

SKRIPTUM ZUR VORLESUNG

Elektrische Maschinen und Stromrichter

von

Prof. Dr.-Ing. Michael Braun

Dieses Dokument ist urheberrechtlich geschützt. Eine Verwendung dieses Dokuments außerhalb der entsprechenden Vorlesung am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) bedarf der ausdrücklichen schriftlichen Genehmigung durch das KIT und den Urheber.

Inhaltsverzeichnis

1	Vorbemerkung	1
2	Einleitung	1
2.1	Grundlegende Zusammenhänge	4
2.2	Arbeitspunkte im quasistationären Betrieb	6
3	Magnetische Kräfte und Induktion	10
4	Gleichstrommaschine	13
4.1	Aufbau und Funktion	13
4.2	Induktion und Drehmomentbildung bei der Gleichstrommaschine	20
4.2.1	Selbsterregter Generator	21
4.3	Betriebsverhalten der fremderregten kompensierten Gleichstrommaschine .	22
4.4	Leistungsbilanz	23
4.5	Anfahren der fremderregten Gleichstrommaschine mit Ankervorwiderstand	23
4.6	Steuerung der Drehzahl mit einstellbarer Spannungsquelle	23
4.7	Erhöhung der Drehzahl durch Feldschwächung	24
4.8	Betriebsverhalten der Gleichstrom-Reihenschlussmaschine	26
5	Schrittmotor	28
6	Drehstromsynchronmaschine	34
6.1	Läuferbauformen	37
6.2	Synchronmotor im Netzbetrieb	39
6.3	Netzanlauf von Synchronmaschinen	40
6.4	Betriebsverhalten des Turbogenerators am starren Netz	41
6.5	Die Synchronmaschine als stromrichter gespeister Motor	43
7	Asynchronmaschine	45
7.1	Aufbau	45
7.2	Funktionsprinzip	47
7.3	Ersatzschaltbild	47
7.4	Betriebsverhalten	48
7.4.1	Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie	48
7.4.2	Anlaufstrom, Anlaufmoment	49
7.4.3	Leistungsbilanz	50
7.4.4	Blindstromkompensation	51

7.5	Einfache Verfahren zum Anlauf und zur Bremsung von Asynchronmaschinen im Netzbetrieb	52
7.5.1	Stern-Dreieck-Anlauf	52
7.5.2	Gegenstrombremsen	54
7.6	Einfache Verfahren zur Drehzahlsteuerung ohne Frequenzumrichter	55
7.6.1	Polumschaltung	55
7.6.2	Schleifringläufer mit Vorwiderständen im Läuferkreis	55
7.6.3	Stufenlose Drehzahlsteuerung mit steuerbarer Grundschwingungsamplitude der Statorspannung	57
7.7	Drehzahl-/Drehmomentregelung mit gesteuerter Drehspannungsquelle . . .	58
7.7.1	Spannungs-/Frequenz-Kennliniensteuerung	58
7.7.2	Feldorientierte Regelung	59
8	Transformator	61
8.1	Ersatzschaltbild	61
8.2	Drehstromtransformator	62
9	Leistungshalbleiter	64
9.1	Leistungsdiode	64
9.2	Thyristor	64
9.3	Transistor	66
9.4	Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)	66
9.5	Gate-Turn-Off-Thyristor (GTO)	68
9.6	Integrated Gate Commutated Thyristor (IGCT)	68
10	Stromrichter	69
11	Netzgeführte Stromrichter	69
11.1	Wechselstromsteller	69
11.2	Drehstromsteller	71
11.3	Die netzgeführte Wechselstrombrückenschaltung	71
11.3.1	Harmonische Bestandteile des Netzstroms	74
11.3.2	Wirk-, Schein- und Blindleistung	75
11.3.3	Die Kommutierung unter dem Einfluss der Kommutierungs-drossel .	77
11.3.4	Mittelwert der Ausgangsspannung	80
11.3.5	Grenze des Wechselrichterbetriebs	81
11.4	Die netzgeführte Drehstrombrückenschaltung	81
11.4.1	Die Auswirkung der Kommutierungsinduktivität	85

11.4.2	Vierquadrantenstromrichter	86
11.5	Anwendungen netzgeführter Stromrichter	87
11.5.1	Steuerbare Blindleistungskompensation mit Drehstromsteller (TCR, Thyristor Controlled Reactor)	87
11.5.2	Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung für große Entfernungen	89
12	Selbstgeführte Stromrichter	89
12.1	Gleichstromsteller	89
12.1.1	Tiefsetzsteller (engl.: chopper)	91
12.1.2	Hochsetzsteller (engl.: Boost-Converter)	93
12.1.3	Zweiquadrantensteller	95
12.1.4	Vierquadrantengleichstromsteller	97
12.2	Die selbstgeführte Wechselstrombrückenschaltung	98
12.3	Die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung	100
12.3.1	Blocktaktung	102
12.3.2	Freilaufzustände	104
12.3.3	Raumzeigermodulation	106
12.4	Mehrstufenwechselrichter	111
12.4.1	Neutral Point Clamped Inverter (NPC)	112
13	Elektrische Antriebe	114

1 Vorbemerkung

Das vorliegende Skript „Elektrische Maschinen und Stromrichter“ wurde zur Unterstützung der gleichnamigen Vorlesung verfasst. Es ist daher ausschließlich zum persönlichen Gebrauch zu Studienzwecken für die Teilnehmer der Vorlesung, sowie für das Personal und die Studierenden des Elektrotechnischen Instituts bestimmt. Jede Weitergabe an Dritte, Veröffentlichung oder sonstige Verwertung bedürfen der Genehmigung von Prof. Dr.-Ing. Michael Braun. Eine Gewähr für die Vollständigkeit und Freiheit von Fehlern kann nicht übernommen werden.

2 Einleitung

Ein elektrisches Antriebssystem (Abb. 1) besteht typischerweise aus folgenden Komponenten:

- Elektrisches Netz (meist Energiequelle)
- Elektrischer Antrieb (Energiewandler)
- Arbeitsmaschine (meist Energieverbraucher)

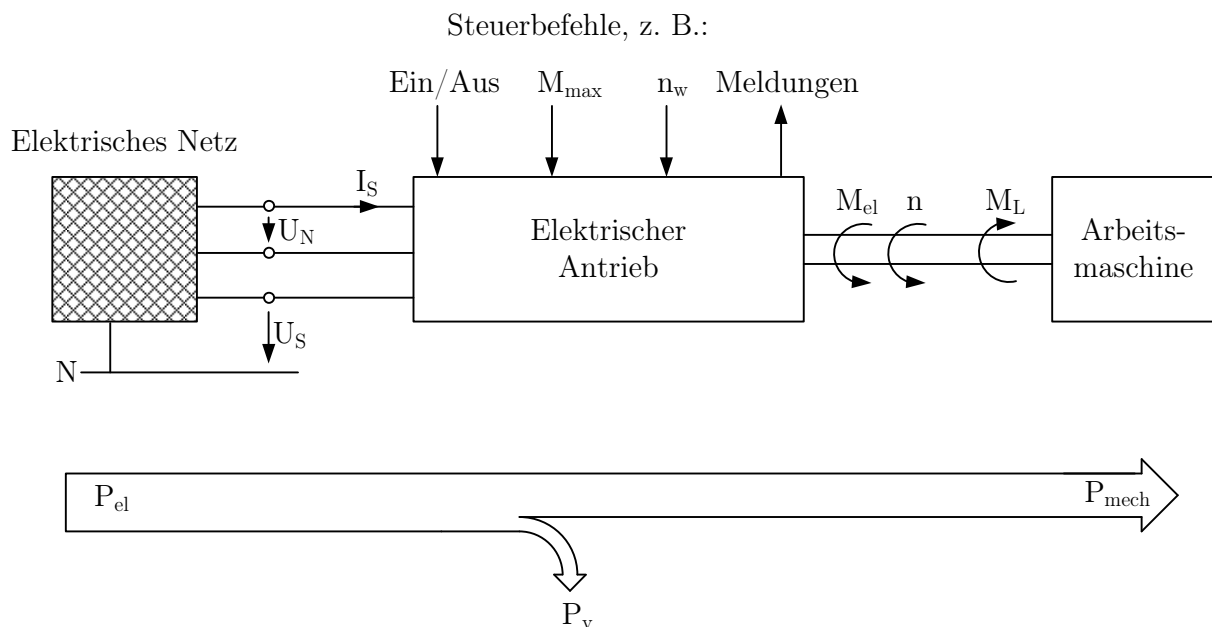


Abbildung 1: (Drehstrom-) Antriebssystem mit Energiefluss (hier: Motorbetrieb der elektrischen Maschine)

Der elektrische Antrieb setzt sich wiederum meist aus folgenden Komponenten zusammen (Abb. 2):

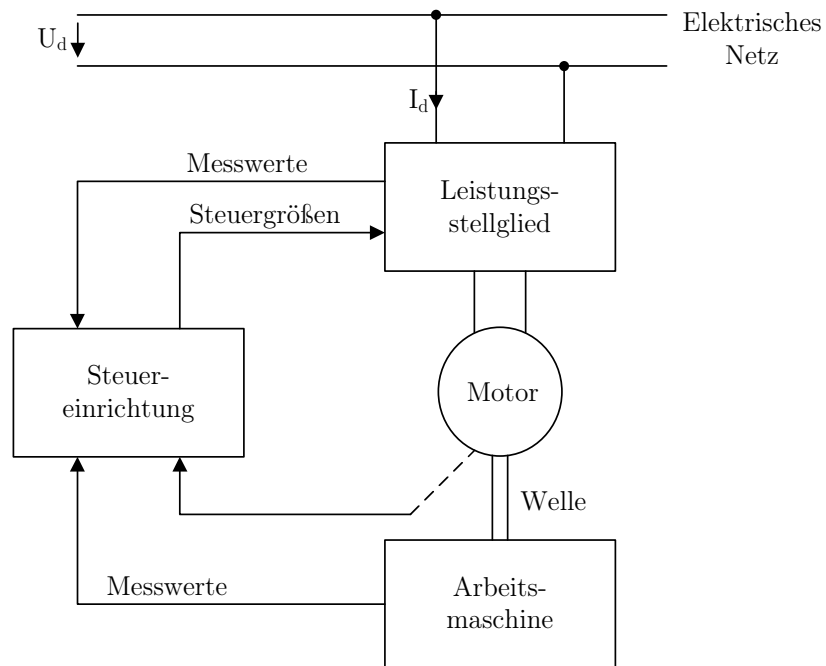


Abbildung 2: Blockdarstellung der Komponenten eines elektrischen (Gleichstrom-) Antriebs

- Elektrisches Leistungsteilglied (Schalter oder Stromrichter)
- Elektrische Maschine (Motor, Generator)
- Steuereinrichtung

Elektrische Maschinen werden in vielen Bereichen eingesetzt, zum Beispiel:

- in der Energieerzeugung
- in der Industrie
- im Haushalt
- im Verkehr

Stromrichter werden unter anderem in folgenden Bereichen eingesetzt:

- Energieerzeugung
- Energieübertragung
- Energiespeicherung

2.1 Grundlegende Zusammenhänge

Mechanische Leistung:	$P_{mech} = M \cdot \Omega$	M :	Drehmoment	(2.1)
	(Drehbewegung)	Ω :	Kreisfrequenz	

$P_{mech} = F \cdot v$	F :	Kraft	(2.2)
(translatorische Bewegung)	v :	Geschwindigkeit	

Elektrische Leistung:	$P_{el} = 3 \cdot U_S \cdot I_S \cdot \cos\varphi$	U_S :	Strangspannung	(2.3)
	$U_N = \sqrt{3} \cdot U_{SN}$	U_N :	Nennspannung /	
	(symm. Drehstromsystem)		Nennwert der Leitersp. g.	
		U_{SN} :	Nennwert der Strangspg.	
		I_S :	Strangstrom	
		φ :	Phasenwinkel	

$P_{el} = U_d \cdot I_d$	U_d :	Gleichspannung	(2.4)
(Gleichstrom)	I_S :	Gleichstrom	

Wirkungsgrad:	$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}}$	η :	Wirkungsgrad	(2.5)
---------------	--------------------------------	----------	--------------	-------

$\eta_{mot} = \frac{P_{mech}}{P_{el}}$	(2.6)
(bei Motoren)	

$\eta_{gen} = \frac{P_{el}}{P_{mech}}$	(2.7)
(bei Generatoren)	

Energie:

$$W = \frac{1}{2} \cdot J \cdot \Omega^2$$

(Drehbewegung)

 J : Trägheitsmoment (2.8)

$$W = \frac{1}{2} \cdot m \cdot v^2$$

(translator. Bewegung)

 m : Masse (2.9)

$$W = m \cdot g \cdot h$$

(potentielle Energie)

 g : Erdbeschleunigung (2.10) h : Höhe

$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2$$

(Kondensator)

 C : Kapazität (2.11)

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2$$

(Drosselspule)

 L : Induktivität (2.12)

Bewegungsgleichung:

$$M_B = M_{el} - M_L = J_{ges} \cdot \ddot{\alpha}$$

(2.13)

(Drehbewegung,

siehe Abb. 3)

$$J_{ges} = J_M + J_L$$

$$\ddot{\alpha} = \dot{\Omega}$$

$$\Omega = 2 \cdot \pi \cdot n$$

 M_B : Beschl. Moment M_{el} : el. erzeugtes Moment M_L : Lastmoment α : Drehwinkel J_M : Trägheitsmoment Motor J_L : Trägheitsmoment Last

2.2 Arbeitspunkte im quasistationären Betrieb

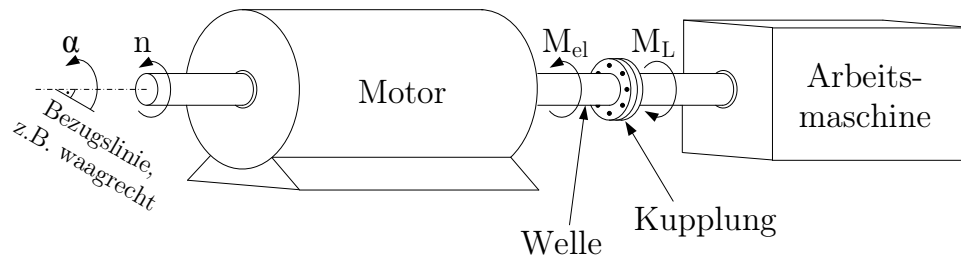


Abbildung 3: Typische Antriebsanordnung aus Motor und Arbeitsmaschine

Quasistationärer Betrieb bedeutet, dass sich die elektrischen Kenngrößen so langsam ändern, dass die Auswirkungen der Änderung vernachlässigt werden können.

$$\left. \begin{array}{l} \Omega = \text{konst.} \Rightarrow \dot{\Omega} = 0 \\ M_B = J_{ges} \cdot \dot{\Omega} \end{array} \right\} \Rightarrow M_B = 0 \Rightarrow M_{el} = M_L \quad (2.14)$$

Wegen der Kopplung zwischen Motor und Arbeitsmaschine gilt:

$$\begin{array}{ll} n_M = n_L & n_M: \text{Drehzahl des Motors} \\ & n_L: \text{Drehzahl der Arbeitsmaschine} \end{array} \quad (2.15)$$

Der Arbeitspunkt der Kennlinie kann nur dort liegen, wo sich die Kennlinie $M_{el} = f(n_M)$ des Motors und die Kennlinie $M_L = f(n_L)$ der Arbeitsmaschine kreuzen (siehe Abb. 4). Der Anlauf aus dem Stillstand bis zum Arbeitspunkt ist nur möglich für $M_B > 0$. Zu Beachten ist, dass sowohl stabile als auch instabile Arbeitspunkte auftreten können.

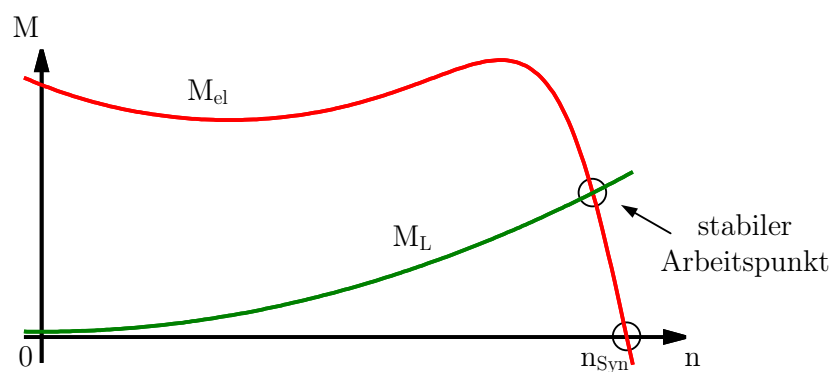


Abbildung 4: Arbeitspunkt einer Pumpe, die von einem direkt am Netz angeschlossenen Asynchronmotor angetrieben wird

In Abb. 5 sind Drehzahl-/Drehmoment-Kennlinien verschiedener Arbeitsmaschinen aufgetragen:

- Kurve 1: Konstantes Drehmoment M_L unabhängig von der Drehzahl
Beispiel: Aufzüge, Hebezeuge, Vorschubantrieb
- Kurve 2: Linear mit der Drehzahl n steigendes Drehmoment M_L
Beispiel: Kalander
- Kurve 3: Quadratisch mit der Drehzahl n steigendes Drehmoment M_L
Beispiel: Pumpen, Lüfter
- Kurve 4: Zur Drehzahl n umgekehrt proportionales Drehmoment M_L
Beispiel: Drehmaschine mit konstanter Schnittgeschwindigkeit

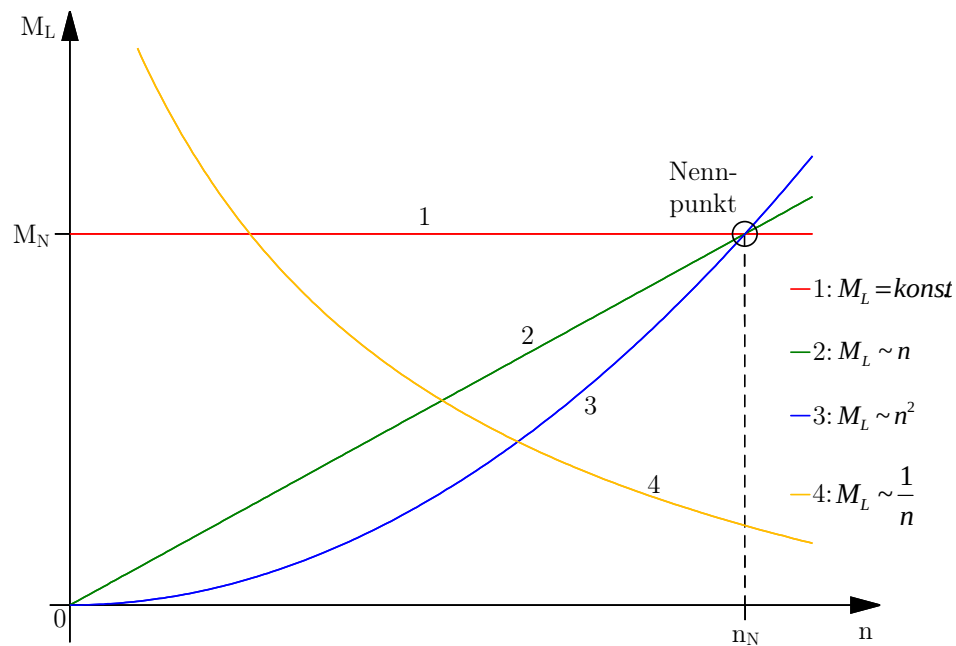


Abbildung 5: Qualitative Darstellung der Drehzahl-/Drehmomentkennlinien verschiedener Arbeitsmaschinen

Abhängig von der Art der elektrischen Maschine und ihrer Betriebsweise gibt es unterschiedliche Drehzahl-/Drehmomentcharakteristiken (Abb. 6). n_0 ist hier die Leerlaufdrehzahl, M_N das Nennmoment und M_k das Kippmoment.

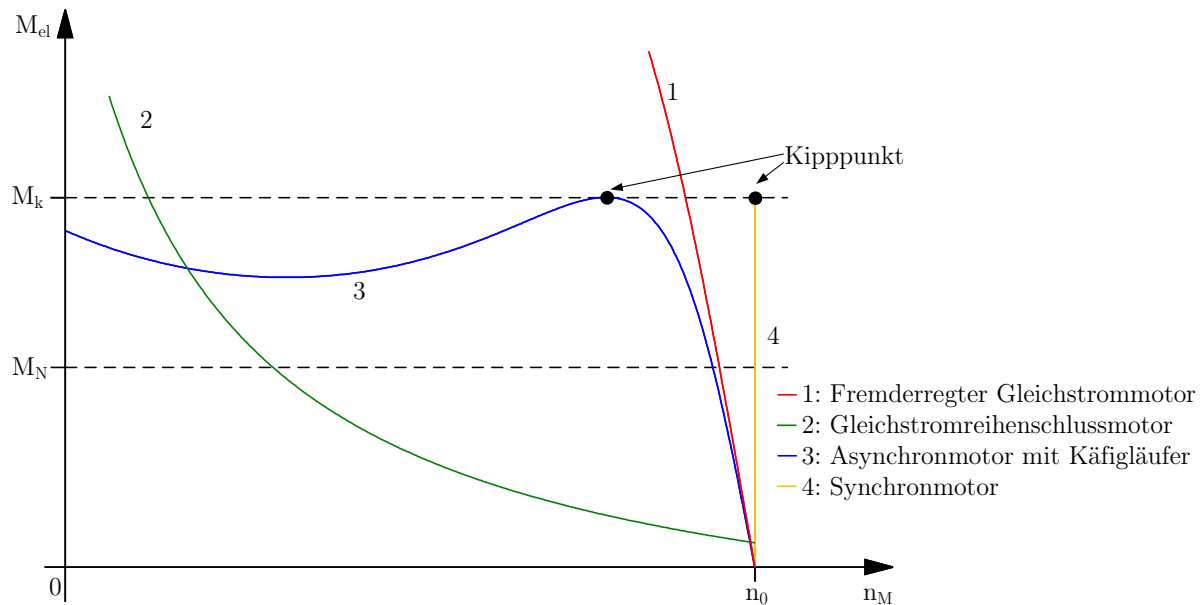


Abbildung 6: Qualitative Darstellung der Drehzahl-/Drehmoment-Kennlinien verschiedener Motoren

Durch einen Stromrichter können elektrische Maschinen so gesteuert werden, dass jeder beliebige Punkt auf der Drehzahl-/Drehmomentebene erreicht werden kann. Dadurch geht die ursprüngliche Charakteristik der jeweiligen Maschine verloren und die Kennlinie hängt nur noch von der Art der Regelung ab (Abb. 7).

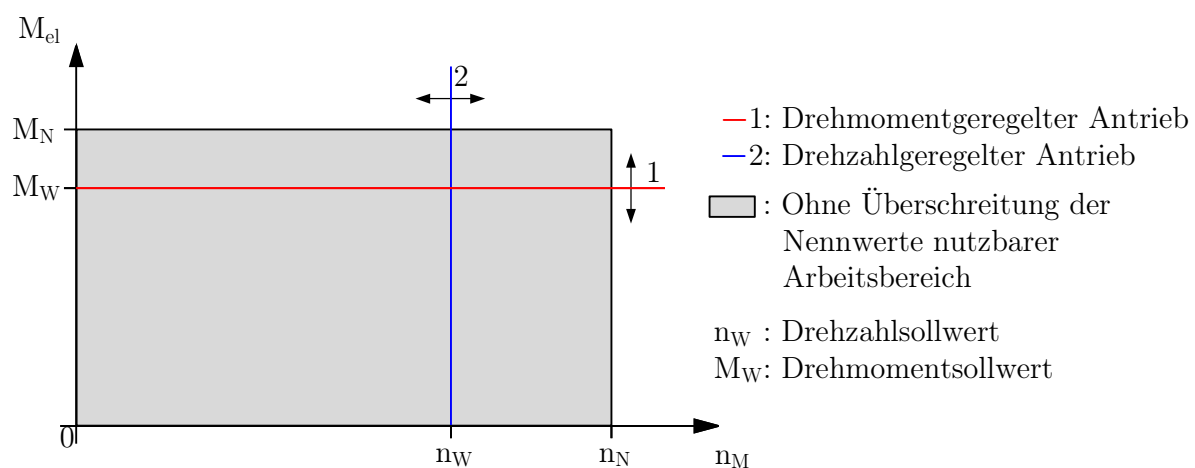


Abbildung 7: Qualitative Darstellung von Drehzahl-/Drehmomentkennlinien stromrichter-gespeister elektrischer Antriebe

In Abb. 8 sind die Betriebsbereiche eines Prüfstands dargestellt. Die Welle eines in der Drehzahl geregelten Prüfstandsantriebs wird mit der Welle eines Prüflings (z.B. Elektro- oder Verbrennungsmotor) verbunden, der dann mit einer Drehmomentregelung betrieben wird. Dem Antrieb wird der Drehzahlsollwert n_{Mw} vorgegeben und dem Prüfling der Drehmomentsollwert M_{Lw} . Je nach der Lage des Arbeitspunktes in den vier Quadranten der Drehzahl-/Drehmomentebene liegt Motor- oder Generatorbetrieb vor.

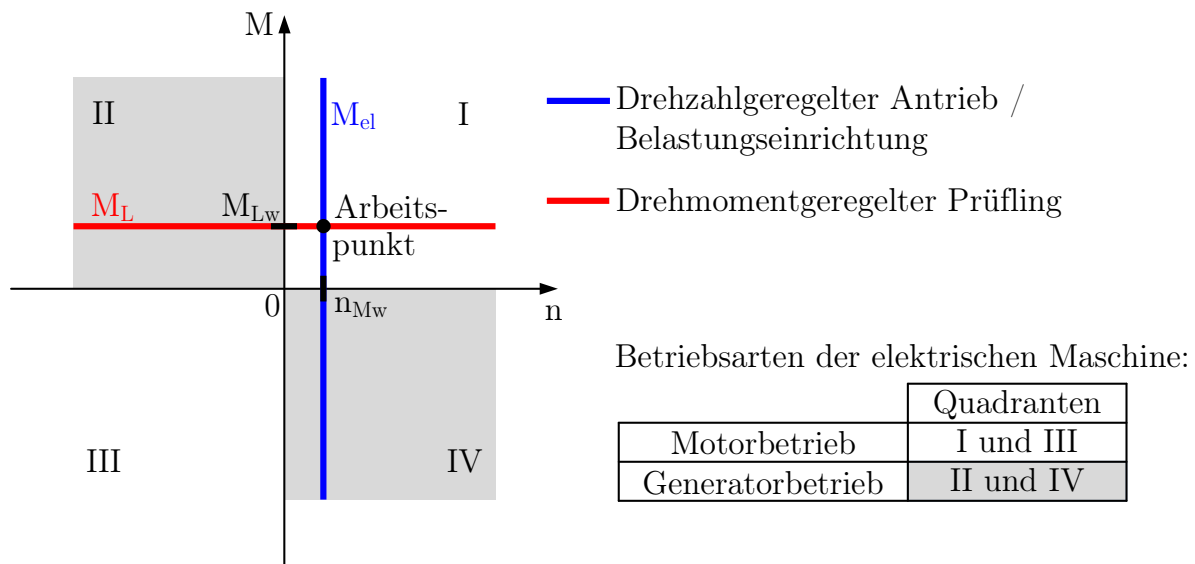


Abbildung 8: Drehzahl-/Drehmomentebene mit den Quadranten I bis IV und Einstellung des Arbeitspunktes an einem Prüfstand (vgl. Abb. 3)

3 Magnetische Kräfte und Induktion

Durch magnetische Anziehungskräfte ziehen sich ungleichnamige Pole an (Abb. 9 a).

Eine fortgesetzte Bewegung bzw. eine Rotation ist nur möglich, wenn mindestens einer der Permanentmagneten durch einen Elektromagneten ersetzt wird (Abb. 9 b).

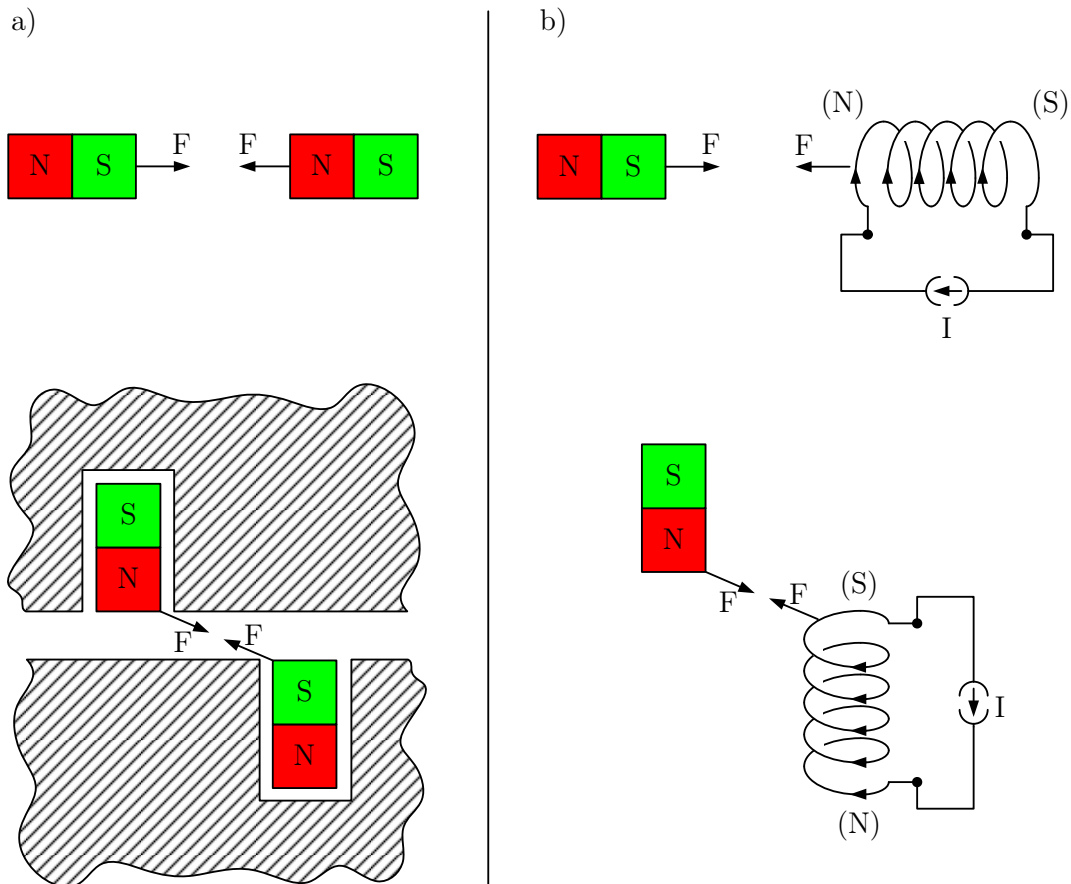


Abbildung 9: Magnetische Kräfte

a) zwischen Permanentmagneten

b) zwischen Permanentmagnet und Elektromagnet

Die Kraftwirkung auf einen stromdurchflossenen Leiter im Magnetfeld ist proportional zum Strom i , zur Länge l des beweglichen Leiters und zur magnetischen Flussdichte B . Der bewegliche Teil des Leiters dabei senkrecht zum Magnetfeld (Abb. 10).

$$F = i \cdot l \cdot B \quad (3.1)$$

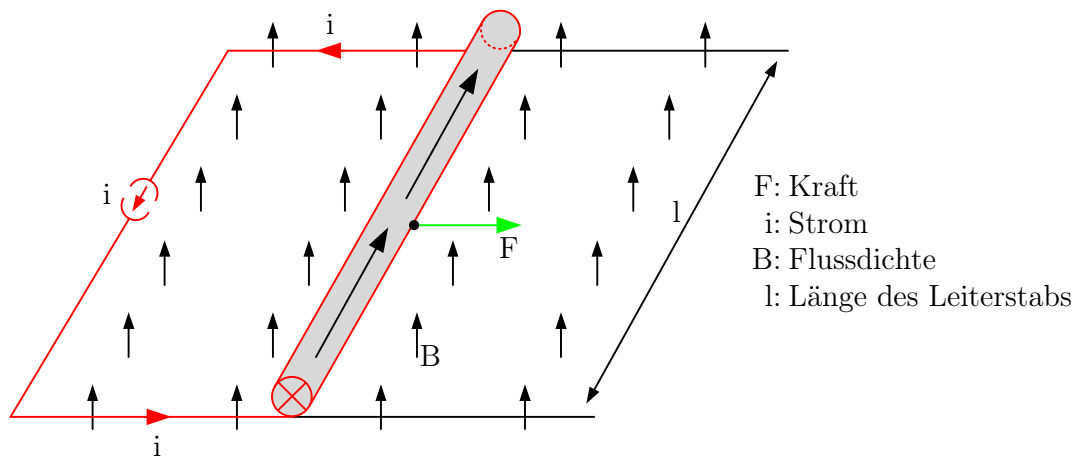


Abbildung 10: Kraftwirkung des stromdurchflossenen Leiterstabs im Magnetfeld

Wird ein Leiter im homogenen Magnetfeld bewegt, so wird eine Spannung induziert, die zur magnetischen Flussdichte, zur Leiterlänge und zur Bewegungsgeschwindigkeit v proportional ist (Abb. 11).

$$u_i = B \cdot l \cdot v \quad (3.2)$$

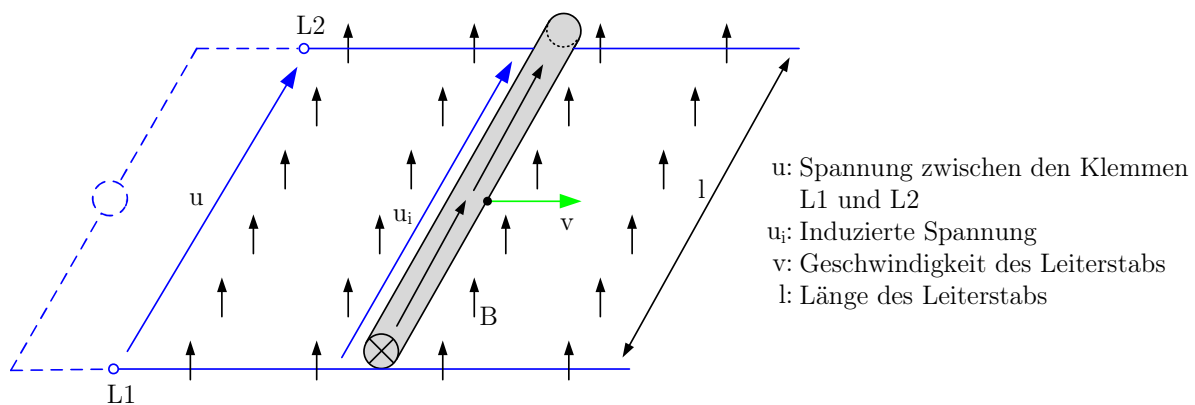


Abbildung 11: Spannungsinduzierung bei der Bewegung des Leiterstabs

Die Induktion der Spannung in der Leiterschleife und die Erzeugung einer Kraft sind zwei Effekte, die grundsätzlich gleichzeitig und unabhängig voneinander auftreten (von Ausnahmen aufgrund der Nichtlinearität des Eisens abgesehen). Im realen Fall wird die Leiterschleife aufgrund des nichtidealen Leitermaterials einen ohmschen Widerstand R und abhängig von der Form und des eventuell eingesetzten magnetischen Materials eine Induktivität L aufweisen. Der Strom i kann dann durch Anlegen einer äußeren Spannung u eingestellt werden.

$$u = u_i + R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.3)$$

u : Klemmenspannung

u_i : induzierte Spannung

R : Widerstand der Leiterschleife

L : Induktivität der Leiterschleife

i : Strom

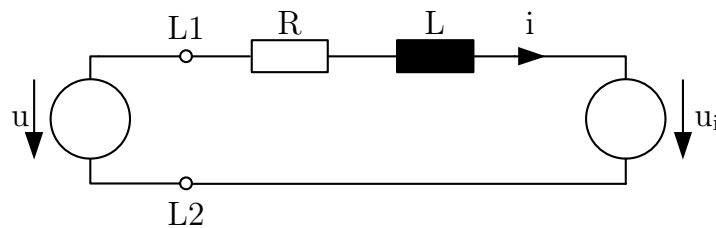


Abbildung 12: Ersatzschaltbild der Leiterschleife aus Abb. 10 und Abb. 11

4 Gleichstrommaschine

4.1 Aufbau und Funktion

In Abb. 13 ist eine Leiterschleife dargestellt, die drehbar in einem Magnetfeld gelagert ist. Der Strom i bewirkt je nach Stellung der Leiterschleife ein Drehmoment. Bei Drehung der Schleife wird eine Spannung induziert.

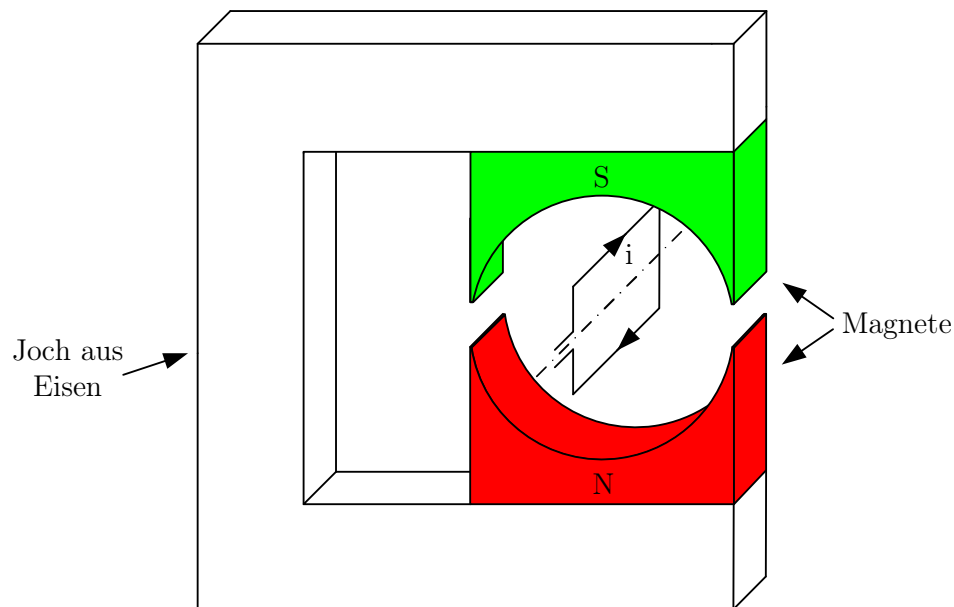


Abbildung 13: Prinzipdarstellung einer Leiterschleife im Magnetfeld

Das Magnetfeld kann auch mit Hilfe einer stromdurchflossenen Erregerwicklung erzeugt werden (Abb. 14). Die Ankerwicklung, die eine Drehbewegung ausführt, wird in die Nuten eines zylindrischen Eisenkörpers eingelegt (Läufer). Der magnetische Fluss sollte, abgesehen von einem kleinen Luftspalt zwischen dem festen und dem beweglichen Teil, nur im Eisen verlaufen, damit aufgrund des geringen magnetischen Widerstands des Eisens eine möglichst große Flussdichte erzielt wird.

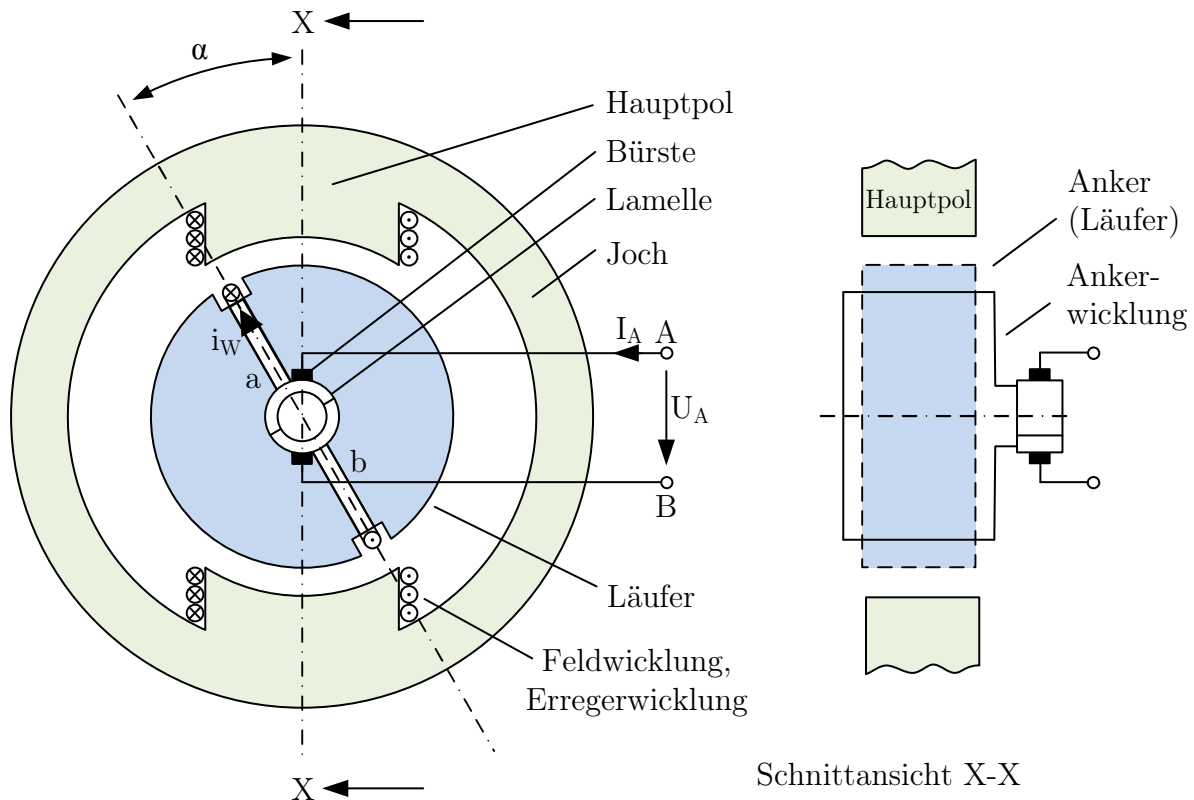


Abbildung 14: Schnittbild einer Gleichstrommaschine (Ankerwicklung nur als eine Spule dargestellt)

Die Stromzuführung erfolgt über feststehende Kohlebürsten und auf der Läuferwelle angebrachte Kupferlamellen, die mit Wicklungsanfang und Wicklungsende der Läuferwicklung verbunden sind. Immer dann, wenn sich die stromführenden Leiter in der Polücke befinden, wird mit dieser Einrichtung, dem sog. Kommutator, die Stromrichtung gewendet, damit bei der weiterführenden Bewegung die Richtung des Drehmoments gleich bleibt.

Bei dem eben beschriebenen, einfachen Modell ist die Läuferoberfläche schlecht ausgenutzt und es entsteht ein pulsierendes Drehmoment. Bei der Gleichstrommaschine wird daher die Läuferoberfläche gleichmäßig mit Nuten versehen, die eine größere Anzahl von Spulen aufnehmen können. Die Spulen sind bei der sogenannten Schleifenwicklung in Reihe geschaltet und jeweils mit den Kommutatorlamellen verbunden (siehe Abb. 15).

