

☎ (030) 314-2 21 21/ 221 20/24207 Datum

S T U D I E N A R B E I T

für Herrn Dieter H e t z e l, Matr.Nr. 80 471

THEMA: **Permanentmagnetisch erregte Synchronmaschine -
Maschinenmodelle, stationäres Verhalten und
Steuerverfahren**

Neue hochdynamische Synchronmaschinen mit Permanentmagnet - Rotoren (SmCo) werden zunehmend als Servoantriebe im Bereich der Automatisierungstechnik eingesetzt. Im Rahmen dieser Arbeit sollen derartige dreiphasige Synchronmaschinen untersucht werden. Dazu ist das Maschinenmodell herzuleiten, das stationäre Verhalten ist zu beschreiben, und verschiedene Steuerverfahren sind zu vergleichen. Das stationäre Verhalten ist insbesondere im Feldschwäcbereich zu untersuchen.

Das Verhalten der Maschine beim Betrieb mit verschiedenen Steuerverfahren soll auf einem Digitalrechner (Personal Computer) simuliert werden.

Betreuer:
Dipl.-Ing. Chr. Reuss

HSCHLL.:
Prof. Dr.-Ing. D. Naunin

INHALTSVERZEICHNIS

	Seite
Einleitung	1
1. DAS MASCHINENMODELL	
1.1 Mathematisches Modell der Synchronmaschine	3
1.1.1 Allgemeines	3
1.1.2 Die Spannungsgleichungen	3
1.1.3 Die Einführung von Raumzeigern	4
1.1.4 Die Spannungsgleichung in Raumzeigerdarstellung	9
1.1.5 Drehung des Koordinatensystems	9
1.1.6 Herleitung der Leistungsgleichung	12
1.1.7 Herleitung der Momentengleichung	13
1.2 Linearisierung des Modells der Synchronmaschine	16
1.2.1 Maschinengleichungen	16
1.2.2 Linearer Ansatz	16
1.2.3 Die linearisierte Momentengleichung	18
1.2.4 Systemgleichungen der Maschine mit Vollpoleigenschaften	19
1.2.5 Die permanentmagnetisch erregte Synchronmaschine	20
1.2.6 Berücksichtigung der Beeinflussung der Felder der Permanentmagnete	20
1.2.7 Systemgleichungen der PM-Synchronmaschine mit Vollpoleigenschaften	22
1.3 Maschinenmodelle in Matrizendarstellung	25
1.3.1 Herleitung der Maschinengleichungen	25
1.3.2 Leistungsvariante und leistungsinvariante Transformationen	28
2. MASCHINENGLEICHUNGEN IN BEZOGENEN GRÖßEN	
2.1 Bezogenes Größensystem	30
2.2 Umrechnung der Maschinengleichungen in bezogene Größen	32

2.3 Zusammenstellung der Maschinengleichungen im rotorfesten System	35
2.4 Maschinengleichungen im statorfesten System	36
3. DIE ÜBERTRAGUNGSMATRIX DER SYNCHRONMASCHINE	
3.1 Übertragungsmatrix bei konstanter Winkel- geschwindigkeit	37
3.2 Linearisierung des Modells	42
4. VERHALTEN IM STATIONÄREN ZUSTAND	
4.1 Stromzeigergebiete	43
4.1.1 Allgemeines	43
4.1.2 Der E-Kreis	46
4.1.3 Der Z-Kreis	47
4.1.4 Das verfügbare Stromzeigergebiet	47
4.2 Das maximal erzeugbare Moment	48
4.2.1 Definitionen	48
4.2.2 Darstellungen des E-Kreises	51
4.2.3 Schnittpunkte des E-Kreises mit der imaginären Achse	51
4.2.4 Schnittpunkte des E-Kreises mit der reellen Achse	53
4.2.5 Die Schnittpunkte von E-Kreis und Z-Kreis	54
4.2.6 Der höchste Punkt des E-Kreises	55
4.2.7 Die Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik	58
4.3 Vorsteuerung des Stromzeigers	62
4.3.1 Definitionen	62
4.3.2 Das Grundstellgebiet	63
4.3.3 Das Feldschächgebiet - Verlustoptimale Steuerung	64

5. DYNAMISCHES VERHALTEN DER SYNCHRONMASCHINE

5.1 Beschreibung des dynamischen Verhaltens im statorfesten System	73
5.2 Beschreibung des dynamischen Verhaltens im rotorfesten System	77
5.3 Dynamisches Verhalten bei statorfestem Spannungszeiger	79
5.4 Dynamisches Verhalten bei rotorfestem Spannungszeiger	80
5.5 Übergangsverhalten	81

6. SPEISUNG DER SYNCHRONMASCHINE DURCH EINEN ZWISCHENKREIS

6.1 Schaltung	83
6.2 Schaltzustände und Spannungszeiger	85

7. METHODEN ZUR SPANNUNGSZEIGERSYNTHESE

7.1 Variation des Sternpunktpotentials	88
7.2 Spannungszeigersynthese nach dem Unterschwingungsverfahren	94
7.3 Spannungszeigersynthese durch Pulsbreitenmodulation	95
7.3.1 Allgemeines	95
7.3.2 Beweis der Korrektheit des Verfahrens	97
7.3.3 Variation des Sternpunktpotentials bei PBM	99
7.3.4 Lage der Spannungszeiger bei PBM	100
7.4 Spannungszeigersynthese durch Kombination von Spannungszeigern	103
7.4.1 Allgemeines	103
7.4.2 Das 1-Vektor-Verfahren	103
7.4.3 Das 2-Vektor-Verfahren	105
7.4.4 Das 3-Vektor-Verfahren	107
7.4.5 Vergleich der Verfahren	113
7.4.6 Der Zwischenkreisstrom	114
7.4.7 Potentiale, Spannungen und Ströme..	115
7.4.8 Der Einfluß der Zwischenkreisspannung	120

IV

7.5 Momentenwelligkeit bei Verwendung des 3-Vektor-Verfahrens

7.5.1 Abhängigkeit der Momentenwelligkeit von der Taktzeit	123
7.5.2 Momentenwelligkeit bei Rotorstillstand	124
7.5.3 Auswirkung auf die mechanischen Größen	127

8. PM-SYNCHRONMASCHINE - WERKSTOFFE UND BAUFORMEN

8.1 Magnetwerkstoffe	129
8.2 Bauformen	131

Anhang A: Formelzeichen und Bezeichnungen	132
---	-----

Anhang B: Umrechnung der Parameter des Motors SE718 in bezogene Größen	134
---	-----

Literaturverzeichnis	142
----------------------	-----

EINLEITUNG

Elektrische Servoantriebe wurden in der Vergangenheit meist mit Gleichstrommotoren realisiert. Gleichstrommotoren besitzen gegenüber Synchron- und Asynchronmotoren den Vorteil der leichten Steuerbarkeit. Dem steht der Nachteil der Wartungsbedürftigkeit wegen der mechanischen Bürsten und das größere Bauvolumen sowie das größere Trägheitsmoment gegenüber.

Insbesondere seit der Entwicklung neuer Magnetwerkstoffe mit hoher Remanenzfeldstärke gewinnen permanentmagnetisch erregte Synchronmotoren immer größere Bedeutung. Diese Entwicklung wird zudem begünstigt durch die rasche Entwicklung auf dem Gebiet der Halbleitertechnik, die Transistoren immer größerer Leistung verfügbar gemacht hat.

Dank der Fortschritte auf dem Gebiet der Mikroelektronik, die in zunehmendem Maße digitale Bausteine mit großer Leistungsfähigkeit zu zumutbaren Preisen bereitstellt, lassen sich auch komplizierte Steuer- und Regelungsaufgaben bewältigen.

In dieser Arbeit wird ausgehend von den Gleichungen der allgemeinen Synchronmaschine unter Benutzung der Raumzeigerdarstellung das Gleichungssystem der permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine entwickelt. Daneben werden die Gleichungen auch in Matrixform dargestellt.

Durch Einführung bezogener Größen wird eine wesentliche Vereinfachung der Maschinengleichungen erreicht.

Das Übertragungsverhalten der Synchronmaschine bei konstanter Rotorwinkelgeschwindigkeit wird untersucht.

Das stationäre Verhalten der Synchronmaschine wird untersucht. Im Vordergrund stehen hier der Einfluß der Maschinen- und Systemparameter auf die Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik und die Methoden zur Vorsteuerung des Stromzeigers.

Das dynamische Verhalten des Systems wird abhängig vom zugrunde gelegten Bezugssystem untersucht.

Es werden verschiedene Verfahren zur Erzeugung der Strangspannungen durch Pulsbreitenmodulation aus der Zwischenkreisgleichspannung untersucht und miteinander verglichen.

Ferner werden drei Verfahren zur Spannungszeigersynthese durch Zeigerkombination untersucht.

Die Störungen der Bahn des Stromzeigers und die damit verbundenen Schwankungen des von der Maschine erzeugten Moments infolge des diskontinuierlichen Verlauf der Strangspannungen werden untersucht.

Die meisten der hier erzielten Resultate finden sich in der benutzten Literatur. Zu erwähnen sind insbesondere die Arbeiten von Buehler/1/, Grotstollen/3/ und Orlik/8/.

Nicht aus der Literatur entwickelt wurde die hier durchgeführte Einführung bezogener Größen (Kapitel 2), die Ableitungen in den Abschnitten 1.2.6 und 7.3.1 sowie die Berechnungen in Abschnitt 7.5 .

1. DAS MASCHINENMODELL

1.1 MATHEMATISCHES MODELL DER SYNCHRONMASCHINE

1.1.1 ALLGEMEINES

Die Herleitung der Gleichungen der Synchronmaschine erfolgt nach /1 BÜHLER/.

Es wird eine im Stern geschaltete Synchronmaschine ohne Dämpferwicklungen und ohne Nullpunktbelastung zugrundegelegt.

Bei der Ableitung werden die Eisenverluste in der Maschine vernachlässigt. Die Sättigung der magnetischen Kreise wird nicht berücksichtigt. Die räumlich verteilten Wicklungen werden durch konzentrierte Wicklungen ersetzt.

1.1.2 DIE SPANNUNGSGLEICHUNGEN

Im folgenden wird die Zuordnung der Größen zu den einzelnen Strängen durch die tiefgestellten Indices a, b und c gekennzeichnet. Der tiefgestellte Index e kennzeichnet die Zuordnung einer Größe zum Feldkreis.

Der für alle Stränge gleiche Widerstand der Strangwicklung wird mit R bezeichnet. Der Momentanwert der Strangspannung wird mit u, der Momentanwert des Strangstroms mit i bezeichnet. Der Buchstabe Ψ bezeichnet den mit dem betreffenden Strang verknüpften Fluß.

Die Spannungsgleichungen für die Stränge des Stators lauten:

$$u_a = i_a * R + d \Psi_a / dt$$

$$u_b = i_b * R + d \Psi_b / dt \quad (1.1.2.1)$$

$$u_c = i_c * R + d \Psi_c / dt$$

Die Spannungsgleichung für die Feldwicklung des Rotors lautet:

$$u_e = i_e * R + d \Psi_e / dt \quad (1.1.2.2)$$

Da die Maschine im Stern geschaltet ist, gilt für die drei Strangströme die Beziehung:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1.1.2.3)$$

Es wird nun die folgende Annahme gemacht:

$$d(\psi_a + \psi_b + \psi_c)/dt = 0 \quad (1.1.2.4)$$

Diese Gültigkeit dieser Annahme ist erforderlich für die Einführung von Raumzeigern. Bei Vorliegen vollständiger Symmetrie der Maschine ist diese Annahme gerechtfertigt.

Durch Summation der Spannungsgleichungen (1.1.2.1) und Einsetzen der Beziehungen (1.1.2.3) und (1.1.2.4) folgt:

$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad (1.1.2.5)$$

1.1.3 DIE EINFÜHRUNG VON RAUMZEIGERN

Die Stranggrößen sind, wie oben gezeigt, linear voneinander abhängig. Es ist also möglich, die drei Stranggrößen durch zwei voneinander unabhängige Größen auszudrücken.

Zunächst wird die Konstante $\underline{a}$ definiert durch:

$$\underline{a} = \exp(j \cdot 2\pi/3) \quad (1.1.3.1)$$

Es gelten dann die Beziehungen:

$$\underline{a} = -1/2 + j \sqrt{3}/2 \quad (1.1.3.2)$$

$$1 + \underline{a} + \underline{a}^2 = 0 \quad (1.1.3.3)$$

$$\underline{a}^2 = \underline{a}^{-1} = \underline{a}^* \quad (1.1.3.4)$$

Sind x_a, x_b und x_c drei Stranggrößen, so wird der zugeordnete Raumzeiger $\underline{x}$ definiert durch:

$$\underline{x} = 2/3 * (x_a + x_b * \underline{a} + x_c * \underline{a}^2) \quad (1.1.3.5)$$

Es werden nun zwei Systeme von Stranggrößen x_a, x_b, x_c und x_a', x_b', x_c' betrachtet.

Wir nehmen an, daß die zugeordneten Raumzeiger identisch sind:

$$\underline{x}' = \underline{x}.$$

Durch Einsetzen der Definitionen und Umformen erhält man nun:

$$(x_a' - x_a) + (x_b' - x_b) * \underline{a} + (x_c' - x_c) * \underline{a}^2 = 0$$

Durch Subtraktion der Gleichung:

$$(x_c' - x_c) * (1 + \underline{a} + \underline{a}^2) = 0$$

folgt:

$$((x_a' - x_a) - (x_c' - x_c)) + ((x_b' - x_b) - (x_c' - x_c)) * \underline{a} = 0$$

Da der erste Summand reell ist, während der zweite Summand komplex ist, ergibt sich hieraus:

$$(x_a' - x_a) - (x_c' - x_c) = 0 \quad \text{und} \quad (x_b' - x_b) - (x_c' - x_c) = 0$$

Dies kann einfacher auch in der Form :

$$x_a' - x_a = x_b' - x_b = x_c' - x_c \quad (1.1.3.6)$$

geschrieben werden.

Gilt umgekehrt die Gleichung (1.1.3.6) so kann mit $k = x_a' - x_a$ geschrieben werden:

$$\underline{x}' = 2/3 * ((x_a + k) + (x_b + k) * \underline{a} + (x_c + k) * \underline{a}^2)$$

Hieraus folgt unter Verwendung von (1.1.3.3) nun $\underline{x}' = \underline{x}$.

Zwei Systeme von Stranggrößen besitzen also genau dann den gleichen Raumzeiger, wenn die Bedingung (1.1.3.6) gilt.

Die Bedingung :

$$x_a + x_b + x_c = k \quad (1.1.3.7)$$

, wobei k eine Konstante ist, ist eine hinreichende Bedingung für die Eineindeutigkeit der Darstellung von Stranggrößen durch Raumzeiger, wie im folgenden gezeigt wird.

Die Notwendigkeit dieser Bedingung für die Eineindeutigkeit der Darstellung ergibt sich unmittelbar aus Gleichung (1.1.3.6) .

Für ein zweites System von Stranggrößen x_a', x_b', x_c' erhält man bei Gültigkeit von (1.1.3.7) die Aussage:

$$x_a' - x_a = -(x_b' - x_b) - (x_c' - x_c) \quad (1.1.3.8)$$

Die Annahme identischer zugeordneter Raumzeiger $\underline{x}' = \underline{x}$ liefert wie oben:

$$(x_a' - x_a) + (x_b' - x_b) * \underline{a} + (x_c' - x_c) * \underline{a}^2 = 0$$

Mit Gleichung (1.1.3.8) folgt hieraus:

$$-(x_b' - x_b) - (x_c' - x_c) + (x_b' - x_b) * \underline{a} + (x_c' - x_c) * \underline{a}^2 = 0$$

Durch Bildung von Real- und Imaginärteil erhält man:

$$(x_b' - x_b) + (x_c' - x_c) = 0$$

$$(x_b' - x_b) - (x_c' - x_c) = 0$$

Hieraus folgt, daß die gestrichenen und ungestrichenen Größen identisch sind.

Im folgenden wird die schärfere Bedingung:

$$x_a + x_b + x_c = 0 \quad (1.1.3.9)$$

zugrundegelegt.

Die Größen x_a , x_b und x_c können dann durch Projektion des Raumzeigers $\underline{x}$ auf die Achsen 1, $\underline{a}$ und $\underline{a}^2$ gewonnen werden.

Dies soll im folgenden gezeigt werden.

Aus der Definition des Raumzeigers (1.1.3.5) folgt:

$$\operatorname{Re}(\underline{x}) = 2/3 * (x_a + x_b * \operatorname{Re}(\underline{a}) + x_c * \operatorname{Re}(\underline{a}^2))$$

$$\operatorname{Re}(\underline{x}) = 2/3 * (x_a + -1/2 * (x_b + x_c))$$

Unter Verwendung von (1.1.3.9) folgt hieraus:

$$\operatorname{Re}(\underline{x}) = 2/3 * (x_a + 1/2 * x_a)$$

und daraus:

$$x_a = \operatorname{Re}(\underline{x}) \quad (1.1.3.10)$$

Analog können die folgenden Beziehungen abgeleitet werden:

$$x_b = \operatorname{Re}(\underline{x} * \underline{a}^{-1}) = -0,5 * \operatorname{Re}(\underline{x}) + \sqrt{3}/2 * \operatorname{Im}(\underline{x}) \quad (1.1.3.11)$$

$$x_c = \operatorname{Re}(\underline{x} * \underline{a}^{-2}) = -0,5 * \operatorname{Re}(\underline{x}) - \sqrt{3}/2 * \operatorname{Im}(\underline{x}) \quad (1.1.3.12)$$

Bild 1.1 zeigt das Entstehen der Stranggrößen durch Projektion des Raumzeigers auf die Achsen.

Ist $\underline{x} = x * e^{j\psi}$ in Polarkoordinaten gegeben, so folgt:

$$x_a = x * \cos(\psi)$$

$$x_b = \operatorname{Re}(x * e^{j\psi} - j * 2\pi/3) = x * \cos(\psi - 2\pi/3)$$

$$x_c = \operatorname{Re}(x * e^{j\psi} - j * 4\pi/3) = x * \cos(\psi - 4\pi/3)$$

Sind umgekehrt die drei Stranggrößen x_a , x_b und x_c gegeben, so lassen sich hieraus die Komponenten des zugeordneten Spannungszeigers nach den folgenden Formeln berechnen.
Gleichung (1.1.3.10) ist identisch mit

$$\operatorname{Re}(\underline{x}) = x_a \quad (1.1.3.13)$$

Aus der Definition des Raumzeigers (1.1.3.5) folgt durch Bildung des Imaginärteils:

$$\operatorname{Im}(\underline{x}) = 2/3 * \operatorname{Im}(x_a + x_b * \underline{a} + x_c * \underline{a}^2)$$

$$\operatorname{Im}(\underline{x}) = 2/3 * \sqrt{3}/2 * (x_b - x_c)$$

$$\operatorname{Im}(\underline{x}) = 1/\sqrt{3} * (x_b - x_c) \quad (1.1.3.14)$$

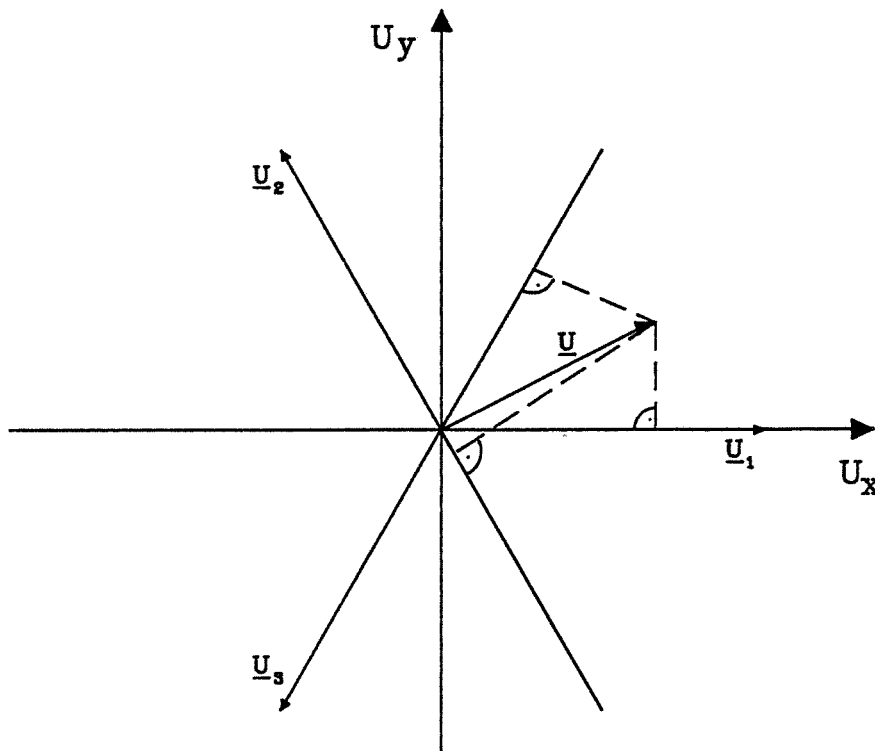


BILD 1.1 Projektion des Raumzeigers auf die Achsen

Unter Verwendung der Beziehung (1.1.3.9) lassen sich diverse weitere Formeln herleiten. Insbesondere wird erkennbar, daß bereits die Kenntnis von zwei Stranggrößen zur Bestimmung des Raumzeigers ausreicht.

Für die Länge $|\underline{x}|$ des Raumzeiger gilt:

$$|\underline{x}|^2 = x_a^2 + 1/3 * (x_b - x_c)^2 \quad (1.1.3.15)$$

1.1.4 DIE SPANNUNGSGLEICHUNG IN RAUMZEIGERDARSTELLUNG

Aus den Spannungsgleichungen (1.1.2.1) für die Statorstränge erhält man durch Einführung von Raumzeigern die komplexe Spannungsgleichung im statorfesten System:

$$\underline{u} = \underline{i} * R + \frac{d \underline{\psi}}{dt} \quad (1.1.4.1)$$

In der Literatur wird vielfach das System, in dem eine Größe definiert ist, durch einen der Größe zugeordneten Index bezeichnet.

Buehler /1/ benutzt hier den hochgestellten Index s zur Kennzeichnung der Größen im statorfesten System und den hochgestellten Index r zur Kennzeichnung der Größen im rotorfesten System. Um eine bessere Lesbarkeit der Formeln zu erreichen, wird auf die zusätzliche Indizierung der Größen häufig verzichtet. Es wird dann jeweils explizit angegeben, welches Koordinatensystem zugrundegelegt wird.

1.1.5 DREHUNG DES KOORDINATENSYSTEMS

Werden bei einer komplexen Gleichung oder Differentialgleichung alle auftretenden Größen mit dem Faktor $e^{j\varphi}$ multipliziert, wobei eine reelle Zahl ist, so entspricht dies einer Drehung des Koordinatensystems um den Winkel $-\varphi$.

Unter Verwendung der Beziehung (1.1.3.9) lassen sich diverse weitere Formeln herleiten. Insbesondere wird erkennbar, daß bereits die Kenntnis von zwei Stranggrößen zur Bestimmung des Raumzeigers ausreicht.

Für die Länge $|\underline{x}|$ des Raumzeiger gilt:

$$|\underline{x}|^2 = x_a^2 + 1/3 * (x_b - x_c)^2 \quad (1.1.3.15)$$

1.1.4 DIE SPANNUNGSGLEICHUNG IN RAUMZEIGERDARSTELLUNG

Aus den Spannungsgleichungen (1.1.2.1) für die Statorstränge erhält man durch Einführung von Raumzeigern die komplexe Spannungsgleichung im statorfesten System:

$$\underline{u} = \underline{i} * R + \frac{d \underline{\psi}}{dt} \quad (1.1.4.1)$$

In der Literatur wird vielfach das System, in dem eine Größe definiert ist, durch einen der Größe zugeordneten Index bezeichnet.

Buehler /1/ benutzt hier den hochgestellten Index s zur Kennzeichnung der Größen im statorfesten System und den hochgestellten Index r zur Kennzeichnung der Größen im rotorfesten System. Um eine bessere Lesbarkeit der Formeln zu erreichen, wird auf die zusätzliche Indizierung der Größen häufig verzichtet. Es wird dann jeweils explizit angegeben, welches Koordinatensystem zugrundegelegt wird.

1.1.5 DREHUNG DES KOORDINATENSYSTEMS

Werden bei einer komplexen Gleichung oder Differentialgleichung alle auftretenden Größen mit dem Faktor $e^{j\psi}$ multipliziert, wobei eine reelle Zahl ist, so entspricht dies einer Drehung des Koordinatensystems um den Winkel $-\psi$.

Auf die in der Spannungsgleichung (1.1.5.1) auftretenden Größen kann nun eine Transformation :

$$\underline{x}^k = \underline{x} * e^{-j\psi} \quad (1.1.5.1)$$

angewendet werden. Der hochgestellte Index k bezeichnet dabei die Größen im gedrehten Koordinatensystem. Die Funktion $\psi = \psi(t)$ wird als differenzierbar vorausgesetzt.

Die Umkehrtransformation ist gegeben durch:

$$\underline{x} = \underline{x}^k * e^{j\psi} \quad (1.1.5.2)$$

Durch Einsetzen in (1.1.4.1) erhält man:

$$\underline{u}^k = \underline{i}^k * R + \frac{d(\underline{\psi}^k * e^{j\psi})}{dt} * e^{-j\psi}$$

Hieraus folgt:

$$\underline{u}^k = \underline{i}^k * R + \frac{d\underline{\psi}^k}{dt} + j * \frac{d\psi}{dt} * \underline{\psi}^k \quad (1.1.5.3)$$

An dieser Stelle ist eine Betrachtung des Zusammengangs zwischen dem elektrischen und dem mechanischen Rotorwinkel erforderlich. Der elektrische Rotorwinkel ψ_{el} ergibt sich aus dem mechanischen Rotorwinkel ψ_{mech} durch Multiplikation mit der Polpaarzahl z_p der Maschine:

$$\psi_{el} = z_p * \psi_{mech} \quad (1.1.5.4)$$

Die elektrische Winkelgeschwindigkeit des Rotor sei hier ohne kennzeichnende Indizierung mit w bezeichnet. Sie ist definiert durch:

$$w = d\psi_{el}/dt \quad (1.1.5.5)$$

Der Zusammenhang zwischen der mechanischen Winkelgeschwindigkeit ω_{mech} und der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω ist gegeben durch:

$$\omega_{\text{mech}} = \omega / Z_p \quad (1.1.5.6)$$

Durch Wahl von

$$\psi(t) = -\omega * t + \psi_0 \quad (1.1.5.7)$$

in Gleichung (1.1.5.1) erhält man ein Koordinatensystem, das mit dem Rotor umläuft.

Hierin ist der Winkel ψ_0 zunächst noch frei wählbar.

Ein solches Koordinatensystem wird als rotorfestes System bezeichnet.

Die Größen in diesem System werden zur Kennzeichnung mit dem hochgestellten Index r versehen.

Die Spannungsgleichung im rotorfesten System lautet nun:

$$\underline{u}^r = \underline{i}^r * R + \frac{d \underline{\psi}^r}{dt} + j * \omega * \underline{\psi}^r \quad (1.1.5.8)$$

Ein spezielles rotorfestes System ist das d-q-System. Hierbei ist der Winkel ψ_0 so gewählt, daß die reelle Achse des Koordinatensystems in der Rotorachse liegt.

Realteil bzw. Imaginärteil einer Größe $\underline{x}$ im d-q-System werden mit x_d bzw x_q bezeichnet:

$$\underline{x} = x_d + j * x_q$$

1.1.6 HERLEITUNG DER LEISTUNGSGLEICHUNG

Der Momentanwert P der im Stator umgesetzten elektrischen Leistung ist gegeben durch:

$$P(t) = u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c \quad (1.1.6.1)$$

Es soll nun ein Ausdruck für die Leistung unter Verwendung von Raumzeigern abgeleitet werden.

Die Ableitung erfolgt hier im statorfesten System. Wie man leicht nachprüft, läßt sich die Ableitung auch in jedem sich drehenden Koordinatensystem durchführen.

