Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 65 (1974)

Heft: 3

Artikel: Betrieb eines Asynchronmotors mit optimaler Spannungs- und Frequenzregelung bei konstanter Verlustsumme

Autor: Mistschenko, W. / Sergl, J. / Echtler, K.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-915348

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 12.07.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Betrieb eines Asynchronmotors mit optimaler Spannungs- und Frequenzregelung bei konstanter Verlustsumme

Von W. Mistschenko, J. Sergl und K. Echtler

621.313.333.2 : 621.316.72

Es gibt verschiedene Kriterien für den optimalen Betrieb eines Asynchron-Kurzschlussläufermotors, bei frequenzvariabler Speisung. In dieser Arbeit wird untersucht, wie sich Spannung, Strom, Grundwellenfluss usw. frequenzabhängig ändern müssen, wenn die Maschine bei vorgegebener zulässiger Summe der elektrischen Verluste das maximal mögliche Drehmoment entwickeln soll. Dazu werden zunächst die benötigten Grundgleichungen der Asynchronmaschine, eine Methode zur mathematischen Erfassung der Sättigungsabhängigkeit der Hauptfeldreaktanz und die Gleichungen zur Berechnung der elektrischen Verluste angegeben. Um den Einfluss der einzelnen Parameter anschaulich darstellen zu können, wird dann auf graphischem Wege die optimale Zuordnung der Wertepaare Schlupffrequenz/Grundwellenfluss und Drehmoment/Grundwellenfluss für verschiedene Speisefrequenzen ermittelt. Nach Kenntnis dieser optimalen Zuordnungen können der Verlauf des inneren Drehmoments, der inneren mechanischen Leistung, des Grundwellenflusses, der Speisespannung, des Stromes und der einzelnen Verlustkomponenten als Funktion der Speisefrequenz aufgetragen werden. Bei einer als Beispiel gewählten, für 50-Hz-Speisung ausgelegten Serienmaschine zeigt sich, dass das absolute Maximum der möglichen inneren mechanischen Leistung bei Speisung mit 115 Hz aufträte. Es läge 39 % über der Nennleistung des Motors. Bei Nennfrequenz könnte durch Betrieb mit 15 % Überspannung die abgebbare Leistung um 7 % erhöht werden.

Il existe différents critères pour le fonctionnement optimal d'un moteur asynchrone à rotor en court-circuit, alimenté sous fréquence variable. Dans cet exposé, on examine comment la tension, le courant, le flux d'onde fondamentale, etc. peuvent être modifiée en fonction de la fréquence, afin que, pour une certaine somme admissible des pertes électriques, la machine développe le couple maximal possible. On indique tout d'abord les équations fondamentales nécessaires de la machine asynchrone, une méthode de détermination mathématique de la réactance du champ principal en fonction de la saturation et les équations pour le calcul des pertes électriques. Afin de pouvoir représenter convenablement les divers paramètres, on détermine ensuite graphiquement l'attribution optimale des paires de valeurs fréquence de glissement/flux d'onde fondamentale et couple/flux d'onde fondamentale, pour différentes fréquences d'alimentation. Lorsque les attributions optimales ont été déterminées, on peut reporter en fonction de la fréquence d'alimentation la variation du couple interne, de la puissance mécanique interne, du flux d'onde fondamentale, de la tension d'alimentation, du courant et des diverses composantes des pertes. Pour une machine de série, prévue pour alimentation à 50 Hz, prise comme exemple, on constate que le maximum absolu de la puissance mécanique interne se présenterait lors de l'alimentation à 115 Hz. Il serait de 39 % supérieur à la puissance nominale du moteur. A la fréquence nominale, en fonctionnement sous surtension de 15 %, la puissance débitée pourrait être accrue de 7 %.

1. Einleitung

Die Speisung eines Asynchron-Kurzschlussläufermotors mit voneinander unabhängig veränderbarer Spannung und Frequenz lässt eine kontinuierliche, verlustarme Drehzahlregelung zu. Diese Betriebsart erlangte in den letzten Jahren praktische Bedeutung dank des enormen Fortschritts auf dem Gebiet der Leistungselektronik, der den wirtschaftlichen Bau von statischen Umrichtern mit den in der Praxis geforderten Ausgangsfrequenzen ermöglichte. Bei dieser Betriebsart, bei der Spannung und Frequenz voneinander unabhängig verändert werden, stellt sich die Frage, wie diese beiden Grössen im stationären Betrieb für verschiedene, bestimmte Drehzahlen einzustellen sind, damit die Maschine z. B. bei einer vorgegebenen, aus thermischen Gründen maximal zugelassenen Summe der elektrischen Verluste das maximal mögliche Drehmoment entwickelt. Von der Umrichterseite her ist von Interesse, wie die Maschine zu speisen ist, damit sie im stationären Betrieb bei jeder Drehzahl und vorgegebenem, maximal zulässigem Ausgangsstrom des Umrichters das maximal mögliche Drehmoment entwickelt [1; 2][1]). Schliesslich ist auch im dynamischen Betrieb eine optimale Zuordnung von Spannung, Frequenz und Drehzahl zu finden, um die Vorzüge dieser Betriebsart voll ausnutzen zu können [3].

In dieser Studie wird untersucht, wie Spannung, Strom, Grundwellenfluss usw. in Abhängigkeit von der Frequenz aufeinander abzustimmen sind, damit die Maschine bei vorgegebener Summe der zulässigen elektrischen Verluste das maximal mögliche Drehmoment entwickelt. Es wird nach Angabe der Grundgleichungen zunächst gezeigt, wie sich bei konstanter Speisefrequenz und konstantem Drehmoment die elektrischen Verluste abhängig vom eingestellten Grundwellenfluss ändern. Es ergibt sich ein deutliches Minimum. Danach wird für eine vorgegebene Speisefrequenz und eine vorgegebene konstante Summe der elektrischen Verluste das maximal mögliche Drehmoment berechnet. Schliesslich werden dieses maximal mögliche Drehmoment und die maximal mögliche mechanische Leistung neben den anderen Betriebsgrössen in Abhängigkeit von der Speisefrequenz ermittelt. Den Berechnungen werden praktisch sinusförmige Speisespannung und praktisch sinusförmiger Strom zugrunde gelegt.

[1]) Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

Verwendete Buchstabensymbole

E_{1g} Effektivwert der vom Grundwellenfeld in einem Statorstrang induzierten EMK
f_1 Speisefrequenz
f_2 Schlupffrequenz
I_1 Effektivwert des Statorstrangstromes
I_2' Effektivwert des auf den Stator umgerechneten Rotorstroms
i_1 Statorstrom, bezogen auf den Statornennstrom
i_2' Rotorstrom, bezogen auf den Rotornennstrom
I_{1m} Effektivwert des Magnetisierungsstroms
I_{10} Statorwirkstrom zur Deckung der Eisenverluste
M_i inneres Drehmoment
m_i inneres Drehmoment, bezogen auf das Nennmoment
m_1 Strangzahl der Statorwicklung
P_{mi} innere mechanische Leistung
P_1 Klemmenwirkleistung
P_{12} Drehfeldleistung
p Polpaarzahl
p_{mi} innere mechanische Leistung, bezogen auf die Nennleistung

R_1 Widerstand eines Statorstranges
R_2' sekundärer Widerstand, umgerechnet auf die Statorwicklung
R_Z Wirkwiderstand zur Berücksichtigung der stromabhängigen Zusatzverluste
R_0 Wirkwiderstand zur Berücksichtigung der Eisenverluste
U_1 Effektivwert der Statorstrangspannung
u_1 Statorstrangspannung, bezogen auf die Statornennstrangspannung
V elektrische Gesamtverluste
V_{1K} Statorkupferverluste
V_{2K} Rotorkupferverluste
V_{HN} Hysteresenennverluste
V_{WN} Wirbelstromnennverluste
V_0 Eisenverluste
V_Z stromabhängige Zusatzverluste
V_{Z0} stromabhängige Zusatzverluste im Leerlauf
V_{ZL} lastabhängige Zusatzverluste
v elektrische Gesamtverluste, bezogen auf die elektrischen Gesamtnennverluste
w_1 Windungszahl eines Statorstranges
$X_{1\sigma}$ Statorstreureaktanz
$X_{2\sigma}'$ sekundäre Streureaktanz, umgerechnet auf die Statorwicklung
X_{1h} Hauptfeldreaktanz
$x_{1\sigma}$ Statorstreureaktanz, bezogen auf die Nennimpedanz
$x_{2\sigma}'$ umgerechnete sekundäre Streureaktanz, bezogen auf die Nennimpedanz
x_{1h} Hauptfeldreaktanz, bezogen auf die Nennimpedanz
α Speisefrequenz, bezogen auf die Statornennfrequenz
β Schlupffrequenz, bezogen auf die Statornennfrequenz
β_N Nennschlupf
η Wirkungsgrad
ξ_1 Wicklungsfaktor der Statorwicklung für das Grundwellenfeld
φ Phasenwinkel
Φ_g Maximalwert des Grundwellenflusses
φ_g Grundwellenfluss, bezogen auf den Grundwellennennfluss
Ω_{DN} Winkelgeschwindigkeit des Drehfeldes im Nennbetrieb
Ω_R Winkelgeschwindigkeit des Rotors

2. Grundgleichungen für die Zusammenhänge zwischen Spannung, Strom, Frequenz, Fluss und Drehmoment

Bei den Berechnungen wird vom üblichen Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine (Fig. 1a) ausgegangen. Die stromabhängigen Zusatzverluste werden dabei angenähert durch einen Serienwiderstand $R_Z(\alpha)$ zum Ständerwiderstand, die gesamten spannungsabhängigen Eisenverluste durch einen Parallelwiderstand $R_0(\alpha)$ zur Hauptfeldreaktanz berücksichtigt. Bei der Berechnung der Ströme darf in guter Näherung $R_Z = 0$ und $R_0 = \infty$ gesetzt werden. Diese Vereinfachung führt, wenn man gleichzeitig alle Spannungen, Widerstände und Reaktanzen durch die bezogene Primärfrequenz $\alpha = \frac{f_1}{f_{1N}}$ dividiert, zu der in Fig. 1b gezeigten Ersatzschaltung.

