

---

# M7

# Kondensatormotor und Spaltpolmotor

---



TECHNISCHE  
UNIVERSITÄT  
DARMSTADT

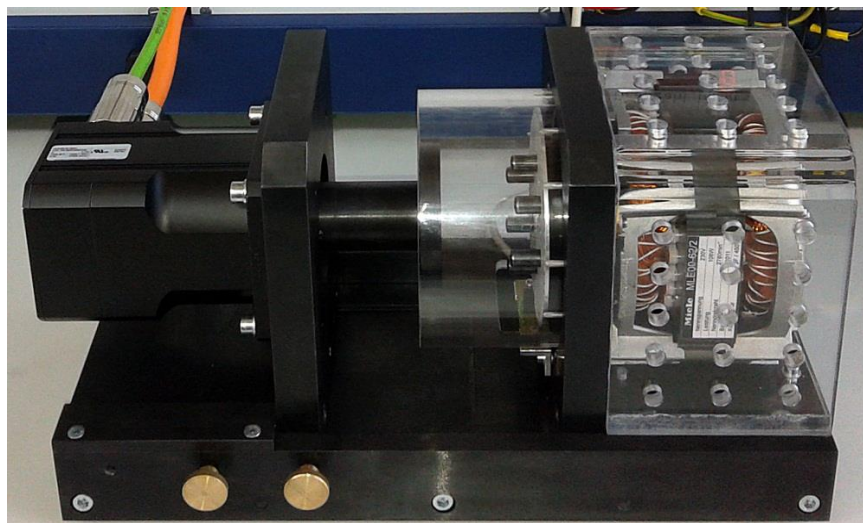


Institut für  
Elektrische  
Energiewandlung

---

Versuchsanleitung

---



Kondensatormotor-Prüfstand



Spaltpolmotor-Prüfstand

---

## Inhaltsverzeichnis

### Der Kondensatormotor

1.	Allgemeines	3
1.1.	Zweisträngige Drehfeldwicklung	3
1.2.	Einsträngige Ständerwicklung; Sonderfall: Spaltpolmotor	3
1.3.	Kondensatormotor	10
1.4.	Steinmetz –Schaltung	11
1.5.	Symmetrische Komponenten zu Analyse unsymmetrischer Zweistrang-Schaltungen	12
1.6.	Technische Ausführung des Kondensatormotors	21
2.	Messungen am zweisträngigen unsymmetrischen Kondensatormotor	23
2.1.	Spannungen, Ströme, Impedanzen	23
2.2.	Bestimmung des Strangübersetzungsverhältnisses $\ddot{u}_s$ aus zwei Leerlaufversuchen	24
2.3.	Bestimmung der Kondensatorkapazität aus $U_a, I_a, \cos \varphi_s$	25
2.3.1.	Problemstellung	25
2.3.2.	Analytische Methode für den Zweistrang-Motor	26
2.3.3.	Graphische Methode für den Zweistrang-Motor	26
2.4.	Erzeugung eines zweiphasigen Systems mit variabler Spannung	27
3.	Belastungseinrichtung	28
3.1.	Indirekte Momentenmessung	28
3.2.	Bedienung der Belastungsmaschine (Servomotor)	29
4.	Versuchsdurchführung	30
4.1.	Leerlaufmessungen (Zweiphasenmotor)	30
4.1.1.	Speisung des Strangs a; Strang b offen	30
4.1.2.	Speisung des Strangs b; Strang a offen	30
4.2.	Kurzschlussmessungen (Zweiphasenmotor); stehende Welle	31
4.3.	Belastungsversuche (Zweiphasenmotor)	31
4.3.1.	Betrieb am angepassten 2-Phasen-Spannungssystem	31
4.3.2.	Einsträngig - einphasiger Betrieb	32
4.3.3.	Betrieb als Kondensatormotor	32
4.4.	Messung der Anzugsmomente (Zweiphasenmotor)	32
4.4.1.	Anzugmoment bei angepasstem 2-Phasen-Spannungssystem	32
4.4.2.	Anzugmoment bei Betrieb als Kondensatormotor	32
4.5.	Messung mit dem Spaltpolmotor	33
5.	Ausarbeitung	33
5.1.	Leerlaufmessungen (Zweiphasenmotor)	33
	Zu 4.1.1 Speisung des Strangs a; Strang b offen (12P)	33
5.2.	Kurzschlussmessungen (Zweiphasenmotor); stehende Welle (13P)	33
5.3.	Belastungsversuche (Zweiphasenmotor)	33
	Zu 4.3.1. Betrieb am angepassten 2-Phasen-Spannungssystem (10P)	33
	Zu 4.3.2. Einsträngig - einphasiger Betrieb (10P)	34
	Zu 4.3.3. Betrieb als Kondensatormotor (15P)	34

---

Vergleich der Belastungsversuche (20P)	34
5.4 Anzugsmomente (Zweiphasenmotor) (10P)	34
Zu 4.4.1. Anzugsmoment bei angepasstem Spannungssystem	34
Zu 4.4.2. Anzugsmoment bei Betrieb als Kondensatormotor	34
Vergleich der Anzugsmomente	35
5.5 Vollständige Symmetrierung im Anlaufpunkt (Zweiphasenmotor) (10P)	35
5.6 Messung mit dem Spaltpolmotor (20P)	35
<hr/>	
6 Literatur	36

---

---

## 1. Allgemeines

---

Der Asynchronmotor mit Käfigläufer hat sich vor allem wegen seines einfachen, betriebssicheren Aufbaus und der geringen Herstellungskosten für sehr viele Anwendungsfälle als der ideale Antriebsmotor erwiesen. In seiner Grundaufbauform muss er von einem mehrphasigen, symmetrischen Spannungssystem gespeist werden. Wo der übliche dreiphasige Drehstromanschluss nicht zur Verfügung steht, kann der Käfigläufermotor mit Einschränkungen jedoch auch an einem einphasigen Wechselstromanschluss betrieben werden. Diese Sonderschaltungen sind bei kleinen Leistungen (typisch  $< 2 \text{ kW}$ ) weit verbreitet und werden im Folgenden ausführlich dargestellt.

### 1.1. Zweisträngige Drehfeldwicklung

Asynchronmaschinen sind Drehfeldmaschinen, bei denen im Ständer (in Nuten) eine Drehstromwicklung mit allgemein  $m$  Strängen angeordnet ist. Zwischen den „Wicklungsachsen“ zweier benachbarter Stränge liegt der räumliche Winkel  $2\pi/(p \cdot m)$  bei  $2p$  Polen und einer ungeraden Phasenzahl  $m$ , bei gerader Phasenzahl  $\pi/(p \cdot m)$ . Die Wicklung wird mit  $m$  Strangströmen (Effektivwert  $I_s$ ) gespeist, die von Strang zu Strang die elektrische Phasenverschiebung  $2\pi/m$  bzw.  $\pi/m$  aufweisen ( $m = 2$ : Winkel  $\pi/(2p)$ , Phasenverschiebung:  $\pi/2$  gemäß Bild 1.1-1). Bild 1.1-2 zeigt, dass bei Speisung der 2-strängigen Wicklung gemäß Bild 1.1-1 ein Kreisdrehfeld entsteht, dessen Umlauffrequenz  $n_{\text{syn}} = f_s / p$  ist.

### 1.2. Einsträngige Ständerwicklung; Sonderfall: Spaltpolmotor

Öffentlich existiert kein Zweiphasen-Spannungssystem, so dass zweisträngige Motoren in der Regel nicht wie in Bild 1.1-2 dargestellt betrieben werden können. Bei der Versuchsdurchführung wird ein zweiphasiges Spannungssystem im Labor künstlich erzeugt, um einen zweisträngigen Asynchronmotor zu betreiben. Das öffentliche Drehspannungsnetz ist dreisträngig. Daraus können dreiphasige und einphasige Spannungssysteme abgeleitet werden. Ein einsträngiger Motor erzeugt aber kein Drehfeld, sondern ein reines Wechselfeld (Bild 1.2-1), so dass dieser Motor nicht von selbst zu drehen beginnt (siehe Versuchsdurchführung). Für einen Selbstanlauf am Einphasennetz müssen bei einsträngigen Motoren als Kleinantriebe entweder magnetische Unsymmetrien in den Läufer eingebaut werden, oder wie beim Spaltpolmotor eine räumlich versetzte Hilfswicklung als Kurzschlusswindung im Ständer vorhanden sein. Ohne Asymmetrie ist zwar ein Anwerfen des Kleinmotorläufers von Hand möglich („Anwurfmotor“), aber zumeist nicht praktikabel. Weiter sind die Anlaufdrehmomente auch bei Asymmetrie klein, dafür aber die Motoren sehr billig, so dass z.B. für Kleingebläse, kleine Pumpen, Haushaltsgeräte etc. einsträngige Motoren bei zu einigen 100 W Aufnahmeleistung eingesetzt werden.

#### Sonderfall: Spaltpolmotor

Eine sehr einfache Art einer Anordnung mit nur einem Strang und einer zusätzlichen Kurzschluss-Hilfswicklung ist die Anordnung mit Spaltpolen (Bild 1.2-2). Eine einsträngige konzentrische Wicklung mit der Windungszahl  $N_1$ , gespeist mit dem Wechselstrom  $I_1$ , erregt im Luftspalt ein stehendes pulsierendes Wechselfeld mit dem Wechselfluss  $\underline{\Phi}_{1h}$ . Wird ein Teil des von der Wicklung umfassten Pols als Spaltpol „abgespalten“ und mit einer kurzgeschlossenen konzentrischen Spule mit  $N_R$  Windungen umgeben, so induziert der von dieser Kurzschluss-Spule umfasste Wechselfluss in dieser eine Spannung, die den Kurzschlussstrom  $I_R$  treibt. Dieser Strom eilt der Spannung auf Grund des Induktionsgesetzes ( $u_i = -d\psi/dt$ ) nach. Im Luftspalt treten somit zwei Wechselflüsse auf: Der nicht von der Kurzschluss-Spule umfasste Teil  $\underline{\Phi}_H$  des Wechselflusses  $\underline{\Phi}_{1h}$  und der durch die Kurzschluss-Spule tretende Wechselfluss  $\underline{\Phi}_S$ . Der Fluss  $\underline{\Phi}_H$  wird von  $\underline{\mathcal{C}}_1 = N_1 I_1$  erregt, der Fluss  $\underline{\Phi}_S$  von  $\underline{\mathcal{C}}_S = N_1 I_1 + N_R I_R$ .



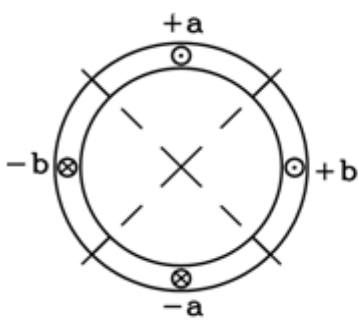
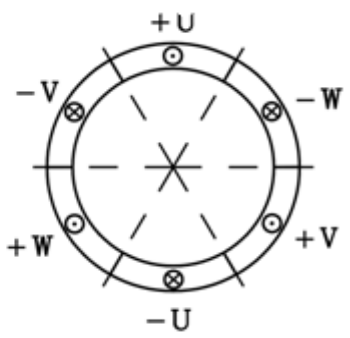
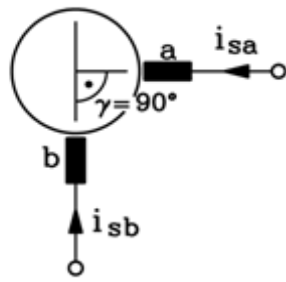
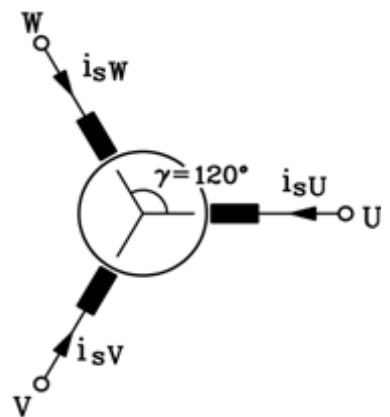
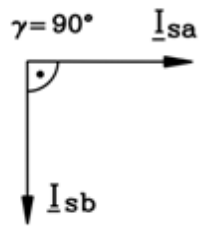
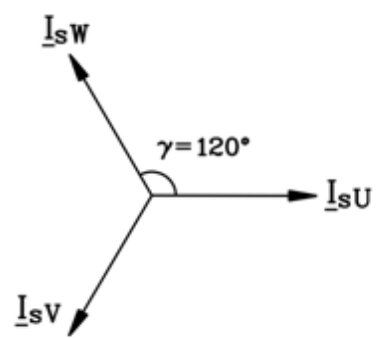
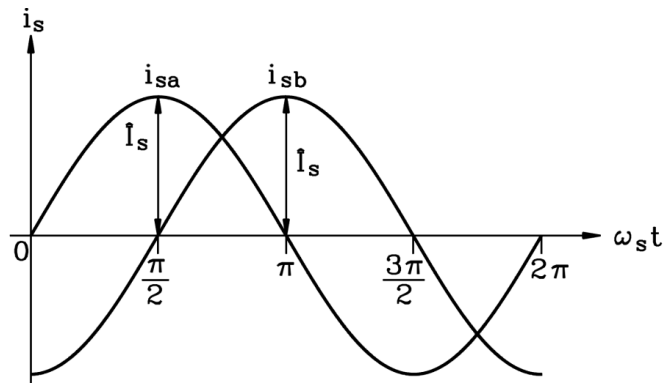
	$m = 2$	$m = 3$
	Zweisträngige Drehfeldwicklung	Dreisträngige Drehfeldwicklung
Phasenverschiebung:	$\varphi = \frac{\pi}{m} = \frac{\pi}{2} = 90^\circ$	$\varphi = \frac{2\pi}{m} = \frac{2\pi}{3} = 120^\circ$
Räumlicher Winkel: (mit $2p = 2$ )	$\gamma = \frac{\pi}{p \cdot m} = \frac{\pi}{1 \cdot 2} = \frac{\pi}{2} = 90^\circ$	$\gamma = \frac{2\pi}{p \cdot m} = \frac{2\pi}{1 \cdot 3} = 120^\circ$
Spulenanordnung		
Spulenersatzschaltbild		
Strangbezeichnung	a, b	U, V, W
Sinusstromspeisung		

Bild 1.1-1: Aufbau und Sinusstromspeisung der zwei- und dreisträngigen Drehfeldwicklung im Vergleich.



$\omega_s t$	0	$\frac{\pi}{2}$	$\pi$	$\frac{3\pi}{2}$	$2\pi$
$i_{sa}$	0	$I_s\sqrt{2}$	0	$-I_s\sqrt{2}$	0
$i_{sb}$	$-I_s\sqrt{2}$	0	$I_s\sqrt{2}$	0	$-I_s\sqrt{2}$

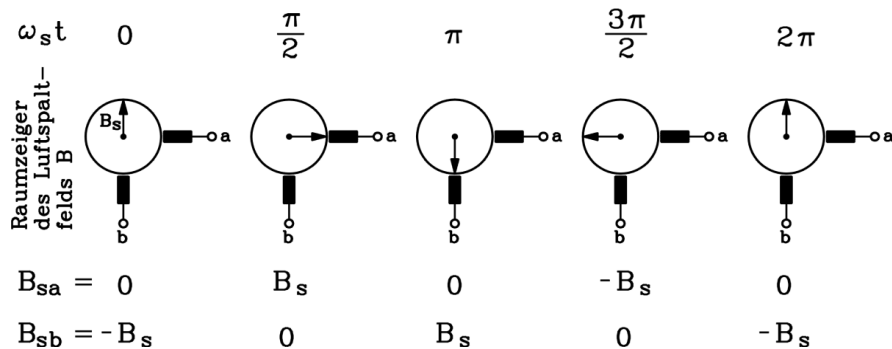


Bild 1.1-2: Entstehung des Kreisdrehfeldes bei einer zweisträngigen Wicklung

Der räumliche Versatz der beiden zugehörigen Feldachsen ist durch die Mittelachsen der beiden Polflächen des „gespaltenen“ Pols  $\beta$  (Bild 1.2-2a) bestimmt. Der zeitliche Versatz der erregenden Durchflutungen  $\underline{\Phi}_1$  und  $\underline{\Phi}_3$  führt gemeinsam mit dem räumlichen Versatz der Wechselströme dazu, dass ein umlaufendes Drehfeld entsteht. Da die Amplituden der beiden Wechselströme nicht gleich sind ( $\Phi_s < \Phi_H$ ) und deren Phasenverschiebung  $\alpha$  kleiner als  $90^\circ$  ist ( $\Phi_s$  eilt  $\Phi_H$  nach), kann die Spaltpolanordnung nicht wie in Bild 1.1-2 ein kreisförmiges Drehfeld ausbilden, also ein Feld, dessen Grundwelle mit konstanter Amplitude und Drehfrequenz rotiert. Die Amplitude der Feldgrundwelle pulsiert zwischen einem Minimal- und einem Maximalwert je Umdrehung, so dass die Spitze des die Amplitude beschreibenden rotierenden Feldzeigers  $B_s$  keinen Kreis, sondern eine Ellipse beschreibt („elliptisches Drehfeld“, Bild 1.3-2b). Daher ist das Drehmoment nicht zeitlich konstant, sondern hat einen dem konstanten Mittelwert überlagerten mit doppelter Netzfrequenz pulsierenden Wechselanteil. Das pulsierende Moment führt zu Schwingungen und Geräuschen mit doppelter Netzfrequenz (z. B. 100Hz). Die Drehrichtung des elliptischen Drehfelds ergibt sich durch den nacheilenden Spaltpolfluss  $\underline{\Phi}_s$  stets vom Haupt- zum Spaltpol. Zur Vergrößerung des Phasenwinkels  $\alpha$  zwischen  $\underline{\Phi}_s$  und  $\underline{\Phi}_H$  erhalten Spaltpolmotoren im Ständerblech am Rande des Polbogens Streustege St (Bild 1.2-2b). Anstelle von  $\underline{\Phi}_{1h} = \underline{\Phi}_H + \underline{\Phi}_s$  erhalten wir mit dem Fluss  $\underline{\Phi}_{St}$  in jedem der beiden Streustege die Summe  $\underline{\Phi}_{1h} = \underline{\Phi}_H + \underline{\Phi}_s + 2\underline{\Phi}_{St}$ . Diese zusätzliche Flusskomponente erfordert einen größeren Phasenwinkel  $\alpha'$  zwischen  $\underline{\Phi}_s$  und  $\underline{\Phi}_H$ , um die gleiche Summe  $\underline{\Phi}_{1h}$  zu erhalten. Durch den vergrößerten Phasenwinkel wird das elliptische Drehfeld etwas besser an die Kreisform angenähert. Meist wird die Kurzschlusspeile durch eine Kurzschlusswindung mit entsprechend großem Querschnitt oder auch durch zwei Windungen mit geteiltem Spaltpol (Bild 1.2-2c) ausgeführt. Der Läufer erhält i. A. eine Käfigwicklung (Asynchronmaschine), doch sind auch prinzipiell Dauermagnetläufer verwendbar (Synchronmaschine).

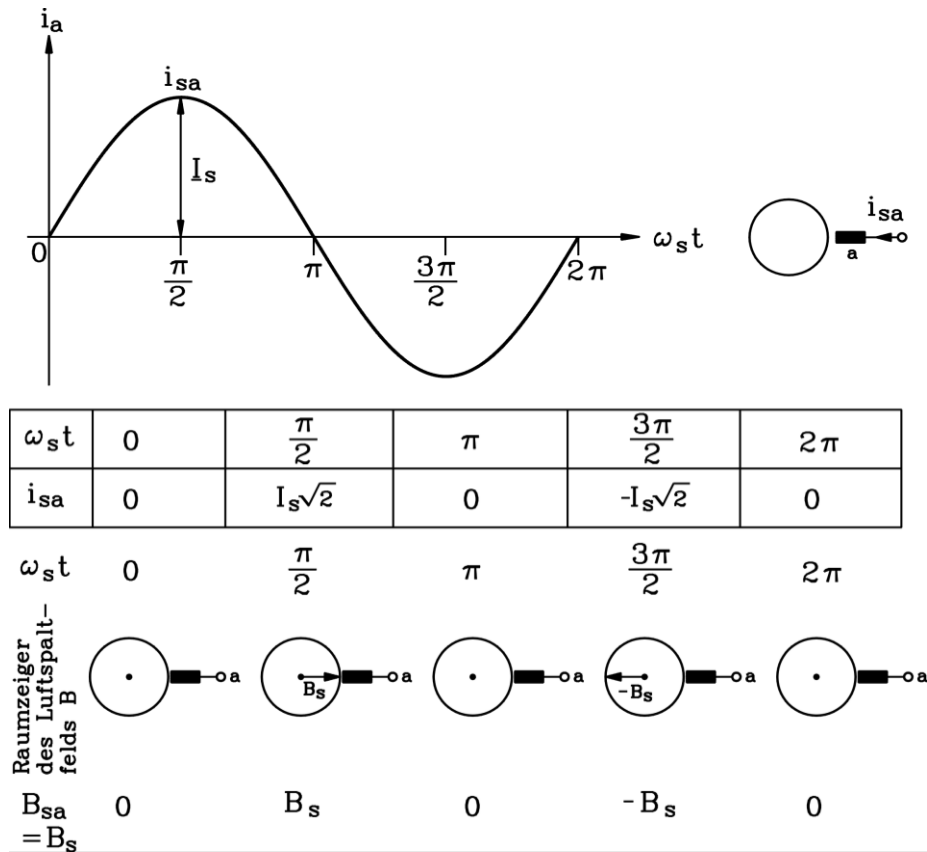


Bild 1.2-1: Wechselfeld bei einsträngiger Wicklung.