Durch Einsetzen der Definitionen von $\underline{u}$ und $\underline{i}$ erhält man:

$$\operatorname{Re}(\underline{u}^* \cdot \underline{i}) = \operatorname{Re}\left(\frac{2}{3} \cdot (u_a + \underline{a}^2 \cdot u_b + \underline{a} \cdot u_c) \cdot \frac{2}{3} \cdot (i_a + \underline{a} \cdot i_b + \underline{a}^2 \cdot i_c)\right)$$

Durch Umformung folgt hieraus:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\underline{u}^* \cdot \underline{i}) = & \frac{4}{9} \cdot \operatorname{Re}(u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c + \\ & + \underline{a} \cdot (u_a i_b + u_b i_c + u_c i_a) + \\ & + \underline{a}^2 \cdot (u_a i_c + u_b i_a + u_c i_b)) \end{aligned}$$

Mit $\operatorname{Re}(\underline{a}) = \operatorname{Re}(\underline{a}^2) = -1/2$ folgt nun:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\underline{u}^* \cdot \underline{i}) = & \frac{4}{9} \cdot (u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c + \\ & -1/2 \cdot (u_a i_b + u_b i_c + u_c i_a + u_a i_c + u_b i_a + u_c i_b)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\underline{u}^* \cdot \underline{i}) = & \frac{4}{9} \cdot (u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c + \\ & -1/2 \cdot (u_a (i_b + i_c) + u_b (i_c + i_a) + u_c (i_a + i_b))) \end{aligned}$$

Unter der Berücksichtigung der Tatsache, daß die Summe der Ströme Null ist, folgt:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\underline{u}^* \cdot \underline{i}) = & \frac{4}{9} \cdot (u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c + \\ & + 1/2 \cdot (u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c)) \end{aligned}$$

$$\operatorname{Re}(\underline{u}^* \cdot \underline{i}) = \frac{4}{9} \cdot \frac{3}{2} \cdot (u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c)$$

$$\operatorname{Re}(\underline{u}^* \cdot \underline{i}) = 2/3 * (u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c)$$

Durch Einsetzung der Definitionsgleichung der Leistung (1.1.6.1) erhält man:

$$P = 3/2 * \operatorname{Re}(\underline{u}^* \cdot \underline{i}) \quad (1.1.6.2)$$

1.1.7 HERLEITUNG DER MOMENTENGLEICHUNG

Für die mechanisch abgegebene Leistung P_{mech} der Maschine gilt:

$$P_{\text{mech}} = m_{e1} * w_{\text{mech}} \quad (1.1.7.1)$$

Dabei ist m_{e1} das elektrisch erzeugte Drehmoment und w_{mech} die mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors.

Die Herleitung der Gleichung für den Momentanwert des Moments erfolgt im rotorfesten System. Die kennzeichnenden Indices werden zur Vereinfachung weggelassen.

Ausgangspunkt ist die Spannungsgleichung (1.1.5.8):

$$\underline{u} = \underline{i} * R + d\underline{\psi}/dt + j * w * \underline{\psi}$$

Es wird nun der Einfachheit halber der folgende Fall betrachtet:

$$dw/dt = 0 \quad d\underline{\psi}/dt = 0 \quad (1.1.7.2)$$

Die Spannungsgleichung lautet dann:

$$\underline{u} = \underline{i} * R + j * w * \underline{\psi} \quad (1.1.7.3)$$

Durch Multiplikation mit $\underline{i}^*$ erhält man:

$$\underline{u} * \underline{i}^* = R * \underline{i} * \underline{i}^* + j * w * \underline{\psi} * \underline{i}^* \quad (1.1.7.4)$$

Bildet man den Realteil, so ergibt sich:

$$\operatorname{Re}(\underline{u} \cdot \underline{i}^*) = R \cdot i^2 + w \cdot \operatorname{Im}(\underline{\Psi}^* \cdot \underline{i})$$

Nach Multiplikation dieser Gleichung mit dem Faktor $3/2$ folgt:

$$3/2 \cdot \operatorname{Re}(\underline{u} \cdot \underline{i}^*) = 3/2 \cdot R \cdot i^2 + 3/2 \cdot w \cdot \operatorname{Im}(\underline{\Psi}^* \cdot \underline{i}) \quad (1.1.7.5)$$

Die Verlustleistung P_v im Stator ist gegeben durch:

$$P_v = R \cdot (i_a^2 + i_b^2 + i_c^2) = 3/2 \cdot R \cdot i^2 \quad (1.1.7.6)$$

Durch Einsetzen von (1.1.7.6) in (1.1.7.5) erhält man:

$$P = P_v + 3/2 \cdot w \cdot \operatorname{Im}(\underline{\Psi}^* \cdot \underline{i}) \quad (1.1.7.7)$$

Unter den gemachten Voraussetzungen gilt:

$$P = P_v + P_{\text{mech}}$$

Durch Vergleich mit Gleichung (1.1.7.7) folgt:

$$P_{\text{mech}} = 3/2 \cdot w \cdot \operatorname{Im}(\underline{\Psi}^* \cdot \underline{i}) \quad (1.1.7.8)$$

Unter Verwendung der Gleichung (1.1.7.1) erhält man:

$$m_{el} = 3/2 \cdot z_p \cdot \operatorname{Im}(\underline{\Psi}^* \cdot \underline{i}) \quad (1.1.7.9)$$

Die Ableitung der Drehmomentengleichung läßt sich auch für den allgemeinen Fall durchführen.

Dann tritt in der Spannungsgleichung der Term $d\underline{\Psi}/dt$ hinzu.

Durch Multiplikation mit i^* , Realteilbildung und Multiplikation mit $3/2$ wird hieraus der Term:

$$3/2 \cdot \operatorname{Re}(d\underline{\Psi}/dt \cdot i^*)$$

Die Leistungsbilanz lautet in diesem Falle:

$$P = P_v + P_{mag} + P_{mech}$$

Dabei ist $P_{mag} = dW_{mag}/dt$ die aus der Änderung der magnetischen Energie in der Maschine resultierende Leistung.

Eine genauere Untersuchung liefert nun die Identität

$$P_{mag} = 3/2 \cdot \text{Re}(d\underline{\Psi}/dt \cdot i^*) \quad (1.1.7.10)$$

Infolge dieser Tatsache erhält man auch im Fall $dw/dt \neq 0$ das oben angegebene Resultat für den Momentanwert des Drehmoments.

Die Gleichung für den Momentanwert des Drehmoments wurde im rotorfesten Koordinatensystem abgeleitet. Führt man nun eine Drehung des Koordinatensystems gemäß:

$$\underline{x}' = \underline{x} \cdot e^{ja}$$

durch, so folgt:

$$\underline{\Psi}' \cdot i' = \underline{\Psi} \cdot e^{-ja} \cdot i e^{ja} = \underline{\Psi} \cdot i$$

Der Ausdruck $\underline{\Psi} \cdot i$ bleibt also bei Drehungen des Koordinatensystems invariant.

Hieraus ergibt sich, daß die Formel (1.1.7.9) für den Momentanwert des Drehmoments in jedem Koordinatensystem Gültigkeit besitzt.

1.2 LINEARISIERUNG DES MODELLS DER SYNCHRONMASCHINE

1.2.1 MASCHINENGLEICHUNGEN

Zunächst sollen an dieser Stelle die Formeln zusammengestellt werden, die das System im rotorfesten d-q-System beschreiben:

$$\underline{u} = \underline{i} * R + d \underline{\Psi} / dt + j * w * \underline{\Psi} \quad (1.2.1.1)$$

$$u_e = R_e * i_e + d \Psi_e / dt \quad (1.2.1.2)$$

$$P = 3/2 * \text{Re}(\underline{u} * \underline{i}) \quad (1.2.1.3)$$

$$m_{el} = 3/2 * z_p * \text{Im}(\underline{\Psi}^* * \underline{i}) \quad (1.2.1.4)$$

Durch Aufspaltung der Spannungsgleichung (1.2.1.1) in Realteil und Imaginärteil folgt:

$$u_d = i_d * R + d \Psi_d / dt - w * \Psi_q \quad (1.2.1.5)$$

$$u_q = i_q * R + d \Psi_q / dt + w * \Psi_d$$

1.2.2 LINEARER ANSATZ

Die Flüsse $\underline{\Psi}$ und Ψ_e sind im allgemeinen Falle nichtlineare Funktionen der Ströme und des Rotorwinkels ψ :

$$\underline{\Psi} = \underline{\Psi}(i, i_e, \psi) \quad (1.2.2.1)$$

$$\Psi_e = \Psi_e(i, i_e, \psi)$$

Die Nichtlinearität bezüglich der Ströme wird wesentlich verursacht durch das nichtlineare Verhalten der verwendeten Magnetmaterialien.

Die Abhängigkeit des mit der Erregerwicklung verknüpften Flusses vom Rotorwinkel entsteht durch Inhomogenitäten des Rotors und des Stators.

Es wird nun das rotorfeste d-q-System zugrundegelegt.

In diesem Koordinatensystem können die nichtlinearen Funktionen Ψ_d , Ψ_q und Ψ_e linearisiert werden. Durch Linearisierung erhält man die Beziehungen:

$$\Psi_d = L_{hd} * (i_d + i_e) + L_{\sigma 1} * i_d = L_d * i_d + L_{hd} * i_e \quad (1.2.2.2)$$

$$\Psi_q = L_{hq} * i_q + L_{\sigma 1} * i_q = L_q * i_q \quad (1.2.2.3)$$

$$\Psi_e = L_{hd} * (i_d + i_e) + L_{\sigma e} * i_e = L_e * i_e + L_{hd} * i_d \quad (1.2.2.4)$$

Die hierin auftretenden mit L bezeichneten Größen haben die Dimension von Induktivitäten. Sie können als den einzelnen Wicklungssystemen zugeordnete konstante Induktivitäten betrachtet werden.

Die mit dem tiefgestellten Index h bezeichneten Größen werden dabei als Hauptinduktivitäten bezeichnet, während die mit dem tiefgestellten Index σ bezeichneten Größen als Streuinduktivitäten bezeichnet werden.

Die Bestimmung der Werte der Induktivitäten kann auf verschiedene Weise erfolgen. Steht die Konstruktion einer Maschine im Vordergrund, so wird man sie nach verschiedenen numerischen Verfahren ausgehend vom vorgesehenen konstruktiven Aufbau und den verwendeten Materialien bestimmen.

Handelt es sich um eine vorgebene Maschine, so wird man sie den Herstellerangaben entnehmen oder durch Messungen nach in der Literatur beschriebenen Verfahren bestimmen.

Durch Einsetzen der für die Flüsse abgeleiteten Beziehungen (1.2.2.2 bis 1.2.2.4) in die Spannungsgleichungen (1.2.1.5) erhält man das folgende Gleichungssystem:

$$u_d = R \cdot i_d + L_d \cdot di_d/dt + L_{hq} \cdot di_e/dt - w \cdot L_q \cdot i_q \quad (1.2.2.6)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L_q \cdot di_q/dt + w \cdot (L_d \cdot i_d + L_{hd} \cdot i_e) \quad (1.2.2.7)$$

$$u_e = R_e \cdot i_e + L_e \cdot di_e/dt + L_{hd} \cdot di_d/dt \quad (1.2.2.8)$$

1.2.3 DIE LINEARISIERTE MOMENTENGLEICHUNG

Der Flußzeiger $\underline{\psi}$ ist nach (1.2.1.2 und 1.2.1.3) gegeben durch:

$$\underline{\psi} = \psi_d + j \psi_q = L_d \cdot i_d + L_{hd} \cdot i_e + j L_q \cdot i_q$$

Setzt man dies in die Momentengleichung (1.2.1.4):

$$m_{el} = 3/2 \cdot z_p \cdot \text{Im}(\underline{\psi} \cdot \underline{i}^*)$$

ein, so erhält man:

$$m_{el} = 3/2 \cdot z_p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d)$$

$$m_{el} = 3/2 \cdot z_p \cdot ((L_d \cdot i_d + L_{hd} \cdot i_e) \cdot i_q - L_q \cdot i_q \cdot i_d)$$

$$m_{el} = 3/2 \cdot z_p \cdot (L_{hd} \cdot i_e \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d) \quad (1.2.3.1)$$

Das Moment m_{el} kann nun in zwei Anteile zerlegt werden:

$$m_{el} = m_{el \text{ vp}} + m_{el \text{ reak}}$$

Dabei ist

$$m_{el \text{ vp}} = 3/2 \cdot z_p \cdot L_{hd} \cdot i_e \cdot i_q \quad (1.2.3.2)$$

das Vollpolmoment der Maschine und

$$m_{el \text{ reak}} = 3/2 \cdot z_p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d \quad (1.2.3.3)$$

das Reaktionsmoment der Maschine.

Das Reaktionsmoment tritt bei gegebenem Vollpolmoment um so mehr in Erscheinung, je größer $|i_d|$ ist. Angemerkt sei hier, daß diese Tatsache bei einer nahezu symmetrischen Maschine in Betriebsbereichen, in denen eine Vorsteuerung des Stromzeigers notwendig ist, nachteilige Auswirkungen hat.

1.2.4 GLEICHUNGEN DER MASCHINE MIT VOLLPOLEIGENSCHAFTEN

Bei einer Maschine mit Vollpoleigenschaften gilt:

$$L_{hd} = L_{hq} = L_h \quad \text{und} \quad L_d = L_q = L$$

Unter Berücksichtigung dieser Tatsache vereinfachen sich die Spannungsgleichungen für den Stator zu:

$$u_d = R \cdot i_d + L \cdot di_d/dt + L_h \cdot di_e/dt - w \cdot L \cdot i_q \quad (1.2.4.1)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L \cdot di_q/dt + w \cdot (L \cdot i_d + L_h \cdot i_e) \quad (1.2.4.2)$$

Während bei den die allgemeine Synchronmaschine beschreibenden Gleichungen (1.2.2.6) und (1.2.2.7) eine vernünftige Darstellung in komplexer Form nicht möglich ist, können die Gleichungen im hier betrachteten Fall wieder in komplexer Form dargestellt werden:

$$\underline{u} = R \cdot \underline{i} + L \cdot d\underline{i}/dt + jw \cdot L \cdot \underline{i} + L_h \cdot di_e/dt + jw L_h \cdot i_e \quad (1.2.4.3)$$

Die Spannungsgleichung für den Feldkreis lautet:

$$u_e = R_e \cdot i_e + L_e \cdot di_e/dt + L_h \cdot di_d/dt \quad (1.2.4.4)$$

Die Momentengleichung vereinfacht sich durch das Verschwinden des Reaktionsmoments zu:

$$M_{el} = 3/2 \cdot z_p \cdot L_h \cdot i_e \cdot i_q \quad (1.2.4.5)$$

1.2.5 DIE PERMANENTMAGNETISCH ERREGTE SYNCHRONMASCHINE

Bei der permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine, die im folgenden auch als PM-Synchronmaschine bezeichnet wird, verliert die Spannungsgleichung (1.2.2.8) für den Feldkreis ihren Sinn, da sie keine Entsprechung in der Realität besitzt.

An ihre Stelle kann die Beziehung:

$$i_e = \text{const} \quad (1.2.5.1)$$

treten.

Dadurch vereinfachen sich die Gleichungen (1.2.2.6) und (1.2.2.7) zu:

$$u_d = R \cdot i_d + L_d \cdot di_d/dt - \omega \cdot L_q \cdot i_q \quad (1.2.5.2)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L_q \cdot di_q/dt + \omega \cdot (L_d \cdot i_d + L_{hd} \cdot i_e) \quad (1.2.5.3)$$

Im Falle einer permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine mit Vollpoleigenschaften kann von der Gleichung (1.2.4.3) ausgegangen werden. Diese vereinfacht sich zu:

$$\underline{u} = R \cdot \underline{i} + L \cdot d\underline{i}/dt + j\omega \cdot L \cdot \underline{i} + j\omega L_h \cdot i_e \quad (1.2.5.4)$$

1.2.6 BERÜCKSICHTIGUNG DER BEEINFLUSSUNG DER FELDER DER PERMANENTMAGNETE DURCH DIE STATORFELDER IM MASCHINENMODELL

Unter Feldschwächung soll in diesem Abschnitt die Beeinflussung des Rotorfeldes durch die Statorfelder verstanden werden. Diese erfolgt bei der permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine entsprechend der Steigung der B-H-Kennlinie.

Bei der Untersuchung des Einflusses der Feldschwächung gehen wir von einer Maschine mit Vollpoleigenschaften aus.

Die Beziehung $i_e = \text{const}$ vernachlässigt den Einfluß der Feld-

schwächung, da hier unabhängig von Betrag und Richtung des Stromzeigers i der vom Rotor ausgehende Fluß stets als konstant angenommen ist.

Die Berücksichtigung der Schwächbarkeit des Feldes durch die d-Komponente der Statorstroms kann durch folgenden linearisierten Ansatz berücksichtigt werden:

$$i_e = i_{e0} + k \cdot i_d \quad (1.2.6.1)$$

Dabei ist k eine Konstante, die abhängig von der Steigung der B-H-Kennlinie die Schwächbarkeit des Feldes kennzeichnet.

Durch Einsetzen der Beziehung (1.2.6.1) in die Gleichungen (1.2.4.1) und (1.2.4.2) erhält man:

$$u_d = R \cdot i_d + L \cdot di_d/dt + L_h \cdot k \cdot di_d/dt - w \cdot L \cdot i_q$$

$$u_q = R \cdot i_q + L \cdot di_q/dt + w \cdot (L \cdot i_d + L_h \cdot i_{e0} + L_h \cdot k \cdot i_d)$$

Hieraus folgt:

$$u_d = R \cdot i_d + (L + L_h \cdot k) \cdot di_d/dt - w \cdot L \cdot i_q \quad (1.2.6.2)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L \cdot di_q/dt + w \cdot ((L + L_h \cdot k) \cdot i_d + L_h \cdot i_{e0})$$

Definiert man nun die Induktivitäten:

$$L_d' = L + L_h \cdot k \quad \text{und} \quad L_q' = L \quad (1.2.6.3)$$

, so folgt durch Einsetzen in die Gleichungen (1.2.6.2):

$$u_d = R \cdot i_d + L_d' \cdot di_d/dt - w \cdot L_q' \cdot i_q \quad (1.2.6.4)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L_q' \cdot di_q/dt + w \cdot (L_d' \cdot i_d + L_h \cdot i_{e0})$$

Durch Vergleich mit den Gleichungen (1.2.5.2) und (1.2.5.3) erkennt man, daß bei Berücksichtigung der Feldschwächung aus der Maschine mit Vollpoleigenschaften eine unsymmetrische Maschine wird. Bei dieser Maschine hat die Ersatzinduktivität L_d' einen

gegenüber der Induktivität $L_q' = L$ erhöhten Wert.

Die geringe Steigung der B-H-Kennlinie der verwendeten Magnetmaterialien bedingt, daß die auf $L = L_d'$ bezogene Differenz zwischen L_q' und L_d' einen betragsmäßig geringen Wert hat. Es wird also i.A. zulässig sein, die Unsymmetrie der Maschine zu vernachlässigen und die Maschine als Vollpolmaschine zu behandeln.

Auch in der vorliegenden Arbeit wird die Schwächbarkeit der Felder der Permanentmagnete durch die Felder des Stators vernachlässigt.

1.2.7 SYSTEMGLEICHUNGEN DER PM-SYNCHRONMASCHINE MIT VOLLPOLEIGENSCHAFTEN

Für die permanentmagnetisch erregte Synchronmaschine mit Vollpoleigenschaften gelten im rotorfesten System die folgenden Gleichungen:

$$\underline{u} = R \cdot \underline{i} + L \cdot \frac{d\underline{i}}{dt} + j\omega \cdot L \cdot \underline{i} + j\omega \cdot L_h \cdot i_e \quad (1.2.7.1)$$

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot L_h \cdot i_e \cdot i_q \quad (1.2.7.2)$$

$$P = \frac{3}{2} \cdot \text{Re}(\underline{u} \cdot \underline{i}^*) \quad (1.2.7.3)$$

Der gedachte konstante Strom i_e wird nun durch die EMK-Konstante k_{EMK} ersetzt:

$$k_{EMK} = L_h \cdot i_e \quad (1.2.7.4)$$

Durch Einsetzen in die Systemgleichungen erhält man:

$$\underline{u} = R \cdot \underline{i} + L \cdot \frac{d\underline{i}}{dt} + j\omega \cdot L \cdot \underline{i} + j\omega \cdot k_{EMK} \quad (1.2.7.5)$$

$$m_e = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot k_{EMK} \cdot i_q \quad (1.2.7.6)$$

Der letzte Summand in Gleichung (1.2.7.5) wird auch als Polradspannung $\underline{u}_p$ bezeichnet, so daß gilt:

$$\underline{u}_p = j\omega \cdot k_E M_K \quad (1.2.7.7)$$

In Komponentenschreibweise lautet die Gleichung (1.2.7.5):

$$u_d = R \cdot i_d + L \cdot di_d/dt - \omega \cdot L \cdot i_q \quad (1.2.7.8)$$

$$u_q = R \cdot i_q + L \cdot di_q/dt + \omega \cdot (L \cdot i_d + k_E M_K) \quad (1.2.7.9)$$

Bild 1.2 zeigt das Strukturbild der permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine mit Vollpoleigenschaften im d-q-System.

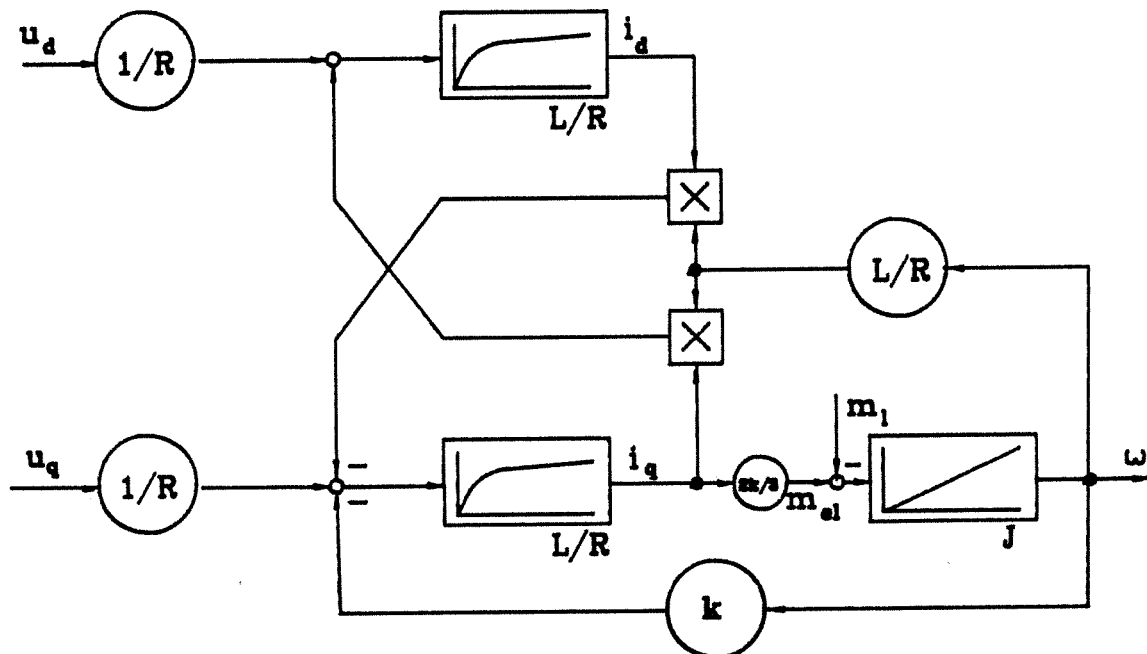


BILD 1.2 Strukturbild der permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine im rotorfesten System

Bei verschiedenen Autoren - siehe z.B. /8 ORLIK/ - findet sich die Spannungsgleichung auch in der Darstellung im statorfesten System.

Diese kann aus der Spannungsgleichung im rotorfesten System durch Anwendung der Koordinatentransformation gewonnen werden.

Im statorfesten System lautet die Spannungsgleichung:

$$\underline{u} = R \cdot \underline{i} + L \cdot \frac{d\underline{i}}{dt} + j\omega \cdot k_{EMK} \cdot e^{j\psi} \quad (1.2.7.8)$$

Dabei ist ψ der elektrische Rotorwinkel.

Die Momentengleichung nimmt im statorfesten System die folgende Gestalt an:

$$m_{e1} = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot k_{EMK} \cdot \text{Im}(\underline{i} \cdot e^{-j\psi}) \quad (1.2.7.9)$$

1.3 MASCHINENMODELLE IN MATRIZENDARSTELLUNG

1.3.1 HERLEITUNG DER MASCHINENGLEICHUNGEN

Verschiedentlich finden sich in der Literatur Maschinenmodelle, bei denen auf die Einführung eines komplexen Raumzeigers verzichtet wird. Anstelle des komplexen Raumzeigers tritt dann ein Vektor mit zwei Komponenten. Der Zusammenhang zwischen diesem Vektor und den drei Stranggrößen wird durch eine Transformationsmatrix hergestellt.

Diese Transformationsmatrix kann aus der komplexen Darstellung durch Aufspaltung in Real- und Imaginärteil gewonnen werden. Seien wieder x_a , x_b und x_c die den Strängen zugeordneten Größen. Die durch Aufspaltung gewonnenen Größen im Zwei-Achsen-System seien mit x_α und x_β bezeichnet. Dann gilt:

$$\underline{x} = x_\alpha + j \cdot x_\beta \quad (1.3.1.1)$$

Durch Anwendung der Definitionsgleichung (1.1.3.5) für den Raumzeiger folgt:

$$\begin{aligned} x_\alpha &= 2/3 \cdot (x_a - 1/2 \cdot (x_b + x_c)) \\ x_\alpha &= 2/3 \cdot x_a - 1/3 \cdot (x_b + x_c) \end{aligned} \quad (1.3.1.2)$$

und

$$\begin{aligned} x_\beta &= 2/3 \cdot \sqrt{3}/2 \cdot (x_b - x_c) \\ x_\beta &= 1/\sqrt{3} \cdot (x_b - x_c) \end{aligned} \quad (1.3.1.3)$$

Die Gleichungen (1.3.1.2) und (1.3.1.3) lassen sich unter Benutzung der Matrizenschreibweise wie folgt zusammenfassen:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.3.1.4)$$

Zu x_a und x_b kann nun eine dritte Komponente x_c hinzugefügt werden. Die Matrix kann so zu einer quadratischen Matrix A erweitert werden, daß die Komponente x_c unter der Bedingung:

$$x_a + x_b + x_c = 0 \quad (1.3.1.5)$$

verschwindet.

Damit dies gewährleistet ist, müssen alle Matrixelemente der dritten Zeile den gleichen Wert besitzen. Wählt man diesen Wert zu $\sqrt{2}/3$, so erhält man:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ \sqrt{2}/3 & \sqrt{2}/3 & \sqrt{2}/3 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.3.1.6)$$

Durch diese Wahl wird erreicht, daß die Transformationsmatrix A in einem erweiterten Sinne orthogonal wird.

Hiermit ist gemeint, daß die Beziehung:

$$A * A^T = k * E \quad (1.3.1.7)$$

gilt, wobei k eine Konstante und E die Einheitsmatrix ist.

Bei der Wahl des Wertes für die Elemente der dritten Zeile der Matrix (1.3.1.6) werden auch andere Wege beschritten.

Bei Gültigkeit der Beziehung (1.3.1.7) erhält man für die inverse Matrix A^{-1} :

$$A^{-1} = 1/k * A^T \quad (1.3.1.8)$$

Im hier betrachteten Fall ist $k = 2/3$.

Unter Verwendung von (1.3.1.8) folgt aus (1.3.1.6):

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & 1/2\sqrt{3} & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -1/2\sqrt{3} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x \\ x_0 \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (1.3.1.9)$$

Anstelle der in Gleichung (1.3.1.6) definierten Matrix A kann auch eine Matrix A' verwendet werden, die definiert ist durch:

$$A' = a * A \quad (1.3.1.10)$$

,wobei a eine Konstante ist

Für die inverse Matrix A'^{-1} gilt dann:

$$A'^{-1} = 3/2 * 1/a^2 * A'^T = 3/2 * 1/a * A^T \quad (1.3.1.11)$$

Die Matrix A' ist gemäß Definition genau dann orthogonal, wenn A'^{-1} = A'^T ist.

Demgemäß ist die durch Gleichung (1.3.1.10) definierte Matrix genau dann orthogonal, wenn a = \sqrt{3/2} ist.

Dieser Sachverhalt ist in /13 WEH, S.65/ beschrieben.

Die zugehörige orthogonale Matrix lautet:

$$A' = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} * \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & 1/2\sqrt{3} & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -1/2\sqrt{3} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.3.1.12)$$

Sämtliche bisher abgeleiteten komplexen Gleichungen können nun auch - nach Zerlegung in Real- und Imaginärteil - in der Komponentendarstellung geschrieben werden.

So lautet z.B. die allgemeine komplexe Spannungsgleichung (1.1.16) in Komponentendarstellung:

$$\begin{aligned} u &= i * R + d \psi_{\alpha} / dt \\ u_{\beta} &= i_{\beta} * R + d \psi_{\beta} / dt \end{aligned} \quad (1.3.1.13)$$

Aus der Leistungsgleichung (1.1.20) erhält man durch Anwendung der Komponentenschreibweise:

$$P = 3/2 (u_{\alpha} * i_{\alpha} + u_{\beta} * i_{\beta}) \quad (1.3.1.14)$$

1.3.2 LEISTUNGSVARIANTE UND LEISTUNGSINVARIANTE TRANSFORMATIONEN

Die Transformation eines dreisträngigen Systems in ein zweisträngiges System kann nun nie derart erfolgen, daß sämtliche beim dreisträngigen System gültigen Gesetze auch beim zweisträngigen System Gültigkeit besitzen.