Betrachtet man dort den strichlierten Zweipol A, so erkennt man ohne Rechnung, dass beispielsweise bei vorgegebenem Statorstrom I_1 und für Nennfrequenz bekannten Reaktanzen $X_{2\sigma}'$ und X_{1h} sowie bekanntem Rotorwiderstand R_2', die Angabe einer zweiten Betriebsgrösse, z. B. der bezogenen Schlupffrequenz $\beta = \frac{f_2}{f_{1N}}$ genügt, um die Ströme I_{1m} und I_2' und damit auch den Grundwellenfluss Φ_g und das innere Drehmoment M_i eindeutig festzulegen.

Die mathematischen Zusammenhänge können aus den in [4] angegebenen Grundgleichungen hergeleitet werden. Diese lauten:

$$I_1 = U_1 \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{X_{2\sigma}'}{X_{1h}}\right)^2 + \left(\frac{R_2'}{X_{1h}} \cdot \frac{1}{\beta}\right)^2}}{\sqrt{N}} \tag{1}$$

$$M_i = \frac{m_1 U_1^2}{\Omega_{DN}} \cdot \frac{R_2'}{\beta N} \tag{2}$$

$$\Phi_g = \frac{U_1}{c_1 f_{1N}} \cdot \frac{\sqrt{X_{2\sigma}'^2 + \left(\frac{R_2'}{\beta}\right)^2}}{\sqrt{N}} \tag{3}$$

Hierbei ist:

$$\alpha = \frac{f_1}{f_{1N}}; \quad \beta = \frac{f_2}{f_{1N}}$$

$$N = R_1^2 \left(1 + \frac{X_{2\sigma}'}{X_{1h}}\right)^2 + \left[X_{1\sigma} + X_{2\sigma}'\left(1 + \frac{X_{1\sigma}}{X_{1h}}\right)\right]^2 \alpha^2 + \\ + \left[\left(\frac{R_1}{X_{1h}}\right)^2 + \left(1 + \frac{X_{1\sigma}}{X_{1h}}\right)^2 \alpha^2\right] \left(\frac{R_2'}{\beta}\right)^2 + 2 R_1 \alpha \frac{R_2'}{\beta}$$

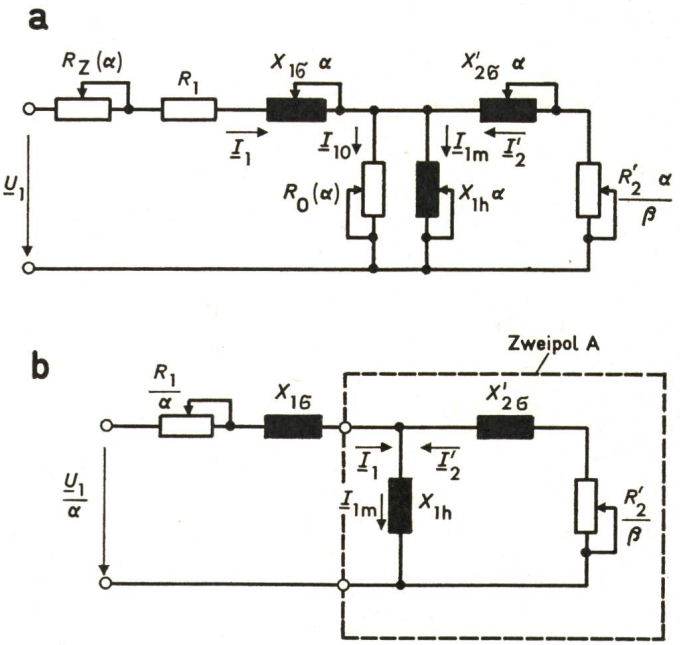

Fig. 1 Ersatzschaltschemata der Asynchronmaschine
U_1 Statorstrangspannung
I_1 Statorstrangstrom
I_{10} Wirkstromkomponente zur Deckung der Eisenverluste
I_{1m} Magnetisierungsstrom
I_2' auf die Statorwicklung umgerechneter Rotorstrom
$X_{1\sigma}$ Statorstreureaktanz bei Nennfrequenz
$X_{2\sigma}'$ auf die Statorwicklung umgerechnete Rotorstreureaktanz bei Nennfrequenz
X_{1h} Hauptfeldreaktanz bei Nennfrequenz
$RZ(\alpha)$ Widerstand zur Berücksichtigung der stromabhängigen Zusatzverluste
R_1 Ohmscher Widerstand eines Statorstranges
$R_0(\alpha)$ Widerstand zur Berücksichtigung der Eisenverluste
R_2' auf die Statorwicklung umgerechneter Rotorwiderstand
α auf Nennfrequenz bezogene Speisefrequenz
β auf Stator-Nennfrequenz bezogene Schlupffrequenz

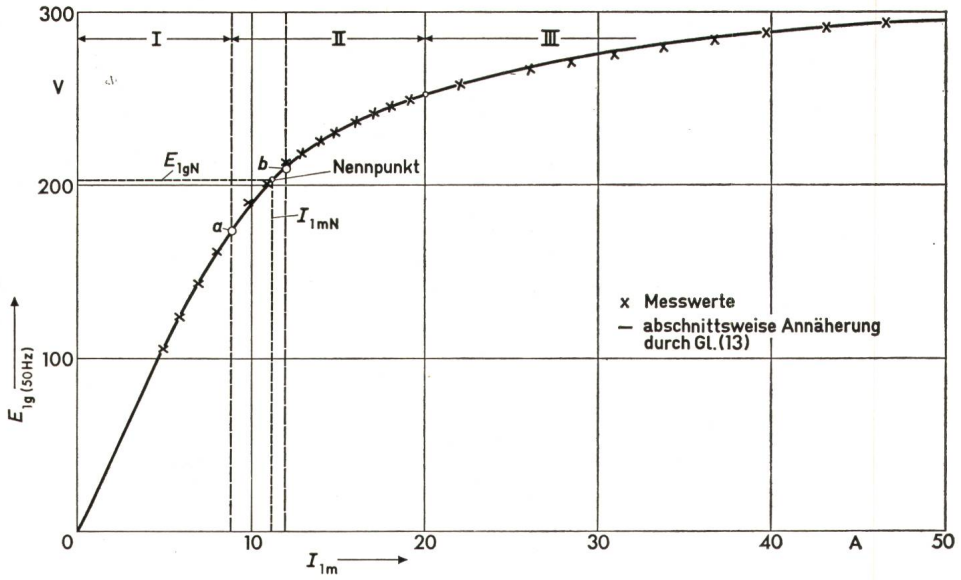

Fig. 2 Magnetisierungskennlinie
E_{1g} vom Grundwellenfeld bei Nennfrequenz in die Statorwicklung induzierte EMK
I_{1m} Magnetisierungsstrom
a, b Punkte
Weitere Bezeichnungen siehe im Text

$$\Omega_{DN} = \frac{2\pi f_{1N}}{p}$$

$$c_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} w_1 \xi_1$$

Löst man Gl. (2) nach U_1 auf und setzt sie in die Gl. (3) ein, so erhält man für das später benötigte Quadrat des Grundwellenflusses:

$$\Phi_g^2 = \frac{2\pi}{m_1 p c_1^2 f_{1N}} \cdot \frac{X_{2\sigma}'^2 + \left(\frac{R_2'}{\beta}\right)^2}{\frac{R_2'}{\beta}} M_i \tag{4}$$

Löst man Gl. (2) nach U_1 auf und setzt sie in Gl. (1) ein, so ergibt sich für das Quadrat des Statorstromes:

$$I_1^2 = \frac{\Omega_{DN}}{m_1} \left(\frac{R_2'}{\beta X_{1h}^2} + \frac{(X_{1h} + X_{2\sigma})^2 \cdot \beta}{X_{1h}^2 R_2'} \right) M_i \tag{5}$$

Aus dem bekannten Zusammenhang zwischen Drehfeldleistung

$$P_{12} = m_1 I_2'^2 \frac{R_2'}{\beta} \alpha$$

und innerem Drehmoment

$$M_i = \frac{P_{12}}{\Omega_{DN} \alpha}$$

ergibt sich für das Quadrat des auf die Statorwicklung umgerechneten Rotorstroms:

$$I_2'^2 = \frac{\Omega_{DN}}{m_1} \cdot \frac{\beta}{R_2'} M_i \tag{6}$$

Setzt man ferner in die bekannte Gleichung für den Magnetisierungsstrom

$$I_{1m} = \frac{c_1 f_{1N} \cdot \Phi_g}{X_{1h}}$$

die Gl. (4) ein, so erhält man für das Quadrat des Magnetisierungsstromes:

$$I_{1m}^2 = \frac{\Omega_{DN}}{m_1} \cdot \frac{1}{X_{1h}^2} \left[X_{2\sigma}'^2 + \left(\frac{R_2'}{\beta}\right)^2 \right] \frac{\beta}{R_2'} M_i \tag{7}$$

Einen interessanten, sehr einfachen Zusammenhang zwischen den Gl. (5), (6) und (7) findet man, wenn man für Gl. (5) eine geänderte Schreibweise wählt:

$$I_1^2 = \frac{\Omega_{DN}}{m_1} \cdot \frac{1}{X_{1h}^2} \left[X_{2\sigma}'^2 + \left(\frac{R_2'}{\beta}\right)^2 \right] \frac{\beta}{R_2'} M_i + \frac{\Omega_{DN}}{m_1} \left(\frac{X_{1h}^2 + 2 X_{1h} X_{2\sigma}'}{X_{1h}^2} \right) \frac{\beta}{R_2'} M_i \tag{5a}$$

Ein Vergleich mit den Beziehungen (6) und (7) zeigt nämlich, dass dafür auch geschrieben werden kann:

$$I_1^2 = I_{1m}^2 + I_2'^2 \left(\frac{X_{1h} + 2 X_{2\sigma}'}{X_{1h}} \right) \tag{5b}$$

Die Gl. (4) bis (7) geben die Zusammenhänge zwischen den Grössen I_1, I_2', I_{1m} (bzw. Φ_g), β und M_i an. Man sieht die eingangs gemachte Aussage bestätigt, dass die Vorgabe von zwei dieser Grössen des Zweipols A genügt. Die übrigen drei können mit den angegebenen Gleichungen berechnet werden.

