

Technische Universität Hamburg-Harburg  
Institut für Technik, Arbeitsprozesse und Berufliche Bildung

**Skript zur Lehrveranstaltung  
„Analyse elektrotechnischer Prozesse IV“**

**Erich Boeck**

**Analyse von Antriebsprozessen, deren Steuerung  
sowie von Prozessen der Energiewandlung**

## 0 Inhaltsverzeichnis

0	Inhaltsverzeichnis.....	3
1	Einleitung zu Energiewandlung und Antrieben .....	4
2	Elektrische Maschinen .....	5
2.1	Maschinen bei Gleichstrom.....	5
2.1.1	Aufbau und Funktion der Gleichstrommaschine .....	5
2.1.2	Schaltungen der Gleichstrommaschine .....	6
2.1.3	Kennwerte und Übungsaufgaben .....	10
2.2	Maschinen für Wechselstrom.....	12
2.2.1	Transformator als ruhende Maschine .....	12
2.2.2	Universalmotor.....	15
2.2.3	Kennwerte und Aufgaben.....	16
2.3	Drehfeldmaschinen.....	18
2.3.1	Dreiphasensysteme für Strom und Spannung .....	18
2.3.2	Das Drehfeld .....	21
2.3.3	Asynchronmaschine .....	22
2.3.4	Synchronmaschine .....	28
2.3.5	Kennwerte und Aufgaben.....	34
2.4	Auswahl eines Motors für eine Antriebsaufgabe .....	36
3	Leistungselektronische Energiewandler.....	37
3.1	Arbeitsweise von Stromrichtern.....	37
3.1.1	Grundprinzip und Eigenschaften.....	37
3.1.2	Steueralgorithmen für selbstgesteuerte Stromrichter .....	42
3.1.3	Steueralgorithmen für fremdgesteuerte Stromrichter.....	44
3.1.4	Kennwerte und Aufgaben.....	45
3.2	Beispiele für Stromrichter .....	46
3.2.1	Phasenanschnittsteuerung .....	46
3.2.2	Netzgelöschter Wechselrichter.....	47
4	Projektaufgaben.....	49
4.1	Parallelbetrieb eines Synchrongenerators zum Netz .....	49
4.2	Wechselrichter für Zweiquadrantenbetrieb .....	50
5	Literaturverzeichnis.....	51

# 1 Einleitung zu Energiewandlung und Antrieben

Die Analyse von Antriebsprozessen, deren Steuerung sowie insgesamt von Prozessen der elektrischen Energiewandlung unterstreichen außerordentlich deutlich die Aussagen über die drei **Besonderheiten** der Elektrotechnik.

Unabhängig von den immer schnelleren Veränderungen der Technologien sind **Vorgänge und Prozesse der Elektrotechnik** grundsätzlich durch

- **Intransparenz**, die nur punktuell durch Messmittel aufgehoben werden kann,
- heute sogar noch stark zunehmende **Komplexität** und
- eine deutliche **Eigendynamik**

gekennzeichnet.

Diese Besonderheiten wurden zu Beginn der AEP I (im 1. Semester) für die Elektrotechnik aber auch die Informatik, die Prozesssteuerung sowie weitere Bereichen (vergleiche [ 1 ]) angeführt.

Der Umgang mit diesen Besonderheiten verlangt für die Analyse von Prozessen der elektrischen Energiewandlung, von Antriebsprozessen und deren Steuerung eine weitere **Anpassung der Methoden**. Nur durch das damit verbundene „**elektrotechnische Denken**“ kann diese Technik gemeistert und der ihr immanente umfangreiche Gestaltungsspielraum genutzt werden.

Die Grundlagen der Prozesse zur Energiewandlung und von Antriebsprozessen werden in dieser Lehrveranstaltung entsprechend der Logik des Verständnisses des Gegenstandes vorgestellt. Im Vordergrund stehen diesbezüglich die

- Analyse von elektrischen Maschinen und deren Betriebsverhalten sowie die
- Analyse von leistungselektronischen Energiewandlern mit ihrem Betriebsverhalten.

So werden zuerst die elektrischen Maschinen und ihr Betriebsverhalten behandelt, um darauf aufbauend leistungselektronische Energiewandler darzustellen. Unabhängig von einer möglichen Einteilung in

- ruhende (Transformator, leistungselektronische Wandler) und
- rotierende elektrische Maschinen

wird hier für das Verständnis insbesondere die Sicht auf das Wirkprinzip

- Gleichstrommaschinen,
- Wechselstrommaschinen bzw.
- Drehfeldmaschinen

ausschlaggebend sein. Dabei werden viele Bezüge zur praktischen Nutzung gezeigt und diese werden mit Übungsaufgaben sowie zwei abschließenden Projektaufgaben vertieft. Es werden Methoden, die in AEP I und teilweise AEP III erarbeitet wurden, genutzt.

Mit elektrotechnischen Prozessen bezeichnen wir Vorgänge und Abläufe in Systemen (Elemente, Geräte und Anlagen) einschließlich ihrer Intransparenz, Komplexität und Eigendynamik. Die Lehrveranstaltung ist für Studenten vorgesehen, die solche Prozesse insbesondere analysieren, verstehen und bewerten können müssen.

## 2 Elektrische Maschinen

### 2.1 Maschinen bei Gleichstrom

#### 2.1.1 Aufbau und Funktion der Gleichstrommaschine

Die Gleichstrommaschine wird als Motor und Generator genutzt. Ein stromdurchflossener Leiter erfährt im Magnetfeld eine Kraft und ein bewegter Leiter eine induzierte Spannung.

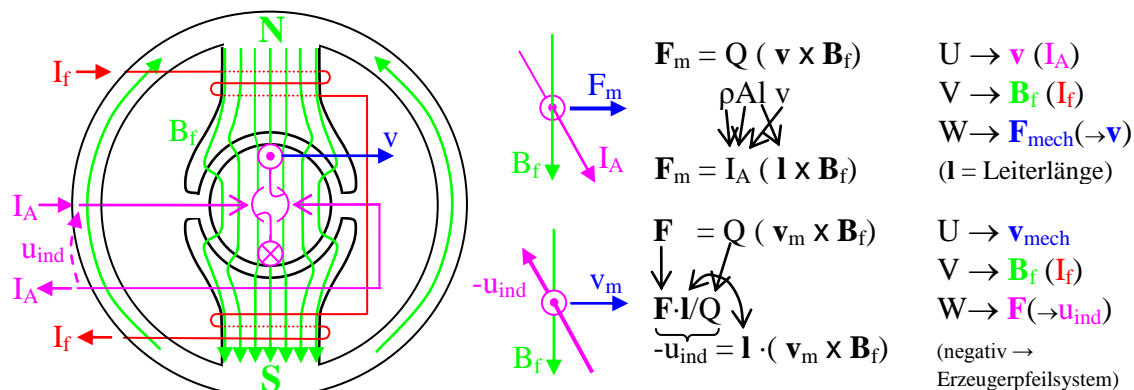


Abb. 2.1: Schematischer Aufbau der Gleichstrommaschine

Bei **Motorbetrieb** fließt der **Ankerstrom**  $I_A$  über die Schleifkontakte des Kommutators (Kollektors) durch die Leiter der Ankerwicklung wie in Abb. 2.1 dargestellt. Der Strom durch die Feldwicklung  $I_f$  erzeugt das **Magnetfeld**  $B_f$  (Rechte-Hand-Regel<sup>1</sup>). Nach der Lorentzkraft erfahren die infolge  $I_A$  bewegten Ladungen des Leiters im Anker durch das Magnetfeld eine **mechanische Kraft**  $F_m$  (Richtung UVW-Regel, rechte Hand) für jeden Leiter des Ankers. Die **Kraft bewegt den Leiter** in Abb. 2.1 in tangentialer Richtung mit  $v$ . Durch den Kollektor muss immer der Leiter den Ankerstrom erhalten, für den  $F_m$  gerade senkrecht zu  $B_f$  zeigt. Das ist für möglichst viele Ankerteilwicklungen und entsprechend viele Kollektorlamellen sehr günstig zu erreichen. Diese Konstruktion ermöglicht, dass die **Bewegungsrichtung** der Ladungen, das **Magnetfeld** und die **Kraft** immer aufeinander **senkrecht** stehen und dadurch die **größtmögliche Kraft** entsteht.

Bei **Generatorbetrieb** wird der Leiter des Ankers durch eine Antriebskraft mit der **Geschwindigkeit**  $v_m$  im **Magnetfeld**  $B_f$  bewegt. Dadurch erfahren die Ladungen des Leiters eine **Kraft**  $F$  in Richtung des Leiters nach hinten (entsprechend der UVW-Regel, d.h. entgegen der in Abb. 2.1 gezeichneten Stromrichtung  $I_A$ <sup>2</sup>). Da die Kraft eine **Energiezufuhr** bedeutet, ergibt sie einen **negativen Spannungsabfall**  $-u_{ind}$ <sup>3</sup> und die Spannung  $u_{ind}$  sowie der Strom  $I_A$  (bei geschlossenem Stromkreis) sind umgekehrt gegenüber dem Motorbetrieb (bzw. gegenüber Abb. 2.1).

In der Praxis finden **beide Vorgänge gleichzeitig** statt. Beim Motor entsteht als Rückwirkung eine induzierte **Gegenspannung** beim Generator eine **Gegenkraft**<sup>2</sup>.

Als **Anker** bezeichnet man bei Maschinen das Bauteil, in welchem die **Wicklungen durch Bewegung im Feld induzierte Spannungen erhalten** [ 2 ]. Nicht zu verwechseln mit Läufer

<sup>1</sup> Rechte-Hand-Regel: Strom ergibt magnetischen Fluss (Vergleiche AEP I).

<sup>2</sup> Damit ist auch die Lenz'sche Regel erfüllt. Ein Strom in Kraftrichtung erzeugt gerade eine Gegenkraft. Die induzierte Spannung wirkt dem Strom entgegen.

<sup>3</sup> Die Darstellung in Abb. 2.1 entspricht der Rechten-Hand-Regel: Fluss ergibt induzierte Spannung (Vergleiche AEP I).

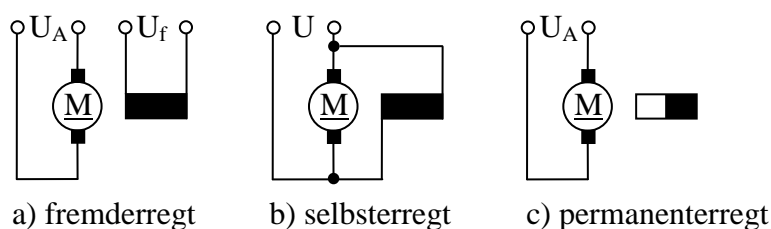
(bzw. Rotor) und Ständer (bzw. Stator). In Abb. 2.1 sind Anker und Läufer identisch. Bei einem Außenläufer wird oft ein äußerer Permanentmagnet zum Rotor, aber nicht zum Anker. In Abb. 2.1 besteht der **Ständer** aus **Polschuhen** mit der Ständer- bzw. **Feldwicklung** und dem **magnetischen Rückschluss** (Eisenjoch als magnetischer Leiter zum Schließen des magnetischen Kreises). Bei permanenterrregten Maschinen sind an Stelle der Feldwicklungen Permanentmagnete angeordnet. Der magnetische Fluss muss im Wesentlichen den Widerstand des **dünnen Luftspalts** zwischen Polschuhen und Läufer überwinden. Im **Läufer** sind die **Ankerwicklungen** in Nuten auf der Oberfläche angeordnet (nur sehr kleine Motore haben auch beim Läufer Polschuhe). Bei großen Maschinen werden zwischen den Polschuhen der Hauptpole Wendepole mit **Wendepolwicklungen** sowie in Nuten der Hauptpole **Kompensationswicklungen** angeordnet (Weiteres in [ 2 ]).

## 2.1.2 Schaltungen der Gleichstrommaschine

Als elektrische Schaltung zum Betrieb der Gleichstrommaschine gibt es drei grundsätzliche Varianten:

- **Nebenschlussmaschine** – Parallelschaltung von Anker- und Feldwicklung,
- **Reihenschlussmaschine** – Reihenschaltung von Anker- und Feldwicklung und
- **Verbundmaschine** – beide Schaltungsarten auf einmal (gleich- oder gegensinnig).

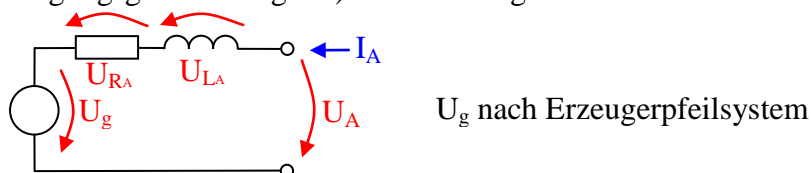
Zum Prinzip der **Nebenschlussmaschine** gehören die fremderregte, die selbsterregte und die permanenterrgte Gleichstrommaschine.



**Abb. 2.2: Schaltungen der Nebenschlussmaschine**

Die drei Varianten in Abb. 2.2 verhalten sich sehr ähnlich, nur der Zugriff auf die Erregung (die Größe des Feldes) ist unterschiedlich. Bei a) erfolgt die **Erzeugung des Feldes völlig separat**, ist somit unabhängig vom Ankerstrom und unabhängig von diesem zu verändern. Bei b) werden **Feld und Anker aus einer Quelle gespeist**. Dadurch kann die Belastung der Quelle durch den Ankerstrom auf das Feld zurückwirken. Bei c) besteht **keine Möglichkeit, das Feld zu verändern**.

Bei einer Ersatzschaltung müssen für die Ankerwicklung der **Widerstand** und die **Induktivität** der Wicklung sowie die **Gegenspannung** mit ihrer Abhängigkeit vom Erregerfeld<sup>4</sup> und der Drehzahl (Bewegungsgeschwindigkeit) berücksichtigt werden.



**Abb. 2.3: Ersatzschaltung für den Ankerkreis**

Damit können für den Nebenschlussmotor folgende Gleichungen angegeben werden:

<sup>4</sup> Die Feldwicklung wird für einen kleinen Strom ausgelegt, hat so eine hohe Windungszahl mit dünnem Draht.

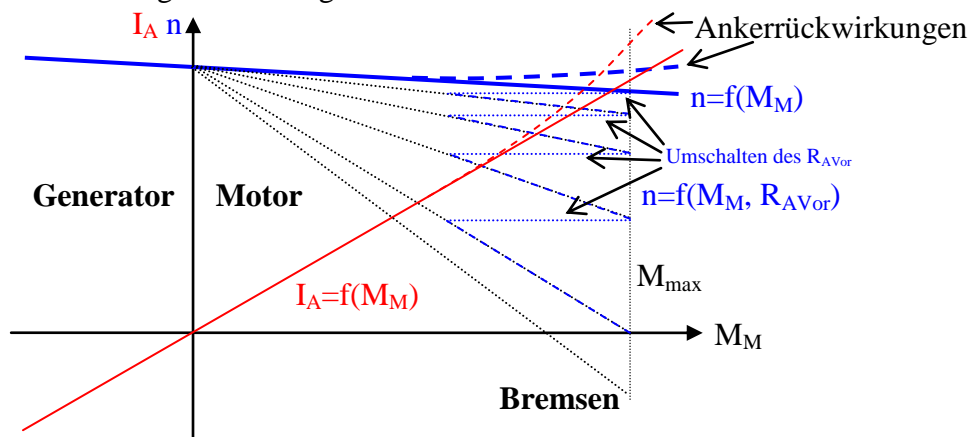
$$\begin{aligned}
 U_A &= U_g + R_A I_A + L_A dI_A/dt && \text{Maschensatz nach Abb. 2.3} \\
 U_g &= c_1 n \Phi_f && \text{aus } -u_{\text{ind}} = \mathbf{I}(\mathbf{v}_m \times \mathbf{B}_f) = U_g \text{ mit } c_1 = l_\Sigma 2\pi r_A B_f/\Phi_f^5 \\
 M_M &= c_2 I_A \Phi_f && \text{aus } \mathbf{F}_m = I_A(\mathbf{I} \times \mathbf{B}_f) \text{ mit } c_2 = l_\Sigma r_A B_f/\Phi_f \\
 J d\omega/dt &= M_M - M_{\text{Last}} && \text{Drehmomentgleichung (aus Mechanik)}^6.
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

Mit den Gleichungen ( 2.1 ) wird das Betriebsverhalten dargestellt. Die **Maschinenkonstanten**  $c_1$  und  $c_2$  können durch Messungen ermittelt werden bzw. werden vom Hersteller angegeben.

Für das stationäre Betriebsverhalten (d.h. keine zeitlichen Änderungen, alle  $d/dt = 0$ ) folgt die **Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie** und ebenfalls die **Strom-Drehmoment-Kennlinie** der Nebenschlussmaschine <sup>7</sup>:

$$\begin{aligned}
 n &= \frac{U_A}{c_1 \Phi_f} - \frac{R_A}{c_1 c_2 \Phi_f^2} M_M && \text{damit wird } n_0 = \frac{U_A}{c_1 \Phi_f} \\
 I_A &= \frac{M_M}{c_2 \Phi_f} && \text{bei } M_M = M_{\text{Last}}
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

Die Kennlinien ergeben einen guten Überblick über das Betriebsverhalten.



**Abb. 2.4: Kennlinien der Gleichstromnebenschlussmaschine**

Die Kennlinien sind bei Kompensation der Ankerrückwirkungen **Geraden** und die Drehzahl ist relativ gering von der Drehzahl abhängig (d.h. fast konstant bei  $R_{AVor} = 0$ ). Da einerseits für die Konstruktion ein **maximales Drehmoment** ( $M_{\text{max}}$ ) nicht überschritten werden darf und andererseits ein **Maximalstrom** zu beachten ist, kann dieser Motor nicht ohne **Anlasswiderstände** angefahren werden.

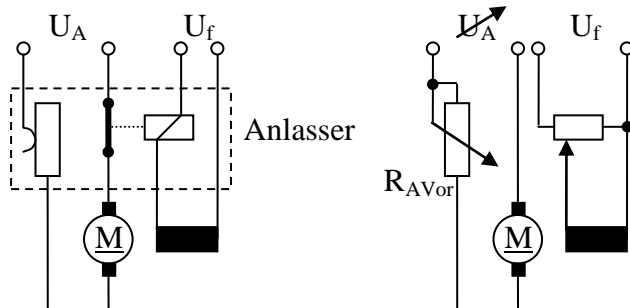
Beim **Anlassvorgang** verstärken zusätzliche Vorwiderstände ( $R_{AVor}$ ) in Reihe zu  $R_A$  den Abfall der Kennlinie; siehe ( 2.2 ). So wird durch schrittweises Verkleinern des Vorwiderstands der Motor hochgefahren ohne  $M_{\text{max}}$  und  $I_{A\text{max}}$  zu überschreiten (in Abb. 2.4 gestrichelt angedeutet). Lediglich für Kleinmotore wird auf Anlasswiderstände verzichtet. An ( 2.2 ) ist zu sehen, dass die **Leerlaufdrehzahl**  $n_0$  (bei  $M_M = 0$ ) für  $\Phi_f \rightarrow 0$  **unendlich** wird. In der Praxis würde der Motor „durchdrehen“, d.h., die Drehzahl wird so groß, dass das Gehäuse zerbricht und alle Teile radial davonfliegen. (Bei Verringern des Feldes sinkt die

<sup>5</sup>  $l_\Sigma$  = durch Konstruktion gegebene Summe aller Leiter der Ankerwicklung im Magnetfeldbereich,  $B_f/\Phi_f$  = von der Konstruktion gegebener Faktor bei Zusammenfassung zum Fluss,  $r_A$  Ankerradius, an dem die Kraft angreift.

<sup>6</sup> Aus der Mechanik gilt: Drehmoment  $M = F r$  und Drehzahl  $\omega = 2\pi n = v / r$  sowie Leistung  $P = M \omega (= F v)$ .

<sup>7</sup> Bei geregelten Antrieben liegt im Allgemeinen kein stationärer Betrieb vor ( $d/dt \neq 0$ ). Wenn die zeitlichen Änderungen groß gegenüber den mechanischen und elektrischen Zeitkonstanten sind, kann stationärer Betrieb als Näherung genutzt werden.

Gegenspannung und der dadurch steigende Strom wirkt stärker als das verringerte Feld. Der Vorgang erfolgt so schnell, dass normale Sicherungen nicht rechtzeitig anspringen.) Um dieses Problem zu vermeiden, wird in den **Anlasser** außer den **Anlasswiderständen** eine **Kontrolle des Feldstromes** integriert und bei Ausfall sofort der Ankerstrom unterbrochen. Außerdem fällt der Vorwiderstand beim Abschalten des Ankerstroms sofort **auf den höchsten Widerstandswert zurück**.

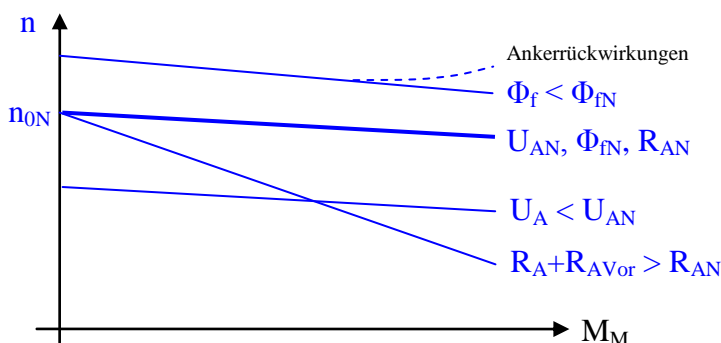


**Abb. 2.5: Gleichstromnebenschlussmaschine mit Anlasser und Drehzahlstellung**

Nach Abb. 2.5 wird der Anlasser vollständig zwischen Motor und Spannungsversorgung angeschlossen.

Zur **Veränderung der Drehzahl** können sowohl die **Ankerspannung**  $U_A$ , der **Widerstand**  $R_{Ges} = R_A + R_{AVor}$  als auch das **Feld**  $\Phi_f$  gestellt werden.

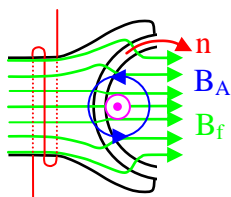
$$n = \frac{U_A}{c_1 \Phi_f} - \frac{R_{Ges}}{c_1 c_2 \Phi_f^2} M_M = \frac{U_A - R_{Ges} I_A}{c_1 \Phi_f}$$



**Abb. 2.6: Veränderung der Drehzahl (Ausgang: Nennwerte  $U_{AN}$ ,  $\Phi_{fN}$ ,  $R_{AN}$ ,  $n_{0N}$ )**

Dabei wird die Leerlaufdrehzahl mit geringerer Spannung  $U_A < U_{AN}$  kleiner, der Kennlinienabfall mit Vergrößerung des Vorwiderstandes stärker  $R_A + R_{AVor} > R_{AN}$  und bei **Feldschwächung**  $\Phi_f < \Phi_{fN}$  die **Drehzahl vergrößert**. (Zusätzlich wird bei Feldschwächung der Kennlinienabfall etwas stärker und die Ankerrückwirkungen treten stärker hervor.)

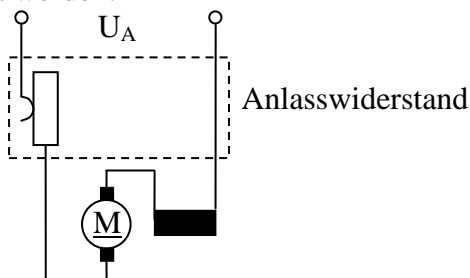
Die **Drehzahl** der Gleichstromnebenschlussmaschine ist somit relativ einfach in einem **sehr weiten Bereich veränderbar**, wobei die maximal erreichbare Drehzahl nur konstruktiv bedingt ist ( $c_1$  und Anzahl Polpaare) und über 10 000 U/min liegen kann. Deshalb sind heute **Antriebe mit Drehzahlstellung** und sehr hohen Drehzahlen das Haupteinsatzgebiet dieser Maschine. Sie werden meist anstatt durch (elektrische Leistung „unnützlich“ verbrauchende) Widerstände mit **Stromrichtern** gestellt. Eine **Drehrichtungsumkehr** wird durch Umpolen entweder der Ankerspannung oder des Erregerfeldes erreicht. In letzter Zeit wird die Gleichstrommaschine immer mehr durch mit Frequenzumrichtern gesteuerte Asynchronmaschinen ersetzt.



