

2. Anwendung der Supraleiter für elektrische Energiewandler

2.1 Einsatzmöglichkeiten technischer Supraleiter in Forschung und Technik

Supraleiter sind in einigen Bereichen von Forschung und Technik ein wesentlicher, unverzichtbarer Bestandteil geworden. Speziell in der Energietechnik wurde für alle gängigen energietechnischen Systeme ihr Einsatz in Forschungsprojekten erprobt und bis zur technischen Reife entwickelt. Bei einigen Anwendungen sind kommerziell gefertigte Produkte am Markt oder in der Markteinführung. Dabei hat sich das Anwendungspotential durch die **Entdeckung der HTSL** deutlich erhöht, da

- der Leistungsaufwand zur Kühlung viel geringer ist,
- die Kryostattechnik viel einfacher ist,
- der Stickstoff auch außerhalb der hochentwickelten Industriestaaten relativ leicht verfügbar ist,
- die thermodynamischen Eigenschaften von LN_2 gegenüber LHe deutlich besser sind (höhere spezifische Wärme, Verdampfungswärme, Wärmeübergangszahl) bei vergleichbaren dielektrischen Eigenschaften.

Im folgenden wird ein Überblick über den aktuellen Stand des Einsatzes technischer Supraleiter in Forschung und Technik gegeben. Für **Energiewandler** (elektrische Maschinen, Transformatoren, Speichersysteme) wird in den folgenden Abschnitten näher auf die aktuellen Entwicklungen eingegangen. Anwendung der Supraleitung in der Energietechnik (Energieerzeugung und -verteilung), in der technischen und forschungsorientierten Anwendung ist in zwei Kategorien möglich:

a) in Systemen, bei denen der Einsatz von supraleitenden Wicklungen **unabdingbar** ist:

- Magneto-hydrodynamische Generatoren
- Magnetische Speicher (Supraleitende magnetische Energiespeicher, SMES)
- Kurzschlussstrombegrenzer (Fault current limiter, FCL)
- Elektrodynamisches Schweben (EDS) (z. B. Hochgeschwindigkeitsbahnen)
- Fusionsreaktormagnete
- Höchstfeldmagnete für Forschungs- und Messzwecke
- Teilchenbeschleuniger (Detektormagnete, Strahlenführungsmagnete)
- Synchrotron-Strahlungsquellen

b) in Systemen, bei denen der Einsatz der Supraleitung mit konventionellen Bauweisen **konkurriert**:

- elektrische Maschinen
- Transformatoren
- Energieübertragungskabel
- Elektromagnetisches Schweben (EMS)
- Computer-NMR-Tomographen (Nuclear Magnetic Resonance, Kernspinresonanz)
- Magnetscheider.

Bei **Computer-Tomographen** ist die SL-Technik fest am Markt eingeführt und bedeutet für die Supraleiter-Hersteller den "Markt schlechthin", da jährlich etwa 1500 ... 2000 Geräte weltweit gefertigt, davon ca. 90% in Supraleitertechnik. Auch bei **Höchstfeldmagneten**, **Synchrotronstrahlungsquellen** und **Teilchenbeschleunigern** überwiegt der SL-Einsatz bei neu zu konzipierenden Systemen und Anlagen, aber die Auftragsvolumina sind bedeutend geringer. Das gleiche gilt für die Großmagnete in der **Fusionsforschung**. **Magnetische Speicher (SMES)**, die eine Energieüberbrückung im Sekundenbereich ermöglichen, sind

ebenfalls ein am Markt eingeführtes und aufstrebendes Produkt, das z. B. in Halbleiterfabriken einen Fertigungsausfall durch Stromausfall ("Kurzunterbrechung") verhindern soll. Im Zuge der Netzliberalisierung mit der damit einher gehenden möglichen Verschlechterung der Versorgungssicherheit kann diesem Produkt in Zukunft wachsende Bedeutung zukommen. **SL-Kurzschlussstrombegrenzer** in Energieversorgungsnetzen stehen kurz vor der Markteinführung. Ihnen wird eine "große Zukunft" vorhergesagt.

Bei den anderen, oben genannten Anwendungsgebieten ist der großtechnische Einsatz in den nächsten Jahren als weit verbreitetes Produkt aus unterschiedlichen Gründen noch **unsicher**. **Magneto-hydrodynamischen Generatoren** sind wegen der sehr heißen elektrisch leitfähigen Fluide und der damit verbundenen Werkstoff-Frage nach wie vor Gegenstand der Forschung und nicht des großtechnischen Einsatzes. **Energieübertragungskabel, Transformatoren, elektrische Maschinen, Magnetscheider** und **magnetische Schwebesysteme** auf SL-Basis stehen vor allem in wirtschaftlicher Konkurrenz zu den vergleichbaren normalleitenden Ausführungen und sind folglich nur als Prototypen für Machbarkeitsstudien realisiert.

2.2 Supraleitung in der elektrischen Energietechnik

Im folgenden wird an Hand der Anwendungsfälle

- **Kurzschlussstrombegrenzer,**
- **Energiekabel,**
- **magnetischer Speicher,**
- **Transformator,**
- **elektrische Maschinen**

aufgezeigt, wie die Supraleitung Vorzüge und Potentiale, aber auch Begrenzungen der Einsatzmöglichkeiten in der Energietechnik vorfindet.

2.2.1 Kurzschlussstrombegrenzer

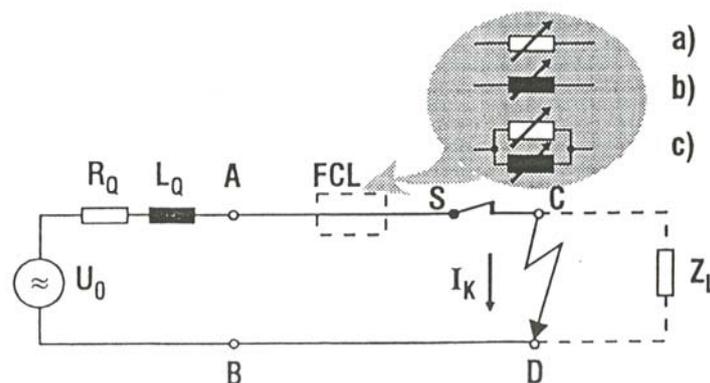


Bild 2.2.1-1: Prinzip der Kurzschlussstrombegrenzung: Fault current limiter (FCL) als a) *ohm'scher* Widerstand, b) Induktivität, c) Kombination von a) und b) [2.1]

Die zunehmende Vernetzung Europas auf den verschiedenen Spannungsebenen und die zunehmende Größe der elektrischen Leistung bedingt eine deutliche Steigerung der Kurzschlussströme. Daher ist eine Begrenzung der Kurzschlussströme von steigender Bedeutung für die Netzbetreiber. Das auf die Impedanz Z_L einspeisende Netz (Klemmen A-B, Generatorquellspannung U_0) erzeugt bei einem Kurzschluss an den Klemmen C-D einen Dauerkurzschlussstrom

$$I_k = \frac{U_0}{\sqrt{R_Q^2 + (\omega L_Q)^2}} \quad (2.2.1-1)$$

Er wird nur durch die Quellimpedanz $\underline{Z}_Q = R_Q + j\omega L_Q$ begrenzt (*Ohm'sche* und induktive Widerstände der Leitungen, Transformatoren und Generatoren). Will man das System gegen diesen hohen Strom schützen, bis der Leistungsschalter S (Bild 2.2.1-1) den Kurzschlussstrom abschaltet (ca. 0.1 ... 0.3 s), so müssen die Netzkomponenten diesen hohen Strom (bis zum 20-fachen des Nennstroms) für diese Zeitdauer **unbeschadet** tragen können und der Leistungsschalter muss diesen Wechselstrom abschalten können. Es ist deshalb wünschenswert, dass ein möglichst passiv triggerbares Element, der FCL, den Kurzschlussstrom begrenzt. Eine Überdimensionierung der Betriebsmittel kann dann entfallen. Bei einer weiteren Zuschaltung von einspeisenden Netzteilen (= Parallelschaltung weiterer Quellimpedanzen, somit Verringerung der resultierenden Quellimpedanz, was einer Erhöhung des Kurzschlussstroms entspricht) müssen die Betriebsmittel nicht verstärkt werden. Die FCL müssen für die hohen **Schaltüberspannungen** bemessen sein, die beim Übergang vom SL- in den Normalleiter-Zustand ("Schaltvorgang") auftreten.

a) Resistive Kurzschlussstrombegrenzer

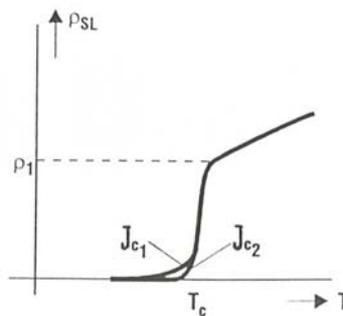


Bild 2.2.1-2: Die Zunahme des spezifischen elektrischen Widerstands ρ_{SL} beim "Quenchen" (Übergang vom supraleitenden in den normalleitenden Zustand ρ_l) ist makroskopisch "sprungartig", aber genau genommen doch stetig (Beispiel: HTSL Bi(2223): kritische Stromdichte $J_{c1} = 10^5 \text{ A/cm}^2$, $J_{c2} = 10^4 \text{ A/cm}^2$) [2.1]

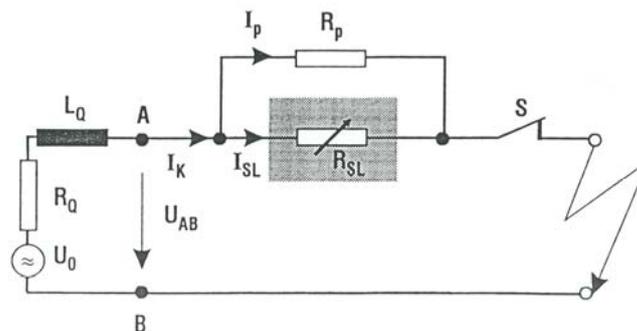


Bild 2.2.1-3: Resistiver Kurzschlussstrombegrenzer: Begrenzung des Stroms I_{SL} im Supraleiterpfad durch einen außerhalb des schattierten Kryobereichs angeordneten normalleitenden Parallelwiderstand R_p [2.1]

Der relativ hohe spezifische *ohm'sche* Widerstand von Supraleitern im normalleitenden Zustand ρ_l wird ausgenutzt, um den Kurzschlussstrom zu begrenzen. Ideal ist eine passive Selbsttriggerung, wo im Kurzschlussfall die Stromdichte im Supraleiter den kritischen Wert so deutlich übersteigt, dass über die gesamte Leiterlänge der normalleitende Zustand eintritt. Dies muss über die gesamte Leiterlänge in wenigen ms erfolgen.

Daher muss

- der Leiter möglichst **homogen** über die ganze Länge sein, damit er überall etwa gleiche

Quenchbedingungen vorfindet,
 - der Leiter eine **hohe kritische Stromdichte** haben, damit die Quenchausbreitungsgeschwindigkeit hoch ist.

Damit während der Zeit bis zur Abschaltung von I_k durch S der Supraleiter durch die *Joule'sche* Verlustwärme nicht überhitzt wird, muss eine Kommutierung des Stroms in einen normalleitenden Parallelwiderstand R_p vorgesehen werden, um I_{SL} auf ungefährliche Werte zu begrenzen.

Neben der **passiven Selbsttriggerung** ist eine zusätzliche **externe Triggerung** mittels eines schnellen Stromimpulses aus einer Kondensatorentladung möglich. Ausführungen in LTSL (NbTi) und HTSL (Bi(2223)) sind realisiert und untersucht worden (Bild 2.2.1-4).

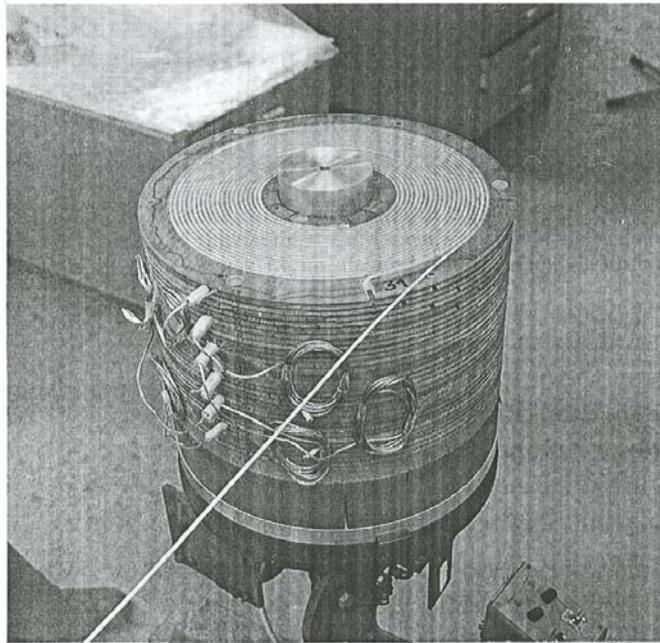


Bild 2.2.1-4: Prototyp eines resistiven, getriggerten Kurzschlussstrombegrenzers für 47 kV Betriebsspannung und 40 MVA Leistung ($I_N = 900$ A): NbTi-Vielkernleiter in CuNi-Matrix, 400Ω im normalleitenden Zustand durch 1000 m Leitungslänge und CuNi-Matrix ($I_c = 2$ kA). [2.1]

Die FCL müssen im SL-Betrieb ausreichend **niedrige 50 Hz-Hysteresisverluste** aufweisen, was durch Verdrillen von sehr dünnen Vielkernleitern (ca. 0.1 ... 0.3 mm) gelingt. Durch **bifilare Verlegung** der Leiter (zu einer Luftspule aufgewickelt) entsteht eine Spule von sehr niedriger Gesamtinduktivität (typisch 0.1 ... 0.2 mH). Aber auch die maximale Flussdichte in den Leitern bleibt dadurch klein (typisch < 0.3 T), was ebenfalls zu den geringen 50 Hz-Hysteresisverlusten beiträgt. Die Verluste im SL-Betrieb werden hauptsächlich durch den Wärmeeintrag über die Stromanschlüsse verursacht (in Summe typisch 10 W bis 20 W). Hier haben die HTSL-FCL wegen der geringeren Kühlleistung deutliche wirtschaftliche Vorteile.

Beispiel 2.2.1.-1:

Y(123) (= YBCO) – Dünnschicht-HTSL (250 nm dick) auf Substrat, für eine kritische Stromdichte von 20000 A/mm^2 bei 77 K im Eigenfeld, mit 100 nm Goldschicht zur Vergleichmäßigung des Quenchen, spiralförmige Leiteranordnung: je Element 800 mm lang, 7 mm breit, ist kürzlich für 100 kV entwickelt worden, wobei 10 Elemente in Serie geschaltet wurden. Einphasiger Prototypentest: 735 V, 135 A Nenndaten, Stoßkurzschluss-Stromverringern von 666 A auf 108 A.

Beispiel 2.2.1.-2:

Massiv-Bi(2212)-Leiter, elektrisch in Serie mit normalleitender Spule geschaltet, räumlich innerhalb dieser Spule so angeordnet, dass ein Homogenfeld vorherrscht. Dadurch wird gleichmäßiges Quenchen mit passiver Triggerung durch dieses Magnetfeld erreicht. Gebauter Prototyp einphasig: Nenndaten: 11 kV, 400 A, begrenzt den theoretisch möglichen Kurzschlussstrom 37 kA (peak) auf 12 kA (peak).

Beispiel 2.2.1.-3:

Am Beispiel des deutschen Projekts von *Nexans* (gefördert durch das BMBF) soll die jüngere Entwicklung aufgezeigt werden. Helikal angeordnete, bifilar angeordnete geschnittene, schmelztexturierte Massiv-BiSCCO-2212-Schichten auf einem Kupfer-Zylinder als By-Pass (Shunt) im Quenchfall stellen die Zylinderspulen mit nahezu Null Eigenfeld dar, die bei 66 K betrieben werden. Durch Selbsttriggerung wird bei Überschreiten der kritischen Stromdichte im Kurzschlussfall die Spule resistiv. Prototypen für 10 kV, 10 MVA, 600 A (Effektivwert) als Nennstrom wurden gebaut und getestet. Innerhalb von 4 ms nach dem Eintreten des Kurzschlusses hat durch das Quenchen des Supraleiters beim Prototypentest der Kurzschlussstrom den Maximalwert 7 kA (das ist etwa 39% des ohne FCL auftretenden Kurzschlussstromscheitelwerts von 18 kA) erreicht und wird nach 10 ms auf 3 kA (Bild 2.2.1-5) begrenzt. Dabei kommutiert der Strom vom nun hochohmigen Supraleiter auf den parallelen niederohmigeren Shuntwiderstand.

In einer Felderprobung ist im Umspannwerk *Netphen* der *RWE* ein FCL installiert worden und wurde ein Jahr lang getestet. Der FCL wurde auf der Niederspannungsseite zwischen zwei Transformatoren ($S_r = 15$ MVA Nennscheinleistung, Spannungsübersetzung 110 kV / 10 kV, bezogene Kurzschlussspannung $u_k = 12.5\%$) installiert. Im Kurzschlussfall würde die Kurzschlussleistung $S_k = S_r / u_k = 15 / 0.125 = 125$ MVA auftreten, was einem Dauer-kurzschlussstrom von $S_k / (\sqrt{3}U_r) = 125000 / (\sqrt{3} \cdot 10) = 7216$ A und im worst-case durch das volle Gleichstromglied (Faktor 2) einem Stosskurzschlussstrom-Scheitelwert von $2 \cdot \sqrt{2} \cdot 7216 = 20412$ A entspricht. Durch die resistiven Anteile im Netz ist der Scheitelwert in der Realität mit ca. 18 kA etwas geringer. Der FCL würde ihn auf 7 kA begrenzen.

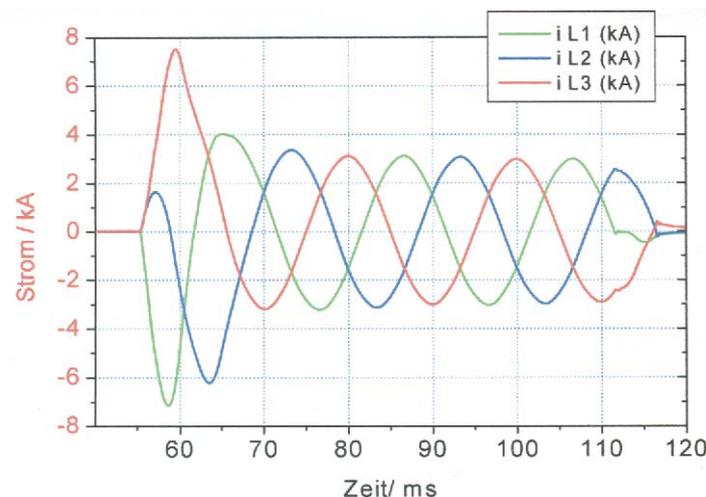


Bild 2.2.1-5: Begrenzung des Stroms in allen drei Strängen durch einen resistiven FCL (Quelle: *Fa. Nexans*)

Mit den **YBCO-Bandleitern** (ähnlich Bsp. 2.2.1.-2) sind die resistiven Kurzschlussstrombegrenzer in *USA* weiterentwickelt worden und wurden in einer einphasigen Anordnung als Niederspannungsausführung bei der *KEMA* in *Holland* erfolgreich für einen herab gestuften Bemessungsstrom getestet. Mit 23.6 Mio. Dollar wird das FCL-Projekt in den *USA* für 138 kV / 60 Hz von einem Firmenkonsortium entwickelt. Wie beim Beispiel 2.2.1-3 sind

durch die Massiv-HTSL-Ausführung (= keine leitfähige Trägermatrix) keine Wirbelstromverluste in einer leitfähigen Matrix vorhanden. Dadurch sind die AC-Verluste im Normalbetrieb nur durch die (wegen des kleinen Eigenfelds kleinen) Hystereseverluste bestimmt. Passive Triggerung und redundante Anordnung im Netz sollen die Zuverlässigkeit des FCL erhöhen. Der Bau für 138 kV einphasig und dann dreiphasig sind die nächsten Schritte.

b) Induktive supraleitende Kurzschlussstrombegrenzer

Unterschiedliche Konzepte sind vorgeschlagen worden und als Prototypen bereits erprobt. Als ein Beispiel wird das ABB-Konzept mit HTSL (Bi(2212)) beschrieben (Bild 2.2.1-6).

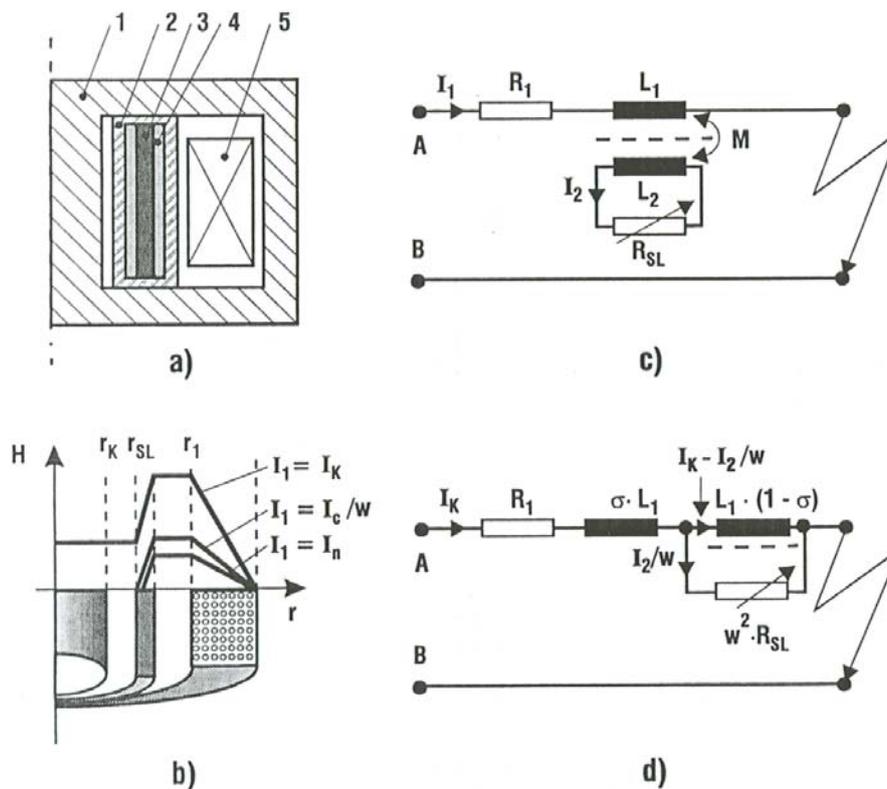


Bild 2.2.1-6: Induktiver HTSL-Kurzschlussstrombegrenzer
 a) Schnitt: 1: Eisenkern, 2: LN₂-Kryostat, 3: HTSL-Rohr, 4: LN₂, 5: Cu-Spule L₁,
 b) Magnetfeldverlauf bei Nennstrom I_N und Kurzschlussstrom I_K, c) Schaltbild und d) Ersatzschaltbild [2.1]

Die normalleitende Cu-Spule L₁ (Windungszahl N) führt bei Netz-Nennbedingungen den Nennstrom I_N. Das HTSL-Supraleiterrohr fungiert als kurzgeschlossene Sekundärspule, in die wegen der gemeinsamen Flusskopplung über den Eisenkern eine Spannung induziert wird. Gemäß dem Prinzip des sekundär kurzgeschlossenen Transformators („Durchflutungs-ausgleich“) fließt folglich im HTSL-Rohr der Strom

$$I'_2 \approx -I_1 = -I_N \Rightarrow I_2 \approx -I_1 \cdot \dot{u} = -I_1 \cdot N \quad (2.2.1-2)$$

Der resultierende Fluss durch den Eisenkern ist daher gemäß dem Durchflutungssatz nahezu Null:

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = H_{Fe} \cdot s_{Fe} = \Theta = (NI_1 + I_2) \approx 0 \quad (2.2.1-3)$$

Solange also das Supraleiterrohr im SL-Zustand ist, ist die resultierende Induktivität der Spule L_1 sehr klein und wird nur durch das Streufeld im Ringspalt zwischen Spule und HTSL-Rohr bestimmt: $\sigma \cdot L_1$. Dieses kleine Streufeld ruft im HTSL-Rohr folglich nur kleine Hysterisis-Verluste hervor, die über das LN₂-Bad abgeführt werden. Im Fall der Stromerhöhung primär durch den Kurzschlussstrom wird auch im HTSL-Rohr der Strom so hoch, dass der den kritischen Wert I_c überschreitet. Das HTSL-Rohr wird normalleitend und damit resistiv: $R_{SL} > 0$. Wegen des hohen Widerstands ist der sekundäre Strom nun so klein, dass der Durchflutungsungleich nicht mehr erfüllt ist. Der Primärstrom erregt einen großen Hauptfluss über das Eisen, was zu einer großen Induktivität L_1 führt, die – gemeinsam mit dem hohen Widerstand des HTSL-Rohrs – als strombegrenzende Impedanz Z für den Kurzschlussstrom wirkt.

$$\underline{Z} = \frac{N^2 R_{SL}}{1 + \frac{N^2 R_{SL}}{j\omega L_1 (1 - \sigma)}} \quad (2.2.1-4)$$

Der **Kryostat** muss aus **nichtleitendem** Material aufgebaut sein, da er sonst selbst als Kurzschlusswindung wirkt und durch Wirbelströme aufgeheizt wird. Der HTSL-Ring muss möglichst homogen sein, damit Quenchen möglichst gleichzeitig am ganzen Umfang auftritt. Lokales Quenchen erhitzt auf Grund der hohen Verluste im normalleitenden Zustand lokal das Rohr so stark, dass durch Wärmespannungen der spröde Bi(2212)-Ring zerbricht. Es werden aber keine Leiteranschlüsse vom HTSL zu normalleitenden Spulen benötigt. Wegen der Werkstoffprobleme wird dieser Typ zur Zeit nicht weiter entwickelt.

Beispiel 2.2.1.-4:

Es ist ein einphasiger Prototyp in der beschriebenen Bauweise für 200 A, 8.3 kV, 0.5 m³ Bauvolumen, für 13.2 kA Kurzschlussstrom (66-fach!) getestet worden. Der Kurzschlussstrom wurde auf 4.3 kA (peak) und nach 20 ms auf 1.4 kA (eff.) begrenzt.

Fazit:

FCL werden erst durch die Supraleitertechnologie möglich. Sie erlauben Einsparungen bei den Netz-Betriebsmitteln und sind daher wirtschaftlich sehr interessant. Sie können so gestaltet werden, dass die Wechselstromverluste im SL-Betrieb ausreichend klein bleiben. Daher haben sie eine große Einsatzattraktivität, die den Aufwand für Entwicklung und für die im Betrieb erforderliche Kühlung rechtfertigen.

2.2.2 Supraleitende Energiekabel

Etwa 95% der Energieübertragung erfolgt durch **Wechselstrom-Hochspannungs-Freileitungen**. Vorteile sind:

- geringe Bau- und Reparaturkosten,
- geringe dielektrische Verluste, da Luft als Isolationsmedium verwendet wird,
- hohe Übertragungskapazität bis z. Zt. ca. 6 GVA, da hohe Übertragungsspannungen (bis typisch 765 kV in USA/Canada) und mehrere Parallelleitungen pro Mast möglich sind.

Wegen des komplexen Aufbaus und der Erdverlegung sind **Kabel** ca. 5- bis 10-mal teurer und werden nur dort eingesetzt, wo Freileitungen nicht möglich sind (Ballungsgebiete). Wegen der geringeren Abmessungen ist die elektrische Kapazität deutlich größer (Faktor 10) als bei Freileitungen, was zu höheren kapazitiven Ladeströmen führt, die eine „**Kabelgrenzlänge**“ für Wechselstromkabel ergeben (ca. 80 km bei 50 Hz). Bei dieser Grenzlänge (Kapazität

wächst mit Kabellänge) ist der Ladestrom so groß wie der Kabelnennstrom. Da der Markt für Wechselstromkabel deutlich größer ist als für Gleichstromkabel (HGÜ), müssen für den Einsatz von Supraleiterkabeln neben den Kühlverlusten auch die Wechselstromverluste im Supraleiter berücksichtigt werden. Beide sind proportional der Kabellänge und machen eine aufwendige Kühlungsanlage erforderlich. Daher hat sich trotz ausgiebiger technischer Erprobung und guter technischer Ergebnisse das LTSL-Kabel aus ökonomischen Gründen nicht am Markt einführen lassen. Mit der **HTSL-Technologie** und der damit verbundenen **billigeren Kühlung** wird das Supraleiter-Energiekabel für Übertragungsleistungen von ca. 1000 MVA und auch darunter wieder attraktiv. Prinzipiell ist es beim Kabel vorteilhaft, dass die auftretenden magnetischen Flussdichten gering sind, so dass die relativ niedrige kritische Flussdichte B_{c2} der HTSL-Bi-Multifilamentleiter kein kritisches Kriterium hinsichtlich Quenchgefahr im Normalbetrieb darstellt.