Es ist nun noch eine Aussage über die Winkelgeschwindigkeit Ω_R des Rotors, über die Speisefrequenz f_1 und die anzulegende Strangspannung U_1 zu machen. Ähnlich wie oben durch die Vorgabe zweier Werte die übrigen drei eindeutig bestimmt sind, genügt hier die Vorgabe eines der drei Werte, um die beiden übrigen festzulegen. Ist beispielsweise die mechanische Winkelgeschwindigkeit Ω_R vorgegeben, so ergibt sich die erforderliche Speisefrequenz aus der Beziehung

$$\alpha = \frac{\Omega_R}{\Omega_{DN}} + \beta \tag{8}$$

Die anzulegende Klemmenspannung ergibt sich aus der nach U_1 aufgelösten Gl. (1).

Damit können nach Vorgabe von drei der erwähnten 8 Grössen (I_1, I_2', I_{1m} [bzw. Φ_g], β, M_i, Ω_R, f_1, U_1) die übrigen 5 berechnet werden.

Es erweist sich nun vielfach als zweckmässig, mit bezogenen Grössen zu rechnen, um die an einem Beispiel gewonnenen Ergebnisse leichter auf andere Maschinen übertragen zu können. In bezogenen Grössen lautet beispielsweise Gl. (4):

$$\varphi_g^2 = \frac{x_{2\sigma}'^2 \frac{\beta}{r_2'} + \frac{r_2'}{\beta}}{x_{2\sigma}'^2 \frac{\beta_N}{r_2'} + \frac{r_2'}{\beta_N}} m_i \tag{9}$$

Hierbei bedeuten:

$$m_i = \frac{M_i}{M_{iN}} \qquad r_2' = \frac{R_2'}{U_{1N}} I_{1N}$$

$$x'_{2\sigma} = \frac{X'_{2\sigma}}{U_{1N}} I_{1N} \qquad \varphi_g = \frac{\Phi_g}{\Phi_{gN}}$$

Nachdem für die bezogene Sekundärfrequenz $\beta = \frac{f_2}{f_{1N}}$ bei Umrichterspeisung nur Werte bis zu wenigen Prozent in Frage kommen, gilt für Gl. (9) die sehr einfache Näherungsbeziehung:

$$\varphi_g^2 \approx \frac{\beta_N}{\beta} m_i \tag{10}$$

Gl. (5) lautet in bezogener Form

$$i_1^2 = \left(\frac{I_1}{I_{1N}}\right)^2 = \frac{\dfrac{r_2'}{\beta x_{1h}^2} + \dfrac{(x_{1h} + x'_{2\sigma})^2 \beta}{x_{1h}^2 r_2'}}{\dfrac{r_2'}{\beta_N x_{1hN}^2} + \dfrac{(x_{1hN} + x'_{2\sigma})^2 \beta_N}{x_{1hN}^2 r_2'}} m_i \tag{11}$$

wobei $x_{1h} = \frac{X_{1h}}{U_{1N}} I_{1N}$ und $x_{1hN} = \frac{X_{1hN}}{U_{1N}} I_{1N}$

Schliesslich ergibt sich aus Gl. (6) für das Quadrat des bezogenen Sekundärstroms

$$i_2'^2 = \left(\frac{I_2'}{I'_{2N}}\right)^2 = \frac{\beta}{\beta_N} m_i \tag{12}$$

3. Berücksichtigung der Hauptfeldsättigung

Die späteren Berechnungen machen eine mathematische Darstellung der Magnetisierungskennlinie bzw. der Abhängigkeit der Hauptfeldreaktanz vom Grundwellenfluss erforderlich. In der Literatur sind hierzu verschiedene Vorschläge gemacht worden. In [1] wird beispielsweise eine abschnittsweise Annäherung der Magnetisierungskennlinie durch Arcus-Tangens-Funktionen von der Form

$$E_{1g} = A \cdot \operatorname{arc\,tg}(B I_{1m}) \tag{13}$$

als zweckmässig erachtet. Hierbei erhält man die Konstanten A und B aus der experimentell ermittelten bzw. berechneten Magnetisierungskennlinie z. B. für den Abschnitt zwischen den Punkten a und b in Fig. 2 zu:

$$A = \frac{E_{1ga}}{\operatorname{arc\,tg}\left(\dfrac{I_{1ma}}{I_{1mb}} \cdot \operatorname{tg}\dfrac{E_{1gb}}{A}\right)}$$

$$B = \frac{1}{I_{1mb}} \cdot \operatorname{tg}\frac{E_{1gb}}{A}$$

Die Gleichung zur Ermittlung von A kann ohne grossen Aufwand iterativ gelöst werden. Wie man aus der in Fig. 2 aufgezeichneten Kennlinie der später beschriebenen Versuchsmaschine erkennt, ist bereits mit drei Arcus-Tangens-Funktionen eine sehr gute Annäherung der gemessenen Kennlinie möglich. Der maximale Fehler liegt für E_{1g} unter 2% und für I_{1m} unter 4%.

Bei den späteren Untersuchungen ist es jedoch zweckmässig, mit der vom Grundwellenfluss abhängigen Hauptfeldreaktanz zu rechnen. Ihr Verlauf kann zunächst mit nicht bezogenen Grössen unter Beachtung der Beziehungen

$$X_{1h} = \frac{E_{1g}}{I_{1m}} \qquad \text{und} \qquad E_{1g} = c_1 f_{1N} \Phi_g$$

aus Fig. 2 ermittelt werden.

Ausgehend von Gl. (13) ergibt sich eine Möglichkeit, auch diesen Verlauf durch eine mathematische Funktion anzunähern. Gl. (13) lautet in geänderter Schreibweise:

$$I_{1m} = \frac{1}{B} \cdot \operatorname{tg}\frac{E_{1g}}{A}$$

Damit ergibt sich für die Hauptfeldreaktanz:

$$X_{1h} = B E_{1g} \cdot \operatorname{ctg}\frac{E_{1g}}{A} \approx B E_{1g}\left(\frac{A}{E_{1g}} - \frac{E_{1g}}{3A}\right)$$

$$X_{1h} \approx C - D \Phi_g^2$$

Dieser Ausdruck lautet in bezogener Form:

$$x_{1h} = \frac{X_{1h}}{U_{1N}} I_{1N} = c - d \varphi_g^2 \tag{14}$$

Die Konstanten c und d erhält man wieder aus der anzunähernden Kennlinie durch Einsetzen der beiden Randpunkte, zwischen denen der Kurvenverlauf angenähert werden soll. Den aus Fig. 2 gewonnenen Verlauf $x_{1h} = f(\varphi_g)$ zeigt Fig. 3. Man erkennt, dass mit Gl. (14) bereits bei einer Unterteilung in vier Abschnitte eine gute Annäherung des gemessenen Verlaufs möglich ist.

Setzt man in Gl. (14) die Drehmomentgleichung (10) ein, so ergibt sich folgender einfache Zusammenhang

$$x_{1h} = c - d \frac{\beta_N}{\beta} m_i = c - a m_i \varrho \tag{15}$$

mit den Abkürzungen

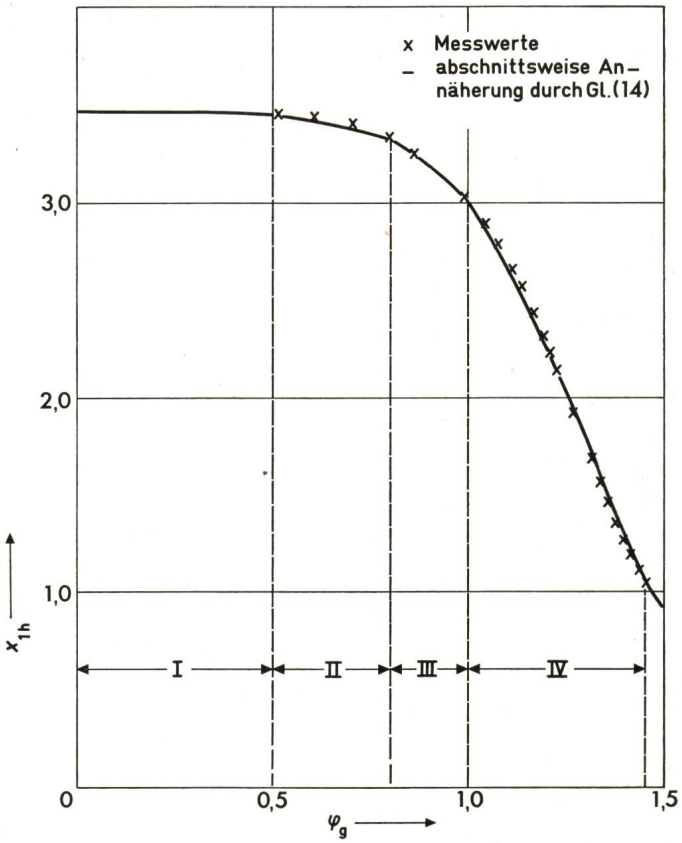

Fig. 3 Abhängigkeit der Hauptfeldreaktanz vom Grundwellenfluss

x_{1h} auf Nennimpedanz bezogene Hauptfeldreaktanz
φ_g auf Grundwellen-Nennfluss bezogener Grundwellenfluss
Die Konstanten der Gleichung $x_{1h} = c - d \varphi_g^2$ sind im Abschnitt
I: $c = 3{,}45$; $d = 0$
II: $c = 3{,}53$; $d = 0{,}306$
III: $c = 3{,}91$; $d = 0{,}908$
IV: $c = 4{,}81$; $d = 1{,}800$

$$a = d\frac{\beta_N}{r_2'} \quad \text{und} \quad \varrho = \frac{r_2'}{\beta}$$

Fig. 4 zeigt die mit Gl. (15) ermittelte Abhängigkeit der Hauptfeldreaktanz von der bezogenen Schlupffrequenz mit dem Lastmoment als Parameter.

