und $T_1 = 300$ K. Bei sechs Durchführungen, einer typischen Nennleistung eines HTSL-Transformators von 40 MVA und einem Übersetzungsverhältnis von 110 kV / 20 kV wäre dann im Idealfall die in den Kryostaten geführte Wärme über die sechs Ober- und Unterspannungsdurchführungen

gleich 310 W. Diese Verlustleistung muß aber durch die Aufwendung von Kühlleistung aus dem Kryostat abgeführt werden.

Die elektrischen Verluste der Stromzuführungen steigen mit zunehmendem Strom. Die Wärmeleitungsverluste nehmen dagegen mit zunehmendem Strom ab. Die Temperatur im Inneren der Stromzuführung wächst mit zunehmenden elektrischen Verlusten an und erreicht schließlich die Außentemperatur. Damit erfolgt keine Wärmeeinleitung von Außen in das LN₂-Bad. Für verlustoptimierte Stromzuführungen tritt dies genau bei Nennstrom auf. Für höhere Ströme übersteigt die Temperatur der Stromzuführung die Außentemperatur. Ein Teil der ohmschen Verluste der Stromzuführungen wird dann sogar nach außen hin abgeführt. Dadurch sind die auf das LN₂-Bad wirksamen Gesamtverluste der Stromzuführungen niedriger als die elektrisch erzeugten ohmschen Verluste.

4 Verluste von HTSL-Transformatoren

Transformatoren wandeln elektrische Energie in elektrische Energie mit anderen Strom- und Spannungswerten um. Bei diesem Energieumwandlungsprozeß gibt es jedoch Verluste, die einen erheblichen Anteil der Energieverluste in der gesamten Kette der Energieübertragung und -verteilung ausmachen. Die Transformatorverluste setzen sich aus den lastabhängigen Wicklungsverlusten sowie den spannungs- und frequenzabhängigen Ummagnetisierungs- oder Eisenverlusten im Eisenkern zusammen. Außerdem treten Zusatzverluste auf, die als Wirbelstromverluste in den nicht zum magnetischen Kreis gehörenden Bauteilen (z.B. Transformatorgehäuse) und als dielektrische Verluste (z.B. in der Wicklungsisolierung) entstehen.

In supraleitenden Transformatoren ist die Aufteilung der Verluste ähnlich. Der wesentliche Unterschied besteht in den Verlusten der HTSL-Wicklung, die sehr schwer mit analytischen Methoden zu berechnen sind. Im Kapitel 4.1 werden zuerst die Verluste von HTSL-Leitern nach dem Model des kritischen Zustandes von Bean [4.1] berechnet. Danach werden im Kapitel 4.2 die gewonnen Ergebnisse modifiziert, um die Verluste in den HTSL-Wicklungen bestimmen zu können. Dabei spielt die genaue Vorhersage des magnetischen Streufeldes eine entscheidende Rolle, so daß im Kapitel 6 die Finite Elemente Methode angewandt wird, um die Ortsabhängigkeit des Feldes in Betrag und Richtung zu ermitteln. Mit den gewonnen Ergebnissen ist dann eine qualitative Abschätzung der Wicklungsverluste in HTSL-Transformatoren möglich.

Am Ende dieses Kapitels werden die zusätzlichen Verluste aufgestellt und berechnet. Für die Auslegung von HTSL-Transformatoren sind diese Kenntnisse notwendig, um eine Optimierung durchführen zu können.

4.1 Verluste in HTSL-Multifilamentleitern

Dieses Kapitel gibt einen Überblick über die gesamten Verluste in einem Supraleiter, auch AC-Verluste genannt. Es wird besonders auf die Aspekte fokussiert, die für die Berechnung der AC-Verluste von Multifilamentleitern angewendet werden. Durch die aus Stabilitätsgründen notwendige feine Aufteilung eines Supraleiters in viele extrem dünne Filamente, die in einer normalleitenden Matrix eingebettet sind, kommen im Wechselfeld zu den Hystereseverlusten noch weitere Verluste hinzu, die durch die

Wechselwirkung der Leiterkomponenten und durch gewöhnliche Wirbelströme verursacht werden. Wegen der komplizierten Leitergeometrie und der auch meist nicht genau definierten Verhältnisse an den Grenzflächen zwischen den Filamenten und dem Matrixmaterial ist eine genaue Berechnung der Verluste praktisch unmöglich. Aus der Literatur sind eine Reihe von analytischen und numerischen Berechnungsmethoden bekannt, die jeweils meist nur für bestimmte Bedingungen zu Näherungslösungen führen [4.2]. Hier werden nur einige der wichtigsten Ergebnisse einer einfachen und anschaulichen Theorie wiedergegeben, die auf der Vorstellung des Multifilamentleiters als homogenes, aber anisotropes Medium beruhen. Auf kompliziertere Leiterstrukturen wie geflochtene oder zu Kabeln geschlagene Multifilamentleiter wird hier nicht eingegangen, dazu sei auf die entsprechende Literatur verwiesen [4.3-4.5].

Die AC-Verluste werden durch die Transportstromverluste oder Eigenfeldverluste und durch die Magnetisierungsverluste oder Fremdfeldverluste bestimmt. Die Eigenfeldverluste entstehen, wenn ein Wechselstrom in dem Leiter fließt, und die Fremdfeldverluste, wenn der Leiter einem magnetischen Wechselfeld ausgesetzt wird, auch wenn er keinen Strom führt. Beide Ursachen werden erst einmal getrennt voneinander betrachtet.

Für die Berechnung dieser Verluste wird das Modell des kritischen Zustandes von Bean zu Grunde gelegt, das die Stromverteilung in einem Supraleiter beschreibt. Die Hauptprämisse dieser Theorie basiert darauf, daß es eine begrenzende kritische Stromdichte gibt, die ein Supraleiter maximal führen kann, und jedes Feld, wie klein es auch immer sein mag, einen lokalen Strom induziert, der dort mit genau dieser kritischen Stromdichte fließt. Für einen zylinderförmigen Supraleiter, der sich in einem magnetischen Wechselfeld senkrecht zur Leiterachse befindet, werden Ströme induziert, die eine innere Region von diesem Feld abschirmen. Diese Schirmströme fließen im äußeren Rand des Leiters, um eine möglichst große Schirmwirkung zu erzielen. Die Stromdichte kann die kritische Stromdichte nicht überschreiten. Bei einer Erhöhung des magnetischen Feldes werden somit diese Schirmströme in das Leiterinnere vordringen. Bei hohen Feldamplituden überfluten diese Ströme den ganzen Querschnitt und der Leiter ist völlig gesättigt. Dadurch, daß das magnetische Feld in einem Transformator ein Wechselfeld ist, werden sowohl die Schirmströme als auch das Feld schichtweise in den Leiter ein- und wieder ausdringen. Dabei entstehen hystereseartige Verluste.

4.1.1 Transportstromverluste in HTSL-Multifilamentleitern

Wenn ein Supraleiter einen Wechselstrom führt, entstehen Transportstromverluste, auch Eigenfeldverluste genannt. Der Wechselstrom erzeugt ein magnetisches Eigenfeld um den Leiter. Die wichtigste Auswirkung dieses Feldes ist die Stromverdrängung in eine Schicht am Rand des Leiters, ähnlich wie beim klassischen Skin-Effekt. Während einer Periode dringt dieses Eigenfeld in den Leiter ein und verursacht folglich hystereseartige Verluste. Wenn die Amplitude des Transportstromes nicht den kritischen Strom überschreitet, erreicht das Eigenfeld nicht die Mitte des Leiters. In einem Multifilamentleiter werden also die äußeren Filamente vollständig mit Transportstrom der kritischen Stromdichte gesättigt sein, während die Filamente im Leiterinneren stromlos bleiben.

In einem Leiter mit einer elliptischen Transportstromverteilung werden die spezifischen Eigenfeldverluste pro Periode und Volumen, q_{sf} , nach Norris [4.6] unter der Annahme berechnet, daß die kritische Stromdichte j_c unabhängig vom Eigenfeld ist:

$$q_{sf} = \frac{\mu_0 j_c}{\pi} \left[(1-i) \ln(1-i) + (2-i) \frac{i}{2} \right] \quad \text{in } \text{J/m}^3 \quad (4.1)$$

wobei $i = \frac{\hat{i}_t}{j_c}$ die normierte Transportstromamplitude ist.

Die durchschnittliche, längenbezogene Verlustleistung im Eigenfeld ergibt sich dann annähernd für einen Multifilamentleiter durch Multiplikation von Gl. (4.1) mit der Frequenz f , der Gesamtquerschnittsfläche $w_t \cdot t_t$ und dem Füllfaktor φ_t :

$$P'_{sf} = \varphi_t \cdot w_t \cdot t_t \cdot f \cdot q_{sf} = \frac{\mu_0 \cdot f (\varphi_t \cdot w_t \cdot t_t \cdot j_c)^2}{\pi} \left[(1-i) \ln(1-i) + (2-i) \frac{i}{2} \right] \quad \text{in } \text{W/m} \quad (4.2)$$

Die Ergebnisse von Gl. (4.2) gelten nur, wenn $i \leq 1$ ist. Für $i > 1$ geht der Supraleiter in den normalleitenden Zustand über. Der dimensionslose Teil der Funktion kann mit $i^{3.4}$ approximiert werden. Im Bild 4.1 wird die Verlustleistung von einem Multifilamentleiter für unterschiedliche Belastungen abgebildet.

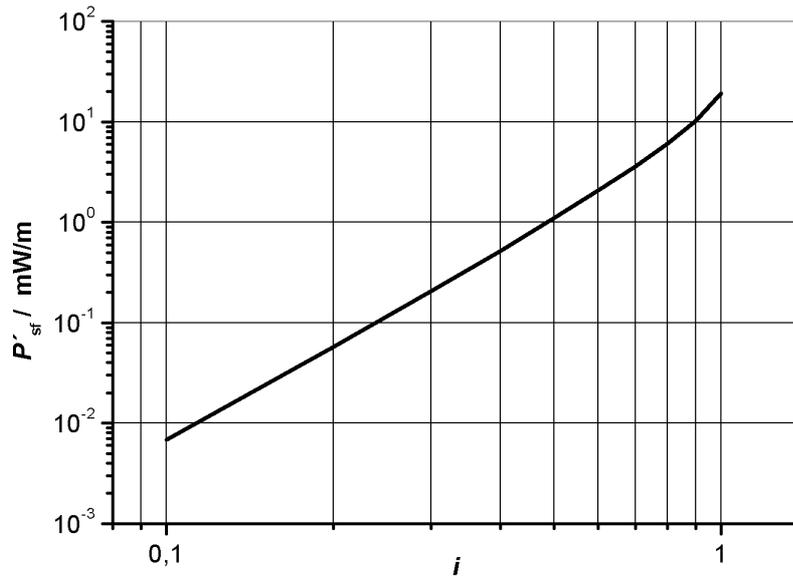


Bild 4.1: Berechnete, längenbezogene Eigenfeldverlustleistung eines Bi2223-Multifilamentleiters bei 77 K

4.1.2 Magnetisierungsverluste in HTSL-Multifilamentleitern

Wird ein Supraleiter einem magnetischen Wechselfeld ausgesetzt, dann werden im Leiterinneren Schirmströme induziert, die einen Teil des Leiters vom Magnetfeld abschirmen, wie im Bild 4.2 gezeigt wird.

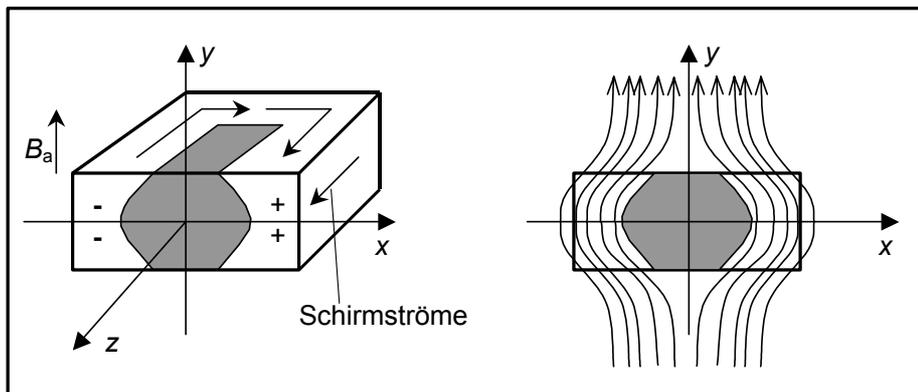


Bild 4.2: Querschnitt eines Supraleiters in einem externen, magnetischen Wechselfeld [4.9]

Diese Schirmströme regeln die Magnetfeldverteilung in dem Supraleiter. Sie werden in drei Arten aufgeteilt. Fließen sie ausschließlich innerhalb eines Filamentes, dann verursachen sie Verluste aus Filamenthysterese. Wenn die Filamente dann von diesen Schirmströmen gesättigt werden, fangen die Schirmströme an, zusätzlich von einem Filament zum anderen zu fließen. Diese Ströme werden Kopplungsströme

bezeichnet. Sie fließen sowohl über die supraleitenden Filamente als auch über die normalleitende Matrix. Es entstehen zusätzliche Verluste, die aus gekoppelten Hystereseverlusten und gekoppelten Wirbelstromverlusten in der normalleitenden Matrix bestehen. Je nach Sättigungszustand ist nur ein Teil dieser Kopplungsverluste zu berücksichtigen [4.1]. Schließlich gibt es noch induzierte Wirbelströme, die nur in der Leitermatrix bzw. in der Leiterhülle fließen und dort konventionelle Wirbelstromverluste verursachen.

Für die weiteren Untersuchungen wird ein HTSL-Multifilamentleiter aus Bi(2223) zugrunde gelegt. Bei solchen Leitern existiert eine bestimmte kritische Länge, bei der eine vollständige Kopplung der Filamente einsetzt und die Werte von einigen Millimetern annimmt. In HTSL-Wicklungen werden sehr lange Leiter benutzt, so daß man annehmen kann, daß diese Leiter sich ständig im Zustand der vollständigen Kopplung befinden. Die Filamente werden dann von den Kopplungsströmen völlig abgeschirmt, und es fließen keine reinen Filamentschirmströme mehr. Dementsprechend können die Verluste aus Filamenthysterese vernachlässigt werden. Der ganze HTSL-Multifilamentleiter kann dann als ein Monofilamentleiter nach Bild 4.3 betrachtet werden. Die Verluste eines solchen Leiters setzen sich aus dem Hystereseverlust des Monofilamentes und den konventionellen Wirbelstromverlusten in der Leiterhülle zusammen.

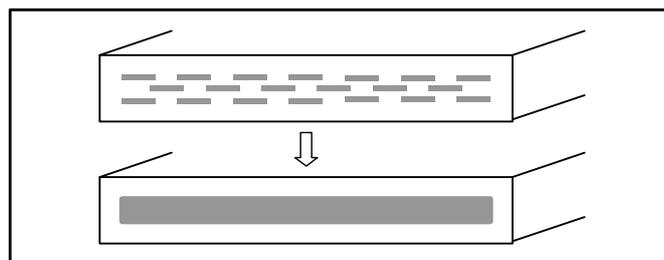


Bild 4.3: Querschnittsübergang eines Multifilamentleiters zu einem Monofilamentleiter für die Berechnung der Fremdfeldverluste bei vollständiger Kopplung.

4.1.2.1 Hystereseverluste eines vollgekoppelten HTSL-Leiters

Die Berechnung der Hystereseverluste erfolgt mit den gleichen Ansätzen und Mechanismen, die bereits von den Tieftemperatur-Supraleitern her bekannt sind [4.1]. Die Verluste pro Periode hängen nur von der Magnetfeldamplitude und den Eigenschaften des Supraleiters ab und können aus der Magnetisierungskurve berechnet

werden, ähnlich wie bei der Bestimmung der Hystereseverluste von ferromagnetischen Materialien.

Bei einer bestimmten magnetischen Flußdichte B_p parallel zu der breiten Seite des Monofilamentes oder Kernes wird das Magnetfeld bis in das Zentrum des Filamentes durchdrungen. Die Eindringtiefe p entspricht dann genau der halben Filamentdicke t_c . Diese Induktion ist definiert als die Durchdringungs- oder Sättigungsinduktion:

$$B_p = \mu_0 \cdot j_{cc} \cdot \frac{t_c}{2} \quad (4.3)$$

Die Stromdichte j_{cc} ist die kritische Stromdichte des Kernes. Die Verlustenergie pro Volumeneinheit berechnet sich dann pro Periode nach dem Model des kritischen Zustandes [4.1] zu:

$$q_{h||} = \frac{2 \cdot B_a^2}{\mu_0} \cdot \left[\frac{\beta}{3} \right] \quad \text{für } \beta \leq 1 \quad \text{in } \text{J/m}^3 \quad (4.4)$$

$$q_{h||} = \frac{2 \cdot B_a^2}{\mu_0} \left[\frac{1}{\beta} - \frac{2}{3 \cdot \beta^2} \right] \quad \text{für } \beta > 1 \quad \text{in } \text{J/m}^3$$

wobei β das Verhältnis der Amplitude des äußeren Magnetfeldes zum Sättigungsfeld ist:

$$\beta = \frac{\hat{B}_a}{B_p} = \frac{2 \cdot \hat{B}_a}{\mu_0 \cdot j_{cc} \cdot t_c} \quad (4.5)$$

Bei großen Feldern, $\beta \gg 1$, vereinfacht sich der zweite Teil der Gl. (4.4) unter Berücksichtigung von Gl. (4.5) zu:

$$q_{h||} = j_{cc} \cdot t_c \cdot B_a \quad (4.6)$$

Ist das Magnetfeld senkrecht zur breiten Seite des Monofilamentleiters ausgerichtet, so folgt für die Verlustarbeit pro Volumen [4.7]:

$$q_{h\perp} = \frac{B_a^2}{\mu_0} \cdot \frac{\pi \cdot w_c}{\beta' \cdot t_c} \left(\frac{2}{\beta'} \cdot \ln(\cosh \beta') - \tanh \beta' \right) \quad \text{in } \text{J/m}^3 \quad (4.7)$$

wobei β' definiert wird als

$$\beta' = \frac{\hat{B}_a}{B_d} \quad (4.8)$$

Die Induktion B_d ist eine charakteristische Größe im Fall, daß der Kern zur Hälfte gesättigt ist, und wird bestimmt als:

$$B_d = \frac{\mu_0 \cdot j_{cc} \cdot t_c}{\pi} \quad (4.9)$$

Die Gl. (4.7) hängt von dem Seitenverhältnis des Leiterkernes und vom Faktor β' ab. Für kleine Werte steigt sie mit dem Quadrat von β' und für große Werte von β' fällt sie mit dessen Kehrwert. Für große Magnetfeldamplituden kann die Gl. (4.7) geschrieben werden als:

$$q_{h\perp} = j_{cc} \cdot w_c \cdot \hat{B}_a \quad (4.10)$$

Die längenbezogene Verlustleistung des HTSL-Leiters aus Hysterese läßt sich dann in folgender Form angeben:

$$P'_{h\parallel} = \varphi_c \cdot f \cdot A_t \cdot q_{h\parallel} \quad \text{in } \text{W/m} \quad (4.11)$$

$$P'_{h\perp} = \varphi_c \cdot f \cdot A_t \cdot q_{h\perp} \quad \text{in } \text{W/m}$$

Stellt man die zwei gewonnenen Beziehungen grafisch einander gegenüber (Bild 4.4), so stellt man fest, daß bei einer senkrechten Orientierung des Magnetfeldes die Verluste um eine Größenordnung höher liegen. Diese Erkenntnis ist besonders wichtig, bei der Auslegung von HTSL-Transformatoren, da die Wicklungen einem magnetischen Streufeld ausgesetzt sind, das beide Orientierungsrichtungen besitzt. Im Kapitel 6 werden Maßnahmen untersucht, die den Einfluß der senkrech-

ten Komponenten des Streufeldes auf die Hystereseverluste der Wicklung verringern.

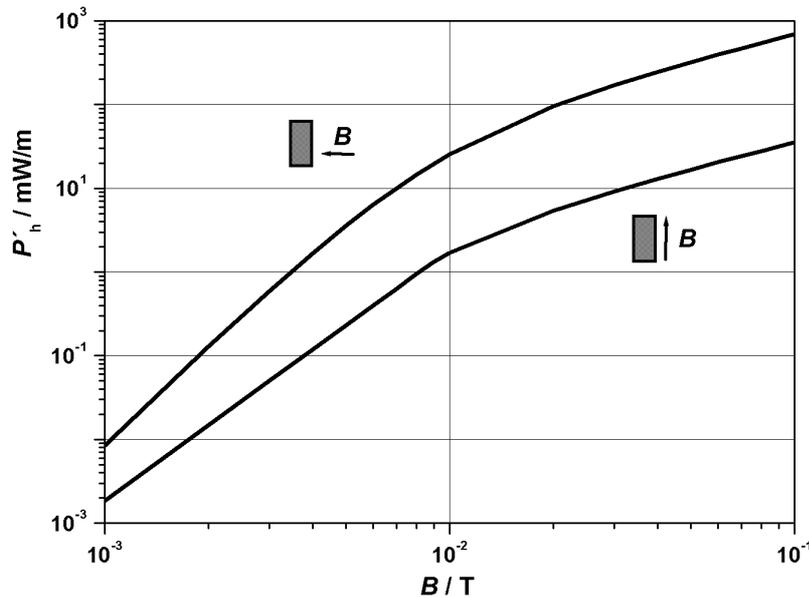


Bild 4.4: Berechnete, längenbezogene Hystereseverlustleistung eines Bi2223-Multifilamentleiters bei 77 K bei senkrecht und parallel gerichtetem Magnetfeld

4.1.2.2 Konventionelle Wirbelstromverluste

Den zweiten Anteil der Fremdfeldverluste machen die Wirbelströme aus, die ausschließlich in der normalleitenden Hülle des Monofilamentleiters fließen. Diese ohmschen Verluste können durch den Einsatz von hochresistiven Materialien sehr stark begrenzt werden.

Das Material der Hülle besteht aus reinem Silber mit dem spezifischen Widerstand ρ_{Ag} . Die konventionelle Verlustleistung wird nach [4.8] berechnet. In einem langen Leiter, plaziert in einem sinusförmigen, magnetischen Wechselfeld mit der Amplitude B_a und der Frequenz f , ist die längenbezogene Verlustleistung:

$$P'_{\text{ell}} = (1 - \varphi_c) \cdot w_t \cdot t_t \cdot \frac{(\pi \cdot f \cdot t_t \cdot B_a)^2}{6 \rho_{Ag}} \quad \text{in W/m} \quad (4.12)$$

$$P'_{\text{e}\perp} = (1 - \varphi_c) w_t \cdot t_t \cdot \frac{(\pi \cdot f \cdot w_t \cdot B_a)^2}{6 \rho_{Ag}} \quad \text{in W/m}$$

In Gl. (4.12) wird die Verlustleistung nur für den Silberanteil der Leiterhülle berechnet, weil die Verluste bei einer Vollkopplung vornehmlich in der normalleitenden Hülle des Leiters auftreten. Aus diesem Grund sollte die Hülle bei HTSL-Multifilamentleitern aus einer Silberlegierung mit einem höheren spezifischen Widerstand bestehen, wodurch sich diese Wirbelstromverluste reduzieren lassen. Diese Materialien müssen aber gleichzeitig alle anderen Anforderungen eines geeigneten Hüllmaterials erfüllen. Sie dürfen mit den Materialien beim Herstellungsvorgang von Bi2223 nicht reagieren, müssen sauerstoffdurchlässig sein und eine mechanische Festigkeit aufweisen, um die Zerstörung des Leiters beim Walzprozeß zu vermeiden.

Bei parallelen Magnetfeldern sind die konventionellen Wirbelstromverluste sehr gering verglichen mit den Hystereseverlusten aus Gl. (4.4). Bei Magnetfeldamplituden von ungefähr 0,05 T und einer senkrechten Orientierung nehmen diese Verluste jedoch hohe Werte an, die nicht mehr vernachlässigbar sind. Bei Verlustmessungen von Silberdrähten [4.9] wurde eine Abweichung der Ergebnisse aus der theoretischen Betrachtung von Gl. (4.13) festgestellt. Die berechneten Werte stimmen erst bei einem spezifischen Widerstand von $1,35 \cdot 2,86 \cdot 10^{-9} \Omega\text{m}$ mit den Messergebnissen überein. Diese Differenz ist auf die Verunreinigungen des Silbers zurückzuführen.

4.2 Wechselstromverluste in HTSL-Wicklungen

In HTSL-Transformatoren werden die supraleitenden Leiter einem externen, magnetischen Wechselfeld ausgesetzt, das in Phase mit dem Transportstrom in den Leitern ist. Die Wechselstromverluste in einer solchen Wicklung bestehen hauptsächlich aus den in den vorigen Kapiteln beschriebenen Eigen- und Fremdfeldverlusten. Da beide Mechanismen gleichzeitig auftreten, wird im Kapitel 4.2.1 die gegenseitige Beeinflussung des Transportstromes auf die Fremdfeldverluste und des externen Magnetfeldes auf die Eigenfeldverluste untersucht.

Für die Fremdfeldverluste einer Transformatorwicklung ist das Streufeld der Wicklung ausschlaggebend. Hierbei ist wegen der Anisotropie der HTSL-Leiter neben der Amplitude des Streufeldes auch seine Orientierung zum Querschnitt des Leiters wichtig. Der Einfluß des Auffallwinkels wird im Kapitel 4.2.2 ermittelt.

Für die Berechnung der gesamten Wechselstromverluste in einer HTSL-Wicklung ist die Ortsabhängigkeit des magnetischen Wechselfeldes maßgebend. Der Betrag und die Richtung dieses Feldes variieren sehr stark in der Wicklung, wodurch auch die Verlustdichte stark ortsabhängig ist. Deshalb ist für die genaue Bestimmung der Verluste eine vorab Berechnung des Streufeldes von großer Bedeutung. Im Kapitel 6 wird das Streufeld eines Transformators in den Wicklungen numerisch berechnet. Basierend auf diesen Ergebnissen können dann die Verluste der HTSL-Wicklungen bestimmt und Maßnahmen zu deren Verringerung untersucht werden.

4.2.1 Überlagerung der Eigenfeld- und Fremdfeldverluste in HTSL-Wicklungen

Die HTSL-Leiter sind gleichzeitig einem magnetischen Fremdfeld und einem in Phase dazu fließenden Transportstrom ausgesetzt. Es treten die im Kapitel 4.1.2 beschriebenen Eigenfeldverluste und die im Kapitel 4.1.3 beschriebenen Fremdfeldverluste auf.

Die Verteilung der Transportströme über dem Leiterquerschnitt ändert sich durch ein externes Fremdfeld. Der sogenannte „Fremdfeldeffekt“ [4.10] bewirkt eine gleichmäßigere Aufteilung der Transportströme über den Leiter, so daß diese sich theoretisch bei großen Feldern völlig gleichmäßig über dem Leiterquerschnitt verteilen. Dieser Querschnitt würde im Fall einer vollständigen Filamentkopplung dem Kernquerschnitt eines HTSL-Multifilamentleiters entsprechen. Dieses Zusammenwirken ist bislang noch nicht vollständig geklärt, so daß sich die Berechnung äußerst schwierig gestaltet.

Um eine Näherung der Gesamtverluste zu erreichen, wird angenommen, daß bei kleinen Streufeldamplituden die Transportstromverluste dominieren, so daß sich die Wechselstromverluste aus der Addition von Transportstromverlusten und Streufeldverlusten ergeben. Bei großen Streufeldamplituden werden die Eigenfeldverluste durch die Multiplikation der gekoppelten Hystereseverluste mit einem Faktor $c_1(i)$ berücksichtigt [4.11]:

$$c_1(i) = \left(1 + \frac{i^2}{3} \right) \quad (4.13)$$

Andererseits beeinflusst der Transportstrom die Fremdfeldverluste, da er einen Teil des Leiterquerschnittes einnimmt, der den induzierten Schirmströmen nicht mehr zur Verfügung steht. Dadurch reduzieren sich die effektiven geometrischen Querschnitte des Leiters, was vor allem dazu führt, daß es schneller zu Sättigungserscheinungen kommt, und die Hystereseverluste in den Filamenten kleiner werden. Dieser Effekt kann näherungsweise durch einen zusätzlichen Reduktionsfaktor $c_2(i)$ für alle Sättigungsinduktionen einbezogen werden [4.4]:

$$c_2(i) = \left(1 - \frac{i^2}{3}\right) \quad (4.14)$$

Im Kapitel 4.1 wurden die Verluste eines HTSL-Leiters analysiert, ohne die Abhängigkeit der kritischen Stromdichte vom externen Magnetfeld zu berücksichtigen. Um die Verluste akkurater zu bestimmen, wird nach dem Kim-Modell [4.12] die kritische Stromdichte als Funktion des Fremdfeldes $j_c(B)$ für einen Bi2223-Multifilamentleiter bei 77 K empirisch approximiert:

$$j_c(B) = \frac{1}{1 + 3,05|B|} j_c(0) \quad \text{für } B \parallel \quad (4.15)$$

$$j_c(B) = j_1 e^{-\frac{B}{B_1}} + j_2 \left[1 + \left(\frac{B + B_2}{B_3}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \quad \text{für } B \perp$$

Die Orientierung des Magnetfeldes spielt dabei ebenso eine bedeutsame Rolle. Die angegebene Beziehung für die senkrechte Komponente in der Gl. (4.15) gilt für Flußdichten kleiner als 0,3 T. Die Werte für die Konstanten j_1 , j_2 und $B_{1...3}$ werden über eine experimentelle Messung bestimmt [4.12]. Im Bild 4.4 ist die kritische Stromdichte eines Multifilamentleiters als Funktion des Magnetfeldes senkrecht und parallel zu der breiten Seite des Leiters dargestellt.

Im senkrechten Magnetfeld ist die Reduktion der kritischen Stromdichte signifikanter als im parallelen Feld. Bei 0,1 T ist die kritische Stromdichte bei einem senkrechten Feld um fast 50 % kleiner als in einem parallelen Feld derselben Größenordnung. Dieses Phänomen ist auf die Eigenschaften der Bi-Kristalle zurückzuführen [4.13]. Es

ist wichtig, diese Verhältnismäßigkeit beim Entwurf von HTSL-Transformatoren zu berücksichtigen, besonders wenn der maximal zulässige Transportstrom bestimmt werden muß.

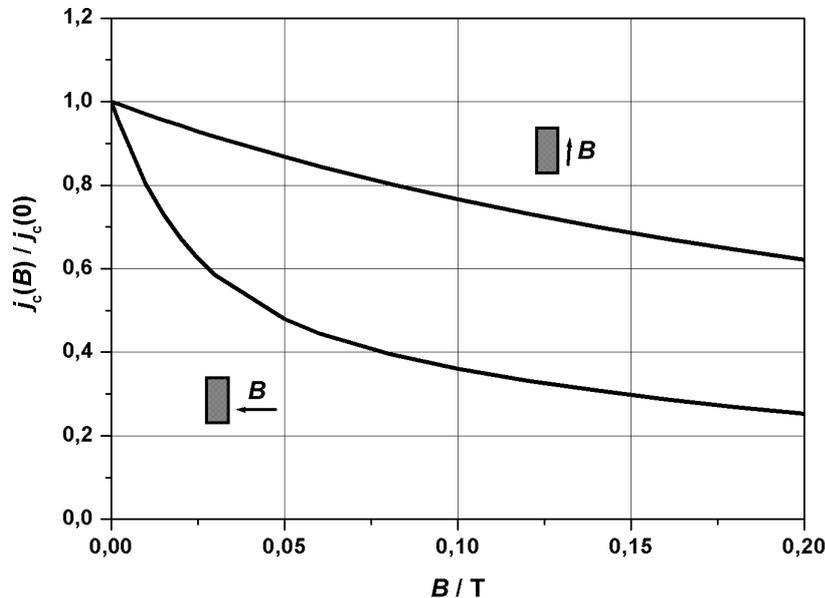


Bild 4.5: Abhängigkeit des kritischen Stromes eines Multifilamentleiters von der magnetischen Flußdichte

Die Wechselstromverluste und die kritische Stromdichte von HTSL-Wicklungen sind also sehr stark auch von der Orientierung des Feldes abhängig. Bisher wurden die zwei extremen Richtungen, parallel und senkrecht zum HTSL-Leiter, untersucht. Das Streufeld von Transformatoren durchdringt aber die Wicklungen mit einem Auffallwinkel α , der Werte zwischen 0° (parallel) und 90° (senkrecht) zu der breiten Seite der Leiter annehmen kann.

Eine erste Annäherung dieses Problems kann erzielt werden, wenn man die Annahme trifft, daß das Magnetfeld für verschiedene Auffallwinkel in die senkrechte und parallele Komponente aufgeteilt wird und die Verlustleistungen mit den bisherigen Beziehungen berechnet werden. Die Wechselstromverluste werden dann wie folgt zusammengesetzt [4.14]:

$$P'_{AC}(B_a(\alpha)) = P'_{AC}(B_a(0^\circ)) + P'_{AC}(B_a(90^\circ)) = P'_{AC\parallel}(\hat{B}_a \sin(\alpha)) + P'_{AC\perp}(\hat{B}_a \cos(\alpha)) \quad (4.16)$$

Diese Annahme ist plausibel für kleine Magnetfelder, weil in diesem Fall die Schirmströme, die jeweils von der senkrechten bzw. parallelen Magnetfeldkomponente in-

duziert werden, nur ein kleines Fragment des Leiterquerschnittes besetzen, und keine gegenseitige Beeinflussung stattfindet. Bei höheren Amplituden des Feldes kann diese voneinander unabhängige Koexistenz nicht mehr geltend gemacht werden, da der Querschnitt des Supraleiters keinen freien Platz mehr anbieten kann. Die Verluste werden dann kleiner ausfallen, als sie mit der Gl. (4.16) ausgerechnet wurden. Diese Überbewertung konnte auch nach ersten Vergleichsuntersuchungen mit Messungen nachgewiesen werden [4.15]. Weitere Untersuchungen mit Messungen sind erforderlich, um genauere Aussagen treffen zu können. Aus diesem Grund wird Gl. (4.16) weiterhin als die einzige Möglichkeit angesehen, um den Einfluß des Auf-fallwinkels in HTSL-Wicklungen berücksichtigen zu können. Sie wird als eine „worst-case“-Bewertung angesehen.

Die Überlagerung der Eigenfeld- und Fremdfeldverluste gestaltet sich in HTSL-Wicklungen von Transformatoren sehr komplex. Die angegebenen analytischen Beziehungen können gute qualitative Aussagen über die Gesamtverluste machen, wenn die Streuflußverteilung in einem Transformator in Betrag und Richtung vorab bestimmt wurden.

4.3 Gesamtverluste von HTSL-Transformatoren

Entscheidende Bedeutung bei der Entwicklung eines Transformators besitzen die entstehenden Verluste. Ihre Mechanismen werden im folgenden kurz zusammengestellt und erläutert. Sie umfassen allgemein die Kurzschlußverluste P_k und die Leerlaufverluste P_0 . Die Leerlaufverluste sind spannungsabhängig und deshalb nahezu konstant, während die Kurzschlußverluste von dem Laststrom abhängen und damit aufgrund von Laständerungen über den ganzen Tag schwanken.