Beispiel 2.2.2-1:

Strom $I = 6$ kA (Effektivwert), Durchmesser des Leiterrohrs: $d = 4$ cm, Eigenfeld an der Leiterrohr-Oberfläche: 85 mT Amplitude

$$\hat{B}_e = \mu_0 \sqrt{2} \frac{I}{d\pi} = 85 \text{ mT} \quad (2.2.2-1)$$

HTSL- Bi(2223) haben bei 77 K eine kritische Flussdichte B_{c1} der *Meissner*-Phase je nach Feldorientierung von ca. 20 ... 80 mT, so dass jedenfalls der SL-Betrieb in der *Shubnikov*-Phase mit Eindringen des Feldes in den Supraleiter erfolgt. Wegen der niedrigen Eigenfeldstärke sind aber die **Hysteresisverluste** P_{Hy} im Leitervolumen V ausreichend klein und daher kühltechnisch beherrschbar.

$$P_{Hy} \sim V \cdot f \cdot B_e^b \cdot \frac{B_e}{J_c} \quad b = 2 \dots 3 \quad (2.2.2-2)$$

Hinzu kommen die **Wirbelstromverluste** in der Ag-Matrix (Kopplungsverluste, ...), die proportional $f^2 B_e^2$ sind, so dass die resultierenden **Wechselstromverluste** eher proportional $f^{1.5} B_e^{2.5}$ anzusetzen sind.

Bei SL-Kabeln wird grundsätzlich zwischen der Ausführung mit **kaltem** und **warmem Dielektrikum** unterschieden.

a) Supraleiter-Energiekabel mit kaltem Dielektrikum

Das „kalte“ Dielektrikum (Kabelisolation, z. B. Polypropylen-Wickel, ca. 10 ... 20 mm für 110 ... 220 kV) ist mit LN₂ getränkt, das gute dielektrische Eigenschaften hat. Der Außenleiter (Schirmleiter) sorgt für eine gleichmäßige Magnetfeldverteilung an der Supraleiteroberfläche, und dadurch für überall gleiche Stromdichten und gleiche Wechselstromverluste. Nach außen wird durch den Schirmleiter das **Magnetfeld auf Null** reduziert, somit gibt es keine mechanischen Kräfte zwischen den Kabelsträngen U, V, W. Bei Ausleitung des Sternpunkts des Transformators am Kabelende und dessen Rückführung an den Kabeleintritt kann diese vollständige Feldkompensation auch für unsymmetrische Lastfälle gewährleistet werden (Bild 2.2.2.-2).

b) Supraleiter-Energiekabel mit warmem Dielektrikum

Der Kryobereich wird nur auf die Hochspannungsseite beschränkt. Das Innenrohr ist 77 K kalt, danach kommt der Vakuumraum mit der Superisolation, während die Hochspannungs-

isolation jener konventioneller Kabel entspricht und sich auf Umgebungstemperatur befindet. Dadurch ist ein geringerer Einsatz an Supraleitermaterial und ein **geringerer Kryobedarf** erforderlich, jedoch fehlt die Magnetfeldkompensation. Das Wechselfeld induziert Wirbelströme in den leitfähigen Kryomantel, die den Kryokreislauf belasten.

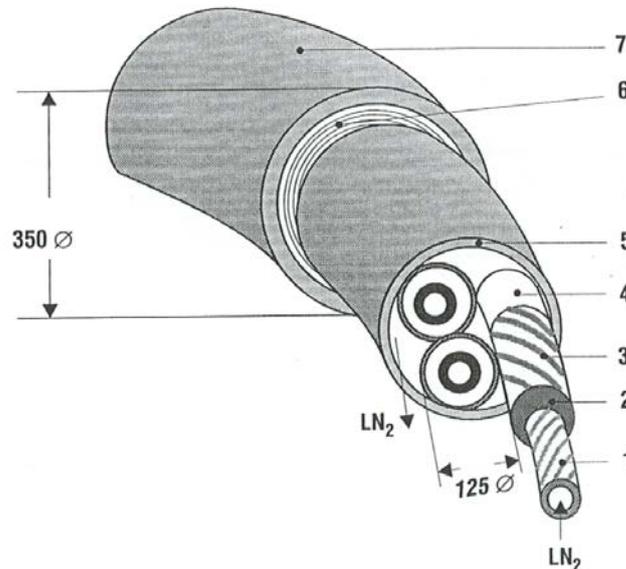


Bild 2.2.2-1: Prinzip eines LN₂-gekühlten HTSL-Energieübertragungskabels mit kaltem Dielektrikum (Abmessungen für 110 kV/ 1000 MVA)

1: HTSL-Bandleiter, verseilt auf LN₂-gekühltem Innenrohr, 2: LN₂-gekühlter Isolationswickel, 3: HTSL-Außenleiter (verseiltes Band) zur Feldabschirmung, 4: elektrostatischer Schirm, 5: LN₂-Rohrbehälter, 6: Superisolation im Vakuumraum, 7: Außenrohr mit Korrosionsschutz [2.1]



Bild 2.2.2-2: Vollständige Kompensation des äußeren Magnetfelds der drei Kabelstränge durch Rückführung des Transformator-Sternpunkts über die äußeren Schirmleiter [2.1]

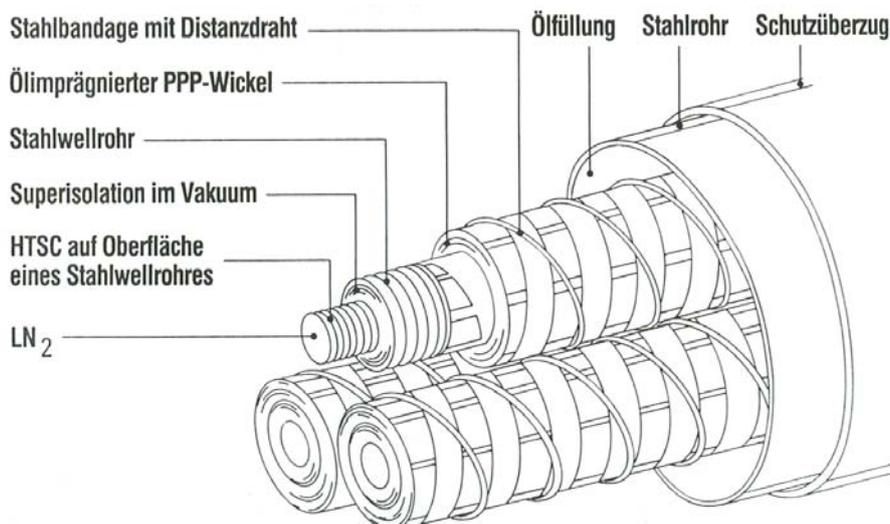


Bild 2.2.2-3: Energieübertragungskabel mit HTSL, aber konventioneller Hochspannungsisolation auf Raumtemperatur [2.1]

Für beide Kabeltypen muss sichergestellt sein, dass die im Störfall auftretenden hohen Kurzschlussströme vom Kabel verkräftet werden, beispielsweise durch die Kombination des Kabels mit FCL. Die **Kühlflüssigkeit** muss bei größeren Kabellängen wegen der unvermeidlichen Druckabfälle im Rohrsystem mit Überdruck (z. B. 5 bar, 2 l/s Kühlstrom) eingespeist werden, um etwa 5 W/m Verluste im Kabel (Schätzung!) sicher abzuführen. Je nach Kabelstrecke muss dies ggf. abschnittsweise geschehen. Die Fertigungslängen der Bi-HTSL-Leiterseile bedingen auf Grund des Verdrillens bei Kabelabschnitten von einigen hundert Metern Leiterlängen von 1 km. Die Kabelabschnitte selbst müssen über **Kabelmuffen** aneinander gereiht werden (Lötung). Die **Kabelendverschlüsse** müssen nicht nur – wie beim konventionellen Kabel – die Hochspannung gesteuert abbauen, sondern auch verlustarm und abgasgekühlt sein, um den Wärmeeintrag ins Kabel zu minimieren. Beides ist technisch aufwendig und wird optimiert. Daher wird auch versucht, die Kabelabschnitte zu verlängern, um den **Einsatz der Muffentechnik zu minimieren**. Sollten diese technischen Probleme sicher beherrschbar sein, so ergeben sich zumindest für große Kabelübertragungsleistungen, die auch in konventioneller Technik aufwendige z. B. wassergekühlte Ölkabel erfordern, ökonomischer Vorteile.

Beispiel 2.2.2-2:

Kostenvergleich für 380 kV/1 GVA-Hochleistungskabel

- Konventionelles Ölkabel mit Wasserkühlung,
- LN₂-gekühltes HTSL-Kabel mit Kunststoffisolation. In der Tabelle 2.2.2.-1 sollten die Zahlenwerte der Kosten nicht absolut, sondern relativ zueinander betrachtet werden, um als Vergleichsmaßstab zu dienen.

Die Leerverluste (Kühlung) werden mit 7.500 Euro/kW kapitalisiert, die Lastverluste mit 2.500 Euro/kW.

| | Wassergekühltes Ölkabel | LN ₂ -gekühltes HTSL-Kabel |
|--|-------------------------|---|
| Leiterverluste (inkl. Kühlleistung) | 125 kW/km | 10 kW/km Kühlleistung 10 W _{el} je 1 W |
| Dielektrische Verluste | 34 kW/km | 10 kW/km ($\epsilon_r \tan \delta = 3 \cdot 10^{-4}$) |
| Verluste durch Wärmelecks | 14 kW/km | 15 kW/km |
| Gesamtverluste | 173 kW/km | 35 kW/km |
| kapitalisierte Verlustkosten | 0.67 MEuro | 0.21 MEuro |
| Kühlsystemkosten (Invest) | 0.17 MEuro | 0.13 MEuro |
| Kabel: Invest ohne Erdaushub | 2.25 MEuro | 2.25 MEuro *) |
| Gesamtkosten | 3.09 MEuro | 2.59 MEuro |

*) optimistischer Kostenansatz

Tabelle 2.2.2.-1 : Kostenvergleich konventionelles und HTSL-Hochleistungskabel [2.1]

Die **optimistische Schätzung** der HTSL-Kabelkosten setzt voraus, dass die eingesetzte Menge HTSL-Material ausreichend klein ist, was eine kritische Stromdichte von zumindest 1200 A/mm² bei 77 K voraussetzt. Zur Zeit sind kritische Stromdichten von maximal 500 A/mm² realisiert. Die Verlustleistung ist beim HTSL-Kabel nur etwa 1/5, erlaubt somit bei gleichen Verlusten die 5-fache Übertragungsleistung. Bei Retrofit-Anlagen, wo die alte Kabeltrasse verwendet werden kann, ist das HTSL-Kabel wirtschaftlich interessant, da es ca. 5-mal höhere Übertragungsleistungen ermöglicht (Ballungsgebiet, Platzbeschränkung).

Beispiel 2.2.2-3:

In **Detroit, Michigan, USA**, wurde „downtown“ ein Feldversuch mit einem HTSL-Warmdielektrikum-Kabel (*American Superconductor Comp.*) durchgeführt, das eine konventionelle Kabelverbindung ersetzt.

Daten: $U_N = 24 \text{ kV}$, $I_N = 2.4 \text{ kA}$ (eff.), Bi(2223), 60 Hz, $S_N = \sqrt{3}U_N I_N = 100 \text{ MVA}$, 120 m Länge, Verbindung zwischen 120kV/24 kV-Transformator und 24 kV-Schaltanlage

Beispiel 2.2.2-4:

Ein 350 m langes BiSCCO-2223-HTSL-Kabel für 34.5 kV, 60 Hz, 800 A, 48 MVA, mit kaltem Dielektrikum wurde entlang dem *Erie Boulevard* in *Albany, NY, USA*, im National Grid installiert (*Sumitomo Ltd.*). Alle drei Stränge sind in einem gemeinsamen mit LN_2 gekühlten Kryostaten geführt. Eine Stück von 30 m Länge wurde durch ein Kabel mit YBCO-Bandleitern ersetzt, so dass auch eine Kabelverbindung von YBCO zu BiSCCO im Feld getestet wird (Projektkosten: 27 Mio. Dollar).

Fazit:

Die niedrigen Eigenfelder gestatten 77 K-Betrieb. Fortschritte bei der HTSL-Entwicklung (höheres J_c , größere Leiterlängen) senken die Investitionskosten. Bei Retrofit-Anlagen (Ballungsgebiet, Platzbeschränkung) könnten HTSL-Kabel wegen der höheren Übertragungsleistung wirtschaftlich interessant werden.

2.2.3 Supraleitende magnetische Energiespeicher (SMES)

a) Funktionsprinzip eines SMES

Da in supraleitenden Spulen Gleichstrom „beliebig“ lange verlustfrei fließen kann, und nur die Energie für die elektrischen Widerstände der Anschlüsse und zur Kompensation der Kühlleistung aufgebracht werden muss, kann Energie in Form von **magnetischer Feldenergie** verlustarm gespeichert werden. In elektrischen Netzen stellt ein Stromrichter das Bindeglied zwischen dem Wechselspannungsnetz und dem Gleichstromkreis dar (Bild 2.2.3-1).

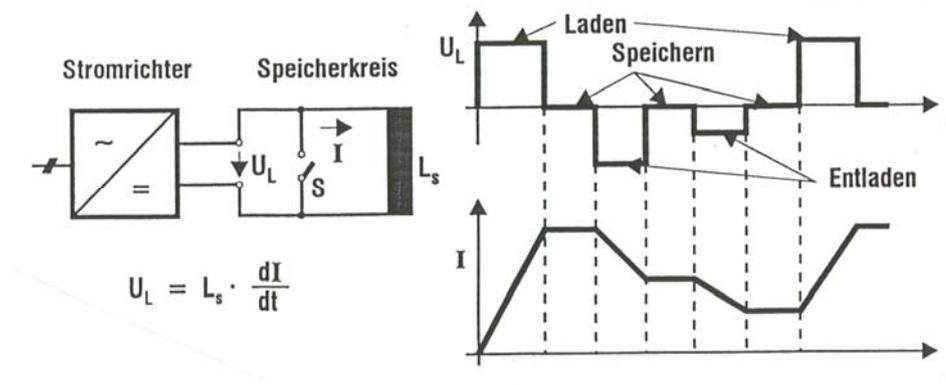


Bild 2.2.3-1: Supraleitender magnetischer Energiespeicher (SMES): L_s : Supraleiterspule, S: Kurzschlusschalter, ev. in den Stromrichter integriert [2.1]

Beim Anlegen einer Ladespannung u_L und geöffnetem Schalter S wird die supraleitende Spule mit der Induktivität L_s mit einem Ladestrom i gemäß

$$u_L = L_s \frac{di}{dt} \tag{2.2.3-1}$$

beaufschlagt. Steuert der Stromrichter die Spannung auf Null und wird danach mit S kurzgeschlossen, so fließt i verlustfrei weiter. In der SL-Spule ist die magnetische Energie

$$W_m = L_s \frac{I^2}{2} \tag{2.2.3-2}$$

gespeichert. Wenn der Nennladestrom erreicht ist, liefert der Stromrichter die kleine Spannung, die zum Überwinden der Spannungsfälle im normalleitenden Teil des Stromkreises (insbesondere die GTO-Spannungsfälle im Stromrichter) notwendig ist. Dadurch wird der Strom in der Supraleiter-Spule konstant gehalten. Zur Entladung des Speichers wird die Gleichspannung durch den Stromrichter mit umgekehrter Polarität aufgeprägt. Als Stromrichter ist ein gesteuerter Gleichrichter vorzusehen, der die Netzspannung U_{Netz} gemäß dem Steuergesetz

$$U_L(\alpha) = U_0 \cos \alpha \tag{2.2.3-3}$$

über den Answinkel α in gewünschter Weise zwischen 30° und 150° (mit entsprechender Regelreserve 30° und ausreichendem Abstand zur Wechselrichtertrittgrenze) verändert. Bei sechspulsiger Stromrichterschaltung ist $U_0 = U_{Netz} \cdot \sqrt{2} \cdot 3 / \pi$; bei 12-pulsiger Schaltung ist die Glättung der Gleichspannung noch deutlich besser (Bild 2.2.3-2a).

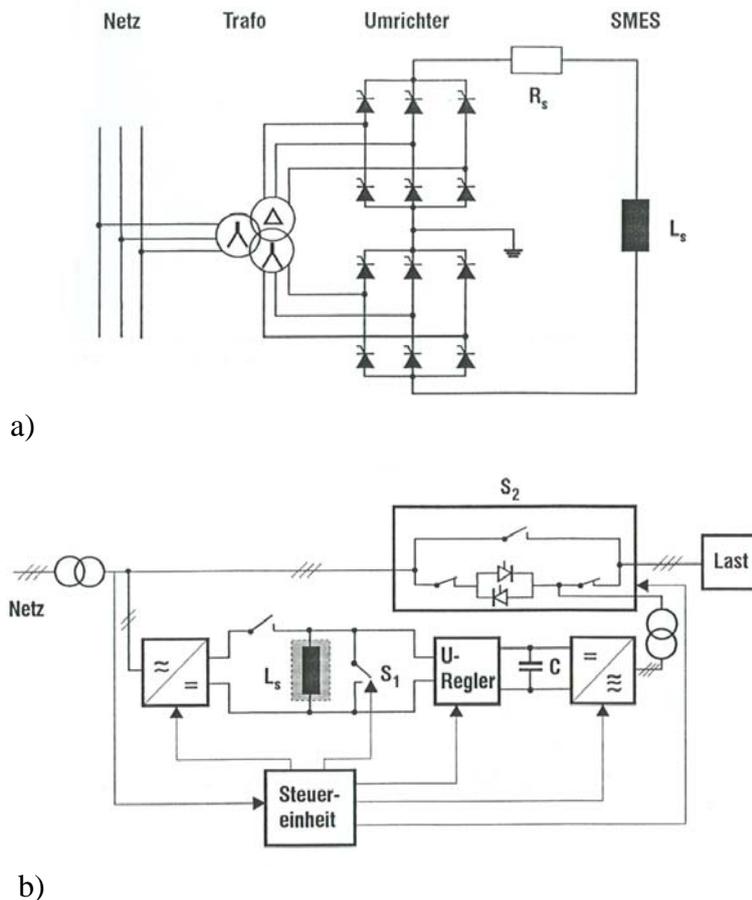


Bild 2.2.3-2: Unterbrechungsfreie Stromversorgung (USV): a) Anbindung des SMES an das Netz über einen zwölfpulsigen Stromrichter und Stromrichtertransformator, b) Blockschaltbild für eine USV [2.1]

Der **Ablauf der Funktion eines SMES** für unterbrechungsfreie Stromversorgungen (wie er bereits an einigen Industriestandorten im Einsatz ist) ist wie folgt (Bild 2.2.3-2b):

- Sobald eine Netzstörung erfasst wird, wird der Eingangskondensator C am Stromrichter mit Strom aus der Speicherspule aufgeladen.
- Ist der vorgesehene Spannungswert erreicht, schließt Schalter S_1 . Schalter S_2 trennt die Last vom Netz. Gleichzeitig speist C über den Stromrichter und den Spannungs-Anpasstransformator die Last.

- Sobald an C die Spannung auf einen gewissen Minimalwert abgesunken ist, öffnet S1 erneut und der Vorgang wiederholt sich. Das Nachladen von C dauert jetzt länger, da auf Grund der Energieentnahme aus dem Speicher der Stromfluss im Supraleiter L_s kleiner geworden ist.
- Ist die Netzversorgung wieder verfügbar, wird der Umrichterausgang auf das Netz synchronisiert, und S₂ sorgt für die Netzzuschaltung der Last und Trennung vom SMES. Der SMES wird wieder nachgeladen. Die Lastübernahme durch den SMES ist auf Grund der schnellen Leistungselektronik in 2 .. 4 ms möglich.

b) Speichergrößen und Einsatzbereiche

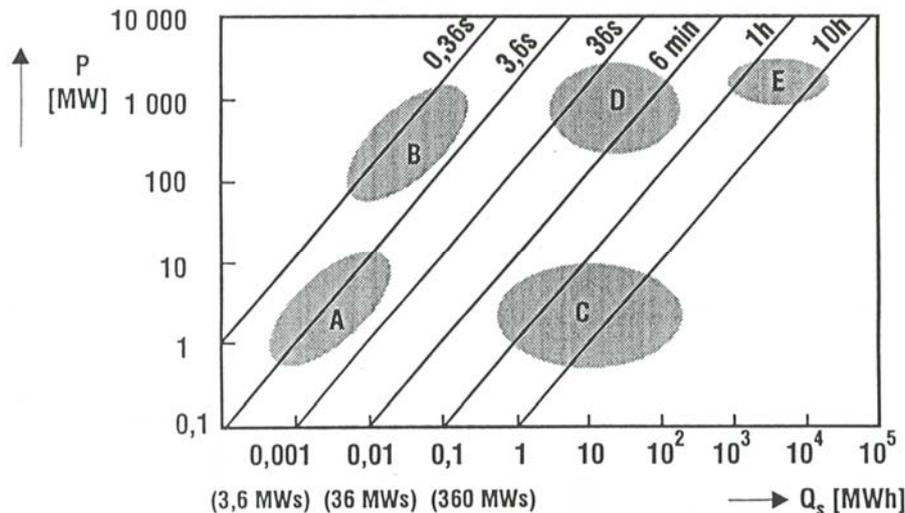


Bild 2.2.3-3: Klassifizierung von SMES nach Größe und Einsatzbereich [2.1]

A, B: Kleinst- und Kleinspeicher für sehr schnellen Leistungsausgleich (ms-Bereich)

C, D: Mittelgroße Speicher für Kraftwerksleistungsausgleich im Sekunden- und Minuten-Bereich (Primärregelung – Sekundenreserve)

E: Großspeicher für Tageslastausgleich

Kleinst- und Kleinspeicher für sehr schnellen Leistungsausgleich (ms-Bereich) mit Energieinhalten von 1 bis 1000 MWs dienen zur unterbrechungsfreien Stromversorgung in Fertigungsanlagen mit hohem elektronischem Automatisierungsgrad und Problemen bei Prozessunterbrechung (z. B. Halbleiterfertigung). Für diese Anwendungen existieren bereits ausgeführte Anlagen an mehreren Standorten.

Mittelgroße Speicher für Kraftwerksleistungsausgleich im Sekunden- und Minuten-Bereich (1 ... 100 MWh) könnten in Zukunft an Bedeutung gewinnen, wenn der Anteil an regenerativ erzeugter elektrischer Energie aus Wind- und Solarenergie im öffentlichen Netz weiter deutlich steigen sollte. Die durch Wind (Böen!) und Sonne (Wolken!) angebotene Energie schwankt nämlich kurzzeitig sehr stark. Da die Energieversorger die Auflage haben, eine Reserveleistung von mindestens 2,5 % der augenblicklich erzeugten Leistung binnen 30 s zur Verfügung zu haben (Primärregelung – Sekundenreserve), die bei einer Frequenzabweichung von $-0,125$ Hz vom Sollwert zu aktivieren ist, werden bei thermischen Kraftwerksblöcken die Dampfturbinen mit angedrosselter Heißdampfmenge betrieben. Die dadurch bedingte Vergeudung von Brennstoff und zusätzliche Umweltbelastung könnte durch Einsatz von SMES mittlerer Größe verringert werden.

Großspeicher für den Tageslastausgleich (1 bis 10 GWh) sind als Ergänzung zu Pumpspeicherwerken zu sehen und haben große Abmessungen und enorme Kräfte zu beherrschen.

c) Konstruktionsprinzipien für Speicherspulen

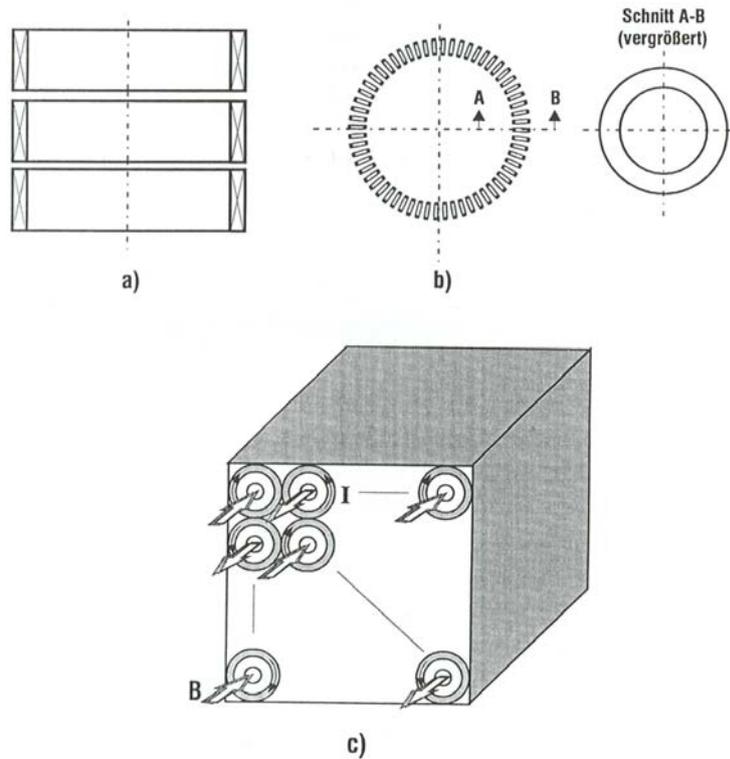


Bild 2.2.3-4: Spulenanordnungen für SMES: [2.1]

- a) Unterteiltes Solenoid: großer Spuleninnenradius R , geringe Wicklungsdicke h , mäßige Spulenhöhe l
- b) Torus (Ringspule) aus vielen Einzelspulen, großes Verhältnis von mittlerem Torusradius/Spulenradius R_T/R
- c) Bündel aus Einzelsolenoiden mit großem Verhältnis l/R und abwechselnd unterschiedlicher Bestromungsrichtung zur Minimierung der Streufelder

Die magnetische Energie je Volumeneinheit ist bei isotropen Materialien

$$w_m = \int_0^B \vec{H} \cdot d\vec{B} = \int_0^B H dB \quad (2.2.3-4)$$

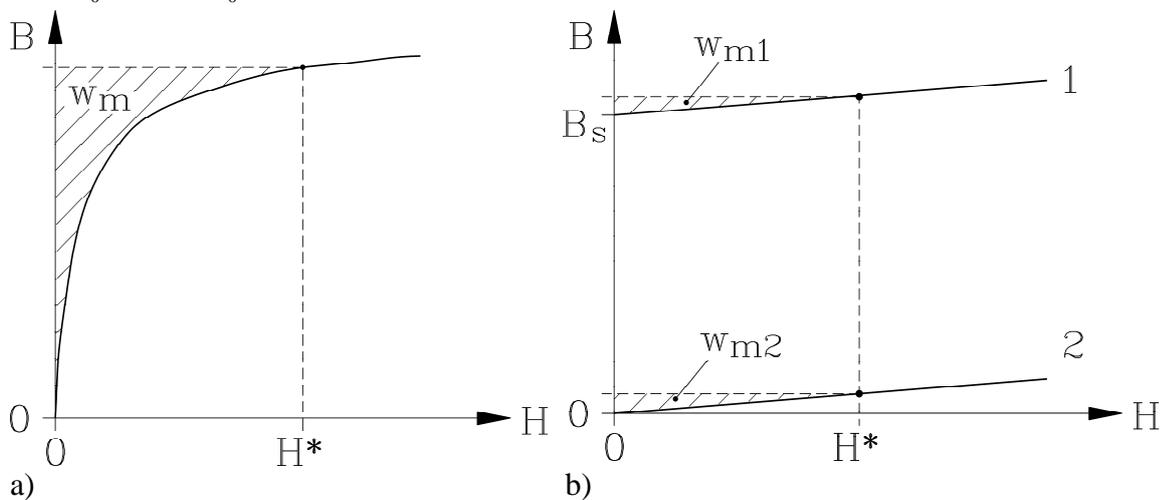


Bild 2.2.3-5: Gespeicherte Energiedichte w_m im Magnetfeld H^* : a) Energiedichte in magnetisiertem Eisen, b) Energiedichte w_{m1} bei (1) einer Spule mit ideal magnetisierbarem Eisen (Sättigungsinduktion B_s) und (2) Energiedichte w_{m2} bei einer Luftspule

Nehmen wir an, eine Ringspule mit N Windungen habe einen Eisenkern mit der Kennlinie $B(H)$ gemäß Bild 2.2.3-5a (ohne Hysterese). Mit dem Durchflutungssatz folgt für das H -Feld:

$$N \cdot I = H \cdot 2\pi R_T \Rightarrow H = \frac{NI}{2\pi R_T} \quad (2.2.3-5)$$

Der zugehörige B -Wert ergibt sich gemäß der $B(H)$ -Kennlinie. Die Auswertung von (2.2.3-4) ergibt, dass die im Eisen gespeicherte magnetische Energiedichte der schraffierten Fläche in Bild 2.2.3-5 entspricht. Will man hohe Energiewerte speichern, muss B sehr groß sein. Das Eisen ist dann sehr hoch gesättigt. Es kann durch die idealisierte Kennlinie Bild 2.2.3-5b

$$B = \mu_0 H + J \quad J = J_s = B_s = \text{konst.} \quad (2.2.3-6)$$

ersetzt werden. In diesem Idealmodell magnetisiert das Eisen bis zur Sättigungsinduktion B_s (ca. 1.8 T) ideal, d. h. ohne Durchflutungsbedarf. Die gespeicherte magnetische Energiedichte ist nur durch das ab der Eisensättigung zusätzlich auftretende Luftspaltfeld bedingt. Im Eisen selbst ist keine Energie gespeichert. Lässt man den Eisenkern weg (Luftspule), so ergibt sich zwar eine deutlich kleiner Flussdichte in der Spule, aber die gleiche gespeicherte Energiedichte ($w_{m1} = w_{m2}$). Daher sind bei hohen Flussdichten die Speicherspulen **eisenlos** ausgeführt.

$$W_m = \int_V w_m dV = \int_V \int_0^B H dB dV = \int_V \int_0^B \frac{B}{\mu_0} dB dV = \int_V \frac{B^2}{2\mu_0} dV \quad (2.2.3-7)$$

Lange schlanke **Solenoid** ($l/R \gg 1$) haben näherungsweise innerhalb der Spule ein homogenes Feld und außerhalb eine so geringe Flussdichte, dass sie vernachlässigt werden kann. Mit dem Durchflutungssatz folgt:

$$H = \frac{NI}{l} \quad \Rightarrow W_m = \frac{B^2}{2\mu_0} R^2 \pi l = \mu_0 \frac{(NI)^2}{2l} R^2 \pi \quad (2.2.3-8)$$

Ersetzt man l durch $2\pi R_T$, so erhält man das Feld in der **Ringspule**. Bei gleich großen „Längenabmessungen“ ist somit die gespeicherte magnetische Energie im Solenoid größer, weil das Feld auch den Außenraum um die Spule (wenn auch mit geringer Dichte) erfüllt. Bei gleicher Menge an verwendetem Supraleitermaterial ist somit das Solenoid wegen der größeren Menge an gespeicherter Energie bei gleichem Strom **günstiger**. Nachteilig ist das weit in den Raum reichende Streufeld. Gemäß VDE 0848 Teil A2 sollten öffentlich zugängliche Bereiche nicht mehr als 1.25 mT Gleichfeld ausgesetzt sein. Ein Solenoidspeicher für 5 GWh hat seine 0.5mT-Grenzlinie bei einem Radius von 2.5 km! Aus diesem Grund sind streufeldarme Solenoidkonzepte (Bild 2.2.3.-4 c) konzipiert worden.

