

## **Projekt 4**

### **Untersuchung des Betriebsverhaltens einer umrichter gespeisten Asynchronmaschine**

# Inhaltsverzeichnis

- 1 Lernziel und Lernziel
- 2 Theoretische Grundlagen
  - 2.1 Stationäres Betriebsverhalten des Asynchronmotors am Netz variabler Spannung und Frequenz
    - Betrieb bei konstantem Luftspaltfluß  $\Psi_h$
    - Feldschwächbetrieb
  - 2.2 Umrichter – Übersicht
    - Zwischenkreisumrichter mit eingprägtem Strom
    - Zwischenkreisumrichter mit eingprägter Spannung
    - Pulsumrichter
  - 2.3 Verluste der umrichtergespeisten Asynchronmaschine
- 3 Versuchsdurchführung
  - 3.1 Aufbau der Experimentiereinrichtung
    - Inbetriebnahme des Versuchsaggregates
  - 3.2 Messungen
    - Aufnahme der  $U = g(f_1)$  Kennlinie
    - Nennbetrieb der Asynchronmaschine, Aufnahme der Grund - und Oberschwingungen
    - Aufnahme der Drehmoment – Drehzahlkennlinien, Belastungskennlinien
    - Betrieb der Asynchronmaschine mit Drehzahlregelung

# 1 Lernziel und Lernziel

## Hauptziel

Untersuchung des Betriebsverhaltens eines umrichter gespeisten, drehzahlveränderlichen Asynchronmotors.

## Lernziel

- Stationäres Betrieb am Netz variabler Spannung und Frequenz
- Betriebsweise von Umrichtern
- Messung stationärer Kennlinien im Experiment

## 2 Theoretische Grundlagen

Die Drehstrom-Asynchronmaschine mit Käfigläufer ist aufgrund ihres einfachen und robusten Aufbaus die am häufigsten eingesetzte elektrische Antriebsmaschine.

Im Gegensatz zur Gleichstrommaschine ist sie praktisch wartungsfrei, da sie weder einen Kommutator noch Schleifringe besitzt. Die Nachteile der Asynchronmaschine liegen jedoch in der starren Bindung an die Netzfrequenz und der daraus resultierenden schwierigeren Regelbarkeit der Drehzahl.

Aus der Schlupfdefinition  $s = \frac{n_s - n}{n_s}$  folgt die Beziehung

$$n = n_s \cdot (1-s) = \frac{f_1}{Z_p} \cdot (1-s) = \frac{f_1}{Z_p} \cdot \left(1 - \frac{P_{2V}}{P_\delta}\right) \quad (2-1)$$

mit

- $n_s$  - Synchrondrehzahl
- $s$  - Schlupf
- $f_1$  - Ständerfrequenz
- $Z_p$  - Polpaarzahl
- $P_{2V}$  - Läuferverlustleistung
- $P_\delta$  - Drehfeldleistung

Daraus lassen sich die wichtigsten Möglichkeiten zur Drehzahlveränderung einer Asynchronmaschine ableiten:

- Änderung der Polpaarzahl  $Z_p$
- Änderung des Schlupfes  $s$  durch
  - Absenken der Ständerspannung,
  - Läuferwiderstände,
  - Energierückspeisung aus dem Läufer ins Netz. } bei Schleifringläufermotoren

Die beiden ersten Verfahren sind wegen  $P_{2V} = P_\delta \cdot s$  verlustabhängig.

- Änderung der Ständerfrequenz  $f_1$  durch Umrichterschaltungen der Leistungselektronik  
Eine drehzahlregelbare Asynchronmaschine benötigt also einen Umrichter, der in der Lage ist, die Frequenz  $f_1$  und die Spannung  $U_1$  an den Maschinenklemmen kontinuierlich zu verändern.

## 2.1 Stationäres Betriebsverhalten des Asynchronmotors am Netz variabler Spannung und Frequenz

Der Einfluß der Ständerfrequenz  $f_1$  auf das stationäre Betriebsverhalten des Asynchronmotors läßt sich anhand der bekannten stationären Gleichungen verdeutlichen.

Dabei müssen alle Reaktanzen durch das Produkt  $\omega L$ , d.h. durch die Ständerkreisfrequenz und der betreffenden Induktivität ersetzt werden. Damit erhält man das folgende Gleichungssystem der Asynchronmaschine für den stationären, symmetrischen Betrieb:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1 \cdot \underline{I}_1 + j\omega_1 L_{1\sigma} \cdot \underline{I}_1 + j\omega_1 L_h \cdot (\underline{I}_1 + \underline{I}_2') \\ 0 &= R_2'/s \cdot \underline{I}_2' + j\omega_1 L_{2\sigma}' \cdot \underline{I}_2' + j\omega_1 L_h \cdot (\underline{I}_1 + \underline{I}_2') \end{aligned} \quad (2.1-1)$$

Dabei bedeuten die gestrichen Größen, daß sie auf die Ständerseite bezogen sind, was einem Übersetzungsverhältnis der effektiven Windungszahlen von Ständer und Läufer gleich 1 entspricht.

Daraus ergibt sich das vereinfachte einphasige Ersatzschaltbild zu:

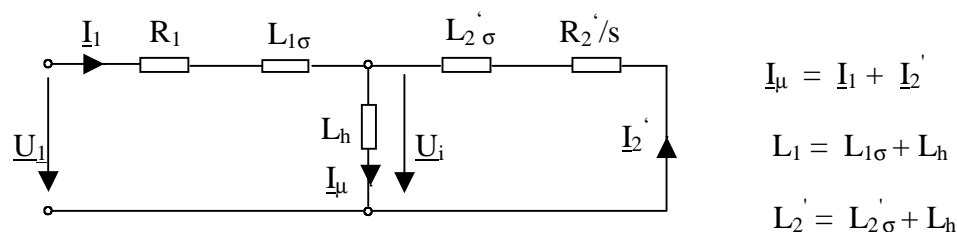


Bild 1. Vereinfachtes einphasiges Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine bei variabler Spannung und Frequenz

Dabei bedeuten

- $U_1, U_i$  - Klemmenspannung und induzierte Spannung (Stranggrößen)
- $I_1, I_2$  - Ströme im Ständer und Läufer (Stranggrößen)
- $I_\mu$  - Magnetisierungsstrom (Stranggröße)
- $R_1, R_2$  - Widerstände von Ständer und Läufer
- $L_{1\sigma}, L_{2\sigma}$  - Drehfeld-Streureaktanzen von Ständer und Läufer
- $L_h$  - Drehfeld-Hauptreaktanz

Bei dieser Darstellung wird nur die Grundschwingung berücksichtigt, d.h. alle Oberschwingungen, die von einem Umformer erzeugt werden, bleiben außer acht.