Die eingetragenen Punkte ergeben sich, wenn die Messwerte der Magnetisierungskennlinie zugrunde gelegt werden. Diese Figur veranschaulicht drastisch die starke Abhängigkeit der Hauptfeldreaktanz von der Schlupffrequenz im Sättigungsbereich, wenn der Maschine ein bestimmtes Drehmoment abverlangt wird.

4. Grundgleichungen zur Berechnung der elektrischen Verluste

Zur Berechnung des maximal möglichen Drehmoments ist die Kenntnis und mathematische Erfassung der in der Maschine auftretenden Verluste erforderlich. Diese werden bei Speisung mit Nennspannung und Nennfrequenz üblicherweise in sog. Leer- und Lastverluste aufgegliedert.

Die Leerverluste sind Eisenverluste (Hysterese- und Wirbelstromverluste, bedingt durch das Grundwellenfeld und sättigungsbedingte Oberwellenfelder; Pulsations- und Oberflächenverluste, bedingt durch die wechselnde magnetische Leitfähigkeit auf Grund der Ständer- und Läufernutung), stromabhängige Zusatzverluste im Leerlauf und Reibungsverluste.

Die Eisenverluste (ohne stromabhängige Zusatzverluste im Leerlauf!) ändern sich abhängig von der Speisefrequenz und vom Grundwellenfluss in guter Näherung nach folgender Gleichung [5]:

$$V_0 = V_{0N}\frac{(V_{HN}\,\alpha + V_{WN}\,\alpha^2)}{(V_{HN} + V_{WN})}\cdot\frac{\Phi_g^2}{\Phi_{gN}^2} = (V_{HN}\,\alpha + V_{WN}\,\alpha^2)\varphi_g^2 \tag{16}$$

Die Zusatzverluste im Leerlauf lassen sich, wie später gezeigt wird, nach Kenntnis der lastabhängigen Zusatzverluste bestimmen.

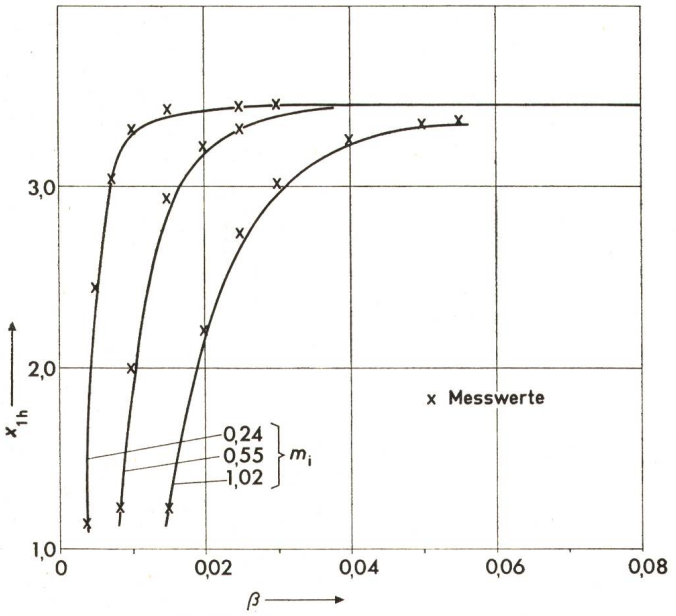

Fig. 4 Abhängigkeit der bezogenen Hauptfeldreaktanz von der bezogenen Läuferfrequenz mit dem bezogenen Drehmoment als Parameter

x_{1h} auf die Nennimpedanz bezogene Hauptfeldreaktanz
β auf die primäre Speise-Nennfrequenz bezogene Schlupffrequenz
m_i auf das innere Nennmoment bezogenes inneres Moment

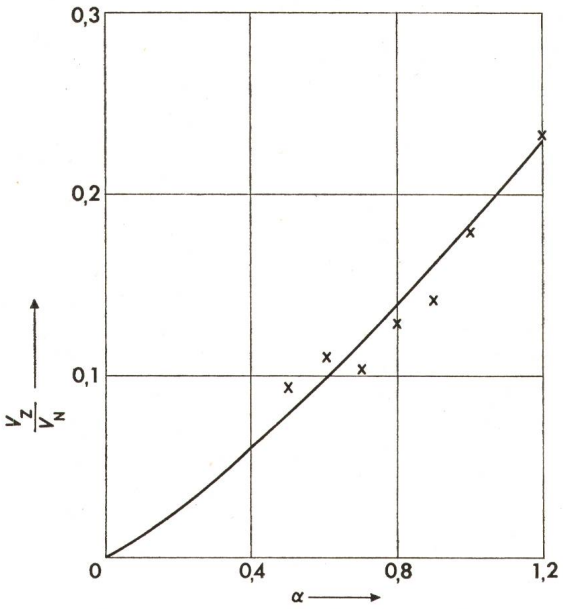

Fig. 5 Abhängigkeit der stromabhängigen Zusatzverluste von der Speisefrequenz

V_Z/V_N Zusatzverluste bezogen auf die Summe der elektrischen Verluste bei 1,025 × Nennstrom und Nennfluss
α auf Nennfrequenz bezogene Speisefrequenz

Die Lastverluste bestehen vorwiegend aus den auf die Gleichstromwiderstände der Stator- und der Rotorwicklung zurückzuführenden Kupferverlusten:

$$V_{1K} = m_1\,I_1^2\,R_1 = V_{1KN}\,i_1^2$$
$$V_{2K} = m_1\,I_2'^2\,R_2' = V_{2KN}\,i_2'^2 \tag{17}$$

Hinzu kommen die lastabhängigen Zusatzverluste. Dies sind Stromverdrängungsverluste, Verluste, hervorgerufen durch die Wicklungsoberfelder von Stator und Rotor, schrägungsbedingte Zusatzverluste bei nicht isolierten Käfigstäben und Stirnverluste, die auf Stirnraumstreufelder zurückzuführen sind. Die Vorausberechnung dieser lastabhängigen Zusatzverluste ist wegen der komplizierten Abhängigkeiten so schwierig, dass es bis heute keine allgemeingültige, alle Parameter erfassende Berechnungsmethode gibt. Die Verluste werden nach [6] bei Nennbetrieb pauschal mit 0,5% der Nennleistung angenommen. Nun ist aber bekannt [7; 8; 9; 10], dass dieser Wert bei vielen ausgeführten Maschinen erheblich überschritten wird. Er liegt bei normal ausgeführten Motoren, bei deren Auslegung die Richtlinien zur Minderung der Zusatzverluste beachtet wurden, im Bereich von 0,5 bis 2% der Nennleistung. Hierbei gelten die kleinen Werte für Grossmotoren und die grösseren für Motoren kleiner Leistung. Man kann die lastabhängigen Zusatzverluste bei kleinen Maschinen durch hochpräzise Messung der aufgenommenen und abgegebenen Leistung und Abzug der nach [6] ermittelten stromabhängigen und stromunabhängigen Verluste von den festgestellten Gesamtverlusten ermitteln.

$$V_{ZL} = V - \underbrace{(V_0 + V_R + V_{Z0})}_{\text{«stromunabhängige»}} - \underbrace{(V_{1K} + V_{2K})}_{\text{«stromabhängige» Verluste}} \tag{18}$$

Bei Grossmaschinen mit Luft-Wasser-Kühlern bietet sich eine kalorimetrische Messung der Gesamtverluste an [11]. Solche Messungen zeigen, dass die lastabhängigen Zusatzverluste dem Quadrat des Laststromes proportional sind, so-

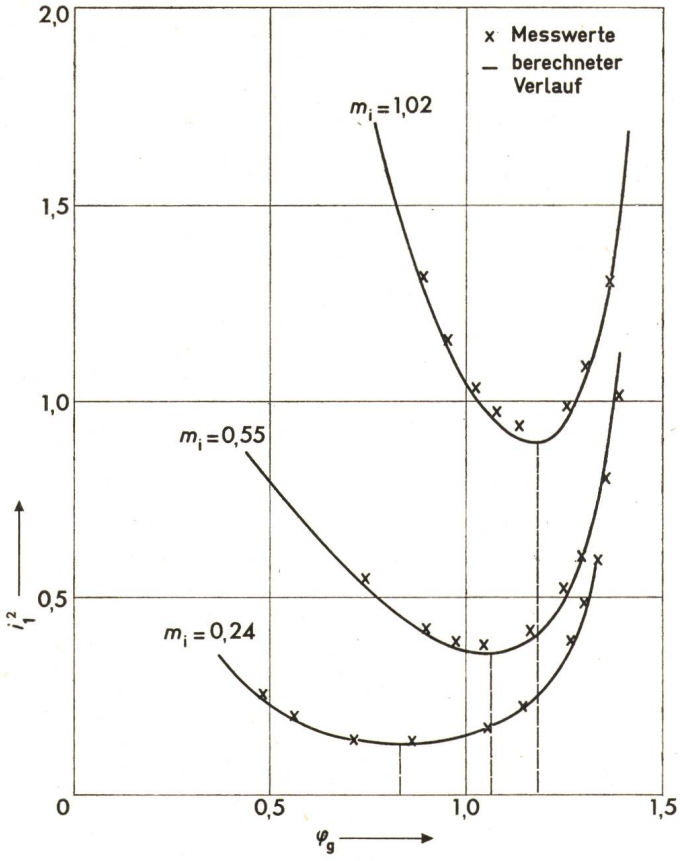

Fig. 6 Quadrat des Statorstromes als Funktion des Grundwellenflusses mit dem Drehmoment als Parameter

i_1 auf Nennstrom bezogener Statorstrom
φ_g auf Grundwellen-Nennfluss bezogener Grundwellenfluss
m_i auf Nennmoment bezogenes inneres Drehmoment

lange die stromabhängige Sättigung der Streuwege vernachlässigbar ist, was im Normalfall zutrifft, wenn der Nennstrom nicht stark überschritten wird. Da die im Leerlauf auftretenden stromabhängigen Zusatzverluste in den nach [6] definierten «stromunabhängigen» Verlusten enthalten sind, geht beim Auftragen der lastabhängigen Zusatzverluste über dem Quadrat des Statorstromes die Gerade beim Leerlaufstrom durch Null. Verschiebt man die Gerade parallel zu sich selbst in den Abszissennullpunkt, so erhält man in guter Näherung den Verlauf der gesamten stromabhängigen Zusatzverluste abhängig vom Quadrat des Statorstromes.