Die durch Gleichung (1.3.1.4) beschriebene Transformation ist, wie die Leistungsgleichung (1.3.1.14) zeigt, leistungsvariant. Zur Korrektur muß hier der Faktor 3/2 benutzt werden.

Bei Verwendung der orthogonalen Transformation (1.3.1.12) gilt:

$$P = u_a * i_a + u_b * i_b + u_c * i_c = u_3^T * i_3 = (A'^{-1} * u_2)^T * A'^{-1} * i_2$$

Hieraus folgt:

$$P = u_3^T * i_3 = u_2^T * i_2$$

Hierbei sind die Vektoren im dreisträngigen System durch den tiefgestellten Index 3 und die Vektoren im zweisträngigen System durch den tiefgestellten Index 2 gekennzeichnet.

Die orthogonale Transformation ist also wegen der Orthogonalität der verwendeten Matrizen eine leistungsinvariante Transformation.

Es wird nun im dreiphasigen System ein sinusförmiger zeitlicher

Verlauf der Stranggrößen betrachtet gemäß:

$$\begin{aligned}x_a(t) &= a * \sin(\omega t) \\x_b(t) &= a * \sin(\omega t + 2\pi/3) \\x_c(t) &= a * \sin(\omega t + 4\pi/3)\end{aligned}\tag{1.3.2.1}$$

Im zweiphasigen wird ein entsprechender Verlauf zugrundegelegt:

$$\begin{aligned}x_\alpha &= a' * \sin(\omega t) \\x_\beta &= a' * \sin(\omega t + \pi/2)\end{aligned}\tag{1.3.2.2}$$

Die durch Gleichung (1.3.1.4) beschriebene Transformation ist nun so beschaffen, daß die Amplituden im zweiphasigen und im dreiphasigen System gleich groß sind. Es gilt also hier $a = a'$.

Bei der orthogonalen Transformation (1.3.1.12) gilt hingegen:

$$a' = \sqrt{3/2} * a.$$

Diese Tatsache wird in /13 WEH/ auf Seite 65 erwähnt.

2. MASCHINENGLEICHUNGEN IN BEZOGENEN GRÖßEN

2.1 BEZOGENES GRÖßENSYSTEM

Bei der Behandlung der Synchronmaschine werden in der Literatur häufig bezogene Größen benutzt. Durch die Einführung bezogener Größen sollen die Ergebnisse der Untersuchungen von den Eigenschaften einer bestimmten Maschine losgelöst werden. Hierdurch wird der Vergleich der Eigenschaften von Maschinen unterschiedlicher Größe und Bauart vereinfacht.

Bei der Einführung bezogener Größen werden häufig die Nenndaten der Maschine als Bezugsgrößen benutzt. Derart wird z.B. in /1 BUEHLER/ verfahren.

Im hier betrachteten Fall der Synchronmaschine als Servomotor existieren Nenndaten im herkömmlichen Sinne nicht.

Die Bezugsgrößen werden hier deshalb so gewählt, daß die Maschinengleichungen eine möglichst einfache Form annehmen.

Im folgenden werden zunächst die Bezugsgrößen definiert und anschließend die Maschinengleichungen in bezogenen Größen abgeleitet. Als Bezugsgrößen werden die folgenden Größen verwendet:

1. Die elektrische Zeitkonstante T_{e1}

$$T_{e1} = L/R \quad (2.1.1)$$

2. Die Winkelgeschwindigkeit ω_0 :

$$\omega_0 = R/L = 1/T_{e1} \quad (2.1.2)$$

Bei der Winkelgeschwindigkeit ω_0 herrscht zwischen Spannung und Strom in der Maschine eine Phasendifferenz von 45 Grad. Deshalb wird sie auch als 45°-Winkelgeschwindigkeit bezeichnet.

3. Die Bezugsspannung U_0 :

$$U_0 = k_{EMK} * w_0 \quad (2.1.3)$$

U_0 ist der Betrag der Spannung, die vom Rotor im Stator induziert wird, wenn die Maschine mit der Winkelgeschwindigkeit w_0 betrieben wird.

4. Der Bezugsstrom I_0 :

$$I_0 = k_{EMK} / L = k_{EMK} * w_0 / (L w_0) \quad (2.1.4)$$

I_0 ist der Betrag des Stroms, der bei der Winkelgeschwindigkeit $w = \infty$ im Stator fließt, wenn die Maschine im Kurzschlußbetrieb betrieben wird.

Für den Betrag I_{45} des Stroms, der bei $w=w_0$ im Kurzschlußbetrieb fließt, gilt: $I_{45} = I_0 / \sqrt{2}$.

5. Bezugsimpedanz Z_0 :

$$Z_0 = R \quad (2.1.5)$$

Z_0 ist die Impedanz eines Statorstranges bei $w = 0$.

Für den Betrag Z_{45} der Statorimpedanz bei $w=w_0$ gilt $Z_{45} = Z_0 * \sqrt{2}$.

Aus den Größen w , $\underline{u}$, $\underline{i}$, $\underline{Z}$ und t werden nun die entsprechenden bezogenen Größen gebildet. Die bezogenen Größen werden dabei durch Apostrophe von den ursprünglichen Größen unterschieden:

$$w' = w/w_0 = w * L/R \quad (2.1.6)$$

$$\underline{u}' = \underline{u}/U_0 \quad (2.1.7)$$

$$\underline{i}' = \underline{i}/I_0 \quad (2.1.8)$$

$$\underline{Z}' = \underline{Z}/Z_0 = (R + jwL)/R = 1 + jw' \quad (2.1.9)$$

$$t' = t/T_{e1} \quad (2.1.10)$$

2.2 UMRECHNUNG DER MASCHINENGLEICHUNGEN IN BEZOGENE GRÖßEN

Für die permanentmagnetisch erregte Synchronmaschine sind in Kapitel 1 die folgenden im rotorfesten System gültigen Gleichungen abgeleitet worden:

$$\underline{u} = R \cdot \underline{i} + L \cdot d\underline{i}/dt + j\omega \cdot L \cdot \underline{i} + j\omega \cdot k_{EMK} \quad (2.2.1)$$

$$m_{e1} = 3/2 \cdot z_p \cdot k_{EMK} \cdot i_q \quad (2.2.2)$$

$$J \cdot dw/dt = m_{e1} - m_l \quad (2.2.3)$$

Dabei ist J das gemeinsame Trägheitsmoment von Rotor und Last und m_l das Lastmoment.

Die Definitionsgleichungen (2.1.6) bis (2.1.9) für die bezogenen Größen werden nun nach den ursprünglichen Größen aufgelöst und in die Gleichung (2.2.1) eingesetzt:

$$U_0 \cdot \underline{u}' = R \cdot I_0 \cdot \underline{i}' + L \cdot I_0 \cdot d\underline{i}'/dt + j\omega \cdot L \cdot I_0 \cdot \underline{i}' + j\omega_0 \cdot w' \cdot k_{EMK}$$

Aus dieser Gleichung folgt nach Division durch U_0 unter Verwendung der Definitionen der Bezugsgrößen die Gleichung:

$$\underline{u}' = \underline{i}' + \omega_0^{-1} \cdot d\underline{i}'/dt + j\omega' \cdot \underline{i}' + j\omega' \quad (2.2.4)$$

Aus Gleichung (2.2.2) folgt:

$$m_{e1} = 3/2 \cdot z_p \cdot k_{EMK} \cdot I_0 \cdot i_q'$$

$$m_{e1} = 3/2 \cdot z_p \cdot k_{EMK}^2 / L \cdot i_q' \quad (2.2.5)$$

Es wird nun die bezogene Momentenkonstante k_{mom}' eingeführt:

$$k_{mom}' = 3/2 \cdot z_p \cdot k_{EMK}^2 / L \quad (2.2.6)$$

Sie hat die Dimension des Drehmoments.

Hiermit folgt aus (2.2.5):

$$m_{e1} = k_{MOM} \cdot i_q' \quad (2.2.7)$$

Die Gleichung (2.2.4) kann noch vereinfacht werden, indem anstelle der Zeit t die bezogene Zeit t' benutzt wird.

Hierzu ist in (2.2.4.) die Ableitung nach t durch die Ableitung nach t' zu ersetzen.

Für die zeitliche Ableitung einer beliebigen Größe x gilt:

$$dx/dt = dt'/dt \cdot dx/dt' = 1/T_{e1} \cdot dx/dt' \quad (2.2.8)$$

Unter Berücksichtigung dieser Beziehung folgt aus (2.2.4) die Gleichung:

$$\underline{u}' = \underline{i}' + d\underline{i}'/dt' + j\omega' \cdot \underline{i}' + j\omega' \quad (2.2.9)$$

Bei Verwendung der bezogenen Zeit t' ist auch die Momentengleichung (2.2.3) zu transformieren.

Aus Gleichung (2.2.3) erhält man:

$$J \cdot \omega_0 \cdot d\omega'/dt = m_{e1} - m_1$$

$$J \cdot \omega_0 / T_{e1} \cdot d\omega'/dt' = m_{e1} - m_1$$

$$J / T_{e1}^2 \cdot d\omega'/dt' = m_{e1} - m_1 \quad (2.2.10)$$

Das bezogene Trägheitsmoments J' wird nun definiert durch:

$$J' = J / T_{e1}^2 \quad (2.2.11)$$

Die Konstante J' hat wie bereits die Momentenkonstante k_{MOM} die Dimension des Drehmoments.

Hiermit geht Gleichung (2.2.10) über in:

$$J' \cdot d\omega'/dt' = m_{e1} - m_1 \quad (2.2.12)$$

Die Gleichungen (2.2.9), (2.2.7) und (2.2.12) beschreiben das Verhalten des Systems in bezogenen Größen.

Für die Leistung ergibt sich in bezogenen Größen der folgende Ausdruck:

$$P = 3/2 * U_0 * I_0 * \operatorname{Re}(\underline{u}' * \underline{i}'^*)$$

$$P = 3/2 * k_{EMK}^2 * R/L^2 * \operatorname{Re}(\underline{u}' * \underline{i}'^*) \quad (2.2.13)$$

Das Verhalten der permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine wird bei der Darstellung in nicht bezogenen Größen durch eine Vielzahl von Parametern bestimmt.

Bei der Darstellung in bezogenen Größen reichen einige wenige Parameter zur Beschreibung des Verhaltens der Maschine aus.

Es sind dies die folgenden Parameter:

1. Die zur Verfügung stehende Spannung:

$$u_{max}' = u_{max}/U_0 \quad (2.2.14)$$

Die zur Verfügung stehende Spannung wird bestimmt durch die verwendete Zwischenkreisspannung und begrenzt durch die Spannungsfestigkeit der Maschine.

2. Der zulässige Statorstrom:

$$i_{max}' = i_{max}/I_0 \quad (2.2.15)$$

Der zulässige Strom i_{max}' wird bestimmt durch die aufgrund der ohmschen Verluste auftretende Erwärmung der Maschine.

Zu unterscheiden ist hier noch zwischen dem kurzzeitig zulässigen Strom und dem langfristig zulässigen Strom.

3. Die bezogene Momentenkonstante:

$$k_{mom}' = 3/2 * z_p * k_{EMK}^2 / L \quad (2.2.16)$$

Bei der Betrachtung des Gesamtsystems sind ferner noch das bezogene Trägheitsmoment J' und die maximale Winkelgeschwindigkeit $w_{\max}$, bis zu der der Motor betrieben werden soll, von Bedeutung.

In den folgenden Kapiteln wird bei der Untersuchung des Systems stets dieses bezogene Größensystem benutzt.

2.3 ZUSAMMENSTELLUNG DER MASCHINENGLEICHUNGEN IM ROTORFESTEN SYSTEM IN BEZOGENEN GRÖßEN

Zur besseren Übersicht sind hier die Gleichungen zusammengestellt, die das Verhalten der Maschine bei Verwendung bezogener Größen beschreiben:

$$\underline{u}' = \underline{i}' + d\underline{i}'/dt' + jw' * \underline{i}' + jw' \quad (2.3.1)$$

$$m_{e1} = k_{M0M}' * i_q' \quad (2.3.2)$$

$$J' * dw'/dt' = m_{e1} - m_l \quad (2.3.3)$$

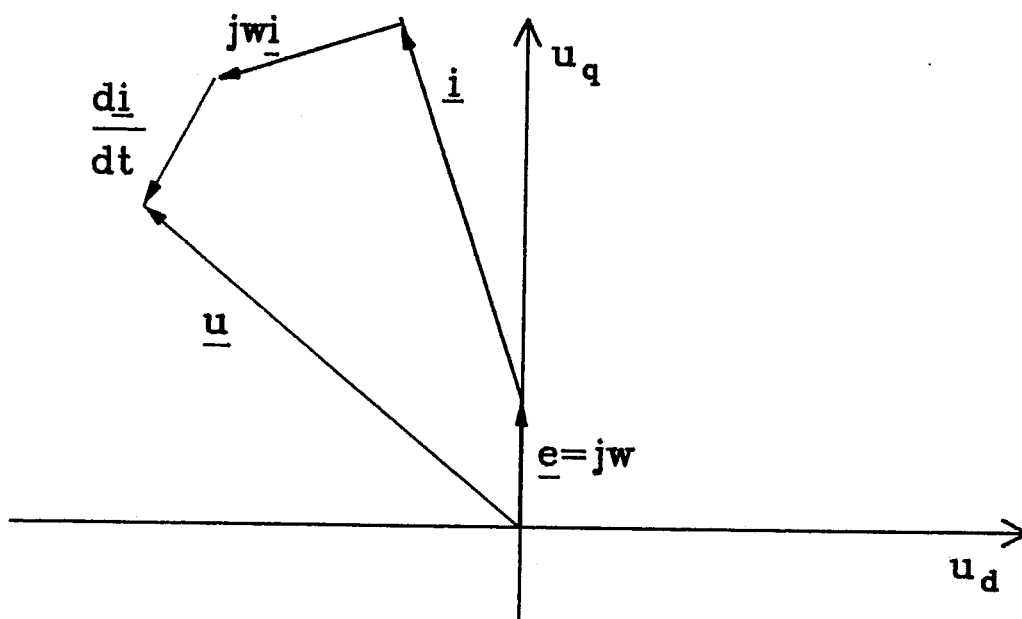


Bild 2.1 Spannungszeigerdiagramm in bezogenen Größen

Bild 2.1 zeigt das zu Gleichung (2.3.1) gehörende Spannungszeigerdiagramm. Die Apostrophe sind darin weggelassen.

Bild 2.2 zeigt das Spannungszeigerdiagramm bei Vorliegen des stationären Zustands ($di'/dt' = 0$). Die strichlierte Linie stellt dabei bei vorgegebenem $\underline{i}$ die Ortskurve des zugehörigen Spannungspunkts in Abhängigkeit von w dar.

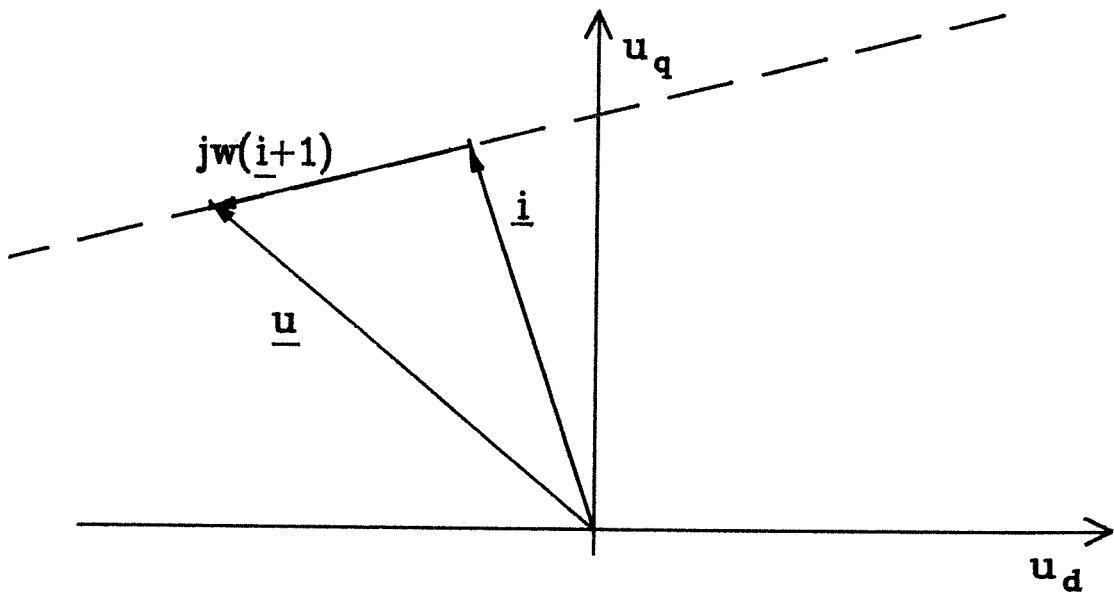


Bild 2.2 Spannungszeigerdiagramm für den stationären Zustand in bezogenen Größen

2.4 MASCHINENGLEICHUNGEN IM STATORFESTEN SYSTEM IN BEZOGENEN GRÖßEN

Aus der Spannungsgleichung (2.3.1) im rotorfesten System erhält man durch Anwendung der Transformation:

$$\underline{x}'^s = \underline{x}'^r * e^{j\psi} \quad (2.4.1)$$

die Spannungsgleichung im statorfesten System. Dabei ist $\underline{x}$ eine vektorielle Größe. Die hochgestellten Indices s bzw r bezeichnen die Größen im statorfesten bzw im rotorfesten System. $\psi = \psi(t)$ ist der Rotorwinkel.

Die Spannungsgleichung im statorfesten System lautet demnach:

$$\underline{u}' = \underline{i}' + d\underline{i}'/dt' + jw' * e^{j\psi} \quad (2.4.2)$$

3. DIE ÜBERTRAGUNGSMATRIX DER SYNCHRONMASCHINE

3.1 ÜBERTRAGUNGSMATRIX BEI KONSTANTER WINKELGESCHWINDIGKEIT

Es werden die in Abschnitt 2.3 zusammengefassten Gleichungen der permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine mit Vollpoleigenschaften im d-q-System in bezogenen Größen zugrundegelegt. Auf die Kennzeichnung der bezogenen Größen durch Apostrophe wird verzichtet.

Die Spannungsgleichung (2.3.1) im rotorfesten System:

$$\underline{u} = \underline{i} + d\underline{i}/dt + jw*\underline{i} + jw$$

ist eine nichtlineare komplexe Differentialgleichung.

Mit der komplexen Variablen:

$$\underline{a} = 1 + jw \quad (3.1.1)$$

kann diese Gleichung auch in der Form:

$$\underline{u} = d\underline{i}/dt + \underline{a}*\underline{i} + jw \quad (3.1.2)$$

dargestellt werden.

Nach Durchführung einer Umformung wird hieraus die Gleichung:

$$\underline{u} - jw = d\underline{i}/dt + \underline{a}*\underline{i} \quad (3.1.3)$$

Aus der Form dieser Gleichung ist ersichtlich, daß es sich um ein komplexes VZ1-Glied im Sinne von NAUNIN (/14/, Blatt Dyn13) handelt. Die Übergangsfunktion des komplexen VZ1-Gliedes ist - wie dort beschrieben - eine Spirale.

Bei Voraussetzung konstanter Winkelgeschwindigkeit w wird aus der Spannungsgleichung 2.3.1 eine lineare Differentialgleichung.

Bei konstanter Winkelgeschwindigkeit w kann also auf dieses Gleichungssystem die Laplacetransformation angewendet werden und so eine Übertragungsfunktion abgeleitet werden.

Durch Anwendung der Laplacetransformation auf die Komponenten der DGL (2.3.1) erhält man:

$$u_d(s) = s \cdot i_d + i_d - w \cdot i_q \quad (3.1.4)$$

$$u_q(s) = s \cdot i_q + i_q + w \cdot i_d + w$$

Hieraus folgt durch Umformung:

$$u_d(s) = (s+1) \cdot i_d - w \cdot i_q \quad (3.1.5)$$

$$u_q(s) = (s+1) \cdot i_q + w \cdot i_d + w$$

In Matrixschreibweise lautet dieser Zusammenhang:

$$\begin{bmatrix} u_d(s) \\ u_q(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (s+1) & -w \\ w & (s+1) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w \end{bmatrix} \quad (3.1.6)$$

Damit sich hier nun ein linearer Zusammenhang ergibt, muß das Gleichungssystem wie folgt umgeformt werden:

$$\begin{bmatrix} u_d(s) \\ u_q(s) - w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (s+1) & -w \\ w & (s+1) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.1.7)$$

Anstelle von u_q tritt also hier der Ausdruck $u_q - w = u_q - u_p$ auf der linken Seite der Gleichung auf.

Durch Auflösung nach i_d und i_q ergibt sich:

$$\begin{bmatrix} i_d(s) \\ i_q(s) \end{bmatrix} = 1/D * \begin{bmatrix} s+1 & w \\ -w & s+1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} u_d \\ u_q - w \end{bmatrix} \quad (3.1.8)$$

, wobei $D = (s+1)^2 + w^2$ ist.

Die in Gleichung (3.1.8) auftretende Übertragungsmatrix wird nun mit A bezeichnet:

$$A = 1/D \cdot \begin{bmatrix} s+1 & w \\ -w & s+1 \end{bmatrix} \quad (3.1.9)$$

Die Übertragungsmatrix A ist orthogonal.

Für die Determinante der Übertragungsmatrix erhält man unter Berücksichtigung der Tatsache, daß der vor der Matrix stehende Faktor $1/D$ mit der Potenz zwei berücksichtigt werden muß, den Wert:

$$\det(A) = ((s+1)^2 + w^2)^{-1} = D^{-1} \quad (3.1.10)$$

Die Übertragungsmatrix A wird bestimmt durch die beiden Übertragungsfunktionen:

$$G_1(s) = \frac{s+1}{(s+1)^2 + w^2} \quad (3.1.11)$$

und

$$G_2(s) = \frac{w}{(s+1)^2 + w^2} \quad (3.1.12)$$

Für diese beiden Übertragungsfunktionen wurden mit einem Rechnerprogramm die Frequenzkennlinien und die Ortskurven bei verschiedenen Werten von w berechnet.

Im folgenden wird der Parameter w zur Unterscheidung von der Abszissenvariablen $w = 2\pi \cdot f$ in den Frequenzkennlinien mit w_r bezeichnet.

Die Bilder 3.1 bis 3.3 zeigen die Frequenzkennlinien für $w_r = 0,5$, $w_r = 1$ und $w_r = 10$.

Die Resonanzstellen von $G_1(s)$ liegen stets bei $w = w_r$.

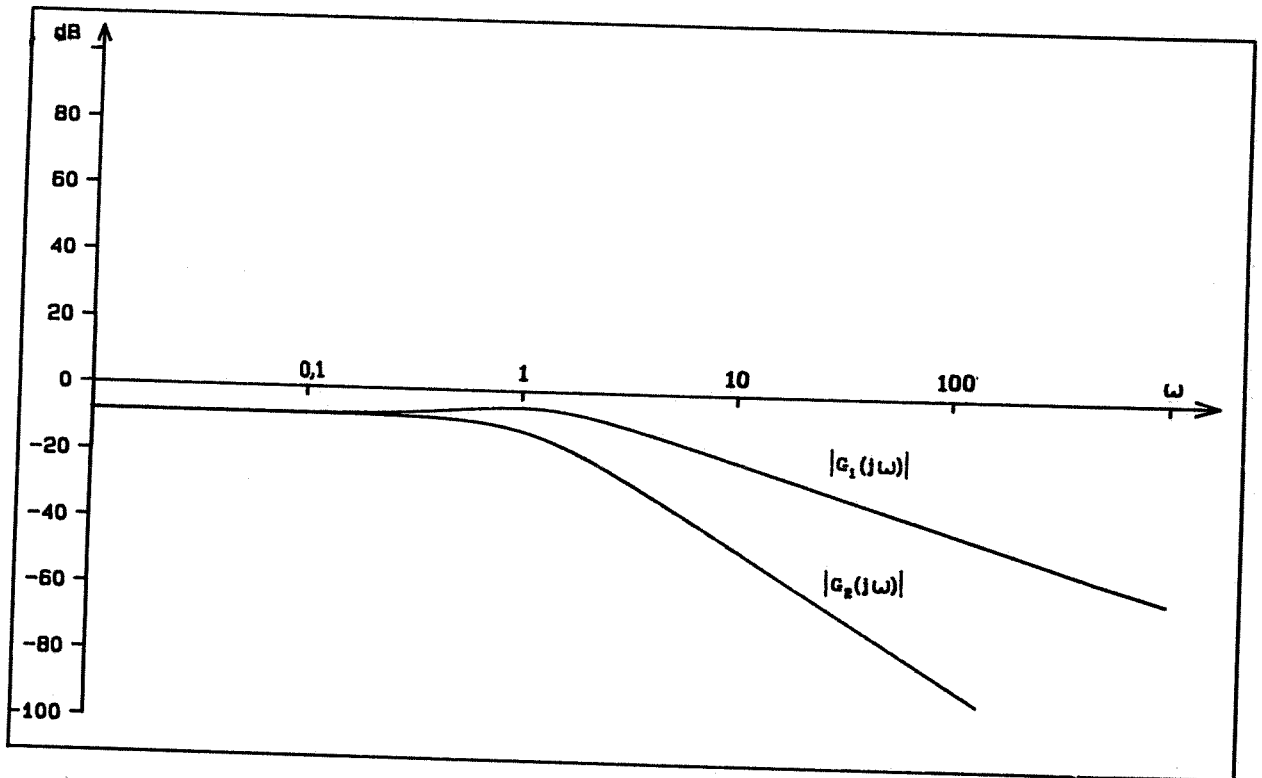


Bild 3.1 Betragsfrequenzgänge der Funktionen $G_1(j\omega)$ und $G_2(j\omega)$ bei $w_r = 0,5$

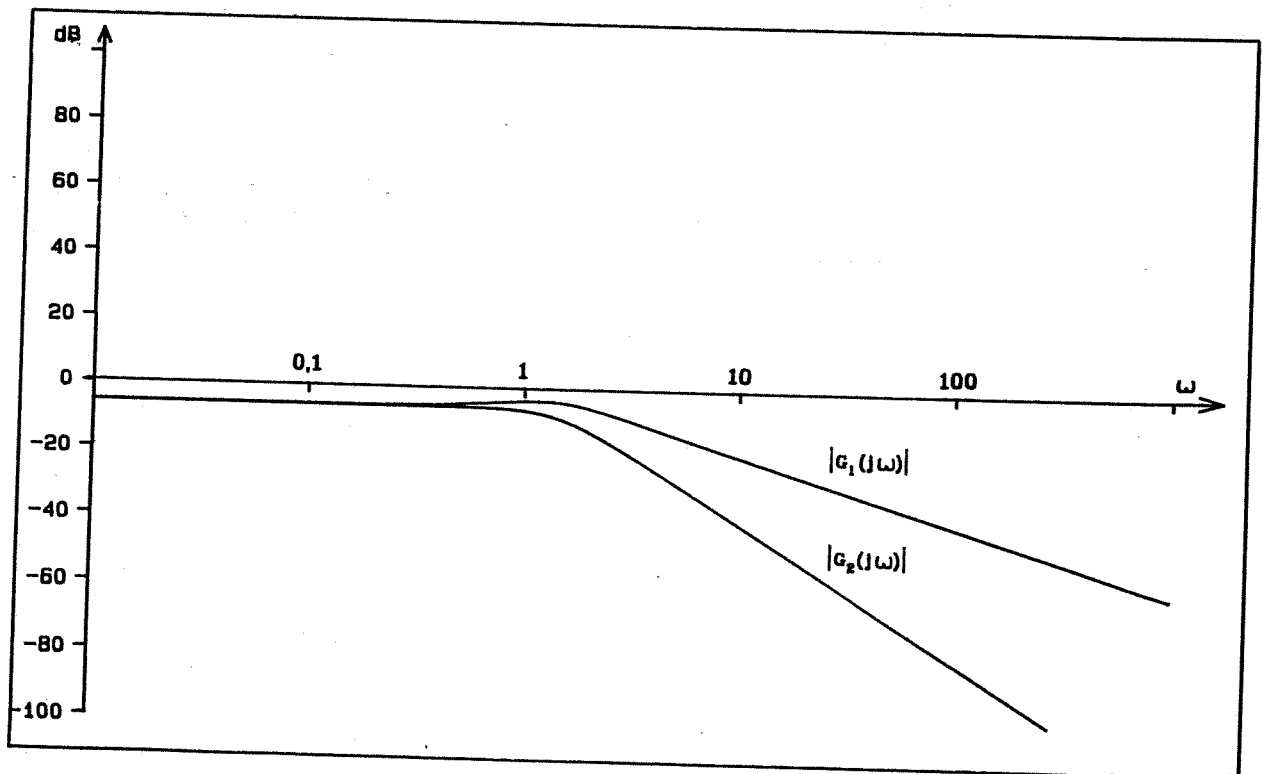


Bild 3.2 Betragsfrequenzgänge der Funktionen $G_1(j\omega)$ und $G_2(j\omega)$ bei $w_r = 1$

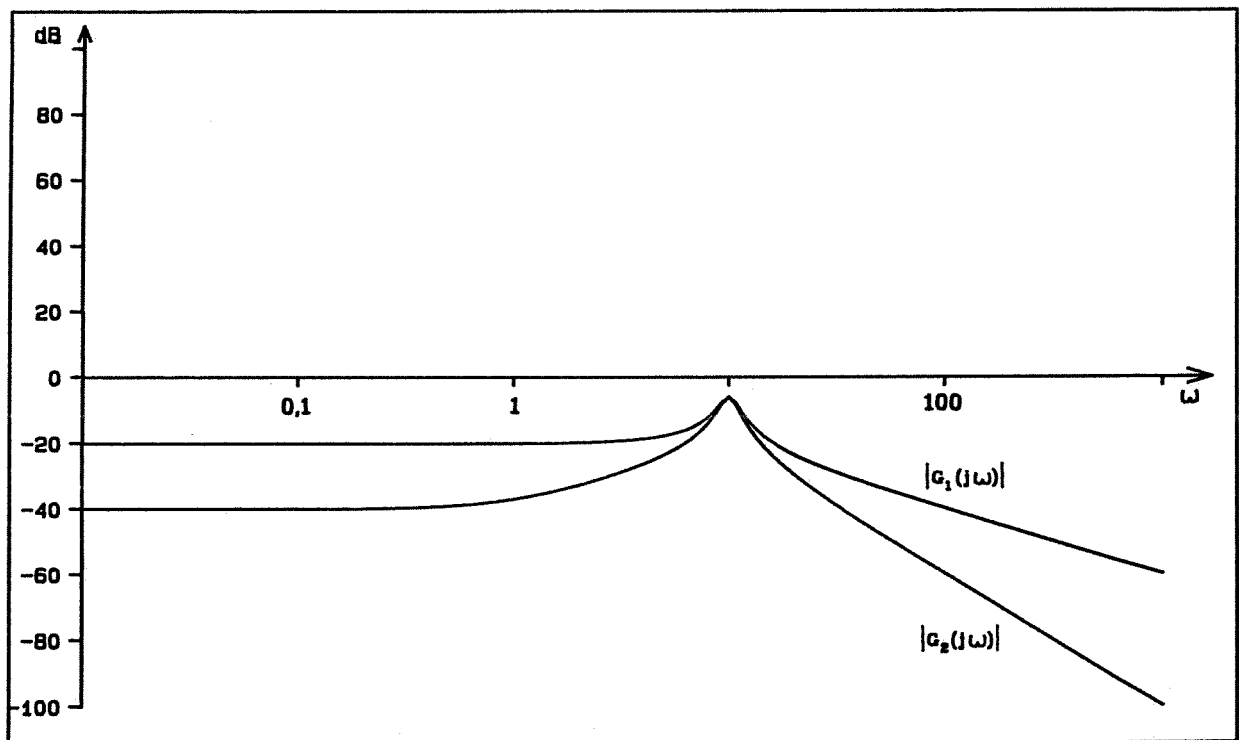


Bild 3.3 Betragsfrequenzgänge der Funktionen $G_1(j\omega)$ und $G_2(j\omega)$ bei $\omega_r = 10$

Auffällig ist die starke Ausprägung der Resonanz beim Parameterwert $\omega_r = 10$.