Mit  $\omega_{\text{mech}} = \frac{1}{Z_p} \cdot \omega_1 (1-s)$  und  $D_M = \frac{P_{\text{mech}}}{\omega_{\text{mech}}}$ ,

wobei

- $\omega_{\text{mech}}$  - Winkelgeschwindigkeit der Welle,
- $\omega_1$  - Kreisfrequenz des speisenden Netzes ( $\omega_1 = 2\pi \cdot f_1$ )
- $P_{\text{mech}}, D_M$  - Leistung und Drehmoment an der Welle,

folgt daraus für das Drehmoment

$$D_M = 3 \cdot Z_p \left( \frac{L_h}{L_1} \right)^2 \cdot \frac{U_1^2}{\omega_1} \cdot \frac{R_2 \cdot s}{\left( R_2 + \frac{L_2}{L_1} \cdot R_1 \cdot s \right)^2 + \left( \frac{R_1 \cdot R_2}{\omega_1 \cdot L_1} - \omega_1 \cdot \sigma \cdot L_2 \cdot s \right)^2} \quad (2.1-2)$$

mit dem totalen Streukoeffizient  $\sigma = 1 - \frac{L_h^2}{L_1 \cdot L_2}$ .

Für die Betrachtung des Drehmomentes bei variabler Ständerfrequenz wird der Schlupf mit der Beziehung  $s = \omega_2/\omega_1$  durch die Kreisfrequenzen ersetzt sowie der Ständerwiderstand  $R_1$  vernachlässigt

$$D_M = 3 \cdot Z_p \left( \frac{L_h}{L_1} \right)^2 \cdot \frac{U_1^2}{\omega_1^2} \cdot \frac{R_2 \cdot \omega_2}{R_2^2 + (\sigma \cdot L_2)^2 \cdot \omega_2^2} \quad (2.1-3)$$

Für  $U_1/\omega_1 = \text{konst.}$  ergibt sich das Drehmoment  $D_M = f(\omega_2)$  nach Bild 2

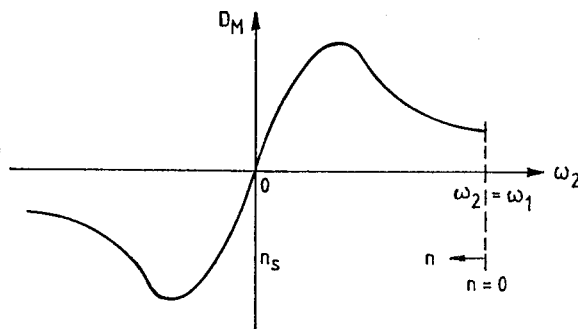


Bild 2: Drehmoment  $D_M$  in Abhängigkeit von der Kreisfrequenz  $\omega_2$  für  $U_1/\omega_1 = \text{konst.}$  und  $R_1 = 0$

Unter Beachtung des Zusammenhanges  $n = \frac{\omega_1 - \omega_2}{Z_p \cdot 2\pi}$  kann das Drehmoment

$D_M = f(n)$  bei variablem  $\omega_1$  für  $U_1/\omega_1 = \text{konst.}$  als Kennlinienschar dargestellt werden (s. Bild 3).  $D_{MK}$  ist hierbei das Kippmoment der Asynchronmaschine.

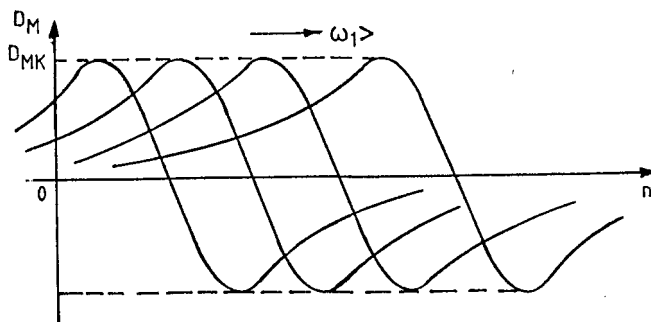


Bild 3: Drehmoment  $D_M$  in Abhängigkeit von der Drehzahl  $n$  für  $U_1/\omega_1 = \text{konst.}$  und  $R_1 = 0$

Die Vernachlässigung des Ständerwiderstandes  $R_1$  führt zu Fehlern, die umso größer werden,

je kleiner die Ständerfrequenz  $f_1$  ist. Die Auswirkung des Ständerwiderstandes  $R_1$  ersieht man aus Bild 4 im Vergleich mit Bild 3.

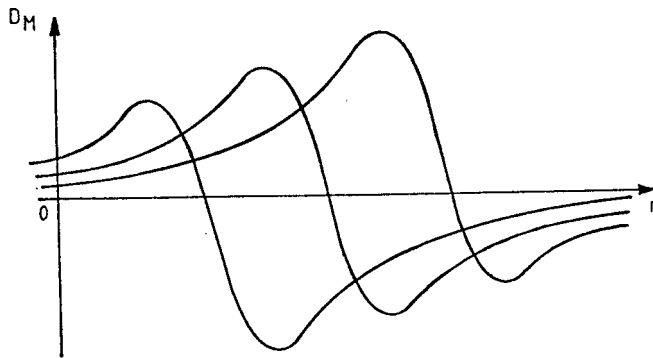


Bild 4: Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie für  $U_1/\omega_1$  konst. und  $R_1 \neq 0$

Die Absenkung der Kippmomente  $D_{MK}$  für kleine Ständerfrequenzen  $f_1$  in Bild 4 macht deutlich, daß in diesem Frequenzbereich die Ständerspannung  $U_1$  zum Erzielen ausreichender Drehmomente größer vorgegeben werden muß, als es dem Zusammenhang  $U_1/\omega_1 = \text{konst.}$  entspricht. Um im gesamten Frequenzbereich gleiche Kippmomente zu erzielen, muß der Zusammenhang zwischen  $U_1$  und  $\omega_1$  der Kennlinie in Bild 5 folgen.

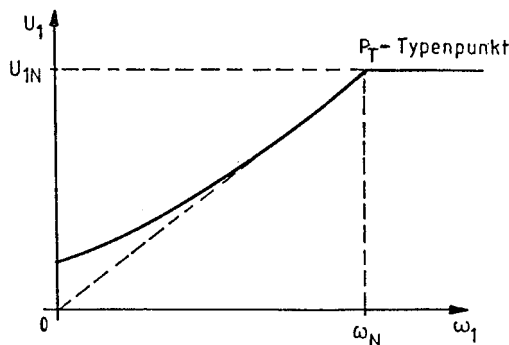


Bild 5: Kennlinie  $U_1 = f(\omega_1)$  für konstante Kippmomente  $D_{MK}$

Oberhalb des sog. Typenpunktes ist eine weitere Anhebung der Ständerspannung über die Nennspannung hinaus nicht möglich. Eine weitere Frequenzsteigerung bei konstanter Spannung  $U_1$  führt nach der Beziehung  $\Psi_h \approx U_1/\omega_1$  zu einer Schwächung des magnetischen Hauptflusses  $\Psi_h$  bzw. zu einer hyperbolisch verlaufenden Absenkung des Drehmomentes. Für das Drehmoment  $D_M$  können neben der Beziehung in Gleichung (2.1-3) noch die nachfolgenden Ausdrücke angegeben werden:

aus  $P_{2V} = P_\delta \cdot s = 3 \cdot R_2' \cdot I_2'^2$  bzw.  $P_\delta = 3 \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot I_2'^2$  folgt mit den Beziehungen