**Abb. 2.7: Entstehung der Ankerrückwirkungen (Darstellung: Motorbetrieb)**

Die **Ankerrückwirkungen** entstehen dadurch, dass das Ankerfeld  $B_A$  (von den Leitern der Ankerwicklungen) das Erregerfeld  $B_f$  überlagert (siehe Abb. 2.7). Dabei wird das Erregerfeld auf der einen Seite geschwächt und auf der anderen verstärkt (was infolge der Sättigung begrenzt ist). Insgesamt ergibt sich eine geringe **Feldschwächung** und somit eine geringe Drehzahlerhöhung (zunehmend mit zunehmendem Ankerstrom). Außerdem **verschiebt sich das Feld etwas in Drehrichtung** ( $n$ ) bei Generator- und umgekehrt gegen die Drehrichtung bei Motorbetrieb (siehe Abb. 2.7). Das kann durch Felder zusätzlicher Wicklungen kompensiert werden, **durch die folglich der Ankerstrom fließen muss**. Deshalb werden in Nuten der Polschuhe **Kompensationswicklungen** zur Kompensation der Ankerrückwirkungen und zwischen den Polschuhen **Wendepolwicklungen** zur Unterdrückung von Feldern zwischen den Polen angeordnet. (Wicklungen werden zwischen den Polen kommutiert, sollen dort kein Erregerfeld vorfinden und so während der Kommutierung keine Gegenspannung erzeugen.) Bei **Generatorbetrieb** entsprechend Kennlinie ( 2.2 ) und Abb. 2.4 wird die **gleiche Maschine** durch eine Antriebsmaschine gedreht und es fließt bei Belastung ein Strom in umgekehrte Richtung. Dabei muss die **Antriebsmaschine** außer der **abgegebenen elektrischen Leistung** auch die **Verluste** mit decken (mechanische und z.B. die an  $R_A$ ). Zur Erregung wird meist auf der gleichen Antriebswelle ein kleiner Hilfsgenerator betrieben, um eine unabhängige Erregung zu ermöglichen. Bei **Selbsterregung** kann der Vorgang durch den **Restmagnetismus** (Permanenterregung) beginnen.

Beim Prinzip der **Reihenschlussmaschine** (auch Hauptschlussmaschine) besteht der Unterschied zum Nebenschluss darin, dass das **Erreger- und Ankerfeld durch denselben Strom** erzeugt werden.



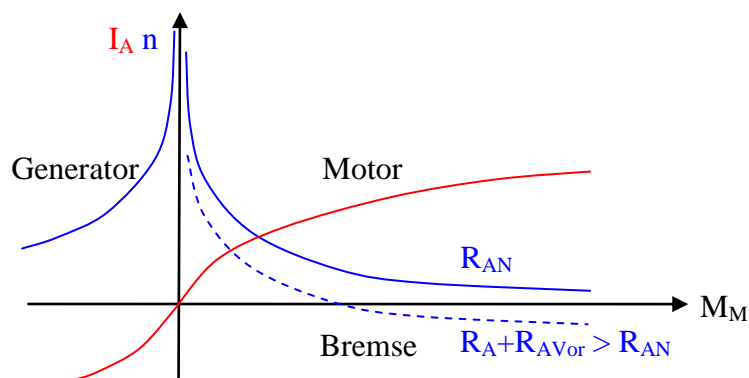
**Abb. 2.8: Anschluss einer Gleichstromreihenschlussmaschine**

Werden konstruktive bestimmte Größen (Windungszahl <sup>8</sup>, Permeabilität und alle erforderlichen Abmessungen) wiederum als Maschinenkonstante zusammengefasst, lautet das **Feld  $\Phi_f = c_3 I_A$** . Aus ( 2.2 ) (nach  $I_A$  aufgelöst und dann  $\Phi_f$  sowie  $I_A$  eingesetzt) folgt die **Strom- Drehmoment- und die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie**.

$$I_A = \sqrt{\frac{M_M}{c_2 c_3}} \quad \text{und} \quad n = \frac{U_A}{\sqrt{c_1^2 c_3 / c_2}} \frac{1}{\sqrt{M_M}} - \frac{R_A}{c_1 c_3} \quad \text{damit wird} \quad n_0(M_M \rightarrow 0) \rightarrow \infty \quad (2.3)$$

<sup>8</sup> Die Feldwicklung wird für den Ankerstrom ausgelegt und hat so eine geringe Windungszahl mit dickem Draht.





**Abb. 2.9: Kennlinien der Gleichstromreihenschlussmaschine**

Gleichungen ( 2.3 ) und Abb. 2.9 zeigen, dass die **Reihenschlussmaschine ohne Belastung** (mechanisch Leerlauf  $M_M = 0$ ) durchdrehen kann. Praktisch reichen tatsächlich bei etwas größeren Maschinen die Eigenverluste nicht mehr aus und sie können somit ohne Last **nicht betrieben** werden. Wie der Strom bei Leerlauf zeigt, schützt auch keine Sicherung.

Zum anderen fällt auf, dass die Reihenschlussmaschine ein sehr **gutes Anlaufmoment** ( $n = 0$ ) besitzt und auch der **Anlaufstrom günstig** ist. Dieses typische „Reihenschlussverhalten“ begründet ihre Anwendung insbesondere für Fahrzeuge.

Auch der **Bremsbetrieb**<sup>9</sup> ( $n < 0$ ) ist hier mit **hohen Bremsmomenten und akzeptablem Strom** zu erreichen.

Eine **Drehzahlregelung** ist durch Verringerung von  $U_A$  oder Erhöhung von  $R_A + R_{AVor}$  möglich. Die **Drehrichtungsumkehr** wird nur durch Umpolen innerhalb der Reihenschaltung zwischen Anker und Feldwicklung erreicht.

Der **Generatorbetrieb** kann ebenfalls wegen des **Restmagnetismus** beginnen (entspricht permanenterregter Nebenschlussmaschine) und durch den Stromfluss wird dann das volle Erregerfeld erreicht, es steigt aber durch die Sättigung mit höherem Strom nicht weiter an. Die Verluste sind wiederum vom Antrieb aufzubringen. Im Leerlauf (keine elektrische Last,  $R_L \rightarrow \infty$ ) wirkt nur der Restmagnetismus. Durch die sehr starke Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Strom hat der Reihenschlussgenerator keine Bedeutung. Eine Regelung kann außerdem nur über den Antrieb erfolgen, dagegen bei der Nebenschlussmaschine auch über die Erregung.

Bei der **Verbundmaschine** (Doppelschluss- oder Compoundmaschine) sind auf den Polschuhen **zwei Wicklungen** angeordnet, von denen eine als Nebenschlusswicklung und die andere als Reihenschlusswicklung genutzt werden kann. Beide Felder können in **gleicher** oder **umgekehrter** Richtung wirken (entsprechend der Verdrahtung). Dies wird insbesondere genutzt, um die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie im Arbeitsbereich zu linearisieren oder der Strom-Spannungs-Kennlinie des Generators eine gewünschte Steigung zu geben.

### 2.1.3 Kennwerte und Übungsaufgaben

Bezeichnung der Anschlussklemmen einer Gleichstrommaschine:

- Ankerwicklung                      A1 – A2              (alt A – B)
- Wendepolwicklung                B1 – B2              (alt G – H)
- Kompensationswicklung        C1 – C2              (wenn vorhanden mit den Wendepolen)

<sup>9</sup> Aktives Bremsen, Motor arbeitet weiter als Verbraucher nicht als Generator (also ohne Stromumkehr).

- Reihenschlusswicklung      D1 – D2      (alt E – F)
- Nebenschlusswicklung      E1 – E2      (alt C – D)
- Wicklung für Fremderregung      F1 – F2      (alt I – K)

Kennwerte einer Gleichstrommaschine bei Nennbetrieb:

- Ankerspannung       $U_{AN}$
- Ankerstrom       $I_{AN}$
- Erregerspannung       $U_{fN}$
- Erregerstrom       $I_{fN}$
- Drehzahl       $n_N$
- Leistung       $P_N$

### Aufgabe 2.1.1

Die Angaben auf dem Typenschild einer fremderregten Gleichstrommaschine sind:

Anker (A1 – A2) 220 V, 750 A,

Erregung (F1 – F2) 220 V, 12 A,  
650 U/min, 150 kW.

Frage 1: Wie groß ist der Wirkungsgrad  $\eta$ ?

Frage 2: Wie groß ist das mechanische Drehmoment bei Nennbetrieb?

### Aufgabe 2.1.2

Messung der Kennlinien einer fremderregten Gleichstrommaschine am Versuchsstand

#### Versuchsaufbau:

Der Motor, die Wirbelstrombremse (Motor-) bzw. eine Antriebsmaschine (Generatorbetrieb) und die Drehzahlmessung werden mechanisch und elektrisch nach Vorlage angeschlossen.

#### Versuchsdurchführung:

Nach Einstellen von Erregung und Ankerspannung bei Leerlauf (keine Bremse) werden in Stufen das Moment der Wirbelstrombremse erhöht, Drehzahl sowie Ankerstrom gemessen. Bei Generatorbetrieb werden der Laststrom erhöht sowie Ankerstrom und -spannung gemessen. Darstellen der Kennlinien  $n = f(M_M)$  und  $I_A = f(M_M)$  bzw.  $U_A = f(I_A)$ . Beachten Sie, dass der Nennankerstrom nicht überschritten wird!

1. Kennlinie für Nennerregung und Nennankerspannung
2. Kennlinie für Nennerregung und 70 % Ankerspannung
3. Kennlinie für 80 % Erregerstrom und Nennankerspannung
4. Generatorkennlinie bei Nenndrehzahl (konstant halten!) und Nennerregung

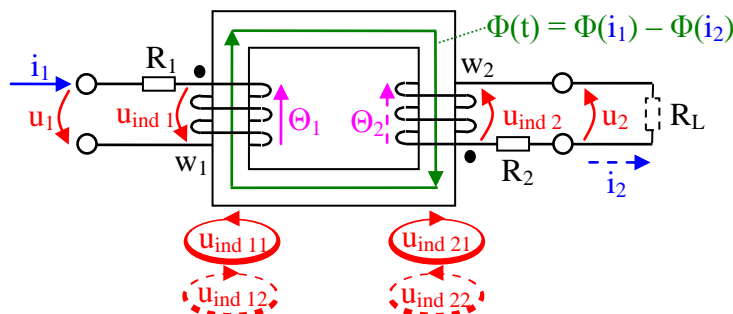
#### Zusammenfassung der Versuchsergebnisse:

1. Die Kennlinien entsprechen den theoretischen Erwartungen.
2. Bei geringerer Ankerspannung liegt die Kennlinie parallel mit geringerer Drehzahl.
3. Bei verringertem Erregerstrom folgt eine höhere Drehzahl mit erhöhtem Strom.
4. Die Generatorspannung fällt mit steigendem Ankerstrom.

## 2.2 Maschinen für Wechselstrom

### 2.2.1 Transformator als ruhende Maschine

Im Transformator wird vom **Strom  $i_1$**  in der Primärwicklung eine **magnetische Urspannung  $\Theta_1$**  erzeugt, durch **Induktion** eine **elektrische Spannung  $u_{11}$**  und in der Sekundärwicklung  **$u_{21}$** . Fließt ein **Sekundärstrom  $i_2$** , folgt als **Rückwirkung  $\Theta_2$**  sowie  **$u_{22}$**  und  **$u_{12}$**  in Gegenrichtung.



**Abb. 2.10: Schematische Darstellung des Transformators**

Die Richtungen werden jeweils nach der **Rechten-Hand Regel** festgelegt (siehe AEP I Abschnitt 5.1.6)<sup>10</sup>. So werden mit  $\Phi_{11} = \Phi(i_1)$ ,  $\Phi_{21} = k\Phi(i_1)$ ,  $\Phi_{12} = k\Phi(i_2)$ ,  $\Phi_{22} = \Phi(i_2)$  und dem Koppelfaktor  $k$ :

$$u_{\text{ind}11} = w_1 \frac{d\Phi_{11}}{dt} \quad \text{und} \quad u_{\text{ind}21} = w_2 \frac{d\Phi_{21}}{dt}$$

$$u_{\text{ind}12} = w_1 \frac{d\Phi_{12}}{dt} \quad \text{und} \quad u_{\text{ind}22} = w_2 \frac{d\Phi_{22}}{dt}.$$

Dabei zeigen  $u_{\text{ind}11}$  sowie  $u_{\text{ind}21}$  in Richtung der dargestellten  $u_{\text{ind}1}$  bzw.  $u_{\text{ind}2}$  und  $u_{\text{ind}22}$  sowie  $u_{\text{ind}12}$  jeweils entgegengesetzt.

$$u_{\text{ind}1} = u_{\text{ind}11} - u_{\text{ind}12} \quad \text{und} \quad u_{\text{ind}2} = u_{\text{ind}21} - u_{\text{ind}22}$$

Werden die **Widerstände des Wicklungsdrahtes**  $R_1, R_2$  zusätzlich berücksichtigt, folgen daraus die Maschensätze (Masche 1 Umlauf in Stromrichtung und Masche 2 gegen die Stromrichtung):

$$u_1 = i_1 R_1 + u_{\text{ind}11} - u_{\text{ind}12} \quad \text{und} \quad u_2 = u_{\text{ind}21} - u_{\text{ind}22} - i_2 R_2.$$

Mit dem jeweiligen Induktionsgesetz wird daraus:

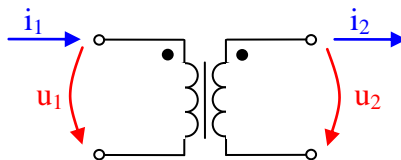
$$u_1 = i_1 R_1 + w_1 \frac{d\Phi(i_1)}{dt} - w_1 k \frac{d\Phi(i_2)}{dt}$$

$$u_2 = w_2 k \frac{d\Phi(i_1)}{dt} - w_2 \frac{d\Phi(i_2)}{dt} - i_2 R_2$$

Mit  $\Phi(i_x) = \Theta_x / R_m = w_x i_x / R_m$  sowie  $L_x = w_x^2 / R_m$  und  $M = k w_1 w_2 / R_m = k(L_1 L_2)^{1/2}$  folgen die **Transformatorgleichungen:**

$$u_1 = i_1 R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt}$$

$$u_2 = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} - i_2 R_2$$

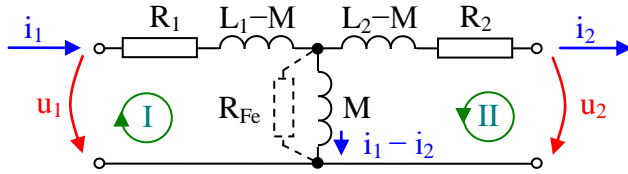


**Abb. 2.11: Schaltbild mit Klemmenbelegung**

(2.4)

<sup>10</sup> Induzierte Spannungen entlang des Wickeldrahtes von der Anfangsklemme zur Endklemme (für  $\Phi_1(i_1)$  dargestellt). Wicklungssinn beachten (● = Wicklungsanfang)!

Die gleichen Vierpolgleichungen ergibt die folgende **Ersatzschaltung des Transformators**.



**Abb. 2.12: Ersatzschaltung des Transformators**

Der Widerstand  $R_{Fe}$  kann dabei zusätzlich eingefügt werden, um die **Wirkleistungsverluste des Eisenkerns** (Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste) darzustellen. Er kann aus dem Gesamtverhalten des Transformators ermittelt werden <sup>11</sup>.

Die beiden Maschensätze in komplexer Schreibweise ( $di/dt \rightarrow j\omega \underline{i}$ ) lauten:

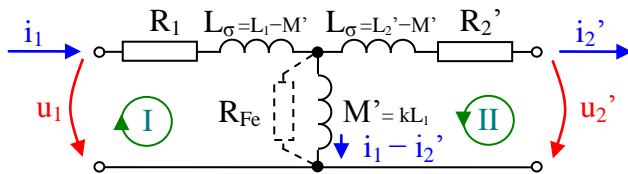
$$\begin{aligned} \underline{u}_1 &= R_1 \underline{i}_1 + j\omega (L_1 - M) \underline{i}_1 + j\omega M (\underline{i}_1 - \underline{i}_2) \\ \underline{u}_2 &= -R_2 \underline{i}_2 - j\omega (L_2 - M) \underline{i}_2 + j\omega M (\underline{i}_1 - \underline{i}_2) \end{aligned} \quad (2.5)$$

(Mit den Verlusten des Eisenkerns müsste  $j\omega M \parallel R_{Fe}$  eingesetzt werden.)

Es ist zu sehen, dass (2.5) mit (2.4) identisch sind. Ein **Nachteil** dieses Ersatzschaltbilds sind aber der **negative Wert** von  $L_1 - M$  oder  $L_2 - M$ , wenn  $L_1$  und  $L_2$  unterschiedlich groß sind. Deshalb hat sich die Nutzung eines **reduzierten Ersatzschaltbildes** durchgesetzt. Dazu werden alle Größen der Sekundärseite <sup>12</sup> einschließlich der Elemente an den Klemmen mit dem Verhältnis der Windungszahlen umgeformt. Es entsteht ein reduzierter Transformator mit dem reduzierten **Windungszahlverhältnis 1:1**.

$$\begin{aligned} u_2' &= u_2 w_1/w_2 && \rightarrow u_2' = u_1 \text{ (wenn } k=1 \text{ und } R_1=R_2=0 \text{ wären)} \\ i_2' &= i_2 w_2/w_1 && \rightarrow i_2' = i_1 \text{ (bei } k=1, R_1=R_2=0 \text{ und } \omega M \rightarrow \infty) \\ R_2', L_2' &= R_2, L_2 \cdot (w_1/w_2)^2 && \rightarrow R_2' \approx R_1^{13}, L_2' = L_1 \\ M' &= M w_1/w_2 && \rightarrow M' = k(L_1 L_2')^{1/2} = kL_1 \end{aligned}$$

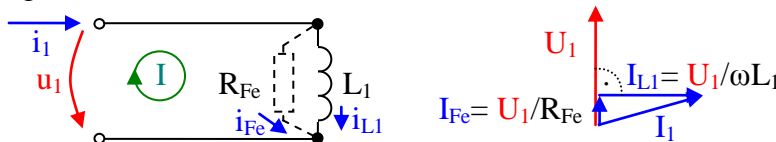
Dadurch werden  $L_1 - M' = (1-k)L_1 = (1-k)L_2' = L_2' - M' = L_\sigma = L_{1\sigma} = L_{2\sigma}'$ .



**Abb. 2.13: Reduziertes Ersatzschaltbild des Transformators**

Eine Untersuchung der reduzierten Ersatzschaltung bei **Leerlauf**, **Kurzschluss** und **Nennlast** ist sehr anschaulich mit **Zeigerbildern** durchführbar.

Bei **Leerlauf** ist  $i_2' = 0$  und die Spannungsabfälle an  $R_1$  und  $L_{1\sigma}$  sind weiterhin praktisch vernachlässigbar; damit wird  $M \cong L_1$ .



**Abb. 2.14: Ersatzschaltung und Zeigerbild für Leerlauf**

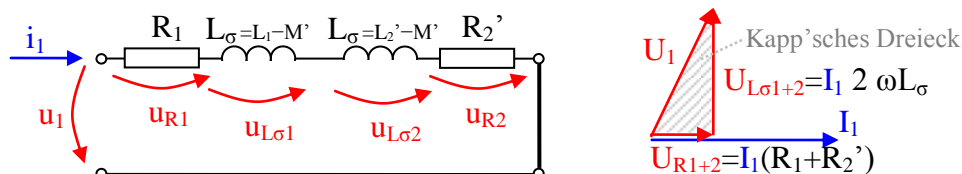
Durch **Messen von  $U_1$ ,  $I_1$ , und  $\phi_1$**  können  $R_{Fe} = U_1 / (I_1 \cos\phi_1)$  und  $L_1 = U_1 / (I_1 \omega \sin\phi_1)$  bei Leerlauf <sup>14</sup> ermittelt werden.

<sup>11</sup> Er hat nichts mit irgendeinem elektrischen Widerstand des Eisenkerns zu tun und kann nicht als solcher gemessen werden.

<sup>12</sup> In einigen Fällen kann auch die Primärseite reduziert werden.

<sup>13</sup> Ist nur etwa gleich, da z.B. die Drahtstärke nicht exakt entsprechend dem Verhältnis gewählt wird.

Bei **Kurzschluss** sind die Widerstände  $R_2$  und  $L_{2\sigma}$  praktisch so klein, dass  $R_{Fe}$  und  $M$  vernachlässigbar sind.

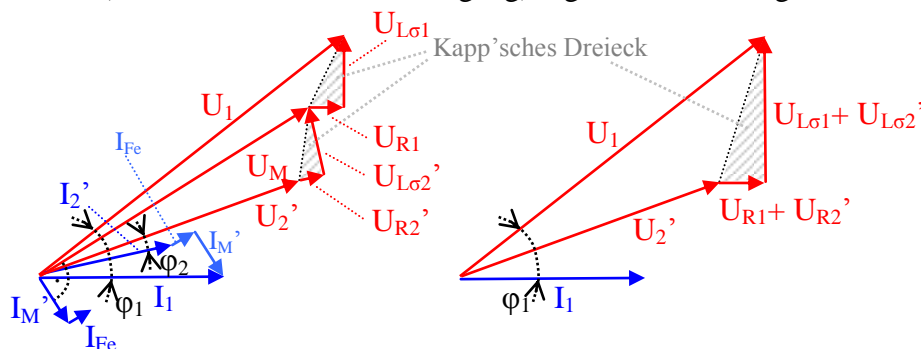


**Abb. 2.15: Ersatzschaltung und Zeigerbild für Kurzschluss**

Durch **Messen von  $U_1$ ,  $I_1$ , und  $\phi_1$**  können  $R_1 + R_2' = U_1 \cos\phi_1/I_1$  und  $2 L_\sigma = U_1 \sin\phi_1/(I_1 \omega)$  bei Kurzschluss<sup>15</sup> ermittelt werden. Aus  $L_\sigma$  und  $L_1$  können  $k = 1 - L_\sigma/L_1$ ,  $M' = kL_1$  und  $L_2' = L_1$  bestimmt werden. Die Originalgrößen können dann über das **Windungszahlverhältnis**<sup>16</sup> berechnet werden. Die genaue Aufteilung von  $R_1 + R_2$  erfolgt durch Widerstandsmessung bei Gleichstrom. Damit sind **alle Parameter** des Transformators mit Hilfe von **Leerlauf- und Kurzschluss messbar**. Das **Kapp'sche Dreieck** ist ein Maß für die **Kurzschlussfestigkeit**. Je größer das Dreieck, desto kleiner ist bei gegebener Spannung der Kurzschlussstrom.

Das Dreieck kann sowohl durch  $R_1$ ,  $R_2$  als auch durch  $L_\sigma$  vergrößert werden. Da  $R_1$  wie  $R_2$  eine Verlustleistung bedeuten, wird  $L_\sigma$  genutzt und  $L_\sigma$  durch die Größe des Luftspalts im Kern entsprechend eingestellt. Mit dem **Luftspalt** wird also die **Kurzschlussfestigkeit** beherrscht (praktisch deutlich erlebbar bei Schweißtransformatoren).

Bei **Nennlast** (Abb. 2.13 mit Last am Ausgang) ergibt sich das Zeigerbild nach Abb. 2.16.



**Abb. 2.16: Zeigerbild bei Last und mit der Näherung  $I_{Fe} + I_M' \approx 0$**

(In Abb. 2.16 bilden  $I_1$ ,  $U_1$  und  $\phi_1$  den Ausgangspunkt und es sind  $U_{R1} \parallel$  und  $U_{L\sigma1} \perp$  zu  $I_1$ ,  $I_{Fe} \parallel$  und  $I_M' \perp$  zu  $U_M$  sowie  $U_{R2}' \parallel$  und  $U_{L\sigma2}' \perp$  zu  $I_2'$ .) Es ist erkennbar, dass die Näherung ( $I_{Fe} + I_M' \approx 0$ ) relativ geringe Fehler ergibt (in der Praxis sind  $I_{Fe}$  und  $I_M'$  sogar noch kleiner als in der Darstellung). Das Kapp'sche Dreieck zerfällt in der genauen Darstellung in zwei Dreiecke mit den in Näherung gleichen Gesamtverlusten. Dabei ergeben  $R_1 + R_2$  **Leistungsverluste**, dagegen **beide  $L_\sigma$  nur Spannungsverluste**, so dass  $U_1/U_2$  nicht vollständig  $w_1/w_2$  erreicht (jedoch fast genau bei Leerlauf).

Da das **Ersatzschaltbild** die gleichen Vierpolgleichungen ergibt, kann es **immer anstatt des Transformators** mit seiner magnetischen Durchflutung und Induktion genutzt werden. Selbst bei Gleichstrom ( $\omega M = 0$ ) folgt das richtige Ergebnis. Nur die **galvanische Trennung** wird **nicht richtig** wiedergegeben.

Ein **idealer** Transformator liefert  $U_1/U_2 = w_1/w_2$  und  $I_1/I_2 = w_2/w_1$  und somit  $P_{w1} = P_{w2}$ . Beim **realen Transformator** wird  $P_{w2} = P_{w1} - P_{V R_{Fe}} - P_{V R_1+R_2}$ . Die **Leistungsverluste** können

<sup>14</sup> Spannung gleich Nennspannung einstellen.

<sup>15</sup> Die Kurzschlussspannung darf nur so hoch sein, dass der Nennstrom erreicht wird.

<sup>16</sup> Näherungsweise kann das Leerlaufspannungsverhältnis verwendet werden.

durch entsprechende Wahl der **Drahtstärken** (Wickelfenster voll ausnutzen), durch Transformatorbleche mit **geringen Ummagnetisierungsverlusten** (Weicheisen mit sehr schmaler Hystereseurve) und durch dünne **Bleche mit gegenseitiger Isolation** (zur Unterdrückung der Wirbelströme) minimiert werden. Wichtig ist, dass der magnetische Fluss nicht die **Sättigungsgrenze** des Eisens erreicht; sonst sind Probleme von einer Verzerrung der Spannungsform über erhöhte Verluste bis zu einer thermischen Überlastung zu erwarten.