Bei supraleitenden Transformatoren entstehen in den Wicklungen die im vorigen Kapitel beschriebenen Verluste, die sich aus den Hysterese-, den Kopplungs- und den Wirbelstromverlusten zusammensetzen. Diese Verluste sind zwar gegenüber den Kurzschlußverlusten bei konventionellen Transformatoren vernachlässigbar, doch stellen sie durch die für die Kühlung notwendige Leistung einen wesentlichen Verlustanteil dar. Zusätzlich entstehen in den Durchführungen ohmsche Verluste, $P_{k, \text{Durch}}$ nach Gl. (3.7) und durch das magnetische Streufeld in magnetischen Anlagenteilen außerhalb des Eisenkerns hystereseartige Zusatzverluste, P_z . Die Kurz-

schlußverluste setzen sich damit bei supraleitenden Transformatoren aus folgenden Verlustanteilen zusammen:

$$P_k = P_{AC} \cdot \left(1 + \frac{1}{\eta_R}\right) + P_{k, \text{Durch}} \cdot \left(1 + \frac{1}{\eta_R}\right) + P_Z \quad (4.17)$$

wobei η_R der Wirkungsgrad der Kühlmaschine nach Gl. (3.1) ist.

Die Leerlaufverluste von HTSL-Transformatoren setzen sich ähnlich wie bei konventionellen Transformatoren zusammen. Der Magnetisierungsstrom erzeugt im Eisen einen magnetischen Fluß, der seinerseits im Eisenkern so genannte Eisenverluste, P_{Fe} , verursacht, die aus Hysterese- und Wirbelstromverlusten bestehen. Die Hystereseverluste sind von den anfallenden spezifischen magnetischen Hystereseverlusten pro Periode, von der Frequenz und dem Eisenvolumen abhängig. Ferner hängt ihre Größe von der maximalen Flußdichte im Eisen ab. Durch das sich ändernde magnetische Feld im Eisen werden Wirbelströme erzeugt, die aufgrund der Leitfähigkeit des Eisens Stromwärmeverluste erzeugen. Sie sind abhängig von der Flußdichte im Eisen, der Frequenz, der Dicke und dem spezifischen Widerstand der Eisenbleche. Innerhalb des Kryostaten entstehende dielektrische Verluste in der Transformatorisolierung können aufgrund des Wirkungsgrades des Kühlgerätes eine große Bedeutung erlangen. Sie sind von der Permittivität des Isoliermaterials, dem Tangens des Verlustwinkels, dem Isoliervolumen und der mittleren Feldstärke in der Isolierung abhängig und können wie folgt abgeschätzt werden:

$$P_{Di} = 6 \cdot \pi \cdot f \cdot \varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot \tan \delta \cdot V_{iso} \cdot E \quad (4.18)$$

Die letzte Leerlaufverlustkomponente umfaßt den durch verschiedene Mechanismen verursachten Wärmeeintrag von der Umgebung in den Kryostat, P_{th} . Mit einer Vakuumisolation (Superisolation) im Kryostat können die Strahlungs- und Wärmeleitungsverluste durch den Kryostat auf einen Wert von 2 W/m^2 minimiert werden [4.17]. Der größte Anteil entsteht durch die Wärmeleitung der Stromdurchführungen in den Kessel nach Gl. (3.6). Elektrische Leiter sind immer auch gute Wärmeleiter, so daß die Stromdurchführungen einen signifikanten Wärmeeinfall in den kalten Teil bewirken. Läßt man sie vom Kühlmittelabfluß umgeben und dadurch kühlen, muß mit einem minimalen spezifischen Wärmeeintrag gerechnet werden. Somit müssen die dielek-

trischen Verluste, P_{Di} , in der Isolierung und die thermischen Verluste, $P_{\text{th,Durch}}$, im Kryostat durch Aufwendung von elektrischer Leistung weggekühlt werden. Die gesamten Leerlaufverluste eines HTSL-Transformators können dann zusammenfassend wie folgt ausgedrückt werden:

$$P_0 = P_{\text{Fe}} + P_{\text{Di}} \left(1 + \frac{1}{\eta_{\text{R}}} \right) + \frac{P_{\text{th}}}{\eta_{\text{R}}} \quad (4.19)$$

Die Summe der Kurzschluß- und Leerlaufverluste ergibt die gesamten Verluste in einem HTSL-Transformator. Die Kühlleistung der Kryoanlage besteht dementsprechend auch aus einem Leerlauf- und einem Kurzschlußanteil und beide Teile sind maßgebend für die Dimensionierung und den wirtschaftlichen Betrieb.

5 Ausführungen von HTSL-Transformatoren

Bis Mitte der 70er Jahre wurden verschiedene Transformator-Konzepte bezüglich ihrer Wirtschaftlichkeit untersucht. Die Ergebnisse waren im wesentlichen wegen der damals noch nicht geeigneten Supraleiter meist negativ [5.1-5.3], und die wenigen Studien mit optimistischen Ergebnissen ließen das Problem der Kurzschlußbeanspruchung offen [5.4, 5.5].

Es ist auch heute noch nicht eindeutig geklärt, welche Art von Kurzschlußschutz für einen supraleitenden Transformator am günstigsten ist. Diese Frage ist eng mit dem Problem der Wechselstromverluste verknüpft. Verwendet man nämlich einen ausreichenden Leiterquerschnitt, um auch im Kurzschlußfall ein Überschreiten des kritischen Stromes zu vermeiden und somit die Supraleitfähigkeit zu erhalten, werden die wechselfeldabhängigen Leiterverluste im Nennbetrieb auch mit den am weitesten entwickelten Materialien zu hoch. Andererseits müssen bei einer Dimensionierung des Leiterquerschnittes, der nur für Ströme in der Größenordnung des Nennstroms geeignet ist, zusätzliche Kurzschlußbegrenzungsmaßnahmen getroffen werden.

Solche Schutzmöglichkeiten wären beispielsweise die Strombegrenzung durch eine Erhöhung der Streuinduktivität des Trafos oder das Vorschalten einer Drosselspule. Hohe Streureaktanzen können aber nur durch große Transformatorabmessungen erreicht werden, die wiederum hohe Verluste hervorrufen. Auch Drosselspulen sind aufwendig und verursachen hohe Blindleistungsverluste. Außerdem wirkt sich eine Erhöhung der Reaktanz ungünstig auf die Stabilität des Netzes aus und ist vom Anwender meist nicht erwünscht.

In diesem Abschnitt werden die HTSL-Transformatoren in drei Kategorien aufgeteilt. Es wird zwischen dem kryostabilen, dem ultrastabilen und dem semistabilen HTSL-Transformator unterschieden. Zusätzlich werden auch eine Sonderausführung des semistabilen HTSL-Transformators, nämlich ein HTSL-Transformator mit einer integrierten strombegrenzenden Eigenschaft, der SFCL-Transformator (superconducting fault current limited) genannt wird, und ein kernloser HTSL-Transformator präsentiert. Welche Ausführung für eine bestimmte Anwendung optimal ist, hängt von den gestellten technischen und wirtschaftlichen Anforderungen ab.

5.1 Kryostabiler HTSL-Transformator

Jedes Mal, wenn die Stromdichte in der supraleitenden Wicklung eines HTSL-Transformators die kritische Stromdichte überschreitet, wird die Wicklung quengen, und der HTSL-Transformator wird in den normalleitenden Zustand versetzt. Die hohen Ströme können von Netzkurzschlüssen, Blitzeinschlägen, Schaltheandlungen oder von Netzüberlastungen hervorgerufen werden und können Werte erreichen, die bis zu 20 mal höher als der Bemessungsstrom sind. Dem hochohmigen Widerstand der gequengten Wicklung werden ein rapider Wärmeanstieg und wahrscheinlich die totale Zerstörung des Transformators folgen. Erhöhte Ströme können auch beim Einschalten eines Transformators infolge der mit der Stromverlagerung verbundenen Eisensättigung auftreten. Bei der supraleitenden Wicklung klingt der Gleichanteil sehr langsam ab, so daß dieses Problem hier in besonderem Maße auftritt.

Diese Zerstörung kann verhindert werden, wenn die supraleitende Wicklung mit einem Nebenwiderstand (Shunt) versehen wird, der den auftretenden hohen Strom übernehmen kann. Dieser Shunt wirkt also wie ein Stabilisator und könnte in Form einer Matrix um den HTSL-Leiter der Wicklung angebracht werden [5.6]. Ein solcher Transformator wird kryostabiler HTSL-Transformator genannt. Enthält ein solcher Leiter genügend stabilisiertes Material, wie zum Beispiel Kupfer oder Aluminium, kann man einen kryostabilen HTSL-Transformator so auslegen, daß im Fall von einem Quench die kritische Temperatur der HTSL-Wicklung nicht überschritten wird.

Das elektrische Ersatzschaltbild einer solchen Ausführung ist im Bild 5.1 dargestellt. Im Normalbetrieb sind beide Schalter s_{p2} und s_{s2} offen. Es fließt annähernd kein Strom über das stabilisierende Material. Die supraleitenden Wicklungen weisen keine nennenswerten Verluste auf, womit R_{p1} und R'_{s1} gleich null sind. Wird der kryostabile HTSL-Transformator mit einer sehr hohen Stromstärke belastet, die größer als die kritische Stromstärke des HTSL-Materials ist, so kommt es zu einem Quench der HTSL-Wicklungen und die Widerstände R_{p1} und R'_{s1} erreichen sehr hohe Werte. Die Schalter s_{p2} und s_{s2} schließen im Idealfall schlagartig und der Strom fließt über die stabilisierte Matrix, nämlich durch R_{p2} und R'_{s2} . Der Übergang der HTSL-Wicklung vom supraleitenden zum hochresistiven Zustand erfolgt eigentlich ohne Verzögerung. Im Realfall würde es aufgrund von Inhomogenitäten des HTSL-Materials zuerst zu lokalen Zustandsänderungen kommen, und der Strom würde an diesen Stellen

über den Shunt fließen. Diese Tatsache kann im Ersatzschaltbild durch stromgesteuerte Schalter und Widerstände berücksichtigt werden.

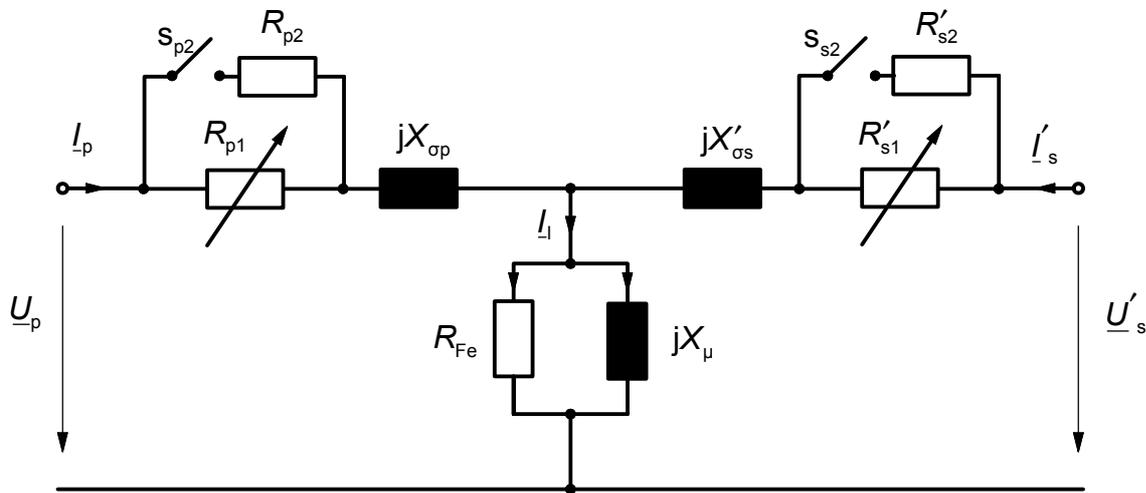


Bild 5.1: Ersatzschaltbild eines kryostabilen HTSL-Transformators

Für diese kryostabilen Ausführung kommen HTSL-Filamentleiter derzeit noch nicht in Frage, da diese momentan auf Silber als Trägermaterial angewiesen sind. Die sehr gute Leitfähigkeit von Silber nach dem Quench würde den Einsatz eines Shunts verhindern. Eine Lösung mit Silber als Stabilisatormaterial würde die Kosten der Wicklung dramatisch erhöhen und die Wirtschaftlichkeit des Transformators verschlechtern.

Der große Vorteil des kryostabilen HTSL-Transformators beruht auf der Tatsache, daß die Wicklung ohne Verzögerung nach Beendigung des Fehlers automatisch auf den supraleitenden Modus zurückkehrt. Voraussetzung für den kryostabilen Betrieb ist, daß die im Stabilisator erzeugte Wärme beim Quench vom Kühlsystem abgeführt werden kann. Diese Wärme entspricht den ohmschen Verlusten in dem Stabilisator und verläuft proportional zum Quadrat des Fehlerstromes. Die Größe des kryostabilen Leiters hängt also unter anderem auch von dem maximal auftretenden Fehlerstrom ab. Das kryostabile Kriterium verlangt somit, daß die im Fehlerfall erzeugte Wärme im Stabilisator Q_{St} kleiner oder gleich der Abfuhrwärme des kryostabilen Leiters Q_{Ab} beträgt:

$$Q_{St} \leq Q_{Ab} \quad (5.1)$$

Bezieht man Gl. (5.1) auf die Länge des Leiters und nimmt man zur Vereinfachung an, daß der kryostabile Leiter einen runden Querschnitt hat, so wird die Kryostabilität gesichert, wenn gilt:

$$i_{F_{\max}}^2 \cdot \frac{\rho_{St}}{A_{St}} \leq \frac{dQ_{Ab}}{dA} \cdot \pi \cdot d_L \quad (5.2)$$

wobei $i_{F_{\max}}$ die maximal auftretende Fehlerstromstärke, ρ_{St} der spezifische Widerstand des Stabilisators, A_{St} die Querschnittsfläche des Stabilisators, dQ_{Ab}/dA die Abfuhrwärme pro Flächeneinheit und d_L der Durchmesser des gesamten kryostabilen Leiters sind. Die Querschnittsfläche des kryostabilen Leiters besteht aus der Fläche des Stabilisators A_{St} und der Fläche des supraleitenden Leiters A_{SL} .

Bei einer bestimmten Transformator-Bemessungsleistung ist die Stromstärke in der Wicklung gegeben. Die Fläche des supraleitenden Leiters A_{SL} kann dann berechnet werden als:

$$A_{SL} = f_s \cdot \frac{I_{rT}}{j_c} \quad (5.3)$$

wobei f_s einen Sicherheitsfaktor darstellt und als das Verhältnis der kritischen Stromdichte zu der Nennstromdichte definiert wird. Dieser Faktor bewirkt, daß bei einer Überbelastung des Transformators die Wicklung nicht sofort quencht, sondern weiter im supraleitenden Zustand bleibt. Dies ist eine ähnliche Voraussetzung, die auch ein konventioneller Transformator erfüllen muß, aber nur für einen bestimmten Zeitraum, da sonst die Lebensdauer der elektrischen Isolation beim konventionellen Transformator sehr stark beeinträchtigt wird.

Der gesamte Durchmesser des kryostabilen Leiters kann dann für eine bestimmte Auslegung durch Modifikation von Gl. (5.2) und Lösung der folgenden Gleichung berechnet werden:

$$d_L^3 - \frac{4 \cdot A_{SL}}{\pi} \cdot d_L - \frac{4 \cdot \rho_{St} \cdot i_{F_{\max}}^2}{\frac{dQ_{Ab}}{dA} \cdot \pi^2} \geq 0 \quad (5.4)$$

Die typischen Fehlerströme von einigen Millisekunden werden kurzzeitig von dem Stabilisator getragen, und die Wärmeenergie wird ohne eine nennenswerte Temperaturerhöhung an das Kühlmedium weitergegeben. Dafür muß aber das ganze Kühlsystem sehr sorgfältig ausgelegt werden, um in kurzer Zeit die anfallende Wärmemenge aus dem Kryostat zu führen. Besondere Aufmerksamkeit muß den anfallenden Wirbelstromverlusten im Stabilisator beim supraleitenden Betrieb gewidmet werden. Diese Verluste können bei der Auslegung der Kryoanlage und demzufolge des HTSL-Transformators nicht vernachlässigt werden.

Die kryostabile Ausführung eines HTSL-Transformators unterscheidet sich im Netzbetrieb kaum von einem konventionellen Transformator. Ein weiterer Vorteil dieser Ausführung ist, daß existierende Betriebsmittel zum Schutz von Transformatoren, wie Leistungsschalter und Überspannungsableiter sowie die konventionellen Schutzkonzepte beim Einsatz von kryostabilen HTSL-Transformatoren, genauso angewendet werden können. Eine hohe Verfügbarkeit wird durch die Anwendung des Sicherheitsfaktors sowie den sofortigen supraleitenden Betrieb nach einem Quench garantiert. Der Einsatz eines Shunts und die notwendige Erhöhung der Kühlkapazität der Kryoanlage führen mit dem heutigen Stand der Technik nicht zu einer signifikanten Einsparung an Leitermaterial und Gewicht, wie sie zur Rechtfertigung des Einsatzes supraleitender Wicklungen sinnvoll ist.

5.2 Ultrastabiler HTSL-Transformator

Alternativ zu dem kryostabilen Design und dem Einsatz eines Stabilisators kann der HTSL-Transformator so ausgeführt werden, daß die HTSL-Wicklung in der Lage ist, jeden auftretenden Strom zu führen, ohne zu quenchen. Diese Ausführung wird „ultrastabil“ genannt. Bei dem ultrastabilen HTSL-Transformator bleibt die HTSL-Wicklung zu jedem Zeitpunkt supraleitend. Das Ersatzschaltbild ist im Bild 5.2 dargestellt und entspricht dem eines konventionellen Transformators bei Vernachlässigung der ohmschen Verluste. Der Unterschied liegt darin, daß im Gegensatz zu den konventionellen Transformatoren dieses Ersatzschaltbild seine Gültigkeit für alle Leistungsgrößen behält.

Voraussetzung für den sicheren Betrieb eines ultrastabilen Transformators ist, daß der maximal mögliche auftretende Strom den kritischen Strom der HTSL-Wicklung zu

keinem Zeitpunkt überschreitet. Die Wicklung muß für den maximalen Fehlerstrom ausgelegt werden. Der Sicherheitsfaktor f_s aus Gl. (5.3) hängt bei der ultrastabilen Ausführung von der Netzstruktur ab. Ein Sicherheitsfaktor von 20 könnte angenommen werden, d.h. daß der maximale Fehlerstrom Werte erreichen kann, die bis zu 20 mal größer als der Bemessungsstrom des Transformators sind. Auf diesen Wert werden sehr oft konventionelle Schutzrelais beim Überstromzeitschutz eingestellt. Die Wahrscheinlichkeit von einem Quench der HTSL-Wicklung wird dadurch ausgeschlossen. Dies setzt aber voraus, daß die relative Kurzschlußspannung des HTSL-Transformators der von konventionellen Transformatoren entspricht.

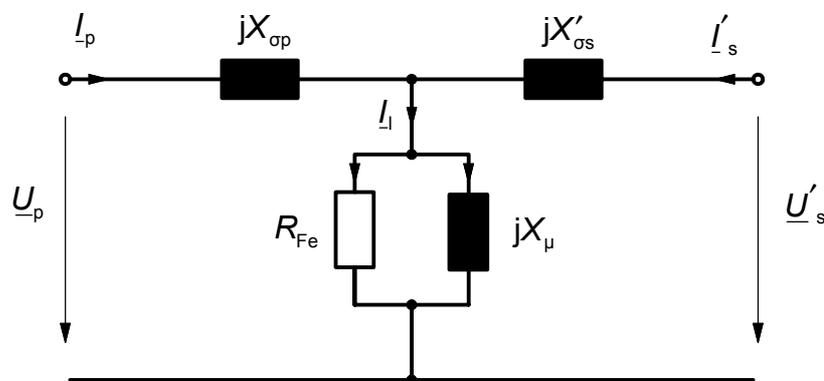


Bild 5.2: Ersatzschaltbild eines ultrastabilen HTSL-Transformators

Der Vorteil des ultrastabilen HTSL-Transformators ist, daß die Notwendigkeit einer stabilisierenden Matrix nicht mehr gegeben ist. Die thermische Stabilität wird nur durch die Wicklung sichergestellt. Dadurch werden die im kryostabilen HTSL-Transformator anfallenden Wirbelstromverluste komplett eliminiert. Der Transformator kann ohne weiteres und über einen längeren Zeitraum überlastet werden. Er erhält somit einen „Überlast-Modus“ und zeichnet sich durch seine hohe Verfügbarkeit aus. Kurzschlußströme führen nicht zum Quenchen, wodurch die Wahrscheinlichkeit einer lokalen thermischen Beschädigung der HTSL-Wicklung weit möglichst reduziert wird. Die Integration des ultrastabilen Transformators in konventionellen Netzen ist einfach und verlangt keine Änderung der Netzschutzphilosophie.

Für die Wicklung können HTSL-Filamentleiter eingesetzt werden, die heutzutage in großen Längen hergestellt werden. Um die hohen Ströme zu tragen, müssen jedoch mehrere dieser Leiter parallel geschaltet werden. Das führt zu einer Überdimensionierung der Wicklung für den Normalbetrieb und zu einer Erhöhung der Hysterese-

verluste in der HTSL-Wicklung. Da diese Leiter zum größten Teil aus einer Silbermatrix bestehen, steigen die Wicklungskosten signifikant an und erschweren somit den Einsatz dieser Ausführung erheblich.

Ein ultrastabiler HTSL-Transformator könnte aber auch aus Dünnschichtfilmen gefertigt werden. Durch die höhere Stromdichte dieser Filme und den Verzicht auf Silber können die Wicklungen sehr kompakt gebaut werden, obwohl sie für den maximal auftretenden Kurzschlußstrom ausgelegt sein sollten. Wenn es gelingt, solche Filme in großen Längen kostengünstig herzustellen, werden ultrastabile HTSL-Transformatoren eine attraktive Alternative zu den konventionellen Transformatoren sein.

5.3 Semistabiler HTSL-Transformator

Der Einsatz von HTSL-Multifilamentleitern bei ultrastabilen HTSL-Transformatoren scheitert heute an der notwendigen Menge des erforderlichen HTSL-Materials. Dieser Nachteil des ultrastabilen HTSL-Transformators kann durch die Änderung des Sicherheitsfaktors eliminiert werden. Stellt man diesen Faktor z.B. auf 3 ein, so können Ströme bis zum dreifachen Nennstrom ohne Quenchen der Wicklung getragen werden. Die HTSL-Wicklung wird deutlich kleiner und die Hystereseverluste werden minimiert, da eine kleinere Anzahl von parallelen Leitern ausreicht, um diese Ströme zu führen. Ein solcher Transformator wird hier als „semistabil“ bezeichnet, da die thermische Stabilität der HTSL-Wicklung nur zum Teil von dem Design des Transformators abhängt, wie nachfolgend erläutert wird.

Damit auftretende Ströme über dem dreifachen Nennstrom sicher und sehr schnell begrenzt werden können, sind besondere Maßnahmen beim Einsatz von semistabilen Transformatoren zu treffen. Dafür sind supraleitende Strombegrenzer (FCL, fault current limiter) sehr gut geeignet, die sich zur Zeit in der Entwicklung befinden [5.7]. Die Aktivierung des FCL besteht darin, daß sich im Kurzschlußfall ein ohmscher Widerstand, eine hohe Induktivität oder eine Kombination von beidem aufgebaut wird. Supraleiter sind für diese Aufgabe besonders geeignet, da sie im Normalbetrieb nur sehr geringe Verluste haben und der Übergang in die Normalleitung den Aufbau eines hohen Widerstandes bewirkt. Man unterscheidet prinzipiell zwischen den resistiven und den induktiven supraleitenden Strombegrenzern [5.7]. Beim resistiven FCL wirkt der sich aufbauende ohmsche Widerstand des Supraleiters beim Übergang in

die Normalleitung als strombegrenzend. Im Fall eines induktiven Strombegrenzers erfolgt die Strombegrenzung durch Zuschaltung einer induktiven Reaktanz, deren supraleitende Überbrückung durch Normalleitungsübergang infolge des Kurzschlußstromes resistiv wird. Im Prinzip handelt es sich um eine Kombination des resistiven FCL mit der Zuschaltung einer Induktivität. Diese kann entweder selbst auch supraleitend oder aber normalleitend sein. Bei beiden Typen der Strombegrenzung wird der Fehlerstrom innerhalb von kürzester Zeit passiv abgeschaltet, sogar bevor er seinen maximalen Wert erreicht. Ihre Funktionsweise ähnelt der einer HH-Sicherung, nur daß der FCL selbstheilend ist, d.h. kurz nach der Begrenzung ist er wieder automatisch einsatzbereit.

Der semistabile HTSL-Transformator zeichnet sich durch die geringen Verluste und den kleinsten Materialaufwand aus. Das Kühlsystem und die Wicklung werden nicht überdimensioniert. Der Einsatz von einem supraleitenden Strombegrenzer in Reihe zu dem Transformator erlaubt eine weitgehende Philosophieänderung bei der Auslegung von elektrischen Netzen. Bei der Auslegung von semistabilen HTSL-Transformatoren ist eine genaue Strombegrenzungskoordination durchzuführen, um den supraleitenden Strombegrenzer auf das Betriebsverhalten des Transformators abzustimmen. Die relative Kurzschlußspannung des Transformators muß nicht mehr bestimmte Werte einhalten. Die Streuinduktivität kann demnach soweit wie möglich reduziert werden, wodurch die Blindleistungsverluste deutlich geringer ausfallen. Eine Gesamtoptimierung läßt sich realisieren.

Konventionelle Leistungstransformatoren werden oft nicht mit ihrer Nennlast betrieben, da der Bedarf von Energie nicht konstant ist, wie aus verschiedenen Belastungskennlinien bekannt ist. Da eine Überlastung nur für sehr kurze Zeitabschnitte von einigen Minuten möglich ist, werden konventionelle Transformatoren so ausgelegt, daß der Nennarbeitspunkt sehr nahe an der maximal auftretenden Belastung ist. Folglich existiert eine installierte Überkapazität von Transformatorenleistung, die nur selten abgerufen wird und mit hohen Kosten verbunden ist. Da die Wicklungen eines semistabilen HTSL-Transformators so ausgelegt werden, daß sie den dreifachen Nennstrom tragen können, ohne zu quenchen, und ohne daß der FCL aktiviert wird, sind Überlastungen ohne Gefährdung des Transformators über längere Zeiträume möglich. Dadurch kann der Nennarbeitspunkt weiter gesenkt werden, und die existierenden Überkapazitäten an Transformatorenleistung werden weitestgehend abge-

baut. Ein 40-MVA-Transformator könnte folglich von einem semistabilen 20-MVA-Transformator ersetzt werden, der bei seinem Überlast-Modus bis zu 40 MVA überlastet werden kann.

5.4 Ausführung eines SFCL-Transformators

Eine Sonderausführung eines semistabilen HTSL-Transformators stellt der SFCL-Transformator dar. Der zum Schutz benötigte FCL ist im HTSL-Transformator integriert. Dabei wird eine der Wicklungen des Transformators mit einer resistiven Begrenzungseigenschaft ausgelegt, wodurch sich der Transformator selbst gegen hohe Fehlerströme schützt. Diese strombegrenzende Eigenschaft wird im Ersatzschaltbild, Bild (5.3), als ein stromabhängiger Widerstand dargestellt. Der SFCL-Transformator kann das vorher bezeichnete „Black-Box“-Prinzip erfüllen, das für den erfolgreichen Einsatz von HTSL-Transformatoren vom Vorteil ist.

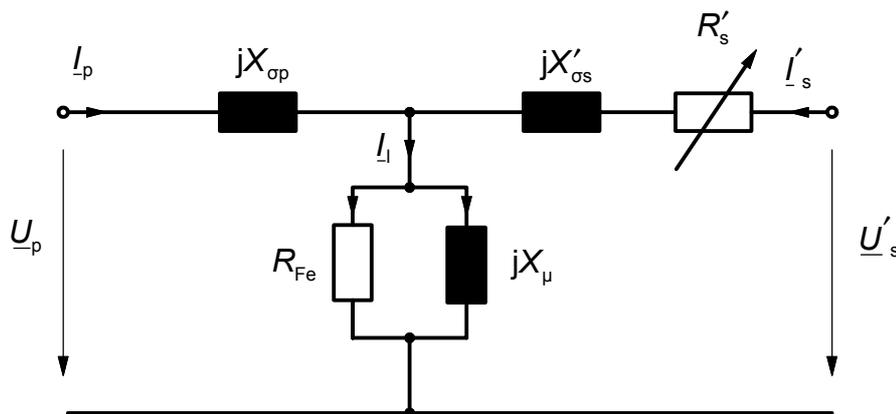


Bild 5.3: Ersatzschaltbild eines SFCL-Transformators

Supraleitende Wicklungen auf der Basis von Multifilamentleitern können wegen des relativ geringen Widerstandes der Silbermatrix keine ausreichende strombegrenzende Wirkung aufbauen bzw. erfordern zu große Leiterlängen, um dies zu realisieren. Zur Lösung dieser Aufgabe wird die Hochstromwicklung eines HTSL-Transformators aus einer keramischen Spule oder mehreren Ringen aus schmelzprozessiertem Bi(2212) geformt. Für dieses Massivmaterial hat sich eine begrenzende Wirkung grundsätzlich gezeigt [5.8]. Im Normalbetrieb verhält sich diese Spule wie eine HTSL-Wicklung, im Fehlerfall wie ein resistiver Strombegrenzer. Ein solcher HTSL-Transformator hat demnach auch alle anderen Vorteile, die ein resistiver FCL für den Betrieb in Netzen der elektrischen Energieversorgung aufweist, wie z.B. geringere

Spannungsabfälle und Blindleistungsflüsse, eine höhere Netzstabilität, geringe Netzurückwirkungen und wesentlich geringere thermische und mechanische Belastungen der Betriebsmittel durch Kurzschlußströme. Durch diese erweiterte Funktionalität ergibt sich ein größerer Kundennutzen für die Energieversorger im Vergleich zu bisherigen Transformatoren.

Der Schmelzprozeß für Bi(2212) hat in mehrjähriger kontinuierlicher Entwicklungsarbeit einen hohen Reifegrad erreicht [5.9]. Rohre mit Durchmessern bis 50 mm und einer Länge bis 0,3 m sind reproduzierbar und mit ausreichender Homogenität hergestellt. Mit darüber hinausgehenden Abmessungen werden die elektrischen und mechanischen Eigenschaften jedoch zunehmend unbefriedigend. Für den Einsatz solcher Wicklungen müssen die keramischen Spulen noch weiterentwickelt werden. Einerseits muß das Material im Hinblick auf seine Stromtragfähigkeit im Magnetfeld weiterentwickelt werden, andererseits müssen die im kleinen Maßstab vorhandenen Techniken der Bauteilherstellung (Gießen von Ringen großen Durchmessers, z.B. mit Schleuderguß) auf größere Dimensionen übertragen bzw. neue Techniken entwickelt werden. Besonderes Augenmerk gilt dabei der Homogenität der elektrischen Eigenschaften. Entwicklungsziel sind deshalb offene Ringe großen Durchmessers, die durch eine niederohmige Kontaktierung zu geeigneten Spulen zusammengesetzt werden können. Ein modularer Aufbau solcher Wicklungen ist dann für verschiedene Leistungen und Ströme möglich, wodurch sich die Herstellungskosten optimieren lassen.

5.5 Kernloser HTSL-Transformator

Mit dem Einsatz von HTSL-Leitern ist auch ein Lufttransformator ohne Eisenkern denkbar. In Frage kommt eine koaxiale Anordnung von Oberspannungs- zu Unterspannungswicklung, also ein zur Spule abgewickelttes Koaxialkabel. Die Unterspannungswicklung wird dabei durch den äußeren Koaxialleiter gebildet. Dieser ist in mehrere gleiche Abschnitte unterteilt, die parallel geschaltet sind. Die Zahl der parallel geschalteten Abschnitte bestimmt das Übersetzungsverhältnis. Zwischen dem Innen- und dem Außenleiter wird vorzugsweise ein Schirmleiter angeordnet, der auf Erdpotential liegt. Auch er sollte aus parallel geschalteten Abschnitten bestehen, um eine gleichmäßige Flußverteilung längs des Kabels zu gewährleisten. Der Schirmleiter hat im wesentlichen die Aufgabe, die starke kapazitive Kopplung zwischen der

Oberspannungswicklung (dem Koaxial-Innenleiter) und der Unterspannungswicklung (dem Koaxial-Außenleiter) zu verhindern. Es handelt sich also um eine Leitung mit drei koaxialen Leitern. Das Kabel kann zu einer Zylinderspule oder zu einem Torus aufgewickelt werden. Der Torus ist günstiger, weil er wenig Außenfelder zur Folge hat und den Raum besser nutzt, genauso wie auch ein Ringkerntransformator mit Eisen weniger Volumen und Gewicht benötigt als ein anderer Transformator [5.10].

Die Kurzschlußspannung ist bei einem kernlosen HTSL-Transformator wegen der räumlichen Nähe von Oberspannungs- und Unterspannungswicklung also äußerst gering. Die Kurzschlußstrombegrenzung muß von anderen Betriebsmitteln übernommen werden. Die Kurzschlußspannung kann gesteigert werden, indem die Wicklungslänge erhöht wird, was den Leerlaufstrom und damit die induktive Blindleistung verringert, oder indem das Radienverhältnis vom äußeren zum inneren Leiter vergrößert wird. Eisenlose Transformatoren müßten in ein Isoliergefäß eingeschlossen werden. Dies müßte im Falle einer Zylinderspule weitgehend aus nichtmetallischem Material gefertigt sein, damit es nicht zu Hysterese- und Wirbelstromverlusten kommt. Denkbar wäre auch, dieses Isoliergefäß als magnetischen Isolator auszubilden, indem man es innen mit einem Supraleiter beschichtet, der das Ein- und Durchdringen magnetischer Felder verhindert.

Ob derartige Lufttransformatoren einmal zum Einsatz kommen können, hängt davon ab, ob es gelingen wird, entsprechende Koaxialkabel mit Supraleitern herzustellen. Sie müssen nicht nur den elektrischen Forderungen (Stromtragfähigkeit, Spannungsfestigkeit, Magnetfeldunabhängigkeit) genügen, sondern auch den elektromagnetischen Kräften standhalten sowie ausreichend kleine Biegeradien zulassen.

6 Maßnahmen zur Reduzierung der Verluste in HTSL-Transformatoren

Die Frage, ob die Verwendung von HTSL-Materialien für den Transformatorenbau wirtschaftlich ist, kann nicht direkt beantwortet werden. Die Verlusteinsparungen sind zwar bei dem Einsatz von HTSL-Leitern für die Wicklungen signifikant, erreichen aber aufgrund der notwendigen Kühlung hohe Werte. Aus diesem Grund ist die Untersuchung von Maßnahmen, die AC-Verluste von HTSL-Transformatoren noch weiter zu reduzieren, eines der wichtigsten Forschungsgebiete. Dabei konzentrieren sich die meisten Forschungsgruppen auf die Entwicklung von leistungsfähigeren und verlustärmeren HTSL-Bandleitern. In diesem Kapitel werden aber Maßnahmen vorgestellt, die die Reduzierung der Verluste von HTSL-Transformatoren mit Hilfe von effizienten technischen Lösungen möglich machen.

Das erste Ziel ist es, den Betrag der Streuflußdichte in HTSL-Transformatoren soweit wie möglich zu reduzieren. Dabei wird zuerst überprüft, ob mit Hilfe der Simulationssoftware ANSYS die Streufeldverteilung von Transformatoren untersucht werden kann, um die Bereiche mit hoher Flußdichte schnell zu identifizieren und ein Verständnis der Primärfaktoren zu erhalten, die sie beeinflussen. Danach wird der Einsatz von verschachtelten Wicklungen und Additiven zur Flußführung untersucht, so daß der Betrag der Streuflußdichte und besonders ihre radiale Komponente reduziert werden.