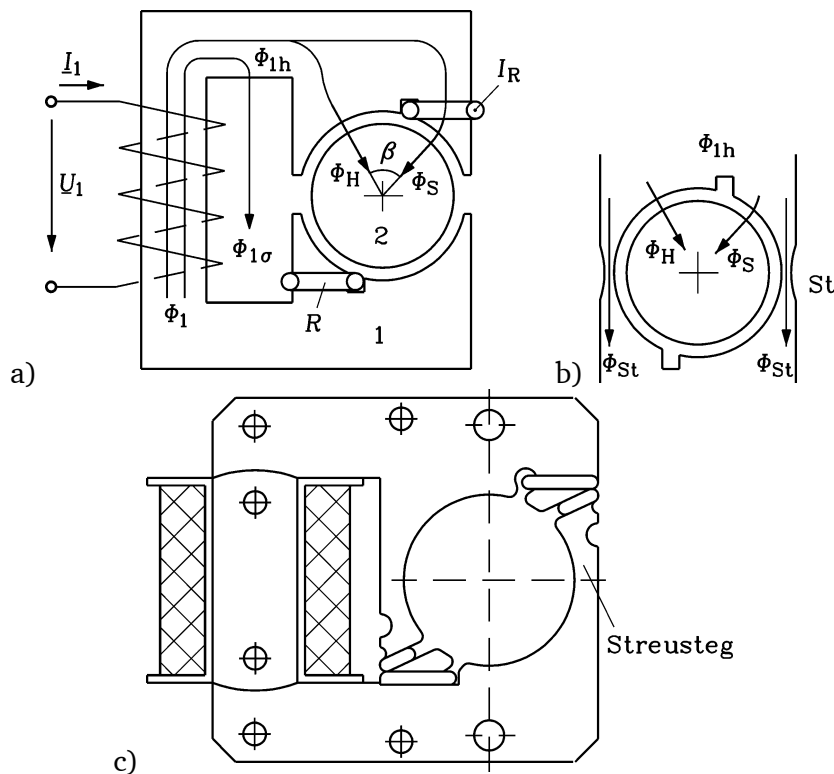
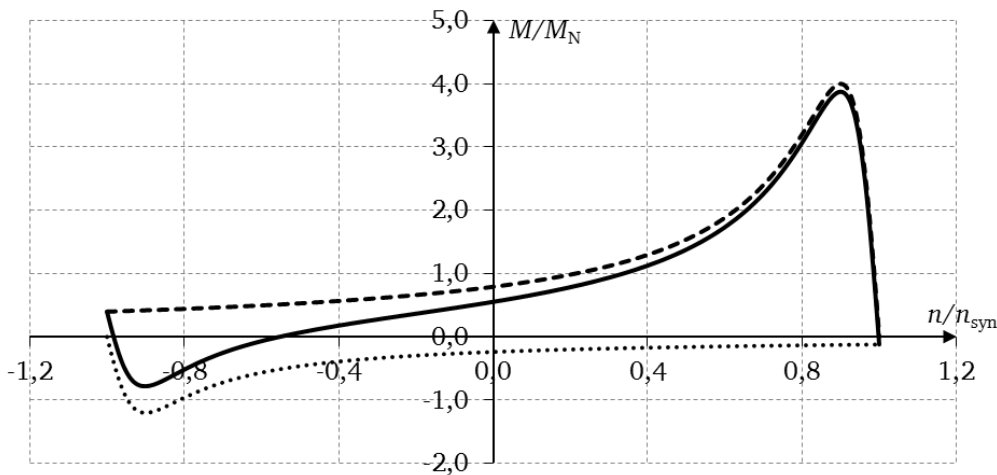


Bild 1.2-2: Aufbau eines zweipoligen Spaltpolmotors: a) Schematisch: 1: Ständerwicklung mit Hauptfluss  $\Phi_{1h}$  und Ständerstreufeld  $\Phi_{1\sigma}$ . 2: Käfigläufer, R: Kurzschlusswicklung um den Spaltpol, b) Streustege St und Flüsse, c) Ständerbauform eines zweipoligen Spaltpolmotors mit geteiltem Spaltpol (Quelle: Fischer 2004)

Die  $M(n)$ -Kurve des Spaltpolmotors ist gegenüber der  $M(n)$ -Kurve beim Betrieb mit reinem Kreisfeld verzerrt, was wie folgt erklärt werden kann. Die einsträngige Statorwicklung erregt

gemeinsam mit der Ständerkurzschlusswicklung über den netzfrequenten Statorstrom  $I_s$  ein im Luftspalt  $\delta$  rotierendes zweipoliges ( $2p = 2$ ) elliptisches Drehfeld, das in zwei mit positiver und negativer Synchrongeschwindigkeit  $n_{\text{syn}} = f_s/p = f_s$  und  $-n_{\text{syn}}$  ( $\omega_{\text{syn}} = 2\pi n_{\text{syn}}$ ) umlaufende, also gegenläufige Kreis-Drehfeldwellen gleicher Polzahl  $2p = 2$  zerlegt werden kann (Bild 1.5-1). Das mitlaufende Feld hat die deutlich größere Amplitude  $B_1$  als das gegenläufige Feld  $B_2$ . Beide Feldwellen induzieren den Läuferkäfig; die  $B_1$ -Feldwelle ruft das Läuferstromsystem  $I_{r1}$ , die  $B_2$ -Feldwelle das Läuferstromsystem  $I_{r2}$  hervor. Die  $B_1$ -Feldwelle bildet mit dem Läuferstromsystem  $I_{r1}$  das zeitlich konstante Mitsystem-Drehmoment (Bild 1.2-3) mit dem Synchronpunkt ( $M = 0$ ) bei  $n = n_{\text{syn}}$ , die  $B_2$ -Feldwelle bildet mit dem Läuferstromsystem  $I_{r2}$  das zeitlich konstante Gegensystem-Drehmoment mit dem Synchronpunkt ( $M = 0$ ) bei  $n = -n_{\text{syn}}$ . Die Summenmoment-Kurve ist somit gegenüber der gewohnten Kloss'schen Funktion verzerrt und hat bei  $n = n_{\text{syn}}$  bereits einen negativen Wert. Weiter bildet die  $B_1$ -Feldwelle mit dem Läuferstromsystem  $I_{r2}$  wegen der Differenzdrehzahl  $\Delta n = n_{\text{syn}} - (-n_{\text{syn}}) = 2n_{\text{syn}} = 2f_s/p$  zwischen entsprechendem Ständer- und Läuferfeld ein zeitlich mit  $2f_s$  pulsierendes Drehmoment aus, ebenso die  $B_2$ -Feldwelle mit dem Läuferstromsystem  $I_{r1}$ . Dies macht sich bei 50 Hz Netzfrequenz durch ein Geräusch mit 100 Hz und ein entsprechendes Vibrieren des Spaltpolmotors bemerkbar.

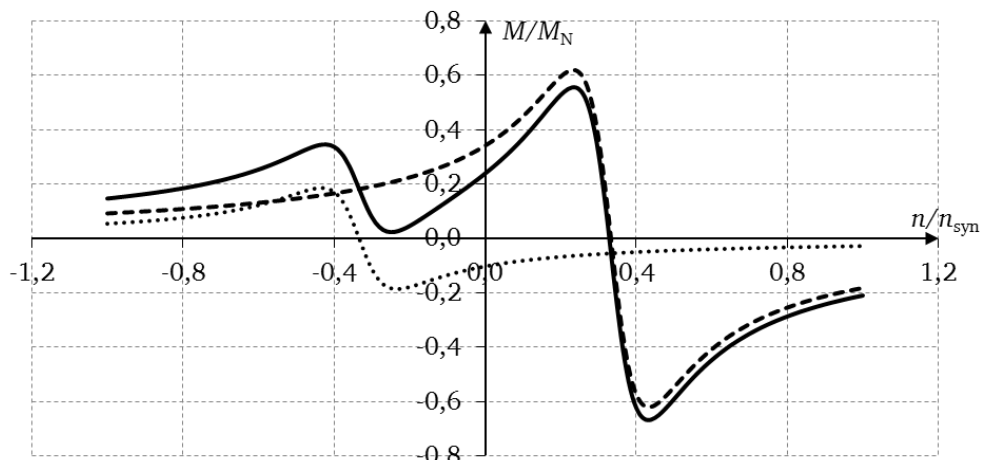


**Bild 1.2-3:** Mitsystem-Moment (-----), Gegensystem-Moment (.....) und Summenmoment (——) der zweipoligen magnetischen Grundwellen-Spannungsverteilung als Wirkung des elliptischen Drehfelds im zweipoligen Spaltpolmotor (Nennmoment  $M_N$ )

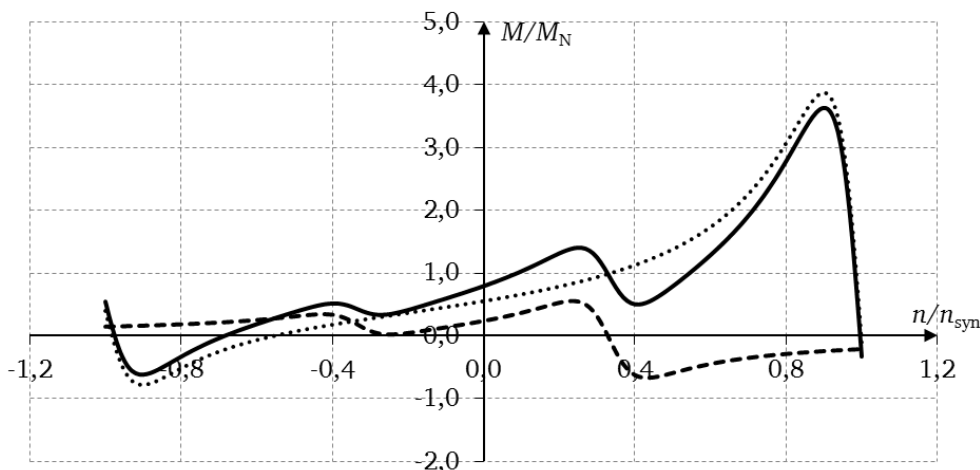
Die von der einsträngigen konzentrischen Wicklung (Windungszahl  $N_1$ , Wechselstrom  $I_1$ ) erregte magnetische Spannungsverteilung im Luftspalt hat aber als stehendes pulsierendes Wechselfeld nicht nur eine Grundwelle mit der Polzahl  $2p = 2$ , sondern auch Oberwellen mit den ungeraden Polpaarzahlen  $\nu \cdot p = 3p, 5p, 7p, \dots$ , deren Amplituden gemäß der Vorlesung „Elektrische Maschinen und Antriebe“ mit  $1/\nu$  abnehmen. Wird als relevant noch die dominante 3. Oberwelle  $\nu = 3$  berücksichtigt, so induziert auch diese pulsierende stehende Oberwelle die Ständer-Kurzschlusswicklung und bildet mit dieser ein elliptisches Drehfeld mit der Polzahl 6, das wieder in zwei mit positiver und negativer Synchrongeschwindigkeit  $n_{\text{syn},3} = f_s/(3p) = f_s/3$  und  $-n_{\text{syn},3}$  umlaufende gegenläufige Kreis-Drehfeldwellen gleicher Polzahl 6 zerlegt werden kann. Das mitlaufende Feld hat wieder die deutlich größere Amplitude  $B_{3,1}$  als das gegenläufige Feld  $B_{3,2}$ . Beide Feldwellen induzieren wiederum den Läuferkäfig; die  $B_{3,1}$ -Feldwelle ruft das Läuferstromsystem  $I_{r3,1}$ , die  $B_{3,2}$ -Feldwelle das Läuferstromsystem  $I_{r3,2}$  hervor. Die  $B_{3,1}$ -Feldwelle bildet mit dem Läuferstromsystem  $I_{r3,1}$  das zeitlich konstante Mitsystem-Drehmoment (Bild 1.2-4) mit dem Synchronpunkt ( $M = 0$ ) bei  $n = n_{\text{syn}}/3$ , die  $B_{3,2}$ -Feldwelle bildet mit dem Läuferstromsystem  $I_{r3,2}$  das zeitlich konstante Gegensystem-Drehmoment mit dem Synchronpunkt ( $M = 0$ ) bei  $n = -n_{\text{syn}}/3$ . Das Summenmoment der 3. Oberwelle ist somit ebenfalls verzerrt und hat bei  $n = n_{\text{syn}}/3$  bereits einen negativen Wert. Weiter bildet die  $B_{3,1}$ -Feldwelle mit dem Läuferstromsystem  $I_{r3,2}$  und die  $B_{3,2}$ -Feldwelle mit dem Läuferstromsystem  $I_{r3,1}$  störende



Wechselmomente, die ebenfalls zum Vibrieren des Motors beitragen. Die Summenwirkung der Drehmomente aus Grundwelle und dritter Oberwelle (bei Vernachlässigung der kleinen Wirkung höherer Oberwellenordnungen 5, 7, ...) ergibt die resultierende Drehmomentkurve  $M(n)$  des Spaltpolmotors (Bild 1.2-5) mit einem ausgeprägten Drehmomentsattel bei etwa einem Drittel der Synchrondrehzahl.



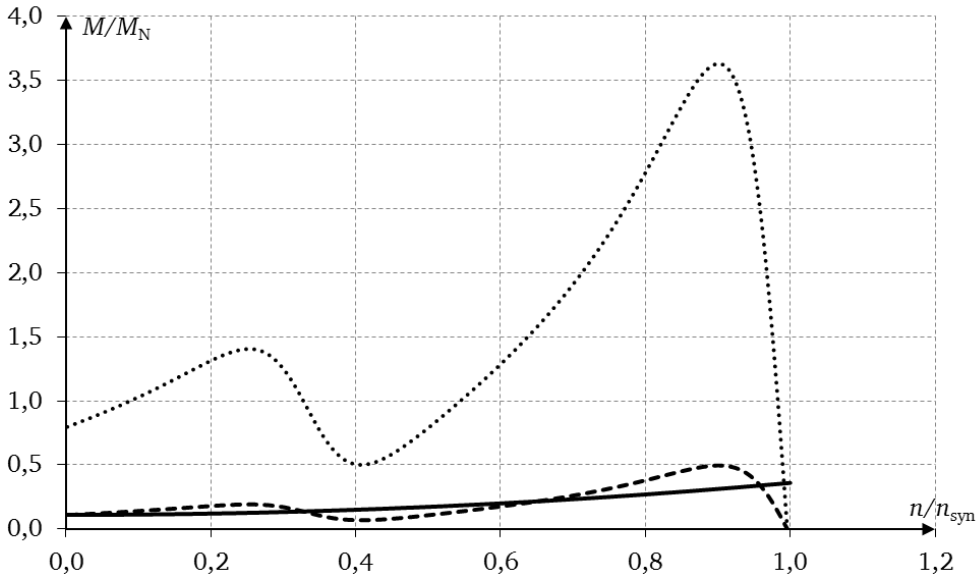
**Bild 1.2-4:** Mitsystem-Moment ( - - - - - ), Gegensystem-Moment ( ..... ) und Summenmoment ( ——— ) der sechspoligen magnetischen Oberwellen-Spannungsverteilung als Wirkung des elliptischen Drehfelds der dritten Oberwelle im zweipoligen Spaltpolmotor



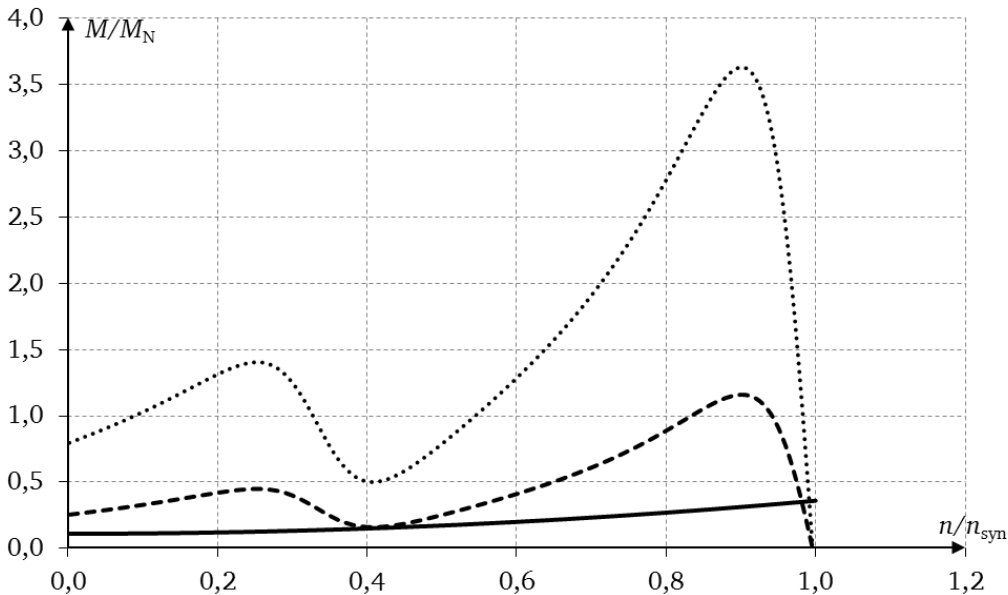
**Bild 1.2-5:** Grundwellenmoment ( ..... ) (Bild 1.2-3), das Drehmoment der 3. Oberwelle ( - - - - - ) (Bild 1.2-4) und das Summenmoment ( ——— ) eines Spaltpolmotors. Es tritt ein deutlicher Drehmomentsattel bei etwa 1/3 der Synchrondrehzahl auf. Bei der Synchrondrehzahl ist das Moment bereits deutlich negativ.

Als praktische Auswirkung der verzerrten Drehmomentkurve Bild 1.2-5 wird im Folgenden das Hängenbleiben des Motors bei einer „Schleichdrehzahl“ besprochen. In Bild 1.2-6 ist das Motormoment bei Nennspannung 230 V, 50 Hz und bei verminderter Spannung 85 V, 50 Hz dargestellt. Da das Motordrehmoment quadratisch von der Spannung abhängt ( $M \sim U^2$ ), ist es bei 85 V um den Faktor  $(85/230)^2 = 0,137$  verringert. Das Gegenmoment (z. B. eines gekuppelten kleinen Lüfters) beträgt bei Drehzahl Null etwa 10% des Nennmoments  $M_N$  („Losbrechmoment“). Bei  $U < 85$  V reicht somit das Motormoment im Stillstand nicht aus, das Losbrechmoment zu überwinden. Der Motor läuft nicht an. Ab 85 V läuft der Motor an, da das Motormoment größer als das Gegenmoment ist. Aber bei etwa 34% der Synchrondrehzahl schneidet auf Grund des Drehmomentsattels das Motormoment die Gegenmoment-Kennlinie. Gemäß der Vorlesung „Elektrische Maschinen und Antriebe“ ist dies ein stabiler Arbeitspunkt: Der Motor bleibt bei dieser „Schleichdrehzahl“ hängen und läuft nicht weiter hoch. Bei weiterer Erhöhung der Spannung ist bei 130 V das Motormoment auch im Sattel größer als das Gegenmoment, und der Motor läuft auf ca. 97% der Synchrondrehzahl hoch (Bild 1.2-7). Bei weiterer Spannungserhöhung auf 230 V steigt

wegen des nunmehr quadratisch erhöhten Drehmoments die Drehzahl auf etwa 99% der Synchron Drehzahl, da nun dort der stabile Arbeitspunkt als Schnittpunkt zwischen Motor- und Gegendrehmomentkurve liegt. Wird nun die Spannung wieder abgesenkt (Bild 1.2-8), so sinkt das Drehmoment des Spaltpolmotors quadratisch. Bei 67 V erreicht der stabile Arbeitspunkt den Kipp-Punkt bei etwa 88% der Synchron Drehzahl. Bei weiterer Spannungsabsenkung ist das Motormoment kleiner als das Gegenmoment, so dass dieses den Motor bis zum Stillstand abbremst. Der Motor bleibt stehen. Diesen Versuch sollen Sie im Praktikum selbst durchführen!



**Bild 1.2-6:** Drehmomentkurve eines Spaltpolmotors bei Nennspannung 230 V, 50 Hz (.....) sowie verringert bei 85 V, 50 Hz (- - - - -) und Gegenmomentkurve z. B. durch einen kleinen Lüfter (—) mit einem Losbrechmoment bei  $n = 0$  von  $0,1M_N$ . Unterhalb von 85 V ist das Motormoment für einen Anlauf gegen das Losbrechmoment zu klein. Ab 85 V läuft der Motor an, bleibt aber bei 34% der Synchron Drehzahl „hängen“.



**Bild 1.2-7:** Drehmomentkurve eines Spaltpolmotors bei Nennspannung 230 V, 50 Hz (.....) sowie verringert bei 130 V, 50 Hz (- - - - -) und Gegenmomentkurve gemäß Bild 1.2-6 (—). Bei 130 V ist das Motormoment auch im Sattel ausreichend größer als das Gegenmoment, und der Motor läuft auf ca. 97% der Synchron Drehzahl hoch.

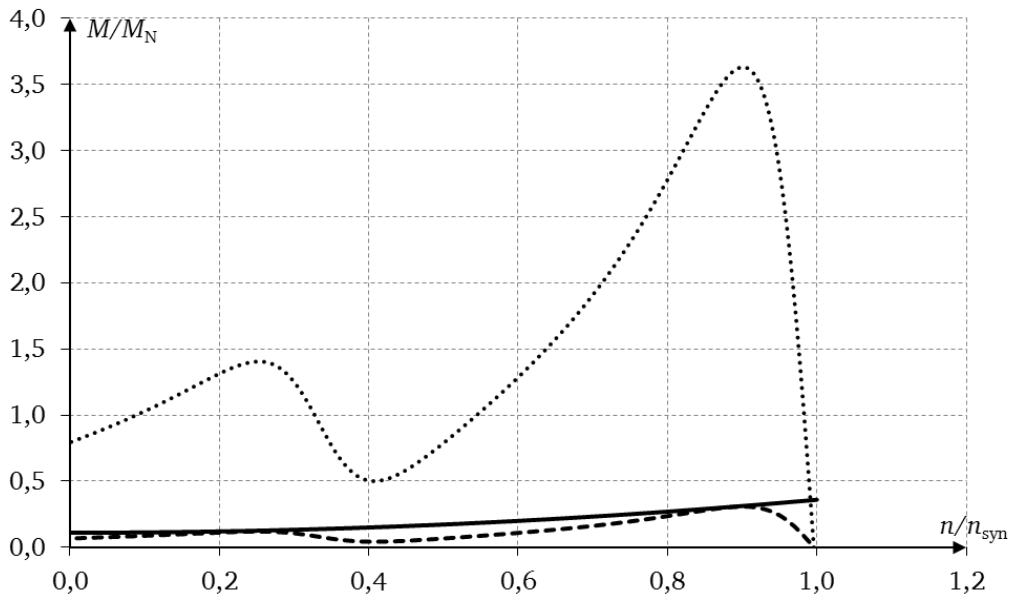


Bild 1.2-8: Drehmomentkurve eines Spaltpolmotors bei Nennspannung 230 V, 50 Hz (.....) sowie verringert bei 67 V, 50 Hz (- - - - -) und Gegenmomentkurve gemäß Bild 1.2-6 (———). Bei Absenken der Spannung von 230 V auf 67 V wandert der stabile Arbeitspunkt von 99% der Synchrondrehzahl auf ca. 88% und erreicht dort den Kippunkt. Bei weiterer Spannungsabsenkung ist das Motormoment kleiner als das Gegenmoment, so dass dieses den Motor bis zum Stillstand abbremst. Der Motor bleibt stehen.