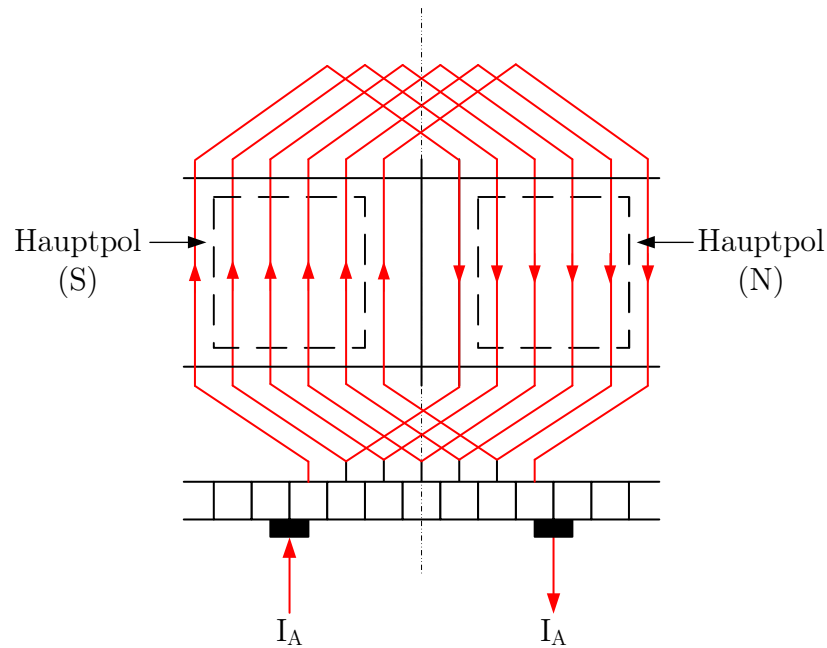


Abbildung 15: Serienschaltung der Ankerleiter zwischen zwei Bürsten beim Trommelanker, im Bild mit Schleifenwicklung (Teildarstellung)

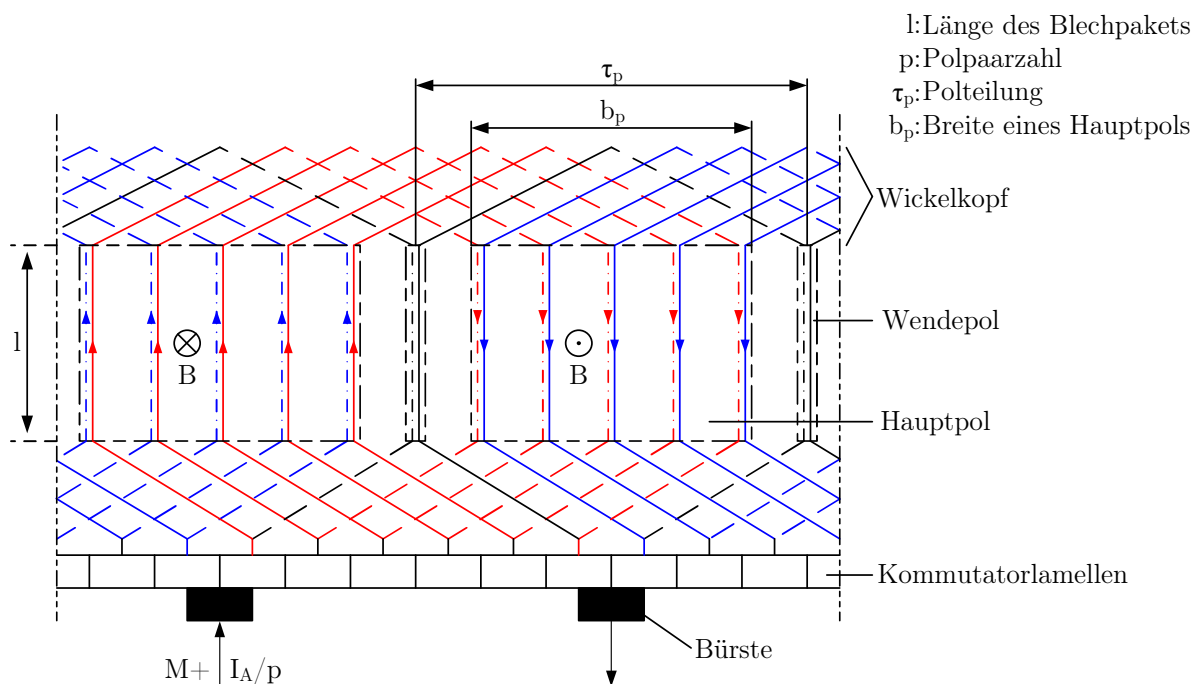


Abbildung 16: Abgewickelte Darstellung einer eingängigen Schleifenwicklung im Bereich eines Polpaars

Wickelkopf der Zweischichtwicklung

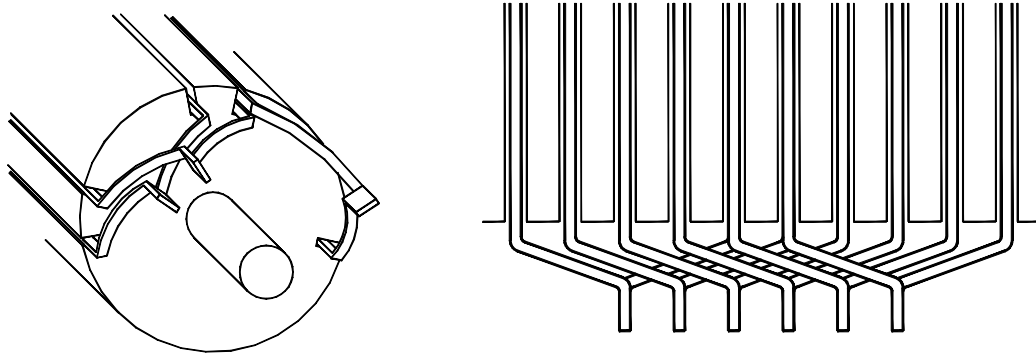
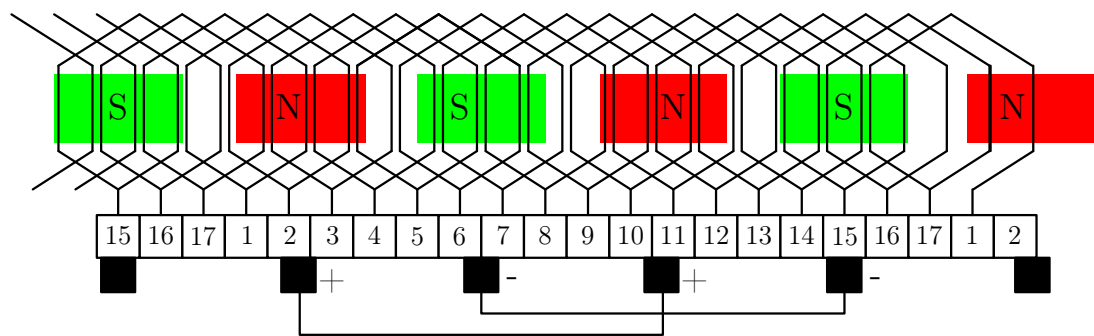
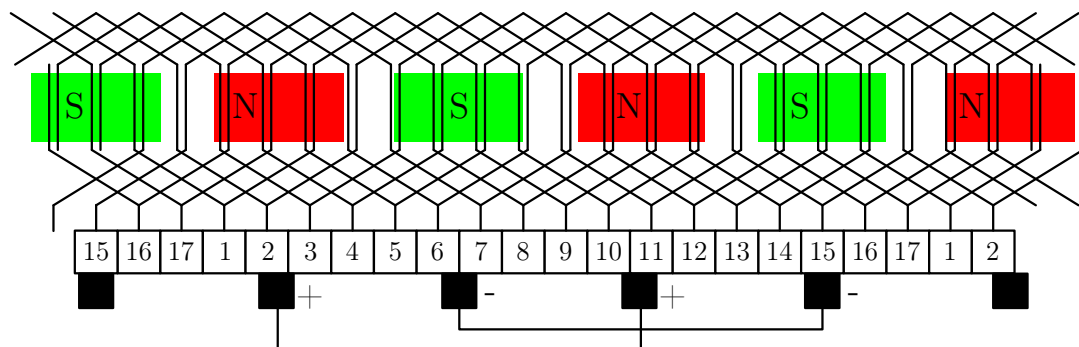
Schleifenwicklung $k=17$, $p=2$ Wellenwicklung $k=17$, $p=2$ 

Abbildung 17: Schleifenwicklung und Wellenwicklung

Zur Unterstützung der Stromwendung in der kurzgeschlossenen Spule werden bei Maschinen ab etwa 1kW Wendepole mit Wendepolwicklungen in den Polräumen benutzt. Die Wendepole haben die Aufgabe, die Stromrichtung in den Rotorinduktivitäten bei der Strom-Kommutierung umzukehren. In der kommutierenden Spule muss sich der Strom bei seiner Richtungsumkehr in kurzer Zeit um den Wert $2 \cdot I_A$ ändern (Abb. 18). Ohne

Wendepole käme es aufgrund des Stromabrisses zu Funkenbildung, sobald die kurzgeschlossenen Lamellen die Bürste verlassen, was einen hohen Verschleiß an Bürsten und Lamellenkanten zur Folge hätte. Damit die von den Wendepolen induzierte Spannung u_W dem Ankerstrom proportional ist, muss der Strom, der durch die Wendepolwicklung fließt, gleich dem Ankerstrom sein (Abb. 19 und 20).

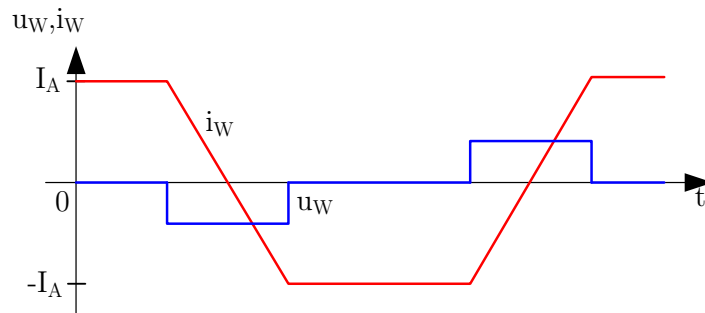


Abbildung 18: Zeitverläufe des Wicklungsstroms und der zur Stromwendung notwendigen Spannung

Das vom Ankerstrom verursachte Magnetfeld kann durch die Überlagerung mit dem Erregerfeld zur Sättigung am Rand des Hauptpols führen, so dass die Wirkung des Erregerstroms herabgesetzt wird. Um den Effekt zu vermeiden, wird bei Gleichstrommaschinen hoher Leistung ($> 100\text{kW}$) eine Kompensationswicklung im Bereich der Hauptpole eingebracht (siehe Abb. 19 und 20).

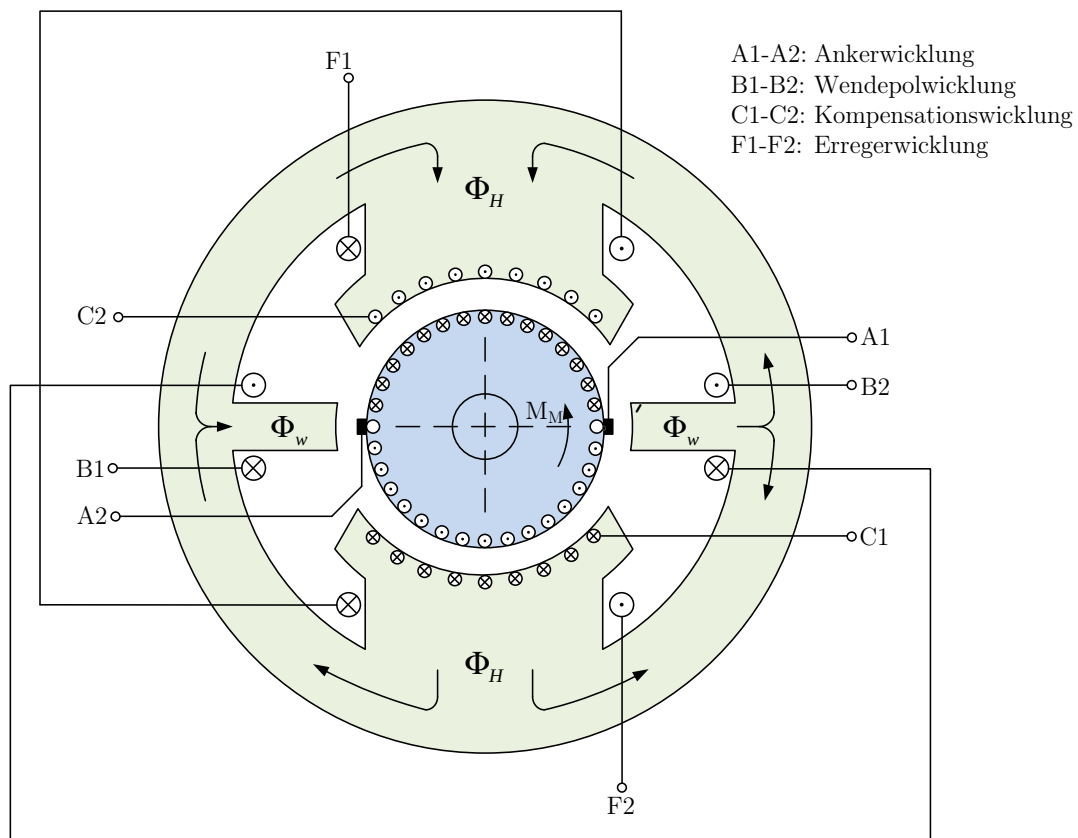


Abbildung 19: Schnittbild einer Gleichstrommaschine mit Wicklungen

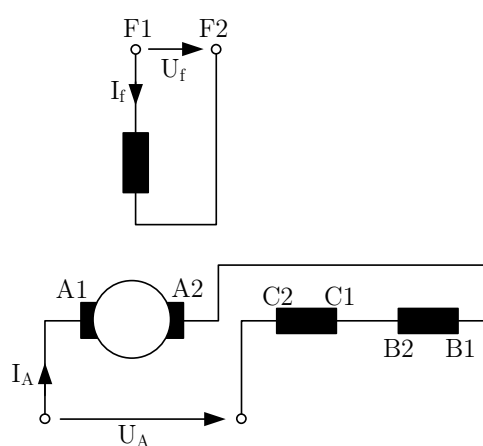


Abbildung 20: Schaltbild einer fremderregten Gleichstrommaschine mit Anker- (A1, A2), Wendepol- (B1, B2), Kompressions- (C1, C2) und Erregerwicklung (F1, F2)

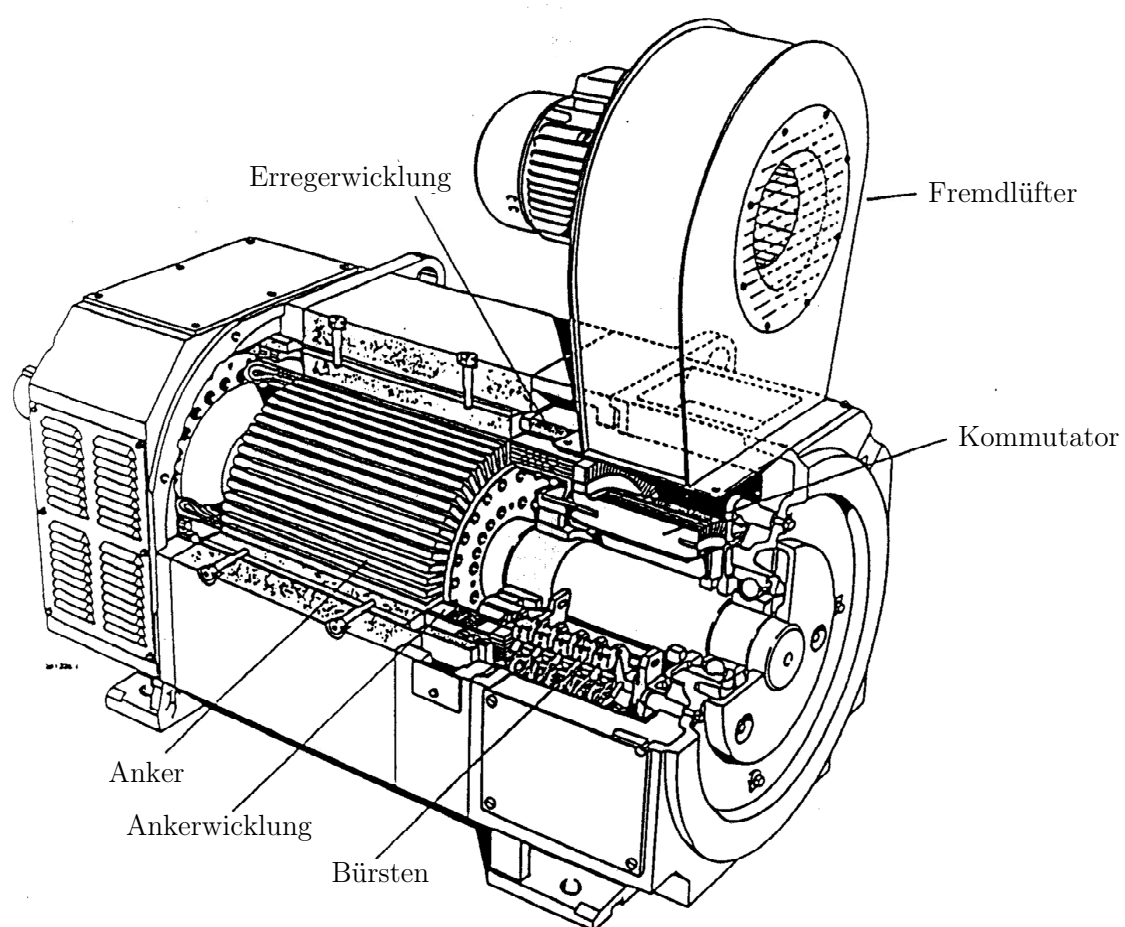


Abbildung 21: Teilschnittbild einer Gleichstrommaschine mit aufgesetztem Lüfter

4.2 Induktion und Drehmomentbildung bei der Gleichstrommaschine

Die Gleichstrommaschine ist so aufgebaut, dass die Leiter des Ankers, der Erregerfluss und die Bewegungsrichtung des Leiters senkrecht aufeinander stehen („Rechte-Hand-Regel“). Dementsprechend haben die Formeln für die induzierte Spannung und das Drehmoment die gleiche Form wie für einen einzelnen Leiter gemäß Abb. 10 und Abb. 11. An die Stelle der geometrischen Abmessungen und der magnetischen Feldstärke tritt der Proportionalitätsfaktor $c\Phi$. An die Stelle der Geschwindigkeit v tritt die Kreisfrequenz Ω , die mit der Geschwindigkeit v der rotierenden Leiter über

$$\Omega = 2\pi \cdot n = \frac{v}{r} \quad r: \text{Radius des Ankers} \quad (4.1)$$

verknüpft ist

Im Ankerkreis wird die innere Spannung U_i induziert:

$$U_i = c\Phi \cdot \Omega \quad (4.2)$$

Das elektrisch erzeugte (innere) Drehmoment M_i beträgt:

$$M_i = c\Phi \cdot I_A \quad I_A: \text{Ankerstrom} \quad (4.3)$$

Der Zusammenhang der elektrischen Größen ist der gleiche, wie bei einer einzigen Leiterschleife (Gleichung 3.3).

Im quasistationären Zustand gilt:

$$U_A = U_i + R_A \cdot I_A \quad (4.4)$$

$$U_A = c\Phi \cdot \Omega + R \cdot I_A \quad (\text{Abb. 22}) \quad (4.5)$$

Je nach der Auslegung des magnetischen Kreises der Maschine tritt bei hohen Erregerströmen Sättigung auf, d.h. der Zusammenhang zwischen dem Erregerstrom und der induzierten Spannung wird nichtlinear (Abb. 23).

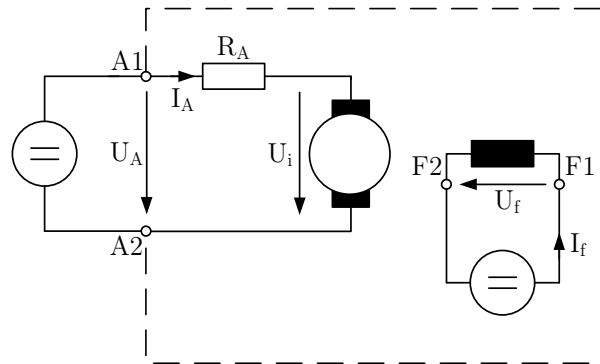


Abbildung 22: Ersatzschaltbild der fremderregten Gleichstrommaschine im quasistationären Zustand

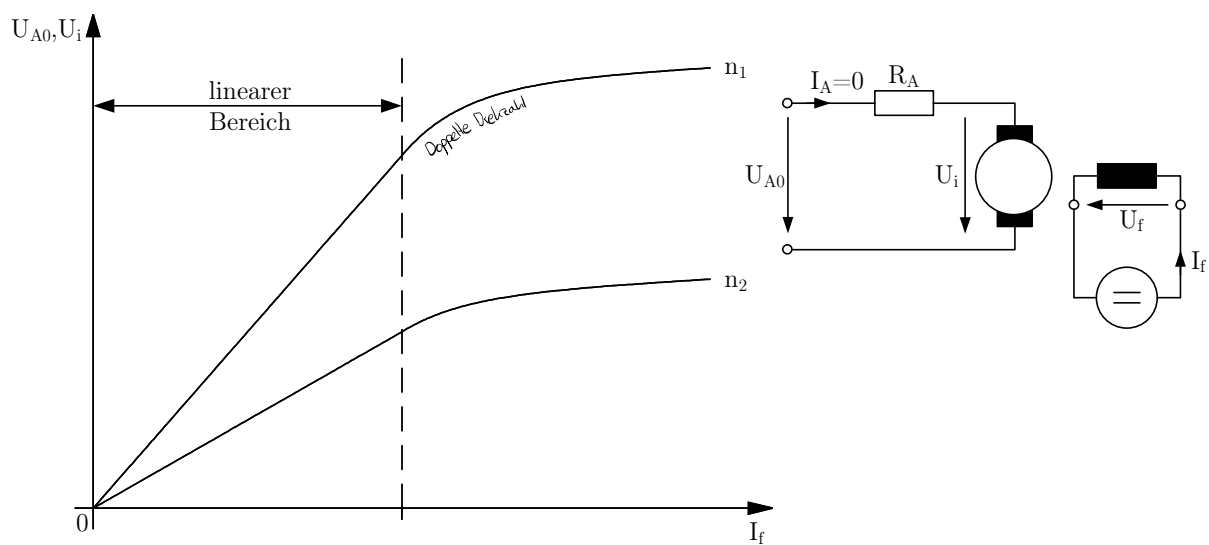


Abbildung 23: Leerlaufkennlinie der Gleichstrommaschine für n_1 und $n_2 = 0,5 \cdot n_1$, sowie Schaltbild zur Messung von $U_i = f(I_f)$ im Leerlaufversuch bei $I_A = 0$

4.2.1 Selbsterregter Generator

Werner v. Siemens erfand den selbsterregten Generator, bei dem die vom Generator erzeugte Ankerspannung zur Speisung des Erregerkreises benutzt wird (Abb. 24).

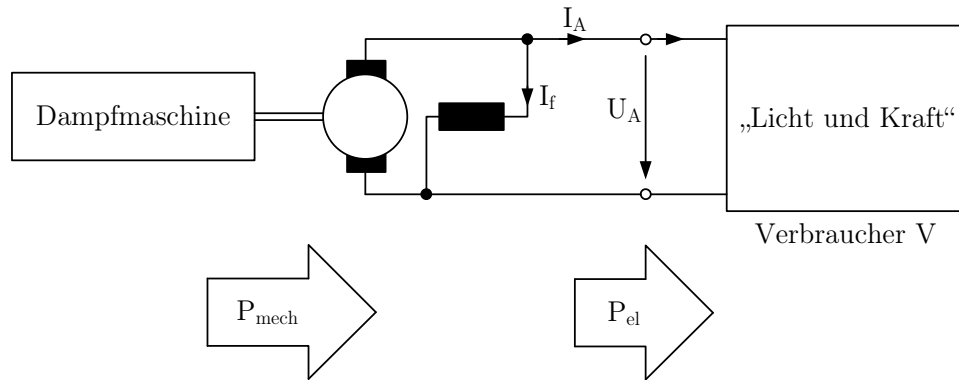


Abbildung 24: Selbsterregter Generator (Werner v. Siemens)

4.3 Betriebsverhalten der fremderregten kompensierten Gleichstrommaschine

Durch Umformen der Ankerspannungsgleichung

$$U_A = U_i + R_A \cdot I_A \quad (4.6)$$

mit $M_i = c\Phi \cdot I_A$ und $U_i = c\Phi \cdot \Omega$ erhält man den Zusammenhang zwischen der Kreisfrequenz $\Omega = 2\pi \cdot n$ und dem „inneren“ Drehmoment mit $M_i = M_{el}$:

$$\Omega = \frac{U_A}{c\Phi} - \frac{R_A}{(c\Phi)^2} \cdot M_i \quad \text{dargestellt in Abb. 25} \quad (4.7)$$

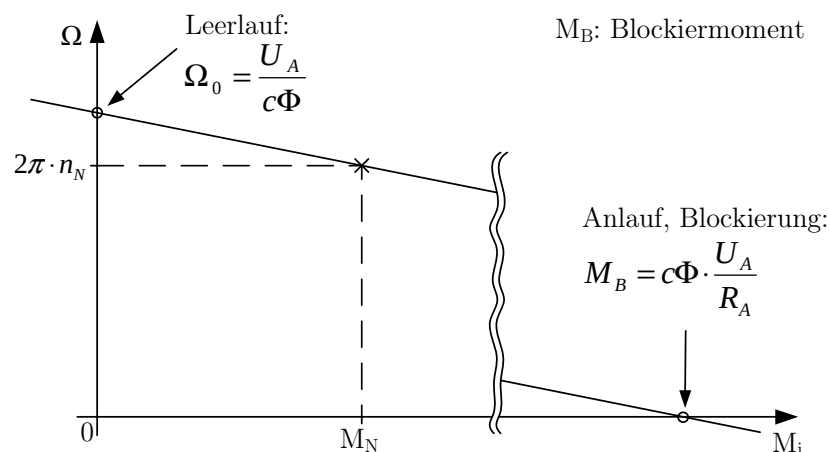


Abbildung 25: Drehzahl-/Drehmomentkennlinie der fremderregten Gleichstrommaschine

4.4 Leistungsbilanz

Die elektrische Leistung des Ankerkreises teilt sich auf in die ohm'schen Verluste und die „innere“ mechanische Leistung $P_{mech,i}$:

$$P_{el} = U_A \cdot I_A = R_A \cdot I_A^2 + \underbrace{\Omega \cdot c\Phi \cdot I_A}_{M_i} \quad (4.8)$$

Innere mechanische Leistung:

$$P_{mech,i} = M_i \cdot \Omega = U_i \cdot I_A \quad (4.9)$$

$P_{mech,i} > 0$	Motorbetrieb
$P_{mech,i} = 0$	Leerlauf, Stillstand
$P_{mech,i} < 0$	Generatorbetrieb

4.5 Anfahren der fremderregten Gleichstrommaschine mit Ankervorwiderstand

Wenn die Gleichstrommaschine an einer nicht steuerbaren Speisespannung betrieben wird, empfiehlt sich der Einsatz eines Vorwiderstands zur Strombegrenzung (Abb. 26).

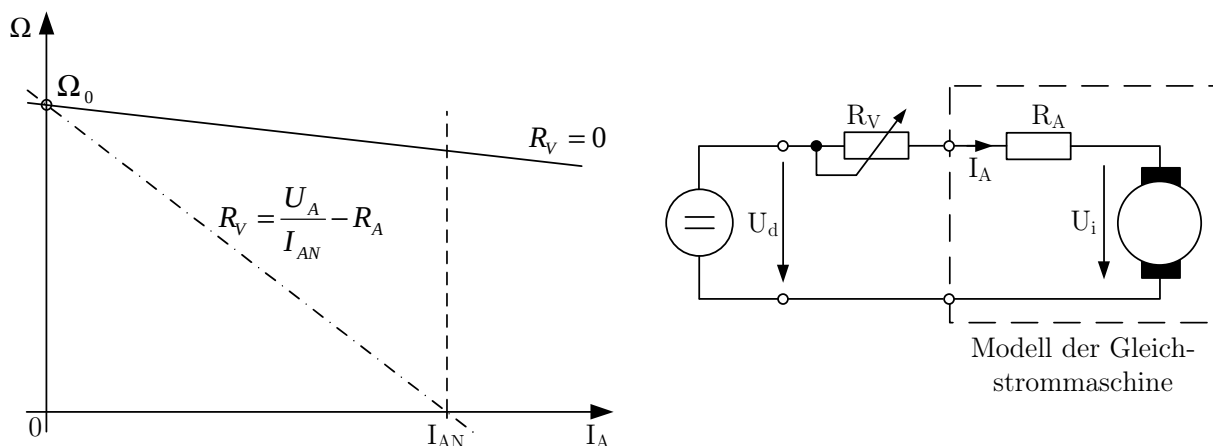


Abbildung 26: Kennlinie und Schaltbild zum Anfahren der fremderregten Gleichstrommaschine an nicht steuerbarer Ankerspannung ($U_d = konst.$)

4.6 Steuerung der Drehzahl mit einstellbarer Spannungsquelle

Die Drehzahl kann zwar mit Hilfe eines Vorwiderstands gesteuert werden, aber diese Methode verursacht hohe Verluste ($P_v = (R_v + R_A) \cdot I_A^2$) und ist für die Automatisierung schlecht geeignet.

Abhilfe schafft die Steuerung der Drehzahl mit einem Stromrichter. Der Stromrichter wird als steuerbare Spannungsquelle benutzt, so dass die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie parallel verschoben wird. Die Verluste betragen dabei unabhängig von der Drehzahl

$$P_V = R_A \cdot I_A^2.$$

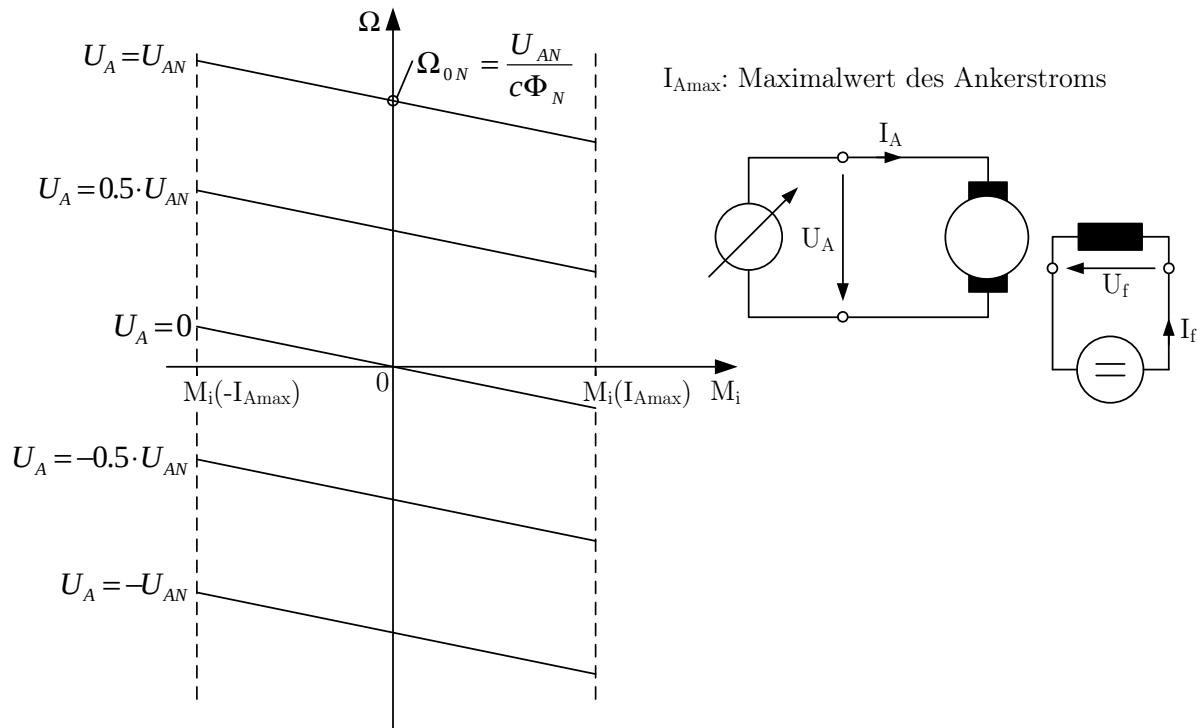


Abbildung 27: Drehzahlsteuerung der fremderregten Gleichstrommaschine mit steuerbarer Ankerspannung - Kennlinie und Schaltbild

4.7 Erhöhung der Drehzahl durch Feldschwächung

Entgegen jedem „Gefühl“ kann die Drehzahl durch Erniedrigen des Erregerflusses erhöht werden.

Mit dem Feldschwächgrad k

$$k = \frac{\Phi}{\Phi_N} \quad (4.10)$$

erhält man die Formel für die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie zu:

$$\Omega = \frac{U_A}{k \cdot c\Phi_N} - \frac{R_A}{k^2 \cdot (c\Phi_N)^2} \cdot M_i \quad \text{siehe Abb. 28} \quad (4.11)$$

Die Leerlaufdrehzahl steigt umgekehrt proportional zum Feldschwächgrad:

$$\Omega_{0k} = \frac{U_A}{c\Phi_N} \cdot \frac{1}{k} \quad (4.12)$$

Allerdings erhöht sich der Drehzahlabfall bei Belastung umgekehrt proportional zum Quadrat des Feldschwächgrads:

$$\Delta\Omega_k = -\frac{R_A}{(c\Phi_N)^2} \cdot \frac{1}{k^2} \quad (4.13)$$

Der Drehzahlbereich, in dem der Gleichstrommotor mit Nennfluss betrieben wird, heißt „Grunddrehzahlbereich“, der Bereich mit Feldschwächung „Feldschwächbereich“.

Im Feldschwächbereich sinkt das Drehmoment bei gleichem Ankerstrom proportional zum Feldschwächgrad:

$$M_i = c\Phi \cdot I_A = c\Phi_N \cdot I_A \cdot k \quad (4.14)$$

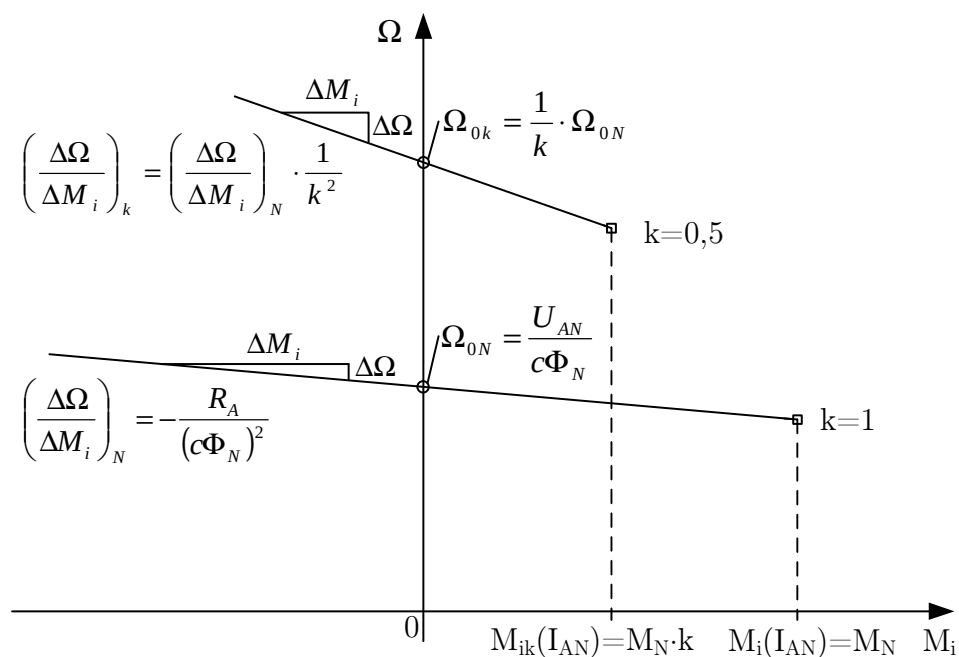


Abbildung 28: Einfluss der Feldschwächung auf die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie der fremderregten Gleichstrommaschine ($k = 1$ und $k = 0,5$)

4.8 Betriebsverhalten der Gleichstrom-Reihenschlussmaschine

Bei der Reihenschlussmaschine wird die Erregerwicklung so ausgeführt, dass diese in Reihe zur Ankerwicklung geschaltet werden kann.

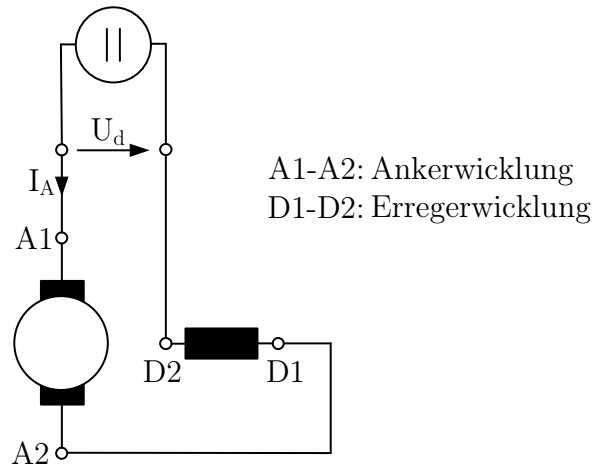


Abbildung 29: Schaltplan der Gleichstrom-Reihenschlussmaschine

Dementsprechend gilt:

$$I_f = I_A \quad \text{und} \quad (4.15)$$

$$c\Phi = c\Phi_N \cdot \frac{I_A}{I_{AN}} \quad (4.16)$$

Der ohm'sche Widerstand der Erregerwicklung wird dem Widerstandswert der Ankerwicklung zugeschlagen, um die Analyse zu vereinfachen.

$$U_d = R_A \cdot I_A + c\Phi_N \cdot \frac{I_A}{I_{AN}} \cdot \Omega \quad (4.17)$$

$$M_i = c\Phi_N \cdot \frac{I_A^2}{I_{AN}} \quad (4.18)$$

Daraus erhält man den Zusammenhang zwischen Drehzahl und Drehmoment:

$$\Omega = \frac{U_A}{\sqrt{M_i \cdot \frac{c\Phi_N}{I_{AN}}}} - \frac{R_A}{\frac{c\Phi_N}{I_{AN}}} \quad \text{Abb. 30} \quad (4.19)$$

→ sehr hohe Leerlaufdrehzahl
sehr hohes Anlauf-/Blockiermoment

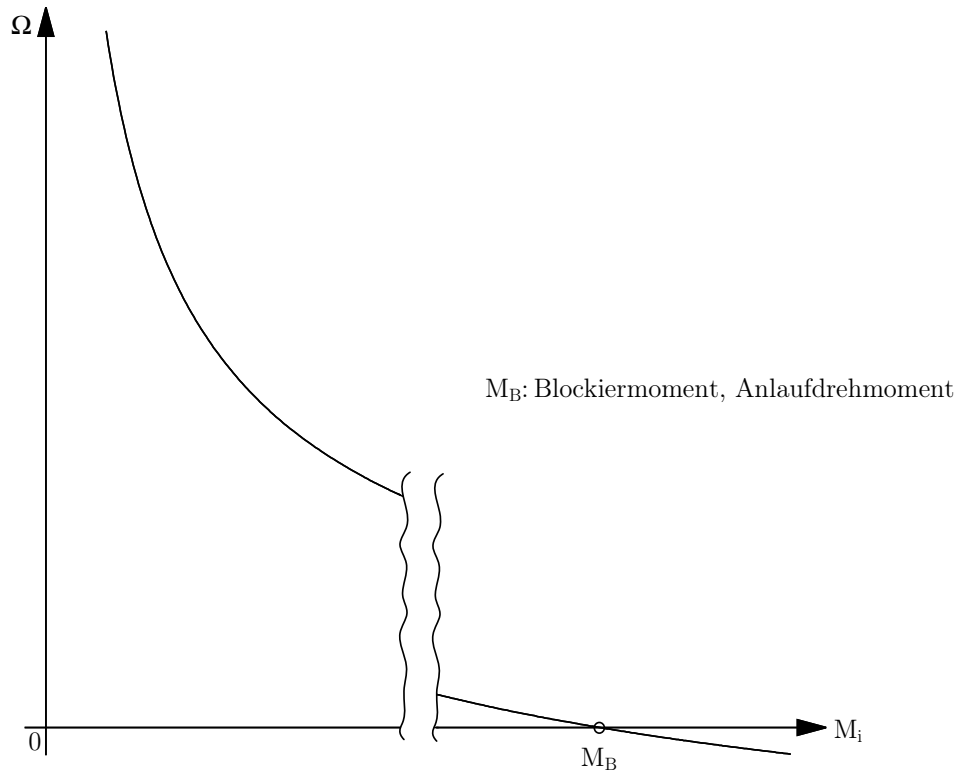


Abbildung 30: Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie der Gleichstrom-Reihenschlussmaschine

Die Reihenschlussmaschine wird auch in großer Stückzahl als Universalmotor für Gleich- und Wechselstrom benutzt. Aufgrund $M_i \sim I_A^2$ (Gleichung 4.18) hängt die Drehmomentenrichtung nicht von der Polarität des Stromes ab. Der Wechselstromwiderstand der Wicklungen beeinflusst das Betriebsverhalten nicht wesentlich.

Die Gleichstrom-Reihenschlussmaschine wird unter anderem in folgenden Geräten eingesetzt:

- Handbohrmaschine
- Handrührer
- Staubsauger
- etc.

5 Schrittmotor

Ein Schrittmotor ist ein Motor kleiner Leistung mit diskreten Läuferstellungen, den sogenannten Schritten.

In Abb. 31 ist ein Prinzipmodell mit vier Schritten pro Umdrehung dargestellt. Die Wicklungen werden im Vollschrittbetrieb abwechselnd bestromt.

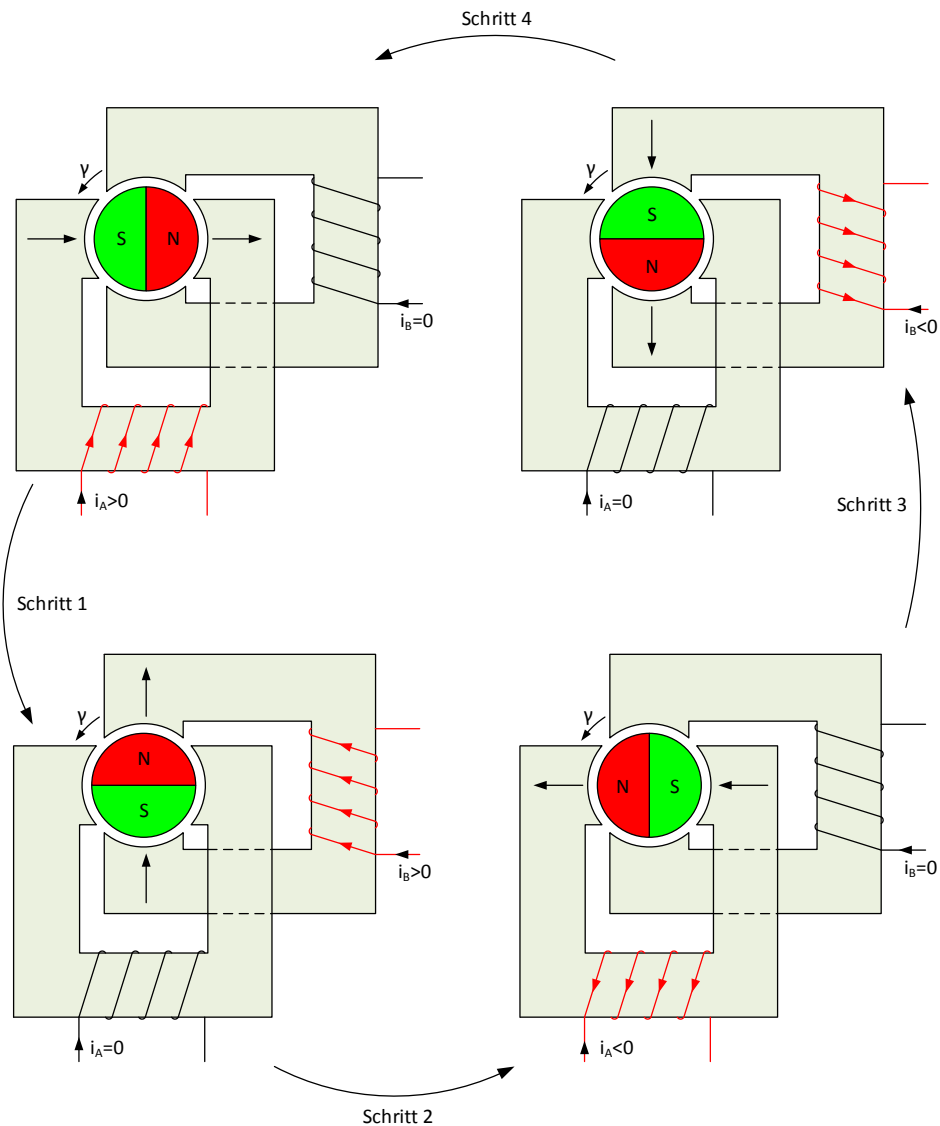


Abbildung 31: Abfolge der Schritte beim Bipolar-Schrittmotor im Vollschrittbetrieb

Auch die gleichzeitige Bestromung zweier Wicklungen ist möglich (Abb. 32). Der Rotor nimmt dabei eine Lage in der Mitte zwischen denjenigen bei Bestromung von nur einer Wicklung an.

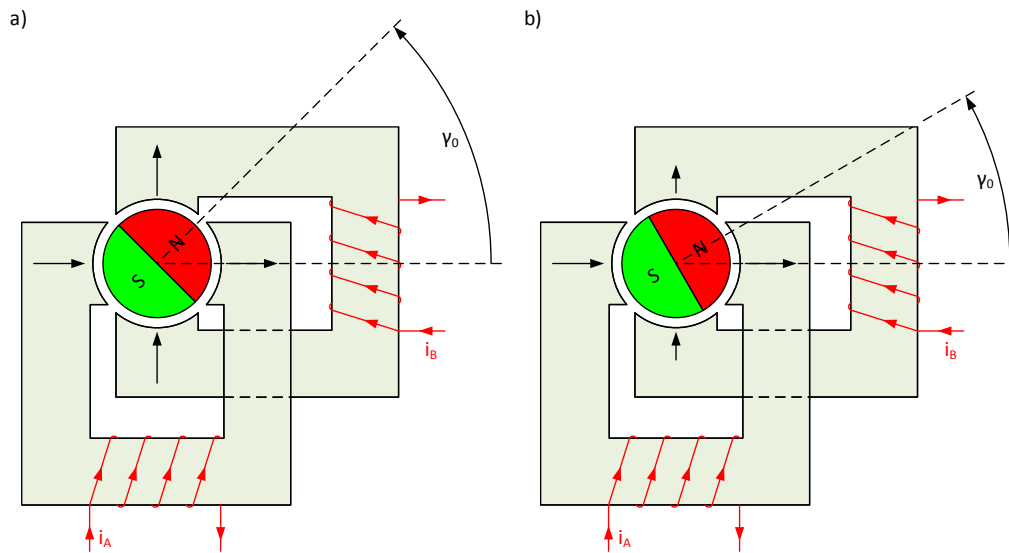


Abbildung 32: Läuferstellung bei Bestromung zweier Spulen

a) $i_A = i_B > 0 \Rightarrow \gamma_0 = 45^\circ$

b) $i_A = \hat{i} \cdot \cos(\gamma_0)$ und $i_B = \hat{i} \cdot \sin(\gamma_0)$

In Abb. 33 a) sind die Zeitverläufe der Wicklungsströme für Links- und Rechtslauf im Vollschriftbetrieb dargestellt, wenn jeweils nur eine Spule bestromt wird. Abb. 33 b) zeigt die Zeitverläufe, wenn beide Spulen gleichzeitig bestromt werden.

Durch unterschiedliche Stromstärken

$$i_A = \hat{i} \cdot \cos(\gamma_0) \quad (5.1)$$

$$i_B = \hat{i} \cdot \sin(\gamma_0) \quad (5.2)$$

kann (bei idealem Motor) jeder beliebige Winkel γ_0 eingestellt werden. Im Halbschrittbetrieb nutzt man die Positionen, die sich ergeben, wenn abwechselnd eine und beide Spulen bestromt werden, im Mikroschrittbetrieb ergeben sich noch feinere Stufen.