Spulengeometrie:

Die Dicke der Wicklung der Solenoid h ist dadurch begrenzt, dass an der Spuleninnenseite die dort auftretende höchste Flussdichte die zur jeweiligen Temperatur und Stromdichte J gehörende kritische Flussdichte B_{c2} nicht überschreitet (Bild 2.2.3-6a). Vereinfacht kann dieser Wert abgeschätzt werden mit

$$B = \mu_0 \frac{NI}{l} = \mu_0 \frac{J \cdot h \cdot l}{l} = \mu_0 \cdot J \cdot h \tag{2.2.3-9}$$

Fazit:

Die Wicklungshöhe h bei Solenoiden ist ausreichend niedrig zu bemessen, der Spulenradius R gemäß (2.2.3.-8) eher groß.

Für Torusspulen liefert der Durchflutungssatz (Bild 2.2.3-6b), dass an der Innenseite die Feldstärke am höchsten ist. Durch ein großes Verhältnis „mittlerer Torusradius/Spulenradius“ R_T/R wird diese Feldüberhöhung gegenüber dem mittleren Wert verringert.

$$B(r) = \mu_0 \frac{NI}{2\pi r} \quad \text{mittlerer Wert: } B = \mu_0 \frac{NI}{2\pi R_T} \tag{2.2.3-10}$$

Fazit:

Das „**Aspektverhältnis**“ „mittlerer Torusradius/Spulenradius“ R_T/R ist ausreichend groß zu gestalten.

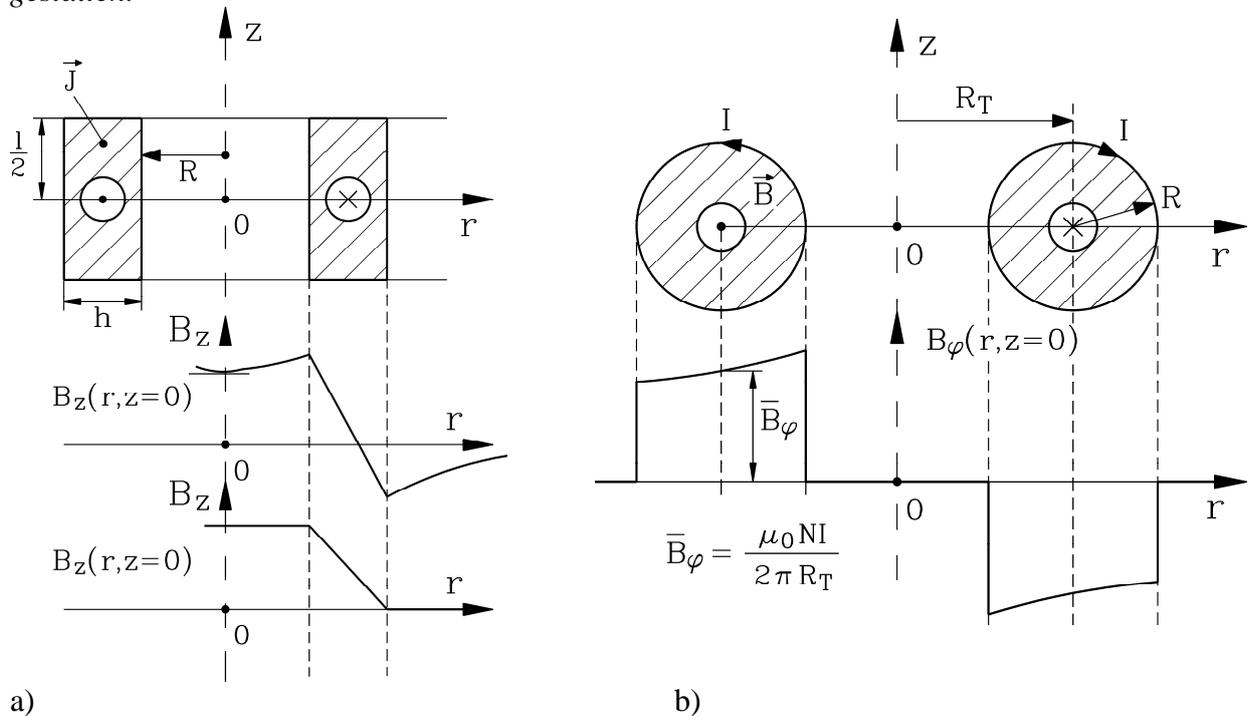


Bild 2.2.3-6: Feldverteilung bei a) Solenoid und b) Torusspule

d) Projekte und ausgeführte Anlagen

| | | |
|----------------------------|--------------------|---------|
| Gespeicherte Energie | 5000 MWh | 5.7 MWh |
| Torusradius R_T | 260 m | 26 m |
| Mittlerer Spulenradius R | 13 m | 1.56 m |
| Zahl der Spulen | 360 | 60 |
| Max. Magnetflussdichte B | 9 T | 8.3 T |
| Supraleitermaterial | Nb ₃ Sn | NbTi |
| Spulennennstrom | 150 kA | 50 kA |

Tabelle 2.2.3-1: Projektierdaten zweier Torus-SMES bei 4.2 K

Die großen Abmessungen und die zwischen den einzelnen Spulen auftretenden großen Kräfte bedingen eine aufwendige Abstützkonstruktion dieser Speicher, so dass die Ausführung von Großspeichern wohl noch auf sich warten lassen wird.

Ausgeführte SMES in Solenoidbauweise als USV oder zur Netzstützung (in US-amerikanischen Netzknoten) sind mit typisch 3 MJ, 2.5 MW (1.2 s Stützung) im Einsatz. Die IGBT-Vier-Quadranten-Umrichter sind für ca. 2.8 MVA ausgelegt. Sie arbeiten mit LTSL-NbTi mit LHeI-Badkühlung bei 4.2 K, haben HTSL-Bi(2223)-Stromzuführungen (auf 60 K zwischengekühlt) und einen *Gifford-McMahon*-He-Verflüssiger. Ein gekühlter Zwischenschirm reduziert die Wärmestrahlung. Dadurch sinkt der Wärmeeintrag in den Kaltbereich auf ca. 1 W.

Beispiel 2.2.3-1:

Solenoid-Speicher: NbTi-Spule, Nennstrom 1 kA, Spulenlänge $l = 900$ mm, Außendurchmesser 450 mm, $B = 5$ T, 1 MWs, 1MW, 1 s Stützungszeit, LHeI-Badkryostat, 1 MVA-Umrichter.

HTSL-Solenoid können zur Zeit nur aus BiSCCO-HTSL-Leitern gewickelt werden, da YBCO bis dato nicht als Bandleiternmaterial zur Verfügung steht. Wegen der niedrigen kritischen Flussdichte bei 77 K ist zur Zeit der Bau kompakter Speicher bei 77 K (LN₂-Kühlung) nicht möglich. Es muss bei tieferen Temperaturen gearbeitet werden. Man kann aber erwarten, dass die Verfügbarkeit von HTSL-Magnetwicklungen für 77 K-Kühlung das Anwendungspotential von kleinen SMES deutlich erhöhen wird.

Schwungradspeicher mit supraleitenden magnetischen Lagern werden im Kapitel über „Magnetische Lagerung“ besprochen.

2.2.4 Supraleitende Netz- und Bahntransformatoren

Durch den Einsatz supraleitender Wicklungen kann bei gleichem Strom die Stromdichte deutlich erhöht werden. Damit sinken die Wicklungsabmessungen (Spulenhöhe, Spulendicke) drastisch. Daher kann auch der Eisenkern (Schenkelhöhe, Jochlänge) verkürzt werden, nicht aber der Eisenquerschnitt, da sonst die Flussdichte zu große Werte (> 1.8 T) annehmen würde und das Eisen sättigen würde. Die **geringeren Eisenmassen** (verringertes Eisenvolumen V_K) führen zu

- **leichteren Transformatoren** (typisch 50% Gewichtseinsparung, Vorteil für Lok-Trafos) und zu
- **geringeren Ummagnetisierungsverlusten** P_{Fe} .

Die Verluste in der SL-Wicklung (Wechselstromverluste) sind deutlich kleiner als die Stromwärme- und Wirbelstromverluste in konventionellen Kupferspulen. Die **gesamte Verlustersparnis** wird zum Teil durch die Leistung für das Kühlaggregat wieder aufgezehrt, so dass bei LHe-Transformatoren mit LTSL der Wirkungsgradvorteil nur gering ist. Daher sind **HTSL-Transformatoren wirtschaftlicher als LTSL-Transformatoren**, da die Kryostat- und Stromzuführungsverluste den Bedarf an Kühlleistung um den Faktor 40 reduzieren. In der Kostenbetrachtung von Transformatoren werden neben den Beschaffungskosten auch die Leer- und Lastverluste mit unterschiedlichen Beträgen - auf die Betriebsdauer von 30 – 40 Jahren hochgerechnet - pönalisiert. Da nun konventionelle Transformatoren, die in der Beschaffung deutlich günstiger als SL-Transformatoren sind, bereits sehr hohe Wirkungsgrade haben (Tab. 2.2.4-1), hat eigentlich nur der HTSL-Transformator eine Chance, wirtschaftlich konkurrenzfähig zum konventionellen Transformator zu sein.

| | | |
|--|--------------|------------|
| Transformator-Nennscheinleistung bei 50 Hz | 1 ... 10 MVA | > 100 MVA |
| Voll-Last-Wirkungsgrad | ca. 99.4 % | ca. 99.8 % |
| Verluste | 6 ... 60 kW | > 200 kW |

Tabelle 2.2.4-1: Typische Wirkungsgrade konventioneller dreiphasiger Öltransformatoren

a) Eisen-Transformator oder eisenloser Transformator ?

Transformatoren können prinzipiell mit **warmem oder kaltem Eisenkern** ausgeführt werden.

Warmer Eisenkern:

Beim warmen Eisenkern ist nur die Wicklung im Kryostaten; das ergibt einen geringen Kühlaufwand. Der Kryostat umschließt wie die Wicklung den Eisenkern und muss daher aus nichtleitfähigem Material aufgebaut werden, da er andernfalls als Kurzschlusswindung wirkt, die einerseits den magnetischen Hauptfluss dämpft und andererseits durch den fließenden Kurzschlussstrom den Kryostat erwärmt und unnötige Verluste erzeugt. Glasfaserverbundwerkstoffe sind z. B. in Erprobung, die aber auch die entsprechende Dichtigkeit (Vakuumin-solation!) aufweisen müssen.

Kalter Eisenkern:

Der gesamte Transformator steht in einem Kryostatkessel, der wie beim konventionellen Öltransformator auch aus normalem Stahlblech gefertigt sein kann. Die durch die mit der Kreisfrequenz ω pulsierenden Streufelder in der Kesselwand induzierten Wirbelströme müssen allerdings bei der Auslegung der Kühlung berücksichtigt werden. Wegen der großen Eisenmasse dauert es sehr lange, bis der Transformator „kalt“ gekühlt ist. Umgekehrt ist aber ein kurzfristiger Ausfall der Kühlmittelversorgung durch die „Kältespeicherung“ im Eisenkern unproblematisch. Da der Eisenwiderstand R_{Fe} mit sinkender Temperatur abnimmt, steigen die Ummagnetisierungsverluste im Eisenkern gegenüber warmem Eisenkern an (V_K : Volumen des Eisenkerns).

$$P_{Fe} \sim \frac{\omega^2 B_K^2}{R_{Fe}} V_K \quad (2.2.4-1)$$

Die Kerninduktion B_K darf wie beim konventionellen Transformator ca. 1.8 T nicht übersteigen, da sonst das Eisen sättigt.

Eisenloser Transformator:

Da die Wicklung aus Supraleitermaterial besteht, ist prinzipiell auch ein eisenloser Transformator denkbar. Der deutlich höhere Magnetisierungsstrom kann verlustarm in den Wicklungen geführt werden. Die Flussdichte des Hauptflusses kann nun deutlich mehr als 1.8 T betragen. Allerdings ist der Fluss nicht mehr gebündelt im Eisenkern geführt, sondern wie bei den Solenoidspulen des SMES so verteilt, dass an den Leiteroberflächen die Maximalwerte der Induktion auftreten. Diese dürfen B_{c2} nicht übersteigen. Hinzu kommt, dass gegenüber SMES hier Wechselstrom geführt werden muss. Daher kann die Induktion nicht zu hoch gewählt werden, um die Hystereseverluste im SL und die Wirbelstromverluste in der Matrix gering zu halten. Aus diesem Grund sind zwar Eisen-Transformatoren mit SL-Wicklungen bereits entwickelt und gebaut worden, eisenlose Transformatoren befinden sich noch im Versuchsstadium.

b) Anordnung der Spulen in SL-Transformatoren

SL-Material für Transformatoren muss geringe Wechselstromverluste aufweisen, die ausgedrückt je Ampere Leiterstrom und je Meter Leiterlänge, den Wert von 0.1 mW/(A·m)

nicht überschreiten sollen, wenn das Magnetfeld im Bereich der Wicklung max. 0.15 T beträgt. Bei Transformatoren mit Eisenkern ist nur das Streufeld B_σ im Bereich der Wicklungen vorhanden. Dieser Streufluss im Spalt zwischen OS- und US-Wicklung kann leicht abgeschätzt werden. Da im (ungesättigten) Eisen H_{Fe} nahezu Null ist, trägt nur der Flussweg im Spalt zum Durchflutungssatz bei. Wegen des sehr kleinen Magnetisierungsstroms sind die Durchflutungen in OS- und US-Wicklung entgegengesetzt gleich groß.

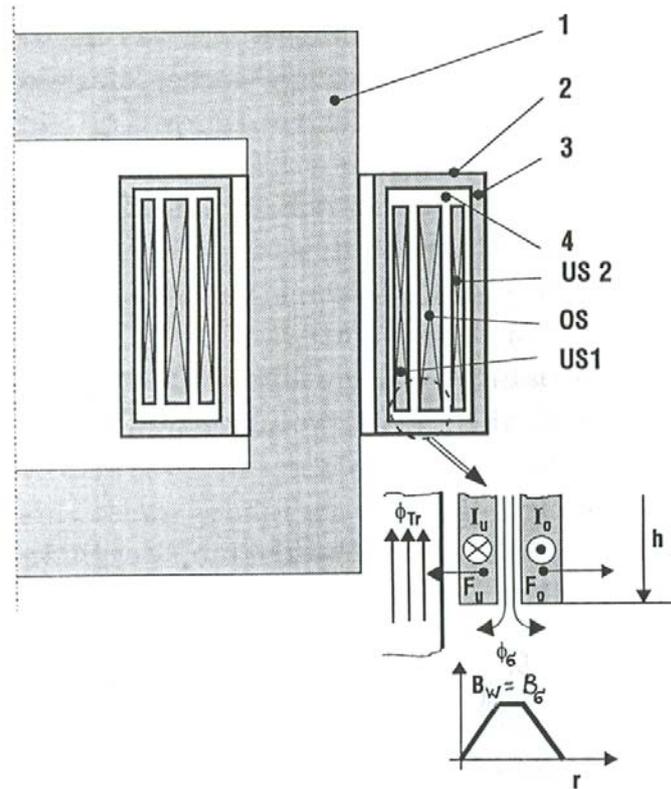


Bild 2.2.4-1: Schematischer Aufbau eines Transformators mit warmem Eisenkern und supraleitenden Wicklungen: 1: Eisenkern (geblecht), 2: Kryobehälter (nicht leitfähig), 3: Vakuumraum, 4: LHe- oder LN₂-Behälter (nicht leitfähig), OS/US: Oberspannung-/Unterspannungswicklung [2.1]

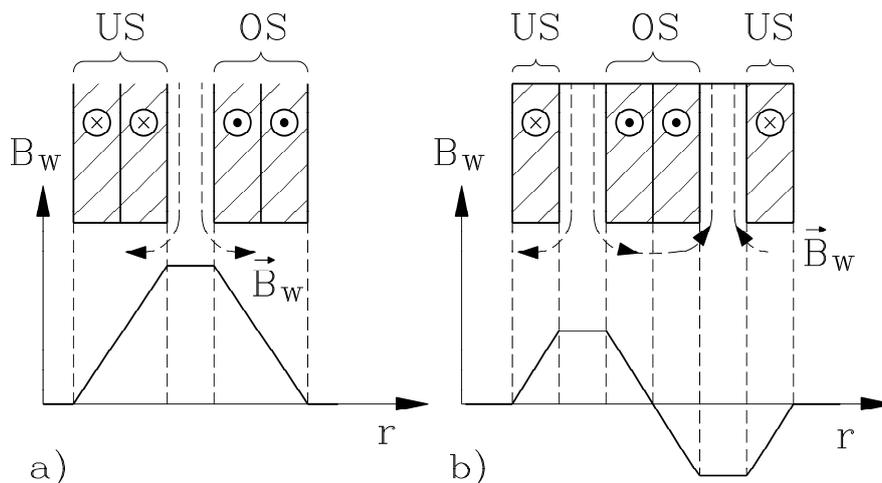


Bild 2.2.4-2: Aufbau der Wicklung: a) Einfach konzentrisch (ungünstig), b) doppelt konzentrisch (günstig, weil maximale Wechsel-Flussdichte $B_w = B_\sigma$ kleiner (halb so groß) ist)

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{s} \cong \int_0^h H_\sigma ds = H_\sigma h = \Theta = N_u I_u = N_o I_o \tag{2.2.4-2}$$

$$B_{\sigma} = \mu_0 \frac{N_u I_u}{h} \quad (2.2.4-3)$$

Wird – anders als in (2.2.4-2) – nicht eine Feldlinie IM Streuspalt, sondern innerhalb z. B. der US-Wicklung betrachtet (z. B. in Wicklungsmitte), so ist die umfasste Durchflutung **nur halb so groß** und daher auch die Flussdichte. Folglich wächst die Flussdichte linear über den Querschnitt der Wicklung an und hat im Streuspalt in ihren Maximalwert (2.2.4-3), wie Bild 2.2.4-2a zeigt. Dieser Maximalwert **kann halbiert** werden (z. B. auf ca. 0.15 T), wenn die US-Wicklung in zwei Teilspulen aufgeteilt wird, die inner- und außerhalb der OS-Wicklung angeordnet werden (Bild 2.2.4-2b). Mit dieser Maßnahme werden die **Wechselstromverluste ausreichend klein** gehalten.

c) Leitermaterialien für SL-Transformatoren

Wechselstromverlustarme SL sind als Multifilamentleiter mit geringem Litzendurchmesser, verseilten Litzen und einer relativ hochohmigen Matrix aufgebaut. LTSL mit CuNi-Matrix erfüllen diese Forderung. Ebenso sind Bi(2223)-HTSL dafür geeignet. Wegen des wesentlich geringeren Kühlaufwands sind **nur noch HTSL-Transformatoren** von Interesse.

Beispiel 2.2.4-1:

Einphasen-Lokomotivtransformator Prototyp: 1 MVA: Leiter Bi(2223)-HTSL, Multifilament-Leiter (3.2 mm x 0.3 mm) mit 55 Filamenten in Silber-Matrix mit Magnesiumzusatz. Dadurch wird die Matrix resistiver, dafür sinkt die thermische Stabilitätsgrenze. HTSL-Anteil am Bandleiterquerschnitt: 25%. Nennstromdichte 30 A/mm² im Bandleiter bei Berücksichtigung des Streufelds B_{σ} und der Wechselstromverluste (Strom-Grund- und Oberschwingungen durch die in der Lokomotive übliche Stormrichterbelastung). Stromdichte im HTSL: 120 A/mm² (bei Gleichstrombedingungen wären bis zu 250 A/mm² möglich). Die kritische Stromdichte des Bandleiters liegt bei 77 K bei ca. 60 A/mm² unter Wechselstrombedingungen, was dem technischen Stand von 1998 entspricht. Stand 2005: 120 A/mm².

Die Wicklungen selbst sind aus Gründen der elektrischen Isolation, aber auch zwecks Beherrschung der Spulenkräfte (vor allem im Kurzschlussfall) bandagiert und mit Epoxidharz vergossen. Ein besonderes Isolationsmaterial für 77 K wird verwendet (z. B. PEEK).

d) Kostensituation bei HTSL-Transformatoren

Nur HTSL-Transformatoren haben Aussicht, wirtschaftlich konkurrenzfähig zu den konventionellen Transformatoren zu sein. Für Netztransformatoren mit 40 ... 200 MVA Nennscheinleistung können die Gesamtkosten für unterschiedliche Einstandspreise von Bi(2223)-HTSL abgeschätzt werden. Die Verluste werden über die Lebensdauer kapitalisiert eingerechnet. In Bild 2.2.4-3 ist jeweils ein hoher und ein niedriger Einstandspreis für HTSL angenommen worden.

Bi(2223) -Bandleiter: 3000 Euro/kg (2002: zu teuer), Zukunft: 600 Euro/kg

Cu: 10 DM/kg (typischer Wert für Rohkupfer)

Beim Bi(2223)-Bandleiter ist allerdings zu berücksichtigen, dass das Silber (Silbermatrix) als wesentlicher Bestandteil des Leiters bereits ca. 250 Euro/kg kostet. Damit ist das aufgezeigte Ziel (Bild 2.2.4-3), unter die Kosten des konventionellen Transformators zu gelangen (Kurve (3)) nicht leicht zu erreichen.

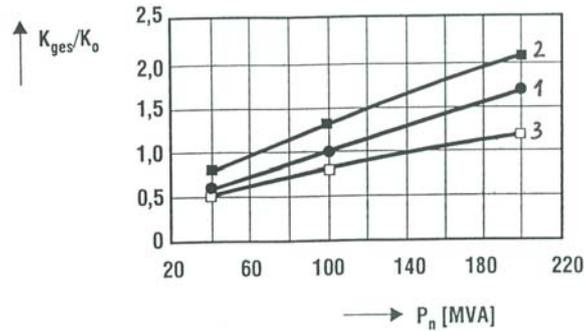


Bild 2.2.4-3: Vergleich der Gesamtkosten K_{ges} von konventionellem Öltransformator (1) mit HTSL-Transformatoren mit (2) teurem und (3) billigem HTSL-Einstandspreis. Bezugswert sind die Gesamtkosten K_0 eines 100 MVA-Transformator konventioneller Bauweise. [2.1]

Trotzdem sollte der Umweltaspekt nicht außer Acht gelassen werden. Die niedrigeren Gesamtverluste der HTSL-Transformatoren würden alleine in der Schweiz, wenn dort alle konventionellen Transformatoren nach und nach durch HTSL-Transformatoren ersetzt würden, zu einer mittleren Verlustleistungseinsparnis von 170 MW führen. Da Transformatoren 24 h am Netz betrieben werden, führt das zu einer jährlichen Energieeinsparung von $170 \text{ MW} \times 8670 \text{ h} = 1500 \text{ GWh}$!

e) Transientes Verhalten von HTSL-Transformatoren

Bei **Einschalten des Transformators** im Spannungsnulldurchgang tritt wegen der Sättigung des Eisenkreises der hohe Einschaltstromstoß („Rush“) auf, der 10- bis 15-fachen Nennstrom aufweisen kann. Bei dieser hohen Stromdichte wird der HTSL normalleitend und begrenzt den Stromstoß. Wenn der abklingende Strom die „Quench“-Grenze unterschreitet, wird die Wicklung wieder supraleitend. Da der Einschaltstromstoß aus einem Gleich- und Wechselanteil besteht, fließt der Gleichanteil nun verlustfrei weiter und magnetisiert dadurch das Eisen in einer Richtung vor. Dies ist unerwünscht, deshalb wird z. Zt. versucht, mit zusätzlichen Dämpfungswiderständen das Gleichstromglied möglichst auf Null abklingen zu lassen. Der **Stoßkurzschlussstrom des Transformators** ist ebenfalls maximal, wenn der Kurzschluss im Spannungsnulldurchgang erfolgt. Seine Amplitude besteht ebenfalls aus einem Gleich- und Wechselstromglied und wird im supraleitenden nur durch die Streuinduktivität der Wicklung begrenzt. Da der SL wiederum normalleitend wird, wird der Stoßkurzschluss wirkungsvoll begrenzt, so dass die Kräfte auf die SL-Spulen ebenfalls begrenzt werden. In Bild 2.2.4-1 ist gezeigt, dass die aus Strom und Streufeld gebildeten Stromkräfte F_u und F_o die inner Spule nach innen drücken und die äußere nach außen „explodieren“ lassen. Die Abstützung der Wicklungen kann minimiert werden, wenn der HTSL-Transformator im Verbund mit einem FCL betrieben wird.

f) Ausgeführte Beispiele von HTSL-Transformatoren

Beispiel 2.2.4-2:

Ähnlich wie Bild 2.2.4-5, jedoch einphasig: 1 MVA, 60 Hz, 1.8 kV/ 6.9 kV, warmer Eisenkern (Aufheizung auf $350 \text{ K} = 80^\circ\text{C}$ durch Ummagnetisierungsverluste), HTSL gekühlt auf 25 K, LN₂-Vorratstank in aluminisiertem Mylar-Gewebe zur Strahlungsabwehr, Bandleiter aus Bi(2212), Probetrieb im Labor mit reiner Blindleistung 0.64 MVA

Beispiel 2.2.4-3:

Dreiphasig, 630 kVA, 50 Hz, 18.7 kV/420 V, Bi(2223)-Bandleiter, LN₂-Kühlung, 77 K, je Strang ein eigener nichtleitender Komposit-Kryostat, wurde eingesetzt im Netzbetrieb in Genf/Schweiz.