$\omega_2 = s \cdot \omega_1$ ,  $D_M = \frac{P_{\text{mech}}}{\omega_{\text{mech}}}$  und  $P_{\text{mech}} = P_\delta - P_{2V} = P_\delta \cdot (1 - s)$  für das Drehmoment

$$D_M = 3 \cdot \frac{Z_p}{\omega_1} \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot I_2'^2 = 3 \cdot \frac{Z_p}{\omega_1} \cdot \frac{R_2}{s} \cdot I_2^2 = 3 \cdot \frac{Z_p}{\omega_2} \cdot R_2 \cdot I_2^2 = \frac{Z_p}{\omega_1} \cdot P_\delta$$

- **Betrieb mit konstantem Luftspaltfuß  $\Psi_h$**

Um die Asynchronmaschine möglichst gut auszunutzen, wird sie im Bereich  $0 \leq U_1 \leq U_{1N}$  mit Nennfluß betrieben, d.h. die Amplitude des räumlich sinusförmigen umlaufenden Luftspaltfeldes  $\Psi_h$  (Grundschwingungsbetrachtung) wird in allen Betriebspunkten auf dem Wert gehalten, der sich im Nennpunkt einstellt. Für die Bildung des Luftspaltfeldes ist nach der Ersatzschaltung in Bild 1 der Magnetisierungsstrom  $I_\mu$  maßgebend, der jedoch nur indirekt über den Ständerstrom  $I_1$  oder die Ständerspannung  $U_1$  zu beeinflussen ist. Dabei gilt

$$I_\mu = \frac{\Psi_h}{\sqrt{2} \cdot L_h} \quad (2.1-4)$$

Für  $I_\mu = \text{konst.}$  hängen Ständer – und Läuferstrom von der Läuferkreisfrequenz  $\omega_2 = 2\pi \cdot f_2$ , d.h. nur von der Belastung ab.

Für konstanten Luftspaltfluß  $\Psi_h$ , d.h.  $I_\mu = \text{konst.}$ , berechnen sich das Kippmoment  $D_{MK}^*$  und die Läuferkippfrequenz  $\omega_{2K}^*$  zu:

$$D_{MK}^* = \frac{3}{2} \cdot Z_p \cdot \frac{L_h^2}{L_{2\sigma}} \cdot I_\mu^2 \quad ; \quad (2.1-5) \quad \omega_{2K}^* = \frac{R_2'}{L_{2\sigma}} \quad . \quad (2.1-6)$$

Daraus ergibt sich der Zusammenhang 
$$\frac{D_M}{D_{MK}^*} = \frac{2}{\frac{\omega_2}{\omega_{2K}^*} + \frac{\omega_{2K}^*}{\omega_2}} \quad (2.1-7)$$

Für  $D_{MK}^*$  und  $\omega_{2K}^*$  ergeben sich deutlich höhere Werte als im Betrieb am Netz konstanter Spannung und Frequenz.

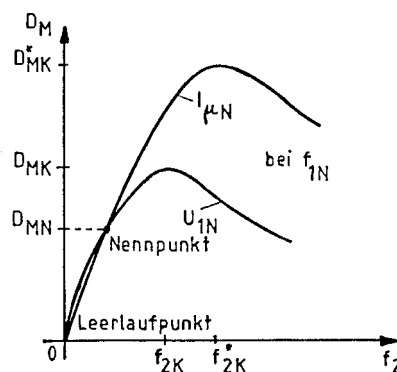


Bild 6: Drehmomentverläufe für  $I_\mu = \text{konst.}$  und für  $U_1 = \text{konst.}$

Bild 6 zeigt für Ständernennfrequenz  $f_{1N}$  qualitativ den Verlauf des Drehmomentes in Abhängigkeit von der Läuferfrequenz  $f_2$  bei konstantem Luftspaltfluß  $\psi_{hN}$  und zum Vergleich den Verlauf beim Betrieb am Netz konstanter Spannung und Frequenz (Nennspannung und Nennfrequenz).

Für kleine Werte von  $\omega_2$  gilt: 
$$\frac{D_M}{D_{MK}^*} = 2 \cdot \frac{\omega_2}{\omega_{2K}^*} \quad (2.1-8)$$

Diese Linearität gilt bei mittleren und großen Maschinen ungefähr bis zum doppelten Nennmoment. Mit  $\omega_2 = s \cdot \omega_1$  ergibt sich für die Ständerspannung:

$$\underline{U}_1 = \frac{R_2' \cdot (R_1 + j\omega_1 \cdot L_1) + j\omega_2 \cdot L_2' \cdot (R_1 + j\sigma\omega_1 \cdot L_1)}{R_2' + j\omega_2 \cdot L_{2\sigma}'} \cdot I_\mu \quad (2.1-9)$$

Die Auswertung dieser Gleichung liefert außer für sehr kleine  $\omega_1$  einen näherungsweise linearen Verlauf des Spannungseffektivwertes über der Ständerfrequenz bei  $I_\mu = \text{konst.}$

Im Motorbetrieb muß die Kennlinie gegenüber der Leerlaufkennlinie zu größeren, im Generatorbetrieb dagegen zu kleineren Spannungswerten verschoben werden. Wird bei  $I_{\mu} = \text{konst.}$  ein bestimmtes Drehmoment  $D_M$  gefordert, so ergibt sich aus (2.1-5) bis (2.1-8) die notwendige elektrische Läuferfrequenz  $\omega_2$ . Durch Einsetzen der verlangten Drehzahl ergibt sich aus

$$\omega_{\text{mech}} = \frac{1}{2\pi \cdot Z_p} \cdot (\omega_1 - \omega_2) \quad \text{bzw.} \quad n = \frac{1}{Z_p} \cdot (\omega_1 - \omega_2) \quad \text{die einzustellende Ständerfrequenz } \omega_1.$$

Aus der Gleichung (2.1-9) bestimmt man die erforderliche Ständerspannung  $U_1$ , wenn die Maschine aus einer Spannungsquelle gespeist wird. Bei Anschluß der Maschine an eine Stromquelle muß der Strangstrom  $I_1$  eingepreßt werden.

Die Einstellung der Ständerspannung bzw. des Ständerstromes erfolgt häufig über Kennlinienglieder.

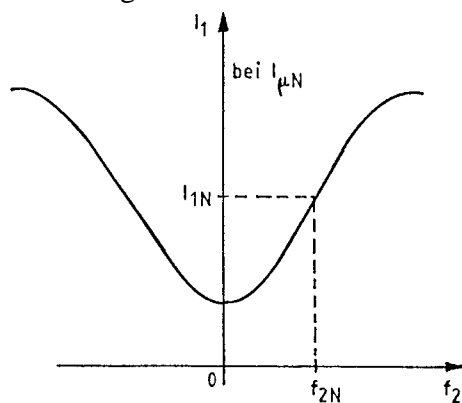


Bild 7: Kennlinie für  $I_1$

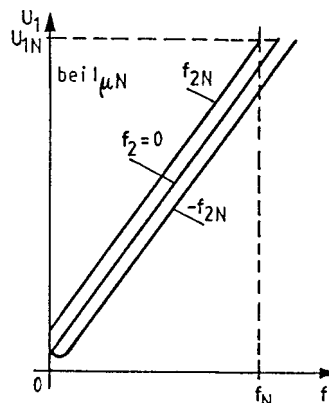


Bild 8: Kennlinien für  $U_1$

Bild 7 beschreibt, wie für  $I_{\mu} = \text{konst.}$  der Betrag des Ständerstromes  $I_1$  in Abhängigkeit von der Läuferfrequenz  $f_2$  einzupreßen ist.

