

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 60 (1969)
Heft: 11

Artikel: Experimentelle Untersuchungen über das Verhalten einer über einen sechspulsigen, selbstgeführten Stromrichter gespeisten Asynchronmaschine im stationären Betrieb [Fortsetzung]
Autor: Sergl, J.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-916150>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 15.05.2025

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

Experimentelle Untersuchungen über das Verhalten einer über einen sechspulsigen, selbstgeführten Stromrichter gespeisten Asynchronmaschine im stationären Betrieb

Von J. Sergl, München

2769 - 2788

621.313.33

Die Ergebnisse der im theoretischen Teil ¹⁾ angegebenen Berechnungsmethoden werden hier experimentell belegt. Dazu wird mit Hilfe von Koaxialshunts der zeitliche Verlauf des Statorstromes, mit Hilfe von Hallmultiplikatoren der zeitliche Verlauf der Klemmenleistung, mit Hilfe von Sinusmesswindungen der zeitliche Verlauf des Grundwellenflusses, mit Hilfe einer elektronischen Messanordnung der zeitliche Verlauf des inneren Momentes und schliesslich mit einem kommutatorlosen Messwerk der zeitliche Verlauf der Drehzahl erfasst. Es wird gezeigt, inwieweit mit den bei sinusförmiger Speisung der Rechnung zugrundegelegenden Maschinenkonstanten auch bei Stromrichterspeisung gerechnet werden darf. Die Gegenüberstellung «errechnete Verläufe — gemessene Verläufe» zeigt eine gute Übereinstimmung von Theorie und Messung.

L'exposé fournit les preuves expérimentales des résultats des méthodes de calcul indiquées dans la partie théorique ¹⁾. On détermine en outre à l'aide d'un shunt coaxial l'allure chronologique du courant statorique, à l'aide des multiplicateurs de Hall l'allure chronologique de la puissance aux bornes, à l'aide des enroulements de mesure du sinus l'allure chronologique du flux de l'onde fondamentale, à l'aide d'un dispositif de mesure électronique l'allure chronologique du moment intérieur, et enfin au moyen d'un système de mesure dépourvu du commutateur l'allure chronologique de la vitesse. On démontre jusqu'à quel point les valeurs constantes des machines, établies sur la base d'une alimentation sinusoïdale, peuvent également s'appliquer à une alimentation par convertisseurs de courant. La confrontation des «allures calculées» aux «allures mesurées» indique une excellente concordance des valeurs théoriques avec les valeurs mesurées.

Verwendete Buchstabensymbole

B, b	Induktion
C	Kapazität
c	Konstante
E	Stator-Strang-EMK (Scheitelwert bei Betrachtung einer Harmonischen)
e	Stator-Strang-EMK (Momentanwert)
f	Frequenz
I	Statorstrom (Scheitelwert bei Betrachtung einer Harmonischen)
i	Statorstrom (Momentanwert)
K	ganze Zahl
L	Induktivität
l	Länge
M	mittleres Moment, Kopplungsinduktivität
m	Momentanwert des Momentes
p	Momentanwert der Leistung, Polpaarzahl
R	Ohmscher Widerstand
T	Periodendauer der Speisespannung
t	Zeit
U	Stator-Strangspannung (Scheitelwert bei Betrachtung einer Harmonischen), Gleichspannung
u	Spannung (Momentanwert)
$\ddot{u}$	Übersetzung
w	Windungszahl
X	Strecke
γ	Neigungswinkel
β	Durchflutung
μ	Ordnungszahl von Wellen
ν	Ordnungszahl von Schwingungen
ξ	Wicklungsfaktor
τ_p	Polteilung
Ψ	mit Statorwicklung verketteter Fluss (Scheitelwert bei Betrachtung einer Harmonischen)
ψ	mit Statorwicklung verketteter Fluss (Momentanwert)
ω	Kreisfrequenz

Indizes

1	Kennzeichnung der Statorkonstanten
2	Kennzeichnung der Rotorkonstanten
a	Anker
a...d	Multiplikatoreingänge

B	Blindstromdiode
D	Durchmesserwindung
E	Ersatz
e	Eisen
eff	effektiv
g	Grundwelle, gemeinsam
h	Hauptfeld
i	innere, input
K	Kurzschluss
M, M1, M2	Multiplikator
m	Magnetisierung
n	Nennwert (bei sinusförmiger 50-Hz-Speisung)
o	Leerlauf, output
r	Reibung
S	Sinuswindung
Sh	Shunt
U	Klemmenbezeichnung
u	ungesättigt
v	Klemmenbezeichnung, Vorverstärker
w	Klemmenbezeichnung
(μ)	Ordnungszahl von Wellen
(ν)	Ordnungszahl von Schwingungen
σ	Streuung

Vereinbarungen

Komplexe Zeiger erhalten einen Punkt über dem Formelzeichen. Die auf den Stator umgerechneten Rotorkonstanten werden mit ' gekennzeichnet.

1. Einleitung

Die Ergebnisse der in [1]²⁾ angegebenen Näherungsrechnungen sollen hier mit den nach [2] unter Zuhilfenahme einer elektronischen Rechenmaschine ermittelten Verläufen und mit Messergebnissen verglichen werden. Da ein exakter Vergleich zwischen Rechnung und Messung die Anwendung einwandfreier, den hier gestellten speziellen Anforderungen genügenden Messanordnungen, sowie die Kenntnis der der Rechnung zugrundegelegenden Maschinenkonstanten erfordert, sollen zunächst diese beiden Probleme behandelt werden.

¹⁾ Voir Bull. ASE 60(1969)9, p. 391...399.

²⁾ Siehe Literatur am Schluss des Aufsatzes.

2. Messanordnungen

2.1 Erzeugung einer Strom-proportionalen Spannung

Da bei grösseren Speisefrequenzen $f_{(1)}$ mit beachtlichen Stromteilheiten zu rechnen ist, besteht die Gefahr, dass die an einem Shunt abgegriffene, dem Oszillographen zugeführte Spannung u_{KO} neben dem gewünschten stromproportionalen Spannungsabfall $i R_{Sh}$ noch eine unerwünschte Komponente $M \frac{di}{dt}$ enthält. M ist darin die Kopplungsinduktivität zwischen Haupt- und Messkreis. Ob nun die Messanordnung den gestellten Anforderungen ($M \frac{di}{dt} \rightarrow 0$) genügt, ist hier leicht zu erkennen: die Maschineninduktivität lässt trotz unstetigen Verlaufes der Klemmenspannung keine sprunghafte Änderung des zeitlichen Stromverlaufes zu. Sprungstellen im Verlauf des Stromdifferentialquotienten sind physikalisch möglich bzw. sogar notwendig. Damit kann bei Sprungstellen im Stromoszillogramm auf zu grossen Kopplungsfaktor M geschlossen werden. Diese treten bei dem verwendeten Shunt (Fig. 1), wie erwartet, nicht auf.

2.2 Erzeugung einer Grundwellenfluss-proportionalen Spannung³⁾

Voraussetzung hierfür ist eine Meßspule, die allein den Grundwellenfluss der Maschine erfasst. Ihr Wicklungsfaktor muss also für alle auftretenden Sättigungs-, Nutungs- und

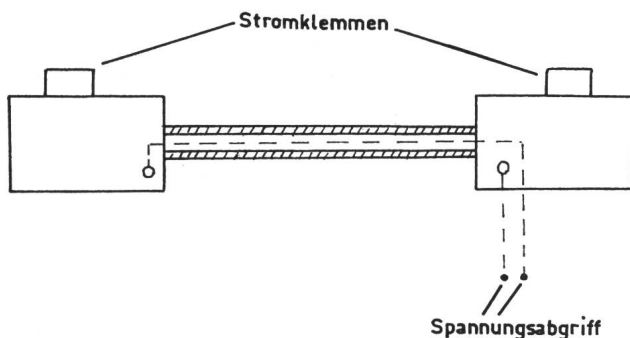


Fig. 1

Shunt zur oszilloskopischen Aufnahme des Stromverlaufes

Wicklungsoberrwellen stets gleich Null sein. Liegt, wie im Falle der verwendeten Versuchsmaschine, in achsialer Richtung lastunabhängig konstante Induktion vor (Voraussetzung: der zylindrische Rotor steckt koaxial in der zylindrischen Statorbohrung, radiale Kühlschlitze fehlen, der Rotor ist ungeschrägt), so eignet sich hierfür in besonderem Masse eine Sinusmesswindung, die in die Statorbohrung eingeklebt wird (Fig. 2). Sind obige Voraussetzungen nicht erfüllt, so ist mit einer unter den Nutkeilen eingelegten Hilfswicklung ein Wicklungsfaktor anzustreben, der für die Grundwelle möglichst gross, für die am stärksten auftretenden Oberwellen aber möglichst klein ist.

Der mathematische Nachweis für die Eignung der Sinusmesswindung unter den genannten Voraussetzungen soll zunächst am Beispiel der Luftspaltfelder einer Ganzlochstatorwicklung (mit Spulen gleicher Windungszahl) erbracht werden. Ihre Drehwellen beschreibt bei Speisung mit einem sym-

³⁾ Unter Grundwellenfluss ist der räumlich sinusförmig am Bohrungsumfang mit der Wellenlänge $2 \tau_p$ verteilte Hauptfluss zu verstehen. Jede Spannungsschwingung der Ordnungszahl ν bedingt einen Grundwellenfluss der Ordnungszahl $\mu=1$, umlaufend mit der Drehzahl $\nu f_{(1)}/p$. Die Unterscheidung von Schwingungen und Wellen entspricht den Empfehlungen des Ausschusses für Einheiten und Formelzeichen (AEF) im Deutschen Normenausschuss (DNA).

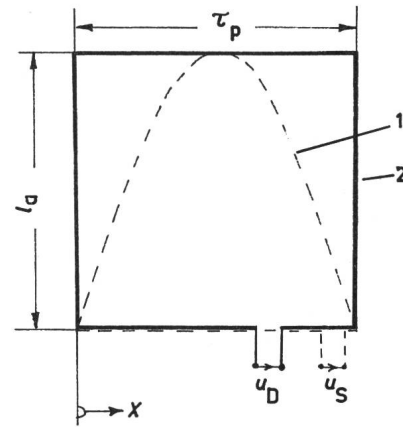


Fig. 2

Sinusmesswindung zur Erfassung der Grundwellenfelder

1 Sinuswindung; 2 Durchmesserwindung; τ_p Polteilung; l_a Ankerlänge; X Ortsvariable; u_D Meßspannung der Durchmesserwindung; u_S Meßspannung der Sinuswindung

metrischen dreiphasigen Drehstromsystem (hier $\nu = 1$ gesetzt) die Gleichung:

$$b_{(\mu)} = B_{(\mu)} \sin \left(\omega_{(1)} t + \mu \frac{\pi}{\tau_p} X \right) \quad (1)$$

$$\mu = 6K + 1, \quad -\infty \leq K \leq \infty$$

Den mit einer Sinuswindung verketteten Fluss erhält man durch Integration zu:

$$\psi_{S(\mu)} = \frac{l_a \tau_p B_{(\mu)}}{2 \pi (\mu^2 - 1)} [(\mu + 1) [\sin(\omega_{(1)} t + (\mu - 1) \pi) - \sin(\omega_{(1)} t)] - (\mu - 1) [\sin(\omega_{(1)} t + (\mu + 1) \pi) - \sin(\omega_{(1)} t)]] \quad (2)$$

Für $\mu = 1$ ergibt obige Gleichung den unbestimmten Ausdruck $0/0$. Nach Differentiation nach der Ordnungszahl μ findet man:

$$\psi_{S(\mu=1)} = \frac{1}{2} \tau_p l_a B_{(1)} \cos(\omega_{(1)} t) \quad (2a)$$

$$\left(\frac{\psi_S}{\psi_D} \right)_{\mu=1} = \frac{\pi}{4}$$

ψ_D ist der mit einer Durchmesserwindung (in Fig. 2 stark ausgezogen) verkettete Grundwellenfluss.