Die Interpretation der Frequenzkennlinien ist nicht ganz einfach. Berücksichtigt werden muß hier insbesondere, daß bei ihrer Erstellung das rotorfeste System zugrundegelegt wurde.

Grundsätzlich ist eine starke Dämpfung der höherfrequenten Anregungen festzustellen, da das System aufgrund der in ihm enthaltenen Induktivitäten Tiefpaßcharakter besitzt.

Betrachtet man die Funktion $G_1(s)$, die die Übertragung zwischen gleichartigen Komponenten bestimmt, so wird erkennbar, daß eine stationäre sinusförmige Anregung einer Komponente dann besonders stark übertragen wird, wenn ihre Frequenz in der Nähe der Rotorfrequenz liegt.

Der Einsatz von Pulswechselrichtern bedingt unvermeidliche Spannungsoberwellen. Der vom Pulswechselrichter im statorfesten System gegebene Spannungsverlauf ist zunächst in das rotorfeste System umzurechnen. Bei den im rotorfesten System auftretenden

Spannungsoberwellen ist nun insbesondere auf auf solche Frequenzanteile zu achten, die in den Bereich der Rotorfrequenz fallen. Geht man davon aus, daß die Pulswechselrichterfrequenz f_p wesentlich höher ist als die Rotorfrequenz, so sind solche störenden Anregungen insbesondere dann zu erwarten, wenn die Pulswechselrichterfrequenz ein ganzes Vielfaches der Rotorfrequenz ist.

3.2 LINEARISIERUNG DES MODELLS

Die im obigen Abschnitt durchgeführten Rechnungen erforderten die Annahme konstanter Winkelgeschwindigkeit w .

Eine andere Möglichkeit zur Linearisierung, die ohne diese Annahme auskommt, besteht darin, die nichtlinearen Terme in einer neu zu definierenden Größe zu "verstecken". Hierzu wird die Spannungsgleichung (2.3.1) wie folgt umgeformt:

$$\underline{u} - jw*\underline{i} - jw = \underline{i} + d\underline{i}/dt \quad (3.2.1)$$

Für die linke Seite der Gleichung wird nun eine neue Variable eingeführt, die hier als kompensierte Spannung $\underline{u}_{komp}$ bezeichnet wird:

$$\underline{u}_{komp} = \underline{u} - jw*\underline{i} - jw \quad (3.2.2)$$

Unter Verwendung dieser Definition wird aus Gleichung (3.2.1):

$$\underline{u}_{komp} = \underline{i} + d\underline{i}/dt \quad (3.2.3)$$

Durch Übergang zur Komponentenschreibweise erhält man zwei nicht gekoppelte lineare Differentialgleichungen:

$$u_{komp,d} = i_d + di_d/dt \quad (3.2.4a)$$

$$u_{komp,q} = i_q + di_q/dt \quad (3.2.4b)$$

Jede dieser Spannungsgleichungen ist identisch mit der einfachsten Form der Spannungsgleichung der Gleichstrommaschine.

Dieser Ansatz kann den Ausgangspunkt für die Entwicklung eines linearen Zustandsreglers für die permanentmagnetisch erregte Synchronmaschine bilden.

4. VERHALTEN IM STATIONÄREN ZUSTAND

4.1 STROMZEIGERGEBIETE

4.1.1 ALLGEMEINES

Das Verhalten der permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine im stationären Zustand ist ausführlich in /3 GROTSTOLLEN/ untersucht worden. Gegenüber der erwähnten Untersuchung sind die hier erzielten Resultate übersichtlicher und einfacher, da hier das bezogene Größensystem verwendet wird.

Als stationärer Zustand wird im folgenden ein Zustand bezeichnet, bei dem die Rotorwinkelgeschwindigkeit w konstant ist und

$$\underline{i}(t) = \underline{i} * e^{j\omega t} \quad (4.1.1.1)$$

gilt.

Der Weg des Strompunkts ist dann ein Kreis.

Um den umständlichen Ausdruck "Winkelgeschwindigkeit" zu vermeiden, wird dieselbe in diesem Abschnitt auch einfach als Drehzahl bezeichnet. Wegen des verwendeten Formelzeichens w sind Verwechselungen nicht zu befürchten.

Es wird nun das Verhalten des Motors bei Vorliegen des stationären Zustands untersucht. Die Untersuchung erfolgt im rotorfesten System in bezogenen Größen. Auf die Anbringung der Apostrophe, die bei der Herleitung der bezogenen Größen zur Unterscheidung der bezogenen von den nicht bezogenen Größen dienen, wird hier verzichtet.

Ziel der Betrachtungen ist, die Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik der permanentmagnetisch erregten Synchronmaschine zu bestimmen sowie den Einfluß der Vorsteuerung zu untersuchen.

Bei der Untersuchung des stationären Falls ergeben sich nun die folgenden zwei Fragestellungen:

1. Bestimmung des maximalen und minimalen erzeugbaren Moments m in Abhängigkeit von w und den Maschinenparametern.

Die Lage des Stromzeigers ist dann durch die Forderung nach Maximalität des Moments bereits bestimmt. Diese Bestimmung der Drehmoment-Drehzahl-Charakteristik wird in Abschnitt 4.2 durchgeführt.

2. Die Bestimmung der Lage des Stromzeigers bei vorgegebenem Moment m_e im Sinne einer verlustoptimalen Steuerung. Hierauf wird in Abschnitt 4.3 eingegangen.

Es sind dabei die Bereiche $m_e > 0$ und $m_e < 0$ und die Bereiche $w > 0$ und $w < 0$ zu untersuchen.

Man kann jedoch die Untersuchung beschränken auf entweder den Bereich $m_e > 0$ oder den Bereich $w > 0$.

Hier wird der Bereich $m_e > 0$ untersucht für den Drehzahlbereich $-\infty < w < +\infty$. Im Bereich $w > 0$ stellt das Moment m_e dabei ein Antriebsmoment dar, während es im Bereich $w < 0$ als Bremsmoment wirkt.

Aus der Spannungsgleichung (2.2.9) folgt durch Wegfall der zeitlichen Ableitung die Spannungsgleichung für den stationären Zustand:

$$\underline{u} = \underline{i} + jw*\underline{i} + jw$$

$$\underline{u} = (1+jw)*\underline{i} + jw \quad (4.1.1.2)$$

Der Summand jw ist die Polradspannung $\underline{u}_p$:

$$\underline{u}_p = jw \quad (4.1.1.3)$$

Zu beachten ist hier, daß die bezogene Winkelgeschwindigkeit w des Rotors kann auch negative Werte annehmen kann.

Durch Auflösung nach $\underline{i}$ erhält man:

$$\underline{i} = (\underline{u} - jw)/(1+jw) \quad (4.1.1.4)$$

Die Gleichungen (4.1.1.2) und (4.1.1.4) können als Abbildungen in der komplexen Ebene aufgefaßt werden. Diese Abbildungen besitzen die Eigenschaft, daß Geraden auf Geraden und Kreise auf Kreise abgebildet werden. Ferner sind diese Abbildungen winkeltreu.

Der Stromzeiger $\underline{i}$ kann nun gemäß Gleichung (4.1.1.4) in zwei Anteile zerlegt werden:

$$\underline{i}_r = \underline{u}/(1+jw) \quad (4.1.1.5)$$

und:

$$\underline{i}_p = -jw/(1+jw) \quad (4.1.1.6)$$

wobei dann gilt:

$$\underline{i} = \underline{i}_r + \underline{i}_p \quad (4.1.1.7)$$

Dabei ist $\underline{i}_r$ der durch den Einfluß der an die Maschine angelegten Spannung $\underline{u}$ bewirkte Strom, während $\underline{i}_p$ ist der durch den Einfluß der Polradspannung $\underline{u}_p$ bewirkte Strom ist.

Die Momentengleichung lautet:

$$m_{e1} = 3/2 * z_p * k_{mom}' * i_q$$

Die Menge aller Strompunkte in der komplexen Ebene, die ein vorgegebenes Moment m_{e1} erzeugen, bilden also eine Parallele zur reellen Achse.

Diese Gerade soll hier als Isomentengerade bezeichnet werden.

Auch das elektrisch erzeugte Moment m_{e1} kann nun in zwei Anteile zerlegt werden:

$$m_r = 3/2 * z_p * k_{mom}' * \text{Im}(\underline{i}_r) \quad (4.1.1.8)$$

und

$$m_p = 3/2 * z_p * k_{mom}' * \text{Im}(\underline{i}_p) \quad (4.1.1.9)$$

Dabei gilt dann wieder:

$$M_{e1} = M_r + M_p \quad (4.1.1.10)$$

4.1.2 DER E-KREIS

Der Betrag von $\underline{u}$ ist im realen Fall begrenzt durch die Bemessung der Spannungsversorgung (hier der Zwischenkreisspannung), so daß gilt:

$$|\underline{u}| \leq u_{max} \quad (4.1.2.1)$$

Der Wert u_{max} wird in jedem Fall begrenzt durch die Spannungsfestigkeit des Motors und der übrigen Bauelemente.

Das durch (4.1.2.1) bestimmte kreisförmige Spannungszeiger-Gebiet wird gemäß Gleichung (4.1.1.4) auf ein kreisförmiges Stromzeiger-Gebiet abgebildet, dessen Größe und Lage von der Winkelgeschwindigkeit w abhängig ist.

Dieses Gebiet soll erreichbares Stromzeiger-Gebiet (E-Gebiet) genannt werden. Der Rand des Gebiets soll als E-Kreis bezeichnet werden.

Der Mittelpunkt des E-Kreises ist durch $\underline{i}_p$ gemäß Gleichung (4.1.1.6) gegeben.

Ortskurve von $\underline{i}_p$ in Abhängigkeit von w ist ein Kreis mit dem Radius $1/2$ und dem Mittelpunkt $\underline{i}_{pm} = -1/2$.

Der Radius des E-Kreises ist gemäß (4.1.1.7) gegeben durch:

$$u_{max} / |1+jw|$$

4.1.3 DER Z-KREIS

Der Betrag von i muß begrenzt werden, da bei zu großen Strömen:

1. die Entmagnetisierung der Permanentmagnete erfolgt und
2. die Motortemperatur das zulässige Maß übersteigt.

Dementsprechend muß dafür gesorgt werden, daß die folgende Bedingung gewährleistet ist:

$$|i| \leq i_{\max} \quad (4.1.3.1)$$

Das so bestimmte kreisförmige Gebiet soll zulässiges Stromzeiger-Gebiet (Z-Gebiet) genannt werden.

Der Rand des Gebiets soll als Z-Kreis bezeichnet werden.

Der Z-Kreis ist also gegeben durch:

$$i_d^2 + i_q^2 = i_{\max}^2 \quad (4.1.3.2)$$

Bei genauerer Betrachtung kann noch unterschieden werden zwischen dem kurzzeitig und dem langfristig zulässigen Gebiet.

4.1.4 DAS VERFÜGBARE STROMZEIGER-GEBIET

Der Durchschnitt des erreichbaren und des zulässigen Gebiets soll als verfügbares Stromzeigergebiet (V-Gebiet) bezeichnet werden.

Das verfügbare Gebiet ist also stets die Schnittmenge zweier Kreise in der komplexen Ebene.

Bei $w=0$ ist der E-Kreis ein Kreis um den Ursprung mit dem Radius $U_{\max}$.

Bei vernünftiger Dimensionierung des Systems wird gelten:

$$U_{\max} > i_{\max} \quad (4.1.4.1)$$

Diese Bedingung gewährleistet, daß die verfügbare Spannung so groß ist, daß zumindest bei Rotorstillstand der zulässige Strom

fließen kann.

Bei $w = 0$ ist dann das zulässige Stromzeigergebiet im erreichbaren Gebiet enthalten.

Die Gültigkeit der Ungleichung (4.1.4.1) wird im Weiteren vorausgesetzt, ohne daß jeweils explizit darauf hingewiesen wird.

Die Bilder 4.1 bis 4.3 zeigen die Lagen von E-Kreisen und Z-Kreisen bei drei verschiedenen Rotordrehzahlen.

4.2 DAS MAXIMAL ERZEUGBARE MOMENT

4.2.1 DEFINITIONEN

Als höchster Punkt einer (beschränkten) Menge in der komplexen Ebene werde der Punkt mit dem größten Imaginärteil bezeichnet. Offensichtlich wird das maximale Moment erzeugt, wenn der Strompunkt i im höchsten Punkt des V-Gebiets liegt.

Es sind nun drei Fälle denkbar:

1. Der höchste Punkt des Z-Kreises liegt innerhalb des E-Kreises.
Dann erzeugt dieser Punkt das maximale Moment.
2. Der höchste Punkt des E-Kreises liegt innerhalb des Z-Kreises.
Dann erzeugt dieser Punkt das maximale Moment.
3. Weder Fall 1 noch Fall 2 liegt vor. Dann wird das maximale Moment von einem der beiden Schnittpunkte von E-Kreis und Z-Kreis erzeugt.

Die unter 1. und 2. gemachten Aussagen ergeben sich unmittelbar aus der Tatsache, daß das V-Gebiet die Schnittmenge von E-Gebiet und Z-Gebiet ist.

Die unter 3. gemachte Aussage ergibt sich aus der Kreisform der Gebiete und der Tatsache, daß das höchste Punkt des V-Gebiets ein Randpunkt ist.

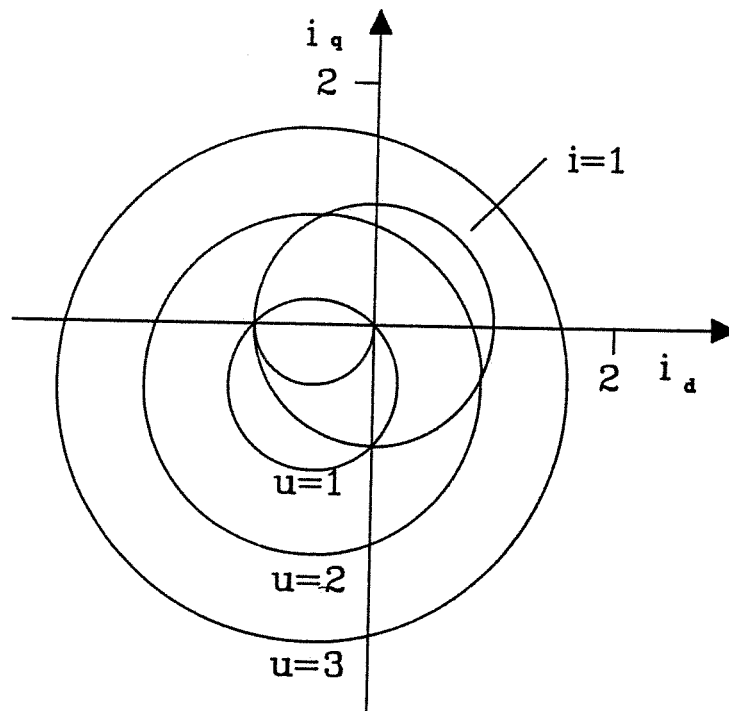


Bild 4.1 Lage von E-Kreisen und Z-Kreis bei $w = 1$

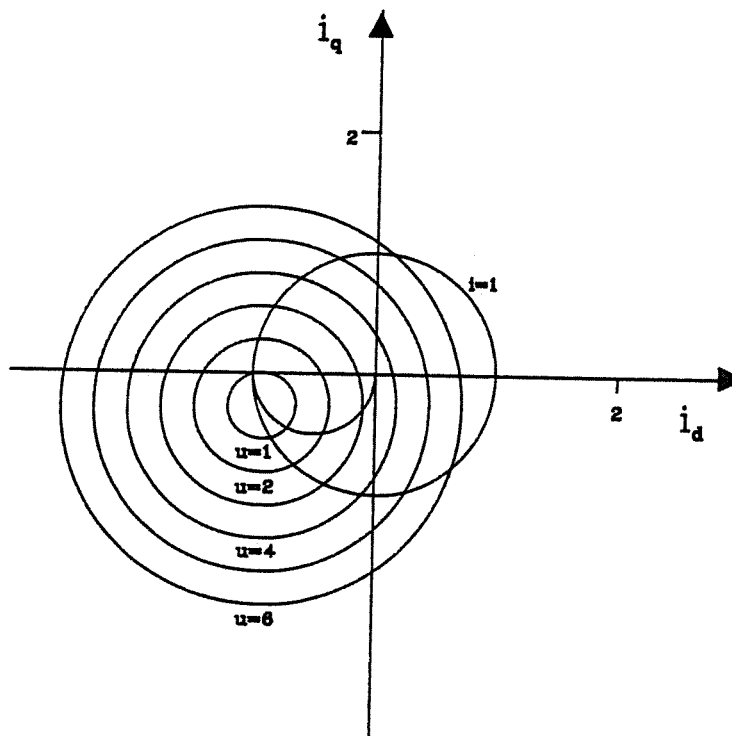


Bild 4.2 Lage von E-Kreisen und Z-Kreis bei $w = 3,5$

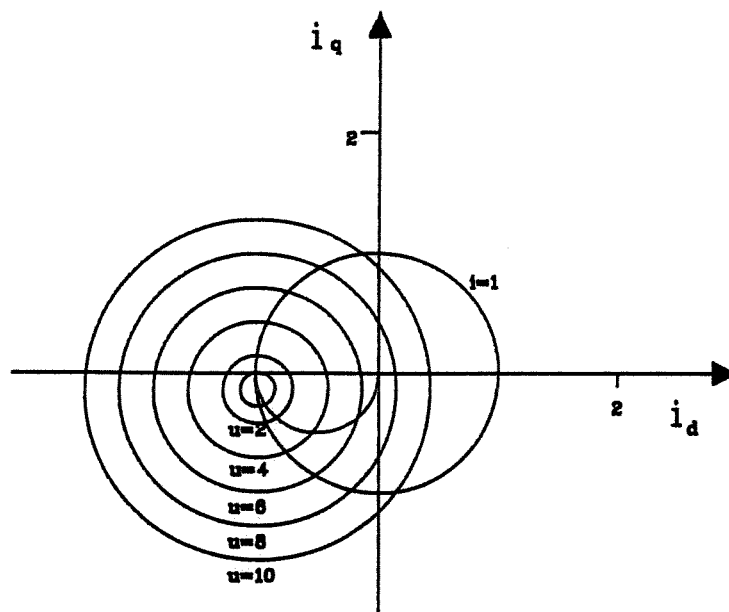


Bild 4.3 Lage von E-Kreisen und Z-Kreis bei $w = 7$

Der Drehzahlbereich, in dem Fall 1 gilt, soll als strombestimmter Bereich bezeichnet werden, da die Größe i_{max} das maximal erzeugbare Moment bestimmt. Grotstollen /3/ verwendet hier den Begriff Grundstellbereich.

Dementsprechend wird der Drehzahlbereich, in dem Fall 2 gilt, als spannungsbestimmter Bereich bezeichnet, da hier die Größe u_{max} das maximal erzeugbare Moment bestimmt. Dieser Bereich wird von Grotstollen als oberer Feldschwächbereich bezeichnet.

Der Drehzahlbereich, in dem Fall 3 gilt, als stromspannungsbestimmter Bereich bezeichnet. Grotstollen bezeichnet diesen Bereich als unteren Feldschwächbereich.

4.2.2 DARSTELLUNGEN DES E-KREISES

Eine Parameterdarstellung des E-Kreises ist gegeben durch:

$$u_{max} * e^{j\varphi} = \underline{i} * (1+jw) + jw \quad (0 \leq \varphi < 2\pi) \quad (4.2.2.1)$$

Mit $\underline{i} = i_d + j i_q$ erhält man:

$$u_{max} * e^{j\varphi} = i_d - w i_q + j(w i_d + i_q + w)$$

Durch Betragsbildung und Quadrieren folgt:

$$u_{max}^2 = (i_d - w i_q)^2 + (w i_d + i_q + w)^2 \quad (4.2.2.1)$$

$$u_{max}^2 = (1+w^2) * (i_d^2 + i_q^2) + 2w * (w i_d + i_q) + w^2 \quad (4.2.2.2)$$

Obwohl der durch (4.2.2.2) gegebene Zusammenhang sehr einfach ist, gestaltet sich die Bestimmung des Weges des E-Kreises in Abhängigkeit von w durch die komplexe Ebene kompliziert, da sie auf Gleichungen 3. und 4. Grades führt.

In den folgenden Abschnitten werden Beziehungen für einige charakteristische Punkte des E-Kreises abgeleitet.

4.2.3 SCHNITTPUNKTE DES E-KREISES MIT DER IMAGINÄREN ACHSE

Die Schnittpunkte des E-Kreises mit der imaginären Achse erhält man durch Einsetzen von $i_d = 0$ in Gleichung (4.2.2.1):

$$u_{max}^2 = (w * i_q)^2 + (w + i_q)^2 \quad (4.2.3.1)$$

$$u_{max}^2 = (w^2 + 1) * i_q^2 + 2w * i_q + w^2$$

$$i_q^2 + 2w / (w^2 + 1) * i_q + (w^2 - u_{max}^2) / (w^2 + 1) = 0$$

$$i_{q \ 1/2} = (-w \pm \sqrt{w^2 - (w^2 - u_{max}^2) * (w^2 + 1)^{-1}}) / (w^2 + 1)$$

$$i_{q \ 1/2} = (-w \pm \sqrt{u_{max}^2 * (w^2 + 1) - w^4}) / (w^2 + 1) \quad (4.2.3.2)$$

Da Gleichung (4.2.3.1) symmetrisch bezüglich w und i_q ist, erhält man die Auflösung von Gleichung (4.2.3.1) nach w aus Gleichung (4.2.3.2) durch Vertauschen von i_q und w :

$$w_{1/2} = (-i_q \pm \sqrt{U_{\max}^2 * (i_q^2 + 1) - i_q^4}) / (i_q^2 + 1) \quad (4.2.3.3)$$

Ersetzt man in (4.2.3.3) i_q durch $i_{\max}$, so erhält man die Drehzahlen $w_g < 0$ und $w_g > 0$, bei denen der E-Kreis den Z-Kreis im höchsten Punkt schneidet:

$$w_g = (-i_{\max} + \sqrt{U_{\max}^2 * (i_{\max}^2 + 1) - i_{\max}^4}) / (i_{\max}^2 + 1) \quad (4.2.3.4)$$

$$w_g = (-i_{\max} - \sqrt{U_{\max}^2 * (i_{\max}^2 + 1) - i_{\max}^4}) / (i_{\max}^2 + 1)$$

Der strombestimmte Drehzahlbereich ist also der Bereich:

$$w_g \leq w \leq w_g \quad (4.2.3.5)$$

Die Werte w_g und w_g werden als Grunddrehzahlen bezeichnet.

Im strombestimmten Drehzahlbereich ist das maximal erzeugbare Moment drehzahlunabhängig gegeben durch:

$$M_{el} = 3/2 * z_p * k_{\text{mom}}' * i_{\max} \quad (4.2.3.6)$$

Dieses Moment wird durch den Stromzeiger $\underline{i} = j i_{\max}$ erzeugt. Eine Vorsteuerung des Stromzeigers ist in diesem Bereich also nicht erforderlich.

Als natürliche Leerlaufdrehzahl w_{lnat} soll die größte Drehzahl bezeichnet werden, bei der die Maschine stromlos betrieben werden kann. Diese Bezeichnung ist aus /3 GROTSTOLLEN/ übernommen.

Man erhält sie, indem man in Gleichung (4.2.3.1) $i_q = 0$ setzt:

$$w_{\text{lnat}} = U_{\max} \quad (4.2.3.7)$$

4.2.4 SNITTUNKTE DES E-KREISES MIT DER REELLEN ACHSE

Die Schnittpunkte des E-Kreises mit der reellen Achse erhält man durch Einsetzen von $i_q = 0$ in (4.2.2.1):

$$u_{max}^2 = i_d^2 + (w'(w' + i_d))^2$$

$$u_{max}^2 = (1+w^2) \cdot i_d^2 + 2w^3 i_d + w^4 \quad (4.2.4.1)$$

Auflösung dieser Gleichung nach i_d ergibt:

$$(w^2+1) \cdot i_d^2 + 2w^3 i_d + w^4 - u_{max}^2 = 0$$

$$i_{d1/2} = (-w^3 \pm \sqrt{w^6 - (w^4 - u_{max}^2) \cdot (w^2 + 1)}) / (w^2 + 1)$$

$$i_{d1/2} = (-w^3 \pm \sqrt{u_{max}^2 \cdot (w^2 + 1) - w^4}) / (w^2 + 1) \quad (4.2.4.2)$$

Durch Betrachtung der Diskriminante in Gleichung (4.2.4.2) erhält man als Bedingung für die Existenz der Schnittpunkte $i_{1/2}$:

$$u_{max}^2 > w^4 / (w^2 + 1) \quad (4.2.4.3)$$

Der E-Kreis berührt die reelle Achse bei der Drehzahl w_{bd} :

$$w_{bd} = u_{max} \cdot \sqrt{1 + \sqrt{(u_{max}^2 + 4) / u_{max}^2}} / 2 \quad (4.2.4.4)$$

Ist $|w| > w_{bd}$, so schneidet der E-Kreis die reelle Achse nicht.

Als maximale Leerlaufdrehzahl w_{lmax} soll die Drehzahl bezeichnet werden, bis zu der die Maschine im Leerlauf ($i_q = 0$) betrieben werden kann.