In Bild 8 ist die Abhängigkeit des Effektivwertes der Strangspannung  $U_1$  von der Ständerfrequenz  $f_2 = 0$  bei  $I_{\mu} = I_{\mu N}$  dargestellt.

### - Feldschwächbetrieb

Nach Bild 9 läßt sich die Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{mech}}$  über die synchrone Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{mech s}}$  bei Nennfrequenz  $f_N$  hinaus erhöhen durch weitere Steigerung der Netzkreisfrequenz  $\omega_1$ . Dabei muß allerdings aus Rücksicht auf die Isolation und den Umrichter  $U_1 \leq U_{1N}$  und aus thermischen Gründen  $I_1 \leq I_{1N}$  eingehalten werden. Der Hauptfluß  $\Psi_h$  nimmt gemäß (s. Ersatzschaltung in Bild 1)

$$\underline{\Psi}_h = \frac{\sqrt{2} \cdot \underline{U}_i}{j\omega_1} = \frac{\sqrt{2}}{j\omega_1} \cdot (\underline{U}_{1N} - R_1 \cdot \underline{I}_1 - j\omega_1 \cdot L_{1\sigma} \cdot \underline{I}_1) \quad (2.1-10)$$

mit wachsendem  $\omega_1$  ab und damit auch das Kippmoment  $D_{MK}$ .

Die Läuferkipffrequenz  $\omega_{2K}$  bleibt konstant, d.h. die Drehmoment-Drehzahlkennlinie wird gestaucht. Zur Erzeugung eines bestimmten Drehmomentes  $D_M$  ist daher im Feldschwächbereich eine höhere Läuferfrequenz  $\omega_2$  einzustellen als im Betrieb bei konstantem Fluß  $\Psi_h$ . Gibt man zusätzlich  $I_1 = I_{1N}$  vor, so stellt sich der mögliche Schlupf ein.



Im Bild 9 sind die Drehmoment-Drehzahl Kennlinien dargestellt für

$$\Psi = \Psi_{hN} \quad \text{und} \quad \omega_1 = \omega_{1N}/2 \quad (\text{Kennlinie a})$$

$$\Psi = \Psi_{hN} \quad \text{und} \quad \omega_1 = \omega_{1N} \quad (\text{Kennlinie b})$$

$$\Psi \approx 2/3 \Psi_{hN} \quad \text{und} \quad \omega_1 = 3/2 \omega_{1N} \quad (\text{Kennlinie c})$$

Alle Betriebspunkte innerhalb der strichpunktierten Linie werden bei konstantem Hauptfluß  $\Psi_h$  eingestellt. Die punktierte Linie gibt die Grenzen des Feldschwächbereichs an; der zugehörige Verlauf des Kippmomentes bei Nennstrom ist strichliert dargestellt. Die maximale Drehzahl ergibt sich aus mechanischen Gesichtspunkten und aus den Anforderungen an das Drehmoment. Für jede Kennlinie ist der Betriebspunkt für  $2/3$  des Nennmomentes  $D_{MN}$  eingezeichnet (Punkt A, B, C), wobei gilt:

$$I_{1A} = I_{1B} < I_{1N} \quad , \quad I_{1C} = I_{1N}$$

$$\omega_{2A} = \omega_{2B} \approx 2/3 \omega_{2N} \quad , \quad \omega_{2C} > \omega_{2N} \quad (\text{Index "N" = Nennbetrieb der Maschine})$$

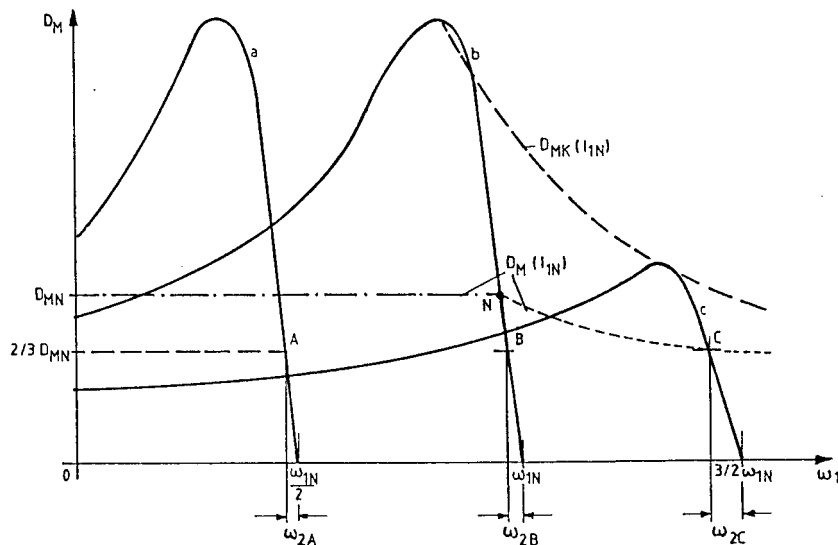


Bild 9: Drehmoment - Drehzahl - Kennlinien

## 2.2 Umrichter – Übersicht

Umrichter, auch statische Umformer genannt, sind Geräte, die mit Hilfe von Halbleiter – Bauelementen aus einem Primärnetz der Phasenzahl  $m_1$ , der Amplitude  $A_1$  und der Frequenz  $f_1$  ein Sekundärnetz der Phasenzahl  $m_2$  mit einstellbarer Strom- oder Spannungs - Amplitude  $A_2$  und einstellbarer Frequenz  $f_2$  erzeugen.

Innerhalb der Stromrichtersysteme zur Frequenzverstellung wird unterschieden zwischen solchen ohne Zwischenkreis (sog. Direktumrichter) und solchen mit Gleistromzwischenkreis (sog. Zwischenkreis-Umrichter). Häufig werden zur Speisung von Asynchronmotoren Zwischenkreis-Umrichter eingesetzt. Mit ihnen können Frequenzen von einigen 100 Hz erreicht werden. Die Erzeugung des Sekundärnetzes erfolgt hierbei in zwei Schritten. Zuerst wandelt ein netzgeführter Stromrichter die Energie des speisenden Netzes (Drehstrom- oder Wechselstromnetz) um in Gleichstromenergie eines Zwischenkreises. Danach wird von einem selbstgeführten Stromrichter aus den Gleichgrößen (Gleichspannung oder Strom) des Zwischenkreises das Sekundärnetz, d.h. das Drehstromsystem für die Asynchronmaschine erzeugt. Der Zwischenkreis enthält Energiespeicher zur Entkopplung der beiden Stromrichter sowie zur Pufferung der Gleichgrößen. Je nach Ausführung des Zwischenkreises ist in ihm die Zwischenkreisspannung oder der Zwischenkreisstrom eingepreßt.