Für die höheren, ungeradzahigen Ordnungszahlen μ ergibt Gl. (2) den Wert Null:

$$\psi_{S(\mu \geq 1)} = 0 \quad (2b)$$

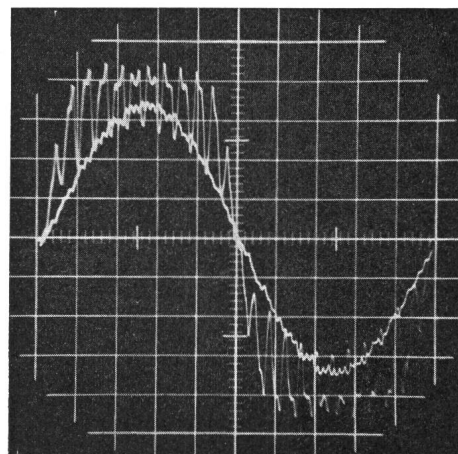


Fig. 3

In Sinus- und Durchmesserwindung induzierte Spannung

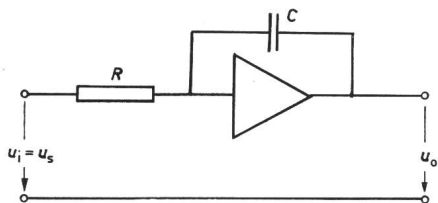


Fig. 4

Integrierverstärker zur Ermittlung des Grundwellenflusses

u_i input-Spannung; u_s Meßspannung der Sinuswindung; u_o output-Spannung; R Ohmscher Widerstand; C Kapazität

Nun ist der Wicklungsfaktor der Sinuswindung für die einzelnen Drehwellen, unabhängig von der Umlaufgeschwindigkeit, nur eine Funktion ihrer räumlichen Wellenlänge. Diese Tatsache gestattet die erweiterte Aussage, dass alle Luftspaltfelder, deren Polpaarzahl ein ungeradzahliges Vielfaches der Polpaarzahl des Grundfeldes ist, in die Sinuswindung nicht induzieren. Nach [3] ergeben sich bei einer symmetrisch gebauten Asynchronmaschine mit Ganzlochwicklung für die auftretenden Sättigungsharmonischen sowie die Wicklungs- und Nutungs oberwellen nur ungeradzahlige Vielfache der Grundwellenpolpaarzahl.

Dieses Ergebnis wird an der 4poligen Versuchsmaschine, in deren Statorbohrung drei räumlich um 120° versetzte Sinuswindungen so eingebaut wurden, dass die drei Strang-EMKs phasenrichtig erfasst werden, experimentell bestätigt. Wie Kontrollmessungen bei sinusförmiger Speisung zeigen, wird die innere EMK jeweils mit einer Genauigkeit von etwa 1,0 % erfasst. Fig. 3 zeigt zur Demonstration die bei starker Sättigung im Leerlauf bei sinusförmiger Speisung in eine Sinus- und Durchmesserwindung (beide in Strangachse U) induzierte Spannung.

Die Integration der Sinuswindungs-Meßspannung ergibt nun den zeitlichen Verlauf des Grundwellenflusses, mit dem die Messwindung bzw. der zugehörige Wicklungsstrang verkettet ist. Der Integrierverstärker nach Fig. 4 liefert eine Ausgangsspannung

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int u_i dt = -\frac{\psi_s}{RC} = -\frac{1}{RC} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \frac{1}{w_1 \xi_1} \psi_g \quad (3)$$

2.3 Erzeugung einer Drehmoment-proportionalen Spannung

Die wichtigste Charakteristik einer elektrischen Maschine ist ihr Drehmomentverhalten. In erster Linie interessiert das mittlere Moment (Nutzmoment), das sie bei einer bestimmten Drehzahl abzugeben vermag. Aber auch den Pendelmomenten, die je nach Speisung und Auslegung der Maschine mehr oder weniger in Erscheinung treten, ist Beachtung zu schenken, um einwandfreien Lauf zu gewährleisten.

Die Messung des mittleren Momentes stellt kein Problem dar. Eine Beeinflussung des Messergebnisses durch die Messvorrichtung selbst ist nicht zu befürchten. Anders verhält es sich bei der Messung der Pendelmomente. Hier scheint zunächst die Verwendung einer Drehmomentmesswelle, die den zeitlichen Momentenverlauf anzeigt, naheliegend. Nun stellt aber eine Drehmomentmesswelle, bedingt durch ihre physikalische Wirkungsweise, ein weiches Verbindungsglied zwischen Antriebs- und Arbeitsmaschine dar. Somit ist nach [1] bei konstantem inneren Pendelmoment das am Wellenstumpf gemessene u. a. eine Funktion der Federsteifigkeit der Messwelle selbst.

Bei der Suche nach einem Messverfahren, welches das Betriebsverhalten nicht beeinflusst, drängt sich der Gedanke

auf, unmittelbar das innere, über den Luftspalt übertragene Moment zu erfassen. Dieses ist bei Ausschaltung von allen Oberwellenfeldeinflüssen identisch mit dem nach [4] aus der Beziehung:

$$m_i = \frac{3}{2} p \cdot I_m \dot{\psi}_g^* i \quad (4)$$

berechneten Momentenverlauf. Es erscheint naheliegend, diese Gleichung, die der theoretischen Vorausberechnung dient, der Ableitung eines Messverfahrens zugrunde zu legen.

Setzt man für die Raumvektoren $\dot{\psi}_g^*$ und i ihre Momentanwerte ein, so ist:

$$\dot{\psi}_g^* = \frac{2}{3} (\psi_{gU} + a^2 \psi_{gV} + a \psi_{gW})$$

und

$$i = \frac{2}{3} (i_U + a i_V + a^2 i_W) \quad (5)$$

$$a = e^{j \frac{2\pi}{3}}$$

und es wird:

$$m_i = \frac{p}{\sqrt{3}} [i_U (\psi_{gW} - \psi_{gV}) + i_V (\psi_{gU} - \psi_{gW}) + i_W (\psi_{gV} - \psi_{gU})] \quad (4a)$$

Unter Beachtung der Voraussetzung, dass die Summe der drei Strangflüsse und -ströme in jedem Zeitaugenblick gleich Null ist, vereinfacht sich Gl. (4a) zu:

$$m_i = \sqrt{3} p (i_U \psi_{gW} - i_W \psi_{gU}) \quad (4b)$$

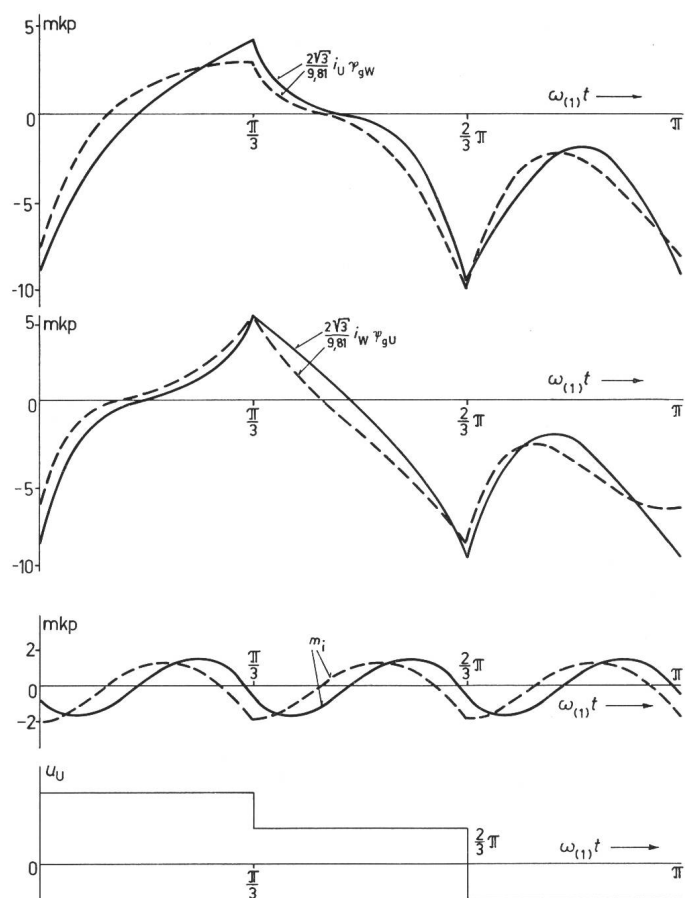
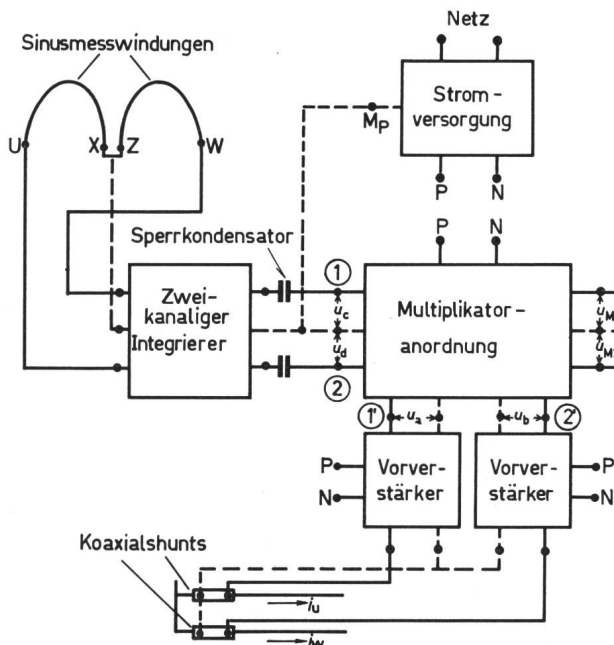


Fig. 5

Momentenverlauf $m_i = \text{konst} \cdot (i_U \psi_{gW} - i_W \psi_{gU})$ im Leerlauf bei $f_{(1)} = 8 \text{ Hz}$ (---) und $f_{(1)} = 40 \text{ Hz}$ (—), $\psi_{g(1)} = \psi_{gon}$ und Zugrundelegung der Daten der 4-poligen Versuchsmaschine

i_U Strangstrom U ; ψ_{gW} Grundwellenfluss, verkettet mit Strang W ; i_W Strangstrom W ; ψ_{gU} Grundwellenfluss, verkettet mit Strang U ; m_i inneres Moment; u_U Strangspannung U ; $\omega_{(1)} t$ Laufwinkel



Die Drehmomentmessung nach Gl. (4b) setzt also die Erzeugung stromproportionaler Spannungen (siehe 2.1) und Grundwellenfluss-proportionaler Spannungen (siehe 2.2) voraus. Zur Produktbildung sind zwei Multiplikatoren erforderlich, deren Ausgangsspannungen voneinander (möglichst elektrisch) zu subtrahieren sind.