### 1.3. Kondensatormotor

Bei größeren Leistungen bis ca. 4 kW wird der gegenüber dreisträngigen Motoren kostengünstigere zweisträngige Motor häufig am Einphasennetz eingesetzt. Dafür muss mittels eines phasenschiebenden Kondensators C aus dem Einphasennetz („Arbeitsphase“ A) künstlich eine zweite Phase („Hilfsphase“ H) geschaffen werden (Bild 1.3-1b). Der Betrieb eines zweisträngigen Asynchronmotors am Einphasennetz ist Teil der Versuchsdurchführung. Durch den Kondensator C würde der Strom  $i_{sb}$  gegenüber dem Strom  $i_{sa}$  im Idealfall um  $90^\circ$  phasenverschoben. Da die Wicklungen a (=A) und b (=H) über das Luftspaltfeld magnetisch gekoppelt sind und das Luftspaltfeld vom Schlupf  $s$  des Läufers abhängt, ist die  $90^\circ$ -Phasenverschiebung nur wie bei jeder Asynchronmaschine bei einem einzigen Schlupfwert  $s$  exakt realisierbar. Bei allen anderen Betriebspunkten ist das Luftspaltfeld kein reines Kreisdrehfeld. Es ändert seine Rotationsgeschwindigkeit und Amplitude während einer Umdrehung. Es entsteht das bereits beim Spaltpolmotor erwähnte elliptische „Drehfeld“ (Bild 1.3-2b) mit der Momentenpulsation mit doppelter Statorfrequenz. Beachten Sie während der Versuchsdurchführung den i. A. „lauten“ Motor am Einphasennetz, während er am Zweiphasennetz „leise“ ist. Damit z. B. bei Bemessungsschlupf  $s_N$  ein reines Kreisdrehfeld entsteht (= kein Gegensystem), müssen die Durchflutungen beider Stränge (a) gleich groß und (b) um  $90^\circ$  el. phasenverschoben sein. Für die zwei Bedingungen sind zwei Einstellparameter nötig: Es reicht die Bemessung von C für diesen Schlupf nicht aus, sondern es wird als ein weiterer Optimierungsparameter das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_s$  zwischen Hilfs- und Arbeitsstrang benötigt. Man wählt die Strangwindungszahlen  $N_A$ ,  $N_H$  und die Grundwellenwicklungsfaktoren  $k_{w1,A}$ ,  $k_{w1,H}$  der Stränge A und H unterschiedlich, so dass bei einem optimalen Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u}_s = \frac{N_H k_{w1,H}}{N_A k_{w1,A}} \quad (1.3-1)$$

beim gewünschten Schlupf ein reines Kreisdrehfeld auftritt. Die bei anderen Schlupfwerten schwankende Luftspalt-Feldamplitude induziert im Käfig des Läufers zusätzliche Läuferstabströme, die den Motor durch erhöhte Läuferverluste zusätzlich erwärmen! Deshalb werden Kondensatormotoren nur im unteren Leistungsbereich bis ca. maximal 4 kW eingesetzt. Aus demselben Grund

werden Spaltpolmotoren mit ihrem deutlich schlechteren Wirkungsgrad oft unter 50% nur unter 100 W Bemessungsleistung eingesetzt.

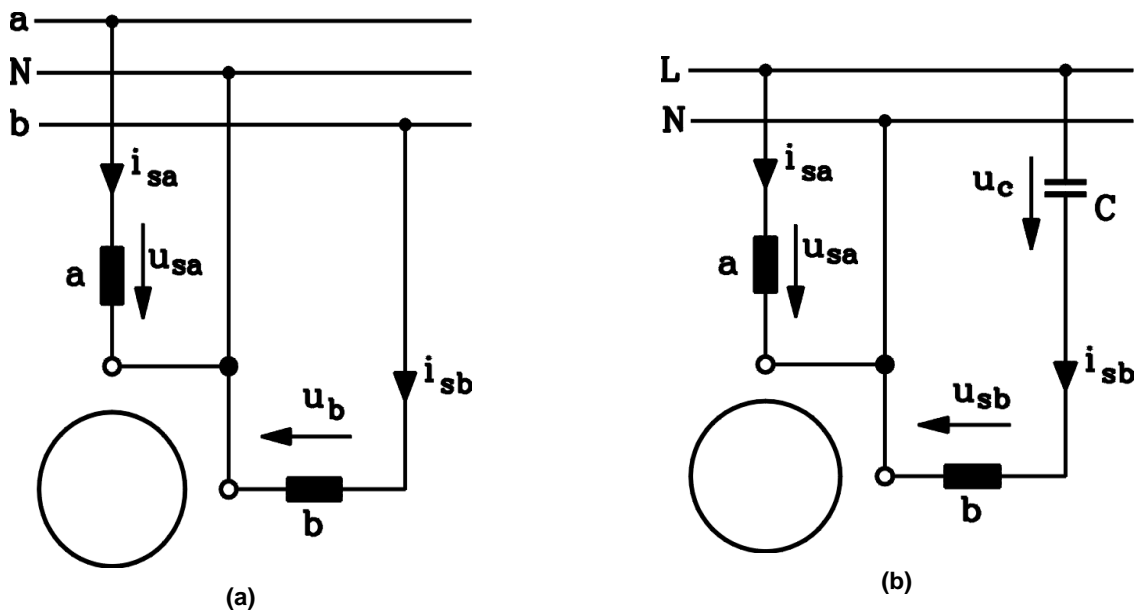


Bild 1.3-1: a) Zweisträngiger Motor am idealen Zweiphasennetz. b) Zweisträngiger Motor mit Kondensator  $C$  am Einphasennetz („Kondensatormotor“).

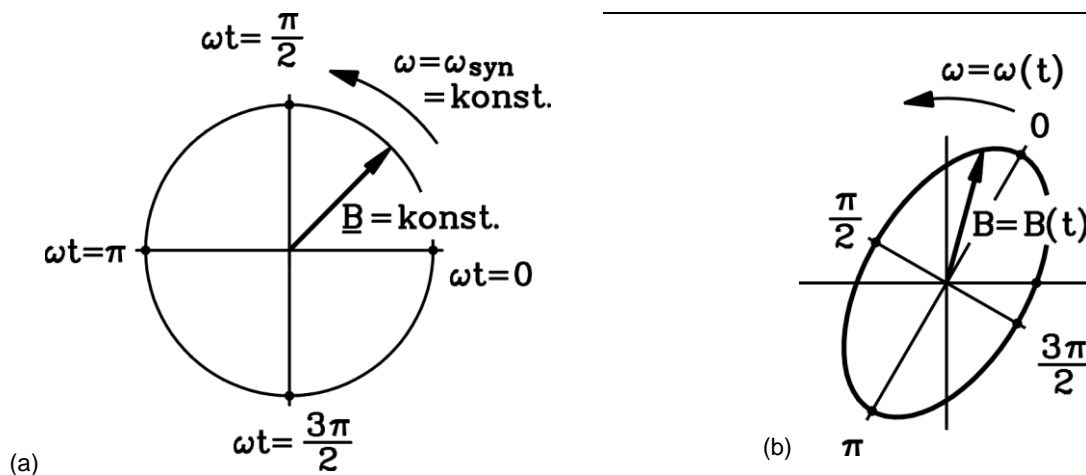


Bild 1.3-2: Vergleich eines Kreisdrehfeldes (a) mit einem typischen elliptischen Drehfeld (b)

#### 1.4. Steinmetz-Schaltung

Alternativ dazu können auch Asynchronmaschinen mit dreiphasiger Wicklung am Einphasennetz mit Hilfs-Kondensator eingesetzt werden („Steinmetz-Schaltung“, siehe Bild 1.4-1). Der Kondensator  $C$  sorgt für eine ausreichende Phasenverschiebung zwischen den drei Strangströmen  $I_U$ ,  $I_V$  und  $I_W$ , so dass wieder ein elliptisches Drehfeld entsteht. Daher läuft der Motor von selbst an, hat aber wie der Kondensatormotor erhöhte Verluste, so dass diese Schaltung auch nur bei kleineren Bemessungsleistungen bis ca. 2 kW zum Einsatz kommt. Diese von Steinmetz angegebene Schaltung wird meist angewandt, wenn wahlweise Dreh- und Wechselspannungsanschluss gefordert wird. Gemäß Bild 1.4-2 kann derselbe Motor an Wechselspannung 230 V oder Drehspannung 230 V bzw. 400 V (Außenleiterspannung) betrieben werden. Allerdings vermindert sich bei Wechselspannungsanschluss die zulässige Dauer- und Kurzzeitleistung.

## 1.5. Symmetrische Komponenten zu Analyse unsymmetrischer Zweistrang-Schaltungen

Das elliptische Drehfeld kann aus zwei mit  $\omega_{\text{syn}}$  gegenläufig drehenden Kreisdrehfeldern zusammengesetzt werden (Bild 1.5-1). Das Betriebsverhalten des Kondensatormotors oder der *Steinmetz*-Schaltung kann somit aus der Überlagerung des Betriebsverhaltens zweier Asynchronmaschinen-Ersatzschaltbilder je Strang (Bild 1.5-2), je eines für das mitlaufende und das gegenlaufende Drehfeld, ermittelt werden. Ein mitlaufendes Drehfeld  $B_1$  wird von einem symmetrischen Drehspannungssystem  $U_{s1} = U_1$  (Phasenfolge  $U_{1a}, U_{1b}$  bei  $m=2$ ;  $U_{1U}, U_{1V}, U_{1W}$  bei  $m=3$ ) erzeugt, ein gegenlaufendes Drehfeld  $B_2$  von einem symmetrischen Drehspannungssystem  $U_{s2} = U_2$  mit Phasentausch (Phasenfolge  $U_{2b}, U_{2a}$  bei  $m=2$  bzw.  $U_{1U}, U_{1W}$  und  $U_{1V}$  bei  $m=3$ ). Der Schlupf eines mit der Drehzahl  $n$  rotierenden Läufers bezüglich des Mit-Drehfeldes  $B_1$  ist  $s_1 = s$ , bezüglich des Gegen-Drehfeldes  $B_2$  folglich:

$$s_2 = \frac{-n_{\text{syn}} - n}{-n_{\text{syn}}} = 1 + \frac{n}{n_{\text{syn}}} = 2 - \left(1 - \frac{n}{n_{\text{syn}}}\right) = 2 - s$$

Daher ist das Ersatzschaltbild für das Mitsystem mit dem Schlupf  $s$ , für das Gegensystem mit dem Schlupf  $2 - s$  zu verwenden (Bild 1.5-2).

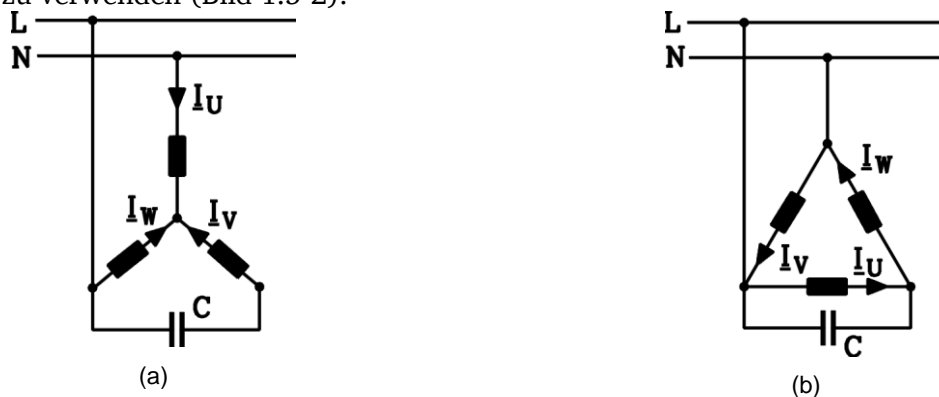


Bild 1.4-1: Drehstromasynchronmotor am Einphasennetz. *Steinmetz*-Schaltung für Stern- (a) und Dreieckschaltung (b).

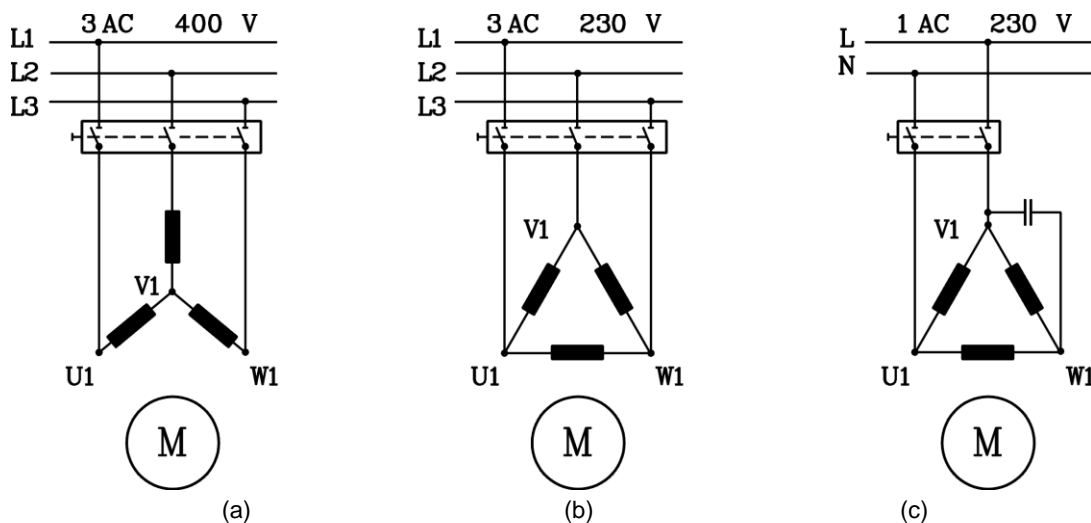
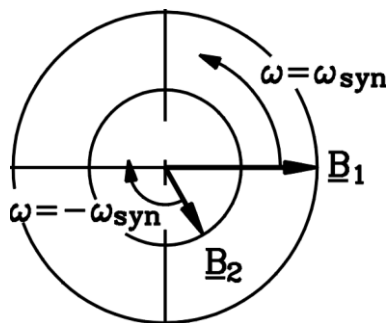
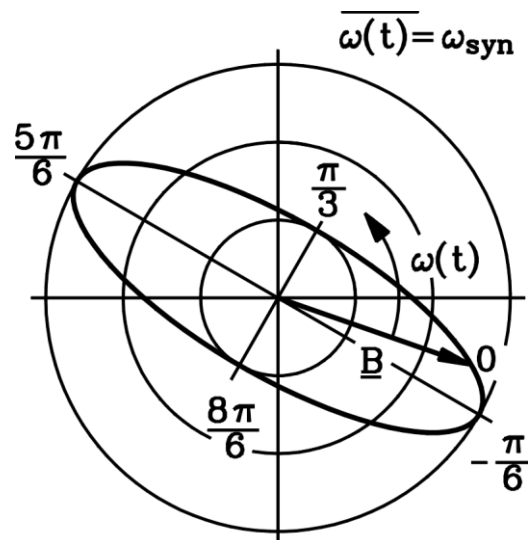


Bild 1.4-2: a), b) Drehstrom- oder c) Wechselstromanschluss eines dreisträngigen Asynchronmotors



(a) Zeigerstellung von  $\underline{B}_1$  und  $\underline{B}_2$  bei  $\omega t=0$



(b) Zeigerstellung von  $\underline{B} = \underline{B}_1 + \underline{B}_2$  bei  $\omega t=0$

Bild 1.5-1: Das elliptische Drehfeld  $\underline{B}$  (b) mit der Amplitudenschwankung zwischen  $B/3$  und  $B$  kann aus gegenläufig drehenden Kreisfeldern (a) mit den Amplituden  $B/3$  und  $2B/3$  zusammengesetzt werden.

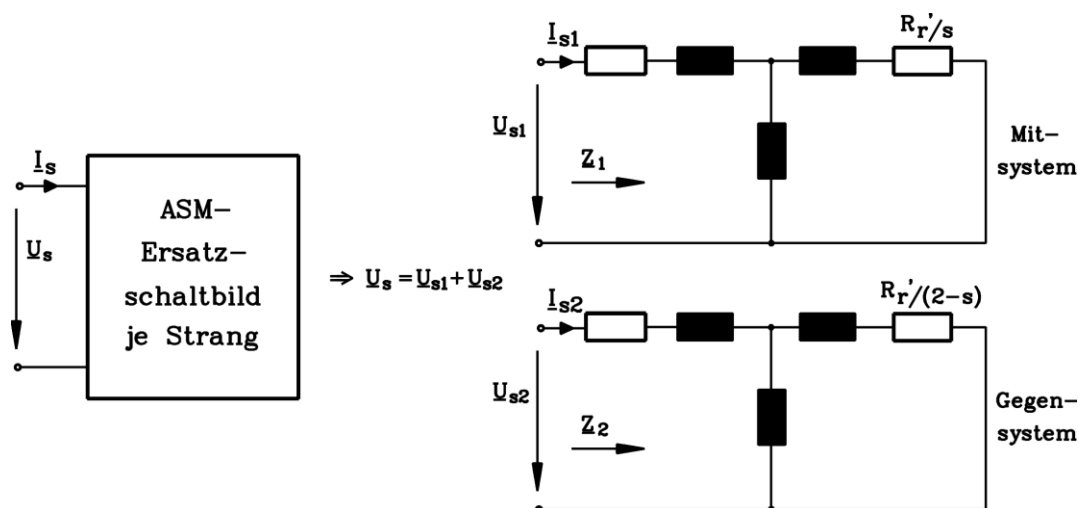


Bild 1.5-2: Berechnung des Strangstromes  $I_s$  je Strang durch Überlagerung der Ströme  $I_{s1}$  und  $I_{s2}$  von Mit- und Gegensystem.

Wie werden nun allgemein aus gegebenen unsymmetrischen Spannungen  $\underline{U}_{sa}$  und  $\underline{U}_{sb}$  bzw.  $\underline{U}_{sU}$ ,  $\underline{U}_{sV}$  und  $\underline{U}_{sW}$  (die stets dieselbe Frequenz  $f_s$  haben!) die Mit- und Gegenkomponente  $\underline{U}_{s1}$  und  $\underline{U}_{s2}$  ermittelt? Für  $m=3$  ist dies im Skript „Elektrische Maschinen und Antriebe“ (Kapitel „Die Dämpferwicklung bei Schiefast und Oberwellen“) erläutert. Diese Vorgehensweise ist für die Steinmetz-Schaltungen anzuwenden. Für den Kondensatormotor  $m=2$  ist die Zerlegung von  $\underline{U}_{sa}$  und  $\underline{U}_{sb}$  in die „symmetrischen Komponenten“  $\underline{U}_{s1}$  und  $\underline{U}_{s2}$  gemäß Bild 1.5-3a vorzunehmen. Im Strang a wirken gleichzeitig  $\underline{U}_1$  und  $\underline{U}_2$ , im Strang b gleichzeitig  $-j\underline{U}_1$  und  $+j\underline{U}_2$ .

$$\underline{U}_a = \underline{U}_1 + \underline{U}_2 \quad (1.5-1)$$

$$\underline{U}_b = -j\underline{U}_1 + j\underline{U}_2 \quad (1.5-2)$$

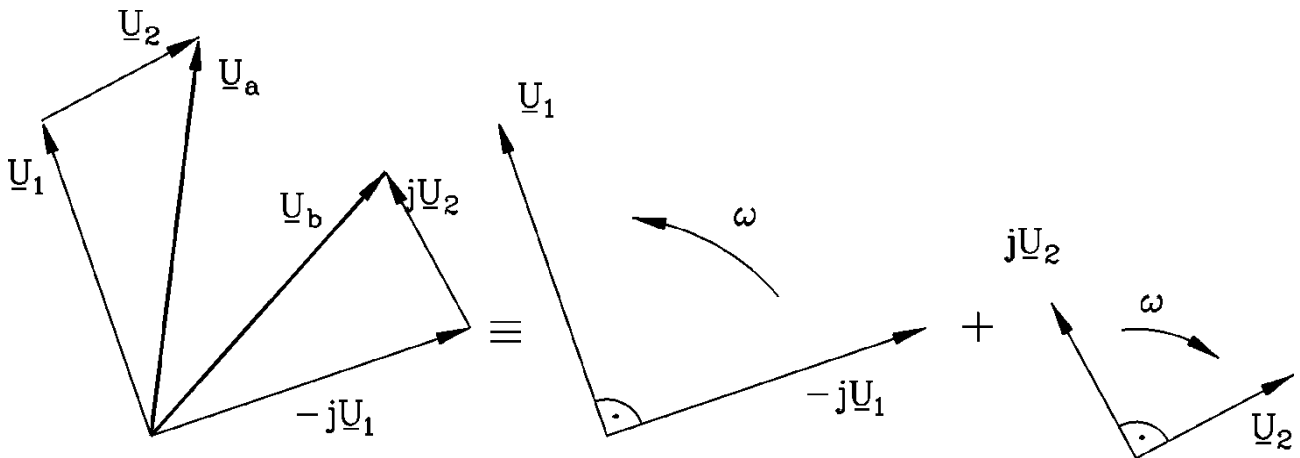


Bild 1.5-3a: Das unsymmetrische zweisträngige Spannungssystem  $\underline{U}_a$  und  $\underline{U}_b$  wird in das symmetrische MIT-System ( $\underline{U}_1, -j\underline{U}_1$ ) und in das symmetrische GEGEN-System ( $\underline{U}_2, +j\underline{U}_2$ ) zerlegt