6.1 Streufeldberechnung in HTSL-Transformatoren

Dieser Abschnitt liefert vorab die wichtigsten Informationen im Zusammenhang mit der Berechnung und Auswertung des magnetischen Streufeldes in HTSL-Transformatoren. Dabei werden die grundlegenden Prinzipien der numerischen Streufeldberechnung erörtert und die Finite-Elemente-Methode näher vorgestellt. Im Anschluß daran wird das Streufeld eines Transformators mit Hilfe des Simulationsprogramms ANSYS berechnet und die verschiedenen Möglichkeiten zur Auswertung der Ergebnisse erläutert.

6.1.1 Numerische Berechnung des Streufeldes

Das Streufeld eines Transformators kann durch verschiedene Methoden ermittelt werden. Es gibt viele verschiedene theoretische Näherungen, die alle ihre besonderen Vor- bzw. Nachteile aufweisen. Für die Berechnung der AC-Verluste von HTSL-Transformatoren ist neben dem ortsabhängigen Betrag der Flußdichte auch die Orientierung, d.h. die Richtung, des Feldes bezogen auf die Wicklung von Bedeutung. Somit wird die Bestimmung der Flußverteilung in Betrag und Richtung zu einer Hauptaufgabe bei der Entwicklung von supraleitenden Transformatoren.

Elektromagnetische Feldprobleme in der Energietechnik sind, wie viele andere praktische Technikprobleme, entweder extrem schwierig oder unmöglich mit herkömmlichen analytischen Methoden zu lösen. Die Lösung mit analytischen Methoden nimmt die Gestalt einer mathematischen Gleichung an, in die die Werte der Parameter, die das elektromagnetische Feld definieren, eingesetzt werden können. Analytische Lösungen von Feldproblemen können nur in verhältnismäßig „einfachen“, zweidimensionalen (2-D), statisch linearen Feldern verwendet werden. Folglich, wenn man analytische Methoden verwendet, werden elektromagnetische Feldprobleme normalerweise bis zu dem Punkt vereinfacht, bei dem eine analytische Lösung erreicht werden kann, die so nahe wie möglich an der Lösung des realen Problems ist.

Für die Analyse des komplexen elektromagnetischen Feldproblems werden mathematische Modelle in der Form von Differentialgleichungen, basierend auf Maxwell's grundlegenden Gleichungen des Elektromagnetismus, erstellt, um das elektromagnetische Feld in einer bestimmten Region mit definierten Grenzbedingungen darzustellen. Danach kann eine Lösung für das mathematische Modell erforscht werden. Die Lösung der Differentialgleichungen, die das Feld darstellen, muß alle Grenzbedingungen des Systems erfüllen. Die eher konventionellen analytischen Methoden können keine genauen Lösungen für diese Modelle liefern und der Gebrauch von numerischen Methoden wird unvermeidlich, um eine beträchtliche Genauigkeit zu erreichen. Numerische Lösungen nehmen die Gestalt eines Satzes numerischer Werte der Funktion an, die das Feld für einen speziellen Satz von Werten des Parameters beschreiben. Die rapide Entwicklung der numerischen Methoden innerhalb der letzten drei Dekaden liegt hauptsächlich an den ständig steigenden Fortschritten der leistungsfähigen Digitalrechner.

Das magnetische Streufeld eines Transformators kann durch unterschiedliche Methoden festgestellt werden. Messungen sind kostspielig, schwierig durchzuführen und haben ihre eigenen Fehlerquellen bei der Interpretation der Ergebnisse. Es gibt einige unterschiedliche theoretische Annäherungen, die alle ihre starken und schwachen Eigenschaften haben. Auf Grund der schnellen Entwicklung von leistungsfähigen modernen Computern und professionellen Softwarepaketen in den letzten Jahrzehnten ist die Finite-Elemente-Methode (FEM) heute die allgemein verwendete Methode, um die Verteilung des magnetischen Feldes zu berechnen [6.1, 6.2].

6.1.1.1 Grundlagen der FEM

Die Finite-Elemente-Methode gibt eine ungefähre Lösung der Differentialgleichung, die das Feldproblem beschreibt. Die Idee ist, das kontinuierliche mathematische Modell, das Rechengebiet Ω , mit seinen Grenzbedingungen in ein diskretes Modell von n_e Teilregionen Ω^e umzuwandeln, finite Elemente genannt, die an Knotenpunkten miteinander verbunden sind, Bild 6.1. Das ganze Gebiet ist mit finiten Elementen so auszufüllen, daß jeder Knoten an der Grenze eines finiten Elementes mit einem Knoten eines seiner Nachbarelemente zusammenfällt. Vom magnetischen Vektorpotential, \vec{A} , können die Flußdichten an den Knotenpunkten und in den Elementen als Ableitungen $\vec{B} = \text{rot}\vec{A}$ leicht berechnet werden. Die Verluste in verschiedenen Teilen des Transformators können bestimmt werden, wenn das Streufeld in Betrag und Richtung bekannt ist.

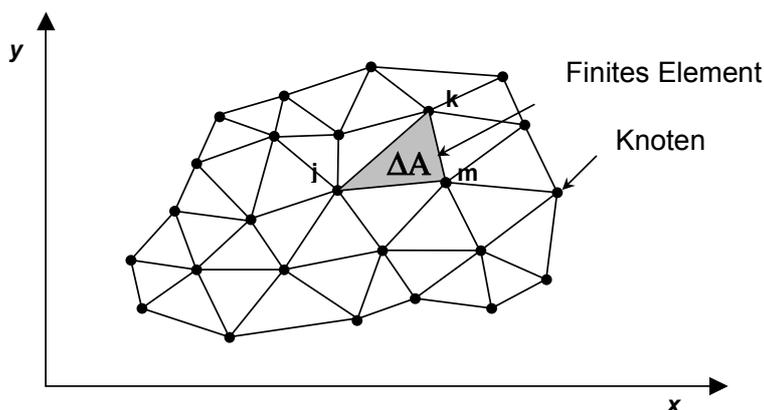


Bild 6.1: Diskretisierung einer Fläche in mehreren finiten Elementen

Im Zweidimensionalen beschränkt man sich meist auf drei- oder viereckige Elemente. Die gesuchte Funktion, das magnetische Vektorpotential $\vec{A}(x,y)$, wird in diesen

Teilbereichen durch Interpolationsfunktionen mit unbekanntem Koeffizienten ausgedrückt. Hierfür wird ein linearer Ansatz angenommen.

$$A_{\Delta A}(x, y) = \alpha_1 + \alpha_2 x + \alpha_3 y \quad (6.1)$$

Für die drei Knoten des Elementes gilt also:

$$\begin{bmatrix} A_j \\ A_k \\ A_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_k & y_k \\ 1 & x_m & y_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Die Koeffizienten α_1 , α_2 und α_3 lassen sich eindeutig durch die drei Funktionswerte A_j , A_k , und A_m in den Eckpunkten des zugehörigen Dreiecks ausdrücken [6.3]:

$$\alpha_{1,2,3} = f(A_j, A_k, A_m, x_j, x_k, x_m, y_j, y_k, y_m) \quad (6.3)$$

Wird Gl. (6.3) in den ursprünglichen Ansatz von Gl. (6.1) eingesetzt, so kann das Potential $A_{\Delta A}(x, y)$ durch Interpolation aus jeweils drei Knotenpotentialen gewonnen werden:

$$A_{\Delta A}(x, y) = N_j(x, y) \cdot A_j + N_k(x, y) \cdot A_k + N_m(x, y) \cdot A_m = \sum_{v=j,k,m} N_v A_v \quad (6.4)$$

Die Funktionen $N_{j,k,m}$ werden Formfunktionen genannt und hängen von der Form und Lage eines Elementes ab. Sie sind eine Funktion der Knotenkoordinaten des jeweiligen Elementes und demnach von Element zu Element verschieden [6.4].

Als nächstes muß das zu lösende Gleichungssystem aufgestellt werden, d.h. die Elementgleichungen müssen ermittelt werden. Dies ist der zentrale Schritt jeder numerischen Analyse. Dafür wird hier die Variationsmethode benutzt, die bei physikalischen Bedingungen geschätzt und in der Technikanalyse verwendet wird, weil die meisten Probleme in der Technik und in der Wissenschaft durch Variationsprinzipien beschrieben werden können [6.5-6.7]. Das Prinzip der Variationsmethode (auch Energiemethode genannt), die auf Eulers Theorem basiert, löst das Feldproblem, indem sie die Energie des Systems herabsetzt, das in Form von einem Funktional, X ,

ausgedrückt wird. Eine Lösung der unbekanntenen Feldvariablen (hier das magnetische Vektorpotential) kann erreicht werden, wenn die Funktionale stationär ist, d.h. die Verteilung des magnetischen Vektorpotentials an den Knotenpunkten ist so, daß die Änderungsrate des Energiefunktionales für kleine Änderungen des Feldwertes gleich null ist [6.8].

Ausgehend von der Tatsache, daß die gesamte Feldenergie gleich der Summe aller Elementenenergien ist, kann das Systemfunktional aus der Summe aller Elementfunktionale bestimmt werden:

$$X = f(A(x, y)) = \sum X_{\Delta A} = \sum f(A_{\Delta A}(x, y)) \quad (6.5)$$

Die partielle Differentiation des Systemfunktionales liefert nach Nullsetzen von n Bestimmungsgleichungen für n Knotenpotentiale $A_1 \dots A_n$ bzw. das lineare Gleichungssystem:

$$\mathbf{S} \cdot \mathbf{a} = \mathbf{j} \quad (6.6)$$

wobei \mathbf{a} eine Spaltenmatrix bestehend aus allen n Potentialen in den Knoten ist, \mathbf{j} eine Spaltenmatrix der Stromdichten und \mathbf{S} eine $n \times n$ Matrix ist, die von den Koeffizientenmatrizen gebildet wird. Die Koeffizientenmatrix \mathbf{S} ist symmetrisch und schwach besetzt, da jeder Knotenpunkt nur zu den Knotenpunkten verbunden wird, die direkt an ihn angeschlossen sind [6.8]. Diese Matrix ist wie die Knotenadmittanzmatrix \mathbf{Y} der Netzwerktheorie, z.B. bei der Leistungsflußberechnung in Elektroenergiesystemen, symmetrisch und singulär. Ohne die Einführung von Randbedingungen besitzt das Gleichungssystem nur die Trivillösung Null. Die Berücksichtigung der Randbedingungen bei der numerischen Lösung partieller Differentialgleichungen entspricht der Festlegung der Integrationskonstanten, die beim analytischen Lösen eines unbestimmten Intergrals bzw. einer Differentialgleichung auftreten.

6.1.2 Durchführung einer FEM-Berechnung

Das tatsächliche magnetische Feld eines Transformators ist ein 3-D Feld. Aufgrund der geometrischen Symmetrien ist es aber möglich, durch geeignete Nachbildung die Berechnung nur in der x-y Ebene durchzuführen und Ergebnisse mit einem sehr guten Näherungswert zu bekommen. Um die magnetische Streufeldverteilung von

HTSL-Transformatoren auszuwerten, wurden die Transformatormodelle in 2-D nachgebildet, um eine harmonische FEM-Magnetfeldanalyse durchzuführen und das Streufeld sichtbar zu machen. Dies spart eine große Menge an Zeit und Computerkapazität. Das Durchführen einer Finiten-Elemente-Analyse (FEA) wird im Allgemeinen in drei Schritten vollzogen: vorbereiten, lösen und nachbearbeiten. Prinzipiell geht es um das Aufstellen des Problems für die Lösung, das Durchführen der Berechnung und das Auswerten der Resultate.

Der Vorbereitungsschritt ist in einer bestimmten Weise der Problemdarstellungsschritt, in dem ein vollständig definiertes eindeutiges mathematisches Problem vorbereitet wird, das benötigt wird, um die FEA laufen zu lassen. Dies wird in vier grundlegenden Schritten getan. Zuerst wird die geometrische Form und Größe des 2-D Transformatormodells definiert, das zu analysieren ist. Dann werden materielle Eigenschaften beschrieben und unterschiedlichen Regionen des Modells zugewiesen. In einem dritten Schritt wird eine Aufteilung in Finite Elemente festgelegt und somit ein diskretes numerisches Modell erstellt, das das reale Transformatormodell zufriedenstellend approximiert. Schließlich werden dem diskreten Modell Grenzbedingungen gegeben.

Das Transformatormodell, das für die weiteren Untersuchungen zu Grunde gelegt wird, ist ein einphasiger Kerntransformator mit zylinderförmigen Wicklungen. Die Ergebnisse, die für einphasige Transformatoren bezüglich der Streufeldberechnung erreicht werden, können ohne weiteres auf dreiphasige Transformatoren übertragen werden. Es wird angenommen, daß sich der Transformator unendlich in die Darstellungsoberfläche ausdehnt, folglich wird ein 2-D Transformatormodell für die Analyse benutzt. Für die Nachbildung der Ober- und Unterspannungswicklung wird das vereinfachte Modell im Bild 6.2 angenommen.

Der Einfluß eines metallischen Transformatorbehälters auf die Streufeldverteilung wird nicht berücksichtigt. Eine weitere sinnvolle Vereinfachung ist die Ausnutzung von geometrischen Symmetrien. Dadurch werden die Größe des Modells und die Rechenzeit deutlich reduziert. Das Modell wird zur Hälfte entlang jeder Symmetrieffläche geteilt, und dann werden an diesen Flächen Symmetriegrenzbedingungen angewendet. Das Transformatormodell kann zwei Symmetrielinien haben. Diese sind eine vertikale Symmetrielinie, die den Transformator in zwei symmetrische Hälften

teilt, und eine horizontale Symmetrielinie, die den Transformator in die Ober- und Unterseite entsprechend teilt. Durch die geometrischen und elektromagnetischen Symmetriebedingungen auf der vertikalen und horizontalen Symmetrielinie kann folglich das Analysemodell auf nur ein Viertel des tatsächlichen Transformatormodells verringert werden, wie im Bild 6.3 gezeigt wird.

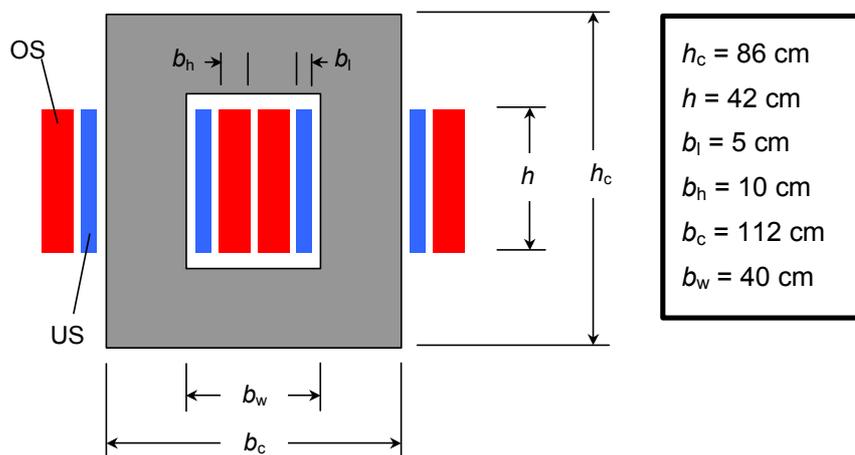


Bild 6.2: Transformatormodell für die Streufeldberechnung

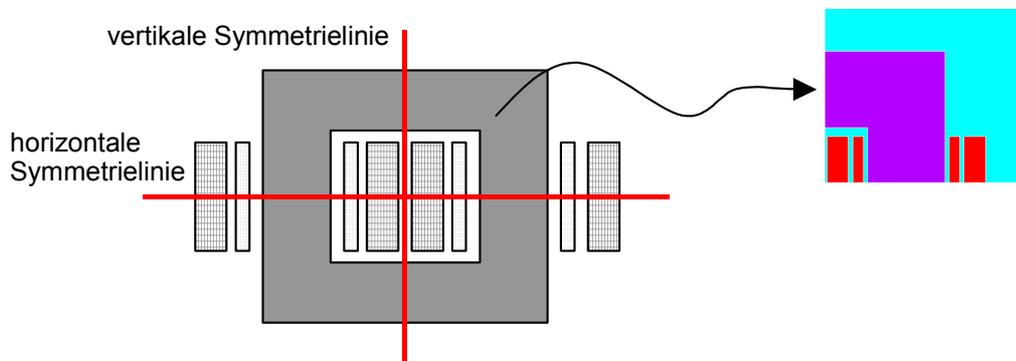


Bild 6.3: Schematische Darstellung der Symmetrielinien und des reduzierten Modells

Im Fall eines dreiphasigen konzentrischen Transformators, trotz der geometrischen Symmetrie auf den vertikalen und horizontalen Symmetrielinien wie im Fall des einphasigen konzentrischen Transformators, existiert eine elektromagnetische Symmetrie nur auf der horizontalen Linie. Dies liegt an der elektrischen Phasendifferenz zwischen den drei Wicklungsströmen, die eine asymmetrische magnetische Feldverteilung auf der vertikalen Linie verursachen.

An den Symmetrielinien müssen Grenzbedingungen definiert werden. Es gibt zwei unterschiedliche Arten von Grenzbedingungen, die Dirichlet- und die Neumann-Grenzbedingungen, Bild 6.4. Die Dirichlet - Grenzbedingung ist anwendbar, wenn die Flußlinien parallel zur Symmetrieachse verlaufen, so daß die Symmetrielinie eine Flußlinie darstellt. Das magnetische Vektorpotential ist dann konstant. Das genaue Gegenteil trifft bei der Neumann-Grenzbedingung zu. Die Flußlinien sind auf der Symmetrielinie orthogonal ohne tangentialen Bestandteil. Sie werden bei der FEA berechnet und müssen nicht explizit spezifiziert werden [6.4].

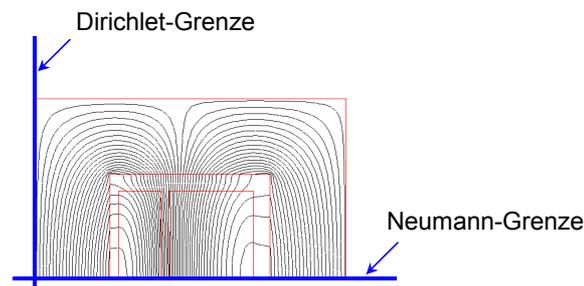


Bild 6.4: Schematische Darstellung der Dirichlet- und Neumann-Grenzbedingungen

Als nächstes müssen die physikalischen Eigenschaften der unterschiedlichen Materialien, die im Analysemodell vorkommen, definiert werden. Beim Wicklungsmaterial wird angenommen, daß es sich um ein supraleitendes Material mit vernachlässigbarem elektrischen Widerstand und einer konstanten magnetischen relativen Permeabilität ($\mu_r = 1$) handelt. Der flüssige Stickstoff als Kühl- und Isoliermittel zwischen den Wicklungen und dem Eisenkern hat ebenfalls eine konstante magnetische relative Permeabilität ($\mu_r = 1$) bei 77 K. Als Kernmaterial wird M54 Stahl ausgewählt. Seine nichtlineare magnetische Eigenschaft wird durch seine Magnetisierungskurve aus Bild 6.5 dargestellt, wobei die Hysterese nicht berücksichtigt wird.

Bei der Anwendung der Methode der Finiten Elemente wird das zu berechnende Gebiet in eine Anzahl von finiten Elementen zerlegt, um die numerische Lösung einer partiellen Differentialgleichung zu erleichtern. Bei der Diskretisierung der Anordnung empfiehlt es sich, zunächst ein grobes aber trotzdem problemangepaßtes Netz zu erstellen, um die Vernetzung auf mögliche Fehler zu überprüfen. Mit diesem Netz wird das Problem berechnet und das Ergebnis auf grundsätzliche Plausibilität geprüft. Für die in dieser Arbeit durchgeführten Berechnungen wurde das zweidimensionale finite Element PLANE53 eingesetzt, um die magnetischen Felder des HTSL-

Transformators nachzubilden. Es basiert auf der magnetischen Vektorpotentialformulierung. Das heißt, die Freiheitsgrade, die benutzt werden, um das Problem zu lösen, sind Vektorpotentiale. Das PLANE53 ist auf eine harmonische Wechselstromzeitanalyse anwendbar und hat eine nichtlineare magnetische Kennlinie, die wichtig ist, um die nichtlineare Kurve des Eisens zu berücksichtigen.

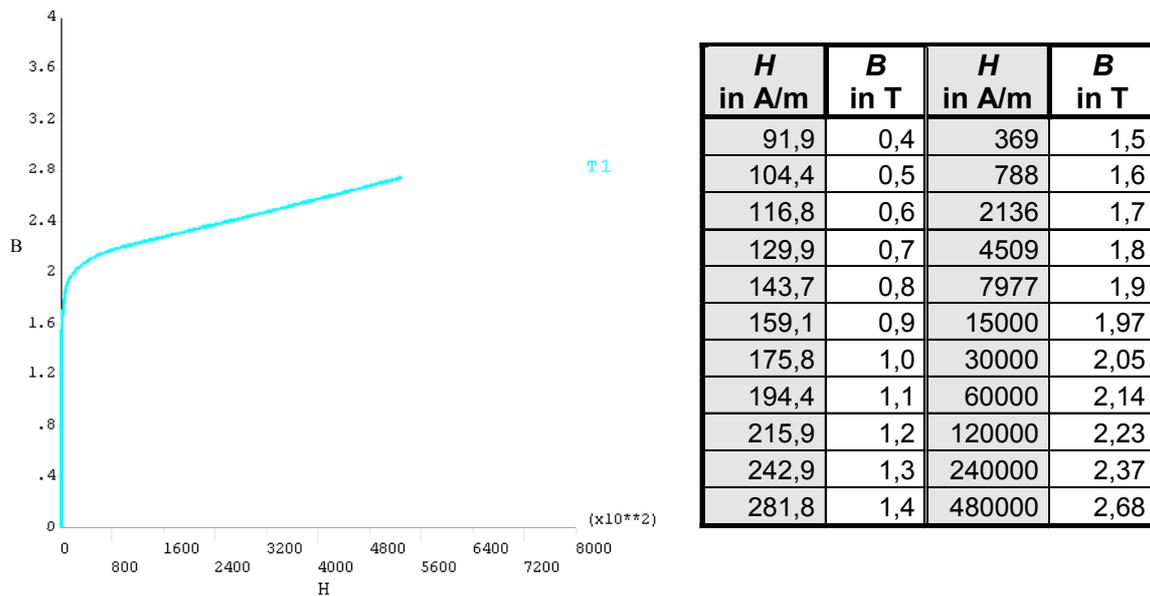


Bild 6.5: Magnetisierungskurve von M54 Stahl

Im Simulationsprogramm ANSYS werden zwei unterschiedliche Methoden angeboten, um das finite Elementmodell zu erzeugen: das Festkörpermodell und die direkte Erzeugung. Mit dem Festkörpermodell werden die geometrischen Grenzen des Modells beschrieben, Kontrollen über die Größe und gewünschte Form der Elemente aufgestellt und dann alle Knotenpunkte und Elemente automatisch festgelegt. Im Gegensatz dazu muß bei der direkten Erzeugungsmethode der Standort jedes Knotenpunktes und die Größe, Form und Verbindungsfähigkeit jedes Elementes vorbestimmt werden. Diese ausführliche Methode kann für große Modelle langwierig werden. Das Festkörpermodell ist normalerweise leistungsfähiger und wandlungsfähiger als die direkte Erzeugung und ist die Methode, die hier für die finiten Elementmodelle verwendet wird. Um genauere Ergebnisse zu erreichen, wird eine feinere Auflösung in den Bereichen innen und um die Transformatorwicklungen sowie im Transformatorfenster ausgewählt, da diese Bereiche besonders von Interesse sind. Im Bild 6.6 ist das Symmetriemodell des einphasigen Transformators mit Hilfe der viereckigen PLANE53 Elemente aufgeteilt und somit das diskrete Modell erstellt.

Um eine Berechnung des magnetischen Feldes durchzuführen, muß noch der Bereich im Modell bestimmt werden, der als Quelle des magnetischen Feldes gelten soll. Diese sind die Querschnitte der zwei Wicklungen, die von einem sinusförmigen Strom von 50 Hz durchflossen werden. Dabei muß auf den Betrag dieser Ströme geachtet werden. Da für die hier geführten Untersuchungen nur das Streufeld des HTSL-Transformators von Bedeutung ist, muß der Transformator als kurzgeschlossen angenommen werden. Aus Bild 2.1 folgt dann, daß der Magnetisierungsstrom gleich Null ist, wodurch auch der Hauptfluß gleich Null wird. Die beiden Wicklungsströme sind gleich aber entgegengesetzt ausgerichtet.

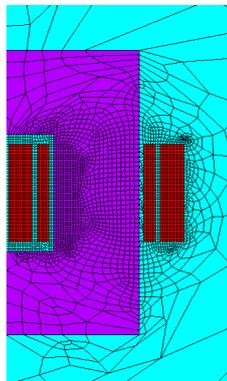


Bild 6.6: Diskretisiertes Modell des einphasigen Transformators

Das ANSYS-Programm verwendet Maxwells Gleichungen als Grundlage für die magnetische Feldanalyse. Die Primärunbekannte (Freiheitsgrad), die die finite Elementlösung errechnet, ist das magnetische Vektorpotential. Andere Quantitäten des magnetischen Feldes, wie die magnetische Flußdichte oder die magnetische Feldstärke, werden vom magnetischen Vektorpotential berechnet.

Nach der Durchführung der Berechnung lassen sich die magnetischen Flußlinien darstellen, Bild 6.7. Die 2-D Flußlinien sind Pfade entlang denen der Fluß fließt und sind immer in sich geschlossen. Die Dichte der Magnetfeldlinien ist ein Maß für die magnetische Flußdichte. Ein Blick auf die Feldlinien des konzentrischen Transformators zeigt, daß der magnetisierende Hauptfluß gleich null ist, d.h. die zwei Wicklungen sind magnetisch mit einander nicht verbunden. Alle Feldlinien verlaufen entweder um die Teilwicklung, die sie auch hervorruft, oder schließen sich um die zwei Teilwicklungen derselben Wicklung zusammen. Somit gehören alle dargestellten Feldlinien zum Streufluß des Transformators.

Aus diesem berechneten Ergebnis können allgemeine Schlußfolgerungen über die Streuflußverteilung in und um die Transformatorwicklungen gewonnen werden. Mit Hilfe dieser Verteilung können sofort die Bereiche in der Wicklung bestimmt werden, die von einer senkrechten Streufeldkomponente durchflossen werden. Im Bild 6.7 sind dies besonders die Enden der Wicklung. Durch geeignete Maßnahmen in diesen Bereichen kann jetzt versucht werden, die Streuflußverteilung so zu ändern, daß diese senkrechte Komponente aus der Wicklung eliminiert wird. Um den Erfolg dieser Maßnahmen messen zu können, muß auch der Betrag der Streuflußdichte in den Regionen der Wicklung, gemäß Bild 6.8. dargestellt werden. Bei der Auswertung der grafischen Ergebnisse ist zu beachten, daß die verschiedenen Farben ein Intervall von Werten darstellen.

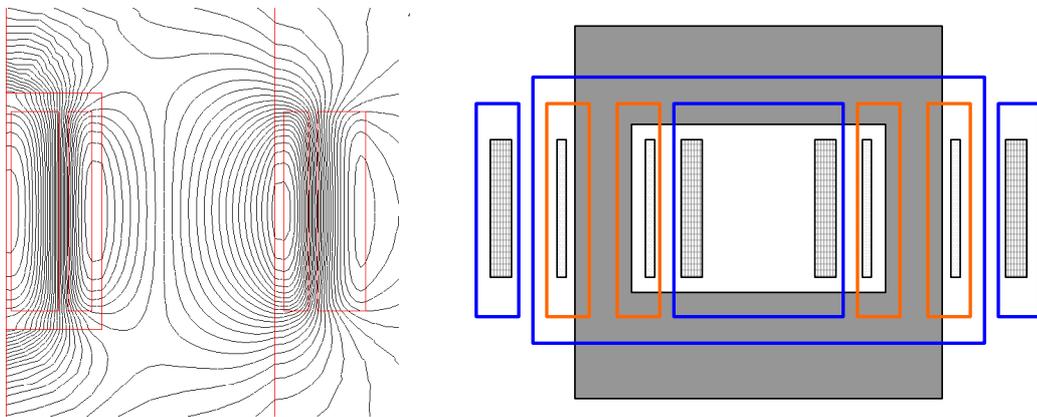


Bild 6.7: Berechneter und theoretischer Verlauf der Magnetstrefeldlinien im Transformatormodell

Wie aus der Dichte der Feldlinien im Bild 6.7 ersichtlich und auch aus der Theorie bekannt ist [6.9], erreicht die Flußdichte zwischen den Wicklungen ihren maximalen Wert. Verglichen mit der Flußdichte im Kern und im umgebenden Raum um die Wicklungen ist das Feld dort verhältnismäßig hoch. Ein weiterer Weg, den Streufluß in jenen bedeutenden Bereichen auszuwerten, ist, die y- und x-Komponente der Flußdichte, B_y und B_x , separat abzubilden. Auf diese Weise kann das Ausmaß des Streufeldes parallel oder senkrecht zu den supraleitenden Bändern überprüft werden.

Der maximale Wert von B_y befindet sich im Spalt zwischen den Wicklungen. Der größte Teil der Wicklungen wird, wie erwartet, von einem axialen Feld durchflossen. Der Betrag der radialen Flußdichtekomponente in den Wicklungen erreicht ihr Maximum an den Enden und ist besonders stark in der Unterspannungswicklung, wo er Werte von bis zu 0,071 T erreicht. Besonders interessant ist der Einfluß der Joche

auf die radiale Komponente der Flußdichte. Dort erreicht sie einen maximalen Wert von 0,062 T in der Unterspannungswicklung und ist damit um fast 13 % kleiner als außerhalb des Transformatorfensters. Dies wird ferner durch genauere Betrachtung der Feldlinien im Bild 6.7 bestätigt.

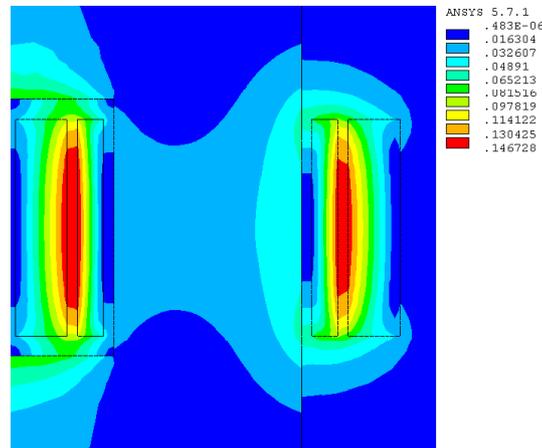
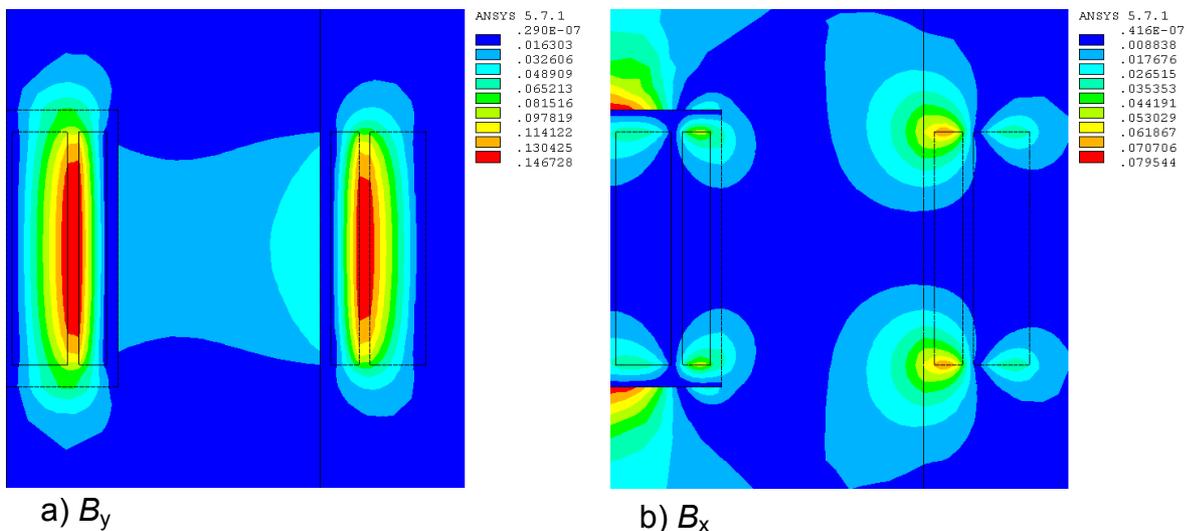


Bild 6.8: Betrag der magnetischen Flußdichte in den verschiedenen Bereichen des Transformators



a) B_y

b) B_x

Bild 6.9: Betrag der y- und x-Flußdichtekomponenten

Das Programm ANSYS eignet sich also sehr gut für die Berechnung des magnetischen Streufeldes in HTSL-Transformatoren sowie für die Auswertung der Ergebnisse. Als nächstes wird versucht, mit Hilfe von verschiedenen Maßnahmen die radiale Streufeldkomponente aus der Wicklung zu führen, um die AC-Verluste in den Wicklungen zu reduzieren.

6.2 Einfluß der Wicklungsverschachtelung

Gegenstand dieses Abschnittes ist es, die geeignetste Wicklungsform zu bestimmen, die die kleinsten Wechselstromverluste aufweist. Im Aufbau der Wicklungen wird im konventionellen Transformatorenbau zwischen Zylinder- und Scheibenwicklung unterschieden. Bei der Scheibenwicklung sind die Ober- und Unterspannung in zwei oder mehreren abwechselnd aufeinanderfolgenden Scheibenspulen axial übereinander angeordnet. Da bei dieser Wicklungsart jede Oberspannungsspule gegen die benachbarten Unterspannungsspulen voll isoliert ist, wird sie bei höheren Spannungen wegen des größeren Isolationsaufwandes sehr unwirtschaftlich. Zusätzlich existieren bei einer solchen Wicklungsausführung mehrere Streuflußkanäle, wodurch der Einfluß der radialen Feldstärke deutlich vergrößert wird. Für HTSL-Transformatoren sind demnach nur Zylinderwicklungen geeignet und werden in dieser Arbeit weiterbehandelt. Als erstes werden der Grad der Verschachtelung der Zylinderwicklungen untersucht, um die Reduktion des Streufeldbetrages zu bestimmen, sowie der Einfluß der Verschachtelung auf die radiale Komponente. Danach werden verschiedene Formen der Zylinderenden auf ihre Auswirkungen geprüft.

Sehr oft werden konventionelle Transformatoren mit einer doppelkonzentrischen Zylinderwicklung ausgelegt, damit die Streuung zwischen den Wicklungen verringert wird. Dabei wird meistens die Unterspannungswicklung auf einen inneren und einen äußeren Zylinder verteilt. Die Hauptgründe dieser Schachtelung sind die Reduzierung der relativen Kurzschlußspannung und die Eindämmung der auf die Wicklungen wirkenden Stromkräfte, um eine genügende mechanische Festigkeit bei Kurzschlüssen zu erreichen. Eine doppelkonzentrische Zylinderwicklung wird demnach besonders bei Transformatoren größerer Leistung angewendet. Der Einsatz von HTSL-Wicklungen setzt aber einen möglichst kleinen Streufluß voraus, damit die Fremdfeldverluste in akzeptabler Höhe bleiben. Die Verschachtelung wird somit für den supraleitenden Transformatorenbau zu einer Pflichtanforderung für alle Leistungsklassen in Bezug auf die AC-Verluste, wobei besonders auf die Größe der relativen Kurzschlußspannung geachtet werden muß.

