

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins
Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke
Band: 37 (1946)
Heft: 15

Artikel: Der Dreiphasen-Induktionsregler als Compound-Transformator
Autor: Kovács, K.P.
DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-1061117>

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: 03.04.2025

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

zwischen dem 15- und 50-kV-Netz als auch mit dem 150-kV-System ermöglicht wird. Durch eine Hilfs-sammelschiene können diese Reguliertransformatoren wahlweise auf den einen oder andern Generator geschaltet werden.

Die 15-kV-Verteilanlage ist im Maschinenhaus untergebracht, ebenso das Hilfssammelschienensystem der beiden Generatoren, welches ohne Generatorschalter ausgeführt ist, da das Parallelschalten der beiden Gruppen überspannungsseitig erfolgt. Die Haupttransformatoren sowie die 150-kV-Schaltanlage werden im Freien neben dem Maschinenhaus errichtet.

Die Disposition der Freiluftanlage ist so getroffen, dass ein späterer Ausbau auf ein Doppelsammelschienensystem mit weiteren 150 - kV - Abgängen leicht bewerkstelligt werden kann.

h) Der *Unterwasserstollen* von 3,00 m Durchmesser und 70 m Länge führt das Betriebswasser in das Ausgleichsbecken Pfaffensprung des Kraftwerkes Amsteg der SBB. Zur Regulierung der Wasser-

führung bei Belastungsschwankungen muss ein Wasserschloss von 6,00 m Durchmesser unmittelbar nach dem Maschinenhaus in die Unterwasserableitung eingeschaltet werden. Die Pfaffensprungschlucht wird mit einem eisernen Rohr überbrückt. An der Mündung in den Pfaffensprungweiher ist eine Schwelle auf Kote 801,25 vorgesehen, damit auch bei einer 4 m übersteigenden Absenkung des Wasserspiegels des Ausgleichsweihers der nötige Gegendruck auf die Francis-Turbine erhalten bleibt.

Ein *Vorflutstollen* dient der Entwässerung des Maschinenhauses und der Ableitung des Wassers bei einem Rohr- oder Schiebergehäusebruch. Er weist einen lichten Durchmesser von 3,30 m bei einer Länge von 52 m auf und mündet etwa 50 m unterhalb der Strassenbrücke in die Reuss.

4. Anlagekosten

Die Anlagekosten von 38 000 000 Fr. (Preisbasis Januar 1946) stützen sich auf die bei Bauunternehmungen und Maschinenlieferanten eingeholten Offerten.

Der Dreiphasen-Induktionsregler als Compound-Transformator

Von K. P. Kovács, Budapest

621.313.335

Ein gewöhnlicher Dreiphasen-Induktionsregler (Phasenschieber), der derart an das Netz geschaltet ist, dass die Ständerwicklung von kleiner Windungszahl und die Läuferwicklung von grosser Windungszahl in Reihe geschaltet sind, weist Compoundcharakter auf. Der Läufer bleibt frei, so dass er einem auftretenden Drehmoment folgen kann. Wird eine ohmsche Belastung an den Klemmen des Läufers angeschlossen, so kann man feststellen, dass die Spannung bei wachsendem Belastungsstrom ebenfalls zunimmt, der Regler also Compound-Eigenschaften aufweist. Mit Hilfe einer einfachen mechanischen Ergänzungs-Einrichtung kann die Regulierung in lineare Beziehung zur Stromstärke gebracht werden. Bei $\cos \varphi = 1$, also bei ohmscher Belastung (Beleuchtungen, Koch-, Heizgeräte usw.) erhalten wir einen idealen Spannungsregulier-Transformator von gutem Wirkungsgrad und mit ständiger Schnellregelung, ohne zusätzliche Relais oder andere elektrische Hilfseinrichtungen. Wenn $\cos \varphi < 1$ ist, wird eine ergänzende elektrische Vorrichtung nötig, welche die Anwendungsmöglichkeiten des Compound-Transformators in der Praxis wesentlich erweitert, in theoretischer Hinsicht jedoch nichts Neues bringt.

Un régulateur à induction triphasé ordinaire présente une caractéristique compound, lorsqu'il est branché au réseau de telle sorte que l'enroulement inducteur à petit nombre de spires est en série avec l'enroulement induit à grand nombre de spires. L'induit est mobile et peut en conséquence réagir lorsqu'un couple lui est appliqué. Si une charge ohmique est branchée aux bornes de l'induit, on constate que la tension croît quand le courant de charge augmente. Un tel régulateur présente donc une caractéristique compound. Un simple mécanisme supplémentaire permet un réglage linéaire en fonction de l'intensité du courant. Pour $\cos \varphi = 1$, c'est-à-dire sous charge ohmique (appareils d'éclairage, de cuisson, de chauffage, etc.), il est ainsi possible de réaliser un transformateur idéal pour le réglage de la tension, qui présente un excellent rendement et permet un réglage continu rapide, sans relais auxiliaire, ni autre dispositif électrique additionnel. Si le $\cos \varphi$ est inférieur à l'unité, il est par contre nécessaire de prévoir un dispositif électrique additionnel, qui permet alors d'étendre très sensiblement les applications pratiques du transformateur compound, sans toutefois constituer une innovation au point de vue théorique.