Unbefriedigend sind die bisher über die Abhängigkeit der stromabhängigen Zusatzverluste von der Speisefrequenz gewonnenen Erkenntnisse. Man ist auch heute noch auf die in [7] gemachte pauschale Aussage angewiesen, dass die zusätzlichen Verluste «rascher als proportional, aber langsamer als quadratisch» mit der Frequenz wachsen. Eine genauere Aussage wäre nur durch Berechnung der einzelnen Verlustkomponenten zu erreichen. Dies ist zur Zeit nur teilweise möglich. Folglich gilt für die gesamten stromabhängigen Zusatzverluste $V_Z = V_{Z0} + V_{ZL}$ folgende allgemeingültige, pauschale Beziehung:

$$V_Z = V_{ZN}\,\alpha^y\,i_1^2 \tag{19}$$

Fig. 5 zeigt die bei einem kleinen Kurzschlussläufermotor durch präzise Messung der aufgenommenen und der abgegebenen Leistung und nach Abzug der nach [6] ermittelten stromunabhängigen (ohne stromabhängige Zusatzverluste im Leerlauf) und stromabhängigen Verluste von den festgestellten Gesamtverlusten gefundenen, stromabhängigen Zusatzverluste als Funktion der Speisefrequenz. Danach ist mit $y \approx 1{,}2$ zu rechnen.

Daten des Motors, an dem auch die in Fig. 2 dargestellte Kennlinie gemessen wurde:

P_{mN}	= 19 kW	R_1	= 0,221 Ω	bei 20 °C
n_N	= 1456 1/min	R_2'	= 0,148 Ω	bei 20 °C
$\sqrt{3}\,U_{1N}$	= 380 V	$X_{1\sigma}$	= 0,60 Ω	bei f_{1N} = 50 Hz
I_{1N}	= 35,85 A	$X_{2\sigma}'$	= 0,825 Ω	bei f_{1N} = 50 Hz
$\cos\varphi_{1N}$	= 0,91	X_{1hN}	= 18,4 Ω	bei f_{1N} = 50 Hz
η_N	= 0,88			
f_{1N}	= 50 Hz			

Die elektrischen Gesamtverluste ergeben sich damit zu

$$V = V_{1K} + V_{2K} + V_Z + V_0 \tag{18a}$$

Rechnet man auch hier mit bezogenen Grössen, so lautet Gl. (18a)

$$v = \frac{V}{V_N} = \frac{V_{1KN}\,i_1^2 + V_{2KN}\,i_2'^2 + V_{ZN}\,\alpha^y\,i_1^2 + (V_{HN}\,\alpha + V_{WN}\,\alpha^2)\,\varphi_g^2}{V_N} \tag{20}$$

Die Nennwerte sind nach den bekannten Rechenverfahren oder experimentell zu ermitteln. Bei der oben angegebenen Versuchsmaschine führten Messungen zu folgenden auf 75 °C bezogenen Ergebnissen:

$$\frac{V_{1KN}}{V_N} = 0{,}427; \quad \frac{V_{2KN}}{V_N} = 0{,}235; \quad \frac{V_{HN}}{V_N} = \frac{V_{WN}}{V_N} = 0{,}081$$

$$\frac{V_{ZN}}{V_N} = 0{,}176; \quad V_N = 2440\ \text{W}$$

Setzt man nun die Gl. (9), (11) und (12) in Gl. (20) ein, so erhält man:

$$v = \left(\frac{V_{1KN}}{V_N} + \frac{V_{ZN}}{V_N}\alpha^y\right)\frac{\dfrac{r_2'}{\beta\,x_{1h}^2} + \dfrac{(x_{1h} + x_{2\sigma}')^2\,\beta}{x_{1h}^2\,r_2'}}{\dfrac{r_2'^2}{\beta_N\,x_{1hN}^2} + \dfrac{(x_{1hN} + x_{2\sigma})^2\,\beta_N}{x_{1hN}^2\,r_2'}}\,m_i + \frac{V_{2KN}}{V_N\,\beta_N}\,\beta\,m_i + \left(\frac{V_{HN}}{V_N}\alpha + \frac{V_{WN}}{V_N}\alpha^2\right)\frac{x_{2\sigma}'^2\,\dfrac{\beta}{r_2'} + \dfrac{r_2'}{\beta}}{x_{2\sigma}'^2\,\dfrac{\beta_N}{r_2'} + \dfrac{r_2'}{\beta_N}}\,m_i \tag{21}$$

Zweckmässigerweise benutzt man im folgenden die Abkürzungen:

$$\frac{r_2'}{\beta} = \varrho; \qquad \frac{V_{2KN}}{V_N\,\beta_N}\,r_2' = K_2$$

$$\frac{V_{1KN} + V_{ZN}\,\alpha^y}{V_N\left(\dfrac{r_2'^2}{\beta_N\,x_{1hN}^2} + \dfrac{(x_{1hN} + x_{2\sigma}')^2\,\beta_N}{x_{1hN}^2\,r_2'}\right)} = K_1(\alpha)$$

$$\frac{V_{HN}\,\alpha + V_{WN}\,\alpha^2}{V_N\left(x_{2\sigma}'^2\,\dfrac{\beta_N}{r_2'} + \dfrac{r_2'}{\beta_N}\right)} = K_3(\alpha)$$

Mit diesen Abkürzungen lautet Gl. (21): $v = m_i\,v$

$$v = \frac{K_1(\alpha)\,\varrho}{x_{1h}^2} + \frac{K_1(\alpha)\,(x_{1h} + x'_{2\sigma})^2}{x_{1h}^2\,\varrho} + \frac{K_2}{\varrho} + \frac{K_3(\alpha)\,x'^2_{2\sigma}}{\varrho} + K_3(\alpha)\,\varrho \tag{22}$$

Ausgehend von dieser Gleichung lässt sich nun die optimale Zuordnung von Grundwellenfluss, Frequenz und Strom ermitteln, die bei vorgegebener Verlustsumme zu maximalem Drehmoment führt. Diese Zuordnung wurde in [12; 13] in ähnlicher Weise, jedoch unter weiter gehenden vereinfachenden Annahmen ermittelt.

Die Bedeutung einer sinnvollen Zuordnung dieser Grössen geht anschaulich aus den Fig. 6 und 7 hervor. Fig. 6 zeigt die mit Hilfe der Gl. (11) und (9) berechnete Abhängigkeit des Quadrates des Statorstromes vom Grundwellenfluss, wobei das Drehmoment als Parameter eingeführt ist. Die eingetragenen Kreuze sind Messwerte. Rechnung und Messung ergeben vor allem bei hohen Drehmomenten ein ganz ausgeprägtes Minimum. In Fig. 7 sind die elektrischen Verluste, die mit Gl. (22) und (9) berechnet wurden, ebenfalls mit dem Drehmoment als Parameter in Abhängigkeit vom Grundwellenfluss aufgetragen (ausgezogener Verlauf). Die eingetragenen Kreuze sind wieder Messpunkte bei sinusförmiger Speisung. Um den Einfluss der Spannungsoberschwingungen bei Umrichterspeisung mit starkem Oberschwingungsgehalt zu zeigen, sind als Kreise die Messpunkte eingetragen, die sich bei Speisung der Versuchsmaschine über einen selbstgeführten Stromrichter, wie er in [14] beschrieben wurde, ergeben. Die Berechnungen unter Mitberücksichtigung von Oberschwingungen erfolgen in einer späteren Arbeit.

Alle Verläufe in Fig. 7 lassen ein ausgeprägtes Minimum erkennen. Aus diesem Grunde wird zunächst die optimale Zuordnung von Grundwellenfluss und Schlupffrequenz ermittelt, die einzuhalten ist, wenn die Maschine bei einer bestimmten zulässigen Verlustsumme das maximal mögliche Drehmoment entwickeln soll. Dieser Zusammenhang ergibt sich anschaulich aus den Schnittpunkten zweier Kurvenscharen, deren Parameter die Speisefrequenz ist.