Der Einfluß der Wicklungsverschachtelung auf das Streufeld wurde mit dem Simulationsprogramm ANSYS untersucht. Zunächst wurde die doppelkonzentrische Wicklung in Betracht gezogen. Im Bild 6.10 werden die ortsabhängigen Beträge der Streuflußdichten miteinander verglichen. Die Ergebnisse werden mit derselben Farbskala

abgebildet. Die erwartete Reduzierung des Streuflusses ist deutlich zu erkennen. Zwischen den zwei Streukanälen der doppelkonzentrischen Wicklungsanordnung wird der Streufluß jeweils zur Hälfte aufgeteilt. Dadurch werden die Fremdfeldverluste signifikant reduziert und die Stromtragfähigkeit der HTSL-Wicklungen erhöht. Der HTSL-Leiter wird besser ausgenutzt.

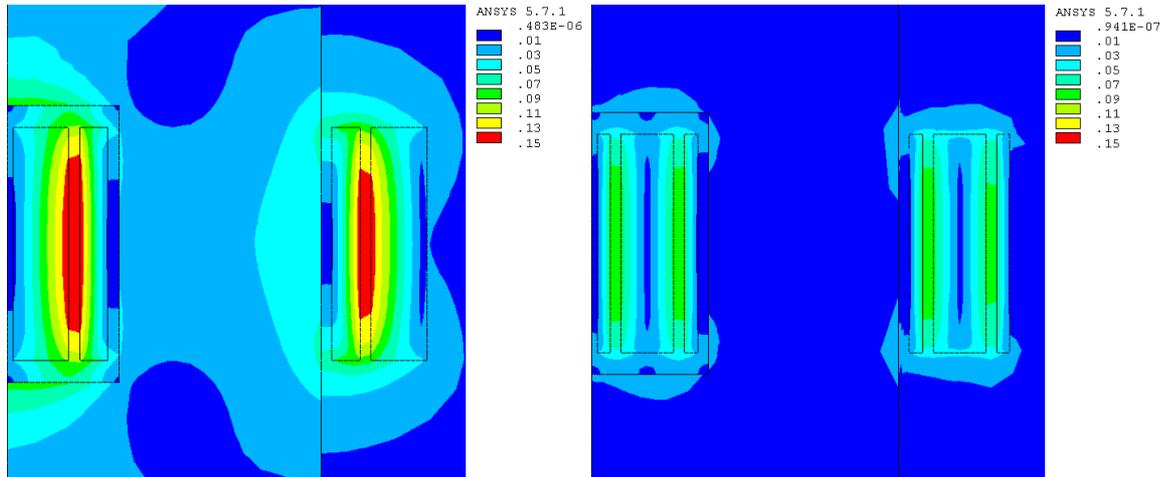


Bild 6.10: Vergleich des Betrages der Streuflußdichte zwischen einer einfachen und einer doppelkonzentrischen Zylinderwicklung

Als nächstes wird die radiale Komponente des Flusses geprüft und im Bild 6.11 dargestellt. Bei der einfach konzentrischen Zylinderwicklung wird die Unterspannungswicklung am stärksten von B_x belastet. Der maximale Wert liegt zwischen 0,062 T und 0,071 T an den zwei Enden der Wicklung. Durch die Ausführung als doppelkonzentrische Wicklung erreicht die radiale Flußdichte einen Wert zwischen 0,030 T und 0,034 T und ist somit ungefähr auf die Hälfte reduziert. Besonders interessant ist die Tatsache, daß sich nicht nur der Betrag des maximal auftretenden B_x verändert, sondern auch der Ort des Erscheinens. Es ist eine Verlagerung auf die Enden der Oberspannungswicklung erfolgt. Dieses Ergebnis zeigt einen weiteren Vorteil der doppelkonzentrischen Wicklung eines HTSL-Transformators. Die HTSL-Leiter der Unterspannungswicklung werden von einem Strom belastet, der proportional zum Windungsverhältnis und größer als der Strom in der Oberspannungswicklung ist. Da die Kosten dieser Leiter für den Einsatz der HTSL-Supraleitung im Transformatorbau von großer Bedeutung sind, und diese mit wachsender Leiterlänge geringer werden, wurden zu Beginn der Markteinführung HTSL-Leiter mit der selben Stromdichte eingesetzt. Somit ist die Bedeutung der radialen Feldstärke für die Unterspannungsseite besonders groß. Durch die doppelkonzentrische Wicklung werden die

Enden der Hochstromwicklung deutlich mehr entlastet. Der maximale Wert der radialen Komponente erreicht Werte zwischen 0,026 T und 0,030 T und ist um bis zu 58 % geringer, Bild 6.11.

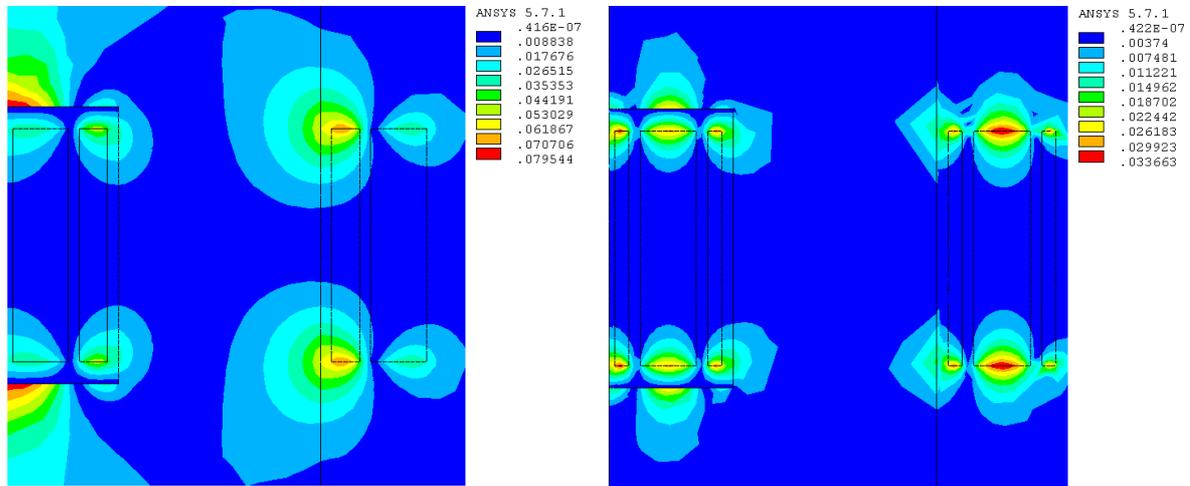


Bild 6.11: Vergleich des Betrages der radialen Streuflußdichte zwischen einer einfachen und einer doppelkonzentrischen Zylinderwicklung

Diese positiven Einwirkungen haben den Anlaß dazu gegeben, den Zusammenhang zwischen dem Grad der Verschachtelung und dem daraus resultierenden Nutzen für den HTSL-Transformator zu bestimmen. Dafür wurden schrittweise die Ober- und Unterspannungswicklungen systematisch abwechselnd weitergeteilt. Im Bild 6.12 werden die Ergebnisse aus der ANSYS Berechnung für die maximal auftretende Streuflußdichte der untersuchten Mehrfachschachtelungen grafisch dargestellt. Zur Veranschaulichung wird der Grad der Schachtelung mit einer Zahlenkombination, $n_{OS} \times n_{US}$, beschrieben, die die Anzahl der Schachtelung je Ober- bzw. Unterspannungswicklung widerspiegelt. Die Verbesserung bei der 2 x 2 Ausführung, d.h. beide Wicklungen sind zur Hälfte geteilt und nacheinander verschachtelt, resultiert eine fast vernachlässigte Reduktion der Streuflußdichte. Eine zusätzliche Aufteilung der Unterspannungswicklung, 2 x 3, liefert dagegen einen um etwa 32 % geringeren Fluß gegenüber der doppelkonzentrischen Ausführung. Wird diese Aufteilung und Verschachtelung weiter vorangetrieben, ist zu erkennen, daß immer dann eine Verbesserung erzielt werden kann, wenn gilt:

$$n_{US} = n_{OS} + 1 \quad (6.7)$$

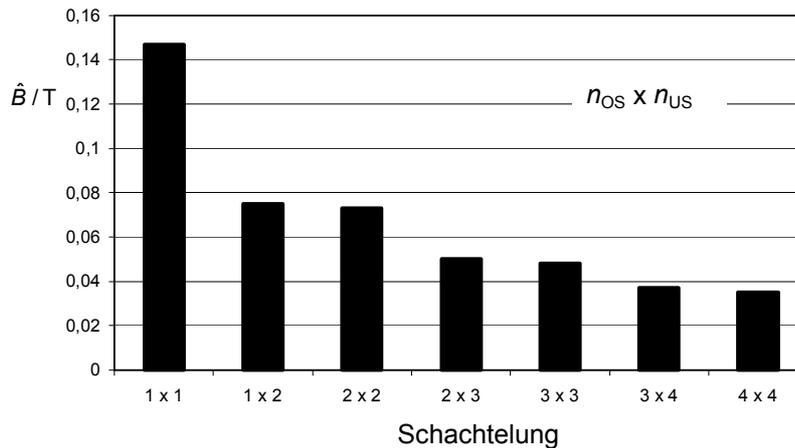


Bild 6.12: Maximal Amplitude der Streuflußdichte in Abhängigkeit vom Verschachtelungsgrad der Wicklungen

Die Reduktion des Streufeldes ist durch den Einsatz von einer doppelkonzentrischen Zylinderwicklung durch die Feldberechnung mit ANSYS bestätigt worden. Dabei wird der maximale Wert der radialen Feldkomponente an die Enden der Oberspannungswicklung verlagert, was positiv auf die Stromtragfähigkeit des Leiters in der Unterspannungswicklung wirkt. Da die radiale Komponente für erhöhte AC-Verluste sorgt, besteht aber immer noch die Gefahr, daß es dort zu einer unzulässigen Erhöhung der Verluste und folglich der Temperatur kommen kann, wodurch eine gefährliche thermische Belastung durch so genannte „hot spots“ wahrscheinlich wird, die zur lokalen Zerstörung der Wicklung führen kann. Dieses Verhalten liegt daran, daß die momentan hohen Kosten für die HTSL-Leiter eine soweit wie möglich effiziente Ausnutzung der Leiter voraussetzt. Die Erhöhung des Schachtelungsgrades bringt eine weitere Reduktion der Streufeldamplitude, wobei auf das Verhältnis der Teilung zu achten ist. Weitere Verschachtelungen führen dazu, daß die Wicklungslagen selbsttragend sind und eine Druckentlastung der Stützkonstruktion bzw. des Kryostates hervorrufen, aber die Komplexität der Fertigung sowie den Aufwand für die Isolation erhöhen. Nach dem heutigen Stand der technischen Entwicklung wäre eine solche mehrfachverschachtelte Wicklungsanordnung nicht gerechtfertigt. Eine doppelkonzentrische Ausführung stellt daher die optimalste Lösung dar.

6.3 Einsatz von Additiven zur Streufeldführung

Nachdem im vorigen Abschnitt die Maßnahmen zur Reduzierung der Verluste auf den Betrag des Streufeldes konzentriert wurden, wird hier untersucht, wie die radiale

Streifeldkomponente gezielt unterdrückt werden kann. Aus diesem Grund wird der Einsatz von Additiven zur Streufeldführung vorgeschlagen, Bild 6.13. Das Prinzip dabei ist, an den Enden der Wicklungen die magnetischen Streufeldlinien aus der Wicklung zu halten. Bei diesen Additiven handelt es sich um konstruktive Formen aus Materialien mit einer hohen magnetischen Leitfähigkeit, die gleichzeitig sehr geringe elektrische Verluste aufweisen müssen, da die erzeugte Verlustwärme mit einem hohen Kühlaufwand aus dem Kryostat geführt werden muß. Die Additive können verschiedene Formen, wie Ringe oder Kappen, annehmen.

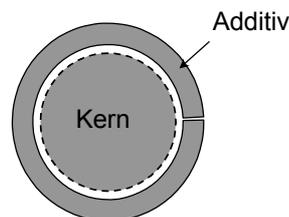


Bild 6.13: Prinzipielle Anordnung eines Additivs über die Transformatorwicklung

Ziel dieses Abschnittes ist es, diese verschiedenen Formen und deren Auswirkungen miteinander zu vergleichen. Geeignete Materialien für diese Aufgabe sind Ferrite. Ferrite haben eine hohe Permeabilität, können aber nicht kostengünstig in großen Dimensionen an einem Stück gefertigt werden. Ein modularer Aufbau von Ringen aus Ferriten wäre im Prinzip möglich. Da alle hier durchgeführten Analysen zweidimensional stattfinden, kann diese Möglichkeit und deren Einfluß nicht untersucht werden. Beim Einsatz solcher Ringe ist besonders auf die Isolation gegenüber den Wicklungen zu achten. Da es hier in erster Linie um die Effektivität dieser Ringe geht, wird das Thema der geeigneten Isolation hier nicht behandelt.

6.3.1 Ringe zur Streufeldführung

Die einfachste Form für eine erwünschte Flußführung sind dünne Ringe aus Ferrit, die ober- und unterhalb der Wicklungen positioniert werden. Diese müssen so nah wie möglich an den Wicklungsenden angebracht werden, um die radiale Streufeldkomponente effektiv führen zu können. Da bei einer doppelkonzentrischen Wicklung eine Verlagerung des Ortes der maximal auftretenden radialen Streuflußdichte von der Unterspannungs- auf die Oberspannungswicklung beobachtet wurde, wird nur ein Flußführungsring über die Oberspannungswicklung gesetzt. Aus Symmetriegrün-

den wird nur der obere Teil der Wicklung dargestellt und zwar der außerhalb des Transformatorsfensters, weil dort die Jochen keinen Einfluß auf das Streufeld ausüben.

Im Bild 6.14 sind die berechneten Ergebnisse für die radiale Streuflußkomponente abgebildet, wenn ein Ring genau über der Oberspannungswicklung positioniert ist. Da wo früher ein maximales Feld von bis zu 0,034 T an den Enden der Oberspannungswicklung, Bild 6.11, existierte, erreicht jetzt die radiale Streuflußdichte einen maximalen Wert von weniger als 0,004 T.

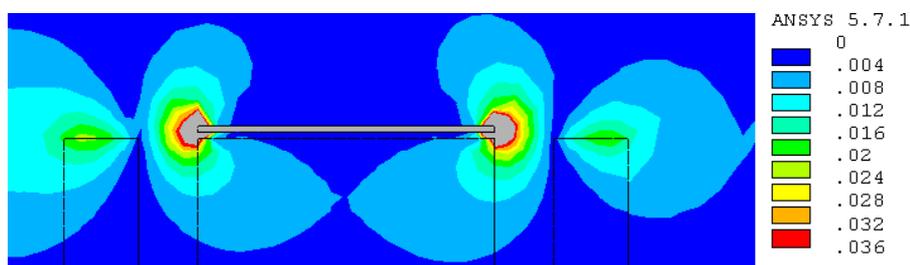


Bild 6.14: Betrag der radialen Streuflußdichte mit Ringen zur Flußführung bei der Oberspannungswicklung

Im Ring selbst erreicht die Flußdichte sehr hohe Werte. Da der Ring im Kryostat sein wird, müssen die Magnetisierungsverluste im Ring gering gehalten werden, wodurch besonders auf die Konstruktion dieser Ringe geachtet werden muß. Diese Verluste wachsen mit dem Quadrat der Streuflußdichte, so daß eine bestimmte Dicke des Ringes erforderlich ist. An den Enden der Oberspannungswicklung kommt es zu einer Entlastung. Am Umfang des Ringes ergibt sich eine Konzentration der Feldlinien, die alle den Weg des geringsten magnetischen Widerstandes verfolgen wollen, nämlich durch den Ring aus Ferrit. Dabei werden aber Teile der Wicklung verhältnismäßig stark von dieser „Streuflußwolke“ beeinträchtigt. Eine Vergrößerung der Breite des Ringes hat als Ergebnis, daß diese Wolke sich über den Streukanal verschiebt und die Oberspannungswicklung entlastet, Bild 6.15. Sie wirkt sich sogar positiv auf den radialen Streufluß der Unterspannungswicklung aus. Die maximal auftretende radiale Streuflußdichte erreicht in der Oberspannungswicklung einen Wert von 0,008 T und in der Unterspannungswicklung von 0,02 T.

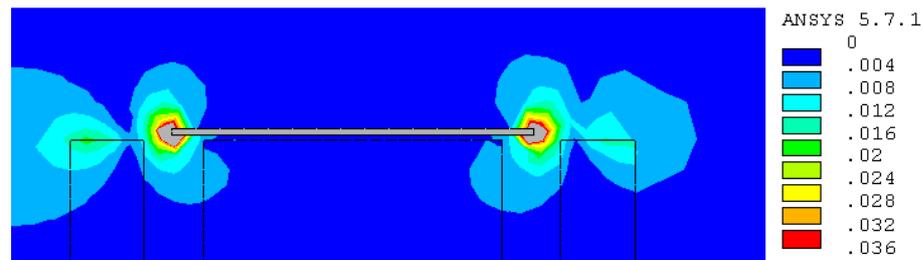


Bild 6.15: Betrag der radialen Streuflußdichte mit breiteren Ringen zur Flußführung bei der Oberspannungswicklung

6.3.2 Kappen zur Streufeldführung

Eine weitere Reduktion der radialen Streuflußdichte in der Unterspannungswicklung ist mit dem Einsatz von zusätzlichen Ringen möglich. Als eine Alternative zu den Ringen werden in diesem Abschnitt sogenannte Kappen zur Flußführung eingesetzt und ihr Einfluß untersucht. Diese Kappen eignen sich besonders aus konstruktiven Gründen für diese Aufgabe. Durch ihre Form können sie besser auf einem Trägermaterial angebracht werden, das nicht nur die Kappen stützt, sondern auch als Isolation gegenüber der Wicklung dienen wird. Für diese Untersuchung wurden beide Wicklungsenden mit solchen Kappen ausgerüstet. Das Berechnungsergebnis ist im Bild 6.16a mit einer anderen Auswertungsskala dargestellt.

Wie erwartet werden die Unterspannungswicklungen ebenfalls weniger von dem radialen Streufeldfluß belastet. Der maximal auftretende Wert von B_x ist 0,008 T. Eine weitere Verbesserung kann noch erzielt werden, wenn über alle Wicklungen und über dem Streufeldkanal eine solche Kappe eingesetzt werden kann, wie Bild 6.16b zu entnehmen ist. Die maximal auftretende radiale Streuflußdichte ist jetzt kleiner als 0,005 T für die Oberspannungswicklung und kleiner als 0,006 T für die Unterspannungswicklung.

6.3.3 Diskussion der Ergebnisse

Der Einsatz der Simulationssoftware ANSYS eignet sich sehr gut für die Darstellung der Streuflußverteilung in den Wicklungen von HTSL-Transformatoren. Die Ausnutzung von Symmetrien erlaubt die Minimierung des untersuchten Modells, so daß viel Zeit und Rechnerkapazität gespart werden kann. Die Auswertung der berechneten Ergebnisse mit Hilfe von Feldlinienbildern sowie die farbige Darstellung der Werte für

die Streuflußdichte, besonders der radialen Komponente, reichen aus, um die Auswirkungen von Maßnahmen zur Reduzierung der Verluste zu untersuchen.

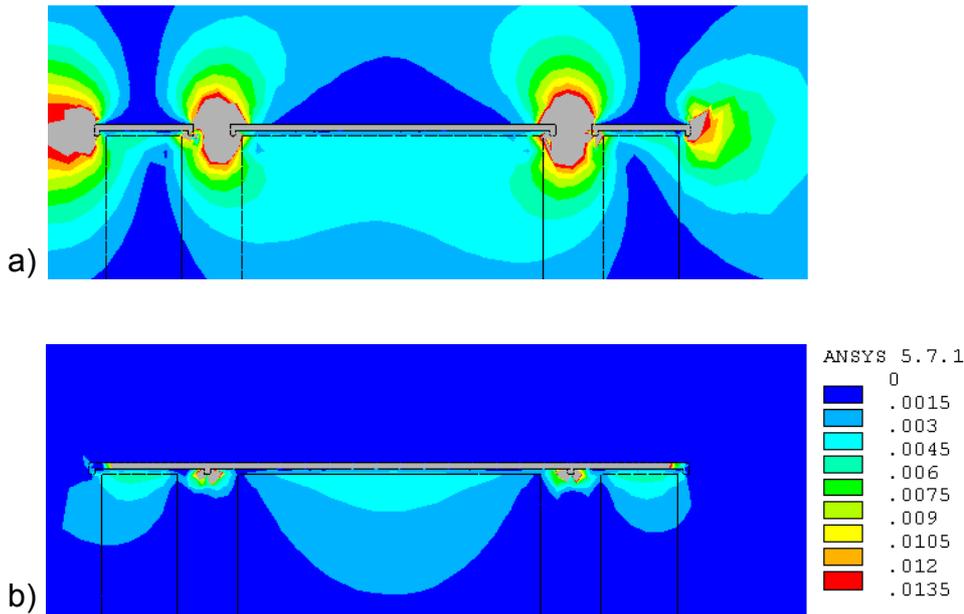


Bild 6.16: Betrag der radialen Streuflußdichte mit Kappen zur Flußführung bei allen Wicklungen

Die heute zur Verfügung stehenden HTSL-Bandleiter machen den Aufbau von doppeltkonzentrischen Zylinderwicklungen des Schachtelungsgrades 1 x 2 unverzichtbar. Eine Halbierung der Streufeldstärke kann den zusätzlichen konstruktiven Aufwand rechtfertigen. Der Einsatz von Additiven zur Flußführung kann den Einfluß des radialen Streufeldes, der senkrecht zu den HTSL-Bandleiter ausgerichtet ist, sehr stark dämmen, womit diese auf jeden Fall Teil eines HTSL-Transformators sein müssen. Die hier erzielte Reduktion der radialen Streufeldkomponente von 0,034 T auf 0,006 T bewirkt, daß die axiale Flußkomponente maßgeblich für die Berechnung der Fremdfeldverluste in einer HTSL-Wicklung wird. Dies kann zur Veranschaulichung aus Bild 4.4 entnommen werden, wo die längenbezogene Hystereseverlustleistung eines Bi(2223) Leiters in Abhängigkeit vom externen Magnetfeld senkrechter und paralleler Ausrichtung dargestellt wird. Es kommt noch hinzu, daß nur ein sehr kleiner Teil der Wicklung von einer radialen Streuflußdichte dieser Höhe belastet wird, wie aus Bild 6.16 entnommen werden kann. Diese Ergebnisse rechtfertigen somit die Vernachlässigung der radialen Streufeldkomponente beim Entwurf von HTSL-Transformatoren, unter der Voraussetzung von doppeltkonzentrischen Wicklungen und geeigneten Additiven zur Flußführung.

7 Entwurf von HTSL-Leistungstransformatoren

Bei den Entwurfsberechnungen werden nur die wesentlichen Daten eines Transformators einschließlich der Abmessungen, Gewichte und Kosten bestimmt. Dabei ist es ohne weiteres zulässig, gewisse – den Entwurf nicht merklich beeinflussende – Größen nur abzuschätzen oder sogar zu vernachlässigen. Beim Entwurf müssen zusätzlich noch weitere physikalisch-technische Teilprobleme in Betracht gezogen werden. Die Bedeutung dieser Probleme wächst naturgemäß mit der Transformatorleistung. Manche Bedingungen, wie die nach Spannungsfestigkeit einerseits und thermischer Sicherheit andererseits, stellen einander entgegengesetzte Forderungen.

Vorausgesetzt, daß die für einen Transformator vorgeschriebenen Daten und die an ihn gestellten Bedingungen sinnvoll sind, gibt es gewöhnlich eine Vielzahl von Ausführungsmöglichkeiten, von denen jedoch im allgemeinen nur eine einzige optimal ist. Dabei kann der Begriff „optimal“ ganz unterschiedlich verstanden werden. Sind beispielsweise die zulässigen Verluste vorgegeben, so ist der kostengünstige Entwurf, bei dem diese Verluste nicht überschritten werden, optimal. Läßt sich aus den geplanten Betriebsverhältnissen eine Verlustbewertung ableiten, soll die Summe aus dem Anschaffungspreis des Transformators und den kapitalisierten Verlusten dagegen ein Minimum sein. Mit Rücksicht auf Transportmöglichkeiten oder Aufstellungsschwierigkeiten können in Sonderfällen auch minimale Abmessungen oder Gewichte die optimale Auslegung eines Transformators bestimmen.

Diese verschiedenen Möglichkeiten zeigen schon, daß vor der Aufstellung eines entsprechenden Entwurfsganges geklärt werden muß, welche Daten vorgegeben werden und welche dann errechnet werden sollen. Die Eingabedaten enthalten unter anderem die Leistung, das Übersetzungsverhältnis und die Frequenz. Für einen Transformator charakteristische Entwurfsdaten sind Kernabmessungen, Windungszahlen und Wicklungsabmessungen.

In diesem Abschnitt werden die gewonnenen Ergebnisse aus der Verlustberechnung eingesetzt, um einen Entwurfsvorgang zu beschreiben, der die Besonderheiten von HTSL-Transformatoren mit einbezieht. Es gibt in der Literatur verschiedene Wege, einen Transformator zu entwerfen [7.1, 7.2]. Dabei gehen die Meinungen über die Wichtigkeit von bestimmten Variablen und die möglichen Vereinfachungen öfters weit auseinander. Eine Vielzahl dieser Prozesse ist sehr theoretisch und entspricht nicht

ganz der gängigen Praxis. Konventionelle Transformatoren werden heutzutage mit Hilfe von langjährigen Erfahrungswerten ausgelegt, die für HTSL-Transformatoren noch nicht existieren.

7.1 Praktischer Entwurfsgang von Transformatoren

Der Entwurfsgang stellt die physikalisch und mathematisch richtige Verknüpfung sämtlicher Eingabe- und Ausgabedaten dar, verbunden mit einer exakten Anweisung über die Reihenfolge der durchzuführenden Berechnungen. Diese richtigen Verknüpfungen und exakten Anweisungen setzen eine genauere Betrachtung der einzelnen Entwurfsparameter voraus.

Vor Beginn der Berechnungen müssen die Bemessungsgrößen festgelegt werden. Diese sind im Einzelnen die Nennleistung, die Nennspannung der Ober- und Unterspannungswicklung und die Frequenz. Die erste Grundgleichung des Entwurfsganges wird aus dem Induktionsgesetz hergeleitet:

$$\oint_C \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \frac{\partial}{\partial t} \int_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (7.1)$$

wobei E die elektrische Feldstärke und B die magnetische Flußdichte sind. Eine andere noch bekanntere Form des Induktionsgesetzes ist:

$$u(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (7.2)$$

Diese Gleichung besagt, daß die induzierte Spannung einer Windung proportional zu der zeitlichen Änderung des Magnetflusses Φ ist. Der magnetische Fluß in dem Eisenkern induziert in den $w_{1,2}$ Windungen der Ober- bzw. Unterspannungswicklung eine Spannung:

$$U_{1,2} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot w_{1,2} \cdot \Phi \quad \text{mit} \quad \Phi = B \cdot A_{Fe} \quad (7.3)$$

Dabei ist A_{Fe} der aktive Eisenquerschnitt und B die Flußdichte im Eisenkern. Es wird angenommen, daß der Eisenquerschnitt annähernd kreisförmig ist, Bild 7.1, und über den Füllfaktor φ_{Fe} mit dem Schenkelquerschnitt A_{S} verbunden ist:

$$A_{\text{Fe}} = \varphi_{\text{Fe}} \cdot A_{\text{S}} = \varphi_{\text{Fe}} \cdot \pi \cdot \frac{d^2}{4} \quad (7.4)$$

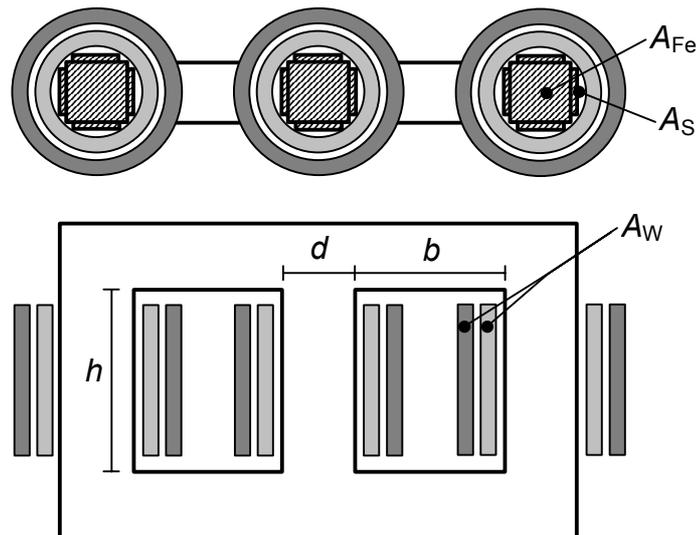


Bild 7.1: Definition der geometrischen Abmessungen eines dreiphasigen Kerntransformators

Aus Gl. (7.3) folgt, daß der Eisenquerschnitt bei gegebener Flußdichte und Frequenz nur von der Wicklungsspannung und der Anzahl der Windungen abhängt bzw. nur von der Windungsspannung. Die Gleichung der Scheinleistung kann mit Hilfe von Gl. (7.3) geschrieben werden als:

$$S_r = 3 \cdot U_{1,2} \cdot I_{1,2} = 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot w_{1,2} \cdot \hat{B} \cdot A_{\text{Fe}} \cdot I_{1,2} \quad (7.5)$$

Die zweite Grundgleichung, die für den Entwurf notwendig ist, wird aus dem Durchflutungsgesetz hergeleitet:

$$\oint_C H \cdot dl = - \frac{\partial}{\partial t} \int_A j \cdot dA \quad (7.6)$$

Mit H wird die magnetische Feldstärke und mit j die Stromdichte bezeichnet. Das Durchflutungsgesetz besagt, daß das Linienintegral der magnetischen Feldstärke

lang eines geschlossenen Weges gleich mit dem Strom durch die Fläche A ist, die über den geschlossenen Weg definiert wird. Vernachlässigt man den Magnetisierungsstrom und setzt die gleiche Stromdichte für die Ober- und Unterspannung voraus, so ergibt sich aus Gl. (7.6):

$$w_1 \cdot I_1 = w_2 \cdot I_2 = j \cdot \frac{A_W}{2} \quad (7.7)$$

wobei A_W der reine Leiterquerschnitt beider Wicklungen ist.

In der Praxis erfolgt die Projektierung eines Transformators meist in Anlehnung an vorhandene und erprobte Typen. Ein völliger Neuentwurf ist selten. Maßgebend sind in erster Linie Wirkungsgrad und Herstellungskosten. Nach [7.1] ergibt sich für die Einschaltzeit t_E eines Transformators mit der Nennlastzeit t_N (die übrige Zeit befindet sich der Transformator im Leerlaufbetrieb) der höchste Wirkungsgrad bei Gleichheit der Verlustenergien:

$$P_W \cdot t_N = P_{Fe} \cdot t_E \quad (7.8)$$

wobei P_W die Wicklungsverluste und P_{Fe} die Eisenverluste sind. Dieser Fall tritt dann ein, wenn das Verlustverhältnis ξ den optimalen Wert aus Gl. (7.8) annimmt:

$$\xi = \frac{P_W}{P_{Fe}} = \frac{t_E}{t_N} \quad (7.9)$$

Die gesamten Wicklungsverluste lassen sich wie folgt berechnen:

$$P_W = 3 \cdot R_1 \cdot I_1^2 + 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2 = 3 \cdot \frac{m_{W1}}{\kappa_{W1} \cdot \rho_{W1}} \cdot j_1^2 + 3 \cdot \frac{m_{W2}}{\kappa_{W2} \cdot \rho_{W2}} \cdot j_2^2 \quad (7.10)$$

wobei m_{W1} und m_{W2} den Wicklungsmassen, κ_{W1} und κ_{W2} den spezifischen Leitwerten, ρ_{W1} und ρ_{W2} den Dichten der Ober- bzw. Unterspannungswicklung entsprechen. In den von Wechselstrom durchflossenen Wicklungen des Transformators tritt durch Stromverdrängung eine Vergrößerung der Verluste auf. Die spezifischen Wicklungsverluste v_W betragen für Kupferwicklungen bei einer Stromdichte von 1 A/mm^2

je nach Temperatur und Stromverdrängung 2...3 W/kg [7.2]. Die Gl. (7.10) kann somit modifiziert werden, wenn man die Stromdichten in A/mm^2 einsetzt und somit die folgende zugeschnittene Größengleichung bekommt:

$$P_W = v_{W1} \cdot m_{W1} \cdot \left(j_1 / \frac{A}{mm^2} \right)^2 + v_{W2} \cdot m_{W2} \cdot \left(j_2 / \frac{A}{mm^2} \right)^2 \quad (7.11)$$

Die Eisenverluste können wie bei rotierenden Maschinen, mit der Eisenmasse m_{Fe} und den spezifischen Verlusten v_{Fe} , berechnet werden zu:

$$P_{Fe} = v_{Fe} \cdot m_{Fe} \cdot (B / T)^2 \quad (7.12)$$

Die spezifischen Verluste des Eisens, auch bekannt als Verlustziffer, betragen für normales 0,35 mm dickes Transformatorblech und eine maximale magnetische Induktion von 1 T etwa 1 W/kg [7.3].

Die geringsten Herstellungskosten erhält man nach [7.1], wenn das Preisverhältnis ψ den Optimalwert annimmt:

$$\psi = \frac{k_{Fe} \cdot m_{Fe}}{k_W \cdot m_W} = C \cdot \sqrt{\frac{k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \varphi_{Fe}}{k_W \cdot \rho_W \cdot \varphi_W}} \quad (7.13)$$

mit k_W und k_{Fe} den auf die Masseneinheit bezogenen Kosten und φ_W dem Füllfaktor (reiner Leiterquerschnitt) der Wicklungen. Dieser berücksichtigt die notwendigen Isolationsquerschnitte und die Querschnitte der verschiedenen Stützelemente der Wicklung. Der reine Querschnitt der Wicklungen ist somit:

$$A_W = \varphi_W \cdot h \cdot b \quad (7.14)$$

Der Faktor C ist vom Verhältnis μ der Fensterhöhe zur Fensterbreite sowie vom Kernaufbau abhängig und nimmt für einen dreiphasigen Kerntransformator einen Wert zwischen 0,87 und 0,89 an [7.4].