Der **Wirkungsgrad**  $\eta$  erreicht bei Kleintransformatoren ( $P < 300 \text{ W}$ ) ca. 60 ... 70 %, bei Großtransformatoren ( $P > 100 \text{ kW}$ ) Werte von 95 ... 99,7 %. Transformatoren werden bis ca. 1 GW hergestellt.

Die **Kühlung** erfolgt bei kleinen Transformatoren durch die Oberfläche, bei großen durch einen Kühlkreislauf mit Spezialöl.

Als **Spezialformen** gibt es:

- **Spartransformatoren** – Die Sekundärwicklung wird durch eine Anzapfung der Primärwicklung ersetzt. Sie besitzen keine galvanische Trennung. (Kann auch als induktiver Spannungsteiler aufgefasst werden.)
- **Trenntransformatoren** – Windungszahlverhältnis 1:1, gute galvanische Trennung
- **Stelltransformatoren** – Durch viele Anzapfungen der Primär- (Sparvariante) oder der Sekundärwicklung wird eine feine Einstellung der Sekundärspannung erreicht.

Die **Möglichkeit, mit hohem Wirkungsgrad Spannungen zu wandeln**, war ein starkes Argument für den Übergang zu Wechselstrom.

## 2.2.2 Universalmotor

Da beim **Reihenschlussmotor** durch Anker und Feldwicklung **derselbe Strom** fließt, werden bei Wechselstrom beide genau gleichzeitig umgepolt und die Drehrichtung bleibt erhalten.

Der **Aufbau** entspricht der **Gleichstromreihenschlussmaschine**. Alle den magnetischen Fluss führenden Eisenteile werden aber grundsätzlich aus **Blechen wie beim Transformator** ausgeführt, um Ummagnetisierungs- und Wirbelstromverluste zu minimieren.

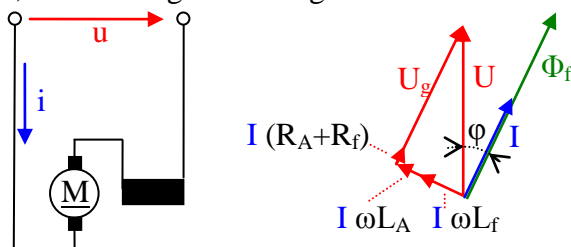
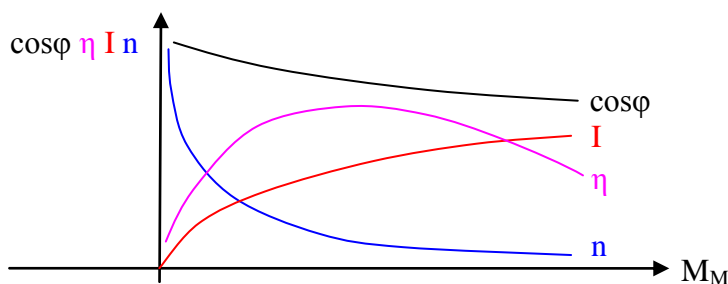


Abb. 2.17: Universalmotor und sein Zeigerdiagramm



**Abb. 2.18: Kennlinien  $\cos\varphi$ ,  $\eta$ ,  $I$ ,  $n = f(M_M)$  des Universalmotors**

Das **Betriebsverhalten** entspricht dem des **Gleichstromreihenschlussmotors**. Zusätzlich tritt induktive **Blindleistung** und somit der  **$\cos\varphi$**  auf. Die Verluste sind ebenfalls von der Betriebsspannung aufzubringen, wobei nur die Wicklungswiderstände Leistungsverluste ergeben.

Eine Hauptanwendung sind **Kleinmaschinen** (Haushalt, Heimwerker ...). Dabei wird auf Wendepol- und Kompensationswicklungen verzichtet. Sie werden für Leistungen in der Regel  $< 500 \text{ W}$  (bei hohen Drehzahlen ca.  $2 \text{ kW}$ ) und für Drehzahlen von  $3000$  bis  $15000 \text{ U/min}$ <sup>17</sup> hergestellt. Eine Drehzahlregelung erfolgt heute fast ausschließlich durch Phasenanschnittsteuerung. Nur sehr langsam geht ein Austausch dieser relativ billigen, kleinen und relativ leichten Motore gegen frequenzgeregeltere Asynchronmotore vor sich.

Die zweite Hauptanwendung sind **Bahnmotore** mit  $16 \frac{2}{3} \text{ Hz}$ , ca.  $300 \text{ kW}$  und ca.  $500 \text{ V}$ . Diese werden seit einiger Zeit sehr erfolgreich durch Stromrichteranordnungen und die insbesondere wartungsärmeren und robusteren Asynchronkurzschlussläufermotore ersetzt.

### 2.2.3 Kennwerte und Aufgaben

Transformator (Kleinleistungsbereich):

- Nennspannung primär  $U_{PN}$
- Nennstrom primär  $I_{PN}$
- Frequenz  $f$
- Nennspannung sekundär  $U_{SN}$
- Nennstrom sekundär  $I_{SN}$
- Scheinleistung maximal  $P_{SMax}$  wird alternativ zu  $I_N$  angegeben
- (Wirkungsgrad  $\eta$  wird in der Regel nicht angegeben)

Universalmotor (Kleinleistungsbereich):

- Nennspannung  $U_N$
- Nennstrom  $I_N$
- Nennleistung (mechanisch)  $P$
- $\cos\varphi$   $\cos\varphi$
- Frequenz  $f$
- (Wirkungsgrad  $\eta$  wird in der Regel nicht angegeben)

<sup>17</sup> Hohe Drehzahlen werden vor allem für Gebläse (auch Staubsauger) benötigt.

### Aufgabe 2.2.1

Auf einem Trenntransformator befinden sich die folgenden Angaben:

Eingang 220 V, Ausgang 220 V, Scheinleistung 550 VA und Frequenz 50 Hz.

Frage: Welcher Strom kann maximal genutzt werden?

### Aufgabe 2.2.2

Ein vorhandener Transformator für ein Netzteil hat lediglich die Angaben: Eingang 230 V, Ausgang 24 V bei einer Scheinleistung 75 VA und Frequenz 50 Hz. Im Leerlauf werden am Ausgang 27 V gemessen. Da nur 18 V Ausgangsspannung bei ca. 70 VA benötigt werden, muss der Ausgang verändert werden. Es besteht die Möglichkeit, Windungen auf den Wickel dazuzuwickeln. An fünf Testwindungen wird eine Leerlaufspannung von 4,3 V gemessen.

Frage 1: Wie viel Windungen werden benötigt?

Hinweis: Gehen Sie als Näherung davon aus, dass das Spannungsverhältnis der Primärseite zur Sekundärseite bei Belastung und bei Leerlauf gleiche ist.

Frage 2: Wie sind die zusätzlichen Windungen anzuschließen und was wird aus nicht ganzzahligen Windungen?

### Aufgabe 2.2.3

Bei Leerlauf werden an einem Transformator  $U = U_N = 230\text{V}$ ,  $I = 102\text{ mA}$  und  $\cos\varphi = 0,2$  gemessen und bei Kurzschluss  $I = I_N = 2,5\text{ A}$ ,  $U = 105\text{ V}$  und  $\cos\varphi = 0,66$ .

Frage 1: Wie lauten  $R_1+R_2'$ ,  $L_\sigma$ ,  $L_1$ ,  $k$  und  $R_{Fe}$ ?

Frage 2: Wie groß sind  $U_2'$  und  $\eta$  bei rein Ohm'scher Last im Nennbetrieb sowie  $U_2$  bei  $w_1/w_2 = 12$ ?

Hinweis: Benutzen Sie bei Belastung die Näherung mit Vernachlässigung von  $I_{Fe}$  und  $I_M'$ .

### Aufgabe 2.2.4

Ein Universalmotor hat folgende Angaben:  $U_N = 220\text{ V}$ ,  $I_N = 0,8\text{ A}$ ,  $\cos\varphi = 0,75$ ,  $P = 70\text{ W}$ ,  $n = 2730\text{ U/min}$  und  $f = 50\text{ Hz}$ .

Frage: Wie groß ist der Wirkungsgrad?

Zusatzfrage: Wie sieht das Zeigerbild aus und wie groß ist die induzierte Gegenspannung, wenn  $R_A + R_f = 75\ \Omega$  gemessen wurde?

### Aufgabe 2.2.5

Messung der Kennwerte (Parameter) eines Trenntransformators am Versuchsstand

#### Versuchsaufbau:

Nutzen Sie die Vorlage „Spaltnotor“ mit dem stellbaren 220 V; 2 A Anschluss. An der Primärseite des Transformators werden Spannung, Strom und Wirkleistung gemessen. Die Sekundärseite bleibt völlig frei (Leerlauf) bzw. wird direkt kurzgeschlossen.

#### Versuchsdurchführung:

Bestimmen Sie zu Beginn aus den Daten des Typenschildes Nennspannung und Nennstrom, diese dürfen nicht überschritten werden. Bestimmen Sie für Leerlauf und Kurzschluss jeweils  $U_{\text{eff}}$ ,  $I_{\text{eff}}$  und  $P_W$ . Berechnen Sie  $R_1+R_2'$ ,  $L_\sigma = L_\sigma'$ ,  $L_1$ ,  $k$ ,  $M'$  und  $R_{Fe}$ .

Berechnen, messen und vergleichen Sie  $U_2$  und  $\eta$  bei Nennspannung und  $110\ \Omega$  Sekundärlastwiderstand (überlegen Sie sich die notwendige Schaltung dazu).

(Nutzen Sie die Erfahrungen mit Aufgabe 2.2.3.)



## 2.3 Drehfeldmaschinen

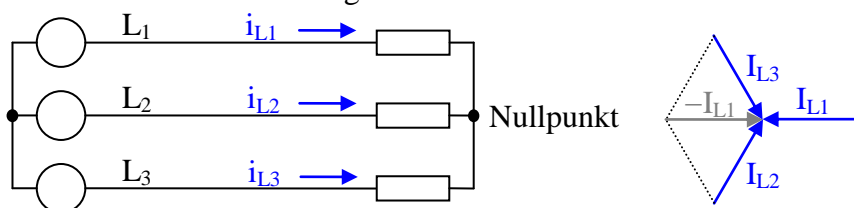
### 2.3.1 Dreiphasensysteme für Strom und Spannung

Mit **Dreiphasensystemen** erreichte die Nutzung von Wechselstrom weitere gewichtige Argumente und hat sich allgemein zur **Elektroenergieversorgung** durchgesetzt.

Schon ein **Zweiphasensystem** hat gegenüber einfachem Wechselstrom zwei zusätzliche Möglichkeiten.

1. Bei einer **Phasenverschiebung von 180°** wird die Stromsumme beider Rückleiter Null und deren **Leitermaterial** kann **eingespart** werden. (So entsteht aber nur ein einphasiges System mit höherer Spannung.)
2. Bei einer **Phasenverschiebung von 90°** entsteht für Magnetspulen mit 90° räumlich versetzter Anordnung ein **magnetisches Drehfeld**. Es wird  $|B| = \text{const}$ , aber mit sich zeitproportional ändernder Richtung  $\alpha = \omega t$  (vergleiche Abschnitt 2.3.2). (Wird in Analogie am x- und y-Eingang eines Oszilloskops eine Sinus- und eine Kosinusspannung angelegt, ist dies leicht nachvollziehbar.)

Ein **Dreiphasensystem** kombiniert beide Möglichkeiten bei der gleichen Phasenverschiebung. Dazu sind jeweils eine Zeitverschiebung von 120° und für das Drehfeld Magnetspulen mit 120° räumlich versetzter Anordnung erforderlich.



**Abb. 2.19:** Dreiphasensystem mit drei Leitern  $L_1, L_2$  und  $L_3$  und  $\Sigma I = 0$ <sup>18</sup>

3. Außerdem steht **zwischen** jeweils einem **Leiter** und dem **Nullpunkt** ein **einfacher Wechselstrom** zur Verfügung.

Durch weitere Phasen gibt es keine zusätzlichen Vorteile.

Insbesondere die Möglichkeiten der Drehfeldmaschinen waren entscheidend für den Übergang zu Dreiphasensystemen.

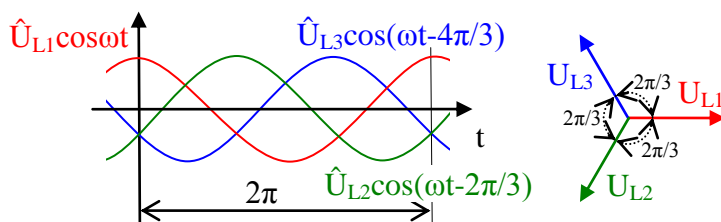
Ein **symmetrisches Dreiphasensystem** besteht demzufolge aus drei Spannungen mit jeweils einer Zeitverschiebung von 120° (oder  $2\pi/3$ ).

$$u_{L1} = \hat{U} \cos(\omega t)$$

$$u_{L2} = \hat{U} \cos(\omega t - 2\pi/3)$$

$$u_{L3} = \hat{U} \cos(\omega t - 4\pi/3)$$

(2.6)

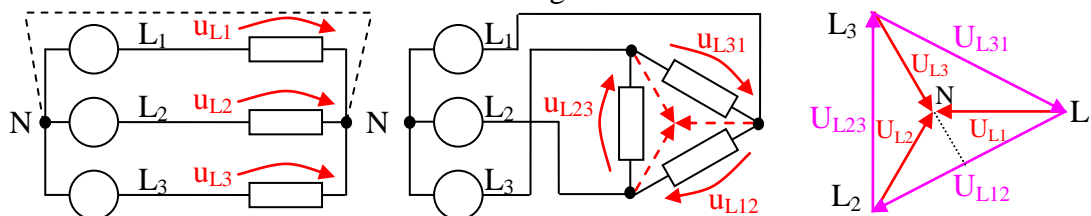


**Abb. 2.20:** Darstellung einer symmetrische Dreiphasenspannung

<sup>18</sup> Für die Zeiger wird hier der Betrag in Form von Effektivwerten für deren Länge verwendet.

In der **Praxis** wird außer den **drei Leitern** ( $L_1, L_2$  und  $L_3$ ) ein **Nullleiter** (N) für Ausgleichsströme zwischen den Nullpunkten mitgeführt. Zusätzlich wird ein **Schutzleiter** (PE) verlegt, der im Normalfall ungenutzt ist, aber bei Schäden an Leitern, Geräten oder Anlagen wichtige Schutzfunktionen erfüllt. Für Fernleitungen werden in der Regel nur drei Leiter ( $L_1, L_2$  und  $L_3$ ) benutzt (z.T. mit darüber angeordneten Blitzschutzleitern).

Für den Anschluss einer Last an die drei Leiter gibt es die **Stern- und die Dreieckschaltung**.



**Abb. 2.21: Stern-, Dreieckschaltung und Zeigerbild aller Spannungen**

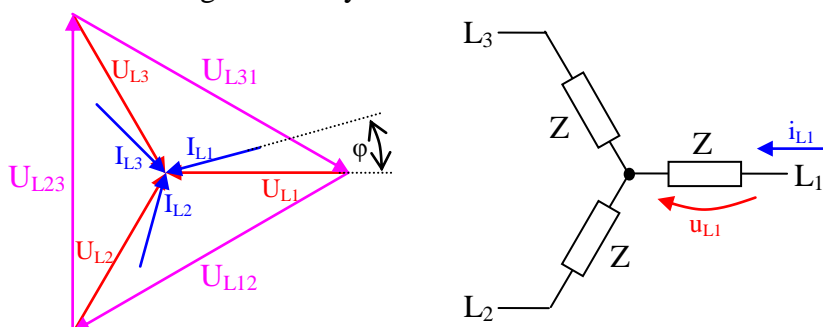
Bei der Sternschaltung (beide Quellen in Abb. 2.11 und linke Last) liegt jeweils eine **Leiterspannung an einer Last**, welche im Nullpunkt zusammengeführt werden.

Bei der Dreieckschaltung (in Abb. 2.11 rechte Last) liegt eine Last **zwischen zwei Leitern** und deren Spannungen. Der zwar virtuell vorhandene Nullpunkt kann in der Schaltung nicht angeschlossen und somit auch nicht genutzt werden.

Natürlich können auch die Quellen in Dreieckschaltung angeordnet werden.

Das Zeigerbild in Abb. 2.21 zeigt den Zusammenhang zwischen **Leiter- und verketteten Spannungen**. So folgt z.B. aus dem Dreieck  $L_1 - L_2 - N$  mit den Winkeln  $30^\circ, 120^\circ$  und  $30^\circ$ , dass  $U_{L12} = U_{L1} \sqrt{3}$ <sup>19</sup> wird. Folglich stehen in einem Dreiphasensystem immer zwei Spannungen zur Verfügung  $U$  und  $U\sqrt{3}$  (z.B. 230 V und 400 V, d.h. auch, Lastwiderstände oder Wicklungen für 230 V können in Sternschaltung an ein System mit 400 V oder in Dreieckschaltung an ein System mit 230 V angeschlossen werden<sup>20</sup>).

Bei einer **Last mit Blindanteil** besteht zwischen Strom und Spannung jeder Phase die gleiche Phasenverschiebung für eine symmetrische Last.



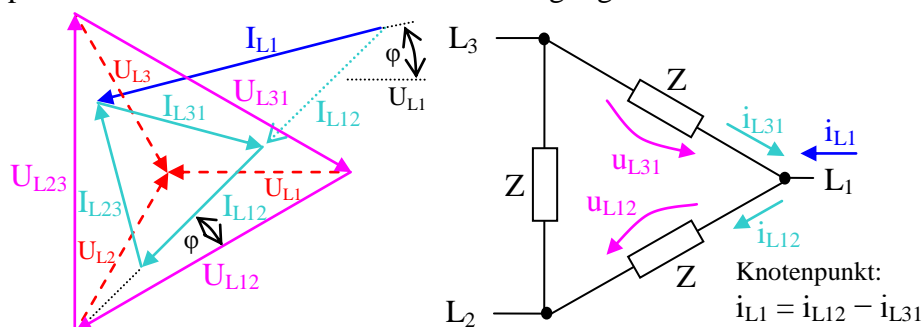
**Abb. 2.22: Strom und Spannung bei symmetrischer kapazitiver Last Z in Stern**

Während die Spannungen zwischen zwei Leitern  $U_{L12}, U_{L23}$  und  $U_{L31}$  (vergleiche Abb. 2.22) immer gemessen werden können, muss für die Leiterspannungen  $U_{L1}, U_{L2}$  und  $U_{L3}$  der Nullpunkt greifbar sein, was für Sternschaltung normalerweise der Fall ist. Bei Sternschaltung treten nur die Leiterströme  $I_{L1}, I_{L2}$  und  $I_{L3}$  auf.

<sup>19</sup> Das halbe Dreieck ist rechtwinklig  $\rightarrow U_{L12} = 2 (U_{L1} \cos 30^\circ) = \sqrt{3} U_{L1}$ .

<sup>20</sup> Mit zwar gleicher Last aber einmal  $U_{L12} = 400$  V für Sternschaltung (d.h.,  $U_{L1} = U_{L12} / \sqrt{3} = 230$  V und somit  $I_{L1} = 230$  V / Z) und zum anderen  $U_{L12}^* = 230$  V für die Dreieckschaltung (d.h.,  $I_{L12}^* = 230$  V / Z) folgt jeweils die gleiche Leistung, da in diesem Fall  $U_{L12} = \sqrt{3} U_{L12}^*$  ist.

Dagegen treten bei Dreieckschaltung (Abb. 2.23) nur die Ströme  $I_{L12}$ ,  $I_{L23}$  und  $I_{L31}$  auf und der Nullpunkt steht normalerweise nicht zur Verfügung <sup>21</sup>.



**Abb. 2.23: Strom und Spannung bei symmetrischer kapazitiver Last in Dreieck**

Abb. 2.22 und Abb. 2.23 wurden für gleiche Spannung und Last dargestellt, so dass die Ströme  $I_{L12} = I_{L23} = I_{L31}$  bei Dreieckschaltung für die gleiche Last größer sind. Das wird bei einer Stern- Dreieck-Umschaltung genutzt.

Für die Leistung bei symmetrischen Dreiphasensystemen  $U_{L1} = U_{L2} = U_{L3} = U_L$  sowie  $U_{L12} = U_{L23} = U_{L31} = U_{LL}$  und genauso  $I_{L1} = I_{L2} = I_{L3} = I_L$  sowie  $I_{L12} = I_{L23} = I_{L31} = I_{LL}$  ergibt sich mit dem Winkel  $\varphi$  zwischen Spannung und Strom an einer Last für eine **Sternschaltung** (d.h.  $I_{Zuleitung} = I_L$ , vergleiche Zeigerbild Abb. 2.22):

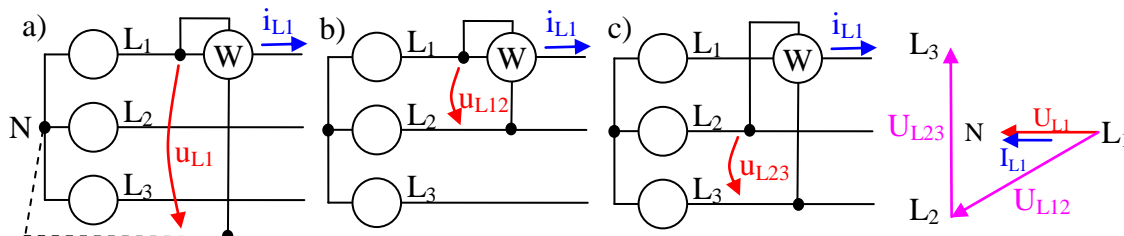
$$P_{\text{Stern}} = 3 U_L I_L \cos\varphi = 3 (U_{LL}/\sqrt{3}) I_L \cos\varphi = \sqrt{3} U_{LL} I_L \cos\varphi \quad 22$$

und für eine **Dreieckschaltung** (d.h.  $I_{Zuleitung} = \sqrt{3} I_{LL}$ , vergleiche Zeigerbild Abb. 2.23):

$$P_{\text{Drei}} = 3 U_{LL} I_{LL} \cos\varphi = \sqrt{3} U_{LL} I_L \cos\varphi \quad (= 3 U_L I_L \cos\varphi)$$

Damit ergibt sich die **Leistung unabhängig von der Schaltung** nach den gleichen Formeln.

Für die **Messung der Leistung** müssen die dargestellten Verhältnisse beachtet werden.



**Abb. 2.24: Mögliche Anordnungen eines Leistungsmessers**

Für Abb. 2.24 a) folgt direkt  $P_{\text{Anzeige}} = U_L I_L \cos\varphi$  und somit  $P = 3 P_{\text{Anzeige}}$ ,

für Abb. 2.24 b) folgt  $P_{\text{Anzeige}} = U_{LL} I_L \cos(30^\circ - \varphi)$  und

für Abb. 2.24 c) folgt  $P_{\text{Anzeige}} = U_{LL} I_L \cos(90^\circ + \varphi) = U_{LL} I_L \sin(\varphi)$  und somit  $P_B = \sqrt{3} P_{\text{Anzeige}}$ .

Wäre für Abb. 2.24 b)  $u_{L31}$  genutzt worden, ergäbe sich  $P_{\text{Anzeige}} = U_{LL} I_L \cos(30^\circ + \varphi)$ . nach den Additionstheoremen wird  $\cos(30^\circ - \varphi) + \cos(30^\circ + \varphi) = \sqrt{3} \cos\varphi$ . Damit ergibt die Addition beider Anzeigen  $P = P_{\text{Anzeige}}(u_{L23}) + P_{\text{Anzeige}}(u_{L31}) = \sqrt{3} U_{LL} I_L \cos\varphi$  (Aronschaltung).

Durch die zur Verfügung stehenden Phasenlagen in einem Dreiphasensystem kann also

- die Wirkleistung mit Nullpunkt für einen (oder jeden) Leiter,
- die Wirkleistung ohne Nullpunkt mit zwei Leistungsmessern und

<sup>21</sup> N könnte von einer anderen Stelle oder durch eine Zusatzschaltung für die Messung genutzt werden.

<sup>22</sup> Der Winkel zwischen einem  $U_{LL}$  und  $I_L$  ist nicht  $\varphi$  (vergleiche Zeigerbilder Abb. 2.22 und Abb. 2.23).

- die Blindleistung direkt gemessen werden.

Für **unsymmetrische Last** (verschiedene  $Z_1$ ,  $Z_2$  und  $Z_3$ ) werden die **Ströme** in den drei Leitern **ungleich** und es fließt bei vorhandenem Nullleiter ein **Ausgleichsstrom** zur Quelle. Ohne Nullleiter entsteht eine **Spannungsdifferenz** zwischen dem Nullpunkt der Quelle und der Last.

Ist die Quelle starr genug ( $R_i \ll Z$ ), bleiben **mit Nullleiter** die **Spannungen symmetrisch**, aber **ohne Nullleiter nicht**.

Bei unsymmetrischer Last zeigt die Schaltung nach Abb. 2.24 a) für jede Phase einzeln die richtige Leistung; es muss dann die **Leistung jeder Phase gemessen** werden. Die **Aronschialtung** liefert **ohne Nullleiter** weiter das richtige Ergebnis, aber mit Nullleiter ein falsches. Eine Blindleistungsmessung funktioniert dann nicht auf diese einfache Weise.