Die eine erhält man aus der Überlegung, dass nach Gl. (22) ein Drehmoment dann mit minimalen Verlusten erzeugt wird, wenn der Faktor v ein Minimum ist. Differenziert man v partiell nach ϱ und setzt das Ergebnis gleich Null, so erhält man also eine Gleichung, deren Einhaltung zu einer Drehmomenterzeugung mit minimalen Verlusten führt. Bedenkt man dabei,

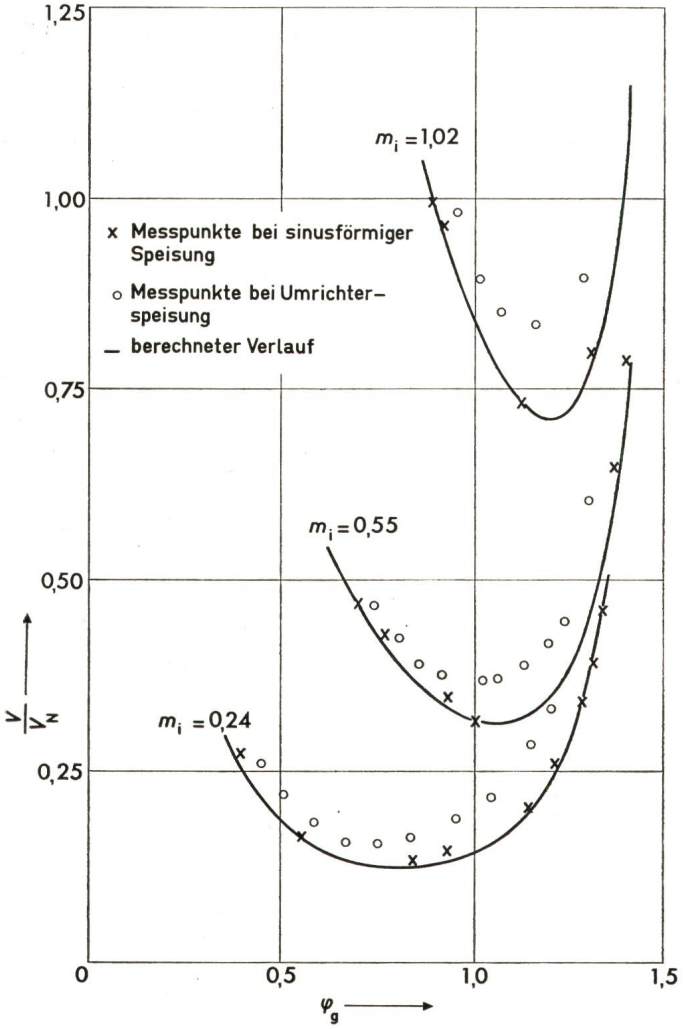

Fig. 7 Elektrische Verluste als Funktion des Grundwellenflusses mit dem inneren Drehmoment als Parameter bei 25-Hz-Speisung

$\frac{V}{V_N}$ auf Nennverluste bezogene elektrische Gesamtverluste

φ_g auf den Grundwellen-Nennfluss bezogener Grundwellenfluss

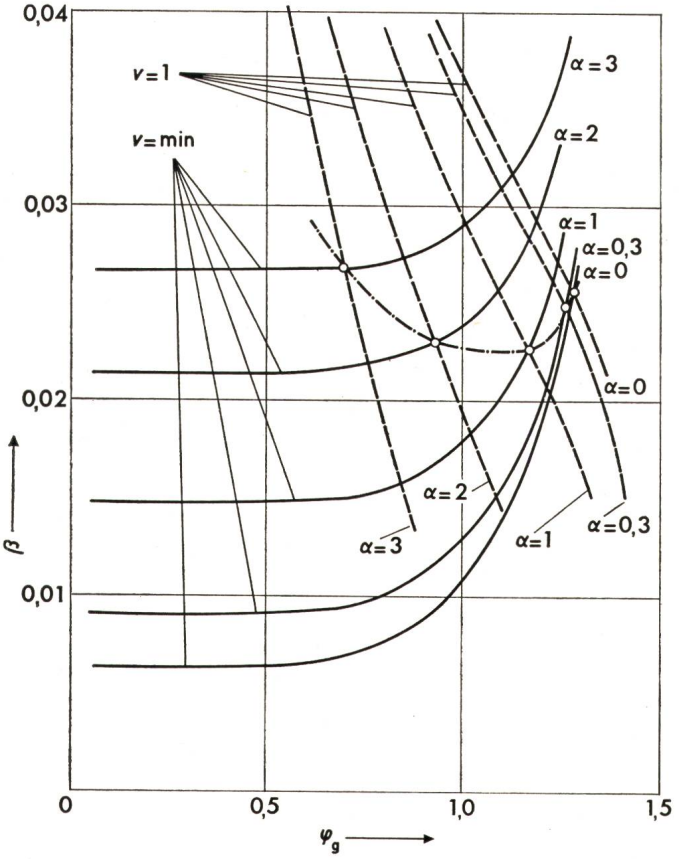

Fig. 8 Kurvenscharen zur Ermittlung der optimalen Wertepaare $\beta_{opt}/\varphi_{g\,opt}$ für verschiedene Speisefrequenzen α

——— Kurvenscharen für Drehmomenterzeugung mit minimalen elektrischen Verlusten, wobei α Parameter ist

– – – Kurvenscharen für Drehmomenterzeugung unter Einhaltung der elektrischen Gesamtnennverluste, wobei α Parameter ist

○ Punkte für maximales Drehmoment bei elektrischen Nennverlusten

β auf primäre Nennfrequenz bezogene Schlupffrequenz

φ_g auf Grundwellen-Nennfluss bezogener Grundwellenfluss

α auf Nennfrequenz bezogene Speisefrequenz

v elektrische Gesamtverluste, bezogen auf elektrische Gesamtnennverluste

dass die bezogene Hauptfeldreaktanz x_{1h} nach Gl. (15) eine Funktion von ϱ ist, so erhält man:

$$\left.\begin{aligned}
&\frac{\partial v}{\partial \varrho} + \frac{\partial v}{\partial x_{1h}} \cdot \frac{dx_{1h}}{d\varrho} = 0 \\
&\frac{\partial v}{\partial \varrho} = \frac{K_1(\alpha)}{x_{1h}^2} - \frac{K_1(\alpha)(x_{1h} + x'_{2\sigma})^2}{x_{1h}^2\,\varrho^2} - \frac{K_2 + K_3(\alpha)\,x'^2_{2\sigma}}{\varrho^2} + K_3(\alpha) \\
&\frac{\partial v}{\partial x_{1h}} = -\frac{2\,K_1(\alpha)\,\varrho}{x_{1h}^3} - \frac{2\,K_1(\alpha)\,x'_{2\sigma}}{x_{1h}^2\,\varrho} - \frac{2\,K_1(\alpha)\,x'^2_{2\sigma}}{x_{1h}^3\,\varrho} \\
&\frac{dx_{1h}}{d\varrho} = -\,a\,m_i
\end{aligned}\right\} \qquad (23)$$

Berücksichtigt man die Gl. (14) und (15) und den Zusammenhang $\beta = \frac{r_2'}{\varrho}$, so führt Gl. (23) zu folgender Beziehung für die optimale bezogene Schlupffrequenz:

$$\beta_{opt} = r_2' \sqrt{\frac{2\,K_1(\alpha)\,d\,\varphi_g^2 + (c - d\,\varphi_g^2)\,[K_1(\alpha) + K_3(\alpha)\,(c - d\,\varphi_g^2)^2]}{K_1(\alpha)\,(c - d\,\varphi_g^2)\,(c - d\,\varphi_g^2 + x'_{2\sigma})^2 + [K_2 + x'^2_{2\sigma}\,K_3(\alpha)]\,(c - d\,\varphi_g^2)^3 - 2\,K_1(\alpha)\,x'_{2\sigma}\,(c - d\,\varphi_g^2 + x'_{2\sigma})\,d\,\varphi_g^2}} \qquad (24)$$

Diese Gleichung enthält als Variable nur noch die Speisefrequenz und den Grundwellenfluss. Es ist also möglich, Kurvenscharen $\beta_{opt} = f(\varphi_g)$ mit α als Parameter aufzuzeichnen, wie sie Fig. 8 (ausgezogen) zeigt. Die flussabhängigen Konstanten c und d sind in Fig. 3 angegeben.

Die in Fig. 8 gezeigten ausgezogenen Kurvenscharen beschreiben, wie gesagt, die erforderliche Zuordnung von Schlupffrequenz und Grundwellenfluss, wenn die Maschine mit minimalen Verlusten Drehmomente erzeugt. Welche konkreten Werte β und φ_g bei einer bestimmten, vorgegebenen zulässigen Verlustsumme einzuhalten sind, geht aus den Schnittpunkten mit einer zweiten Kurvenschar hervor, welche die Bedingung $v = m_i\,v = v_{zul} =$ constant erfüllt.

Setzt man in Gl. (22) die nach m_i aufgelöste Gl. (9) ein, so ergibt sich:

$$\frac{K_1(\alpha)\,\varrho^2 + K_1(\alpha)\,(x_{1h} + x'_{2\sigma})^2 + K_2\,x_{1h}^2 + K_3(\alpha)\cdot x'^2_{2\sigma}\,x_{1h}^2 + K_3(\alpha)\cdot x_{1h}^2\,\varrho^2}{x_{1h}^2} = \frac{x'^2_{2\sigma} + \varrho^2}{\varphi_g^2\left(x'^2_{2\sigma}\,\frac{\beta_N}{r_2'} + \frac{r_2'}{\beta_N}\right)}\,v_{zul}$$

Löst man diese Gleichung nach $\beta = \frac{r_2'}{\varrho}$ auf, so erhält man:

$$\beta = r_2' \sqrt{\frac{(c - d\,\varphi_g^2)^2\,v_{zul} - \left(x'^2_{2\sigma}\,\frac{\beta_N}{r_2'} + \frac{r_2'}{\beta_N}\right)\varphi_g^2\,[K_1(\alpha) + K_3(\alpha)\,(c - d\,\varphi_g^2)^2]}{[K_1(\alpha)\,(c - d\,\varphi_g^2 + x'_{2\sigma})^2 + (c - d\,\varphi_g^2)^2\,(K_2 + K_3(\alpha)\,x'^2_{2\sigma})]\cdot\left(x'^2_{2\sigma}\cdot\frac{\beta_N}{r_2'} + \frac{r_2'}{\beta_N}\right)\varphi_g^2 - (c - d\,\varphi_g^2)^2\,x'^2_{2\sigma}\,v_{zul}}} \qquad (25)$$

In Fig. 8 ist strichliert die Kurvenschar $\beta = f(\varphi_g)$ eingezeichnet, die sich aus Gl. (25) mit α als Parameter bei $v_{zul} = 1$ ergibt. Aus den Schnittpunkten mit den ausgezogenen Kurvenscharen ergeben sich die gesuchten Wertepaare $\beta_{opt}/\varphi_{opt}$ für die verschiedenen Speisefrequenzen.