Mit-, Gegen- und Summenmoment  
des zweisträngigen Motors mit  
Betriebskondensator

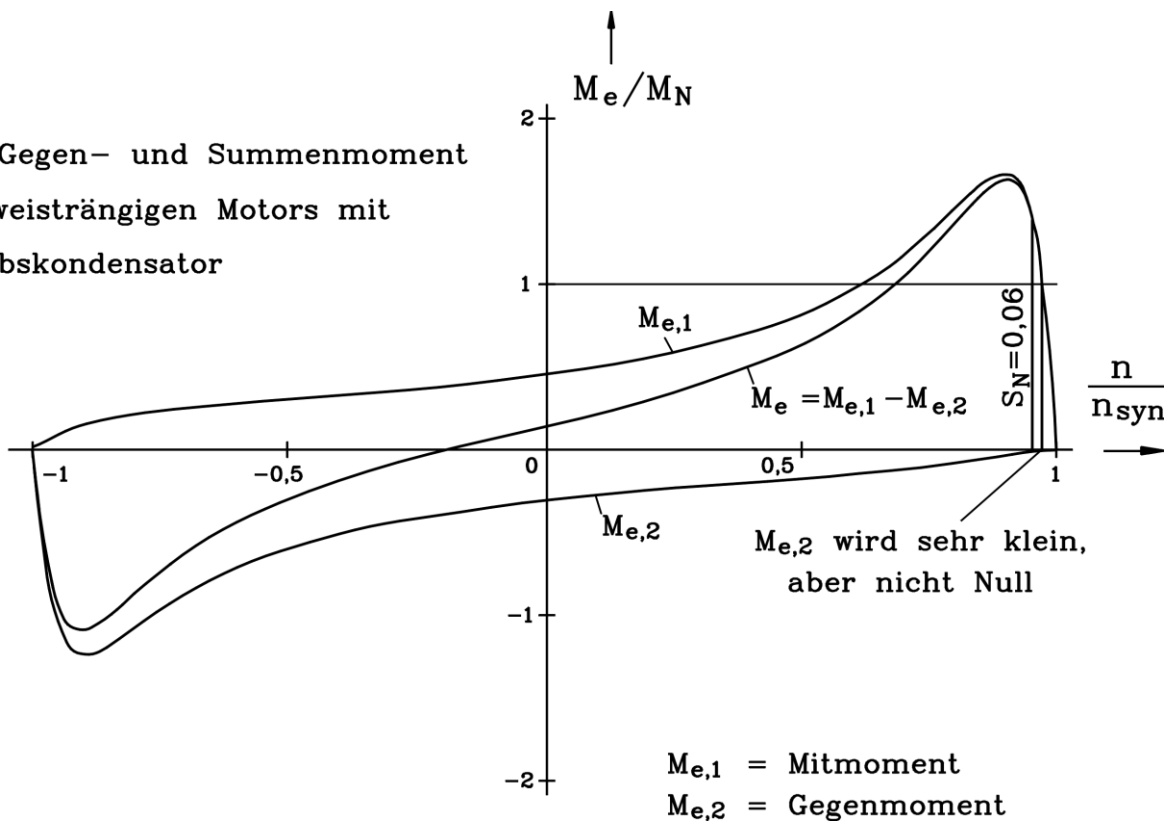


Bild 1.5-3b: Drehzahl-Drehmoment-Kennlinien eines zweisträngigen Motors mit Betriebskondensator

Daher eilt im Mitsystem die Spannung im Strang b ( $-j\underline{U}_1$ ) der Spannung im Strang a ( $\underline{U}_1$ ) um 90° nach, hingegen im Gegensystem die Spannung im Strang b ( $j\underline{U}_2$ ) der Spannung im Strang a ( $\underline{U}_2$ ) vor, was einem Phasentausch entspricht und daher das gegenläufige Drehfeld („Inversfeld“) bewirkt. Aus (1.5-1) und (1.5-2) folgt

$$\underline{U}_1 = \frac{\underline{U}_a + j\underline{U}_b}{2} \quad , \quad (1.5-3)$$

$$\underline{U}_2 = \frac{\underline{U}_a - j\underline{U}_b}{2} \quad . \quad (1.5-4)$$

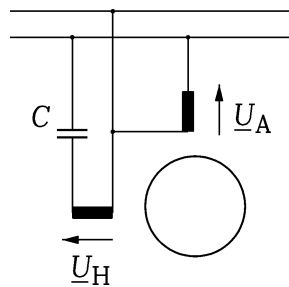
Die Berechnung der Strangströme  $\underline{I}_a$ ,  $\underline{I}_b$  erfolgt bei vorgegebenen (unsymmetrischen) Spannungen  $\underline{U}_a$  und  $\underline{U}_b$  wie folgt:

- 1) Zerlege  $\underline{U}_a$  und  $\underline{U}_b$  in  $\underline{U}_1$  und  $\underline{U}_2$  gemäß (1.5-3) und (1.5-4).
- 2) Präge  $\underline{U}_1$  auf das Ersatzschaltbild mit Schlupf  $s$ .
- 3) Präge  $\underline{U}_2$  auf das Ersatzschaltbild mit Schlupf  $2-s$ .
- 4) Berechne  $\underline{I}_{s1} = \underline{U}_1 / \underline{Z}_1 = \underline{U}_1 / \underline{Z}(s)$ .
- 5) Berechne  $\underline{I}_{s2} = \underline{U}_2 / \underline{Z}_2 = \underline{U}_2 / \underline{Z}(2-s)$ .
- 6) Bestimme die Ströme  $\underline{I}_a = \underline{I}_1 + \underline{I}_2$  und  $\underline{I}_b = -j\underline{I}_1 + j\underline{I}_2$ .

Das resultierende, vom Schlupf  $s$  abhängige Drehmoment (Bild 1.5-3b) ist wegen des invers laufenden Gegenfelds die Differenz der von Mit- und Gegensystem erzeugten Momente  $M_{e,1}$  und  $M_{e,2}$ :

$$M_e = M_{e,1} - M_{e,2} = f(s) \quad . \quad (1.5-5)$$

#### Berechnung des Drehmoments, der Spannungen und Ströme beim Kondensatormotor:



**Bild 1.5-4: Einphasiger Betrieb einer zweisträngigen Käfigläufer-Asynchronmaschine mit einem Kondensator  $C$  zur Erzeugung der zweiten Phasenspannung**

Zunächst zur Bezeichnungsweise: Beachten Sie, dass in Bild 1.5-4 Arbeits – und Hilfsphase A und H den Strängen a und b in Bild 2.3-1 entsprechen. Da in Bild 1.5-4 H links von A liegt, muss  $\underline{U}_H$  gegenüber  $\underline{U}_A$  voreilen, damit ein Rechtsdrehfeld (im Uhrzeigersinn kreisen) entsteht. In Bild 2.3-1 liegt wie in Bild 1.1-2 und 1.3-1 b rechts von a; daher muss  $\underline{U}_b$  gegenüber  $\underline{U}_a$  nacheilen, damit Rechtslauf des Drehfelds entsteht (vgl. (1.5-1), (1.5-2)). Es gilt somit  $\underline{U}_a = \underline{U}_A$ ,  $\underline{U}_b = -\underline{U}_H$ . Es sind beide Anordnungen Bild 1.5-4 und 2.3-1 üblich.

Durch die Verwendung eines „Motorkondensators“  $C$  als Hilfsimpedanz nach Bild 1.5-4 bzw. 1.6-1b versucht man dem Motor in einem bestimmten Betriebsfall, also bei einem bestimmten Schlupf  $s$ , ein solches Spannungssystem zuzuführen, dass ein vollkommenes Drehfeld (Kreisfeld) entsteht. Bei allen anderen Schlupfwerten wird das Drehfeld elliptisch, was zur Minderung des mittleren Drehmoments und zu einem mit doppelter Netzfrequenz pulsierenden Moment führt. Das elliptische Feld induziert den Käfig zusätzlich, was zu einer gegenüber mit Kreisfeld betriebenen Maschine zusätzlichen Erwärmung führt. Für ein Kreisfeld müssen, wie erwähnt, bei einem bestimmten Schlupf die Durchflutungen von Haupt- und Hilfsstrang

- a) gleiche Amplitude aufweisen,
- b)  $90^\circ$  el. Phasenverschiebung haben.

Für die Einstellung der beiden Bedingungen a), b) benötigen wir zwei Parameter:

- a) die Kapazität des Motorkondensators  $C$



b) das Strangübersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_s$  (1.3-1) zwischen den beiden i. A. unsymmetrisch zu wählenden Strängen.

Die Herleitung der Einstellbedingung wird im Folgenden anhand der Schaltung Bild 1.5-4 gemeinsam mit der Berechnung des Drehmoments, der Ströme und Spannungen mit Hilfe der symmetrischen Komponenten gezeigt. Wir formulieren das Grundwellenmodell der zweisträngigen Asynchronmaschine (siehe Skript „Elektrische Maschinen und Antriebe“) mit Hilfe der Kirchhoffschen Gesetze über die Spannungsgleichungen mit Berücksichtigung des Übersetzungsverhältnisses  $\ddot{u}_s$  zwischen den beiden i. A. unsymmetrischen Wicklungssträngen A und H, um in einem bestimmten Betriebspunkt  $s$  ein Kreisdrehfeld zu erhalten. Dieses Übersetzungsverhältnis darf nicht mit dem Spannungs- und Strom-Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_U, \ddot{u}_I$  zwischen Statorwicklung und Rotorkäfig (siehe Skript „Elektrische Maschinen und Antriebe“) verwechselt werden: z. B:  $I_r' = I_r / \ddot{u}_I, R_r' = \ddot{u}_U \ddot{u}_I R_r$ . Wir führen die symmetrischen Komponenten  $\underline{I}_1, \underline{I}_2, \underline{U}_1, \underline{U}_2$  ein und berechnen mit ihrer Hilfe die Ströme  $\underline{I}_A, \underline{I}_H, \underline{U}_H$  in Abhängigkeit der Netzspannung  $\underline{U}_{\text{Netz}} = U_{\text{Netz}}$ , der Netzfrequenz  $\omega$ , des Schlupfs  $s$ , des Kondensators  $C$  und der Motorparameter je Strang  $R_s, R_r', X_{s\sigma}, X_{r\sigma}', X_h$ . Das Feldgrundwellenmodell hat das T-Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine mit der Eingangsimpedanz je Strang (Bild 1.5-2 oben):

$$\underline{Z}(s) = \underline{U}_s / \underline{I}_s = R_s + jX_{s\sigma} + \frac{jX_h \cdot (R_r'/s + jX_{r\sigma}')}{R_r'/s + jX_r'} \quad (1.5-6)$$

Die Spannungs- und Stromgleichungen lauten:  $\underline{U}_{\text{Netz}} = \underline{U}_A, \underline{U}_{\text{Netz}} = \underline{U}_H - jX_C \underline{I}_H, X_C = 1/(\omega C)$ . Ausgehend von einer symmetrisch gewickelten 2-strängigen Maschine ( $k_{w1s} N_s = k_{w1A} N_A$ ) mit den Strangströmen  $\underline{I}_A, \underline{I}_H^+$  ergeben sich bei der für ein optimales  $\ddot{u}_s$  unsymmetrisch bewickelten Maschine ( $k_{w1s} N_s \neq k_{w1A} N_A$ ) gleiche Durchflutungen in beiden Wicklungssträngen, wenn gilt:

$k_{w1A} N_A \underline{I}_H^+ = k_{w1H} N_H \underline{I}_H \Rightarrow \underline{I}_H^+ = \ddot{u}_s \cdot \underline{I}_H$ . Für gleiche Flussverkettungen in beiden Wicklungssträngen muss gelten:

$$k_{w1A} N_A / (k_{w1H} N_H) = \underline{U}_H^+ / \underline{U}_H \Rightarrow \underline{U}_H^+ = \underline{U}_H / \ddot{u}_s.$$

Es folgt die Zerlegung der Strangströme und -Spannungen der symmetrisch gewickelten Maschine in symmetrische Komponenten mit (1.5-1), (1.5-2) und  $\underline{U}_a = \underline{U}_A, \underline{U}_b = -\underline{U}_H$ :

$$\underline{I}_A = \underline{I}_1 + \underline{I}_2, \underline{I}_H^+ = j \cdot \underline{I}_1 - j \cdot \underline{I}_2, \underline{U}_A = \underline{U}_1 + \underline{U}_2, \underline{U}_H^+ = j \cdot \underline{U}_1 - j \cdot \underline{U}_2,$$

wobei Mit- und Gegenimpedanz aus (1.5-6) für den Schlupf des Mit- und Gegensystems bestimmt werden:  $\underline{U}_1 = \underline{Z}(s_1) \cdot \underline{I}_1, \underline{U}_2 = \underline{Z}(s_2) \cdot \underline{I}_2$ . Bei einer Läuferdrehzahl  $n$  hat der Läufer bezüglich der Grundwelle des Mitsystems, die mit  $n_{\text{syn}}$  rotiert, den Schlupf  $s_1 = s = (n_{\text{syn}} - n) / n_{\text{syn}} = 1 - n / n_{\text{syn}}$ . Gleichzeitig hat der Läufer bezüglich der Grundwelle des Gegensystems, die mit  $-n_{\text{syn}}$  rotiert, den Schlupf  $s_2 = (-n_{\text{syn}} - n) / (-n_{\text{syn}}) = 1 + n / n_{\text{syn}} = 2 - s$ . Mit- und Gegenimpedanz der Asynchronmaschine sind (Bild 1.5-2)  $\underline{Z}_1(s) = \underline{Z}(s_1) = \underline{Z}(s), \underline{Z}_2(s) = \underline{Z}(s_2) = \underline{Z}(2 - s)$ .

Einsetzen der symmetrischen Komponenten in die Spannungsgleichungen mit Berücksichtigung von  $\ddot{u}_s$  ergibt  $\underline{U}_{\text{Netz}} = \underline{U}_A = \underline{Z}_1 \cdot \underline{I}_1 + \underline{Z}_2 \cdot \underline{I}_2$  und

$$\underline{U}_{\text{Netz}} = \underline{U}_H - jX_C \underline{I}_H = \ddot{u}_s \underline{U}_H^+ - jX_C \underline{I}_H^+ / \ddot{u}_s = j\ddot{u}_s \cdot (\underline{Z}_1 \cdot \underline{I}_1 - \underline{Z}_2 \cdot \underline{I}_2) - jX_C \cdot j(\underline{I}_1 - \underline{I}_2) / \ddot{u}_s \text{ bzw.}$$

$$\underline{U}_{\text{Netz}} = (j\ddot{u}_s \cdot \underline{Z}_1 + X_C / \ddot{u}_s) \cdot \underline{I}_1 - (j\ddot{u}_s \cdot \underline{Z}_2 + X_C / \ddot{u}_s) \cdot \underline{I}_2.$$

Wir erhalten so das lineare Gleichungssystem für Mitsystem- und Gegensystem-Statorstrom:

$$\underline{(N)} \cdot \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{Z}_1 & \underline{Z}_2 \\ j\ddot{u}_s \cdot \underline{Z}_1 + X_C / \ddot{u}_s & -j\ddot{u}_s \cdot \underline{Z}_2 - X_C / \ddot{u}_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{U}_{\text{Netz}} \\ \underline{U}_{\text{Netz}} \end{pmatrix} \quad (1.5-7)$$

Mit der Cramer'schen Regel lösen wir das lineare algebraische Gleichungssystem nach den Unbekannten  $\underline{I}_1, \underline{I}_2$ . Mit der Systemdeterminante

$$\underline{\Delta} = \text{Det}(\underline{N}) = \begin{vmatrix} \underline{Z}_1 & \underline{Z}_2 \\ j\ddot{u}_s \cdot \underline{Z}_1 + X_C / \ddot{u}_s & -j\ddot{u}_s \cdot \underline{Z}_2 - X_C / \ddot{u}_s \end{vmatrix} \quad \text{mit } \underline{\Delta} = -\frac{X_C}{\ddot{u}_s} \cdot (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) - j2\ddot{u}_s \underline{Z}_1 \underline{Z}_2 \quad \text{erhalten wir}$$

mit

$$\underline{I}_1 = \frac{1}{\underline{\Delta}} \cdot \begin{vmatrix} \underline{U}_{\text{Netz}} & \underline{Z}_2 \\ \underline{U}_{\text{Netz}} & -j\ddot{u}_s \cdot \underline{Z}_2 - X_C / \ddot{u}_s \end{vmatrix}, \quad \underline{I}_2 = \frac{1}{\underline{\Delta}} \cdot \begin{vmatrix} \underline{Z}_1 & \underline{U}_{\text{Netz}} \\ j\ddot{u}_s \cdot \underline{Z}_1 + X_C / \ddot{u}_s & \underline{U}_{\text{Netz}} \end{vmatrix}$$

die Lösungen  $\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_{\text{Netz}}}{\underline{\Delta}} \cdot (-\underline{Z}_2 \cdot (1 + j\ddot{u}_s) - X_C / \ddot{u}_s)$ ,  $\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_{\text{Netz}}}{\underline{\Delta}} \cdot (\underline{Z}_1 \cdot (1 - j\ddot{u}_s) - X_C / \ddot{u}_s)$ . Daraus

berechnet man die Ströme in Arbeits- und Hilfsphase und die Spannung an der Hilfsphase:

$$\underline{I}_A = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_{\text{Netz}}}{\underline{\Delta}} \cdot ((\underline{Z}_1 - \underline{Z}_2) - j\ddot{u}_s \cdot (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) - 2X_C / \ddot{u}_s) \quad (1.5-8)$$

$$\underline{I}_H = \frac{j(\underline{I}_1 - \underline{I}_2)}{\ddot{u}_s} = \frac{\underline{U}_{\text{Netz}}}{\underline{\Delta}} \cdot \left( -\frac{j}{\ddot{u}_s} (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2) - (\underline{Z}_1 - \underline{Z}_2) \right) \quad (1.5-9)$$

$$\underline{U}_H = j\ddot{u}_s \cdot (\underline{U}_1 - \underline{U}_2) = j\ddot{u}_s \cdot (\underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{Z}_2 \underline{I}_2) \rightarrow \underline{U}_H = \frac{\underline{U}_{\text{Netz}}}{\underline{\Delta}} \cdot (-jX_C \cdot (\underline{Z}_1 - \underline{Z}_2) - j \cdot 2\ddot{u}_s \underline{Z}_1 \underline{Z}_2) \quad (1.5-10)$$

Nun geben wir eine Dimensionsregel für den Kondensator  $C$  und das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_s$  an, so dass das Gegensystem  $\underline{I}_2$ ,  $\underline{U}_2$  bei einem bestimmten Schlupf  $s$  verschwindet. Der Kondensator  $C$  wird so gewählt, dass  $\underline{I}_2$  und  $\underline{U}_2$  Null sind:

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{U}_{\text{Netz}}}{\underline{\Delta}} \cdot (\underline{Z}_1 \cdot (1 - j\ddot{u}_s) - X_C / \ddot{u}_s) = 0 \Rightarrow \underline{Z}_1 \cdot (1 - j\ddot{u}_s) - X_C / \ddot{u}_s = 0.$$

Es müssen also Real- und Imaginärteil des komplexen Ausdrucks Null sein:

$$\underline{Z}_1(s) = \underline{U}_1 / \underline{I}_1 = R_s + jX_{s\sigma} + \frac{jX_H \cdot (R_r' / s + jX_{r\sigma}')}{R_r' / s + jX_r'} = Z_{1R} + jZ_{1I}$$

$Z_{1R} + \ddot{u}_s Z_{1I} - X_C / \ddot{u}_s = 0$ ,  $Z_{1I} - \ddot{u}_s Z_{1R} = 0$ . Dies gelingt durch die Wahl des Übersetzungsverhältnisses:  $\ddot{u}_s = Z_{1I} / Z_{1R}$ . Die Bestimmung der Kapazität  $C$  erfolgt dann gemäß:

$$Z_{1R} = \frac{X_C}{\ddot{u}_s \cdot (1 + \ddot{u}_s^2)}, \quad Z_{1I} = \frac{X_C}{1 + \ddot{u}_s^2}, \quad Z_1 = \sqrt{Z_{1R}^2 + Z_{1I}^2} = \frac{X_C}{\ddot{u}_s \cdot \sqrt{1 + \ddot{u}_s^2}} \quad \text{bzw. } X_C = Z_1 \cdot \ddot{u}_s \cdot \sqrt{1 + \ddot{u}_s^2}.$$

Da bei dieser Kapazität  $C = 1/(\omega X_C)$  nur das Mitsystem auftritt, sind  $\underline{I}_A = \underline{I}_1$  und  $\underline{U}_A = \underline{U}_1$ , so dass gilt:  $Z_1 = U_1 / I_1 = U_A / I_A$ . Daraus berechnen wir die Kapazität:

$$C = \frac{1}{\omega \cdot \frac{U_A}{I_A(s)} \cdot \ddot{u}_s \cdot \sqrt{1 + \ddot{u}_s^2}}, \quad \ddot{u}_s = Z_{1I} / Z_{1R}, \quad U_A = U_{\text{Netz}} \quad (1.5-11)$$

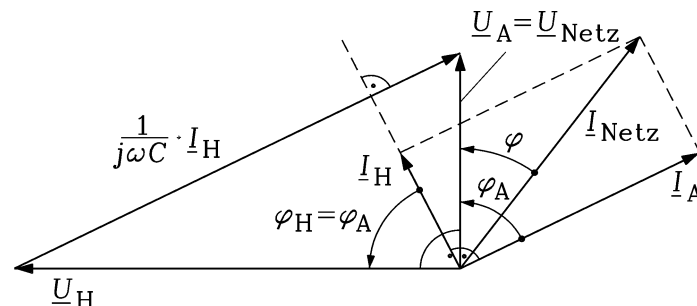


Bild 1.5-5: Zeigerdiagramm der Spannungen und Ströme zu Bild 1.5-4. Betriebspunkt (Schlupf  $s$ ), wo auf Grund der Wahl von  $C$  und  $\ddot{u}_s$  ein reines Kreisfeld auftritt:  $\underline{I}_A = -j\underline{I}_H / \ddot{u}_s$ ;  $\underline{U}_A = -j\underline{U}_H / \ddot{u}_s$  (hier: Beispiel: Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_s = 2$ )

Das zugehörige Zeigerdiagramm der Spannungen und Ströme im Betriebspunkt mit dem Schlupf  $s$ , wo ein reines Kreisfeld auftritt, ist in Bild 1.5-5 dargestellt, wobei – wie erwähnt – wegen Bild 1.5-4  $\underline{U}_H$  zu  $\underline{U}_A$  voreilt. Die Zeiger der Strangströme und der Strangspannungen stehen aufeinander

senkrecht, und es gilt:  $U_H^+ = U_A, I_H^+ = I_A$ . Die unterschiedlichen Längen von  $U_H, U_A$  und  $I_H, I_A$  sind durch  $\ddot{u}_s$  begründet:  $U_A = U_H^+ = U_H / \ddot{u}_s, I_A = I_H^+ = \ddot{u}_s \cdot I_H$ . Man liest aus dem Zeigerdiagramm der Spannungen auf Grund der rechten Winkel ab:  $U_{\text{Netz}}^2 + U_H^2 = X_C^2 I_H^2$  bzw.  $U_A^2 + \ddot{u}_s^2 U_A^2 = X_C^2 I_A^2 / \ddot{u}_s^2$ . Daraus folgt wieder die bereits oben hergeleitete Bedingung für die Kondensatorreaktanz:

$$X_C^2 = \frac{U_A^2}{I_A^2} \cdot \ddot{u}_s^2 \cdot (1 + \ddot{u}_s^2) \quad \text{bzw.} \quad X_C = Z_1 \cdot \ddot{u}_s \cdot \sqrt{1 + \ddot{u}_s^2} \quad .$$

Wir zeigen nun die Berechnung des Luftspaltdrehmoments zufolge der Mit- und Gegenfeldgrundwelle. Das zeitlich konstante Moment  $M_{e,av}$  wird aus der Luftspaltleistung  $P_\delta$  berechnet. Allgemein gilt dafür gemäß Skript „Elektrische Maschinen und Antriebe“:

$$P_\delta = M_e \cdot \omega / p = \frac{P_{Cu,r}}{s} = m_s \cdot \frac{R'_r}{s} \cdot I_r^2 \quad .$$

Hier ist  $m_s = 2$ :  $P_\delta = 2 \cdot \frac{R'_r}{s} \cdot I_r^2$ , also  $M_e(s) = \frac{2p}{\omega} \cdot \frac{R'_r}{s} \cdot I_r^2(s)$ .