Jedes unsymmetrische System kann in je ein

- symmetrisches **Mitsystem**:

$$u_{m1} = U_m \cos(\omega t - \varphi_m), u_{m2} = U_m \cos(\omega t - \varphi_m - 2\pi/3) \text{ und } u_{m3} = U_m \cos(\omega t - \varphi_m - 4\pi/3),$$

- symmetrisches **Gegensystem**:

$$u_{g1} = U_g \cos(\omega t - \varphi_g), u_{g2} = U_g \cos(\omega t - \varphi_g + 2\pi/3) \text{ und } u_{g3} = U_g \cos(\omega t - \varphi_g + 4\pi/3) \text{ und}$$

- **Nullsystem**<sup>23</sup>:

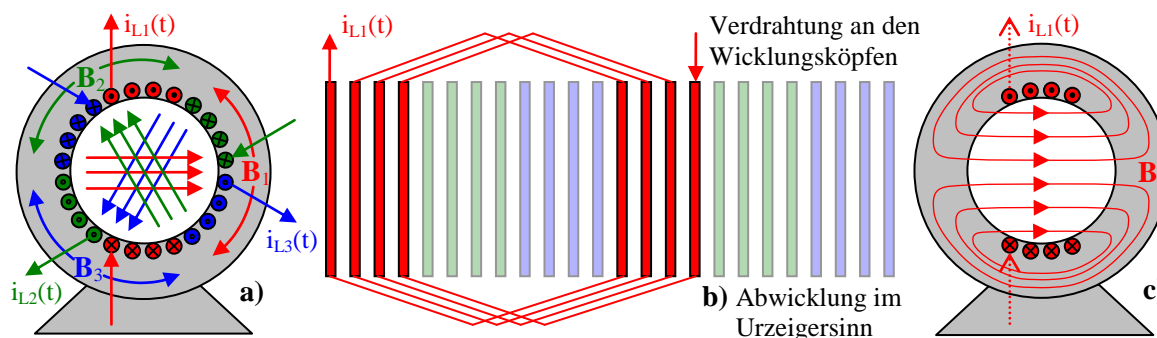
$$u_{01} = u_{02} = u_{03} = U_0 \cos(\omega t - \varphi_0)$$

zerlegt werden [ 4 ]. Diese **symmetrischen Komponenten** sind für viele Untersuchungen hilfreich.

## 2.3.2 Das Drehfeld

Für ein **Drehfeld** wird ein symmetrischer **Dreiphasenstrom** an drei (bzw.  $p$  mal drei) gleiche, aber auf einem Zylinder je um  $120^\circ$  **versetzt angeordnete Wicklungspaare** angeschlossen.

Der Aufbau der Wicklungen in Nuten<sup>24</sup> des Statorblechpaketes, das Verdrahtungsschema, die Richtungen der Ströme (Punkt – Strom fließt heraus, Kreuz – Strom fließt hinein) und das entstehende Magnetfeld  $\mathbf{B}_1$  von  $i_{L1}(t)$  sind in Abb. 2.25 schematisch dargestellt.



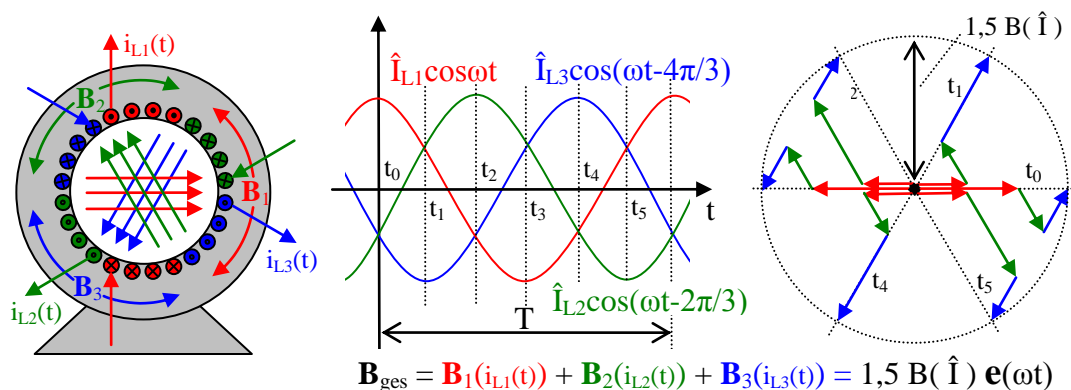
**Abb. 2.25:** a) Statorwicklungen in Nuten, b) Verdrahtungsschema und c) Magnetfeld  $\mathbf{B}_1$

Durch die Darstellung der drei völlig **symmetrisch aufgebauten Feldwicklungen** in Abb. 2.26 in Nuten des Stators (ein Polpaar je Phase<sup>25</sup>) ist die räumliche **Überlagerung der drei Flussdichtefelder** ( $\mathbf{B}_1$ ,  $\mathbf{B}_2$  und  $\mathbf{B}_3$ ) im Innenraum der Maschine deutlich erkennbar.

<sup>23</sup> Das Nullsystem ist z.B. für eine Spannung mit Nullleiter und für einen Strom ohne Nullleiter „Null“.

<sup>24</sup> Heutige Maschinen haben normalerweise die Drehfeldwicklungen in Nuten des Ständers.

<sup>25</sup> Es wird deshalb von einer einpolpaarigen Maschine gesprochen mit  $p = \text{Polpaaranzahl}$ .



**Abb. 2.26: Drehfeld: Anordnung der Pole, Ströme  $i(t)$  und Flussdichtevektoren  $\mathbf{B}(i(t))$** <sup>26</sup>

Als Beispiel wurden für  $t_0$  bis  $t_5$  mit einem Zeitabstand von je  $T/6$  ( $\rightarrow \omega T/6 = \pi/3 = 60^\circ$ ) die Flussdichtevektoren addiert ( $\mathbf{B}_{\text{ges}} = \mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3$ )<sup>27</sup>. Auch zu jedem anderen Zeitpunkt würde die Summe der Flussdichte wie für die dargestellten Beispiele  $|\mathbf{B}_{\text{ges}}| = 1,5 B(\hat{I})$  ergeben. Die Richtung dreht sich dabei zeitproportional in die Richtung  $\alpha = \omega t$ , also in Richtung der Phasenfolge  $\mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$  und  $\mathbf{B}_3$  (in Abb. 2.26 gegen die Uhrzeigerrichtung  $\rightarrow$  positiv). Bei einer Phasenfolge in umgekehrte Richtung, dreht sich auch das Feld umgekehrt.

Der magnetische Rückschluss des Feldes geschieht auch hier über den äußeren Zylinderring als Zylinderring mit Nuten für die Wicklungen.

Dieses Drehfeld findet seine Hauptanwendung in der Asynchronmaschine und in der Synchronmaschine.

### 2.3.3 Asynchronmaschine

Bei den Asynchronmaschinen (ASM) werden zwei Bauformen einmal mit Schleifring- und zum anderen mit Kurzschlussläufer unterschieden. Eine wichtige praktische Anwendung stellen ferner der Einphasenbetrieb und darüber hinaus der Spaltemotor für Kleinantriebe dar.

Wird in den Innenraum der Anordnung von Abb. 2.26 eine einfache Blechbüchse gelegt, dreht sich diese sofort mit dem Drehfeld mit. Eine Kompassnadel würde sich natürlich in Feldrichtung ausrichten und mitdrehen, kann aber bei 50 Hz nicht schnell genug beginnen und kommt deshalb nicht „in Tritt“ (bei geringer Frequenz würde es funktionieren).

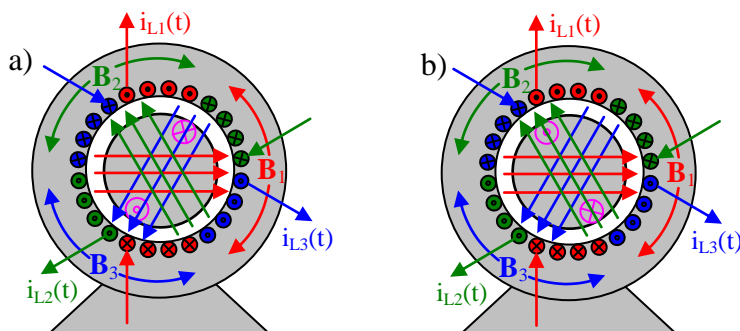
Wird ein Läufer mit einer Wicklung im Drehfeld unbeweglich angebracht, befindet sich die Wicklung ähnlich wie die Sekundärwicklung bei einem Transformator in einem sich zeitlich ändernden magnetischen Feld und es wird eine Spannung induziert. Je nach Winkelstellung des Läufers hat die induzierte Spannung im Unterschied zum Transformator jedoch einen anderen Phasenwinkel. Daraus ergibt sich ein Phasenschiebertransformator (in der Nachrichtentechnik der Drehmelder).

In Abb. 2.27 a) steht die Wicklung z.B. parallel zu  $\mathbf{B}_3$ , es wird die gezeigte Stromrichtung<sup>28</sup> gleichphasig zu  $i_{L3}(t)$  durch Induktion entstehen. Für  $t_4$  (vergleiche Abb. 2.26) zeigt das Drehfeld in Richtung von  $\mathbf{B}_3$ , die Relativbewegung der Leiter zum Feld in die

<sup>26</sup> In Abb. 2.26 bedeutet  $\mathbf{e}(\omega t)$  einen radialen Einheitsvektor vom Mittelpunkt in Richtung  $\alpha = \omega t$ .

<sup>27</sup> Alle  $60^\circ$  ist immer ein Strom  $|i(n T/6)| = \hat{I}$ , die beiden anderen je  $\frac{1}{2} \hat{I}$  mit entgegengesetzter Polarität. Die Flussdichtevektoren zeigen immer in die gleiche Richtung, nur ihr Betrag und ihr Vorzeichen ändern sich entsprechend ihres Stromes.

<sup>28</sup> Wenn ein Stromfluss möglich ist. Die Klemmenspannung ergibt sich nach dem Erzeugerpeilsystem.



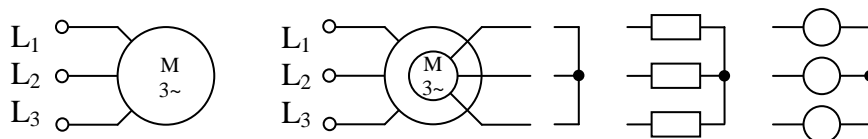
**Abb. 2.27: Wicklung im Drehfeld mit verschiedenem Winkel**

Uhrzeigerrichtung und die Kraft entsprechend der UVW-Regel nach vorn. (Der Fluss **durch** die Rotorwicklung hat zu diesem Zeitpunkt die größte zeitliche Änderung<sup>29</sup> und somit die induzierte Spannung ihr Maximum.) Im Unterschied dazu steht bei b) die Wicklung parallel zu  $B_2$  und die gezeichnete Stromrichtung wird gleichphasig zu  $i_{L2}(t)$ .

Fließt in der Wicklung von Abb. 2.27 infolge der **Induktion** ein **Strom**, muss dieser der **Ursache – Relativbewegung** zwischen Wicklung und Drehfeld – **entgegenwirken**. Das ist nur möglich, wenn sich der **Läufer mit dem Drehfeld mitdreht**. Dreht er sich mit gleicher Geschwindigkeit (synchrone Drehzahl  $n_0$ ) kann keine Induktion mehr stattfinden, da der magnetische Fluss durch die Wicklung konstant bleibt. Durch die mechanische **Belastung des Läufers** dreht sich dieser entsprechend langsamer – also **asynchron**.

Da es für die Leistung der „Sekundärwicklung“ gleich bleibt, ob sie viele Windungen und demnach eine hohe induzierte Spannung bei geringem Strom oder ob sie wenige Windungen, also geringe Spannung und hohen Strom hat, werden für einen **Kurzschlussläufer** rings um den Läufer **dicke Leiterstäbe in die Nuten** gegossen und an beiden Stirnseiten mit einem entsprechend starken Ring **kurzgeschlossen**. Damit entsteht der robusteste und billigste Elektromotor.

Bei einem **Schleifringläufer** werden drei Wicklungen in Nuten angeordnet und über drei Schleifringe zugänglich gemacht. Dadurch steht eine dreiphasige Wicklung für zusätzliche Funktionen zur Verfügung.



**Abb. 2.28: Schaltbilder: Asynchronmaschine mit Kurzschluss- und Schleifringläufer**

Die Schleifringe können sowohl kurzgeschlossen werden als auch mit Widerständen belastet oder durch Spannungsquellen zusätzlich gespeist werden.

Die **synchrone Drehzahl** entspricht dem **Umlauf des Drehfeldes** und ist somit durch die Netzfrequenz und die Polpaarzahl<sup>30</sup> festgelegt.

$$n_0 = \frac{f_{\text{Netz}}}{p} \quad \text{für } 50 \text{ Hz} \quad n_0 = \frac{50 \text{ Hz}}{p} = \frac{3000}{p} \text{ min}^{-1}$$

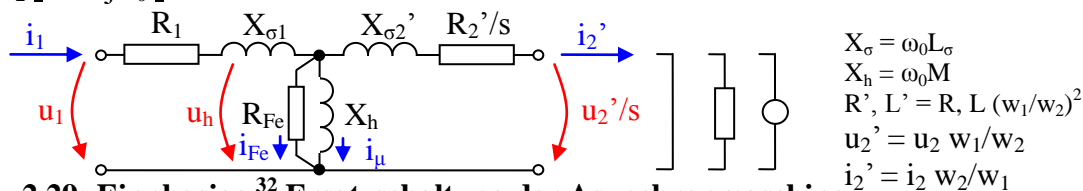
Die Abweichung von der synchronen Drehzahl wird als **Schlupf**  $s$  bezeichnet.

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}$$

<sup>29</sup> Vorher bestand gerade noch eine Komponente nach links danach nur noch nach rechts durch die Wicklung.

<sup>30</sup> Das Drehfeld läuft in einer Netzperiode genau einmal an  $B_1$ ,  $B_2$ , und  $B_3$  (**ein** Polpaar je Phase) vorbei.

Als Ersatzschaltung hat sich die **reduzierte Transformatorersatzschaltung** bewährt. Sie wird für jede der drei Phasen genutzt, normalerweise aber wegen der Symmetrie nur für eine Phase dargestellt. Gelöst werden muss dabei das Problem der geringeren Ausgangsfrequenz  $\omega_2 = \omega_0 - \omega$ . Dazu wird die untere Gleichung von ( 2.4 ) durch  $s$  dividiert, so dass  $(1/s) \cdot di/dt$  zu  $j\omega_2 \underline{i} / s = j\omega_0 \underline{i}$  wird<sup>31</sup>.



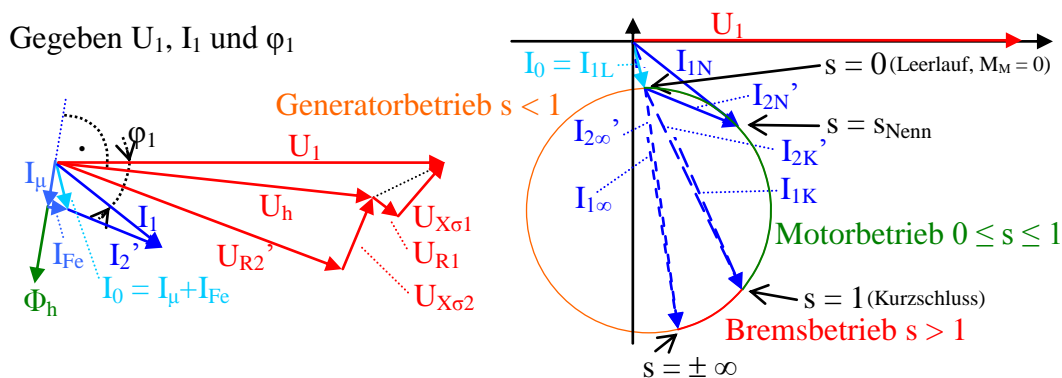
**Abb. 2.29: Einphasige<sup>32</sup> Ersatzschaltung der Asynchronmaschine**

$R_2'/s$  enthält sowohl die **Verlustleistung** des Drahtes der Läuferwicklung als auch die gesamte **mechanische Leistung** (Reibungsverluste des Motors und abgegebene Leistung). Für  $n = n_0$  (d.h.  $s = 0$ ) wird  $R_2'/s = \infty$ , damit  $i_2' = 0$  und die mechanische Leistung Null – d.h. Leerlauf<sup>33</sup>. Bei Stillstand (durch Bremsen) wird  $s = 1$  und  $R_2'$  beinhaltet nur die Wicklungsverluste bei Netzfrequenz ( $u_2'$  und  $i_2'$  entsprechen bis auf die Verluste den Eingangswerten).

Beim **Kurzschlussläufer** (bzw. bei kurzgeschlossenen Schleifringen) wird  $u_2'/s = 0$  (folglich wird keine elektrische Leistung den Schleifringen entnommen).

Die Verhältnisse entsprechend der Ersatzschaltung Abb. 2.29 können mit **Zeigerdiagrammen** verdeutlicht werden.

Bei fest vorgegebenem  $U_1$ , hängen (für konstante  $R_1, X_{\sigma 1}, X_{\sigma 2}', X_h$  sowie  $R_2'$ ) alle Größen nur noch vom **Slupf**  $s$  ab. Deshalb werden **Ortskurven** (Kreisdiagramm Abb. 2.30) für den **Parameter**  $s$  angegeben und aus diesen sowohl die **Kennlinie** des **Motorstroms**  $I_1(s)$  als auch seines **Drehmoments**  $M_M(s)$  abgeleitet (z.B. in [ 3 ]). Andererseits sind speziell  $R_2'$  und  $X_{\sigma 2}'$  wegen des Effekts der **Stromverdrängung in den Läuferstäben** nicht konstant und die Kennlinien werden in der Form  $I_1 = f(n)$  und  $M_M = f(n)$  gemessen, Abb. 2.31. Dabei hat die geometrische Form der Leiterstäbe insbesondere einen deutlichen Einfluss auf den Anlaufbereich (siehe z.B. [ 3 ]).



**Abb. 2.30: Zeigerbild und Ortskurve für  $I_1$  (vereinfacht) einer Asynchronmaschine<sup>34</sup>**

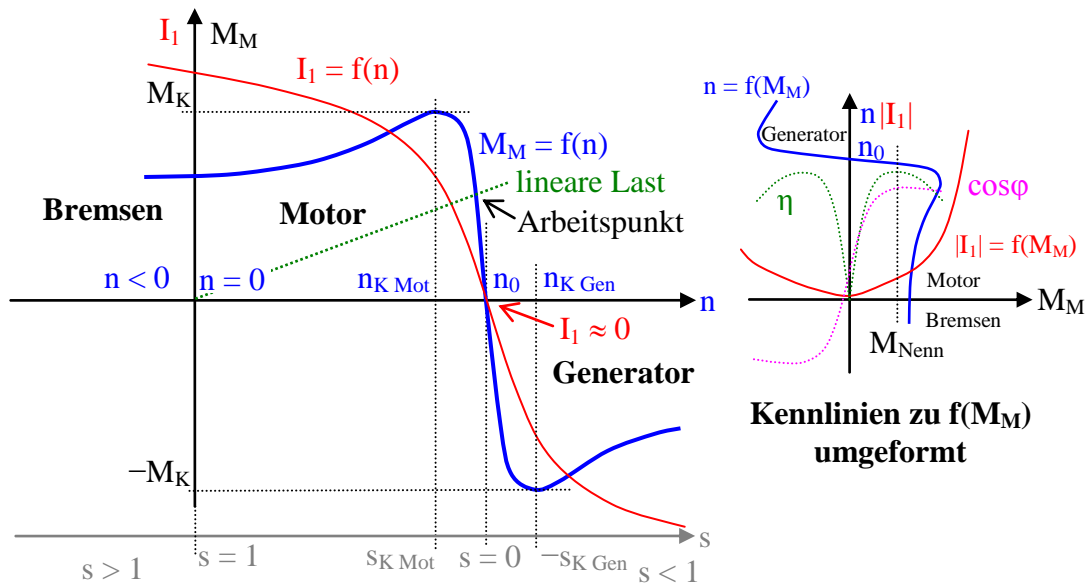
Mit den Formeln für  $M_M, \cos\phi$  und  $\eta$  können aus  $I_1$  (Betrag und Richtung) sowie dem dazugehörigen  $s$  die Kennlinien ermittelt werden.

<sup>31</sup> Vergleiche auch mit den Gleichungen ( 2.5 ).

<sup>32</sup> Eine exakte Behandlung erfordert eine Raumzeigerdarstellung; siehe S. 30 Fußnote 45.

<sup>33</sup> Dazu müssen aber durch einen Antrieb gerade die Reibungsverluste ausgeglichen werden.

<sup>34</sup> Aus  $U_1, I_1$  und  $\phi_1 \rightarrow U_{R1}, U_{X\sigma 1}$  und  $U_h \rightarrow I_\mu, I_{Fe}$  und  $I_2' \rightarrow U_{X\sigma 2}'$  und  $U_{R2}'$ ;  $\Phi_h$  folgt aus  $I_\mu$  siehe Abb. 2.29.



**Abb. 2.31: Kennlinien der Asynchronmaschine (Kurzschlussläufer mit Hochstäben)**

Die Darstellung von  $|I_1|$  und  $\cos\phi$  (rechtes Diagramm in Abb. 2.31) ist exakter als von  $I_1$  in der Form eines Betrags mit Vorzeichen (linkes Diagramm), da sich die Phase beim Generatorbetrieb nicht um  $180^\circ$  dreht und der Betrag dazwischen nicht völlig Null wird. Das zeigt sehr deutlich die Ortskurve Abb. 2.30.

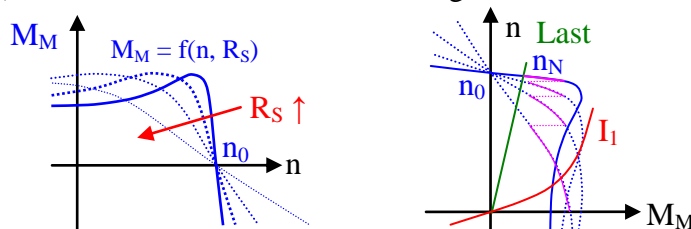
Im **Bereich der Geraden** (dem normalen Arbeitsbereich) bei  $n_0$  sind die **Kennlinien ähnlich** denen der **Gleichstromnebenschlussmaschine**<sup>35</sup>.

Nur der **Bereich zwischen den Kippmomenten** ermöglicht einen **stabilen Betrieb**. Im Arbeitspunkt mit einer Last (in Abb. 2.31 z.B. eine lineare mechanische Last) würde der Antrieb bei Lastzunahme eine Abbremsung (Drehzahlverringering) erfahren, aber bei einem höheren Antriebsmoment ( $M_M$ ) sofort wieder einen stabilen Arbeitspunkt einnehmen. Im Bereich vor dem Kippmoment würde der Antrieb dagegen infolge der dort eintretenden Verringerung des Antriebsmoments völlig zum Stehen kommen (instabil).

Die **Asynchronmaschine** kann nur im Bereich der Geraden von  $n_{K\text{ Mot}} < n \leq n_0$  für **Motorbetrieb** und von  $n_0 \leq n < n_{K\text{ Gen}}$  für **Generatorbetrieb** genutzt werden.

In diesem Bereich besteht normalerweise lediglich ein Drehzahlabfall von 3 ... 5 %. Somit ist die **Drehzahl fast konstant**.

Werden bei einem **Schleifringläufer** Widerstände an die Schleifringe angeschlossen, wird  $R_2'$  vergrößert und folglich werden  $I_2'$  sowie  $I_1$  verkleinert. Für die Drehmomentkennlinie  $M_M = f(n)$  bedeutet das zusätzlich eine weniger steile Gerade bei  $n_0$ .



**Abb. 2.32: Einfluss und Nutzung von Widerständen an den Schleifringen  $R_S$**

Bei Schleifringmaschinen kann ähnlich wie bei der Gleichstromnebenschlussmaschine mit einer schrittweisen Verringerung der Widerstände an den Schleifringen das **Anfahren** mit

<sup>35</sup> Beachte: In Abb. 2.4 sind  $I_1 = f(M_M)$  und  $n = f(M_M)$  dargestellt wie in Abb. 2.31 rechte Darstellung.

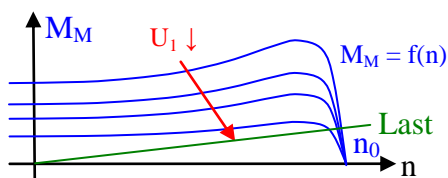


kleineren Strömen realisiert werden (Abb. 2.32 rechte Darstellung). Beim Kurzschlussläufer existiert diese Möglichkeit nicht, somit kann nur eine Stern-Dreieck-Umschaltung auf der Ständerseite für das Anfahren (bei großen Maschinen notwendig) genutzt werden<sup>36</sup>.

Zur **Veränderung der Drehzahl** können

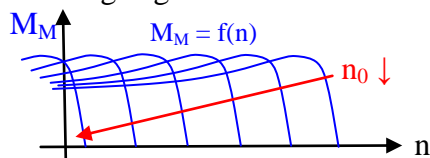
- die **Läuferwiderstände** (nur beim Schleifringläufer, Abb. 2.32),
- die Größe  $U$  der **Ständerspannungen**  $u_{1L}$ ,  $u_{2L}$  und  $u_{3L}$  (Abb. 2.33) oder
- die **Kreisfrequenz**  $\omega$  der Ständerspannungen  $u_{1L}$ ,  $u_{2L}$  und  $u_{3L}$  (Abb. 2.34)

gestellt werden.