Setzt man gleiche Stromdichten in den beiden Wicklungen ein und eliminiert die Massen aus Gl. (7.11) und Gl. (7.12), so erhält man einen Zusammenhang zwischen j und B :

$$j / \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} = \frac{B}{\text{T}} \cdot \sqrt{\psi \cdot \xi \cdot \frac{k_W \cdot k_{Fe}}{k_{Fe} \cdot k_{We}}} \quad (7.15)$$

Ein weiterer wichtiger Parameter ist das Querschnittsverhältnis des Eisenkerns zum Fenster. Mit $\bar{\ell}_W$ als die mittlere Windungslänge und ℓ_{Fe} als die Eisenlänge kann dieses Verhältnis berechnet werden als:

$$\frac{A_{Fe}}{A_W} = 3 \cdot \frac{m_{Fe} \cdot \rho_W \cdot \bar{\ell}_W}{m_W \cdot \rho_{Fe} \cdot \ell_{Fe}} \quad (7.16)$$

Nach [7.5] kann für das Längenverhältnis annähernd angenommen werden:

$$z = \frac{\ell_{Fe}}{\ell_W} \approx L + K \cdot n \cdot \sqrt[4]{\frac{\varphi_{Fe}}{\varphi_W}} \quad (7.17)$$

Darin sind n die Zahl aller in axialer Richtung liegenden Leiterlagen einer Wicklung und L und K zwei Hilfsfaktoren mit Erfahrungswerten, die für einen dreiphasigen Kerntransformator mit Kupferwicklungen gleich 2,5 und 0,32 sind.

Faßt man Gl. (7.5), Gl. (7.7), Gl. (7.15) und Gl. (7.16) zusammen, so erhält man eine Gleichung für den Schenkelfluß, in der neben spezifischen Werten nur die Scheinleistung und die Frequenz stehen:

$$\Phi / \text{Vs} = \sqrt[4]{\frac{2 \cdot \psi \cdot k_W \cdot v_W \cdot \rho_W^2}{\pi^2 \cdot \xi \cdot z^2 \cdot k_{Fe} \cdot v_{Fe} \cdot \rho_{Fe}^2}} \cdot \sqrt{\frac{S_r / \text{MVA}}{f / \text{Hz}}} \quad (7.18)$$

Setzt man weiterhin in Gl. (7.12) für die Eisenmasse die folgende Beziehung ein:

$$m_{Fe} = \rho_{Fe} \cdot \ell_{Fe} \cdot \varphi_{Fe} \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4} \quad \text{mit} \quad \ell_{Fe} = y \cdot d \quad (7.19)$$

Nach [7.1] ist der Faktor y von der Geometrie abhängig und für einen dreiphasigen Kerntransformator wie folgt definiert:

$$y = (3 \cdot n + 4) \cdot x + 6 \quad (7.20)$$

mit x als das Verhältnis der Fensterbreite, b , zum Kernkreisdurchmesser, d :

$$x = \frac{b}{d} = \sqrt{\frac{\pi \cdot \varphi_{Fe} \cdot A_W}{2 \cdot n \cdot \varphi_W \cdot A_{Fe}}} = \sqrt{\frac{\pi \cdot z \cdot k_{Fe} \cdot \rho_{Fe} \cdot \varphi_{Fe}}{6 \cdot n \cdot \psi \cdot k_W \cdot \rho_W \cdot \varphi_W}} \quad (7.21)$$

Stellt man den magnetischen Fluß wie folgt dar:

$$\Phi = A_{Fe} \cdot B = \varphi_{Fe} \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4} \cdot B \quad (7.22)$$

so erhält man zwei Gleichungen für B und d aus denen man d eliminieren kann:

$$B / T = \frac{\pi}{4} \cdot \left(\frac{P_{Fe} / kW}{V_{Fe} / \frac{W}{kg} \cdot \rho_{Fe} / \frac{kg}{dm^3}} \right)^2 \cdot \frac{\varphi_{Fe}}{y^2} \cdot (\Phi / Vs)^{-3} \quad (7.23)$$

Aus diesen Gleichungen ist es möglich, alle wichtigen Entwurfsgrößen zu berechnen. Vorgegeben sind meist die Spannung der Wicklungen, die Frequenz, die Nennleistung, das Verhältnis der Einschaltzeit zu der Nennlastzeit, die relative Kurzschlußspannung u_k und der Vollastwirkungsgrad η .

7.2 Auslegung von HTSL-Transformatoren

Transformatoren werden hinsichtlich der Wärmeentwicklung in den Wicklungen und hinsichtlich der Induktion im Eisen belastet. Für einen Transformator gegebener Baugröße, mit einer bestimmten Windungszahl und unter bestimmten Kühlungsbedingungen, ist daher der Strom dem Effektivwert nach und die Spannung der Spannungszeitfläche einer Halbschwingung nach begrenzt. Über eine Veränderung der Windungszahl kann das Verhältnis Strom zu Spannung beliebig geändert werden.

Das Produkt dieser beiden Größen ist jedoch bei feststehender Frequenz konstant und als Scheinleistung die Kenngröße des Transformators.

Anders als beim Entwurf von konventionellen Transformatoren müssen bei der Auslegung von HTSL-Transformatoren von Anfang an bestimmte Voraussetzungen erfüllt werden, um überhaupt den Einsatz von HTSL-Leitern zu ermöglichen. Die Reduzierung des kritischen Stromes in den HTSL-Leitern und die drastische Erhöhung der Verluste im magnetischen Streufeld setzen den Einsatz von verschachtelten Wicklungen und magnetischen Kappen voraus, wie in den vorigen Kapiteln gezeigt wurde. Zusätzlich muß auch die Ausführungsart des HTSL-Transformators nach Kapitel 5 festgelegt werden. Da bisher nur wenige HTSL-Transformatoren zur Forschung gebaut worden sind, gibt es keine Datensammlung von Erfahrungswerten, die den Einsatz des vorher gezeigten Verfahrens ermöglichen.

Ziel dieses Abschnittes ist es, die Tendenz der Abhängigkeit der zu optimierenden Zielgröße von der Windungsspannung bei sonst gleichen technischen Parametern zu bestimmen, um daraus eine geeignete Steuerung eines Entwurfanges aufzubauen.

7.2.1 Berechnung der Hauptabmessungen

Der hier aufgestellte Entwurfsgang berechnet das Volumen, das Gewicht und die Verluste eines HTSL-Transformators als Funktion der Windungsspannung. Es wird so weit wie möglich versucht, die Eingabedaten nicht in allgemeinen Konstanten zu erfassen, um die Auswirkungen der Steuerung von diversen Variablen beim Optimierungsprozeß besser nachvollziehen zu können.

Aus dem Induktionsgesetz und der Gl. (7.3) kann der reine Eisenquerschnitt eines Schenkels kalkuliert werden. Unter Berücksichtigung des Füllfaktors φ_{Fe} läßt sich dann der Schenkelquerschnitt und entsprechend der Schenkeldurchmesser d in Abhängigkeit der Windungsspannung bestimmen.

Für den dreiphasigen HTSL-Transformator wird als Voraussetzung für geringe Wechselstromverluste eine geschachtelte Wicklung nach Bild 7.2 zu Grunde gelegt. Aus dem vorigen Kapitel wurde zwingend notwendig, die Streufeldichte B_o so klein wie möglich zu wählen, um einerseits die Stromdichte in den HTSL-Leitern hoch und

andererseits die AC-Verluste in den HTSL-Wicklungen in Grenzen zu halten. Unter diesen Voraussetzungen wird aus dem Durchflutungsgesetz eine wichtige Beziehung hergeleitet, Gl. (7.24). Diese gilt unter der Annahme eines idealisierten Streufeldbildes mit linearem Anstieg bzw. Abfall der Streufeldstärke B_σ in den Wicklungen und mit einem konstanten Wert im Streukanal zwischen den verschachtelten Wicklungen.

$$\sqrt{2} \cdot I \cdot \frac{w}{2} = \hat{H}_\sigma \cdot (h - 2 \cdot \delta_h) = \frac{\hat{B}_\sigma}{\mu_0} \cdot (h - 2 \cdot \delta_h) \Rightarrow h = \frac{\sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot I \cdot w}{2 \cdot \hat{B}_\sigma} + 2 \cdot \delta_h \quad (7.24)$$

wobei h die Höhe des Fensters nach Bild 7.2 und δ_h der Isolationsabstand zwischen Wicklung und Joch sind.

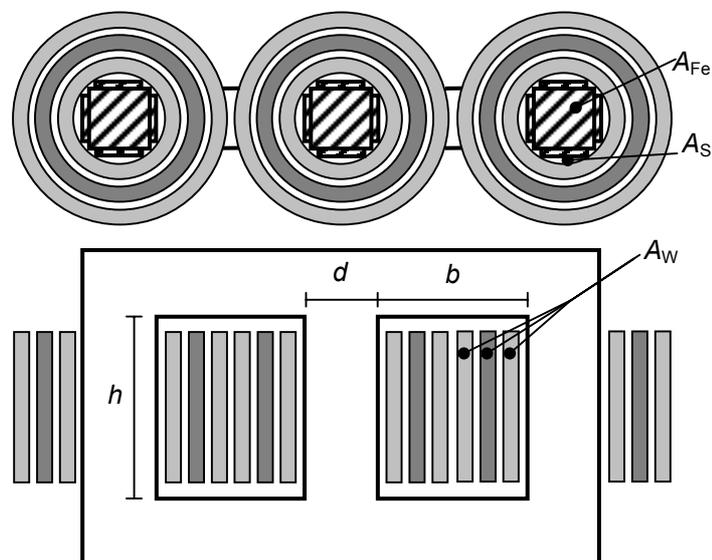


Bild 7.2: Geometrische Abmessungen des untersuchten HTSL-Transformators mit geschichteten Wicklungen

Durch Gl. (7.24) wird die Streufeldstärke als einer der Vorgabeparameter definiert. Ihr Wert läßt sich aus den Eigenschaften der ausgesuchten HTSL-Leiter ablesen. Aus Gl. (4.15) wird der Einfluß des Streufeldes (in Betrag und Richtung) auf die maximal erreichte Stromdichte berechnet. Aus den Streufeldberechnungen im Kapitel 6 ist es dann möglich, in guter Näherung, das Verhältnis zwischen der maximalen radialen und axialen Streufeldkomponente zu bestimmen, um dann Aussagen über die maximal erlaubte Streufeldstärke im Sinne von Gl. (7.24) machen zu können. Die Gl. (7.24) ist erst einmal eine Annäherung, bei der die Randeffekte an den Wicklungsenden in der Nähe der Joche nicht berücksichtigt sind. Diese können aber mit Hilfe

des Rogowski-Faktors berechnet werden [7.7]. Der Forderung nach einem kleinen Streufluß wird bei den konventionellen Entwurfsgängen, wenn überhaupt, erst bei der Untersuchung der Wirtschaftlichkeit und der Reduzierung der zusätzlichen Verluste in anderen Teilen des Transformators nachgegangen. Bei den supraleitenden Transformatoren ist dies aber nicht mehr zulässig, weil dieser Wert direkt mit der Performance des Supraleiters verknüpft ist.

Die Schenkelhöhe läßt sich weiter aus Gl. (7.24) als Funktion der Windungsspannung, $u = U / w$, unter Berücksichtigung der Scheinleistung des Transformators angeben:

$$h(u) = \frac{\sqrt{2} \cdot \mu_0 \cdot S_r}{6 \cdot \hat{B}_\sigma \cdot u} + 2 \cdot \delta_h \quad (7.25)$$

In dieser Funktion kann von Anfang an der Betrag der Streuflußdichte berücksichtigt und auf einen maximalen Betrag gesetzt werden. Bei einer konstanten Scheinleistung hängt dementsprechend die Schenkel- bzw. Wicklungshöhe nur von der Windungsspannung und dem maximal erlaubten Streufluß ab. Die Höhe des Schenkels darf, wie bei konventionellen Transformatoren, einen bestimmten Wert bei hohen Nennleistungen nicht überschreiten, um den Transport zu ermöglichen.

Über die physikalischen Größen des HTSL-Bandleiters, wie Stromdichte und Abmessungen, werden dann die benötigten parallelen Bänder pro HTSL-Leiter bestimmt, die den Strom I tragen sollen. Zur Vereinfachung werden hier Zylinderwicklungen für die Ober- und Unterspannungsseite angenommen, die aus mehreren in Reihe geschalteten Lagen bestehen. Aus der gewonnenen Höhe der Wicklung und unter Annahmen über die erforderliche Windungsisolation können die Anzahl der Lagen für jede Wicklung sowie die Breiten jeder Wicklung, a_{W1} und a_{W2} , bestimmt werden. Die Breite des Fensters b in Abhängigkeit von der Windungsspannung ergibt sich, wenn der Isolationsabstand δ sowohl zwischen den Wicklungen als auch zwischen den Wicklungen und dem Eisenkern berücksichtigt wird. Das Fenster wird dadurch soweit wie möglich ausgenutzt. Die genauen Werte für δ können durch eine ausführliche Isolationskoordination bestimmt werden und hängen von der Art und Anordnung der flüssigen und festen Isolierstoffe, der Elektrodenanordnung und der Prüfspannung ab. Für Nenn-Oberspannungen größer als 20 kV ändert sich der auf die Spannung

bezogene Wert von δ nicht mehr wesentlich, so daß ohne weiteres ein Wert von 0,07 cm/kV bezogen auf die Nenn-Oberspannung nach [7.7] angenommen werden kann.

Die mittlere Windungslänge jeder Wicklung, $\bar{\ell}_W$, ist für die im Bild 7.2 dargestellten verschachtelten Wicklungen für die Ober- und Unterspannungsseite gleichgroß. Diese Länge sowie die notwendige Länge des HTSL-Leiters pro Wicklung, ℓ_{W1} und ℓ_{W2} , die Gesamtlänge des Bandleiters, ℓ_W , und die Länge des Kerneisens, ℓ_{Fe} , lassen sich über die oben gewonnenen Abmessungen berechnen. Da diese Größen auch von der gewählten Windungsspannung abhängig sind, ist es möglich, das Wicklungsvolumen, V_W , und das Eisenvolumen, V_{Fe} , des entworfenen HTSL-Transformators ebenfalls als Funktion der Windungsspannung auszudrücken, wenn man dieselbe Stromdichte für die Ober- und Unterspannungswicklung wählt:

$$V_W(u) = 3 \cdot (A_{W1} \cdot \ell_{W1}(u) + A_{W2} \cdot \ell_{W2}(u)) \quad \text{mit} \quad A_W = \frac{I}{f_s \cdot j_e} \quad (7.26)$$

und

$$V_{Fe}(u) = A_{Fe}(u) \cdot \ell_{Fe}(u) \quad (7.27)$$

Aus Gl. (7.26) und Gl. (7.27) läßt sich das Gesamtvolumen eines HTSL-Transformators als Funktion der Windungsspannung bestimmen. Weiterhin ist es jetzt auch möglich, das Gewicht von Eisen und Wicklung zu berechnen. Das spezifische Gewicht oder Wichte, g_{Fe} , des Transformatorenbleches beträgt 7650 kg/m^3 , und das des HTSL-Leiters ergibt sich aus dem spezifischen Teilgewicht von Silber als Trägermaterial (10.500 kg/m^3) und dem HTSL-Material ($5,4 \text{ kg/m}^3$), wenn der HTSL-Leiter aus 75% Silber besteht. Für die HTSL-Wicklung aus Bi(2223) Multifilamentleiter kann somit ein spezifisches Gewicht von 9.225 kg/m^3 angenommen werden.

7.2.2 Berechnung der relativen Nennkurzschlußspannung

Für den Einsatz von Transformatoren in Netzen der elektrischen Energieversorgung ist es von großer Bedeutung, die Kurzschlußfestigkeit des Netzes zu kennen. Eines der am häufigsten benutzten Mittel zur Begrenzung des maximal auftretenden Kurz-

schlußstromes sind Transformatoren mit hohen relativen Kurzschlußspannungen, die den Kurzschlußstrom auf den Wert von Gl. (2.1) begrenzen soll. Meistens ist dieser Wert vorgegeben. Aus der Definition für die Streureaktanz berechnet sich die relative Nennkurzschlußspannung eines Transformators mit verschachtelter Wicklung annähernd zu [7.7]:

$$u_k = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot w_1^2 \cdot \frac{\bar{\ell}_W}{2 \cdot h} \cdot \left(\delta + \frac{a_{W1} + a_{W2}}{6} \right) \cdot \frac{I_1}{U_1} \quad (7.28)$$

Ersetzt man in dieser Gleichung alle Abmessungen durch die von der Windungsspannung abhängigen Funktionen und drückt man den Strom I_1 mit der Scheinleistung aus, so läßt sich die relative Kurzschlußspannung ebenfalls als Funktion der Windungsspannung bestimmen:

$$u_k(u) = \frac{1}{3} \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot S_r \cdot \frac{\bar{\ell}_W(u)}{h(u)} \cdot \left(\delta + \frac{a_{W1}(u) + a_{W2}(u)}{6} \right) \cdot (u)^{-2} \quad (7.29)$$

7.2.3 Abschätzung der Gesamtverluste

Sehr wichtig beim Entwurf von HTSL-Transformatoren ist die Abschätzung der Gesamtverluste. Eine zukünftige Anwendung von solchen Transformatoren hängt nicht nur sehr stark von rein technischen Überlegenheiten, sondern besonders von den wirtschaftlichen Vorteilen gegenüber der ausgereiften konventionellen Technik ab. Im Kapitel 4 wurden die Gesamtverluste und deren Berechnung vorgestellt. Um Aussagen über die Wirtschaftlichkeit von HTSL-Transformatoren verschiedener Ausführungen treffen zu können, müssen die gewonnenen Gleichungen aus Kapitel 4 in den Entwurfsgang eingegliedert werden.

Die Gesamtverluste bestehen aus den Kurzschluß- und Leerlaufverlusten. Die Kurzschlußverluste hängen maßgeblich von der Länge des notwendigen HTSL-Leiters für die Ober- und Unterspannungswicklung und die Leerlaufverluste von der Eisenlänge des Transformator-kerns ab. Wie im Kapitel 4 gezeigt wurde, ist für die Berechnung der Wicklungsverluste eine genaue numerische Berechnung des magnetischen Streufeldbildes in der Wicklung notwendig, um dann Gl. (4.16) für jede einzelne Windung anwenden zu können. Es gibt weder eine verhältnismäßig einfache analytische

Methode noch gibt es Verlustmessungen von HTSL-Transformatoren verschiedener Ausführungen. Somit müssen Annahmen getroffen werden, die das ganze Problem vereinfachen und zu einer möglichen Lösung führen, so daß Aussagen über die Wirtschaftlichkeit einer bestimmten Ausführung möglich sind.

Als erstes wird angenommen, daß durch die Maßnahmen aus Kapitel 6, Verschachtelung der Wicklungen und Einsatz von Kappen, das radial ausgerichtete Streufeld aus der Wicklung eliminiert wird, und somit in den Wicklungen nur eine parallele Komponente des magnetischen Streufeldes für die Verluste in den Wicklungen verantwortlich ist. Beim hier vorgestellten Entwurfsgang wird die maximale Streufeldamplitude als Eingangsparameter vorgegeben. Diesem Wert ist aber nur ein kleiner Teil der Wicklungen ausgesetzt. Ausgehend von einem idealisierten linearen Anstieg des Streufeldes in den Wicklungen wird angenommen, daß im Durchschnitt alle Windungen von dem halben maximalen Streufeld durchflossen werden und somit in jeder Windung Eigenfeld- und Fremdfeldverluste auftreten.

Durch diese Vereinfachungen wird eine erste Abschätzung der Wechselstromverluste in den HTSL-Wicklungen möglich. Die Gesamtverlustleistung wird annähernd aus den Wechselstromverlusten und den Eisenverlusten für den Nennbetrieb berechnet:

$$P_{\text{ges}} = P_k + P_0 \approx P_{\text{AC}} \left(1 + \frac{1}{\eta_R} \right) + P_{\text{Fe}} = (P'_{\text{sf}} + P'_{\text{hll}} + P'_{\text{ell}}) \cdot \ell_w \cdot \left(1 + \frac{1}{\eta_R} \right) + V_{\text{Fe}} \cdot p_{\text{Fe}} \quad (7.30)$$

Für die spezifische Eisenverlustleistung, p_{Fe} , wird ein Wert von 1,4 W/kg bei einer maximalen Induktion von 1,7 T angenommen [7.8]. Die längenbezogenen Verlustleistungskomponenten der AC-Verluste können aus Gl. (4.2), Gl. (4.11) und Gl. (4.12) berechnet werden. Sie sind für einen bestimmten Nennstrom und einen vorgegebenen Streufeldwert nur von den Eigenschaften des HTSL-Leiters abhängig. Dabei werden die konventionellen Wirbelstromverluste als Teil der Fremdfeldverluste vernachlässigt, da deren Wert bei einem parallel gerichteten Streufeld gegenüber den Hystereseverlusten sehr klein ist, wie aus Gl. (4.12) ersichtlich ist. Folglich kann Gl. (7.30) als eine Funktion der Windungsspannung ausgedrückt werden:

$$P_{\text{ges}}(u) \approx k \cdot \ell_w(u) + p_{\text{Fe}} \cdot V_{\text{Fe}}(u) \quad (7.31)$$

7.2.4 Verlustbewertung – Life Cycle Costs

Die Verluste von konventionellen Transformatoren sind heutzutage sehr gering. Der Wirkungsgrad existierender Anlagen erreicht Werte von über 99 %. Für die Übertragung und Verteilung der elektrischen Energie ist aber eine sehr hohe Anzahl von Transformatoren notwendig. Im deutschen Mittel- und Hochspannungsnetz gibt es nach Angaben des Verbands der Netzbetreiber 566.000 Transformatoren mit einer gesamten installierten Nennleistung von 836.000 MVA, so daß eine minimale Verbesserung des Wirkungsgrades ein enormes Ersparnispotential darstellt. Um aber dieses Potential auch gewinnbringend ausnutzen zu können, müssen die notwendigen Investitions- und Betriebskosten eines solchen HTSL-Transformators berechnet werden.

Üblicherweise werden die Gesamtkosten eines Transformators für ein Jahr errechnet, die sich aus den Kapital-, Leerlauf-, Kurzschluß- und Leistungskosten zusammensetzen [7.9]. Die jährlichen Kapitalkosten, K_K in €/Jahr, werden wie folgt berechnet:

$$K_K = \frac{K_A \cdot r}{100} \quad (7.32)$$

Dabei sind K_A der Anschaffungspreis des Transformators und r der Tilgungsfaktor, der vom Zinssatz, p in %/Jahr, und von der Abschreibungsdauer, n in Jahren, abhängt:

$$r = \frac{p \cdot \left(1 + \frac{p}{100}\right)^n}{\left(1 + \frac{p}{100}\right)^n - 1} \quad (7.33)$$

Der Anschaffungspreis eines HTSL-Transformators ist sehr schwierig zu bestimmen. Die Produktion von HTSL-Leitern ist sehr niedrig, da sie zum größten Teil nur für Forschungszwecke eingesetzt wird. Es sind zwar in den letzten Jahren enorme Fortschritte bezüglich der Herstellungskosten erzielt worden, aber weitere Annahmen bezüglich der Kosten für die Durchführungen, die Kühlanlagen und die notwendigen Kryostaten sind ebenfalls sehr unsicher. Für die folgenden Untersuchungen wird aus

diesem Grund der Anschaffungspreis nur auf die Kosten für den Eisenkern und die Wicklung beschränkt, die jeweils proportional zu dem Eisenvolumen und der gesamten HTSL-Bandleiterlänge sind:

$$K_K(u) = \frac{r}{100} \cdot [k_{\text{HTSL}} \cdot \ell_w(u) + k_{\text{Fe}} \cdot V_{\text{Fe}}(u)] \quad (7.34)$$

mit k_{HTSL} und k_{Fe} als spezifische Kosten in €/m und €/m³.

Die jährlichen Leerlaufverlustkosten errechnen sich aus den Arbeitskosten pro kWh, k_a , der jährlichen Betriebszeit in Stunden, t_B , und der Leerlaufverlustleistung. Die Leerlaufverlustkosten fallen während der gesamten Betriebszeit des Transformators an und können aus der folgenden Gleichung bestimmt werden:

$$K_{P_0}(u) = k_a \cdot t_B \cdot p_{\text{Fe}} \cdot V_{\text{Fe}}(u) \quad (7.35)$$

Die Kurzschlußverlustkosten von konventionellen Transformatoren werden über die Jahresbelastungskurve berechnet. Dabei ist zu beachten, daß diese ohmschen Verluste quadratisch von der Leistung abhängen. Da die hier durchgeführte Verlustbewertung lediglich für den Entwurfsgang und die Untersuchung der Potentiale von HTSL-Transformatoren dient, kann vereinfachend anstatt der Jahresbelastungskurve eine konstante Betriebsleistung über das Jahr angenommen werden. Für die konventionellen Transformatoren könnten dann die jährlichen Kurzschlußverlustkosten berechnet werden als:

$$K_{P_k} = k_a \cdot t_B \cdot \left(\frac{I}{I_r}\right)^2 \cdot P_k \quad (7.36)$$

Die Berechnung der Kurzschlußverlustkosten von HTSL-Transformatoren gestaltet sich zum Teil komplizierter. Dies liegt daran, daß die Kurzschlußleistung der HTSL-Wicklung nicht quadratisch vom Belastungsstrom abhängt, wie aus Gl. (4.2) und Bild 4.1 zu erkennen ist. Die Fremdfeldverluste sind von dem externen magnetischen Streufeld des Transformators abhängig. Der unbelastete Transformator weist einen Leerlauf-Streufuß auf, der von dem in der Eingangswicklung fließenden Magnetisierungsstrom erregt wird. Dieser Leerlauf-Streufuß nimmt sehr kleine Werte an und

wird nicht weiter berücksichtigt. Ist der Transformator belastet, so wird von den Lastströmen ein weiterer Streufluß erzeugt, da die den Lastströmen entsprechenden gleich großen und gegensinnigen Durchflutungen der Wicklungen sich in ihrer magnetisierenden Wirkung zwar hinsichtlich des Eisenpfades aufheben, jedoch nicht im Raum zwischen den Wicklungen. Dieser lastabhängige Streufluß bewirkt die Fremdfeldverluste in den HTSL-Wicklungen. Bei einer signifikanten Abschirmung der senkrechten Komponente des Streuflusses aus dem Wicklungsbereich werden die Fremdfeldverluste nach Gl. (4.4) bestimmt. Bei einem semistabilen HTSL-Transformator werden die Wicklungen mit einem Strom belastet, der im Vergleich zu dem kritischen Strom sehr klein ist. Somit bleiben die Eigenfeldverluste gegenüber der Hystereseverluste ebenso niedrig. Um an dieser Stelle eine qualitative Aussage über die Kurzschlußverlustkosten machen zu können, werden die Kurzschlußstromverluste mit den Fremdfeldverlusten gleich gesetzt:

$$K_{P_k}(u) \approx k_a \cdot t_B \cdot \left(\frac{I}{I_r}\right)^2 \cdot P'_{\text{hlf}} \cdot \left(1 + \frac{1}{\eta_R}\right) \cdot \ell_w(u) \quad (7.37)$$

Die letzte Komponente der Gesamtkosten bilden die Leistungskosten, K_L . In den Leistungskosten werden die Kosten für die Bereitstellung der elektrischen Leistung (Kapital- und Betriebskosten der Anlage) und die Kosten der beanspruchten Leistung berücksichtigt. Sie lassen sich nach [7.9] wie folgt berechnen:

$$K_L(u) = k_L \cdot P_{\text{ges}}(u) \quad (7.38)$$

Die Summe dieser während eines Jahres auftretenden Gesamtkosten ergibt beim wirtschaftlichsten Transformator ein Minimum.

7.3 Entwurf eines semistabilen 40-MVA-Transformators

Die erfolgreiche Markteinführung von HTSL-Transformatoren hängt maßgeblich von den technischen und wirtschaftlichen Eigenschaften der HTSL-Materialien ab. Von den verschiedenen Ausführungsmöglichkeiten von HTSL-Transformatoren, die im Kapitel 5 aufgelistet wurden, wird hier ein semistabiler 40-MVA-Transformator, basierend auf dem heute zur Verfügung stehenden HTSL-Leiter, entworfen, um die Vortei-

le der Supraleitung im Transformatorenbau zu demonstrieren. Die gleichzeitig vorangetriebene Forschung und Entwicklung von supraleitenden Strombegrenzern erlaubt an dieser Stelle die Annahme, daß diese Betriebsmittel zum Schutz von semistabilen HTSL-Transformatoren bei deren Markteinführung zur Verfügung stehen werden.

Als erstes werden die im vorigen Abschnitt aufgestellten Entwurfsgleichungen benutzt, um den semistabilen HTSL-Transformator auszulegen. Dabei werden alle Auslegungsgrößen als Funktion der Windungsspannung dargestellt. Somit lassen sich auch Schlußfolgerungen über die optimalste Ausführung nach dem kleinsten Volumen und den niedrigsten Verlusten treffen. Die wichtigsten Daten des Transformators sind der nachfolgenden Tabelle zu entnehmen:

Tabelle 7.1: Daten des semistabilen 40-MVA-Transformators

S_r	U_{r1}	U_{r2}	f	\hat{B}	\hat{B}_σ
40 MVA	110 kV	20 kV	50 Hz	1,7 T	0,15 T

Im Bild 7.3 werden die Fensterabmessungen, h und b , und der Schenkeldurchmesser, d , als Funktion der Windungsspannung des HTSL-Transformators mit verschachtelten Wicklungen dargestellt. Die Engineering-Stromdichte des HTSL-Bandleiters soll 6 kA/cm^2 bei 77 K und $0,15 \text{ T}$ betragen, aber die Auslegung erfolgt mit dem im Kapitel 5 erläuterten Sicherheitsfaktor von 3. Die maximale Streuflußdichte in den verschachtelten Wicklungen soll $0,15 \text{ T}$ nicht überschreiten.

Bei kleinen Windungsspannungen wird der Schenkeldurchschnitt ebenfalls sehr klein, was auf Gl. (7.3) zurückzuführen ist. Da der Hauptfluß konstant angenommen wurde, verhält sich die Windungszahl umgekehrt proportional zu dem Schenkelquerschnitt. Die Höhe des Schenkels verhält sich proportional zum Kehrwert der Windungsspannung, da der maximale Streufluß den maximalen Wert von $0,15 \text{ T}$ nicht überschreiten soll. Die maximale Höhe der Schenkel wird, wie bei den konventionellen Transformatoren, von der maximal möglichen Transporthöhe bestimmt. Schenkelhöhen von über fünf Metern wären zwar möglich, sind aber nicht realisierbar. Die Fensterbreite, b , bleibt für jede beliebige Windungsspannung konstant. Das liegt daran, daß sich bei einer Verkleinerung der Windungsspannung nicht nur die Höhe, sondern gleichzeitig auch die Anzahl der Windungen erhöhen, womit am Ende die Breite der jeweiligen Wicklung konstant bleibt. Als eine zusätzliche Information wird

hier auch das Fensterverhältnis als Funktion der Windungsspannung aufgestellt, das sich ebenfalls proportional zum Kehrwert der Windungsspannung verhält.

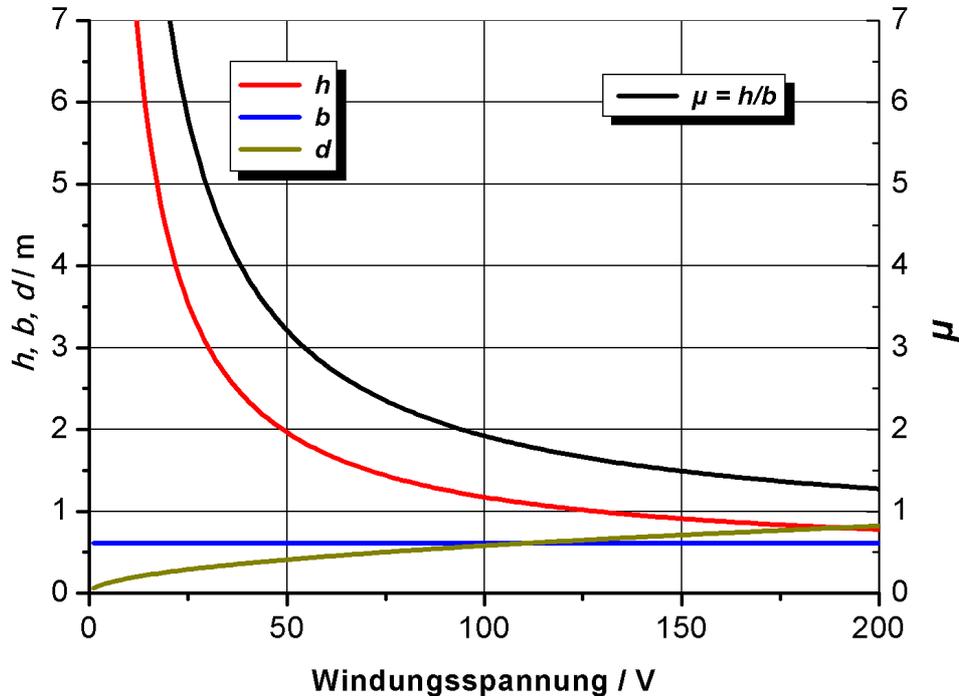


Bild 7.3: Hauptabmessungen und Fensterverhältnis als Funktion der Windungsspannung des entworfenen semistabilen 40-MVA-Transformators

Mehrere HTSL-Bandleiter müssen parallel geschaltet werden, um einen Leiter mit der notwendigen Stromtragfähigkeit zu bilden. Bei 40 MVA beträgt der Windungsstrom der Unterspannungswicklung 1,2 kA. Rechnet man mit einer maximalen Nennstromdichte von 2 kA/cm^2 aufgrund des Sicherheitsfaktors für den Bi(2223)-Bandleiter, so müssen mindestens 66 von diesen parallel geschaltet werden. Für die Oberspannungswicklung werden dagegen 12 parallele Bandleiter den Strom tragen. Die Länge, ℓ_w , des benötigten HTSL-Bandleiters kann somit über die vorher berechneten geometrischen Abmessungen des Transformators als Funktion der Windungsspannung berechnet werden. Diese Funktion ist im Bild 7.4 eingetragen. Bei einer kleinen Windungsspannung ist der Materialaufwand für die Wicklungen sehr groß. Die mittlere Windungslänge, $\bar{\ell}_w$, wächst zwar mit größer werdender Windungsspannung bzw. Schenkeldurchmesser, dieses Wachstum ist aber aufgrund des konstant bleibenden Isolationsabstandes zwischen den Wicklungen sowie des Isolationsaufwandes für die Windungen nicht so stark wie die Windungszahländerung.