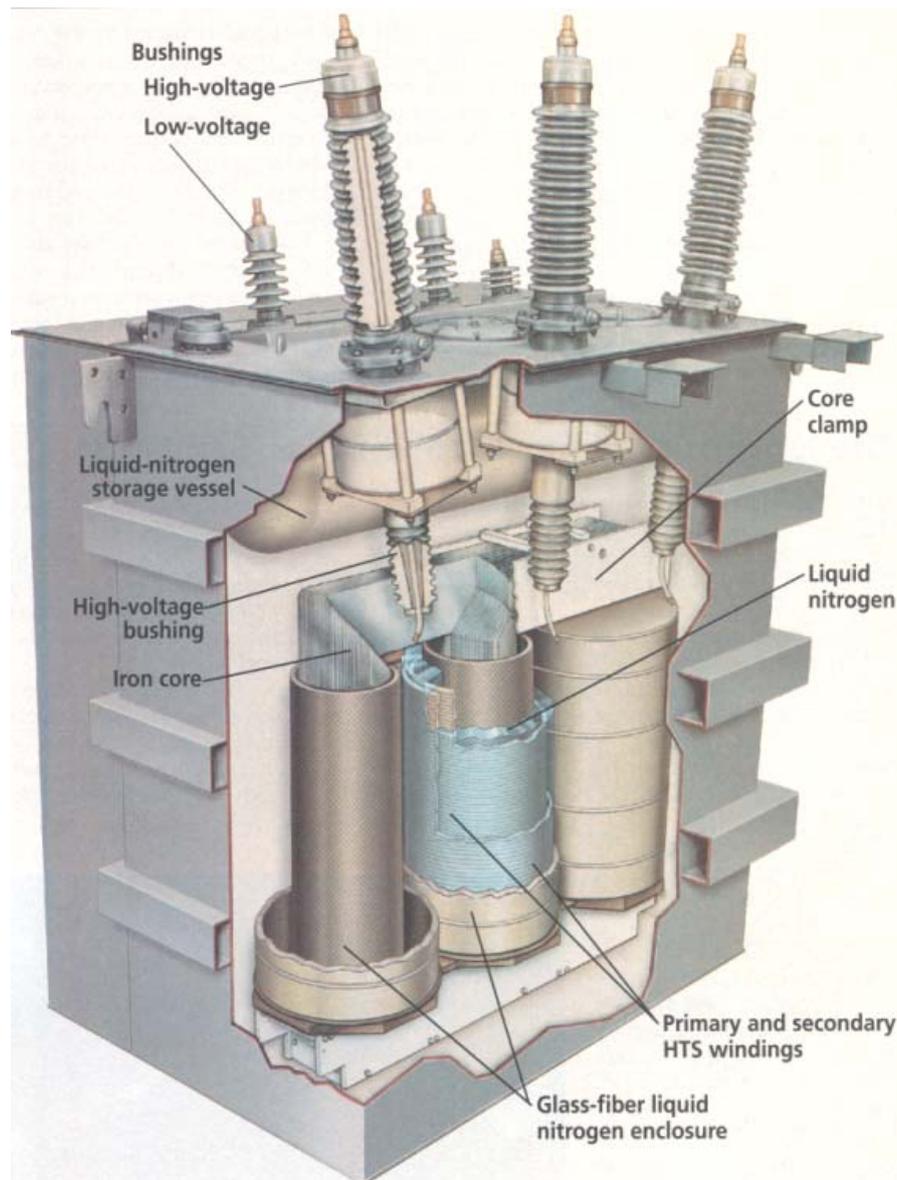


Bild 2.2.4-5: Dreiphasiger HTSL-Netztransformator mit warmem Eisenkern und LN_2 -Vorratsbehälter, alles integriert in einen gemeinsamen Vakuumbehälter zur Minimierung der Wärmeleitung zwischen warmem Eisenkern und Kryostat (Projektstudie Fa. Waukesha Electric Sys.) [2.14]

Beispiel 2.2.4-4:

1 MVA, Lokomotivtransformator, 1-phasig, 16 2/3 Hz, 25 kV/2 x 1.4 kV, 40 A / 2 x 360 A, $u_k = 25 \%$, Bi(2223)-Bandleiter, LN_2 -Kühlung, Zwangsumlaufströmung, 67 K, kalter Eisenkern, Kerninduktion 1.7 T, Abmessungen: Höhe des Eisenkerns: 1080 mm, Außendurchmesser der Spulen: US: 228 mm, 382 mm, OS: 304 mm, Spulenhöhe: 500 mm.

Kryostat im vakuumdichten Kessel: L x B x H = 1140 x 832 x 420 mm

US-Spule: Röhrenspulen, 13 Bandleiter zu einem ROEBEL-Stab verdreht,

OS-Spule: Scheibenspule mit 9 Scheiben.

Bei Ausfall der Fahrdrachtspannung wird das Kühlaggregat abgeschaltet, die Umwälzpumpe wird aus der Bordbatterie versorgt. Durch den kalten Eisenkern dauert es in diesem Betriebszustand 6 h, bis sich die Wicklung von 67 K auf 77 K erwärmt. Bei Ausfall der Pumpe halbiert sich diese Zeit in etwa.

Kühlung: Umwälzpumpe mit 75 W elektrischer Aufnahmeleistung, Vierzylinder-Stirling-Maschine (10 % Wirkungsgrad), kühlt bei 20 °C Umgebungstemperatur aus dem Trans-

formator maximal 2 kW Verluste bei 67 K (Überlast); sie benötigt folglich 23 kW elektrische Anschlussleistung. Steigt die Umgebungstemperatur über 20°C, wird eine zusätzliche Rückkühlanlage bis max. 50°C Umgebungstemperatur mit 33% Wirkungsgrad eingesetzt.

| Einphasen-Transformator für 1.1 MVA, 16 2/3 Hz | Konventionell: Kupfer- wicklung, ölgekühlt | HTSL-Wicklung, LN ₂ -gekühlt |
|---|---|--|
| Daten | 15 kV/ 816 V, $u_k = 50 \%$ | 25 kV/2 x 1.4 kV, $u_k = 25 \%$ |
| Summenverluste | 92 kW | $P_d = 550 \text{ W}$, $P_{\text{Kühl}} = 7250 \text{ W}$: 7.8 kW |
| Masse | 4800 kg | 2200 kg |
| Volumen (Kern + Spulen) | 690 dm ³ | 360 dm ³ |

Tabelle 2.2.4-2: 1.1 MVA-Einphasen-Loktransformator: Vergleich von konventionell ölgekühltem und HTSL-Transformator (Sinusbetrieb) [2.15]

2.2.5 Rotierende elektrische Maschinen mit Supraleiter-Wicklung

a) Einsatzmöglichkeiten von Supraleitern in elektrischen Maschinen

Bei rotierenden elektrischen Maschinen wird die **antreibende Umfangskraft** (Motorbetrieb) entweder durch **Lorentz-Kräfte** oder magnetische **Reluktanzkräfte** erzeugt.

Lorentz-Kraft F : Ein stromdurchflossener Leiter (Strom I , Leiterlänge l) erfährt im Magnetfeld (Luftspaltfeld B_δ im Luftspalt zwischen Stator/Ständer und Rotor/Läufer) eine Kraft, die maximal ist, wenn Stromrichtung und Feldrichtung einen rechten Winkel bilden. Die Kraft F wirkt normal sowohl zur Stromflussrichtung als auch zur Feldrichtung. Bei z Leitern am Umfang des Motors ist die Kraft z -mal so groß. Mit dem halben Läuferdurchmesser $d/2$ als Hebelarm ergibt sich daraus das elektromagnetische Drehmoment M_e .

$$\vec{F} = I(\vec{l} \times \vec{B}_\delta) \rightarrow F = I \cdot l \cdot B_\delta \quad \rightarrow M_e = z \cdot I \cdot l \cdot B_\delta \cdot (d/2) \quad (2.2.5-1)$$

Ob das Magnetfeld durch Ständerspulen oder Ständermagnete erregt wird und die stromdurchflossenen Leiter in Läufernuten angeordnet sind (Stromzufuhr über Schleifringe) oder umgekehrt, ist zunächst nebensächlich.

Reluktanzkraft F : Ist der Läufer zahnradähnlich aus einem mit Zähnen und Nuten versehenen Eisenblechpaket aufgebaut, so wird das von einer Ständerdrehfeldwicklung erzeugte Luftspaltfeld durch diese Nut-Zahn-Struktur ("**Reluktanz**") moduliert. Dieses modulierte Feld erzeugt mit den stromdurchflossenen Ständerspulen wiederum *Lorentz-Kräfte*, die den Läufer antreiben, in dem das Ständerdrehfeld den Läufer "mitschleppt".

Mit der Definition "**Strombelag**"

$$A = \frac{z \cdot I}{d\pi} \quad (2.2.5-2)$$

erhält man folgende **Dimensionierungsregel** für das elektromagnetische Drehmoment:

$$M_e \sim d^2 l \cdot A \cdot B_\delta \quad (2.2.5-3)$$

Mit der Drehzahl n des Rotors erhält man für die erzielbare mechanische Leistung :

$$P = 2\pi n \cdot M_e \quad (2.2.5-4)$$

Eine **Leistungssteigerung** ist folglich dadurch möglich, dass- bei unveränderten Maschinenabmessungen die **Drehzahl erhöht** wird, was vor allem bei großen Maschinen durch die steigenden Fliehkräfte meist nicht möglich ist,

- die **Abmessungen vergrößert** werden (Durchmesservergrößerung hat Fliehkraftgrenze, Längenvergrößerung hat Durchbiegungsgrenze ... "Biegeeigenfrequenz"),
- der **Strombelag erhöht** wird, was wegen der erhöhten *ohm'schen* Verluste eine intensivere Kühlung erfordert,
- die **Flussdichte erhöht** wird, was durch die Sättigung des Eisens begrenzt wird (maximal ca. 1.1 T, da in den Zähnen als magnetischer Engpass sich die Flussdichte etwa auf den doppelten Wert erhöht).

⇒ *Supraleitende Arbeitswicklung:*

Durch supraleitende Spulen in der Arbeitswicklung kann der **Strombelag erhöht** werden, **ohne** zusätzliche *ohm'sche* Verluste in Kauf nehmen zu müssen. Bei Wechselstromwicklungen sind allerdings die Wechselstromverluste im SL zu beachten.

⇒ *Supraleitende Erregerwicklung:*

Durch **supraleitende Erreger­spulen** kann das **Magnetfeld im Luftspalt deutlich erhöht** werden, ohne zusätzlichen Erregerstrom aufwenden zu müssen. Die Sättigung des Eisens, vor allem in den Zähnen zwischen den Wicklungsnuten (magnetischer Engpass), muss dadurch vermieden werden, dass die Zähne entfernt werden. An deren Stelle können zusätzliche Spulen angebracht werden, was zwar eine besondere Befestigung dieser Spulen erforderlich macht, aber den Strombelag ohne weitere Maßnahmen verdoppelt ("**Luftspaltwicklung**"). Der resultierende große magnetisch wirksame Luftspalt (mechanischer Luftspalt δ plus Leiterhöhe) bedeutet einen **enorm hohen Erregerbedarf**, der aber mit SL-Erreger­spulen **verlustlos** möglich ist.

⇒ *Supramagnete:*

Werden **supraleitende Massiveile** im normalleitenden Zustand in einem hohen Magnetfeld von z. B. 4 T in den SL-Zustand abgekühlt, so werden die Flussröhren in der *Shubnikov-Phase* „eingefroren“. Jede Änderung des Felds ($d\Phi/dt$) erzeugt gemäß dem *Faraday'schen* Induktionsgesetz eine induzierte Spannung im SL, die wegen $R = 0$ kurzgeschlossen ist, so dass sofort Supraströme fließen, die eine Flussänderung verhindern.

$$u_i = -\frac{d\Phi}{dt} = 0 \quad \rightarrow \Phi = \text{konst.} \quad (2.2.5-5)$$

Auf diese Weise ist ein **supraleitender Permanentmagnet** erzeugt worden, dessen "Remanenzflussdichte" deutlich höher ist als die konventioneller Selten-Erd-Magnete. Mit diesen Magneten lassen sich ebenfalls sehr hohe Flussdichten im Luftspalt erzeugen.

⇒ *Verstärkung des Reluktanzeffekts durch Flussverdrängung:*

Werden in die Nuten eines **Reluktanzläufers** massive Supraleiter eingefügt und im feldfreien Zustand in den SL-Zustand abgekühlt, so gilt wieder (2.2.5-5), nun aber mit $\Phi = 0$. Das Magnetfeld kann nun nicht in die Nuten eindringen, da Supraströme dies verhindern. Dadurch wird der Reluktanzeffekt (Modulation des Magnetfelds durch die Nut-Zahn-Struktur) verstärkt und die Kraft auf den Läufer bei gleichem Ständerstrombelag erhöht.

⇒ *Nutzung des Hysterese-Drehmoments:*

Weiter ist der unerwünschte Effekt der Hystereseverluste in HTSL-Y(123)-Massivläufern dazu ausgenutzt worden, den Läufer als **Hystereseläufer** auszubilden. In dem still stehenden Läufer wird beim Einschalten vom Drehfeld große Hystereseverluste hervorgerufen. Die dadurch bewirkte Phasenverschiebung zwischen dem Luftspaltfeld und dem erregenden Ständerstrombelag bewirkt ein elektromagnetisches Drehmoment, mit dem der Läufer anläuft. Dieses Drehmoment ist unabhängig vom Schlupf zwischen Läufer und Drehfeld. Sobald der Läufer synchron läuft, bilden die Supraströme des Läufers quasi ein Permanentmagnetfeld, so dass Synchronbetrieb dauernd möglich ist. Da der Hystereseeffekt den Läufer im Asynchronlauf erwärmt, darf er nicht zu groß sein, sonst quencht der SL-Läufer. Daher ist das Hystereseprinzip auf kleine Läufer mit entsprechend geringerer Ausnützung beschränkt.

Fazit:

Der Einsatz von Supraleitern erlaubt bei elektrischen Maschinen eine Erhöhung der Luftspaltflussdichte und des Strombelags, so dass bei gleicher Leistung kleinere Abmessungen möglich sind. Beispielsweise ist durch Übergang auf eine Luftspaltwicklung eine Verdopplung des Strombelags möglich, was bei gleicher Flussdichte eine Halbierung der Aktivmassen bedeutet. Es entfallen die ohm'schen Verluste in den SL-Wicklungen. Die Ummagnetisierungsverluste im Aktiveisen und die Gasreibungsverluste an der Läuferoberfläche sinken wegen des verringerten Volumens, so dass trotz der erhöhten Kühlungsverluste der Wirkungsgrad steigt.

b) Auswahl geeigneter Maschinentypen für den Einsatz von Supraleitern

⇒ *Unipolarmaschine:*

Da SL am besten für Gleichstrom geeignet sind, ist die "reine" Gleichstrommaschine, nämlich die **Unipolarmaschine**, der ideale Maschinentyp für SL. Da sie aber bauartbedingt niedrige Spannungen und hohe Ströme hat, die noch dazu über große Schleifringssysteme aus dem Läufer abgenommen werden müssen, ist sie nur bedingt interessant.

⇒ *Gleichstrommaschine:*

Die "**klassische**" **Gleichstrommaschine** (Kommutator-Heteropolarmaschine) führt im Läufer Wechselstrom, der über den Kommutator und Kohlebürsten gleichgerichtet wird, wobei Funkenbildung an den Bürsten proportional zur Höhe des Läuferstroms ("Reaktanzspannung"; bedingt durch den Läuferwechselstrom) auftritt. Wegen der Wechselstromverluste und der Funkenbildung ist eine SL-Ausführung der Läuferwicklung ungünstig. Nur die Erregerwicklung im Ständer führt Gleichstrom und ist daher für SL geeignet. Daher ist dieser Maschinentyp für den SL-Einsatz weniger geeignet.

⇒ *Drehfeldmaschinen:*

Drehfeldmaschinen (Synchron- und Asynchronmaschinen) haben im Ständer eine Drehstrom-Wicklung. Ähnlich wie bei der Gleichstrommaschine sind daher die Wechselstromverluste nachteilig für den SL-Betrieb. Während konventionelle Drehfeldmaschinen mit Luft-Innenkühlung je nach Baugröße Strombeläge von typisch 400 ... 800 A/cm aufweisen, kann der Strombelag durch intensivierete Kühlung (hohlgebohrte Leiter mit Wasserstoffgas- oder Wasserkühlung deutlich erhöht werden, erst recht aber mit SL (Bild 2.2.5-2). Das Eigenfeld in der Nut – erregt durch die Ströme in den Leitern in der Nut – ist bei hohem Strombelag aber ebenfalls sehr hoch. Nut- und Zahnbreite werden i. a. etwa gleich groß gewählt ($b_Q \cong b_d$), daher gilt für die Durchflutung je Nut:

$$\Theta_Q = A \cdot (b_Q + b_d) \cong 2A \cdot b_Q \quad (2.2.5-6)$$

Mit dem Durchflutungssatz und ungesättigtem Eisen folgt gemäß Bild 2.2.5-1 für das Nutenquerfeld (Eigenfeld) an der Nutöffnung:

$$B_Q = \mu_0 H_Q = \mu_0 \frac{\Theta_Q}{b_Q} \cong \mu_0 \cdot 2A \quad (2.2.5-7)$$

Beispiel 2.2.5-1:

Strombelag $A = 2000 \text{ A/cm}$, $B_Q = 0.5 \text{ T}$. Dies ist deutlich höher als beim supraleitenden Kabel oder beim SL-Transformator und führt zu ungünstig hohen Wechselstromverlusten.

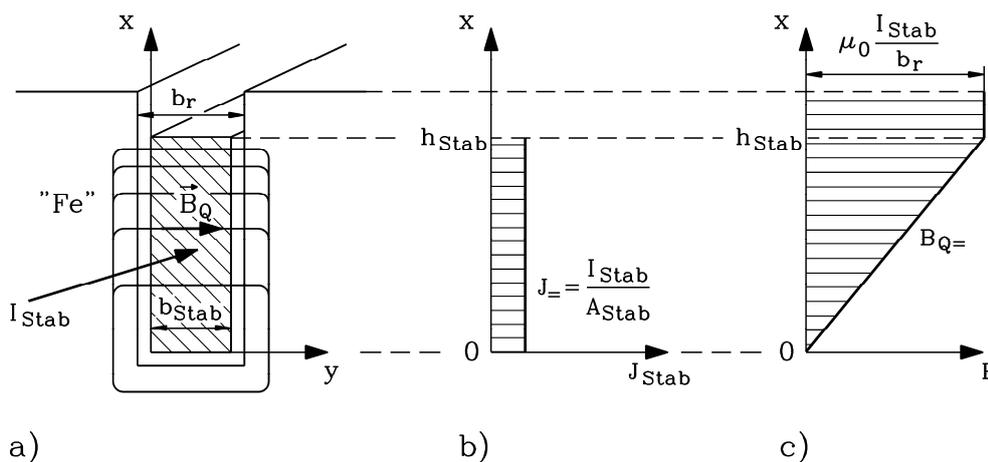


Bild 2.2.5-1: Eigenfeld eines Nutenleiters: a) Feldbild, b) Stromdichteverteilung im Leiter, c) Feldverteilung

Wählt man eine **Luftspaltwicklung**, so sind die Leiter nun dem Hauptfeld selbst in voller Stärke ausgesetzt, das mindestens 1 T betragen sollte, um die Maschine gut auszunützen.

Weiter ist zu beachten, dass die Leiter im Eigenwechselfeld **elektromagnetischen Wechselkräften** ausgesetzt sind. Das mit der Ständerfrequenz f pulsierende Querfeld B_Q in (2.2.5-7) erzeugt mit dem (ebenfalls mit f pulsierenden) Wechselstrom I in jedem Nutenleiter eine LORENTZ-Kraft $F \sim B_Q I$, die wegen $\sin(2\pi ft) \cdot \sin(2\pi ft) = (1 - \cos(2\pi \cdot 2f \cdot t)) / 2$ zwar einen konstanten, zum Nutgrund gerichteten Anteil hat, aber mit doppelter Ständerfrequenz pulsiert. Diese Belastung muss vor allem bei Einsatz der spröden Nb₃Sn- und der HTSL-BSCCO-Bandleiter durch entsprechende mechanische Vorspannung der Leiter abgefangen werden, um Eigenbewegungen der Leiter zu vermeiden.

Fazit:

Wegen des hohen Felds im Bereich der Wechselstromwicklung wird zumeist auf eine SL-Ausführung der Ständer-Drehfeldwicklung verzichtet und stattdessen eine konventionell gekühlte Cu-Wicklung (bei großen Maschinen mit verseilten Einzelleitern (ROEBEL-Stäbe)) verwendet. Bei den spröden keramischen HTSL-Materialien sind auch die in AC-Wicklungen auftretenden Wechselkräfte eine wesentliche Dimensionierungsgröße.

Asynchronmaschinen erzeugen ihr Drehmoment dadurch, dass in die kurzgeschlossene Läuferwicklung Spannungen induziert werden, die Läuferströme treiben, die mit dem Luftspaltfeld Lorentz-Kräfte bilden. Dazu muss der Läufer asynchron zum Drehfeld rotieren, damit eine Wechselflussverkettung mit der Läuferwicklung entsteht. Ist nun diese Wicklung supraleitend, so gilt wieder (2.2.5-5), was zu Folge hat, dass die induzierten Supraströme den

Fluss aus dem Läufer völlig verdrängen. Sie bilden daher kein elektromagnetisches Drehmoment mit dem Ständerfeld. **Daher ist die Asynchronmaschine mit supraleitendem Läuferkäfig nicht asynchron betreibbar.** Nur wenn die Wicklung ausgeprägte Wechselstromverluste zulässt und damit teilweise resistiv wirkt, ist asynchroner Betrieb möglich. Diese Verluste widersprechen aber dem Sinn der SL in elektrischen Maschinen, den Strom möglichst verlustlos zu transportieren.

Bei den **Synchronmaschinen** rotiert der Läufer gleich schnell wie das Ständerdrehfeld. Er erhält daher im Stationärbetrieb keine Wechselflussverkehlung, es wird keine Spannung im Läufer induziert. Der Läuferstrom wird als **Gleichstrom** über Schleifringe der Läuferwicklung zugeführt. Das von ihm erregte Magnetfeld bildet mit dem Ständerstrombelag die gewünschte Kraft. Diese Läuferwicklung kann als SL-Wicklung ausgeführt werden (Bild 2.2.5-2).

| Kühlung: | Luft indirekt | Wasserstoff direkt | Wasser | Flüssiges Helium |
|---|-------------------------------------|-----------------------|--------|---------------------|
| Wärme- abfuhr | | | | |
| | Leitergröße für gleiche Stromstärke | | | |
| Strom- dichte A/mm ² | 3 | 13 | 16 | 220 |
| Strom- wärme- verluste kW/m ³ | 200 | 3500 | 5200 | 0 |

Bild 2.2.5-2: Typische Stromdichten in Gleichstrom-Erregerwicklungen großer Synchronmaschinen [2.1]

Alternativ dazu kann der Läufer mit **supraleitenden Permanentmagneten**, mit flussabweisenden Supraleitern in den Nuten (Pollücken) eines **Reluktanzläufers** oder als **Hystereseläufer** ausgeführt werden, was bei kleinen Motoren mit HTSL-Y(123) versuchsweise ausgeführt wird.

Fazit:

Für den Einsatz von Supraleitern in elektrischen Maschinen eignen sich die Unipolarmaschine und alle Arten von Synchronmaschinen. Da die Unipolarmaschine sehr hohe Ströme über Schleifringssysteme führen muss, wird die Synchronmaschine favorisiert.

c) Supraleitende Unipolarmaschine

An Hand der **Faraday'schen Scheibe** (Bild 2.2.5-3a) ist erkennbar, dass das Magnetfeld nur in einer Richtung durch den rotierenden Teil (leitfähige Scheibe, "Anker"), also **unipolar**, tritt. Der Rückschluss des Felds findet außerhalb der Scheibe statt. Dreht sich die Scheibe mit der Winkelgeschwindigkeit $\Omega_m = 2\pi m$ in einem rotationssymmetrischen Magnetfeld, so induziert dessen Normalkomponente $B(r)$ auf Grund der Bewegungsinduktion die elektrische Feldstärke

$$\vec{E}_b = \vec{v} \times \vec{B} \quad \rightarrow \quad E_b(r) = v(r) \cdot B(r) = \Omega_m r \cdot B(r) \quad , \quad (2.2.5-8)$$

so dass zwischen der Scheibenmitte $r = 0$ und den Scheibenrand $r = R$ eine **induzierte Gleichspannung**

$$U_i = \int_0^R \vec{E}_b \cdot d\vec{s} = \int_0^R E_b(r) dr = \int_0^R \Omega_m B(r) r dr \quad (2.2.5-9)$$

auftritt. Wird $B(r)$ mit einem mittleren Wert B abgeschätzt, so folgt:

$$U_i = \Omega_m \cdot B \cdot R^2 / 2 \quad \rightarrow P_i = U_i I \quad (2.2.5-10)$$

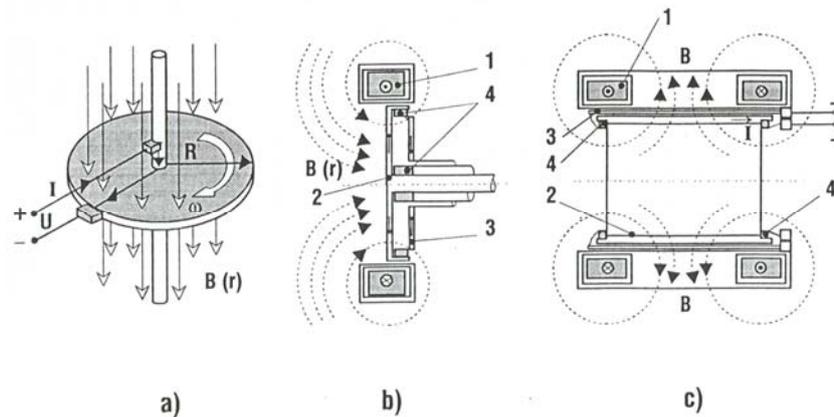


Bild 2.2.5-3: Supraleitende Unipolarmaschine: a) Prinzip: Faraday'sche Scheibe, b) Scheibentyp, c) Trommeltyp [2.1], 1: Supraleiterspule mit Kryostat, 2: rotierende Scheibe bzw. Trommel, 3: feste Reaktionsscheibe bzw. -trommel, 4: Stromabnahme

Die Spannung ist somit klein, da die Scheibe wie ein einziger Ankerleiter wirkt. Beim Trommeltyp sind diese am Umfang verteilten Ankerleiter alle parallel zu schalten. Es ist damit ein großer Strom möglich, aber der muss über ein großes Bürsten-Schleifringssystem mit entsprechend hohen elektrischen und mechanischen Bürstenverlusten abgenommen werden. Es nützt auch nichts, den Anker ruhen und den Erregerteil rotieren zu lassen, um diesen großen Bürstenapparat zu vermeiden. Da die Ankerleiter ruhen, ist $\Omega_m = 2\pi m = 0$, so dass die **bewegungsinduzierte Spannung** Null ist. Die **transformatorisch induzierte Spannung** ist aber ebenfalls Null, ($u_i \sim -\partial B / \partial t = 0$), da auf Grund der Rotationssymmetrie (B hängt nur von r , aber nicht vom Umfangswinkel ab) die ruhenden Ankerleiter keine zeitliche Magnetfeldänderung erfahren, wenn der Ständer rotiert. Daher ist die Unipolarmaschine ziemlich unpraktikabel außer im Sonderanwendungsfall "niedrige Spannung/hoher Strom", wie z. B. für elektromagnetisch angetriebene "Launcher" oder "Rail-Guns".

Der Einsatz der Supraleitung kann die Betriebseigenschaften verbessern. Wenn die Gleichstromspulen des Ständers aus SL-Material ausgeführt werden, kann **B verlustlos deutlich erhöht** werden (von z. B. 1 T auf 3 T), so dass die Spannung höher wird. Bei den Solenoidspulen des SMES wurde gezeigt, dass die höchsten Feldstärken an der Leiteroberfläche auftreten. Auch die Ringerregerspulen der Unipolarmaschine sind Solenoide. Eine Flussdichte $B = 3$ T am Ort der Ankerleiter bedeutet an den Erregerspulen selbst eine deutlich höhere Flussdichte von (je nach Geometrie der Maschine) 8 ... 10 T, so dass für NbTi-SL die kritische Feldstärke unter Gleichstrombedingungen erreicht wird. Daher ist das Potential der Felderhöhung mit dieser Technologie begrenzt. Dies und die anderen o. g. Nachteile führten dazu, dass die supraleitende Unipolarmaschine z. Zt. nicht weiter entwickelt wird. Allerdings wurde ein 300 kW-Unipolar-Schiffsantrieb der *U.S. Navy*, der mit LTSL-Erregerspulen ausgerüstet war (4.2 K-Kühlung), nun auf HTSL-BSCCO-Bandleiterspulen umgerüstet.