### - Zwischenkreisumrichter mit eingprägtem Strom

Soll die Last, d.h. die Asynchronmaschine mit eingprägten Strömen gespeist werden, so ist der Energiespeicher eine Seriendrossel (Glättungsdrossel). Man nennt eine solche Anordnung einen Umrichter mit eingprägtem Zwischenkreisstrom, kurz „I-Umrichter,, (s. Bild 10)

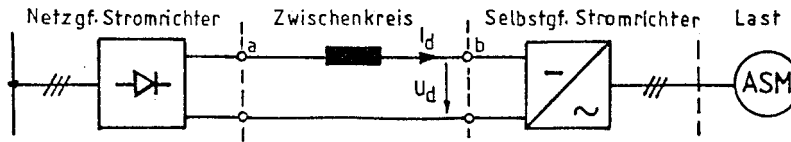


Bild 10: I-Umrichter

Die Spannungsverstellung erfolgt durch den netzseitigen Stromrichter, der maschinenseitige Stromrichter verteilt den durch die Drossel eingprägten Gleichstrom im Takt der gewünschten Ständerfrequenz auf die drei Maschinenstränge. Der Ausgangsstrom ist daher im wesentlichen immer rechteckblockförmig, die Ausgangsspannung im wesentlichen sinusförmig. Befindet sich die Asynchronmaschine im motorischen Betrieb, d.h. wird ihr Energie aus dem Netz zugeführt, so arbeitet der netzseitige Stromrichter als Gleichrichter und der motorseitige Stromrichter als Wechselrichter. Die Funktionen kehren sich um, wenn aus der Last Energie ins Netz zurückgespeist wird (Generatorbetrieb !). Beim I-Umrichter wird dies durch Umpolen der Zwischenkreisspannung  $U_d$  erreicht.

### - Zwischenkreisumrichter mit eingprägter Spannung

Soll die Last an eingprägten Spannungen liegen, so sind beide Stromrichter über eine Seriendrossel und eine Parallelkapazität verbunden. Man spricht von einem Umrichter mit eingprägter Zwischenkreisspannung, kurz „U-Umrichter,,.

Hier sind zwei unterschiedliche Varianten gebräuchlich: Umrichter mit variabler und Umrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung (s. Bild 11).

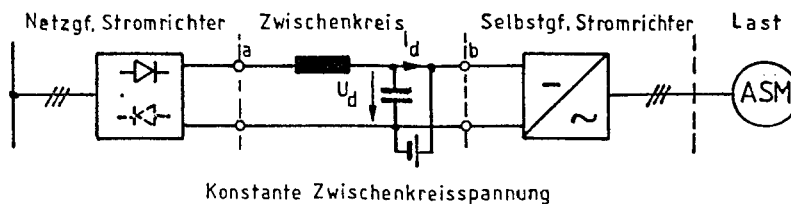
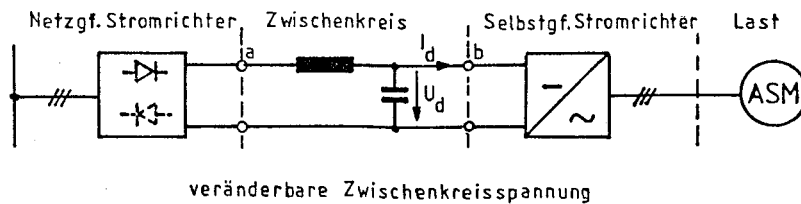


Bild 11: U-Umrichter

Beim Umrichter mit variabler Zwischenkreisspannung wird die Verstellung der Spannungsamplitude vom Netz-Stromrichter vorgenommen. Der Maschinen- Stromrichter verteilt die durch den Kondensator eingeprägte Gleichspannung im Takt der gewünschten Ständerfrequenz an die drei Maschinenstränge. Die verkettete Ausgangsspannung ist daher im wesentlichen rechteckblockförmig, der Strom nimmt einen girlandenförmigen Verlauf mit geringem Oberschwingungsgehalt an. Beim Umrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung werden beide Größen, Spannung und Frequenz, vom Maschinen-Stromrichter verstellt. Die Spannungsverstellung erfolgt hier zusätzlich zur Grundfrequenztaktung durch der Pulsbreitenmodulation der Ausgangsspannung. Die Ausgangsspannung ist dabei pulsförmig; der Strom kann der Sinusform sehr gut angenähert werden.

Da sich das Vorzeichen der Zwischenkreisspannung nicht umkehren kann, muß sich die Stromrichtung bei einem Wechsel von Motorbetrieb auf Generatorbetrieb der Asynchronmaschine ändern. Netz-Stromrichter und Maschinen- Stromrichter müssen daher mit Halbleiterventilen für positive und zusätzlich für negative Stromrichtung ausgerüstet werden. Der Aufwand für den Netz-Stromrichter kann entfallen, wenn auf eine Energierückspeisung ins Netz verzichtet wird. Die Bremsenergie muß dann in einen Widerstand im Zwischenkreis in Wärme umgesetzt werden.

Beschränkt man sich auf eine konstante, eingeprägte Zwischenkreisspannung, so vereinfacht sich der netzseitige Stromrichter zu einem Dioden-Gleichrichter.

## - Pulsumrichter

Der in Experiment verwendete Umrichter ist ein sog. Pulsumrichter mit Sinusmodulation. Dieser besteht aus einem ungesteuerten Dioden-Gleichrichter, der eine konstante Zwischenkreisspannung erzeugt; weiterhin aus der Glättungsdrossel, dem Zwischenkreiskondensator und dem Puls-Wechselrichter. Bild 12 zeigt die prinzipielle Anordnung.

Die Umrichter-Ausgangsspannung wird durch mehrmaliges Umschalten innerhalb einer maschinenfrequenten Periode verstellt. Der Maschinen-Stromrichter arbeitet dann als selbstgeführter Puls-Wechselrichter mit Pulsbreitenmodulation.

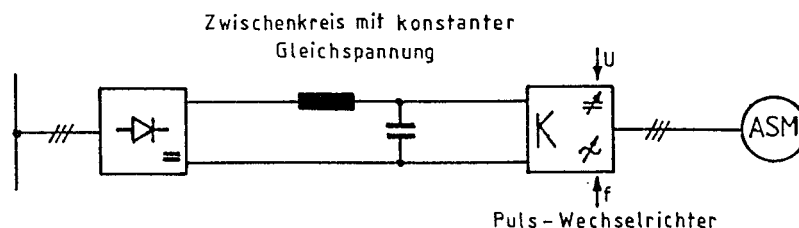


Bild 12: Prinzipbild des Pulsumrichters

Der Prinzipschaltplan des Wechselrichters in Bild 13 enthält die symbolische Darstellung von Thyristoren mit Löscheinrichtung. Sie werden als ideale Schalter zum Ein- und Ausschalten angesehen. Außerdem sind die zu den Thyristoren antiparallel geschalteten Rücklaufdioden enthalten, die eine bestimmte Stromverteilung zunächst weiterhin ermöglichen, auch wenn eine Spannungszuschaltung vorgenommen wurde. Die Wechselrichterschaltung erlaubt eine wahlweise Verbindung jedes Maschinenstranges mit dem Plus- oder Minuspol der Gleichspannung. Die Dauer zwischen zwei Umschaltungen wird durch die Umschwingzeiten der Kommutierungsschwingkreise begrenzt (abhängig von den Freierdezeiten der verwendeten Thyristoren). Anstelle der in Bild 13 dargestellten Thyristorschalter werden im Bereich kleiner

bis mittlerer Leistungen Transistorschalter bzw. über Gate-Anschluß abschaltbare Thyristoren (GTO, IGBT) eingesetzt.