Es gilt also:

$$w_{lmax} \leq w_{bd} \quad (4.2.4.5)$$

$$i_{q \ 1/2} = (a \pm \sqrt{w^2 * (i_{max}^2 * (1+w^2) - a^2)}) / (1+w^2) \quad (4.2.5.6)$$

Dies sind die q-Komponenten der Schnittpunkte von Z-Kreis und E-Kreis.

Die zugehörigen d-Komponenten erhält durch Verwendung der Beziehung (4.2.5.4):

$$i_q = a(w) - w i_d$$

$$i_q^2 = a^2(w) - 2a(w)w i_d + w^2 i_d^2$$

Durch Einsetzen der Beziehung $i_q^2 = i_{max}^2 - i_d^2$ folgt:

$$i_{max}^2 - i_d^2 = a^2(w) - 2a(w)w i_d + w^2 i_d^2$$

$$(1+w^2) * i_d^2 - 2a(w)w i_d + a^2(w) - i_{max}^2 = 0$$

$$i_{d \ 1/2} = (aw \pm \sqrt{a^2 w^2 + (i_{max}^2 - a^2) * (1+w^2)}) / (1+w^2)$$

$$i_{d \ 1/2} = (aw \pm \sqrt{i_{max}^2 * (1+w^2) - a^2}) / (1+w^2) \quad (4.2.5.7)$$

Die hier berechneten Schnittpunkte von E-Kreis und Z-Kreis liefern im strom-spannungsbestimmten Drehzahlbereich das größte bzw kleinste erzeugbare Moment. Sowohl Strom als auch Spannung besitzen hier den maximal zulässigen Wert.

4.2.6 DER HÖCHSTE PUNKT DES E-KREISES

Im spannungsbestimmten Bereich wird das maximal erzeugbare Moment vom höchsten Punkt des E-Kreises bestimmt. Der Übergang vom strom-spannungsbestimmten Bereich zum spannungsbestimmten Bereich erfolgt, wenn der höchste Punkt des E-Kreises auf dem Z-Kreis liegt. Es soll deshalb die Abhängigkeit des höchsten Punktes des E-Kreises von der Winkelgeschwindigkeit w untersucht werden.

Der höchste Punkt i_h des E-Kreises ist gegeben durch:

$$i_h = j u_{max} / \sqrt{1+w^2} - jw / (1+jw)$$

$$i_h = (-w^2 + j(u_{max} * \sqrt{1+w^2} - w)) / (1+w^2) \quad (4.2.6.1)$$

Die Komponenten von i_h sind also:

$$i_{hd} = -w^2 / (1+w^2) \quad (4.2.6.2)$$

$$i_{hq} = (u_{max} * \sqrt{1+w^2} - w) / (1+w^2) \quad (4.2.6.3)$$

Die Komponente i_{hq} kann nun als Funktion von i_{hd} dargestellt werden. Dazu wird (4.2.6.2) nach w^2 aufgelöst:

$$w^2 = -i_{hd} / (i_{hd} + 1) \quad (4.2.6.4)$$

Nach Einsetzen in (4.2.6.3) und Umformen erhält man unter der Voraussetzung $w > 0$:

$$i_{hq} = (u_{max} - \sqrt{-i_{hd}}) * \sqrt{i_{hd} + 1} \quad (4.2.6.5)$$

In (4.2.6.5) durchläuft i_{hd} den Bereich $-1 \leq i_{hd} \leq 0$.

Es folgt nun, daß i_{hq} nur im Fall $u_{max} < 1$ negative Werte annehmen kann.

Ferner folgt, daß i_{hq} im Fall $u_{max} > 1$ monoton abnimmt.

Es gilt nun:

$$i_h^2 = i_{hd}^2 + i_{hq}^2$$

Mit $x = \sqrt{-i_{hd}}$ folgt aus (4.2.6.2) und (4.2.6.3) :

$$i_h^2 = i_{hd}^2 + (u_{max} - x)^2 * (1 - x^2)$$

$$i_h^2 = x^4 + (u_{max}^2 - 2u_{max} * x + x^2) * (1 - x^2)$$

$$i_h^2 = u_{max}^2 - 2u_{max} * X + X^2 - u_{max}^2 * X^2 + 2u_{max} * X^3$$

$$i_h^2 = 2 * u_{max} * X^3 - (1 - u_{max}^2) * X^2 - 2u_{max} * X + u_{max}^2 \quad (4.2.6.6)$$

Das Betragsquadrat von i_h ist gemäß Gleichung (4.2.6.1) gegeben durch:

$$i_h^2 = \frac{w^4 + (u_{max} * \sqrt{1+w^2} - w)^2}{(1+w^2)^2}$$

$$i_h^2 = \frac{(w^2 + u_{max}^2) * (1+w^2) - 2u_{max} * \sqrt{1+w^2} * w}{(1+w^2)^2} \quad (4.2.6.7)$$

Der spannungsbestimmte Drehzahlbereich liegt nun genau dann vor, wenn $i_h \leq i_{max}$ ist.

Ersetzt man in (4.2.6.7) i_h durch i_{max} , so erhält man:

$$i_{max}^2 * (1+w^2)^2 - (w^2 + u_{max}^2) * (1+w^2) = -2u_{max} * w * \sqrt{1+w^2}$$

$$i_{max}^2 * (1+w^2) - (w^2 + u_{max}^2) = -2u_{max} * w / \sqrt{1+w^2}$$

$$i_{max}^2 - u_{max}^2 + (i_{max}^2 - 1) * w^2 = -2u_{max} * w / \sqrt{1+w^2} \quad (4.2.6.8)$$

Mit den Abkürzungen:

$$a = i_{max}^2 - u_{max}^2, \quad b = i_{max}^2 - 1 \quad \text{und} \quad x = w^2$$

erhält man durch Quadrieren aus (4.2.6.8):

$$(a + bx)^2 = 4u_{max}^2 * x / (1+x)$$

$$(a^2 + 2abx + b^2x^2)(1+x) - 4u_{max}^2x = 0$$

$$b^2x^3 + b(b+2a)x^2 + (a^2 + 2ab - 4u_{max}^2)x + a^2 = 0 \quad (4.2.6.9)$$

Dies ist eine kubische Gleichung in $x=w^2$.

Sie hat bei sinnvoller Parameterkombination ($i_{\max}$, $u_{\max}$) genau eine reelle Lösung. Diese Lösung gibt die Winkelgeschwindigkeit an, bei der der Übergang in den spannungsbestimmten Bereich erfolgt.

4.2.7 DIE DREHMOMENT-DREHZAH-CHARAKTERISTIK

Wird keine Vorsteuerung des Stromzeigers verwendet, d.h. $i_d = 0$, so ist der Maximalwert von i_q bestimmt durch die Gleichung (4.2.3.2):

$$i_q = (-w + \sqrt{u_{\max}^2 * (w^2 + 1) - w^4}) / (w^2 + 1)$$

und die Gleichung:

$$i_q = i_{\max}$$

Dabei ist jeweils der kleinere Wert zu verwenden. Die sich durch Gleichsetzung der beiden Gleichungen ergebenden Drehzahlwerte sind identisch bei den Drehzahlen w_g und w_{-g} .

Wird momentmaximale Vorsteuerung des Stromzeigers verwendet, so ist der Maximalwert von i_q bestimmt durch die Werte:

$$i_{q1} = (a + \sqrt{w^2 * (i_{\max}^2 * (1 + w^2) - a^2)}) / (1 + w^2) \quad (G1 \ 4.2.5.6)$$

$$\text{mit } a = (u_{\max}^2 - i_{\max}^2 - (1 + i_{\max}^2) * w^2) / 2w \quad (G1 \ 4.2.5.3)$$

und

$$i_{q2} = (u_{\max} * \sqrt{1 + w^2} - w) / (1 + w^2) \quad (G1 \ 4.2.6.3)$$

und

$$i_{q3} = i_{\max}$$

Welcher Wert zu wählen ist, wird dabei durch den Drehzahlbereich bestimmt. Die Bereichsgrenzen sind dabei durch die Gleichungen (4.2.3.4) und (4.2.6.9) gegeben.

Die Bilder 4.4 bis 4.7 zeigen die die Maximalwerte von i_q bei momentmaximaler Vorsteuerung des Stromzeigers für verschiedene Wertekombinationen i_{max} und u_{max} in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit w .

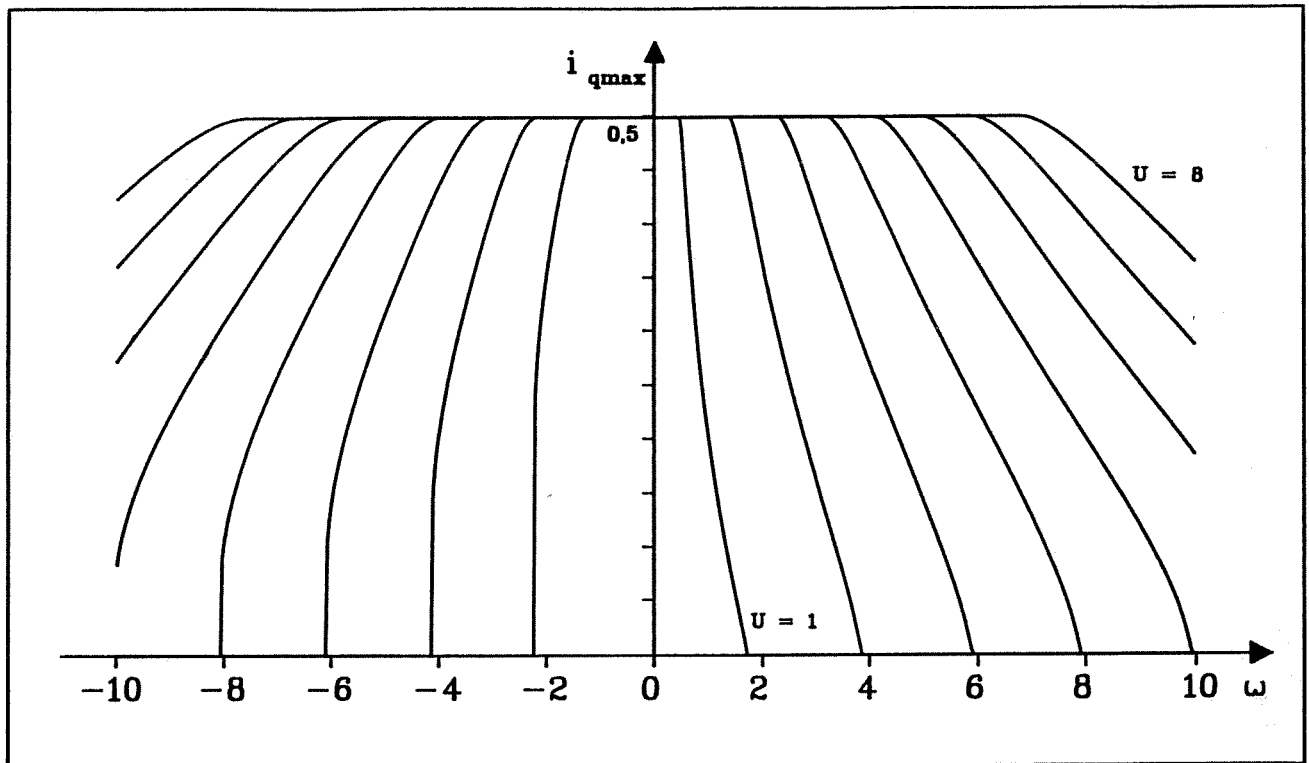


Bild 4.4 i_{qmax} in Abhängigkeit von w bei $i_{max} = 0,5$ mit $u = u_{max}$ als Parameter

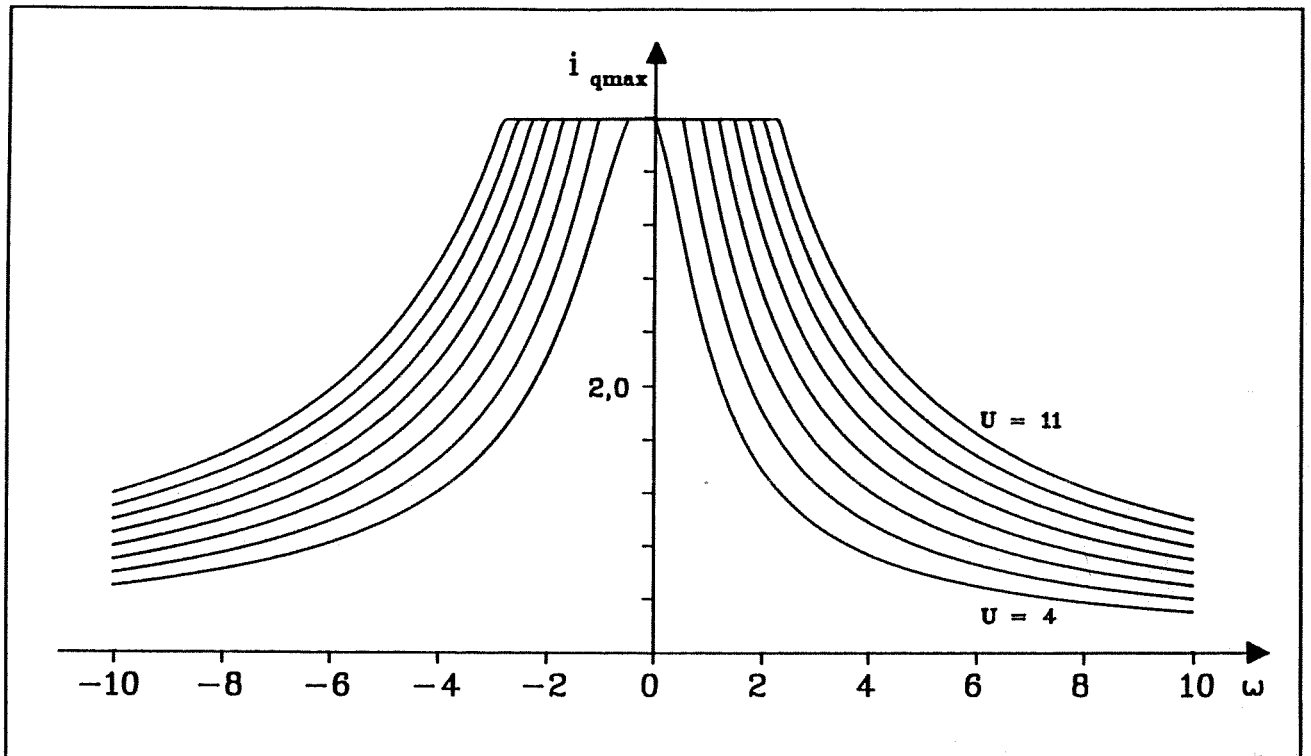


Bild 4.7 i_{qmax} in Abhängigkeit von ω bei $i_{max} = 4$
mit $u = u_{max}$ als Parameter

4.3 VORSTEUERUNG DES STROMZEIGERS

4.3.1 DEFINITIONEN

Ist ein Moment m_{e1} vorgegeben, das bei der vorhandenen Drehzahl w erzeugbar ist, so ist von der zu m_{e1} gehörenden Isomomentengerade nur der Teil nutzbar, der innerhalb des V-Gebiets liegt. Es handelt sich hierbei um eine Strecke, die von den Rändern des V-Gebiets begrenzt wird.

Diese Strecke soll Isomomentenstrecke genannt werden.

Bild 4.8 zeigt die Lage zweier Isomomentenstrecken in der i_d - i_q -Ebene.

Der Momentenfaktor f_m wird nun definiert durch:

$$f_m = |i_q| / i \quad (4.3.1.1)$$

Die Verlustleistung in der Maschine ist gegeben durch:

$$P_v = 3/2 * k_{EMK}^2 * R^2 / L^2 * i^2 \quad (4.3.1.2)$$

Liegt keine Einschränkung der Wahl von i durch u_{max} vor, so kann gewählt werden:

$$\underline{i} = j i_q \quad (4.3.1.3)$$

Die in jedem Fall unvermeidbare Verlustleistung ist also gegeben durch:

$$P_{vmin} = 3/2 * k_{EMK}^2 * R^2 / L^2 * i_q^2 \quad (4.3.1.4)$$

Der Wert

$$f_v = P_v / P_{vmin} \quad (4.3.1.5)$$

soll als Verlustfaktor bezeichnet werden.

Es gilt nun:

$$f_v = f_m^2 \quad (4.3.1.6)$$

Ein Strompunkt $\underline{i}$ auf einer Isomomentenstrecke wird verlustoptimal genannt, wenn f_m maximal ist.

Der Winkel

$$\chi = \arg(\underline{i}) - \pi/2$$

wird als Steuerwinkel bezeichnet.

Es zeigt sich, daß bei verlustoptimaler Steuerung des Stromzeigers $\underline{i}$ stets gilt: $\chi \geq 0$.

Ist $\chi > 0$, so liegt eine Vorsteuerung des Stromzeigers vor.

Bezüglich der Lage der Isomomentenstrecke sind zwei Fälle zu unterscheiden:

1. Die Isomomentenstrecke schneidet die imaginäre Achse. Dann ist der verlustoptimale Punkt der Schnittpunkt.

Das Gebiet in der i_q -w-Ebene, in dem dieser Fall eintritt, soll als Grundstellgebiet bezeichnet werden.

2. Die Isomomentenstrecke schneidet die imaginäre Achse nicht.

Dann liegt der Strompunkt bei verlustoptimaler Steuerung auf dem E-Kreis.

Das Gebiet in der i_q -w-Ebene, in dem dieser Fall eintritt, soll als Feldschwächgebiet bezeichnet werden.

4.3.2 DAS GRUNDSTELLGEBIET

Der Momentenfaktor f_m hat hier den Wert 1, der Steuerwinkel ist Null.

Gleichung (4.2.3.2) liefert die Grenze des Grundstellgebiets:

$$w_{1/-1}(i_q) = (-i_q \pm \sqrt{u_{max}^2 * (i_q^2 + 1) - i_q^4}) / (i_q^2 + 1) \quad (4.3.2.1)$$

Die Grenze des Grundstellgebiets kann auch durch Gleichung (4.2.3.2) beschrieben werden:

$$u_{\max}^2 \geq (w \cdot i_q)^2 + (w + i_q)^2 \quad (4.3.2.2)$$

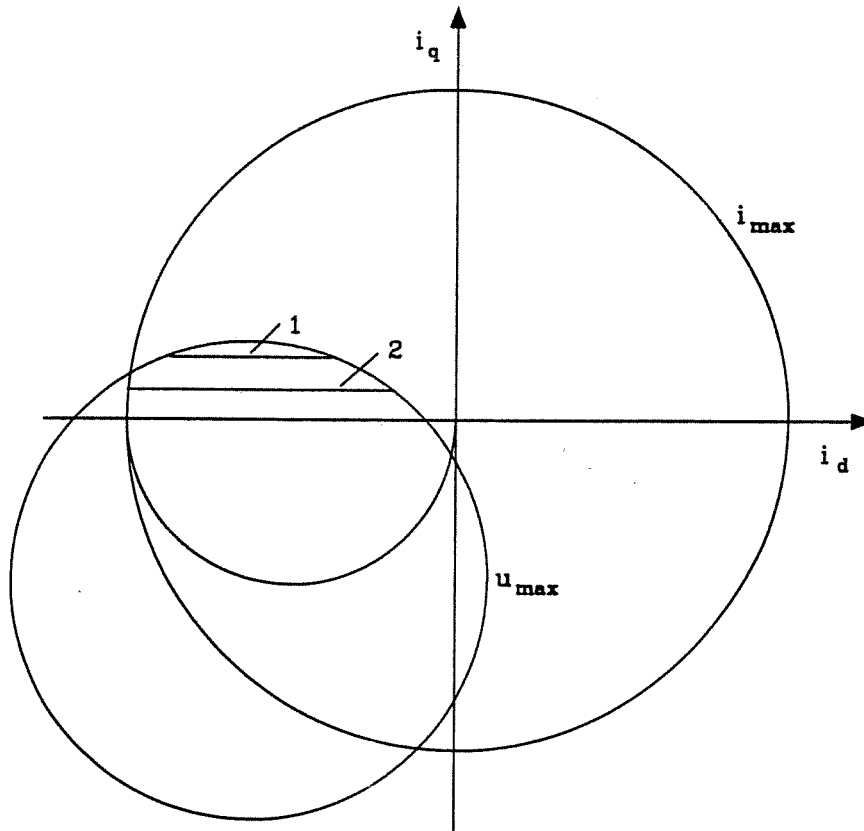


Bild 4.8 Isomomentenstrecken in der Stromebene

4.3.3 DAS FELDSCHWÄCHGEBIET - VERLUSTOPTIMALE STEUERUNG

Das Feldschwächgebiet soll hier eingeteilt werden in das Feldschwächgebiet 1, bei dem ein Randpunkt der Isomomentenstrecke auf dem Z-Kreis liegt, und das Feldschwächgebiet 2, bei dem dies nicht der Fall ist.

Aus Bild 4.8 ist ersichtlich, wie diese beiden Situationen bei gleichem w für verschiedene Werte von i_q auftreten.

Im Feldschwächgebiet gilt:

$$U_{max}^2 < (w \cdot i_q)^2 + (w + i_q)^2 \quad (4.3.3.1)$$

Bei verlustoptimaler Steuerung liegt der Strompunkt $\underline{i}$ auf dem E-Kreis.

Daraus folgt, daß Gleichung (4.2.2.1) hier Gültigkeit besitzt:

$$U_{max}^2 = (i_d - w i_q)^2 + (w i_d + i_q + w)^2$$

Diese wird nach i_d aufgelöst:

$$(1+w^2) \cdot i_d^2 + 2w^2 \cdot i_d + (w i_q)^2 + (i_q + w)^2 - U_{max}^2 = 0 \quad (4.3.3.2)$$

Es wird nun die Abkürzung:

$$a = (w i_q)^2 + (i_q + w)^2 - U_{max}^2 \quad (4.3.3.3)$$

eingeführt.

Aus Gleichung (4.3.3.1) folgt, daß $a < 0$ ist.

Mit der Abkürzung a erhält man:

$$(1+w'^2) \cdot i_d^2 + 2w'^2 \cdot i_d + a = 0 \quad (4.3.3.4)$$

Für i_d ergeben sich die beiden Lösungen:

$$i_{d1/2} = (-w^2 \pm \sqrt{w^4 - a \cdot (1+w^2)^2}) / (1+w^2)$$

Von den beiden Lösungen ist hier die betragsmäßig kleinere zu wählen, so daß gilt:

$$i_d = (-w^2 + \sqrt{w^4 - a \cdot (1+w^2)^2}) / (1+w^2) \quad (4.3.3.5)$$

Im Feldschwächbereich ist stets $i_d < 0$.

Daraus folgt, daß die d-Komponente des Statorfelds dem Rotorfeld entgegenwirkt, woraus der Name Feldschwächbetrieb resultiert.

Zusammenfassend läßt sich hier sagen, daß ein Wachsen von u_{max} nicht nur den Drehzahlbereich erweitert, in dem ein gegebenes Moment erzeugt werden kann, sondern auch außerhalb des Grundstellgebiets die Verlustleistung in der Maschine verringert.

Gleichung (4.3.3.5) liefert eine nichtlineare Steuerfunktion $i_d = f(w, i_q)$ zur verlustoptimalen Steuerung des Stromzeigers. Die Berechnung von i_d nach Gleichung (4.3.3.5) erfordert einen sehr großen Rechenaufwand und ist deshalb im realen System nicht möglich.

Die Implementierung der Steuerfunktion (4.3.3.5) in einem digitalen System kann nun durch Tabellierung der Funktion an endlich vielen Rasterpunkten

$$(n \cdot i_{q0}, m \cdot w_0)$$

$$n = -N..N, \quad m = -M..M$$

erfolgen. Dabei stellen die Werte i_{q0} und w_0 die Rastermaße dar. Die Bestimmung von i_d erfolgt nun dadurch, daß im Bereich $(n-0.5) \cdot i_{q0} \leq i_q < (n+0.5) \cdot i_{q0}$, $(m-0.5) \cdot w_0 \leq w < (m+0.5) \cdot w_0$ der entsprechende tabellierte Wert verwendet wird.

Bei der Festlegung der Rastermaße ist Höhe der Sprünge von i_d an den Bereichsgrenzen zu berücksichtigen, da das Auftreten von sehr großen Sprüngen einen negativen Einfluß auf die Regelbarkeit des Systems hat.

Eine Verbesserung läßt sich hier erzielen, indem zwischen den Rasterpunkten zweidimensional interpoliert wird. Auch bei diesem Verfahren treten noch Sprünge von i_d bei infinitesimalen Änderungen von i_q und oder w auf. Diese sind jedoch wesentlich weniger ausgeprägt als bei Verwendung des Verfahrens ohne Interpolation. Denkbar ist auch ein Verfahren, bei dem zur Verringerung des Rechenaufwands die Interpolation nur hinsichtlich einer Variablen vorgenommen wird.

Eine weitere Möglichkeit zur Realisierung einer Steuerfunktion besteht darin, die Steuerfunktion (4.3.3.5) zu vereinfachen. Bei dieser Vereinfachung muß die Steuerung möglichst so erfolgen, daß stets der gesamte Momentenbereich zur Verfügung steht. Es gibt nun zwei Vorsteuerarten, bei denen die Steuerung unabhängig vom zu erzeugenden Moment, d.h. von i_q ist.

a) Vorsteuerung mit momentenunabhängiger i_d -Komponente

In diesem Falle gilt: $i_d = i_d(w)$.

Ändert sich das durch die Regelung vorgegebene Sollmoment, so ändert sich bei Benutzung dieser Vorsteuerungsart sowohl der Betrag als auch der Winkel des Stromzeigers.

b) Vorsteuerung mit momentenunabhängigem Vorsteuerwinkel

In diesem Falle gilt: $\gamma = \gamma(w)$.

Bei Änderung des Sollmoments ändert sich hier nur der Betrag des Stromzeigers.

Der geometrische Ort ist in beiden Fällen eine Gerade. Diese Gerade soll hier als Steuergerade bezeichnet werden.

Will man stets über das maximale Moment verfügen, so wird man die Steuergerade so legen, daß der Strompunkt i_0 , bei dem das maximal erzeugbare Moment erzeugt wird, auf der Steuergerade liegt.

Hier ist in diesem Zusammenhang zu untersuchen, in wie weit bei Verwendung der Vorsteuerarten auch kleine Momente bei großen Winkelgeschwindigkeiten erzeugbar sind. Zu diesem Zweck wird die

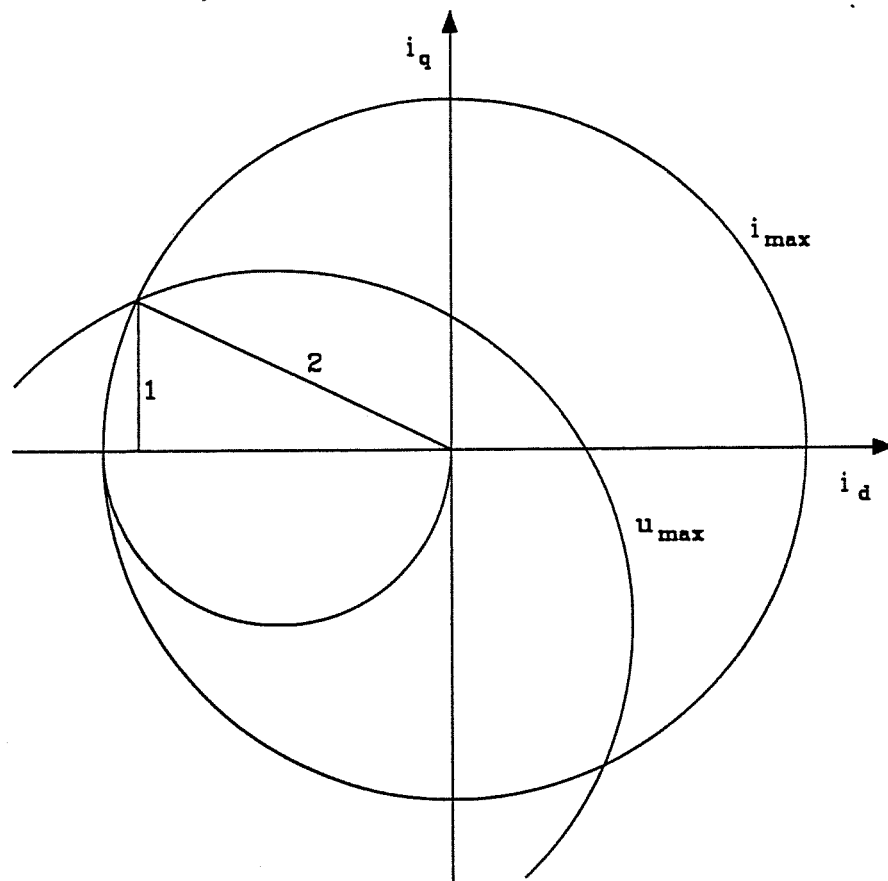


Bild 4.9 Steuerstrecken bei $w < w_{L \text{ nat}}$

1 Vorsteuerung mit momentenunabhängigem i_d

2 Vorsteuerung mit momentenunabhängigem Winkel

Steuerstrecke definiert als der Teil der Steuergeraden, der innerhalb des verfügbaren Stromzeiger-Gebiets liegt.