Beispiel 2.2.5-2:

Kraftwerk *Fawley*, England, Kesselspeisepumpenantrieb: Unipolarmotor (Trommeltyp) 2.4 MW, 200/min, Getriebe zur Pumpe, supraleitende Erregerwicklung, Solenoid-Erregerwicklung, Ringkryostat, LHeI-Kühlung, NbTi-Leiter, 2 Jahre Probebetrieb

Fazit:

Somit verbleibt für den Einsatz von SL für elektrische Maschinen nur die Synchron-Bauart, die mit LTSL in unterschiedlichen Baugrößen zur Serienreife entwickelt worden ist und z. Zt. für HTSL mit großen Anstrengungen weiterentwickelt wird.

d) Kühlung rotierender Wicklungen

Bei großen Synchronmaschinen (10...1000 MW-Bereich) kommt z. Zt. nur eine elektrische Gleichstrom-Erregung des Polrads (Läuferwicklung) in Frage, da mit dieser variablen Erregung die Blindleistung der Maschine kapazitiv, induktiv oder auf $\cos\varphi = 1$ eingestellt werden kann. Im Gegensatz zu ruhenden Wicklungen kommt die Fliehkraftwirkung auf das mitrotierende Kühlmittel erschwerend hinzu. Dies wird am Beispiel von LHeI erläutert.

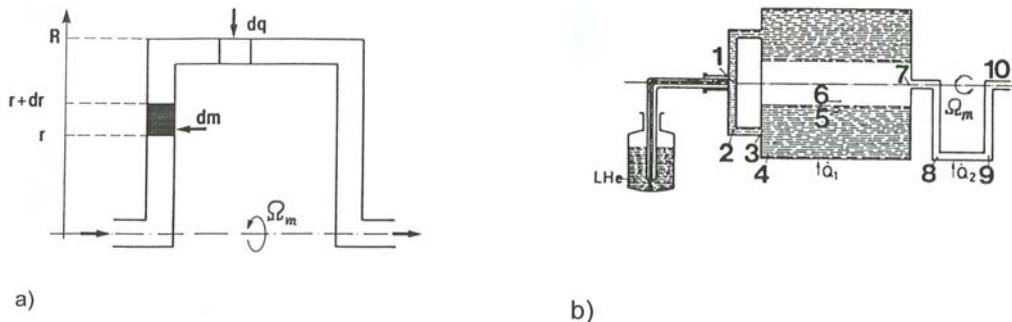


Bild 2.2.5-4: Kühlung rotierender Wicklungen: a) Druckerhöhung in einem rotierenden radialen Strömungskanal: differentielles Massenelement dm des Kühlmediums, r : Radius, dq : differentielle zugeführte Wärmemenge, b) Aus a) abgeleitetes Kühlprinzip in rotierenden SL-Läuferwicklungen mit LHeI: Q_1 : zugeführte Wärmemenge aus der SL-Wicklung, Q_2 : zugeführte Wärmemenge aus dem warmen Läuferisen [2.1]

Das zunächst naheliegende Kühlkonzept wäre

- Zufuhr von LHeI an der Welle (Radius $r = 0$), wo die Umfangsgeschwindigkeit klein ist und daher die Dichtung beherrscht werden kann,
- Beförderung des Kühlmittels unter Fliehkraftwirkung $dF(r) = dm \cdot r \cdot \Omega_m^2$ an den Rotorumfang ($r = R$), wo die SL-Wicklung in Nuten liegt,
- Erwärmung und Verdampfung des Kühlmittels am Umfang durch die Kryostatverluste,
- Abfluss des Dampfes über einen zweiten Radialkanal zur Wellenmitte zu einem zweiten Dichtsystem.

Die Schwierigkeit besteht nun darin, dass das unter Fliehkraft komprimierte Kühlmittel sich erwärmt, noch bevor es kühlen kann. Die Druckerhöhung im Kanal durch Fliehkraft ist

$$dp(r) = dF(r) / A_k = dm \cdot r \cdot \Omega_m^2 / A_k = \rho \cdot (dr \cdot A_k) \cdot r \cdot \Omega_m^2 / A_k = \rho \cdot dr \cdot r \cdot \Omega_m^2 \quad (2.2.5-11)$$

Resultierende Druckerhöhung zwischen $r = 0$ und $r = R = 0.5m$:

$$\Delta p = \int_0^R dp(r) = \int_0^R \rho \cdot r \cdot \Omega_m^2 \cdot dr = \rho \cdot R^2 \cdot \Omega_m^2 / 2 \quad (2.2.5-12)$$

Beispiel 2.2.5-3:

Zweipoliger ($2p = 2$) 50 Hz-Turbogenerator ($f = 50$ Hz), Rotordurchmesser $d = 2R = 1$ m (Fliehkraftgrenze für 20 % "Overspeed"-Reserve im Störfall):

$$n = f / p = 50 / 1 = 50 / s = 3000 / \text{min}$$

$$\Delta p / \rho = R^2 \cdot \Omega_m^2 / 2 = 0.5^2 \cdot (2\pi \cdot 50)^2 / 2 = 12.4 \text{ kWs} / \text{kg}$$

Temperaturerhöhung eines idealen Gases bei Druckerhöhung:

$$\text{Ideale Gasgleichung: } p \cdot V = \nu_m \cdot R \cdot T \quad (2.2.5-13)$$

(Ideale Gaskonstante: $R = 8.31 \text{ J}/(\text{K} \cdot \text{mol})$, ν_m : Anzahl von Molen des Stoffes je kg Masse)

$$p \cdot V / M = p \cdot V / (\rho \cdot V) = p / \rho = \nu_m \cdot R \cdot T / M \quad \rightarrow \Delta p / \rho = \nu_m \cdot R \cdot \Delta T / M \quad (2.2.5-14)$$

Beispiel 2.2.5-4: (Ergänzung zu Bsp. 2.2.5-3)

Behandlung von He näherungsweise als ideales Gas:

1 Mol eines Gases enthält N_A Moleküle ($N_A = 6 \cdot 10^{23}$: Avogadro-Konstante). Mit der Masse eines Helium-Gasmoleküls von $m_{He} = 6.64 \cdot 10^{-27} \text{ kg}$ folgt für die Masse eines Mols He-Gas:

$N_A \cdot m_{He} = 6 \cdot 10^{23} \cdot 6.64 \cdot 10^{-27} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ kg}$. Demnach umfasst $M = 1 \text{ kg}$ He-Gas die Stoffmenge von $\nu_m = 250 \text{ Mol}$: $\nu_m = M / (N_A m_{He}) = 1 \text{ kg} / (4 \cdot 10^{-3} \text{ kg}) = 250$. Aus (2.2.5-14) und mit $\Delta p / \rho = 12.4 \text{ kWs} / \text{kg}$ folgt:

$$\Delta T = (M / \nu_m) \cdot (\Delta p / \rho) / R = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 12400 / 8.31 = 6 \text{ K}$$

Fazit:

Die Erwärmung des He-Gases bei Kompression entsprechend $\Delta p / \rho = 12.4 \text{ kWs} / \text{kg}$ beträgt unter der Annahme eines idealen Gases ca. 6 K. Wegen der Abweichung vom idealen Gaszustand ist die Erwärmung kleiner und von Druck und Temperatur abhängig: Größenordnung ca. 2 K.

Beispiel 2.2.5-5: (Ergänzung zu Bsp. 2.2.5-3)

Berechnung der Druckerhöhung im He:

(i) bei He-Gas: He-Gasdichte bei 1 bar, 273 K: $\rho = 0.178 \text{ kg}/\text{m}^3$

Umrechnung der Gasdichte mit (2.2.5.-14):

$$\frac{\rho_1}{\rho_2} = \frac{T_2 p_1}{T_1 p_2}$$

(i) a) $T = 300 \text{ K}$, $p = 1 \text{ bar}$: $\rho = 0.162 \text{ kg}/\text{m}^3$: $\Delta p = 12.4 \text{ kWs} / \text{kg} \cdot \rho = 2008 \text{ Pa} = 0.02 \text{ bar}$

(ii) b) $T = 3 \text{ K}$, $p = 0.3 \text{ bar}$: $\rho = 4.86 \text{ kg}/\text{m}^3$: $\Delta p = 12.4 \text{ kWs} / \text{kg} \cdot \rho = 60256 \text{ Pa} = 0.6 \text{ bar}$

(ii) Flüssiges LHeI bei 1 bar, 4.2 K: $\rho = 124.8 \text{ kg}/\text{m}^3$

$$\Delta p = 12.4 \text{ kWs} / \text{kg} \cdot \rho = 1547520 \text{ Pa} = 15.5 \text{ bar}$$

Fazit:

Während bei Raumtemperatur die Gaskompression durch Fliehkraft in einem Turboläufer mit 1 m Durchmesser bei 3000/min mit 0.02 bar sehr klein ist, beträgt sie bei flüssigem LHeI-Helium bereits ca. 15.5 bar.

Mit den dargestellten Erkenntnissen lässt sich das **gängige Kühlprinzip rotierender Wicklungen mit LHeI** (Bild 2.2.5-4) verstehen:

- 1: Aus einem Hochbehälter (LHeI-Tank) fließt LHeI zufolge der Schwerkraft selbständig mit 4 K, 1 bar (Luftdruck) der Welle zu.
- 2: Durch Fliehkraft wird LHeI an die Peripherie befördert und dabei komprimiert und erwärmt: 7 K, 15 bar.

- 3-4: Im hohlen Rotor befindet sich eine große LHeI-Menge, die zu Beginn des Betriebs so weit abgekühlt war, dass sie bei Rotation etwa 4 K bei 15 bar aufweist. Daher kühlt sich die zuströmende LHeI-Menge ebenfalls auf 4 K infolge Durchmischung ab.
- 5-6: Durch die noch zu erläuternde Pumpwirkung des Kanals 7-8-9-10 (Unterdruckbildung im Läuferinneren) ist im Läuferinneren (Punkt 6) das He-Gas auf 0.3 bar, 3 K gekühlt. Durch die Fliehkraftdifferenz zwischen 4 und 5 ist der Druck in Punkt 5 wieder auf 1 bar und die Temperatur von LHeI von 4 K auf 3 K abgesunken. Die aus der SL-Wicklung abzuführende Verlustleistung \dot{Q}_1 verdampft LHeI bei 3 K gegen den Dampfdruck von 0.3 bar. Weil He-Gas leichter ist als LHeI, ist innen das Gas und außen die Flüssigkeit.
- 7-8: Das He-Gas wird durch die Pumpwirkung des Kanals 7-8 aus dem Läuferinneren abgesaugt und von 3 K, 0.3 bar auf 1.02 bar, 6 K komprimiert.
- 8-9: Die Verlustleistung \dot{Q}_2 aus dem warmen Läuferisen erwärmt bei 1.02 bar das He-Gas auf 302 K.
- 9-10: Durch den rotierenden Kanal 9-10 ergibt sich zwischen dem auf Raumtemperatur 300K, 1 bar Luftdruck befindlichen He-Gas (Punkt 10) und Punkt 9 die Druckdifferenz 0.03 bar, 2 K. Diese geringe Druckerhöhung des auf hoher Temperatur befindlichen Gases ergibt gemeinsam mit der hohen Druckerhöhung des auf niedriger Temperatur befindlichen Gases zwischen 7 und 8 die resultierende Pumpwirkung, die – ausgehend von 300 K Raumtemperatur und 1 bar Luftdruck – die Temperatur- und Druckniveaus bis zum Punkt 6 hin festlegt. Die veränderliche Höhe von \dot{Q}_1 je nach Betriebszustand verändert nur die Abdampftrate.

e) Aufbau LTSL-Synchronmaschinen mit elektrischer Polraderregung

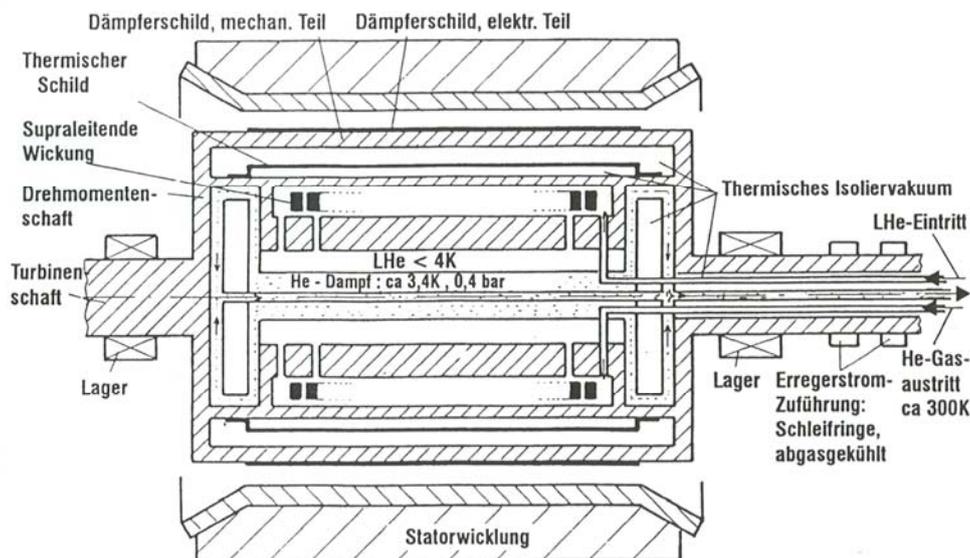


Bild 2.2.5-5: Prinzipieller Aufbau einer supraleitenden Synchronmaschine [2.1]

Der **Läufer** ist aus massivem Eisen, das entsprechend hohl ausgeführt ist, gefertigt. Es muss **austenitischer Stahl** (amagnetisch!) verwendet werden, da konventioneller Stahl bei tiefen Temperaturen versprödet. An der Nichtantriebsseite wird LHeI zugeführt und He-Gas mit einer zweiten Leitung abgeführt. Die in den Läuferfugen liegende **SL-Wicklungen** (konzentrische Spulen, Bild 2.2.5-6) wird von dem LHeI gekühlt, dessen Dampf danach in zwei als Pumpen ausgebildeten radialen Kühlkanälen zu beiden Seiten des Läufers (Antriebs- und Nichtantriebsseite) abgesaugt wird. Die beiden "Pump"kanäle kühlen dabei das Läuferisen und verhindern so, dass von der Turbine her oder von der Erregerstromzuführung

(Schleifringe) Wärme zur SL-Wicklung fließt (Bild 2.2.5-7). Die Nuten haben am Nutgrund Verbindungskanäle zum inneren zentralen Hohlraum für die LHeI-Zirkulation. Das zuströmende kühlere He ist dichter und erfährt daher die größere Fliehkraft als das erwärmte He, so dass durch natürliche Konvektion ("**Thermosyphonwirkung**") das LHeI aus dem Zentralraum in die Nuten und zurück zirkuliert.

Die in Bild 2.2.5-6 dargestellte Gleichstromwicklung hat eine Nennstromdichte je Teil-Leiter von ca. 150 A/mm^2 und damit einen Nennstrom $11 \cdot 2,55 \cdot 150 = 4200 \text{ A}$ Nennstrom. Das maximale Eigenfeld an der Leiteroberfläche beträgt 6 T. Kritische Grenzwerte der Wicklung sind: 6 kA, 8 T, 4.2 K. Die Teilleiter sind miteinander verdreht, um Wechselstromverluste bei transientser Belastung der Synchronmaschine klein zu halten.

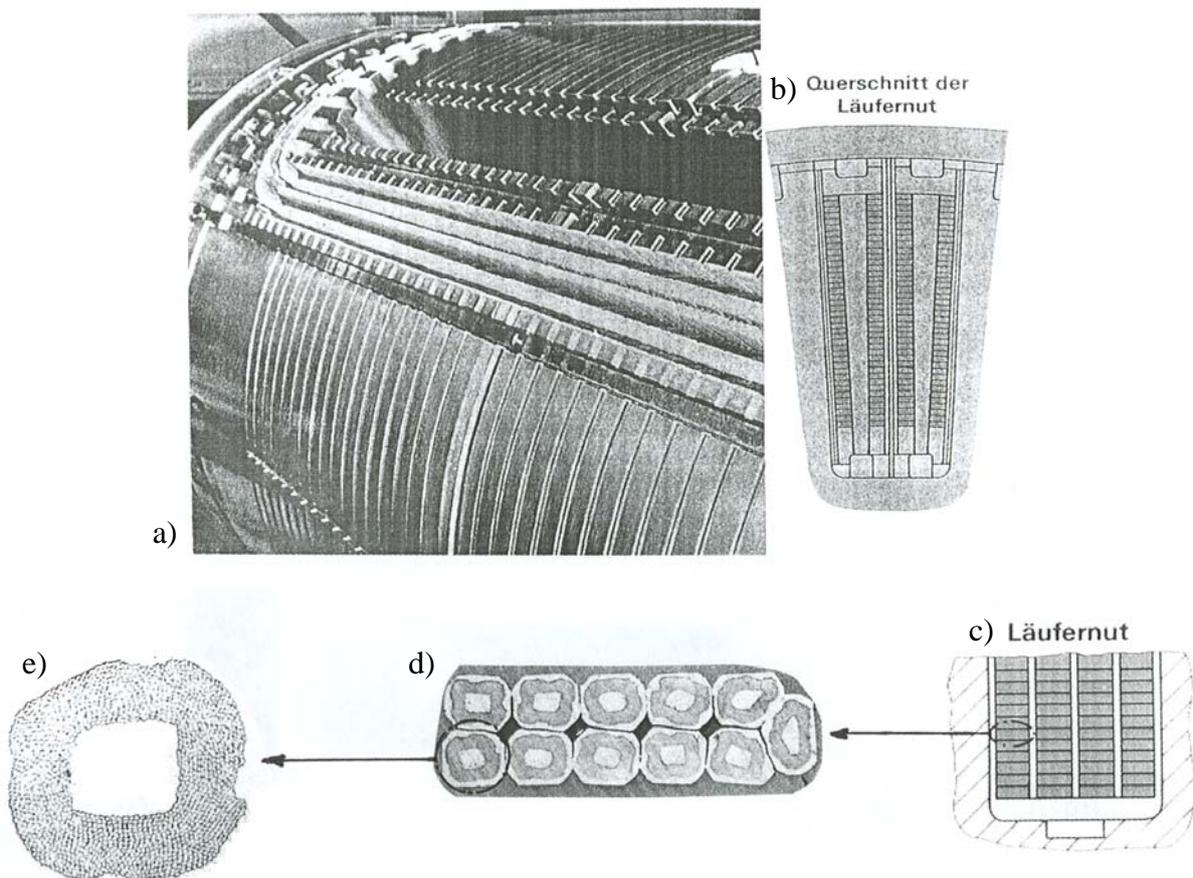


Bild 2.2.5-6: 800 MW-Turbo- Läufer: a) Rotorkörper, eingefräste Nuten für DC-Erregerwicklung, b) Läufernut-Querschnitt, c) Detail: Läufernut mit Leiteranordnung, d) Leiter: 11 parallele, miteinander verdrehte Teil-Leiter, e) Teilleiter (Durchmesser ca. 1.8 mm, $2,55 \text{ mm}^2$) aus NbTi-LTSL-Filamenten ($5 \mu\text{m}$ Durchmesser) in Cu-Matrix (Siemens AG, Mülheim)

Beispiel 2.2.5-6:

600 MVA-Turbo: Einströmende Wärmeleistung über Vakuumisolation (Strahlung), Stromzuführungen, He-Versorgung: ca. 150 W. Diese Leistung verdampft 6.5 g/s LHeI, was eine elektrische Kälteleistung von ca. $800 \times 150 = 120 \text{ kW}$ (0.02% der Nennleistung erfordert). Hinzu kommt noch die Wärmeabfuhr aus dem Läuferisen (Bsp. 2.2.5-7).

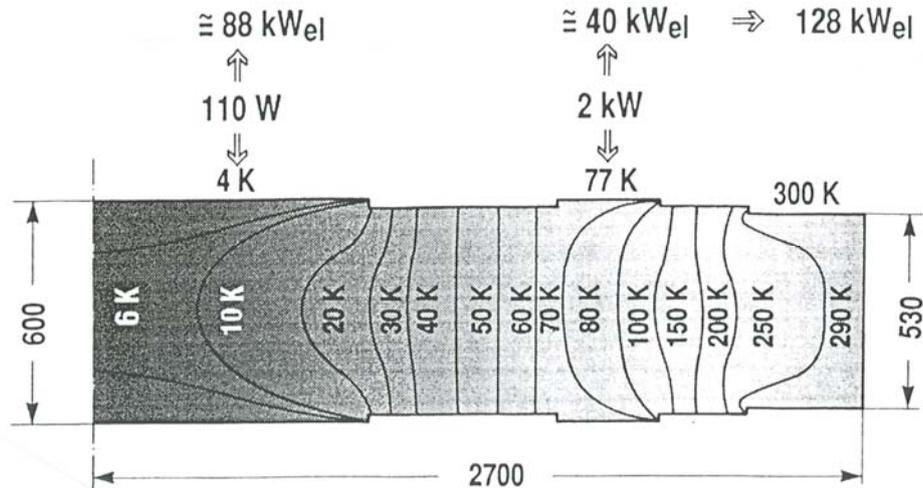


Bild 2.2.5-7: Berechnung der Temperaturverteilung in einer massiven Läuferwelle eines 600 MW-Synchrongenerators (Kaltseite: 4 K, Warmseite 300 K, Zwischenkühlung mit LN₂ auf 77 K). [2.1]

Beispiel 2.2.5-7:

Wärmeleitung in einer massiven Stahlwelle: Die in Bild 2.2.5-7 dargestellte einfache **Läufer-eisenkühlung** erfordert laut Rechnung folgenden Kühlaufwand:

- 110 W abzuführende Verluste aus der Wicklung bei 4 K: elektrische Kühlleistung ca. 800-fach: 88 kW,
- 2000 W abzuführende Verluste durch Wärmezustrom aus der Turbine bei 77 K: elektrische Kühlleistung ca. 20-fach: 40 kW,
- Summenkühlleistung: 88 + 40 = 128 kW = 0.02% von 600 MW.

Bei Anordnung der Kühlkanäle gemäß Bild 2.2.5-5 ist der Kühlleistungsbedarf deutlich geringer. Daher wird die Läuferkühlung wie in Bild 2.2.5-5 dargestellt ausgeführt.

Zur warmen AC-Wicklung im Ständer hin ist der Läufer durch einen **vakuumisolierten Hohlraum** im Läufer thermisch isoliert. Ein **thermischer Strahlungsschild** auf etwa 110 K reduziert die einfallende Strahlungswärme durch Reflexion und leitet die von ihm absorbierte Wärme seitlich in den Läuferkörper ab. Dort wird sie von den He-„Pump“kanälen abgeführt. Ein außen auf dem Läufer angebrachter **elektrischer Dämpfer** schirmt kurzzeitige Ständerfeldänderungen durch Wirbelstrombildung von der darunter liegenden SL-Wicklung weitgehend ab. Der Dämpfer soll Läuferpendelungen in ca. 0.2 ... 0.5 s abklingen lassen. Er besteht aus einem Doppelmantel (ähnlich dem Doppelkäfigläufer bei Asynchronmaschinen), wobei der äußere Mantel aus Bronze (höherer elektrischer Widerstand) und der innere Mantel aus Kupfer (niedriger elektrischer Widerstand) besteht. Die Kräfte von SL-Wicklung und Dämpfer werden über den **"Drehmomentschaft"** auf die Turbinenwelle eingeleitet.

Der **vakuumisolierte Hohlraum** mit einem Restdruck von ca. $p = 10^{-5}$ mbar hat bei einem 600 MVA-Turbogenerator ein Volumen von ca. $V = 1000 \text{ dm}^3$. Soll das Vakuum $t = 1$ Jahr bestehen bleiben, bevor erneut evakuiert wird, darf die Leckagerate L

$$L = \frac{p \cdot V}{t} = \frac{10^{-5} \cdot 1000}{3600 \cdot 8760} = 3 \cdot 10^{-10} \text{ mbar} \cdot \text{dm}^3 / \text{s} \tag{2.2.5-15}$$

nicht überschreiten. Dies beschränkt sich auf den He-Dampf, da alle anderen Stoffe (Luft, ...) an der Kaltseite (ca. 4 ... 6K) ausfriert. Da Vakuumgefäße die geforderte geringe Leckrate i. a. nicht erfüllen, wird in den kalten Teil des Vakuumraumes eine **Sorptionspumpe** integriert. Diese enthält ein Sorptionsmittel (z. B. 100 g Zeolith A), das He-Moleküle bei 4 .. 6 K

adsorbiert, so dass bei üblichen Leckagen von 10^{-7} mbar·dm³/s das Vakuum über zumindest ein Jahr aufrechterhalten wird.

Die Ständerwicklung ist als **Luftspaltwicklung** aus Stäben, bestehend aus verdrehten Cu-Teilleitern aufgebaut, die z. B. wassergekühlt sind. Die Verdrehung der Teilleiter muss so ausgeführt sein, dass sowohl das Eigenfeld ("Querfeld") als auch das Hauptfeld ("Längsfeld") möglichst geringe Wirbelstromverluste in der Wicklung hervorrufen. Die Teilleiter selbst sind aus wiederum verdrehten Litzenleitern (siehe Detail in Bild 2.2.5-8) aufgebaut. Ein Stützzylinder dient zur Fixierung der zu einwindigen Spulen verlöteten Stäbe und zur Übertragung des Drehmoments über Bolzen in das Blechpaket. Das Blechpaket dient dem magnetischen Rückschluss und schirmt dabei gleichzeitig das hohe Magnetfeld magnetostatisch gegen den Generatorausbereich ab.

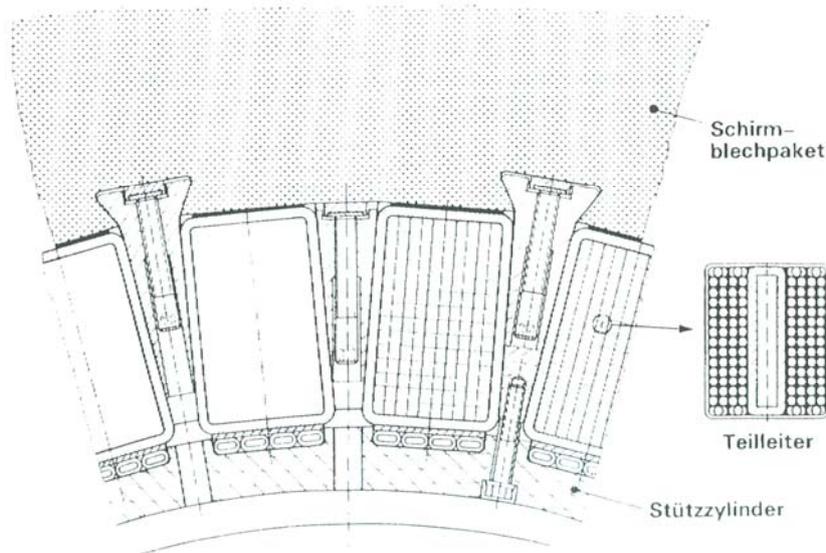


Bild 2.2.5-8: Normalleitende Drehfeldwicklung als Luftspaltwicklung (Siemens AG, Mülheim)

f) He-Kühlmittelzuführung in die hohle Läuferwelle

Die Kupplung zwischen dem rotierenden LHe-Bereich und der stationären Zuleitung bzw. der He-Abgasleitung benötigen **Dichtungen**, die das He sowohl gegen den Außenraum als auch innerhalb des rotierenden Systems, nämlich Eintritts- gegen Austrittsseite, abdichten. Die Dichtungen müssen axiale und radiale Wellenspiele zulassen (der abgekühlte Rotor "schrumpft") und zumindest zwei Jahre im Dauerbetrieb funktionsfähig sein. Einfache Dichtanordnungen wie z. B. Kohleschleifringdichtungen, führen in He-Atmosphäre zu hohem Abrieb und damit zu kurzer Lebensdauer. **Ferrofluidichtungen** (Bild 2.2.5-9) bestehen aus einem **Ferrofluid**, einer kolloidalen Suspension ferromagnetischer Teilchen in einer Trägerflüssigkeit auf CH-Ester-Basis, die kommerziell erhältlich ist. Wird eine solche Flüssigkeit in einen engen Spalt von einigen μm Dicke einer gezahnten Welle (Durchmesser ca. 100 mm) injiziert und durch ein Permanentmagnetfeld dort gehalten, so können Gasräume vor und hinter der rotierenden Welle bis zu einer gewissen maximalen Druckdifferenz von ca. 2 bar gegeneinander abgedichtet werden.