Man kann damit auch eine kontinuierliche Drehbewegung ($\gamma_0 = \omega t$) erzielen, wenn die Ströme sinusförmig geführt werden:

$$i_A = \hat{i} \cdot \cos(\omega t) \quad (5.3)$$

$$i_B = \hat{i} \cdot \sin(\omega t) \quad (5.4)$$

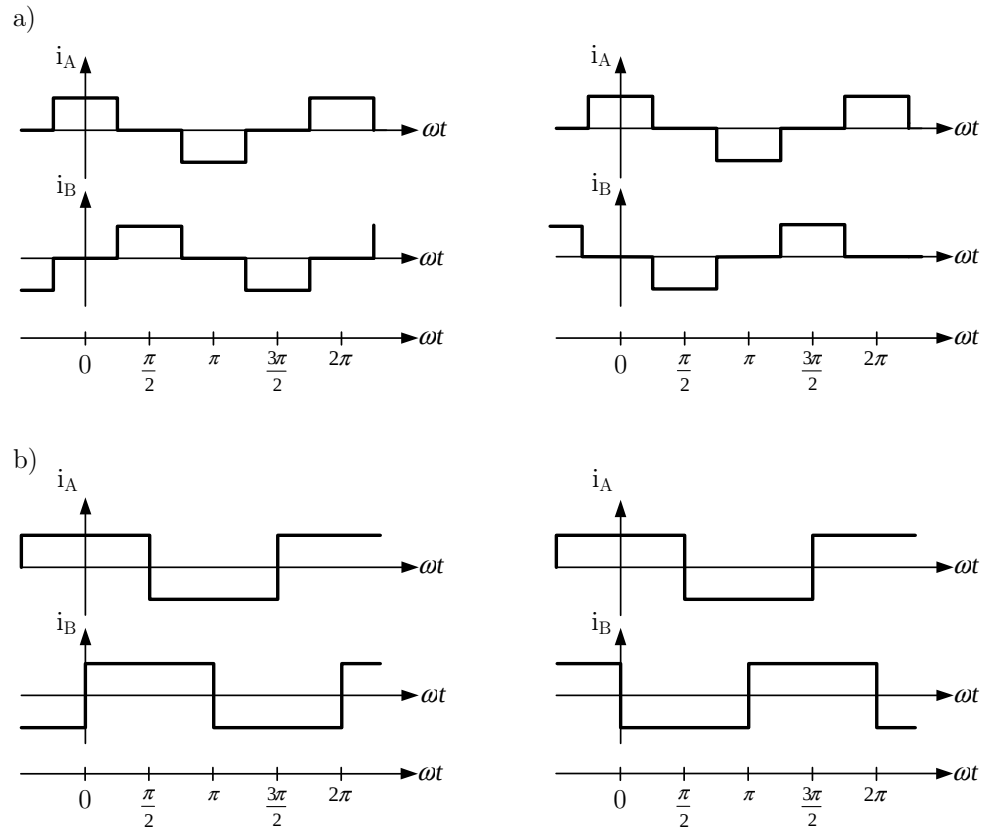


Abbildung 33: Bestromung der Wicklungen für Rechts- und Linkslauf bei Vollschr

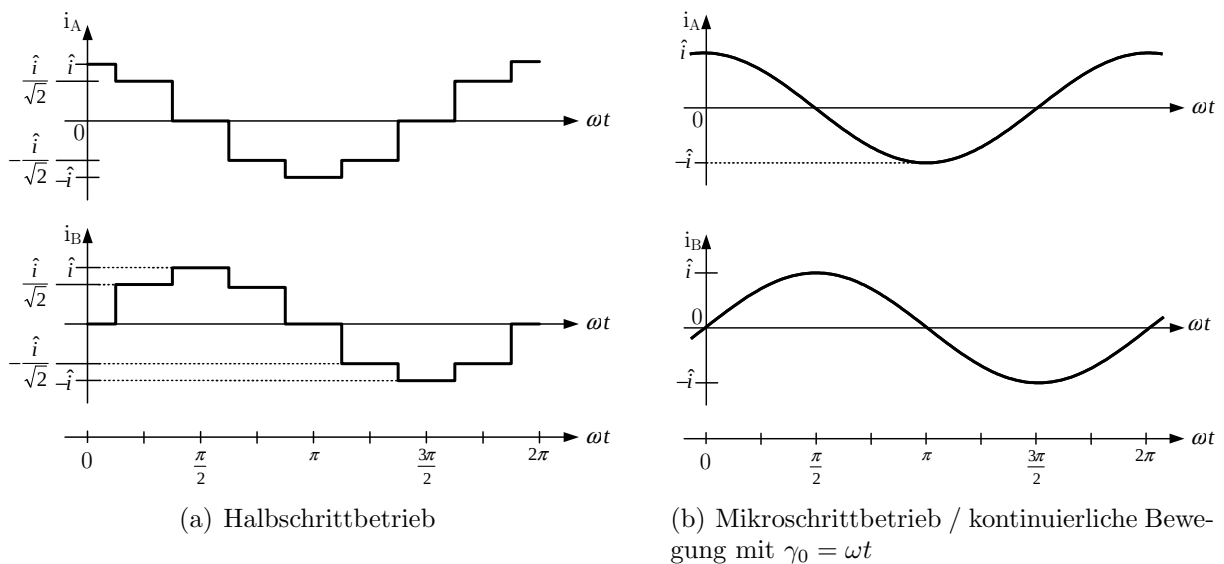


Abbildung 34: Bestromung der Wicklungen im Halbschrittbetrieb / Mikroschrittbetrieb

Der „Schritt“motor arbeitet dann als zweiphasige Synchronmaschine. Die Ströme und die Spannungen an der Wicklung sind dann sinusförmig und die Drehzahl entspricht bei

einem Polrad mit einem Polpaar der Speisefrequenz.

In der Praxis wird der Schrittmotor meist zur Ausführung halber oder ganzer Schritte benutzt und mit hohen Polzahlen für eine große Anzahl (z.B. 200) Schritte je Umdrehung ausgeführt.

Sowohl die Statorpole als auch die Rotorpole werden durch Verzweigung der Eisenwege vervielfacht (Abb. 35 / 36).

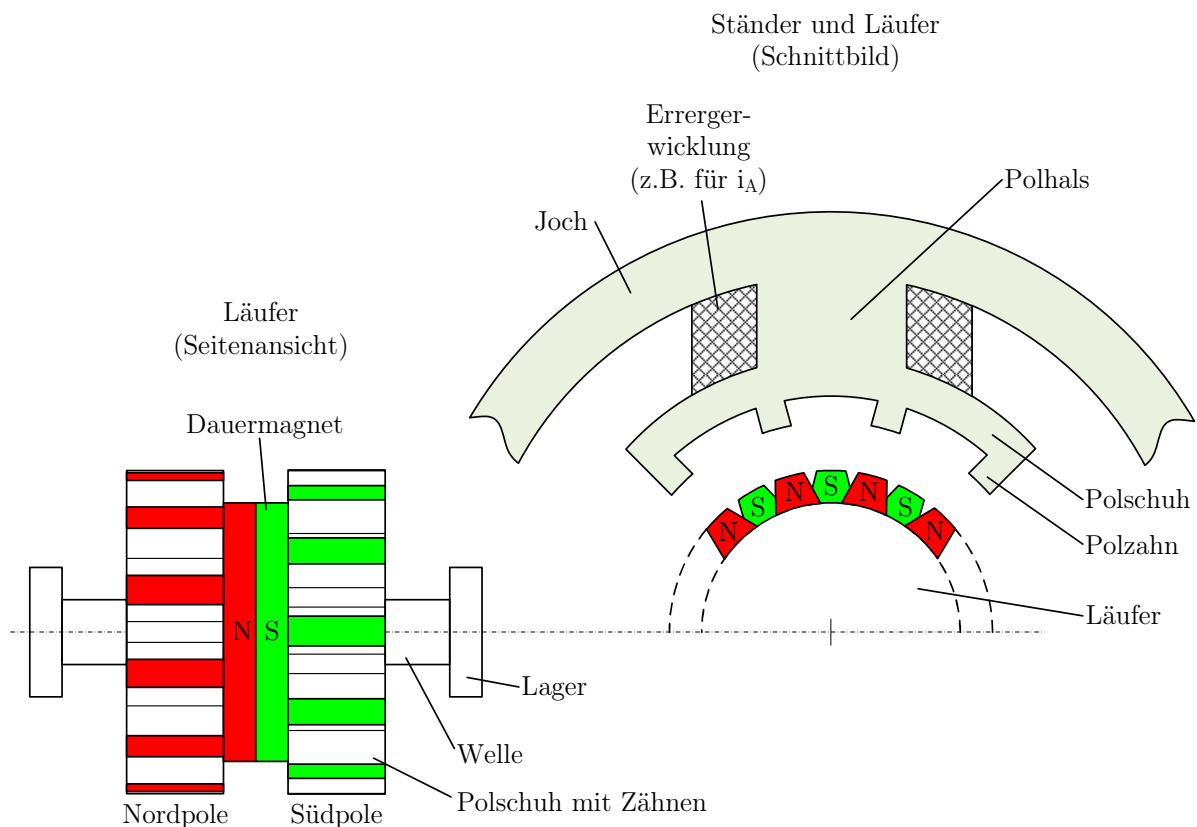


Abbildung 35: Läufer und Ständer eines Permanentmagnetschrittmotors für anspruchsvolle Anwendungen

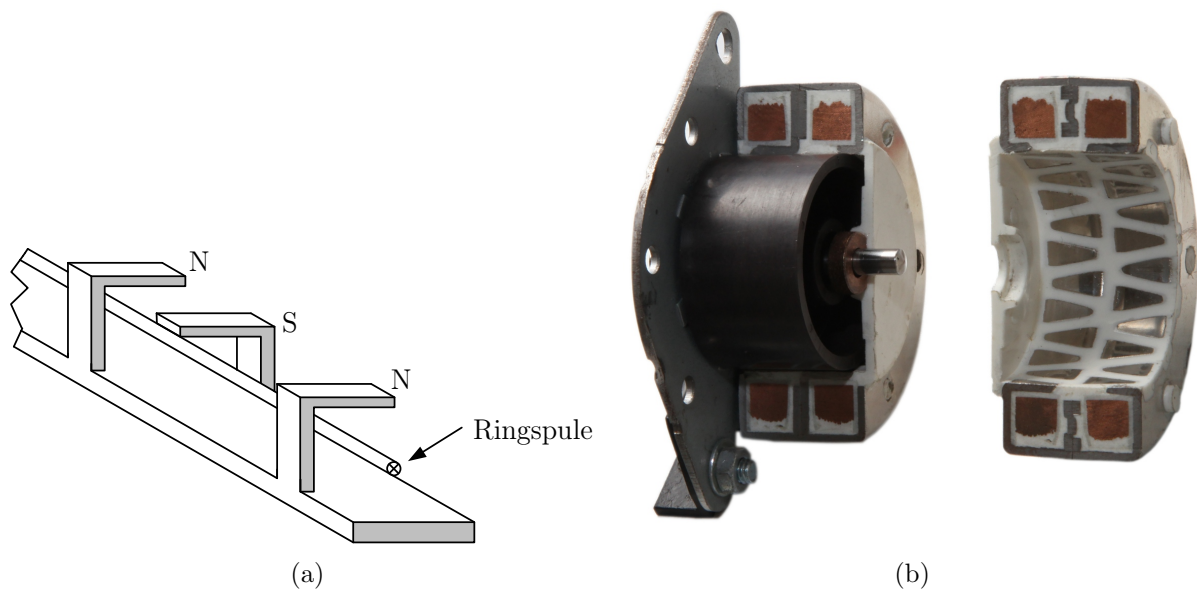


Abbildung 36: Polzahlvervielfachung bei einer Ringspule mit Klauenpolen

Durch die unterschiedlichen magnetischen Leitwerte zwischen den Polen und den Polücken entsteht ein Reluktanzdrehmoment, das sich als Rastmoment bemerkbar macht.

Ähnlich wie Schrittmotoren, die ausschließlich mit Hilfe des Reluktanzmoments funktionieren (siehe Abb. 37), arbeitet der „Switched Reluctance Motor“, der aufgrund des robusten Läufers für Antriebe sehr hoher Drehzahl, aber auch z.B. für Automobilantriebe eingesetzt werden kann (Abb. 38).

Mögliche Nachteile dieses Motors sind:

- Geräuschentwicklung
- Eisenverluste
- Benötigte Stromrichterleistung
- Notwendigkeit einer Läuferstellungserfassung

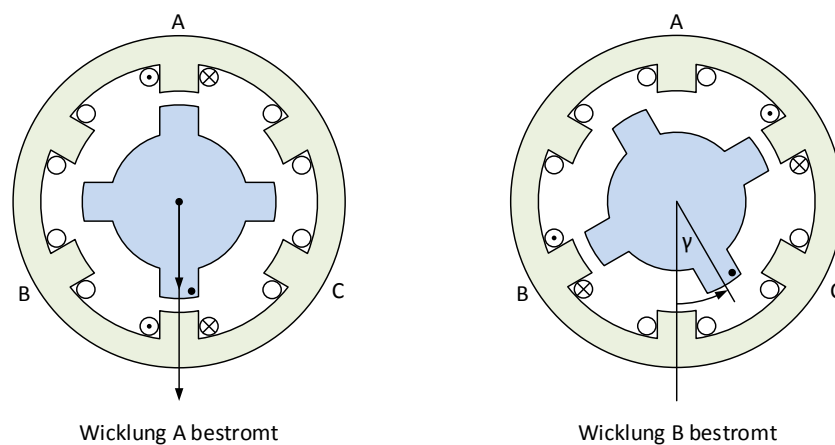


Abbildung 37: Schnitt durch einen Reluktanzschrittmotor mit 6 Ständerpolen und 4 Läuferpolen

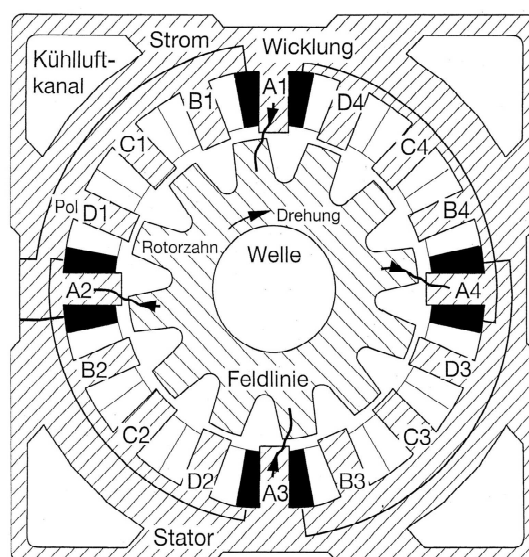


Abbildung 38: Schnitt durch einen Switched Reluctance Motor (Dissertation Jürgen Wolff, Karlsruhe 1999)

6 Drehstromsynchronmaschine

Der Läufer der Synchronmaschine besteht aus einem Polrad, welches entweder mit Permanentmagneten versehen ist, oder über eine mit Gleichstrom gespeiste Wicklung erregt wird. Dieser Läufer bewegt sich im stationären Zustand synchron zu dem von der Ständerwicklung erzeugten Drehfeld. Das Funktionsprinzip ist ähnlich zu dem Betrieb eines Schrittmotors im Mikroschrittbetrieb (Abb. 39).

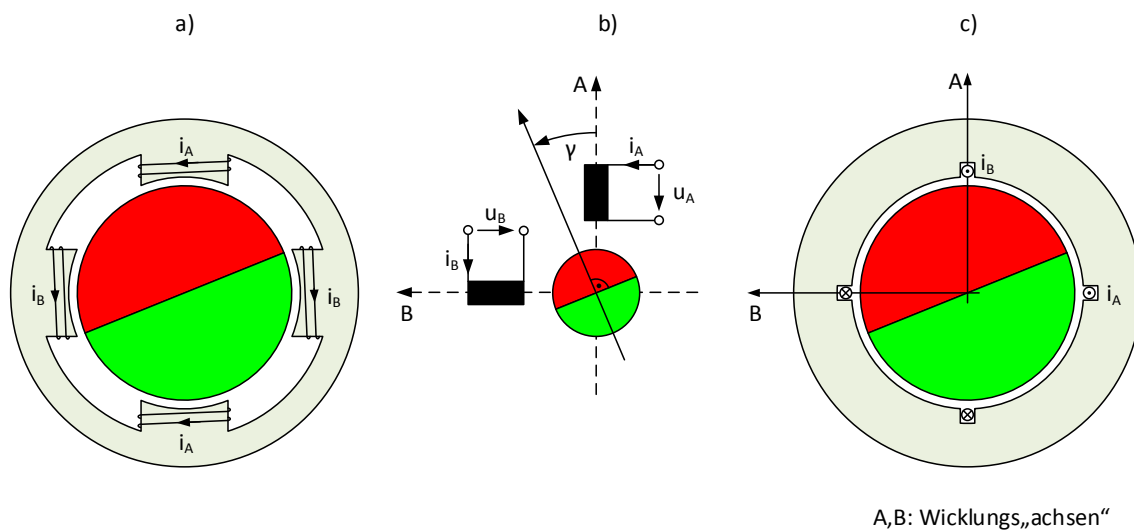


Abbildung 39:

- a) Schnittbild der zweiphasigen Synchronmaschine (Schrittmotor im Mikroschrittbetrieb)
- b) schematische Darstellung
- c) Schnittbild der zweiphasigen Synchronmaschine mit einer Nut je Pol und Strang

Die Drehstromsynchronmaschine trägt eine im Statorblechpaket eingebettete, dreisträngige Wicklung. Diese besteht im einfachsten Fall aus drei in Nuten untergebrachten Durchmesserspulen (Abb. 40). Derart konzentrierte Spulen sind jedoch schwer zu fertigen, nutzen den zur Verfügung stehenden Bohrungsumfang nur schlecht aus und führen zu magnetischen Oberwellen im Drehfeld. In der Praxis werden daher verteilte Wicklungen eingesetzt. In Abb. 41 ist das Wicklungsschema einer verteilten Wicklung mit 3 Nuten je Pol und Strang dargestellt.

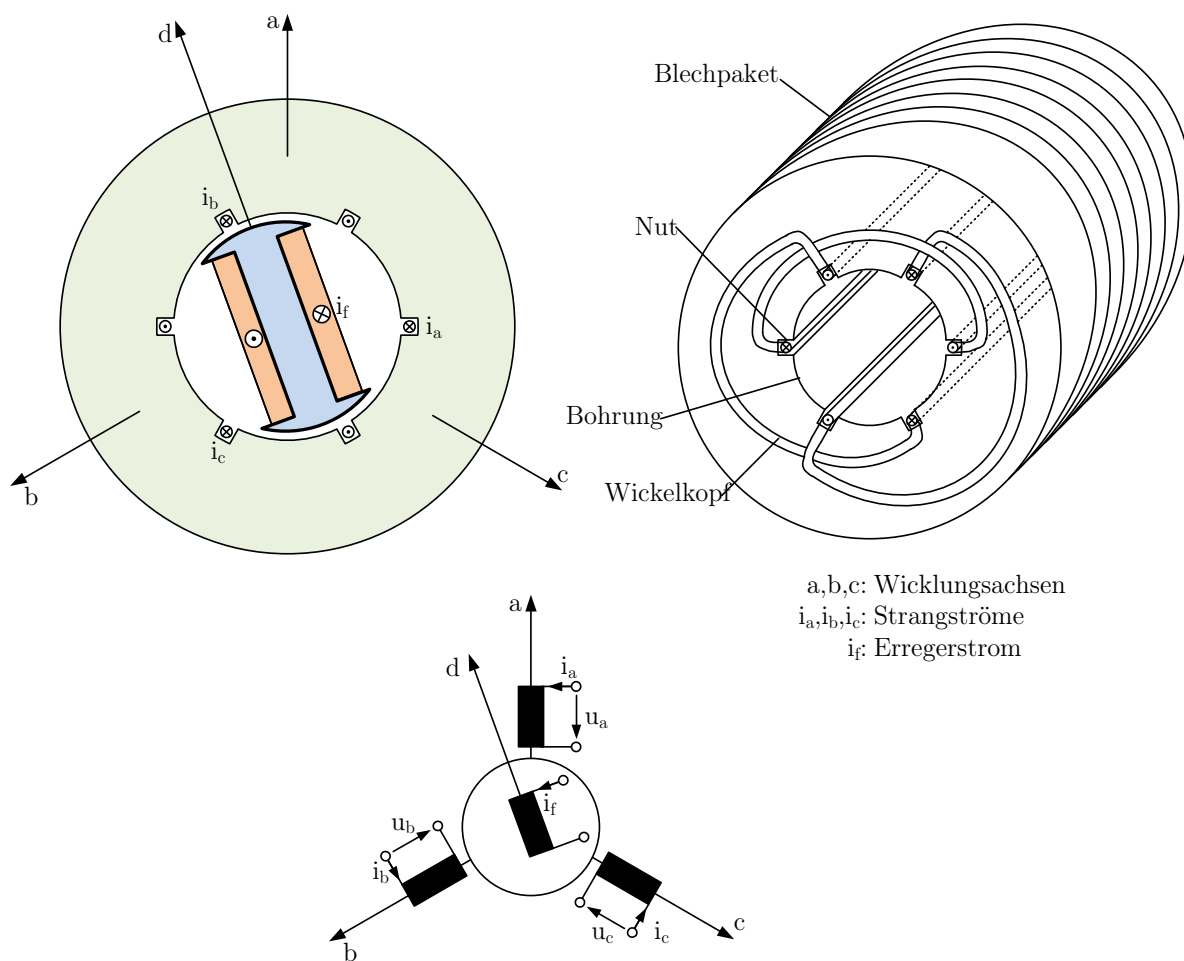


Abbildung 40: Schnittbild, perspektivische und schematische Darstellung der dreiphasigen Synchronmaschine mit je einer Nut pro Pol und Strang

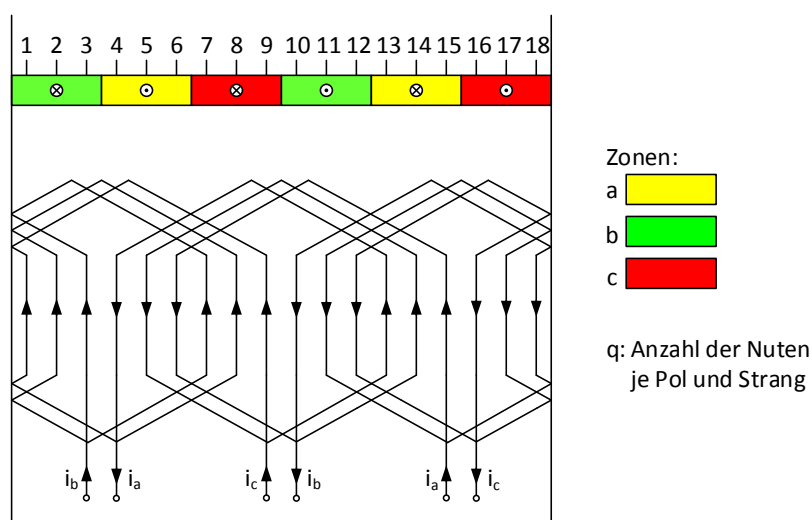


Abbildung 41: Schema einer Drehstromwicklung ($q = 3$) in der Abwicklung

Das magnetische Drehfeld wird von den Ständerströmen wie folgt erzeugt:

- Jede Spule erzeugt ein zeitlich sinusförmig veränderliches Magnetfeld (Abb. 42)
- Die Summe der drei räumlich festen, zeitlich veränderlichen Magnetfelder ergibt ein räumlich fortschreitendes Drehfeld mit konstanter Amplitude

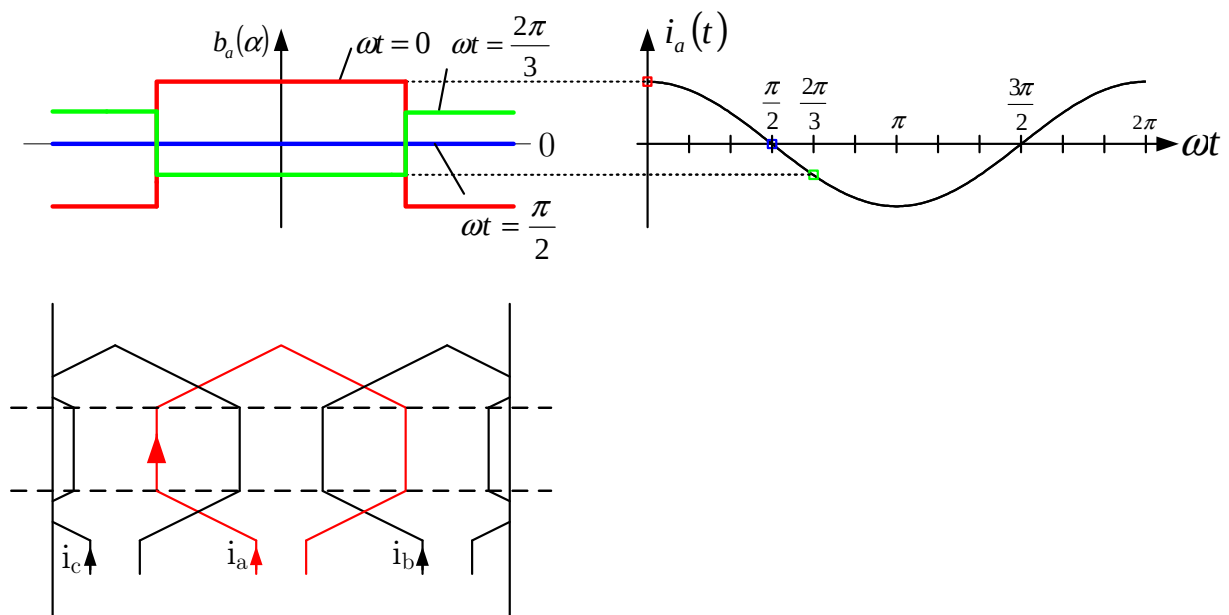


Abbildung 42: Abwicklung der Bohrung einer Drehstromwicklung mit 6 Nuten, sowie räumliche Verteilung der magnetischen Flussdichte für die Ströme $i_a(\omega t = 0) = \hat{i}$, $i_a(\omega t = \frac{\pi}{2}) = 0$ und $i_a(\omega t = \frac{2\pi}{3}) = -\frac{\hat{i}}{2}$

Die drei Wicklungen werden mit um $\frac{2\pi}{3}$ verschobenen Wechselströmen gespeist:

$$i_a = \hat{i} \cdot \cos(\omega t) \quad (6.1)$$

$$i_b = \hat{i} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (6.2)$$

$$i_c = \hat{i} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (6.3)$$

Dadurch ergeben sich die folgenden, ortsfesten Magnetfelder:

$$b_a(t) = \hat{B} \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\alpha) \quad (6.4)$$

$$b_b(t) = \hat{B} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (6.5)$$

$$b_c(t) = \hat{B} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (6.6)$$

$$(6.7)$$

Mit $\cos \gamma \cdot \cos \delta = \frac{1}{2} \cdot [\cos(\gamma - \delta) + \cos(\gamma + \delta)]$ ergibt sich:

$$b_a(t) = \frac{\hat{B}}{2} \cdot [\cos(\omega t - \alpha) + \cos(\omega t + \alpha)] \quad (6.8)$$

$$b_b(t) = \frac{\hat{B}}{2} \cdot \left[\cos(\omega t - \alpha) + \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (6.9)$$

$$b_c(t) = \frac{\hat{B}}{2} \cdot \left[\cos(\omega t - \alpha) + \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (6.10)$$

$$b_a(t) + b_b(t) + b_c(t) = \frac{3}{2} \cdot \hat{B} \cdot \cos(\omega t - \alpha) = b(\omega t, \alpha) \quad (6.11)$$

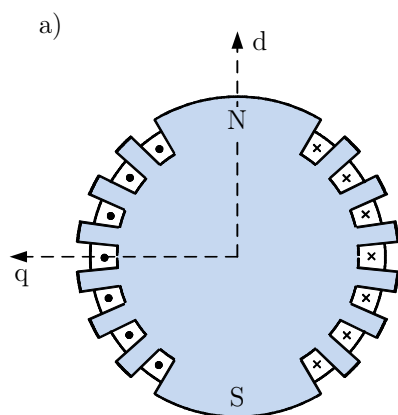
Diese Gleichung beschreibt ein mit ωt umlaufendes magnetisches Feld konstanter Amplitude.

Wird die Abfolge der Wicklungen aus Abb. 42 p -mal in der Bohrung der Maschine untergebracht, entstehen p Nordpole und p Südpole (p : Polpaarzahl). Das magnetische Drehfeld läuft bei Speisung mit Strömen der Kreisfrequenz ω mit der Kreisfrequenz Ω um:

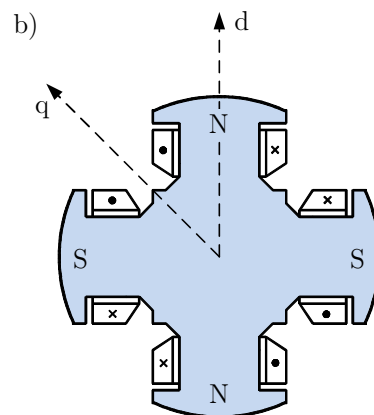
$$\boxed{\Omega_{syn} = \frac{\omega}{p}} \quad (6.12)$$

6.1 Läuferbauformen

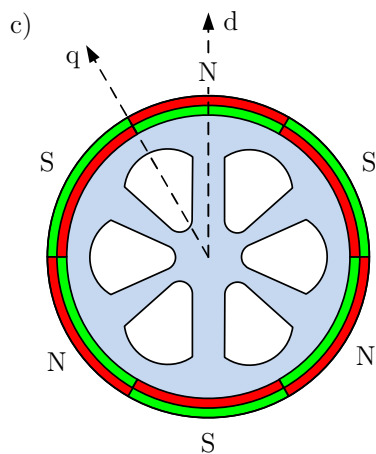
- Turborotor (elektrisch erregt): z.B. in Kohlekraftwerken
- Schenkelpolrotor (elektrisch erregt): z.B. in Wasserkraftwerken
- Rotor mit Oberflächenmagneten: z.B. in Werkzeugmaschinen
- Rotor mit vergrabenen Magneten in Flusssammleranordnung
- Rotor mit vergrabenen Magneten („Hybrid-Synchronmotor“)



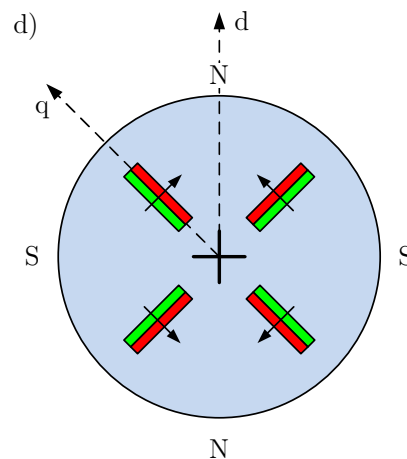
Elektrisch erregter Turborotor
mit zwei Polen; Vollpolrotor, $p=1$



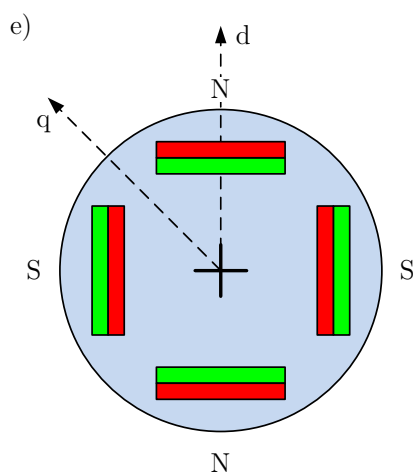
Elektrisch erregter Schenkelpolrotor
mit 4 Polen; $p=2$



Rotor mit Permanentmagneten auf
der Läuferoberfläche; $p=3$



Rotor mit „vergrabenen“ Magneten in
Flusssammleranordnung; $p=2$



Rotor mit „vergrabenen“ Magneten
„Hybrid-Synchron-Motor“; $p=2$

Abbildung 43: Läuferbauformen der Synchronmaschine

6.2 Synchronmotor im Netzbetrieb

Das Magnetfeld des Rotors induziert in den Statorsträngen drei gleiche, um $\frac{2\pi}{3}$ zeitlich versetzte Spannungen („Polradspannung“). Da die elektromagnetischen Vorgänge bei quasistationärem, symmetrischen Betrieb bis auf die Phasendifferenz von $\frac{2\pi}{3}$ gleich sind, genügt in diesem Fall die Behandlung eines Stranges („einphasiges Ersatzschaltbild“). Die Differenz zwischen der Klemmenspannung und der induzierten Spannung liegt an der Reihenschaltung aus dem Wicklungswiderstand und der Reaktanz der Maschine an. Im Folgenden wird der Wicklungswiderstand vernachlässigt.

Die Reaktanz der Maschine hängt von der Länge und dem Querschnitt der Wege des Flusses im Eisen ab, aber vor allem von der Luftspaltweite δ . Bei den rotationssymmetrischen Rotoren der Abb. 43 a) und c) ist der wirksame Luftspalt konstant, so dass die wirksame Reaktanz unabhängig von der Phasenlage des Statorstroms relativ zum Polrad ist. Bei der Synchronmaschine wird meist das Erzeugerpfeilsystem verwendet, daher auch hier:

$$\underline{U}_P - \underline{U}_S = jX_S \underline{I}_S \quad (6.13)$$

Die hier wirksame Reaktanz heißt Synchronreaktanz X_S . Der Winkel zwischen $\underline{U}_P$ und $\underline{U}_S$ heißt Polradwinkel ϑ .

Bei unsymmetrischen Rotoren, z.B. nach Abb. 43 b), d) und e), hängt die wirksame Reaktanz von der Phasenlage des Stromes ab. Der Statorstrom muss in eine Komponente $\underline{I}_d$ in Richtung des Rotormagnetfeldes und in eine Komponente $\underline{I}_q$ in Richtung der Pollücke zerlegt werden. In der Darstellung mit komplexen Amplituden stehen beide Komponenten senkrecht zueinander, räumlich beträgt der Winkelunterschied nur $\frac{90^\circ}{p}$ (Abb. 43).

$$\underline{U}_P - \underline{U}_S = jX_d \underline{I}_d + jX_q \underline{I}_q \quad (6.14)$$

Solange keine Sättigung auftritt verhält sich bei elektrisch erregten Synchronmaschinen der Betrag der Polradspannung proportional zum Erregerfluss, der selbst wieder proportional zum Erregerstrom ist.

$$|\underline{U}_P| \sim I_f \quad (6.15)$$

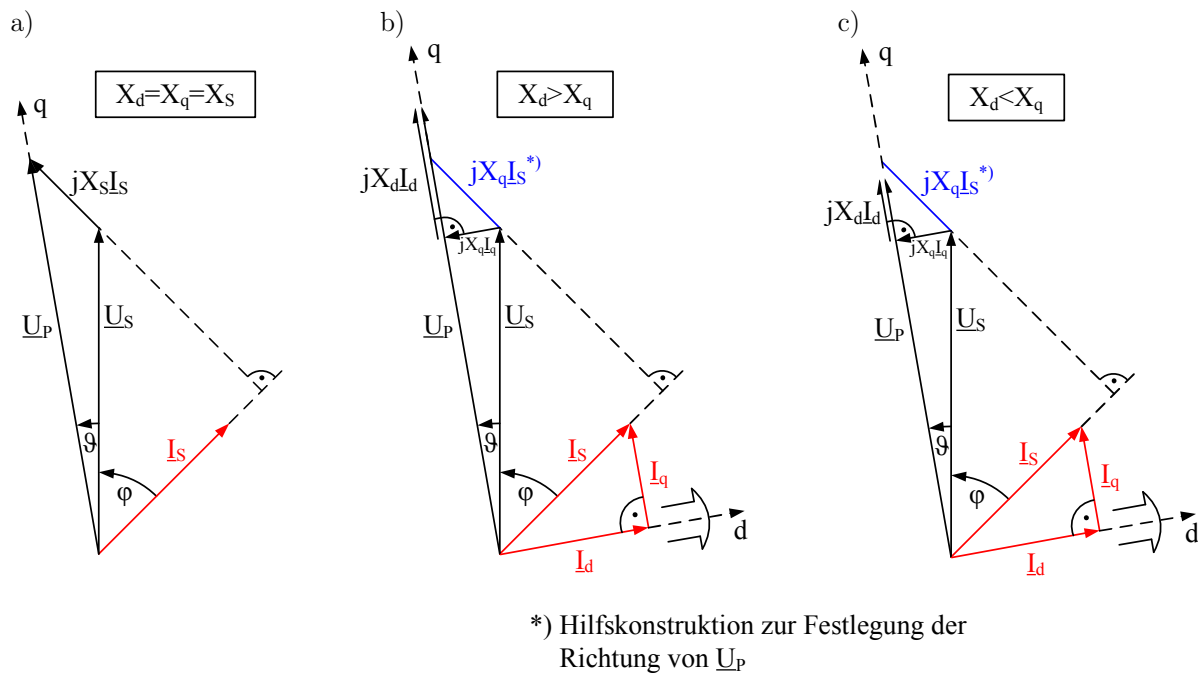


Abbildung 44: Zeigerdiagramm der Spannungen und Ströme

a) für $X_d = X_q$; Rotorform nach 43 a) und c)b) für $X_d > X_q$; Rotorform nach 43 b)c) für $X_d < X_q$; Rotorform nach 43 e)

6.3 Netzanlauf von Synchronmaschinen

Die Süd- und Nordpole des Rotors werden von einer gleichgroßen Anzahl Nord- und Südpolen des vom Stator erzeugten Drehfelds „mitgenommen“. Damit der Übergang in diesen Zustand möglichst ohne Ausgleichsvorgänge erfolgt, wird der Rotor z.B. von der Dampfturbine des Kraftwerks auf die Synchrondrehzahl

$$\Omega_{syn} = \frac{\omega_S}{p} = \frac{2\pi f_S}{p} \quad (6.16)$$

hochgefahren, wobei die Statorfrequenz f_S gleich der Netzfrequenz f_N ist. Der Erregerstrom wird so eingestellt, dass $U_S = U_P$ ist. Wenn der dreiphasige Kuppelschalter zwischen Netz und Synchronmaschine geschlossen werden soll, muss auch die Phasenlage der Drehspannung des Netzes mit der Phasenlage der Synchronmaschine übereinstimmen. Bei einer manuellen Synchronisierung nach Abb. 45 dürfen die Schalter genau dann geschlossen werden, wenn alle drei Glühlampen gleichzeitig dunkel sind.

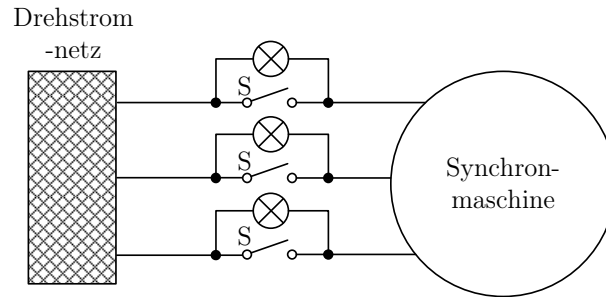


Abbildung 45: Prinzipschaltbild zur Synchronisierung

6.4 Betriebsverhalten des Turbogenerators am starren Netz

Der Blindanteil des Netzstroms wird durch den Erregerstrom gesteuert, der Wirkanteil des Netzstroms wird durch ein antreibendes oder bremsendes Drehmoment an der Welle bestimmt. Im Generatorbetrieb eilt die Polradspannung gegenüber der Netzspannung vor, im Motorbetrieb nach. Erhöhung der Polradspannung durch Erhöhen des Erregerstroms verändert den Blindstrom in Richtung auf ein kapazitives Verhalten der Synchronmaschine (Abb. 46).

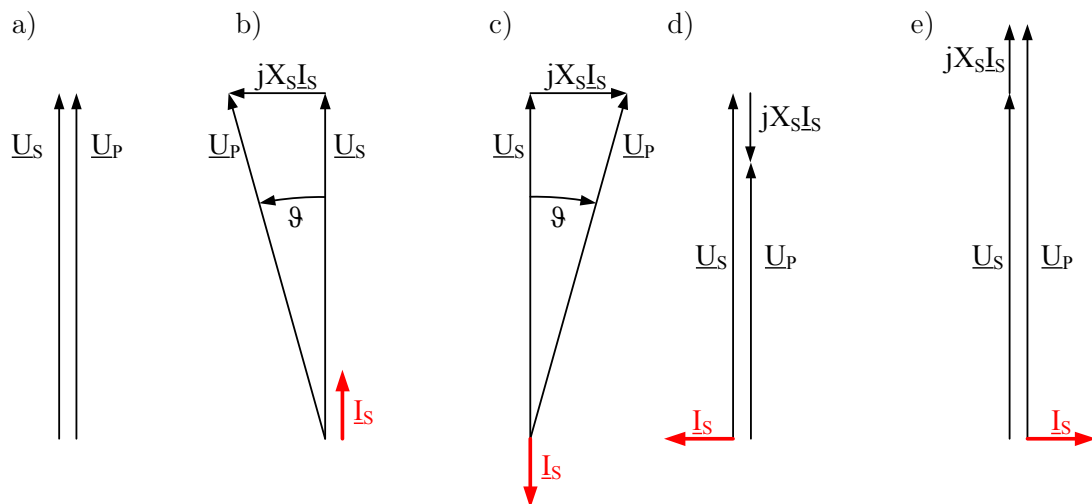


Abbildung 46: Zeigerdiagramme der Synchronmaschine mit Turboläufer am starren Netz in verschiedenen Betriebszuständen:

- a) Leerlauf nach Synchronisierung
- b) Generatorischer Betrieb ohne Blindleistungsaufnahme oder -abgabe
- c) Motorischer Betrieb ohne Blindleistungsaufnahme oder -abgabe
- d) Phasenschieberbetrieb untererregt (SM wirkt wie eine Dreiphasendrossel)
- e) Phasenschieberbetrieb übererregt (SM wirkt wie ein Kondensator je Phase)

Der Betriebspunkt eines Turbogenerators am starren Netz wird durch den Schnittpunkt der Stromortskurve für konstante Erregung und die Gerade konstanter Wirkleistung bestimmt:

- Die Stromortskurven für konstante Erregung sind Kreise:

$$jX_S I_S = \underline{U}_P - \underline{U}_S \implies I_S = j \frac{\underline{U}_S}{X_S} - j \frac{\underline{U}_P}{X_S} \quad (6.17)$$

- Die Stromortskurven für konstante Wirkleistung sind Geraden:

$$P_{el} = 3 \cdot U_S \cdot I_S \cdot \cos \varphi \implies I_S \cdot \cos \varphi = \frac{P_{el}}{3 \cdot U_S} \quad (6.18)$$

In Abb. 47 sind zusätzlich die Grenzen für den untererregten/übererregten Bereich, den Motor- und Generatorbetrieb sowie die Stabilitätsgrenze eingetragen. Überschreitet das Drehmoment den Maximalwert („Kippmoment“), dann wird das Polrad langsamer. Der Generator „kippt“, er „fällt außer Tritt“.

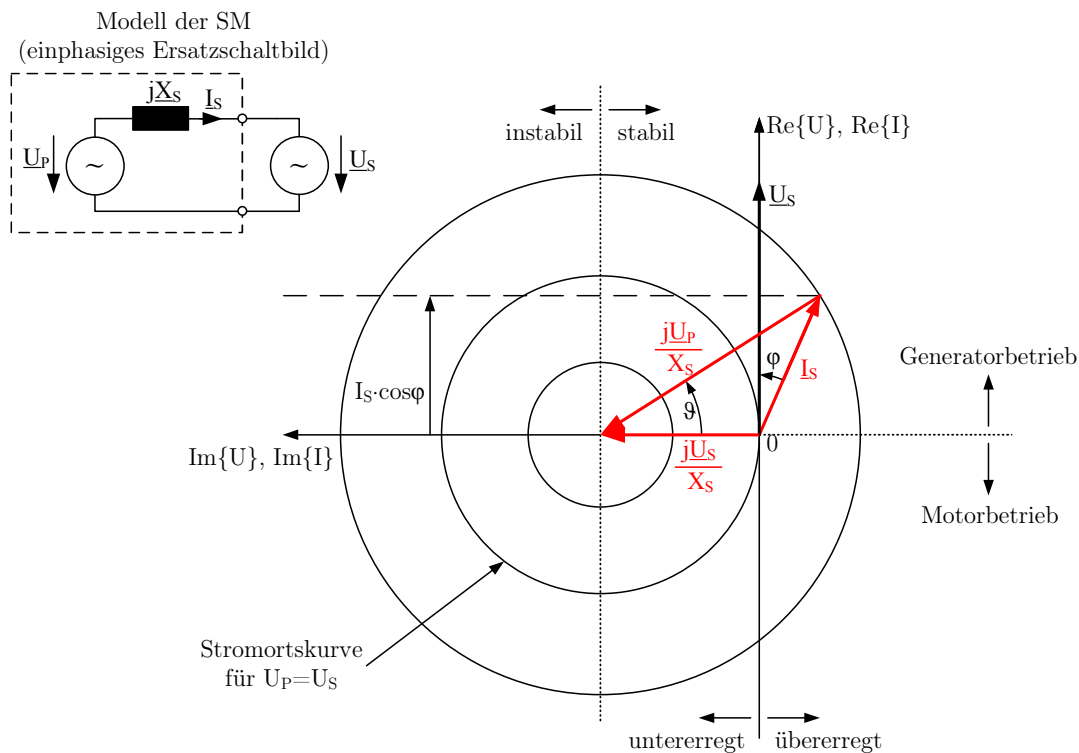


Abbildung 47: Einphasiges Ersatzschaltbild der Synchronmaschine mit Turborotor am starren Netz und Stromortskurven für konstante Erregung ($U_P = \text{konst.}$) sowie Kennzeichnung der Betriebsbereiche

Das Drehmoment ist eine Funktion des Polradwinkels:

$$M_{el} = \frac{P_{mech}}{\Omega_{syn}} = 3 \cdot p \cdot \frac{U_S \cdot I_S \cdot \cos \varphi}{\omega_{Netz}} \quad (6.19)$$

Aus Abb. 47 kann man entnehmen, dass

$$I_S \cdot \cos \varphi = \frac{U_P}{X_S} \cdot \sin \vartheta \quad (6.20)$$

ist.

Daraus folgt

$$\boxed{M_{el} = 3 \cdot p \cdot \frac{U_S \cdot U_P \cdot \sin \vartheta}{\omega_{Netz} \cdot X_S}} \Rightarrow M_{el} \sim \sin \vartheta \quad (6.21)$$

(siehe Abb. 48).

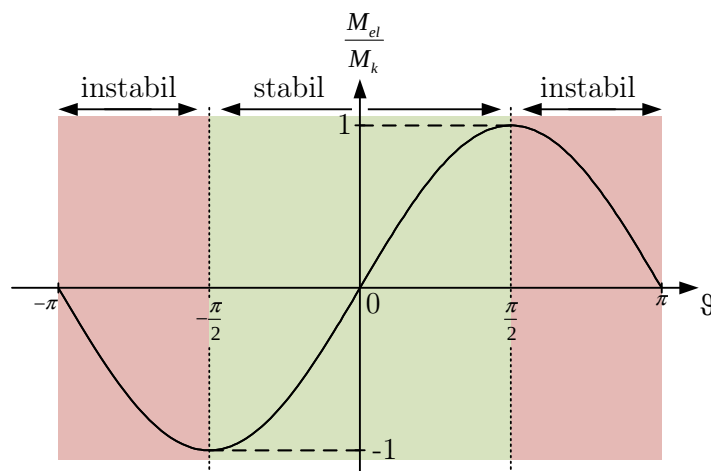


Abbildung 48: Drehmoment der Synchronmaschine mit Turborotor am starren Netz bei konstanter Erregung in Abhängigkeit vom Polradwinkel

6.5 Die Synchronmaschine als stromrichtergespeister Motor

In Abb. 49 ist eine Synchronmaschine dargestellt, die für Antriebszwecke von einem Stromrichter gespeist wird.

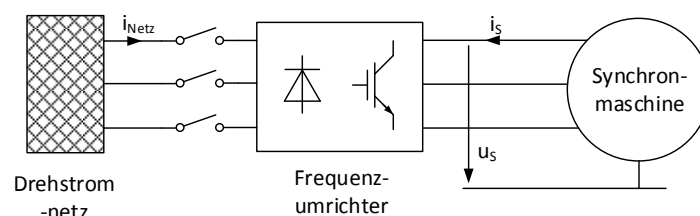


Abbildung 49: Betrieb der Synchronmaschine als drehzahlvariabler Antrieb (Schaltbild)

Im einfachsten Fall wird die Frequenz mit Hilfe der Speisefrequenz gesteuert:

$$f_S = p \cdot n \quad (6.22)$$

Die vom Polrad induzierte Spannung U_P ist proportional zur Frequenz $\omega = 2\pi \cdot f_S$, ebenso wie die Reaktanz $X_S = \omega \cdot L_S$.

Daher wird der Effektivwert der Statorspannung frequenzproportional geführt, um den gleichen magnetischen Fluss wie bei Speisung mit Nennfrequenz und Nennspannung einzustellen. Die Formeln des Betriebs am starren Netz gelten dann sinngemäß.

$$U_S = \frac{f_S}{f_{Nenn}} \cdot U_{S,Nenn} \quad (6.23)$$

Bei sehr niedrigen Drehzahlen wird der Spannungsabfall $R_S \cdot \underline{I}_S$ durch Anhebung der Kennlinie kompensiert (Abb. 50).