Das Moment 0 ist nun offenbar genau dann erzeugbar, wenn die Steuerstrecke die i_d -Achse schneidet.

Bei Vorsteuerung mit momentenunabhängiger i_d -Komponente existiert der Schnittpunkt der Steuerstrecke mit der i_d -Achse stets.

Bei Vorsteuerung mit momentenunabhängigem Vorsteuerwinkel ist dies nur für Winkelgeschwindigkeiten $w \leq w_{Lnat}$ der Fall.

Bild 4.9 zeigt die Steuerstrecken bei den beiden beschriebenen Vorsteuerarten bei $w < w_{Lnat}$.

Bild 4.10 zeigt die Steuerstrecken bei den beschriebenen Vorsteuerarten bei $w > w_{Lnat}$.

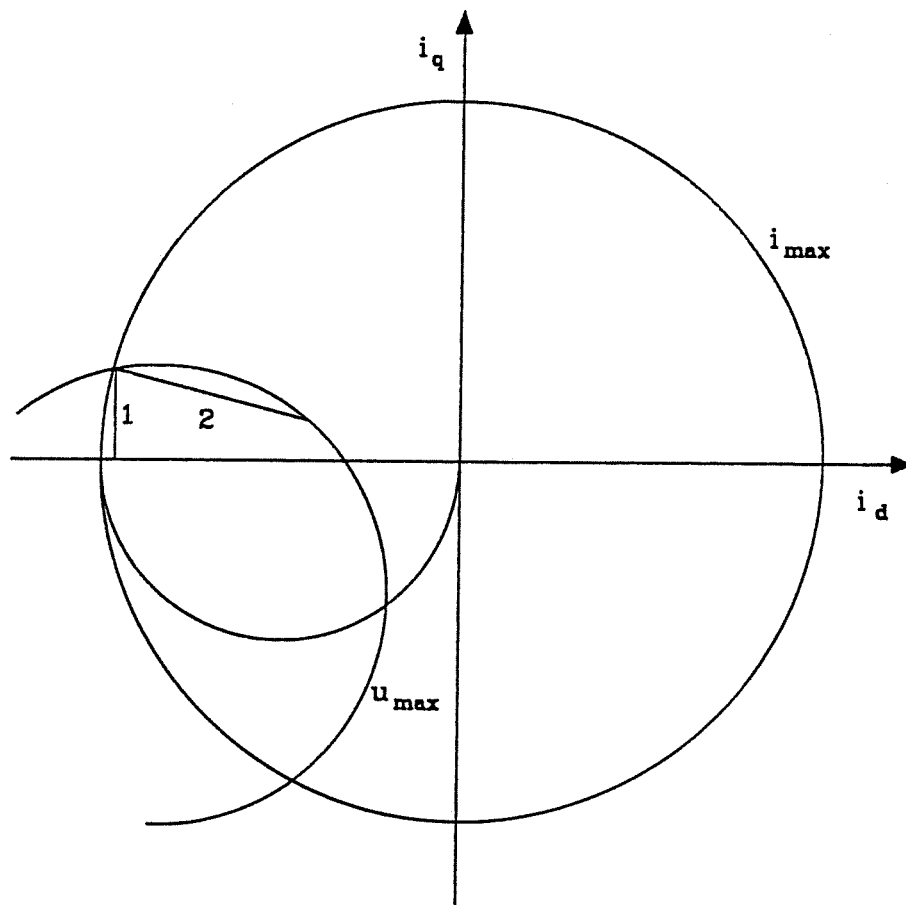


Bild 4.10 Steuerstrecken bei $w > w_{Lnat}$

- 1 Vorsteuerung mit momentenunabhängigem i_q
- 2 Vorsteuerung mit momentenunabhängigem Winkel

Eine Möglichkeit zur momentenunabhängigen Bestimmung von i_d im Feldschwächbereich besteht darin, die Gleichung (4.3.3.5) zu vereinfachen zu:

$$i_d = -w^2 / (1+w^2) \quad (4.3.3.6)$$

Bei dieser Steuerungsart hat i_d den Wert der d-Komponente des Mittelpunktes des E-Kreises.

Da bei dieser Art der Vorsteuerung der Betrag des Spannungszeigers den unter den gegebenen Umständen kleinstmöglichen Wert besitzt, kann hier auch von spannungsminimaler Vorsteuerung gesprochen werden.

Da man die Vorsteuerung gemäß (4.3.3.6) nur im Feldschwächgebiet anwenden wird, besteht hier der Nachteil, daß bei Erreichen der Drehzahlen w_g und w_{-g} ein Sprung von i_d erfolgt.

Eine andere Vereinfachungsmöglichkeit ist von B. ORLIK /9/ angegeben worden.

Orlik macht den einfachen Ansatz:

$$\begin{aligned} i_d &= w_g / w - 1 && \text{bei } w > w_g \\ \text{und} &&& (4.3.3.7) \\ i_d &= w_{-g} / w - 1 && \text{bei } w < w_{-g} \end{aligned}$$

Diese Art der Steuerung des Stromzeigers soll hier als Vorsteuerung nach Orlik bezeichnet werden.

Die Begründung für diesen Ansatz ergibt sich aus der Betrachtung der Spannungsgleichung.

Die Spannungsgleichung für den stationären Fall lautet in Komponentendarstellung:

$$\begin{aligned} u_d &= i_d - w \cdot i_q \\ u_q &= i_q + w \cdot i_d + w \end{aligned}$$

Es wird nun der Term $x(w) = w \cdot i_d + w$ betrachtet. Dieser wird im Feldschwächbereich konstant auf dem Wert gehalten, den er bei verlustoptimaler Steuerung beim Eintritt in den Feldschwächbereich hatte.

Dies liefert für $w > w_g$ die Identität $x(w) = x(w_g) = w_g$

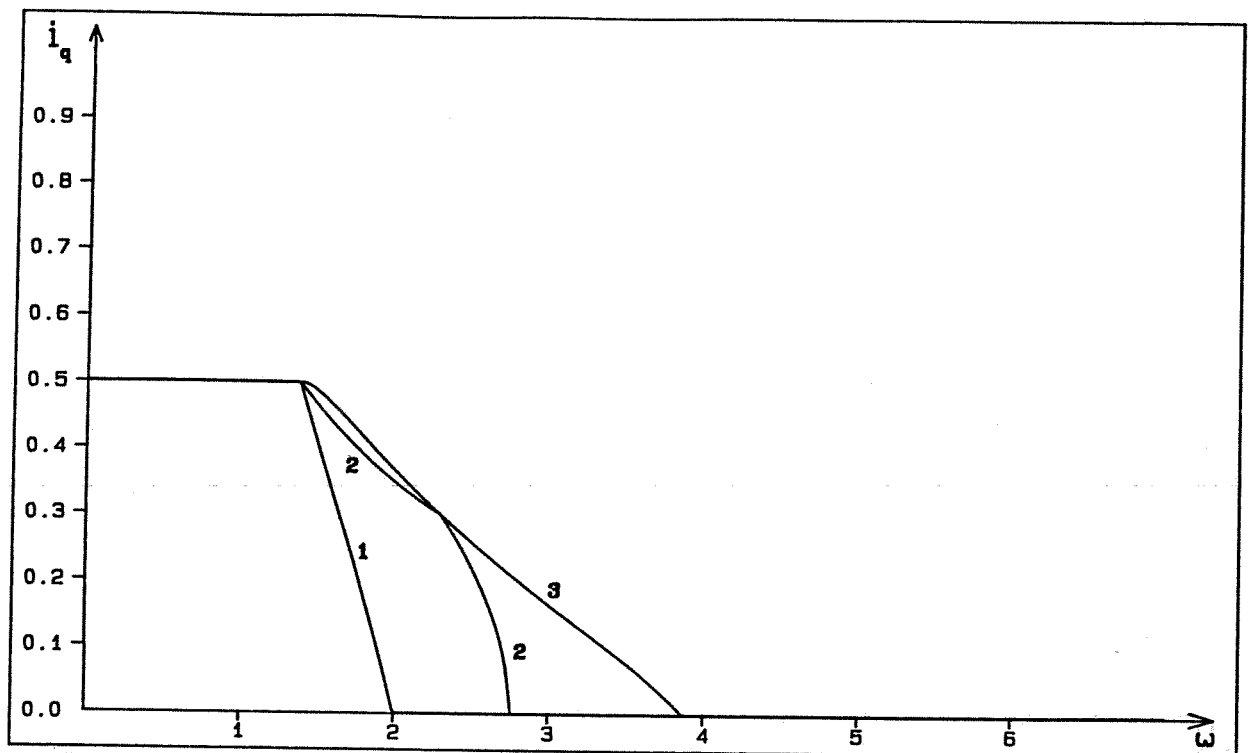


Bild 4.13 $i_{q\max}$ in Abhängigkeit von w bei verschiedenen Vorsteuerarten ($U_{\max} = 2$, $I_{\max} = 0,5$)
1 ohne Vorsteuerung, 2 Vorsteuerung nach Orlik, 3 momentmaximale Vorsteuerung

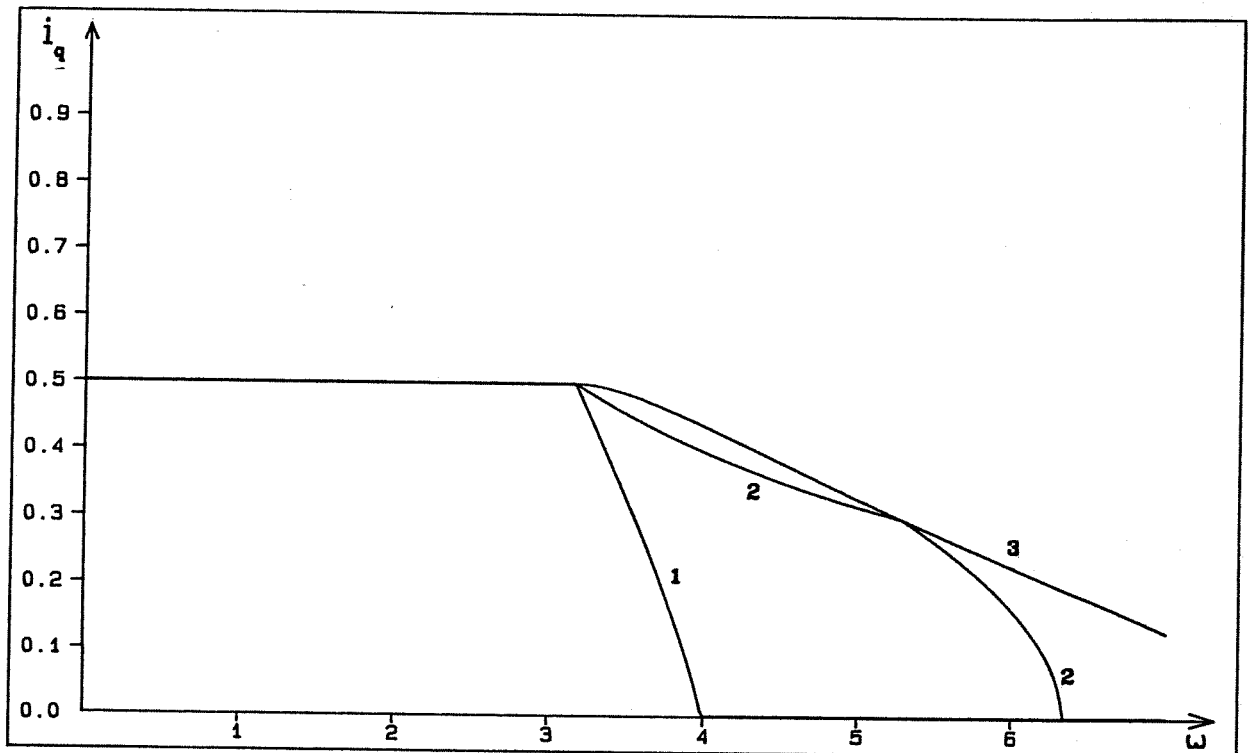


Bild 4.14 $i_{q\max}$ in Abhängigkeit von w bei verschiedenen Vorsteuerarten ($U_{\max} = 4$, $I_{\max} = 0,5$)
1 ohne Vorsteuerung, 2 Vorsteuerung nach Orlik, 3 momentmaximale Vorsteuerung

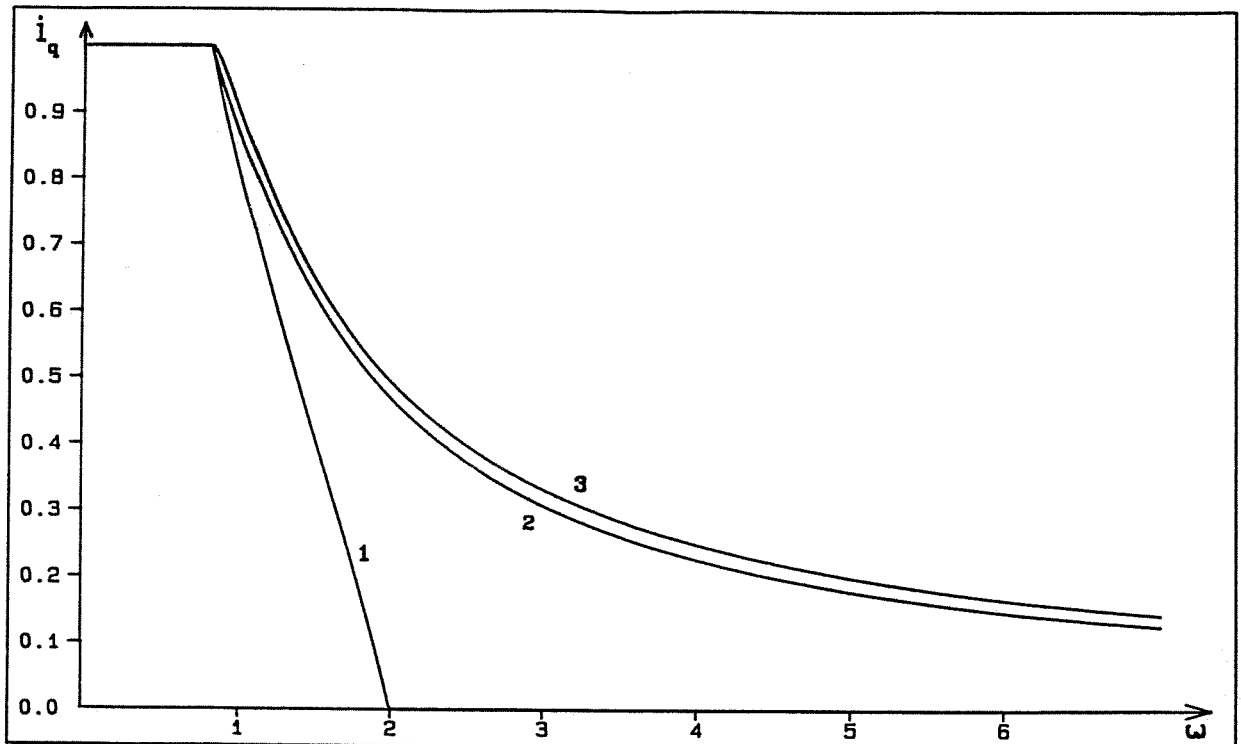


Bild 4.15 $i_{q\max}$ in Abhängigkeit von w bei verschiedenen Vorsteuerarten ($U_{\max} = 2$, $I_{\max} = 1$)
1 ohne Vorsteuerung, 2 Vorsteuerung nach Orlik, 3 momentmaximale Vorsteuerung

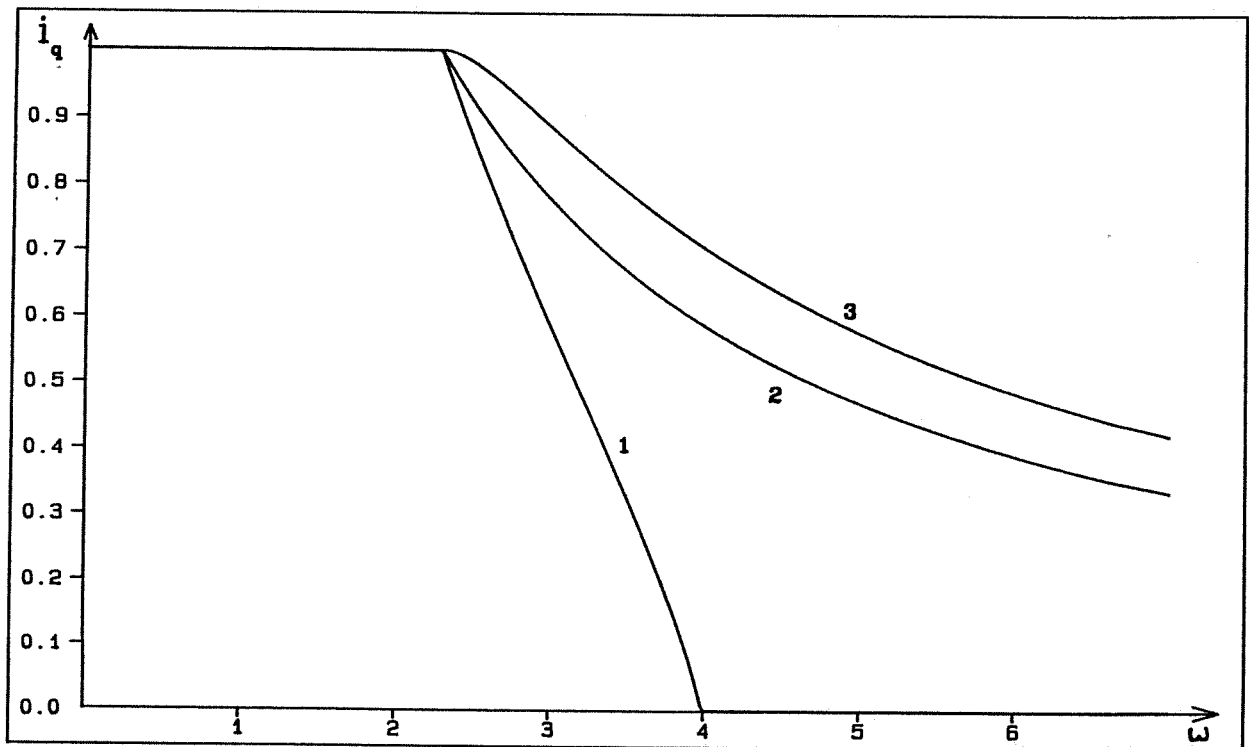


Bild 4.16 $i_{q\max}$ in Abhängigkeit von w bei verschiedenen Vorsteuerarten ($U_{\max} = 4$, $I_{\max} = 1$)
1 ohne Vorsteuerung, 2 Vorsteuerung nach Orlik, 3 momentmaximale Vorsteuerung

5. DYNAMISCHES VERHALTEN DER SYNCHRONMASCHINE

5.1 BESCHREIBUNG DES DYNAMISCHEN VERHALTENS IM STATORFESTEN SYSTEM

Bei allen Betrachtungen dieses Kapitels wird eine konstante Winkelgeschwindigkeit ω vorausgesetzt. Diese Voraussetzung ist erforderlich, da das Differentialgleichungssystem, das das Verhalten des Systems beschreibt, allgemein nicht lösbar ist. Die Annahme konstanter Winkelgeschwindigkeit ist zulässig, wenn kleine Zeitabschnitte betrachtet werden und das Gesamtträgheitsmoment von Rotor und Last so groß ist, daß die mechanische Zeitkonstante erheblich größer als die elektrische Zeitkonstante ist.

Die Größen in diesem Abschnitt sind bezogen auf ein statorfestes Koordinatensystem.

Wir gehen von der Spannungsgleichung (2.4.2) aus.

Die Lösung dieser Differentialgleichung ist bei konstanter Winkelgeschwindigkeit ω gegeben durch:

$$\underline{i}(t) = \underline{i}(0) * e^{-t} + \frac{j\omega}{1+j\omega} (e^{-t} - e^{j\omega t}) * e^{j\psi_0} + \quad (5.1.1)$$

$$+ e^{-t} * \int_0^t e^{\tau} * \underline{u}(\tau) d\tau$$

Die Summanden der rechten Seite dieser Gleichung stellen in der Reihenfolge ihres Auftretens den Einfluß des Anfangsstroms $\underline{i}(0)$, den Einfluß der Rotordrehung und den Einfluß des Spannungszeigers $\underline{u}(t)$ auf den Stromzeiger $\underline{i}(t)$ dar.

Im folgenden soll durch Einführung neuer Größen versucht werden, eine übersichtlichere Form der Gleichung (5.1.1) zu erhalten.

Es erweist sich nun als günstig, anstelle des realen Stromzeigers $\underline{i}(t)$ einen Ersatzstromzeiger $\underline{i}_r(t)$ zu betrachten. Dieser wird so bestimmt, daß der Einfluß der Rotordrehung verschwindet.

Der Stromzeiger

$$\underline{i}_p(t) = - \frac{j\omega}{1+j\omega} * e^{j(\varphi_0 + \omega t)} \quad (5.1.2)$$

wird im folgenden als Polradstromzeiger bezeichnet.

Der Polradstromzeiger ist somit bei Betrieb der Maschine mit kurzgeschlossenen Klemmen und Vorliegen des stationären Zustands mit dem Stromzeiger $\underline{i}(t)$ identisch.

Der Ersatzstromzeiger

$$\underline{i}_r(t) = \underline{i}(t) - \underline{i}_p(t) \quad (5.1.3)$$

wird im folgenden als reduzierter Stromzeiger bezeichnet.

Mit Gleichung (5.1.1) erhält man dann:

$$\underline{i}_r(t) = \underline{i}_r(0) * e^{-t} + e^{-t} * \int_0^t e^{\tau} * \underline{u}(\tau) d\tau \quad (5.1.4)$$

Ist der Spannungszeiger $\underline{u}$ im Intervall $[0, t]$ konstant, so vereinfacht sich Gleichung (5.1.4) zu:

$$\underline{i}_r(t) = \underline{i}_r(0) * e^{-t} + \underline{u} * (1 - e^{-t}) \quad (5.1.5)$$

Der resultierende Spannungsvektor $\underline{u}_R$ im Intervall $[0, t]$ wird nun definiert durch die Gleichung:

$$\underline{u}_R * (1 - e^{-t}) = e^{-t} * \int_0^t e^{\tau} * \underline{u}(\tau) d\tau \quad (5.1.6)$$

Es wird nun ein Zeitabschnitt T betrachtet. Innerhalb dieses Zeitabschnitts wird eine Folge $\underline{u}_n$ von Spannungszeigern geschaltet, die jeweils während der Zeitdauer τ_n anliegen.

Der resultierende Spannungszeiger $\underline{u}_r$ wird nun definiert durch:

$$\underline{u}_r = 1/T * \sum \tau_n * \underline{u}_n \quad (6.2.2)$$

Der so definierte resultierende Spannungszeiger kann die Spannungszeigerfolge bezüglich der Wirkung auf den Stromzeiger ersetzen, wenn der betrachtete Zeitabschnitt genügend klein ist.

Werden nun die Spannungszeiger $\underline{u}_n$ aus den verfügbaren Spannungszeigern $\underline{U}_0$ bis $\underline{U}_7$ ausgewählt, so folgt, daß der gemäß (6.2.1) gebildete resultierende Spannungszeiger stets innerhalb des Spannungszeigersechsecks liegt.

Im stationären Zustand ist ein resultierender Spannungszeiger erforderlich, der einen konstanten Betrag hat und mit konstanter Winkelgeschwindigkeit umläuft.

Hieraus folgt, daß im stationären Zustand der Betrag der verfügbaren Spannungszeiger durch den Radius des Inkreises des Spannungszeigersechsecks begrenzt ist.

Der Betrag des Spannungszeigers, dessen Länge gleich dem Radius des Inkreises des Spannungszeigersechsecks ist, wird mit U_{max} bezeichnet. Also gilt:

$$U_{max} = \sqrt{3}/2 * |\underline{U}_1| = \sqrt{3}/2 * 2/3 U_{zk}$$

$$U_{max} = 1/\sqrt{3} U_{zk} = 0,577 U_{zk} \quad (6.2.3)$$

7. METHODEN ZUR SPANNUNGSZEIGER-SYNTHESE

7.1 VARIATION DES STERNPUNKTPOTENTIALS

Unter Methoden zur Spannungszeigersynthese werden hier Methoden verstanden, mit denen aus der konstanten Gleichspannung des Gleichspannungszwischenkreises quasikontinuierliche Strangspannungen erzeugt werden können.

Hierfür gibt es eine Reihe von in der Literatur beschriebenen und in der Praxis verwendeten Verfahren.

Die Art des verwendeten Verfahrens hängt dabei wesentlich von der Art des Schaltungstechnik ab (analog oder digital).

Zunächst soll hier eine Betrachtung angestellt werden, die davon ausgeht, daß abhängig von den vorgegebenen Strangsollspannungen U_{s1} , U_{s2} und U_{s3} kontinuierliche Klemmenpotentiale V_1 , V_2 und V_3 erzeugt werden können gemäß der Formel:

$$V_i(t) = U_0(t) + U_{s1}(t) \quad (i=1,2,3) \quad (7.1.1)$$

Dabei ist $U_0(t)$ eine zunächst frei wählbare Funktion.

Für die erzeugbaren Klemmenpotentiale gilt dabei die durch die Zwischenkreisspannung U_{zk} gegebene Einschränkung :

$$0V \leq V_i(t) \leq U_{zk} \quad (i=1,2,3) \quad (7.1.2)$$

Es wird nun davon ausgegangen, daß bei der Bestimmung der Strangsollspannungen bereits berücksichtigt ist, daß die Summe der Strangspannungen zu jedem Zeitpunkt Null ergibt:

$$U_{s1} + U_{s2} + U_{s3} = 0 \quad (7.1.3)$$

Für das Sternpunktpotential V_0 folgt dann:

$$V_0 = 1/3 * (V_1 + V_2 + V_3) = U_0 \quad (7.1.4)$$

Die Funktion $U_0(t)$ bestimmt also den zeitlichen Verlauf des Sternpunktpotentials.

Die Strangspannungen U_1 , U_2 und U_3 sind gegeben durch:

$$U_i(t) = V_i(t) - V_0(t) = U_{s,i}(t) \quad (i=1,2,3) \quad (7.1.5)$$

Dies bedeutet, daß unabhängig von der Wahl von U_0 die Strangspannungen stets gleich den Sollspannungen sind.

Im einfachsten Falle wird man das Sternpunktpotential konstant halten und wählen $V_0 = U_0(t) = 1/2 U_{zk}$.

Bei Verwendung dieser Methode konstanten Sternpunktpotentials gilt also:

$$V_i(t) = 1/2 U_{zk} + U_{s,i}(t) \quad (i=1,2,3) \quad (7.1.6)$$

Hieraus folgt, daß dann die Erzeugung von Strangspannungen im Bereich von $-1/2 U_{zk}$ bis $+1/2 U_{zk}$ möglich ist.

Bild 7.1 zeigt den Verlauf der Strangsollspannungen bei Vorliegen eines Dreiphasensystem, wie es beim stationären Betrieb des Synchronmotors auftritt.

Betrachtet man den Verlauf des Strangsollspannungen, so wird deutlich, daß zu keinem Zeitpunkt eine Spannung den Maximalwert annimmt, während eine andere Spannung den Minimalwert annimmt. Dies führt zu der Überlegung, die Funktion $U_0(t)$ so zu bestimmen, daß der gemäß 7.1.2 verfügbare Bereich der Klemmenpotentiale möglichst gut ausgenutzt wird.

Es wird nun definiert:

$$U_{\max}(t) = \max(U_{s,1}(t), U_{s,2}(t), U_{s,3}(t)) \quad (7.1.7)$$

$$U_{\min}(t) = \min(U_{s,1}(t), U_{s,2}(t), U_{s,3}(t))$$

Analog werden die Größen $V_{\max}(t)$ und $V_{\min}(t)$ bestimmt.