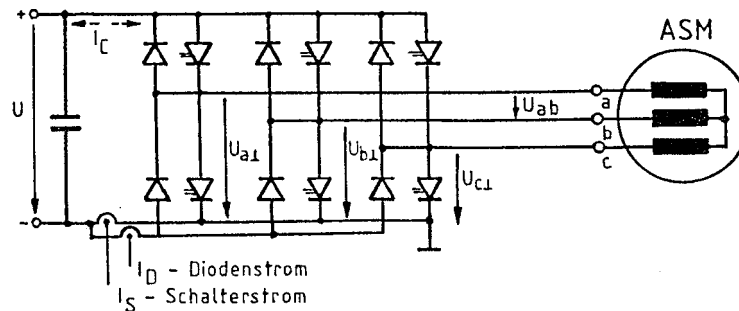


Bild 13: Prinzipschaltbild des Wechselrichters mit Festlegung des Bezugspunktes für Spannungsverläufe.

Da eine gute Näherung der Ausgangsspannung des Umrichters an die Sinusform erwünscht ist, wird meistens durch ein spezielles Modulationsverfahren der Grundschwungsgehalt der Ausgangsspannung verstärkt. Einen besonders hohen Grundschwungsanteil erhält man, wenn man das Puls-Pausenverhältnis nach einer sinusförmigen Pulsbreitenmodulation wählt (Bild 14). Die dazu erforderlichen Umschaltzeitpunkte können mit dem in Bild 15 gezeigten Steuerverfahren durch Abtastung einer Sinuskurve der gewünschten Frequenz durch eine Dreieckschwingung ermittelt werden.

Im unteren Frequenz- und Spannungsbereich lassen sich durch die sinusförmige Pulsbreitenmodulation weitgehend sinusförmige Maschinenströme erzeugen (s. Bild 16).

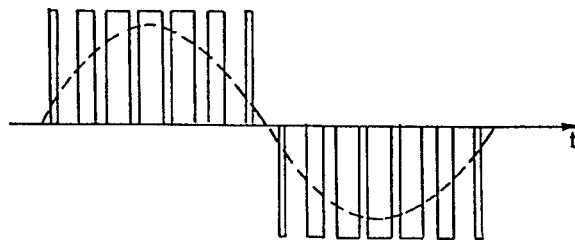


Bild 14: Sinusförmige Pulsbreitenmodulation (Unterschwingungsverfahren)

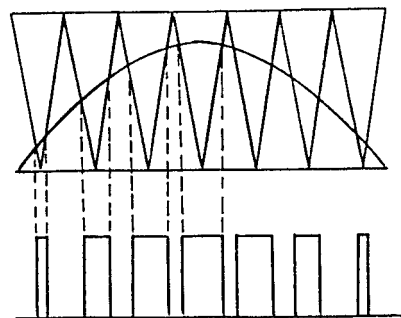


Bild 15: Steuerverfahren für Umrichter mit sinusförmiger Pulsbreitenmodulation

Mit zunehmendem Aussteuergrad nimmt durch Mindestschaltzeiten und Schaltfrequenzbegrenzungen die Modulationsfähigkeit ab, so daß der Strom immer mehr von der Sinusform abweicht. Bei Vollaussteuerung ist die Ausgangsspannung blockförmig und weist keine Pulsausschnitte mehr auf. Ein wesentlicher Gesichtspunkt dieses Umrichtersystems besteht darin, daß die Asynchronmaschine wegen der sinusförmigen Ströme im Frequenzbereich unter 5 Hz rundläuft.

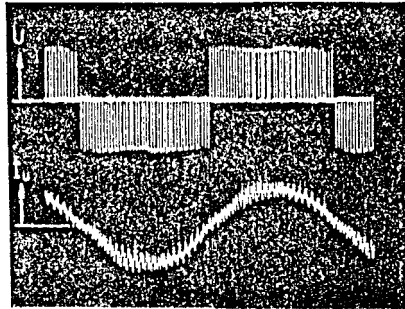


Bild 16: Verlauf von Ausgangsspannung und - Strom eines Pulsumrichters mit Asynchronmaschine.

Mit dem Pulsumrichter kann bei maschinengerechter Steuerung der Spannung und der Frequenz ein hochdynamischer Vier-Quadrantenantrieb mit Käfigläufermotoren realisiert werden, der besser als ein dynamischer Gleichstromantrieb sein kann, auch um Drehzahl Null.

## - Regelung

Drehfeldmaschinen haben im Vergleich zur Gleichstrommaschine ein komplexeres Steuerverhalten, denn bei der Asynchronmaschine gibt es keine getrennte Zuführung von Erreger- und Ankerstrom. Die Aufgabe der Steuerung oder Regelung ist es daher, eine Aufteilung des Ständerstromes in einen magnetisierenden Anteil im Ständer und einen drehmomentbildenden Anteil im Läufer vorzunehmen und diese Komponenten zu steuern. Ein solches Verfahren wird Maschinenführung genannt.

Bei dem im Experiment eingesetzten Pulsumrichter (s. Bild 17) kann zwischen den Betriebsarten „U/f- Kennliniensteuerung,“ und „Erregungsstromregelung,“ gewählt werden.

Die U/f- Kennliniensteuerung wird besonders bei Gruppenantrieben eingesetzt. Die Umrichter- ausgangsspannung folgt dann der an einem Trimmer einstellbaren U/f- Kennlinie nach Bild 5, so daß das Kippmoment konstant bleibt. Im Frequenzbereich unterhalb 25 Hz kann die Motor- spannung mit einem Trimmer angehoben werden, bei 5 Hz jedoch nur soweit, daß aus thermi- schen Gründen der Motorstrom den Nennstrom des Pulsumrichters nicht überschreitet.

Ein Hochlaufintegrator verhindert schnelle Frequenzänderungen, so daß die Motorgruppe immer im Bereich kleiner Schlupfwerte arbeitet.

Bei der Erregerstromregelung wird der Erregerstrom der Asynchronmaschine im Umrichter (!) erfaßt und konstant gehalten (und damit auch der Hauptfluß  $\Psi_h$  !). Dieses Verfahren kommt ausschließlich mit an den Klemmen der Maschine direkt zur Verfügung stehenden elektrischen Größen aus. Aufwendige Flußmessungen im Luftspalt der Asynchronmaschine, z.B. durch Hallsonden, sind somit nicht erforderlich.

Bei  $I_\mu = \text{konst.}$  gilt der Zusammenhang zwischen dem Ständerstrom  $I_1$ , dem Läuferstrom  $I_2$  und dem Magnetisierungsstrom  $I_\mu$

$$I_1^2 = I_\mu^2 + I_2'^2 \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{L_{2\sigma'}}{L_h}\right) \quad \text{bzw. für } L_{2\sigma}' \approx 0 \quad \text{folgt:}$$

$$I_1^2 = I_\mu^2 + I_2'^2 \quad \text{oder} \quad I_1 = \sqrt{I_\mu^2 + I_2'^2} \quad (2.1 - 11)$$

Bild 18 zeigt die grundsätzliche Struktur der Regelung des Pulsumrichters.