**Abb. 2.33: Einfluss der Ständerspannung**

**Läuferwiderstände** an den Schleifringen ermöglichen eine **gute, aber verlustbehaftete Drehzahlstellung**. Verluste werden heute vermieden. Dagegen ist deutlich zu sehen, dass die **Ständerspannung** nur eine **sehr kleine Drehzahländerung** ergibt. Für eine Steuerung ist diese Variante somit ungeeignet.



**Abb. 2.34: Einfluss der Ständerfrequenz  $\omega = 2\pi p n_0$**

Ein Vergleich der drei Varianten zur **Drehzahländerung** ergibt, dass nur die Regelung der **Ständerfrequenz** wirklich **gute Ergebnisse** erbringt. Das wurde aber erst mit der Entwicklung leistungselektronischer **Frequenzumrichter** realisierbar. Existiert dagegen nur die feste Netzfrequenz, steht diese Variante nicht zur Verfügung. Da heute zunehmend preisgünstige Frequenzumrichter verfügbar sind, setzt sich diese Technik immer mehr durch.

Heute wird darüber hinaus auch z.T. die **feldorientierte Regelung** [ 6 ] eingesetzt, bei der der **Statorstrom** ( $I$ ,  $\omega$ ,  $\varphi$  der Leiter) in eine **drehmomentbildende** (analog zum Ankerstrom der Gleichstrommaschine) und eine **flussbildende** (analog zum Erregerstrom der Gleichstrommaschine) Stromkomponente aufgeteilt wird, wodurch sowohl das **Drehmoment als auch die Drehzahl** entsprechend der Aufgabenstellung **geregelt** werden können.

Der **Bremsbetrieb** (Gegenrichtungsbetrieb) erfordert einen relativ hohen Strom und hat keine ausreichende Wirkung. Bei **Bremsmotoren** wird deshalb z.B. eine Scheibenbremse in den Motor integriert und nur beim Betrieb vom dann wirksamen Magnetfeld gelöst. Diese Art stellt auch das Bremsen bei Stillstand sicher.

Der **Generatorbetrieb** erfolgt teilweise **selbstständig während des Motorbetriebs** z.B. beim Absenken der Last eines Aufzuges. Weil die Drehzahl nur unwesentlich größer wird als bei Motorbetrieb (Abb. 2.31), wird dies ohne genaue Beobachtung gar nicht bemerkt. Eine **Nutzung als Generator** erfolgt heute **teilweise bei Windkraftanlagen** wegen der dafür etwas besser angepassten Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie. Als Generator kann die

<sup>36</sup> Z.B. fahren Motore mit Wicklungen für 400 V in Sternschaltung an (mit dann 230 V an den Wicklungen und somit geringem Strom) und haben dann bei Dreieckschaltung mit 400 V ihren Normalbetrieb.

Asynchronmaschine nur im Parallelbetrieb zum Netz arbeiten. Sie benötigt das Netz einmal zur Erregung der Ständerwicklung und zum anderen wegen der von ihr zwangsweise erforderlichen Blindleistung (siehe Abb. 2.31  $\cos\varphi$  in der rechten Darstellung oder Abb. 2.30 Ortskurve).

Umfangreiche Typenreihen insbesondere der Kurzschlussläufer in Standardausführung, als Bremsmotore oder als Getriebemotore mit verschiedensten Ausgangsdrehzahlen ermöglichen eine Nutzung dieser preisgünstigen Motore für fast jede Antriebsaufgabe.

Die Asynchronmaschinen erreichen dabei einen Wirkungsgrad von  $\eta = 0,77$  bei kleinen Motoren (ca. 1 kW) bis  $\eta = 0,92$  bei großen (100 kW).

Die Kühlung erfolgt in der Regel in selbstgekühlter Ausführung durch außen das Gehäuse umströmende Luft, selten mit durchströmender Luft und nur bei großen Maschinen teilweise fremdgekühlt durch Gebläse oder in Ausnahmen Flüssigkeiten.

Der Einphasenbetrieb des Asynchronmotors spielt insbesondere im Haushaltsbereich eine wichtige Rolle. Prinzipiell kann jeder Asynchronmotor auch einphasig betrieben werden. Dabei ist darauf zu achten, dass die Wicklungen ihre Nennspannung erhalten (Wicklungen für 230 V in Dreieckschaltung an 230V Einphasenspannung anschließen).

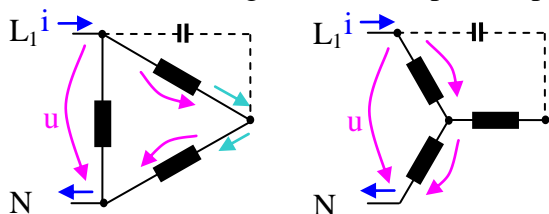


Abb. 2.35: Anschluss eines Asynchronmotors an ein einphasiges Netz

Ohne zusätzlichen Kondensator ergibt sich eine Drehmoment-Drehzahl-Kennlinie, die bei  $n = 0$  kein Anlaufmoment besitzt und die unabhängig von der Spannungsrichtung in beide Drehrichtungen eine gleiche Kennlinie aufweist.

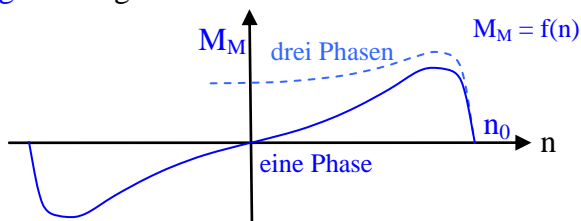


Abb. 2.36: Drehmoment- Drehzahl- Kennlinie bei Einphasenbetrieb

Wird der Motor in beliebige Drehrichtung mechanisch angedreht, läuft er infolge des dann vorhandenen Drehmomentes in diese Richtung weiter<sup>37</sup>. Durch die Phasenverschiebungen beim Laufen wird aus dem Wechsel- ein allerdings elliptisches Drehfeld. Es wird nur ca. 60 bis 70 % der Leistung erreicht und es gibt mehr Motorgeräusche.

Mit einem Zusatzkondensator kann eine Hilfsphase erreicht werden, die den eigenständigen Anlauf ermöglicht Abb. 2.37.

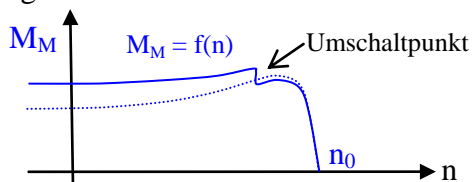


Abb. 2.37: Einphasenbetrieb mit Anlaufkondensator und dessen Abschaltung

<sup>37</sup> Nach Abbremsung kann er aber nicht wieder alleine anlaufen.

Infolge der Veränderung der Phasenverschiebung bei Betrieb (vergleiche  $\cos\varphi$  in Abb. 2.31) wird für den Anlauf ein anderer Kondensator benötigt als bei Nennbetrieb. Deshalb wird der Anlasskondensator (üblicherweise durch einen Fliehkraftschalter) nach dem Hochlauf abgeschaltet. Der Kondensator kann so dimensioniert werden, dass das Anlaufmoment sogar größer ist als bei vergleichbarem Dreiphasenbetrieb bzw. sogar über dem Kippmoment liegt. Motore, die für einen Einphasenbetrieb vorgesehen sind, werden als Einphasenmotore mit Hilfswicklungen und entsprechend dimensioniertem Kondensator so hergestellt, dass sie fast die Leistung bzw. das Drehmoment eines vergleichbaren Dreiphasenbetriebes erreichen (Weiteres siehe [ 2 ]).

Für Kleinantriebe unter ca. 100 W hat sich der Spaltmotor als Bauform durchgesetzt.

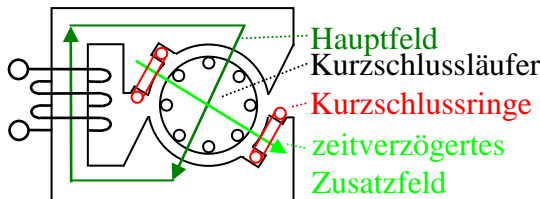


Abb. 2.38: Spaltmotor mit zusätzlichen Kurzschlussringen im Stator

Der Spaltmotor gleicht dem Einphasenbetrieb mit Hilfswicklung. Die Pole sind als Polschuhe ausgebildet, von denen eine Seite mit einem Spalt abgeteilt und mit einem Kurzschlussring umgeben ist. Der induzierte Wirbelstrom in den Kurzschlussringen sorgt für ein<sup>38</sup> zeitverzögertes Zusatzfeld in einer gegenüber der Seite ohne Ring versetzten Richtung, so dass ein elliptisches Drehfeld entsteht. Diese sehr einfachen robusten kleinen Motore haben einen Wirkungsgrad von 15 bis 25 % und werden z.B. für Lüfter in Backöfen, kleine Wasserpumpen<sup>39</sup> (Aquarien bis zu Heizungsanlagen) und weitere Kleinantriebe verwendet.

## 2.3.4 Synchronmaschine

Die Synchronmaschine wird als Schenkel- und Vollpolmaschine gebaut. Die überwiegende Anwendung ist als Generator zur Elektroenergieerzeugung. Bei großen Dauerantrieben wird sie auch als Motor genutzt, besonders in Kombination mit einer Blindleistungskompensation.

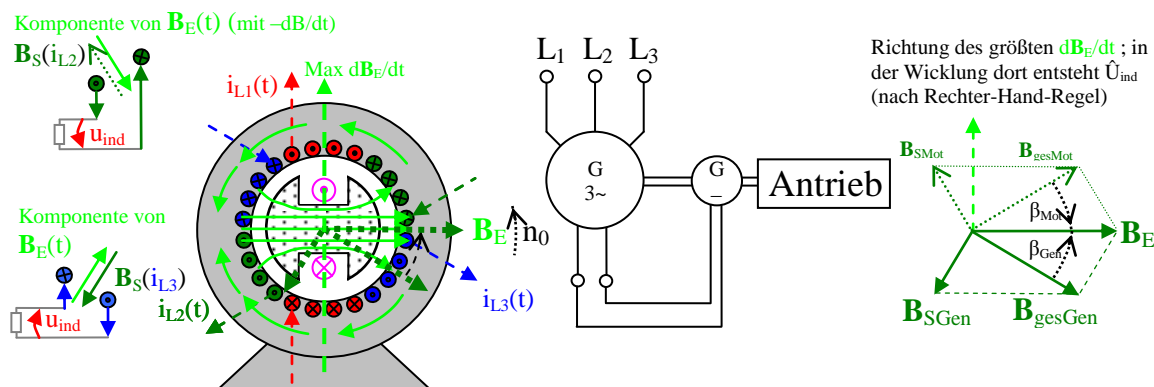


Abb. 2.39: Synchronmaschine mit Schenkelpol als Generator mit Erregermaschine

Das Polrad der Synchronmaschine besteht aus einem Elektromagneten (oder in speziellen

<sup>38</sup> Der Wirbelstrom wirkt dem Anstieg bzw. Abfall des Feldes seiner Polschuhseite entgegen.

<sup>39</sup> Dabei befindet sich der Läufer ohne Probleme vollständig im Wasser.

Fällen einem Permanentmagneten) und erzeugt das **Erregerfeld  $\mathbf{B}_E$** . Das Polrad wird bei Generatorbetrieb von einer Antriebsmaschine getrieben (Richtung  $n_0$ ); bei Motorbetrieb folgt es dem Drehfeld.

Im **Generatorbetrieb** werden bei Leerlauf (keine Entnahme elektrischer Leistung) durch das **Erregerfeld  $\mathbf{B}_E$**  des Polrades in den drei Ständerwicklungen **Spannungen  $U_{g\text{eff}} = c_1 n_0 \Phi_E$** <sup>40</sup> phasengleich zum Umlauf **induziert**. Die Richtung der größten momentanen Zunahme von  $d\mathbf{B}_E/dt$  läuft  $\mathbf{B}_E$  um  $90^\circ$  in Drehrichtung voraus<sup>41</sup> und beim Vorbeilauf entsteht in den senkrecht dazu stehenden Ständerwicklungen jeweils das Maximum der Induktionsspannung. Bei **Entnahme von Strömen** (in Abb. 2.39 als Beispiel bei reiner Wirkleistung an den Klemmen) **fließen** diese durch die Ständerinduktivitäten  $L_{S1}$ ,  $L_{S2}$  und  $L_{S3}$  **zeitverzögert**.  $\hat{I}$  wird so erst erreicht, wenn das größte  $d\mathbf{B}_E/dt$  schon vorbei ist. (Bei den in Abb. 2.39 gewählten  $L_S$  beträgt die Verzögerung gerade  $30^\circ$ . Das entspricht der Zeit  $t_4$  mit  $i_{L3} = \hat{I}$  und  $i_{L1} = i_{L2} = -1/2 \hat{I}$  in Abb. 2.26.) Die Ständerströme **erzeugen das Ständerfeld  $\mathbf{B}_S$**  ( $\mathbf{B}_{S\text{Gen}} = \mathbf{B}_S$ ) und dieses wirkt gegen das dort steigenden  $\mathbf{B}_E$  (nach der Lenz'schen Regel).

Das **Polradfeld  $\mathbf{B}_E$**  läuft daher bei **Generatorbetrieb** dem sich als Summe ergebenden Drehfeld  $\mathbf{B}_{\text{gesGen}} = \mathbf{B}_E + \mathbf{B}_{S\text{Gen}}$  mit dem **Polradwinkel  $\beta_{\text{Gen}}$**  in Drehrichtung **voraus**. Dabei bleibt  $\mathbf{B}_S$ , je größer der entnommene Strom ist, desto mehr hinter dem Polrad zurück.

Bei **Motorbetrieb** erzeugen die Ständerströme das **Ständerdrehfeld  $\mathbf{B}_{S\text{Mot}}$** . Im Leerlauf (keine Entnahme mechanischer Leistung) läuft das Polrad phasengleich mit dem Drehfeld mit, induziert eine Spannung gleicher Größe wie die Angelegte<sup>42</sup>, so dass der Strom zu Null wird. Bei **Entnahme mechanischer Leistung bleibt das Polrad** dagegen hinter dem **Drehfeld zurück** (In Abb. 2.39 gerade um  $30^\circ$ , das entspricht  $t_2$  mit  $i_{L2} = \hat{I}$  und  $i_{L1} = i_{L3} = -1/2 \hat{I}$  in Abb. 2.26).

Die durch  $d\mathbf{B}_E/dt$  des hinterherlaufenden Polrads induzierte Spannung weicht von der Angelegten ab und es fließt ein Ständerstrom, der umso größer ist, je mehr das Polrad zurückbleibt (siehe auch Abb. 2.40). Zu  $t_2$  wird  $\mathbf{B}_E$  in Abb. 2.39 kleiner, also  $u_{\text{ind}}$  ist negativ  $i_{L2}(t)$  und  $\mathbf{B}_S$  werden verkleinert (gemäß der Lenz'schen Regel).

Das **Polradfeld** läuft bei **Motorbetrieb** dem Gesamtdrehfeld  $\mathbf{B}_{\text{gesMot}} = \mathbf{B}_E + \mathbf{B}_{S\text{Mot}}$  um den **Polradwinkel  $\beta_{\text{Mot}}$**  in Drehrichtung **hinterher**.

Der Läufer bekommt über zwei **Schleifringe eine Gleichspannung**<sup>43</sup>, das hat den Vorteil der Beeinflussbarkeit des Erregerfeldes.

Für **einfache Untersuchungen** der Wirkungsweise soll für den Ständer nur eine wirksame Gesamtinduktivität<sup>44</sup>  $L_S$  angenommen und deren Drahtwiderstand vernachlässigt werden. Der Läufer wird als Spannungsquelle für die induzierte Spannung berücksichtigt. In Abb. 2.40 ist **eine der drei Phasen** und die **Zeigerdarstellung** der Spannungen, Ströme sowie magnetischen Flüsse der Ständerwicklung abgebildet ( $u$ ,  $i$  und  $\Phi$  sind skalare Zeitfunktionen). Alle drei symmetrischen Phasen ergeben ein gleiches Zeigerbild (bei Messung jeweils aller  $U$ ,  $I$  und  $\varphi$ ). Im Verbraucherpeilsystem stimmen in Abb. 2.40 auch die Induktionsspannung und das größte  $d\Phi_E/dt$  überein. Die Zeiger der Flüsse  $\Phi(t)$  in Abb. 2.40 entstehen nach aus den Flussdichtevektoren, der Wicklungsfläche und dem Winkel zwischen diesen entsprechend deren Zeitfunktion.

Eine **Darstellung von Zeigern ( $u$ ,  $i$ ) und Vektoren ( $\mathbf{B}$ )** wäre problematisch, weil Zeiger in der komplexen Zeitebene dagegen Vektoren in einer Ebene des Raumes darzustellen sind. (Für

<sup>40</sup> Vergleiche Abschnitt 2.1.1 und auch AEP I Abschnitt 5.1.6. „ $c_1$ “ ist die Maschinenkonstante analog zu ( 2.1 ).

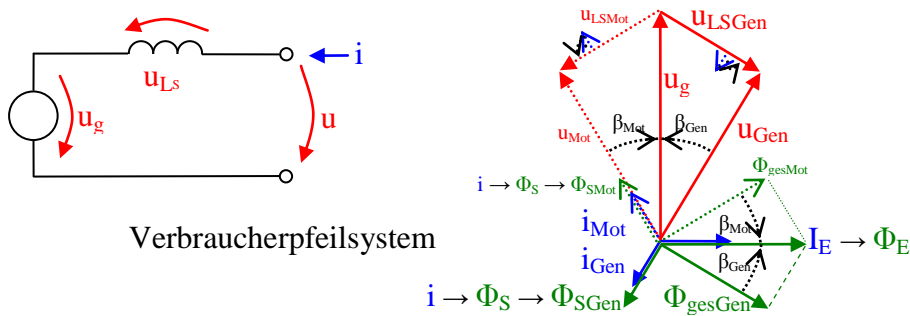
<sup>41</sup> Kurz vorher war an diesem Ort gerade noch eine Komponente nach unten, sie ist jetzt Null und kurz danach geht eine Komponente nach oben (entspricht dem Nulldurchgang einer Sinusfunktion).

<sup>42</sup> Bei richtig eingestellter Erregung für reine Wirkleistung (siehe auch Abb. 2.42) sonst folgen Blindströme.

<sup>43</sup> Bei schleifringlosen Maschinen wird eine Wechselspannung transformatorisch übertragen und auf dem Polradläufer gleichgerichtet.

<sup>44</sup> Insbesondere beim Schenkelpollläufer [ 3 ] ist gegenüber dem Vollpolläufer das Läuferquerfeld besonders zu beachten und eine Längs- sowie Querinduktivität zu berücksichtigen.

eine genaue Untersuchung wäre eine Zusammenfassung der Zeiger der drei Phasen [ 3 ] oder eine **Raumzeigerdarstellung** zweckmäßig<sup>45</sup>.)



**Abb. 2.40: Vereinfachte Ersatzschaltung und Zeigerbild bei reiner Wirkleistung**

Der Erregerflusszeiger in Abb. 2.40 zeigt in Richtung des Pols (wird hier als Bezugsrichtung gewählt). Der Strom  $i$  ergibt den Ständerfluss  $\Phi_S = \Phi_{S\text{Gen}}$ . Die vom Erregerfluss  $\Phi_E$  induzierte Spannung  $u_g$  wird in Richtung des größten  $d\Phi_E/dt$  dargestellt und läuft somit dem Fluss  $90^\circ$  zeitlich voraus.

Für das Verbraucherpfelsystem zeigt bei **Generatorbetrieb**  $i_{\text{Gen}}$  gegen die Richtung von  $u_{\text{Gen}}$  (reine Wirkleistungsabgabe, Ohm'sche Last) und  $u_{\text{LS}}$  (an der Induktivität) geht  $90^\circ$  gegenüber  $i_{\text{gen}}$  voraus. Die Klemmenspannung  $u_{\text{Gen}}$  läuft der Generatorspannung  $u_g$  somit um den Polradwinkel  $\beta_{\text{Gen}}$  hinterher und steht  $90^\circ$  vor  $\Phi_{\text{gesGen}} = \Phi_E + \Phi_{S\text{Gen}}$ .

Im Falle einer **kapazitiven oder induktiven Last** würde der Strom in den drei Wicklungen weniger oder mehr verzögert werden ( $\beta$  kleiner oder größer). Dabei entsteht zusätzlich entsprechend der Last eine **Phasenverschiebung**  $\varphi$  zwischen  $u$  und  $i$ .

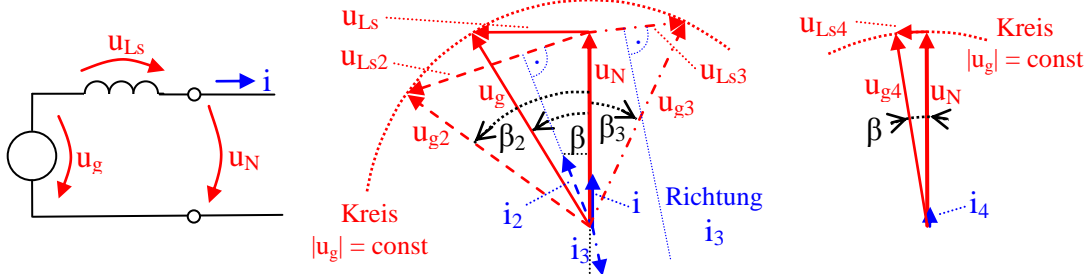
Bei **Motorbetrieb** (für den Fall reiner Wirkleistungsaufnahme) zeigt  $i_{\text{Mot}}$  in die Richtung von  $u_{\text{Mot}}$  und  $u_{\text{LS}}$  geht wiederum  $90^\circ$  gegenüber  $i_{\text{Mot}}$  vor. Die Klemmenspannung läuft dabei der induzierten Gegenspannung  $u_g$  mit dem Polradwinkel  $\beta_{\text{Mot}}$  voraus. Aus  $i_{\text{Mot}}$  folgt der Ständerfluss  $\Phi_{\text{SMot}}$  und damit  $\Phi_{\text{gesMot}} = \Phi_E + \Phi_{\text{SMot}}$ .

Beim **Betrieb der Synchronmaschine** gibt es zwei Einflussmöglichkeiten:

1. Vergrößerung/Verkleinerung der **Antriebsleistung**  $\rightarrow \beta$  wird erhöht/verringert.
2. Vergrößerung/Verkleinerung der **Erregung** ( $\Phi_E$  bzw.  $I_E$ )  $\rightarrow U_{g\text{ eff}}$  wird erhöht/verringert.

Untersuchung für einen **Parallelbetrieb zum starren Netz**, d.h.  $U_N = \text{const}$ ,  $\omega_N = \text{const}$  und  $\varphi_U = \text{const} = 0$  (als Bezugsgröße) mit einer **einphasigen Ersatzschaltung**, die sich nach den vorherigen Überlegungen anbietet:

1. **Veränderung der Antriebsleistung** bei konstanter Erregung (Erzeugerpfelsystem):



**Abb. 2.41: Parallelbetrieb zum Netz mit konstanter Erregung (Erzeugerpfelsystem)**

<sup>45</sup> Raumzeiger ordnen die unveränderten  $u$ ,  $i$  usw. der drei Phasen in einer komplexen Ebene des Raumes bei  $0^\circ \rightarrow \exp(j0) = a^0$ ,  $120^\circ \rightarrow \exp(j2\pi/3) = a^1$  und  $240^\circ \rightarrow \exp(j4\pi/3) = a^2$  an. Z.B. symmetrische  $u_{L1}$ ,  $u_{L2}$ ,  $u_{L3}$  werden zu:  $\underline{u} = 2/3[a^0 \hat{U}\cos(\omega t) + a^1 \hat{U}\cos(\omega t - 2\pi/3) + a^2 \hat{U}\cos(\omega t - 4\pi/3)] = \hat{U} \exp(j\omega t)$ . Damit sind die drei Phasen mit ihrer räumlichen Anordnung und ihrem Zeitverhalten in einem **Raumzeiger** vereint. Weiteres siehe in [ 5 ].

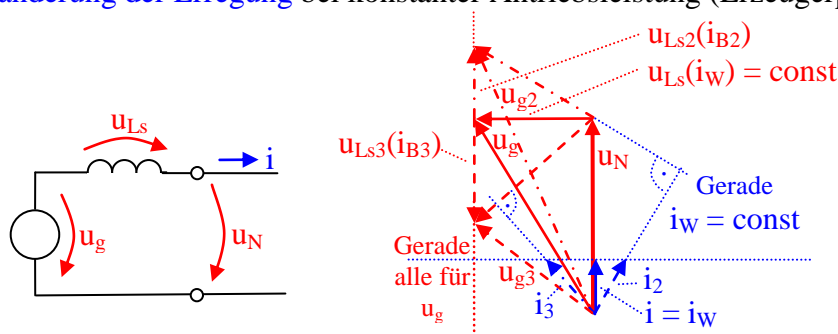
In Abb. 2.41 entsprechen  $u_N$ ,  $u_{Ls}$ ,  $u_g$  und  $i$  der **Einspeisung reiner Wirkleistung** ins Netz (der Strom  $i$  ist gleichphasig zu  $u_N$ ; Erregung und Antriebsleistung wurden dafür so eingestellt). Das entspricht dem Einzelbetrieb mit vergleichbarer Ohm'scher Last in Abb. 2.40.