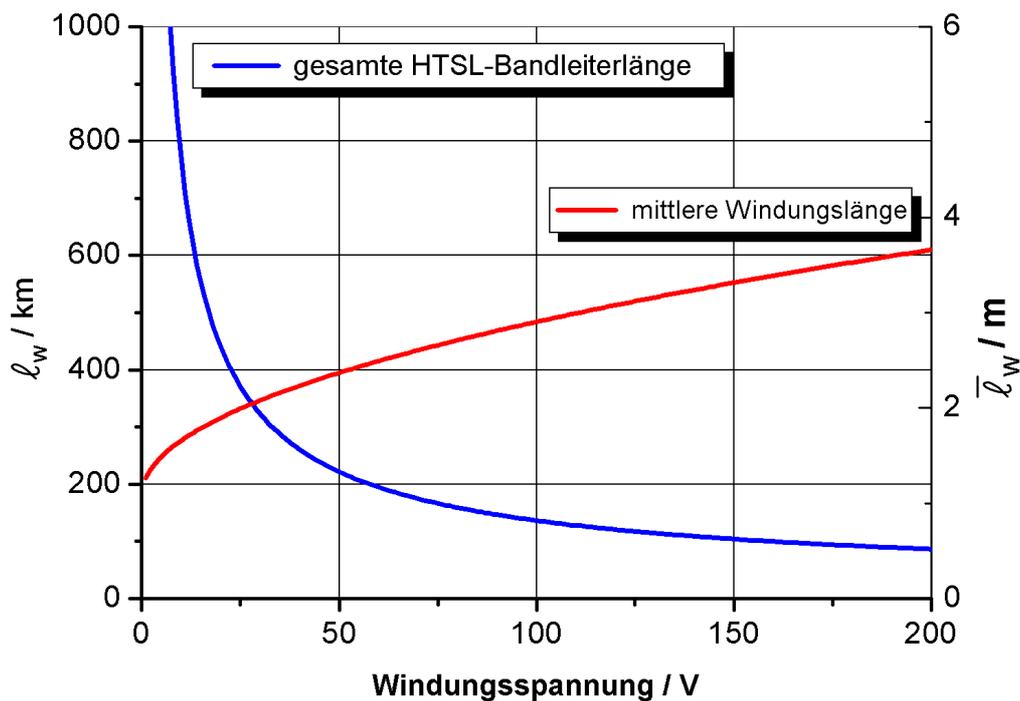


Bild 7.4: Gesamte HTSL-Bandleiterlänge und mittlere Windungslänge als Funktion der Wicklungsspannung des entworfenen semistabilen 40-MVA-Transformators

Im Bild 7.5 werden die Volumina des Eisenkerns und der Wicklungen sowie das Gesamtvolumen des HTSL-Transformators dargestellt. Das Gesamtvolumen weist bei einer Wicklungsspannung von 20 V ein Minimum auf. Alle Ergebnisse sind als Verhältnis zu diesem Minimum eingetragen. Das Eisenvolumen steigt mit steigender Wicklungsspannung, obwohl die Eisenlänge, ℓ_{Fe} , kleiner wird, da das Volumen proportional zum Quadrat des Schenkeldurchmessers ist. Ab einer Wicklungsspannung von 125 V steigt die Eisenlänge aber wieder, weil die dreifache Schenkelhöhe kleiner als der sechsfache Schenkeldurchmesser wird.

Basierend auf den Annahmen für die Stromdichte und die Streuflußdichte in den Wicklungen läßt sich bei einer geeigneten Auswahl der Wicklungsspannung der kompakteste semistabile HTSL-Transformator entwerfen. Windungszahl und Schenkeldurchmesser können somit festgesetzt werden. Das Wicklungsvolumen beträgt 25 % des Gesamtvolumens, und das Eisenvolumen macht 75 % aus. Nun ergibt sich aber für diese Ausführung eine Schenkelhöhe von 4,3 m. Rechnet man noch die Joche und die zusätzliche Höhe für den Transformatortank und die Durchführungen dazu, so wird der 40 MVA HTSL-Transformator sehr hoch und eignet sich nicht für

eine realistische Anwendung. Eine Erhöhung der Windungsspannung auf 50 V bis 75 V würde eine Schenkelhöhe zwischen 2 m und 1,5 m ergeben, das Gesamtvolumen würde dann um 25 % bzw. 50 % bezogen auf das minimalste Volumen wachsen. Die maximal mögliche Höhe stellt also eine Begrenzung dar, die bei jedem Optimierungsprozeß berücksichtigt werden sollte.

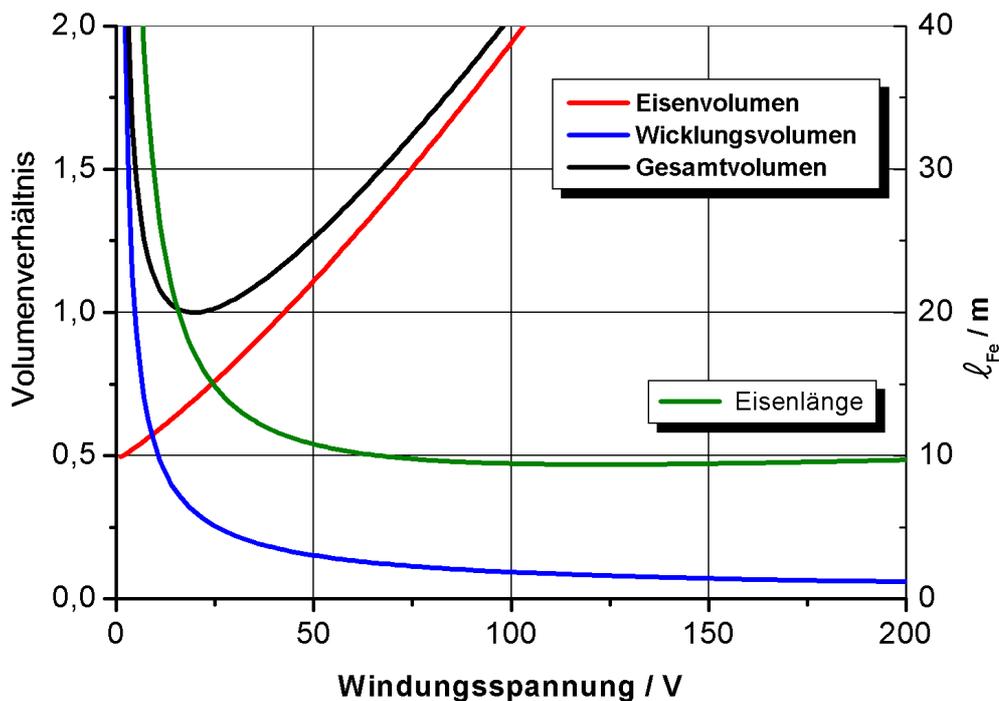


Bild 7.5: Volumenverhältnisse und Eisenlänge als Funktion der Windungsspannung des entworfenen semistabilen 40-MVA-Transformators

Vergleicht man jetzt das Gesamtvolumen des semistabilen 40-MVA-Transformators mit dem Gesamtvolumen eines konventionellen Transformators derselben Leistung, Bild 7.6, so läßt sich theoretisch eine 53 % Reduzierung des Volumenbedarfs durch den Einsatz von Supraleitern verwirklichen. Dies ist nicht nur auf das geringere Wicklungsvolumen, sondern auch auf die Reduzierung des notwendigen Eisenmaterials für den Transformator Kern zurückzuführen. Die Kurve des konventionellen Transformators wurde unter der Annahme einer Stromdichte von 350 A/cm^2 für die Kupferwicklung ermittelt, und das Minimum der Kurve stellt ebenfalls ein theoretisches Minimum dar. Wird aufgrund der Schenkelhöhe die Windungszahl des HTSL-Transformators auf 50 V erhöht, also gleicher Schenkelquerschnitt wie beim konventionellen Transformator, so läßt sich eine 42 % theoretische Reduzierung des Gesamtvolumens erzielen.

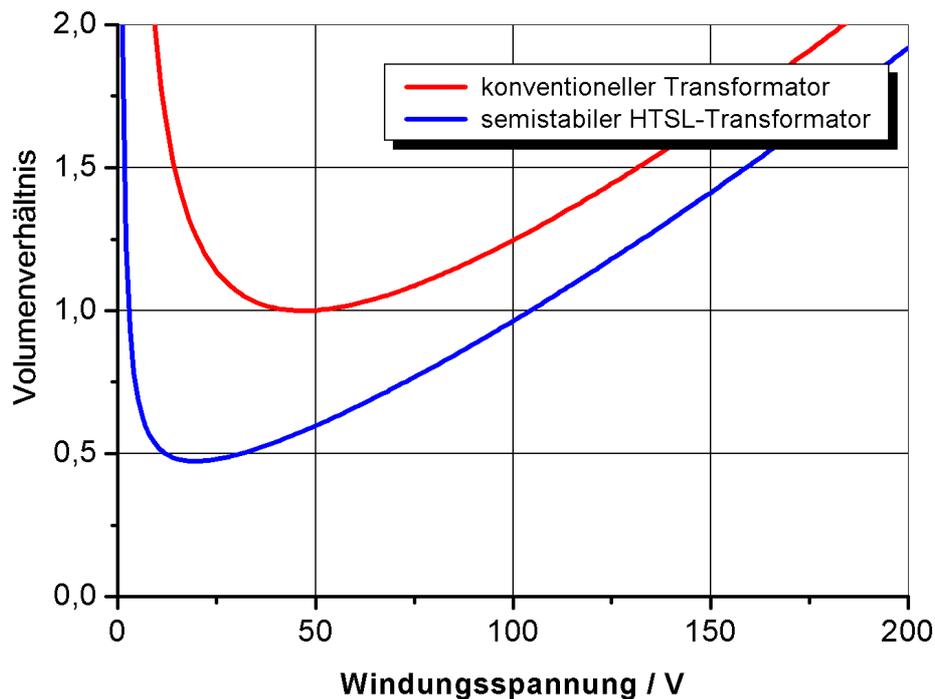


Bild 7.6: Theoretischer Volumenvergleich der 40-MVA-Transformatoren

Der Schutz des semistabilen Transformators vor hohen Fehlerströmen soll von einem vorgeschalteten supraleitenden Strombegrenzer gewährleistet werden. Die relative Kurzschlußspannung kann somit einen beliebig kleinen Wert annehmen und ist als Funktion der Windungsspannung im Bild 7.7 dargestellt. Für eine Windungszahl von 50 V beträgt sie 9,5 %. Konventionelle Transformatoren derselben Leistungsgröße müssen einen Wert zwischen 12 % und 20 % aufweisen, um den maximal auftretenden Kurzschlußstrom effektiv begrenzen zu können. Eine weitere Reduzierung der Kurzschlußspannung würde eine weitere Abweichung des Gesamtvolumens des Transformators vom Volumenminimum bedeuten.

Als nächstes werden die Verlustleistungen bei Nennbetrieb berechnet. Für die Kühlung der im Kryostat anfallenden Kurzschlußverluste wird ein Aufschlag von 15 W angenommen. Die Gesamtverlustleistung weist bei einer Windungsspannung von 175 V ein Minimum auf, Bild 7.8, wobei 60 % davon auf die Kurzschlußverluste und 40 % auf die Leerlaufverluste anfallen. Der Nennwirkungsgrad erreicht einen Wert von 99,68 % bei einem Leistungsfaktor von 0,95. Es ist also nicht möglich, den kleinsten Transformator mit dem größten Wirkungsgrad zu entwerfen. Da die Verluste

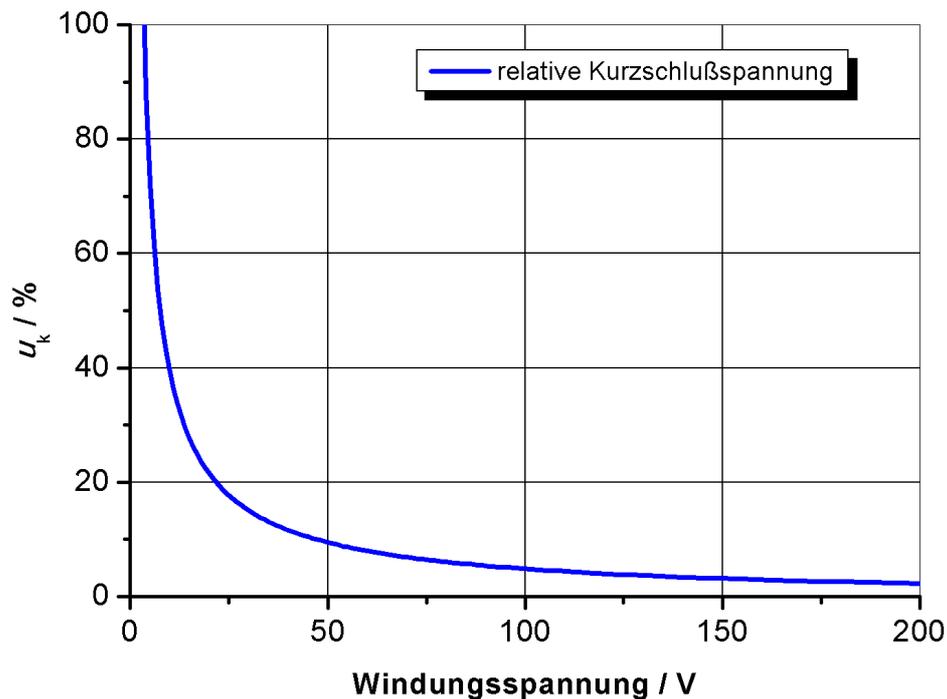


Bild 7.7: Relative Kurzschlußspannung als Funktion der Windungsspannung des entworfenen semistabilen 40-MVA-Transformators

aber maßgebend für die Auslegung von Transformatoren und meistens von den Kunden vorgegeben sind, müssen alle berechneten Entwurfsgrößen bestimmte Grenzen für die Verluste einhalten. Die Möglichkeit der Überlastung des HTSL-Transformators bis zur zweifachen Nennleistung über lange Zeitperioden führt dazu, den Transformator für fast jede Anwendung so zu bemessen, daß er immer im Vollastbetrieb arbeitet. Wird also ein 80 MVA konventioneller Transformator, der über das Jahr mit seiner halben Nennleistung betrieben wird, durch einen HTSL-Transformator ersetzt, so wird dafür eine 40 MVA Einheit eingesetzt, die einen „Überlast-Modus“ besitzt, um die auftretenden Leistungsspitzen über das Jahr abfangen zu können. Ist es somit das Ziel, den verlustärmsten HTSL-Transformator zu entwerfen, so beträgt die erforderliche Windungsspannung 175 V. Die restlichen Parameter können dann anhand der Bilder 7.3 – 7.7 bestimmt werden und sind in der Tabelle 7.2 zusammengefaßt worden.

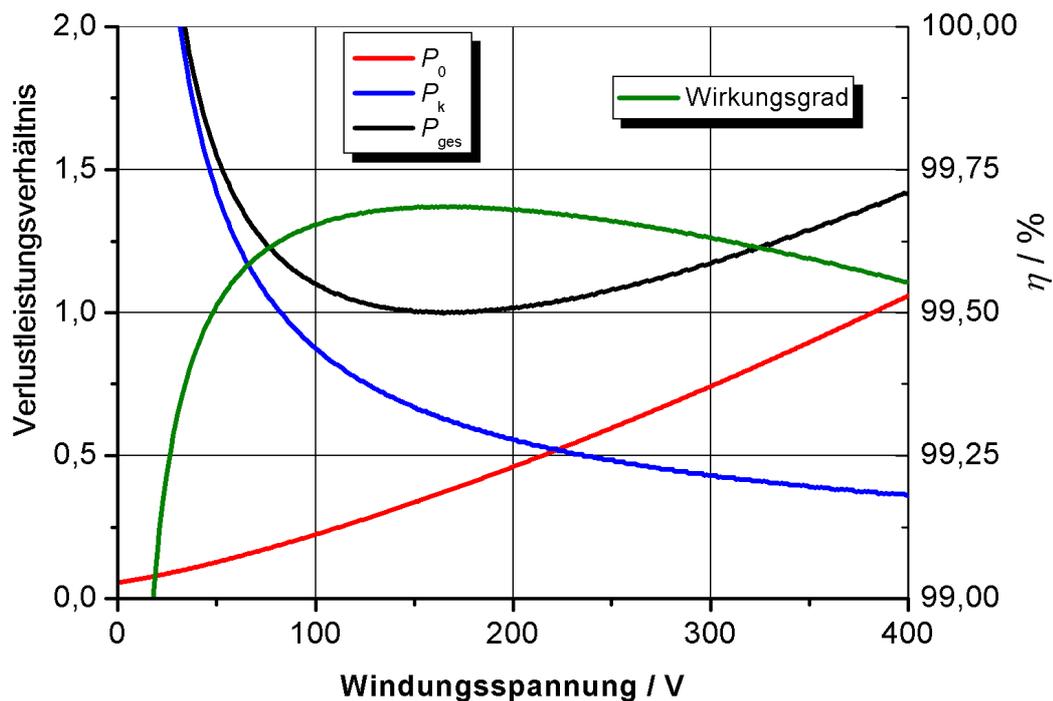


Bild 7.8: Verlustleistungsverhältnisse und Wirkungsgrad im Nennbetrieb als Funktion der Windungsspannung des entworfenen semistabilen 40-MVA-Transformators

Tabelle 7.2: Auslegungsgrößen eines semistabilen 40/80 MVA HTSL-Transformators

$0,3 j_e$	3 kA/cm ²	b	61 cm
U/w	175 V	μ	1,4
w_1	363	ℓ_w	94 km
w_2	66	u_k	2,7%
d	81 cm	P_{ges}	120 kW
h	84 cm	η	99,7 %
Anzahl der parallelen Leiter (1)	12	Anzahl der parallelen Leiter (2)	66

7.4 Ansatz für die Optimierung des Entwurfes

Die analytischen Gleichungen dienen als Anfangswahl der Entwurfsgrößen eines Optimierungsprozesses. Dem ersten Entwurf liegt eine bestimmte Spannung pro Windung zugrunde, von der aber nicht bekannt ist, ob diese die optimale Lösung darstellt. Es sind deshalb weitere Entwürfe zu kalkulieren, um daraus das gesuchte Optimum zu finden. Bei dem Entwurf muß während des Berechnungsdurchlaufes geprüft werden, ob bestimmte Toleranzbereiche für einige Parameter, wie z.B. die

Verluste, eingehalten werden. Gewisse Toleranzen müssen zugestanden werden, weil einzelne Entwurfparameter von Größen abhängen, die nicht kontinuierlich veränderbar sind, sondern diskrete Werte annehmen. Ist das noch nicht der Fall, so müssen gewisse Entwurfparameter korrigiert und anschließend ein neuer Entwurf durchgerechnet werden. Es sind nun mehrere Entwürfe durchzurechnen, bis der optimalste Transformator gewählt werden kann.

Der Korrekturprozeß stellt eines der schwierigsten Probleme dar. Wenn die Windungsspannung verringert wird, kann das Eisenvolumen des Kerns ebenfalls verringert werden. Dadurch werden im Kern weniger Verluste hervorgerufen und der Transformator wird leichter. Dafür aber steigen die Verluste und das Volumen der HTSL-Wicklung. Andererseits werden aus einer Erhöhung der Windungsspannung ein großer Kern und erhebliche Leerlaufverluste resultieren, obwohl weniger supraleitendes Material benötigt wird.

Vor jeder konstruktionsrelevanten Auslegung ist eine vorläufige Isolationskoordination notwendig, um die Abmessungen der verschiedenen Luftspalte und Isolationsabstände zwischen dem Kern und den Wicklungen, zwischen den Wicklungen und zwischen den Jochen und den Wicklungen zu bestimmen. Diese Abstände hängen von der Betriebsspannung und den vorgeschriebenen Richtlinien für einen sicheren Betrieb ab und können unter Berücksichtigung der dielektrischen Parameter für den flüssigen Stickstoff aus Kapitel 3 abgeleitet werden. Weiterhin sind die genauen Eigenschaften des benutzten HTSL-Leiters und die Abhängigkeit der Verluste und der Stromdichte von dem externen Magnetfeld vorab zu bestimmen. Eine maximale Streuflußdichte wird dadurch definiert und als unabhängige Variable am Anfang der Kalkulation eingegeben.

Beim Entwurf existiert eine große Menge von Gleichungen der Form:

$$\begin{aligned}
 f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_m) &= y_1 \\
 f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_m) &= y_2 \\
 f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_m) &= y_3 \\
 &\dots \\
 f(x_1, x_2, x_3, \dots, x_m) &= y_n
 \end{aligned}
 \tag{7.39}$$

wobei x_j die unabhängigen Variablen und y_k die abhängigen Variablen sind. Wenn $n > m$ ist, dann existiert keine Lösung des Gleichungssystems. Bei $n < m$ gibt es eine große Anzahl von Lösungen und eine Optimierung ist möglich. Glücklicherweise ist die Anzahl der unabhängigen Variablen meistens deutlich größer als die der abhängigen Variablen, so daß die Möglichkeit gegeben wird, manche dieser Funktionen zu minimieren bzw. zu maximieren. Betrachtet man nun alle Entwurfsgrößen als stetige Veränderliche, so läßt sich für den aktiven Teil des Transformators ein algebraisches Gleichungssystem aufstellen, das Abmessungen, Gewichte und Kosten mit den vorgegebenen Daten verknüpft. Die zu optimierende Größe wird durch eine stetige Fläche in einem mehrdimensionalen Raum dargestellt. Die Zahl ihrer Dimensionen entspricht der Anzahl unabhängiger Veränderlicher. Das absolute Optimum dieser Größe und die dazugehörigen Werte der unabhängigen Veränderlichen stellen die gesuchte Lösung dar.

8 Betriebsverhalten und Einsatz

Eine erfolgreiche Einführung von HTSL-Leistungstransformatoren in die elektrische Energieversorgung kann nicht nur auf reduzierten Verlusten und Volumen basieren. Die Vorteile für den Netzbetrieb beim Einsatz von solchen Transformatoren stehen genauso im Vordergrund.

In diesem Kapitel werden die Anwendungsmöglichkeiten eines HTSL-Transformators erläutert. Im ersten Abschnitt wird das Betriebsverhalten untersucht. Dabei werden die Einwirkungen des Einsatzes eines HTSL-Leistungstransformators am Beispiel des sogenannten „Ein-Maschinennetzes“ erläutert. Es werden dabei sowohl der stationäre sowie der nichtstationäre Betrieb betrachtet. Im zweiten Abschnitt werden verschiedene Einsatzgebiete beschrieben und die sich daraus ergebenden Vorteile dargestellt.

8.1 Untersuchung des Betriebsverhaltens

8.1.1 Ein-Maschinennetz

Das Ein-Maschinennetz wird sehr oft für die prinzipielle Erklärung der Stabilität benutzt [8.1]. Es handelt sich um ein vereinfachtes Netzmodell. Ein Generator speist über eine lange Doppelleitung in ein leistungsstarkes Netz ein, Bild 8.1. Die Betriebsmitteldaten des hier eingesetzten Modells sind in der Tabelle 8.1 aufgeführt.

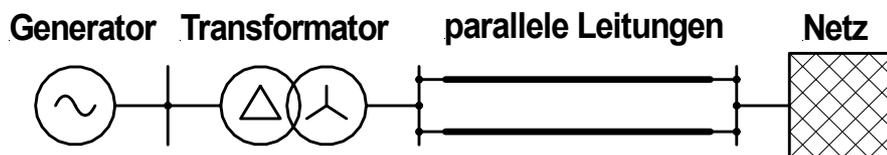


Bild 8.1: Ein-Maschinennetz

Für den HTSL-Transformator wird angenommen, daß er aufgrund der kompakteren Bauweise und der Notwendigkeit von geringen AC-Verlusten eine sehr geringe relative Kurzschlußspannung und somit eine kleinere Reaktanz als der konventionelle Transformator aufweist.

Tabelle 8.1: Betriebsmitteldaten des Ein-Maschinennetzes

Generator		Transformator	
S_r	588 MVA	S_r	620 MVA
U_r	20 kV	\ddot{u}	400 kV / 20 kV
$x_d = x_q$	2,49	\underline{z}_T (konventionell)	0,003 + j0,17
x_d'	0,32	\underline{z}_T (HTSL)	j0,03
$x_d'' = x_q''$	0,24	pro Freileitung	
x_σ	0,209	R'	0,03 Ω /km
T_d'	1,36 s	X'	0,253 Ω /km
$T_d'' = T_q''$	0,17 s	C'	14,27 nF/km
T_m	10 s	ℓ	150 km
p	1	Netz	
		U_Q	380 kV
		S_{kQ}''	4,4 GVA

8.1.2 Stationäres Betriebsverhalten eines HTSL-Transformators

Zunächst wird das Betriebsverhalten eines HTSL-Transformators im stationären Zustand betrachtet. Mit einer Leistungsflußberechnung wird die Spannungserhaltung des Netzes überprüft. Danach wird der Einfluß des HTSL-Transformators auf die statische Stabilität und die Übertragungskapazität der Leitung untersucht.

Das Ersatzschaltbild des Ein-Maschinennetzes bei Vernachlässigung der Wirkwiderstände ist Bild 8.2 zu entnehmen, wobei X_d , X_T , X_L und X_N die Reaktanzen des Generators, des Transformators, des Leitungssystems und des Ersatznetzes darstellen. Der Generator ist im Vergleich zu seiner Nennleistung mit einer großen Wirk- und Blindleistung belastet. Führt man eine Leistungsflußberechnung durch, so ergeben sich die in Tabelle 8.2 dargestellten Ergebnisse für das konventionelle und supraleitende Ein-Maschinennetz, ohne dabei die Wirkwiderstände zu vernachlässigen. Die an den Generatorklemmen eingestellte Spannung ist für das HTSL-Netz um 1 % kleiner als im konventionellen Netz, und die Spannung am Transformator-knoten weist einen um 1 % höheren Wert auf. Demnach wird der Generator bei gleichzeitiger Verbesserung der Spannungserhaltung entlastet. Die an das Netz abgebbare Wirkleistung ist um 2 MW kleiner, bedingt hauptsächlich durch die vernachlässigten Verluste des HTSL-Transformators. Zusätzlich nimmt er deutlich weniger Blindlei-

stung auf, so daß dem Netz noch 60 MVar Blindleistung zusätzlich zur Verfügung stehen. Setzt man dagegen konstante Leistungsabgaben an das Netz, \underline{S}_Q , voraus, so könnte der Leistungswinkel, $\cos \varphi$, auf 0,995 verbessert werden.

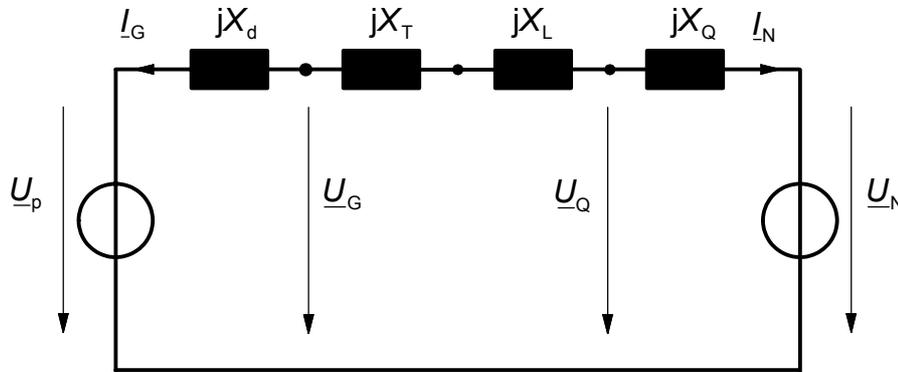


Bild 8.2: Ersatzschaltbild des Ein-Maschinennetzes (Oberspannungsgrößen auf Unterspannungsseite umgerechnet)

Tabelle 8.2: Ergebnisse der Beispielrechnung für das Ein-Maschinennetz

	konventionelles Netz	HTSL-Netz
\underline{U}_G	19,9 kV $\angle 11,8^\circ$	19,7 kV $\angle 4,9^\circ$
\underline{S}_G	505 MW + j 109 MVar	505 MW + j 109 MVar
$\cos \varphi$	0,977	0,977
$\underline{U}'_Q = \underline{U}_Q \cdot \ddot{u}$	19 kV $\angle 0^\circ$	19 kV $\angle 0^\circ$
\underline{S}_Q	499 MW + j 200 MVar	501 MW + j 260 MVar
$\underline{U}'_T = \underline{U}_T \cdot \ddot{u}$	19,4 kV $\angle 3,6^\circ$	19,6 kV $\angle 3,5^\circ$

Als nächstes wird die statische Stabilität des Ein-Maschinennetzes untersucht. Die statische Stabilität ist eine notwendige Voraussetzung für den stationären Betrieb eines Elektroenergiesystemes und muß in jedem Betriebspunkt sichergestellt sein. Die statische Stabilität ist dann nicht mehr gegeben, wenn aufgrund geringfügiger Systemzustandsänderungen (kleine Störungen) der stationäre Betrieb nicht mehr aufrechterhalten werden kann. Die Analyse eines Elektroenergiesystemes hinsichtlich seiner statischen Stabilität erlaubt Rückschlüsse über die Dämpfung und Periodendauern von transienten Vorgängen im System infolge kleiner Abweichungen vom Arbeitspunkt. Mit Hilfe dieser Ergebnisse lassen sich Vorkehrungen zur gezielten Erhöhung der Systemstabilität treffen.

Die statische Stabilitätsuntersuchung beantwortet demnach die Frage nach der Existenz stationärer Arbeitspunkte in Abhängigkeit vom Belastungszustand des Netzes. Die vom Generator abgegebene Wirkleistung an das Netz kann als Funktion des Polradwinkels δ_p zwischen \underline{U}_p und \underline{U}_N bei konstanter Erregung angegeben werden:

$$P_N = 3 \cdot \frac{U_p \cdot U_N}{X_d + X_T + X_L + X_N} \cdot \sin \delta_p \quad (8.1)$$

Die maximal abgebbare Wirkleistung des Generators wird somit bei 90° erreicht. Bei weiterer Steigerung der Turbinenleistung geht die Maschine in den Asynchronbetrieb über. Mit Hilfe der Leistungs-Winkel-Kennlinie kann die abgebbare Wirkleistung als eine sinusförmige Funktion eingetragen werden, Bild 8.3. Ein HTSL-Transformator zeichnet sich durch die sehr kleine relative Kurzschlußspannung aus. Seine Reaktanz kann somit eine Größenordnung kleiner als die eines konventionellen Transformators gleicher Nennleistung betragen. Durch den Einsatz eines HTSL-Transformators kann der Generator eine höhere maximale Wirkleistung an das Netz weitergeben, da der Nenner von Gl.(8.1) kleiner wird. Das Maximum der Kennlinie verschiebt sich vom Punkt 2 auf Punkt 4. Überträgt man diese Tatsache auf das ganze Energieversorgungsnetz, so erreicht man durch HTSL-Transformatoren eine Erhöhung der verfügbaren Wirkleistung von existierenden Generatoren. Die potentielle Umsatzsteigerung durch den Verkauf dieser zusätzlichen Wirkleistung soll bei einer genauen Investitionsanalyse von HTSL-Transformatoren mitberücksichtigt werden. Besonders bei Netzgebieten mit kurzzeitigen Leistungsempässen wäre die Erhöhung der maximal abgegebenen Wirkleistung von großer Bedeutung.

Wird jetzt eine konstante Belastung, P_T , des Generators angenommen, so wird der Polradwinkel kleiner, Punkt 1 zu Punkt 3. Im praktischen Betrieb von Generatoren wird ein genügend großer Abstand von der Grenze der Stabilität bei 90° eingehalten ($\delta_p < 60^\circ$) [8.1]. Dies ist bedingt durch den unruhigen Lauf der Maschine schon vor Erreichen der Stabilitätsgrenze. Der Einsatz von HTSL-Transformatoren verbessert somit die statische Stabilität eines Netzes, die synchronisierende Leistung nimmt zu. Es wäre aber auch möglich, mit der Reduzierung der Transformator-Reaktanz die Länge der Übertragungsleitung zu erhöhen, ohne dabei die statische Stabilität des Netzes zu gefährden.

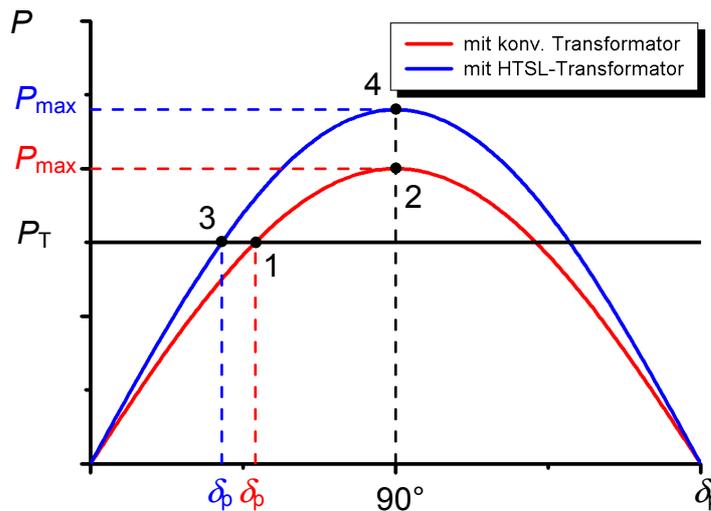


Bild 8.3: Prinzipielle Darstellung der Leistungs-Winkel-Kennlinie des Generators beim Anschluß eines konventionellen und eines supraleitenden Transformators.

8.1.3 Nichtstationäres Betriebsverhalten eines HTSL-Transformators

Das nichtstationäre Betriebsverhalten des HTSL-Transformators wird anhand von einer großen Störung im Netz, einem dreipoligen Kurzschluß am Anfang der Leitung, untersucht. Große Störungen führen unmittelbar zu starken Veränderungen der Leistungsflüsse des Systems. Je nach Größe und Kurzschlußleistung des Netzes können die Rotoren einiger Synchrongeneratoren dabei durch die plötzliche Veränderung des Wirkleistungsgleichgewichts stark beschleunigt werden und aus dem Synchronismus fallen, sogenanntes Schlüpfen. Ein Netz ist transient stabil, wenn der Ausgleichsvorgang nach einer Zustandsänderung im Netz wieder in einen stationären stabilen Betriebszustand führt. Ob ein Netz stabil ist, hängt von der Art, dem Ort und dem Ausmaß der jeweilig zugrundegelegten Zustandsänderung ab.

Wie bei der Untersuchung des Einflusses von HTSL-Transformatoren auf die statische Stabilität wird auch für die transiente Stabilität das Ein-Maschinennetz herangezogen. Die Ersatzschaltung ist im Bild 8.4 angegeben. Da es sich hier um transiente Ausgleichsvorgänge handelt, wird der Generator mit seinen transienten Größen nachgebildet. Die Prüfung der transienten Stabilität erfolgt mit zeitschrittweisen Simulationsrechnungen unter Berücksichtigung der Wirkung des Selektivschutzes. Die ersten Sekunden sind von entscheidender Bedeutung. Die transiente Stabilitätsuntersuchung wurde hier mit dem Simulationsprogramm ATP-EMTP durchgeführt [8.2].

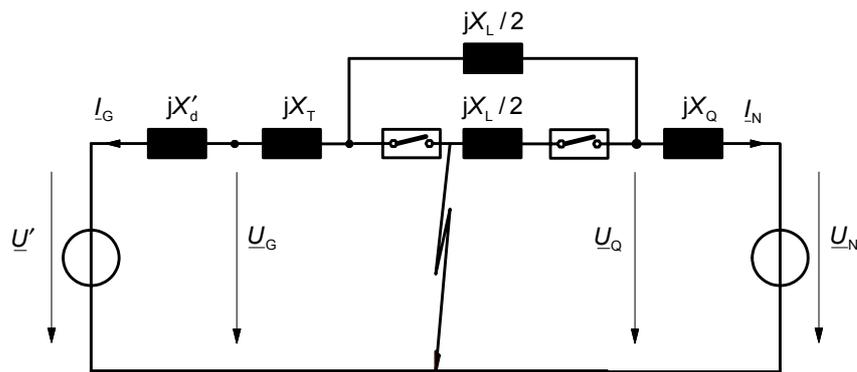


Bild 8.4: Vereinfachte Ersatzschaltung des Ein-Maschinennetzes zur Untersuchung des nichtstationären Betriebsverhaltens (Oberspannungsgrößen auf Unterspannungsseite umgerechnet)

In dem einen Fall findet zu einem bestimmten Zeitpunkt $t_k = 200$ ms am Anfang der 380-kV-Freileitung ein dreipoliger Kurzschluß statt. Dieser Fehler stellt die schwerwiegendste Störung dar, und der Kurzschlußort ist aus Sicht der transienten Stabilität der ungünstigste Ort auf der Leitung. Zunächst ist die Dauer des Fehlers $t_F = 100$ ms. Anschließend wird die betroffene Leitung vom Schutz durch eine dreipolige Kurzunterbrechung (KU) von 300 ms vom Netz abgeschaltet. Dabei wird vorausgesetzt, daß das ganze System auch mit einer Freileitung statisch stabil ist. Im Bild 8.5 wird der Polradwinkel des Generators für gleiche Belastung abgebildet. Vor dem Fehler ist der Polradwinkel im HTSL-Netz aufgrund der geringen Reaktanz des HTSL-Transformators um mehr als 6° kleiner. Beide Netze sind transient stabil. Das Polrad im HTSL-Netz schwingt um maximal 20° relativ zur Ausgangslage. Im Gegensatz dazu erreicht das Polrad des Generators im konventionellen Netz mit 24° Änderung seinen Maximalwinkel. Durch die geringe Kurzschlußspannung des HTSL-Transformators ist die synchronisierende Leistung des Netzes größer als beim konventionellen Transformator. Deshalb nimmt die Schwingungsamplitude der Polrad-schwingung im HTSL-Netz schneller ab und der Generator erreicht in kürzerer Zeit wieder den statischen Betriebszustand.