Der Magnetisierungsstrom  $I_\mu$  ist ein Blindstrom, der als Wechselstrom zwischen der Motorinduktivität und der Zwischenkreiskapazität fließt. Er ist proportional dem Strom  $I_D$  durch die Rückstromdioden des Wechselrichters (s. Bild 13). Der Strom  $I_S$  entspricht dem Motorstrom und enthält daher neben der Blindkomponente die dem Drehmoment an der Welle proportionale Wirkkomponente, d.h.  $I_2'$  für  $L_{2\sigma}' \approx 0$ . Daraus kann dann mit Gleichung (2.1-11) der Motorstrom  $I_1$  berechnet werden.

Den bei der Asynchronmaschine physikalisch bedingten Drehzahlabfall bei zunehmender Belastung kann man durch eine vorhandene Schlupfkompensation teilweise ausgleichen. Für höhere Anforderungen ist eine Drehzahlregelung vorgesehen. Dabei wird die Drehzahl der Maschine mit einem Tachogenerator zurückgeführt.

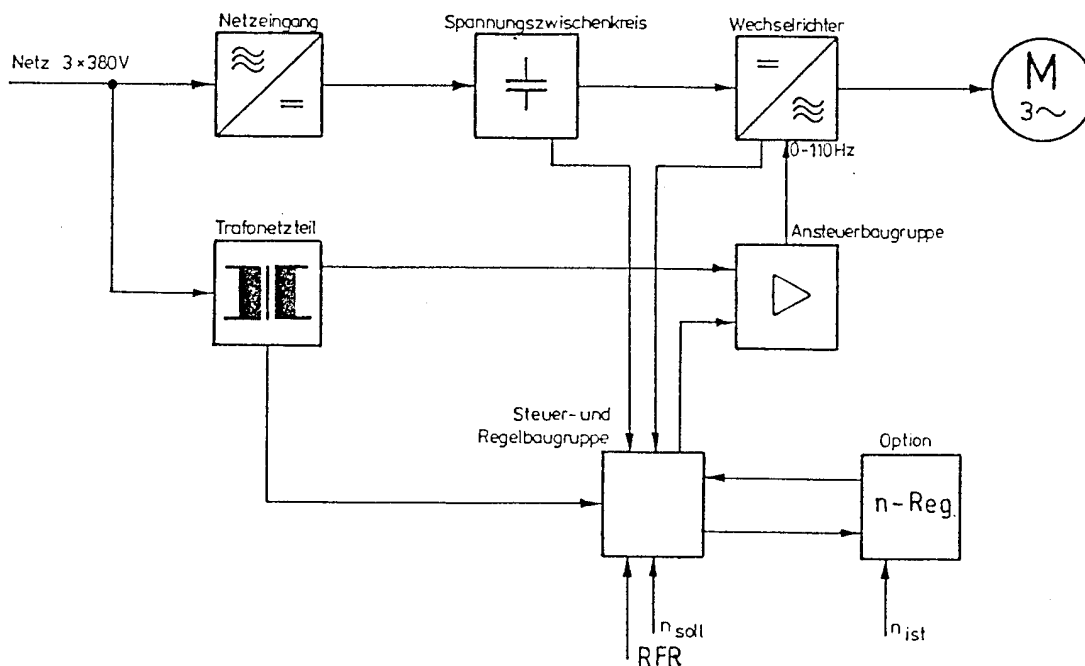


Bild 17: Vereinfachtes Blockschaltbild des Pulsumrichters

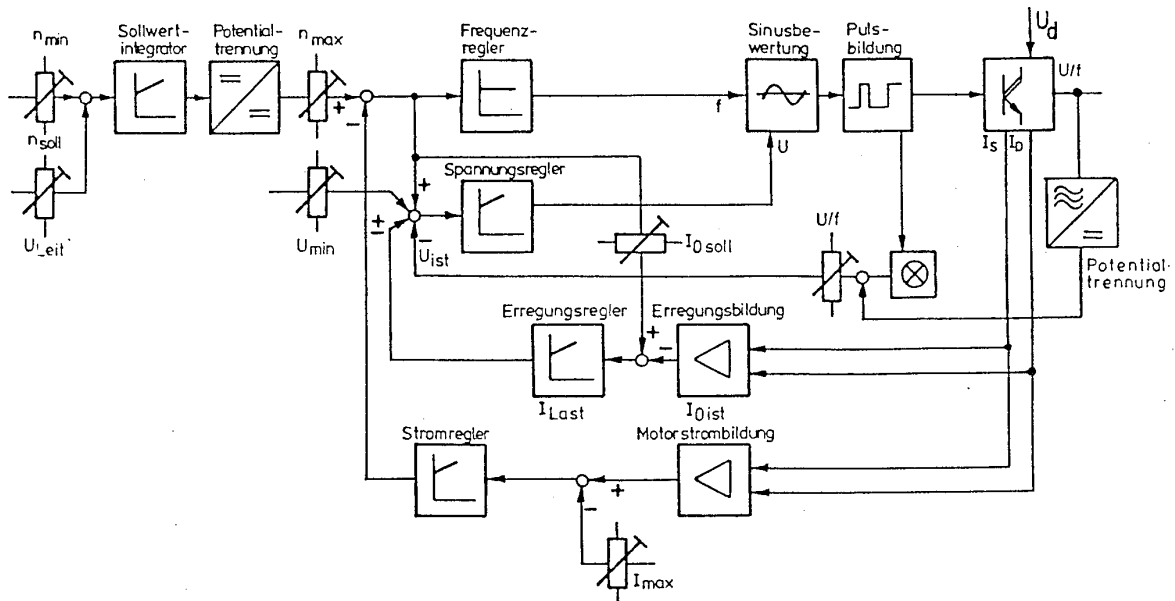


Bild 18: Signalflußplan, Regelung des Pulsumrichters

### 2.3 Verluste der umrichter gespeisten Asynchronmaschine

Gegenüber sinusförmiger Speisung treten bei Umrichterbetrieb Oberschwingungen auf, welche die Verluste der Maschine erhöhen. Der im Experiment verwendete Umrichter mit konstanter Zwischenkreisspannung  $U_d = \text{konst.}$  und Pulsbreiten-Spannungssteuerung erzeugt eine Ausgangsspannung mit großem Oberschwingungsgehalt. Für die momentenmäßige Beeinflussung des Motors sind nicht die Oberschwingungsspannungen, sondern die Oberschwingungsströme maßgeblich, die in unserem Fall klein sind, da der Ausgangsstrom fast sinusförmig ist und der Grundschwingungsstrom die Motorbelastung bestimmt, während die Oberschwingungsströme praktisch von der Streureaktanz begrenzt werden.

Bei serienmäßigen Käfigläufermotoren sind die Oberschwingungs-Läuferverluste wegen der Stromverdrängung (z.B. bei Doppelkäfigläufern fließen die Oberschwingungsströme bevorzugt in den Anlaufstäben und zwar nicht nur während des Anlaufs, sondern auch im stationären Betrieb), die den wirksamen Läuferwiderstand erhöht, auch zu berücksichtigen.

Der nichtsinusförmige Verlauf des Magnetisierungsstroms verursacht eine häufigere Auf- und Abmagnetisierung des Eisens, wodurch zusätzliche Eisenverluste entstehen. Die Größe der zusätzlichen Oberschwingungsverluste hängt von der Ausführung der Maschine, von der Art des Umrichters und seiner Steuerung ab.