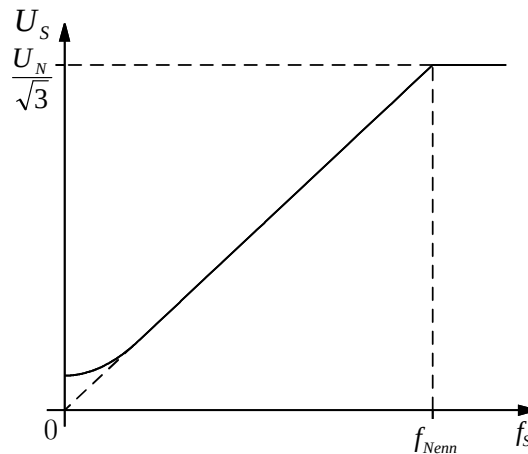


Abbildung 50: Spannungs-Frequenz-Kennlinie

Aufgrund der für kleine Polradwinkel ϑ einer Drehfeder ähnlichen Kennlinie (Abb. 48) neigt die Synchronmaschine mit diesem Steuerverfahren bei Änderungen des Betriebszustands zu Polradpendelungen.

Für höhere Anforderungen an die Dynamik und die Regelqualität wird die „Rotororientierte Steuerung“ benutzt. Dabei wird das Drehmoment mit der Stromkomponente I_q gesteuert und die Stromkomponente I_d im Grunddrehzahlbereich auf den Wert 0 gesetzt.

Begründung: Das Drehmoment hängt nur von I_q und nicht von I_d ab (Abb. 51):

$$\left. \begin{aligned} M_{el} &= 3 \cdot p \cdot \frac{U_S \cdot U_P \cdot \sin \vartheta}{\omega_S \cdot X_S} \\ I_q &= \frac{U_S}{X_S} \cdot \sin \vartheta \end{aligned} \right\} \boxed{M_{el} = 3 \cdot \frac{p}{\omega_S} \cdot U_P \cdot I_q} \quad (6.24)$$

Es lässt sich nachweisen, dass das Drehmoment M_{el} auch im nicht stationären Betrieb durch die Stromkomponente I_q verzögerungsfrei gesteuert werden kann:

$$I_q^* = \frac{M_{el}^* \cdot \omega_S}{3 \cdot U_P \cdot p} \quad (6.25)$$

mit: I_q^* : Sollwert für den Effektivwert des Statorstroms in q-Richtung
 und M_{el}^* : Drehmomentsollwert

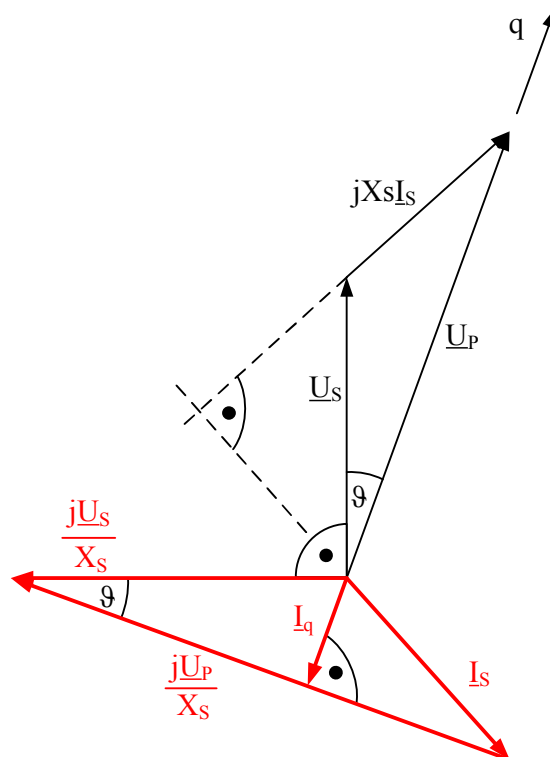


Abbildung 51: Zeigerdiagramm bei rotororientierter Steuerung

7 Asynchronmaschine

7.1 Aufbau

Der Stator der Asynchronmaschine ist wie bei der Synchronmaschine mit einer dreiphasigen Wicklung zur Erzeugung eines Drehfeldes versehen (Abb. 52).

Der Rotor kann auf zwei verschiedene Arten ausgeführt werden:

- Der Schleifringläufer enthält eine dreiphasige Wicklung, die an Schleifringe angeschlossen ist. Im Normalbetrieb sind die Wicklungen meist kurzgeschlossen.

- Bei solchen Motoren, bei denen der Läufer immer kurzgeschlossen sein darf, wird der Läufer einfacher, als so genannter Kurzschluss- oder Käfigläufer ausgeführt. Die Läuferstäbe sind über stirnseitige Kurzschlussringe miteinander verbunden und nicht gegen das Eisen isoliert (Abb. 53). Als Leitermaterial kommt Kupfer oder Aluminium(-druckguss) zum Einsatz.

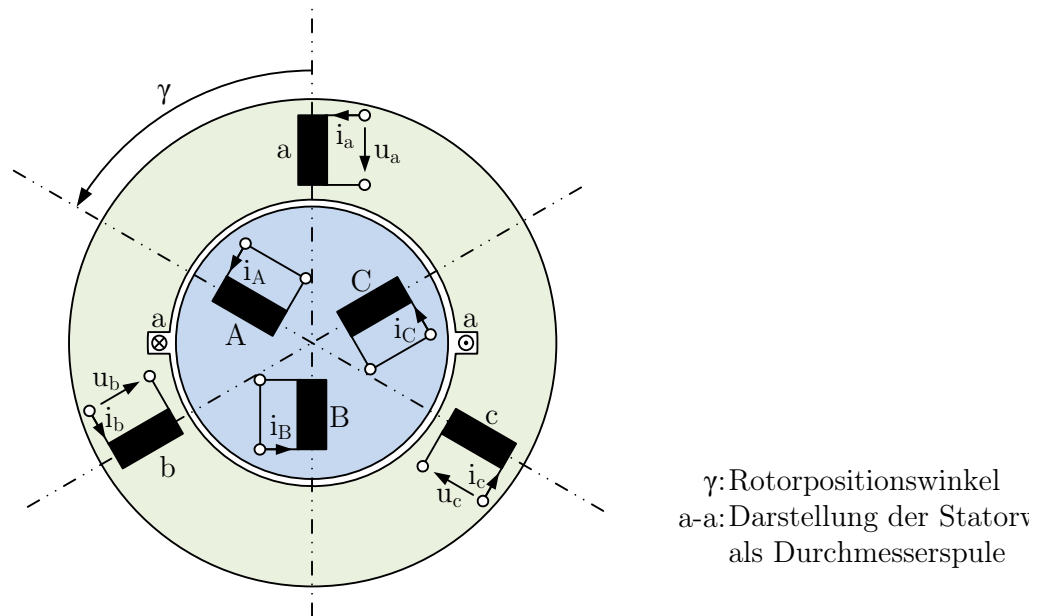


Abbildung 52: Schematische Darstellung der Wicklungen der Asynchronmaschine (Polpaarzahl $p = 1$); Rotorwicklungen kurzgeschlossen

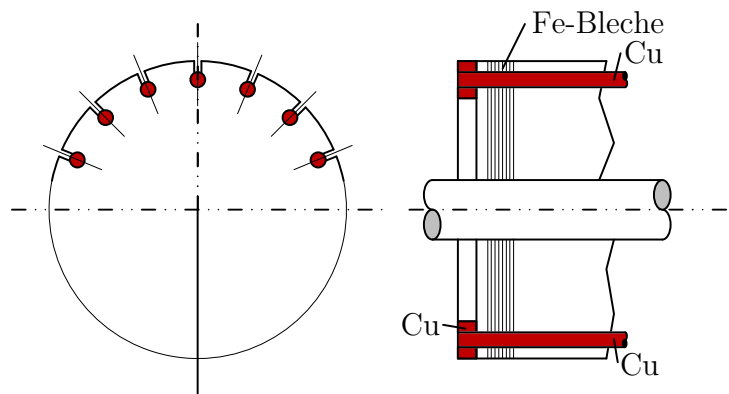


Abbildung 53: Schnittzeichnung eines Kurzschlussläufers mit Rundstäben und stirnseitigen Kurzschlussringen aus Kupfer

7.2 Funktionsprinzip

Im idealen Leerlauf rotiert der Läufer mit der Synchrondrehzahl n_{syn} , d.h. genau so schnell wie das Drehfeld:

$$\boxed{n_{syn} = \frac{f_S}{p}} \quad (7.1)$$

Das Drehfeld „zieht den Läufer mit“. Wenn der Läufer langsamer oder schneller rotiert, werden im Läufer Spannungen induziert, die Läuferströme verursachen. Die Läuferströme bilden zusammen mit dem Drehfeld ein antreibendes oder bremsendes Drehmoment.

7.3 Ersatzschaltbild

Zur Beschreibung der Zusammenhänge zwischen Strömen, Spannungen und dem Drehmoment wird die auf die Synchrondrehzahl bezogene Differenzfrequenz benutzt:

$$\boxed{s = \frac{n_{syn} - n}{n_{syn}} = \frac{\omega_S - \dot{\gamma}}{\omega_S} = \frac{f_S - p \cdot n}{f_S}} \quad (7.2)$$

s : Schlupf
 γ : Läuferstellungswinkel
 f_S : Statorfrequenz
 p : Polpaarzahl

Die Spannung in der Statorwicklung beträgt:

$$\underline{U}_S = (R_S + j \cdot \omega_S \cdot L_{S\sigma}) \cdot \underline{I}_S + \underline{U}_i \quad (7.3)$$

Die Spannung in einer Rotorwicklung (mit dem Übersetzungsverhältnis von Stator- und Rotorwicklung umgerechnet auf die Statorseite) ist wie folgt:

$$\underline{U}'_R = 0 = -(R'_R + j \cdot s \cdot \omega_S \cdot L'_{R\sigma}) \cdot \underline{I}'_R + s \cdot \underline{U}_i \quad (7.4)$$

(Hinweis: Die Multiplikationen mit s kommen daher, dass die Vorgänge im Rotor mit der Differenzkreisfrequenz $\omega_R = \omega_S - 2\pi \cdot p \cdot n$ ablaufen.)

Die vom Magnetfeld in einer Statorwicklung induzierte Spannung beträgt:

$$\underline{U}_i = j \cdot \omega_S \cdot L_{Sh} (\underline{I}_S - \underline{I}'_R) \quad \text{mit } \underline{I}_S - \underline{I}'_R = \underline{I}_\mu \quad (7.5)$$

Nach Division der Rotorgleichung durch s können die Vorgänge in Stator- und Rotorwicklung in einem gemeinsamen, auf die Statorseite bezogenen Ersatzschaltbild dargestellt werden (siehe Abb. 54):

$$\text{aus (7.3): } \underline{I}_S = \frac{\underline{U}_S - \underline{U}_i}{R_S + j\omega_S \cdot L_{S\sigma}}$$

$$\text{aus (7.4): } \underline{I}'_R = \frac{\underline{U}_i}{\frac{R'_R}{s} + j\omega_S L'_{R\sigma}}$$

$$\text{aus (7.5): } \underline{I}_S - \underline{I}'_R = \frac{\underline{U}_i}{j\omega_S L_{Sh}}$$

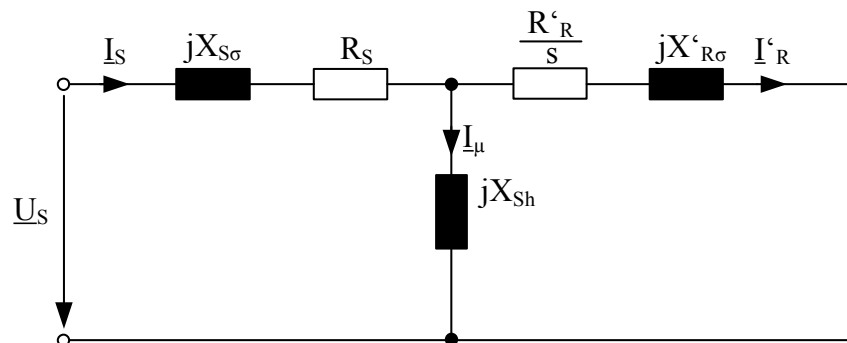


Abbildung 54: Einphasiges Ersatzschaltbild der Drehstromasynchronmaschine im quasi-stationären Betrieb (Rotor kurzgeschlossen)

7.4 Betriebsverhalten

7.4.1 Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie

Die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie kann aus dem Ersatzschaltbild ermittelt werden, das Ergebnis ist qualitativ in Abb. 55 dargestellt.

Dabei gibt es folgende Betriebsbereiche:

- $s = 0$: Idealer Leerlauf / Synchronlauf
- $s < 0$: Generatorbetrieb / übersynchroner Betrieb
- $0 < s < 1$: Motorbetrieb / unsynchroner Betrieb
- $s = 1$: Stillstand
- $s > 1$: Gegenstrombremsbetrieb / gegensynchroner Betrieb

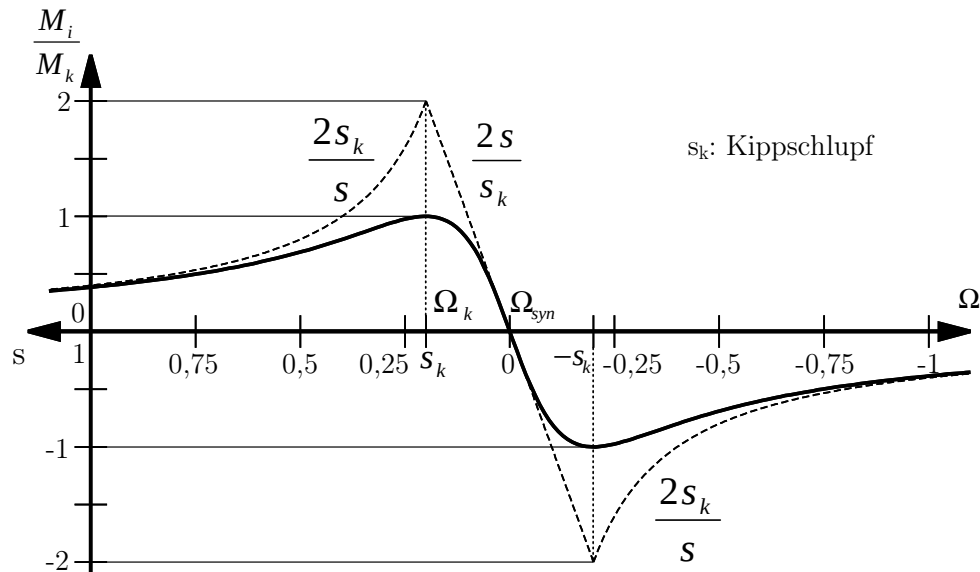


Abbildung 55: Drehzahl- / Drehmomentkennlinie der Asynchronmaschine mit Asymptotennäherungen aus der Kloss'schen Formel (Gleichung 7.6)

Im Nennbetrieb beträgt der Schlupf s nur wenige Prozent.

charakteristische Punkte:

- Kippmoment ($s = s_k$)
- Anlaufmoment ($s = 1$)
- Idealer Leerlauf ($s = 0$)

Eine nützliche Näherung für $R_S = 0$, $\frac{L_{S\sigma}}{L_{Sh}} \ll 1$ und $\frac{L'_{R\sigma}}{L_{Sh}} \ll 1$ ist die Kloss'sche Formel:

$$\boxed{\frac{M_i}{M_k} = \frac{2}{\frac{s}{s_k} + \frac{s_k}{s}}} \quad (7.6)$$

mit: $\frac{M_i}{M_k} = 2 \cdot \frac{s}{s_k}$ für $s \approx 0$
 und $\frac{M_i}{M_k} = 2 \cdot \frac{s_k}{s}$ für $s \gg s_k$

7.4.2 Anlaufstrom, Anlaufmoment

Der Strom bei $n = 0$ ($s = 1$) wird vor allem durch die (kleinen) Streuinduktivitäten und nur wenig durch die Widerstände bestimmt. Bei Käfigläufern werden zur Erhöhung des Anlaufdrehmoments Hochstäbe (Abb. 56) oder Doppelkäfige benutzt. Durch die Stromverdrängung wird beim Anlaufen vorwiegend der obere Teil der Stäbe vom Strom durch-

flossen und der Rotorwiderstand R'_R erhöht.

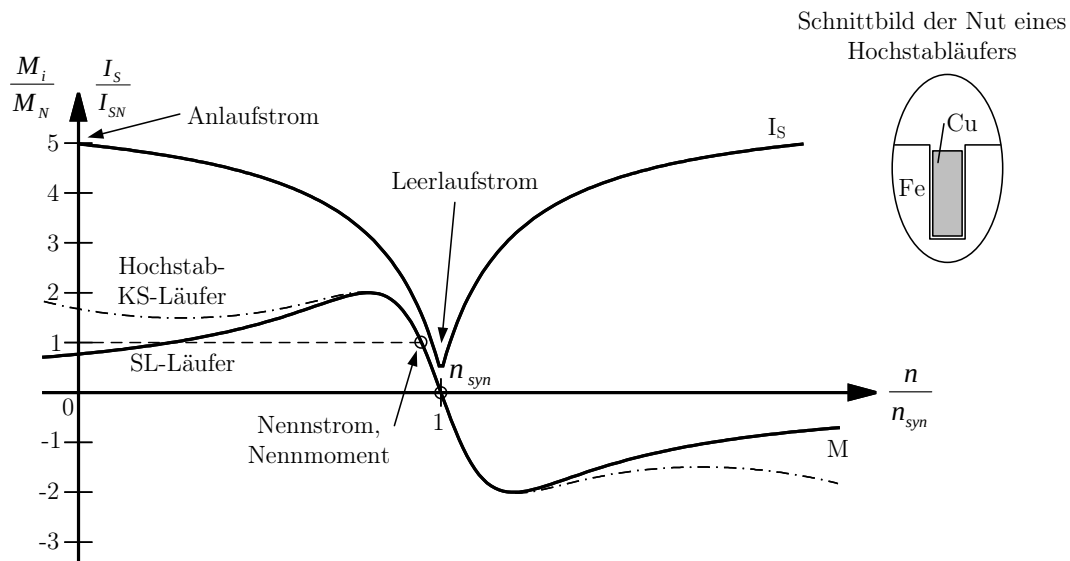


Abbildung 56: Drehzahl- / Drehmomentkennlinie von Schleifringläufer- (SL) und Kurzschlussläufer- (KS) Asynchronmaschine sowie Statorstromeffektivwert als Funktion der Drehzahl (qualitative Darstellung) und Schnittbild der Nut

7.4.3 Leistungsbilanz

(siehe auch Abb. 57)

$$\left. \begin{array}{l} \text{Elektrische Leistung: } P_{el} = 3 \cdot U_S \cdot I_S \cdot \cos \varphi \\ \text{– Statorverlustleistung: } P_{VS} = 3 \cdot R_S \cdot I_S^2 \end{array} \right\} \quad P_D = P_{el} - P_{VS} \quad (7.7)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Drehfeldleistung: } P_D = 3 \cdot \frac{R'_R}{s} \cdot I_R'^2 \\ \text{– Rotorverlustleistung: } P_{VR} = 3 \cdot R'_R \cdot I_R'^2 = s \cdot P_D \end{array} \right\} \quad P_{mech} = P_D - P_{VR} \quad (7.8)$$

$$\text{„innere“ mechanische Leistung: } P_{mech} = (1 - s) \cdot P_D \quad (7.9)$$

$$P_D = \frac{P_{mech}}{1 - s} = M_i \cdot \frac{\Omega}{1 - s} \Rightarrow P_D = M_i \cdot \Omega_{syn} \quad (7.10)$$

$$\text{mit } \Omega = 2\pi n = \underbrace{2\pi n_{syn}}_{\Omega_{syn}} (1 - s).$$

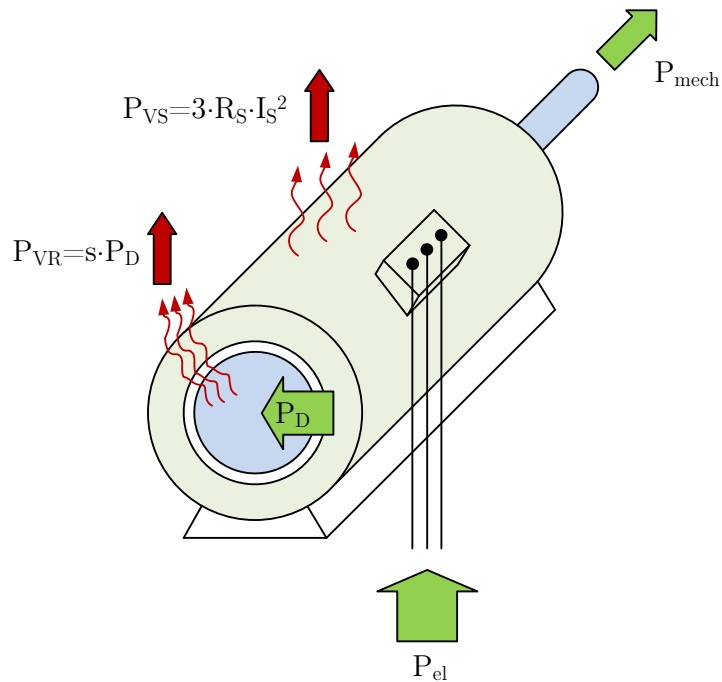


Abbildung 57: Leistungsfluss bei der Asynchronmaschine

7.4.4 Blindstromkompensation

Zur Verringerung des Effektivwerts des Netzstroms kann der (in allen Betriebszuständen induktive) Blindstrom des Asynchronmotors durch Kondensatoren kompensiert werden (Abb. 58):

Aus $I_C = I_S \cdot \sin \varphi$ folgt für die Kondensatoren in Sternschaltung:

$$C_S = \frac{I_s \cdot \sin \varphi}{\omega_S \cdot U_S} \quad (7.11)$$

... und in Dreieckschaltung:

$$C_D = \frac{I_s \cdot \sin \varphi}{3 \cdot \omega_S \cdot U_S} \quad (7.12)$$

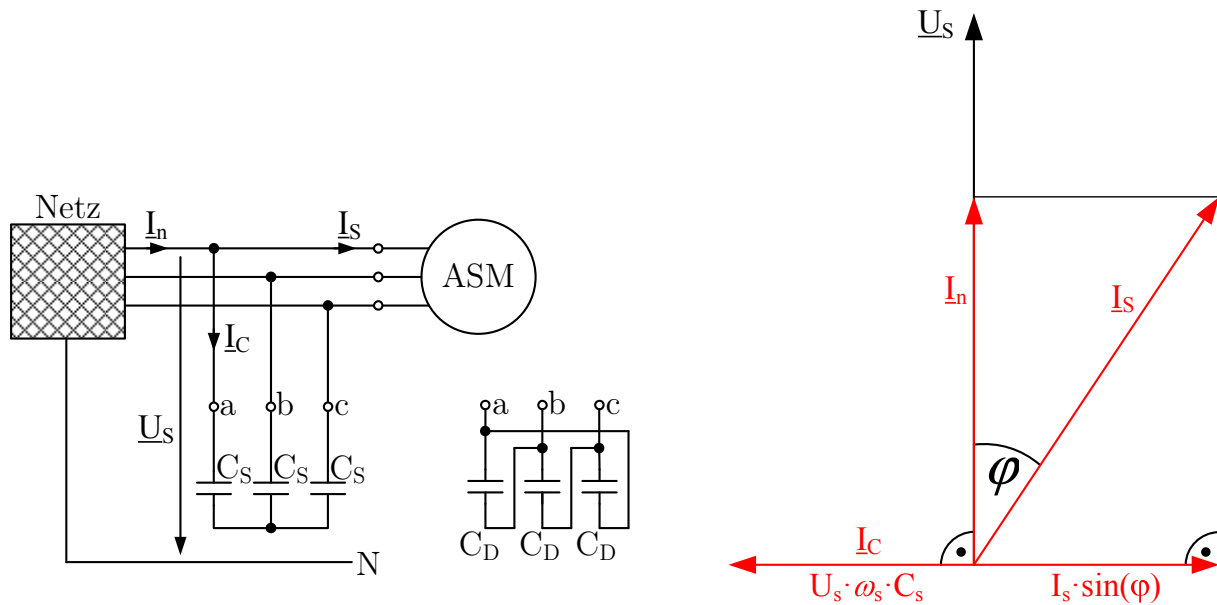


Abbildung 58: Schaltbild und Zeigerdiagramm der Blindstromkompensation einer Asynchronmaschine mit Kondensatoren in Sternschaltung (C_S) und in Dreieckschaltung (C_D)

7.5 Einfache Verfahren zum Anlauf und zur Bremsung von Asynchronmaschinen im Netzbetrieb

7.5.1 Stern-Dreieck-Anlauf

Um hohe Einschaltströme zu verhindern, wird bei diesem Verfahren zunächst die Sternschaltung, dann die Dreieckschaltung benutzt (Abb. 59):

Der Effektivwert der Spannungen an den Wicklungen beträgt in Stern-Schaltung nur das $\frac{1}{\sqrt{3}}$ -fache der Spannung in Dreieckschaltung.

Bei gleichem Schlupf beträgt der Effektivwert des Wicklungsstroms daher nur das $\frac{1}{\sqrt{3}}$ -fache und der Netzstrom nur $\frac{1}{3}$ des Effektivwerts bei Dreieckschaltung.

Da das Drehmoment bei gleichem Schlupf proportional zum Quadrat des Effektivwerts der Spannung ist, beträgt das Drehmoment in Sternschaltung nur $\frac{1}{3}$ des Drehmoments in Dreieckschaltung.

- Vorteil des Stern-Dreieck-Anlaufs: Niedriger Anlaufstrom.
- Nachteil des Stern-Dreieck-Anlaufs: Niedriges Anlaufmoment.

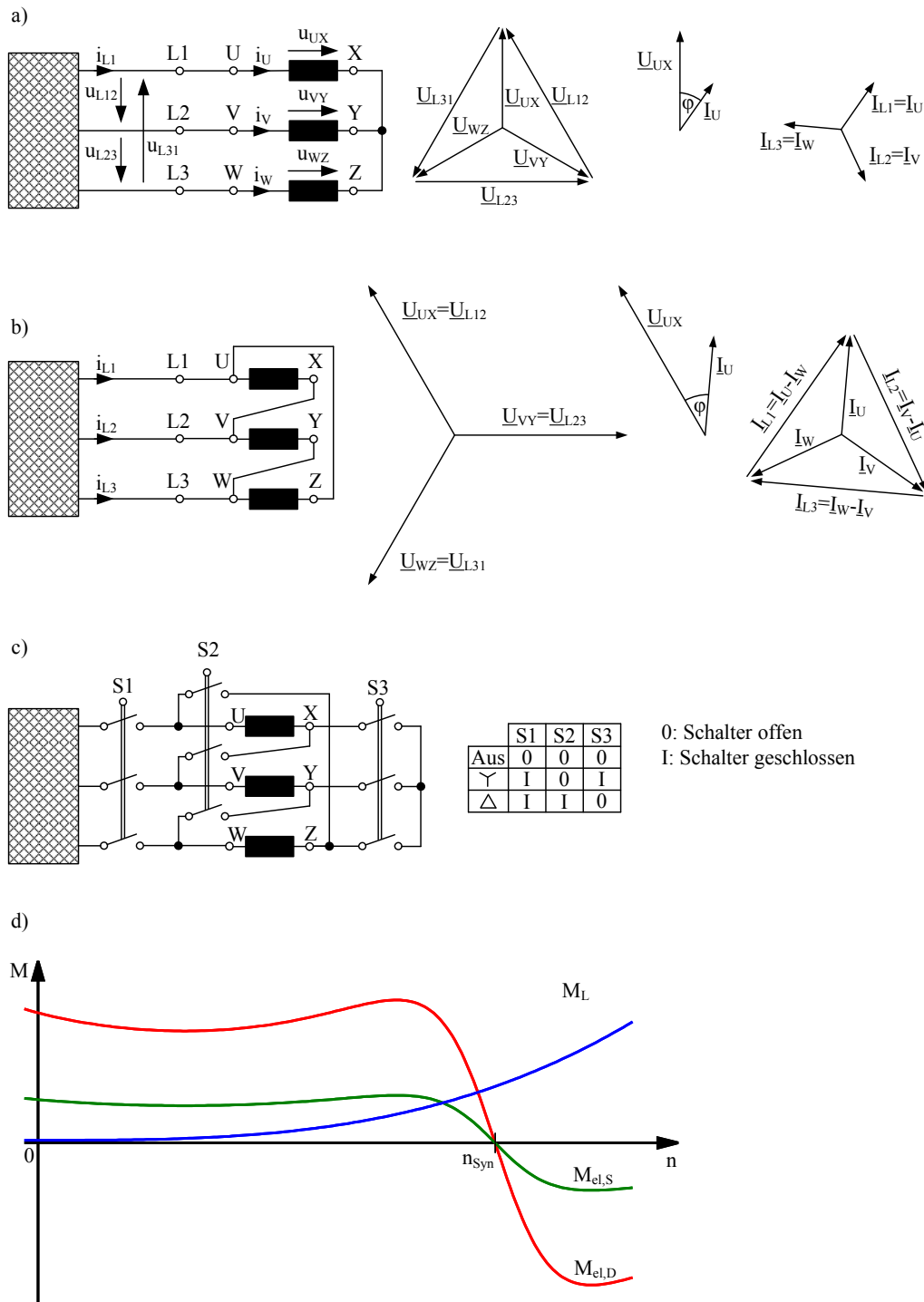


Abbildung 59: Stern-Dreieck Anlauf der Asynchronmaschine

a) Sternschaltung

b) Dreieckschaltung

c) Stern-Dreieck Schalter

d) Drehzahl-/Drehmomentkennlinien in Stern- ($M_{el,S}$) und Dreieckschaltung ($M_{el,D}$) mit Kennlinie einer Pumpe als Arbeitsmaschine

7.5.2 Gegenstrombremsen

Bei vielen Arbeitsmaschinen bleibt der Antrieb nach dem Abschalten der Speisespannung der elektrischen Maschine von selbst stehen. Um den Bremsvorgang zu verkürzen, kann die Drehrichtung des Drehfelds durch Vertauschen zweier Anschlüsse am Asynchronmotor umgekehrt werden.

Der Motor muss im Stillstand abgeschaltet werden, da der Antrieb sonst in Gegenrichtung weiterläuft.

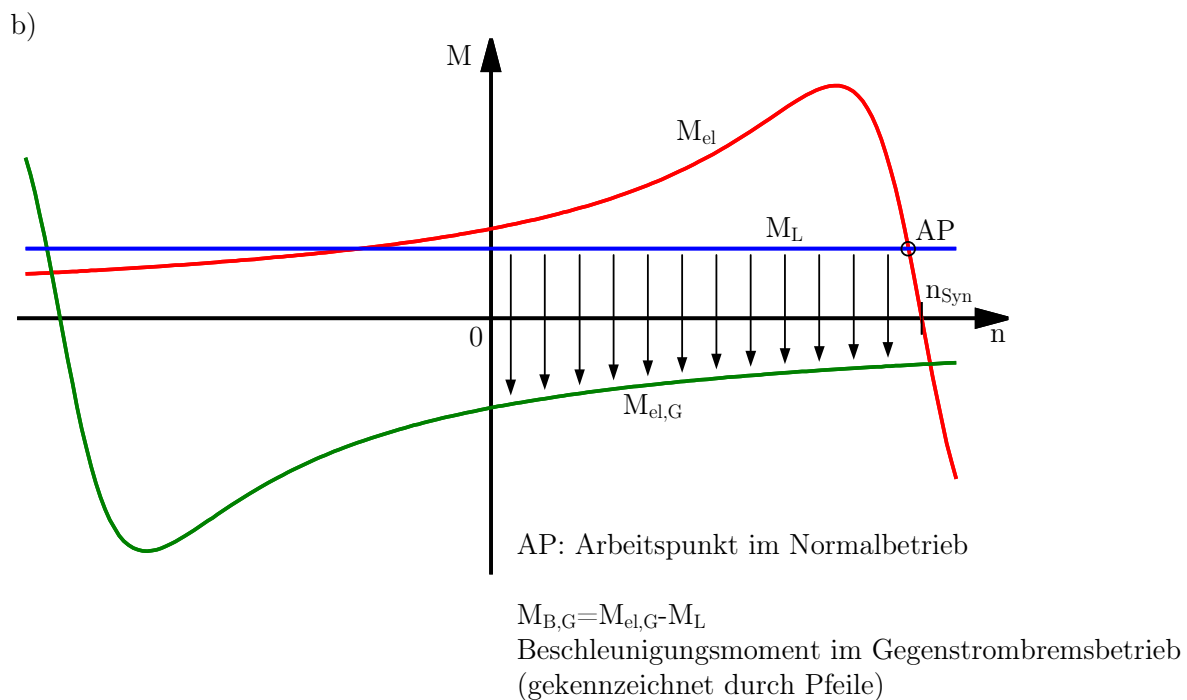
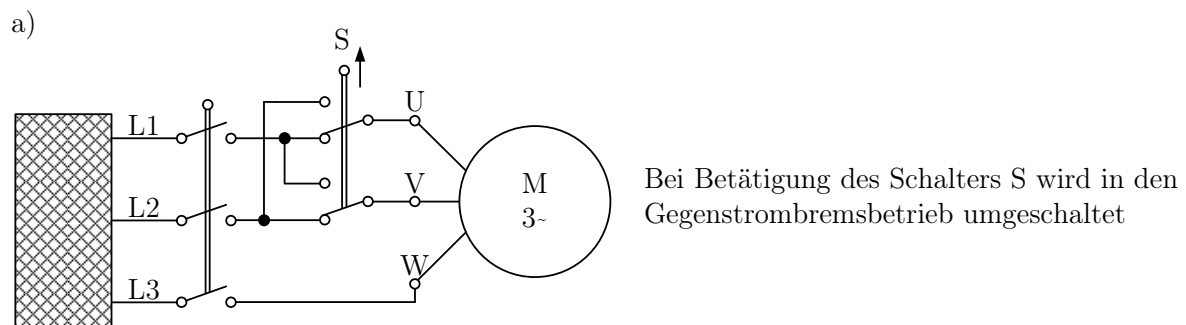


Abbildung 60: Gegenstrombremsen

a) Schalteranordnung

b) Kennlinie M_{el} im Normalbetrieb, Kennlinie $M_{el,G}$ im Gegenstrombremsbetrieb, sowie Lastkennlinie mit $M_L = konst.$

7.6 Einfache Verfahren zur Drehzahlsteuerung ohne Frequenzumrichter

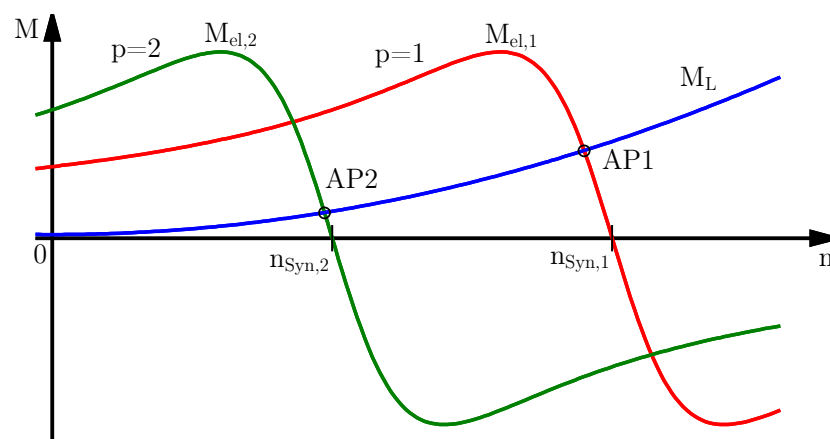
Anmerkung: Die hier behandelten Verfahren sind auch als Anfahrhilfen geeignet. Im Dauerbetrieb treten meist beträchtliche Verluste im Rotorkreis auf, da die Beziehung

$$P_{VR} = s \cdot P_D = s \cdot M_{el} \cdot \Omega_{syn} \quad (7.13)$$

auch bei diesen Verfahren gilt!

7.6.1 Polumschaltung

Durch Umschalten der Statorspulen einer polumschaltbaren Asynchronmaschine kann die Polpaarzahl verändert werden (z.B. in der Dahlanderschaltung). Dadurch stehen bei einer derartigen Asynchronmaschine zwei oder mehr unterschiedliche Drehzahl-/Drehmoment-Kennlinien zur Auswahl. Die Drehzahl kann wegen $s \ll 1$ praktisch nur in Stufen eingestellt werden.



AP1: Arbeitspunkt mit $p=1$
 AP2: Arbeitspunkt mit $p=2$
 $n_{syn,1}$: Synchrondrehzahl für $p=1$
 $n_{syn,2}$: Synchrondrehzahl für $p=2$

Abbildung 61: Zweistufige Drehzahlsteuerung mit einer polumschaltbaren Asynchronmaschine; Drehzahl-/Drehmomentkennlinien für $p = 1$ und $p = 2$, sowie Kennlinie eines Lüfters mit $M_L \sim n^2$

7.6.2 Schleifringläufer mit Vorwiderständen im Läuferkreis

Die zusätzlichen Vorwiderstände können als Teil des Rotorwiderstands R_R betrachtet werden.

Die Ströme und Spannungen des Ersatzschaltbilds bleiben unverändert, wenn der wirksame Widerstand im Rotorkreis gleich bleibt, d.h. wenn beim Einschalten von Vorwiderständen R_V der Schlupf mitgeändert wird (neuer Wert: s^*):

$$\frac{R_R}{s} = \frac{R_R + R_V}{s^*} \quad (7.14)$$

Aus $M_i = \frac{P_D}{\Omega_{syn}}$ folgt, dass dann die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie ausgehend von der Synchrondrehzahl mit dem Faktor

$$\boxed{\frac{s^*}{s} = \frac{R_R + R_V}{R_R}} \quad (7.15)$$

gestreckt wird. Bei entsprechender Wahl des Widerstandswerts R_V kann das Anlaufmoment bis zum Wert des Kippmoments erhöht werden. Die Rotorverluste betragen in diesem Fall

$$P_{VR} = s^* \cdot P_D = 1 \cdot M_k \cdot \Omega_{syn}, \quad (7.16)$$

teilen sich aber auf den Rotor der Asynchronmaschine und den Vorwiderstand entsprechend dem Verhältnis $\frac{R_R}{R_V}$ auf. Die Vorwiderstände werden daher mit großer Wärmekapazität bzw. Kühlmöglichkeit ausgeführt (z.B. Wasserwiderstände). Für ein hohes Drehmoment während des gesamten Anlaufvorgangs können die Vorwiderstände gestuft oder stufenlos steuerbar ausgeführt werden.

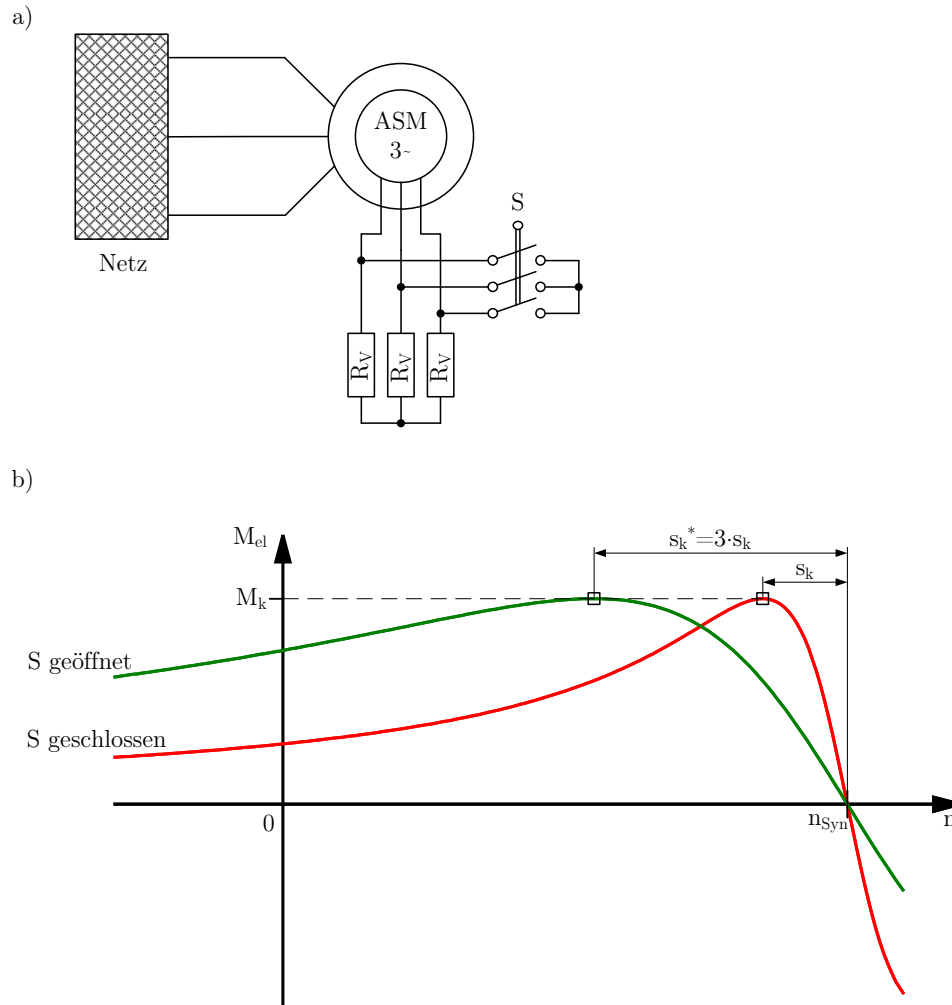


Abbildung 62: Drehzahlsteuerung mit Vorwiderstand im Läuferkreis

a) Schaltbild

b) Kennlinien $M_{el} = f(n)$ für $\frac{R_V}{R_R} = 2$ mit geschlossenem Schalter S (R_V kurzgeschlossen) und geöffnetem Schalter S (R_V wirksam)

7.6.3 Stufenlose Drehzahlsteuerung mit steuerbarer Grundswingungsamplitude der Statorspannung (Softstarter, Drehstromsteller)

Die Amplitude der Statorstromgrundswingung ist proportional zur Amplitude der Statorspannungsgrundswingung, allerdings gilt auch:

$$M_i \sim U_{S1}^2 \quad (7.17)$$

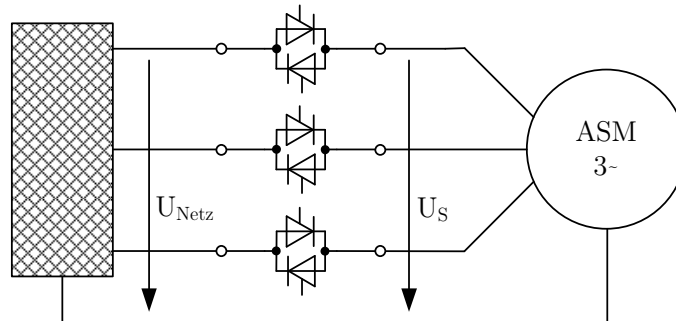
U_{S1} ist der Effektivwert der Grundswingung der Sternspannung.

Wegen der hohen Rotorverluste aufgrund des hohen Schlupfs

$$P_{VR} = s \cdot M_i \cdot \Omega_{syn} \quad (7.18)$$

und der hohen Verluste in Stator und Rotor aufgrund der hohen Stromüberschwingungen beim Drehstromsteller ist diese Methode für die Drehzahlsteuerung nur bedingt geeignet.

a)



b)

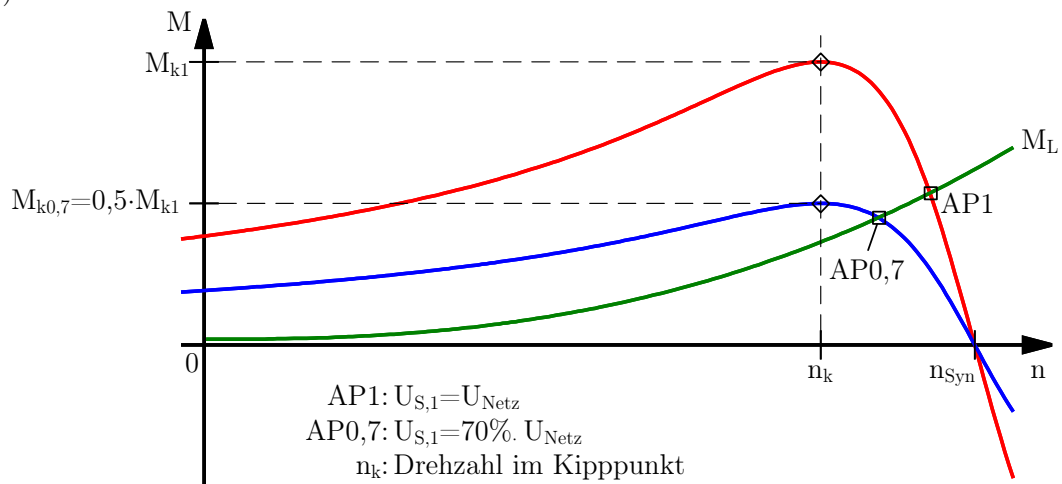


Abbildung 63: Drehzahlsteuerung mit Drehstromsteller (Softstarter)

a) Schaltbild

b) Kennlinien M_{el} für $U_{S,1} = U_{Netz}$ und $U_{S,1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{Netz}$ als Funktion der Drehzahl n ; Zusätzlich beispielhafte Lastkennlinie M_L

7.7 Drehzahl-Drehmomentregelung mit gesteuerter Drehspannungsquelle („Frequenzumrichter“)

7.7.1 Spannungs-/Frequenz-Kennliniensteuerung

Der Effektivwert der Statorspannung wird proportional zur Statorfrequenz eingestellt. Im unteren Drehzahlbereich wird der Spannungsabfall am Statorwiderstand in der Einstellung der Statorspannung berücksichtigt, um die Magnetisierung der Maschine unabhängig von der Belastung zu machen.

Durch die Einstellung der Statorfrequenz lässt sich die Synchrondrehzahl beliebig einstellen. Die Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie der Asynchronmaschine im Netzbetrieb wird entsprechend verschoben (Abb. 64).

Der Arbeitspunkt stellt sich entsprechend der Lastkennlinie nahe der jeweiligen Synchrondrehzahl bei kleinem Schlupf ein.