Nach Kenntnis der Verläufe $\beta = f(\varphi_g)$ in Fig. 8 kann mit Hilfe von Gl. (9) eine analoge Kurvenschar $m_i = f(\varphi_g)$ einmal für Drehmomenterzeugung mit minimalen Verlusten (Fig. 9, ausgezogen) und einmal für Drehmomenterzeugung unter Einhaltung der Nennverluste (Fig. 9, strichliert) ermittelt werden. Aus den Schnittpunkten ergibt sich das bei Einhaltung von $v = 1$ maximal mögliche Drehmoment für verschiedene Werte von α.

Damit kann der aus Fig. 10 ersichtliche Verlauf des maximalen inneren Moments $m_i = f(\alpha)$ und der maximalen inneren mechanischen Leistung $p_{mi} = m_i\,\frac{\alpha - \beta}{1 - \beta_N} = f(\alpha)$ aufgezeichnet werden. Hieraus erkennt man, dass die als Beispiel gewählte Versuchsmaschine unter Einhaltung der elektrischen Nennverluste bei $f_1 = 115$ Hz ein totales Maximum der mechanischen Leistung entwickeln würde, das 39% über der Nennleistung liegt. Der Wirkungsgrad liegt dabei 4% über dem Nennwirkungsgrad.

Fig. 11 zeigt noch den Verlauf der Klemmenspannung und des Statorstromes als Funktion der Speisefrequenz. Die bezogene Strangspannung ergibt sich aus Gl. (2) zu

$$u_1 = \sqrt{m_i\,\frac{\beta}{\beta_N}\cdot\frac{N}{N_N}} \qquad (26)$$

wobei alle unter der Wurzel einzusetzenden optimalen Grössen als Funktion der Speisefrequenz bekannt sind. Wie man aus Fig. 11 ersieht, liegt bei dem untersuchten Motor die optimale Spannung bei Nennfrequenz 15% und bei 115 Hz (Speisefrequenz bei totalem Maximum der mechanischen Leistung) 90% über der Nennspannung.

Der bezogene Statorstrom kann mit Hilfe von Gl. (11) ebenfalls durch Einsetzen der ermittelten optimalen Werte als Funktion der Speisefrequenz berechnet werden. Der ebenfalls

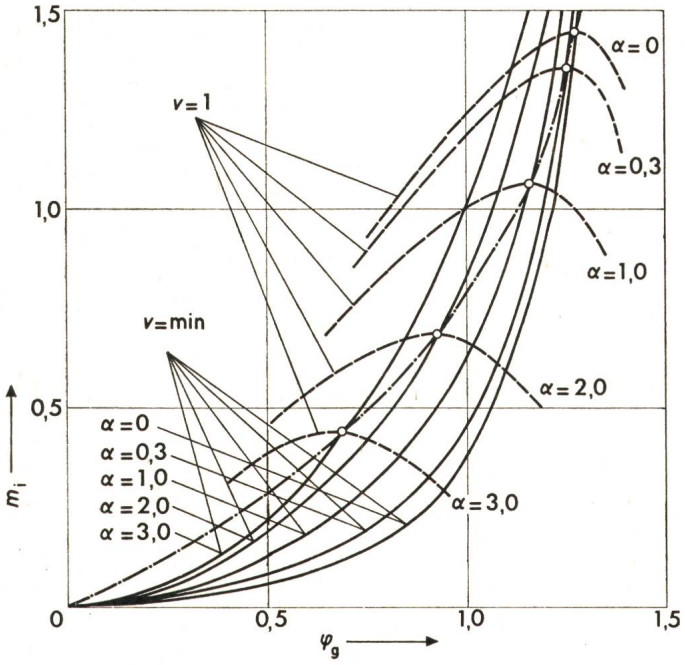

Fig. 9 Kurvenscharen zur Ermittlung des maximalen Drehmoments

——— Kurvenscharen für Drehmomenterzeugung mit minimalen elektrischen Verlusten, wobei α Parameter ist

– – – Kurvenscharen für Drehmomenterzeugung unter Einhaltung der elektrischen Gesamtnennverluste, wobei α Parameter ist

○ Punkte für maximales Drehmoment, bei elektrischen Nennverlusten

m_i inneres Drehmoment, bezogen auf das Nennmoment
φ_g Grundwellenfluss, bezogen auf Grundwellen-Nennfluss
α Speisefrequenz, bezogen auf Nennfrequenz
v elektrische Gesamtverluste, bezogen auf elektrische Gesamtnennverluste

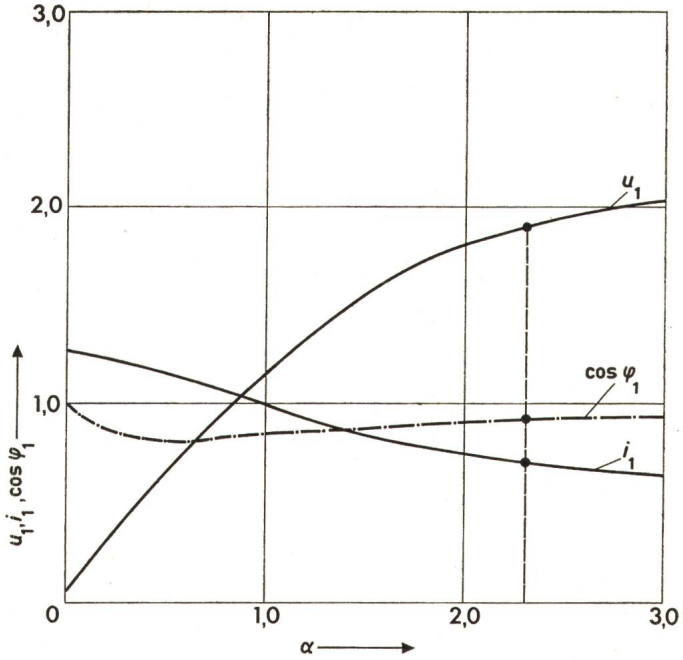

Fig. 11 Abhängigkeit der Klemmenspannung, des Statorstromes und des Leistungsfaktors von der Speisefrequenz, wenn die Maschine bei konstanten elektrischen Gesamtnennverlusten das maximal mögliche Drehmoment entwickelt

u_1 auf Nennspannung bezogene Statorspannung
i_1 auf Nennstrom bezogener Statorstrom
α auf Nennfrequenz bezogene Speisefrequenz
$\cos\varphi_1$ Leistungsfaktor

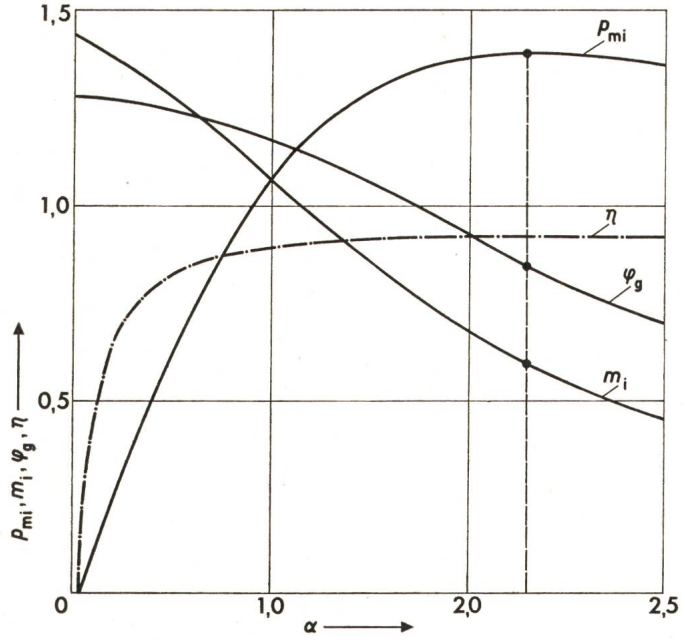

Fig. 10 Abhängigkeit des Grundwellenflusses, des inneren Drehmoments, des Wirkungsgrades (ohne Reibungsverluste) und der mechanischen Leistung von der Speisefrequenz, wenn die Maschine unter Einhaltung der elektrischen Gesamtnennverluste das maximal mögliche Drehmoment entwickelt

φ_g auf Grundwellen-Nennfluss bezogener Grundwellenfluss
m_i auf Nennmoment bezogenes inneres Drehmoment
p_{mi} auf Nennleistung bezogene mechanische Leistung
α auf Nennfrequenz bezogene Speisefrequenz
η Wirkungsgrad (ohne Reibungsverluste!)