Die Darstellung von  $u_N$ ,  $u_{Ls2}$ ,  $u_{g2}$  und  $i_2$  zeigt nach **Erhöhung der Antriebsleistung** mit einem **größeren vorlaufenden Polradwinkel**  $\beta_2 > \beta$  die **Einspeisung eines höheren Wirkstromes** (Wirkleistung) mit einem kleinen zusätzlichen Blindstrom (Blindleistung). Dagegen zeigen  $u_N$ ,  $u_{Ls3}$ ,  $u_{g3}$  und  $i_3$  nach **Verringerung der Antriebsleistung** mit einem **hinterherlaufenden Polradwinkel**  $\beta_3$  (negativ, Uhrzeigersinn) die **Entnahme von Wirkleistung aus dem Netz** (das ist **Motorbetrieb**<sup>46</sup>; auch hier ein kleiner zusätzlicher Blindanteil).

Die Blindanteile fallen in der Darstellung von Abb. 2.41 gegenüber der Praxis zu groß aus, da die Spannungen der Statorspule zur besseren Sichtbarkeit übertrieben wurden. Bei  $u_N$ ,  $u_{Ls4}$ ,  $u_{g4}$  und  $i_4$  (Erregung wurde auf den Leerlauf  $i = 0$  eingestellt) ist zu sehen, dass für kleine Spannungen  $U_{Ls}$  der Statorspule der Blindanteil (entlang der Tangente des Kreises) sehr gering oder vernachlässigbar wird.

Die Veränderung der **Antriebsleistung beeinflusst** in der Praxis (fast) nur die **Wirkleistung**.

## 2. Veränderung der Erregung bei konstanter Antriebsleistung (Erzeugerpeilsystem):



**Abb. 2.42: Parallelbetrieb zum Netz mit konstanter Antriebsleistung**

In Abb. 2.42 entsprechen  $u_N$ ,  $u_{Ls}$ ,  $u_g$  und  $i$  wieder der **Einspeisung reiner Wirkleistung** ins Netz (als Ausgangspunkt wurden Erregung und Antriebsleistung dafür wie in Abb. 2.41 und in Abb. 2.40 eingestellt). Bei **konstanter Antriebsleistung** müssen die Wirkleistung und so der Wirkanteil des Stromes konstant bleiben, deshalb liegen die **Zeigerspitzen aller Ströme auf einer Geraden** ( $i_w = \text{const}$ ). Infolgedessen bleibt auch der Spannungsabfall an der Statorinduktivität, den der Wirkanteil der Ströme hervorruft,  $u_{Ls}(i_w) = \text{const}$ . Somit liegen die **Zeigerspitzen aller induzierten Spannungen  $u_g$  auf einer Geraden**. Für eine kapazitive Last läuft der Strom vor ( $i_3$ ) und  $u_g$  wird verkleinert; für eine induktive Last läuft der Strom nach ( $i_2$ ) und  $u_g$  wird vergrößert.

Bei Motorbetrieb ergeben sich analoge Beziehungen, nur dass die Gerade aller  $u_g$  bei negativem Wirkstrom  $i_w$ <sup>46</sup> auf der rechten Seite von  $u_N$  liegt.

Die Veränderung der **Erregung  $u_g$  durch  $I_E$  beeinflusst** immer nur die **Blindleistung**.

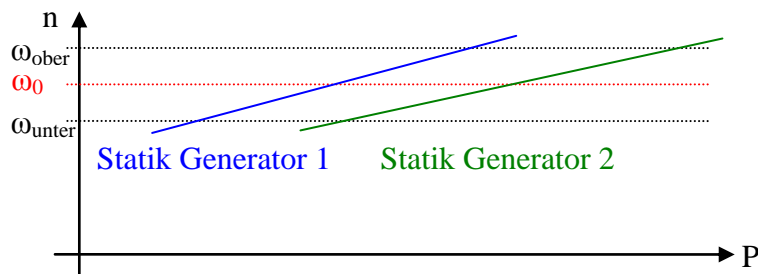
Bei Parallelbetrieb wird demzufolge

- durch Einstellen (oder Regeln) der Antriebsleistung die **Wirkleistungsübernahme** gestellt (oder geregelt) und
- durch Einstellen (oder Regeln) der Erregung die **Blindleistungsübernahme** gestellt (oder geregelt).

Für den Parallelbetrieb von Generatoren bedeutet das, dass die Leistungsanteile der beteiligten Generatoren entsprechend **aufgeteilt werden können und müssen**. Bei etwa gleich großen Generatoren entsteht durch die Wirkleistungsübernahme eines Generators (durch

<sup>46</sup> Die Ersatzschaltung stellt das Erzeugerpeilsystem dar, für das ein Verbrauch mit negativem Strom erscheint.

Vergrößerung der Antriebsleistung) eine **Drehzahlerhöhung**, daraufhin eine **Erhöhung der Netzfrequenz**, als Folge davon wiederum eine Erhöhung der Drehzahl des anderen Generators sowie dementsprechend eine **Entlastung dessen Antriebsmaschine**<sup>47</sup>. Für eine Regelung des Zusammenwirkens von Generatoren, bei der jeder anteilig gleich belastet werden soll, müssen bei beiden (oder allen) jeweils **einzelnen die Drehzahlen der Antriebsmaschinen** nach einer statischen Kennlinie (Statik) **geregelt** werden (bei einer einfachen Regelung).



**Abb. 2.43: Regelung des Parallelbetriebs mit einer Statik**

Abb. 2.43 zeigt, dass bei einer Erhöhung/Verringerung der Drehzahl (damit der Netzfrequenz) beide Generatoren durch deren Regelung ihre Leistung gleichsam erhöhen/verringern. Dabei müssen die Generatoren beide (alle) im Bereich **zwischen  $\omega_{\text{unter}}$  und  $\omega_{\text{ober}}$  im zulässigen Arbeitsbereich** bleiben. So können die Generatoren zusammen **auf Schwankungen des Wirkleistungsbedarfs der Last reagieren**.

Die **Netzfrequenz** ist bei dieser Art der Regelung **nicht konstant**; sie variiert um einige Zehntel Hz<sup>48</sup>.

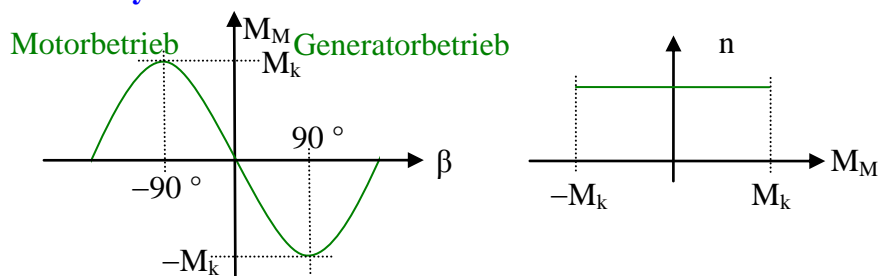
Außerdem muss mit einer **Regelung der Spannung  $U_N$  über die Erregung** in ähnlicher Weise die **Blindleistung aufgeteilt** werden, die insgesamt gleichfalls eine Reaktion auf den Blindleistungsbedarf der Last darstellt.

Bei **Inselbetrieb eines einzelnen Generators** kontrolliert

- ein Spannungsregler die Erregung so, dass die Ausgangsspannung konstant bleibt, und
- ein Drehzahlregler die Antriebsleistung so, dass die Frequenz konstant bleibt.

Damit erfolgt jeweils eine Anpassung an die aktuelle Last (mit Wirk- und Blindanteil).

Die **Kennlinien der Synchronmaschine**



**Abb. 2.44: Drehmoment-Polradwinkel- und Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie**

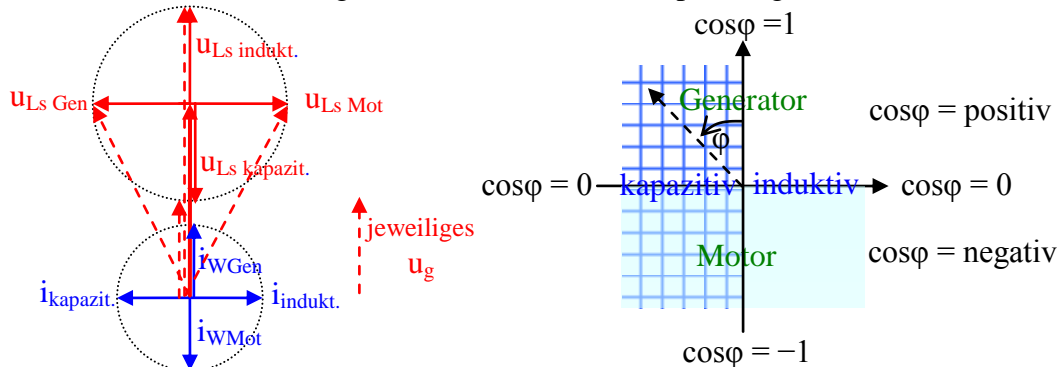
Das Drehmoment kann zwischen maximaler Zufuhr ( $-M_k$ ) bis maximaler Abgabe ( $M_k$ ) variieren. Dabei gibt es **nur von  $-90^\circ < \beta < 90^\circ$  stabile Arbeitspunkte**, indem z.B. eine größere Last zur Vergrößerung des Hinterherlaufens des Polrades, zu einem höheren Moment und somit wieder zu einem stabilen Arbeitspunkt führt. Die Drehzahl selbst bleibt völlig

<sup>47</sup> Ungeregelte Antriebe erzeugen im Arbeitsbereich mit steigender Drehzahl normalerweise ein geringeres Moment (vergleiche mit den Kennlinien des Gleich- und Asynchronmotors Abb. 2.4, Abb. 2.9, Abb. 2.31).

<sup>48</sup> Große Verbundnetze werden auf eine Frequenzgenauigkeit  $< \pm 0,5\%$  (49,75 bis 50,25 Hz) geregelt [ 7 ].

konstant. Bei einem Überschreiten der **Kippmomente**  $M_k$  (bzw.  $-M_k$ ) fällt der Synchronmotor (-generator) „außer Tritt“ und kommt zum Stehen bzw. zu instabilem Verhalten. Der Nennbetrieb liegt in der Regel bei  $\pm 15$  bis  $\pm 30^\circ$ .

Zusammenfassend beschreiben die **Betriebszustände der Synchronmaschine** alle  $360^\circ$  der möglichen Phasenverschiebungen zwischen Strom und Spannung.



**Abb. 2.45: Alle Betriebszustände mit Erzeugerpfelsystem als Ausgang** <sup>49</sup>

Der **Anlauf einer Synchronmaschine** muss grundsätzlich extra gelöst werden, weil ein Selbstanlauf prinzipbedingt nicht möglich ist. Dazu werden

- das Hochfahren durch einen Fremdantrieb (mit der Antriebsmaschine beim Generator-, mit einem Hilfsmotor beim Motorbetrieb),
- ein asynchroner Hochlauf mit einem zusätzlichen im Polrad angeordneten Kurzschlusskäfig <sup>50</sup> oder
- ein Frequenzhochlauf (langsam Erhöhen der Frequenz bis zur Sollfrequenz von einer Anfangsfrequenz, bei der sich der Motor allein in den Synchronismus zieht)

benutzt.

- Ein **Motor** zieht sich in der Nähe der synchronen Drehzahl in den Synchronismus.
- Ein **Generator im Einzelbetrieb** wird im Weiteren geregelt.
- Ein **Generator im Parallelbetrieb** muss auf das vorhandene Netz synchronisiert ( $U = U_N$ ,  $\omega = \omega_N$ ,  $\varphi_u = \varphi_{uN}$ ), dann zum Netz dazugeschaltet und sein Betrieb geregelt werden.

Zu einer **Drehzahlregelung** bei einem Motor kann nur eine Frequenzstellung mit Umrichtern verwendet werden.

Die **Hauptanwendungsgebiete** sind

- Generatoren bis ca. **1000 MW** Leistung (mit einem Wirkungsgrad von ca. **98,5%**),
- Motoren für große **Dauerlasten** (z.B. Gebläseanlagen) in Kombination mit einer Blindleistungskompensation,
- **Antriebsverbünde** mit hohen Forderungen an synchronen Lauf und
- in neuerer Zeit der **Stromrichtermotor** (umrichtersteuerter Synchronmotor, bei dem z.B. ein Polradsensor die Frequenz steuert).

Trotz der hohen Wirkungsgrade ist bei den großen Maschinen eine effektive **Kühlung** erforderlich. Diese wird je nach Ausführung und Anwendung als Luft- oder auch Wasserkühlung vorgesehen.

<sup>49</sup> Vergleiche AEP III Abschnitt 2.1.4; dort war das Verbraucherpfelsystem der Ausgangspunkt.

<sup>50</sup> Bei synchroner Drehzahl ist der Kurzschlusskäfig dann unwirksam.



### 2.3.5 Kennwerte und Aufgaben

Kennwerte für symmetrischen Drehstrom

$U_L, I_L, \varphi_{iL}, U_{LL}, f, P_W, P_B$  und  $P_S$

Kennwerte für unsymmetrischen Drehstrom

$U_{L1}, I_{L1}, \varphi_{iL1}, U_{12}, U_{L2}, I_{L2}, \varphi_{iL2}, U_{23}, U_{L3}, I_{L3}, \varphi_{iL3}, U_{31}, f, P_W, P_B$  und  $P_S$

Kennwerte auf dem Typenschild der Asynchronmaschine

$U_N, I_N, \cos\varphi, n_N, f, P_{\text{mech}}$  ( $U_N$  und  $I_N$  normalerweise für Stern- und Dreieckschaltung)

Kennwerte auf dem Typenschild der Synchronmaschine

$U_N, I_N$  bei  $\cos\varphi = 1$  und  $P_S$  des Stators,  $U_E$  und  $I_E$  des Polrades sowie  $n_0, f$  und  $P_{\text{mech}}$

#### Aufgabe 2.3.1

Bei unsymmetrischer Last am Drehstromnetz werden gemessen:

$U_{L1} = 230 \text{ V}, I_{L1} = 5 \text{ A}$  und  $P_{W1} = 920 \text{ W}$  bei einer induktiven Last,

$U_{L2} = 230 \text{ V}, I_{L2} = 7 \text{ A}$  und  $P_{W2} = 1450 \text{ W}$  bei einer induktiven Last und

$U_{L3} = 230 \text{ V}, I_{L3} = 4 \text{ A}$  und  $P_{W3} = 855 \text{ W}$  bei einer kapazitiven Last.

Frage 1: Wie groß sind die drei  $\cos\varphi$  und der Ausgleichsstrom im Nullleiter?

Frage 2: Wie lauten die symmetrischen Komponenten der Ströme?

#### Aufgabe 2.3.2

Die Parameter der Ersatzschaltung einer Asynchronmaschine mit Kurzschlussläufer können aus Leerlauf- und Kurzschlussversuch ermittelt werden. Im Leerlaufversuch (mit einem Antrieb bis zur synchronen Drehzahl) wird an einer Phase der Sternschaltung  $U = U_N = 220 \text{ V}$ ,  $I = 0,05 \text{ A}$  und  $\cos\varphi = 0,2$  gemessen. Beim Kurzschlussversuch (mit festgebremstem Läufer) wird  $U = 140 \text{ V}$ ,  $I = I_N = 0,93 \text{ A}$  und  $\cos\varphi = 0,14$  gemessen. Bei Nennbetrieb ist  $\cos\varphi_N = 0,78$ , die abgegebene mechanische Leistung ist  $P = 0,33 \text{ kW}$  und der Widerstand einer Wicklung wird zu  $R_1 = 12,4 \Omega$  gemessen.

Frage 1: Wie lauten  $R_1 + R_2'$ ,  $X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}'$ ,  $X_h$  und  $R_{Fe}$ ?

Frage 2: Wie groß sind  $s$  und  $\eta$  bei Nennbetrieb?

Hinweis: Benutzen Sie bei Leerlauf die Näherung  $R_1 = X_{\sigma 1} = 0$ , vernachlässigen Sie bei Kurzschluss und Belastung  $I_{Fe}$  und  $I_\mu$  und beachten Sie, dass  $P$  für drei Phasen gilt sowie, dass bei Kurzschluss  $R_2'$ , aber bei Belastung  $R_2'/s$  zu setzen ist.

Zusatzaufgabe: Vergleichen Sie das Vorgehen mit dem Transformator Abb. 2.14, Abb. 2.15, Abb. 2.16 und Aufgabe 2.2.3.

#### Aufgabe 2.3.3

Messung der Ständerinduktivität einer Synchronmaschine am Versuchsstand

##### Versuchsaufbau:

Der Synchrongenerator, eine Antriebsmaschine (Gleichstromnebenschlussmotor) und die Drehzahlmessung werden mechanisch und elektrisch nach Vorlage angeschlossen.

##### Versuchsdurchführung:

Drehzahl, Spannung, Strom und Erregerstrom werden gemessen.

Bei Generatorbetrieb sind Drehzahl und Erregung konstant zu halten.

1. Spannung und Strom werden für Leerlauf und zwei Ohm'sche Belastungen gemessen.
2. Für konstante Induktionsspannung ( $I_E$  und  $n$  konstant) werden nach Zeigerdiagrammen jeweils  $U_{LS}$  und  $\beta$  ermittelt.
3. Aus  $U_{LS}$ ,  $\omega$  und  $I$  wird die Ständerinduktivität berechnet. Die Ergebnisse beider Lastfälle sind zu vergleichen.

**Zusammenfassung der Versuchsergebnisse:**

1. Die Messung ergibt an allen Phasen im Rahmen der Messgenauigkeit ein gleiches Zeigerbild.
2. Der Polradwinkel  $\beta$  steigt mit höherer Belastung entsprechen den theoretischen Erwartungen.
3. Die Induktivität kann nach dem einfachen Ersatzschaltbild (Abb. 2.40) berechnet werden und stimmt für beide Belastungsfälle sehr gut überein.

(Die Synchronmaschine wird in der Projektaufgabe genauer untersucht.)

## 2.4 Auswahl eines Motors für eine Antriebsaufgabe

Vor der Auswahl eines Motors muss eine Analyse der Antriebsaufgabe durchgeführt werden. Dazu gehören:

1. Die Ermittlung der benötigten Antriebsleistung, Drehzahl, Drehzahlstellung ...
2. Die Betriebsart, bei der diese Leistung umgesetzt wird. Dafür wurden in VDE 0530 acht Betriebsarten genormt, die sich vor allem hinsichtlich des Erwärmungs- und Abkühlungsverhaltens unterscheiden.
  - S1 Dauerbetrieb
  - S2 Kurzzeitbetrieb
  - S3 Aussetzbetrieb ohne Einfluss des Anlaufs auf die Erwärmung
  - S4 Aussetzbetrieb mit Einfluss des Anlaufs auf die Erwärmung
  - S5 Aussetzbetrieb mit Einfluss des Anlaufs und des Bremsens auf die Erwärmung
  - S6 Durchlaufbetrieb mit Aussetzbelastung
  - S7 Unterbrochener Betrieb mit Anlauf und Bremsung
  - S8 Unterbrochener Betrieb mit periodisch wechselnder Drehzahl und Leistung
3. Die benötigte Motorausführung
  - Befestigung, z.B. Fußmotor, Flanschmotor ...
  - Lagerarten, z.B. Wälzlager ...
  - Achsausführung, z.B. ein oder zwei Achsenenden, mit Gewinde ...
  - Norm- und Listenmotore
  - Sondermotore, z.B. Bremsmotore, Getriebemotore
  - Schutzart, Sonderschutz (hohe Luftfeuchtigkeit, Tropenfestigkeit ... Explosionsschutz)
  - Kühlung, z.B. Selbstkühlung (natürlich ohne Einwirkungen), Eigenkühlung (Oberflächen- oder Durchzugslüfter, Flüssigkeitskühlung)
  - Stromart, Spannung, Frequenz, Schaltung
  - Schutztechnische Angaben, z.B. Überlastschutz, Temperaturüberwachung ...)
4. Wichtig ist darüber hinaus ein Kostenvergleich

Weiterführende Aufstellungen dazu sind in [ 8 ] und [ 9 ].

### 3 Leistungselektronische Energiewandler

#### 3.1 Arbeitsweise von Stromrichtern

##### 3.1.1 Grundprinzip und Eigenschaften

Die Vorläufer der Stromrichter waren Kommutatoren oder allgemeiner gesagt rotierende Kontakte, welche periodisch synchron zum Vorgang ein-, aus- bzw. umschalten.

Das Grundprinzip leistungselektronischer Strom-, Wechsel- oder Umrichter soll an den beiden einfachsten Schaltungen (in diesem Fall DC - DC - Wandler) dargestellt werden.

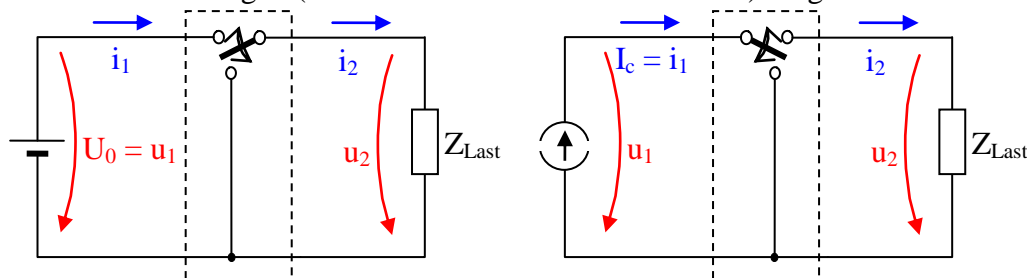


Abb. 3.1: Die beiden einfachsten idealisierten Stromrichterschaltungen

Das Wirkprinzip beider Schaltungen mit einem **idealen Umschalter**<sup>51</sup> ist sofort erkennbar. Nur in **einer Schalterstellung** (wenn der Schalter oben steht), wird ein **Strom von der Quelle zur Last** gespeist. Bei **periodischem Schalten** kann somit der **Mittelwert der Speisung eingestellt** werden.

Bei Abb. 3.1 ist aber auch zu sehen, dass die linke Variante **nur** eine **ideale Spannungsquelle** und eine **Ohm'sche und induktive Last** ermöglicht, weil der Strom der Induktivität weiterfließen kann, während eine Kapazität kurzgeschlossen werden würde. Dagegen ermöglicht die rechte Variante **nur** eine **ideale Stromquelle** und eine **Ohm'sche und kapazitive Last**, weil der Strom der Konstantstromquelle weiterfließen kann, während eine Spannungsquelle kurzgeschlossen werden würde.

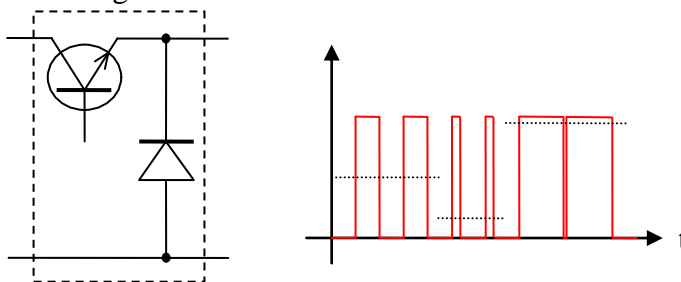


Abb. 3.2: Praktische Realisierung des Umschalters und Mittelwerte des Schaltens

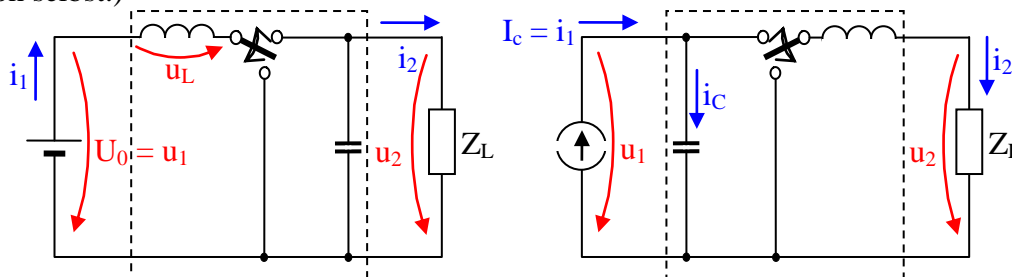
Praktisch kann der Umschalter z.B. durch einen Schalttransistor mit entsprechendem Steuersignal und eine Freilaufdiode realisiert werden, die sofort den Strom übernimmt. Die verschiedenen Mittelwerte zeigt als Beispiel die Abb. 3.2 rechts.

Es darf **niemals ein Schalter parallel zu einer Kapazität** oder einer **Spannungsquelle** bzw. **in Reihe mit einer Induktivität** oder einer **Stromquelle** angeordnet werden.

<sup>51</sup>  $R_{\text{offen}} = \infty$ ,  $R_{\text{geschlossen}} = 0$  und  $t_{\text{umschalt}} = 0$ ; Da praktisch keine reinen Ohm'schen Lasten vorkommen, ist der ideale Umschalter das einfachste Element eines Stromrichters, weil zumindest auf einer Seite der Strom weiterfließen können muss.

Physikalisch sind solche Schaltungen Unsinn, in der Praxis würden die Schalterbauelemente entweder durch zu große Ströme oder durch zu hohe Spannungen zerstört werden.