Im zweiten Fall wird der dreipolige Kurzschluß erst nach 300 ms vom Schutz durch eine Kurzunterbrechung von ebenfalls 300 ms abgeschaltet. Das konventionelle Netz verliert seine transiente Stabilität, und der Generator fällt jetzt außer Tritt. Durch den Einsatz des HTSL-Transformators wird die transiente Reserve bis zum Kippunkt erhöht, und es wird ein besseres transientes Stabilitätsverhältnis erreicht.

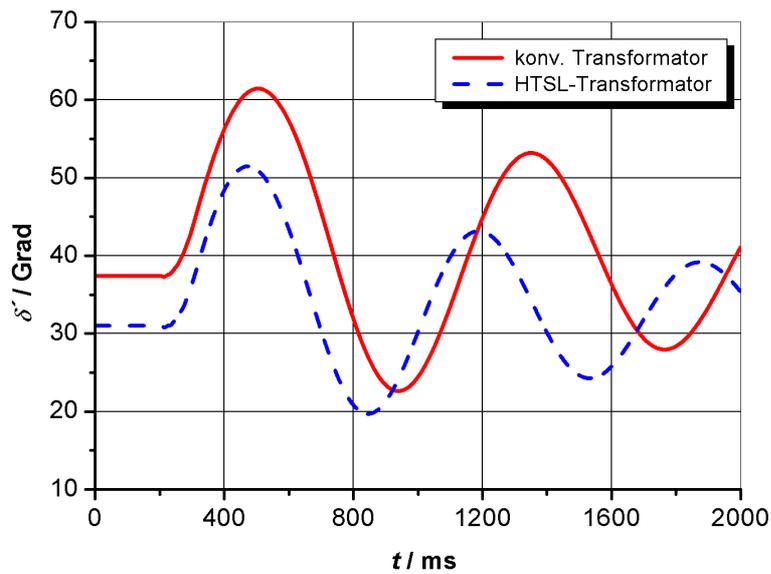


Bild 8.5: Polradwinkelzeitverläufe des Generators im Ein-Maschinennetz nach einem dreipoligen Kurzschluß von 100 ms und einer anschließenden Kurzunterbrechung der Leitung von 300 ms.

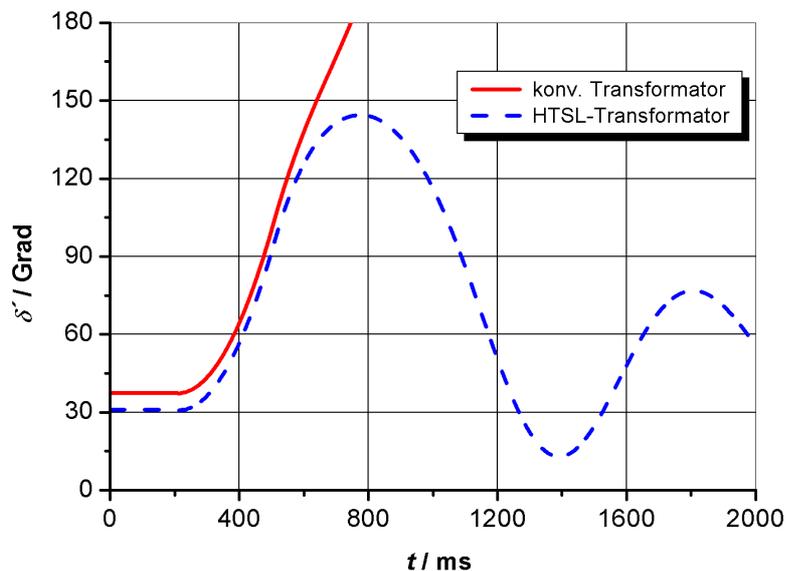


Bild 8.6: Polradwinkelzeitverläufe des Generators im Ein-Maschinennetz nach einem dreipoligen Kurzschluß von 300 ms und einer anschließenden Kurzunterbrechung der Leitung von 300 ms.

Bei dem im Ein-Maschinennetz zu Grunde gelegten HTSL-Transformator kann der Kurzschlußstrom nicht begrenzt werden. Eine Erhöhung des zulässigen Kurzschlußstromes ist bei existierenden Netzen mit konventionellen Mitteln nicht möglich. Aus

diesem Grund wird hier das transiente Betriebsverhalten eines vergleichbaren SFCL-Transformators untersucht.

8.1.4 Nichtstationäres Betriebsverhalten eines SFCL-Transformators

Zunächst wird ein Modell zur Beschreibung des nichtstationären Betriebsverhaltens des SFCL-Transformators vorgestellt. Dabei geht es um eine repräsentative Nachbildung des veränderbaren Widerstandes nach Bild 5.3. Danach wird das nichtstationäre Betriebsverhalten des SFCL-Transformators am Beispiel des Ein-Maschinen-netzes untersucht.

8.1.4.1 Dynamisches Modell eines SFCL-Transformators

Eine ausführliche Beschreibung des dynamischen Betriebsverhaltens der Strombegrenzung kann der Literatur entnommen werden [8.3-8.5]. Bei umfangreichen Netzstudien in ausgedehnten Energieversorgungsnetzen kann ein vereinfachtes Modell für den SFCL-Transformator durchaus ausreichend genaue Ergebnisse liefern.

Für die folgenden Netzberechnungen wird das Strom-Spannungs-Verhalten der strombegrenzenden Wicklung des Transformators über ein nichtlineares Widerstandskennlinien-Modell nach Bild 8.7 beschrieben. Es gibt vier charakteristische Bereiche. Vom Eintritt eines Kurzschlusses bei t_k vergeht eine kurze Zeit t_{tot} bis der Widerstand der SFCL-Wicklung ansteigt und der Fehlerstrom den kritischen Strom erreicht, Bereich (1). Durch den Anstieg der Temperatur und des magnetischen Feldes erhöht sich der Widerstand sehr schnell. Dieser Bereich (2) wird in dem Modell mit einem linearen Anstieg approximiert. Nach der Zeit t_b erreicht die Wicklung den normalleitenden Zustand, Bereich (3), und der Widerstand bleibt auf einem konstanten Wert. Für die Betrachtung eines Kurzschlusses von einigen Millisekunden Dauer würde dieses Modell ausreichen. Für Untersuchungen der transienten Stabilität sind aber Zeitintervalle von ein paar Sekunden notwendig. Das Modell wird dann mit einem vierten Bereich erweitert, der den Abkühlvorgang der SFCL-Wicklung darstellt. Es ist fraglich, ob die Wicklung unter Last nach der Kurzschlußbeseitigung auf den supraleitenden Betriebszustand zurückkehren kann. Es wird womöglich notwendig sein, den SFCL-Transformator für den Abkühlvorgang abzuschalten. Die Abschaltung kann in diesem Fall über einen Lasttrennschalter erfolgen, da der Kurzschluß

sehr stark begrenzt wird. Ein teurer Leistungsschalter wäre nicht notwendig. Für den Netzbetrieb wäre aber eine kurze Abkühlphase ohne Versorgungsunterbrechung wünschenswert. Für den Bereich (4) der Widerstandskennlinie wird deswegen von einer linearen Rückkühlphase, t_r , von ein paar hundert Millisekunden ausgegangen.

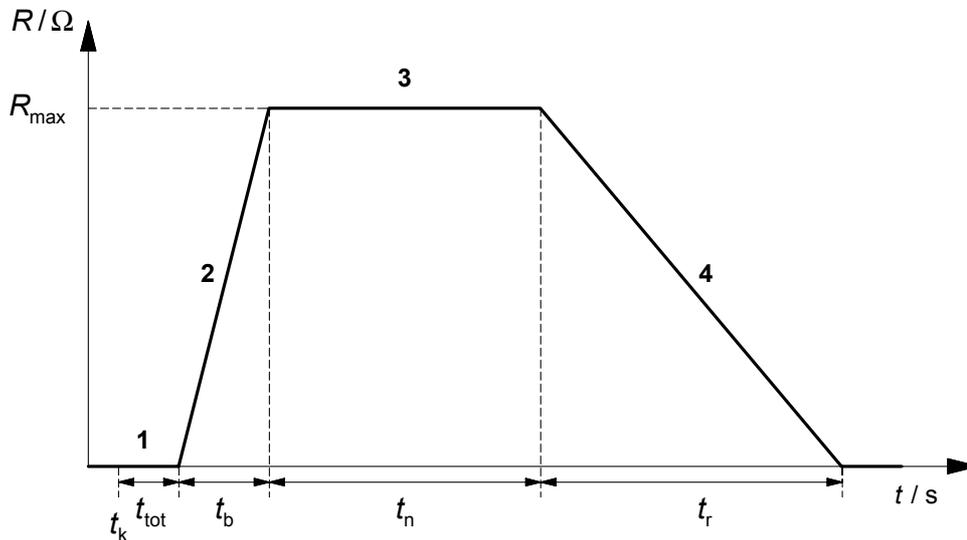


Bild 8.7: Nichtlineare Widerstandskennlinie $R(t)$

Der nichtlineare Widerstand wird im Simulationsprogramm ATP-EMTP in Reihe mit dem supraleitenden HTSL-Transformator geschaltet. Dabei wird mit Hilfe von TACS (Transient Analysis Control Systems) das Berechnungsmodell nachgebildet. Das Flußdiagramm des TACS-Modells zur Steuerung der Widerstandskennlinie ist im Bild 8.8 schematisch dargestellt. Als Eingangssignale dienen die drei Phasenströme des untersuchten SFCL-Transformators. Diese drei Ströme werden betragsmäßig miteinander verglichen und der maximalste Strombetrag wird mit einem vorgegebenen Stromsollwert in einer IF-Funktion eingegeben. Durch einen weiteren Vergleich entstehen ein Kontrollsignal, CON1, im TACS 60 und ein weiteres Hold-Signal im Zähler TACS 65. Das Ausgangssignal des Zählers wird auf dem letzten Wert festgehalten. Der zweite Zähler zählt jeden Rechenschritt mit, bis CON 2 Null wird. Das Produkt aus TS und DELTAT (Rechenschrittweite des ATP in s) ergibt dann den Schaltzeitpunkt STEP0. Durch Addition der Anstiegszeit, T_b , entsteht der Schaltzeitpunkt STEP1. Der nächste IF-Block gibt das Signal T aus, mit dem die Widerstandskennlinie $R1$ während des Quenches berechnet wird. Dabei ist TIMEX die aktuelle Simulationszeit und wird vom ATP zur freien Verfügung gestellt. T ist solange Null bis der maximal zulässige Strom überschritten wird. Der Widerstand vor dem Quench muß

einen endlichen aber sehr kleinen Wert R_3 haben. Der Normalleitende Widerstand R_2 wird als konstant angenommen und vor der Simulation eingegeben. Die beiden letzten IF-Blöcke geben den, je nach Zeitpunkt, richtigen Widerstandswert aus.

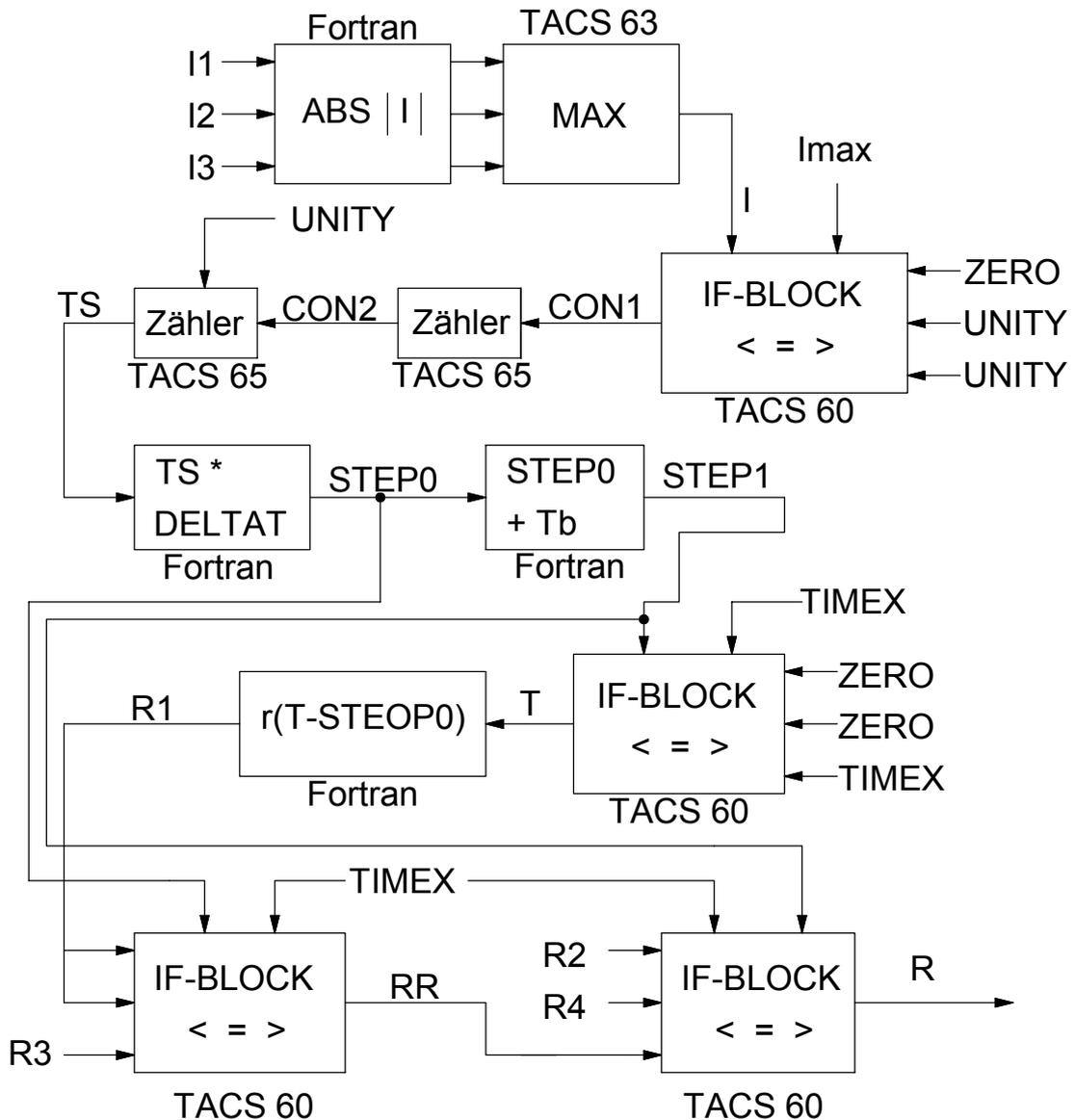


Bild 8.8: Flußdiagramm des TACS-Modells für die Nachbildung der strombegrenzenden Eigenschaft der Wicklung eines SFCL-Transformators.

8.1.4.2 Kurzschlußstromverhalten

Mit Hilfe des nichtlinearen Nachbildungsmodells wird ein dreipoliger Kurzschuß am Leitungsanfang des Ein-Maschinennetzes mit einem SFCL-Transformator simuliert. Die elektrischen Daten des SFCL-Transformators sind identisch mit denen des

HTSL-Transformators. Die Kurzschlußdauer beträgt 100 ms und die fehlerbehaftete Leitung wird kurzzeitig über eine dreipolige KU von 300 ms vom Netz getrennt. Im Bild 8.9 sind der Strom an der Unterspannungsseite des Transformators sowie zum Vergleich die Stromverläufe des HTSL- und konventionellen Transformators abgebildet. Der Stoßkurzschlußstrom erreicht im konventionellen Netz 86 kA. Die kleine relative Kurzschlußspannung des HTSL-Transformators kann diesen Kurzschlußstrom nicht auf diesen Wert begrenzen. Der Stoßkurzschlußstrom ist mit 129 kA um 50 % höher und somit nicht zulässig. Der Einfluß der strombegrenzenden Eigenschaft des SFCL-Transformators ist deutlich zu erkennen. Der Kurzschlußstrom wird schon vor dem Erreichen des maximalen Wertes begrenzt. Der Stoßkurzschlußstrom erreicht durch den sehr schnellen Anstieg des Begrenzungswiderstandes nur einen Wert von 60 kA und ist somit um fast 33 % kleiner als im konventionellen Netz. Danach stellt sich ein stationärer Begrenzungsstrom ein, der ungefähr gleich mit dem Betriebsstrom vor dem Fehlereintritt ist und notfalls von einem Lasttrennschalter abgeschaltet werden kann. Da der Strom über einen sehr großen Wirkwiderstand begrenzt wird, kommt es zu keiner Phasenverschiebung des Kurzschlußstromes, wie es bei den Netzen ohne Strombegrenzung zu sehen ist.

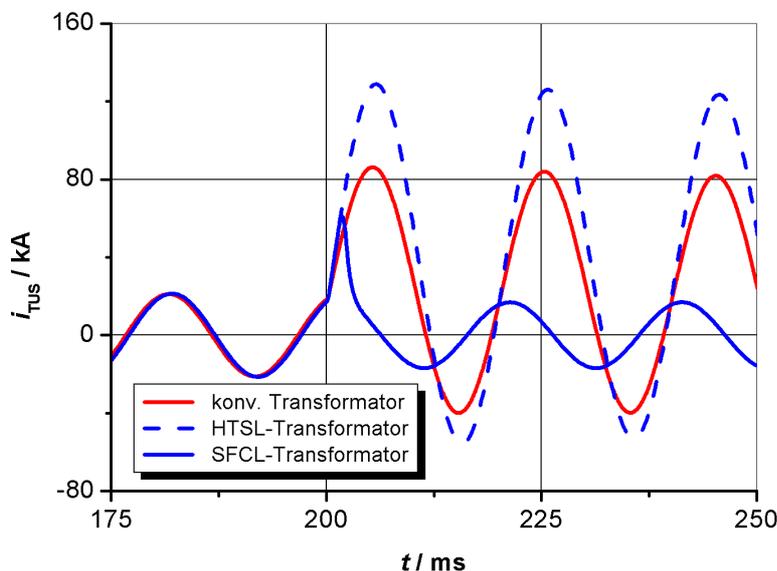


Bild 8.9: Kurzschlußstromverlauf an der Unterspannungsseite des Transformators im Ein-Maschinennetz bei einem dreipoligen Kurzschluß von 100 ms und einer anschließenden Kurzunterbrechung der Leitung von 300 ms.

Die Spannung an der Unterspannungsseite des konventionellen Transformators bricht nach Eintritt des Kurzschlusses bedingt durch die Laständerung ein. Nach dem Ausschalten des Fehlers erreicht die Spannung wieder ihren ursprünglichen Wert

und das Netz wird über die nichtfehlerbehaftete Leitung wieder versorgt, Bild 8.10. An den Klemmen des SFCL-Transformators kommt es zunächst durch die schnelle Strombegrenzung zu einem sehr starken Spannungsanstieg. Diese Spitze darf nicht die genormten Spannungserhaltungsgrenzen überschreiten und soll bei der Isolationskoordination berücksichtigt werden. Die Spannung bricht aber während des Kurzschlusses nicht ein. Es wird angenommen, daß der SFCL-Transformator nach dem Quench in kürzester Zeit, 100 ms, wieder betriebsbereit ist, ohne dabei die Versorgung zu unterbrechen. Dadurch kann das Netz über die zweite Leitung ebenfalls während der KU versorgt werden. Wie bereits erwähnt, ist dies eine wichtige Anforderung für den Betrieb von SFCL-Transformatoren.

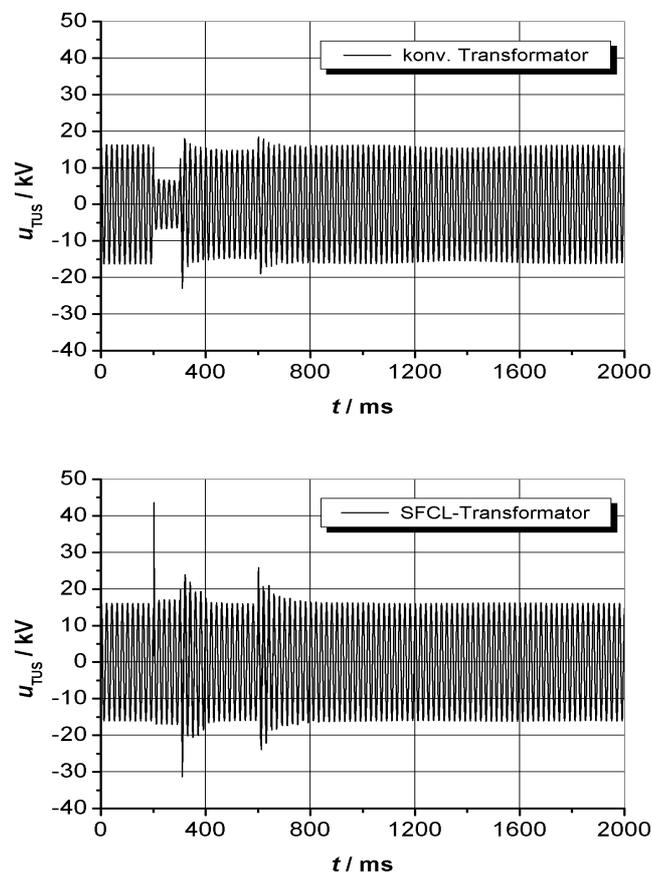


Bild 8.10: Phasenspannungsverläufe an der Unterspannungsseite des Transformators im Ein-Maschinennetz bei einem dreipoligen Kurzschluß von 100 ms und einer anschließenden Kurzunterbrechung der Leitung von 300 ms.

Die strombegrenzende Eigenschaft des SFCL-Transformators wirkt zusätzlich vorteilhaft auf die transiente Stabilität des Netzes. Der maximale Polradwinkel erreicht einen deutlich kleineren Wert, Bild 8.11. Der Ausgleichsvorgang kann deutlich

schneller beendet werden und der Generator erreicht nach kürzester Zeit wieder seinen stabilen Arbeitspunkt.

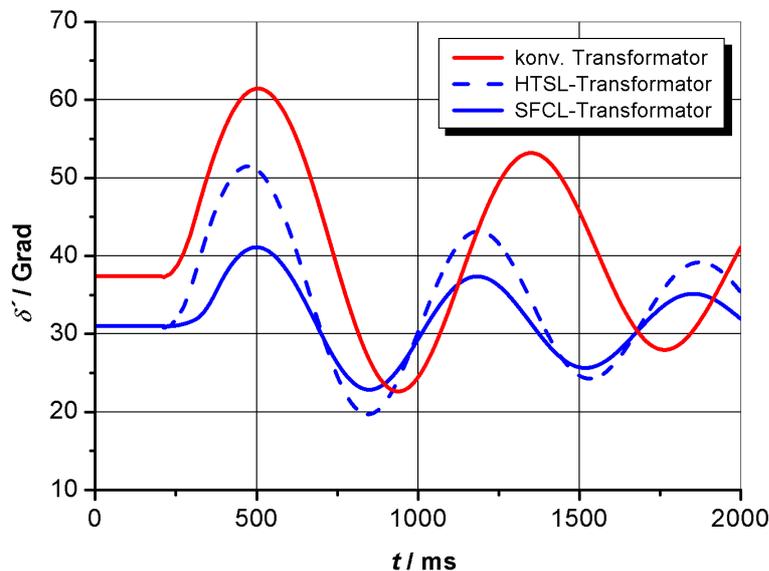


Bild 8.11: Polradwinkelzeitverläufe des Generators im Ein-Maschinennetz nach einem dreipoligen Kurzschluß von 100 ms und einer anschließenden Kurzunterbrechung der Leitung von 300 ms.

8.2 Einsatzmöglichkeiten

Theoretisch ist es möglich, jeden konventionellen Transformator mit einem HTSL-Transformator zu ersetzen, wenn es gelingt, die Wechselstromverluste und deren Magnetfeldabhängigkeit von HTSL-Leitern weiter zu reduzieren und gleichzeitig die Kostenposition und die Stromtragfähigkeit zu verbessern. Gleiche elektrische Eigenschaften bei kleinerem Volumen, Gewicht und Gesamtkosten wären dann ausschlaggebend.

In diesem Abschnitt werden mögliche Einsatzorte von HTSL-Transformatoren im Netz vorgestellt, wo die Einführung von HTSL-Transformatoren aus heutiger Sicht am Attraktivsten ist. Die Ergebnisse der Untersuchungen basieren auf zahlreichen Simulationen des stationären und nicht-stationären Betriebsverhaltens von HTSL-Transformatoren in verschiedenen Netzkonfigurationen [8.7-8.10]. Eine zusammenfassende Auswertung ist dem Ende dieses Abschnittes zu entnehmen.

8.2.1 Blocktransformator

Blocktransformatoren werden zum Anschluß von Kraftwerksblöcken hoher Leistung an das Hochspannungsnetz über einen Generatorleistungsschalter verwendet. Sie können Nennleistungen von über 1000 MVA erreichen und sind oft als Fünfschenkel-Transformatoren ausgelegt, um den Transport bis zum Kraftwerk überhaupt zu ermöglichen. Sie können bis zu mehreren hundert Tonnen Gewicht einschließlich Kühlanlage haben, wobei alleine das Isolieröl mehrere Tonnen wiegt. Zur Kühlung der Wicklung und des Kerns werden mehrere Pumpen und Wärmetauscher bzw. Lüfter eingesetzt. Aufgrund der hohen Anforderung an die Verfügbarkeit der Kraftwerksleistung steht oft in großen Kraftwerken ein zweiter Blocktransformator betriebsbereit. Die jährliche Betriebs- und Vollastzeit sind sehr hoch, und die spezifischen Verluste können bis zu 3 kW/MVA betragen [8.6]. Die relative Kurzschlußspannung kann Werte von über 20 % erreichen, da die Kurzschlußleistung des Generators sehr hoch ist und dementsprechend der maximal mögliche Kurzschlußstrom zum Schutz der angeschlossenen Betriebsmittel begrenzt werden muß.

Durch den Einsatz eines HTSL-Transformators wird der Transport und die Aufstellung vor Ort erleichtert, weil das Gewicht und das Volumen wesentlich geringer sind. Gleichzeitig wird die Sicherheit durch den Verzicht auf Öl als Isolier- und Kühlmittel erhöht. Da der HTSL-Transformator über einen längeren Zeitraum überlastet werden kann, ist es möglich, die notwendige Transformatorleistung auf zwei Einheiten zu verteilen, wodurch die Verfügbarkeit durch den Parallelbetrieb erhöht wird. Als Reserve ist dementsprechend nur ein Transformator mit der Hälfte der Nennleistung notwendig, womit überflüssige Transformatorkapazitäten abgebaut werden können. Bei einer Reduzierung der relativen Kurzschlußspannung kommen noch die aus dem vorigen Abschnitt resultierenden Vorteile der verbesserten statischen und transienten Stabilität beim Einsatz von SFCL-Transformatoren zu Gute. Als Alternative kann der HTSL-Transformator in Reihe mit einer Schaltung aus zwei parallel geschalteten supraleitenden Strombegrenzern kombiniert werden. Durch die Begrenzung des Kurzschlußstromes können somit an dem übergeordneten Netz weitere Erzeuger angeschlossen werden, ohne daß Umspannwerke für eine höhere Kurzschlußfestigkeit ausgelegt werden müssen. Der vorgeschaltete Leistungsschalter hat ein kleines Schaltvermögen und dient nur der Abschaltung des Generators im Normalbetrieb. Im Bild 8.12 werden die prinzipiellen Anschlußmöglichkeiten abgebildet.

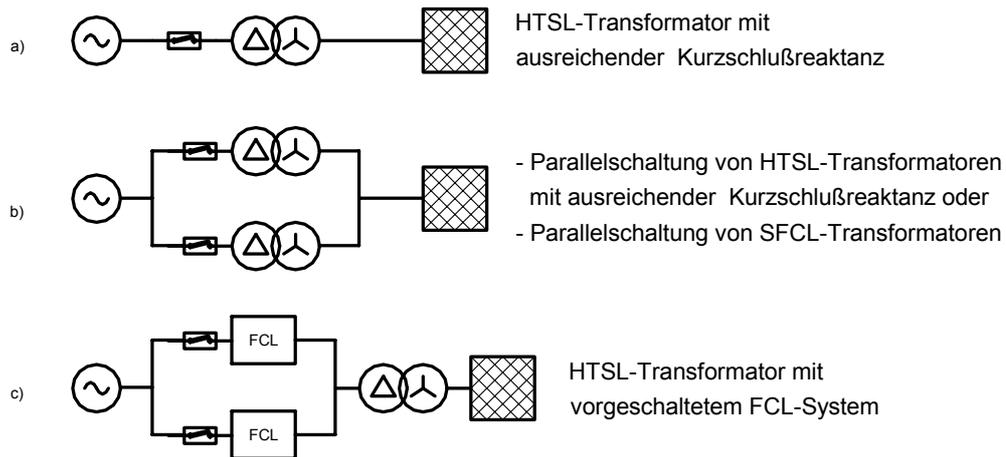


Bild 8.12: Anschlußmöglichkeiten eines HTSL-Transformators als Blocktransformator

8.2.2 Eigenbedarfstransformator

In großen Kraftwerken werden hohe Leistungen für das Eigenbedarfsnetz gebraucht, um vor allem die motorischen Antriebe zu versorgen. Die Versorgung erfolgt durch einen Abzweig mit einem Eigenbedarfstransformator in der Generatorausleitung. Oft werden zur Sicherung des Eigenbedarfes auch Anfahrtstransformatoren zur Verfügung gestellt [8.6]. Die installierte Leistung der Eigenbedarfstransformatoren wird an die Kraftwerksleistung angepaßt und kann Werte bis zu 15 % der Kraftwerksnennleistung erreichen. Besonders Eigenbedarfsnetze von großen Blöcken werden meistens über einen oder zwei Eigenbedarfstransformatoren gespeist, die an den Generatorklemmen angeschlossen sind.

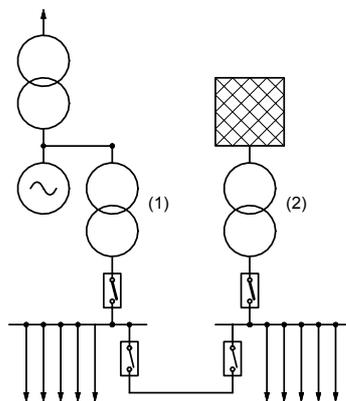


Bild 8.13: Übersichtsplan eines Kraftwerksblockes mit einem Eigenbedarfs- (1) und einem Anfahrtstransformator (2)

Das Eigenbedarfsnetz wird durch die hohe mechanische und thermische Kurzschlußfestigkeit der Betriebsmittel bedingt durch die hohe Kurzschlußleistung des Generators charakterisiert. Die Fehlerhäufigkeit ist zwar gering, aber nicht auszuschließen. Bei einem Einsatz für die Eigenbedarfsversorgung kommt in erster Linie nur ein SFCL-Transformator in Frage. Die Begrenzung des Kurzschlußstromes führt zu Einsparungen der untergeordneten Betriebsmittel. Leistungsschalter können somit mit einem geringen Schaltvermögen ausgelegt werden. Die hohen Anlaufströme der motorischen Antriebe und die nachfolgenden Spannungseinbrüche werden vermieden. Dabei ist es aber notwendig, den Auslösestrom der Strombegrenzung höher als den Anlaufstrom zu setzen. Der Anfahrtstransformator kann ebenfalls als SFCL-Transformator ausgeführt werden. Im Normalbetrieb ist die Sammelschienenkupplung offen. Beide SFCL-Transformatoren können für jeweils die Hälfte der benötigten Leistung des Eigenbedarfsnetzes ausgelegt werden und dadurch überflüssige Transformatorkapazitäten eliminieren. Im Fall eines Kurzschlusses an einem der beiden Sammelschienenabschnitte bleibt der SFCL-Transformator so lange angeschlossen bis der Kurzschluß vom Schutz ausgeschaltet wird. Der SFCL-Transformator kann danach über einen Lasttrennschalter vom Netz getrennt werden. Die Versorgung wird durch Zuschalten der Sammelschienenkupplung vom anderen SFCL-Transformator übernommen. Ein mögliche Schaltfolge könnte somit wie folgt aussehen:

1. Kurzschlußeintritt Sammelschienenabschnitt (1)
2. Kurzschluß erfaßt und ausgeschaltet
3. Sammelschienenkupplung ein
4. SFCL-Eigenbedarfstransformator aus (Rückkühlphase)
5. SFCL-Eigenbedarfstransformator ein
6. Sammelschienenkupplung auf

Es ergibt sich somit eine hohe Rückkühlzeit des begrenzenden Transformators. Die Kurzschlußfestigkeit der Betriebsmittel wird zu jeder Zeit gewahrt.

8.2.3 Netztransformator

Netztransformatoren werden zur Kupplung der Hochspannungsnetze eingesetzt. Sie werden durch ihre hohe Nennleistung ausgezeichnet, die mehrere hundert MVA beträgt. Oft kommen bei hohen Nennleistungen drei einphasige Einheiten zum Einsatz,

um den Transport zu ermöglichen. Durch den zukünftigen Anschluß von großen regenerativen Kraftwerken an das Übertragungsnetz und den Aufbau von neuen konventionellen Kraftwerken wird es zu Lastflußverlagerungen und einer Erhöhung der Kurzschlußleistung kommen. Leistungsengpässe und erhöhte Kurzschlußströme an den Kopplungsstellen werden somit unvermeidbar, Bild 8.14.

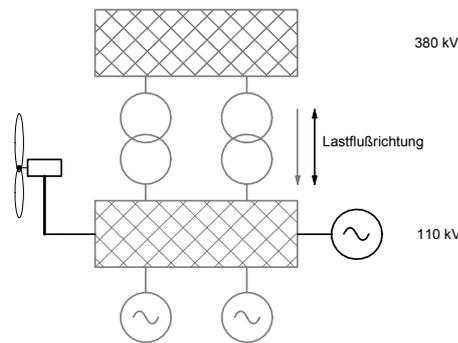


Bild 8.14: Prinzipieller Ausbau des Übertragungsnetzes

Der Einsatz von HTSL-Transformatoren an den Koppelstellen der Hochspannungsnetze reduziert die Gefahr von Engpässen durch die Überlastfähigkeit. Starke Schwankungen der Leistungsflüsse können somit einfach abgefangen werden, ohne die installierte Transformator Kapazität zu erhöhen. Der Parallelbetrieb von SFCL-Transformatoren kann weiterhin die Verfügbarkeit verbessern und die Kurzschlußfestigkeit der Schaltanlagen bewahren. Durch die Reduzierung der Reaktanzen wird eine bessere statische und transiente Stabilität erzielt, und es steht mehr Wirkleistung von existierenden Generatoren zur Verfügung. Da Netzkoppeltransformatoren eine hohe Vollastbetriebszeit haben, ist eine starke Verlusteinsparung möglich. Der Einsatz von HTSL-Transformatoren würde wie bei großen Blocktransformatoren den Transport erleichtern und dreiphasige Ausführungen für alle Leistungsklassen ermöglichen. Der Verzicht von Öl als Isolier- und Kühlmedium erhöht die Sicherheit und wirkt sich positiv auf den Umweltschutz aus.