1. Einleitung

Der Dreiphasen-Induktionsregler (Phasenschieber) wurde nach Fig. 1 geschaltet. Wie daraus ersichtlich ist, fliesst der Belastungsstrom durch die Ständerwicklung von kleiner Windungszahl. Die Läuferwicklung von grosser Windungszahl ist durch die Schleifringe auf der Verbrauchsseite an das Netz angeschlossen. Der Läufer ist frei drehbar. Nach Einschaltung der Betriebsspannung können folgende Beobachtungen gemacht werden:

1. Ist vorerst keine Belastung vorhanden, so nimmt der Läufer eine bestimmte Ruhestellung ein. In dieser Stellung wird die Höhe der Spannung auf der Verbrauchsseite im wesentlichen durch das Verhältnis der Windungszahlen der Ständer- und Läuferwicklung bestimmt.

2. Bei zunehmender ohmscher Belastung und konstant gehaltener Netzspannung wird auf der

Verbrauchsseite die Spannung selbsttätig steigen, während der frei gelassene Läufer eine neue Ruhestellung einnimmt. Bei Verminderung der elektrischen Belastung sinkt die Spannung auf der Verbrauchsseite stetig bis zum Leerlaufwert, während sich der Läufer in seine ursprüngliche Ruhestellung zurückdreht.

3. Bei nicht ohmscher, sondern induktiver Belastung ist die Erscheinung, soweit die Wirkkomponenten des Stromes betrachtet werden, ähnlich wie vorher; das Mass der Spannungserhöhung nimmt jedoch bei sich verschlechterndem $\cos \varphi$ rasch ab. Unterhalb einem gewissen $\cos \varphi$ ist gar keine Spannungserhöhung zu beobachten.

Diese einfache Einrichtung ist zum selbsttätigen Ausgleich der vom Belastungsstrom abhängigen Spannungsabfälle geeignet. Die Regulierung erfolgt praktisch ohne Zeitverzögerung. Wie später gezeigt

zahlen, und gleichzeitig ist die geometrische Summe der Ständer- und Läufer Spannungen gleich der konstanten Phasenspannung U . Diese Verhältnisse können nur dann entstehen, wenn sich während der Verdrehung die Ständer- und Läufer Spannungen im selben Masse erhöhen (Fig. 2b). Der höchste Spannungswert, der auf den Ständer bzw. Läufer fällt, ergibt sich mit der Läuferstellung von 180° (Fig. 2c). Der gemeinsame Endpunkt des Vektors der Spannungen U_1 und U_2 bewegt sich während des Verdrehens auf einem Kreis¹⁾.

Der Compound-Transformator nahm in der Grundstellung den Leerlauf-Magnetisierungsstrom vom Netz auf. Nachdem sich infolge Verdrehung des Läufers sowohl die Ständer- als auch die Läufer Spannung erhöhte, wird auch der Leerlauf-Magnetisierungsstrom, abgesehen von den Sättigungserscheinungen, im gleichen Verhältnis zunehmen. Der höchste Wert des Leerlaufstromes wird sich in der Stellung von 180° zeigen.

Wird der Läufer aus seiner Ruhestellung gedreht und sich dann selbst überlassen, wird er sich von selbst in seine Ausgangslage zurückbewegen; also musste auch zu seiner Verdrehung aus der Grundstellung ein Drehmoment nötig sein. Diese Erscheinung ist begreiflich, wenn man berücksichtigt, dass sich während des Verdrehens der Magnetisierungsstrom erhöhte und dass sich bei konstanter Klemmenspannung U der Kraftlinienweg infolge des Verdrehens verlängerte. Es ist bekannt, dass frei gelassene und magnetisch zusammenhängende Systeme stets eine solche Ruhestellung einzunehmen trachten, in welcher der Weg der Kraftlinien der kürzeste ist. Beim Compound-Transformator ist diese dem kleinsten magnetischen Widerstand, d. h. dem kleinsten Magnetisierungsstrom entsprechende Stellung die Grundstellung. Mit andern Worten, beim Compound-Transformator tritt zwischen Ständer und Läufer eine Synchronisierkraft auf, deren Wert in der Grundstellung Null ist und sich bei wachsender Läuferverdrehung bis zu einem gewissen Verdrehungswinkel erhöht. Die Synchronisierkraft ändert sich natürlich mit der Klemmenspannung. Zu einer grösseren Klemmenspannung gehört ein grösserer Magnetisierungsstrom und hiezu auch eine grössere Synchronisierkraft.

Schalten wir nun an die Klemmen $u-v-w$ des Compound-Transformators mit in Ruhestellung befindlichem und frei gelassenem Läufer eine Belastung, so entsteht durch die Wirkkomponente des Belastungsstromes ähnlich dem Phasenschieber ein Drehmoment, welches den Läufer aus seiner Grundstellung zu verdrehen sucht. Wie wir schon gesehen haben, tritt gleichzeitig mit dem Verdrehen des Läufers ein mit dem Verdrehungswinkel steigendes Synchronisier- (Rückführungs-) Moment auf. Der Läufer kann sich nur so lange verdrehen, als die zwei Drehmomente nicht im Gleichgewicht sind. Bis zur Gleichgewichtslage des Läufers wächst gezwungenerweise, wie wir gesehen haben, sowohl die

Spannung U_1 als auch die Spannung U_2 . Hiermit haben wir die qualitative Erklärung der in der Einleitung erwähnten Erscheinung gegeben, wonach der als Compound-Transformator geschaltete Dreiphasen-Induktionsregler infolge der Wirkkomponente des Belastungsstromes eine bei steigender Belastung wachsende Spannung liefert, d. h. Compound-Eigenschaft aufweist.