Um einen Einblick in den zeitlichen Verlauf der beiden Produkte und ihrer Differenz zu geben und eine Aussage über die Messgenauigkeit (kleine Differenz grosser Werte?) zu ermöglichen, zeigt Fig. 5 für Leerlauf berechnete Verläufe ($f_{(1)} = 8$ bzw. 40 Hz, $f_{2(1)} = 0$, $\psi_{g(1)} = \psi_{gon} =$ verketteter Leerlaufnenfluss). Zur Veranschaulichung der Phasenlage ist die Strangspannung u_U mit eingezeichnet. Der zeitliche Verlauf der beiden Produkte wiederholt sich nach $\omega_{(1)}t = \pi$, ihre Differenz bereits nach $\omega_{(1)}t = \pi/3$. Die Verläufe wurden mit Hilfe der in [2] angegebenen exakten Beziehungen für den verketteten Hauptfluss $\dot{\psi}_g = L_{h1} \dot{i}_m$ (i_m dort mit $2 i_\mu$ bezeichnet) und dem Statorstrom i (dort mit $2 i_s$ bezeichnet) aus Zeit- und Genauigkeitsgründen mit einer elektronischen Rechenmaschine ermittelt. Damit ist einmal eine Kontrollmöglichkeit für die in [1] abgeleiteten Näherungsrechenverfahren gegeben und zum anderen durch Vergleich der exakten Rechnung mit der Messung auch eine Aussage über die Brauchbarkeit des angegebenen Messverfahrens ermöglicht.

Das Prinzipschaltbild der kompletten Messanordnung zeigt Fig. 6. Für die den Multiplikatoren zuzuführenden stromproportionalen Spannungen gilt

$$\begin{aligned} u_a &= R_{Sh} \ddot{u}_V i_U \\ u_b &= R_{Sh} \ddot{u}_V i_W \end{aligned} \quad (6)$$

$\ddot{u}_V$ ist die Übersetzung von Vorverstärkern. Die Grösse der Grundwellenfluss-proportionalen Spannung kann durch geeignete Wahl von R und C des Integrierers (Fig. 4) weitgehend beeinflusst werden. Die Einschaltung eines Vorverstärkers zwischen Integratorausgang und Multiplikatoreingang ist hier nicht erforderlich. Damit gilt nach 2.2:

$$\begin{aligned} u_c &= -\frac{\pi}{4} \cdot \frac{1}{w_1 \xi_1} \cdot \frac{1}{RC} \cdot \psi_{gW} \\ u_d &= -\frac{\pi}{4} \cdot \frac{1}{w_1 \xi_1} \cdot \frac{1}{RC} \cdot \psi_{gU} \end{aligned} \quad (7)$$

Fig. 6
Prinzipschaltbild zur Messung des inneren Drehmomentes

---	gemeinsame Erde
①	Eingänge zu Multiplikator 1
②	Eingänge zu Multiplikator 2
i_U	Strangstrom U
i_W	Strangstrom W
u_a, u_b	Spannung, proportional dem Strangstrom U bzw. W
u_c, u_d	Spannung, proportional dem mit Strang W bzw. U verketteten Grundwellenfluss
$u_{M1(2)}$	Ausgangsspannung von Multiplikator 1 bzw. 2
u_M	Differenz der Multiplikatorspannung 1 und 2

Um eine etwaige Nullspannung des Integrators vom Multiplikator fernzuhalten, sind Sperrkondensatoren zwischengeschaltet.

Nun liefert ein Multiplikator bei den Eingangsspannungen x und y eine Ausgangsspannung $-c_M x y$. Somit lauten in allgemeiner Form die Gleichungen für die Ausgangsspannungen der beiden Multiplikatoren:

$$\begin{aligned} u_{M1} &= -c_M u_a u_c = \frac{c_M R_{Sh} \ddot{u}_V \pi}{4 w_1 \xi_1 R C} i_U \psi_{gW} \\ u_{M2} &= -c_M u_b u_d = \frac{c_M R_{Sh} \ddot{u}_V \pi}{4 w_1 \xi_1 R C} i_W \psi_{gU} \end{aligned} \quad (8)$$

Diese beiden Spannungen werden einem nachgeschalteten Trennverstärker zugeführt, dessen Ausgangsspannung bei einem Verstärkungsfaktor 1 gleich ist:

$$u_M = u_{M1} - u_{M2} = \frac{c_M R_{Sh} \ddot{u}_V \pi}{4 w_1 \xi_1 R C} \underbrace{(i_U \psi_{gW} - i_W \psi_{gU})}_{\frac{m_1}{p\sqrt{3}}}$$

Damit besteht folgender Zusammenhang zwischen Spannung u_M und Motormoment m_1 :

$$u_M = \frac{c_M R_{Sh} \ddot{u}_V \pi}{4 w_1 \xi_1 R C p \sqrt{3}} m_1 \quad (9)$$

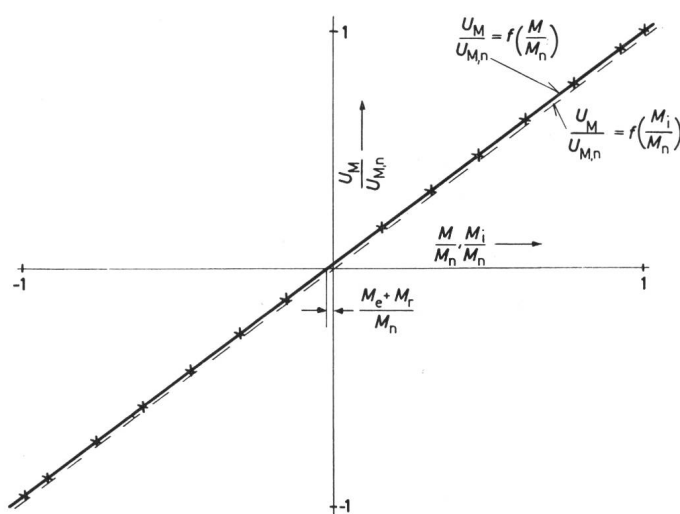


Fig. 7

Experimentelle Überprüfung der Meßschaltung (Fig. 6) bei $f_{(1)} = 40$ Hz, $\psi_{g(1)} = \psi_{gon} = \text{konst.}$

U_M Mittelwert der subtrahierten Multiplikatorspannungen; $U_{M,n}$ Spannung bei Nennmoment; M mittleres Moment am Wellenstumpf; M_n Nennmoment; M_i mittleres inneres Moment; M_e Moment zur teilweisen Deckung der Eisenverluste; M_f Reibungsmoment

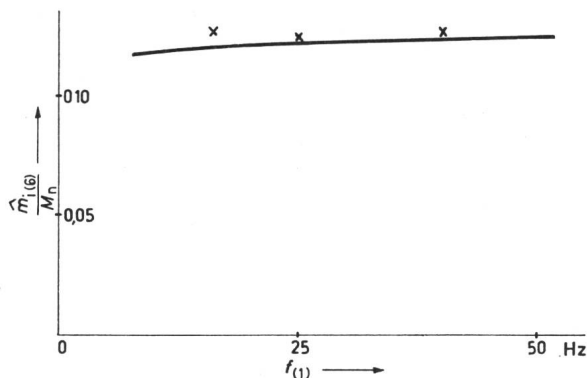


Fig. 8

Vergleich von errechneten und gemessenen Pendelmomenten (Leerlauf,

$\Psi_{g(1)} = \Psi_{gon} = \text{konst.}$)

— errechnet; x gemessen

$\hat{m}_{i(6)}$ Scheitelwert der Grundschiwingung des inneren Pendelmomentes;
 M_n Nennmoment; $f_{(1)}$ Frequenz der Speisespannung

Diese Beziehung lässt sich nach sorgfältiger Schaltung und Einjustierung der aus Präzisionsgeräten bestehenden Momentenmessanordnung (Fig. 6) experimentell überprüfen. Zu diesem Zwecke wurden an der Versuchsmaschine bei verschiedenen Lastzuständen gleichzeitig der Mittelwert der Multiplikatorspannung U_M und das mittlere Moment M am Wellenstumpf

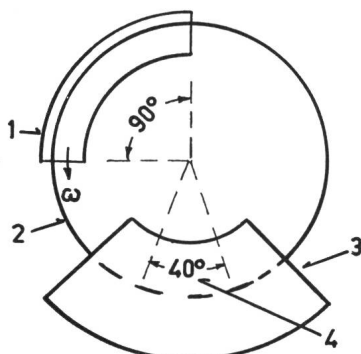


Fig. 9

Messwerk zur Erfassung des zeitlichen Drehzahlverlaufes

1 Messwicklung; 2 Pertinaxscheibe; 3 Magnetgestell; 4 Bereich konstanter Induktion; ω mechanische Winkelgeschwindigkeit

gemessen. Dieses unterscheidet sich vom inneren Moment M_i nur durch das Reibungsmoment M_r und ein Moment M_e zur teilweisen Deckung der Eisenverluste. Mittlere, durch Oberwellen verursachte und somit von der Multiplikatoranordnung nicht erfasste Momente traten dabei, wie eine Aufnahme der Momentenkennlinie $M = f[f_{2(1)}]$ zeigte, nicht in Erscheinung.

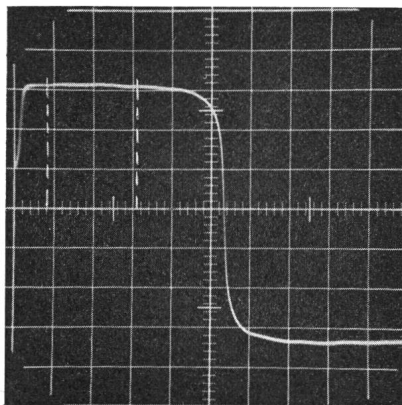


Fig. 10

Winkelgeschwindigkeits-Messwerkspannung bei sinusförmiger Speisung der Asynchronmaschine

Den bei 40-Hz-Stromrichterspeisung ($\Psi_{g(1)} = \Psi_{gon} = \text{konst.}$) gemessenen linearen Zusammenhang

$$\frac{U_M}{U_{M,n}} = f\left(\frac{M}{M_n}\right)$$

zeigt Fig. 7. Nimmt man das Moment $M_e + M_r$ als last-unabhängig an, so ergibt sich der Zusammenhang:

$$\frac{U_M}{U_{M,n}} = f\left(\frac{M_i}{M_n}\right)$$

durch Parallelverschiebung der gemessenen Geraden um

$$+ \frac{M_e + M_r}{M_n}$$

Der nach Gl. (9) errechnete lineare Zusammenhang deckt sich mit dem gemessenen. Damit ist auch der experimentelle

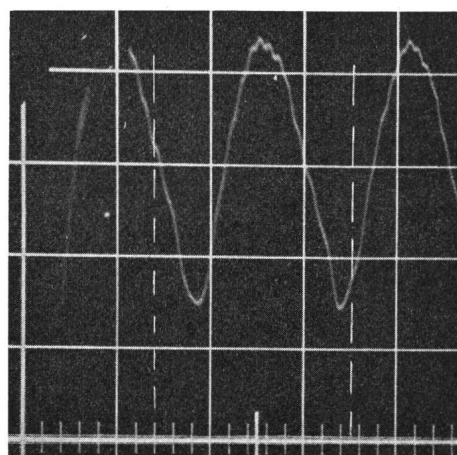


Fig. 11

Winkelgeschwindigkeit der ungekuppelten Maschine bei Stromrichterspeisung mit $f_{(1)} = 2,18 \text{ Hz}$, $I_{0 \text{ eff}} = 0,8 I_{n \text{ eff}}$

Beweis für die einwandfreie Funktion der Messanordnung in Fig. 5 erbracht. Es besteht kein Zweifel, dass der für den Mittelwert gültige Zusammenhang $U_M = f(M_i)$ auch für die überlagerten Wechselkomponenten Gültigkeit hat.