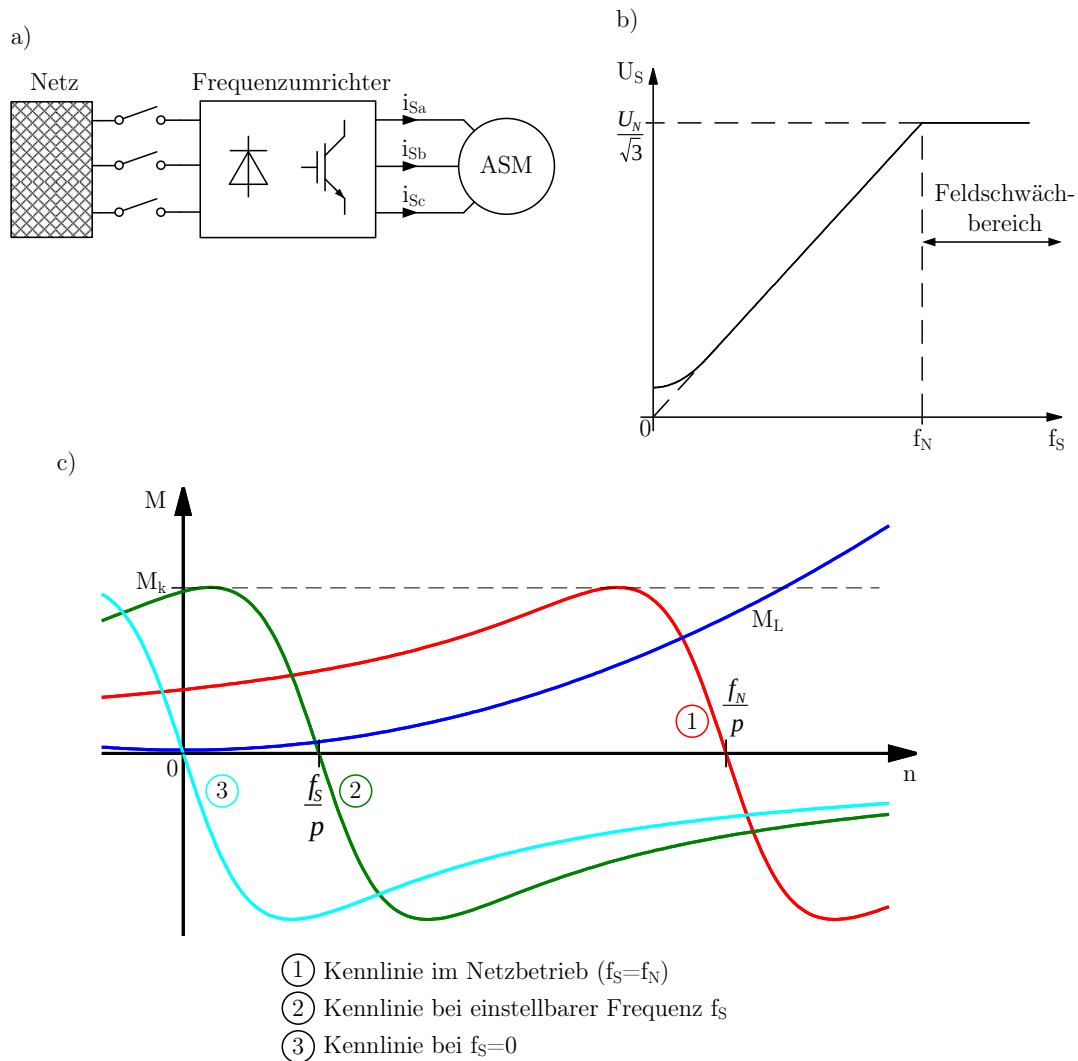


Abbildung 64: Frequenzumrichter gespeiste Asynchronmaschine

a) Schaltbild

b) Spannungs-Frequenz-Kennlinie

c) Drehmomentkennlinien bei Betrieb nach b)

7.7.2 Feldorientierte Regelung

Bei der feldorientierten Regelung wird die Lage des Rotorflusses Ψ_R aus den Spannungen, Strömen und ggf. der Rotorlage bestimmt.

Der Statorstrom wird aus der magnetisierenden Komponente $\underline{I}_\mu$ in Richtung des Rotorflusses und aus der dem Drehmoment proportionalen Komponente senkrecht dazu zusammengesetzt.

In Abb. 65 sind die Komponenten I_{sd} und I_{sq} in ihrer räumlichen Lage dargestellt, als ob sie durch eine einzige Durchmesserspule erzeugt würden. In der Realität sind alle drei Statorwicklungen beteiligt. Phasenlage und Amplitude der Wicklungsströme erhält man aus der Projektion von $\underline{I}_S$ auf die Wicklungsachsen a, b, c (in Abb. 65 ist nur die Statorwicklung a mit der Wicklungsachse dargestellt).

Die Feldorientierte Regelung ist eine Drehmomentsteuerung mit

$$M_i \sim I_{sq}, \quad (7.19)$$

wobei das innere Drehmoment verzögerungsfrei der Stromkomponente I_{sq} folgt.

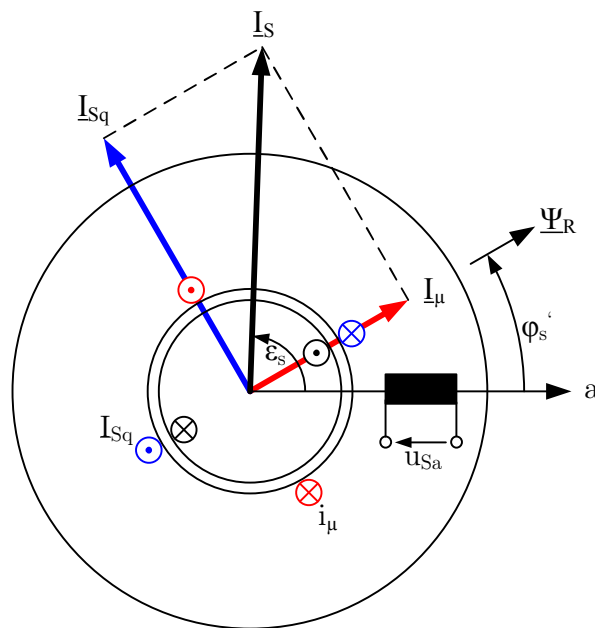


Abbildung 65: Komponenten der Statorströme bei der feldorientierten Regelung

8 Transformator

Transformatoren werden in Verbindung mit Stromrichtern für folgende Aufgaben eingesetzt:

- Netzseitige Anpassung der Spannung
- Netzseitige Potentialtrennung
- Reduzierung der Netzurückwirkungen

8.1 Ersatzschaltbild

Das Verhalten des Transformators wird durch das Ersatzschaltbild beschrieben. Vorteilhaft ist die Darstellung, bei der die Elemente des Ersatzschaltbilds auf die Primärseite bezogen sind und das ideale Verhalten des Transformators durch einen lastseitigen idealen Übertrager repräsentiert wird.

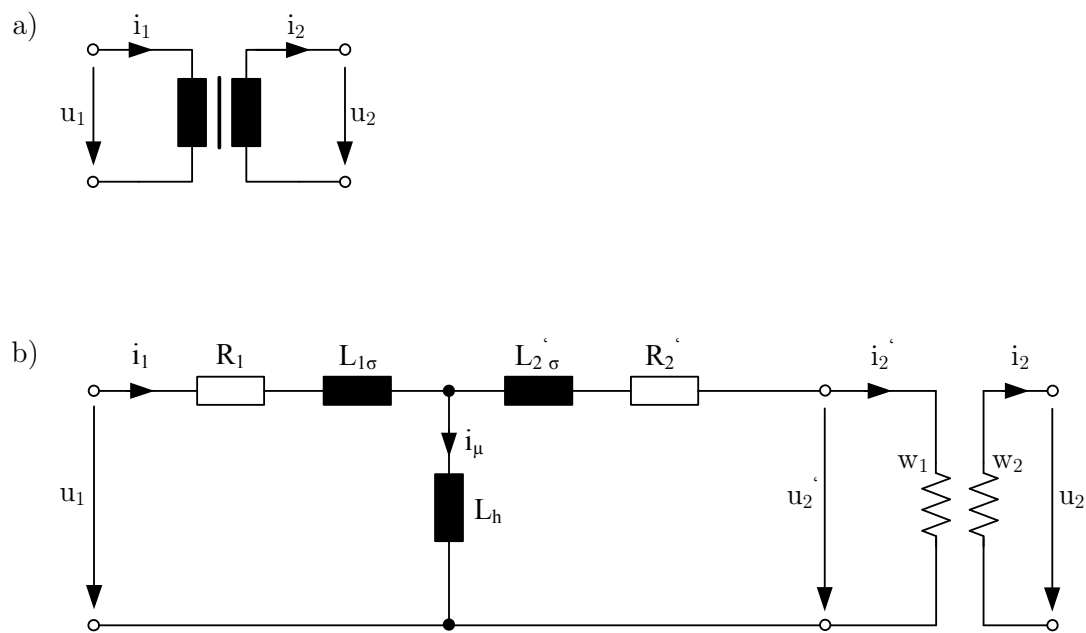


Abbildung 66: Einphasentransformator

a) Schaltbild
b) Ersatzschaltbild

Mit dem Spannungs- und Stromübersetzungsverhältnis des idealen Übertragers ergibt sich:

$$\boxed{\frac{u'_2}{u_2} = \frac{w_1}{w_2} = \frac{i_2}{i'_2}} \quad (8.1)$$

$$R'_2 = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \cdot R_2 \quad (8.2)$$

$$L'_{2\sigma} = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \cdot L_{2\sigma} \quad (8.3)$$

Der Kurzschlussstrom wird durch die Längsimpedanzen, vor allem durch die Streureaktanzen bestimmt:

$$I_{1k} \approx \frac{\underline{U}_1}{(R_1 + R'_2) + j\omega \cdot (L_{1\sigma} + L_{2\sigma'})} = \frac{\underline{U}_1}{R_k + j\omega \cdot L_k} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_k} \quad (8.4)$$

$$\Rightarrow I_{1k} \approx \frac{U_1}{Z_k} \quad (8.5)$$

Eine wichtige Kenngröße für die Längsimpedanz und damit für die Spannungsabfälle am Transformator ist die

relative Kurzschlussspannung u_k
$$\boxed{u_k = \frac{U_k}{U_{1N}} = \frac{Z_k \cdot I_{1N}}{U_{1N}} = \frac{Z_k}{Z_{1N}}} \quad (8.6)$$

mit der Nennimpedanz
$$\boxed{Z_{1N} = \frac{U_{1N}}{I_{1N}}} \quad (8.7)$$

U_k ist der Effektivwert der Eingangsspannung, die erforderlich ist, damit beim sekundärseitig kurzgeschlossenen Transformator der Nennstrom I_{1N} fließt.

Mit der relativen Kurzschlussspannung u_k kann sowohl der Kurzschlussstrom bei Nennspannung als auch der Effektivwert(!) des Spannungsabfalls bei Belastung näherungsweise angegeben werden:

$$\boxed{I_k = I_{1N} \cdot \frac{1}{u_k}} \quad (8.8)$$

$$\frac{\Delta U}{U_{1N}} = u_k \cdot \frac{I_1}{I_{1N}} \quad (8.9)$$

8.2 Drehstromtransformator

Zur Transformation von Drehströmen können

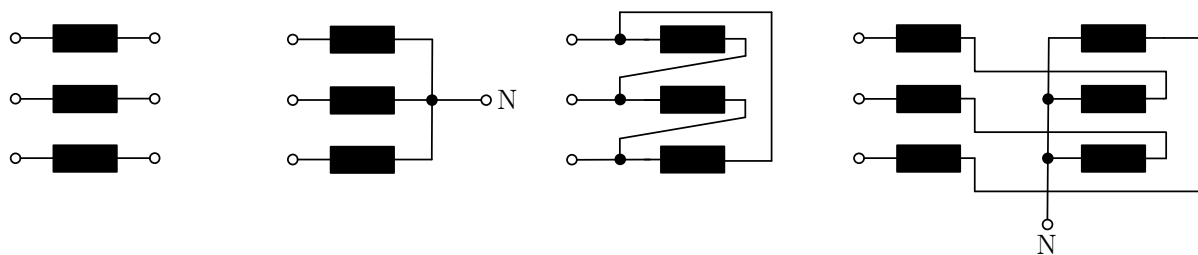
- 3 Einzeltransformatoren

- 1 Dreischenkeltransformator
- 1 Fünfschenkeltransformator

benutzt werden, die sich im Bauaufwand und dem Verhalten bei Auftreten von Gleichtaktkomponenten unterscheiden.

Auf der Primärseite und der Sekundärseite können unterschiedliche Schaltungsarten benutzt werden (Abb. 67):

- Offene Schaltung
- Sternschaltung
- Dreieckschaltung
- Zickzackschaltung



Offene Schaltung

Primär: III

Sekundär: iii

Sternschaltung

Primär: Y

Sekundär: y

Dreieckschaltung

Primär: D

Sekundär: d

Zickzackschaltung

Primär: Z

Sekundär: z

Beispiel: Dy-Transformator mit Dreischenkelkern

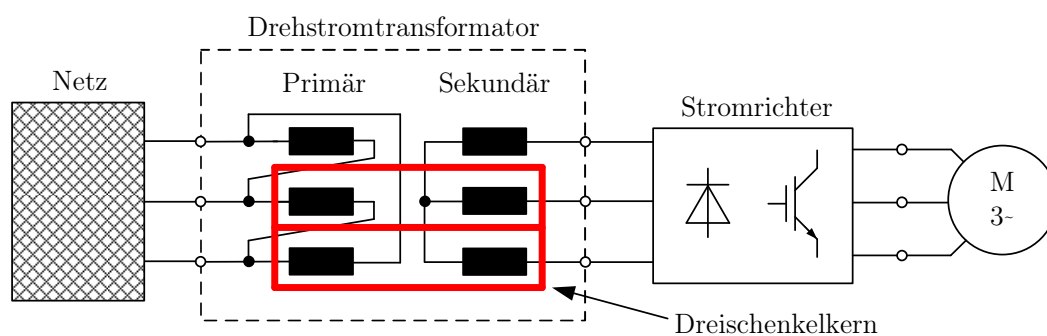


Abbildung 67: Schaltungsarten bei Drehstromtransformatoren

9 Leistungshalbleiter

Als Ausgangsmaterial für die Leistungshalbleiter kommt heutzutage meist Silizium zum Einsatz, das p- und n-dotiert wird. In der Zukunft könnten auch die Materialien Siliziumkarbid und Galliumnitrid eine größere Rolle spielen.

Leistungshalbleiter sind flächenhafte Bauelemente. Die Halbleiterstruktur kann z.B. als Chip (ca. $2\text{ mm} \times 2\text{ mm} \dots 20\text{ mm} \times 20\text{ mm}$) oder als Scheibe (ca. $\varnothing 1'' \dots \varnothing 6''$) ausgeführt sein.

Die Chips sind meistens in Modulgehäusen integriert, welche montagefreundlich sind und eine elektrische Isolation zwischen Kühlfläche und Halbleitern aufweisen.

Scheibengehäuse haben dagegen die Vorteile, dass sie beidseitig gekühlt werden können, eine höhere Lastwechselfestigkeit, sowie ein besseres Berstverhalten aufweisen.



Abbildung 68: IGBTs und Freilaufdioden im Modulgehäuse integriert (a) und Thyristor im Scheibengehäuse (b)

9.1 Leistungsdiode

Die Diode geht bei positiver Spannung u zwischen Anode und Kathode in den leitenden Zustand über (siehe Abb. 69). Sie sperrt wieder, wenn der Durchlassstrom auf null zurückgeht (und anschließend wieder $u < 0$ anliegt).

9.2 Thyristor

Der Thyristor wird nur dann leitend, wenn er bei positiver Spannung u mit einem Gatestromimpuls „gezündet“ wird (Abb. 69). Er bleibt dann leitend, bis der Strom auf Null

zurückgeht. Der Stromfluss wird wegen der noch im Thyristor vorhandenen Restladung kurzzeitig negativ (Abb. 70).

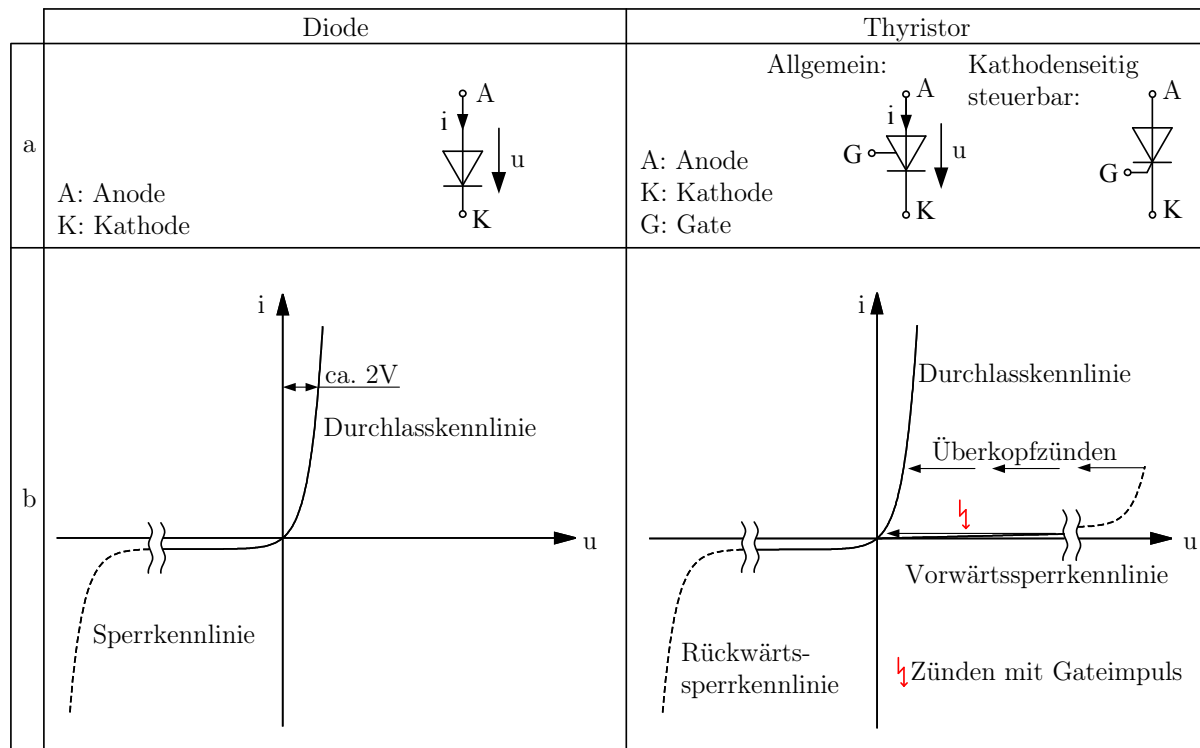


Abbildung 69: Bauelemente für fremdgeführte Stromrichter

a) Schaltzeichen

b) Kennlinie

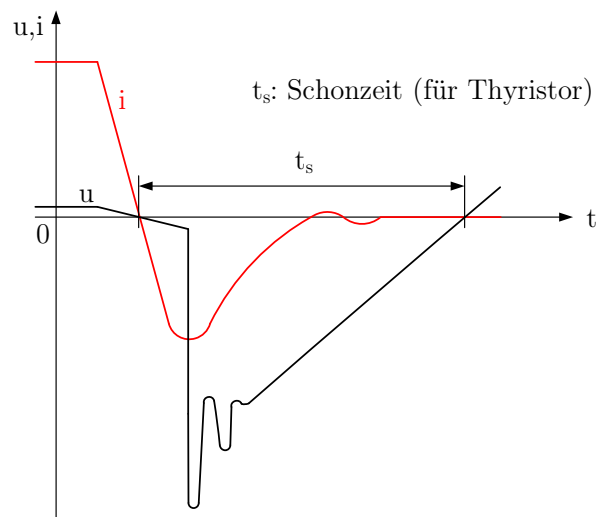


Abbildung 70: Rückstromverhalten des Thyristors beim Löschvorgang

Der Thyristor erlangt seine Vorwärtssperrfähigkeit erst nach der Freiwerdezeit t_q wie-

der. Die Schonzeit t_s zwischen dem Vorzeichenwechsel des Stroms und dem Anlegen positiver Sperrspannung muss daher größer als t_q sein. Das „Überkopfzünden“ von Thyristoren ohne Gateimpuls allein aufgrund hoher Vorwärtsspannung wird nicht von allen Thyristoren überstanden.

Der typische Arbeitszyklus ist:

- Sperren mit positiver Sperrspannung
- Übergang in den Leitzustand aufgrund eines Zündimpulses
- Abfall des Stroms, Übergang in den...
- ...Sperrzustand mit negativer Sperrspannung
- Anstieg der Sperrspannung in den positiven Bereich

usw.

9.3 Transistor

Bis etwa 600 V Sperrspannung und 50 A Dauerstrom werden Feldeffekttransistoren (MOSFETs) eingesetzt (Abb. 71a). Der MOSFET kann durch die Steuerspannung zwischen Gate und Source eingeschaltet (ca. $U_{GS} \geq 10 \text{ V}$) und ausgeschaltet (ca. $U_{GS} \leq 0 \text{ V}$) werden. Die Schaltzeit beträgt ca. 10 ... 100 ns. Im eingeschalteten Zustand verhält sich der Feldeffekttransistor wie ein (sehr kleiner) ohm'scher Widerstand (Kennwert: $R_{DS,on}$).

Die Einsatzgebiete sind im Bereich „niedriger“ Spannungen (10 ... 100 V) und „hoher“ Schaltfrequenzen (10 ... 100 kHz).

9.4 Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

Für „höhere“ Spannungen (ab 400 V) und große Ströme ($> 50 \text{ A}$) wird der Insulated Gate Bipolar Transistor benutzt (Abb. 71b). Die Eigenschaften hinsichtlich der Ansteuerung sind wie beim Feldeffekttransistor. Das Durchlassverhalten ähnelt dem eines Bipolartransistors. Beim Abschalten fällt der Kollektorstrom nach anfänglich steilem Verlauf in einigen μs auf null ab („Tailstrom“, siehe Abb. 71c).

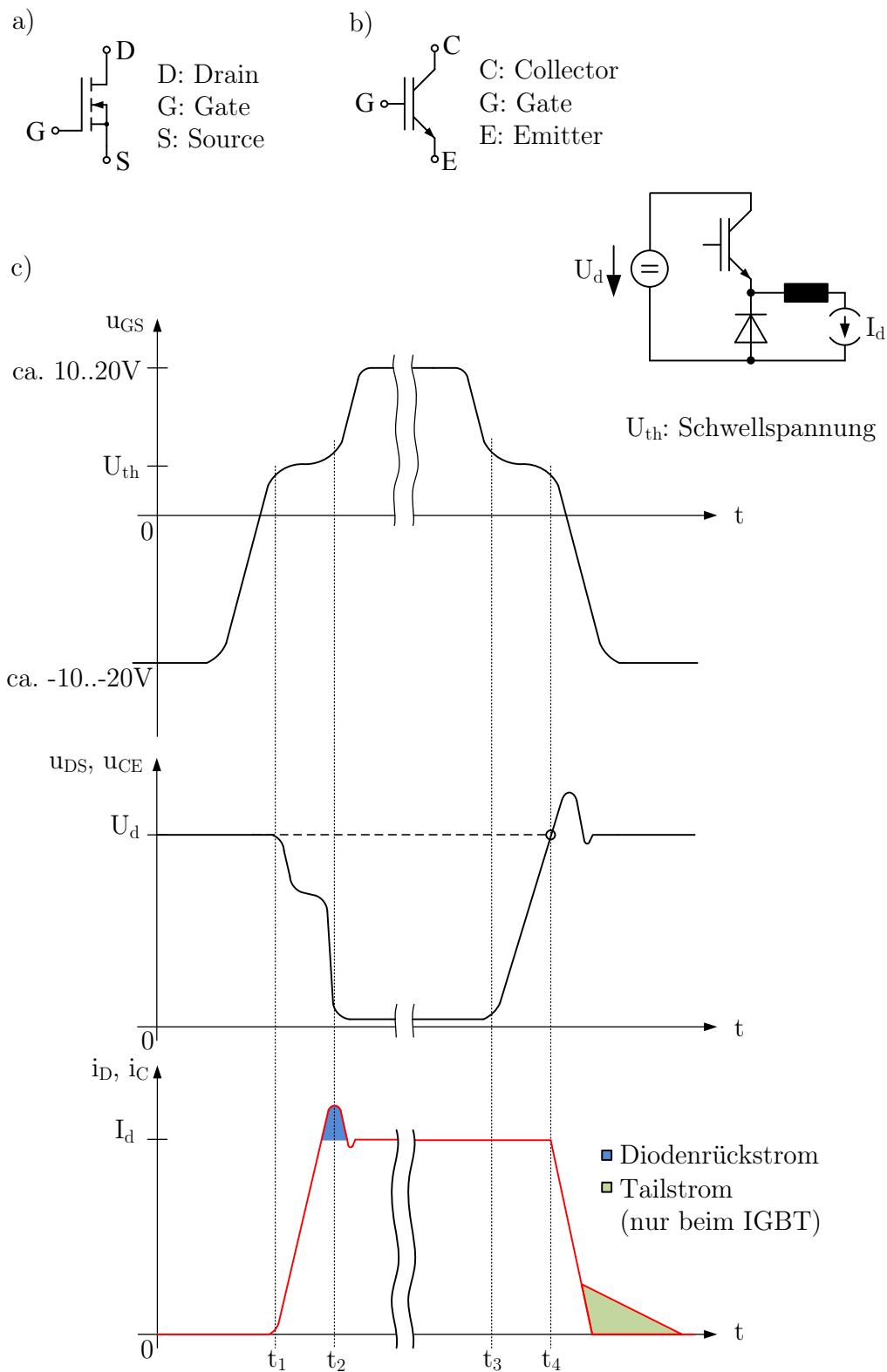


Abbildung 71:

a) Schaltsymbol MOSFET

b) Schaltsymbol IGBT

c) Zeitverläufe der Größen im Steuerkreis und der Leistungsstufe von MOSFET und IGBT

9.5 Gate-Turn-Off-Thyristor (GTO)

Für höchste Leistungen wird der Gate-Turn-Off Thyristor eingesetzt (siehe Abb. 72).

Zum Schutz vor zu steilem Spannungsanstieg ($\frac{du_{AK}}{dt}$) beim Abschalten ist eine möglichst niederinduktiv angeschlossene Beschaltung (z.B. RCD-Beschaltung) erforderlich.

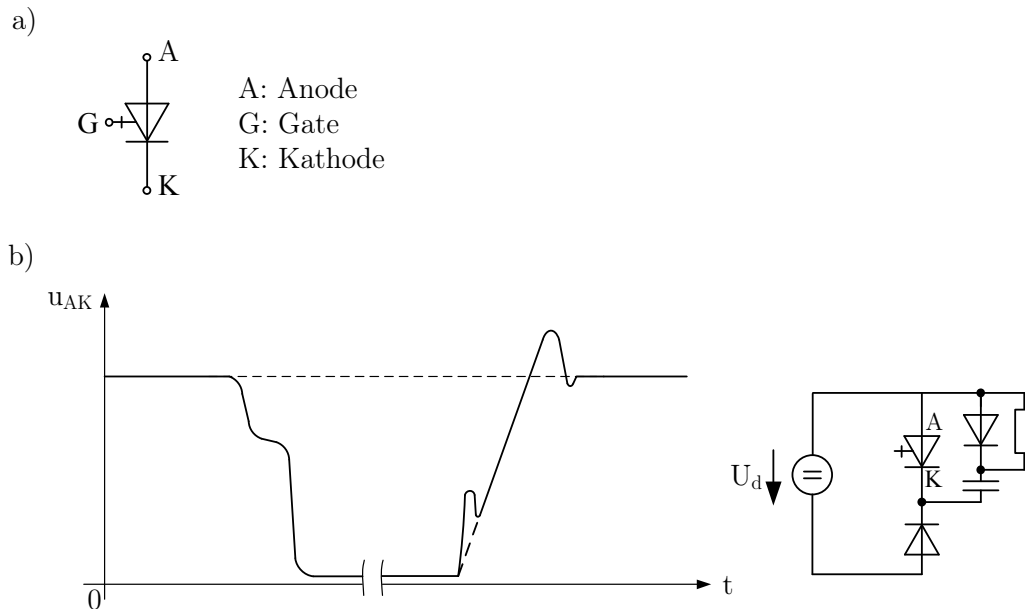


Abbildung 72:

a) Schaltsymbol GTO

b) Zeitverlauf der Spannung u_{AK} beim GTO mit RCD-Beschaltung

9.6 Integrated Gate Commutated Thyristor (IGCT)

Der Integrated Gate Commutated Thyristor ist eine Einheit aus GTO, Ansteuerschaltung und einer Vorrichtung zur Entwärmung (Abb. 73).



Abbildung 73: IGCT

10 Stromrichter

Stromrichter lassen sich in folgende Arten unterteilen:

Gleichstromsteller:	$DC \rightarrow DC$	
Wechselstromsteller:	$1AC \rightarrow 1AC$	(ohne Frequenzänderung)
Drehstromsteller:	$3AC \rightarrow 3AC$	(ohne Frequenzänderung)

Gleichrichter:	$1AC \rightarrow DC$
	$3AC \rightarrow DC$
Wechselrichter:	$DC \rightarrow 1AC$
	$DC \rightarrow 3AC$
Umrichter:	$3AC \rightarrow 3AC$
Zwischenkreisumrichter	$3AC \rightarrow DC \rightarrow 3AC$

fremdgeführte Stromrichter

- netzgeführte Stromrichter
- maschinengeführte Stromrichter
- lastgeführte Stromrichter

(typischerweise werden als Leistungsbaulemente Dioden oder Thyristoren verwendet)

selbstgeführte Stromrichter (typischerweise werden als Leistungsbaulemente IGBTs, GTOs oder IGCTs in Kombination mit Dioden verwendet)

11 Netzgeführte Stromrichter

11.1 Wechselstromsteller

Lampen, Bohrmaschinen, Rührgeräte, etc. werden oft mit einer Phasenanschnittsteuerung gesteuert (Abb. 74a-c)

Für Wärmegeräte empfiehlt sich die Schwingungspaketsteuerung (Abb. 74d) bzw. die Halbwellensteuerung.

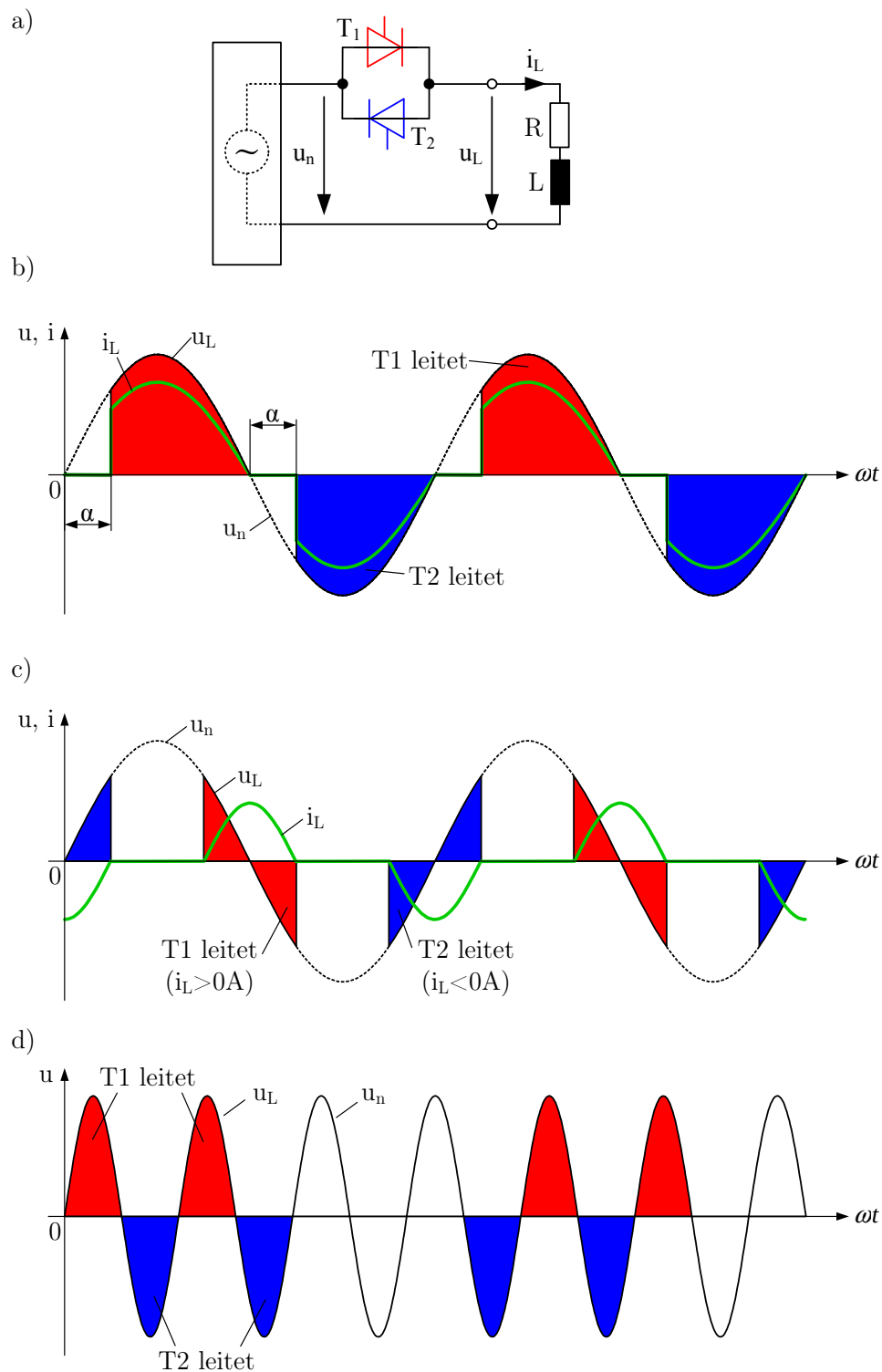


Abbildung 74: Wechselstromsteller

a) Schaltung

b) Zeitverläufe bei ohm'scher Last

c) Zeitverläufe bei induktiver Last

d) Zeitverläufe bei Schwingungspaketsteuerung mit ohm'scher Last (gegenüber b und c geänderter Zeitmaßstab)

11.2 Drehstromsteller

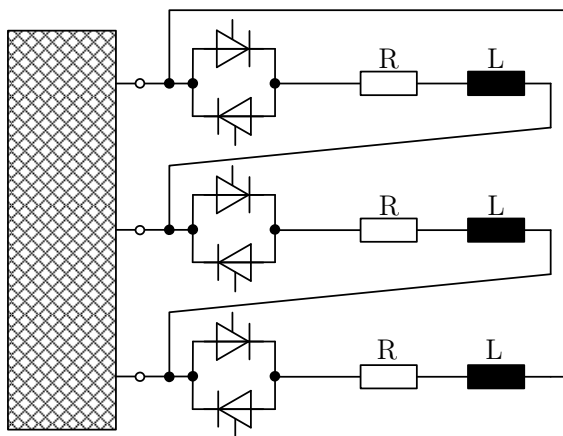
Der Drehstromsteller ist eine dreiphasige Ausführung des Wechselstromstellers. Er findet Verwendung

- zum Sanftanlauf von Asynchronmaschinen
- zur Drehzahlsteuerung von Asynchronmaschinen
- zur steuerbaren Blindleistungskompensation

Die Ausführung in Dreieckschaltung (Abb. 75a) ist nur bei Lasten in offener Schaltung möglich. Die Ausführung in Sternschaltung (Abb. 75b) kann auch für Lasten ohne zugänglichen Sternpunkt verwendet werden.

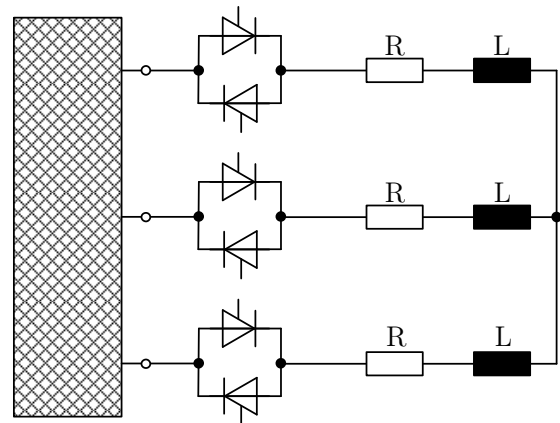
Die Sternschaltung ohne Sternpunktanschluss ist günstiger, weil die Gleichtaktkomponenten der Spannungen an der Last (3., 6., 9., ... Harmonische der Netzspannung) keine Lastströme treiben können.

a)



$L=0: 0^\circ < \alpha \leq 180^\circ$
 $R=0: 90^\circ < \alpha \leq 180^\circ$

b)



$L=0: 0^\circ < \alpha \leq 150^\circ$
 $R=0: 90^\circ < \alpha \leq 150^\circ$

Abbildung 75: Drehstromsteller

a) Dreieckschaltung

b) Sternschaltung ohne Sternpunktanschluss

11.3 Die netzgeführte Wechselstrombrückenschaltung

Die netzgeführte Wechselstrombrückenschaltung dient der Umwandlung von Wechselstrom in Gleichstrom (Abb. 76a).

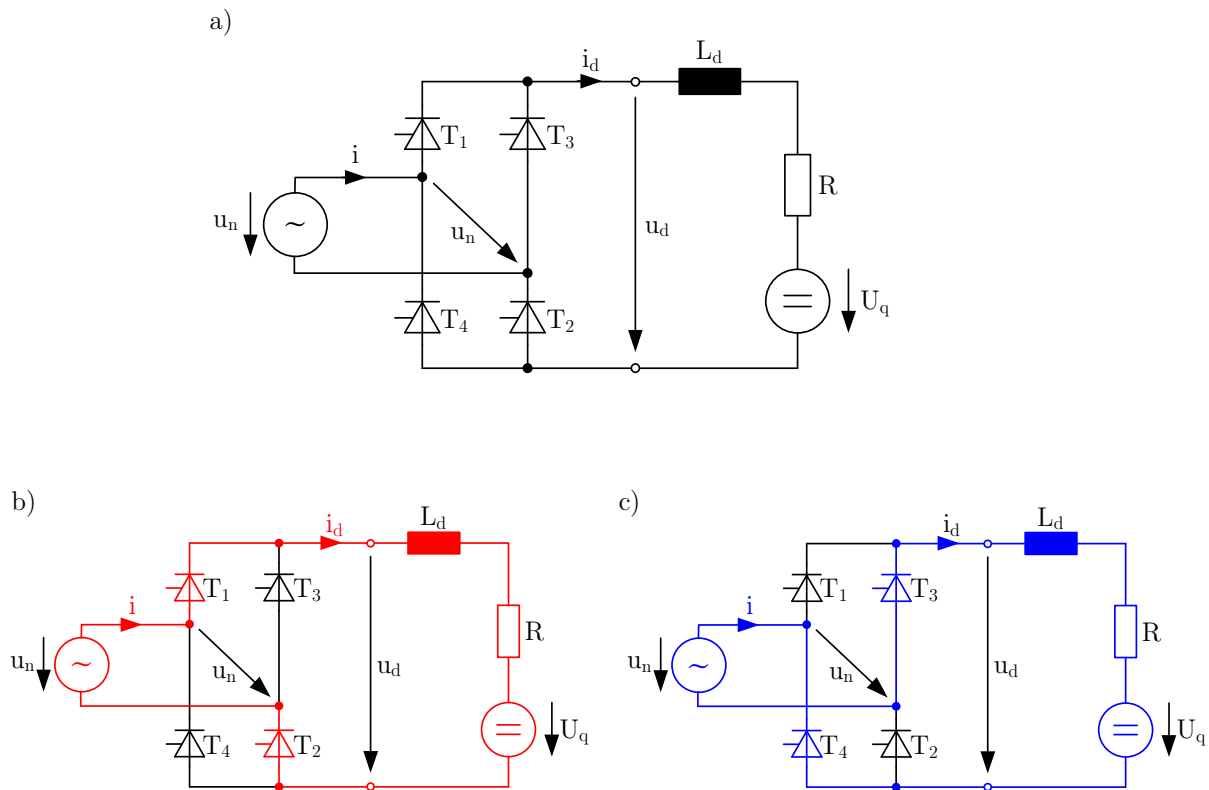


Abbildung 76:

- a) Schaltbild der netzgeführten Wechselstrombrückenschaltung
 b) Stromfluss durch T1 und T2
 c) Stromfluss durch T3 und T4

Es werden folgende, vereinfachende Annahmen getroffen:

- $L_d \rightarrow \infty \Rightarrow i_d = I_d = \text{const.}$
- Die Thyristoren sind ideal (Der Schaltvorgang ist ideal schnell, die Durchlassspannung ist null, es treten keine Verluste im Ventil auf)

Die Speisespannung u_n bestimmt, welche Thyristoren gezündet werden können:

$u_n > 0$	T1 und T2 können gezündet werden
$u_n < 0$	T3 und T4 können gezündet werden

Der frühestmögliche Zündzeitpunkt heißt „natürlicher Zündzeitpunkt“. Zu diesem Zeitpunkt würden bei einer mit Dioden bestückten Wechselstrombrückenschaltung die Dioden D1, D2 bzw. D3, D4 zu leiten beginnen.

- Wenn T1 und T2 leiten (und T3 und T4 sperren), liegt die Netzspannung am Ausgang des Stromrichters an: $u_d = +u_n$ (Abb. 76b)

- Wenn T3 und T4 leiten (und T1 und T2 sperren), liegt die negative Netzspannung am Ausgang des Stromrichters an: $u_d = -u_n$ (Abb. 76c)

Die Zündung kann zur Steuerung der Ausgangsspannung u_d um den Zündwinkel α verzögert werden (Abb. 77).

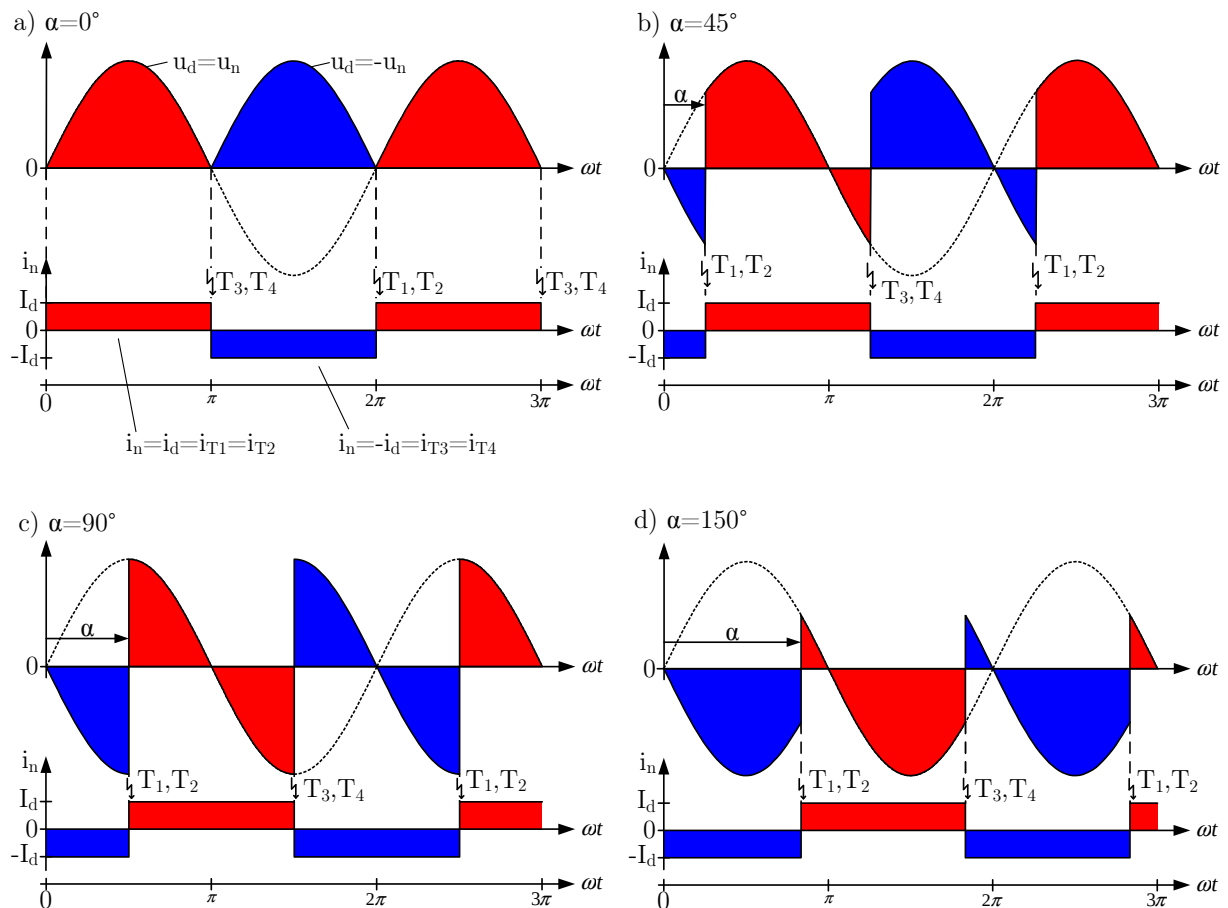


Abbildung 77: Unglätzte Ausgangsspannung $u_d(t)$ und Netzstrom $i_n(t)$ bei der Wechselstrombrückenschaltung mit den Steuerwinkeln

- $\alpha = 0^\circ$
- $\alpha = 45^\circ$
- $\alpha = 90^\circ$
- $\alpha = 150^\circ$

Der Strom fließt aufgrund der Thyristorfunktion so lange über ein Thyristorpaar, bis der Strom in den Thyristoren durch Zünden des anderen Thyristorpaars erlischt. Dadurch liegt zeitweise eine negative Spannung u_d am Ausgang des Stromrichters an. Der Netzstrom wird rechteckförmig, die Nulldurchgänge fallen mit dem Zündzeitpunkt der Thyristoren zusammen.