Gleichzeitig können wir auch erkennen, warum bei alleiniger Zunahme der Blindkomponente des Belastungsstromes keine Regulierung eintritt. Beim gleichen Belastungsstrom sinkt nämlich nicht nur der Wert der Wirkkomponente und damit das Triebmoment, sondern die wachsende Blindkomponente des Stromes erhöht auch gleichzeitig die Synchronisierkraft entsprechend dem steigenden Magnetisierungsstrom. Da das Mass der Regulierung bei streufreier Maschine nur von der Grösse des Verdrehungswinkels abhängt, ist ersichtlich, dass nach erreichter Gleichgewichtslage, entsprechend des durch die Blindkomponente verringerten Antrieb- und erhöhten Synchronisiermomentes, ein kleinerer Verdrehungswinkel und ein bedeutend kleinerer Spannungsausgleich eintritt.

3. Versuche

Zum Nachweis der in der Einleitung beschriebenen Erscheinungen haben wir Versuche mit einem gewöhnlichen Schleifring-Asynchronmotor durchgeführt, dessen Ständer mit einer Wicklung für 27 Volt versehen wurde. Das Leistungsschild der Maschine als Asynchronmotor enthielt die folgenden Daten: 4 PS, 27 V, 90 A, 50 Hz, $n = 2820/\text{min}$, $\cos \varphi = 0,86$. Die bei der Berechnung vorausgesetzten charakteristischen elektrischen Daten der Maschine wurden durch Leerlauf- und Kurzschlussmessungen nachgeprüft.

Zur betriebsmässigen Messung wurde die Maschine nach Fig. 1 geschaltet. Die Verbindung zwischen Ständer und Läufer bestand jedoch nicht aus Schleifringen und Bürsten, sondern aus biegsamen Kabeln, wodurch die Reibung in der Ruhestellung stark verringert wurde.

Bei einer Speisung mit symmetrischer Dreiphasenspannung erfolgte die elektrische Belastung mit einem symmetrischen ohmschen Dreiphasen-Widerstand. Die Grösse des Belastungswiderstandes wurde vom Leerlaufwert (offene Klemmen) bis zur Nennbelastung variiert, während welcher Zeit die Netzspannung, die Netzstromstärke, die Stromstärke des Läufers, die Spannung auf der Belastungsseite und die Belastungs-Stromstärke gemessen wurden. Die Ergebnisse der Messungen sind in Fig. 3 zusammengestellt. Sämtliche Werte sind als Funktion der Belastungs-Stromstärke aufgezeichnet. Die Netzspannung wurde derart geregelt, dass die Spannung U_2 an der Belastungsseite konstant blieb. Bei steigender Belastung musste daher die Netzspannung verringert werden, was prinzipiell dem Spannungsabfall eines vor dem Compound-Transformator gedachten Netzes entspricht. Es ist ersichtlich, dass der Compound-Transformator in diesem einfachsten Fall einen etwa 10 %igen Spannungsabfall ausgleichen kann, wobei die Uebertragungsleistung

¹⁾ Wir erhalten eine ungewöhnliche Definition des Kreises: der Kreis ist der geometrische Ort jener Punkte, deren Entfernungsverhältnis von zwei gegebenen Punkten konstant ist.

29,5 kW beträgt, was rund das *Zehnfache* der Motorleistung ausmacht. Selbstverständlich muss für die künstliche Kühlung der Maschine gesorgt werden. Hier sei auch bemerkt, dass bei symmetrischer dreiphasiger Speisespannung, aber einphasiger oder unsymmetrischer Belastung, die Regulierung in genau gleicher Weise erfolgt. Auch hier wird das Mass der Spannungserhöhung durch die Wirkkomponente des Belastungsstromes bedingt.

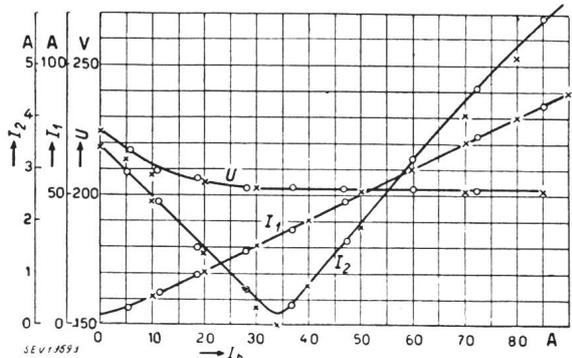


Fig. 3.