Um eine prozentuale Aussage über die Abweichung zwischen sehr genauer Rechnung (nach [2]) und der Messung zu ermöglichen, wurde der Verlauf von $\hat{m}_{i(6)}$ (Scheitelwert der

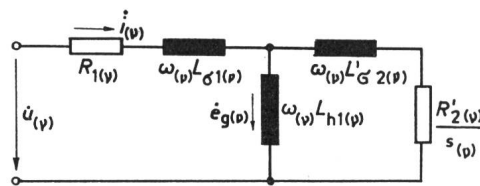


Fig. 12

Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine

$\dot{u}_{(v)}$ Spannungsvektor; $\dot{i}_{(v)}$ Stromvektor; $\dot{e}_{g(v)}$ EMK-Vektor; $R_{1(v)}$ Ohmscher Widerstand eines Statorstranges; $L_{\sigma 1(v)}$ Statorstreuinduktivität; $L_{h1(v)}$ Hauptfeldinduktivität; $L'_{\sigma 2(v)}$ bezogene Rotorstreuinduktivität; $\omega_{(v)}$ Kreisfrequenz; $R'_{2(v)}$ bezogener Rotorwiderstand; $s_{(v)}$ Schlupf; v Ordnungszahl

Grundschiwingung des Pendelmomentes) als Funktion der Speisefrequenz berechnet. Die Berechnung erfolgte bei $\Psi_{g(1)} = \Psi_{gon}$ für Leerlauf. Hier ergibt sich die Ausgangsspannung u_M als relativ kleine Differenz grosser Teilprodukte u_{M1} und u_{M2} (Fig. 5), wodurch Messungenauigkeiten am stärksten in Erscheinung treten. Fig. 8 zeigt den im Frequenzbereich 10...50 Hz errechneten Verlauf von $\hat{m}_{i(6)} = f[f_{(1)}]$. Die für 16, 25 und

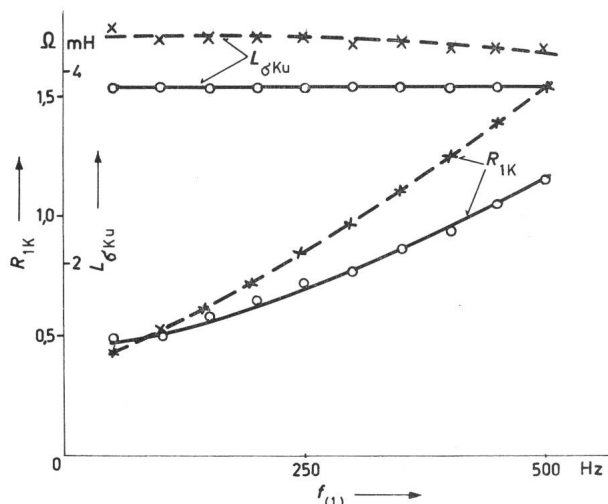


Fig. 13

Frequenzabhängigkeit der Kurzschlussinduktivität und der Wirkkomponente der Kurzschlussimpedanz

— Versuchsmaschine (mit Schleifringläufer, Strangachsen in Deckung)
 --- Schleifringläufer durch Kurzschlussläufer ersetzt
 R_{1K} Wirkkomponente der Kurzschlussimpedanz; $L_{\sigma Ku}$ ungesättigte Kurzschlussinduktivität; $f_{(1)}$ Frequenz der sinusförmigen Speisespannung

40 Hz gemessenen Werte (Analyse photographischer Aufnahmen von u_M -Oszillogrammen) sind mit eingetragen. Die maximale Abweichung zwischen Rechnung und Messung beträgt 5%.

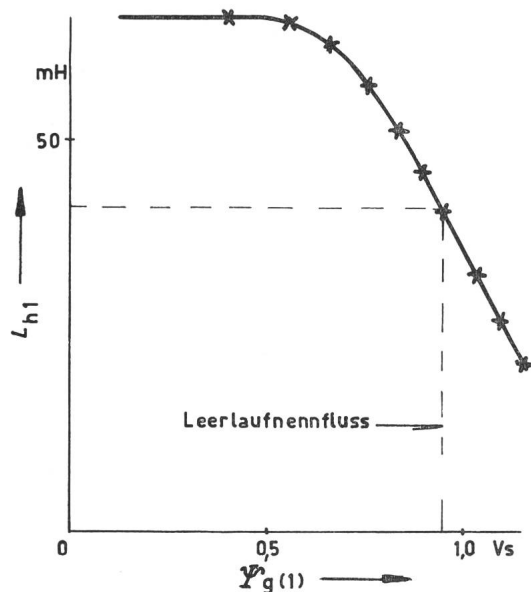


Fig. 14

Sättigungsabhängigkeit der Hauptfeldinduktivität bei sinusförmiger Speisung
 L_{h1} Hauptfeldinduktivität; $\Psi_{g(1)}$ Scheitelwert des verketteten Grundwellenflusses

2.4 Erzeugung einer der Klemmenleistung proportionalen Spannung

Die über die Maschinenklemmen fließende Dreiphasenleistung ergibt sich aus der Beziehung:

$$p = u_U i_U + u_V i_V + u_W i_W \quad (10)$$

Da die Strangströme bei isoliertem Sternpunkt keine Nullkomponenten enthalten, gilt die vereinfachte Beziehung:

$$p = u_{U-V} i_U + u_{W-V} i_W \quad (10a)$$

Die Leistungsmessung kann also mit der etwas abgeänderten elektronischen Messanordnung in Fig. 6 oder — wie hier ge-

schehen — durch Aronschaltung von wesentlich billigeren Hallmultiplikatoren erfolgen. «Das Oszillographieren von Drehstromleistungen mittels Hallmultiplikatoren» ist in [5] so ausführlich behandelt, dass sich eine genauere Beschreibung an dieser Stelle erübrigt.

2.5 Erzeugung einer drehzahlproportionalen Spannung

Die Erzeugung einer drehzahlproportionalen Spannung geschieht mit Hilfe einer Meßspule, die auf eine an die Welle angeflanschte Pertinaxscheibe aufgeklebt ist und sich durch ein konstantes Luftspaltfeld eines feststehenden Magneten bewegt

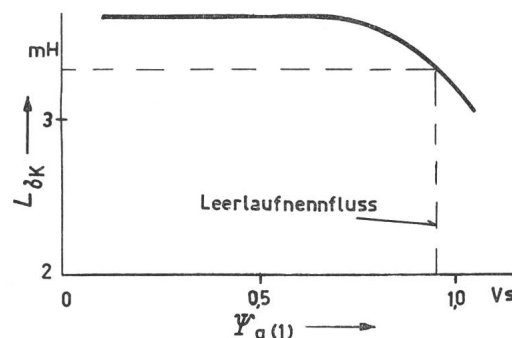


Fig. 15

Sättigungsabhängigkeit der Kurzschlussinduktivität (als Mittelwert für 5. und 7. Harmonische gefunden) bei Stromrichterspeisung

$L_{\sigma K}$ Kurzschlussinduktivität; $\Psi_{g(1)}$ Scheitelwert des verketteten Grundwellenflusses, bedingt durch Spannungsgrundschwingung

(Fig. 9). Die Meßspannung wird mit Hilfe eines Schleifringkörpers abgegriffen. Dieses kommutatorlose Messwerk ist in [6] ausführlich beschrieben. Fig. 10 zeigt den Verlauf der Messspulenspannung bei zeitlich konstanter Winkelgeschwindigkeit (sinusförmige Speisung), Fig. 11 den Verlauf bei Stromrichterspeisung. Zur drastischen Veranschaulichung der Drehzahl-schwankung erfolgte die letzte Aufnahme bei Betrieb der

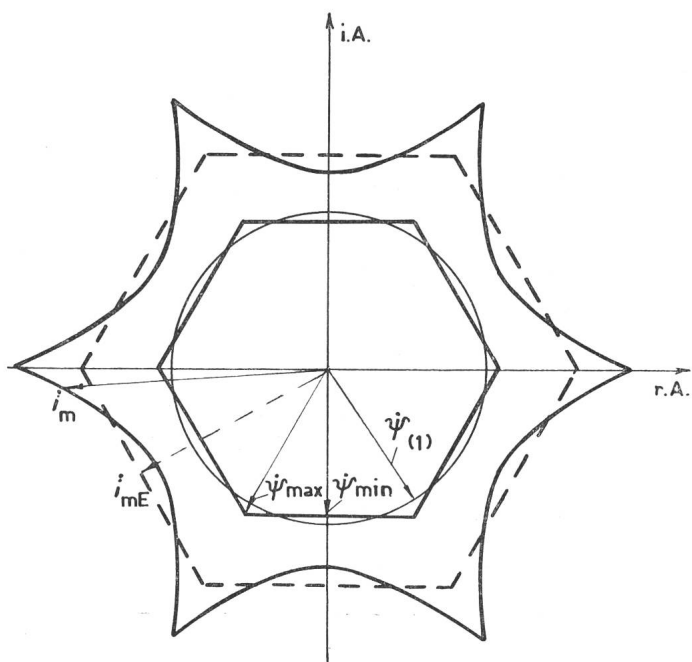


Fig. 16

Fluss- und Stromvektorortskurve bei offenen Schleifringen

$r.A.$ reelle Achse; $i.A.$ imaginäre Achse; $\psi_{(1)}$ Vektor des verketteten Flusses, bedingt durch Spannungsgrundschwingung; ψ_{min} Flussvektor-Minimum; ψ_{max} Flussvektor-Maximum; i_m Magnetisierungsstromvektor; $i_{m,E}$ Magnetisierungsstromvektor bei Zugrundelegung der Ersatzkennlinie

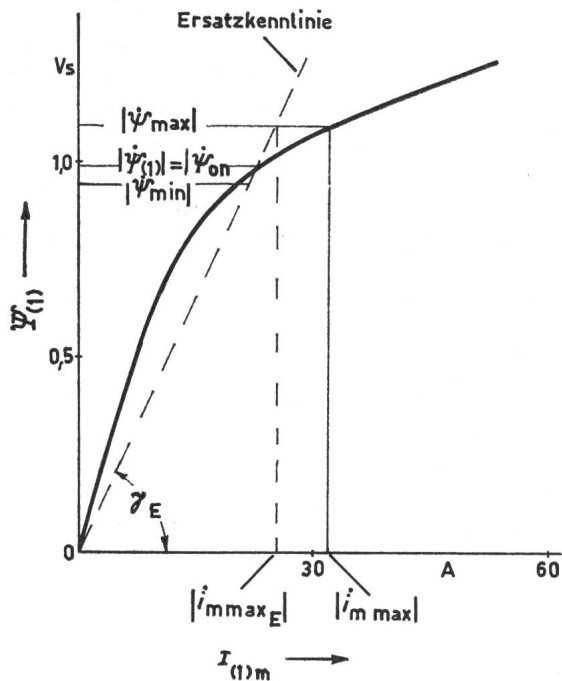


Fig. 17
Magnetische Kennlinie

$\Psi_{(1)}$ Scheitelwert des verketteten Flusses bei sinusförmiger Speisung;
 $I_{(1)m}$ Scheitelwert des Magnetisierungsstromes bei sinusförmiger Speisung;
 ψ_{on} Leerlauf-Nennflussvektor
Weitere Bezeichnungen siehe Fig. 16

ungekuppelten Maschine mit Überspannung (Leerlaufstrom $\approx 80\%$ des Nennstroms) und $f_{(1)} = 2,18$ Hz. Der Bereich, in dem die Meßspulenspannung ein getreues Abbild der Winkelgeschwindigkeit ist, erstreckt sich bei der vierpoligen Maschine über etwa 80° el. Die Grenzen sind in beide Oszillogramme eingetragen.