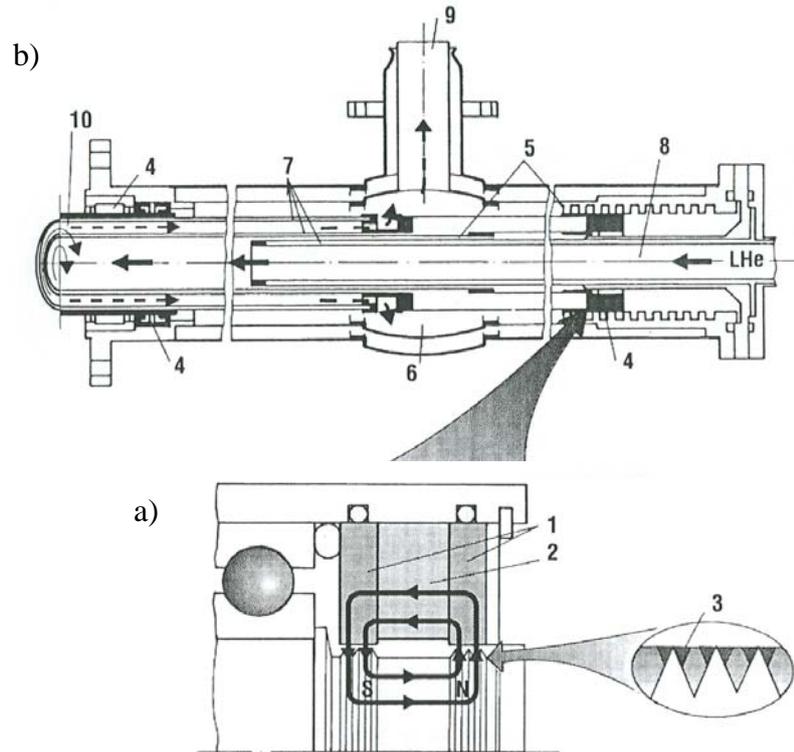


Bild 2.2.5-9: Ausführungsbeispiel einer He-Transferkupplung (b) stationär/rotierend mit einer Ferrofluid-Dichtung (a). 1: Polschuhe, 2: Permanentmagnet, 3: Ferrofluid, sammelt sich an den Zähnen der Welle, 4: Hilfslager, 5: Einbauorte der Dichtung, 6: Ringnut für abströmendes He-Warmgas, 7: Vakuumräume zur thermischen Isolation zwischen 4.2 K-LHeI-Zustrom und Warmgas-Abstrom, 8: LHeI-Eintritt, 9: He-Warmgas-Austritt, 10: He-Gasstrom [2.1]

g) *Magnetfelder und Induktivitäten eines SL-Großgenerators*

Die Erregernuten im Läufer werden mit unterschiedlicher Höhe ausgeführt, so dass der Erregerstrombelag am Umfang annähernd sinusförmig verteilt ist (Bild 2.2.5-11). Wird angenommen, dass der Eisenrückschluss des Ständers unendlich permeabel ist, so kann das Feld in der **Ständer"bohrung"** mit dem Durchflutungssatz abgeschätzt werden, wenn der sinusförmig verteilte Strombelag $A(\alpha) = \hat{A} \cos \alpha$ an der Bohrung verteilt angenommen wird. In der "Bohrung" befinden sich nur nicht magnetisierbare Stoffe, so dass der Innenraum magnetisch wie Luft betrachtet werden kann.

$$\oint_C \vec{H} \cdot d\vec{s} = H_{Fe} s_{Fe} + H_{Luft} s_{Luft} = H_{Luft} s_{Luft} = \Theta \tag{2.2.5-16}$$

$$H_{Luft} s_{Luft} = H_y \cdot 2y = H_y \cdot 2R \sin \alpha = \Theta(\alpha) = 2 \int_0^\alpha \hat{A} \cos \alpha \cdot R d\alpha = 2\hat{A} \cdot R \sin \alpha \tag{2.2.5-17}$$

$$B_{Luft} = B_y = \mu_0 H_y = \mu_0 \hat{A} \tag{2.2.5-18}$$

Das bemerkenswerte Ergebnis besagt, dass das zweipolige Feld in der Bohrung **homogen** ist, unabhängig vom Umfangswinkel α . In Bild 2.2.5-10 ist dies innerhalb des Läuferballens in guter Näherung der Fall. Der Abstand $R - R_f$ zwischen dem Außenradius R_f der Erregerwicklung und dem Innenradius R des Ständerblechpakets ist auf Grund des dazwischen befindlichen Vakuumraums, des thermischen Schields, des Dämpferschildes, des mechanischen Luftspalts δ und der Ständerwicklungshöhe (inklusive Abstützylinder) **wesentlich größer** als

der **magnetisch wirksame Luftspalt** δ_{mag} konventionell gekühlter Turbogeneratoren gleicher Leistung mit magnetisierbarem Läufer. Dieser ist nur wenig größer als der mechanische Luftspalt (Einfluss der Ständer- und Läufer-Nutöffnungen). Die Flussdichte an der Ständerwicklung B , die für die Kraftbildung verantwortlich ist, ist folglich beim SL-Generator wegen des konstanten Magnetflusses gegenüber dem Wert $B(R_f)$ bei $r = R_f$ beträchtlich kleiner.

$$B(r = R) = \frac{R_f}{R} B(r = R_f) \tag{2.2.5-19}$$

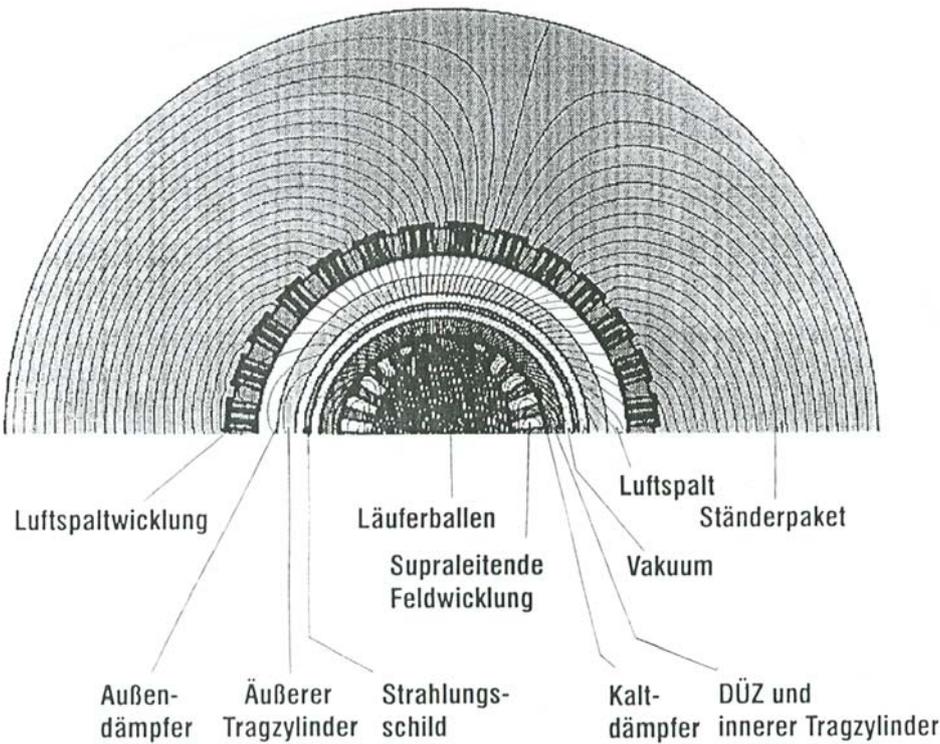
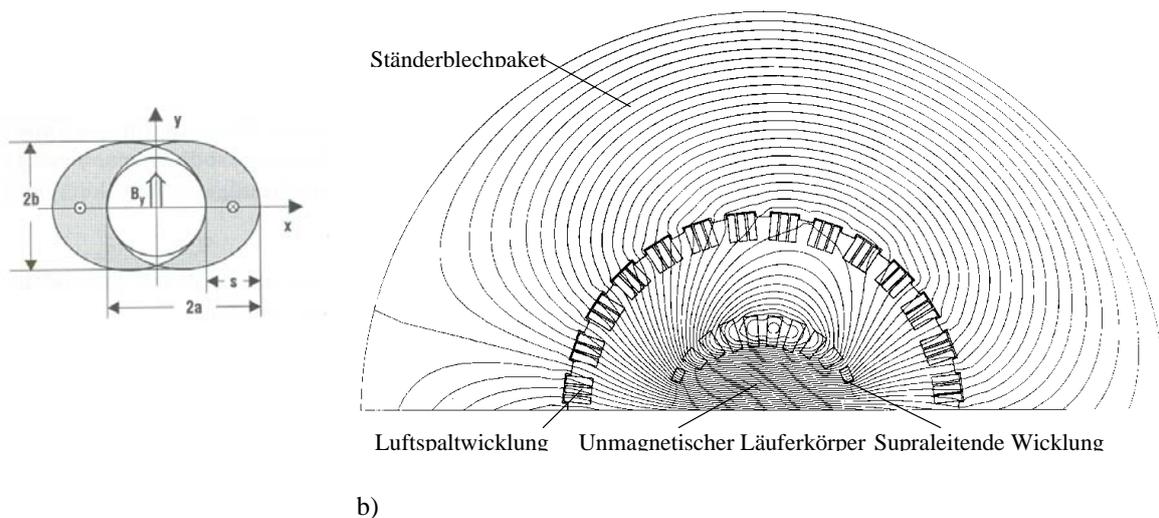


Bild 2.2.5-10: Magnetisches Feld eines zweipoligen Synchrongenerators mit SL-Erregerwicklung im Stationärbetrieb im axialen Schnitt [2.1]; DÜZ = Drehmoment-Übertragungszylinder



a)

b)

Bild 2.2.5-11: Schematisch: a) Erzeugung eines reinen Dipolfelds durch einen sinusförmig verteilten Strombelag, b) Numerisch berechnetes Magnetfeld mit SL-Erreger-Wicklung [2.1], [2.18]

Beispiel 2.2.5-8:

Zweipoliger 600 MVA-Turbogenerator: grobe Richtwerte:

| | |
|---|---|
| LTSL: $R - R_f = 375$ mm, | normalleitend: $\delta_{mag} = 100$ mm, |
| LHeI-Kühlung | Wasserkühlung |
| Erregerstrombelag bei Leerlauf (Ständerstrom ist Null): | |
| $A = 30\,000$ A/cm | $A = 1100$ A/cm |
| $B = 3.75$ T | $B = 1.2$ T |

LTSL-Generator: $R_f = 500$ mm: $B(r = 0.875\text{m}) = \frac{0.5}{0.875} \cdot B(R_f) = 0.57B(R_f) = 2.15\text{T}$.

An den Spulenoberflächen (Kanten) ist das Feld nochmals höher, so dass insgesamt bei 6 T an den Erregerspulen das Feld an der Ständerwicklung nur noch ca. 1.7 T beträgt. Sie ist damit um ca. 50 % höher als bei konventionellen Turbogeneratoren. Bei doppelt so großem Strombelag (Luftspaltwicklung!) steigt somit die elektromagnetische Ausnutzung des SL-Generators um den Faktor $1.5 \times 2 = 3!$

Fazit:

Supraleitende Großgeneratoren weisen gegenüber normal leitenden Großgeneratoren etwa die doppelte bis dreifache elektromagnetische Ausnutzung auf.

Die **Hauptinduktivität der Ständerwicklung** L_h kann mit der Windungszahl N je Strang wie folgt abgeschätzt werden:

$$L_h \sim \mu_0 N^2 \frac{R\pi}{\Delta} l \quad (\text{SL: } \Delta = R, \text{ NL: } \Delta = \delta_{mag}) \quad (2.2.5-20)$$

Beim SL-Generator ist auf Grund der Luftspaltwicklung der Ständerstrombelag doppelt so groß wie beim normal leitenden Generator, folglich $N_{SL} = 2N_{NL}$. Bei 1.5-facher Flussdichte B am Ort der Ständerwicklung kann der SL-Generator bei gleicher Leistung bis auf 1/3 verkürzt werden: $l_{SL} = l_{NL}/3$ (Bild 2.2.5-12).

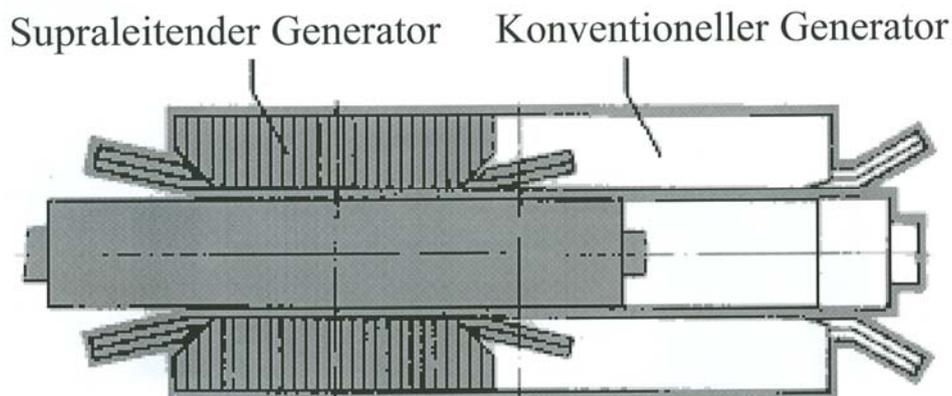


Bild 2.2.5-12: Vergleich der Baugröße eines normal- und supraleitenden Turbogenerators gleicher Leistung [2.18]

Beispiel 2.2.5-9: (zu Bsp. 2.2.5-8)

SL-Maschine: $R = 0.875$ m, NL-Maschine: $R = R_f + \delta_{mag} = 0.5 + 0.1 = 0.6$ m

$$\frac{L_{h,SL}}{L_{h,NL}} = \frac{N_{SL}^2 \cdot R_{SL} \cdot l_{SL} \cdot \Delta_{NL}}{N_{NL}^2 \cdot R_{NL} \cdot l_{NL} \cdot \Delta_{SL}} = \frac{4 \cdot 0.875 \cdot 0.33 \cdot 0.1}{1 \cdot 0.6 \cdot 1 \cdot 0.875} = 0.2$$

Fazit:

Die Hauptinduktivität L_h der Ständerwicklung des SL-Generators ist bedeutend kleiner als die eines NL-Generators gleicher Leistung. Die „Synchroninduktivität“ $L_d = L_{s\sigma} + L_h$ (Summe aus Haupt- und Ständerstreuinduktivität) beträgt etwa 30% des Wertes konventioneller Turbogeneratoren.

Daher ist das Gegenfeld des Ständers beim SL-Generator ebenfalls deutlich kleiner als beim NL-Generator. Folglich steigt der **Erregerbedarf** beim SL-Generator von Leerlauf auf Last wesentlich weniger an als beim NL-Generator.

Beispiel 2.2.5-10: (zu Bsp. 2.2.5-8)

| | |
|---|------------------------------|
| LTSL: | normal leitend: |
| Erregerstrombelag bei Leerlauf (Ständerstrom ist Null): | |
| $A = 30\,000 \text{ A/cm}$ | $A = 1100 \text{ A/cm}$ |
| $B = 1.7 \text{ T } (r = R)$ | $B = 1.0 \text{ T } (r = R)$ |
| Erregerstrombelag bei Voll-Last (Ständerstrom ist Nennstrom): | |
| $A = 40\,000 \text{ A/cm}$ | $A = 3800 \text{ A/cm}$ |
| $B = 1.7 \text{ T}$ | $B = 1.0 \text{ T}$ |

h) Betriebsverhalten eines SL-Großgenerators

Das **statische Kippmoment** des Turbogenerators ist umgekehrt proportional zur Synchroninduktivität. Daher ist der SL-Generator extrem stabil und befähigt, auch im untererregten Betrieb (bei Speisung von großen Kapazitäten wie z. B. leerlaufende Kabel) Nennstrom zu liefern.

Die **Verluste im SL-Generator** sind deutlich kleiner als bei normal leitenden Generatoren gleicher Leistung:

- Wegfall der Erregerverluste,
- Stark reduzierte Gasreibungsverluste durch kürzeren Läufer.

Hinzu kommt der Leistungsaufwand für die Kältetechnik. Die Ummagnetisierungsverluste im Stator-Eisenkreis und in der Ständerwicklung bleiben dabei etwa gleich groß. Zu diesen Verlusten im idealen Synchronbetrieb kommen **Wechselstromverluste** in der Läuferwicklung

- im **Synchronbetrieb** und
- bei **Schieflast oder transienter Belastung**.

⇒ Im **Synchronbetrieb** induzieren Oberwellen des Ständerfelds Wechselspannungen in die Läuferwicklung. Wegen des Fehlens von Nuten im Ständer und wegen des großen magnetisch wirksamen Luftspalts sind aber die Oberwelleneffekte in der Regel vernachlässigbar.

⇒ Bei **Schieflast** (z. B. wird eine Ständerphase stärker belastet) besteht das Ständerdrehfeld aus einer mit- und einer gegenlaufenden Drehwelle. Letztere induziert den Läufer mit doppelter Ständerfrequenz. Bei **transienter Belastung** (Laststoß, Stoßkurzschluss, ..) wird auf Grund der transformatorischen Kopplung der Ständer- mit der Läuferwicklung über das Hauptfeld in die Läuferwicklung Spannung induziert.

⇒ Diese Spannungsinduzierung muss durch den **Dämpferschild** abgefangen werden, in dem die dort induzierten Wirbelströme ein Gegenfeld erregen, dass das Ständerfeld schwächt. So können die Wechselstromverluste auf ungefährlich kleine Werte begrenzt werden.

Beispiel 2.2.5-11:

1000 MVA-Generator, 27 kV verkettet, 15.6 kV Strangwert, 21.4 kA, Y-Schaltung, 50 Hz:

a) Verluste:

konventionell: ca. 10 MW (Wirkungsgrad 99 %).

SL-Generator: (LHeI-Kühlung): -40 % Verluste: Verluste: 6 MW: Wirkungsgrad: 99.4 %

b) Reaktanzwerte: (bezogen auf die Nennimpedanz $Z_N = U_{N,Strang} / I_N = 0.73 \text{ Ohm}$)

Konventionell: $x_d = 1.8 \dots 2.2 \text{ p.u.}$, SL-Generator: $x_d = \omega L_d / Z_N = 0.6 \Rightarrow L_d = 1.4 \text{ mH}$, $L_h = 0.42 \text{ mH}$, $L_{s\sigma} = 0.98 \text{ mH}$. **Große Kippmoment: $M_{p0} \sim 1/x_d$: ca. 3-fach: $1.8/0.6 = 3$!**

Beispiel 2.2.5-12: Ausführungsbeispiel

Drei ausgeführte Großgeneratoren 70 MVA, 2-polig, 60 Hz, 3600/min in Japan von drei unterschiedlichen Firmen (*Hitachi, Toshiba, Mitsubishi*) als Machbarkeitsstudie. Im SL-Läufer (4.2 K LHeI-Kühlung): LTSL-Multifilament-NbTi-Erregerspulen. Der Stator (normal leitende Cu-Spulen) der *Fa. Hitachi* wird auch für die Rotoren von *Toshiba* und *Mitsubishi* verwendet. Die abgeschlossenen *Hitachi*-Messergebnisse erfüllten die Erwartungen. Die Studie dient als Vorstufe für eine supraleitende 200 MW-Turbogenerator-Klasse.

Beispiel 2.2.5-13:

| 300 MW Nennleistung | Normalleitender Generator Läufer luftgekühlt | Supraleitender Generator NbTi, 4.2 K, LHeI |
|--|---|---|
| Verlustsumme | 4.3 MW | 1.8 MW |
| Wirkungsgrad | 98.6 % | 99.4 % |
| Erreger-Stromzuführung, Stromrichter, ... | 160 kW | 100 kW |
| Erregerspulen | 1460 kW | 50 W |
| Stromwärme Ständer <i>ohm'sch</i> | 710 kW | 840 kW |
| Zusatzverluste | 960 kW | 300 kW |
| Ummagnetisierungsverluste | 300 kW | 300 kW |
| Gas- und Lagerreibung | 710 kW | 210 kW |
| Kühlaggregat | - | 50 kW |

Tab. 5.2.2.-1: Verlustbilanz Vergleich NL-SL-Generator (Rechenwerte) 300 MVA Nennleistung, $\cos \varphi = 1$, Ständerwicklung direkt luftgekühlt

Fazit:

Trotz des Faktors 1000:1 zwischen Kälteleistung und abzuführendem Watt Verluste aus dem Läufer ist der Einfluss der Kälteleistung auf den Wirkungsgrad nur 0.017 % (Vergleich η ohne/mit 50 kW Kühlleistung). Bei kleineren Einheitsleistungen wird dieses Verhältnis ungünstiger, so dass als wirtschaftliche Untergrenze für den LTSL-Generator ca. 100 MW Nennleistung gelten. Bei HTSL-Synchronmaschinen mit der deutlich billigeren, einfacheren und leistungsärmeren Kühlung (Faktor 40:1) liegt diese Grenze bei ca. 4 MW.

Die **Verfügbarkeit des SL-Generators** hat mindestens ebenso große wirtschaftliche Bedeutung wie die Einsparung an Verlusten.

Beispiel 2.2.5-14:

300 MVA-Generator: 40 Jahre Lebensdauer

normalleitend: Summenverluste 4.3 MW

supraleitend: Summenverluste 1.8 MW

Energieeinsparung per annum: $(4.3-1.8) \cdot 8760 = 21.9 \text{ GWh}$

Fällt der SL-Generator drei Tage pro Jahr öfter aus, so ergibt das produzierte Minderleistung von $3 \cdot 300 \cdot 24 = 21.6 \text{ GWh}$. Dies entspricht der Verlusteinsparung eines ganzen Jahres.

Fazit:

Die Verfügbarkeit des SL-Generators (Gesamtsystem aus Generator, Kältetechnik, Erreger-einrichtung, Schutzkonzept) muss mindestens ebenso groß sein wie die des NL-Generators.

i) Einsatz von HTSL-Bandleitern in Synchronmaschinen

Gegenüber NbTi-LTSL haben BSCCO-HTSL-Bandleiter für den Einsatz in elektrischen Maschinen **wesentliche Vorteile**. Die Betriebstemperatur kann deutlich erhöht werden, wenn auch z. Zt. nicht von 4.2 K auf 77 K, da auf Grund der erwünschten hohen Luftspaltflussdichten die Eigenfelder an den Leiteroberflächen bei 77 K höher als die „Quench“feldstärke sind. Deshalb werden z. Zt. Kühltemperaturen von 20 K ...30 K realisiert, nämlich mit

- **Flüssigwasserstoffkühlung** (LH₂) ca. 20 K,
- mit **He-Kaltgaskühlung** ca. 20 ... 30 K.

Vorteile:

- die Kühlleistung wird geringer,
- das Kühlsystem wird einfacher und zuverlässiger,
- die Zuverlässigkeit/Verfügbarkeit der SL-Generatoren steigt (siehe Tab. 5.2.2.-2).

Wegen der erforderlichen hohen Magnetfelder ist die **Empfindlichkeit der SL** auf Temperatur-/Feld-/Stromänderungen maßgeblich für die Betriebssicherheit des Generators. Für kurz gefertigte SL-Drahtstücke, die gegenüber langen Drähten stets die höheren kritischen Feldstärken/Temperaturen/Stromdichten aufweisen, wird dies in Tab.5.2.2.-2 im Eigenfeld verglichen. Die Spulen sind (hypothetisch) so ausgelegt, dass sich an der Oberfläche je nach Stromstärke das angegebene Eigenfeld B_e einstellt.

| <i>LTSL: Nb₃Sn</i> | <i>HTSL: BSCCO</i> |
|--|--|
| <i>B_{c2} bei Temperatur T</i> | <i>B_{c2} bei Temperatur T</i> |
| 5 T bei 8 K | 5.5 T bei 8 K |
| 4.5 T bei 10 K | 5 T bei 10 K |
| 3.5 T bei 12 K | 4.9 T bei 20 K |
| 3 T bei 14 K | 3 T bei 60 K |
| 0 T bei 18 K | 0 T bei 120 K |

Tab. 5.2.2.-2: Feldempfindlichkeit von SL bei Temperaturänderung des Kühlmittels. Bei HTSL ist der kritische Feldwert quer zur Vorzugsrichtung (Drahtlängsrichtung) angegeben, da dies der kleinere Wert ist.

Fazit:

HTSL-Generatoren sind wesentlich unempfindlicher gegenüber Feld- und Temperaturänderungen; die Quenchgefahr ist deutlich verringert.

Nachteile der HTSL:

- Die **Anisotropie** der oxidkeramischen HTSL schränkt die hohe kritische Feldstärke in Leiterrichtung dadurch ein, dass quer zur Leiterrichtung eine wesentlich kleinere kritische Feldstärke zulässig ist.
- Die **spröde Werkstoffeigenschaft** erfordert eine wesentlich genauere rechnerische Kraftkraftkontrolle als NbTi (nicht Nb₃Sn, das ebenfalls spröde ist) und erlaubt maximale Dehnungen von 0.3%.

Der **Aufbau eines HTSL-Generators** ist ähnlich wie bei LTSL-Generatoren, aber doch vor allem im Kühlsystem deutlich einfacher. Ähnlich sind die normalleitende AC-Cu-Luftspaltwicklung im Ständer, die thermisch vakuumisolierte SL-Läuferwicklung mit

amagnetischer Edelstahlkonstruktion für Tieftemperatureignung und die Kühlgaszuführung über eine Dichtung an der Läuferwelle. Der thermische Schild (amagnetischer Edelstahlzylinder) ist – wie bei den LTSL-Synchronmaschinen - im Vakuumbereich angeordnet, dient aber gleichzeitig auch als elektrischer Dämpfer („cold ac flux shield“). Er ist mit einer Kupferschicht bedeckt, die die einfallende Strahlungswärme nach den seitlichen Enden abführt und gleichzeitig feldabdämpfende Wirbelströme führen kann. Die Kühlung gestaltet sich einfacher, da z. B. nur kaltes He-Gas verwendet wird, das durch das hohle Innere des austenitischen Läufers strömt.

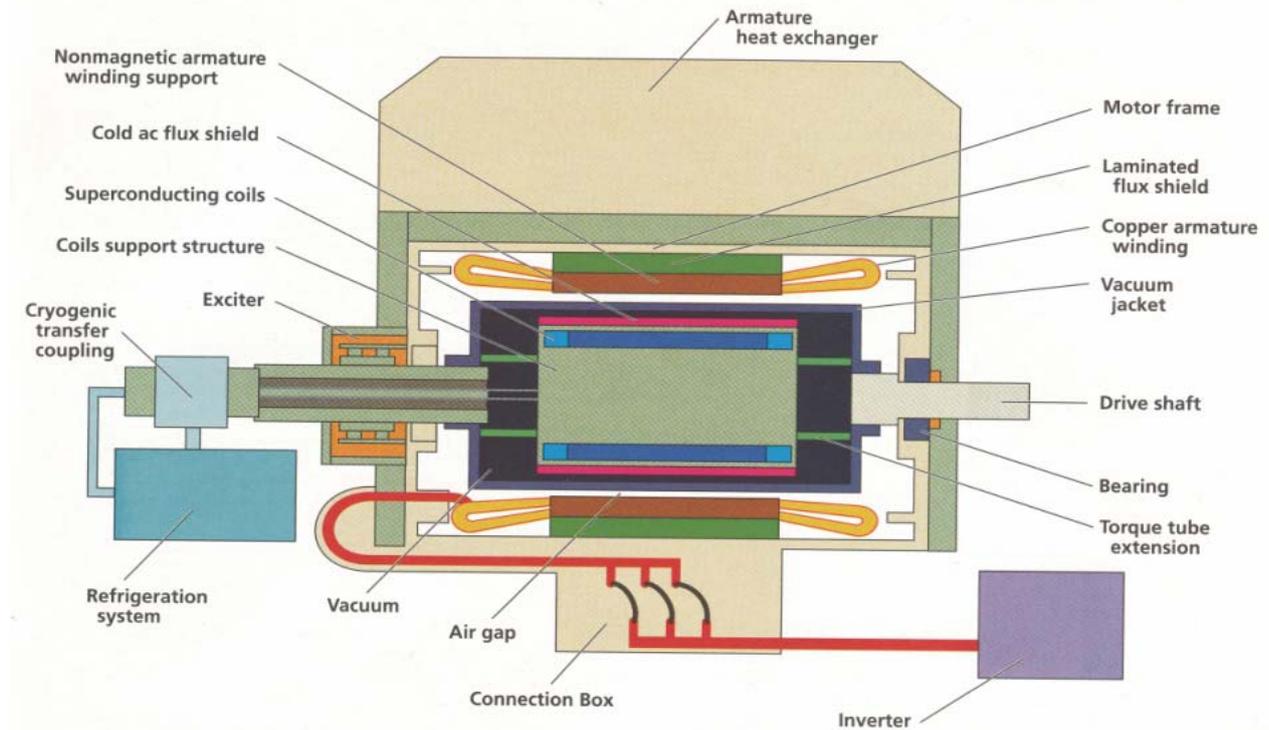


Bild 2.2.5-12: Schematisch: Umrichtergespeister HTSL-Supraleitender Synchronmotor für 4 MW mit He-Kaltgas-Kühlung im Läufer [2.19]

Die **Quencherkennung** ist – wie für die LTSL-Maschinen - ein wesentlicher Faktor für die betriebliche Sicherheit der HTSL-Maschinen. Durch Spannungsfallmessung an der SL-Wicklung kann dies überwacht werden. Im Bereich des Übergangs von SL- auf NL-Zustand gilt näherungsweise ein Potentialansatz für die $U(I)$ -Relation.

$$U = U_0 \cdot \left(\frac{I}{I_c} \right)^n \quad n = n(T, B, B_{parallel}) \approx 7 \quad (2.2.5-21)$$

Da bei Ausfall der Kühlung der Temperaturanstieg auf Grund der Wärmespeicher graduell erfolgt, bleibt genügend Zeit, die Spannungszunahme zu messen und Gegenmaßnahmen einzuleiten. Der **Beherrschung der Kraftbeanspruchung** der spröden HTSL-Leiter kommt erhöhte Bedeutung zu.