Charakteristiken des Dreiphasen-Induktionsreglers
 U Netzspannung, U_2 Spannung an der Läuferwicklung und am Belastungswiderstand (auf 200 V konstant gehalten), I_1 Stromstärke der Ständerwicklung, I_2 Stromstärke der Läuferwicklung, I_b Stromstärke des Belastungswiderstandes
 $U_2 = 200$ V, 50 Hz (konstant)
 $\cos \varphi = 1$
 O Messpunkte
 X berechnete Punkte

In Fig. 3 sind auch die auf Grund der Rechnung gewonnenen Werte eingezeichnet, welche mit den Messergebnissen gut übereinstimmen.

Fig. 4 zeigt die Abhängigkeit der Netzspannung von den $\cos \varphi$ -Werten des Belastungswiderstandes bei konstanter Belastungsspannung und Belastungsstromstärke. Es ist ersichtlich, dass — wie bereits in der Einleitung erwähnt wurde — die Regulierung so sehr von der Aenderung des $\cos \varphi$ der Belastung abhängt, dass der Compound-Transformator in dieser einfachsten Form praktisch nur bei rein ohmscher Belastung geeignet ist.

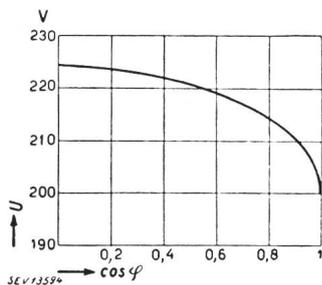


Fig. 4.
 Abhängigkeit der Netzspannung vom $\cos \varphi$ des Belastungsstromes
 U Netzspannung
 U_2 Spannung an der Läuferwicklung und am Belastungswiderstand
 I_b Belastungsstrom
 $U_2 = 200$ V (konstant)
 $I_b = 85$ A (konstant)

Auf Grund der Messergebnisse ist auch festzustellen, dass bei dieser einfachsten Form des Compound-Transformators die Regulierung nicht proportional zur Belastungsstromstärke erfolgt, sondern dass eine nahezu volle Regelung schon bei einer kleinen Aenderung der Belastungs-Nennstärke eintritt (siehe Fig. 3). Zur Beseitigung dieses Nachteils wird im folgenden Abschnitt eine einfache konstruktive Lösung beschrieben.

4. Proportionale Regulierung

Da die jeweilige Stellung des Läufers die Spannungsregulierung beeinflusst, kann zur Verhinderung des erwähnten zu frühen Einsatzes der Regulierung entweder das anfangs zu grosse auf den Läufer in der Ruhestellung wirkende Drehmoment verringert oder das zu kleine Synchronisiermoment erhöht werden. Wenn wir also wünschen, dass die Regulierung proportional zur Belastungsstromstärke

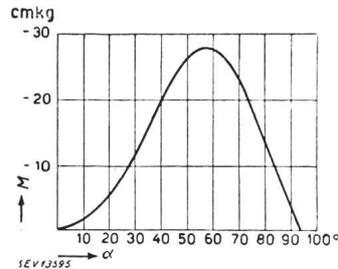


Fig. 5.
 Erforderliches zusätzliches Drehmoment M in Funktion der Läuferstellung α zur Erreichung einer linearen Regelcharakteristik
 $U_2 = 200$ V (konst.),
 $\cos \varphi = 1$

einsetzt, dann müssen wir ein sich nach bestimmten Gesetzen änderndes zusätzliches Drehmoment im entsprechenden Sinne anwenden. Theoretische und praktische Erwägungen haben zu der nachstehend beschriebenen Lösung geführt, bei welcher die Erhöhung des Synchronisiermomentes mit Hilfe einer Feder erreicht wird.

Fig. 5 zeigt die Grösse des zur linearen Regulierung nötigen Zusatz-Synchronisiermomentes in Funktion der Winkelverdrehung des Läufers.

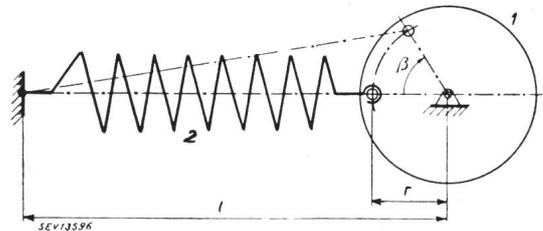


Fig. 6.
 Vorrichtung mit Feder (2) und Exzenter (1) zur Erzeugung eines zusätzlichen Drehmomentes
 β Verdrehungswinkel der Exzenter-scheibe, r Exzenter-radius, l mittlere Federlänge

Der Form nach vollkommen gleiche Drehmomentcharakteristik in Funktion der Winkelverdrehung können wir mit Hilfe der in Fig. 6 dargestellten Feder-Anordnung erreichen. Bei der praktischen Anwendung wird die Scheibe mit dem Exzenter