8.2.4 Mittelspannungseinspeisung

Im Bild 8.15 ist eine typische Anordnung eines Umspannwerkes dargestellt. Aus Gründen der Versorgungssicherheit werden zwei Transformatoren installiert, von denen aber nur der eine in Betrieb ist, um die Kurzschlußfestigkeit des Mittelspannungsnetzes zu gewährleisten. Die Bemessungsleistung der einzelnen Transforma-

toren liegt zwischen 20 MVA und 40 MVA mit einer relativen Kurzschlußspannung zwischen 10 % und 20 %. Bei alten Umspannwerken kommt es sehr oft durch eine Erhöhung der Leistungsdichten im Versorgungsgebiet zu einer notwendigen Erweiterung der Schaltanlage. Es kommt zu einer Erhöhung der Netzlast und folglich zu höheren Kurzschlußleistungen.

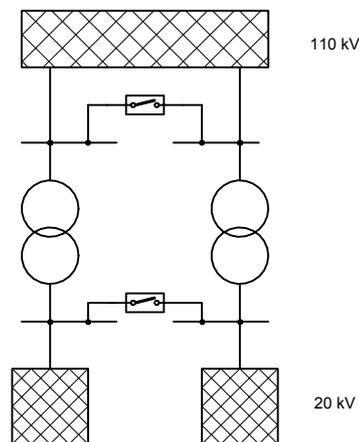


Bild 8.15: Typische Einspeisungsanordnung in Umspannwerken

Besonders geeignet für den Einsatz in Umspannwerken sind SFCL-Transformatoren. Beide Einheiten könnten ohne weiteres im Parallelbetrieb arbeiten. Dies würde die ohnehin verbesserte Kurzschlußleistung des Netzes noch weiter erhöhen, woraus geringere Verluste und Spannungsabfälle resultieren. Des Weiteren kann die Hälfte der installierten Transformatorkapazität abgebaut werden, da im Fall eines Ausfalles der parallel geschaltete Transformator die Last durch seinen Überlastmodus sofort übernehmen kann. Im Kurzschlußfall muß der Fehler selektiv vom Schutz abgeschaltet werden. Der begrenzte Dauerstrom darf deswegen den Anregestrom des Schutzes nicht unterschreiten. Der Anschluß von weiteren Verbrauchern in bestimmten Grenzen gestaltet sich einfacher, da keine Ertüchtigung der existierenden Schaltanlage notwendig ist. Bei neuen Umspannwerken ergeben sich wirtschaftliche Vorteile durch die reduzierte Kurzschlußfestigkeit und das kleinere Schaltvermögen der Leistungsschalter.

Eine weitere Möglichkeit ist, bei existierenden Umspannwerken nur einen Transformator mit einer HTSL-Einheit der selben Nennleistung auszutauschen und dann parallel zu betreiben. Im Normalbetrieb ergibt sich eine sehr kleine Kurzschlußreaktanz, die ebenfalls zu geringeren Spannungsabfällen und geringerem Blindleistungs-

bedarf führen. Die Lastverteilung erfolgt nach dem Verhältnis der relativen Kurzschlußspannung, wobei der HTSL-Transformator den größten Anteil der Last trägt. Die Verlustleistung des Gesamtsystems ist kleiner als vorher. Im Fall eines Kurzschlusses quencht der HTSL-Transformator schlagartig, der Kurzschluß fließt ganz über den konventionellen Transformator und wird von seiner Kurzschlußreaktanz begrenzt. Das System verhält sich somit im Kurzschlußfall wie ein konventionelles Umspannwerk. Der HTSL-Transformator wird vom Netz getrennt, um die durch den Quench erzeugte Wärme wieder abzukühlen.

Die Mittelspannungsanlagen stehen oft in Gebieten mit hoher Lastdichte weit entfernt von den Transformatoren, da es im Fall eines internen Fehlers oder einer unzulässigen Überlastung zu einer starken Erhitzung des Transformatorenöls mit anschließender Druckerhöhung und zu einer Explosion und Feuer kommen kann. Die fehlende Explosions- und Feuergefahr von HTSL-Transformatoren erlaubt somit eine Umstrukturierung der ganzen Netztopologie und eine Optimierung der Versorgungskonzepte. Ganze Umspannwerke können demnach unterirdisch oder in Gebäuden direkt bei den Lastzentren aufgestellt werden und über ein Hochspannungskabel mit dem 110 kV Netz verbunden werden.

8.2.5 Offshore-Schaltanlagen

Die zukünftige Erzeugung von Windenergie in großen Kraftwerken im Offshore-Bereich stellt hohe Anforderungen an die Anbindung. Windgeneratoren erzeugen eine Spannung von einigen hundert Volt, die direkt an der Windkraftanlage auf eine Spannung von 20 kV oder 30 kV umgespannt wird. Für den Anschluß dieser Leistung über große Entfernungen bis zum Anschluß an das Übertragungsnetz sind höhere Spannungen notwendig. Ob es sich dabei um eine Wechsel- oder Gleichstromübertragung handeln wird, hängt von verschiedenen Faktoren ab. Sicher ist aber, daß Offshore-Schaltanlagen in der Nähe von Windparks benötigt werden, wo große Transformatoren stehen werden. Hier sind besonders die Vorteile des reduzierten Volumens aufgrund des verfügbaren Platzes, der Überlastmodus aufgrund der erwartenden Erzeugungsschwankung und der Verzicht von Transformatorenöl aufgrund der erhöhten Umweltschutzanforderungen die wichtigsten Eigenschaften des HTSL-Transformators.

8.3 Zusammenfassende Vorteile beim Netzeinsatz

Tabelle 8.3: Vorteile beim Einsatz von HTSL-Transformatoren für die verschiedenen Einsatzorte
(Die Bewertung spiegelt den Vergleich mit konventionellen Transformatoren basierend auf Untersuchungen von repräsentativen Netzkonfigurationen wieder)
o kein Unterschied + besser ++ deutlich besser

Einsatzort	Blocktransformator	Eigenbedarfsnetz (SFCL-Ausführung)	Netzkupplung	Mittelspannung	Offshore-Schaltanlagen
Reduzierung des Volumens	++	+	++	+	++
Reduzierung der Verluste	++	+	++	+	o
Erhöhung der verfügbaren Wirkleistung	++	o	+	+	o
Geringere Spannungsabfälle	++ (SFCL-Ausführung)	+	++ (SFCL-Ausführung)	+	o
Verbesserung der statischen Stabilität	++ (SFCL-Ausführung)	o	+	++ (SFCL-Ausführung)	o
Verbesserung der transienten Stabilität	++ (SFCL-Ausführung)	o	+	+	o
Abbau von überflüssigen Transformatorkapazitäten	o	+	++	++	+
Kurzschlußfestigkeit der Betriebsmittel	+	+	o	++	o
Reduzierung des Schaltvermögens von LS	+	++	o	++	o
Vermeidung von Leistungsgängpässen	o	o	++	++	o
Verfügbarkeit	++ (Parallelbetrieb)	o	++ (Parallelbetrieb)	+	o
Sicherheit (Feuer- und Explosionsgefahr)	++	++	++	++	++
Umwelteinfluß	++	+	++	+	++

9 Zusammenfassung und Ausblick

Die Ergebnisse der vorstehenden Arbeit zeigen, daß ein HTSL-Transformator aufgrund seiner geringen Wechselstromverluste und seiner elektrischen Eigenschaften im stationären sowie im nicht-stationären Betrieb die Qualität und die Wirtschaftlichkeit der elektrischen Energieversorgung verbessern kann.

Die vorliegende Arbeit soll einen Beitrag zur Entwicklung von HTSL-Transformatoren und zur Veranschaulichung der Vorteile im Netzbetrieb liefern. Ausgangspunkt für die Untersuchungen sind die attraktiven Marktchancen einerseits und die Notwendigkeit zu forschungsintensiven Entwicklungen andererseits.

Zuerst wird in dieser Arbeit der Stand der heutigen Technik beschrieben. Es zeigte sich zunächst, daß es sich bei konventionellen Transformatoren um eine sehr ausgereifte Technik handelt, die von einem hohen Wirkungsgrad charakterisiert wird und keine Möglichkeiten zu einer weiteren Verbesserung zuläßt. Neben der Aufgabe zur Übertragung von elektrischer Energie zwischen zwei Netzen unterschiedlicher Spannung nimmt der Transformator auch eine Hauptaufgabe bei der Begrenzung von Fehlerströmen durch seine Kurzschlußreaktanz wahr. Die im Normalbetrieb anfallenden Blindleistungsverluste müssen akzeptiert werden. Die Entdeckung der Hochtemperatur-Supraleitung, der nunmehr mögliche Verzicht auf eine aufwendige und kostspielige Kühlung mit flüssigem Helium und der Übergang zur wesentlich billigeren Kühlung mit flüssigem Stickstoff waren Anlaß für die Entwicklung von HTSL-Transformatoren überall auf der Welt. Die hohen Kosten der HTSL-Bandleiter und ihre noch relativ hohen Verluste haben bisher lediglich den Bau von kleinen Versuchseinheiten zugelassen.

Im zweiten Kapitel wurden die wichtigsten Merkmale und Anforderungen analysiert. Neben den Wicklungsmaterialien sind dies die Art der Kühlung und Isolierung sowie die besondere Ausführung der Stromdurchführungen. Ein fester Bestandteil bildet auch das Kühlsystem, das aus einem Kryostat und einer Kältemaschine besteht. Die zur Zeit in Frage kommenden HTSL-Leiter basieren auf $\text{Bi}_{2-x}\text{Pb}_x\text{Sr}_2\text{Ca}_2\text{Cu}_3\text{O}_y$, da sie in großen Längen hergestellt werden können. Einen Übergang zum normalleitenden Zustand können diese Leiter aber nicht überstehen, da die entstehende Wärmemenge zur Verdampfung des Drahtes führen kann. Ohne eine Ausweichmatrix darf die HTSL-Wicklung eines Transformators nicht quenchen. Die elektrische Isolation von

hochtemperatur-supraleitenden Transformatoren stellt beim derzeitigen Stand der Technik kein grundsätzliches Problem dar. Der flüssige Stickstoff weist vergleichbare dielektrische Eigenschaften wie die gängigen Isolieröle auf. Die Benutzung von unterkühltem Stickstoff kann die mögliche Blasenbildung infolge einer erhöhten Wärmezufuhr verhindern. Wird auf eine Unterkühlung verzichtet, so müssen für die Isolationskoordination die dielektrischen Eigenschaften des gasförmigen Stickstoffes zu Grunde gelegt werden. Wegen ihrer einfacheren Bauweise werden Zylinderwicklungen für den Wicklungsaufbau bevorzugt. Die Leiter der Wicklungen sollten transponiert werden, da sich dadurch eine gleichmäßige Stromverteilung ergibt, die sich positiv auf die Wicklungsverluste auswirkt. Die mechanische Festigkeit ist besonders bei den spröden HTSL-Materialien von großer Bedeutung, wodurch eine Einbettung in Epoxydharz sinnvoll wäre. Geeignete Kühlkanäle sollten die effektive Kühlung der gesamten Wicklung gewährleisten. Die Wicklungen sollten in einem Kryostat aus glasfaserverstärktem Epoxidharz installiert werden. Für die Abfuhr der im Kryostat entstehenden Wärmemengen ist ein Refrigeratorsystem aus modular gebauten Refrigeratoren die optimalste Lösung, um eine hohe Verfügbarkeit des Kühlsystemes zu erreichen. Solche Refrigeratoren erreichen heute 10 % bis 30 % des Carnot-Wirkungsgrades. Besondere Aufmerksamkeit wird den Stromdurchführungen gewidmet, da sie zur Wärmeübertragung in den Kryostat beitragen und den Wirkungsgrad des HTSL-Transformators dadurch negativ beeinflussen.

Für die genaue Beurteilung der Wirtschaftlichkeit, besonders beim Entwurf, ist eine genaue Kenntnis der Verluste von HTSL-Transformatoren erforderlich. In dieser Arbeit wurden die bekannten Verlustmechanismen von HTSL-Bandleitern und deren Berechnung analysiert. Für die genaue Bestimmung der Verluste in HTSL-Wicklungen ist vorab eine Berechnung des magnetischen Streufeldes in den Wicklungen notwendig, da die AC-Verluste sehr stark vom Betrag und der radialen Richtung des Streufeldes abhängen. Dafür wurde hier das Simulationsprogramm ANSYS benutzt. Es wurden mehrere Modelle von Transformatorenwicklungen berechnet, um die Form der Wicklung zu finden, die am positivsten auf die Verluste wirkt. Die doppeltkonzentrische Zylinderwicklung stellte sich dabei als die favorisierende Form heraus, weil dadurch der Betrag der Streuflußdichte zur Hälfte reduziert wird. Es wurde ebenfalls nachgewiesen, daß weitere Verschachtelungen zwar hinsichtlich des Streufeldes besser sind, sich aber nur mit großem wirtschaftlichen Aufwand realisieren lassen. Weiterhin wurden Maßnahmen zur gezielten Reduzierung der radialen Kom-

ponente untersucht. Durch den Einsatz von geeigneten Kappen konnte eine starke Entlastung der Wicklung erreicht werden.

Ein HTSL-Transformator kann als kryostabil, ultrastabil oder semistabil ausgeführt werden. Der kryostabile Transformator ist mit einer Wicklung ausgerüstet, die aus dem HTSL-Leiter und einem parallel dazu eingebauten Stabilisator besteht, der im Fall einer Überlastung oder eines Kurzschlusses den Strom führt. Der HTSL-Leiter wird dadurch vor einer thermischen Zerstörung geschützt, jedoch muß die beim Quench im Stabilisator erzeugte Wärme vom Kühlsystem abgeführt werden. Die zur Zeit verfügbaren Materialien sind für eine kryostabile Ausführung wirtschaftlich nicht geeignet, weil die Leitermatrix aus Silber eine hohe elektrische Leitfähigkeit hat und somit große Mengen notwendig wären, um den Fehlerstrom sicher tragen zu können. Der ultrastabile Transformator wird dagegen so ausgelegt, daß die HTSL-Wicklung zu jedem Zeitpunkt in der Lage ist, den Fehlerstrom zu führen, ohne zu quenchen. Bei dem Entwurf wird von einem großen Sicherheitsfaktor Gebrauch gemacht, der das Verhältnis der kritischen Stromdichte zu der Nennstromdichte angibt. Zwar weist dieser Transformator im Betrieb sehr geringe Wechselstromverluste und einen Überlast-Modus auf, da die Wicklung im Normalbetrieb sehr schwach belastet wird, es wird aber keine signifikante Verbesserung des Volumens oder des Gewichtes erreicht. Zusätzlich sind seine Anschaffungskosten aufgrund der Kosten der heutigen HTSL-Leiter sehr hoch.

Eine weitere und vielversprechende Ausführung, die in dieser Arbeit vorgeschlagen wurde, ist der semistabile HTSL-Transformator, der einen kleinen Sicherheitsfaktor besitzt und einen Strom bis zum dreifachen Nennstrom führen kann, ohne zu quenchen. Voraussetzung dafür ist, daß er in Reihe mit einem supraleitenden Strombegrenzer geschaltet wird, so daß der Strom im Fehlerfall keine Werte erreicht, die zur Zerstörung der Wicklung führen. Die relative Kurzschlußspannung des Transformators kann somit kleine Werte annehmen. Wird zusätzlich die Strombegrenzung im Transformator integriert, entsteht ein SFCL-Transformator. Zur Zeit sind die bestehenden Bi(2223) Leiter für die Strombegrenzung in SFCL-Transformatoren nicht geeignet, weil die Silbermatrix eine hohe elektrische Leitfähigkeit besitzt. Aber die Entwicklung von Bi(2212) Massivmaterial könnte eine mögliche Alternative sein. Die massiven Windungen sollten in einer modularen Weise (getrennte Ringe) konstruiert werden, um die Produktionskosten zu verringern.

Im Kapitel 7 wurden die aufgestellten Anforderungen und die Ergebnisse aus den Untersuchungen für die Reduzierung der Verluste dazu genutzt, um einen Entwurfsgang eines HTSL-Transformators aufzustellen. Die praktischen Entwurfsgänge von konventionellen Transformatoren basieren auf Datensammlungen, die leider für supraleitende Ausführungen nicht existieren. Der hier vorgeschlagene Entwurfsgang benutzt als Hauptvariable die Windungsspannung. Der wichtigste Ansatz dieses Verfahrens ist die Forderung nach einer maximalen Streuflußdichte in den Wicklungen, um die AC-Verluste soweit wie möglich gering zu halten und die kritische Stromdichte zu erhöhen. Alle geometrischen und elektrischen Daten können dann in Abhängigkeit der Windungsspannung bestimmt werden. Durch die Auslegung eines semistabilen 40-MVA-Transformators wurde die mögliche Reduzierung des Volumens im Vergleich zu einem entsprechenden konventionellen Transformator verifiziert. Es ist aber nicht möglich, daß der kleinste Transformator auch der wirtschaftlichste ist. Es gibt eine große Anzahl von möglichen Ausführungen. Durch die Beschränkung der Anzahl der abhängigen Variablen ist eine Optimierung möglich. Der Entwurfsgang kann als Steuerung eines Optimierungsprozesses für HTSL-Transformatoren dienen.

Mit Hilfe des Ein-Maschinennetzes wurde das stationäre und nicht-stationäre Betriebsverhalten von HTSL-Transformatoren untersucht und die sich daraus ergebenden Vorteile analysiert. Durch den Einsatz von semistabilen Transformatoren mit einer reduzierten relativen Kurzschlußspannung wird die gesamte Netzimpedanz kleiner, und die Stabilitätsgrenze des Generators wird erhöht. Folglich hat das System eine bessere statische Stabilität. Durch den Einsatz von solchen Transformatoren steht mehr Wirk- und Blindleistung von existierenden Generatoren zur Verfügung. Die Höhe der Ströme im Normalbetrieb wird kleiner, und die Kapazität des Übertragungsnetzes wird erhöht. Im stationären Betrieb ergibt sich eine Verbesserung der Spannungserhaltung und gleichzeitig eine Entlastung des Generators. Das Betriebsverhalten eines HTSL-Transformators wurde mit Hilfe des Simulationsprogramms ATP-EMTP für den nicht-stationären Fall durch einen dreipoligen Kurzschluß mit anschließender Kurzunterbrechung im Ein-Maschinennetz untersucht. Bei kurzen Abschaltzeiten kann die transiente Stabilität des konventionellen Netzes erhalten bleiben. Wird die Abschaltzeit aber erhöht, so ist das konventionelle Netz nicht mehr stabil. Im Fall eines semistabilen HTSL-Transformators bleibt die transiente Stabilität auch bei einer Erhöhung der Abschaltzeit erhalten. Durch die größere synchronisierte Leistung nimmt die Schwingungsamplitude der Polradschwingung im HTSL-Netz

schneller ab. Um den Einfluß eines SFCL-Transformators untersuchen zu können, wurde ein Modell entwickelt, das die dynamischen Eigenschaften der Strombegrenzung nachbildet und ebenfalls im Ein-Maschinennetz eingesetzt wurde. Der Fehlerstrom wird vor Erreichen des maximal möglichen Kurzschlußstromes auf den dreifachen Nennstrom begrenzt. Dabei entsteht im Zeitpunkt der Begrenzung eine Überspannung, die besonders beim Entwurf berücksichtigt werden soll, um die Spannungsfestigkeit nicht zu gefährden. Die transiente Stabilität des Netzes und die Kurzschlußfestigkeit der Betriebsmittel werden deutlich verbessert, und durch den einfacheren mechanischen Aufbau und die höhere Leiterausnutzung bei den Betriebsmitteln kommt es zu beachtlichen Kosteneinsparungen. Die wichtigsten Anwendungsmöglichkeiten von HTSL-Transformatoren wurden im letzten Abschnitt untersucht, und die sich daraus ergebenden Vorteile in der Tabelle 8.3 zusammengefaßt.

Der erfolgreiche Einsatz von HTSL-Transformatoren bietet ökonomische und ökologische Vorteile und hängt stark von der Materialentwicklung ab. Durch die rasante Entwicklung von immer besseren HTSL-Leitern kann die weitere Untersuchung der technischen Probleme und Systemfragen eines HTSL-Transformators in der Praxis befürwortet werden. Wird es in der Zukunft gelingen, beschichtete Bandleiter aus Y(123) kostengünstig und in großen Längen sowie geeignete strombegrenzende Wicklungen herzustellen, so können HTSL-Leistungstransformatoren eine konkurrenzfähige Alternative bieten. Neben der technischen Zielsetzung für die Entwicklung von HTSL-Transformatoren ist die wirtschaftliche Seite entscheidend. Eine deutliche Reduktion der Kosten für die HTSL-Materialien und des Kostenanteils eines zuverlässigen Kryosystemes an den Gesamtkosten würde zu einer erfolgreichen Platzierung des HTSL-Transformators auf dem Markt führen. Dabei werden die hier beschriebenen Vorteile im Netzbetrieb sowie die Optimierungsmöglichkeiten des Netzaufbaus und der Netzführung zusätzliche Entscheidungskriterien für den Einsatz der supraleitenden Technik sein.

10 Literaturverzeichnis

Kapitel 1: Einleitung

- [1.1] VDEW Statistik, www.vdew.de

Kapitel 2: Stand der Technik

- [2.1] Dietrich, W.: Zur Frühgeschichte des Transformators. etz, Bd. 106, Heft 14, S. 748 ff, 1985
- [2.2] VDE DIN 0532 Bestimmungen für Transformatoren und Drosselspulen
- [2.3] Oswald, B. R.: Transformatoren. Vorlesungsskript IEH - Universität Hannover, S. 53, 1997
- [2.4] Dietrich, W.; Klotz, H.: 1000-MVA-Drehstrombänke mit 380-kV-Einphasen-Spartransformatoren. Siemens-Z. 41, S. 21 ff, 1967
- [2.5] Demarmels, A.: Die Aspekte supraleitender Transformatoren. VDI-Berichte Nr. 1187, S. 195 ff, 1995
- [2.6] Johnson, R. et al.: Status of superconducting power transformer development. Proceedings of the 58th Annual American Power Conference, Chicago, Illinois, April 1996
- [2.7] Riemersma, H. et al.: Application of superconducting technology to power transformers. IEEE Tran. On Power Apparatus and Systems, Vol. 100, S. 3398 ff
- [2.8] Schauer, F.: Supraleitende Transformatoren. Habilitationsschrift TU Graz, 1986
- [2.9] Metha, S.P. et al.: Transforming Transformers. IEEE Spectrum, 1997
- [2.10] Waukesha Electric Systems: World's most powerful HTS Transformer successfully tested. <http://www.waukeshaelectric.com>, 2000

Kapitel 3: Merkmale von HTSL-Transformatoren

- [3.1] Komarek, P.: Hochstromanwendung der Supraleitung. Teubner Studienbücher: Physik, Elektrotechnik, 1995
- [3.2] Grasso, G. et al.: Pressed and cold-rolled Ag-sheated Bi(2223) tapes: A comparison. Physica C, Band 217, 1993
- [3.3] Rosner, C. H. et al.: Status of HTS superconductors: Progress in improving transport critical current densities in HTS Bi(2223) tapes and coils; Cryogenics No. 32, S. 941-947, 1992
- [3.4] Noe, M. et al.: Investigation of high-T_c 2212 bulk material for its use in resistive superconducting fault current limiters. IEEE Trans. on Applied Superconductivity Vol. 10, No. 1, S. 1960-1963, 2001

- [3.5] Iijima, Y. et al.: Proceedings of the International Symposium on Superconductivity, Kobe, Japan, 2001
- [3.6] Funaki, K. et al.: Design and construction of a 500 kVA-class oxide superconducting transformer cooled by subcooled nitrogen. Proceedings of the ICEC16 / ICMC, Kitakyushu, Japan, 1996
- [3.7] Sykulski, J. K. et al.: Prospects for large high-temperature superconducting power transformers: conclusions from a design study. IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 146, No. 1, 1999
- [3.8] Koizumi, K. et al.: Mechanical properties of an insulator for the Japanese LCT coil. Advanced Cryogenic Engineering, Band 28, 1982
- [3.9] Menard, A.R. et al.: Computer analysis of heat transfer from coated surfaces. IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-19, No. 3, 1983
- [3.10] Friedrich, W.: Tabellenbuch für Elektrotechnik. Ferd. Dümmers Verlag, Bonn, 1975
- [3.11] Fallou, B. et al.: Insulation Components for High Voltage Cryoelectric Equipment. CIGRE 15-04, 1974
- [3.12] Jefferies, M. J.: Dielectric loss and voltage breakdown in liquid nitrogen and hydrogen. IEEE Trans. on Electrical Insulation, Vol. EI-5, No. 3, 1970
- [3.13] Fallou et al.: Les isolants electriques aux tres basses temperatures. Congres SFE (Societe Francaise des Electriciens) Nice, 1971
- [3.14] Bouldin, D. W. et al.: A current assessment of the potential of dielectric gas mixtures for industrial applications. Proceedings Fourth Intl. Symp. On Gaseous Dielectrics; Pergamon; New York, 1984
- [3.15] Gerold, J.: Cryogenic Liquids – A prospective Insulation Basis for Future Power Equipment. IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 9, No. 1, 2002
- [3.16] Ishii, I. et al.: Dielectric strength of large gaps in cryogenic helium. Proceedings of the 9th International Cryogenics Engineering Conference ICEC 9, Japan, 1982
- [3.17] Chowdhuri, P.: Some characteristics of dielectric materials at cryogenic temperatures for HVDC systems. IEEE Trans. on Electrical Insulation, Vol EI-16, No. 1, 1981
- [3.18] Praxair in cooperation with CFIC, Inc.: Advanced Refrigeration Systems. Proceeding of the CEC/ICMC, Madison, USA 2001
- [3.19] Radebaugh, R.: Development of the Pulse Tube Refrigerator as an Efficient and Reliable Cryocooler. Proc. Inst. of Refrigeration, London, 1999-2000
- [3.20] GEA Air Treatment Division: GEA Pulse Tube Cryocooler. Proceedings of the CEC/ICMC, Madison, USA 2001
- [3.21] Brand, U.: Hochspannungsisolierungen mit gasimprägnierten Kunststoffolien. Dissertation; TU-Braunschweig, 1973

- [3.22] Handbook of Chemistry and Physics. 80th edition, CRC Boca Raton, FL, 1999-2000

Kapitel 4: Verluste von HTSL-Transformatoren

- [4.1] Bean, C.P.: Magnetisation on hard superconductors. Phys. Rev. Lett. 8, 1962
- [4.2] Morgan, G.H.: Theoretical behaviour of twisted multicore superconducting wire in a time-varying uniform magnetic field. J. App. Phys., No. 9, 1970
- [4.3] Zenkevitch, V.B. et al.: Effect of magnetic properties of composite superconductor on the losses in a variable magnetic field. Cryogenics, Band 20, 1980
- [4.4] Campbell, A.M.: A general treatment of losses in multifilamentary superconductors. Cryogenics, Band 22, 1982
- [4.5] Jüngst, K.P. et al.: Multifilamentary superconductor with alternating twist in a transverse pulsed field. Journal of Appl. Phys., Vol. 48, No. 9, 1977
- [4.6] Norris, W.T.: Calculation of hysteresis losses in hard-superconductors carrying AC: Isolated conductors and edges of thin sheets. Journal of Appl. Phys. Band 3, 1970
- [4.7] Brandt, E.H. et al.: Typ II superconductor strip with current in a perpendicular magnetic field; Physical Review B, (48), 1993
- [4.8] Namjoshi, K.V. et al.: Low frequency eddy-current loss estimation in long conductors by using the moment of inertia of cross sections. IEEE Trans. On Magnetics, (24), 1988
- [4.9] Ooemen, M.P.: AC loss in superconducting tapes and cables. PhD Thesis, University of Twente, Netherlands, 2000
- [4.10] Ogasawara, M.: Transient field losses in multifilamentary composite conductors carrying transport currents. IEEE Trans. on Magnetics, Band 17, Nr. 1, 1981
- [4.11] Wilson, M.N.: Superconducting Magnets. Clarendon, Oxford, 1983
- [4.12] Kim, Y.B. et al.: Critical persistent currents in hard superconductors. Physical Review Letters 9, 1962
- [4.13] Hensel, B. et al.: A model for the critical current in $(\text{Bi, Pb})_2\text{Sr}_2\text{Ca}_2\text{Cu}_3\text{O}_{10}$ silver-sheathed tapes. Physica C 205, 1993
- [4.14] Ooemen, M.P. et al.: Field angle dependence of alternating power loss in multifilamentary high- T_c superconducting tapes. Appl. Phys. Lett., Band 70, 1997
- [4.15] Rabbers, J.J.: AC loss in superconducting tapes and coils. PhD Thesis, University of Twente, Netherlands, 2001
- [4.16] Buyanov, Yu. L. et al.: A review of current leads for cryogenic devices. Cryogenics, 04/1975

- [4.17] Wolsky, A. M.: Cooling for future power sector equipment incorporating ceramic superconductors. Argonne National Laboratory, USA, 2002

Kapitel 5: Ausführungen von HTSL-Transformatoren

- [5.1] Jones, J.E.: Copte rendu des discussions. Rev. Ge. Elect. 74, 1965
- [5.2] Borchers, P.H.: Physical limitations on the size of superconducting transformers. Proc. IEE 113, 1966
- [5.3] Lorch, H.O.: The feasibility of superconducting transformers. Cryogenics 9, 1969
- [5.4] Mailfert, A.: Contribution a l' etude des transformateurs a enroulements supraconducteurs. Rev. Ge. Elect. 75, 1966
- [5.5] Feldman, J. et al.: SC windings in a power transformer. IEEE Trans. on Power Appl. Systems, Vol. PAS-96, No. 4, 1977
- [5.6] Collings, E.W.: Applications, Volume 2. Applied Superconductivity, Metallurgy, and Physics of Titanium Alloys, Plenum Press, New York, 1986
- [5.7] Noe, M.: Supraleitende Strombegrenzer als neuartige Betriebsmittel in Elektroenergiesystemen. Dissertation Universität Hannover, Leipziger Universitätsverlag, 1998
- [5.8] Noe, M. et al.: Investigation of high-T_c bulk material for its use in resistive superconducting fault current limiters. Proceedings ASC 2000, Virginia Beach, 2000
- [5.9] Elschner, S. et al.: VDI-Statusseminar Supraleitung, Garmisch-Partenkirchen, 2000
- [5.10] Aichholzer, G. et al.: Coaxial turn transformer. Proceedings Int. Conference on Electrical Machines, ICEM 1984

Kapitel 6: Maßnahmen zur Reduzierung der Verluste in HTSL-Transformatoren

- [6.1] Großmann, C. et al.: Numerik partieller Differentialgleichungen. Teubner Verlag, Stuttgart, 1994
- [6.2] Jin, J.: The Finite Element Method in Electromagnetics. Wiley, New York, 1993
- [6.3] Bronstein, I.N.: Teubner-Taschenbuch der Mathematik. Teubner Verlag, Stuttgart, 1996
- [6.4] Zienkiewicz, O.C.: The Finite Element Method in Engineering Science. McGraw-Hill, London, 1971
- [6.5] Rockafellar, R.T. : Variational analysis. Springer Verlag, 1998
- [6.6] Fletcher, C.A.J. : Computational Galerkin methods. Springer Verlag, 1984

- [6.7] Kincaid, D.: Numerical analysis. Brooks-Cole Pub., 1996
- [6.8] Reece, A.B.J.: Finite Element Method in Electrical Power Engineering. Oxford Science Publications, 2000
- [6.9] Karsai, K.: Large Power Transformers. Elsevier, 1987

Kapitel 7: Entwurf von HTSL-Leistungstransformatoren

- [7.1] Rziha, E.: Starkstromtechnik II. Teil. W. Ernst & Sohn Verlag, Berlin, 1952
- [7.2] Richter, R.: Die Hauptabmessungen elektrischer Maschinen und ihrer Materialausnutzung. ETZ –A 73, 1952
- [7.3] Vaske, P., Riggert, J. H.: Elektrische Maschinen und Umformer Teil 2 Berechnung elektrischer Maschinen. B. G. Teubner, Stuttgart, 1974
- [7.4] Schäfer, W.: Transformatoren. Walter de Gruyter Verlag, Berlin, 1962
- [7.6] Postnikow, J. M.: Die Wahl optimaler geometrischer Abmessungen elektrischer Maschinen. VEB Verlag Technik, Berlin, 1955
- [7.7] Richter, R.: Elektrische Maschinen: Band III Die Transformatoren. Birkhäuser Verlag, Basel und Stuttgart, 1963
- [7.8] Küchler, R.: Die Transformatoren. Springer-Verlag; Berlin / Heidelberg / New York, 1966
- [7.9] Transformer Loss Evaluation. Siemens Power Engineering Guide; Siemens AG, Power Transmission and Distribution
- [7.10] Muhlholand, J. et al.: Analysis of Future Prices and Markets for High Temperature Superconductors. U.S. Department of Energy, September 2001

Kapitel 8: Betriebsverhalten und Einsatz

- [8.1] Oswald, B. R.: Vorlesungsskript Elektrische Energieversorgung, Stabilität. IEH Universität Hannover, Hannover, 2001
- [8.2] EMTP-ATP Electromagnetic Transient Program - Alternative Transients Program. Rule Book, European EMTP-ATP Users Group e. V.
- [8.3] van Duzer, T., Turner, C. W.: Principles of superconductive Devices and Circuits. Elsevier, New York, 1981
- [8.4] Oswald, B. R. et al.: Simulationsmodell eines supraleitenden Strombegrenzers. Elektrische, 47-11, Berlin, 1993
- [8.5] Noe, M.: Supraleitende Strombegrenzer als neuartige Betriebsmittel in Elektroenergiesystemen. Dissertation Universität Hannover, Leipziger Universitätsverlag, 1998
- [8.6] Happoldt, H., Oeding, D.: Elektrische Kraftwerke und Netze. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg New York, 1978

- [8.7] Sissimatos, E., et al.: Strombegrenzer und strombegrenzender HTSL-Transformator in der elektrischen Energieversorgung. Proceedings VDE-Kongreß 2002, ETG: Betrieb von Energienetzen im Europa von morgen, Dresden, 2002
- [8.8] Sissimatos, E., Oswald, B. R.: High-temperature superconducting power transformers with fault current limiting properties. Proceedings EUCAS'2001 - Copenhagen, Dänemark, 2001
- [8.9] Sissimatos, E.: Hochtemperatur-supraleitende Leistungstransformatoren mit kurzschlußstrombegrenzenden Eigenschaften. Dresdener Kreis 2001, Proceedings Fachtagung der TU-Dresden, der Universität Hannover, der Universität Magdeburg und der Gesamthochschule Duisburg: Elektroenergieversorgung, Duisburg, 2001
- [8.10] Krüger, G.: Einsatz von strombegrenzenden HTSL-Transformatoren in der geänderten Netzstruktur des liberalisierten Marktes. Diplomarbeit; IEH Fachgebiet Elektrische Energieversorgung, Universität Hannover, 2002