Beispiel 2.2.5-15:

HTSL-Generator 1000 kVA, vierpolig, 60 Hz, 1800/min, Schenkelpolmaschine, He-Kaltgas: 27...30 K als Rotorkühlung, Polbreite/Polteilung: $\alpha_e = 20\%$, Läuferlänge $l = 450$ mm, Läufer-spulenaußen-/innendurchmesser $d_a/d_i = 490/380$ mm

$$\text{Generatorausnutzung: } C = \frac{P}{d^2 l \cdot n} = \frac{1000}{0.49^2 \cdot 0.45 \cdot 1800} = 5.1 \text{ kVAmin/m}^3$$

$$\text{Generatordrehmoment bei } \cos \varphi = 1: M = \frac{P}{2\pi n} \Big|_{\eta=1} = \frac{1000}{2\pi \cdot (1800/60)} = 5305 \text{ Nm}$$

Spulendaten:

Mittlerer Spulenradius: $R = (490+380)/4 = 217.5 \text{ mm}$,

Spulenhöhe: $h = (490 - 380)/2 = 55 \text{ mm}$

Querschnittsfläche einer Spulenseite:

$$A_c = (1 - \alpha_e)(R\pi / 2p) \cdot h = (1 - 0.2) \cdot (0.2175\pi / 4) \cdot 0.055 = 0.0075 \text{ m}^2$$

Abstand Δ zwischen zwei Spulen“schwerpunkten“: Ersatz durch konzentrierte Leiter mit

$$I_{\text{Leite } r} = \Theta: \Delta = 2 \cdot 0.2175\pi \cdot 0.8 / 8 = 0.1367 \text{ m}$$

Bi(2223)-Bandleiter in Silbermatrix, Stromdichte 100 A/mm^2 ,

Durchflutung je Spulenseite bei Voll-Last: $\Theta = 320 \text{ kA}$,

$$\text{Leiter-Füllfaktor: } k_f = \frac{\Theta}{J \cdot A_c} = \frac{320000}{100 \cdot 10^6 \cdot 0.0075} = 0.43$$

Tangentialkräfte pro Spulenseite:

Elektromagnetische Tangentialkraft je Spulenseite (4 Pole = 8 Spulenseiten):

$$F = \frac{M}{4p \cdot R} = \frac{5305}{8 \cdot 0.2175} = 3048 \text{ N}, \quad F / (l \cdot h) = 3048 / (0.45 \cdot 0.055) = 0.123 \text{ N/mm}^2$$

Elektrische Anziehungskraft zwischen zwei Spulen (wirkt in etwa tangential):

$$F_e / (l \cdot h) = \mu_0 \frac{\Theta^2 \cdot l}{2\pi \Delta} \cdot \frac{1}{l \cdot h} = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{320000^2}{2\pi \cdot 0.1367 \cdot 0.055} = 2.73 \text{ N/mm}^2$$

Resultierende Tangentialflächenkraft: 2.853 N/mm²

Radialkräfte pro Spulenseite:

Fliehkraft je Spulenseite (ohne Wickelköpfe): Dichte der Ag-Matrix als Ersatzgröße verwendet: 10500 kg/m^3

$$F_F = \rho A_c k_f R (2\pi n)^2 = 10500 \cdot 0.0075 \cdot 0.43 \cdot 0.2175 \cdot (2\pi \cdot 1800 / 60)^2 = 261.7 \text{ kN}$$

$$F_F / (l \cdot \Delta) = 261686 / (0.45 \cdot 0.1367) = 4.25 \text{ N/mm}^2$$

Vorpressung der Spulen radial: 1.4 N/mm^2

Resultierende Radialflächenkraft: 5.65 N/mm²

Der **spezifische elektrische Leistungsbedarf** für Kälteanlagen verhält sich gemäß Bild 2.2.5-13 Leistungsbedarf für $T = 4.5 \text{ K}$, 20 K und 80 K etwa wie 40:8:1. Darin liegt die große Chance der HTSL-Technologie.

Vergleich NL- mit HTSL-Motoren bei 4 MW:

i) Normalleitender Asynchronmotor:

Wirkungsgrad ca. 96 %

ii) HTSL-Synchronmotor bei 77 K (theoretisch):

Wirkungsgrad 98 %

(ohne Kühlaggregatverluste),

ca. 140 W Kryoverluste: Faktor 30: $140 \cdot 30 = 4200 \text{ W}$:

Wirkungsgrad 97.9%

(mit Kühlaggregatverluste),

iii) HTSL-Synchronmotor bei 30 K (geplant):

ca. 140 W Kryoverluste: Faktor 90: $140 \cdot 90 = 12.6 \text{ kW}$

Wirkungsgrad 97.7%

(mit Kühlaggregatverluste)

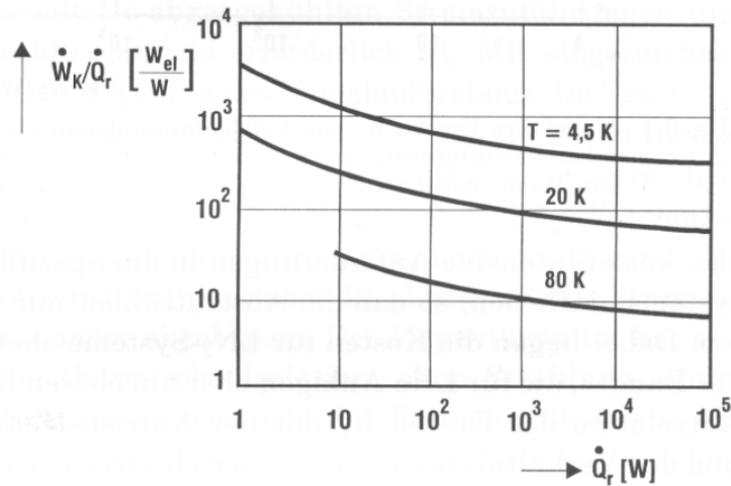


Bild 2.2.5-13: Spezifischer elektrischer Leistungsbedarf für Kälteanlagen zur Abfuhr der Wärmeleistung \dot{Q}_r von unterschiedlichen Temperaturniveaus [2.1]

Fazit:

Trotz der im Augenblick erforderlichen Notwendigkeit, HTSL-Motoren mit BSCCO-Bandleitern bei etwa 30 K zu betreiben, ist gegenüber normal leitenden Maschinen ein Wirkungsgradvorteil von 1.7 % - Punkte möglich.

j) Kosten der Supraleiter und der Kühlung

Augenblicklich ist gegenüber LTSL-NbTi-Bandleitern der HTSL-BSCCO-Bandleiter noch viel zu teuer. NbTi wird in relativ großen Mengen für Tomographen, Hochfeldmagnete, ... produziert, während bei HTSL eine Großproduktion noch nicht stattfindet.

Standarddrähte (Bandleiter):

- NbTi (Cu-Matrix): 50 ... 100 Euro/kg bzw. 2 ... 4 Euro/(kA und m) bei 8 T (DC-Wicklung)
- AC-Wicklungen mit Mischmatrix und Dünndrahtleiter sind bis zu 10-mal teurer!
- Zum Vergleich: Cu-Draht: ca. 5 Euro/kg

Nb₃Sn: 500 ... 1000 Euro/kg bzw. 30 ... 60 Euro/(kA und m) bei 13 T

Die wesentlich höheren Kosten stammen vom aufwendigeren Fertigungsverfahren.

BSCCO-Bandleiter: ca. 2000 Euro/kg

Kühlmittel:

Externer Ankauf des flüssigen Kältemittels: LHeI: 7 ... 15 Euro/Liter
LN₂: 0.1 ... 0.2 Euro/Liter

Umgerechnet auf die Verdampfungswärme der Flüssigkeit (entspricht der Wärmeabfuhr):

Je Wh „Wärme“: LHeI: 10 ... 20 Euro, LN₂: 0.02 ... 0.04 Euro

Fazit:

Der wirtschaftliche Einsatz von HTSL-Maschinen hängt neben der über die Lebensdauer möglichen Verlasteinsparung entscheidend davon ab, dass HTSL-Bandleiter billiger werden und bei höheren Temperaturen als 30 K noch ausreichende Magnetfeldfestigkeit aufweisen.

Beispiel 2.2.5-16:

Umrechnung von Euro/kg auf Euro/(kA und m) für NbTi:

Betriebsstromdichte ca. 200 A/mm²: daher benötigt 1 kA einen Drahtquerschnitt von 5 mm²

Dichten: Cu-Matrix: 8.9, Nb: 8.85, Ti: 4.5 (Werte in kg/dm³). 4 Euro/(kA und m): Für 1 kA Strom ergibt sich eine Supraleitermasse $m = 5\text{mm}^2 \cdot 1\text{m} \cdot 8900\text{kg} / \text{m}^3 = 0.0445\text{kg}$.

Es kostet 1 kg Bandleiter $(1/0.0445) \cdot 4 = 90$ Euro/kg.

Beispiel 2.2.5-17:

Für die *US Navy* wurden von *American Superconductor* gemeinsam mit *Northrop Grumman* und Unterlieferanten wie *Alstom* mehrere HTSL-Synchronmotoren mit BiSCCO-Rotorwicklungen (He-Gas-gekühlt bei 32 K) als künftige Schiffsantriebe entwickelt und erprobt. Diese Motoren sollen drehzahlvariabel über Umrichterspeisung als Propellerantriebe dienen und wegen des geringeren Platzbedarfs und besseren Wirkungsgrads als konventionelle Synchronmotoren in den DD(X) und CG(X)-Fregatten eingesetzt werden.

| | | |
|-----------------------------------|---------------------------|------------------------|
| Bemessungsleistung | 5 MW | 36.5 MW |
| Drehzahl n (=Propellerdrehzahl) | 230/min | 120/min |
| Motorwirkungsgrad | 96 % | 97 % |
| Polzahl $2p$ | 6 | 16 |
| Ständerspannung (verkettet) | 4.16 kV | 6 kV |
| Ständerstrom (effektiv) | 722 A | 1270 A |
| Ständerstrangzahl | 3 | 9 |
| $\cos\varphi$ (Grundschiwingung) | 1 | 1 |
| Bemessungsfrequenz f | $f = n \cdot p = 11.5$ Hz | 16 Hz |
| Masse | 23 Tonnen | 75 Tonnen |
| Länge x Breite x Höhe | 2.5 m x 1.9 m x 1.9 m | 3.4 m x 4.6 m x 4.1 m |
| Stator Kühlung | Öl-Flüssigkeitskühlung | Öl-Flüssigkeitskühlung |
| Baujahr | 2003 | 2006 |

Tabelle 2.2.5-1: Daten der HTSL-Synchronmotoren für Propellerantriebe

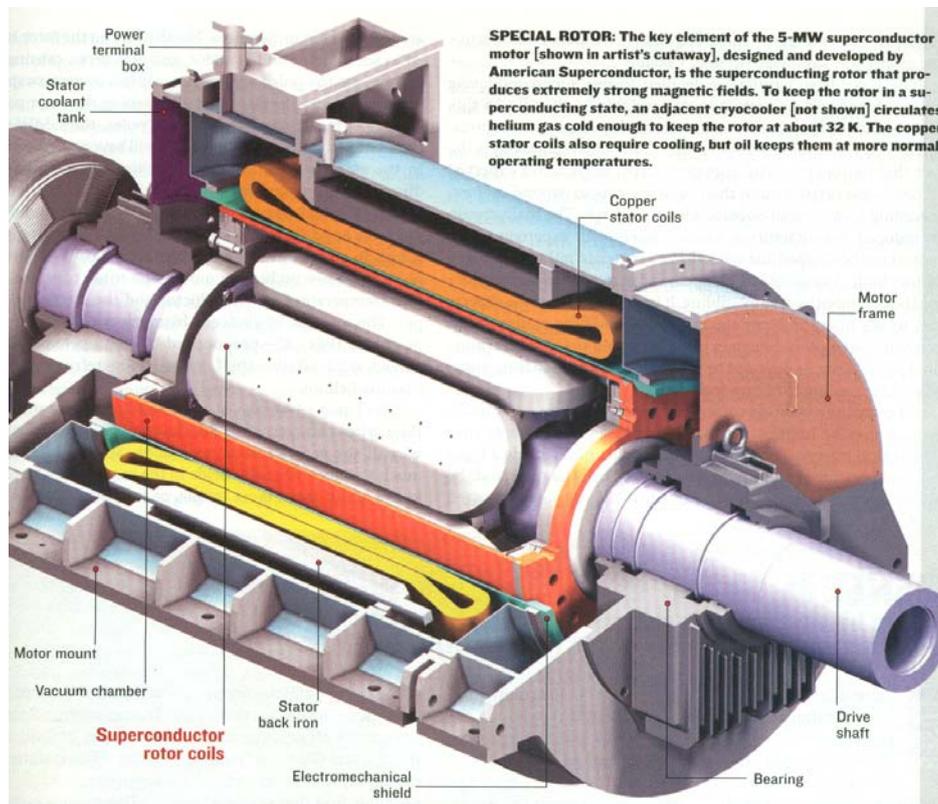


Bild 2.2.5-14: 6-poliger 5-MW-HTSL-BiSCCO-2223-Motor als Schiffantrieb, Projekt US Navy, Stator-Kupferwicklung ölgekühlt, ölgeschmierte Gleitlager (*IEEE IAS Magazine & Comp. American Superconductor*)

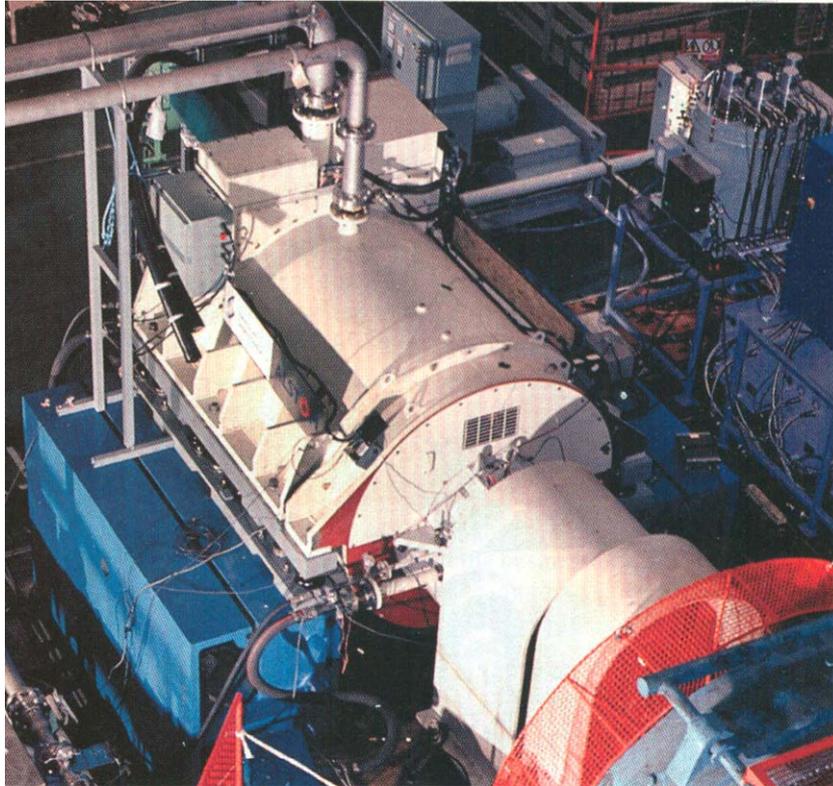


Bild 2.2.5-15: 6-poliger 5-MW-HTSL-BiSCCO-2223-Motor auf dem Prüfstand (Rugby, UK), Nennmoment: 208 kNm, Nenndrehzahl: 230 /min (IEEE IAS Magazine & Comp. American Superconductor & Alstom)

Beispiel 2.2.5-18:

Für die Handelsmarine werden HTSL-Synchrongeneratoren mit BiSCCO-Rotorwicklungen von Siemens als zentrale Stromversorgung, angetrieben von dem Schiffsdieselmotor, entwickelt und erprobt. Diese Generatoren werden bei konstanter Drehzahl betrieben und sind wegen ihrer höheren Drehzahl bei gleicher Leistung deutlich kleiner als die Propellerantriebe vom Bsp. 2.2.5-17.

Daten: HTSL – 2-poliger 4 MVA-Synchrongenerator, 3600/min, 6,6 kV, 60 Hz, $\cos \varphi = 0.8$ übererregt, BiSCCO-2223-Erregerwicklung, 25 ... 30 K, Neongaskühlung, hohle Läuferwelle, Ständer-Luftspaltwicklung, luftgekühlt, Länge x Breite x Höhe: 3.7 x 1.9 x 1.8 m³ inklusive Kälteanlage, 7 Tonnen. Trotz der Kälteanlage 20% weniger umschriebenes Quadvolumen, 40% weniger Masse. Gesamtverluste: $P_d = 52$ kW.

Generatorwirkungsgrad: $\eta = S \cdot \cos \varphi / (S \cdot \cos \varphi + P_d) = 4000 \cdot 0.8 / (4000 \cdot 0.8 + 52) = 98.4\%$

Konventioneller vierpoliger Synchron-Generator: $P_d = 130$ kW, $\eta = 96.1\%$

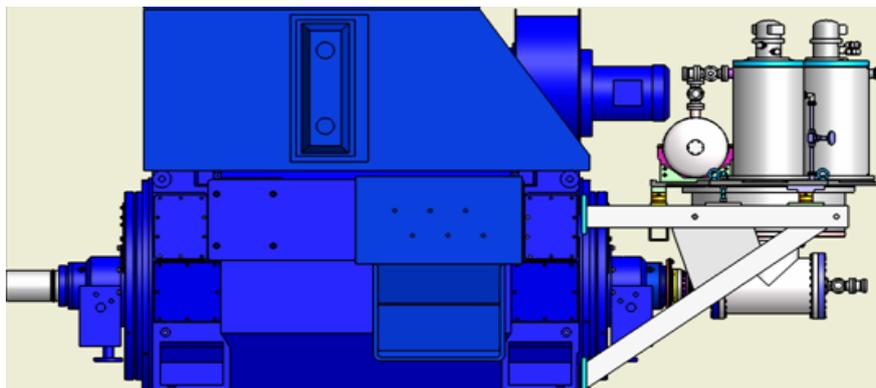


Bild 2.2.5-16: 2-poliger 4-MVA-HTSL-BiSCCO-2223-Synchrongenerator (Siemens) mit Kälteanlage (Neongas 30 K) und aufgebautem Luft-Wasser-Kühler für die Ständerwicklungskühlung

2.2.6 Kryomaschinen und rotierende elektrische Maschinen mit Massivsupraleitern

Kryomaschinen sind konventionelle elektrische Maschinen ohne supraleitende Materialien, die bei tiefen Temperaturen betrieben werden. In Erweiterung dieser Maschinen wurden massive Y(123)-HTSL in diesen Maschinen verwendet. So entstanden **elektrische Maschinen mit Massiv-SL**.

a) Kryomaschinen:

In diversen Tieftemperaturanwendungen (z. B. Kältemaschinen) sind die Motoren in die Arbeitsmaschine so integriert, dass sie vollständig vom Kältemittel umspült werden. Es ist dann eine deutliche Erhöhung der Leistung (bei etwa gleichen Gesamtverlusten) möglich, so dass ein wesentlich kompakterer Motor möglich ist. Dabei sind die betrachteten Motorleistungen wesentlich kleiner als bei den in Abschnitt 2.2.5 betrachteten Großmaschinen. Aus Kostengründen sind daher keine aufwendigen speziellen Kühlkreisläufe ausgeführt. Folglich müssen die gesamten Motorverluste über das Kühlmittel abgeführt werden. Die häufigste und billigste Ausführung ist der Betrieb in flüssigem Stickstoff.

Bei **Asynchronmaschinen**, der gängigsten Antriebsart, sind Leistungserhöhungen bis zum etwa Dreifachen möglich. Die **Abnahme des elektrischen Widerstands** der Kupfer- und Aluminiumwicklungen erlaubt – bei gleichen *ohm*'schen Verlusten – eine deutliche Erhöhung des Strombelags. Allerdings steigen die **Wirbelstromverluste** im Dynamoblech, da auch dessen spezifischer *ohm*'scher Widerstand sinkt. Ebenso steigen die wirbelstrombedingten Zusatzverluste in den Leitern und Eisenteilen. Die **Reibungsverluste** im flüssigen Stickstoff sind i. a. höher als in Luft.

Beispiel 2.2.6.-1:

- Widerstandsabnahme einer Kupferwicklung:

(i) **Normmotor**: Wärmeklasse (W. Kl.) B gemäß IEC 34-1: (80 K Übertemperatur bei 40 °C Raumtemperatur): Widerstandszunahme gegenüber 20 °C:

$$\frac{235 + 80 + 40}{235 + 20} = 1.39$$

(ii) **LN₂-Kühlung**: 77 K Siedebadkühlung: ca. 23 K Temperaturgefälle in der Wicklung, somit 100 K (= - 173 °C) Bezugstemperatur: Widerstandsabnahme gegenüber 20 °C:

$$\frac{235 - 173}{235 + 20} = 0.24$$

Der Widerstand der Kupferwicklung sinkt von W. Kl. B auf 100 K um den Faktor $0.24/1.39 = 1/5.7$ ab.

Beispiel 2.2.6.-2:

Erhöhung der **Ummagnetisierungsverluste** $P_{Fe} = P_{Hy} + P_{Ft}$ bei 77 K:

- Die **Hysteresis-Verluste** P_{Hy} werden von der Temperaturänderung i. a. wenig beeinflusst.

- Die **Wirbelstromverluste** $P_{Ft} \sim B^2/R_{Fe}$ steigen mit sinkender Temperatur, da R_{Fe} sinkt. Da aber Dynamoblech aus "siliziertem" Eisen besteht (Si-Beigabe erhöht den Widerstand), steigen diese Verluste bei Übergang von ca. 80 °C Eisentemperatur auf 77 K nur um ca. 40%.

- **Resultierende Ummagnetisierungsverluste**: Im Dynamoblech beträgt bei 50 Hz der Anteil der Hysteresisverluste ca. 75 % von P_{Fe} . $P_{Hy} / P_{Fe} \approx 0.75$, $P_{Ft} / P_{Fe} \approx 0.25$. Daher nehmen die Ummagnetisierungsverluste nur um den Faktor $1.4 \cdot 0.25 + 0.75 = 1.1$ zu.

Fazit:

Beim Kryomotor (LN₂-Kühlung) sinken die *ohm*'schen Verluste gegenüber herkömmlichem Normmotorbetrieb (Oberflächenkühlung, W. Kl. B) etwa um den Faktor 6, während die Ummagnetisierungsverluste bei handelsüblichem Dynamoblech um ca. 10% steigen.

Rechnerischer vereinfachte Abschätzung der Steigerung der Motorausnutzung bei gleichen ohm'schen Verlusten: Widerstand sinkt auf 1/6. Wegen $I^2R = konst.$ darf der Strom um den Faktor $\sqrt{6} = 2.5$ gesteigert werden. Bei einem typischen Nenn-Leistungsfaktor $\cos\varphi = 0.83$ ist der Wirkstrom 83%, der Blindstrom 56%. Bei gleichem Fluss (gleichem magnetisierenden Blindstrom) darf der Wirkstrom um den Faktor $\sqrt{2.5^2 - 0.56^2} = 2.43$ gesteigert werden, was einer Momentzunahme um den Faktor $2.43/0.83 = 2.94$ (= ca. 3) entspricht.

Fazit:

Bei Kryo-Asynchronmotoren ist bei gleichen ohm'schen Verlusten eine Zunahme der Leistung bei 77 K gegenüber W. Kl. B auf das Dreifache möglich.

Als Maß für die "Motorausnutzung" kann der **spezifischer Wirk-Dreh Schub** σ_{wirk} verwendet werden, der die an der Läuferoberfläche wirksame Flächenschubkraft darstellt, die das Wellendrehmoment bewirkt.

$$\text{Spezifischer Wirk-Dreh Schub: } \sigma_{wirk} = \frac{M}{d_{si} / 2} \cdot \frac{1}{d_{si} \cdot \pi \cdot l_{Fe}} \tag{2.2.6-1}$$

Beispiel 2.2.6.-3:

Oberflächengekühlter Norm-Asynchronmotor als "**Kryo**"-Motor bei LN₂-Kühlung.