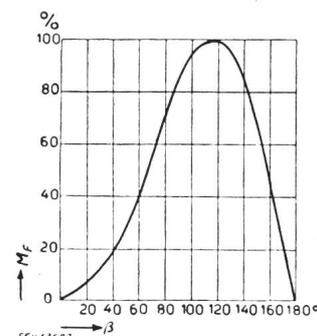


Fig. 7.
 Drehmoment-Charakteristik des Federsystems nach Fig. 6
 β Verdrehungswinkel der Exzenter-scheibe
 M_F Drehmoment durch die Federspannung erzeugt

durch den Läufer des Compound-Transformators während der Regulierung verdreht, so dass die Feder das in Fig. 7 dargestellte Moment auf die Welle des Läufers ausübt. Durch Vergleich der Fig. 5 und 7

ist ersichtlich, dass das erforderliche Zusatzmoment während einer Läuferverdrehung von 90° wirken sollte, wogegen die in Fig. 6 dargestellte Lösung eine entsprechende Momentcharakteristik für einen Drehwinkel von 180° aufweist²⁾. Aus diesem Grund muss man zwischen der das Zusatzmoment erzeugenden Scheibe mit der Feder und der Welle des Compound-Transformators ein Zahnrad-Paar mit dem Uebersetzungsverhältnis 1 : 2 einsetzen. Die

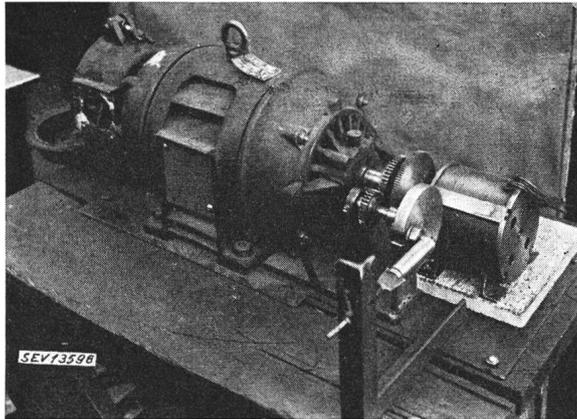


Fig. 8.

Versuchsanordnung des Dreiphasen-Induktionsreglers

Berechnung der Feder wird im Abschnitt 6 behandelt. Die für die durchgeführten Versuche verwendete Konstruktion ist in Fig. 8 ersichtlich. Es gelang damit, die lineare Regulierung zu erreichen. Die Ergebnisse der diesbezüglichen Messungen sind in Fig. 9 dargestellt. In Tabelle I wurden unter Berücksichtigung der gemessenen Eisenverluste und der gemessenen ohmschen Widerstände, die aus

Tabelle I

I_b A	20	40	60	80
I_1 A	20,5	40,2	60,1	80,0
I_2 A	2,6	1,45	2,65	4,35
$3 I_1^2 R_1$ W	13,7	53,0	118,0	209,0
$3 I_2^2 R_2$ W	14,3	4,5	14,9	40,0
P_{Fe} W	162,0	162,0	162,0	162,0
$P_{v\ tot}$ W	190,0	219,5	294,9	411,0
P_2 W	6940,0	13880,0	20820,0	27760,0
$P_1 = P_2 + P_{v\ tot}$. W	7130,0	14099,5	21114,9	28171,0
$\eta = 100 P_2/P_1$. %	97,3	98,4	98,6	98,5

$U_2 = 200$ V (konstant), regulierte Spannung am Belastungswiderstand.
 $\cos \varphi = 1$ (Phasendifferenz zwischen U_2 und I_b).
 $R_1 = 0,0109$ Ω , ohmscher Widerstand der Ständerwicklung pro Phase, gemessen bei Betriebstemperatur.
 $R_2 = 0,706$ Ω , ohmscher Widerstand der Läuferwicklung pro Phase, gemessen bei Betriebstemperatur.
 I_b Stromstärke im Belastungswiderstand.
 I_1 Stromstärke in der Ständerwicklung.
 I_2 Stromstärke in der Läuferwicklung.
 P_{Fe} Eisenverlust-Leistung.
 $P_{v\ tot}$ Totale Verlustleistung.
 P_1 Aus dem Netz bezogene Leistung.
 P_2 An den Belastungswiderstand abgegebene Leistung.
 η Wirkungsgrad.

Fig. 9 hervorgehenden Stromgrößen ausgewertet und die Wirkungsgrade berechnet.

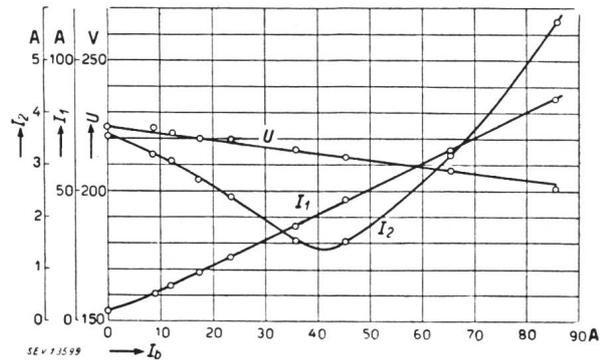


Fig. 9.