3. Maschinenkonstanten

In [1] wurde, wie in der Literatur allgemein üblich, bei Stromrichterspeisung für alle Harmonischen mit denselben

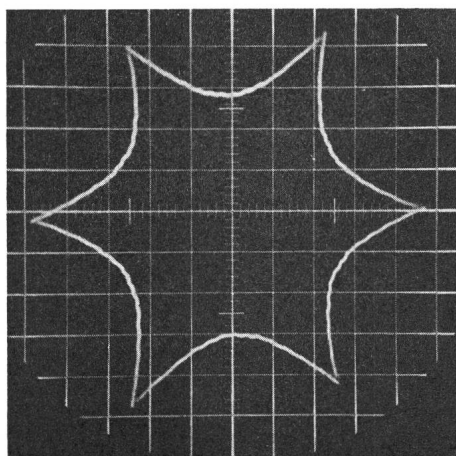


Fig. 18
Stromvektorortskurve bei offenen Schleifringen $f_{(1)} = 40$ Hz, $\psi_{(1)} = \psi_{gon}$

Maschinenkonstanten $L_{\sigma 1}$, L_{h1} , $L'_{\sigma 2}$, R_1 und R'_2 (Fig. 12) wie bei rein sinusförmiger Speisung gerechnet. Um durch experimentellen Vergleich eine zuverlässige Aussage über die Brauchbarkeit der in [1] angegebenen Näherungsrechenverfahren machen zu können, werden zunächst diese Konstanten selbst,

deren Vorausberechnung teilweise mit grossen Unsicherheiten behaftet ist, bei sinusförmiger Speisung experimentell ermittelt. An der Versuchsmaschine wird dann nachgeprüft, inwieweit diese Konstanten auch bei Stromrichterspeisung Gültigkeit haben. Gestützt auf die speziellen Ergebnisse werden allgemeingültige Aussagen gemacht.

3.1 Frequenzabhängigkeit

Fig. 13 zeigt den Verlauf der ungesättigten Kurzschlussinduktivität und der Wirkkomponente der Kurzschlussimpedanz als Funktion der Speisefrequenz ($50 \text{ Hz} \leq f_{(1)} \leq 500 \text{ Hz}$):

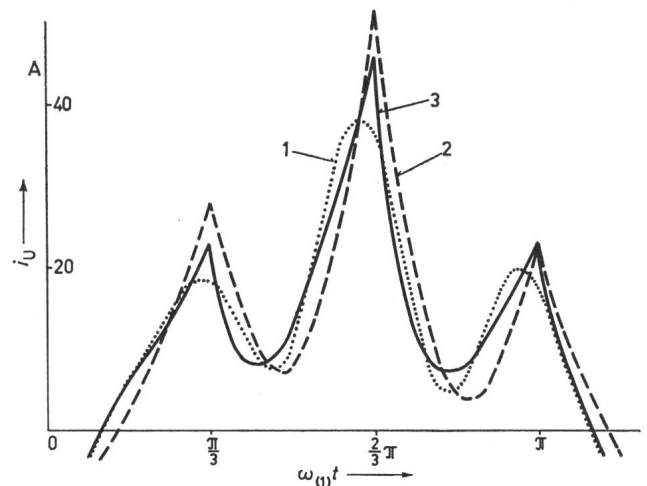


Fig. 19
Nach den angegebenen Berechnungsverfahren ermittelter zeitlicher Stromverlauf bei einer Speisefrequenz von $f_{(1)} = 8$ Hz und Leerlauf [$f_{2(1)} = 0$ Hz]

- für die Versuchsmaschine, ausgeführt mit Runddrahttrüfelfwicklung im Stator und Rotor,
- wenn bei derselben Maschine der Schleifringrotor durch einen geblechten Kurzschlussrotor (Nutenzahl 28, Stabdurchmesser 9 mm, Schrägung um eine Rotornutteilung) ersetzt wird.

Beim Schleifringrotor ergibt sich die erwartete Frequenzunabhängigkeit der Induktivität:

$$L_{\sigma Ku} = L_{\sigma 1} + \frac{L'_{\sigma 2} L_{h1}}{L_{\sigma 2} + L_{h1}},$$

beim Kurzschlussrotor eine vernachlässigbar kleine Abhängigkeit, weil die stromverdrängungsabhängige Nutstreuinduktivität des Rotors nur einen geringen Prozentsatz der Gesamtstreuung ausmacht.

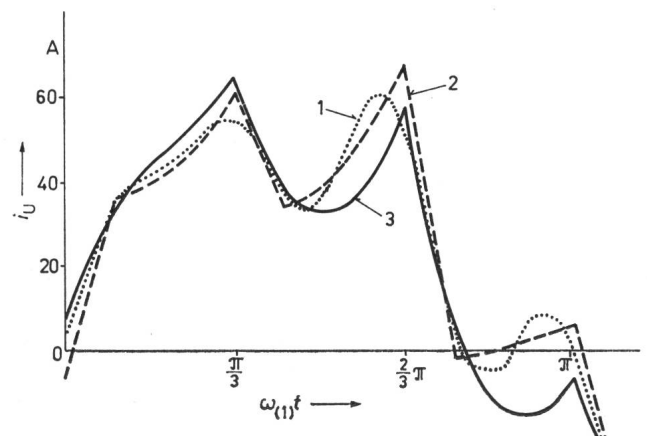


Fig. 20
Nach den angegebenen Berechnungsverfahren ermittelter zeitlicher Stromverlauf bei einer Speisefrequenz von $f_{(1)} = 40$ Hz und Motorbetrieb ($f_{2(1)} = +2 \text{ Hz} \approx f_{2n}$, $\omega_{(1)} t_B = \pi/10$ für Verfahren 1 und 2; Leerlaufspannungsform im Verfahren 3 zugrundegelegt)

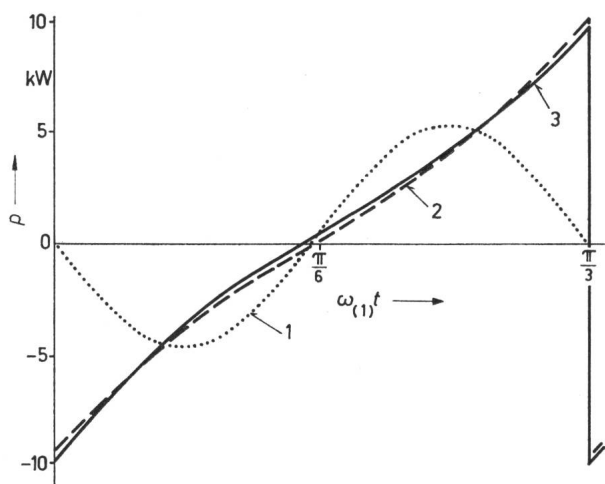


Fig. 21

Nach den angegebenen Berechnungsverfahren ermittelter zeitlicher Verlauf der Dreiphasenleistung bei einer Speisefrequenz von $f_{(1)} = 40$ Hz und Leerlauf [$f_{2(1)} = 0$ Hz]

Qualitativ kann allgemein festgestellt werden: Sind die Statorwicklung als Spulenwicklung und der Rotor mit kleiner (Rund-)Stabzahl (grosse Oberwellenstreuung!) ausgeführt, so darf mit guter Näherung die Kurzschlussinduktivität als frequenzunabhängig angenommen werden. Erst bei grossen Maschinen, wo die Statorwicklung als Stabwicklung ausgeführt wird, deren Nutstreuinduktivität an der Gesamtstreuung prozentual stärker beteiligt ist, muss mit einer zu beachtenden Frequenzabhängigkeit gerechnet werden.

Die Wirkkomponente der Kurzschlussimpedanz R_{1K} wächst beachtlich mit der Frequenz. Bei vernachlässigbarer Stromverdrängung in den Kupferleitern (Schleifringläufer) kann dies nur auf frequenzabhängige Verluste in den Eisenteilen der

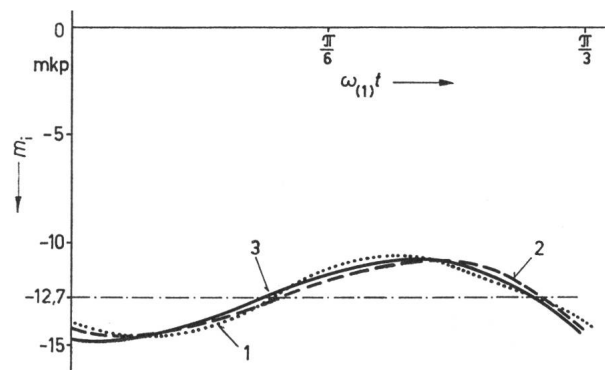


Fig. 22

Nach den angegebenen Berechnungsverfahren ermittelter zeitlicher Verlauf des inneren Drehmoments bei einer Speisefrequenz von $f_{(1)} = 40$ Hz und Generatorbetrieb [$f_{2(1)} = -2$ Hz]

Maschine zurückgeführt werden. Beim Kurzschlussrotor kommt noch die Stromverdrängung in den Kupferstäben dazu.

Qualitativ kann wieder allgemein festgestellt werden: Die Wirkkomponente der Kurzschlussimpedanz wächst mit der Frequenz, doch nicht so stark, dass im praktisch interessierenden Frequenzbereich bei einer Näherungsberechnung der Oberschwingungsströme die alleinige Berücksichtigung der induktiven Komponente nicht mehr gerechtfertigt wäre. Bei Verlustbetrachtungen muss dagegen die frequenzabhängige Zunahme der Wirkkomponente berücksichtigt werden.

3.2 Sättigungsabhängigkeit

Fig. 14 zeigt die bekannte, bei sinusförmiger Speisung ermittelte Abhängigkeit der Hauptfeldinduktivität vom Grund-

wellenfluss. Bei Stromrichterspeisung überlagern sich dem von der Spannungsgrundschiwingung herrührenden Fluss die Haupt- und Streuflüsse der Spannungsoberschwingungen.

Zunächst soll experimentell überprüft werden, welche Kurzschlussinduktivität für die 5. und 7. Spannungsharmonische bei Stromrichterspeisung im Leerlauf [$f_{(1)} = 40$ Hz] abhängig von der angelegten Klemmenspannung wirksam ist. Neben der bekannten Stellungenabhängigkeit Stator-Rotor der Kurzschlussreaktanz ist auch mit einer sättigungsbedingten Zeitabhängigkeit zu rechnen, da die vor allem durch den Hauptfluss der Spannungsgrundschiwingung bewirkte Vormagnetisierung der Streuwege für alle Felder der Spannungsoberschwingungen zeitabhängig ist. Um einen Mittelwert zu erhalten, erfolgte daher die Analyse der Spannungs- und Stromoszillogramme über eine Grundschiwingungsperiode. Den durch Auswertung zahlreicher Oszillogramme gewonnenen Verlauf $L_{\sigma K} = f[\Psi_{g(1)}]$ zeigt Fig. 15. Eine Lastabhängigkeit zwischen

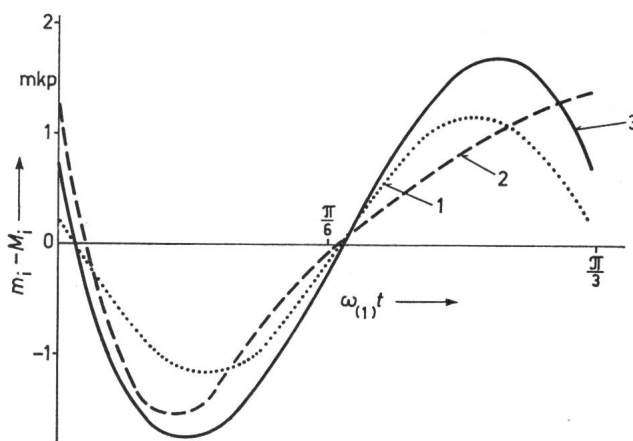


Fig. 23

Nach den angegebenen Berechnungsverfahren ermittelter zeitlicher Verlauf des inneren Pendelmoments bei einer Speisefrequenz von $f_{(1)} = 40$ Hz und Motorbetrieb [$f_{2(1)} = +2$ Hz, $M_i = 12,7$ mkp; $\omega_{(1)}t_B = \pi/10$ für Verfahren 1 und 2; Leerlaufspannungsform im Verfahren 3 zugrundegelegt]

Leerlauf und Nennlast bei konstantem $\Psi_{g(1)}$ liess sich nicht feststellen.