Aus der Läufer Spannungsgleichung erhalten wir den Statorstrom in Abhängigkeit des Rotorstroms:

$$jX_h \cdot (\underline{I}_s + \underline{I}'_r) + [(R'_r/s) + jX'_{r\sigma}] \cdot \underline{I}'_r = 0, \quad \underline{I}_s = \frac{-X'_r + j(R'_r/s)}{X_h} \cdot \underline{I}'_r \quad .$$

sowohl für das Mit- als auch das Gegensystem auch darstellbar durch

$$M_e(s) = 2 \cdot X_h \cdot \frac{p}{\omega} \cdot \text{Im} \left\{ \underline{I}_s(s) \cdot \underline{I}'_r^*(s) \right\} \quad . \quad (1.5-12)$$

Der Statorstrom  $I_s$  des Mitsystems hieß  $I_1$ , jener des Gegensystems  $I_2$ . Die entsprechenden Rotorströme werden  $I_{r1}'$  und  $I_{r2}'$  genannt. Daher ist das mittlere Drehmoment des Mitsystems

$$M_1(s) = 2 \cdot X_h \cdot \frac{p}{\omega} \cdot \text{Im} \left\{ \underline{I}_1(s) \cdot \underline{I}'_{r1}(s) \right\} \quad (1.5-13)$$

und des Gegensystems

$$M_2(s) = -2 \cdot X_h \cdot \frac{p}{\omega} \cdot \text{Im} \left\{ \underline{I}_2(s) \cdot \underline{I}'_{r2}(s) \right\} \quad , \quad (1.5-14)$$

die wegen der entgegengesetzten Drehfeldgeschwindigkeiten entgegengesetzt wirken, so dass das resultierende mittlere Drehmoment lautet:

$$M_{e,av}(s) = M_1(s) + M_2(s) = 2X_h \frac{p}{\omega} \text{Im} \left\{ \underline{I}_1(s) \cdot \underline{I}'_{r1}(s) - \underline{I}_2(s) \cdot \underline{I}'_{r2}(s) \right\} \quad . \quad (1.5-15)$$

Natürlich bewirkt auch die Kraftwirkung der Ständer-Mitdrehwelle ( $I_1$ ) mit dem Rotorstrom des Gegensystems  $I_{r2}'$  ein Drehmoment, das aber wegen der Relativgeschwindigkeit zwischen Mit- und Gegensystem von  $2n_{\text{syn}}$  mit doppelter Ständerfrequenz  $2f_s$  um den Mittelwert Null pulsiert. Die Amplitude dieses Moments wird analog zu (1.5-13) gemäß  $\hat{M}_{e1,\sim} = \frac{2X_h p}{\omega} \cdot \left| \underline{I}_1 \underline{I}'_{r2} \right|$  berechnet, wobei

statt der Imaginärteilbildung (Mittelwertbildung des Moments) die Betragsbildung tritt (Amplitudenberechnung). Die exakte Herleitung dieses Ausdrucks gelingt mit der Raumzeigerrechnung (Skript „Energy Converters – CAD and System Dynamics“). In gleicher Weise bewirkt die Ständer-Gegendrehwelle ( $I_2$ ) mit dem Rotorstrom des Mitsystems  $I_{r1}'$  ein entgegengesetzt wirkendes pulsierendes Drehmoment mit der Amplitude  $\hat{M}_{e2,\sim} = \frac{2X_h p}{\omega} \cdot \left| \underline{I}_2 \underline{I}'_{r1} \right|$ . Die resultierende Amplitude des mit doppelter Netzfrequenz pulsierenden Moments ist

$$\hat{M}_{e,\sim} = \frac{2X_h p}{\omega} \cdot \left| \underline{I}_1 \underline{I}'_{r2} - \underline{I}_2 \underline{I}'_{r1} \right| \quad . \quad (1.5-16)$$

Die mechanische Leistung ist  $P_m = 2\pi n M_{e,av} = 2\pi n_{\text{syn}} \cdot (1-s) \cdot M_{e,av}$ .

### Beispiel 1.5-1:

Wir berechnen für eine vierpolige zweisträngige Asynchronmaschine mit den folgende Motordaten  $U_{\text{Netz}} = 230 \text{ V}$ ,  $f_{\text{Netz}} = 50 \text{ Hz}$  und den Strangwerten für Strang A:  $R_s = 0,905 \Omega$ ,  $R_r' = 0,6062 \Omega$ ,  $X_{s\sigma} = 1,310 \Omega$ ,  $X_{r\sigma}' = 1,244 \Omega$ ,  $X_h = 24,10 \Omega$

a) das erforderliche Übersetzungsverhältnis  $\hat{u}_s$  und die Kapazität  $C$ , so dass beim Bemessungsschlupf  $s_N = 6 \%$  das Gegensystem verschwindet.

b) Weiter berechnen wir für diese Werte die Kurven  $I_1, I_2, U_1, U_2, I_A, I_H, U_A, U_H, M_1, M_2, M_{e,av}, \hat{M}_{e,\sim}, P_m$  in Abhängigkeit der Drehzahl im Bereich  $-n_{\text{syn}}$  bis  $n_{\text{syn}}$ !

Beim Schlupf  $s = 0,06$  ist die Motormitimpedanz (1.5-6)

$$\underline{Z}(0,06) = \underline{U}_A / \underline{I}_A = 0,905 + j1,31 + \frac{j24,1 \cdot (0,6062/0,06 + j1,244)}{0,6062/0,06 + j(24,1 + 1,244)} \quad \text{bzw.}$$

$\underline{Z}(0,06) = (8,788 + j5,6355)\Omega$  mit dem Betrag  $Z = 10,440\Omega$ . Das Übersetzungsverhältnis ist (1.5-11):

$\hat{u}_s = Z_{11} / Z_{1R} = 5,6355/8,788 = 0,641$ . Damit ermitteln wir gemäß (1.5-11)

$$C = \frac{1}{\omega \cdot Z(s) \cdot \hat{u}_s \cdot \sqrt{1 + \hat{u}_s^2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10,44 \cdot 0,641 \cdot \sqrt{1 + 0,641^2}} = 400,24 \mu\text{F}.$$

Bei z. B. gleicher Nutzzahl je Pol und Strang in Arbeits- und Hilfsstrang muss das Windungszahlverhältnis gemäß  $\hat{u}_s = N_H / N_A = 0,641$  gewählt werden. Die Kurven  $I_1, I_2, U_1, U_2, I_A, I_H, U_A, U_H, M_1, M_2, M_{e,av}, \hat{M}_{e,\sim}, P_m$  in Abhängigkeit der Drehzahl im Bereich  $-n_{\text{syn}}$  bis  $n_{\text{syn}}$  sind in den Bildern 1.5-6 bis 1.5-10 dargestellt, wobei die Formeln dieses Abschnitts mit der komplexen Wechselstromrechnung mit einem einfachen Computerprogramm numerisch ausgewertet wurden. Bei  $n_{\text{syn}}$  ist das Drehmoment  $M_{e,av}$  nicht Null, sondern  $M_{e,av} = M_2 = -1,66 \text{ Nm}$ , da das Gegensystem nicht verschwindet, sondern bremsend wirkt (vgl. Bild 1.5-10).

Im Bemessungspunkt  $s_N = 6 \%$  werden folgende Werte errechnet:

$$U_1 = 230 \text{ V} = U_A = U_{\text{Netz}}, U_2 = 0 \text{ V}, U_H = 147,5 \text{ V} = U_A \hat{u}_s,$$

$$I_1 = 22,03 \text{ A}, I_2 = 0 \text{ A}, I_A = 22,03 \text{ A}, I_H = 34,36 \text{ A} = I_A / \hat{u}_s$$

Kontrolle des Stroms  $I_H$ :

$$\underline{U}_{\text{Netz}} = \underline{U}_H - jX_C \cdot \underline{I}_H, \quad X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{10^6}{2\pi \cdot 50 \cdot 400,24} = 7,95 \Omega,$$

$$I_H = \frac{\sqrt{U_{\text{Netz}}^2 + U_H^2}}{X_C} = \frac{\sqrt{230^2 + 147,5^2}}{7,95} = 34,36 \text{ A},$$

$$M_1 = 48,715 \text{ Nm}, \quad M_2 = 0 \text{ Nm}, \quad M_{e,av} = M_1 = 48,7 \text{ Nm}, \quad \hat{M}_{e,\sim} = 0 \text{ Nm}, \quad n = 0,94n_{\text{syn}} = 1410/\text{min},$$

$$P_m = 7193 \text{ W}, \quad P_e = 8531 \text{ W},$$

$$\cos\varphi_A = \text{Re}\{\underline{U}_A \underline{I}_A^*\} / (U_A I_A) = 0,8417, \quad \cos\varphi_H = \text{Re}\{\underline{U}_H \underline{I}_H^*\} / (U_H I_H) = 0,8417.$$

Es ist  $\cos\varphi_A = \cos\varphi_H$ , denn es gilt:

$$\cos\varphi_H = \text{Re}\{\underline{U}_H \underline{I}_H^*\} / (U_H I_H) = \text{Re}\{\hat{u}_s \underline{U}_A \underline{I}_A^* / \hat{u}_s\} / (\hat{u}_s U_A I_A / \hat{u}_s) = \cos\varphi_A.$$

Der Wirkungsgrad  $\eta = P_m / P_e = 84,32 \%$  berücksichtigt nur die Stromwärmeverluste ohne Einfluss der Stromverdrängung. Die Ummagnetisierungsverluste sowie die Reibungs- und Zusatzverluste fehlen. Sobald ein Gegenfeld auftritt, nehmen diese Verluste deutlich zu, und der Wirkungsgrad sinkt ab.

Die Drehrichtung des Motors wird durch Tausch der Anschlussklemmen der Arbeitsphase oder der Hilfsphase umgekehrt. Werden z. B. die Klemmen der Arbeitsphase getauscht, so ändert sich die Phasenlage von  $\underline{I}_A, \underline{U}_A$  um  $180^\circ$ , und wir erhalten  $\underline{I}_{A,\text{neu}} = -\underline{I}_A$  bzw.  $\underline{U}_{A,\text{neu}} = -\underline{U}_A$ . Dies ergibt:

$$\underline{I}_{A,\text{neu}} = -\underline{I}_1 - \underline{I}_2, \quad \underline{I}_H^+ = j \cdot \underline{I}_1 - j \cdot \underline{I}_2, \quad \underline{U}_{A,\text{neu}} = -\underline{U}_1 - \underline{U}_2, \quad \underline{U}_H^+ = j \cdot \underline{U}_1 - j \cdot \underline{U}_2.$$

Aus dem alten Mitsystem von Strom und Spannung  $\underline{I}_1, j\underline{I}_1$  und  $\underline{U}_1, j\underline{U}_1$  ist das neue System  $-\underline{I}_1, j\underline{I}_1$  bzw.  $-\underline{U}_1, j\underline{U}_1$  entstanden. Es eilt nun nicht mehr der Strom  $\underline{I}_1$  in Strang A dem Strom  $j\underline{I}_1$

in Strang H nach, sondern vor. Das neue System ist also ein Gegensystem. In gleicher Weise wird aus dem alten Gegensystem  $\underline{I}_2, -j \cdot \underline{I}_2$  nun ein Mitsystem  $-\underline{I}_2, -j \cdot \underline{I}_2$ , da der Strom in Strang H nun dem Strom in Strang A voreilt. Die Feldsysteme ändern ihre Drehrichtung, und damit ändert auch der Läufer seine Drehrichtung.

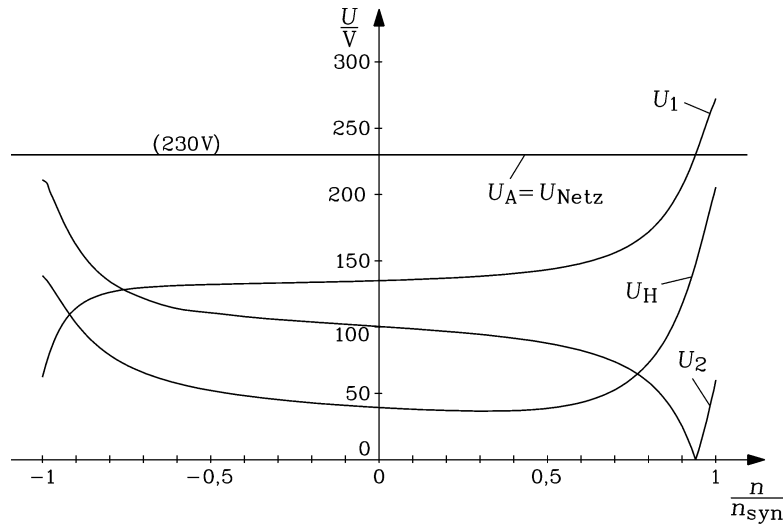


Bild 1.5-6: Einphasen-Asynchronmotor mit Kondensator  $C = 400,24 \mu\text{F}$  und Übersetzungsverhältnis  $\dot{u}_s = 0,641$ : Berechnete Mit- und Gegensystem-Spannung  $U_1$  und  $U_2$ , Spannung  $U_A = U_{\text{Netz}} = 230 \text{ V}$  an der Arbeitswicklung und  $U_H$  an der Hilfswicklung. Beim Bemessungsschlupf  $s_N = 6 \%$  bzw.  $n/n_{\text{syn}} = 0,94$  verschwindet  $U_2$ .

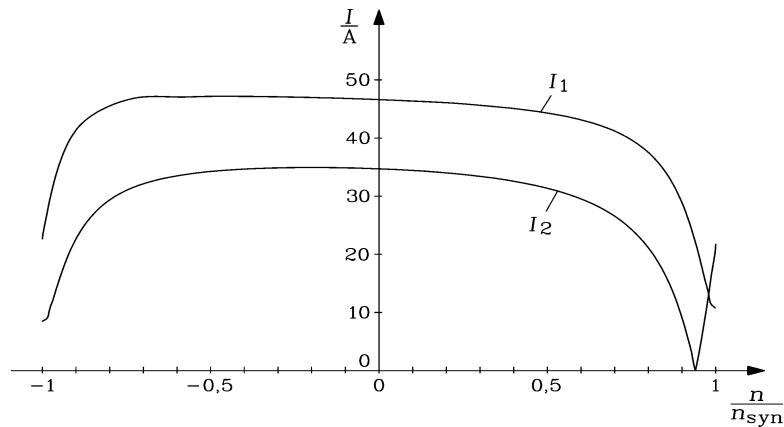


Bild 1.5-7: Wie Bild 1.5-6, jedoch Mit- und Gegensystem-Strom  $I_1$  und  $I_2$ . Beim Bemessungsschlupf  $s_N = 6 \%$  bzw.  $n/n_{\text{syn}} = 0,94$  verschwindet  $I_2$ .

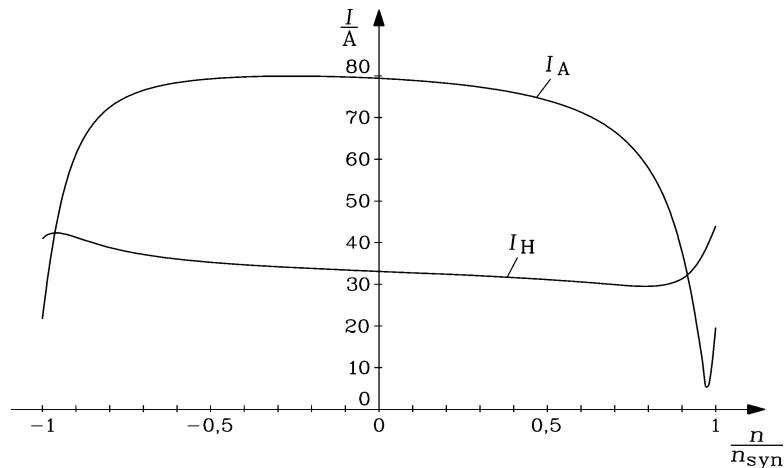


Bild 1.5-8: Wie Bild 1.5-6, jedoch Strom  $I_A$  im Arbeitstrang und  $I_H$  im Hilfsstrang. Beim Bemessungsschlupf  $s_N = 6 \%$  bzw.  $n/n_{\text{syn}} = 0,94$  ist  $I_A = I_H \cdot \dot{u}_s$

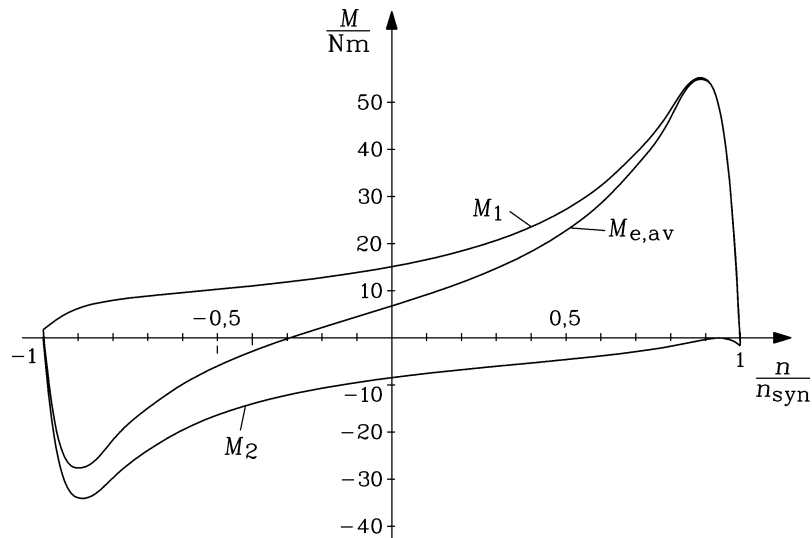


Bild 1.5-9: Wie Bild 1.5-6, jedoch Drehmoment des Mit- und Gegensystems  $M_1$  und  $M_2$  sowie Summenmoment  $M_{e,av}$ . Beim Bemessungsschlupf  $s_N = 6\%$  bzw.  $n/n_{syn} = 0,94$  verschwindet  $M_2$ . Bei  $n = n_{syn}$  ist wegen  $M_1 = 0$  Nm das Summenmoment  $M_{e,av}$  nicht Null, sondern  $M_{e,av} = M_2 = -1,66$  Nm. Bei  $n = -n_{syn}$  ist wegen  $M_2 = 0$  Nm das Summenmoment  $M_{e,av} = M_1 = 1,78$  Nm. Bei  $n = -0,295n_{syn}$  ist  $M_1 = -M_2$  und daher das Summenmoment  $M_{e,av}$  Null.

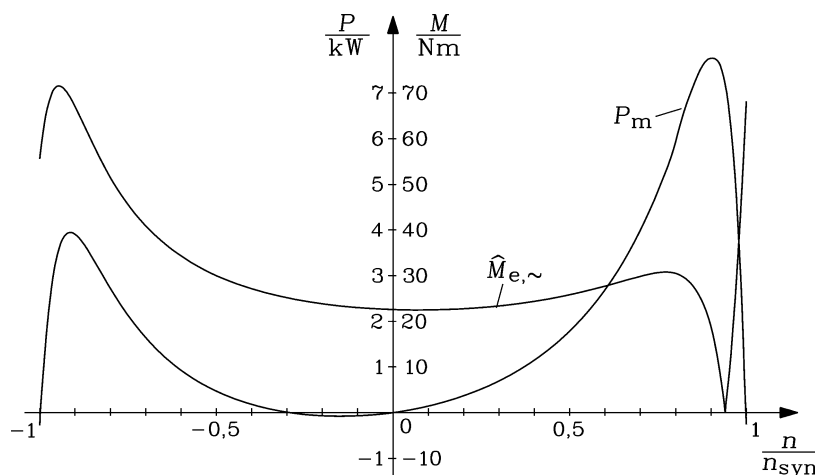


Bild 1.5-10: Wie Bild 1.5-6, jedoch Darstellung der mechanischen Leistung  $P_m = 2\pi n M_{e,av}$  und der Amplitude des 100-Hz-Wechselmoments. Beim Bemessungsschlupf  $s_N = 6\%$  bzw.  $n/n_{syn} = 0,94$  verschwindet das Wechselmoment. Bei  $n = n_{syn}$  ist wegen  $M_{e,av} = M_2 = -1,66$  Nm die mechanische Leistung nicht Null, sondern negativ: -260 W. Bei  $n = -n_{syn}$  ist wegen  $M_{e,av} = M_1 = 1,78$  Nm die mechanische Leistung -279 W. Bei  $n = 0$  ist  $P_m$  Null, da die Drehzahl Null ist. Bei der Drehzahl  $n = -0,295n_{syn}$  ist  $P_m$  Null, da  $M_{e,av}$  Null ist.