Charakteristiken des Dreiphasen-Induktionsreglers mit zusätzlichem Feder-Drehmoment

Die geradlinige Charakteristik konstanter Neigung der Netzspannung U ist ein Mass der zur Belastungsstromstärke I_b proportionalen Reguliereigenschaft der Maschine
 $U_2 = 200$ V, 50 Hz (konstant) $\cos \varphi = 1$

5. Beseitigung des $\cos \varphi$ - Einflusses

Bei einem $\cos \varphi < 1$ tritt eine Blindstrom-Komponente auf, die eine Erhöhung der Synchronisierkraft zur Folge hat. Diese ist durch ein zusätzliches Drehmoment, das auf die Welle des Compound-Transformators wirkt, zu kompensieren. Dieses Zusatzmoment wird über einen Schneckenantrieb mit einer Uebersetzung von etwa 1:15 bis 1:20 und über eine Freilaufeinrichtung von einem kleinen Zweiphasen-Kurzschluss-Asynchronmotor erzeugt und auf den Läufer des Compound-Transformators übertragen. Die erste Phasenwicklung des Zusatzmotors erhält eine der Spannung U_2 des Belastungswiderstandes proportionale und gleichphasige Spannung und die zweite Phasenwicklung eine der Stromstärke I_b des Belastungswiderstandes proportionale und gleichphasige Spannung. Bei $\cos \varphi = 1$ gibt also der Zweiphasen-Motor kein Moment ab (beide Phasenwicklungen auf gleiche Phasenspannungen geschaltet); bei $\cos \varphi = 0$ gibt er das grösste Moment ab (die Phasenwicklungen erhalten Spannungen mit 90° Phasenverschiebung). Da gleichzeitig das Zusatzmoment der Belastungsstromstärke proportional ist, kann mit diesem kleinen Motor der Verlauf des durch den $\cos \varphi$ bedingten zusätzlichen Synchronisiermomentes im ganzen Regelbereich genau wiedergegeben und damit auch die $\cos \varphi$ -Abhängigkeit vollkommen beseitigt werden. Die diesbezüglichen Versuche sagen über das Wesen des Compound-Transformators nichts Neues aus, weshalb wir von einer Beschreibung derselben absehen wollen.

6. Mathematische Zusammenhänge

Grundgleichungen

Die in den Ableitungen vorkommenden Spannungen, Reaktanzen, ohmschen Widerstände usw. verstehen sich pro Phase. Die Magnetisierungsstromstärke I_m wird bei Leerlauf von den in Grundstellung befindlichen und in Reihe geschalteten Ständer- und Läuferwicklungen aufgenommen und entspricht demzufolge dem Leerlaufstrom I_o (von den

²⁾ Die beschriebene Anwendung der Feder hat mein Kollege, Béla Bucz, in Vorschlag gebracht.

Eisenverlusten und Kupferverlusten des Compound-Transformators wird abgesehen). Die Leerlaufreaktanz X_0 bedeutet dagegen den gewöhnlichen Wert als Motor. Es ist also in der Grundstellung

$$X_0 \approx \frac{U}{I_0} \left(\frac{N_1}{N_1 + N_2} \right)^2$$

wo N_1 die Windungszahl der Ständerwicklung, N_2 die Windungszahl der Läuferwicklung bedeuten soll. Ist das Windungszahlverhältnis $N_2/N_1 = \mu$, so wird

$$X_0 \approx \frac{U}{I_0} \left(\frac{1}{1 + \mu} \right)^2$$

Nehmen wir an, dass sich der Läufer des Compound-Transformators entsprechend der Wirkkomponente des Belastungsstromes I_b von selbst um den Raumwinkel α verdreht, dann können wir auf Grund der Fig. 1 die folgenden Gleichungen des Compound-Transformators aufschreiben:

$$U_1 + U_2 = U \tag{1}$$

$$\mathfrak{F}_1 + \mathfrak{F}_2 = \mathfrak{F}_b = \frac{U_2}{pZ e^{+j\varphi}} \tag{2}$$

$$\mathfrak{F}_1 - \mu \mathfrak{F}_2 e^{+j\alpha} = \mathfrak{F}_0 (1 + \mu e^{+j\alpha}) \tag{3}$$

$$U_1 - \mathfrak{F}_1 j X_1 = j X_0 \mathfrak{F}_0 (1 + \mu e^{+j\alpha}) \tag{4}$$

$$U_2 + \mathfrak{F}_2 j X_2 = j X_0 \mathfrak{F}_0 (1 + \mu e^{+j\alpha}) \mu e^{-j\alpha} \tag{5}$$

wo $j = \sqrt{-1}$, p reeller Parameter, pZ absoluter Wert der Belastungs-Impedanz

$$pZ = \sqrt{R^2 + X^2}$$

und φ der Phasenwinkel des Belastungsstromes (zwischen U_2 und I_b) bedeutet.

Vorausgesetzt, dass $X_2 = \mu^2 X_1$ als erste Annäherung gesetzt wird (was bei gewöhnlichen Asynchronmotoren üblich ist) und nach Einführung des Streufaktors

$$\sigma = \frac{X_1}{X_0},$$

erhalten wir folgendes Gleichungs-System:

$$\left. \begin{aligned} \mathfrak{F}_1 j X_0 \sigma + \mathfrak{F}_0 j X_0 (1 + \mu e^{+j\alpha}) + 0 &= U_1 \\ - \mathfrak{F}_0 j X_0 (1 + \mu e^{+j\alpha}) \mu e^{-j\alpha} &+ \mathfrak{F}_2 \mu^2 j X_0 \sigma = -U_2 \\ \mathfrak{F}_1 + \mathfrak{F}_2 &= \frac{U_2}{pZ e^{+j\varphi}} \\ \mathfrak{F}_1 - \mathfrak{F}_0 (1 + \mu e^{+j\alpha}) - \mathfrak{F}_2 \mu e^{+j\alpha} &= 0 \end{aligned} \right\} \tag{6}$$