Allgemein kann festgestellt werden: Fig. 15 lässt eine Sättigungsabhängigkeit erkennen, wie sie sich auch bei Berechnung der Streuinduktivitäten bei sinusförmiger Speisung ergibt. Die Streuinduktivitäten dürfen, sofern keine Frequenzabhängigkeit zu erwarten ist, für alle Harmonischen als gleich angenommen werden.

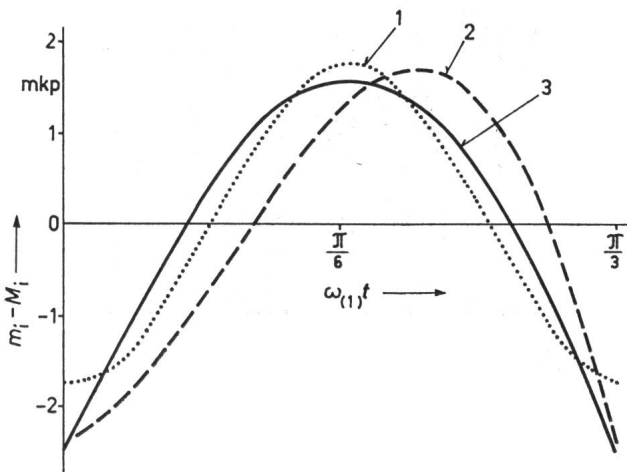


Fig. 24

Nach den angegebenen Berechnungsverfahren ermittelter zeitlicher Verlauf des inneren Pendelmoments bei einer Speisefrequenz von $f_{(1)} = 8$ Hz und Generatorbetrieb [$f_{2(1)} = -2$ Hz]

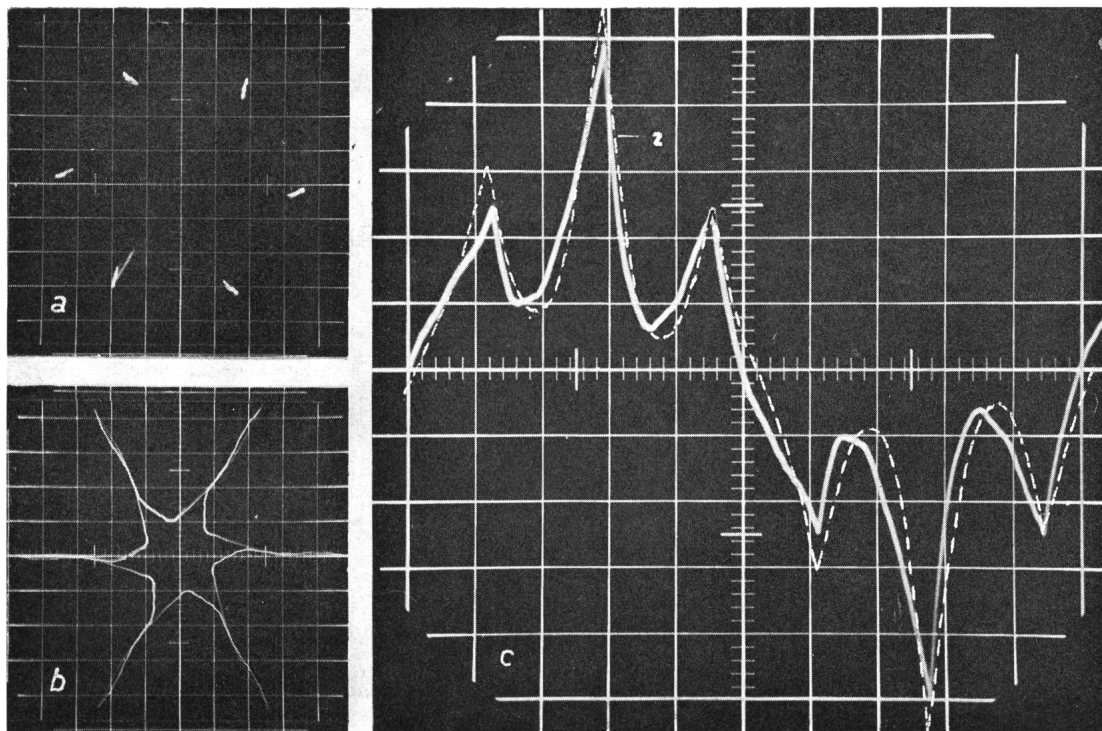


Fig. 25
Oszillogramme bei einer
Speisefrequenz $f_{(1)} = 8$ Hz,
Leerlauf ($f_{2(1)} = 0$ Hz)
a Spannungsvektororts-
kurve;
b Stromvektorortskurve;
c zeitlicher Stromverlauf

Es ist nun zu prüfen, inwieweit speziell die vereinfachende Annahme $L_{h1(v)} = L_{h1(1)}$ gerechtfertigt ist. Dabei geht man am besten von folgenden Überlegungen aus:

Der den Sättigungsgrad des Eisens bestimmende Hauptflussvektor zeigt nach Definition stets in Richtung des Maximalwertes des sich längs des Ankerumfanges sinusförmig verteilenden Flusses. Es herrscht stets Phasengleichheit zwischen Flussvektor $\dot{\psi}_g$, Durchflutungsvektor $\dot{\delta}_g$ und Magnetisierungsstromvektor $\dot{i}_m$. Bei bekanntem $\dot{\psi}_g$ kann damit aus der Magnetisierungskennlinie $\Psi_{g(1)} = f(I_{(1)m})$, die bei sinusförmiger Speisung ermittelt wurde, für $|\dot{\psi}_g| = \Psi_{g(1)}$ der zugehörige Magnetisierungsstromvektor $\dot{i}_m = I_{(1)m} \frac{\dot{\psi}_g}{|\dot{\psi}_g|}$ ermittelt werden.

Um eine einfache experimentelle Bestätigung zu ermöglichen (Primärstromvektor $\dot{i} =$ Magnetisierungsstromvektor $\dot{i}_m$ bei Vernachlässigung der Verluste!), wird die Untersuchung bei offenen Schleifringen durchgeführt. In diesem Fall ist auch der Streuflussvektor $\dot{\psi}_{\sigma 1}$ mit $\dot{\psi}_g$ phasengleich. Obige Überlegungen können also analog auf den Gesamtflussvektor $\dot{\psi} = \dot{\psi}_g + \dot{\psi}_{\sigma 1}$ ausgedehnt werden, dessen Verlauf sich (bei $R_1 = V_e = 0$) durch Integration des in [1] für Leerlauf angegebenen Spannungsvektors ergibt. Er wird im Zeitintervall $0 \leq \omega_{(1)}t \leq \pi/3$ durch die Gleichung beschrieben:

$$\dot{\psi} = \frac{U_{(1)}}{\omega_{(1)}} \cdot \frac{\pi}{3} \left[\omega_{(1)}t - \frac{\pi}{6} - j \frac{\pi}{6} \sqrt{3} \right] \quad (11)$$

Fig. 16 zeigt u. a. die sechseckig symmetrische Ortskurve des $\dot{\psi}$ -Vektors, Fig. 17 den bei sinusförmiger Speisung gemessenen Verlauf:

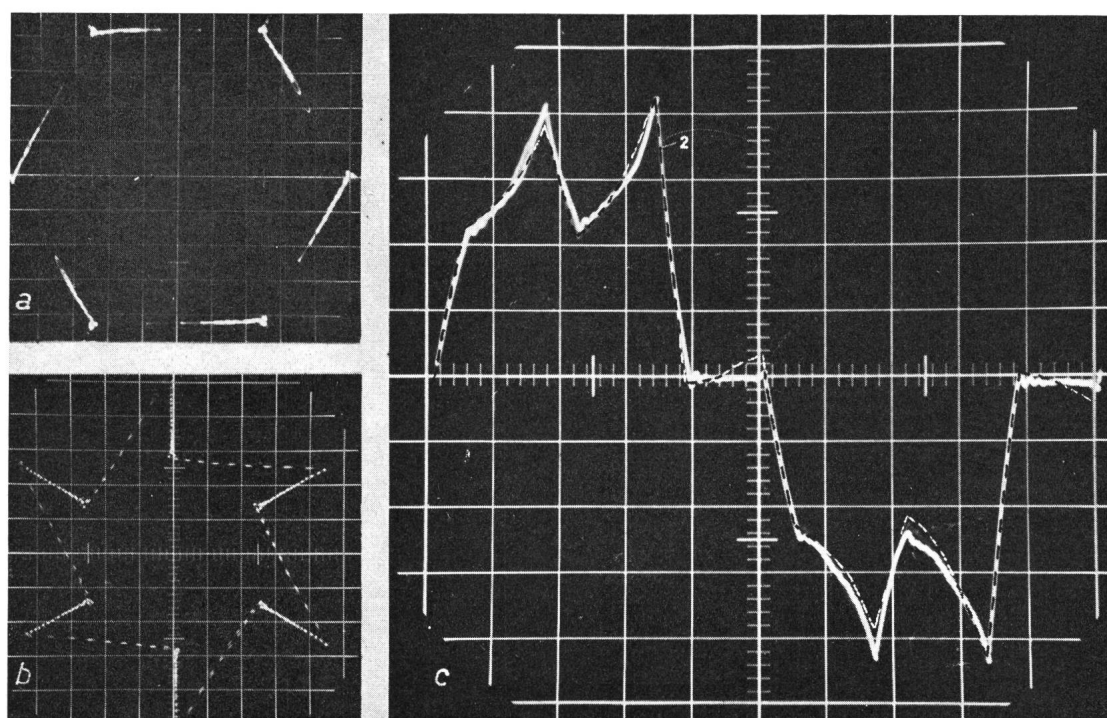
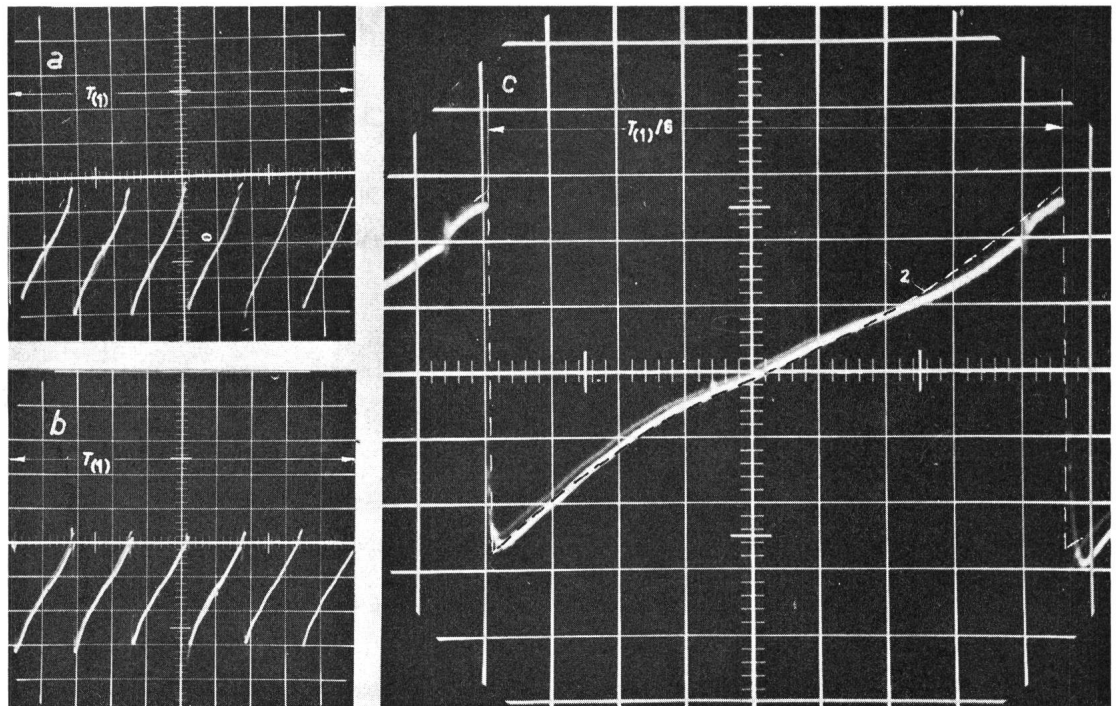