## 1.6. Technische Ausführung des Kondensatormotors

Den Kondensatormotor führt man gemäß 1.5 in der Regel mit einer unsymmetrischen zweisträngigen Ständerwicklung aus, d.h. beide Stränge haben unterschiedliche Windungszahlen und Leiterquerschnitte. Den Anschluss an eine einphasige Wechselspannung zeigt Bild 1.6-1. Diese Schaltung hat bei geringeren Herstellungskosten i. A. bessere Betriebseigenschaften wie die Steinmetz-Schaltung. Der als „Kondensatormotor“ bekannte Antrieb ist mittlerweile zum Standardantrieb für alle größeren Elektrogeräte im Haushalt (z.B. Waschmaschinen) geworden. Manchmal wird der Kondensator während oder unmittelbar nach dem Hochlauf selbsttätig (z.B. durch einen Fliehkraftschalter) oder von Hand abgeschaltet (*Anlasskondensatormotor*, Bild 1.6-1a). In diesem Fall brauchen der Kondensator und der mit ihm verbundene Strang (Hilfsstrang) nur für

Kurzzeitbetrieb ausgelegt zu werden. Die Größe des Kondensators ist so dimensioniert, dass im Anlaufpunkt ( $s = 1$ ) ein symmetrisches Drehfeld existiert.

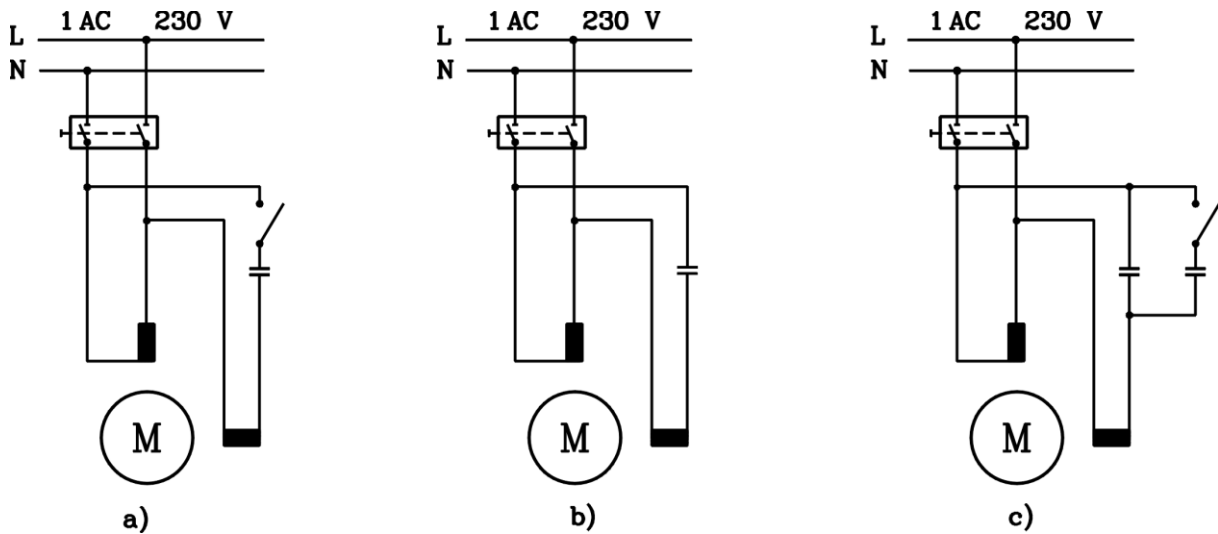


Bild 1.6-1: Anschluss eines zweisträngigen Kondensatormotors an einphasige Wechselspannung

- (a) Anlasskondensator
- (b) Betriebskondensator
- (c) Doppelkondensator

Bleibt dagegen der zweite Strang samt Kondensator auch nach dem Hochlauf eingeschaltet, spricht man von einem *Betriebskondensatormotor* (Bild 1.6-1b). Die Symmetrierung ( $U_a = U_b, \varphi_{ab} = 90^\circ$ ) wird dann für den Bemessungsbetrieb (Nennpunkt,  $s = s_N$ ) vorgenommen. Bei erschwerten Anlaufverhältnissen kombiniert man beide Verfahren. Von zwei Kondensatoren wird einer nach dem Hochlauf abgeschaltet (Doppelkondensatormotor, Bild 1.6-1c). Die Verwendung eines ohmschen Widerstands statt eines Kondensators zum Phasenschieben ist selten, weil die hierdurch erzielte geringe Einsparung an Zubehörkosten durch einen entsprechend größeren und damit teureren Motortyp erkauft werden muss, da die Symmetrierung von  $U_a$  und  $U_b$  nicht vollständig gelingt und damit schlechter ist.

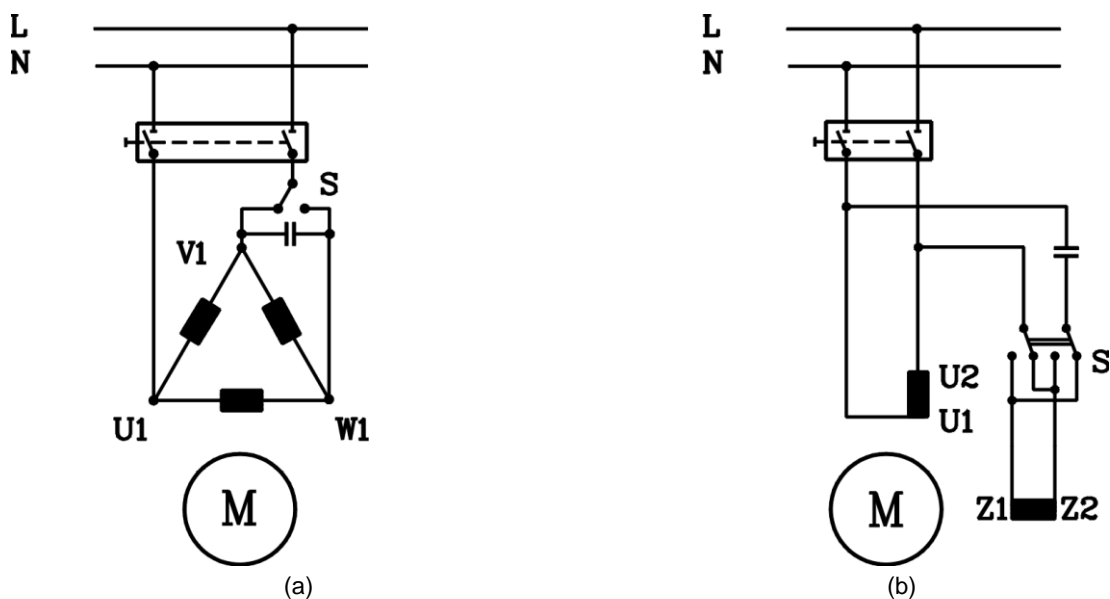


Bild 1.6-2: Schaltungen zur Drehrichtungsumkehr, Umschalter S: a) Dreistrangmotor bei *Steinmetz*-Schaltung bei

### Drehrichtungsumkehr:

In Bild 1.6-2 sind die Schaltungen für Drehrichtungsumkehr dargestellt, und zwar bei a) für die Steinmetz-Schaltung eines dreisträngigen Asynchronmotors und bei b) für einen zweisträngigen Kondensatormotor. Für den dreisträngigen Motor genügt ein einpoliger Umschalter, mit dem der Netzleiter L entweder auf die eine oder auf die andere Kondensatorklemme geschaltet wird. Beim zweisträngigen Motor braucht man einen zweipoligen Umschalter, mit dem die Wicklung Z1-Z2 umgepolt werden kann. Die Schalterstellung in Bild 1.6-2 ergibt für beide Maschinen mit den eingetragenen Klemmenbezeichnungen *Rechtslauf*.

## 2. Messungen am zweisträngigen unsymmetrischen Kondensatormotor

### 2.1. Spannungen, Ströme, Impedanzen

Im Laborversuch werden die Arbeits- und Hilfswicklung A und H als Stränge a und b bezeichnet, wobei (Bild 2.1-1) Strang b rechts von Strang a liegt, so dass  $\underline{U}_b$  für Rechtslauf  $\underline{U}_a$  nacheilen muss. Aus Bild 2.1-1 sind die weiteren Bezeichnungen der elektrischen Größen ersichtlich. Das wegen der ungleichen Ausführung der Stränge a und b in (1.3-1) definierte Strangübersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_s$  lautet mit den Bezeichnungen a und b:

$$\ddot{u}_s = \frac{N_b k_{wb}}{N_a k_{wa}} \quad (2.1-1)$$

Hierbei sind  $N_a$ ,  $N_b$  die die Windungszahlen der Stränge a, b;  $k_{wa}$ ,  $k_{wb}$  die Grundwellen-Wicklungsfaktoren der Stränge a, b.

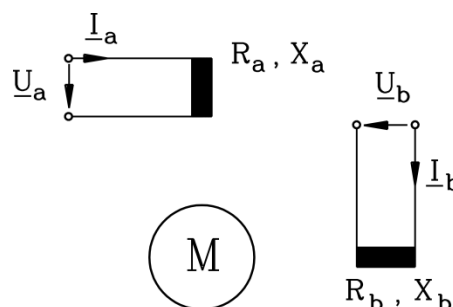


Bild 2.1-1: Zweisträngiger unsymmetrischer Asynchronmotor ( $R_a$ ,  $R_b$ : Widerstand je Strang a, b;  $X_a$ ,  $X_b$ : Reaktanz je Strang a, b)

Für die Erzeugung eines symmetrischen Drehfelds bei unsymmetrischen Strängen a, b gemäß Bild 2.1-1 und 1.5-3a müssen folgende Voraussetzungen erfüllt sein:

$$\underline{U}_b = -j \ddot{u}_s \underline{U}_a \quad (2.1-2)$$

Bei symmetrischer Maschine (Strang a und b identisch ausgeführt) ist folglich anstelle von  $U_b$  die Spannung  $U_b^+$  (Index + wie in Abschnitt 1.5) nötig:

$$U_b^+ = \frac{U_b}{\ddot{u}_s} \quad (2.1-3)$$



## 2.2. Bestimmung des Strangübersetzungsverhältnisses $\underline{i}_s$ aus zwei Leerlaufversuchen

Es sollen die Messungen aufgezeigt werden, mit denen bei einem Motor mit unbekanntem Windungszahlen  $N_a$ ,  $N_b$  und Grundwellen-Wicklungsfaktoren  $k_{wa}$ ,  $k_{wb}$  das Strangübersetzungsverhältnis  $\underline{i}_s$  experimentell ermittelt werden kann. Ähnlich wie bei einem Transformator führen Leerlaufmessungen zum Ziel. Allerdings ist zu beachten, dass eine Spannung in einem Strang niemals direkt von einer Durchflutung des anderen Stranges induziert werden kann, weil beide Stränge um  $90^\circ$  elektrisch versetzt angeordnet sind. Wenn jedoch ein rotierender Läufer vorhanden ist, wird eine Spannung auch an den offenen Klemmen des einen Stranges induziert, sobald der andere an Spannung gelegt wird. Es liegt folgender Effekt zugrunde: Bei stromlosem Läufer hätte das Anlegen einer Wechselspannung an den Ständerstrang a eine magnetisches Wechselfeld in a-Richtung zur Folge. Dieses Wechselfeld kann man sich aus einem rechtsdrehenden und einem linksdrehenden Drehfeld mit der jeweils halben Wechselfeld-Amplitude zusammengesetzt denken. In der b-Richtung ergänzen sich beide Drehfelder stets zu Null; also wird im Strang b keine Spannung induziert.

Sobald jedoch ein rotierender Läufer mit kurzgeschlossener Wicklung vorhanden ist, ergeben sich durch diese unterschiedliche Rückwirkungen auf die beiden Drehfelder. Der Einfachheit halber sei der Sonderfall angenommen, dass sich der Läufer im Rechtslauf synchron mit dem rechtsdrehenden Feld dreht. Dann vermag dieses Feld in der Läuferwicklung keine Ströme zu induzieren und bleibt also unbeeinflusst („Mitfeld“). Dagegen wird jedoch das gegen den Läufer mit doppelter Synchronzahl umlaufende linksdrehende „Gegenfeld“ Läuferströme induzieren, die wiederum dieses Feld abschwächen. Somit ergänzen sich beide Felder in der b-Achse nicht mehr zu Null, und es wird im Strang b eine Spannung induziert. Bei vollständiger Abdämpfung des Gegenfelds und gleichen „effektiven“ Strangwindungszahlen

$$k_{wa} \cdot N_a = k_{wb} \cdot N_b$$

wäre die Spannung an den offenen Klemmen des Strangs b gleich der am Strang a angelegten Spannung. Da die Abdämpfung niemals vollständig ist und außerdem der Läufer einer einphasig betriebenen Asynchronmaschine auch nicht annähernd synchron dreht, ist die induzierte Spannung kleiner. Trotzdem kann das Strangübersetzungsverhältnis durch zwei Leerlaufversuche ausreichend genau bestimmt werden.

Wir nehmen nun an, dass der Motor symmetrisch gewickelt ist (Strang a = Strang b), dass aber die beiden Spannungen  $\underline{U}_a, \underline{U}_b^+$  nicht unbedingt die Bedingung  $\underline{U}_b^+ = -j \cdot \underline{U}_a$  für ein Kreisfeld erfüllen. Daher müssen wir die Zerlegung von  $\underline{U}_a, \underline{U}_b^+$  in symmetrische Komponenten (1.5-3), (1.5-4) verwenden. Mit

$$\underline{U}_1 = \frac{\underline{U}_a + j\underline{U}_b^+}{2}, \quad \underline{U}_2 = \frac{\underline{U}_a - j\underline{U}_b^+}{2}, \quad \underline{I}_1 = \frac{\underline{I}_a + j\underline{I}_b^+}{2}, \quad \underline{I}_2 = \frac{\underline{I}_a - j\underline{I}_b^+}{2}$$

und

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_1 \cdot \underline{I}_1 \quad \text{und} \quad \underline{U}_2 = \underline{Z}_2 \cdot \underline{I}_2$$

ergibt sich:

$$\underline{U}_a + j\underline{U}_b^+ = \underline{Z}_1(\underline{I}_a + j\underline{I}_b^+) \quad , \quad (2.2-1a)$$

$$\underline{U}_a - j\underline{U}_b^+ = \underline{Z}_2(\underline{I}_a - j\underline{I}_b^+) \quad . \quad (2.2-1b)$$

Es soll jetzt der Fall betrachtet werden, dass bei leerlaufendem Motor nur der Strang a mit der Wechselspannung  $\underline{U}_a$  gespeist wird, unabhängig, ob die Stränge a, b symmetrisch oder unsymmetrisch sind. Dann wird der Strang b stromlos:

$$\text{Unsymm.: } \underline{I}_b = 0; \quad \text{symm.: } \underline{I}_b^+ = 0 \quad .$$

Im Strang b wird eine Leerlaufspannung  $\underline{U}_{b0}$  induziert:

$$\text{Unsymm.: } \underline{U}_b = \underline{U}_{b0}; \quad \text{symm.: } \underline{U}_b^+ = \underline{U}_{b0}^+ \quad .$$

Also wird aus den Gleichungen (2.2-1a, b):

$$\begin{aligned}\underline{U}_a + j\underline{U}_{b0}^+ &= \underline{I}_a \underline{Z}_1 \\ \underline{U}_a - j\underline{U}_{b0}^+ &= \underline{I}_a \underline{Z}_2 \\ \underline{U}_{b0}^+ &= \underline{U}_a \frac{\underline{Z}_1 - \underline{Z}_2}{j(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}.\end{aligned}\quad (2.2-2)$$

Für das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_s$  folgt wegen (2.1-3) mit (2.2-2):

$$\ddot{u}_s = \frac{U_b}{U_b^+} = \frac{U_{b0}}{U_{b0}^+} = \frac{U_{b0}}{U_a} \cdot \left| \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}{(\underline{Z}_1 - \underline{Z}_2)} \right|.\quad (2.2-3)$$

Dieses Ergebnis ist wegen der unbekanntenen Impedanzen nicht unmittelbar verwendbar. Daher wird eine zweite Leerlaufmessung durchgeführt, wobei der Strang b mit der Spannung  $\underline{U}_b$  gespeist wird und der Strang a offen bleibt:

$$\underline{I}_a = 0 \quad \text{und} \quad \underline{U}_a = \underline{U}_{a0}.$$

Dann lauten die Gleichungen (2.2-1a,b):

$$\begin{aligned}\underline{U}_{a0} + j\underline{U}_b^+ &= j\underline{I}_b^+ \underline{Z}_1 \\ \underline{U}_{a0} - j\underline{U}_b^+ &= -j\underline{I}_b^+ \underline{Z}_2 \\ \underline{U}_b^+ &= \underline{U}_{a0} \frac{(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)}{j(\underline{Z}_1 - \underline{Z}_2)}\end{aligned}\quad (2.2-4)$$

Mit (2.2-4) folgt:

$$\ddot{u}_s = \frac{U_b}{U_b^+} = \frac{U_b}{U_{a0}} \cdot \left| \frac{\underline{Z}_1 - \underline{Z}_2}{(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)} \right|\quad (2.2-5)$$

Mit (2.2-3) folgt daraus:

$$\ddot{u}_s^2 = \frac{U_{b0}}{U_a} \cdot \frac{U_b}{U_{a0}}\quad (2.2-6)$$

Hierbei wird vorausgesetzt, dass die Impedanzen  $\underline{Z}_1(s)$ ,  $\underline{Z}_2(s)$  bei beiden Leerlaufversuchen jeweils gleich waren, dass also der gleiche Schlupf  $s$  vorlag. Da bei genügend kleinem Reibungsmoment der Schlupf nur vom Verhältnis von Mit- und Gegenmoment bestimmt wird, ist er weitgehend unabhängig von der Speisespannung, weil sowohl Mit- als auch Gegenmoment gleichermaßen vom Quadrat der Spannung abhängen. Messtechnisch ist eine Kontrolle durch eine Drehzahlmessung möglich.

## 2.3. Bestimmung der Kondensatorkapazität aus $U_a$ , $I_a$ , $\cos\varphi_s$

### 2.3.1. Problemstellung

Für die unsymmetrisch zweisträngige Kondensator-Asynchronmaschine wird die Bestimmung des Kondensators analytisch (gemäß Abschnitt 1.5) und graphisch aus  $U_a$ ,  $I_a$ ,  $\cos\varphi_s$  gezeigt. Es ist dabei zwischen dem Phasenwinkel  $\varphi_s$  zwischen Strangspannung  $\underline{U}_a$  und Strang-Strom  $\underline{I}_a$  und dem Phasenwinkel  $\varphi_{ges}$  zwischen der Klemmenspannung  $\underline{U} = \underline{U}_a$  und dem Zuleitungsstrom  $\underline{I}_{ges}$  zu unterscheiden (Bild 2.3-1).

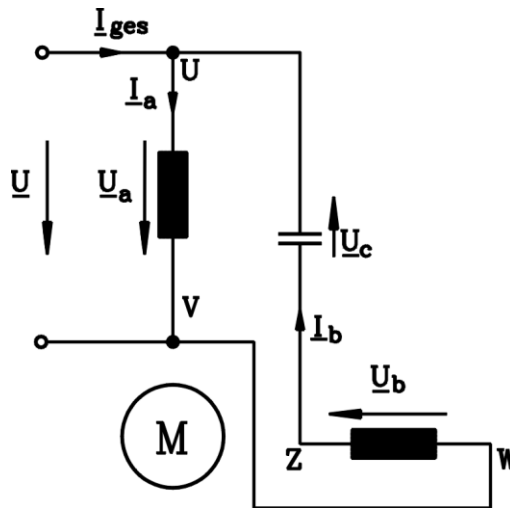


Bild 2.3-1: Schaltbild des zweisträngigen Motors

### 2.3.2. Analytische Methode für den Zweistrang-Motor

Das Übersetzungsverhältnis muss gemäß Abschnitt 1.5  $\ddot{u}_s = Z_{1I} / Z_{1R}$  sein und die Kondensatorreaktanz  $X_C = Z_1 \cdot \ddot{u}_s \cdot \sqrt{1 + \ddot{u}_s^2}$ , damit das Gegensystem verschwindet. Dann ist  $\underline{U}_2 = 0$ ,  $\underline{I}_2 = 0$  und daher  $\underline{U}_a = \underline{U}_1 + \underline{U}_2 = \underline{U}_1$ ,  $\underline{I}_a = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = \underline{I}_1$ . Damit ist  $\underline{U}_a / \underline{I}_a = Z_a \cdot e^{j\varphi_s} = \underline{U}_1 / \underline{I}_1 = Z_1 \cdot e^{j\varphi_s}$ .

$$\underline{Z}_1 = Z_1 e^{j\varphi_s} = Z_1 \cdot \cos \varphi_s + j Z_1 \cdot \sin \varphi_s = Z_{1R} + j Z_{1I} \quad (2.3-1)$$

Damit erhalten wir  $\ddot{u}_s = Z_{1I} / Z_{1R} = \sin \varphi_s / \cos \varphi_s = \tan \varphi_s$  und weiter mit

$$\cos \varphi_s = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{\sin \varphi_s}{\cos \varphi_s} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \ddot{u}_s^2}} \text{ den Ausdruck}$$

$$X_C = Z_1 \cdot \ddot{u}_s \cdot \sqrt{1 + \ddot{u}_s^2} = Z_1 \cdot \frac{\sin \varphi_s}{\cos \varphi_s} \cdot \sqrt{1 + \ddot{u}_s^2} = Z_1 \cdot \sin \varphi_s \cdot (1 + \ddot{u}_s^2).$$

Die Bedingungen für ein symmetrisches Drehfeld bei Schlupf  $s$  kann man daher auch mit  $\varphi_s$  ausdrücken:

$$1) \quad \ddot{u}_s = \tan \varphi_s \quad (2.3-2)$$

$$2) \quad X_C = Z_1 \cdot \sin \varphi_s (1 + \ddot{u}_s^2) \quad (2.3-3)$$

Aus den Messgrößen  $U_a$ ,  $I_a$ ,  $\cos \varphi_s$  wird  $X_C$  für das Kreisdrehfeld bestimmt. Die Bedingung (2.3-2) bedeutet, dass ein symmetrischer Zweistrang-Motor ( $\ddot{u}_s = 1$ ) nur dann mit einem Kondensator am einphasigen Netz mit einem vollkommenen Drehfeld betrieben werden kann, wenn der Phasenwinkel  $\varphi_s = 45^\circ$  beträgt. Der übliche Phasenwinkel soll aber deutlich kleiner sein, um den Blindstrom in der Netzzuleitung zu begrenzen. Der Phasenwinkel von ausgeführten Motoren beträgt  $20^\circ < \varphi_s < 40^\circ$ . Daher müssen die Windungszahlen der Stränge unterschiedlich ausgeführt werden.