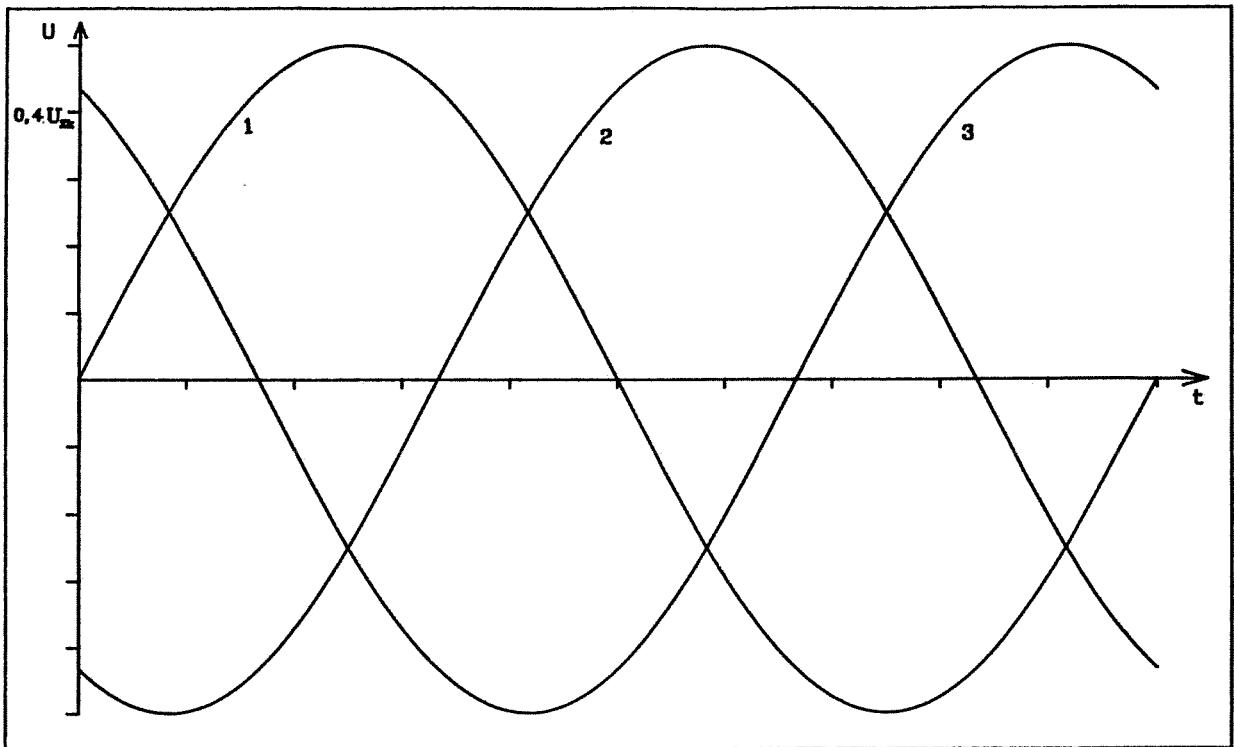


Bild 7.1 Dreiphasiges sinusförmiges Spannungssystem

Dann gilt:

$$V_{\max}(t) = U_0(t) + U_{\max}(t) \quad (7.1.8)$$

$$V_{\min}(t) = U_0(t) + U_{\min}(t)$$

Bei gleichmäßiger Ausnutzung des zur Verfügung stehenden Bereichs gilt zu jedem Zeitpunkt:

$$V_{\max}(t) + V_{\min}(t) = U_{zk} \quad (7.1.9)$$

Mit den Gleichungen (7.1.8) folgt dann:

$$U_0(t) = 1/2 * (U_{zk} - U_{\max}(t) - U_{\min}(t)) \quad (7.1.10)$$

Es sei hier noch angemerkt, daß es wegen (7.1.3) zu jedem Zeitpunkt t ein $i \in \{1, 2, 3\}$ gibt, so daß gilt:

$$U_i = - U_{\max}(t) - U_{\min}(t) \quad (7.1.11)$$

Diese Methode der Bestimmung des Strangpotentiale soll hier als Methode der symmetrischen Variation des Sternpunktpotentials zur Vergrößerung des Spannungsbereichs bezeichnet werden.

In den Bildern 7.2 und 7.3 sind die zeitlichen Verläufe der Klemmenpotentiale bei konstantem Sternpunktpotential und bei Anwendung der oben beschriebenen Methode der symmetrischen Variation der Sternpunktpotentiale ausgehend von den in Bild 7.1 gezeigten Strangspannungen gegenübergestellt.

Durch Einsetzen von (7.1.10) in (7.1.8) folgt:

$$V_{\max}(t) = 1/2 * (U_{zk} + U_{\max}(t) - U_{\min}(t)) \quad (7.1.12)$$

$$V_{\min}(t) = 1/2 * (U_{zk} - U_{\max}(t) + U_{\min}(t))$$

Aus jeder dieser Gleichungen folgt mit (7.1.2) :

$$U_{\max}(t) - U_{\min}(t) \leq U_{zk} \quad (7.1.13)$$

Seien die Strangsollspannungen des Dreiphasensystems gegeben durch:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= U * \sin(\omega t) \\ U_2(t) &= U * \sin(\omega t + 2/3 * \pi) \\ U_3(t) &= U * \sin(\omega t + 4/3 * \pi) \end{aligned} \quad (7.1.14)$$

Für das zeitliche Maximum der linken Seite von Gleichung (7.1.13) ergibt sich dann der Wert $\sqrt{3} * U$.

Dieses Maximum wird z.B. bei $\omega t = 2/3 * \pi$ angenommen (siehe Bild 7.1).

Aus Gleichung (7.1.13) ergibt sich also für die Amplitude U der erzeugbaren Strangspannungen bei Verwendung der Methode der Variation des Sternpunktpotentials:

$$U \leq U_{zk} / \sqrt{3} = 0,577 * U_{zk} \quad (7.1.15)$$

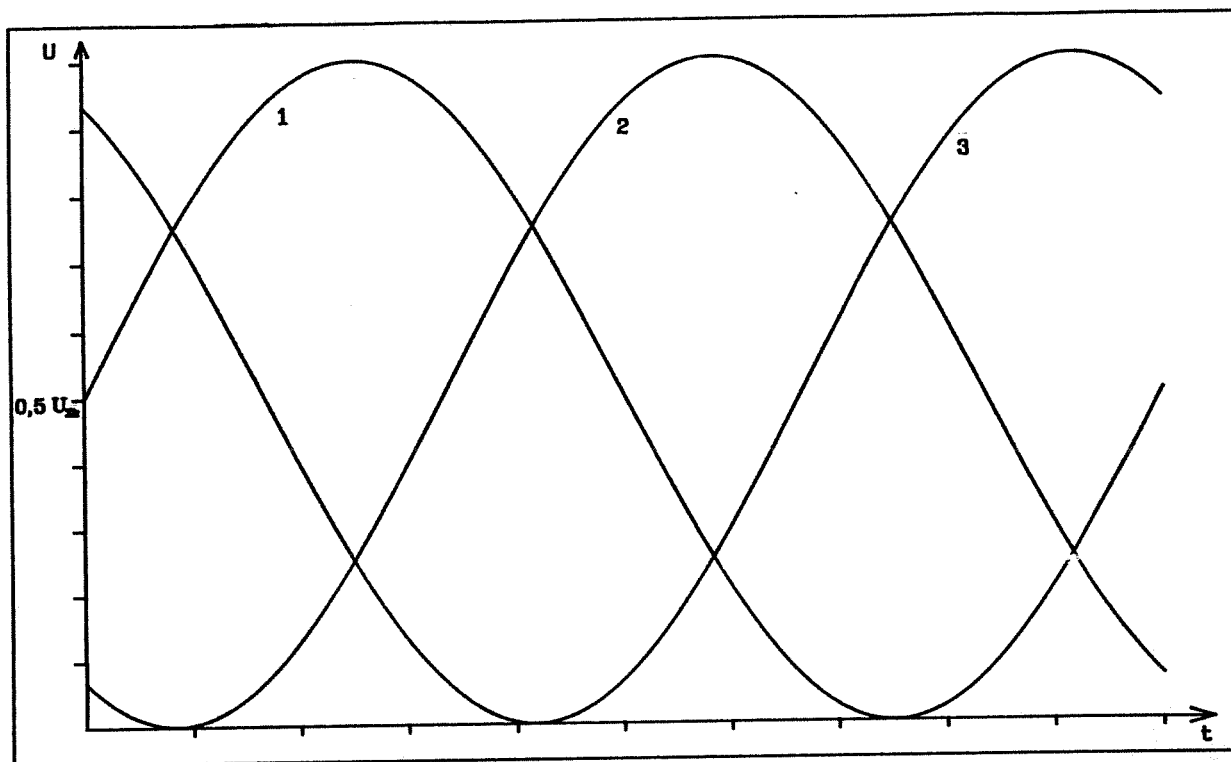


Bild 7.2 Potentialverläufe bei konstantem Sternpunktpotential

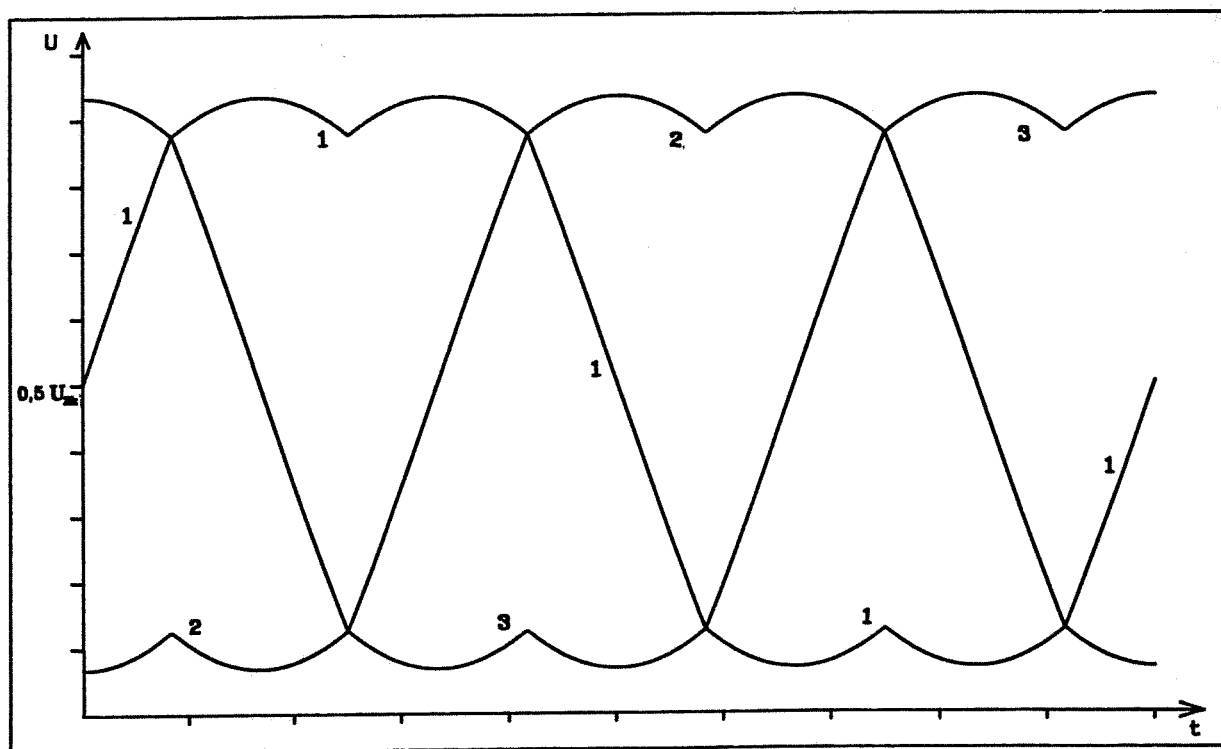


Bild 7.3 Potentialverläufe bei symmetrischer Variation des Sternpunktpotential

Bei konstantem Sternpunktpotential gilt demgegenüber:

$$U \leq 0,5 \cdot U_{zk},$$

Durch Anwendung der Methode der Variation des Sternpunktpotentials ergibt sich also eine Vergrößerung des Spannungsbereichs um ca. 15% .

Unter Abkehr von der Potentialsymmetrie kann diese Methode dahingehend variiert werden, daß dem Klemmenpotential mit dem jeweils geringsten Wert das Nullpotential zugeordnet wird. Die Anwendung dieser Methode ist vorteilhaft hinsichtlich der Schalzhäufigkeit der Schaltelemente bei Erzeugung der Potentiale durch Pulsbreitenmodulation, da hier im Strang mit dem jeweils kleinsten Klemmenpotential die Schaltvorgänge ganz entfallen können.

Diese Methode soll hier Methode der kleinsten Potentiale genannt werden, da die dabei erzeugten Potentiale zu jedem Zeitpunkt die kleinstmöglichen Wert besitzen.

Bild 7.4 zeigt den bei Anwendung dieser Methode der kleinsten Potentiale entstehenden zeitlichen Verlauf der Klemmenpotentiale, wenn die Strangsollspannungen ein Dreiphasensystem bilden.

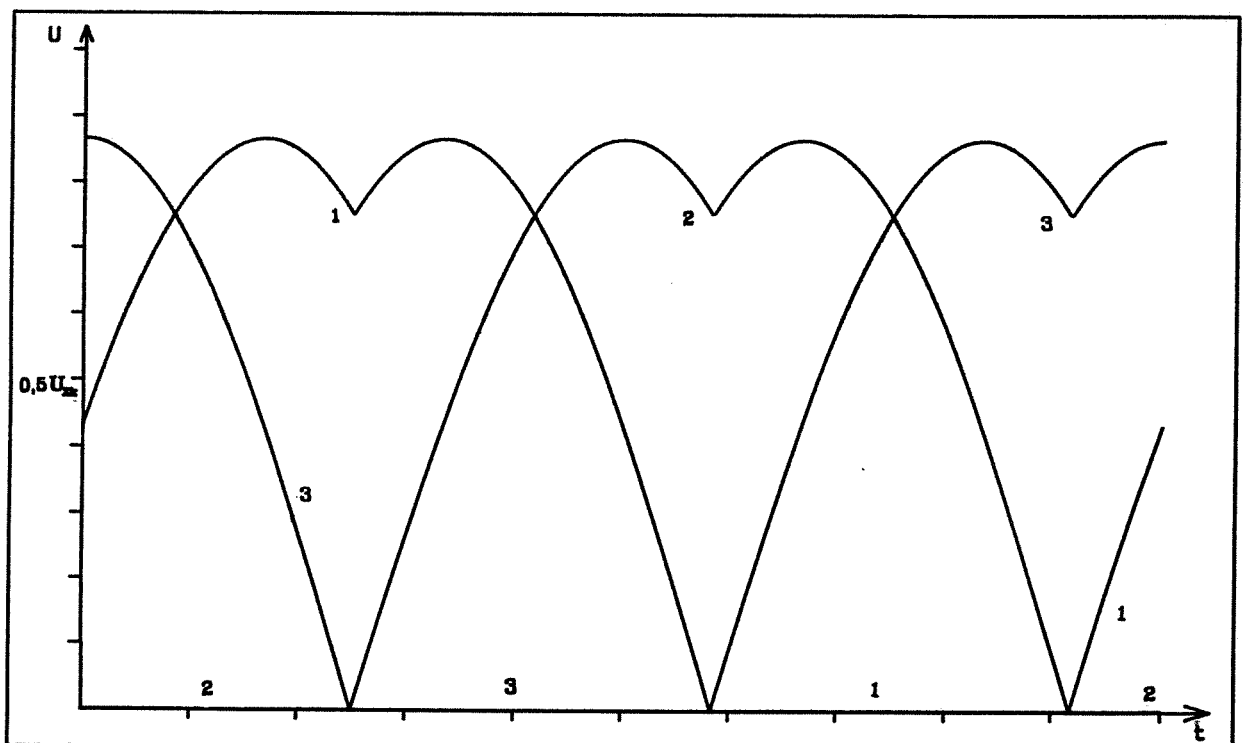


Bild 7.4 Potentialverläufe bei minimalem Sternpunktpotential

Es ist offensichtlich, daß die Bereichvergrößerung auch hier in der oben genannten Höhe eintritt.

7.2 SPANNUNGSZEIGERSYNTHESE NACH DEM UNTERSCHWINGUNGSVERFAHREN

Ein für analoge Schaltungstechnik besonders geeignetes Verfahren ist das Unterschwingungsverfahren.

Hierbei werden pro Strang zwei analoge Referenzsignale benutzt. Das eine Referenzsignal ist eine dem Sollwert der entsprechenden Strangspannung proportionale Funktion, während das andere allen Strängen gemeinsame Referenzsignal eine Dreiecksfunktion ist. Die beiden Referenzsignale werden mit einem Komparator verglichen, der seinerseits die zugehörige Halbbrücke steuert. Die Frequenz des Dreieckssignals muß hierbei wesentlich höher als die maximale Frequenz der Strangsollspannung gewählt sein. Die Proportionalität zwischen Strangsollspannung und dem zugehörigen Referenzsignal muß so gewählt sein, daß bei einer Strangsollspannung von $1/2 U_{zk}$ die Amplitude des beiden Referenzsignale gleich groß ist.

Das Unterschwingungsverfahren bewirkt die Umsetzung des Strangspannungssollwerts in eine Pulsbreitenmodulation des Klemmenpotentials. Der Strangspannungssollwert 0V erzeugt dabei das Tastverhältnis 1 und somit einen Mittelwert des Klemmenpotentials von $1/2 U_{zk}$.

Die Funktionstüchtigkeit dieses Verfahrens ist nur dann unmittelbar evident, wenn man annimmt, das Sternpunktpotential konstant bleibt und den Wert $1/2 U_{zk}$ hat.

Tatsächlich schwankt jedoch das Sternpunktpotential bei Verwendung dieser Methode und nimmt abhängig von den Klemmenpotentialen die Werte 0V , $1/3 U_{zk}$, $2/3 U_{zk}$, U_{zk} an.

7.3 SPANNUNGSZEIGERSYNTHESE DURCH PULSBREITENMODULATION

7.3.1 ALLGEMEINES

Bei Verwendung von digitaler Schaltungstechnik entspricht dem Unterschwingungsverfahren das Verfahren der voneinander unabhängigen Pulsbreitenmodulation (PBM) der Klemmenpotentiale. Betrachtungen zur Pulsbreitenmodulation finden sich in /3 ORLIK/.

Hierbei werden aus den in digitaler Form vorliegenden Strangsollspannungen Steuerfaktoren berechnet.

Dabei ist der Steuerfaktor x_1 definiert durch:

$$x_1 = T_1 / T_p, \quad (7.3.1.1)$$

wobei T_1 die Dauer der Aufschaltung der Zwischenkreisspannung auf den Strang i und T_p die Taktzeit der Pulsbreitenmodulation ist.

Für die Bestimmung der Steuerfaktoren erhält man in Analogie zu Gleichung (7.1.6) die Gleichung:

$$x_1 = 1/2 + U_{s1} / U_{zk} \quad (7.3.1.2)$$

Die Richtigkeit dieser Formel unter Berücksichtigung der Unstetigkeit des zeitlichen Verlaufs der Strangspannungen wird im nächsten Abschnitt gezeigt.

Aus der Definition der Steuerfaktoren x_1 ergibt sich unmittelbar die Gültigkeit der Ungleichung:

$$0 \leq x_1 \leq 1 \quad (7.3.1.3)$$

Bei Benutzung der Formel (7.3.1.2) können also Strangspannungen U_s im Bereich:

$$-1/2 * U_{zk} \leq U_s \leq 1/2 * U_{zk} \quad (7.3.1.4)$$

realisiert werden.

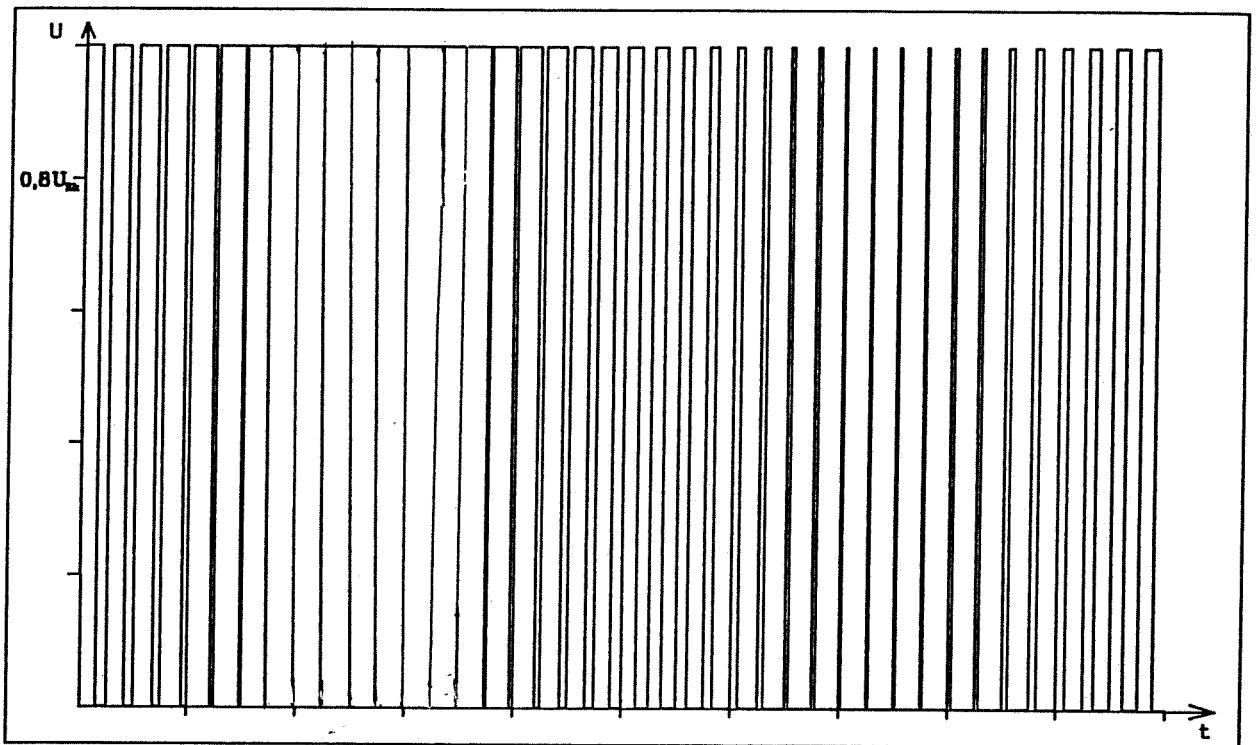


Bild 7.5 Potentialverlauf des 1. Strangs bei Pulsbreitenmodulation

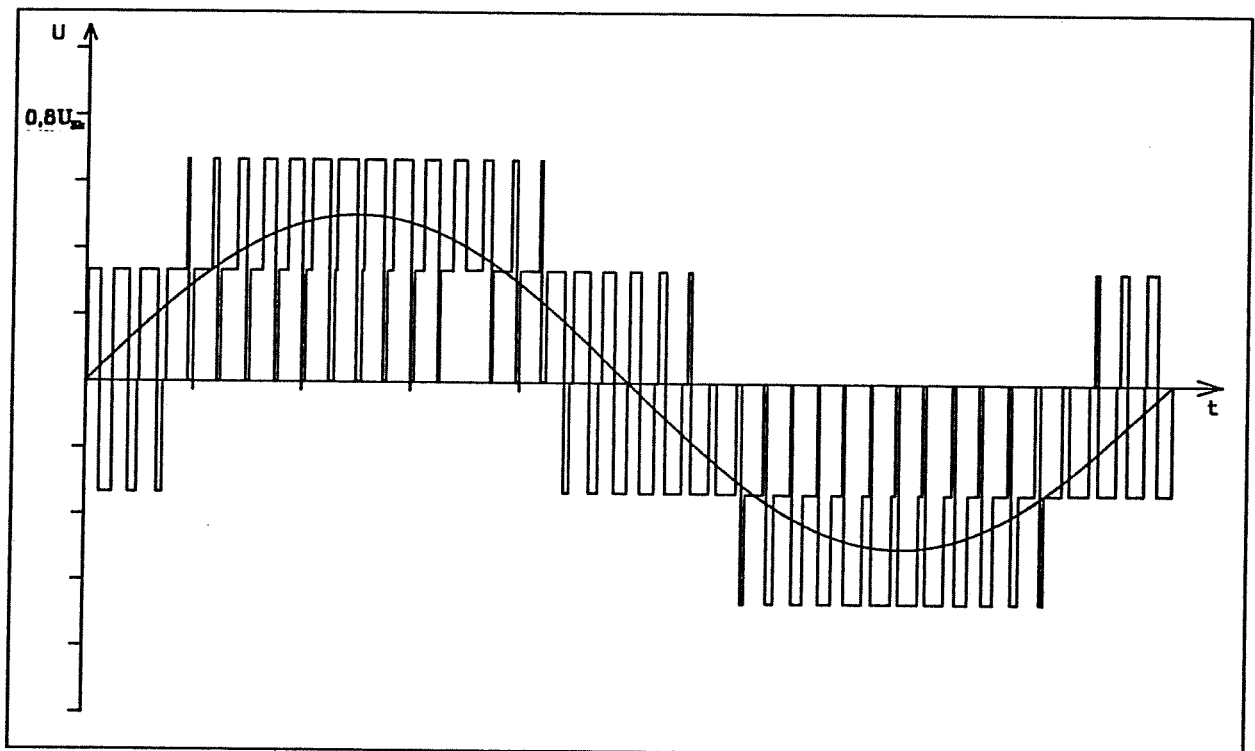


Bild 7.6 Strangspannungsverlauf des 1. Strangs bei Pulsbreitenmodulation

Wichtig für die Güte des Verfahrens ist die Taktzeit T_p .

Bei der Bemessung der Taktzeit T_p ist die Taktzeit T_s des Steueralgorithmus zu berücksichtigen, der die Strangspannungssollwerte liefert.

Die Steuerfrequenz $f_s = 1/T_s$ muß groß gegenüber der höchsten vorkommenden Strangspannungsfrequenz sein.

Die Frequenz der Pulsbreitenmodulation $f_p = 1/T_p$ sollte ein ganzes Vielfaches der Steuerfrequenz f_s sein.

Im einfachsten Fall ist $f_s = f_p$.

Ausgehend von dem in Bild 7.1 gezeigten Dreiphasensystem der Strangspannungen wird in Bild 7.5 der zeitliche Verlauf des Klemmenpotentials eines Strangs bei Anwendung dieses Verfahrens gezeigt.

Die daraus resultierende Strangspannungsfunktion ist in Bild 7.6 dargestellt.

Die Tatsache, daß die Strangspannungsfunktion sehr stark von den Klemmenpotentialfunktion abweicht, erklärt sich aus der Tatsache, daß das Sternpunktpotential bei Verwendung dieses Verfahrens nicht konstant ist.

7.3.2 BEWEIS DER KORREKTHEIT DES VERFAHRENS

Es soll nun untersucht werden, ob die bei Pulsbreitenmodulation der Klemmenpotentiale erzeugten Strangspannungen den vorgegebenen Strangspannungen entsprechen.

Um die Gültigkeit der folgenden Überlegungen möglichst allgemein zu halten, wird hier nur benutzt, daß die Zwischenkreisspannung während der Zeitdauer T_i innerhalb des Intervalls T_p auf den Strang i geschaltet ist.

Über die Anzahl der dabei pro Strang verwendeten Spannungsblöcke und ihre Lage im Intervall T_p wird keine Voraussetzung gemacht.

Wie bereits oben gesagt, liegt zu jedem Zeitpunkt innerhalb des Intervalls T_p einer von 7 diskreten Spannungszeigern an (siehe Tabelle 6.1).

Sei t_n die Gesamtdauer der Zeit innerhalb des Intervalls T_p , in der der Spannungszeiger U_n anliegt ($n=1..7$).

Aus Tabelle 6.1 entnimmt man nun:

$$\begin{aligned} T_1 &= t_1 + t_2 + t_6 + t_7 \\ T_2 &= t_2 + t_3 + t_4 + t_7 \\ T_3 &= t_4 + t_5 + t_6 + t_7 \end{aligned} \quad (7.3.2.1)$$

Für den durch Mittelwertbildung gewonnenen resultierenden Spannungszeiger $\underline{U}$ gilt:

$$T_p * \underline{U} = \sum t_n * \underline{U}_n \quad (7.3.2.2)$$

Wegen $\underline{U}_{n+3} = -\underline{U}_n$ für $n=1,2,3$ folgt hieraus:

$$T_p * \underline{U} = \sum (t_n - t_{n+3}) * \underline{U}_n \quad (7.3.2.3)$$

Mit $\underline{U}_2 = \underline{U}_1 + \underline{U}_3$ erhält man:

$$\begin{aligned} T_p * \underline{U} &= (t_1 - t_4 + t_2 - t_5) * \underline{U}_1 + (t_3 - t_6 + t_2 - t_5) * \underline{U}_3 \\ T_p * \underline{U} &= (T_1 - T_3) * \underline{U}_1 + (T_2 - T_3) * \underline{U}_3 \end{aligned} \quad (7.3.2.4)$$

Unter Benutzung der Definition (7.3.1.1) der Steuerfaktoren x_i ergibt sich:

$$\underline{U} = (x_1 - x_3) * \underline{U}_1 + (x_2 - x_3) * \underline{U}_3 \quad (7.3.2.5)$$

Mit der Gleichung (7.3.1.2) erhält man:

$$\underline{U} = (U_{s1} - U_{s3}) / U_{2k} * \underline{U}_1 + (U_{s2} - U_{s3}) / U_{2k} * \underline{U}_3 \quad (7.3.2.6)$$

Mit $\underline{U}_5 = -\underline{U}_1 - \underline{U}_3$ folgt:

$$\underline{U} = U_{s1} * \underline{U}_1 / U_{2k} + U_{s2} * \underline{U}_3 / U_{2k} + U_{s3} * \underline{U}_5 / U_{2k} \quad (7.3.2.7)$$

Unter Verwendung der Definition der Spannungszeiger erhält man:

$$\underline{U} = U_{s1} * 2/3 + U_{s2} * 2/3 * \underline{a} + U_{s3} * 2/3 * \underline{a}^2, \quad (7.3.2.8)$$

wobei $\underline{a} = \exp(j*2*\pi/3)$ ist.

$$\underline{U} = 2/3 * (U_{s1} + U_{s2} * \underline{a} + U_{s3} * \underline{a}^2)$$

Die rechte Seite dieser Gleichung ist gemäß Definition der komplexe Sollspannungszeiger $\underline{U}_s$, so daß gilt: $\underline{U} = \underline{U}_s$.