Für die meisten Anwendungen sind die rechteckförmigen Speisespannungen oder Ströme ungünstig und müssen geglättet werden. (Induktivitäten oder Kapazitäten in der Last glätten sogar von selbst.)

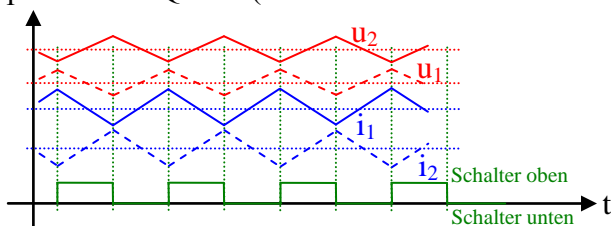


**Abb. 3.3: Die beiden idealisierten Stromrichterschaltungen mit Glättungselementen**

Zur Glättung kann auf der Seite der **Spannungsquelle** bzw. der **kapazitiven Last** nur eine **Induktivität** und auf der Seite der **Stromquelle** bzw. der **induktiven Last** nur eine **Kapazität** eingesetzt werden. Zusätzlich sind die Umschalter umzudrehen, weil die Glättungsinduktivität keine Stromunterbrechung und die Glättungskapazität keinen Kurzschluss vertragen können. Den Strom der induktiven Last übernimmt die Glättungskapazität, die Spannung der kapazitiven Last die Glättungsinduktivität.

Diese Schaltungen vertragen darüber hinaus eine **beliebige Last**<sup>52</sup> und natürlich auch **reale Quellen**.

Da die Schaltungen quasi eine Umkehrung voneinander darstellen, **können beide** bei einer Last mit entsprechender Quelle (z.B. Motor → Generatorbremse) auch **zurückspeisen**.



**Abb. 3.4: Ströme, Spannungen und Mittelwerte bei periodischem Umschalten**<sup>53</sup>

In Abb. 3.3 linke Variante (normale Kurven in Abb. 3.4) bedeuten die **Schalterstellungen**:

1. **(oben) Einspeisen eines Stromes** mit Verringerung des Stromes der Induktivität  $i_1$  und Aufladen des Kondensators  $u_2$

$$L di_1/dt = U_0 - u_2 < 0 \text{ und } C du_2/dt = i_1 - i_2 > 0 \text{ sowie}$$

2. **(unten) Kurzschluss** mit Anstieg des Stromes der Induktivität  $i_1$  und Entladen des Kondensators  $u_2$  über die Last

$$L di_1/dt = U_0 > 0 \text{ und } C du_2/dt = -i_2 < 0.$$

Bei der rechten Variante (gestrichelte Kurven in Abb. 3.4) bedeuten die **Schalterstellungen**:

3. **(oben) Einspeisen eines Stromes** mit Entladen des Kondensators  $u_1$  und Anstieg des Stromes der Induktivität  $i_2$

$$C du_1/dt = i_1 - i_2 < 0 \text{ und } L di_2/dt = u_1 - u_2 > 0 \text{ sowie}$$

4. **(unten) Leerlauf** und so Aufladen des Kondensators  $u_1$  und Abfall des Stromes der Induktivität  $i_2$  beim Freilauf über die Last

$$C du_1/dt = i_1 < 0 \text{ und } L di_2/dt = -u_2 < 0.$$

<sup>52</sup> Nur Induktivitäten mit unterschiedlichen Anfangsströmen können nicht in Reihe sowie Kapazitäten mit unterschiedlichen Anfangsspannungen nicht parallel geschaltet werden.

<sup>53</sup> Die Glättungszeitkonstanten sind viel größer als die Taktzeit, so bleiben  $di/dt$  und  $du/dt$  praktisch konstant.

Bei **periodischem Schalten** stellt sich zwischen dem Ansteigen und Abfallen ein **Gleichgewicht** ein und es entsteht ein stationärer Vorgang mit konstantem Mittelwert. Durch Ändern des **Tastverhältnisses**  $t_{\text{oben}}/t_{\text{unten}}$  beim Schalten werden die **Mittelwerte verändert**. Das **Übertragungsverhältnis**  $\overline{U}_1/\overline{U}_2$  wird also einfach durch das Tastverhältnis gestellt.

Bei Schalterstellung 1. wird die prinzipbedingte Verringerung des Stromes der Induktivität nur erreicht, wenn die **Kondensatorspannung höher ist als die Spannung der Spannungsquelle**.

$$u_c = u_2 > U_0 = u_1 \quad (\text{damit } u_L = U_0 - u_2 = L di_1/dt = \text{negativ})$$

$$u_2 > u_1 \quad \text{für das Gleichgewicht wird } u_1 i_1 = u_2 i_2 \text{ und somit } i_1 > i_2$$

Bei Schalterstellung 3. kann das prinzipbedingte Entladen des Kondensators nur erfolgen, wenn die **Kondensatorspannung höher ist als der Spannungsabfall an der Last**.

$$u_c = u_1 > u_2 = i_2 Z_L \quad (\text{damit } i_c = i_1 - i_2 = C du_1/dt = \text{negativ})$$

$$u_1 > u_2 \quad \text{für das Gleichgewicht wird } u_1 i_1 = u_2 i_2 \text{ und somit } i_2 > i_1$$

Somit stellt die linke Variante in Abb. 3.3 einen **Aufwärtswandler** (Hochsetzsteller mit Spannungsvergrößerung) und die rechte einen **Abwärtswandler** (Tiefsetzsteller mit Spannungsverkleinerung) dar.

Wenn die Wandlung mit **idealen Schaltern und Glättungselementen** erfolgt, gibt es durch die Wandlung **keine Leistungsverluste**  $P_1 = P_2$ . Die Wandler verhalten sich somit völlig analog zum idealen Transformator. Bei **realen Schaltern** (z.B. wie in Abb. 3.2) und **verlustbehafteten Glättungselementen** gibt es **Leistungsverluste durch den Wandler**, die die speisende Seite aufbringen muss.

Durch Drehen und Vertauschen der Klemmen des Schaltervierpols entstehen **weitere Schaltungsvarianten**, die in der Praxis anzutreffen sind.

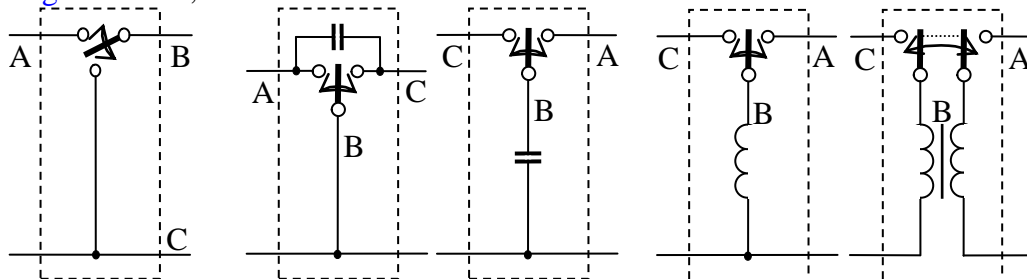


Abb. 3.5: Beispiele weiterer Schaltungsvarianten

Die Schaltung mit Übertrager ist elektrisch gleichwertig mit der einfachen Spule, realisiert aber außerdem eine galvanische Trennung und kann über das Windungszahlenverhältnis zusätzlich wandeln. Als Schalter werden insbesondere Feldeffekt-, Bipolartransistoren und Thyristoren zusammen mit Dioden genutzt. Auch Schaltnetzteile nutzen die dargestellten Arbeitsweisen.

Für **Wechsel- und Drehstromquellen** sowie -lasten sind zusätzliche Kommutierungen erforderlich.

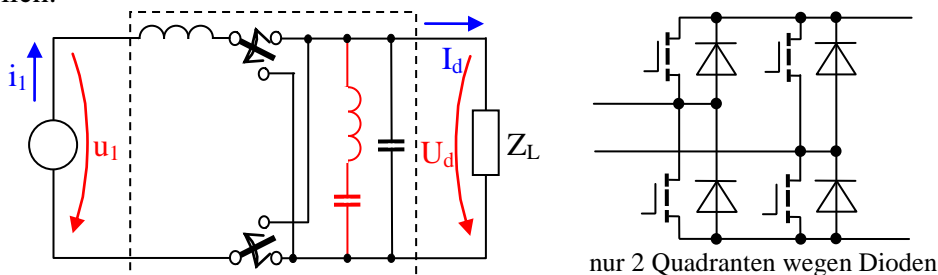
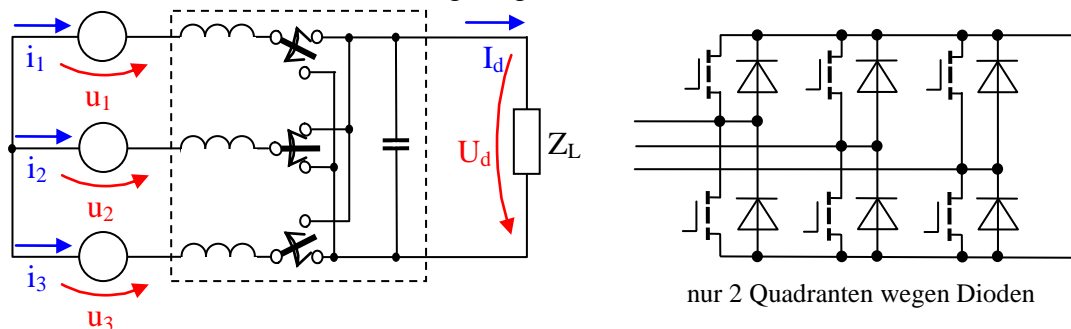


Abb. 3.6: Stromrichterschaltung für Vierquadrantenbetrieb AC → DC

Die Schaltung in Abb. 3.6 hat vier Schaltzustände (davon sind beide Kurzschlüsse elektrisch identisch). Somit kann je nach momentaner Polung von  $u_1$  für die Lastseite richtig eingespeist werden. Weil für Wechselstrom  $p(t)$  nicht konstant ist, muss zu den Zeiten der Leistung mit  $p(t) > \bar{P}$  gespeichert und bei  $p(t) < \bar{P}$  aus dem Speicher entnommen werden, da auf der Gleichstromseite konstante Leistung benötigt wird. Das wird in der Praxis am besten mit einem Filter (rot dargestellte C und L als Saugkreis) für doppelte Netzfrequenz ( $2f_N \ll f_{\text{Takt}}$ ) realisiert. (Das Beispiel der FET – Dioden – Schaltung kann nicht voll gesteuert werden, weil auf der Gleichstromseite nur eine Polung möglich ist.<sup>54</sup>)



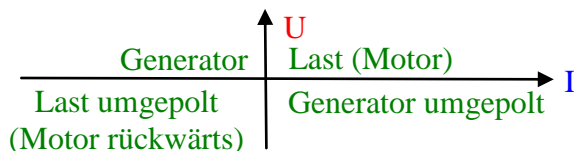
**Abb. 3.7: Stromrichterschaltung für Vierquadrantenbetrieb 3 x AC → DC**

Die Schaltung in Abb. 3.7 hat acht Schaltzustände (davon sind beide Kurzschlüsse elektrisch identisch). Somit kann je nach momentanen  $u_1$ ,  $u_2$  und  $u_3$  für die Lastseite optimal eingespeist werden. Für ein symmetrisches Dreiphasensystem sind  $p_1(t) + p_2(t) + p_3(t) = P_d = \text{const}$  und somit ist kein Ausgleich wie bei Wechselstrom erforderlich. (Die als Beispiel dargestellte FET - Dioden - Schaltung kann auch hier nicht voll gesteuert werden, weil auf der Gleichstromseite nur eine Polung möglich ist.<sup>54</sup>)

Wenn der Ausgang auch drei Phasen haben soll (Dreiphasendirektumrichter), sind drei Dreifachumschalter anzuordnen und es entstehen 27 Schaltzustände (mit 18 vollgesteuerten Ventilen<sup>55</sup>). Von diesen Schaltzuständen können dann 18 genutzt werden, um eingangsseitig die drei Ströme und ausgangsseitig die drei Spannungen ihren sinusförmigen Sollwerten anzupassen [ 10 ].

Die zeitlichen Umschaltstrategien für solche Stromrichter (Abb. 3.6, Abb. 3.7 und Weitere) in Verbindung mit einer schnellen Regelung von z.B. Eingangsstrom und Ausgangsspannung sind sehr komplex und insbesondere hohe Taktfrequenzen sowie Anforderungen bezüglich einer schnellen Reaktion auf Veränderungen erfordern für diese Steuerungen eine Echtzeitverarbeitung im Bereich einiger  $\mu\text{s}$ . Deshalb werden oft nur Varianten mit Zweiquadrantensteuerung und in der Regel sogar ungesteuerte Gleichrichter realisiert.

Vierquadrantenbetrieb zeigt Abb. 3.8 in Abhängigkeit von Strom- und Spannungsrichtung am Ausgang.



**Abb. 3.8: Vierquadrantenbetrieb für einen Stromrichter**

Ist ähnlich wie bei den FET - Dioden - Schaltungen nur eine Spannungs- bzw. Stromrichtung möglich, können z.B. nur die oberen bzw. rechten zwei Quadranten genutzt werden.

<sup>54</sup> Es sind nicht alle Schaltzustände frei ansteuerbar; die Dioden leiten immer in eine Richtung.

<sup>55</sup> Die Bezeichnung Ventile ist in der Leistungselektronik für beliebige Schalterelemente üblich.

Dabei bedeuten die Betriebszustände für den Stromrichter:

- Last – **Gleichrichterbetrieb** AC → DC (ungesteuert, Phasenanschnittsteuerung, sinusförmige Steuerung zusätzlich Strom und Spannung phasengleich)
- Last – **Umrichterbetrieb** bei AC → AC nur gesteuert als Zwischenkreisumrichter oder Direktumrichter realisierbar
- Generator– **Wechselrichterbetrieb** bei DC → AC nur gesteuert möglich, (Phasenanschnittsteuerung, sinusförmige Steuerung)
- Generator– **Umrichterbetrieb** bei AC → AC nur gesteuert als Zwischenkreisumrichter (oder Direktumrichter) realisierbar

Die umgepolte Last und der umgepolte Generator benötigen das Gleiche noch einmal in umgekehrter Richtung oder einen Polaritätsumschalter. Bei Vierquadrantensteuerung (mit vollgesteuerten Ventilen) kann das ein Stromrichter allein durch die entsprechende Steuerstrategie.

Die Bezeichnung bzw. **Einteilung von Stromrichtern** erfolgt nach verschiedenen Gesichtspunkten, die wichtigsten sind:

- Nach der Art der **Schaltung**
  - Mittelpunktschaltung (2-, 3- Pulsschaltung),
  - Brückenschaltung (4-, 6-, 12- Pulsschaltung),
- Nach der **Steuerung**
  - ungesteuert,
  - halbgesteuert,
  - vollgesteuert,
- Nach der **Betriebsart**
  - Einquadrantenbetrieb,
  - Zweiquadrantenbetrieb,
  - Vierquadrantenbetrieb,
- Nach dem **Löschvorgang**
  - netzgelöscht,
  - selbstgelöscht,
- Nach der Art der **Ventile**
  - ungesteuerte Ventile (Dioden),
  - nur einschaltbare Ventile (Tyristor, Triac),
  - ein- und ausschaltbare Ventile (GTO, Bipolartransistor, Feldeffekttransistor, IGBT),
- Nach der **Wirkungsweise**
  - Spannungswechselrichter (Abb. 3.8 obere Quadranten),
  - Stromwechselrichter (Abb. 3.8 rechte Quadranten),
- Nach **Direkt- oder Zwischenkreisumrichtern**.

Zur physikalischen Wirkungsweise der Ventile siehe AEP II Abschnitt 2.5, zu den Schaltungen AEP II Abb. 2.18 und Aufgabe 2.2.6.

**Zwischenkreisumrichter** bestehen aus einem Gleichrichter, einem Gleichstromzwischenkreis (z.B. zur Glättung der Gleichspannung) und einem anschließenden Wechselrichter. Der Gleichrichter kann dabei auch ungesteuert ausgeführt werden und Gleich- wie Wechselrichter werden weitgehend unabhängig gesteuert und geregelt.

Bei einem **Direktumrichter** wird in einem Schritt die gesamte Umformung durchgeführt, gesteuert und geregelt. Das wird heute nur in untersynchronen Stromrichter-kaskaden realisiert, deren Steuerung eher mit einer Phasenanschnittsteuerung vergleichbar ist und die nur deutlich unter 50 Hz am Ausgang ermöglichen.



### 3.1.2 Steueralgorithmen für selbstgesteuerte Stromrichter

Die Ventile eines selbstgesteuerten Stromrichters werden ausschließlich **von der Steuerung gezündet sowie gelöscht**. Die eventuell notwendige Synchronisation mit einem Netz muss dabei vom Steueralgorithmus zusätzlich sichergestellt werden.

#### 1. Differenzbandverfahren

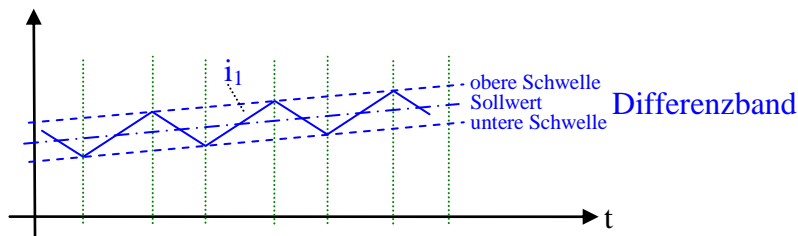


Abb. 3.9: Differenzband zur Steuerung des Stroms

Bei Erreichen der oberen oder unteren Schwelle in Abb. 3.9 muss auf einen anderen Schaltzustand umgeschaltet werden. Das kann z.B. durch einen Komparator ermittelt werden. Folgt der Sollwert des **Differenzbands** z.B. einem **sinusförmigen Sollstrom**, wird der **Strom** selbst mit den durch die Schwellen vorgegebenen Schwankungen **um den Sollstrom pendeln**.

**Vorteile** dieses Verfahrens: Die **Abweichungen**  $\Delta i_1$  sind **unabhängig** von der Last nur durch das Differenzband bestimmt. Solange der Stromanstieg, -abfall linear bleibt, entspricht der Mittelwert des Iststromes dem des Sollstromes (über **jedes Taktintervall** gemittelt). Das Verfahren ist relativ **einfach** realisierbar.

**Nachteile** dieses Verfahrens: Die **Taktfrequenz** hängt von der Last ab und ist **nicht konstant**. Demzufolge sind die **Störfrequenzen variabel**.

#### 2. Verfahren mit fester Taktfrequenz

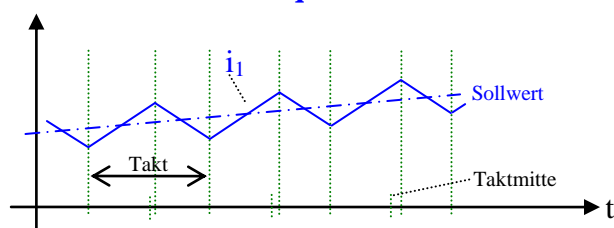


Abb. 3.10: Feste Taktfrequenz mit Pulsweitenmodulation zur Steuerung des Stroms

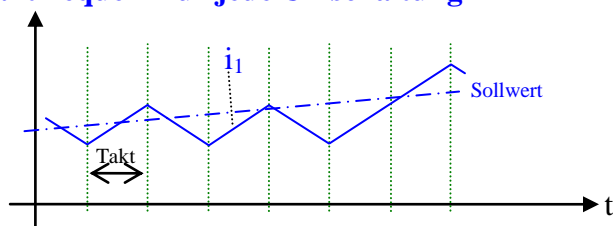
Der **Anstieg** des Stroms in Abb. 3.10 **beginnt immer mit Taktbeginn**. Der **Umschaltzeitpunkt** muss aus dem Mittelwert des Sollstromes für jeden aktuellen Takt **voraus kalkuliert** werden. Das kann z.B. näherungsweise durch ein Dreiecksverfahren geschehen oder durch eine (allerdings langsamere) übergeordnete Stromregelung<sup>56</sup>. Folgt der Sollwert z.B. einem **sinusförmigen Sollstrom**, wird der **Strom** selbst mit verfahrensbedingten Schwankungen **um den Sollstrom pendeln**.

<sup>56</sup> Da Messung und Regelung für Mittelwerte erfolgt, ist diese Regelung nur anwendbar, wenn eine quasistationäre Regelung möglich ist.

**Vorteile** dieses Verfahrens: Die **Taktfrequenz** hängt nicht von der Belastung ab und ist **konstant**.  
Demzufolge sind die **Störfrequenzen vorgegeben**.  
Solange der Stromanstieg, -abfall linear bleibt, entspricht der Mittelwert des Iststromes dem des Sollstromes (über **jedes Taktintervall** gemittelt).

**Nachteile** dieses Verfahrens: Die **Abweichungen  $\Delta i_1$**  sind von der Last **abhängig**.  
Das Verfahren benötigt schnelle Berechnungen oder eine übergeordnete Regelung.

### 3. Feste Taktfrequenz für jede Umschaltung



**Abb. 3.11: Feste Taktfrequenz zur Steuerung des Stroms**

Für den Strom in Abb. 3.11 wird **bei jedem Taktbeginn** entschieden, ob der Anstieg/Abfall **fortgesetzt** werden muss **oder** ob das **Gegenteil** benötigt wird. Die **Entscheidung** erfolgt danach, ob der **Sollstrom über-/unterschritten** wurde oder noch nicht. Das kann durch einen Komparator geschehen. Folgt der Sollwert z.B. einem **sinusförmigen Sollstrom**, wird der **Strom** selbst mit verfahrensbedingten Schwankungen **um den Sollstrom pendeln**.

**Vorteile** dieses Verfahrens: Die **Taktfrequenz** hängt nicht von der Belastung ab und ist **konstant**.  
Demzufolge sind die **Störfrequenzen vorgegeben**.  
Das Verfahren ist relativ **einfach** realisierbar.

**Nachteile** dieses Verfahrens: Die **Abweichungen  $\Delta i_1$**  sind von der Last **abhängig**.  
Der Mittelwert des Iststromes entspricht **nur im Mittel über viele Takte** dem Sollstrom.

Die dargestellten Verfahren zeigen, dass eine **exakte Regelung auf einen Sollwert** (etwa im Sinne eines PI-Reglers) mit einem Stromrichter **nicht möglich** ist. Als Regler (z.B. zur Regelung einer Last) kann der Stromrichter zu den **strukturumschaltenden Reglern** gerechnet werden. Mit einer entsprechenden Regel- und Schaltstrategie kann aber der Istwert so geregelt werden, dass er **eng um den Sollwert pendelt**.

Das heißt aber auch, dass bei **Ausfall** des Reglers oder **der Steuerung der Ventile** der gerade aktuelle Zustand weiterläuft und im **ungünstigen Fall** der Strom bis zur **Zerstörung** ansteigt.

Durch Mittelwertbildung über einen **quasistationären** Zeitraum können die Verfahren der **linearen Regelungstechnik** genutzt werden. Dabei ist dann z.B. zur Regelung für die Last an einem DC – DC – Wandler eine **Spannungsregelung** zum Stabilisieren der Ausgangsspannung ( $U_{Aus} = \text{const}$ ) **mit einer unterlagerten Eingangsstromregelung** (deren Sollwert die Spannungsregelung liefert) zu realisieren.

### 3.1.3 Steueralgorithmen für fremdgesteuerte Stromrichter

Die Ventile eines fremdgesteuerten Stromrichters werden zumindest vom **Nulldurchgang des Netzes gelöscht**. Die notwendige Synchronisation mit dem Netz erfolgt somit zwangsläufig.

Diese **netzgelöschten Stromrichter** sind für Wechsel- und Drehstrom nutzbar und benötigen nur eine Ansteuerung zum Zünden der Ventile. Die Einflussnahme beschränkt sich somit auf die Festlegung des Zündzeitpunkts. Auch der ungesteuerte Gleichrichter, der sofort nach dem Nulldurchgang von selbst leitend wird (zündet), gehört zu den fremdgesteuerten Stromrichtern.

#### Zündzeitpunkt nach der Phasenanschnittsteuerung

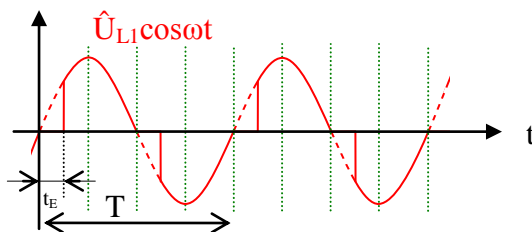


Abb. 3.12: Prinzip der Phasenanschnittsteuerung

Die Ventile werden entsprechend Abb. 3.12 zu  $t_E$  nach einem **Nulldurchgang** gezündet und vom **Nulldurchgang des Ventilstromes automatisch gelöscht**. Die Festlegung von  $t_E$  erfolgt z.B. durch eine Zeitverzögerung mit einem Timerbaustein oder einfacher durch das Aufladen eines Kondensators nach dem Nulldurchgang.

**Vorteile** dieses Verfahrens: Es erfolgt eine einfache natürliche **Synchronisation** auf die Netzfrequenz.  
Das Verfahren ist sehr **einfach** realisierbar.