Der Mittelwert der Gleichspannung u_d beträgt:

$$\begin{aligned} U_{di\alpha} &= \frac{1}{\pi} \int_{\omega t=\alpha}^{\pi+\alpha} u_d(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \hat{U}_n \cdot \sin(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{\hat{U}_n}{\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi+\alpha} \quad (11.1) \\ &= \frac{\hat{U}_n}{\pi} (-\cos(\pi + \alpha) + \cos \alpha) = \frac{\hat{U}_n}{\pi} (\cos \alpha + \cos \alpha) = \frac{2 \cdot \hat{U}_n}{\pi} \cdot \cos \alpha \end{aligned}$$

$$\boxed{U_{di\alpha} = U_{di} \cdot \cos \alpha} \quad \text{mit } 0 \leq \alpha < \pi \quad (11.2)$$

$$\boxed{U_{di} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_n} \quad (11.3)$$

Gleichrichterbetrieb	$0 \leq \alpha < \frac{\pi}{2}$	$P_d = U_{di\alpha} \cdot I_d > 0$
Wechselrichterbetrieb	$\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$	$P_d = U_{di\alpha} \cdot I_d < 0$

11.3.1 Harmonische Bestandteile des Netzstroms

Der Netzstrom ist rechteckförmig, d.h. er enthält neben der Grundschiwingung mit der Frequenz $f_1 = f_n$ auch Harmonische, deren Frequenzen Vielfache der Netzfrequenz sind. Da die Kurvenform des Netzstroms unabhängig vom Steuerwinkel α ist, genügt es für die Bestimmung der Amplituden den Fall $\alpha = 0$ (siehe Abb. 77) zu analysieren. Für die Darstellung der periodischen Funktionen $s(\omega t)$ als Summe von Sinus- und Cosinusfunktionen

$$\boxed{s(\omega t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{\nu=1}^{\infty} A_{\nu} \cos \nu \omega t + \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{\nu} \sin \nu \omega t} \quad (11.4)$$

werden die Amplituden A_{ν} und B_{ν} bestimmt:

$$\boxed{A_{\nu} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos \nu \omega t \cdot d\omega t} \quad (11.5)$$

$$\boxed{B_{\nu} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin \nu \omega t \cdot d\omega t} \quad (11.6)$$

Die Grundschiwingung des Stroms erhält man daraus zu:

$$B_\nu = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^\pi I_d \cdot \sin \nu \omega t \cdot d\omega t + \int_\pi^{2\pi} (-I_d) \cdot \sin \nu \omega t \cdot d\omega t \right] \quad (11.7)$$

für $\nu = 1$:

$$\hat{I}_1 = \frac{I_d}{\pi} [-\cos \omega t]_0^\pi + \frac{I_d}{\pi} [+ \cos \omega t]_\pi^{2\pi} = \frac{I_d}{\pi} [1 + 1] + \frac{I_d}{\pi} [1 + 1] = \frac{4 \cdot I_d}{\pi} \quad (11.8)$$

Die Grundschiwingung des Netzstroms hat damit den Effektivwert

$$I_{n1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_d \quad (11.9)$$

und eilt der Netzspannung um den Steuerwinkel α nach:

$$\varphi_1 = \alpha \quad (11.10)$$

Der Effektivwert des Netzstroms ist unabhängig vom Steuerwinkel gleich dem Wert des Gleichstroms I_d .

$$I_n = I_d \quad (11.11)$$

11.3.2 Wirk-, Schein- und Blindleistung

Durch die Rechteckform des Netzstroms weicht der Zeitverlauf der Momentanleistung am Stromrichtereingang von der Sinusform ab:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t) \quad (11.12)$$

$$p(t) = u_n(t) \cdot i_n(t) = \sqrt{2} \cdot U_n \cdot \sin \omega t \cdot \sum_{\nu=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_\nu \cdot \sin(\nu \omega t + \varphi_\nu) \quad (11.13)$$

Die Wirkleistung als Mittelwert der Momentanleistung

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi} p(\omega t) d\omega t \quad (11.14)$$

entsteht nun durch das Zusammenwirken der ideal sinusförmig angenommenen Netz-

spannung und der Grundschiwingung des Netzstroms:

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi} \sqrt{2} \cdot U_n \cdot \cos \omega_n t \cdot \left[\sqrt{2} \cdot I_{n1} \cdot \cos(\omega_n t + \varphi_1) \right. \\
 &\quad \left. + \sum_{\nu=2}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_{\nu} \cdot \cos(\nu \omega_n t + \varphi_{\nu}) \right] d\omega t \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi} U_n \cdot I_{n1} \cdot [\cos \varphi_1 - \cos(2\omega t + \varphi)] d\omega t + 0
 \end{aligned} \tag{11.15}$$

$$P = U_n \cdot I_{n1} \cdot \cos \varphi_1 = U_n \cdot I_{n1} \cdot \cos \alpha = U_{di} \cdot I_d \cdot \cos \alpha \tag{11.16}$$

Die Scheinleistung S ist das Produkt der Effektivwerte:

$$S = U_n \cdot I_n = U_{n1} \cdot \sqrt{I_{n1}^2 + I_{n2}^2 + I_{n3}^2 \dots I_{n\nu}^2} \tag{11.17}$$

Mit der Beziehung

$$\boxed{S^2 = P^2 + Q^2} \tag{11.18}$$

erhalten wir die Blindleistung Q :

$$\left. \begin{aligned}
 S^2 &= U_{n1}^2 \cdot I_{n1}^2 + U_{n1}^2 \cdot \sum_{\nu=2}^{\infty} I_{\nu}^2 \\
 P^2 &= U_{n1}^2 \cdot I_{n1}^2 \cdot \cos^2 \varphi_1
 \end{aligned} \right\} Q^2 = U_{n1}^2 \cdot I_{n1}^2 \cdot \sin^2 \varphi_1 + U_{n1}^2 \cdot \sum_{\nu=2}^{\infty} I_{\nu}^2 \tag{11.19}$$

Der erste Anteil ist das Quadrat der Verschiebungsblindleistung, die aus der Grundschiwingung des Netzstroms und der sinusförmigen Netzspannung gebildet wird.

Wenn wir die Grundschiwingungsblindleistung Q_1 abtrennen, bleibt die sogenannte Verzerrungsblindleistung D übrig, die durch die Harmonischen des Stroms gebildet wird.

$$\boxed{Q^2 = Q_1^2 + D^2} \tag{11.20}$$

$$\left. \begin{aligned}
 Q^2 &= U_{n1}^2 \cdot I_{n1}^2 \cdot \sin^2 \varphi_1 + U_{n1}^2 \cdot \sum_{\nu=2}^{\infty} I_{\nu}^2 \\
 Q_1^2 &= U_{n1}^2 \cdot I_{n1}^2 \cdot \sin^2 \varphi_1
 \end{aligned} \right\} D^2 = U_{n1}^2 \cdot \sum_{\nu=2}^{\infty} I_{\nu}^2 \tag{11.21}$$

Die Verzerrungsblindleistung der idealisierten, netzgeführten Wechselstrombrücken-

schaltung beträgt:

$$\begin{aligned}
 D &= \sqrt{U_{n1}^2 \cdot (I_n^2 - I_{n1}^2)} = \sqrt{U_{n1}^2 \cdot I_n^2 - U_{n1}^2 \cdot \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d\right)^2} \\
 &= \sqrt{U_{n1}^2 \cdot I_d^2 - U_{n1}^2 \cdot \frac{8}{\pi^2} \cdot I_d^2} = U_{n1} \cdot I_d \cdot \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}}
 \end{aligned} \tag{11.22}$$

In Erweiterung des Begriffs „Leistungsfaktor“ für $\cos \varphi$ bei sinusförmigen Spannungen und Strömen wird unter Einbeziehung der nichtsinusförmigen Zeitverläufe der allgemeine Begriff „totaler Leistungsfaktor“ λ definiert:

$$\boxed{\lambda = \frac{|P|}{S}} \tag{11.23}$$

Bei der netzgeführten Wechselstrombrückenschaltung hat λ den Wert:

$$\lambda_{WBS} = \frac{U_{n1} \cdot I_{n1} \cdot \cos \varphi_1}{U_{n1} \cdot I_n} = \frac{I_{n1}}{I_n} \cdot \cos \varphi_1 \tag{11.24}$$

$$\boxed{\lambda_{WBS} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot |\cos \alpha|}$$

11.3.3 Die Kommutierung unter dem Einfluss der Kommutierungsdrossel

Zur Verringerung der Stromsteilheit $\frac{di}{dt}$ beim Kommutierungsvorgang und zur Verminderung der Netzurückwirkung wird in Reihe zum Netzanschluss des Stromrichters eine Drossel eingefügt (Abb. 78).

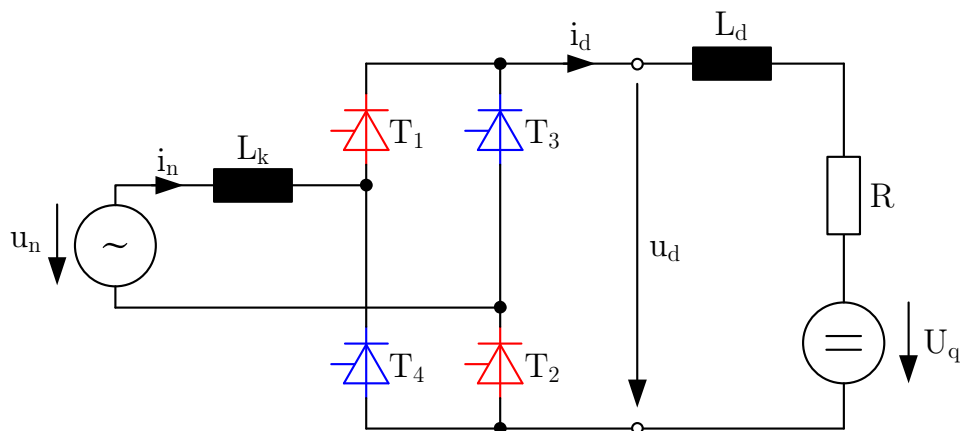


Abbildung 78: Schaltbild der netzgeführten Wechselstrombrückenschaltung mit $L_k \neq 0$

Der Ablauf der Kommutierung wird anhand des Stromübergangs von T3 und T4 auf T1 und T2 behandelt (erste Kommutierung in Abb. 79).

- T3 und T4 führen den Gleichstrom I_d .
- T1 und T2 werden um den Zündwinkel α verzögert gegenüber dem natürlichen Zündzeitpunkt gezündet.
→ Unter dem Einfluss der Spannung u_n steigen i_{T1} und i_{T2} an, i_{T3} und i_{T4} nehmen ab. Die Ausgangsspannung ist null, da alle 4 Thyristoren leiten.

Es gilt:

$$L_k \cdot \frac{di_n}{dt} = \sqrt{2} \cdot U_n \cdot \sin \omega t \Rightarrow \frac{di_n}{dt} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_n}{L_k} \cdot \sin \omega t \quad (11.25)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{T1} &= i_{T2} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_n}{2 \cdot \omega L_k} (\cos \alpha - \cos \omega t) \\ i_{T3} &= i_{T4} = I_d - i_{T1} \end{aligned} \right\} \text{für } \alpha < \omega t < (\alpha + u) \quad (11.26)$$

- T3 und T4 werden gelöscht, wenn $i_{T3} = i_{T4} = 0$ ist, das heißt, $i_{T1} = i_{T2} = I_d$ geworden ist. T1 und T2 haben den Gleichstrom übernommen, die Kommutierung ist zu Ende. Die Kommutierungsdauer wird im Bogenmaß ausgedrückt und als „Überlappungswinkel u “ bezeichnet, also:

$$i_{T1}(\alpha + u) = i_{T2}(\alpha + u) = I_d \quad (11.27)$$

Daraus erhält man zur Bestimmung des Überlappungswinkels u :

$$i_{T1}(\alpha + u) = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot \omega L_k} (\cos \alpha - \cos(\alpha + u)) = I_d \quad (11.28)$$

$$\Rightarrow \boxed{\cos(\alpha + u) = \cos \alpha - \frac{2 \cdot \omega L_k \cdot I_d}{\sqrt{2} \cdot U_n}} \quad (11.29)$$

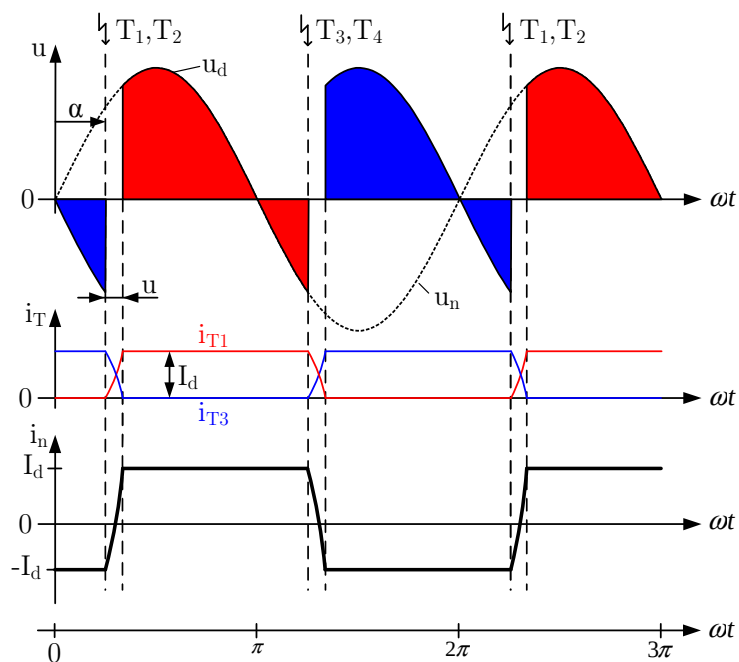
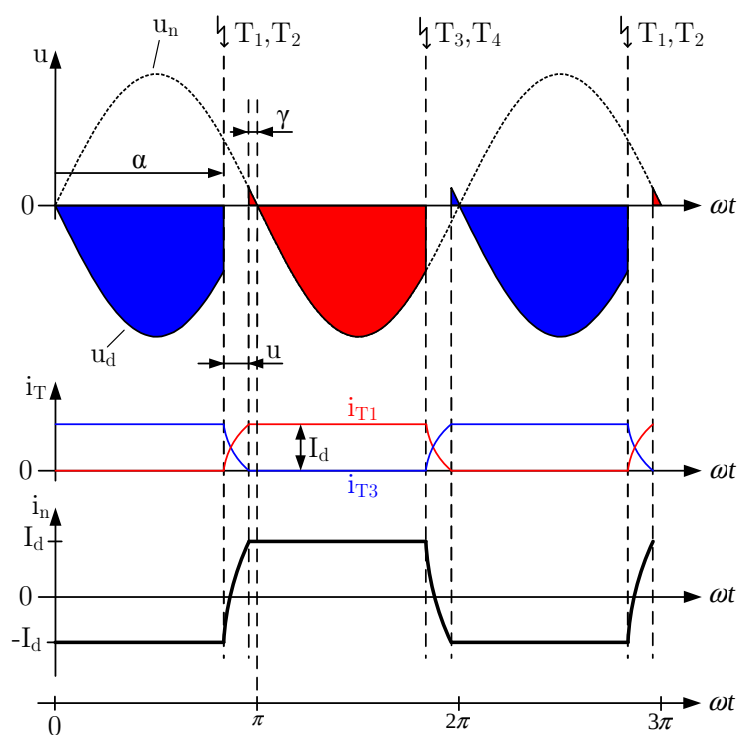
a) $\alpha = 45^\circ$ b) $\alpha = 150^\circ$ 

Abbildung 79:

- a) Zeitverläufe der Ströme und Spannungen für $\alpha = 45^\circ$, $u = 20^\circ$ (vgl. Abb. 77b)
 b) Zeitverläufe der Ströme und Spannungen für $\alpha = 150^\circ$, $u = 20^\circ$ (vgl. Abb. 77d)

11.3.4 Mittelwert der Ausgangsspannung ($L_k \neq 0$)

Da der Zeitverlauf der Ausgangsspannung periodisch mit $\omega T = \pi$ ist, genügt es eine Halbschwingung zu betrachten.

Während der „Alleinzeit“ der Thyristoren T1 und T2 gilt:

$$u_d = \sqrt{2} \cdot U_n \cdot \sin \omega t \quad \alpha + u < \omega t < \pi + \alpha \quad (11.30)$$

Während der Kommutierung von T3 und T4 auf T1 und T2 gilt:

$$u_d = 0 \quad a < \omega t < \alpha + u \quad (11.31)$$

Damit erhält man den Mittelwert der Ausgangsspannung:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha+u}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} \cdot U_n \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{1}{\pi} \sqrt{2} \cdot U_n [-\cos \omega t]_{\alpha+u}^{\pi+\alpha} \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot U_n}{\pi} [\cos \alpha + \cos(\alpha + u)] = \frac{\sqrt{2} \cdot U_n}{\pi} \cdot 2 \cdot \cos \alpha - 2 \cdot \omega \cdot L_k \cdot \frac{I_d}{\pi} \\ &\boxed{U_d = U_{di} \cdot \cos \alpha - \frac{2}{\pi} \cdot \omega \cdot L_k \cdot I_d} \end{aligned} \quad (11.32)$$

Der Mittelwert der Ausgangsspannung wird proportional zum Gleichstrom um den „induktiven Gleichspannungsabfall“ vermindert. Im Ersatzschaltbild der Mittelwerte erscheint dieser Anteil als Widerstand, in dem allerdings keine Wirkleistung umgesetzt wird (Abb. 80).

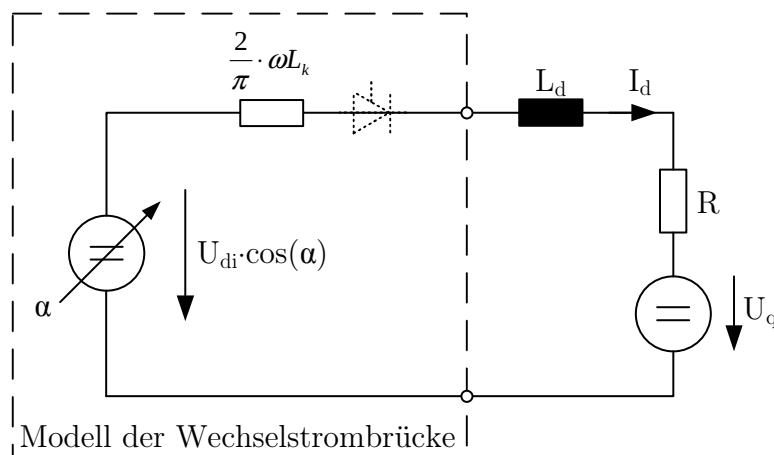


Abbildung 80: Mittelwert-Modell für das ausgangsseitige Verhalten der netzgeführten Wechselstrombrückenschaltung mit Glättungsdrossel und Gegenspannung

11.3.5 Grenze des Wechselrichterbetriebs

Die Kommutierung muss zu Ende sein, bevor das Vorzeichen der Kommutierungsspannung wechselt (bei $\omega t = \pi + n \cdot 2\pi$). Die Kommutierung muss also spätestens um die Überlappungszeit und die Schonzeit der Thyristoren t_S vorher beginnen:

$$\alpha_{max} + u|_{\alpha=\alpha_{max}} + \gamma \leq \pi \quad (11.33)$$

mit dem Löschwinkel $\gamma = \omega \cdot t_S$ und $t_S > t_q$.

Wenn diese „Wechselrichtertrittgrenze“ überschritten wird, schlägt die Kommutierung fehl und der Gleichstrom steigt an („Wechselrichterkippen“).

11.4 Die netzgeführte Drehstrombrückenschaltung

Durch die Erweiterung um ein Brückenzeigpaar wird die Wechselstrombrückenschaltung zur Drehstrombrückenschaltung (siehe Abb. 81). Die netzgeführte Drehstrombrückenschaltung ist ein wichtiger Grundbaustein für die Hochspannungsgleichstromübertragung und für Antriebsstromrichter hoher Leistung. Sie wird in der Vorlesung „Hochleistungsstromrichter“ detailliert behandelt. Hier wird die Funktion nur kurz erläutert und die wichtigsten Zusammenhänge werden in Analogie zur Wechselstrombrückenschaltung angegeben.

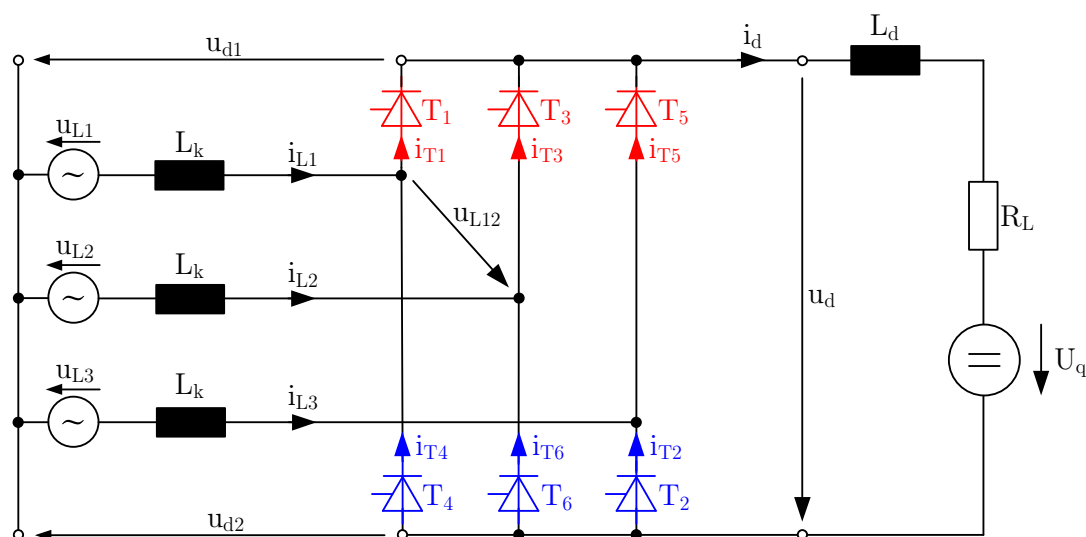


Abbildung 81: Schaltbild der netzgeführten Drehstrombrückenschaltung mit Kommutierungsinduktoren L_k und aktiver Last

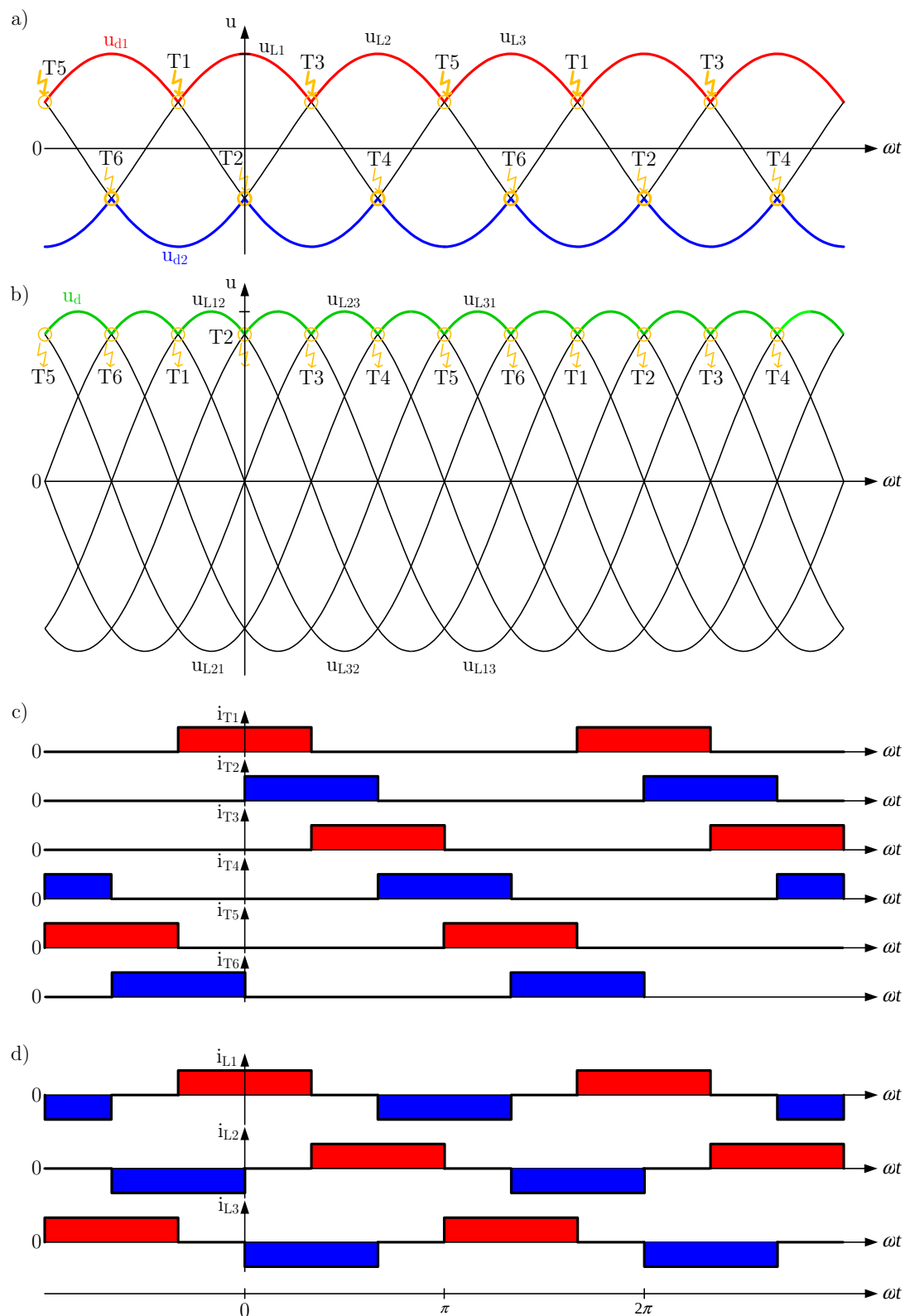


Abbildung 82: Zeitverläufe der Sternspannungen, Leiterspannungen, der Gleichspannung u_d , der Thyristorströme und Netzströme der netzgeführten Drehstrombrückenschaltung für $L_k = 0$ und $\alpha = 0$

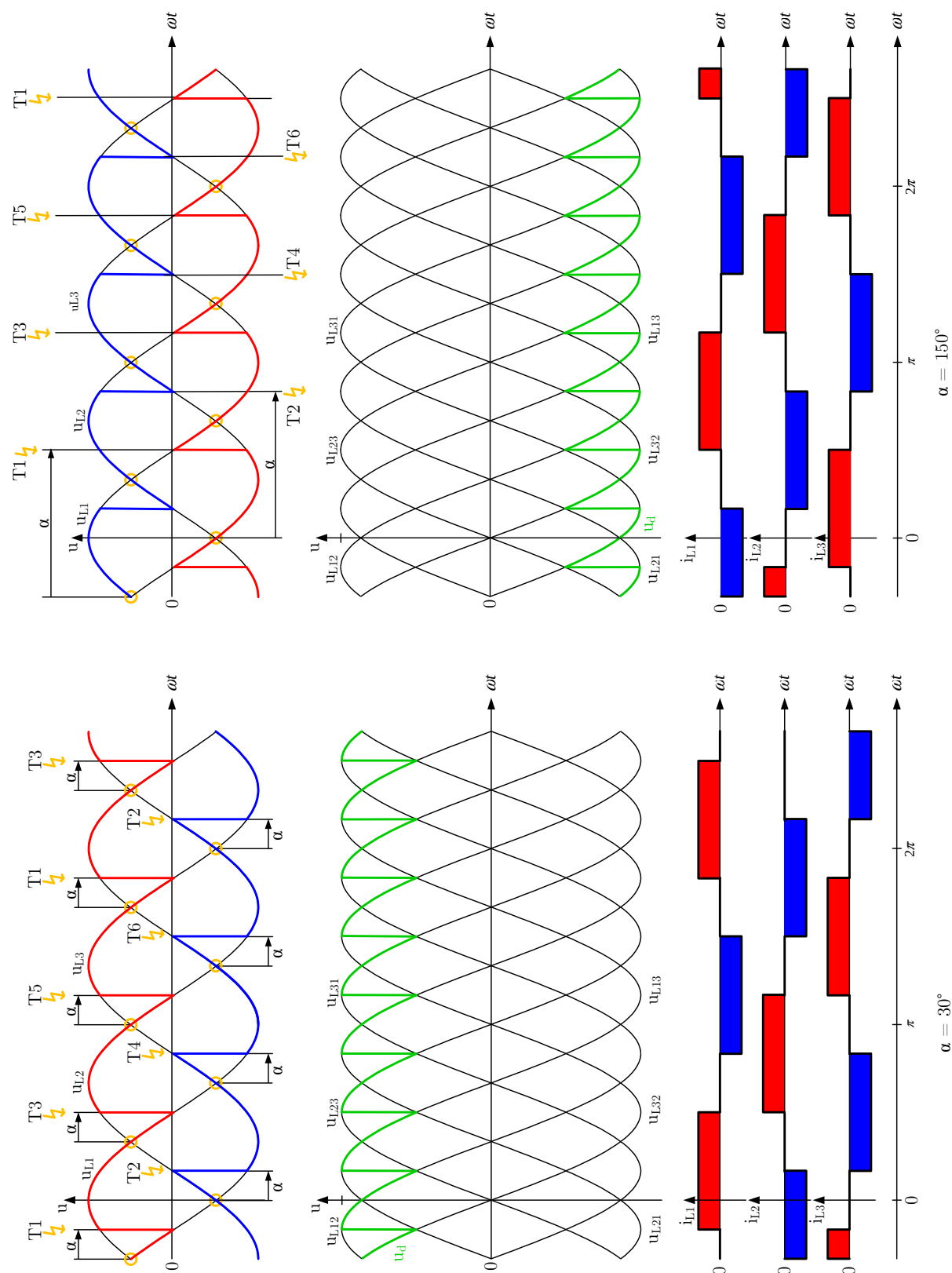


Abbildung 83: Zeitverläufe der Sternspannungen, Leiterspannungen, der Gleichspannung und der Netzströme der netzgeführten Drehstrombrückenschaltung bei $\alpha = 30^\circ$ und $\alpha = 150^\circ$

Die Funktion mit $L_k = 0$ ist wie folgt: wenn die Thyristoren alle einen Dauerimpuls erhalten würden, dann

- leitet von den Thyristoren T1, T3, T5 immer derjenige mit dem höchsten Anodenpotential (Abb. 82a, rote Linie).
- leitet von den Thyristoren T4, T6, T2 immer derjenige mit dem niedrigsten Kathodenpotential (Abb. 82a, blaue Linie).
- folgt die Ausgangsspannung $u_d = u_{d1} - u_{d2}$ immer der höchsten Leiterspannung (Abb. 82a, grüne Linie).

Der ideal glatt angenommene Gleichstrom I_d fließt immer durch die Thyristoren, die die Drehspannung mit dem Ausgang niederohmig verbinden (Abb. 82c). Die Netzströme setzen sich aus den Thyristorströmen zusammen (Abb. 82d):

$$i_R = i_{T1} - i_{T4} \quad (11.34)$$

$$i_S = i_{T3} - i_{T6} \quad (11.35)$$

$$i_T = i_{T5} - i_{T2} \quad (11.36)$$

Die natürlichen Zündzeitpunkte liegen dort, wo ein Thyristor bei Dauerzündimpulsen (entspricht dem Diodenstromrichter) den Strom übernimmt.

Wenn kurze Zündimpulse um den Zündwinkel α verzögert gegeben werden, verschieben sich die Kommutierungen entsprechend Abb. 83. Die Formeln für die Kennwerte sehen denjenigen bei der Wechselstrombrückenschaltung sehr ähnlich. An einigen Stellen ersetzt der Faktor 3 den Faktor 2. Wenn man statt des Effektivwerts der Wechselspannung den Effektivwert der Leiterspannung U_L (im Nennbetrieb die Nennspannung U_N) einsetzt, ergeben sich:

- Mittelwert der Gleichspannung:

$$\begin{aligned} U_{di\alpha} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\frac{\pi}{3}} (u_R - u_T) d\omega t = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\frac{\pi}{3}} u_{RT} \cdot d\omega t \\ &= \frac{3}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\frac{\pi}{3}} U_L \cdot \sqrt{2} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) d\omega t = \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_L \cdot \cos \alpha \end{aligned} \quad (11.37)$$

$$\boxed{U_{di} = \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot U_L} \quad \boxed{U_{di\alpha} = U_{di} \cdot \cos \alpha} \quad (11.38)$$

- Frequenz der Wechselanteile der Ausgangsspannung:

$$f_\nu = n \cdot 6 \cdot f_n \quad \begin{array}{l} n: \text{natürliche Zahl} \\ f_n: \text{Netzfrequenz} \end{array} \quad (11.39)$$

- Effektivwert des Netzstroms in einem Strang:

$$I_n = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_d \quad (11.40)$$

- Effektivwert der Grundschiwingung des Netzstroms in einem Strang:

$$I_{n1} = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \quad (11.41)$$

- Totaler Leistungsfaktor:

$$\lambda = \frac{3}{\pi} \cdot |\cos \alpha| \quad (11.42)$$

- Verzerrungsblindleistung:

$$D = S \cdot \sqrt{1 - \frac{9}{\pi^2}} \quad (11.43)$$

11.4.1 Die Auswirkung der Kommutierungsinduktivität ($L_k \neq 0$)

Die Kommutierung von einem Thyristor auf den nächsten läuft prinzipiell genauso ab wie bei der Wechselstrombrückenschaltung. Den Überlappungswinkel erhält man aus:

$$\cos(\alpha + u) = \cos \alpha - \frac{2 \cdot \omega \cdot L_k \cdot I_d}{\sqrt{2} \cdot U_L} \quad (11.44)$$

Den Mittelwert der Ausgangsspannung erhält man aus der Mittelwertbildung der Auswertung des Zeitverlaufs zu:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} \cdot U_L \cdot \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \cdot \omega \cdot L_k \cdot I_d = U_{di\alpha} - R_{Xk} \cdot I_d \quad (11.45)$$

$$U_d = U_{di} \cdot \cos \alpha - \frac{3}{\pi} \cdot \omega \cdot L_k \cdot I_d \quad (11.46)$$

Das Ersatzschaltbild ist in Abb. 84a dargestellt.

Anmerkung: Die Genauigkeit der Modellierung kann gesteigert werden, wenn der Durchlassspannungsabfall zweier Thyristoren einbezogen wird, wobei die Thyristorkennlinie mit guter Näherung durch eine Leerlaufspannung mit einem differentiellen Widerstand in Reihe angenähert wird (Abb. 84b).

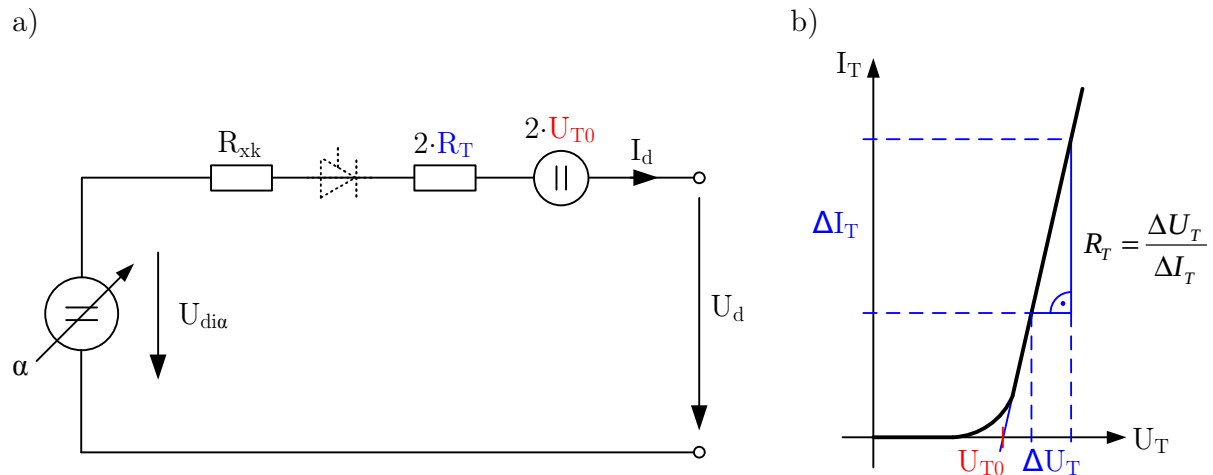


Abbildung 84:

- a) Modellierung der netzgeführten Drehstrombrückenschaltung hinsichtlich der Mittelwerte von u_d und i_d
- b) Näherung der Thyristorkennlinie im Durchlassbereich durch einen linearen Zweipol

11.4.2 Vierquadrantenstromrichter

Um alle vier Quadranten der Gleichstrom-/Gleichspannungsebene bedienen zu können (z.B. für eine Gleichstrommaschine mit beiden Drehrichtungen und beiden Drehmomentrichtungen) wird die Gegenparallelschaltung zweier Drehstrombrückenschaltungen benutzt (Abb. 85). Die Zündimpulse für den je nach Stromrichtung nicht benötigten Stromrichter werden gesperrt, um kurzschlussartige Ausgleichsströme zu vermeiden. Diese Betriebsart heißt „kreisstromfreie Gegenparallelschaltung“.

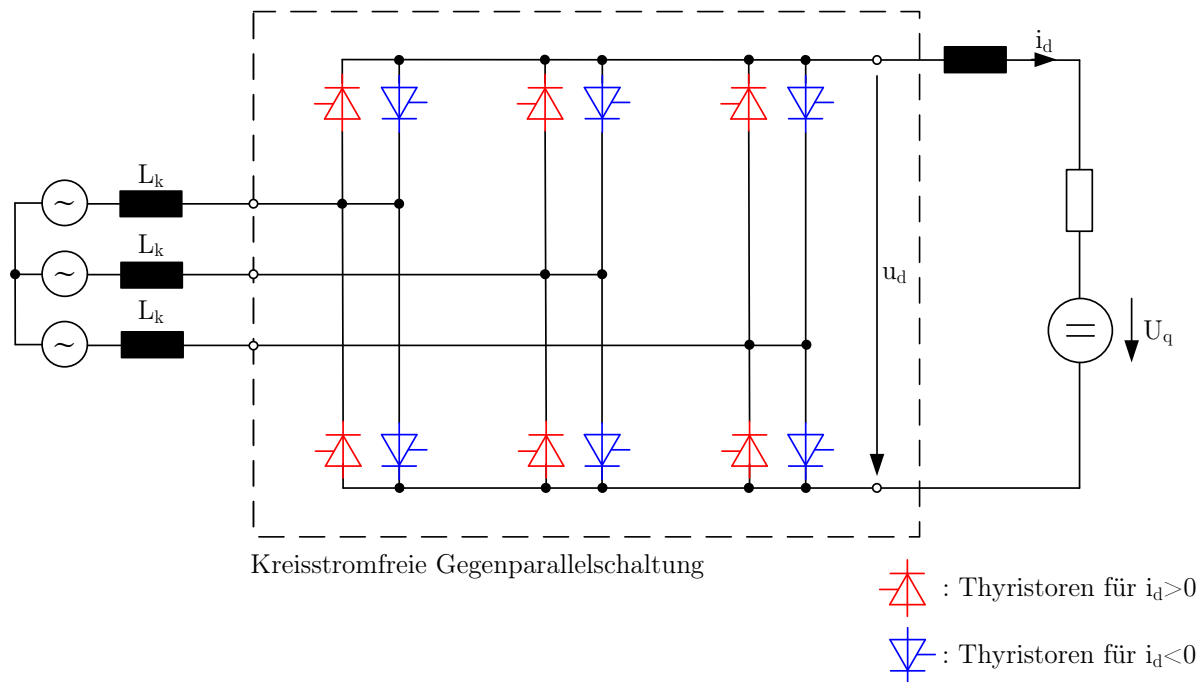


Abbildung 85: Prinzipschaltbild eines netzgeführten Vierquadrantenstromrichters

11.5 Anwendungen netzgeführter Stromrichter

Anwendungsgebiete netzgeführter Stromrichter sind zum Beispiel:

- Hochspannungsgleichstromübertragungsanlagen für
 - Fernübertragungsleitungen
 - Seekabelstrecken (u.a. für Offshore Windkraftanlagen)
 - Kurzkupplungen (z.B. Netzkupplung 50Hz / 60Hz)
- Statische Blindleistungskompensation
- Elektrolyseanlagen (Kupfer- / Aluminiumindustrie)
- Teilchenbeschleuniger
- Drehzahlveränderbare Antriebe
- Netzstromrichter für Drehstromantriebe mit Zwischenkreisumrichter

11.5.1 Steuerbare Blindleistungskompensation mit Drehstromsteller (TCR, Thyristor Controlled Reactor)

Eine fest angeschlossene Kondensatoranlage liefert den kapazitiven Blindstrom, der für die Kompensation des größten, vom Verbraucher verursachten induktiven Blindstroms aus-

reicht (siehe Abb. 86). Ist der Blindstrom des Verbrauchers geringer als der Maximalwert, wird der zum Maximalwert fehlende Anteil durch den Drehstromsteller mit induktiver Last aufgebracht.

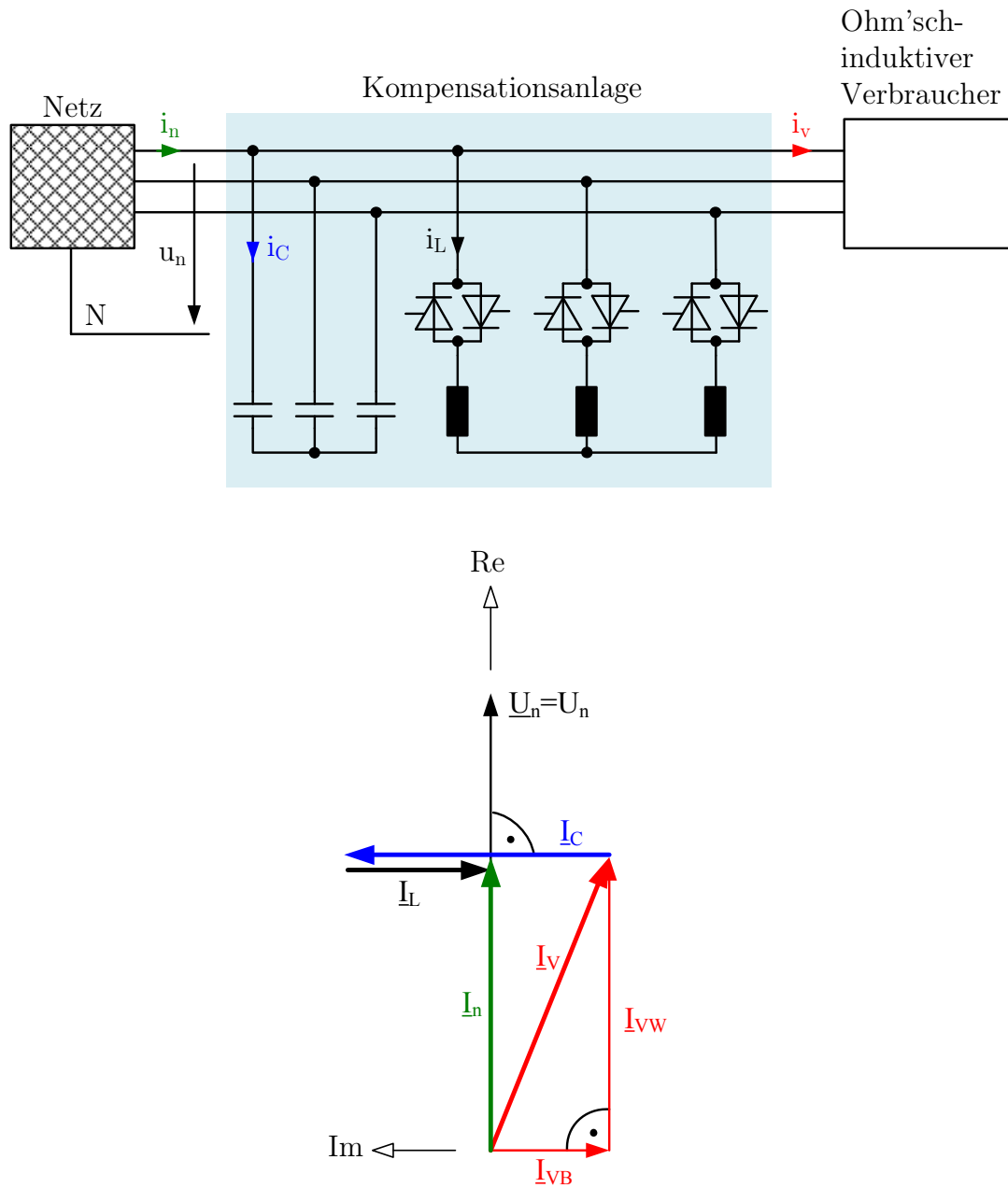


Abbildung 86: Blindstromkompensationsanlage mit Drehstromsteller (vereinfachtes Prinzipschaltbild) und Zeigerdiagramm

11.5.2 Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung für große Entfernungen

Die Energie soll von Netz 1 (Generator) nach Netz 2 (Verbraucher) übertragen werden (siehe Abb. 87). Station 1 formt den Drehstrom in Gleichstrom um, Station 2 formt den Gleichstrom in Drehstrom um. Zur Verringerung der Netzzrückwirkung werden die Stromrichter zwölfpulsig ausgeführt und drehstromseitige Filter, sowie Kompensationskondensatoren eingesetzt. Die Übertragungsspannung wird nahe dem maximal zulässigen Wert gehalten (Betrieb der Station 2 mit maximal möglichem Steuerwinkel α_2). Die übertragene Leistung wird durch den Wert des Gleichstroms eingestellt. Die Stellgröße der Stromregelung an der Station 1 ist der Steuerwinkel α_1 . Die in Abb 87 benutzten Thyristorsymbole stehen für die Reihenschaltung von 100 und mehr Thyristoren, die sich bei zeitgleicher Ansteuerung jeweils wie ein einziger Thyristor mit einer Sperrspannung von bis zu über $1000kV$ verhalten.

Beispiele für ausgeführte Anlagen:

- Basslink (Australien): Loy Yang - George Town (Tasmanien)
298km Seekabel, 400kV, 600MW (2005)
- Xiangjiaba (China): Xiangjiaba - FengXian (Shanghai)
2071km Freileitung, $\pm 800kV$, 6400MW (2010)

12 Selbstgeführte Stromrichter

Selbstgeführte Stromrichter werden heute mit abschaltbaren Leistungshalbleitern ausgeführt:

Bauelement	Sperrspannung	Durchlassstrom	Schaltfrequenz
MOSFET	20V..400V	1A..50A	100kHz..20kHz
IGBT	600V..6500V	10A..2400A	20kHz..500Hz
GTO / IGCT	..6kV	..6kA	2kHz..300Hz

12.1 Gleichstromsteller

Zur Generierung einer einstellbaren Gleichspannung aus einer nicht steuerbaren Gleichspannung benutzt man Gleichstromsteller.

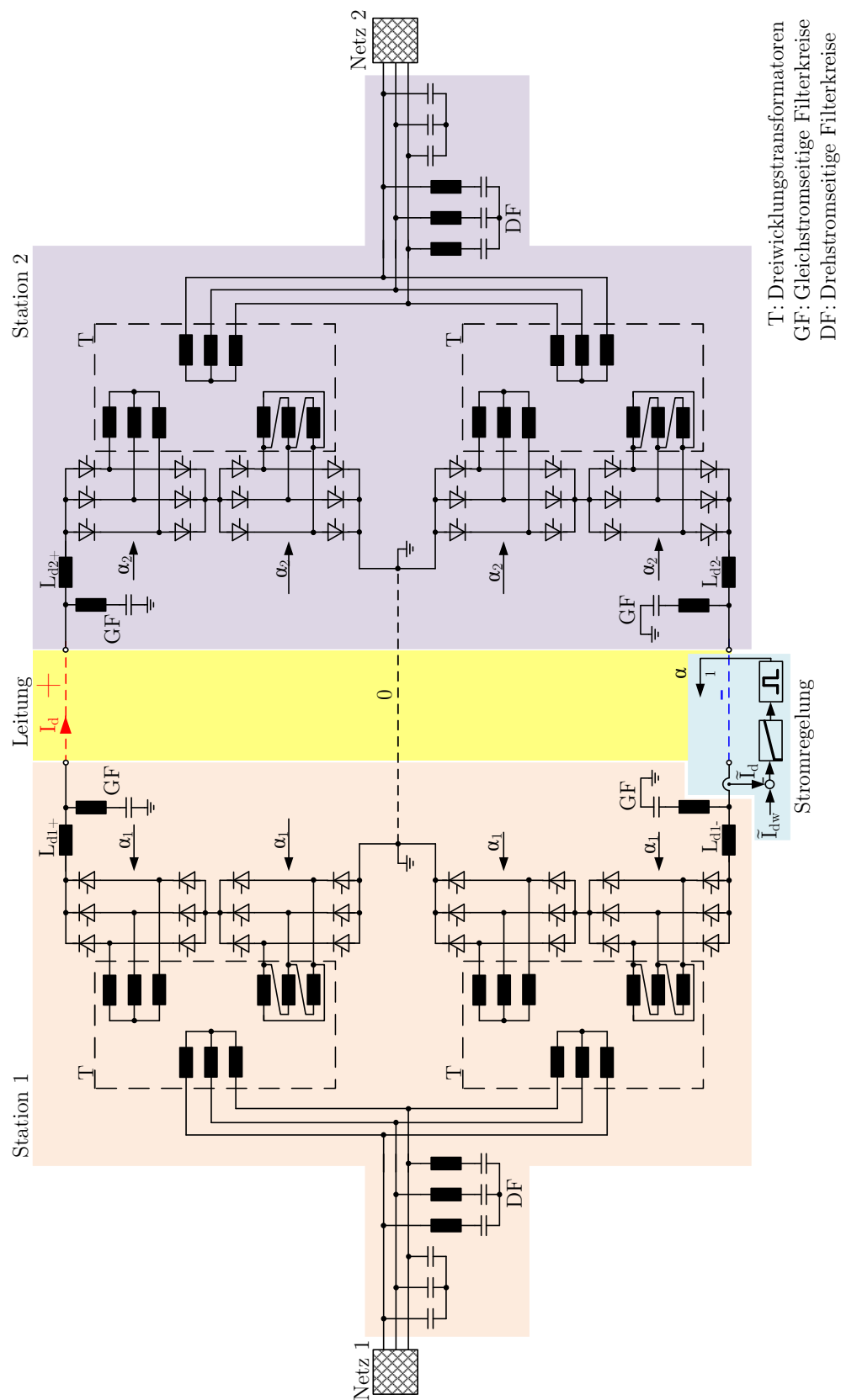


Abbildung 87: Bipolare Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung mit vier zwölfpulsigen Stromrichtereinheiten (Prinzipschaltbild)

12.1.1 Tiefsetzsteller (engl.: chopper)

Wird der Transistor Tr eingeschaltet, fließt der Laststrom i_L über die Speisespannungsquelle U_d und den Transistor Tr . Wird der Transistor Tr ausgeschaltet, kommutiert der Strom i_L auf die Diode D (siehe Abb. 88). Im Unterschied zur natürlichen Kommutierung bei netzgeführten Stromrichtern wird diese Kommutierung durch Abschalten des Transistors Tr erzwungen.