### 2.3.3. Graphische Methode für den Zweistrang-Motor

**Gegeben:**

Netzspannung  $U = U_a$

Strom  $I_a$

Phasenwinkel  $\varphi_s$

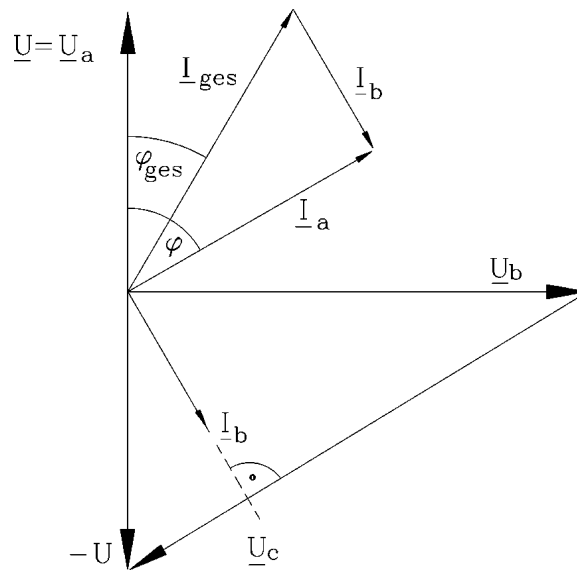
**Gesucht:**

Spannung  $U_b$

Strom  $I_b$

Kondensatorspannung  $U_C$

Die gemessenen Zeiger  $\underline{U} = \underline{U}_a$  und  $\underline{I}_a$  werden mit dem Phasenwinkel  $\varphi_s$  eingetragen (Bild 2.3-2).



**Bild 2.3-2: Zeigerdiagramm des Zweistrang-Kondensatormotors**

Die Richtungen der Zeiger  $\underline{U}_b$  und  $\underline{I}_b$  liegen bei einem Kreisdrehfeld senkrecht zu  $\underline{U}_a$  und  $\underline{I}_a$  fest. Entsprechend dem Maschenumlauf für den Strang b in Bild 2.3-1 wird die Spannung  $\underline{U}_a$  zusätzlich negativ angetragen:

$$-\underline{U}_a = \underline{U}_b + \underline{U}_c \quad (2.3-4)$$

Die Kondensatorspannung  $\underline{U}_c$  steht wegen  $\underline{I}_b = \underline{I}_c$  senkrecht auf  $\underline{I}_b$ . Damit liegen das dem Umlauf (2.3-4) entsprechende Spannungszeigerdreieck und somit alle Spannungen nach Betrag und Phase fest. Das Strangübersetzungsverhältnis ist wegen  $\ddot{u}_s = U_b / U_b^+, U_b^+ = U_a$  durch die Beträge der Strangspannungen gegeben:

$$\ddot{u}_s = \frac{U_b}{U_a}$$

Also ist der noch fehlende Betrag des zweiten Strangstromes

$$I_b = \frac{1}{\ddot{u}_s} \cdot I_a = \frac{U_a}{U_b} \cdot I_a \quad .$$

Die Kapazität des Kondensators ist dann

$$C = \frac{I_b}{2\pi \cdot f \cdot U_c} \quad .$$

Der Motor entnimmt dem Netz den Gesamtstrom

$$\underline{I}_{ges} = \underline{I}_a - \underline{I}_b \quad .$$

Als günstiger Nebeneffekt bei Verwendung des Kondensators ergibt sich infolge der kapazitiven Blindleistung des Motorkondensators stets ein kleinerer Phasenwinkel  $\varphi_{ges}$  als der des Motors selbst ( $\varphi_{ges} < \varphi_s$ ).

## 2.4. Erzeugung eines zweiphasigen Systems mit variabler Spannung

Soll der Zweistrangmotor direkt an einem symm. Zweiphasensystem betrieben werden, muss dieses (im Laborversuch) künstlich erzeugt werden. Mit Hilfe zweier Stelltransformatoren lassen sich nämlich aus dem dreiphasigen Drehstromnetz zwei zueinander um  $90^\circ$  phasenverschobene variable Spannungen erzeugen. Stelltransformatoren kleiner Leistung besitzen eine konzentrisch um die

Primärwicklung angeordnete Sekundärwicklung. Diese ist auf der Außenseite unisoliert, sodass dort mit einer Kontaktrolle unterschiedliche Spannungen abgegriffen werden können. Im Versuch kommt ein dreiphasiger Stelltransformator mit der Schaltart YO zum Einsatz. Dabei bezeichnet „Y“ die Verschaltung der Wicklungen in Sternschaltung. Die Stundenziffer „0“ gibt an, dass die Sekundärspannungen zu den zugehörigen Primärspannungen um  $0 \cdot 30^\circ = 0^\circ$  verschoben sind (siehe Skript: „Energietechnik“). Primär- und Sekundärspannung haben also dieselbe Phasenlage. Zwischen den Sekundärklemmen U2-V2 wird  $\underline{U}_b$  abgegriffen.

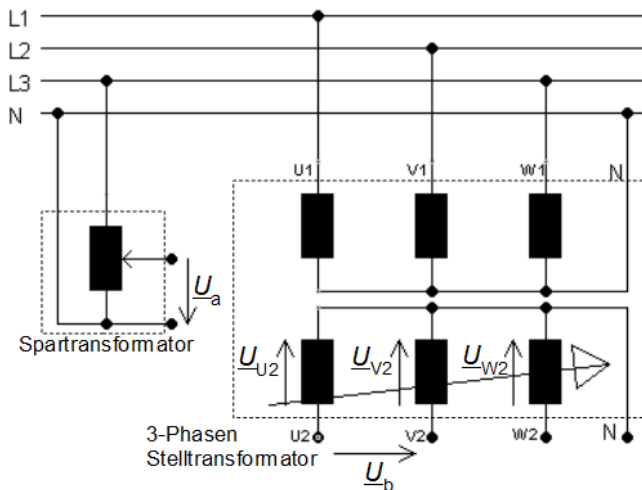


Bild 2.4-1: Schaltung zur Erzeugung der um  $90^\circ$  phasenverschobenen Spannungen  $\underline{U}_a$  und  $\underline{U}_b = -j \underline{U}_a \ddot{u}_s$

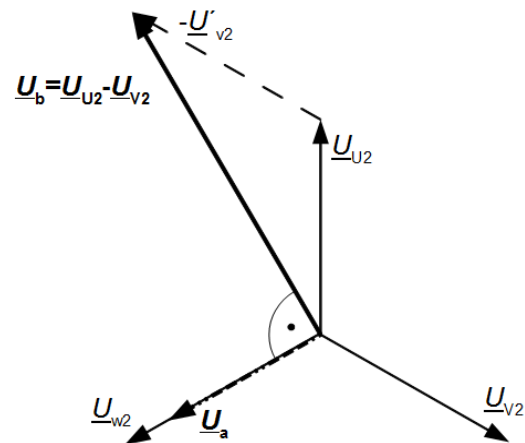


Bild 2.4-2: Zeigerdiagramm zur Herleitung der  $90^\circ$  phasenverschobenen Spannungen  $\underline{U}_a$  und  $\underline{U}_b = -j \underline{U}_a \ddot{u}_s$

Zusätzlich kommt ein einphasiger einstellbarer Spartransformator zum Einsatz. Bei einem Spartransformator gibt es keine Sekundärwicklung, sondern es wird ein Teil der Spannung der Primärwicklung abgegriffen. Die Kontaktrolle als Abgriff gleitet auf der Außenseite der von der Primärspannung direkt gespeisten Wicklung. Somit lassen sich auch so variable Spannungen abgreifen. Es besteht jedoch keine galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang. An der Sekundärklemme wird zu N die Spannung  $\underline{U}_a$  abgegriffen.

Bild 2.4-1 zeigt die Verschaltung der zum Einsatz kommenden Stelltransformatoren. Durch diese Verschaltung ist es möglich, eine Spannung  $\underline{U}_a$  und eine Spannung  $\underline{U}_b$  zu erzeugen, welche um  $90^\circ$  zueinander phasenverschoben sind. Die Spannung  $\underline{U}_a$  liegt in Phase zur Außenleiterspannung L3. Die Spannung  $\underline{U}_b$  wird zwischen den Ausgangsklemmen U2 und V2 des dreiphasigen Transformators abgegriffen. Wie das Zeigerdiagramm (Bild 2.4-2) zeigt, ergibt sich durch geometrische Subtraktion der Sekundärspannungen  $\underline{U}_{U2}$  und  $\underline{U}_{V2}$  die Spannung  $\underline{U}_b = \underline{U}_{U2} - \underline{U}_{V2}$  senkrecht und nacheilend zu  $\underline{U}_a$ .

### 3. Belastungseinrichtung

#### 3.1. Indirekte Momentenmessung

Steuerung der Belastungsmaschine  
Umrichter rückseitig

Wicklungsanschlüsse  
des Kondensatormotors

Betriebs-  
kondensator

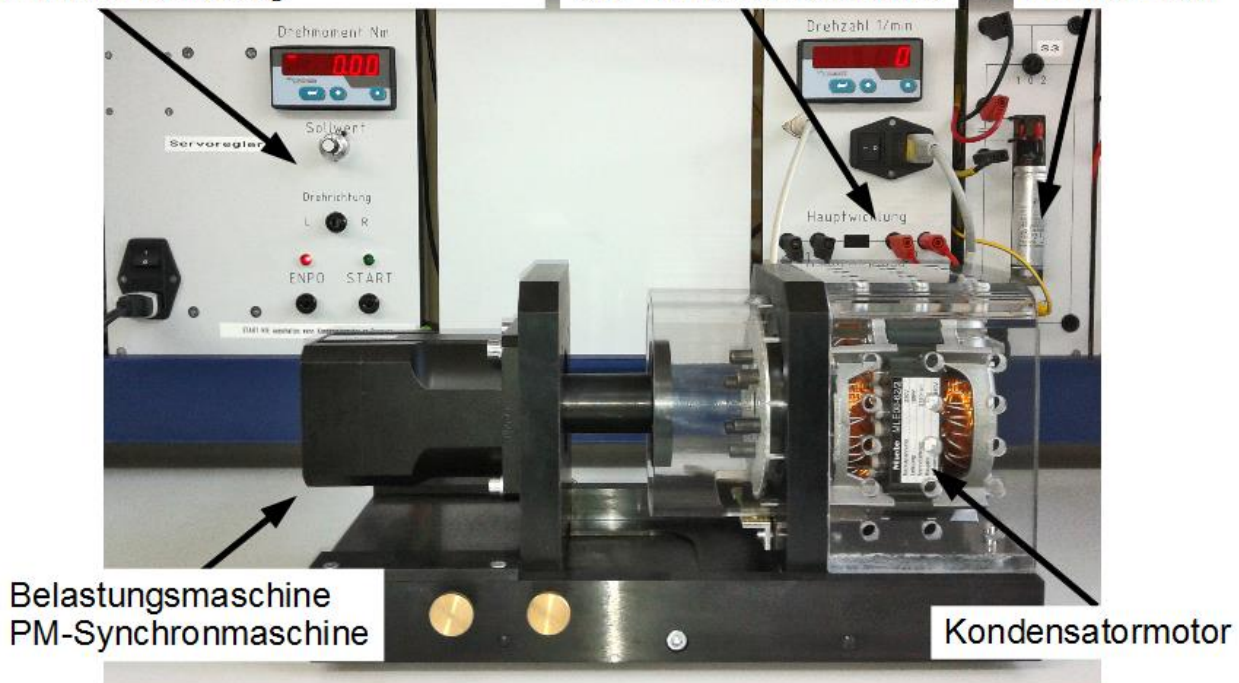


Bild 3.1-1: Die PM-Synchron-Belastungsmaschine (Servomotor) und der Kondensatormotor

In dem Versuchsstand Bild 3.1-1 wird ein permanentmagneterregter Synchron-Servomotor mit Spannungszwischenkreis-Umrichter zur gleichzeitigen Belastung des Kondensatormotors und zur Messung dessen Drehmoments  $M_e$  verwendet. Der angezeigte Drehmoment-Istwert  $M_e$  (Luftspalmmoment) wird entsprechend Gleichung 3.1-1 aus dem vom Umrichter gemessenen Servomotor-Sinusstrom (Scheitelwert  $\hat{I}_q$ ) und der sinusförmig sich ändernden Ständer-Flussverkettung (Scheitelwert  $\Psi_p$ ) durch die Läufer-Magnete über die Drehmomentkonstante  $k_M$  errechnet.

$$M_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_p \cdot \hat{I}_q = k_M \cdot \hat{I}_q \quad (3.1-1)$$

$$k_M = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_p \quad (3.1-2)$$

Die Temperaturabhängigkeit der Remanenzflussdichte der Magnete beeinflusst die Flussverkettung  $\Psi_p$  und damit die Drehmomentkonstante (steigende Temperatur senkt  $k_M$ ), kann aber hier vernachlässigt werden, da sich die Belastungs-Maschine im Rahmen des Versuchs nur gering erwärmt. Parasitäre bremsende Momente des Servomotors sind bei dieser Messmethode nicht erfassbar. Diese bestehen hauptsächlich aus dem Reibmoment der Lager und der Luftreibung des Servomotors. Diese Zusatzmomente liegen hier im relevanten Drehzahlbereich  $3000/\text{min} > n > 2000/\text{min}$  bei  $M_{fr} = 0,13 \text{ Nm}$  (im Mittel über den Drehzahlbereich) und müssen zu den gemessenen Werten  $M_e$  wegen des Generatorbetriebs der Belastungsmaschine addiert werden:  $M = M_e + M_{fr}$ .

### 3.2. Bedienung der Belastungsmaschine (Servomotor)

Vor Aktivierung der Belastungsmaschine muss stets sichergestellt werden, dass das Sollwertpotentiometer für das Drehmoment auf Linksanschlag (Null) gedreht ist. Durch Einschalten des Schalters ENPO wird die Endstufe des Servomotor-Umrichters frei geschaltet. Durch Einschalten des Schalters START wird die Drehmomentregelung des Servomotors aktiviert. **Abhängig von der Stellung des Sollwertpotentiometers kann die Belastungsmaschine jetzt**

---

**anlaufen!** Eine Erhöhung des Sollwerts führt bei abgekuppeltem oder ungespeistem Kondensatormotor dazu, dass die Belastungsmaschine bis auf ca.  $\pm 3000 \text{ min}^{-1}$  beschleunigt. Wird der angekuppelte Kondensatormotor gespeist, wird er abhängig von der Stellung des Drehrichtungsschalters entweder in dessen Drehrichtung angetrieben oder entgegen seiner Drehrichtung belastet. Die Drehrichtung eines Motors ist in Draufsicht auf das offene Wellenende definiert. ( $\odot$  Rechtslauf im Uhrzeigersinn, positiv ;  $\ominus$  Linkslauf im Gegenuhrzeigersinn, negativ).

Beispiel 3.2-1:

Wird der Kondensatormotor gespeist, so dass sich der Maschinensatz aus Sicht des Kondensatormotors rechts herum dreht, muss die Belastungsmaschine aus ihrer Sicht ein Drehmoment in Drehrichtung „Rechts“ aufbringen, um den Kondensatormotor zu belasten.

---

## 4. Versuchsdurchführung

---

Arbeiten an der Verkabelung des Prüfstands dürfen nur vorgenommen werden, wenn der Hauptschalter S1 (Bild V2) **ausgeschaltet** ist. Der Hauptschalter S1 darf nur mit Erlaubnis des Betreuers eingeschaltet werden. Die Einstellknöpfe der Transformatoren müssen zu Beginn immer auf Linksanschlag (Null) gedreht sein. Es ist zu Beginn darauf zu achten, dass sämtliche Schutzleiteranschlüsse mit der Schutzleitersammelschiene verbunden sind.

Der Schaltungsaufbau erfolgt nach Bild V2 ab den Sekundärklemmen der Stell-Transformatoren. Sie ist möglichst übersichtlich aufzubauen, da sie für alle nachfolgenden Messungen verwendet wird. Je nach Stellung der Schalter S2 und S3 (Bild V2) kann der Motor sowohl als Einphasenmotor mit und ohne Betriebskondensator als auch als zweisträngiger Drehstrommotor am angepassten 2-Phasen-System betrieben werden.

### 4.1. Leerlaufmessungen (Zweiphasenmotor)

Für die Leerlaufmessungen muss die Belastungsmaschine mechanisch abgekuppelt und die „Servoregler“-Tafel ausgeschaltet sein.

#### 4.1.1. Speisung des Strangs a; Strang b offen

Der Motor wird als Kondensatormotor betrieben. Dazu ist Schalter S2 auf „2“, Schalter S3 auf „1“ zu schalten.

Die Ausgangsspannung U2-V2 des 3-Phasen-Stelltransformators ist nun die Spannung  $U_a$ . Sie wird auf  $U_a \approx 200\text{V}$  erhöht, bis der Motor angelaufen ist. Wenn der Motor angelaufen ist, wird die Speisespannung wieder auf null reduziert. Der Motor läuft langsam aus.

Solange der Motor ausläuft, wird Schalter S2 auf „1“ gestellt, Schalter S3 auf „0“ geschaltet.

Strang **a** wird dadurch mit dem Spartransformator gespeist. Strang **b** ist geöffnet.

Im Bereich  $240\text{V} \geq U_a \geq 60\text{V}$  sind in 20 V-Schritten zu messen:  $I_{a0}, P_{a0}, U_{b0}, n$ , jeweils als Funktion von  $U_a$ . Es sollten in der Messreihe unbedingt die Drehzahlen  $n_1=2953 \text{ min}^{-1}$  und  $n_2=2955 \text{ min}^{-1}$  enthalten sein.

$$I_{a0} = f_i(U_a), P_{a0} = f_p(U_a), U_{b0} = f_u(U_a), n = f_n(U_a)$$

Am Ende der Messung wird die Ausgangsspannung des Spartransformators wieder auf null gedreht. Der Wechsel zum nächsten Versuchsteil muss zügig verlaufen, damit der Motor nach Änderung der Schaltung wieder anläuft.

#### 4.1.2. Speisung des Strangs b; Strang a offen

Strang **b** wird mit dem 3-Phasen-Transformator einphasig gespeist. Strang **a** wird geöffnet. Dazu muss Schalter S2 auf „0“, Schalter S3 auf „2“ geschaltet werden. Im Bereich  $300V \geq U_b \geq 100V$  sind in 20 V-Schritten zu messen:

$I_{b0} = f_i(U_b)$ ,  $P_{b0} = f_p(U_b)$ ,  $U_{a0} = f_u(U_b)$ ,  $n = f_n(U_b)$ . Es sollten in der Messreihe unbedingt die Drehzahlen  $n_1=2953 \text{ min}^{-1}$  und  $n_2=2955 \text{ min}^{-1}$  enthalten sein. Am Ende der Messung ist die Ausgangsspannung des 3-Phasen-Stelltransformators wieder auf null zu drehen.

## 4.2. Kurzschlussmessungen (Zweiphasenmotor); stehende Welle

Der Kondensator-Motor wird in diesem Versuchsteil bei Läuferstillstand betrieben. Der Motor befindet sich somit im Kurzschlusspunkt  $s = 1$  (auch Anlaufpunkt genannt). Strang **a** wird mit dem Spartransformator gespeist. Strang **b** wird geöffnet. Dazu wird Schalter S2 auf „1“, Schalter S3 auf „0“ geschaltet.

Im Bereich  $50V \leq U_a \leq 130V$  sind in 10 V-Schritten zu messen:

$$I_a = f_i(U_a), P_a = f_p(U_a)$$

Am Ende der Messung wird die Ausgangsspannung des Spartransformators wieder auf Null gedreht.

## 4.3. Belastungsversuche (Zweiphasenmotor)

Der Kondensatormotor und die Belastungsmaschine werden aneinander gekoppelt. Dabei federt die Welle des Kondensatormotors zurück. Bevor die Belastungsmaschine arretiert wird, muss der Läufer wieder zurück gefedert sein, um Beschädigungen zu vermeiden!

Der Kondensatormotor wird jeweils bis zu seinem Kippunkt belastet. Dieser ist dadurch zu erkennen, dass das Drehmoment trotz zurückgehender Drehzahl nicht mehr steigt. Kippt der Kondensatormotor (Drehzahl bricht zusammen, Ströme werden schnell größer), muss der Drehmomentsollwert **SOFORT** auf null reduziert werden, um eine Überlastung des Kondensatormotors zu vermeiden. Zur Bedienung der Belastungsmaschine: siehe Kapitel 3.

### 4.3.1. Betrieb am angepassten 2-Phasen-Spannungssystem

Aus den Leerlaufmessungen 4.1.1. und 4.1.2. ist zunächst das Strangübersetzungsverhältnis

$$\ddot{u}_s = \sqrt{\frac{U_{b0}}{U_a} \cdot \frac{U_b}{U_{a0}}} \quad (4.3-1)$$

für die Drehzahl  $n_1=2953 \text{ min}^{-1}$  und, als Kontrollwerte, für die Drehzahl  $n_2=2955 \text{ min}^{-1}$  zu ermitteln. Damit ergibt sich wegen des asymmetrisch gewickelten Kondensatormotors das angepasste Zweiphasen-Spannungssystem zu:

$$U_a = U_{aN} = 230V$$

$$U_b = \ddot{u}_s \cdot 230V$$

Strang **a** wird vom Spartransformator gespeist, Strang **b** wird vom 3-Phasen-Stelltransformator gespeist (siehe Kapitel 2.4.). Dazu wird Schalter S2 auf „1“, Schalter S3 auf „2“ geschaltet.