Fig. 26
Oszillogramme einer Speisefrequenz $f_{(1)} = 40$ Hz,
Motorbetrieb
($f_{2(1)} = +2$ Hz $\approx f_{2n}$)
a Spannungsvektororts-
kurve;
b Stromvektorortskurve;
c zeitlicher Stromverlauf

Fig. 27
Oszillogramme bei einer
Speisefrequenz $f_{(1)} = 40$ Hz,
Generatorbetrieb, Leerlauf
a, b zeitlicher Verlauf der
Dreiphasenleistung bei
 $f_{2(1)} = -2$ Hz bzw. $1,2$ Hz
c Verlauf der Dreiphasen-
leistung bei Leerlauf
 $[f_{2(1)} = 0$ Hz]



$$\Psi_{(1)} = \frac{U_{(1)}}{\omega_{(1)}} = f[I_{(1)m}]$$

Für $\Psi_{(1)} = \Psi_{on}$ ist hier die Ersatzkennlinie mit der Steigung $\tan \gamma_E = \Psi_{(1)}/I_{(1)m}$ eingezeichnet. In Fig. 16 ist nun der Verlauf des Stromvektors $\dot{i}_m$, der sich aus der tatsächlichen Kennlinie (stark ausgezogen) und der Ersatzkennlinie (strichliert) ergibt, mit eingetragen.

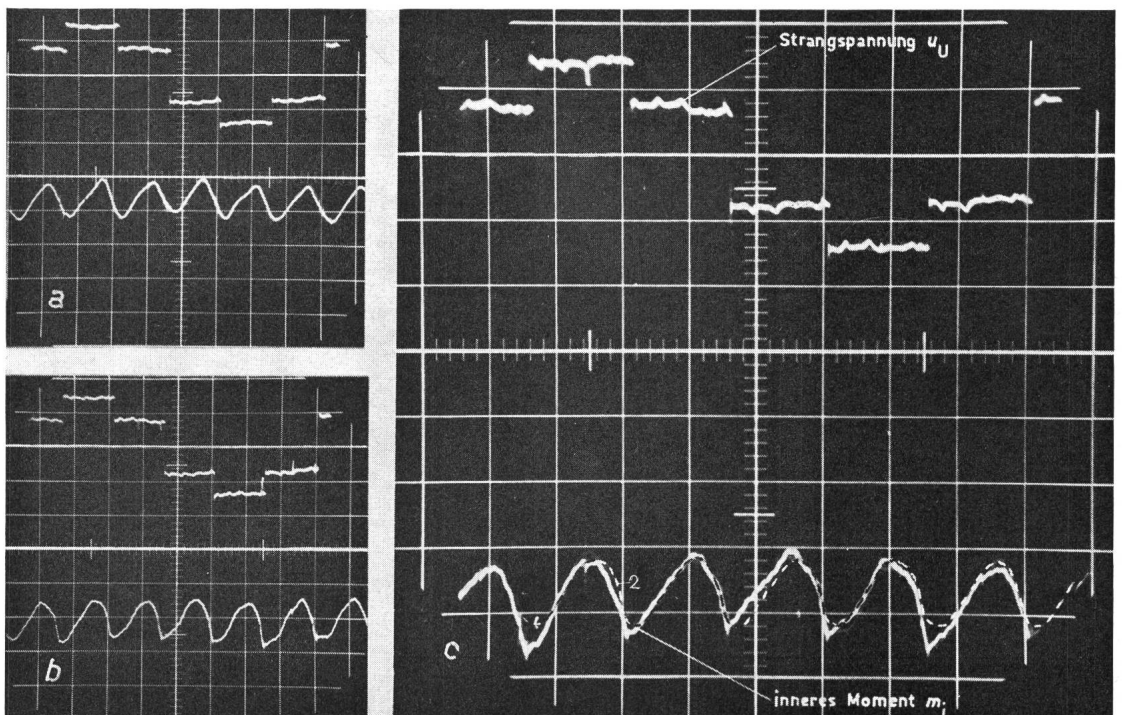
Zur Vermeidung der auftretenden Abweichung drängt sich der Gedanke auf, mit zwei Ersatzkennlinien zu arbeiten, eine für den Grundschwingsvektor $\dot{\psi}_{(1)}$ mit der bereits angegebenen Neigung und einer für den Oberschwingsvektor $\Delta\dot{\psi}$, die sich als Tangente an die Kennlinie im Punkte $\Psi_{(1)}$ ergibt. Leider verbietet die Tatsache, dass $\dot{\psi}_{(1)}$ und $\Delta\dot{\psi}$ nicht zeitunabhängig in Phase sind, dieses Vorgehen.

Der Verlauf der Ortskurve des Stromvektors $\dot{i}_m$ in Fig. 16 wird durch Fig. 18 bestätigt. Der «Stromstern» ist nur durch

die (in Fig. 16 vernachlässigte) Wirkkomponente des Stromes etwas gedreht. Auf den Betrag des Vektors hat diese einen vernachlässigbar kleinen Einfluss.

Nun ist zu bedenken, dass im praktischen Betrieb mit kurzgeschlossenen Schleifringen der Oberschwingungshauptflussvektor $\Delta\dot{\psi}_g$, der vorwiegend für die in Fig. 16 auftretende Abweichung zwischen strichliert und stark ausgezogener Stromortskurve massgebend ist, nicht mehr in etwa gleich dem gesamten Vektor $\Delta\dot{\psi}$ ist (genauer: $\Delta\dot{\psi}_g = \frac{L_{h1}}{L_1} \Delta\dot{\psi}$), sondern etwa gleich $\Delta\dot{\psi}/2$ (genauer: $\frac{L_{\sigma K} - L_{\sigma 1}}{L_{\sigma K}} \Delta\dot{\psi}$). Dies führt zu einer geringeren zeitlichen Änderung der Vektorlänge $\dot{\psi}_g$ und damit zu einer geringeren Abweichung des tatsächlichen Magnetisierungsstromvektors von dem unter Zugrundelegung der Ersatzkennlinie ermittelten, wie sie in Fig. 16 auftritt. Auf

Fig. 28
Oszillogramme bei einer
Speisefrequenz $f_{(1)} = 40$ Hz,
Generatorbetrieb
a, b zeitlicher Verlauf von
Strangspannung u_U und
innerem Moment m_i bei
 $f_{2(1)} = -0,4$ und $-1,2$ Hz;
c zeitlicher Verlauf von
Strangspannung u_U und
innerem Moment m_i bei
 $f_{2(1)} = -2$ Hz



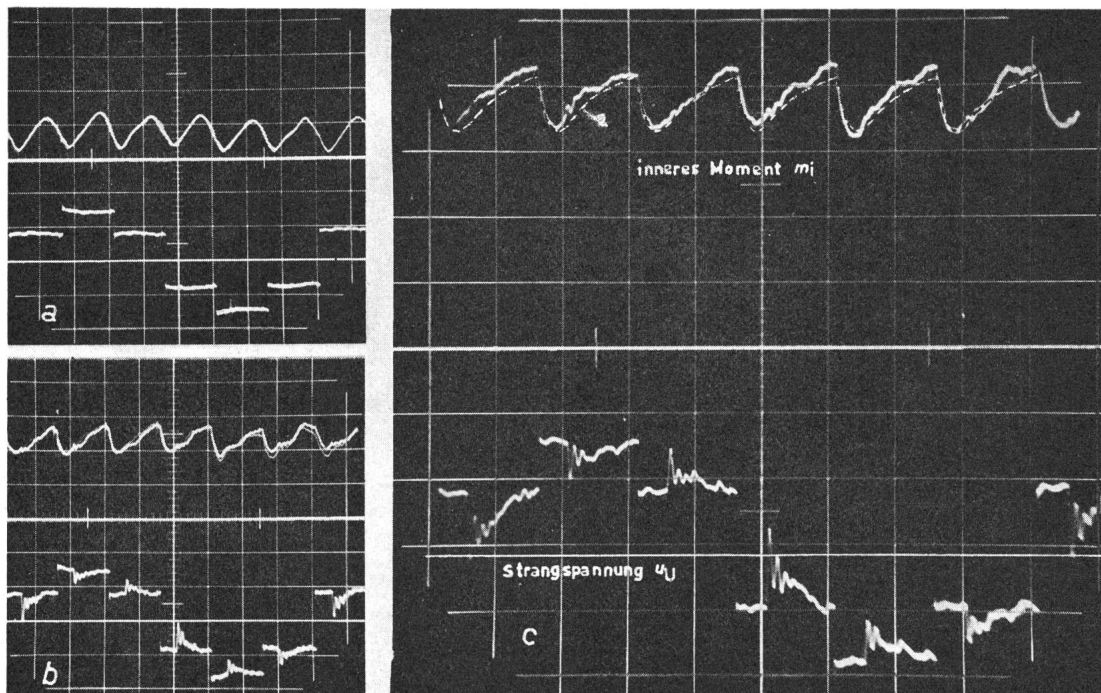
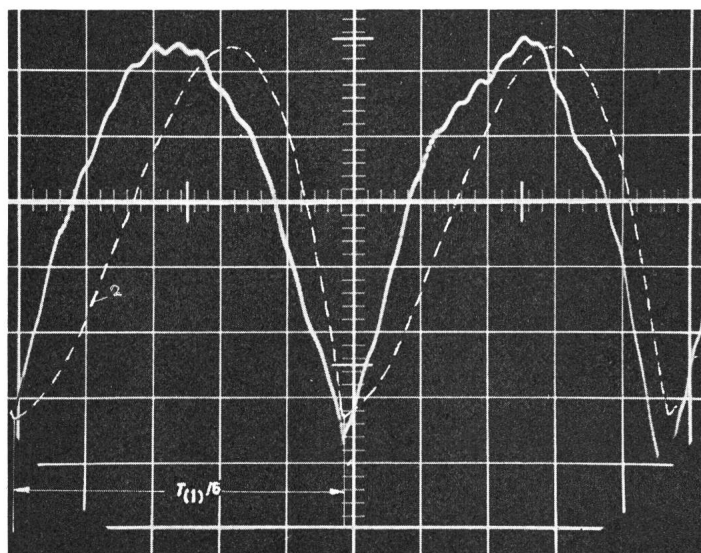


Fig. 29
Oszillogramme bei einer Speisefrequenz $f_{(1)} = 40$ Hz, Motorbetrieb
a, b zeitlicher Verlauf von Strangspannung u_U und innerem Moment m_i bei $f_{2(1)} = +0,4$ und $+1,2$ Hz;
c zeitlicher Verlauf von Strangspannung u_U und innerem Moment m_i bei $f_{2(1)} = +2$ Hz

jeden Fall ist die Abweichung bei normaler Sättigung nicht so stark, dass der Fehler im Magnetisierungsstrom der Oberschwingungen, der ja selbst nur einen Bruchteil des Gesamtstromes ausmacht, durch die bei Gleichsetzung von $L_{h1(v)} = L_{h1(1)}$ sich ergebende gewaltige Vereinfachung der Berechnungen nicht zu rechtfertigen wäre.

Nach diesen Erkenntnissen ist zur Angabe der Maschinenkonstanten in Fig. 12 nur noch die Aufspaltung in primäre und sekundäre Konstanten erforderlich.