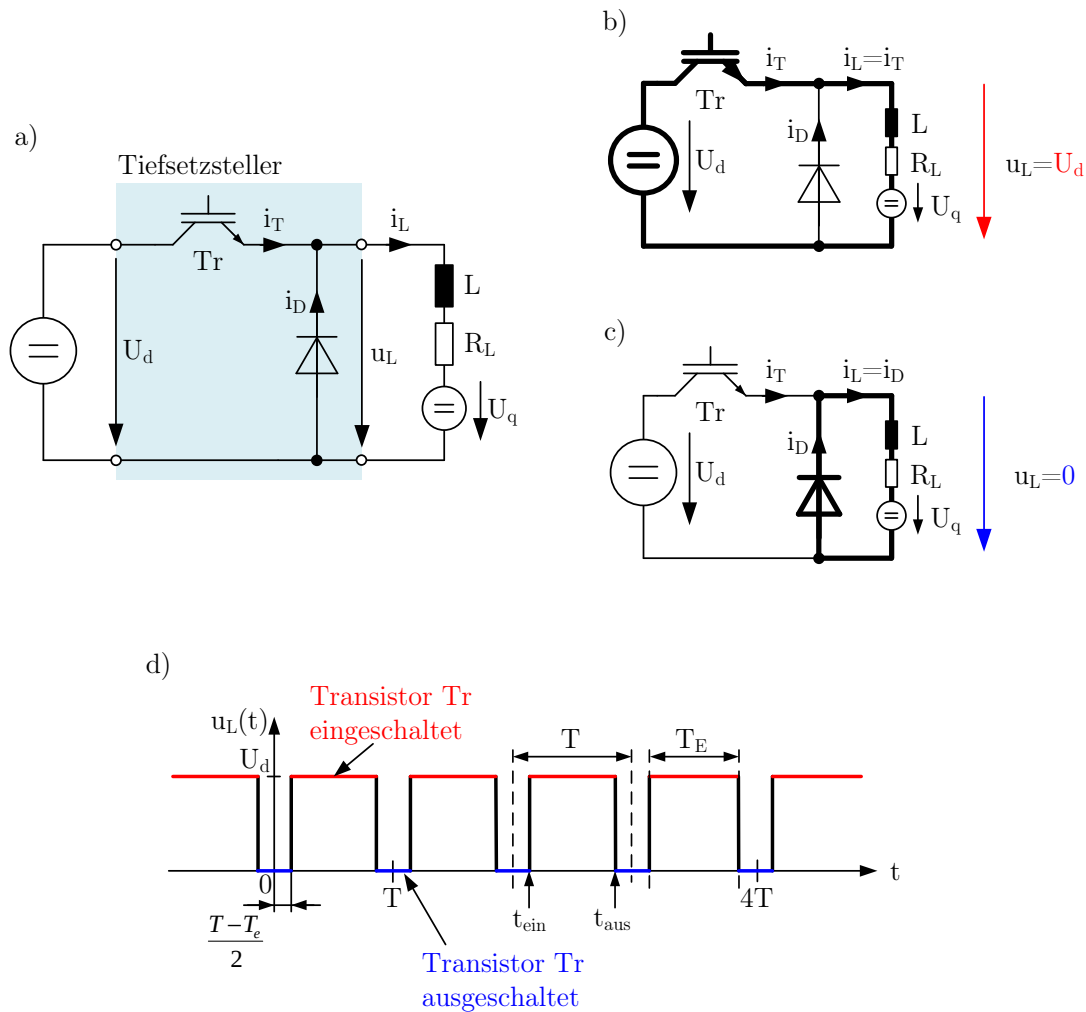


Abbildung 88: Tiefsetzsteller

- a) Schaltbild
- b) Strompfad bei eingeschaltetem Transistor Tr
- c) Strompfad bei ausgeschaltetem Transistor
- d) Zeitverlauf der Ausgangsspannung im quasistationären Betrieb

Durch einen periodischen Wechsel zwischen diesen beiden Zuständen mit der Taktfrequenz

$$f_T = \frac{1}{T} \quad (12.1)$$

stellt sich ein Mittelwert der Ausgangsspannung U_L ein, der über das Einschaltverhältnis

$$\boxed{a = \frac{T_e}{T}} \quad \text{mit } 0 \leq a \leq 1 \quad (12.2)$$

gesteuert wird:

$$U_L = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_{ein}}^{t_{aus}} U_d \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot U_d \cdot (t_{aus} - t_{ein}) \quad (12.3)$$

$$\boxed{U_L = \frac{T_e}{T} \cdot U_d = a \cdot U_d} \quad (12.4)$$

Bei ohm'sch-induktiver Last mit Gegenspannung U_q setzt sich der Laststrom abschnittsweise aus e-Funktionen zusammen (Abb. 89). Ist die Periodendauer $T = \frac{1}{f_s}$ wesentlich kleiner als die Zeitkonstante der Last, können die Abschnitte des Laststroms als linear angesehen werden. Die Steigung der ansteigenden Abschnitte des Laststroms (Transistor eingeschaltet) beträgt:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_d - U_q - R_L \cdot I_L}{L} \quad (12.5)$$

und die der abfallenden Abschnitte:

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{U_q + R_L \cdot I_L}{L} \quad (12.6)$$

Der Mittelwert des Laststroms ist dann:

$$I_L = \frac{a \cdot U_d - U_q}{R_L} \quad (12.7)$$

Wenn der Lastwiderstand null ist, d.h. eine induktive Last mit Gegenspannung vorliegt, bleibt der Mittelwert des Laststroms konstant, wenn

$$a \cdot U_d = U_L = U_q \quad (12.8)$$

ist.

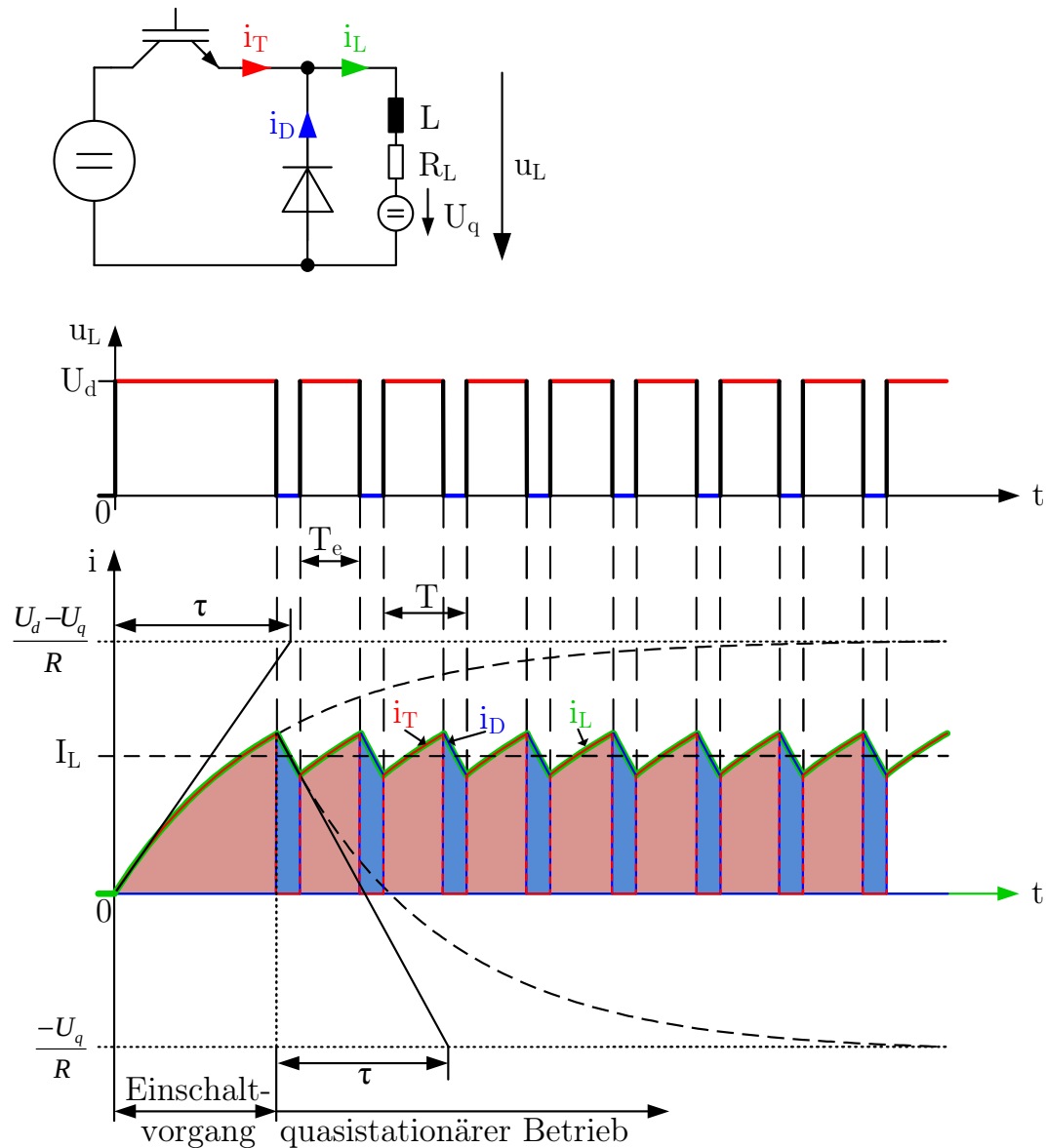


Abbildung 89: Zeitverläufe der Ströme und Spannungen beim Tiefsetzsteller

12.1.2 Hochsetzsteller (engl.: Boost-Converter)

Wird der Transistor T_r eingeschaltet, sperrt die Diode D und die gesamte Speisespannung U_d liegt an der Drossel L an. Der Strom i_d steigt mit der Steigung

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{U_d}{L} \quad (12.9)$$

an, bis der Transistor T_r wieder abgeschaltet wird. Dann fließt der Laststrom über die Speisespannungsquelle. Die Speisespannungsquelle gibt Energie ab, zusätzlich wird die vorher in der Drossel gespeicherte Energie entnommen. Der Strom $i_d = i_L$ sinkt mit der

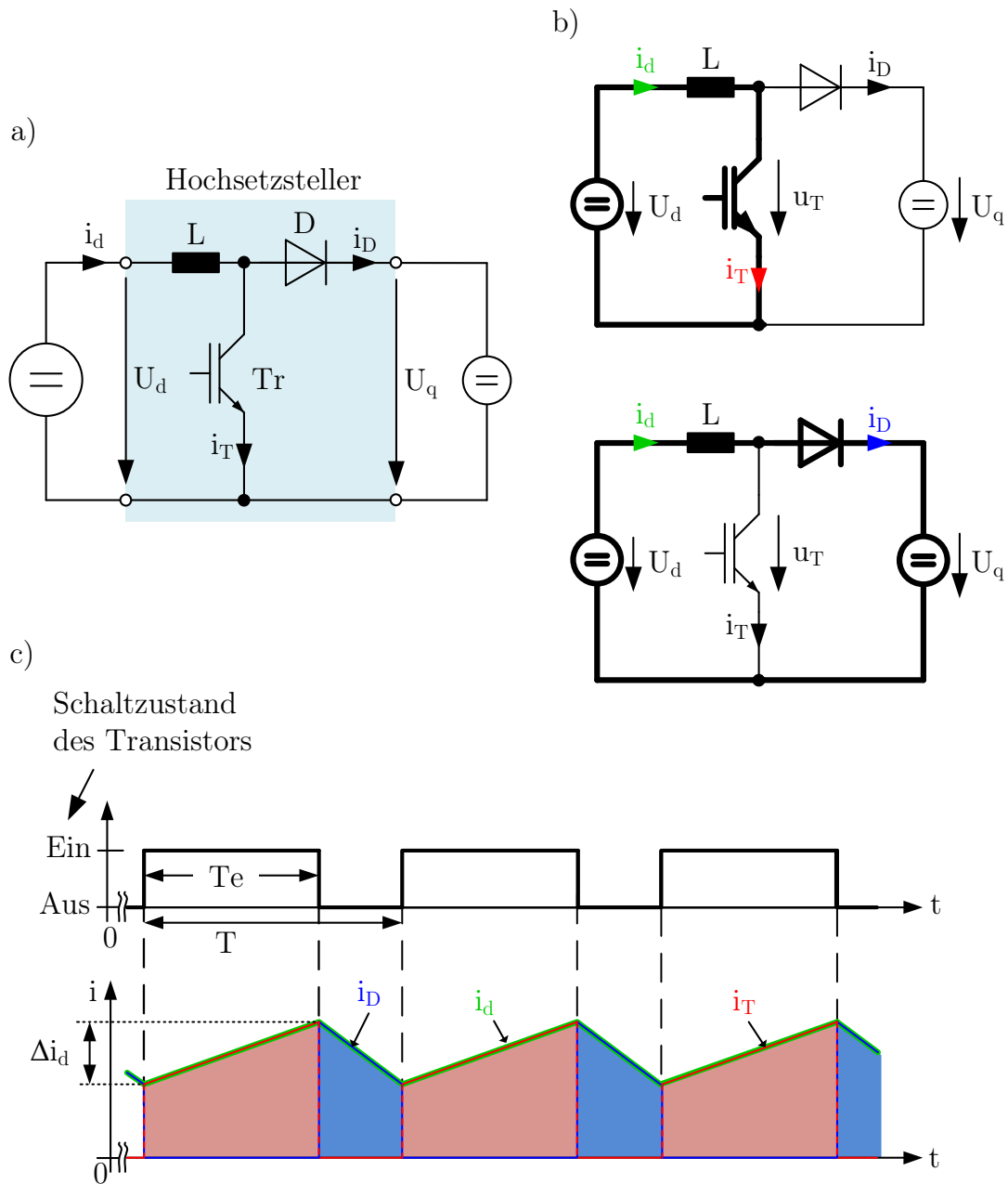


Abbildung 90: Hochsetzsteller

- a) Schaltbild
- b) Strompfad bei eingeschaltetem Transistor Tr
- c) Strompfad bei ausgeschaltetem Transistor Tr
- d) Zeitverläufe der Ströme im quasistationären Zustand

Steigung

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{U_d - U_q}{L} \quad (12.10)$$

ab, bis der Transistor Tr wieder eingeschaltet wird (oder der Strom null wird). Das

Einschaltverhältnis $a = \frac{T_e}{T}$ für die Aufrechterhaltung des quasistationären Zustands kann aus der Bedingung abgeleitet werden, dass der Anstieg des Stroms i_d und das Abfallen des Stroms innerhalb einer Pulsperiode T den gleichen Betrag aufweisen:

$$\Delta i_{d\uparrow} = \frac{U_d}{L} \cdot T_e \quad (12.11)$$

$$\Delta i_{d\downarrow} = -\frac{U_d - U_q}{L} \cdot (T - T_e) \quad (12.12)$$

Aus $\Delta i_{d\uparrow} = \Delta i_{d\downarrow}$ folgt dann:

$$\boxed{U_q = \frac{T}{T - T_e} \cdot U_d = \frac{1}{1 - a} \cdot U_d} \quad \text{mit } 0 < a \leq 1 \quad (12.13)$$

Theoretisch können damit sehr hohe Verhältnisse zwischen der Ausgangsspannung U_q und der Speisespannung U_d erzielt werden. In der Praxis führt das aber zu einer sehr hohen Spannungs- und Strombeanspruchung der Halbleiter und der Drossel.

12.1.3 Zweiquadrantensteller

Ähnlich wie beim Tiefsetzsteller (Chopper) ein Mittelwert der Ausgangsspannung zwischen dem Wert der Speisespannung und null eingestellt werden kann, so kann beim Zweiquadrantensteller ein Mittelwert zwischen dem positiven und negativen Wert der Speisespannung eingestellt werden (siehe Abb. 91).

Sind T1 und T2 eingeschaltet, gilt $U_L = U_d$. Sind T1 und T2 ausgeschaltet, gilt $U_L = -U_d$.

Dabei wird vorausgesetzt, dass der Laststrom i_L durch die Drossel L aufrecht erhalten wird und T1 und T2 wieder eingeschaltet werden, bevor der Laststrom den Wert null erreicht. Im quasistationären Betrieb gilt dann für den Mittelwert der Ausgangsspannung U_L :

$$\boxed{U_L = (2a - 1) \cdot U_d} \quad \text{mit } a = \frac{T_{e1,2}}{T} \quad (12.14)$$

und damit

$$-U_d \leq U_L \leq U_d \quad (12.15)$$

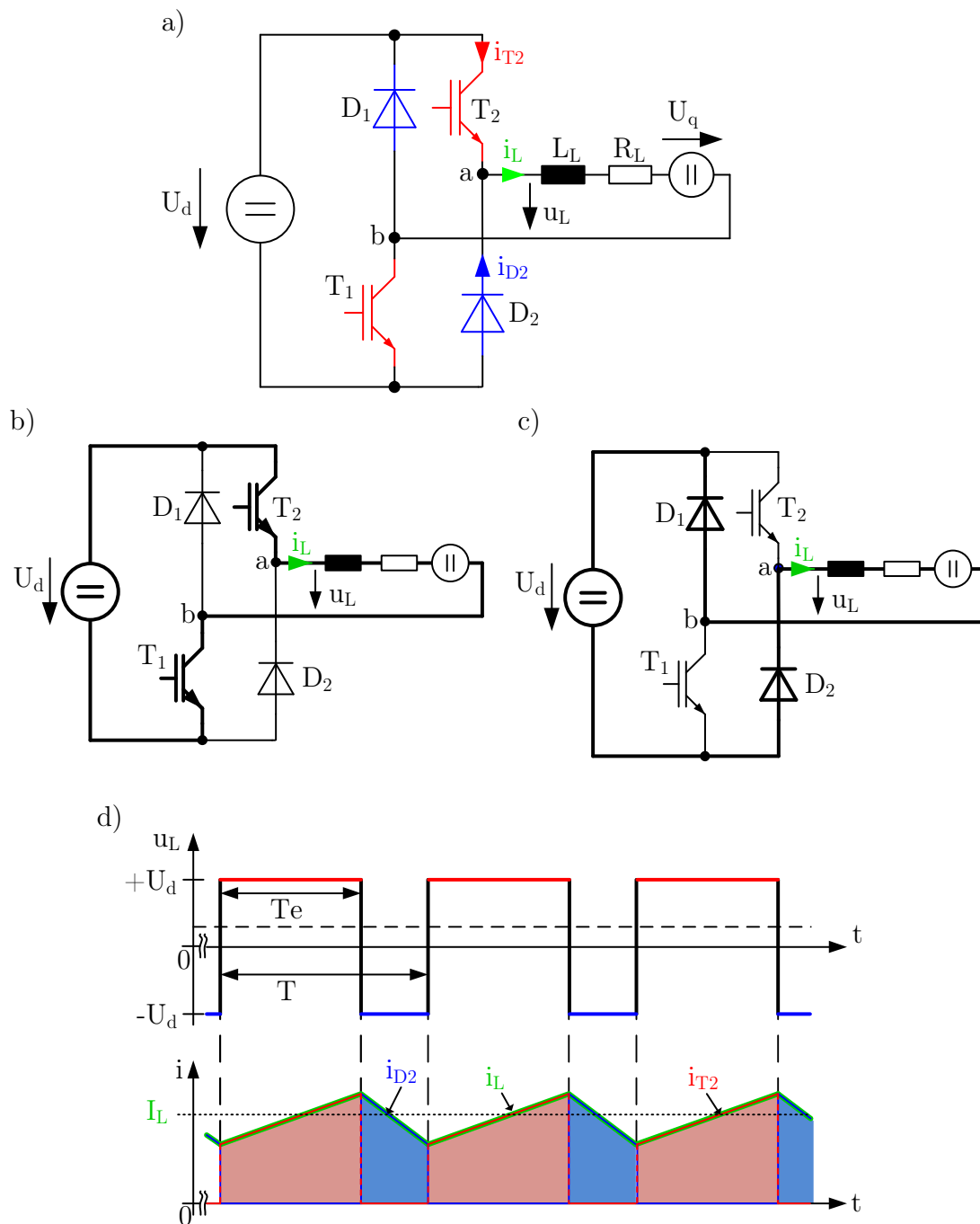


Abbildung 91: Zweiquadrantensteller

a) Schaltbild

b) Strompfad bei eingeschalteten Transistoren

c) Strompfad bei ausgeschalteten Transistoren

d) Spannung u_L und Strom i_L an der Last

12.1.4 Vierquadrantengleichstromsteller

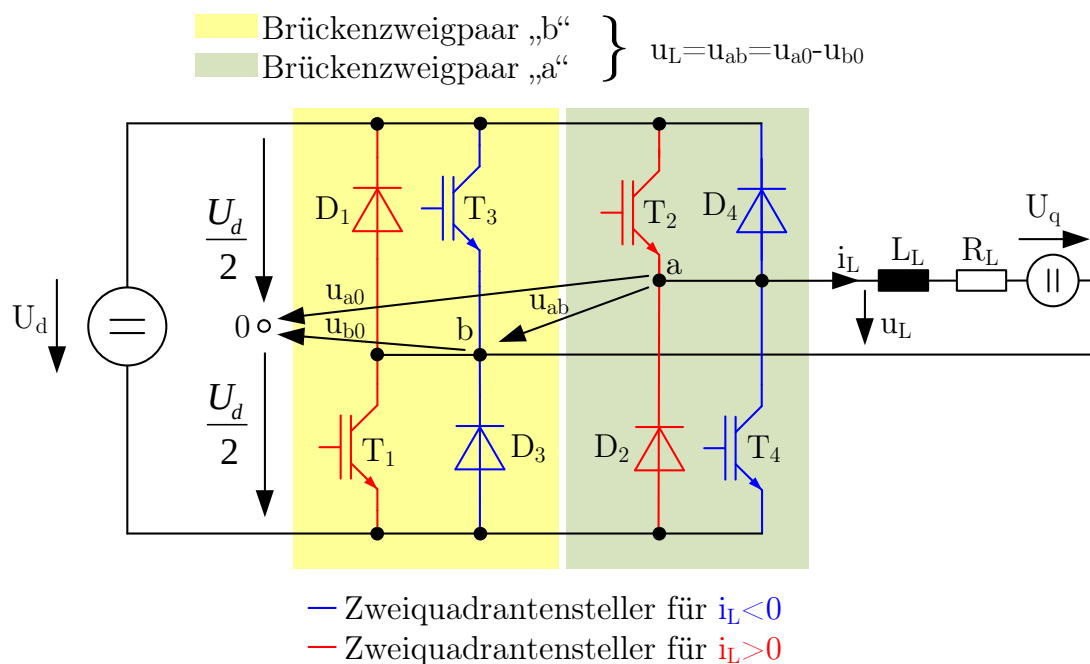


Abbildung 92: Vierquadrantengleichstromsteller, zusammengesetzt aus zwei Zweiquadrantenstromrichtern oder zwei Brückenweigepaaren

Der Zweiquadrantengleichstromsteller wird zum Vierquadrantengleichstromsteller erweitert, indem ein zweiter Zweiquadrantenstromrichter für die andere Stromrichtung parallelgeschaltet wird (Abb. 92).

Als Ausgangsspannung U_L sind drei verschiedene Werte möglich:

$+U_d$	wenn T1 und T2 eingeschaltet sind
$-U_d$	wenn T3 und T4 eingeschaltet sind
0	wenn T2 und T3 oder T1 und T4 eingeschaltet sind

Werden alle Transistoren ausgeschaltet, sinkt der Laststrom auf null, falls $|U_q| < U_d$ ist, das heißt ein Abschalten der Transistoren bringt die Schaltung (meist) schadlos in einen sicheren Zustand.

Die Transistoren T1 und T3, sowie T2 und T4 sollten nicht gleichzeitig eingeschaltet werden, um einen Brückenkurzschluss zu vermeiden. Normalerweise besteht diese Gefahr nicht, wenn für die positiven Werte des Laststroms ausschließlich T1 und T2 und für die negativen Werte ausschließlich T3 und T4 bedient werden.

Meist werden aber die Schalter T1 und T3, sowie T2 und T4 komplementär bedient, weil dann das Schaltschema unabhängig vom Vorzeichen des Stroms ist. Wird z.B. T1 aus- und T3 eingeschaltet, ist $u_{a0} = +\frac{U_d}{2}$. Wird dann T3 aus- und T1 eingeschaltet, ist $u_{a0} = -\frac{U_d}{2}$. Im Prinzip ist es daher günstig, den Vierquadrantensteller als Kombination zweier Brückenweigepaare zu betrachten, deren Spannung u_{a0} bzw. u_{b0} stufenlos zwischen den Werten $+\frac{U_d}{2}$ und $-\frac{U_d}{2}$ eingestellt werden kann (Abb. 92). Die Steuerverfahren des Vierquadrantenstellers werden in der Vorlesung „Leistungselektronik“ ausführlicher behandelt.

12.2 Die selbstgeführte Wechselstrombrückenschaltung

Das Einschaltverhältnis der Brückenweige kann auch z.B. sinusförmig mit der Frequenz $\omega_L \ll 2\pi f_s$ verändert werden, so dass die Ausgangsspannung u_{ab} sinusförmig wird. Weil die Schaltung den Laststrom mit beiden Vorzeichen führen kann, ist auch ein Betrieb mit einer einphasigen Wechselstromlast möglich (Abb. 93). Eine typische Anwendung ist die Einspeiseschaltung einer Lokomotive am Wechselspannungsfahrdraht.

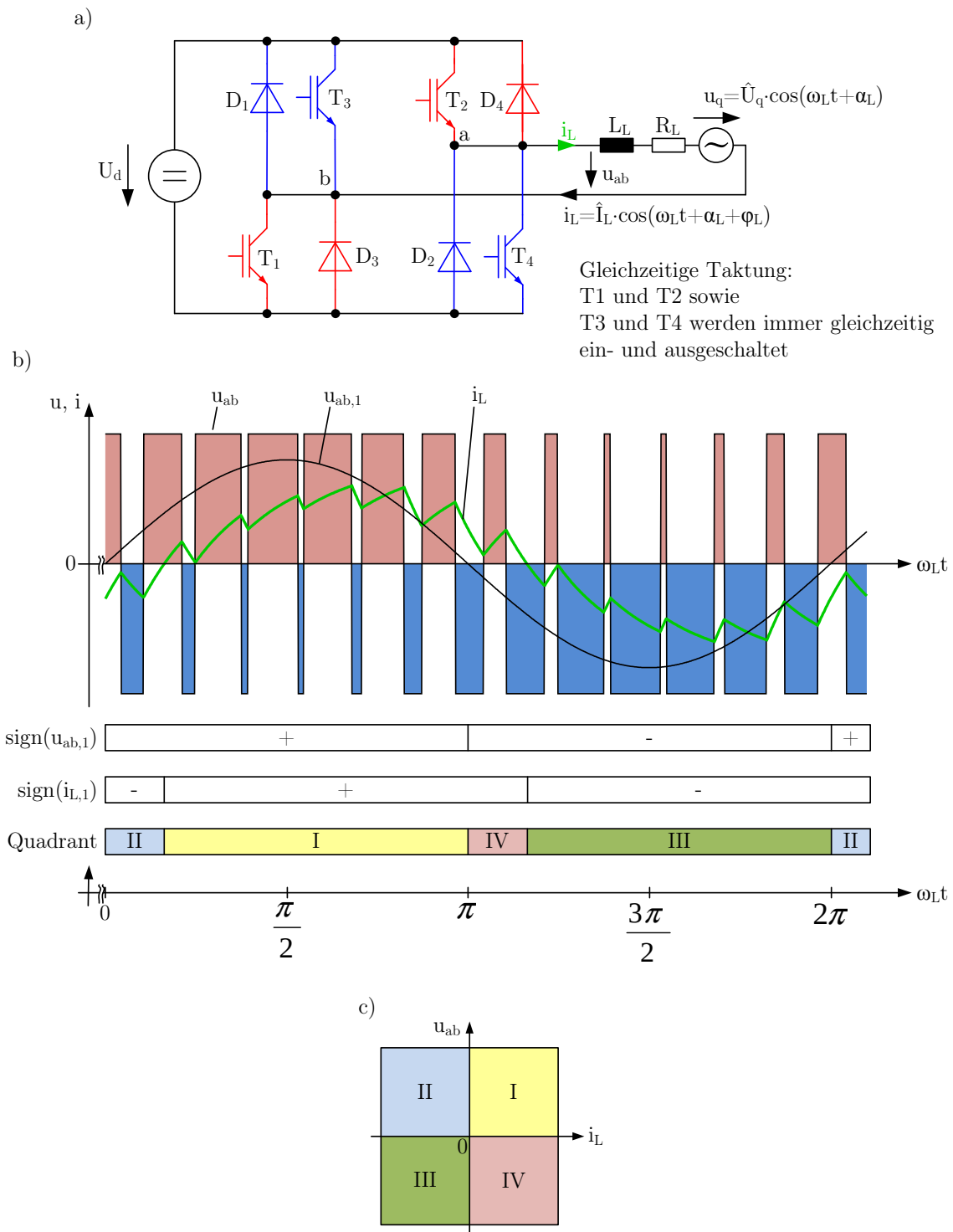


Abbildung 93: Selbstgeführte Wechselstrombrückenschaltung mit gleichzeitiger Taktung

a) Schaltbild

b) Zeitverläufe der Ausgangsspannung und des Laststroms sowie Vorzeichen der Mittelwerte von Spannung und Strom

c) Zuordnung der Quadranten

12.3 Die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung

Fügt man zu der selbstgeführten Wechselstrombrückenschaltung ein weiteres Zweigpaar hinzu, entsteht die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung (Abb. 94a).

Jedes der drei Zweigpaare:

- Zweig a: T1, D1 - T4, D4
- Zweig a: T3, D3 - T6, D6
- Zweig a: T5, D5 - T2, D2

wirkt wie ein elektronischer Umschalter, der den Lastanschluss mit dem positiven oder dem negativen Pol der Speisespannung U_d verbindet (Abb. 94b).

Die Spannungen u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} werden durch die Ansteuerung der Transistoren so gesteuert, dass sie ein dreiphasig symmetrisches Drehspannungssystem approximieren. Durch den Schaltbetrieb der Transistoren kann selbstverständlich kein sinusförmiger Spannungsverlauf erzeugt werden. Die Grundschiwingung f_1 des Spannungsverlaufs ist der Nutzeffekt und die Oberschwingungen werden in Kauf genommen. Da die Drehstromlast über Induktivitäten an den Stromrichter angeschlossen wird oder selbst ohm'sch-induktiv ist, werden die Stromoberschwingungen um so besser gedämpft, je höher ihre Frequenz ist:

$$I_\nu \approx \frac{U_\nu}{\nu \cdot 2\pi \cdot f_1} \quad (12.16)$$

Die Stromoberschwingungen tragen im Allgemeinen zum Drehmoment eines angeschlossenen Drehstrommotors nicht bei, verursachen aber zusätzliche Stromwärmeverluste (Superpositionsprinzip).

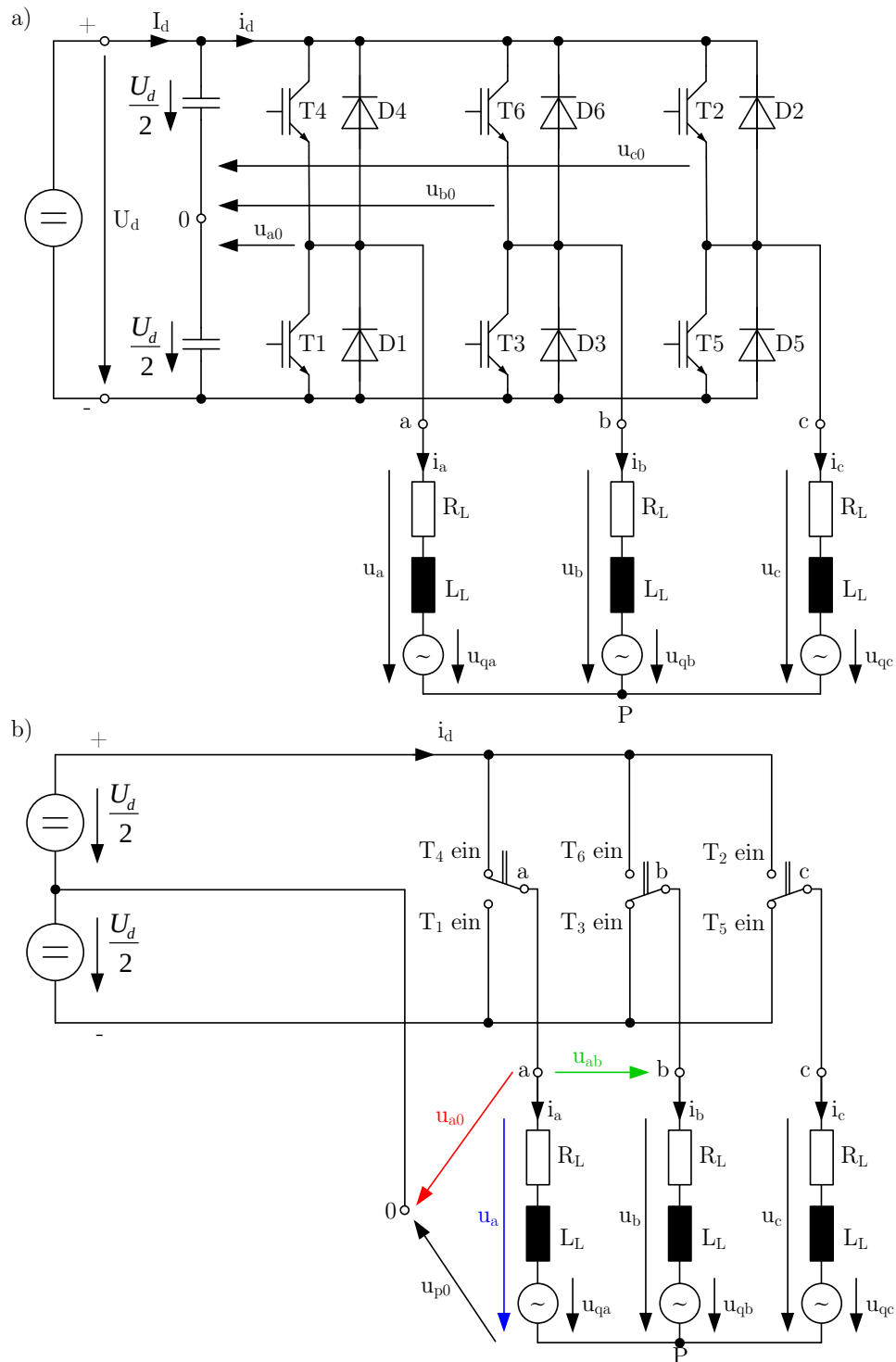


Abbildung 94: Selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung mit aktivem ohm'sch-induktiver Last

a) Prinzipschaltbild

b) Idealisiertes Schaltermodell

12.3.1 Blocktaktung

Im einfachsten Fall kann ein Drehspannungssystem durch drei um 120° versetzte Rechteckspannungen erzeugt werden („Blocktaktung“, siehe Abb. 96). Die Schalter jedes Zweiges werden dabei in einer Grundswingungsperiode einmal ein- und einmal ausgeschaltet. Die Leiterspannungen werden dann ebenfalls rechteckförmig, allerdings mit einer Blocklänge von 120° und einem Abschnitt von 60° mit dem Wert 0.

$$\begin{aligned} \text{Leiterspannungen:} \quad u_{ab} &= u_{a0} - u_{b0} \\ u_{bc} &= u_{b0} - u_{c0} \\ u_{ca} &= u_{c0} - u_{a0} \end{aligned} \quad (12.17)$$

Im Allgemeinen wird der Sternpunkt P nicht angeschlossen, so dass sich zwischen dem Sternpunkt P der Last und dem Bezugspunkt der Gleichspannung 0 die Gleichtaktspannung u_{P0} ausbilden kann:

$$\boxed{u_{P0} = \frac{1}{3} \cdot (u_{a0} + u_{b0} + u_{c0})} \quad (12.18)$$

Diese Gleichtaktspannung enthält alle Harmonischen der drei Zweigspannungen u_{a0} , u_{b0} und u_{c0} , die in den drei Zweigspannungen identisch sind (3., 6., 9. ... Harmonische bei gleicher Kurvenform der Ausgangsspannungen). Mit der Gleichtaktspannung u_{P0} können die Sternspannungen u_a , u_b und u_c bestimmt werden:

$$\begin{aligned} u_a &= u_{a0} - u_{P0} \\ u_b &= u_{b0} - u_{P0} \\ u_c &= u_{c0} - u_{P0} \end{aligned} \quad (12.19)$$

Der Effektivwert der Grundswingung der Außenleiterspannung beträgt (siehe Abb. 96):

$$\boxed{U_{1ab} = U_{1bc} = U_{1ca} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_d} \quad (12.20)$$

Bei der Blocktaktung können nur die Frequenz und die Phasenlage des Drehspannungssystems über die Ansteuerung der Leistungshalbleiter gesteuert werden. Die Amplitude ist proportional zur Gleichspannung U_d . Diese Art der Steuerung wird daher vor allem bei Drehstromantrieben im Feldschwäcbereich benutzt. Das ist der Bereich hoher Drehzahl und konstanter, möglichst hoher Spannung.

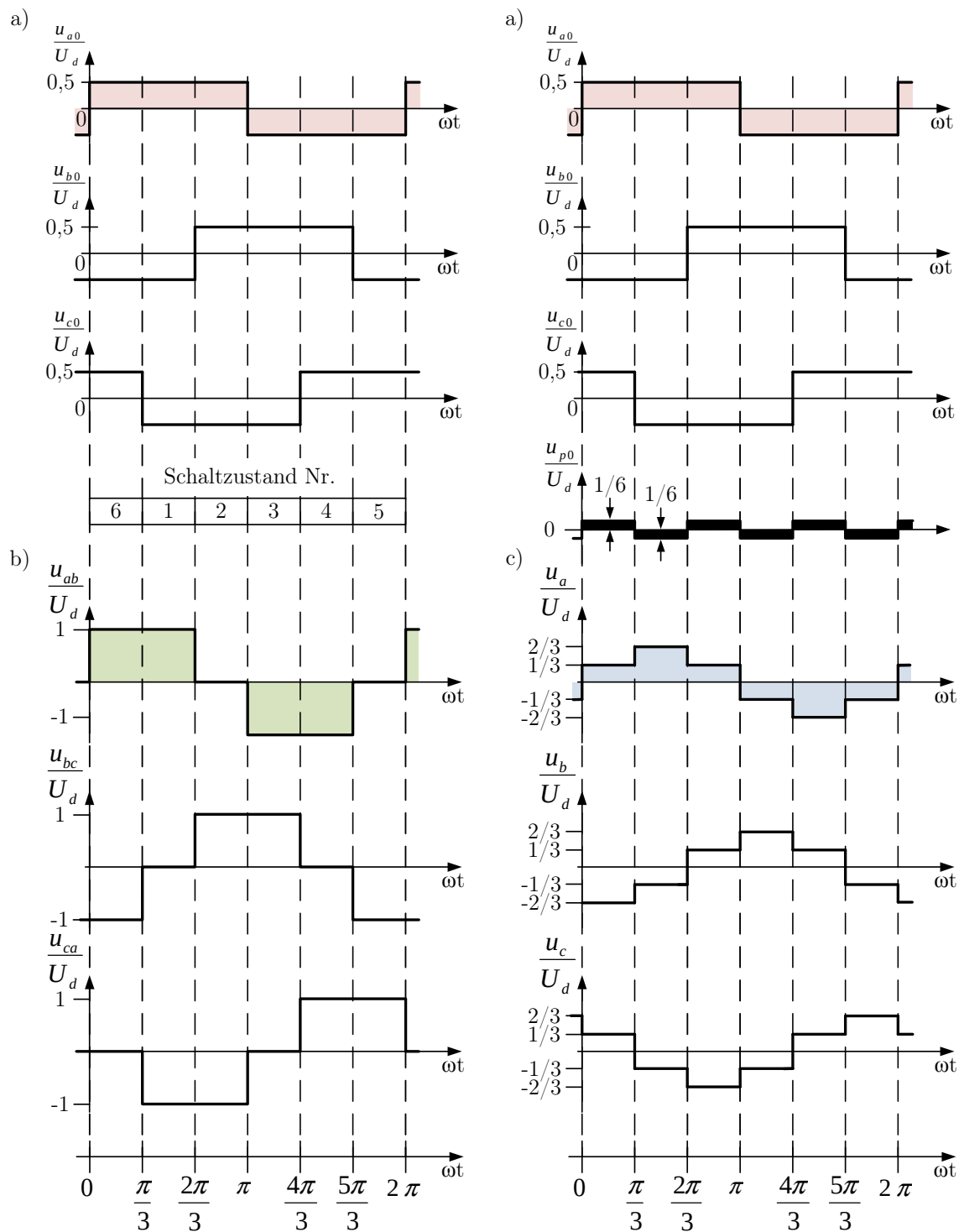


Abbildung 95: Zeitverläufe der Spannungen bei Blocktaktung der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung

- a) Zweigspannungen
- b) Leiterspannungen
- c) Sternspannungen an der Last

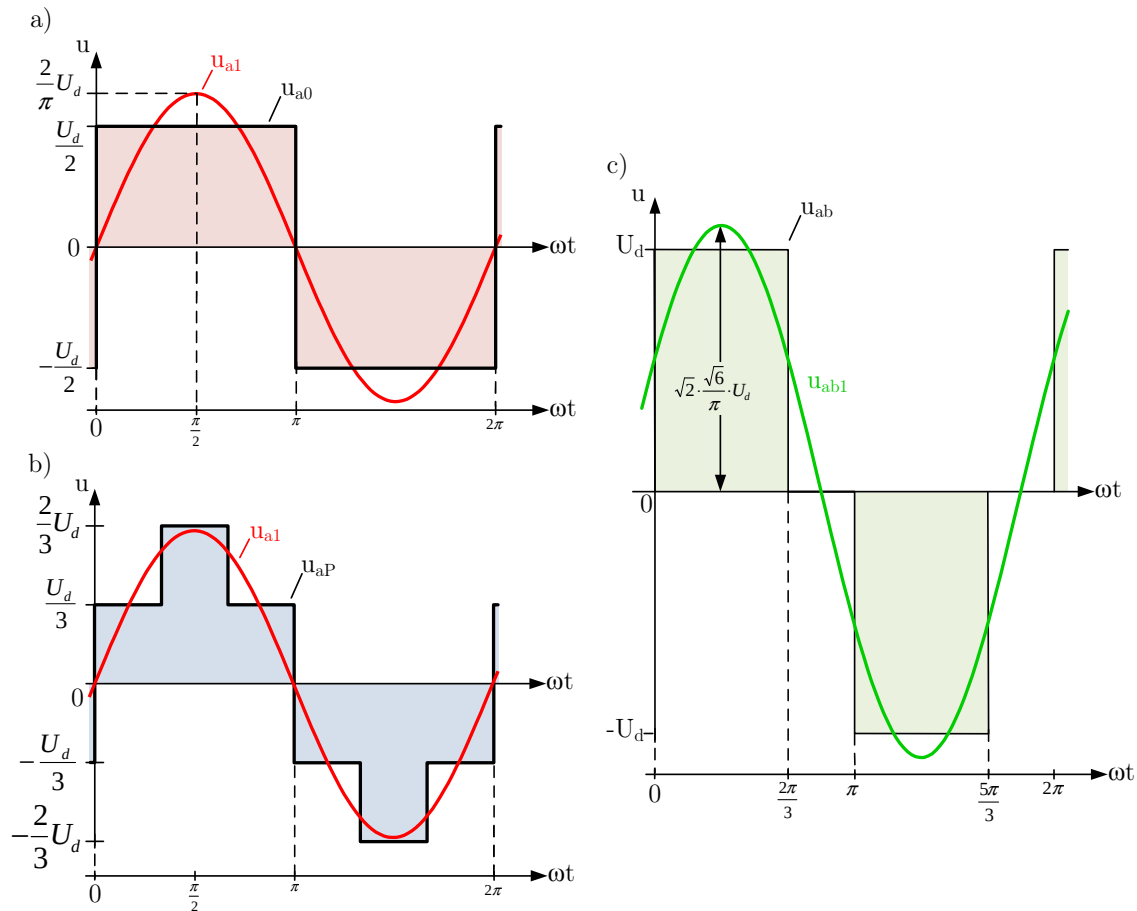


Abbildung 96: Zeitverläufe einer

a) Zweigspannung

b) Sternspannung der Last

c) Leiterspannung

und der zugehörigen Grundschiwingung bei Blocksteuerung

Im Grunddrehzahlbereich der Drehstrommaschinen und beim Einsatz der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung als Netzstromrichter („Active Front End“) soll auch der Effektivwert der Grundschiwingung der Drehspannung am Ausgang des Stromrichters einstellbar sein. Zu diesem Zweck benutzt man heute meist die Raumzeigermodulation, die nach der Einführung der Freilaufzustände behandelt wird.