Lösen wir dieses Gleichungs-System mit Hilfe von Determinanten und unter Berücksichtigung, dass $U = U_1 + U_2$ ist, so erhält man für U , I_1 und I_2 folgende Gleichungen, wo $K = \frac{X_0}{pZ}$ bedeutet:

$$U = U_2 \frac{1 + 2\mu \cos \alpha + \mu^2 + \sigma [1 + \mu^2 + j\mu^2 K (2 + \sigma) e^{-j\varphi}]}{\mu^2 (1 + \sigma) + \mu e^{-j\alpha}} \tag{7}$$

$$\mathfrak{F}_1 = U_2 \frac{j\mu^2 K (1 + \sigma) e^{-j\varphi} + 1}{jX_0 \mu [\mu (1 + \sigma) + e^{-j\alpha}]} \tag{8}$$

$$\mathfrak{F}_2 = U_2 \frac{j\mu K e^{-j(\alpha + \varphi)} - 1}{jX_0 \mu [\mu (1 + \sigma) + e^{-j\alpha}]} \tag{9}$$

Für die absoluten Werte von U , I_1 und I_2 bei $\cos \varphi = 1$ (entsprechend den durchgeführten Versuchen) erhält man:

$$U = \frac{U_2}{\mu} \sqrt{\frac{(1 + \mu^2 + 2\mu \cos \alpha) [(1 + \mu^2) (1 + 2\sigma) + 2\mu \cos \alpha] + \sigma^2 [(1 + \mu^2)^2 + \mu^4 K^2 (2 + \sigma)^2]}{A_\alpha}} \tag{10}$$

In diesem Ausdruck kann der zweite Teil der unter dem Wurzelzeichen befindlichen Summe im allgemeinen vernachlässigt werden. Zur Vereinfachung wurde $1 + 2\mu (1 + \sigma) \cos \alpha + \mu^2 (1 + \sigma)^2 = A_\alpha$ gesetzt.

$$I_2 = \frac{U_2}{\mu X_0} \sqrt{\frac{\mu^2 K^2 - 2\mu K \sin \alpha + 1}{A_\alpha}} \tag{11}$$

$$I_1 = \frac{U_2}{\mu X_0} \sqrt{\frac{\mu^4 K^2 (1 + \sigma)^2 + 1}{A_\alpha}} \tag{12}$$

Das Drehmoment

Mit Hilfe von Gl. (9) erhält man zunächst für die Läuferleistung:

$$P_L = \frac{U_2 I_b}{A_\alpha} \left\{ \cos \varphi [1 + \mu (1 + \sigma) \cos \alpha] - \sin \varphi \cdot \mu (1 + \sigma) \sin \alpha - \frac{\sin \alpha}{\mu K} \right\} \tag{13}$$

Das Drehmoment ist:

$$M = P_L \frac{0,973}{n_0}$$

wo n_0 die synchrone Drehzahl des Drehfeldes ist (bei einer zweipoligen Maschine 3000/min).

Die Gleichung (13) zeigt, dass die Läuferleistung bzw. das derselben proportionale Drehmoment aus drei Teilen besteht, und zwar:

- a) $\frac{U_2 I_b}{A_\alpha} \cos \varphi [1 + \mu (1 + \sigma) \cos \alpha] \frac{0,973}{n_0}$
- b) $-\frac{U_2 I_b}{A_\alpha} \sin \varphi \cdot \mu (1 + \sigma) \sin \alpha \frac{0,973}{n_0}$
- c) $-\frac{U_2 I_b}{A_\alpha} \frac{\sin \alpha}{\mu K} \frac{0,973}{n_0} = -\frac{U_2^2}{A_\alpha} \frac{\sin \alpha}{\mu X_0} \frac{0,973}{n_0}$

Es ist ersichtlich, dass der Momentteil unter a) das in der Einleitung schon erwähnte Triebmoment ist, dessen Wert mit Verringerung des $\cos \varphi$ proportional abnimmt und bei $\cos \varphi = 0$ verschwindet. Der Momentteil unter b) ist jenes Zusatz-Synchronisiermoment, welches bei $\cos \varphi = 1$ ($\sin \varphi = 0$) gleich Null ist und sich bei verschlechterndem $\cos \varphi$ erhöht. Endlich ist der Momentteil unter c) jenes Synchronisiermoment, welches schon bei Leerlauf auftritt und dessen Wert von der Grösse des Be-

lastungsstromes unabhängig ist, jedoch vom Verdrehungswinkel, von der Grösse des Magnetisierungsstromes und von der Spannung abhängt.