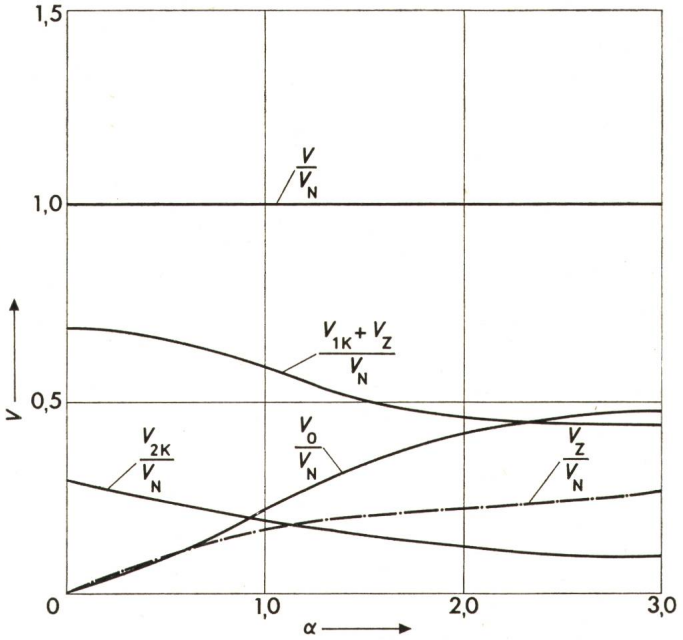

Fig. 12 Verlustaufteilung als Funktion der Speisefrequenz

V Gesamtverluste (ohne Reibungsverluste)
V_N Gesamtnennverluste (ohne Reibungsverluste)
V_{1K} Statorkupferverluste
V_{2K} Rotorkupferverluste
V_Z stromabhängige Zusatzverluste
V_0 Eisenverluste

eingezeichnete Verlauf des Leistungsfaktors $\cos \varphi_1$ ergibt sich sehr einfach mit Hilfe der Beziehung:

$$\cos \varphi_1 = \frac{P_1 \cdot \cos \varphi_{1N}}{P_{1N}\, u_1\, i_1} = \frac{P_{mi} + V}{P_{1N}\, u_1\, i_1} \cdot \cos \varphi_{1N} \qquad (27)$$

Schliesslich zeigt Fig. 12 noch die frequenzabhängige Aufteilung der konstant gehaltenen elektrischen Verlustsumme. Man erkennt, dass sich mit steigender Frequenz die Verluste aus den Wicklungen in das Eisen verlagern. Daraus kann man folgern, dass die Maschine mit steigender Frequenz thermisch entlastet wird.

Literatur

[1] *V. A. Schubenko, R. T. Schreiner* und *V. A. Mistschenko:* Optimierung des frequenzgesteuerten Asynchronantriebs hinsichtlich minimaler Stromaufnahme. Električestvo -(1970)9 (= Russ.).

[2] *V. A. Mistschenko:* Optimale Regelung von Spannung und Frequenz bei Frequenzsteuerung eines Asynchronantriebs. Sbornik, Barnaul -(1970)6 (= Russ.).

[3] *V. A. Mistschenko, N. B. Mistschenko* und *B. I. Tumosch*enko: Untersuchung des transienten Verhaltens eines Asynchronmotors bei optimaler Frequenzsteuerung. Sbornik «Peobrasovratelnaja Technika i Elektroenergetika», Naukowa Dumka, Kiew 1972 (= Russ.).

[4] *A. A. Bulgakov:* Frequenzsteuerung von Asynchronmotoren. Moskwa, Nauka, 1966.

[5] *W. Nürnberg:* Die Asynchronmaschine. Ihre Theorie und Berechnung unter besonderer Berücksichtigung der Keilstab- und Doppelkäfigläufer. Berlin/Göttingen/Heidelberg, Springer-Verlag, 1952.

[6] Bestimmungen für umlaufende elektrische Maschinen. Teil 1. Allgemeines. VDE 0530 Teil 1/11.73, § 15...18.

[7] *W. Rogowski* und *V. Vieweg:* Zusätzliche Verluste in kleinen Drehstrommotoren. Arch. Elektrotechn. 14(1925)-, S. 574...594.

[8] *H. Jordan* und *F. Taegen:* Zur Messung der Zusatzverluste von Asynchronmaschinen. ETZ-A 86(1965)6, S. 167...171.

[9] *T. H. Morgan, W. E. Brown* and *A. J. Schreiner:* Reverse rotation test for the determination of stray load loss in induction machines. Trans. AIEE 58(1939)-, p. 319...324.

[10] *H. Jordan, E. Richter* und *G. Röder:* Ein einfaches Verfahren zur Messung der Zusatzverluste in Asynchronmotoren. ETZ-A 88(1967)23, S. 577...583.

[11] *A. W. Kron* und *D. Pfau:* Beitrag zur Kenntnis der Zusatzverluste grosser Asynchronmotoren. ETZ-A 90(1969)21, S. 531...534.

[12] *A. S. Sandler* und *R. S. Sarbatov:* Frequenzsteuerung von Asynchronmotoren. Energija, Moskwa, 1966 (= Russ.).

[13] *V. A. Mistschenko, R. T. Schreiner* und *V. A. Schubenko:* Gesetz für die Frequenzsteuerung von Asynchronmotoren bei Betrieb mit minimalen Verlusten. Isvestijy Vusov «Energetika» -(1969)8 (= Russ.).

[14] *J. Sergl:* Theoretische Überlegungen über das Verhalten einer über einen sechspulsigen, selbstgeführten Stromrichter gespeisten Asynchronmaschine im stationären Betrieb. Bull. SEV 60(1969)9, S. 391...399.

Adressen der Autoren:

Dr. *W. Mistschenko,* Dr.-Ing. *J. Sergl* und Dipl.-Ing. *K. Echtler,* Institut für Elektrische Maschinen und Geräte der TU München, Arcisstrasse 21, D-8 München 2.

Commission Electrotechnique Internationale (CEI)

Sitzungen des CE 10 «Diélectriques Liquides et Gazeux» vom 29. Oktober bis 1. November 1973 in Den Haag

SC 10B, Liquides Diélectriques autres que les Huiles à Base d'Hydrocarbures

Folgende Dokumente gelangten zur Behandlung:

10B(Secretariat)14, Specification for new Askarels for Transformers and Capacitors. Da diese Askareltypen C2 und C3 für Kondensatoren wegen ihres unerlaubten Gehaltes an höherchlorierten Polybiphenylen nicht mehr verwendet werden dürfen, sind diese beiden Typen aus dem Dokument zu streichen. Damit wird die bisher mit C1 A bezeichnete Askareltype zu C2 und die mit C1 B bezeichnete zu C1.

Insbesondere nahm die Diskussion der zu fordernden Grenzwerte für den dielektrischen Verlustfaktor sowie die Gleichstromleitfähigkeit breiten Raum ein. Folgende Grenzwerte wurden festgelegt: 20 G Ohm·cm für den Volumenwiderstand und 0,02 für den dielektrischen Verlustfaktor. Im übrigen sind sämtliche Referenzen auf ASTM-Testmethoden zu streichen und durch entsprechende, bereits vorhandene oder in Vorbereitung befindliche ISO-Methoden zu ersetzen. Nach redaktioneller Überarbeitung wird dieses Dokument im beschleunigten Verfahren den National-Komitees zur Stellungnahme unterbreitet.

10B(Secretariat)15, Test Methods for Investigating the Compatibility of Transformer Insulation and Construction Materials in Askarels. Dieses Dokument bezieht sich nur auf den Einfluss, den feste Isolierstoffe möglicherweise auf das dielektrische Verhalten der Askarels ausüben können und nicht auf die Bestimmung der gegenseitigen Wechselwirkung. Aus diesem Grunde ist der Titel dieses Dokuments missdeutig und wird geändert.

10B(Secretariat)16, Method for Analysis of Environmental Materials for Polychlorinated Biphenyls. Dieses Dokument, das trotz Meinungsverschiedenheiten über dessen Inhalt in den Aufgabenbereich des CE 10 gehört, ist bis zur Veröffentlichungsreife auszuarbeiten, unter gleichzeitiger Abklärung, ob in anderen Comités d'Etudes der CEI sowie der ISO ähnliche Arbeiten durchgeführt werden.

10B(Secretariat)17, Mixed Gaschromatographic Estimation of higher boiling Homologous of chlorinated Biphenyls for Capacitor Askarels. Da dieses Dokument speziell auf die Erfordernisse in den Vereinigten Staaten abgestimmt ist, müsste es, um überhaupt als CEI-Publikation herausgebracht werden zu können, komplett umgeschrieben werden. Da andererseits in der Arbeitsgruppe CIGRE 15.02 «Liquid Dielectrics» bereits eine gaschromatographische Methode zur Bestimmung hochchlorierter, d. h. penta- und höherchlorierter Produkte in Askarels ausgearbeitet wird, wurde beschlossen, das CEI-Dokument zunächst einmal fallenzulassen und das Erscheinen des CIGRE-Dokumentes abzuwarten.

SC 10A, Hydrocarbon Insulating Oils

Das Comité d'Action hatte mitgeteilt, dass die in einigen CEI-Dokumenten enthaltenen Bezugnahmen auf ASTM-Methoden mit grossem Vorbehalt gebilligt werden, sofern diese Referenzen auf nationale Standards innert kürzester Frist aus diesen Dokumenten ausgemerzt werden.

10A(Secretariat)31, Guide for the Sampling from Oil Filled Electrotechnical Equipment of Gases, of Oil with Dissolved Gases and for the Analysis of Gases. In diesem Dokument sind sowohl für die Probenahme als auch für die Extraktion der im Öl gelösten Gase mehrere Methoden nebeneinander beschrieben, so dass das Dokument schwerfällig wirkt. Das gesamte Dokument wird von einer Redaktionsgruppe der Arbeitsgruppe O2 des SC 10A umgeschrieben und entsprechend der Zustimmung aller anwesenden Delegierten als 6-Monate-Dokument herausgegeben.

10A(Secretariat)218, Test Method for the Measurement of Permittivity, Dissipation Factor DC Resistivity of Electrical Insulating Liquids at Commercial Frequency. Breitesten Raum nahm die Diskussion über das Verfahren für die Reinigung der Messzellen ein. Das Dokument wird unter Berücksichtigung der eingegangenen technischen und redaktionellen Kommentare revidiert und als neues Sekretariatsdokument verteilt.

10A(Secretariat)27, Method for Assessing the Oxydation Stability of Insulating Hydrocarbon Oils for Condensers and Cables. Bezüglich dieses Dokumentes wurde folgender Beschluss gefasst: Es ist ein neues Dokument auszuarbeiten, das zwei Testmethoden enthalten soll.

- Test im offenen Becher entsprechend ASTM-1934; Methode B.
- Test im geschlossenen Becher entsprechend Vorschlag des Englischen National-Komitees, Dokument 10A(United Kingdom)10.

10A(Secretariat)28, New Hydrocarbon Dielectrics (other than mineral transformer and switchgear oils). Sulphonation Proce-