12.3.2 Freilaufzustände

Um die Amplitude der Spannung herabzusetzen, wird die Spannung Null (Kurzschluss) an den Lastanschlüssen benötigt. Die Spannung Null, vergleichbar mit dem Freilauf beim Gleichstromsteller, wird durch Einschalten aller drei Transistoren der „oberen“ Brückenhälfte (T4, T6, T2) oder aller drei Transistoren der „unteren“ Brückenhälfte (T1, T3, T5) erreicht. Wenn einer dieser, für die Last nahezu gleichwertigen Schaltzustände benutzt wird,

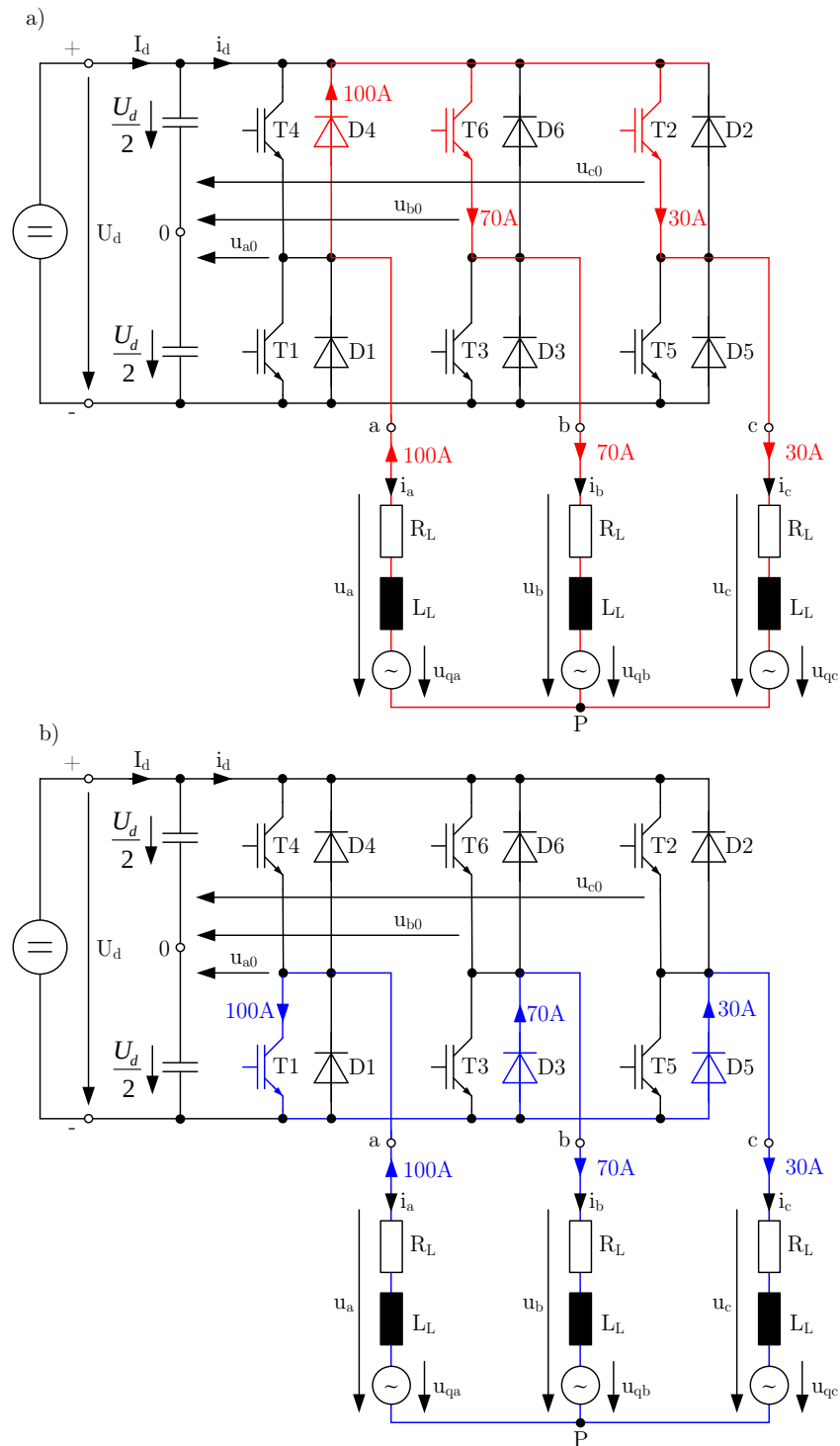


Abbildung 97: Stromverteilung in der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung für den
a) Schaltzustand 7 (Freilauf über die obere Brückenhälfte)
b) Schaltzustand 8 (Freilauf über die untere Brückenhälfte)
für $i_a = -100A$, $i_b = +70A$, $i_c = +30A$

ist der Gleichstrom $i_d = 0$ (Abb. 97). Die drei Lastanschlüsse a, b, c sind dann mit dem Pluspol bzw. dem Minuspol der Spannungsquelle verbunden.

12.3.3 Raumzeigermodulation

Die Raumzeigermodulation dient dazu, die Halbleiterschalter der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung so zu steuern, dass ein Drehspannungssystem vergleichbarer Amplitude, Frequenz und Phasenlage an den Ausgangsklemmen des Stromrichters anliegt („Variable Voltage, Variable Frequency (VVVF) - Converter“). Um das Modulationsverfahren zu erläutern, wird zunächst die Raumzeigerdarstellung eingeführt.

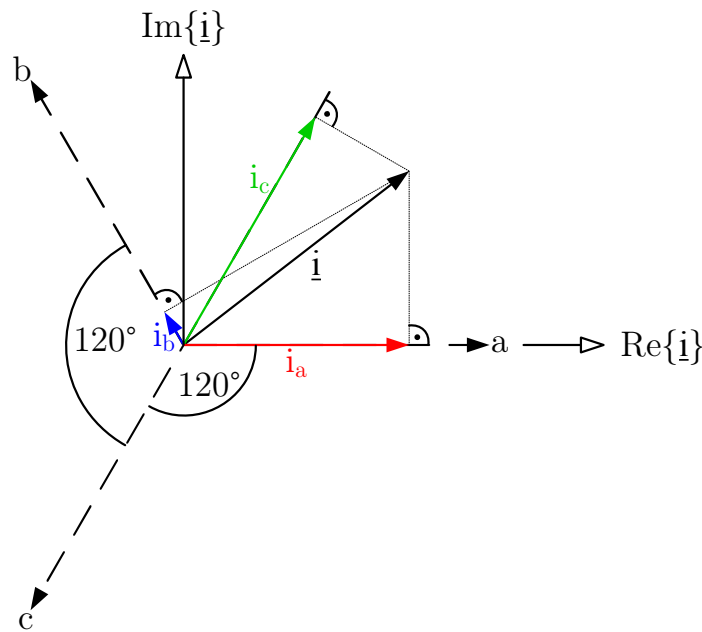


Abbildung 98: Darstellung der drei Strangströme i_a , i_b , i_c durch einen Raumzeiger $\underline{i}$

Ein Tripel aus den Strömen i_a , i_b , i_c oder den Spannungen u_a , u_b , u_c wird durch einen Vektor, den Raumzeiger $\underline{i}$ bzw. $\underline{u}$ beschrieben (Abb. 98). Die Stranggrößen, z.B. u_a , u_b , u_c sind die Projektionen auf drei um 120° versetzte Achsen, die als räumliche Achsen dreier Motorwicklungen interpretiert werden können, daher auch der Name „Raumzeiger“. Das Tripel der Stranggrößen wird eindeutig durch die Länge und die Phasenlage des Raumzeigers beschrieben, solange die Summe der drei Stranggrößen gleich null ist. Die Gleichtaktkomponenten werden durch den Raumzeiger nicht dargestellt und müssen separat behandelt werden. Der Raumzeiger in komplexer Schreibweise wird aus den Stranggrößen (hier im Beispiel u_a , u_b , u_c) nach folgender Formel berechnet:

$$\underline{u} = \frac{2}{3} (u_a + \underline{a} \cdot u_b + \underline{a}^2 \cdot u_c) \quad \text{mit} \quad \underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{1}{2}\sqrt{3} \quad (12.21)$$

Die Gleichtaktkomponente beträgt:

$$u_0 = \frac{1}{3}(u_a + u_b + u_c) \quad (12.22)$$

Beispiel 1:

Ein symmetrisches, dreiphasiges Spannungssystem mit der Amplitude $\hat{U}^* = \sqrt{2} \cdot U^*$:

$$u_a = \hat{U}^* \cdot \cos(\omega t) \quad (12.23)$$

$$u_b = \hat{U}^* \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$u_c = \hat{U}^* \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

ergibt durch Anwendung der Gleichung 12.21:

$$\underline{u}^* = \frac{2}{3} \cdot \hat{U}^* \cdot \left[\cos(\omega t) + \left(-\frac{1}{2} + j \cdot \frac{1}{2}\sqrt{3}\right) \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (12.24)$$

$$+ \left(-\frac{1}{2} - j \cdot \frac{1}{2}\sqrt{3}\right) \cdot \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (12.25)$$

$$= \hat{U} \cdot [\cos \omega t + j \cdot \sin \omega t] = \hat{U}^* \cdot e^{j\omega t}$$

Die Spitze des Raumzeigers $\underline{u}$ bewegt sich mit der Winkelgeschwindigkeit ω auf einem Kreis mit dem Radius $\hat{U}$ um den Koordinatenursprung (Abb. 99).

Die Darstellung von Drehstromgrößen setzt allerdings nicht voraus, dass die Winkelgeschwindigkeit und / oder die Amplitude konstant sind. Das ist nur in diesem Beispiel so.

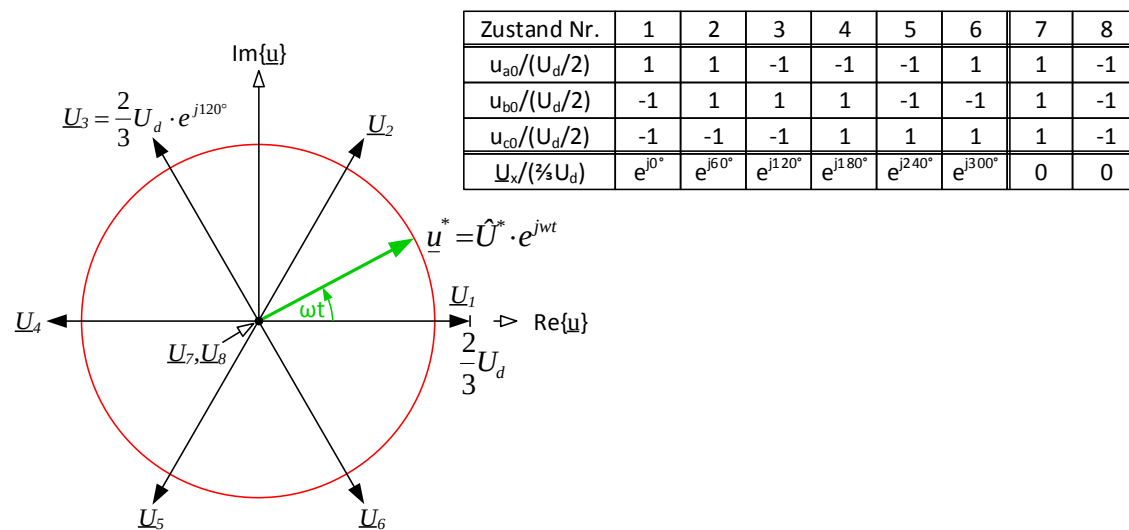


Abbildung 99: Raumzeigerdarstellung der Spannungen u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} für die Schaltzustände 1 bis 8, sowie Trajektorie des Raumzeigers eines sinusförmig symmetrischen Drehspannungssystems

Beispiel 2:

Die Zweigspannungen u_{a0} , u_{b0} und u_{c0} , sowie die Sternspannungen u_a , u_b und u_c bei Blocktaktung nach Abb. 95 sind abschnittsweise konstant. Für den Schaltzustand 3 erhalten wir z.B.:

$$\begin{aligned}
 \underline{u}_3 &= \frac{2}{3} \cdot \frac{U_d}{2} \cdot \left[-1 + 1 \cdot \left(-\frac{1}{2} + j \cdot \frac{1}{2} \sqrt{3} \right) - 1 \cdot \left(-\frac{1}{2} - j \cdot \frac{1}{2} \sqrt{3} \right) \right] \\
 &= \frac{U_d}{3} \cdot \left[-1 - \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + j \cdot \frac{1}{2} \sqrt{3} + j \cdot \frac{1}{2} \sqrt{3} \right] \\
 &= \frac{2}{3} \cdot U_d \cdot \left(-\frac{1}{2} + j \cdot \frac{1}{2} \sqrt{3} \right)
 \end{aligned} \tag{12.26}$$

Werden auch die Schaltzustände 1, 2, 4, 5, 6 genauso behandelt, erhält man die zu den Schaltzuständen gehörigen Raumzeiger der Ausgangsspannungen mit der gleichen Länge $\frac{2}{3} \cdot U_d$ (siehe Abb. 99).

Im quasistationären Zustand eines Drehstrommotors sollte das System der Motorspannungen durch einen Raumzeiger wie in Beispiel 1 repräsentiert werden. Es stehen allerdings immer nur die diskreten Raumzeiger $\underline{U}_1$ bis $\underline{U}_6$ und die zu den Schaltzuständen 7 und 8 gehörenden Raumzeiger $\underline{U}_7$ und $\underline{U}_8$ mit der Länge 0 zur Verfügung. Das Verfahren der Raumzeigermodulation besteht jetzt darin, den Raumzeiger $\underline{u}^*$ durch vektorielle Addition der diskreten Raumzeiger $\underline{U}_1$ bis $\underline{U}_8$ darzustellen. Die Raumzeiger $\underline{U}_1$ bis $\underline{U}_6$ können

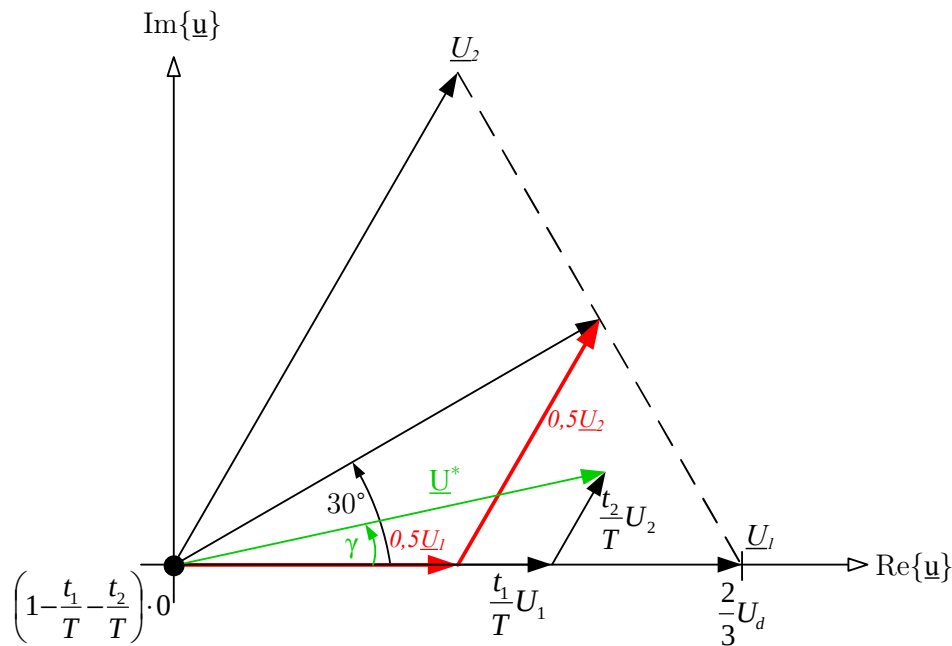


Abbildung 100: Darstellung des Raumzeigers $\underline{U}^*$ durch die benachbarten Raumzeiger der Schaltzustände 1, 2 und 7, 8, sowie Grenzfall für $\gamma = 30^\circ$

auf beliebige Längen verkürzt werden. Die Verkürzung wird dadurch herbeigeführt, indem die an der vektoriellen Addition beteiligten Raumzeiger innerhalb einer Pulsperiode T nacheinander mit einem ihrer Länge entsprechendem zeitlichen Anteil eingeschaltet werden. Da die Pulsperiode gegenüber der Umlaufdauer üblicherweise sehr kurz ist, kann der Raumzeiger für $\gamma = \omega t$ als stillstehend angenommen werden. Aus der Geometrie der Abbildung 100 folgt für $0^\circ < \gamma < 60^\circ$ die relative Einschaltdauer der Schaltzustände 1 und 2:

$$\boxed{\frac{t_1}{T} = \frac{\hat{U}^*}{U_d} \cdot \sqrt{3} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma\right)} \quad (12.27)$$

$$\boxed{\frac{t_2}{T} = \frac{\hat{U}^*}{U_d} \cdot \sqrt{3} \cdot \sin(\gamma)} \quad (12.28)$$

Im verbleibenden Rest der Pulsperiode wird der Umrichterausgang kurzgeschlossen:

$$\boxed{\frac{t_7 + t_8}{T} = 1 - \frac{t_1}{T} - \frac{t_2}{T}} \quad (12.29)$$

Um die Schaltverluste möglichst gering zu halten, wird die Pulsperiode T in sechs Abschnitte unterteilt und die Reihenfolge so gewählt, dass bei jedem Schaltzustandswechsel nur ein Zweigpaar umgeschaltet werden muss (Abb. 101). Die Dauer der Freilaufzustände

wird identisch gewählt, um das Oberschwingungsspektrum der Ausgangsspannung günstig zu beeinflussen und eine möglichst hohe Ausgangsspannung erzielen zu können. Das Maximum der Ausgangsspannungsamplitude wird durch die Verhältnisse bei $\gamma = 30^\circ$ begrenzt.

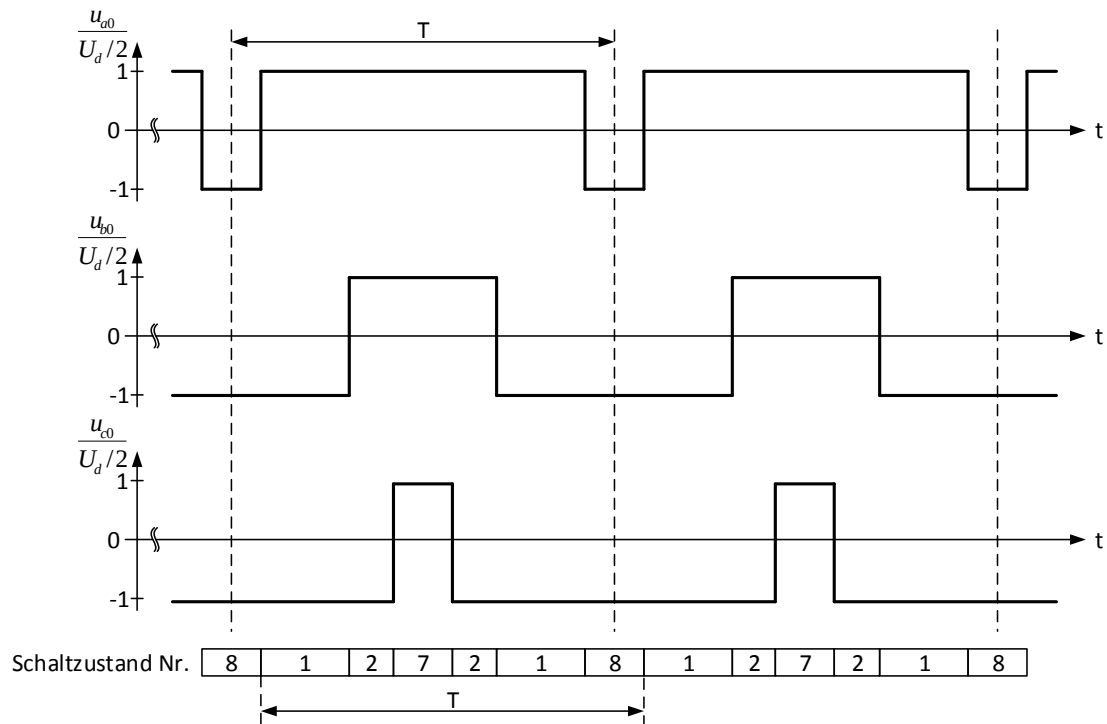


Abbildung 101: Darstellung zweier Pulsperioden der Raumzeigermodulation: Zweigspannungen u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} und Schaltzustandsnummern für $0^\circ < \gamma < 60^\circ$, entsprechend Abb. 100

Mit $t_1 = \frac{T}{2}$ folgt aus Gleichung 12.27:

$$\hat{U}_{max}^* = \frac{U_d}{\sqrt{3}} \quad (12.30)$$

Der maximale Effektivwert der Grundschiwingung der Sternspannungen beträgt bei der Raumzeigermodulation:

$$U_{1max} = \frac{U_d}{\sqrt{6}} \quad (12.31)$$

Die für $0^\circ < \gamma < 60^\circ$ beispielhaft geschilderte Approximation des Sollwerts $\underline{u}^*$ durch U_1 , U_2 , U_7 und U_8 gilt sinngemäß auch für $60^\circ < \gamma < 120^\circ$, $120^\circ < \gamma < 180^\circ$, usw. Für die Indizes 1 und 2 muss dann jeweils der Index des von $\underline{u}^*$ aus gesehenen „rechten“ und „linken“ Spannungsraumzeigers benutzt werden. Der Winkel γ zählt jeweils vom „rechten“

Spannungsraumzeiger bis zum Raumzeiger $\underline{u}^*$.

Bei der Raumzeigermodulation wird jeder Transistor der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung in einer Pulsperiode T einmal eingeschaltet und einmal ausgeschaltet. Damit ist die Schaltfrequenz f_S des einzelnen Transistors:

$$f_S = \frac{1}{T} \quad (12.32)$$

12.4 Mehrstufenwechselrichter

Die selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung nutzt das hochfrequente Hin- und Herschalten zwischen zwei Spannungswerten, um eine im Mittel sinusförmige Kurvenform der Ausgangsspannung zu erzeugen. Neben dem erwünschten sinusförmigen Anteil bestehen prinzipbedingt beträchtliche unerwünschte Anteile, die zu erhöhten Stromwärmeverlusten und Spannungsbeanspruchungen der Last führen.

Die Ausgangsspannung des selbstgeführten Wechselrichters kann wesentlich besser an die erwünschte Sinusform angenähert werden, wenn mehr als zwei Spannungsniveaus für die Zweigspannungen u_{a0} , u_{b0} , u_{c0} benutzt werden können (Mehrstufenwechselrichter, siehe Abb. 102).

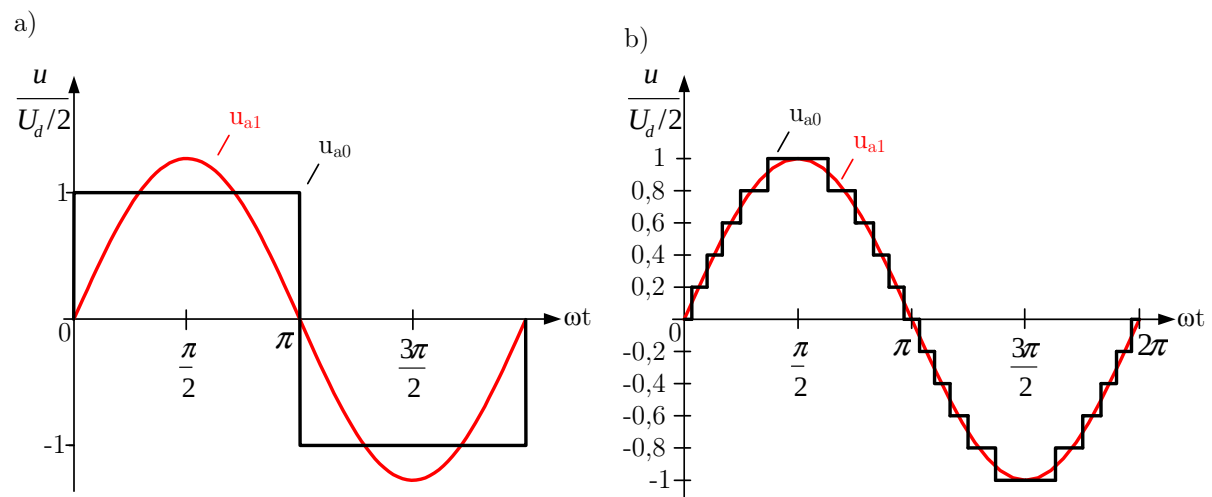


Abbildung 102: Kurvenform der Zweigspannung u_{a0} bei Blocktaktung mit dem Zeitverlauf der Grundschiwingung u_{a1}

- a) Zweistufenwechselrichter (Selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung)
b) Elfstufenwechselrichter

Selbstverständlich sind für die feinere Abstufung der Ausgangsspannung auch mehr Leistungshalbleiter als bei der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung notwendig. Damit steigt auch der Wert der maximal möglichen Ausgangsleistung, weil z.B. die Aus-

gangsspannung ein Vielfaches der einzelnen Stufenhöhe beträgt und die Stufenhöhe bei den meisten Mehrstufenwechselrichterschaltungen der maximalen Sperrspannung des Einzelhalbleiters, multipliziert mit einem Sicherheitsfaktor (ca. 0,3..0,5) entspricht. Mehrstufenwechselrichter werden vor allem dann eingesetzt, wenn Ausgangsspannungen im Mittelspannungs- und Hochspannungsbereich gefordert werden.

12.4.1 Neutral Point Clamped Inverter (NPC)

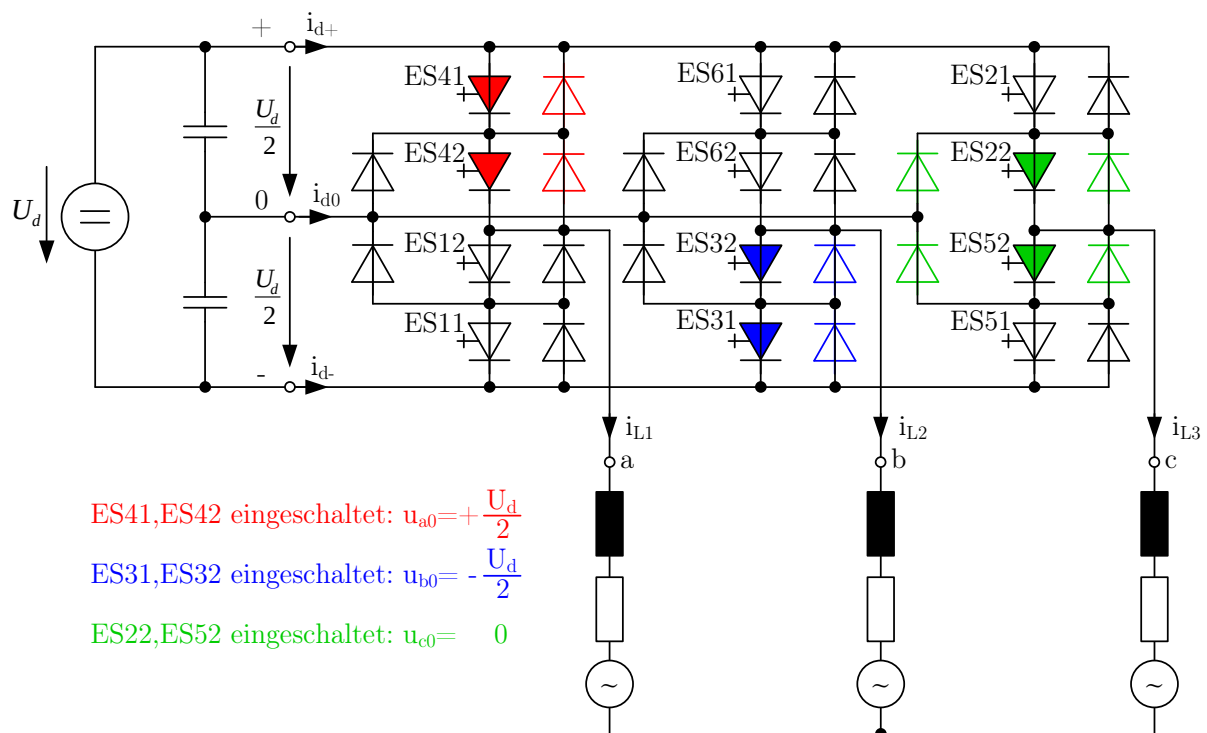


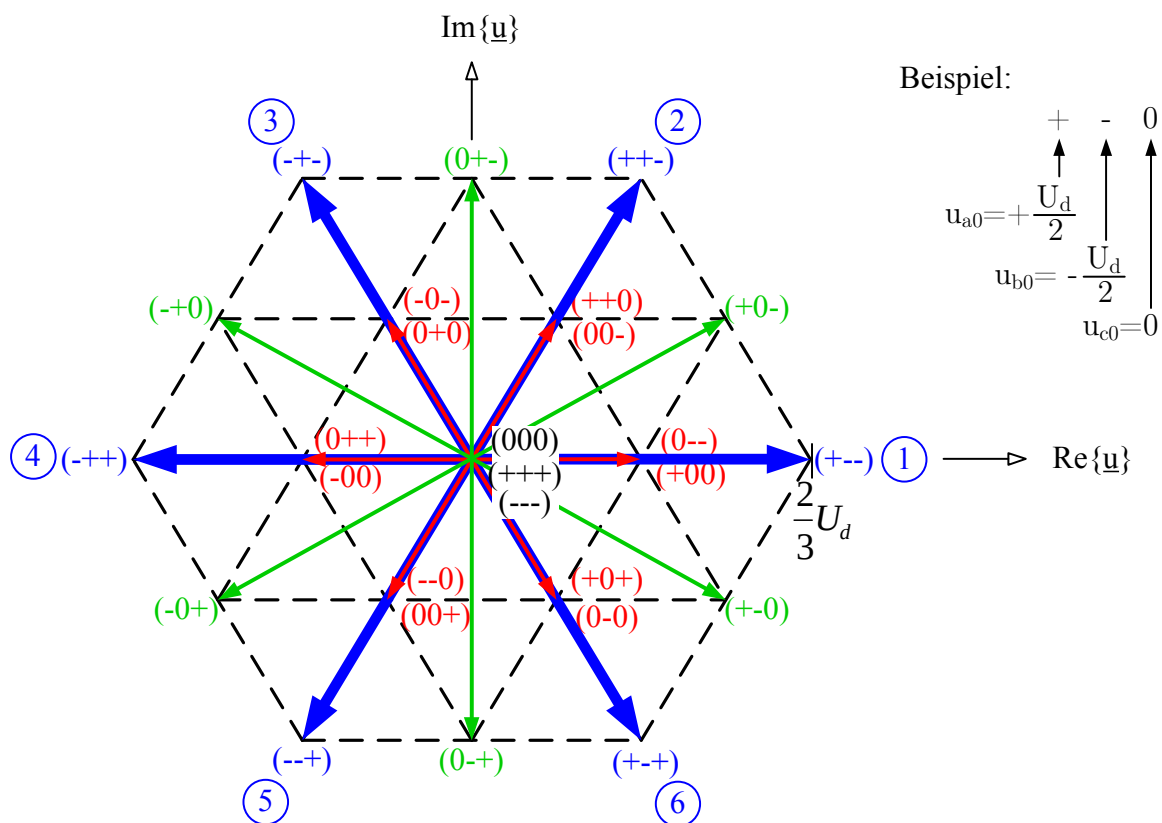
Abbildung 103: Prinzipschaltbild des Neutral Point Clamped Inverters mit ohm'sch-induktiver Last mit Gegenspannung

Stellvertretend für die große Familie der Mehrstufenwechselrichter (Multilevel-Converter) soll hier nur der Dreipunktwechselrichter mit Clamp-Dioden vorgestellt werden (Abb. 103).

Wie bei der selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung kann der Pluspol der Speisespannung und der Minuspol der Speisespannung mit dem drehstromseitigen Anschluss verbunden werden (in Abb. 103 beispielhaft im Strang a bzw. b). Zusätzlich kann auch der Mittelpunkt der Speisespannung als drittes Spannungsniveau genutzt werden (in Abb 103 beispielhaft in Strang c).

Die Anordnung der mit dem Mittelpunkt der Speisespannung verbundenen Dioden ermöglicht es, dass die Leistungshalbleiter des Neutral Point Clamped Inverters nur auf die halbe Gleichspannung $\frac{U_d}{2}$ (zuzüglich entsprechender Sicherheitszuschläge) bemessen werden müssen.

Durch die Kombination dieser drei Schaltzustände je Wechselrichterzweig entstehen 27 Kombinationen, die sich aber auf die wirksame Ausgangsspannung nicht alle unterscheiden. Das Zeigerdiagramm der Raumzeiger (in Abb. 104) zeigt, dass der Kurzschluss der Drehstromlast durch drei unterschiedliche Schaltzustände realisiert werden kann und weitere sechs Schaltzustände, vergleichbar mit den Schaltzuständen einer selbstgeführten Drehstrombrückenschaltung an der halben Gleichspannung durch jeweils zwei verschiedene Schaltzustandskombinationen erzeugt werden können.



blau: Raumzeiger bei Betrieb wie eine selbstgeführte Drehstrombrückenschaltung
 rot: zusätzliche Raumzeiger halber Länge
 grün: gleichtaktfreie zusätzliche Raumzeiger

Abbildung 104: Raumzeiger der Ausgangsspannung eines Neutral Point Clamped Inverters in Abhängigkeit vom Schaltzustand

Der Neutral Point Clamped Inverter wird in Mittelspannungsantrieben aller Art eingesetzt (z.B. Transrapid Shanghai, Förderbänder im Kupfertagebau, Kompressoren) ebenso wie in statischen Stromrichteranlagen der Energieversorgung (z.B. Netzkupplungsumformer Datteln, HVDC-light Hochspannungsgleichstromübertragung für kleine und mittlere Leistungen).

13 Elektrische Antriebe

Elektrische Motoren werden in zunehmenden Maße durch Stromrichter gespeist. Dadurch lässt sich der Arbeitspunkt besser an die Antriebsaufgabe anpassen, was zu einer Verbesserung der Qualität und einer Verringerung des Energieverbrauchs führt. Beispiel: Drehzahlsteuerung einer Pumpe anstatt Steuerung des Volumenstroms durch eine Drossel. Gegenüber einfachen Drehzahlsteuerungen arbeitet ein elektrischer Motor mit Stromrichterspeisung bei höherem Wirkungsgrad, was die Energiekosten senkt und eine höhere Lebensdauer des Motors ermöglicht. Die Drehmoment- und / oder Drehzahlregelung ist meist im Stromrichtergerät enthalten. Für die Regelung werden Messwerte der Motorströme benötigt, die innerhalb des Stromrichtergeräts durch Stromsensoren gewonnen werden. Eventuell benötigte Messwerte der Netz- und Motorspannungen werden durch entsprechende Spannungssensoren detektiert. In vielen Fällen genügt es daher, das Stromrichtergerät zwischen Netz und Motor einzufügen (Abb. 105).

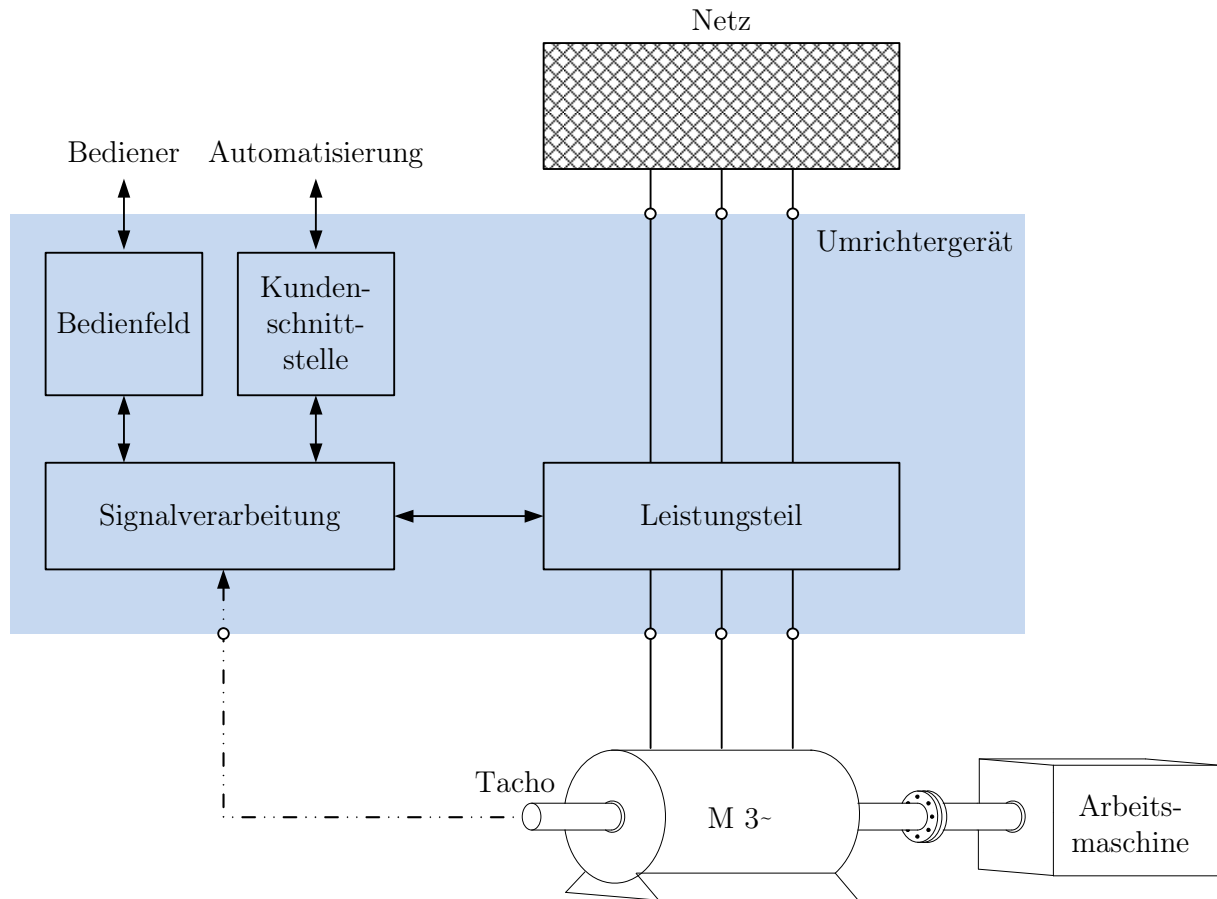


Abbildung 105: Umrichtergerät zwischen Netz und Motor

Für einfache Antriebsaufgaben genügt eine Drehzahlsteuerung, wie sie z.B. mit der Frequenzsteuerung der Asynchronmaschine realisiert wird (Abb. 106).

Für höhere Anforderungen an die Genauigkeit der einzustellenden Drehzahl und / oder Verstellgeschwindigkeit werden Regelverfahren wie die Feldorientierte Regelung oder die Direkte Selbstregelung (in dieser Vorlesung nicht behandelt) verwendet. Für diese Regelverfahren wird oft ein Signalgeber für die Läuferstellung (z.B. ein Winkelschritgeber) benötigt, was einen hohen Aufwand erfordert und eine mögliche Fehlerquelle darstellt. Soweit als möglich werden diese (mechanischen) Geber vermieden, wenn sich die benötigten Signale aus den Messwerten von Strömen und Spannungen des Motors durch ein digitales Teilmodell des Motors berechnen lassen. Typischerweise wird das rechnerisch ermittelte, innere Drehmoment des Motors geregelt, welches dann als Stellgröße für eine überlagerte Drehzahlregelung dient (Beispiel: Regelung einer fremderregten Gleichstrommaschine in Abb. 107).

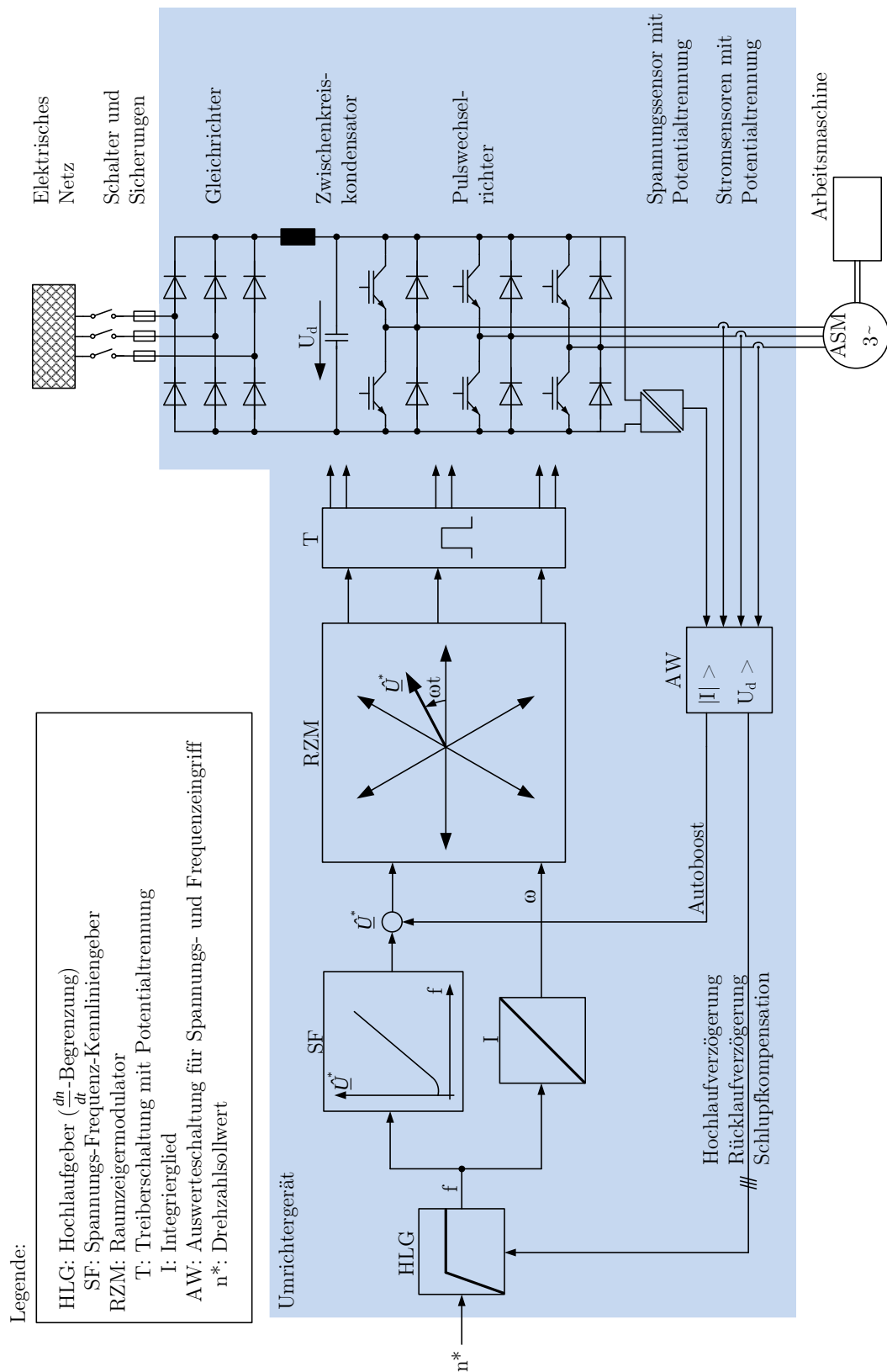


Abbildung 106: Prinzipschaltbild des Leistungsteils und Blocksaltbild der Signalverarbeitung eines Antriebssystems mit Frequenzsteuerung

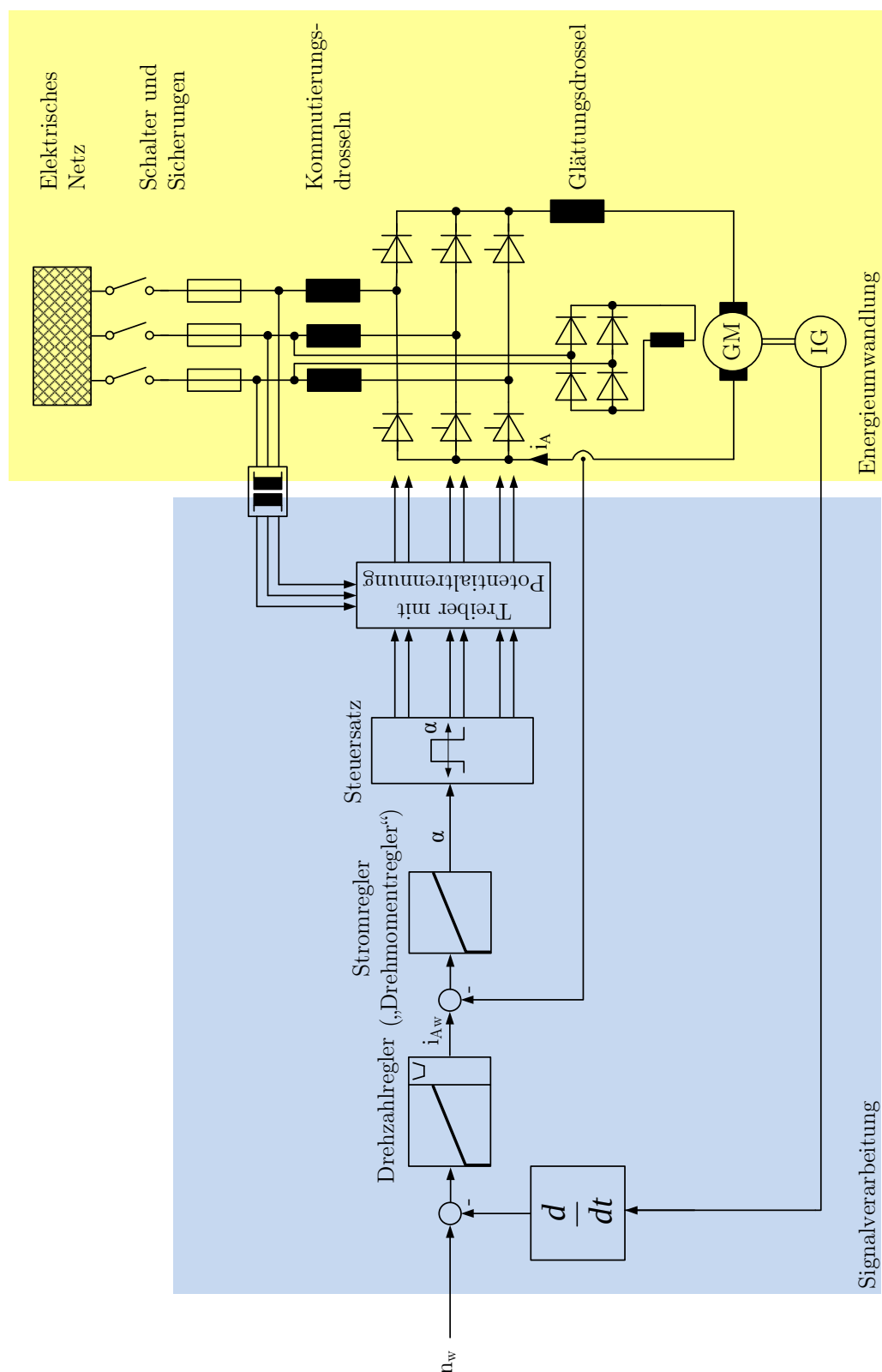


Abbildung 107: Prinzipschaltbild des Leistungsteils und Blockschaltbild der Signalverarbeitung eines Gleichstromantriebs mit Drehzahlregelung und unterlagerter Ankerstrom-(=Drehmoment-)Regelung