Normmotor-Daten: $P_m = P_{out} = 4$ kW, 380 V, Y, 9 A, $\cos\varphi = 0.83$, 1450/min, W. Kl. B

Hauptabmessungen: $d_{sa}/d_{si} = 180/114.5$ mm, $l_{Fe} = 100$ mm, Luftspalt 0.3 mm

Kenngrößen: Widerstand/Strang (20°C): 1.339 Ohm, $P_{in} = \sqrt{3}UI \cos\varphi = 4916$ W, Luftspalt-induktion $B = 0.97$ T, Ständer-Strombelag $A = 250$ A/cm, Ständer-Stromdichte $J = 7.3$ A/mm²

Der Schlupf s sinkt bei 4 kW und 77 K proportional mit dem Widerstand von $s = \frac{1500 - 1450}{1500} = 3.3\%$ auf den Wert $3.3/5.7 = 0.58\%$. Bei Erhöhung des Drehmoments um den Faktor 2.94 steigt er um diesen Wert auf $2.94 \cdot 0.58 = 1.72\%$.

| | Norm-Asynchronmotor | Kryo-Asynchronmotor |
|--|----------------------------|-------------------------------------|
| Nennstrom | 9 A | 22.5 A |
| Nennmoment | 26.4 Nm | 26.4 x 2.94 = 77.6 Nm |
| Drehzahl | 1450 /min | 1475 /min |
| abgegebene Leistung P_{out} | 4000 W | 12000 W |
| Spezifischer Wirk-Dreh Schub | 0.128 bar | 0.38 bar |
| Ständer: ohm'sche Verluste $P_{Cu,s}$ | 452 W (120°C) | 495 W (100 K) |
| Ummagnetisierungsverluste | 200 W | 220 W |
| Schlupfverluste $P_{Cu,r} = s \cdot (P_{in} - P_{Cu,s} - P_{Fe})$ | 140 W | $140 \cdot (22.5/9)^2 / 5.7 = 154W$ |
| Reibungs- und Zusatzverluste | ca. 50 W | ca. 100 W |
| Summenverluste / Wirkungsgrad | 842 W / 82.6 % | 969 W / 92.5 % |

Tabelle 2.2.6-1: Erhöhung der Motorleistung eines Normasynchronmotors durch Kryo-Betrieb [2.20]

Gemäß Tabelle 2.2.6-2 ist der Wirkungsgrad des Kryo-Motors bei 12 kW höher als bei einer vergleichbaren konventionellen 12 kW-Maschine bei W. Kl. B, und dies trotz etwa dreifacher

Motorausnutzung. Allerdings müssen die VOLLEN Motorverluste mit LN₂ gekühlt werden. Die Bereitstellung des flüssigen Kältemittels für die Abfuhr von 969 W Kryoleistung erfordert ca. (20 ... 30) x 969 = 19 ... 29 kW elektrische Leistung am Kompressor. Daher lohnt sich der Einsatz von Kryomotoren nur dort, wo aus technischen Gründen niedrige Temperaturen ohnehin erforderlich sind, und die kompakten Abmessungen des Antriebs den erhöhten Leistungseinsatz im Kältemittelbereich rechtfertigen.

b) Hysteresemotoren

Die Kryomotoren können durch den Einsatz von Y(123) als Motoren mit Massiv-Supraleitern mit geringeren Verlusten konzipiert werden. Es muss auf Grund des **anisotropen** Verhaltens von Y(123) die niedrigere kritische Flussdichte quer zur Vorzugsrichtung als Bemessungsgröße zugrunde gelegt werden. Immerhin sind dabei ca. 0.9 T bei LN₂-Siedetemperatur möglich, was z. Zt. deutlich mehr ist als für BSCCO-Drähte.

| | | |
|----------------------|------|-------|
| Temperatur | 20 K | 77 K |
| transversal B_{c2} | 7 T | 0.9 T |

Tabelle 2.2.6-2: Kritische Flussdichte in transversaler Richtung (quer zur Vorzugsrichtung) von handelsüblichem Y(123)

Bei **Hysteresemotoren** werden die Hystereseverluste des Läufermaterials zur asynchronen Drehmomenterzeugung verwendet. Die Hystereseverluste je Volumeneinheit sind aus der Fläche der $B(H)$ -Hystereseschleife w_{Hy} , multipliziert mit der Ummagnetisierungsfrequenz, zu berechnen.

$$P_{Hy} / V = w_{Hy} \cdot f \tag{2.2.6-2}$$

Die Energiebilanz des Läufers bei asynchronem Lauf mit dem Schlupf s wird aus der auf den Läufer übertragenen Luftspaltleistung P_δ und dem Volumen V des Hysteresematerials berechnet. Die Läuferfrequenz f_r ist um den Faktor s kleiner als die Ständerfrequenz f_s .

$$P_\delta = 2\pi n_{syn} M_e = s \cdot P_\delta + (1 - s) \cdot P_\delta = P_{Hy} + P_m = P_{Hy} + 2\pi n M_e \tag{2.2.6-3}$$

$$P_{Hy} = w_{Hy} V \cdot f_r = w_{Hy} V \cdot |s| f_s = s \cdot 2\pi \frac{f_s}{p} M_e \Rightarrow M_e = \frac{P}{2\pi} w_{Hy} V \frac{|s|}{s} \tag{2.2.6-4}$$

Fazit:

Das durch Hysterese erzeugte elektromagnetische Moment ist drehzahlunabhängig. Es wirkt im motorischen Betrieb ($s < 0$) antreibend, im generatorischen Betrieb ($s > 0$) bremsend. Bei Schlupf $s = 0$ ist der Läufer in einem aufmagnetisierten Zustand und somit als Permanentmagnet wirksam. Bei Schlupf $s = 0$ ist der Hysteresemotor ein permanentmagneterregter Synchronmotor. Im asynchronen Lauf kommt zum Hysteresemoment noch u. U. ein asynchrones Moment auf Grund von Wirbelstromverlusten im Läufer (Bild 2.2.6-1).

Die in Bild 2.2.6-2 dargestellte **gemessene $B(H)$ -Kurve** einer Y(123)-Probe ist repräsentativ für das Werkstoffverhalten des Materials eines HTSL-Hysteresemotors. Die mittlere Permeabilität ist im Arbeitspunkt maximaler Flussdichte:

$$\mu = \frac{B}{H} = \frac{0.22T}{300kA/m} = 0.55\mu_0 = \mu_r \mu_0$$

Die relative Permeabilität ist kleiner als Eins, da HTSL diamagnetisches Verhalten haben. In der *Meissner*-Phase sind SL ideal diamagnetisch (vollständige Flussverdrängung, $\mu = 0$). In der *Shubnikov*-Phase dringt der Fluss mittels Flussröhren in den SL ein, so dass der Diamagnetismus unvollständig ist.

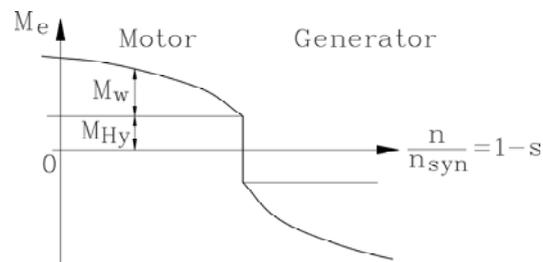


Bild 2.2.6-1: Prinzipieller Verlauf des Drehmoments eines Hysteresemotors (M_{Hy} : Hysteresemoment, M_w : Wirbelstrom-Moment)

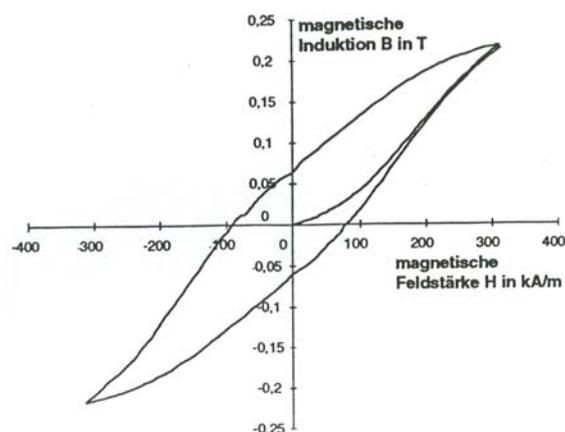


Bild 2.2.6-2: Gemessene $B(H)$ -Kurve ("Hystereseschleife mit Neukurve") einer Y(123)-Probe [2.23]

Beispiel 2.2.6-4:

Hystereseläufer eines zweipoligen Motors:

Läufergeometrie: geblechter Eisenkern mit aufgeschobenen Y(123)-Ringen: Innen-/Außendurchmesser der Ringe: 30/70 mm, Gesamtlänge der Ringe 45 mm.

Gesamt-Volumen der Ringe $V_r = 141372 \text{ mm}^3$, Fläche der $B(H)$ -Kurve: $w_{Hy} = 47100 \text{ J/m}^3$,

Hysteresemoment: $M_e = \frac{P}{2\pi} w_{Hy} V_r = \frac{1}{2\pi} \cdot 47100 \cdot 0.000141372 = 1.06 \text{ Nm}$

Beispiel 2.2.6-5:

Zweipoliger Hysteresemotor, Läufergeometrie von Bsp. 2.2.6-4, 77 K, Abschätzung der erzielbaren Leistung. Die Flussdichte im Luftspalt ca. 0.32 T ist kleiner als die kritische Flussdichte. Die Fläche der $B(H)$ -Schleife nimmt etwa mit B^2 zu (vgl. Bild 2.2.6-2).

$w_{Hy} = 47100 \cdot (0.32 / 0.22)^2 = 99000 \text{ J/m}^3$

Drehmoment: 2.22 Nm, Leistung: $P_m = 2\pi \cdot 2.22 \cdot 3000 / 60 = 700W$

Der **Leistungsfaktor des HTSL-Hysteresemotors ist sehr klein**, da der magnetisch wirksame Luftspalt wegen $\mu = 0.5\mu_0$ etwa doppelt so groß wie die mechanische Dicke des Hystereserings ist, so dass der Magnetisierungsstrom sehr hoch ist.

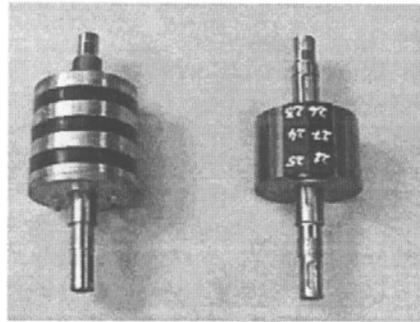


Bild 2.2.6-3: Ausgeführte zweipolige HTSL-Läufer, Durchmesser ca. 70 mm, HTSL-Aktivlänge 45 mm, links: Hystereseläufer, rechts: Reluktanzläufer [2.23]

Beispiel 2.2.6-6:

| | Hysteresemotor | Reluktanzmotor |
|--------------------------------|----------------|----------------|
| Strangspannung U/N | 127 | 127 |
| Strangstrom I/A | 15.4 | 9.4 |
| Leistung P_m / W | 720 | 650 |
| Leistungsfaktor $\cos \varphi$ | 0.19 | 0.28 |
| Wirkungsgrad | 0.63 | 0.64 |
| spez. Wirk-Dreh Schub | 0.66 bar | 0.6 bar |

Tabelle 2.2.6-3: Ausgeführter dreiphasiger, zweipoliger HTSL-Hysteresemotor im Vergleich zu ausgeführtem HTSL-Reluktanzmotor (Bild 2.2.6-3) bei 50 Hz, 3000/min [2.23]

c) Reluktanzmotoren

Reluktanzmotoren sind im Läufer so aufgebaut, dass in der **Längsachse (d-Achse)** der Luftspalt sehr klein ist. Der Magnetfluss wird durch das Läuferisen so geführt, dass nur der kleine Luftspalt zu magnetisieren ist. Quer dazu (**Querachse, q-Achse**) ist der Luftspalt viel größer, daher ist der Läufer in Querrichtung wesentlich schlechter magnetisierbar. Daher wird der Läufer versuchen, sich im Ständerdrehfeld so auszurichten, dass die d-Achse mit der Polachse des Ständerdrehfelds zusammen fällt. Die Ständerinduktivität ist wegen des kleineren Luftspalts in Richtung der d-Achse größer als in Richtung der q-Achse: $L_d > L_q$. Bei Belastung des Läufers wird er aus dieser Achse um den **Polradwinkel** ϑ heraus gedreht. Bei vernachlässigtem Ständerwiderstand und konstanten Induktivitäten L_d, L_q ist ein maximaler Polradwinkel von 45° (elektrische Grade = mechanische Grade/ p) möglich. Das dabei erzielbare maximal mögliche Moment (Kippmoment M_{p0}) ist umso größer, je größer der Unterschied der Magnetisierbarkeit zwischen Längs- und Querachse ist. Dies kommt durch die Differenz zwischen L_d und L_q zum Ausdruck.

$$M_e = -\frac{3p}{2\pi f_s} \cdot U^2 \cdot \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \cdot \sin(2\vartheta) = -M_{p0} \sin(2\vartheta) \quad (X = 2\pi f_s L) \quad (2.2.6-5)$$

Wird in den Lücken der **Querachse HTSL-Material** eingebaut, so befindet es sich bei den technisch erforderlichen Flussdichten von deutlich über 0.1 T nicht mehr in der *Meissner*-Phase, sondern in der *Shubnikov*-Phase. Es erfolgt somit eine unvollständige Flussverdrängung aus der Pollücke, die die Querinduktivität L_q gegenüber der konventionellen Reluktanzausführung (mit Luftbereichen in der Pollücke) verringert und somit das maximale Drehmoment M_{p0} steigert. Die Flussdichte in der Pollücke der Querachse B_{qSL} ist somit kleiner als im konventionellen Fall: $B_{qSL} < B_{qNL}$.

$$v_{SL} = \hat{B}_q / B_{qSL}, \quad v = \hat{B}_q / B_{qNL}, \quad v_{SL} > v > 1 \quad (2.2.6-6)$$

Gegenüber Hysteresemotoren hat der Reluktanzmotor im asynchronen Anlauf die momentenbildenden Wirbelströme im Läufer entweder in einem gesonderten Käfig ("Polgitter") im d-Achsenbereich oder im massiven Eisenteil des Polbereichs selbst, nicht aber im HTSL-Bereich. Wegen des in der Achse deutlich kleineren Luftspalts ist der $\cos\varphi$ höher, da der magnetisierende Blindstrom kleiner ist (Tab. 2.2.6-3). **Deshalb wird dem Reluktanzprinzip gegenüber dem Hysteresepinzip der Vorzug gegeben.**

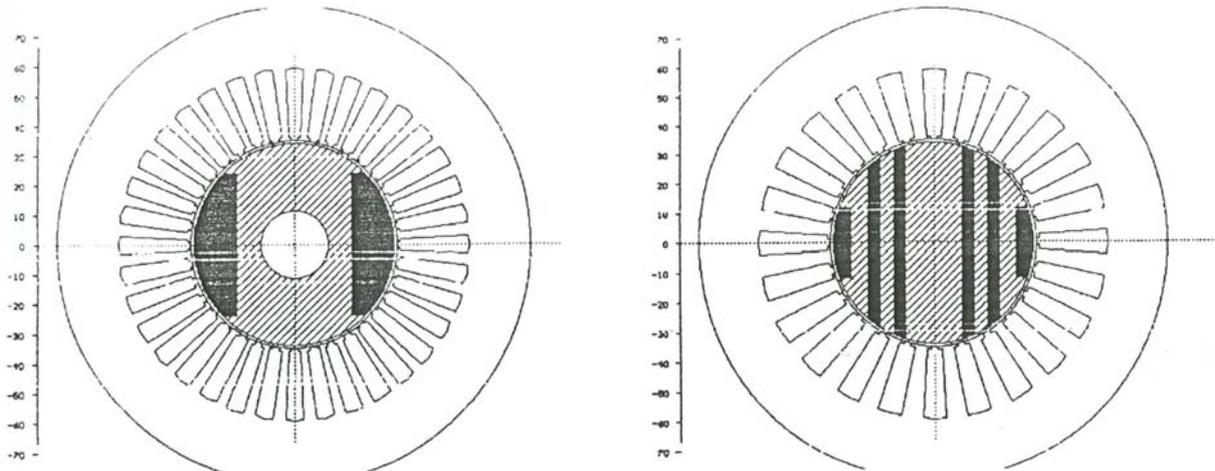


Bild 2.2.6-4: Zweipolige HTSL-Reluktanzmotoren im axialen Schnitt. Die Pollücken ("Reluktanz") sind mit HTSL-Y(123) ausgefüllt, das den Magnetfluss teilweise verdrängt und so die Reluktanzwirkung erhöht; links: Schenkelpoltyp, rechts: "Zebra"-Typ [2.24]

Die Gestaltung des Reluktanzläufers zielt bei gegebener Klemmenspannung U auf maximales Drehmoment M_{p0} ab. Maßgebliche Parameter sind das Verhältnis "**Polbreite/Polteilung**" $\alpha_p = b_p / \tau_p$ und "**Lückentiefe/Polteilung**" h_q / τ_p sowie "**Lückentiefe/Luftspalt**" h_q / δ .

Beispiel 2.2.6-7:

Zweidimensionale Finite-Element-Feldberechnung, 10 kW-Reluktanzmotor, Schenkelpoltyp, $\mu_{r,HTSL} = 0.5$, $\delta = 0.5$ mm, $\tau_p = 63$ mm, $h_q = 10$ mm, $\alpha_p = 0.5$.

Ergebnis: $v_{SL} = 12$, $\nu = 5$, daher Momentsteigerung bei gleichem Strombelag: M_{p0} : + 80 %. Die Messung ergab: + 100%.

Eine vereinfachte analytische Betrachtung (bei vernachlässigter Eisensättigung) erlaubt die Abschätzung der Reaktanzen X_d , X_q gemäß Bild 2.2.6-5, wobei X_h die synchrone Hauptreaktanz ohne Reluktanz (konstanter Luftspalt δ) und $X_{s\sigma}$ die Ständerstreureaktanz (Nutz- sowie Stirn- und Oberfelderstreuung) ist.

$$X_{dh} = c_d X_h, \quad X_{qh} = c_q X_h, \quad X_d = X_{s\sigma} + X_{dh}, \quad X_q = X_{s\sigma} + X_{qh} \quad (2.2.6-7)$$

Bei durch die Ständerwicklung sinusförmig eingepprägter Durchflutung (Grundwellenbetrachtung) $V(x) = \hat{V} \sin(x\pi / \tau_p)$ ergäbe sich (mit dem Durchflutungssatz) für einen Motor mit konstantem Luftspalt δ (keine Reluktanz) in der Längs- und Querachse dieselbe Flussdichteamplitude

$$\hat{B}_d = \hat{B}_q = \mu_0 \hat{V} / \delta \quad (2.2.6-8)$$

Wird angenommen, dass im Bereich der Lücke die Flussdichte auf den konstanten Wert $B_{qSL} = \hat{B}_q / \nu_{SL}$ sinkt, so kann über die Berechnung der Amplitude \hat{B}_{q1} der *Fourier*-Grundwelle des durch die Lücke verzerrten Feldverlaufs der Faktor c_q bestimmt werden.

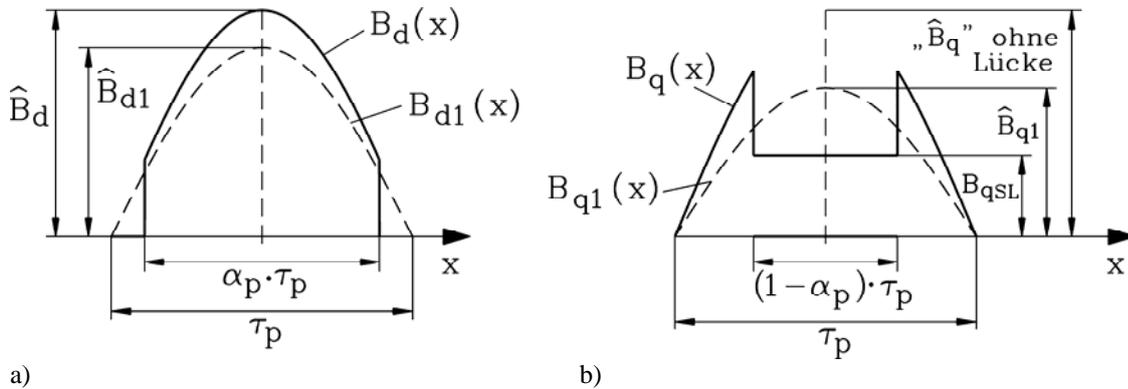


Bild 2.2.6-5: Vereinfachte Bestimmung der Flussdichteverläufe einer SL-Reluktanz-Maschine: a) d: Längsachse, b) q: Querachse. ———: Idealisierte Feldverläufe bei sinusförmig verteilter Ständerdurchflutung, -----: Zugehörige *Fourier*-Grundwelle

$$\hat{B}_{q1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} B_q(\xi) \cdot \sin \xi \cdot d\xi \tag{2.2.6-9}$$

$$c_q = \frac{\hat{B}_{q1}}{\hat{B}_q} = \alpha_p - \frac{\sin(\alpha_p \pi)}{\pi} + \frac{4}{\pi \nu_{SL}} \cos\left(\frac{\alpha_p \pi}{2}\right) \tag{2.2.6-10}$$

Für den Rotor ohne HTSL wird ν_{SL} durch ν ersetzt. Die analoge Rechnung für die Längsachse liefert (bei Vernachlässigung des Felds in der Lücke gemäß Bild 2.2.6-5)

$$c_d = \frac{\hat{B}_{d1}}{\hat{B}_d} = \alpha_p + \frac{\sin(\alpha_p \pi)}{\pi} \tag{2.2.6-11}$$

Bei Vernachlässigung der Ständerstreuung ergibt sich maximales Moment M_{p0} dann, wenn

$$\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} = \frac{X_d - X_q}{X_d X_q} = \frac{X_{dh} - X_{qh}}{X_{dh} X_{qh}} = \frac{c_d - c_q}{c_d c_q} \tag{2.2.6-12}$$

maximal ist.

Beispiel 2.2.6-8:

| | HTSL in den Lücken | Luft in den Lücken |
|-------------------------------|--------------------|--------------------|
| Lückenfeldfaktor | $\nu_{SL} = 12$ | $\nu = 5$ |
| α_p für max. Moment | 0.21 | 0.36 |
| $(c_d - c_q)/(c_d \cdot c_q)$ | 6.20 | 1.94 |
| <i>Momentenerhöhung</i> | + 220 % | |
| zu Beispiel 2.2.6-7 | $\alpha_p = 0.5$ | $\alpha_p = 0.5$ |
| $(c_d - c_q)/(c_d \cdot c_q)$ | 2.55 | 1.5 |
| <i>Momentenerhöhung</i> | + 70 % | |

Tabelle 2.2.6-4: Rechnerische Abschätzung des optimalen Polbreitenverhältnisses α_p für maximales Moment M_{p0} und Momentenerhöhung bei SL-Reluktanzmotoren

Gegenüber konventionellen Reluktanzmotoren ist eine **eher kleinere** Polbedeckung anzustreben, wobei durch den Einfluss der Streuung ($X_{s\sigma} > 0$) und der Sättigung ($X_{d,ges} < X_{d,unges}$) sich der optimale Wert α_p zu höheren Werten verschiebt.

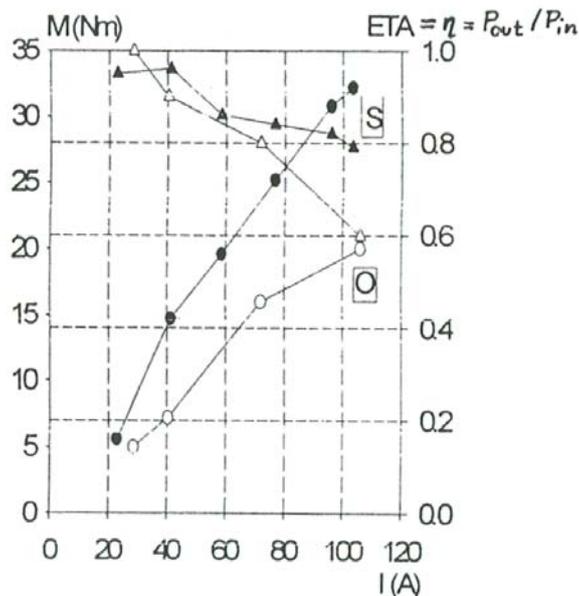


Bild 2.2.6-6: Experimenteller Vergleich: Zweipoliger Schenkelpol-Reluktanzmotor bei 77 K, 50 Hz, 3000/min, variabler Klemmenspannung U (0 ... 285 V verkettet); Messung des direkten Wirkungsgrads P_{out}/P_{in} und des maximalen Moments M_{p0} . S: HTSL-Y(123) in Pollücke, O: ohne HTSL in der Lücke [2.24]

Beispiel 2.2.6-8:

Zweipoliger Reluktanzmotor, Schenkelpoltyp, mit HTSL in den Lücken, Y-Schaltung

Stator: Außen-/Innendurchmesser $d_{sd}/d_{si} = 160/68$ mm, Blechpaketlänge $l_{Fe} = 240$ mm, Ständernutzahl $Q_s = 36$, Lochzahl $q = 4$, Strangzahl $m = 3$, Ständerfrequenz $f_s = 50$ Hz, mittlere Nutbreite $b_{Q,av} = 4.9$ mm, Zahnbreite $b_d = 3$ mm, $\alpha_p \cong 0.4$

Dieser Motor (Bild 2.2.6-6) hat eine relativ geringe Ausnützung und dient lediglich dem messtechnischen Vergleich hinsichtlich der Wirkung der HTSL-Elemente, durch die das Drehmoment etwa um den Faktor 2 (ungesättigt) bzw. 1.5 (gesättigt) gesteigert werden kann (Bild 2.2.6-6 und Tab. 2.2.6-5).

| I | M | η | $\cos\varphi$ | P_{out} | U_{Strang} | σ_{wirk} |
|-------|------|--------|---------------|-----------|--------------|-----------------|
| A | Nm | p.u. | p.u. | W | V | bar |
| 38.9 | 13.7 | 0.95 | 0.37 | 4303 | 105 | 0.08 |
| 103.4 | 31.6 | 0.77 | 0.26 | 9920 | 160 | 0.18 |

Tabelle 2.2.6-5: Messwerte zum ausgeführten Prototyp-Reluktanzmotor, 3000/min, 77 K

| I / A | $\Delta M / M$ | Y(123)-HTSL in Pollücken | ohne HTSL in Pollücken |
|---------|----------------|--------------------------|------------------------|
| 40 | + 114% | 15 Nm | 7 Nm |
| 80 | + 53% | 26 Nm | 17 Nm |
| 105 | + 60 % | 32 Nm | 20 Nm |

Tabelle 2.2.6-6: Prototyp-Reluktanzmotor: Gemessenes Drehmoment mit/ohne HTSL in den Lücken

Beispiel 2.2.6-9:

Zweipoliger Reluktanzmotor, "Zebra"-Typ, mit HTSL als Zwischenschichten,

Y-Schaltung,

Stator: Außen-/Innendurchmesser $d_{sd}/d_{si} = 180/68$ mm, Blechpaketlänge $l_{Fe} = 200$ mm, 50 Hz,

Bemessungspunkt: 3000/min, Nennscheinleistung $S_N = 105$ kVA, $P_{out} = 37.7$ kW, $M = 120$ Nm, $\eta = 0.8$, $\cos\varphi = 0.45$, $\sigma_{wirk} = 0.83$ bar

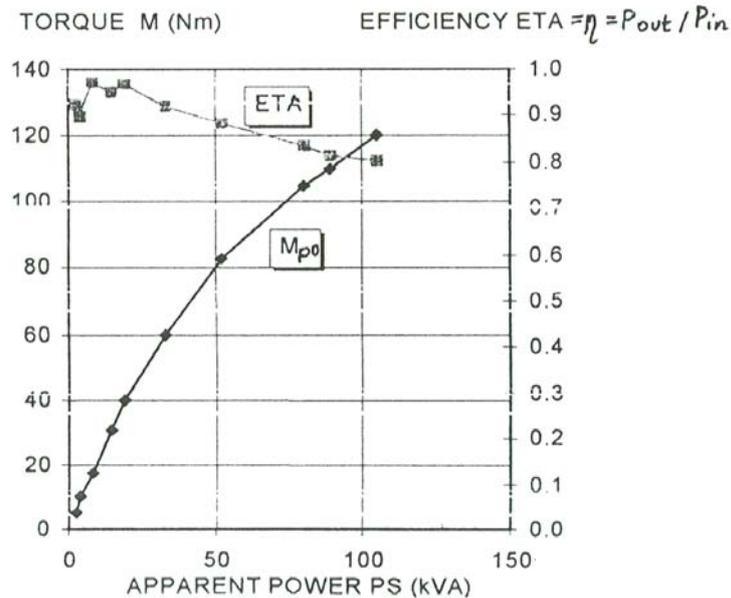


Bild 2.2.6-7: Messung: Zweipoliger "Zebra"-Reluktanzmotor, 77 K, maximales Moment M_{p0} bei variabler Spannung U [2.25]

Der Motor ist hoch ausgenutzt. Auf Grund des Kryobetriebs wäre ein Wirk-Dreh Schub von ca. 0.4 bar zu erwarten, der dank HTSL und der speziellen Auslegung für hohen Strombelag verdoppelt wurde.

d) Kryo-Permanentmagnetmotoren

Der Prototyp von Bsp. 2.2.6-9 zeigte die Möglichkeiten, aber auch **die Grenzen von HTSL-Reluktanzmotoren** bei 77 K. Der **niedrige Leistungsfaktor** korrespondiert mit einem hohen Magnetisierungsstrom, der den Wirkungsgrad begrenzt. Deshalb wird augenblicklich mit Y(123)-Elementen im Rotor experimentiert, die im normal leitenden Zustand einem hohen Magnetfeld ausgesetzt sind. Nach Abkühlung in den SL-Zustand auf eine so tiefe Temperatur, dass das ursprüngliche Feld die kritische Flussdichte unterschreitet, hält der HTSL die Flussröhren dieses Gleichfelds durch "Flusspinning" (harter Supraleiter!) in der *Shubnikov*-Phase an den Pinningzentren fest. Damit ist der HTSL zum **Kryo-Permanentmagneten** geworden. Bei 20 K sind z. Zt. 7 T Flussdichte möglich, bei 77 K immerhin noch 0.9 T (ungünstiger Fall: quer zur Vorzugsrichtung eingprägtes Feld).

Mit diesen SL-Permanentmagneten lassen sich Motoren bauen, die nicht durch den Ständerstrombelag magnetisiert werden. Folglich kann auf einen kleinen Luftspalt verzichtet werden, so dass eine thermische Isolation zwischen Ständer und Läufer – ähnlich wie bei den Großgeneratoren – möglich wird. Das senkt den Kühlbedarf drastisch. Gleichzeitig verbessert sich der Leistungsfaktor erheblich, was den Scheinleistungsbedarf der Motoren verringert.

Mit demselben Prinzip des "eingefrorenen" Flusses im HTSL lassen sich auch passive Magnetlager bauen (siehe Kapitel 3: Magnetlagerung).