Die Spannungen  $U_a$ ,  $U_b$  werden anschließend entsprechend der Berechnung auf  $U_a = 230V$ ,  $U_b = \ddot{u}_s \cdot U_a$  eingestellt. Dies muss möglichst gleichzeitig erfolgen!

Die Einstellung der Belastung erfolgt über den Drehmomentsollwert der Belastungsmaschine.

Zu messen sind:

$$I_a = f_{ia}(n), P_a = f_{pa}(n), I_b = f_{ib}(n), P_b = f_{pb}(n), M = f_m(n)$$

Dabei ist es sinnvoll, das Drehmoment so zu erhöhen, dass die Drehzahl zum jeweils nächsten Messpunkt um  $50 \text{ min}^{-1}$  sinkt. Läuft der Motor „laut“ oder „leise“?

Am Ende der Messung müssen die Ausgangsspannungen beider Transformatoren wieder möglichst gleichzeitig auf null gedreht werden.



### 4.3.2. Einsträngig - einphasiger Betrieb

Der Motor wird mit Hilfe der Belastungsmaschine (Servomotor) angetrieben. Durch die Vorgabe eines Drehmomentensollwerts beschleunigt der Maschinensatz auf etwa  $3000 \text{ min}^{-1}$ .

Strang **a** wird mit dem Spartransformator gespeist, Strang **b** ist offen, damit der Kondensatormotor einsträngig gespeist wird. Dazu wird Schalter S2 auf „1“, Schalter S3 auf „0“ geschaltet.

$$U_a = U_{aN} = 230V$$

Der Drehmomentensollwert wird wieder auf 0 reduziert. Durch Umschalten der Drehrichtung der Belastungsmaschine kann jetzt wieder ein bremsendes Moment erzeugt werden.

Zu messen sind:

$$I_a = f_i(n), P_a = f_p(n), U_b = f_u(n), M = f_m(n)$$

Dabei ist es sinnvoll, das Drehmoment so zu erhöhen, dass die Drehzahl zum jeweils nächsten Messpunkt um  $50 \text{ min}^{-1}$  sinkt. Läuft der Motor im Vergleich zu 4.3.1 „lauter“ oder „leiser“?

Am Ende der Messung muss die Ausgangsspannung des speisenden Spartransformators wieder auf null gedreht werden.

### 4.3.3. Betrieb als Kondensatormotor

Strang **a** und **b** werden von einer Phase eines Dreiphasig-Stelltransformators gespeist, wobei in der Phase b der Kondensator in Reihe geschaltet ist. Dazu wird Schalter S2 auf „2“, Schalter S3 auf „1“ geschaltet.

$$U_a = U_{aN} = 230V$$

Zu messen sind:

$$I_a = f_{ia}(n), P_a = f_{pa}(n), U_b = f_{ub}(n), I_b = f_{ib}(n), P_b = f_{pb}(n), U_C = f_u(n), I_{ges} = f_{ig}(n), M = f_m(n)$$

Dabei ist es sinnvoll, das Drehmoment so zu erhöhen, dass die Drehzahl zum jeweils nächsten Messpunkt um  $50 \text{ min}^{-1}$  sinkt. Wie ändert sich das Motorgeräusch in Vergleich zu 4.3.2?

Am Ende der Messung muss die Ausgangsspannung des 3-Phasen-Stelltransformators wieder auf null gedreht werden.

## 4.4. Messung der Anzugsmomente (Zweiphasenmotor)

Die folgenden Versuchsteile werden bei auf 52% reduzierten Strangspannungen durchgeführt, um die sonst zu hohen Anlaufströme in der Ständerwicklung des Kondensatormotors zu verringern. Daher ist das Kippen des Motors unbedenklich. Nach dem Anlauf des Prüflings wird der Drehmomentensollwert solange erhöht, bis der Prüfling kippt und ausläuft. Der Drehmomentensollwert wird nun so eingestellt, dass die Welle stehen bleibt. Der Mittelwert zwischen dem Moment, bei dem der Kondensatormotor nach links losläuft und dem, bei dem er nach rechts losläuft, wird als dessen Anzugsmoment (bei verringerter Spannung  $M'_1$  genannt) verwendet.

### 4.4.1. Anzugsmoment bei angepasstem 2-Phasen-Spannungssystem

Strang **a** wird vom Spartransformator gespeist, Strang **b** wird vom 3-Phasen-Stelltransformator gespeist (siehe Kapitel 2.4.). Dazu wird Schalter S2 auf „1“, Schalter S3 auf „2“ geschaltet.

Bei Speisung mit  $U_a = 0,52 \cdot U_{aN} = 120V$  und  $U_b = \ddot{u}_s \cdot 120V$  sind die Anzugsmomente  $M'_{1,\min}$  und  $M'_{1,\max}$  zu messen. Die Spannungen müssen wieder möglichst gleichzeitig eingestellt werden.

Am Ende der Messung werden zuerst der Drehmomentensollwert und dann die Ausgangsspannungen der Transformatoren auf null gedreht.

### 4.4.2. Anzugsmoment bei Betrieb als Kondensatormotor

---

Strang **a** und **b** werden vom 3-Phasen-Stelltransformator gespeist. In Strang **b** ist der Kondensator  $C$  geschaltet. Dazu wird Schalter  $S_2$  auf „2“, Schalter  $S_3$  auf „1“ geschaltet.

Bei Speisung mit  $U_a = 0,52 \cdot U_{aN} = 120V$  sind die Anzugsmomente  $M'_{IC,min}$  und  $M'_{IC,max}$  zu messen. Am Ende der Messung muss die Ausgangsspannung des Transformators auf null gedreht werden.

#### 4.5. Messung mit dem Spaltpolmotor

Der Spaltpolmotor ist über den Stelltransformator mit veränderlicher Spannungsamplitude bei 50 Hz im Leerlauf (also ungekuppelt) zu betreiben. Zunächst ist festzustellen, ab welcher Minimalspannung, von Null her kommend, der Motor anläuft, und auf welche „Schleiddrehzahl“. Dazu ist die digitale optische Drehzahlmessung über den reflektierenden Streifen am Motorwellenende zu verwenden. Bis zu welcher höheren Spannung bleibt der Motor in diesem „Schleiddrehzahlbereich“? Auf welche Drehzahl läuft er dann hoch? Wie groß ist diese Drehzahl bei Erreichen der Nennspannung 230 V? Beim anschließenden Absenken der Spannung: Bis zu welcher Spannung bleibt der Motor in diesem oberen Drehzahlbereich? Was passiert beim Unterschreiten dieser Spannung?

Messen Sie danach die Stromaufnahme, die Wirkleistungsaufnahme und die Drehzahl in Abhängigkeit der Spannung bei Abnahme der Spannung von 110% der Nennspannung (253 V) auf 100 V in 20 V-Schritten.

#### Versuchsende:

Beim Verlassen des Prüfstands bitte darauf achten, dass auch die **Multimeter ausgeschaltet** sind!

---

### 5. Ausarbeitung

---

Der Ablauf jeder Messung ist bei der zugehörigen Auswertung kurz zu beschreiben.

#### 5.1. Leerlaufmessungen (Zweiphasenmotor)

##### Zu 4.1.1 Speisung des Strangs a; Strang b offen (12P)

Die Messwerte  $I_{a0} = f_i(U_a)$ ,  $P_{a0} = f_p(U_a)$ ,  $U_{b0} = f_u(U_a)$ ,  $n = f_n(U_a)$  sind tabellarisch aufzuführen.

Die vier zugehörigen Diagramme sind zu zeichnen, und die Kurvenverläufe zu diskutieren.

#### 5.2. Kurzschlussmessungen (Zweiphasenmotor); stehende Welle (13P)

Die Messwerte  $I_a = f_i(U_a)$ ,  $P_a = f_p(U_a)$  sind tabellarisch aufzuführen. Die zwei zugehörigen Diagramme sind zu zeichnen und die Kurvenverläufe zu diskutieren.

#### 5.3 Belastungsversuche (Zweiphasenmotor)

Es sei an dieser Stelle daran erinnert, dass die gemessenen Drehmomente bei drehendem Maschinensatz um +0,13 Nm korrigiert werden müssen (siehe 3.1):  $M_{korrr} = M + 0,13Nm$ .

##### Zu 4.3.1. Betrieb am angepassten 2-Phasen-Spannungssystem (10P)

Die Mess- und Rechenwerte

$$I_a = f_{ia}(n), P_a = f_{pa}(n), I_b = f_{ib}(n), P_b = f_{pb}(n), M = f_m(n), M_{Korr} = f_{mK}(n), \cos \varphi_a = f_c(n)$$

sind tabellarisch aufzuführen. Der Verlauf der Ströme  $I_a = f_{ia}(n)$ ,  $I_b = f_{ib}(n)$  ist in ein gemeinsames Diagramm zu zeichnen.

### Zu 4.3.2. Einsträngig - einphasiger Betrieb (10P)

Die Mess-/Rechenwerte  $I_a = f_i(n)$ ,  $P_a = f_p(n)$ ,  $U_b = f_u(n)$ ,  $M = f_m(n)$ ,  $M_{\text{Korr}} = f_{mK}(n)$ ,  $\cos \varphi_a = f_c(n)$  sind tabellarisch aufzuführen. Der Verlauf der Spannung  $U_b = f_u(n)$  ist in einem Diagramm darzustellen und zu diskutieren.

### Zu 4.3.3. Betrieb als Kondensatormotor (15P)

Die Mess-/Rechenwerte

$$I_a = f_{ia}(n), P_a = f_{pa}(n), U_b = f_{ub}(n), I_b = f_{ib}(n), P_b = f_{pb}(n), U_C = f_{uC}(n), I_{\text{ges}} = f_{ig}(n),$$

$$P_{\text{ges}} = f_{pg}(n), M = f_m(n), M_{\text{Korr}} = f_{mK}(n), \cos \varphi_a = f_c(n), \cos \varphi_{\text{ges}} = f_{cg}(n)$$

sind tabellarisch aufzuführen. Der Verlauf der Ströme  $I_a = f_{ia}(n)$ ,  $I_b = f_{ib}(n)$ ,  $I_{\text{ges}} = f_{ig}(n)$  ist vergleichend in ein Diagramm zu zeichnen und zu diskutieren, indem mit den Kurven aus Bild 1.5-8 verglichen wird. Weiter ist der Verlauf der Spannungen  $U_b = f_{ub}(n)$ ,  $U_C = f_{uC}(n)$  zu zeichnen und im Vergleich mit den Kurven aus Bild 1.5-6 zu diskutieren.

Der Wirkungsgrad  $\eta = P_{m,\text{out}} / P_{e,\text{in}}$  und der Schlupf des Kondensatormotors sind bei Nenndrehzahl ( $n_N = 2780 \text{ min}^{-1}$ ) zu bestimmen und anzugeben.

Mit Hilfe der Gleichung (1.5-11) ist der Kondensatorwert  $C_N$  bei Nenndrehzahl zu bestimmen. Dieser Wert ist zu vergleichen mit dem am Prüfstand vorhandenen Kondensatorwert  $C$ .

### Vergleich der Belastungsversuche (20P)

Vergleichend sind die Kurven  $I_a = f_i(n)$ ,  $P_a = f_p(n)$ ,  $M = f_m(n)$ ,  $\cos \varphi_a = f_c(n)$  der Versuche 4.3.1., 4.3.2., 4.3.3. in je ein Diagramm einzutragen, so dass je ein Diagramm für Strom  $I$ , Leistung  $P$ , Drehmoment  $M$  und  $\cos \varphi$  entsteht. Weiter ist in das Stromdiagramm  $I_{\text{ges}} = f_{ig}(n)$  von Versuch 4.3.3. einzutragen, in das Leistungsdiagramm  $P_b = f_p(n)$  von Versuch 4.3.1. und 4.3.3., und in das Leistungsfaktordiagramm  $\cos \varphi_{\text{ges}} = f_{cg}(n)$  von Versuch 4.3.3. Die vier Diagramme sind mit Blick auf die unterschiedlichen Spannungsversorgungen und im Vergleich zu den theoretischen Kurven in Bild 1.5-9 zu diskutieren.

## 5.4 Anzugsmomente (Zweiphasenmotor) (10P)

### Zu 4.4.1. Anzugsmoment bei angepasstem Spannungssystem

Das Drehmoment ist gemäß (1.5-15) proportional zum Stromprodukt und daher quadratisch abhängig von der Speisespannung. Aus den gemessenen Werten ist das Anzugsmoment des Motors daher quadratisch mit der Spannung entsprechend (5.3-1) für den Betrieb an Nennspannung zu berechnen.

$$M_1 = \frac{1}{0,52^2} \cdot \frac{M'_{1,\text{min}} + M'_{1,\text{max}}}{2} \quad (5.3-1)$$

### Zu 4.4.2. Anzugsmoment bei Betrieb als Kondensatormotor

Aus den gemessenen Werten ist das Anzugsmoment des Motors entsprechend (5.3-2) für den Betrieb an Nennspannung zu berechnen.

$$M_{IC} = \frac{1}{0,52^2} \cdot \frac{M'_{IC,\min} + M'_{IC,\max}}{2} \quad (5.3-2)$$

## Vergleich der Anzugsmomente

Es sind die Quotienten  $M_1/M_N$  und  $M_{IC}/M_N$  zu bestimmen. Das Ergebnis (im Vergleich) ist zu diskutieren. Das Nennmoment  $M_N$  ist aus den Daten des Leistungsschildes des Kondensatormotors zu berechnen.

## 5.5 Vollständige Symmetrierung im Anlaufpunkt (Zweiphasenmotor) (10P)

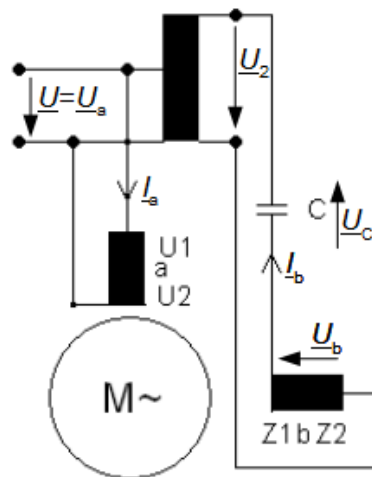


Bild V1: Schaltung zur vollständigen Symmetrierung des Kondensatormotors im Anlaufpunkt

Für eine vollständige Symmetrierung des untersuchten Motors im Anlaufpunkt muss zusätzlich zu einem Anlaufkondensator ein Spartransformator verwendet werden, da wegen der zwei erforderlichen Bedingungen (Durchflutung in beiden Strängen bei  $s = 1$  (a) gleich groß und (b) um  $90^\circ$  el. phasenverschoben) zwei Freiheitsgrade einstellbar sein müssen. Der Freiheitsgrad „Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_s$ “ ist aber schon für den Nennpunkt  $s_N$  optimiert worden, so dass für  $s = 1$  über eine variable Spannung zusätzlich eingegriffen werden muss. Über den Kondensator wird die Bedingung (b) eingestellt, über den Spartransformator die Bedingung (a). Obwohl wegen der hohen Zusatzkosten diese Lösung praktisch nicht realisiert wird, soll sie hier theoretisch berechnet werden. Um die Bedingungen an ein kreisförmiges Feld  $\underline{U}_b = -j\ddot{u}_s \underline{U}_a$  und  $\underline{I}_b = -j(1/\ddot{u}_s) \underline{I}_a$  (passend zur Schaltung von Bild V1) beim Anlauf erfüllen zu können, muss wegen der unsymmetrischen Stränge der Strang **b** nicht wie in Bild 2.3-1 mit  $\underline{U}_b$  gespeist werden, sondern mit einer höheren Spannung. Dies ist mit einem Spartransformator nach Bild V1 möglich.

Wie groß müssen das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_T = \underline{U}_2/\underline{U}$  des Spartransformators und der Anlaufkondensator gewählt werden, um den untersuchten Motor für den Anlauf ( $s=1$ ) bei  $U_N = 230V$  zu symmetrieren und somit maximales Anlaufmoment zu erreichen? Die gesuchten Werte  $C$  und  $\ddot{u}_T$  (Übersetzungsverhältnis des Spartransformators) sind mit der beschriebenen graphischen Lösung 2.3.3. mit extrapolierten Werten aus dem Kurzschlussversuch zu ermitteln.

## 5.6 Messung mit dem Spaltpolmotor (20P)

Dokumentieren Sie mit einer  $M(n)$ -Skizze ähnlich wie in Bild 1.2-6 bis 1.2-8 das Anlauf- und Abbremsverhalten des Spaltpolmotors bei Spannungserhöhung von Null auf Nennspannung und

---

anschließender Absenkung bis zum Motorstillstand. Geben Sie die entscheidenden gemessenen Spannungs- und Drehzahlwerte an und interpretieren Sie kurz das Ergebnis!

Tragen Sie die gemessene Spannung, die gemessene Stator-Wirkleistung und den berechneten Leistungsfaktor über dem gemessenen Statorstrom auf und geben Sie den dabei auftretenden Drehzahlbereich an!

---

## 6 Literatur

---

- [1] Fischer, R.: Elektrische Maschinen, Hanser, München, 12. Auflage, 2004
- [2] Bödefeld, Th.; Sequenz, H: Elektrische Maschinen. 8. Aufl. Springer-Verlag, Wien, New York 1971.
- [3] Richter, A.: Einphasenmotor. AEG-Telefunken Handbücher, Bd. 4., 2. Aufl., Elitera-Verlag, Berlin 1972.
- [4] Rentzsch, H.: Elektromotoren – Electric motors. 4. Auflage, ABB-Fachbuch, ABB-Drives AG, Turgi, Schweiz 1992.
- [5] Štepina, J.: Die Einphasenasynchronmotoren. Springer-Verlag, Wien, New York 1982.
- [6] Richter, R.: Elektrische Maschinen IV. 2. Aufl. Verlag Birkhäuser, Basel, Stuttgart 1954.

## Achtung Netzanschluss 3x400V 50Hz

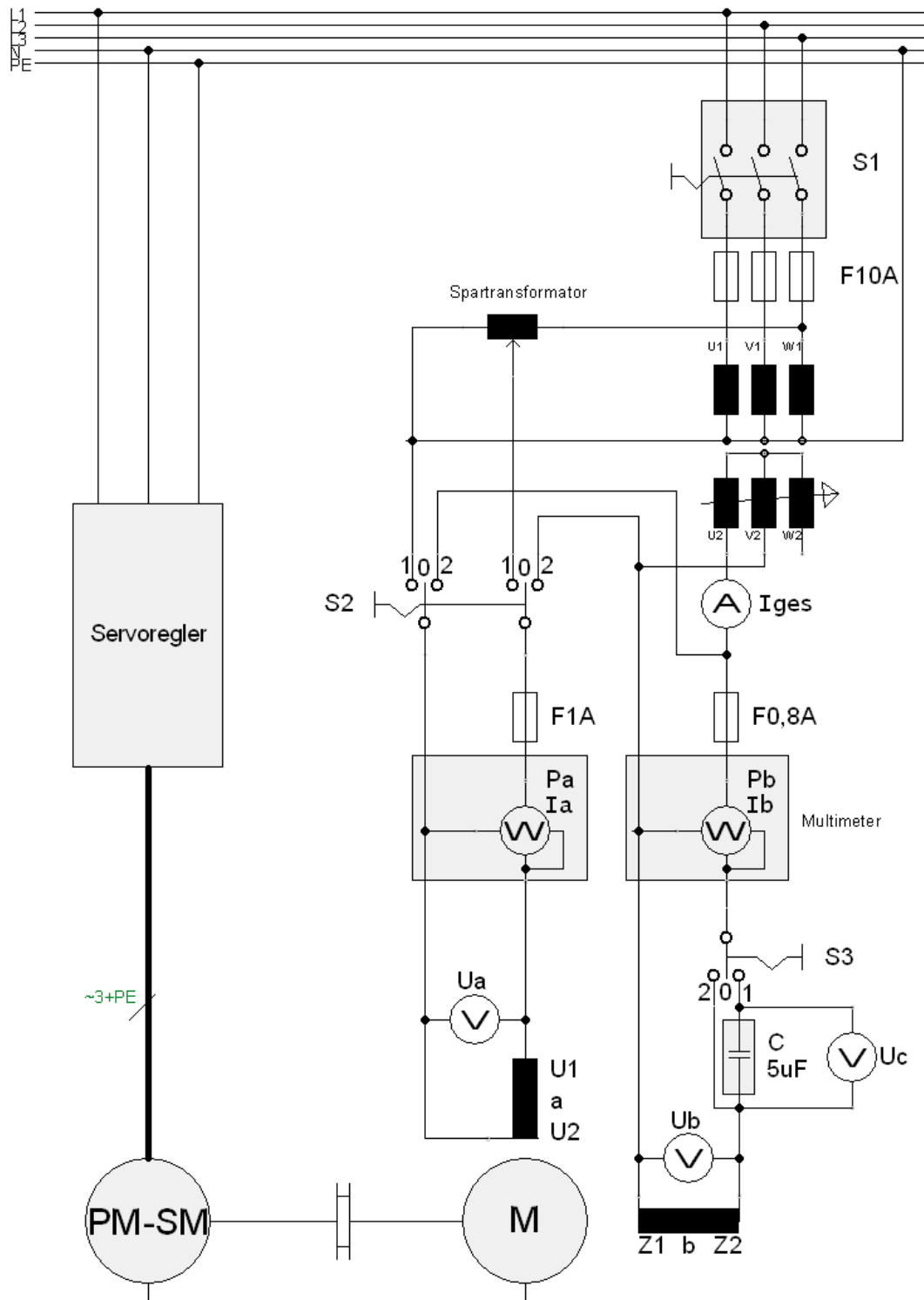


Bild V2: Schaltplan zum Versuchsaufbau (PM-SM: Belastungsmaschine, M: Kondensatormotor)