Die Zusatzverluste können klein gehalten werden durch:

- große Streureaktanz und damit verbunden kleines Kippmoment,
- niedrige, am besten vernachlässigbare Stromverdrängung,
- hohe Pulszahl der Steuerung.

Bei serienmäßigen Käfigläufermotoren lassen sich nur über die Pulszahl die Oberschwingungsverluste beeinflussen. In der Regel werden umrichter gespeiste Asynchronmaschinen um den Faktor 1,15 bis 1,3 bezüglich ihrer Leistung überdimensioniert oder mit einer leistungsfähigeren Kühlung ausgestattet.

### 3 Versuchsdurchführung

#### 3.1 Aufbau der Experimentiereinrichtung und Inbetriebnahme des Versuchsaggregates nach Bild 19.

Die Asynchronmaschine (ASM) wird zusammen mit einer angekuppelten fremderregten Gleichstrommaschine (GM) betrieben.

Die Gleichstrommaschine arbeitet auf einen Belastungswiderstand und wird während des Versuches als Belastungsmaschine verwendet. Belastungsänderungen der ASM werden durch Veränderung der Erregung der GM vorgenommen.

Der eingesetzter Maschinensatz hat folgende Nennwerte:

ASM:  $U_N = 380 \text{ V}$   $I_{IN} = 7,4 \text{ A}$   
 $f_N = 50 \text{ Hz}$   $n_N = 1410 \text{ 1/min}$

GM:  $U_{AN} = 230 \text{ V}$   $I_{AN} = 15,2 \text{ A}$   
 $U_{fN} = 220 \text{ V}$   $I_{fN} = 0,82 \text{ A}$

Die Bestimmung des Drehmomentes erfolgt über den Ankerstrom der Gleichstrommaschine.

$$D_M[\text{Nm}] = 9549 \cdot P_{\text{mech}} [\text{kW}] \cdot \frac{1}{n[\text{min}^{-1}]} ; \quad P_{\text{mech}} [\text{kW}] \approx U_A[\text{V}] \cdot I_A[\text{A}] ;$$

#### - Inbetriebnahme des Versuchsaggregates

##### Einschalten

##### A. Umrichter in Betrieb setzen

- Netzschalter Q1 in Stellung "Ein" schalten
- Schalter Q5 (U/f -I<sub>o</sub>) in gewählte Stellung schalten
- Schalter Q6 (Stellerbetrieb – Drehzahlregelung) in gewählte Betriebsart schalten
- Schalter Q7 (Bremsfreigabe) in Stellung "A" schalten
- Potentiometer R1 (Drehzahlsollwert) in Stellung 0,0 stellen
- Taster – Umformer "Ein" (S2) betätigen
- Taster – Freigabe "Ein" (S4) betätigen
- Mit dem Potentiometer R1 wird die gewünschte Drehzahl eingestellt.

##### B. Belastung der Asynchronmaschine

- Schütz K5 mit Taster S6 einschalten
- Erregerstrom der Gleichstrommaschine von 0 A aus erhöhen

##### Ausschalten

Die Schalthandlungen beim Ausschalten sind in umgekehrter Reihenfolge durchzuführen



### 3.2 Messungen

#### - Aufnahme der $U = g(f)$ Kennlinie

Die Spannung  $U_{L1,L2}$  ist in Abhängigkeit von der Frequenz aufzunehmen und in einer Kennlinie darzustellen.

(Schalter Q5 in Stellung U/f)

Verstellen: Sollwert – Potentiometer R1 (Frequenz  $f_1 = 6,5$  bis 60 Hz)

Messen: U,  $f_1$ , n

Auftragen:  $U = g(f_1)$  und  $n = g(f_1)$  in einem Kurvenblatt.

#### - Nennbetrieb der Asynchronmaschine

Die Asynchronmaschine wird mit Hilfe der Gleichstrommaschine belastet.

Einstellen:  $I_{1N}$ ,  $f_{1N}$

Messen:  $U_N$ ,  $I_{1N}$ , n,  $U_A$ ,  $I_A$ , Vom Netz aufgenommene Leistungen P, Q

Von der Asynchronmaschine aufgenommene Leistungen  $P_M$ ,  $Q_M$

Berechnen:  $P_{\text{mech}}$ ,  $D_M$ ,  $\cos\varphi_{\text{ges}}$ ,  $\cos\varphi_M$ ,  $\eta$

Oszillographieren:  $u_{L1,L2}$ ,  $i_{L1}$

Auswerten der Grund- und Oberschwingungen der nicht sinusförmigen periodischen Schwingung des Motorstromes mit Hilfe der Fourier Analyse (3., 5., 7. Harmonische)

#### - Aufnahme der Drehmoment- Drehzahl- Kennlinien, Belastungskennlinien

Die Messungen sind für folgende Ständerfrequenzen durchzuführen:

A. Betrieb bei konstantem Luftspaltfluß  $\Psi_h$  - 25, 50 Hz.

B. Feldschwächbetrieb - 60, 70 Hz

Einstellen: Schalter Q6 in Stellung "Stellerbetrieb"

Verändern: Für jede Frequenz  $f_1$  - Drehmoment der ASM vom Leerlauf bis  $I_N$  durch Veränderung der Erregung der GM. ca. 8 Meßpunkte

Messen: U,  $I_1$ , P, Q,  $U_A$ ,  $I_A$ , n,

Berechnen:  $P_{\text{mech}}$ ,  $D_M$ ,  $\cos\varphi_{\text{ges}}$

Auftragen: 1. Kurvenblatt

$D_M = f(n)$  für  $f_1 = 25, 50, 60, 70$  Hz

$P_{\text{mech}} = f(n)$  bei  $I_{1N}$  der ASM für die o.g. Frequenzen

$D_M = f(n)$  bei  $I_{1N}$  der ASM für die o.g. Frequenzen

2. und 3. Kurvenblatt

Für Frequenzen  $f_1 = 25, 50, 70$  Hz -  $I_1$ , P, Q,  $\cos\varphi_{\text{ges}}$

Abhängigkeit vom Drehmoment  $D_M$

#### - Betrieb der Asynchronmaschine mit Drehzahlregelung

Die Messungen sind für  $f_1 = 50$  Hz durchzuführen.

Einstellen: Schalter Q6 in Stellung „Drehzahlregelung“ schalten.

Verändern: Drehmoment der ASM vom Leerlauf bis  $I_N$  durch Veränderung der Erregung der GM. ca. 8 Meßpunkte

Messen: U,  $I_1$ , P, Q,  $U_A$ ,  $I_A$ ,  $f_1$ , n,

Berechnen:  $P_{\text{mech}}$ ,  $D_M$ ,  $\cos\varphi$

Auftragen:  $I_1$ , P, Q,  $f_1$  in Abhängigkeit von abgegebener Leistung  $P_{\text{mech}}$  in ein Kurvenblatt

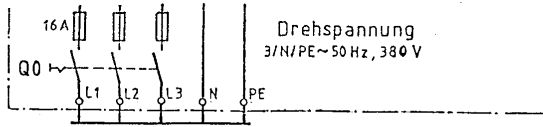


Bild 19: Schaltplan zum Projekt 4  
Umrichtergespeiste Asynchronmaschine