Die Aufspaltung der Kurzschlussreaktanz in Hauptfeldreaktanz sowie primäre und sekundäre Streureaktanz bereitet messtechnische Schwierigkeiten. Bei der Versuchsmaschine konnte mit Hilfe der Sinusspulen bei den mit Sinusspannung durchgeführten Kurzschlussmessungen die innere EMK $E_{g(1), \text{eff}}$ mitgemessen werden. Es zeigte sich eine Stellungenabhängigkeit. Im Mittel ergibt sich $L'_{\sigma 2}/L_{\sigma 1} = 0,9$. Dieses Verhältnis kann nun ohne weitere Untersuchungen auch im Stromrichterbetrieb bei gesättigter Maschine zugrundegelegt werden, da für die Berechnungen zwar die Kenntnis der Summe der Streureaktanzen wesentlich ist, die Aufspaltung jedoch nur einen geringen Einfluss auf die Genauigkeit der Berechnung hat.



Somit werden für den nachfolgenden Vergleich Rechnung—Messung, der bei konstantem Grundschwingungshauptfluss $\Psi_{g(1)} (= \text{Leerlaufmagnetfluss } \Psi_{\text{gon}})$ durchgeführt wird, der Rechnung folgende Konstanten der Versuchsmaschine ($N_n = 19$ kW, $f_{(1)n} = 50$ Hz, $2p = 4$, Schleifringläufer, Sternschaltung im Stator und Rotor) zugrundegelegt:

$$L_{h1} = 41,4 \text{ mH}; \quad L_{\sigma 1} = 1,78 \text{ mH}; \quad L'_{\sigma 2} = 1,60 \text{ mH};$$

$$R_1 = 0,312 \Omega; \quad R'_2 = 0,270 \Omega$$

Die angegebenen Gleichstromwiderstände beziehen sich auf eine bei den Messungen konstant gehaltene mittlere Temperatur von 65°C .

4. Vergleich der Rechnung zur Messung

Die in den Fig. 19...24 gezeigten theoretischen Verläufe ergaben sich mit der Ersatzschaltung in Fig. 12 nach den Rechenverfahren 1, 2, 3. Hierbei bedeuten:

- 1 Berechnung unter alleiniger Berücksichtigung der 1., 5. und 7. Spannungsharmonischen [1],
- 2 Berechnung unter Berücksichtigung aller Spannungsharmonischen, aber Vernachlässigung von R_1 und R'_2 bei den Spannungsüberschwingungen [1],
- 3 Berechnung nach dem in [2] angegebenen Verfahren, das im Falle der Leerlaufspannungsform für Generator-, Leerlauf- und Motorbetrieb (!) unter Anwendung einer elektronischen Rechenmaschine eine exakte Lösung ermöglicht.

Der in die jeweils zugehörigen Oszillogramme in Fig. 25...30 gestrichelt eingezeichnete Verlauf entspricht dem nach 2 berechneten. Die Aufnahme der Spannungs- und Stromvektorkurven erfolgte nach [7]. Bei allen Aufnahmen war die Schlupfpendingelung vernachlässigbar klein.

5. Zusammenfassung

Zur experimentellen Bestätigung der in [1] angegebenen Berechnungsmethoden sind spezielle Messanordnungen er-

Fig. 30
Oszillogramm bei einer Speisefrequenz $f_{(1)} = 8$ Hz, Generatorbetrieb
[$f_{2(1)} = -2$ Hz]
Zeitlicher Verlauf des inneren Pendelmomentes (Mittleres Moment $M_i = -12,7$ mkp unterdrückt!)

forderlich. So erfordert die oszillographische Aufnahme des Stromverlaufs bei grossen Stromsteilheiten die Verwendung von Koaxialshunts. Zur Erfassung des Grundwellenflusses wird eine Meßspule angegeben, die bei konstanter Induktion in achsialer Richtung für alle Luftspaltfelder, deren Polpaarzahl ein ungeradzahliges Vielfaches der Polpaarzahl des Grundwellenfeldes ist, den Wicklungsfaktor Null hat. Das innere Drehmoment der Asynchronmaschine wird mit einer Messschaltung erfasst, die auf der Produktbildung von Hauptfluss und Statorstrom basiert. Die oszillographische Aufnahme des zeitlichen Verlaufs der Klemmenleistung erfolgt mit einer Hall-Multiplikatorschaltung, zur Aufnahme der Winkelgeschwindigkeit des Rotors wird ein kommutatorloses Messwerk angegeben.

Ein exakter Vergleich der Rechnung mit der Messung erfordert die Kenntnis der Maschinenkonstanten. Es wird gezeigt, dass mit den bei sinusförmiger Speisung ermittelten Konstanten in guter Näherung auch bei Stromrichterspeisung gerechnet werden darf, wenn gleiche Grundschnitzspannung vorliegt und die Frequenzabhängigkeit der Kurzschlussinduktivität vernachlässigbar klein ist.

Die abschliessende Gegenüberstellung von errechneten und gemessenen Verläufen zeigt eine gute Übereinstimmung von Theorie und Messung.

6. Danksagung

Die Arbeit ist ein Auszug aus der vom Verfasser an der Technischen Hochschule München eingereichten Dissertation. Der Verfasser dankt dem Leiter des Instituts für Elektrische Maschinen und Geräte, Prof. Dr.-Ing. W. Scheuring, für die tatkräftige Unterstützung bei der Durchführung umfangreicher experimenteller Untersuchungen, über die auszugsweise in diesem Aufsatz berichtet wurde.

Literatur

- [1] 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.
- [2] H. Štepan: Betriebsverhalten der vom Wechselrichter gespeisten Asynchronmaschine. E u. M 83(1966), S. 295...303.
- [3] H. Jordan: Geräuscharme Elektromotoren. Lärmbildung und Lärmbeilegung bei Elektromotoren. Essen, Girardet, 1950.
- [4] K. P. Kovács: Symmetrische Komponenten in Wechselstrommaschinen. Basel/Stuttgart, Birkhäuser, 1962.
- [5] U. Schröder: Das Oszillographieren von Drehstrom-Leistungen mittels Hall-Multiplikatoren. VDE-Fachberichte 20(1958), S. 16...24.
- [6] E. Riccius: Einfluss der Längsfeldsättigung auf die Ausbildung des Querfeldes bei Schenkelpolmaschinen. Arch. Elektrotechn. 51(1968), S. 309...316.
- [7] J. Racz: Oszillographische Aufnahme und harmonische Analyse von Dreiphasen-Vektoren. Periodica Polytechnica, Elektrotechnik 8(1964), S. 325...363.

Adresse des Autors:

Dipl.-Ing. J. Sergl, Wissenschaftlicher Assistent am Institut für elektrische Maschinen und Geräte der Technischen Hochschule München, Arcisstr. 21, D-8 München 2.

Technische Mitteilungen — Communications de nature technique

Elektrische Messtechnik, elektrische Messgeräte Métrologie, appareils de mesure

Druckmessung mit Thermoelementen

531.787.916:537.324

[Nach W. P. Teagan: Multifoil Thermocouple Gauge for Measuring Pressures up to 1 atm. Rev. Sc. Instr. 39(1968)12, S. 1897...1898]

Ein neuartiges Gerät zur Messung von Gasdrücken bedient sich eines Wärmestrahlungsschirmes, der aus einer Anzahl dünner metallischer Folien mit zwischen ihnen angeordneten, nahezu wärmeisolierenden Schichten besteht, und nutzt zur Bestimmung des Druckes die Tatsache aus, dass sich das Wärmedurchgangsverhalten eines solchen Schirmes in Abhängigkeit vom Druck ändert.

Im Vakuum erfolgt nämlich der Wärmedurchgang durch einen einseitig erwärmten Schirm nur auf Grund der Wärmestrahlung, während beim Vorhandensein eines Gases zusätzlich ein Wärmeübergang durch das Gas erfolgt. Das Ausmass dieses Wärmeüberganges ist vom Druck des Gases bzw. vom Verhältnis der freien Weglänge der Gasmoleküle zum gegenseitigen Abstand der Metallfolien abhängig. Bei niedrigen Werten dieses Verhältnisses, etwa bis zum Werte 60, ist der Wärmedurchgang durch den Schirm dem Gasdruck nahezu linear proportional, so dass sich aus der Differenz der Temperaturen auf beiden Seiten des Schirmes der Druck bestimmen lässt.

Eine praktische Ausführung eines solchen Druckmessgerätes enthält zehn zylindrisch angeordnete Lagen aus dünner Nickelfolie, die durch einen spiralförmig gewickelten Draht unter Bildung der wärmeisolierenden Schichten voneinander getrennt sind. Ausen und innen ist ein Verstärkungszyylinder aus Tantal vorgesehen, und beide Zylinder tragen an ihren Enden einen thermisch isolierenden Stopfen. Innerhalb dieser zylindrischen, nach aussen abgeschlossenen Anordnung ist ein elektrisches Heizelement vorgesehen. Zur Ermittlung der zur Bestimmung des Gasdruckes erforderlichen Temperaturdifferenz sind auf dem inneren und dem äusseren Verstärkungszyylinder zwei Thermoelemente angeordnet.

Mit dem neuartigen Druckmessgerät lassen sich Drücke im Bereich zwischen 10^{-3} Torr und Atmosphärendruck bestimmen.

D. Krause

Instrumentenbeleuchtung

621.3.085.49

[Nach H. N. Nicholson: 5 Ways to Illuminate an Instrument. Control Engineering 15(1968)11, S. 86 und 87]

Sehr einfach lässt sich eine Instrumentenbeleuchtung mit einer Anzahl von Lampen realisieren, die ringförmig um die Instrumentenskala angeordnet und nach aussen mit einem Schirm abgedeckt sind. Der Schirm lenkt das Licht auf die Skala bzw. den Zeiger und vermeidet eine Blendung des Betrachters.

Bei einer anderen Art der Beleuchtung von Skalen vom Rande aus sind hinter der aus undurchsichtigem Material hergestellten Skalenscheibe Lichtquellen angeordnet, deren Licht in einem transparenten Kunststoffrohr im Innern des Instrumentes an der Skalenscheibe vorbei zu einem reflektierenden Ringe geführt wird und von dort auf die Skala und den Zeiger fällt. In der Farbe unterschiedliche Instrumentenbeleuchtungen lassen sich dabei in einfacher Weise durch Wahl entsprechend gefärbter, transparenter Rohre erzielen. Auch eine Beleuchtung von Skala und Zeiger in unterschiedlichen Farben ist bei Verwendung von zwei unabhängig voneinander beleuchteten, unterschiedlich gefärbten Rohren verhältnismässig leicht zu erreichen.

Eine ausgezeichnete Ablesbarkeit lässt sich mit einer anderen Instrumentenbeleuchtung erzielen, bei der hinter der Skala mehrere Glühlampen vorgesehen sind. Die Skala besteht aus durchscheinendem Material mit einer aufgelegten weissen und schwarzen Farbschicht, wobei die Markierungen auf der Skala durch Wegätzen der schwarzen Schicht erzielt sind. Der Zeiger besteht ebenfalls aus einem transparenten Werkstoff.

Eine gute Ausleuchtung der gesamten Instrumentenskala lässt sich durch zwei aufeinandergelegte, keilförmige Glaskörper erreichen, die vor der Skala und dem Zeiger angeordnet sind. Neben den Glaskörpern befindet sich eine Lichtquelle, deren Licht durch die Glaskörper so gestreut wird, dass es gleichmässig verteilt auf die Skala fällt.

Eine Skalenbeleuchtung lässt sich auch unter Ausnutzung der Elektrolumineszenz bewerkstelligen, wenn man eine Skalenscheibe aus einem Kunststoff mit eingelagertem Phosphor verwendet und daran über zwei Elektroden eine Spannung zur Erzielung einer Lichtemission anschliesst.

D. Krause