**Nachteile** dieses Verfahrens: Nur ein Einschalten pro Netzhalbwellen ermöglicht **keine Sinusform** von Strom und Spannung.  
Die nichtsinusförmigen Schwingungen ergeben **viele Störungen** mit einer größeren Zahl von Oberschwingungen der Netzfrequenz.  
Bei **Netzausfall** ist **kein Betrieb** möglich.

Wenn im Stromkreis **Induktivitäten** (bzw. Kapazitäten) liegen, wird bei **Stromnulldurchgang** gelöscht<sup>57</sup>. Dieser stimmt in solchen Fällen **nicht** mit dem **Spannungsnulldurchgang** überein. Außerdem kann **nur gezündet** werden, wenn das betreffende Ventil aufgrund der momentanen Spannungsverhältnisse **Strom führen kann**. Zusätzlich sind Freierzeiten der Ventile zu beachten.

In der Regel wird ein netzgelöschter Wechselrichter als **Stromwechselrichter** gebaut, dann übernimmt immer das folgende Ventil den Strom und die Freilaufdioden entfallen.

Wird ein netzgelöschter Stromrichter als **Stellglied oder Regler** eingesetzt, muss **allein** die Beeinflussung des **Zündzeitpunktes** ausreichen.

<sup>57</sup> Nicht abschaltbare Ventile (z.B. Triacs) verlieren ihre Leitfähigkeit nur, wenn ihr Strom Null wird.

### 3.1.4 Kennwerte und Aufgaben

Kennwerte von Stromrichtern können sein:

$U_{N\text{ Ein}}$ ,  $U_{N\text{ Aus}}$ ,  $P_N$ ,  $P_{\text{Max}}$ ,  $I_{A\text{ Max}}$ , evtl.  $\eta$ ,

bei AC zusätzlich  $f$ ,  $\cos\varphi$  und evtl. Oberschwingungsanteile oder Störungen,

wenn selbstgesteuert  $f_{\text{Takt}}$ ,

#### Aufgabe 3.1.1

Die in Abb. 3.12 dargestellte Phasenanschnittsteuerung soll für  $\hat{U} = 325\text{ V}$ ,  $f = 50\text{ Hz}$  und  $t_E = 3\text{ ms}$ ,  $5\text{ ms}$  und  $8\text{ ms}$  durchgeführt werden.

Frage: Wie sehen für rein Ohm'sche Last mit  $R = 100\ \Omega$  die Ströme aus?

Zusatzfrage: Wie sehen die Ströme qualitativ für eine Reihenschaltung von L und R aus?

#### Aufgabe 3.1.2

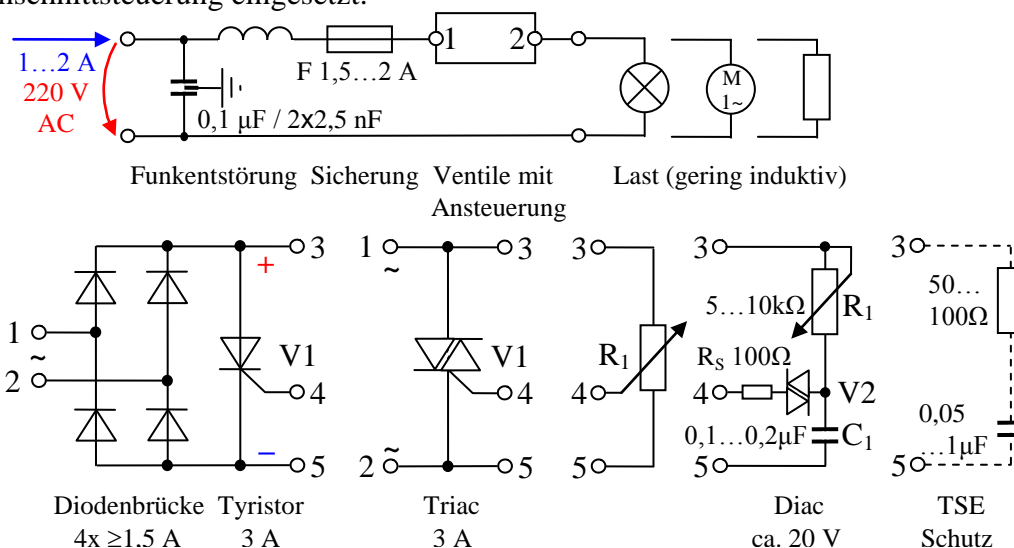
Ein DC – DC – Wandler mit einer Eingangsspannung von  $18\text{ V}$  soll eine mittlere Spannung von  $13,5\text{ V}$  abgeben. Bei fester Taktfrequenz nach Abb. 3.10 ist der Spannungsanstieg bei der Taktfrequenz von  $f_T = 20\text{ kHz}$  in guter Näherung eine Gerade.

Frage: Wie groß muss das Tastverhältnis sein und wie groß wird  $t_E$  bei  $f_T$ ?

## 3.2 Beispiele für Stromrichter

### 3.2.1 Phasenanschnittsteuerung

Für Anwendungen im Kleinleistungsbereich (Haushalt, Heimwerkzeug...) werden zur Leistungsstellung (Dimmer für eine Lichtregelung, Drehzahlstellung von Universalmotoren z.B. bei Küchengeräten, Staubsaugern, Bohrmaschinen ...) Wechselstromsteller mit Phasenanschnittsteuerung eingesetzt.



**Abb. 3.13: Wechselstromsteller mit Phasenanschnittsteuerung**

Diese Wechselstromsteller können die Spannung etwa von 20 ... 220 V (von 230 V) stellen und somit die Leistung der Geräte beeinflussen. Als Wechselstromsteller sollen positive und negative Halbwellen behandelt werden. Ein Thyristor, der nur eine Richtung zulässt, muss deshalb durch eine Gleichrichterbrücke ergänzt werden. Heute werden **Triacs** verwendet, die beide Richtungen ermöglichen. Vom Prinzip her werden für die Eingangsseite der **erste und dritte Quadrant** in Abb. 3.8, aber für die Gleichstromseite (bei der Thyristorvariante sichtbar) ein **Einquadrantenbetrieb** realisiert.

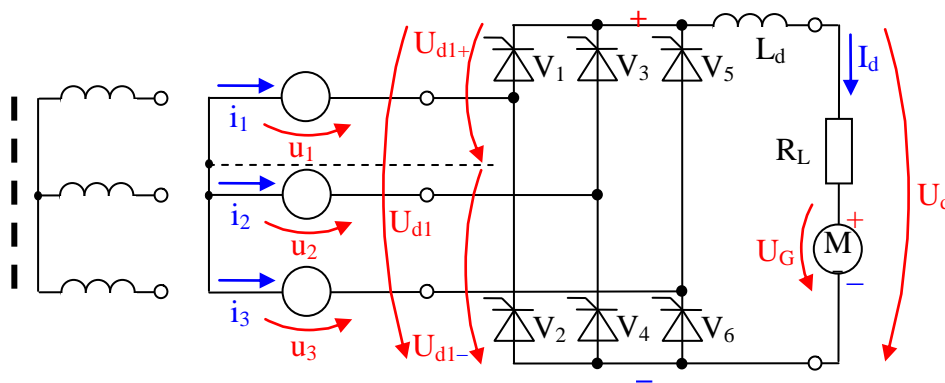
Die Einstellung des **Zündzeitpunktes** erfolgt im einfachsten Fall **durch ein Potentiometer**. Dabei wird ausgenutzt, dass ein Thyristor oder Triac bei einem bestimmten Gatestrom zündet. Wenn das Ventil noch nicht gezündet hat, liegt die volle Spannung über dem Ventil und steigt nach der Sinusfunktion an. Je nach Potentiometerstellung wird der notwendige Gatestrom früher oder später erreicht. Der Stellbereich und die Stabilität für diese einfache Variante ist nicht sehr gut (maximal bis 90 ° und wird das Potentiometer höher eingestellt, flackert z.B. das Licht), so dass diese Variante kaum genutzt wird. Besser ist die **Variante mit Kondensator-aufladung und Diac**, der bei einer gegebenen Spannung von selbst zündet und den Kondensator über das Gate entlädt. Der Widerstand  $R_S$  dient dabei zur Strombegrenzung und somit zum Schutz des Gates. Mit dieser Variante wird ein guter Stellbereich etwa von der Zündspannung des Gates bis kurz vor 180 ° erreicht. (Ein kleiner Sicherheitsabstand dient dazu zu verhindern, dass die Zündung erst zur nächsten Halbwellen erfolgt und ebenfalls ein Flackern auftritt.) Der Stellbereich kann aber mit dem Potentiometer nicht linear verändert werden, wegen der nicht konstanten Spannung. Deshalb werden bei wichtigen Anlagen auch **Timerschaltkreise** eingesetzt.

Bei **induktiver Last** (z.B. schon bei einem Universalmotor) wird der Strom auch nach dem Spannungsnulldurchgang etwas weiterfließen, so dass bei Stromnulldurchgang ein schneller Spannungsanstieg möglich ist. Das kann zu einem Trägerstauereffekt im Thyristor bzw. Triac führen, wenn dann die Zeit nicht reicht, dass alle Ladungsträger aus der Gateschicht abfließen. Zur Unterdrückung dieses Effekts ist die **TSE-Beschaltung** (C und R parallel zum Ventil) erprobt worden.

**Zusätzlich** sind unbedingt eine **Funkentstörung** (sonst wirken sich die Störungen bis mindestens in den UKW-Bereich aus) und eine **flinke Sicherung** zum Schutz der Ventile vorzusehen. Die Ventile können z.B. den Kurzschlussstrom einer defekten Last nicht bewältigen, bis eine normale Sicherung anspricht.

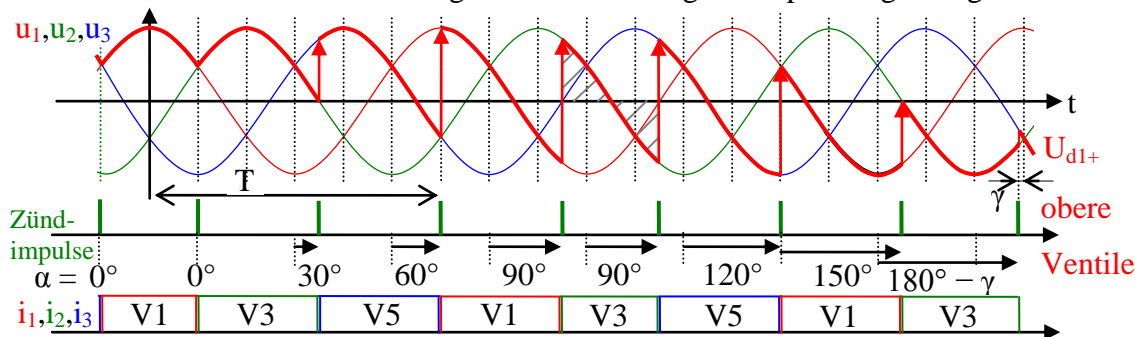
### 3.2.2 Netzgelöschter Wechselrichter

Ein **Stromwechselrichter** nach Abb. 3.14 gestattet **nur eine Stromrichtung** durch die Ventile und somit auf der Gleichstromseite (vergleiche [ 11 ] und [ 12 ]). Da immer das nächste Ventil den Strom übernimmt, werden keine Freilaufdioden benötigt. Bei der Untersuchung der Funktionsweise wird zur Vereinfachung **die Induktivität  $L_d$  so groß angenommen**, dass der **Strom  $I_d$  völlig konstant** bleibt. (In der Praxis wird er etwas ansteigen und abnehmen.)



**Abb. 3.14: Netzgeführter Gleich- und Wechselrichter (Zwei-Quadrantenbetrieb)**

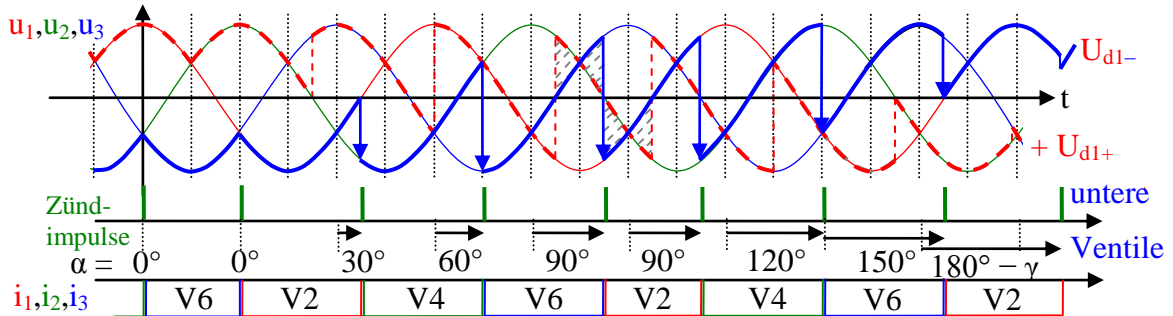
Das nachfolgende Ventil bei „+“ kann nur den **Strom übernehmen**, wenn seine Phase zu diesem Zeitpunkt eine **höhere positive Spannung** hat (z.B. bei  $t = T/6$  wird  $u_2 > u_1 = U_{d1+}$ ), so dass nach seinem Zünden am bisherigen Ventil eine negative Spannung anliegt und dieses



**Abb. 3.15: Spannung  $U_{d1+}$  und Strom in Abhängigkeit vom Zündwinkel  $\alpha$**

gelöscht wird. Das zeigen die Pfeile in Abb. 3.15. Besonders wichtig ist dies bei  $\alpha = 180^\circ$ , wo zur Sicherheit um den **Löschwinkel  $\gamma$**  vorher gezündet werden muss, damit bei  $180^\circ$  das Ventil sicher gelöscht ist, bevor das nächste Ventil nicht mehr höher positiv ist.

Bei **kleiner Zündverzögerung** werden zu  $U_{d1+}$  genau die jeweiligen Maxima der drei Phasen durchgeschaltet, die **Energie liefert die Dreiphasenspannungsquelle** und die Gleichspannungsquelle fungiert als Senke (Motor). Für eine Zündverzögerung  $> 30^\circ$  geht die **Spannung etwas ins Negative**. Sie ist gerade gleich viel im Positiven wie im Negativen bei genau  $90^\circ$  mit dem Mittelwert Null (siehe Schraffur). Dabei wird jetzt die **Energie zwischen Dreiphasen- und Gleichspannungsquelle hin- und hergespeichert**. Trotz gleich bleibender Stromrichtung wird die Spannung  $U_{d1+}$  für eine Zündverzögerung  $> 90^\circ$  **im Mittel negativ** und hat bei  $180^\circ - \gamma$  den **größten negativen Mittelwert**. Dabei muss die **Energie von der Gleichspannungsquelle** geliefert werden und die Dreiphasenspannungsquelle fungiert als Senke (Gleichstrommaschine im 1. und 4. Quadranten, Abb. 2.4). Das entspricht z.B. bei einem Elektrofahrzeug dem Rückspeisen der Energie beim Generatorbremsen.



**Abb. 3.16: Spannung  $U_{d1-}$  und Strom in Abhängigkeit vom Zündwinkel  $\alpha$**

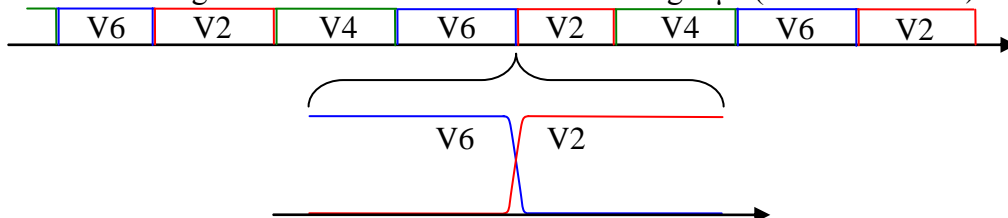
Die Spannung und den Strom bei  $U_{d1-}$  zeigt Abb. 3.16. Hier kann das nächste Ventil nur den Strom übernehmen, wenn die Spannung seiner Phase stärker negativ ist.

Zur Verdeutlichung ist neben der Spannung  $U_{d1-}$  die Spannung bei  $U_{d1+}$  gestrichelt eingezeichnet. Die Spannung zwischen „+“ und „-“ ist **zu jedem Zeitpunkt  $U_{d1} = U_{d1+} + U_{d1-}$**  (bei  $90^\circ$  wieder der schraffierte Bereich, der im Mittel Null ergibt).

Es ist deutlich erkennbar, wie die Spannung  $U_{d1}$  mit **Vergrößerung der Zündverzögerung** im Mittel **kleiner**, dann **Null** und dann zunehmend **negativ** wird.

Den **Spannungsunterschied zwischen  $U_{d1}$  und  $U_d$  muss die Induktivität tragen**. Der Strom muss somit (wenn auch bei einer großen Induktivität gering, wegen  $L di/dt$ ) zu- bzw. abnehmen. Die Induktivität wirkt damit als Speicher für die Mittelwertbildung und wenn der Strom fast konstant ist, ist auch  $R_L I_d$  fast konstant und somit  $U_d$ .

Die **Stromübernahme** geschieht in der Praxis innerhalb einiger  $\mu s$  (siehe Abb. 3.17). Dabei



**Abb. 3.17: Stromübernahme durch das nächste Ventil**

wird das vorhergehende Ventil gelöscht (alle Ladungsträger aus der Gateschicht entfernt) und das neue wird über die ganze Fläche vollständig leitend.

Nur wenn  $\gamma$  **zu klein** gewählt wurde, reicht die Zeit nicht zum vollständigen Löschen und der Thyristor zündet kurz danach bei positiver Spannung wieder durch. Dann sind nach kurzer Zeit gegenüberliegende Thyristoren leitend, was zum Kurzschluss von  $U_d$  führt. Das sogenannte **Kippen des Wechselrichters** kann schwere Schäden verursachen.

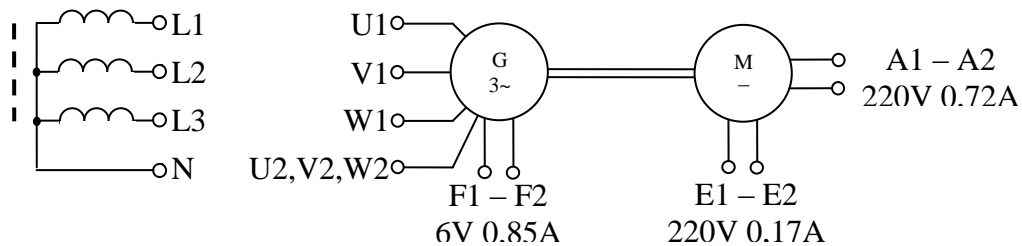
## 4 Projektaufgaben

### 4.1 Parallelbetrieb eines Synchrongenerators zum Netz

Von einem Maschinensatz Abb. 4.1 mit Antriebsmaschine (Gleichstrommotor/-generator) und Stromerzeuger (Synchrongenerator/-motor) soll der Generator auf das Netz synchronisiert werden. Dazu sind in Arbeitsgruppen

- eine Vorrichtung zum Anzeigen der Synchronität zwischen Generator und Netz,
- eine Vorrichtung zum Zuschalten der Synchronmaschine zum Netz und
- eine Messschaltung zur Messung von Wirk-, Scheinleistung und  $\cos\varphi$

zu erarbeiten und aufzubauen.



**Abb. 4.1: Maschinensatz, Netztrenntrafo und Versorgungsspannungen**

Mit der parallel zum Netz laufenden Maschine sind

- die Einspeisung von Wirkleistung,
- die Einspeisung von kapazitiver und induktiver Blindleistung,
- der Motorbetrieb mit reiner Wirkleistung sowie
- der Motorbetrieb mit kapazitiver und induktiver Blindleistung

zu untersuchen und zu demonstrieren.

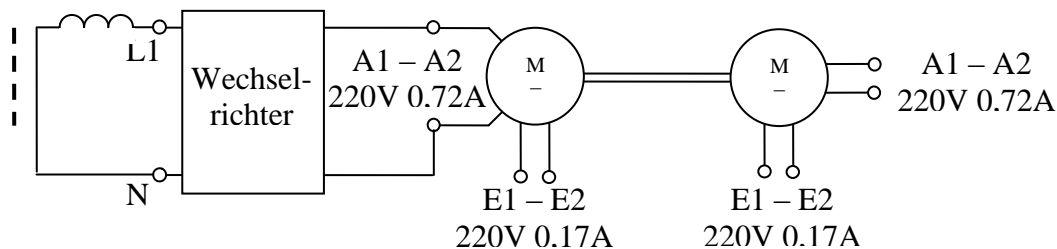
Die Ergebnisse sind in einer Präsentation vorzustellen.



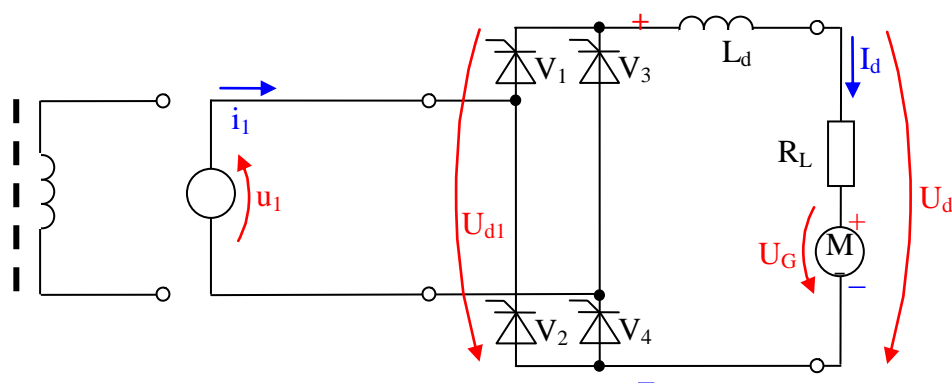
## 4.2 Wechselrichter für Zweiquadrantenbetrieb

Von einem Maschinensatz Abb. 4.2 mit Antriebsmaschine (Gleichstrommotor/-generator) und Stromerzeuger (Gleichstromgenerator /-motor) soll mit einem Wechselrichter Abb. 4.3 Energie in ein Wechselstromnetz eingespeist werden. Dazu sind in Arbeitsgruppen

- ein netzgeführter Stromwechselrichter zu konzipieren (Dazu sollte eine Simulation des Wechselrichters durchgeführt werden.),
- der Maschinensatz vorzubereiten und
- eine Messschaltung zur Messung von Wirk-, Scheinleistung und  $\cos\varphi$  zu erarbeiten und aufzubauen.



**Abb. 4.2: Maschinensatz, Wechselrichter, Netztrenntrafo und Versorgungsspannungen**



**Abb. 4.3: Einphasenstromwechselrichter für Zweiquadrantenbetrieb**

Mit dem Wechselrichter sind

- der Gleichrichterbetrieb mit  $\alpha = 0^\circ$  bis  $90^\circ$  (Motorbetrieb mit Leistungsentnahme aus dem Wechselstromnetz) und
  - der Wechselrichterbetrieb mit  $\alpha = 90^\circ$  bis  $180^\circ - \gamma$  (Einspeisen von Leistung des Gleichstromgenerators ins Wechselstromnetz)
- zu untersuchen und zu demonstrieren.

Die Ergebnisse sind in einer Präsentation vorzustellen.

## 5 Literaturverzeichnis

- [ 1 ] Dörner, Dietrich: Die Logik des Misslingens, S. 58 und insgesamt, Rowohlt Verlag GmbH 1989
- [ 2 ] Taegen, Frank: Einführung in die Theorie der elektrischen Maschinen I, S. 115 und 155 bis 157 sowie 245 bis 255, Friedr. Vieweg + Sohn GmbH, Braunschweig 1970
- [ 3 ] Fischer, Rolf : Elektrische Maschinen, S. 180 ff , S. 265 und 282 ff, Carl Hanser Verlag, München Wien 1979
- [ 4 ] Lunze, Klaus: Theorie der Wechselstromschaltungen, 8. Auflage, S. 203 bis 204,Verlag Technik GmbH, Berlin 1991
- [ 5 ] Bühler, Hansruedi: Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe, Band 1, S. 33 ff, Birkhäuser Verlag, Basel 1977
- [ 6 ] Bühler, Hansruedi: Einführung in die Theorie geregelter Drehstromantriebe, Band 2, S. 225 ff, Birkhäuser Verlag, Basel 1977
- [ 7 ] AEG-Telefunken-Handbücher Band 12: Synchronmaschinen, S. 277, AEG-Telefunken, Berlin 1970
- [ 8 ] Vogel, Johannes : Grundlagen der elektrischen Antriebstechnik, S. 163 bis 198 und S.313, Hüthig Verlag, Heidelberg 1980
- [ 9 ] Bederke, Hans-Jürgen; Ptassek, Robert; Rothenbach, Georg; Vaske, Paul: Elektrische Antriebe und Steuerungen, S. 175 bis 193, B. G. Teubner, Stuttgart 1975
- [ 10 ] Boeck, Erich: Sinusförmige Modulation für direkte Umrichter bei Pulsbetrieb, Vortrag 12. Internationale Fachtagung 1993 in Chemnitz
- [ 11 ] Heumann, Klemens; Grundlagen der Leistungselektronik, S. 116 ff, B.G. Teubner, Stuttgart 1991
- [ 12 ] Michel, Manfred; Leistungselektronik, S. 104 ff und 133, Springer - Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1992