Bleibt der Läufer im einfachsten Falle frei auf sich selbst angewiesen, so wird das zum jeweiligen Belastungsstrom gehörende resultierende Läufermoment in der Gleichgewichtsstellung gleich Null. Nach Gl. (13) wird also:

$$\cos \varphi [1 + \mu (1 + \sigma) \cos \alpha] - \sin \varphi \cdot \mu (1 + \sigma) \sin \alpha - \frac{\sin \alpha}{\mu K} = 0$$

Der Belastungsstrom berechnet sich zu:

$$I_b = \frac{\sin \alpha}{\cos \varphi + \mu (1 + \sigma) \cos (\alpha + \varphi)} \cdot \frac{U_2}{\mu X_0} \quad (14)$$

Diese Gleichung gibt den eindeutigen Zusammenhang zwischen dem Belastungsstrom und dem Verdrehungswinkel. Bei $\cos \varphi = 1$, entsprechend den gemachten Versuchen, wird:

$$I_b = \frac{\sin \alpha}{1 + \mu (1 + \sigma) \cos \alpha} \cdot \frac{U_2}{\mu X_0} \quad (15)$$

Rechnerische Kontrolle der Messungen

Die der Rechnung zu Grunde gelegten Daten wurden bei der verwendeten Maschine aus Leerlauf- und Kurzschlussmessungen festgestellt. Bei $U_2 = 200$ V, 50 Hz sind:

$$\mu = N_2/N_1 = 8,4; \quad \sigma = 0,071; \quad X_0 = 0,412 \Omega/\text{Phase}$$

Zur Kontrolle der Versuche wurden nach Gl. (15) die zusammengehörenden Werte von $\cos \alpha$ und I_b berechnet und in Fig. 10 dargestellt. Nach Gl. (10) wurden hierauf die verschiedenen Werte von U berechnet.

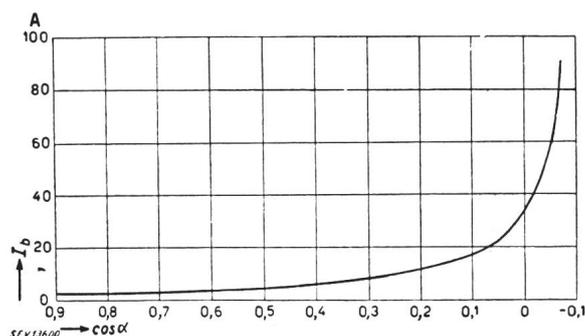


Fig. 10.

Abhängigkeit des Verdrehungswinkels α des freigelassenen Läufers vom Belastungsstrom I_b (berechnete Werte nach Gleichung (15))
 $U_2 = 200$ V (konstant) $\cos \varphi = 1$

I_1 wurde auf Grund der Gl. (12), I_2 auf Grund der Gl. (11) in Funktion von I_b berechnet. Die verschiedenen Werte von U , I_1 und I_2 wurden zum Vergleich der Messergebnisse in Fig. 3 eingetragen.

Bemessung der Feder

Zur Bemessung der für die lineare Regulierung (bei $\cos \varphi = 1$) nötigen Feder wird vorerst das erforderliche Zusatzmoment bestimmt. Gl. (10) gibt einen Zusammenhang zwischen α und U . Da die Proportionalität von U und I_b im Regelbereich gewünscht wird, entspricht dies zugleich dem gewollten Zusammenhang zwischen α und I_b . Der Verlauf des benötigten Zusatzmomentes ergibt sich nach der etwas veränderten Gl. (13) für $\cos \varphi = 1$ folgendermassen:

$$M = \frac{0,973}{n_0} \frac{U_2 I_b}{A_\alpha} \left[1 + \mu (1 + \sigma) \cos \alpha - \frac{\sin \alpha}{\mu K} \right] \quad (16)$$

In diese Formel wurden die zusammengehörenden Werte von α und I_b eingesetzt, und wir erhielten den gesuchten Zusammenhang zwischen dem nötigen Zusatzmoment M und α (siehe Fig. 7).

Die Bestimmung der Feder kann auf Grund einfacher Berechnung erfolgen. Das Drehmoment der Feder beträgt nämlich, mit Berücksichtigung der Bezeichnungen auf Fig. 6, bei der Winkelverdrehung β :

$$M_F = c l r \sin \beta \left[1 - \frac{l - r}{\sqrt{l^2 + r^2 - 2 l r \cos \beta}} \right] \quad (17)$$

wo c die Feder-Konstante bedeutet.

In Fig. 7 wurde der Verlauf des Drehmomentes nach Formel (17) dargestellt.

Da zwischen der Welle des Compound-Transformators und der Exzentrerscheibe eine Zahnrad-Übersetzung eingesetzt wurde, muss in der Formel (17), zur Umrechnung des Drehmomentes auf die Welle des Compound-Transformators, die rechte Seite der Gleichung mit Z_2/Z_1 multipliziert werden, wobei der Wert β durch $\alpha Z_2/Z_1$ zu ersetzen ist. Noch einfacher gestaltet sich die graphische Bestimmung der Feder auf Grund der jeweiligen geometrischen Verhältnisse. Bei der Versuchs-Maschine war die Feder folgendermassen berechnet: $c = 0,1$ kg/mm; $l = 176$ mm; $r = 28$ mm; $Z_2/Z_1 = 1,87$.

Die Berechnung des zur Beseitigung der $\cos \varphi$ -Abhängigkeit nötigen Zusatz-Momentes erfolgt auf Grund der Formel (13) ähnlich der eben durchgeführten Rechnung.

Adresse des Autors:
 Dr.-Ing. K. P. Kovács, II Pasaréti-ut 29, Budapest.