Damit ist in einem sehr allgemeinen Sinne die Korrektheit aller Verfahren, die eine Pulsbreitenmodulation der Klemmenpotentiale gemäß Gleichung 7.3.1.2 benutzen, nachgewiesen.

Bei diesem Beweis wurde die Wirkung der tatsächlich wirkenden Spannungszeiger aufgrund der Beziehungen zwischen den Spannungszeigern durch die Wirkung der drei Zeiger $\underline{U}_1$, $\underline{U}_3$ und $\underline{U}_5$ ersetzt.

7.3.3 VARIATION DES STERNPUNKTPOTENTIALS BEI PBM

Es wird nun der zeitliche Verlauf der Strangspannungen während einer Taktperiode T des Pulsbreitenmodulators betrachtet.

Bild 7.7 zeigt einen angenommenen Verlauf der Klemmenpotentiale und den daraus resultierenden Verlauf der Strangspannungen während einer Taktperiode T_p des Pulsbreitenmodulators.

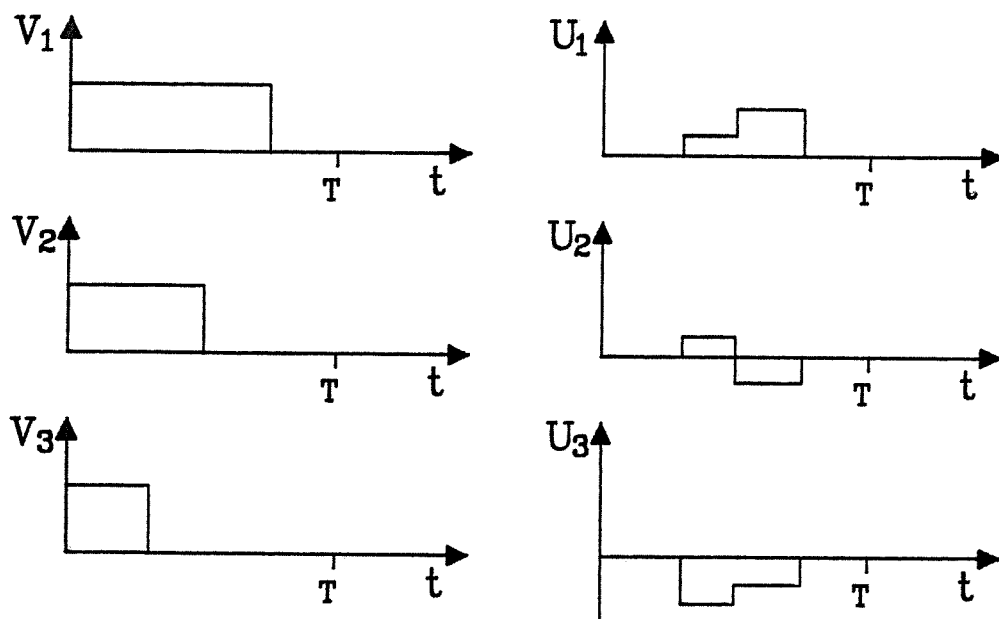


Bild 7.7 Potentiale und Spannungen während einer Taktperiode des Pulsbreitenmodulators

Aus dem Bild wird ersichtlich, daß während T_p (maximal) vier Schaltzustände vorliegen. Die Zeitdauern des Vorliegens der Schaltzustände in der Reihenfolge ihres Auftretens werden mit τ_i bezeichnet. Dabei ist auch $\tau_i = 0$ zulässig. Damit ist gewährleistet, daß die Anzahl der Schaltzustände stets vier ist. Während τ_1 und τ_4 liegt der Nullspannungszeiger $\underline{0}$ an, so daß insgesamt maximal drei verschiedene Spannungszeiger während T_p anliegen.

Werden nun alle Steuerfaktoren x_i im Sinne einer Variation des Sternpunktpotentials um den gleichen Betrag erhöht oder gesenkt, so bedeutet dies, daß sich alle Schaltzeitpunkte um einen gleichen Betrag verschieben. Daraus ergibt sich, daß die Zeitdauern τ_2 , τ_3 und $\tau_1 + \tau_4$ konstant bleiben.

Die Anwendung der Methode der Variation des Sternpunktpotentials bewirkt hier also eine andere Verteilung des Zeitraums, während dessen der Nullvektor geschaltet ist, innerhalb des Intervalls T .

Ihre Anwendung bewirkt jedoch auch hier eine Vergrößerung des Spannungsbereichs, da sie den Bereich vergrößert, in dem die Steuerfaktoren innerhalb des zulässigen Intervalls $[0,1]$ liegen. Bei Anwendung der Methode der Variation des Sternpunktpotentials tritt anstelle der Gleichung (7.3.1.2) die folgende Gleichung für die Bestimmung des Steuerfaktors x_1 :

$$x_1 = 1/2 + (U_{s1} - 1/2 * (U_{\max}(t) + U_{\min}(t))) / U_{2k} \quad (7.3.3.1)$$

7.3.4 LAGE DER SPANNUNGSZEIGER BEI PBM

Nun wird untersucht, welche relative Lage die erzeugenden Spannungszeiger zum erzeugten Spannungszeiger haben.

Aufgrund der Symmetrie der Maschine ist es ausreichend hierzu einen Spannungszeiger im 1. Sextanten zu betrachten. Jeder in einem anderen Quadranten gelegene Spannungszeiger läßt sich geeignete Umnummerierung der Stränge auf den hier betrachteten Fall zurückführen.

Wir gehen von einem Spannungszeiger $\underline{U} = U \cdot e^{j\beta}$ im 1. Sextanten aus. Dann gilt:

$$0 \leq \beta \leq \pi/3 .$$

Für die Komponenten U_x und U_y des Spannungszeigers $\underline{U}$ gilt dann:

$$U_x = U \cdot \cos(\beta)$$

$$U_y = U \cdot \sin(\beta)$$

Für die Strangspannungen erhält man durch Projektion des Spannungszeigers $\underline{U}$ auf die den Strängen entsprechenden Achsen gemäß den Beziehungen (1.1.3.9) bis (1.1.3.11) die Ungleichungen:

$$0,5 \cdot U \leq U_1 \leq U$$

$$-0,5 \cdot U \leq U_2 \leq 0,5 \cdot U$$

$$-U \leq U_3 \leq -0,5 \cdot U$$

Sei T_1 der Schaltzeitpunkt, bei dem im Strang i die Umschaltung von der Spannung U_{2k} zur Spannung 0V erfolgt.

Nach Gleichung (7.3.1.2) folgt dann aus den obigen drei Ungleichungen für die Schaltzeitpunkte die Ungleichung:

$$T_3 \leq T_2 \leq T_1$$

Dies bedeutet, daß sich für die Schaltzustände gemäß Tabelle 6.1 die folgende Reihenfolge ergibt: 7,2,1,0

Aus Tabelle 6.1 entnimmt man, daß hierzu die Spannungszeigerreihenfolge:

$$\underline{U}_0 , \underline{U}_1 , \underline{U}_2 , \underline{U}_0$$

gehört.

Der Spannungszeiger wird also bei Verwendung des Verfahrens der Pulsbreitenmodulation stets aus den dem zu erzeugenden Spannungszeiger benachbarten Spannungszeigern und dem Nullzeiger erzeugt.

Das Verfahren der Spannungszeigersynthese durch Pulsbreitenmodulation der Klemmenpotentiale erweist sich also äquivalent zu dem noch zu beschreibenden 3-Vektor-Verfahren.

Wählt man die Methode der kleinsten Potentiale, so ist das Verfahren der Spannungszeigersynthese durch Pulsbreitenmodulation identisch mit dem 3-Vektor-Verfahren.

Der Unterschied zwischen den beiden Verfahren besteht allein im Rechengang zur Bestimmung der Schaltzeitpunkte.

7.4 SPANNUNGSZEIGERSYNTHESE DURCH KOMBINATION VON SPANNUNGSZEIGERN

7.4.1 ALLGEMEINES

Verfahren der Kombination von Spannungszeigern bestehen darin, einen vorgegebenen Spannungszeiger durch eine Folge von Spannungszeigern U_i und eine entsprechende Folge von Wirkungsauern τ_i zu realisieren.

Das allgemeinste Verfahren macht keine Einschränkung hinsichtlich der Länge der Wirkungsauern. Es ist für die praktische Anwendung nicht geeignet, da für das Durchlaufen des Algorithmus zur Bestimmung des nächsten Spannungszeigers und seiner Wirkungsauer eine endliche Zeit benötigt wird, die möglicherweise größer ist als die berechnete Wirkungsauer des gerade geschalteten Spannungszeigers.

Die Anpassung an die Notwendigkeiten der Digitaltechnik erfordert Verfahren, die mit einer festen Taktzeit arbeiten, wobei die Taktzeit größer als die Zykluszeit des Berechnungsalgorithmus sein muß.

Diese Verfahren lassen sich klassifizieren durch die Zahl der Spannungszeiger, die während eines Taktes geschaltet werden. Dementsprechend unterscheiden wir 1-Vektor-Verfahren, 2-Vektor-Verfahren und 3-Vektor-Verfahren, die im folgenden beschrieben werden.

7.4.2 DAS 1-VEKTOR-VERFAHREN

Hier haben alle geschalteten Spannungszeiger die gleiche Wirkungsauer T_p . Es stehen demzufolge nur die in Bild 7.8 gezeigten sieben diskreten Spannungszeiger zur Verfügung.

Die Bestimmung des zu schaltenden Spannungszeiger in Abhängigkeit von einem vorgegebenen Sollspannungszeiger U_s erfolgt im einfachsten Falle so, daß stets der Spannungszeiger U_i gewählt wird, für den der Differenzzeiger $U_s - U_i$ die kleinste Länge hat. Auf diese Weise entstehen Gebiete in der Spannungszeigerebene. Allen

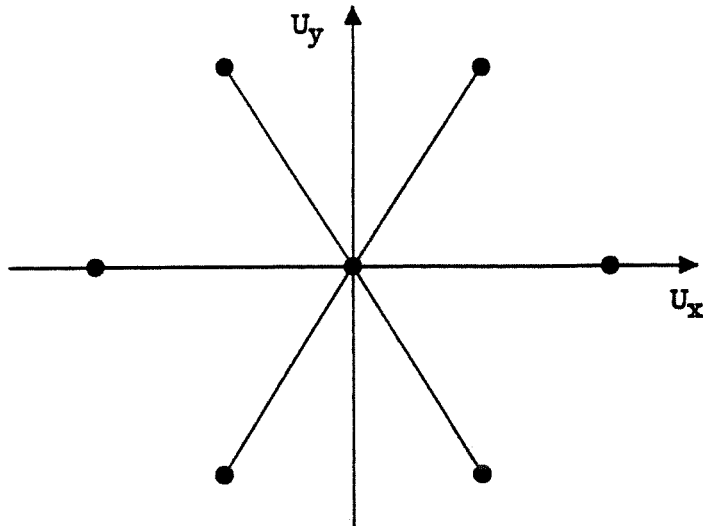


Bild 7.8 realisierbare Spannungspunkte beim 1-Vektor-Verfahren

in einem Gebiet liegenden Sollspannungszeigern wird der gleiche erzeugte Spannungszeiger zugeordnet. Es ist erkennbar, daß dieses Verfahren ein sehr grobes ist.

Für das Maximum des Fehlerzeigerbetrags $|\underline{U}_s - \underline{U}_1|$, das als Kriterium für die Güte des Verfahrens geeignet ist, gilt hier:

$$\max(|\underline{U}_s - \underline{U}_1|) > 1/2 * |\underline{U}_1|$$

Die Auswirkungen der Grobheit des Spannungserzeugungsverfahrens auf die Bahn des Stromzeigers $\underline{i}$ können jedoch bei genügend kurzer Taktzeit T_p in zumutbaren Grenzen gehalten werden, da die Sollwerte des Spannungszeigers jeweils in Abhängigkeit vom Istwert des Stromzeigers bestimmt werden und somit eine Regelschleife vorliegt.

Eine Verbesserung des Verfahrens läßt sich dadurch erzielen, daß bereits in den Algorithmus zur Bestimmung des Spannungszeigers ein Regelalgorithmus eingebaut wird. Diese Methode wird von B. Schwarz /11/ benutzt. Hierbei wird der zeitlich integrierte Differenzzeiger $\underline{U}_s - \underline{U}_1$ zusätzlich zum aktuellen Sollzeiger als Kriterium für die Auswahl des zu schaltenden Spannungszeigers benutzt. Somit wird eine gegenüber dem einfachen Verfahren, bei dem erst die Auswirkung auf den Stromzeiger zur Korrektur benutzt wird, wesentlich kürzere Reglerzeitkonstante erzielt.

7.4.3 DAS 2-VEKTOR-VERFAHREN

Pro Taktperiode gelangen hier jeweils zwei Spannungszeiger zum Einsatz, wobei die Wirkungsdauer der Spannungszeiger veränderlich ist.

Diesen beiden Spannungszeigern wird nun durch zeitliche Mittelwertbildung über die Taktperiode T_p ein resultierender Spannungszeiger $\underline{U}$ zugeordnet, der in den folgenden Überlegungen verwendet wird.

Sind $\underline{U}_1$ und $\underline{U}_k$ die geschalteten Spannungszeiger, so berechnet sich der resultierende Spannungszeiger $\underline{U}$ zu:

$$\underline{U} = (t_1 * \underline{U}_1 + (T_p - t_1) * \underline{U}_k) / T_p \quad (7.4.3.1)$$

Dabei ist t_1 die Wirkungsdauer des Spannungszeigers $\underline{U}_1$.
Führt man hier den Steuerfaktor $x = t_1 / T_p$ ein, so folgt:

$$\underline{U} = x * \underline{U}_1 + (1-x) * \underline{U}_k \quad (7.4.3.2)$$

, wobei $0 \leq x \leq 1$ ist.

Dies bedeutet, daß der resultierende Spannungspunkt $\underline{U}$ stets auf der die beiden Punkte $\underline{U}_1$ und $\underline{U}_k$ verbindenden Strecke liegt. Bei Variation des Steuerfaktors x innerhalb der zulässigen Grenzen durchläuft der Punkt $\underline{U}$ die gesamte $\underline{U}_1$ und $\underline{U}_k$ verbindende Strecke. Bild 7.9 zeigt die Menge aller nach dem 2-Vektorverfahren erzeugbaren resultierenden Spannungspunkte.

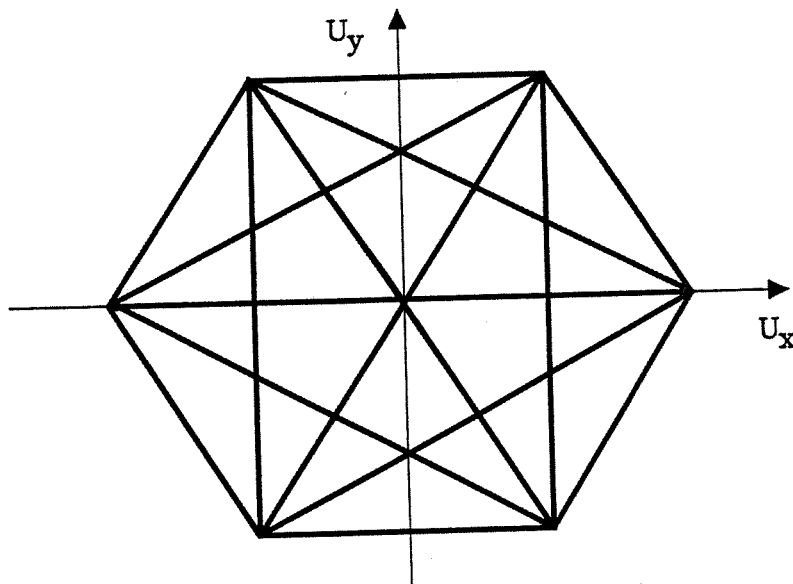


Bild 7.9 realisierbare Spannungspunkte beim 2-Vektor-Verfahren

Ein Vergleich mit den Verhältnissen bei dem 1-Vektorverfahren, bei dem nur sechs diskrete Spannungspunkte zur Verfügung stehen, zeigt, daß durch Verwendung dieses Verfahrens eine wesentliche Verbesserung der Genauigkeit zu erzielen ist.

Bei einer praktischen Realisierung dieses Verfahrens bereitet die Auswahl einer Kombination $\underline{U}_1$, $\underline{U}_k$ aus der Vielzahl der zur Verfügung stehenden Kombinationen Schwierigkeiten. Man wird sich deshalb auf die Kombinationen eines Spannungszeigers $\underline{U}_1$ mit dem Nullspannungszeiger $\underline{U}_0$ beschränken.

Bild 7.10 zeigt die dann realisierbare Menge von Spannungspunkten.

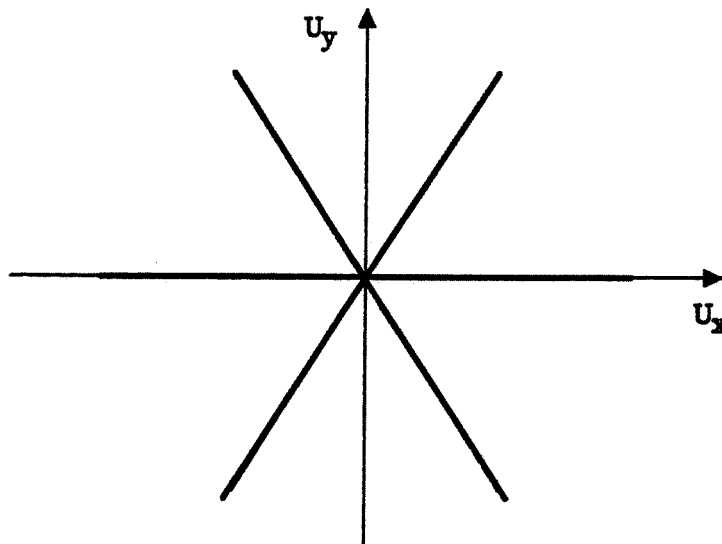


Bild 7.10 realisierbare Spannungspunkte beim eingeschränkten 2-Vektor-Verfahren

Die Auswahl des Spannungszeigers $\underline{U}_1$ und des Steuerfaktors x kann dann wieder nach dem Kriterium des kleinsten Fehlerzeigerbetrags erfolgen.

Für das Maximum des Fehlerzeigerbetrags gilt hier:

$$\max(|\underline{U}_s - \underline{U}|) = 1/4 \cdot \sqrt{3} \cdot |\underline{U}_1| \quad (7.4.3.3)$$

Die Korrektur des bei der Spannungserzeugung nach diesem Verfahren entstehenden Fehlers kann wieder auf dem Wege über die Rückkopplung durch den gemessenen Stromzeiger oder wie beim 1-Vektor-

Verfahren beschrieben, durch einen in den Spannungszeigersynthesealgorithmus eingebauten Regelalgorithmus erfolgen. Bei der Benutzung dieses Verfahrens wird häufig der Fall auftreten, daß in mehreren aufeinanderfolgenden Taktperioden der ausgewählte Spannungszeiger $\underline{U}_1$ identisch ist. Dies ist insbesondere beim stationären Betrieb des Motors zu erwarten. Eine Verringerung der Schalzhäufigkeit der Schaltelemente läßt sich hier erzielen, indem in aufeinanderfolgenden Taktperioden jeweils die zeitliche Reihenfolge der beiden geschalteten Zeiger vertauscht wird. Unter der oben gemachten Voraussetzung entfällt dann pro Taktperiode die Umschaltung einer Halbbrücke.

7.4.4 DAS 3-VEKTOR-VERFAHREN

Hier wird der resultierende Spannungszeiger $\underline{U}$ durch Kombination von drei Spannungszeigern $\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$ und $\underline{U}_3$ erzeugt. Sind t_1 und t_2 die Wirkungsdauern der beiden ersten Spannungszeiger, so gilt:

$$\underline{U} = (t_1 * \underline{U}_1 + t_2 * \underline{U}_2 + (T_p - t_1 - t_2) * \underline{U}_3) / T_p \quad (7.4.4.1)$$

Mit den Steuerfaktoren $x_1 = t_1 / T_p$ und $x_2 = t_2 / T_p$ folgt nun:

$$\underline{U} = x_1 * \underline{U}_1 + x_2 * \underline{U}_2 + (1 - x_1 - x_2) * \underline{U}_3 \quad (7.4.4.2)$$

Dies Gleichung besagt, daß der resultierende Spannungspunkt $\underline{U}$ stets innerhalb des von den Spannungspunkten $\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$ und $\underline{U}_3$ aufgespannten Dreiecks liegt.

Zu einem beliebigen Punkt $\underline{U}$ innerhalb des von den Spannungspunkten $\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$ und $\underline{U}_3$ aufgespannten Dreiecks gibt es andererseits stets Steuerfaktoren x_1 und x_2 , so daß dieser Punkt der resultierende Spannungspunkt ist.

Durch Aufspaltung der komplexen Gleichung (7.4.4.2) in zwei

reelle Gleichungen und Umformung derselben folgt:

$$U_x = x_1 * (U_{1x} - U_{3x}) + x_2 * (U_{2x} - U_{3x}) + U_{3x} \quad (7.4.4.3)$$

$$U_y = x_1 * (U_{1y} - U_{3y}) + x_2 * (U_{2y} - U_{3y}) + U_{3y}$$

Durch Auflösung dieser Gleichungen nach den den Steuerfaktoren x_1 und x_2 erhält man die Bestimmungsgleichungen für die Steuerfaktoren.

Mit der Einschränkung $U_3 = 0$ folgen aus (7.4.4.3) die Gleichungen:

$$U_x = x_1 * U_{1x} + x_2 * U_{2x} \quad (7.4.4.4)$$

$$U_y = x_1 * U_{1y} + x_2 * U_{2y}$$

Durch Auflösung der dieser Gleichungen nach den Steuerfaktoren x_1 und x_2 folgt nun:

$$x_1 = \frac{U_x * U_{2y} - U_y * U_{2x}}{U_{1x} * U_{2y} - U_{1y} * U_{2x}} \quad (7.4.4.5)$$

$$x_2 = \frac{U_y * U_{1x} - U_x * U_{1y}}{U_{1x} * U_{2y} - U_{1y} * U_{2x}}$$

Die Betrachtung des Spannungssechsecks zeigt, daß sich das gesamte Spannungssechseck aus Dreiecken zusammensetzen läßt, die jeweils von zwei benachbarten Spannungspunkten und dem Nullpunkt aufgespannt werden.

Es genügt also, nur Spannungszeigertripel ($U_1, U_2, 0$) zu betrachten, wobei U_1 und U_2 benachbarte Spannungszeiger sind.

Bei der Bestimmung der Steuerfaktoren ist zunächst der Sextant zu bestimmen, in dem der Spannungszeiger U liegt.

Hierzu ist der Winkel $\arg(U)$ zu bilden und mit den Werten 0° , 60° , 120° , 180° , 240° , 300° zu vergleichen.

Es ist nun günstig, den Spannungszeiger $\underline{U}$ in ein gedrehtes Koordinatensystem umzurechnen. Die Achsen dieses statorfesten Koordinatensystems werden mit x' und y' bezeichnet. Die Komponenten $U_{x'}$ und $U_{y'}$ erhält man gemäß:

$$\begin{aligned} U_{x'} &= \cos(\beta) * U_x - \sin(\beta) * U_y \\ U_{y'} &= \sin(\beta) * U_x + \cos(\beta) * U_y \end{aligned} \quad (7.4.4.6)$$

wobei β der Winkel zwischen der x' und der x -Achse ist.

Bezüglich der Lage des x' - y' -Koordinatensystems gibt es zwei Möglichkeiten:

a) Die x' -Achse fällt mit dem dem Spannungszeiger $\underline{U}$ rechtsseitig benachbarten Zeiger $\underline{U}_n$ zusammen.

Es gilt hier mit $\hat{U} = |\underline{U}_1|$:

$$\begin{aligned} U_{1x'} &= \hat{U} \quad , \quad U_{1y'} = 0 \\ U_{2x'} &= 0,5 * \hat{U} \quad , \quad U_{2y'} = \sqrt{3}/2 * \hat{U} \end{aligned} \quad (7.4.4.7)$$

Aus (7.4.4.6) erhält man nun:

$$\begin{aligned} U_{x'} &= x_1 * \hat{U} + x_2 * 0,5 * \hat{U} \\ U_{y'} &= x_2 * \sqrt{3}/2 * \hat{U} \end{aligned} \quad (7.4.4.8)$$

Durch Auflösung nach den Steuerfaktoren folgt hieraus:

$$\begin{aligned} x_1 &= (U_{x'} - 1/\sqrt{3} * U_{y'}) / \hat{U} \\ x_2 &= 2/\sqrt{3} * U_{y'} / \hat{U} \end{aligned} \quad (7.4.4.9)$$

Bild 7.11 zeigt, daß sich die Gleichungen (7.4.4.9) auch geometrisch herleiten lassen.

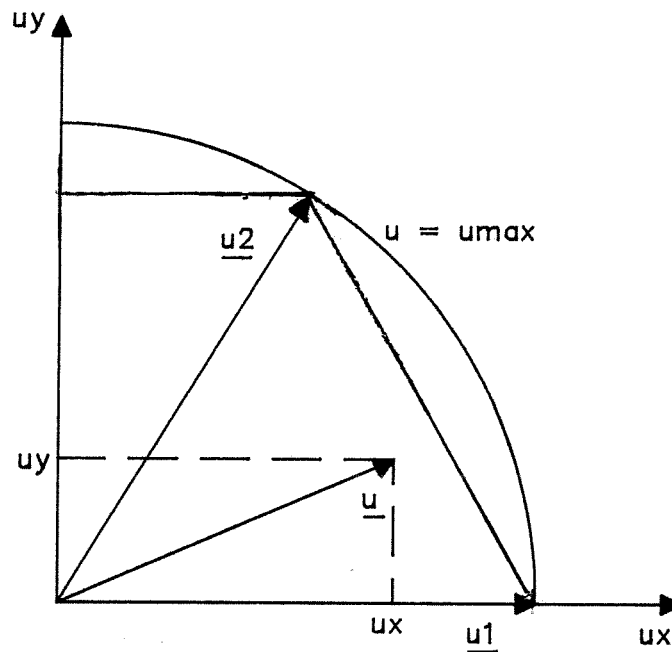


Bild 7.11 Spannungszeigersynthese nach dem 3-Vektor-Verfahren

b) Das Koordinatensystem wird so gewählt, daß die x' -Achse identisch ist mit der Winkelhalbierenden der beiden dem Spannungszeiger $\underline{U}$ benachbarten Spannungszeiger.

Hier gilt:

$$\begin{aligned} U_{1x'} &= \sqrt{3}/2 \cdot \hat{U} , & U_{1y'} &= -0,5 \cdot \hat{U} \\ U_{2x'} &= \sqrt{3}/2 \cdot \hat{U} , & U_{2y'} &= 0,5 \cdot \hat{U} \end{aligned} \quad (7.4.4.10)$$

Aus (7.4.4.6) folgt in diesem Falle:

$$\begin{aligned} U_{x'} &= (x_1 + x_2) \cdot 0,5 \cdot \sqrt{3} \cdot \hat{U} \\ U_{y'} &= (-x_1 + x_2) \cdot 0,5 \cdot \hat{U} \end{aligned} \quad (7.4.4.11)$$

Durch Auflösung nach x_1 und x_2 erhält man:

$$\begin{aligned} x_1 &= (U_{x'} / \sqrt{3} - U_{y'}) / \hat{U} \\ x_2 &= (U_{x'} / \sqrt{3} + U_{y'}) / \hat{U} \end{aligned} \quad (7.4.4.12)$$

Eine weitere Möglichkeit des Vorgehens besteht darin, den Spannungszeiger $\underline{U}$ gleich zu Beginn der Rechnung in Polarkoordinaten umzurechnen:

$$\beta = \arg(\underline{U}) \quad , \quad U = |\underline{U}| \quad .$$

Es lassen sich hier nun zwei Berechnungsarten unterscheiden:

c) Bei der Vorgehensweise entsprechend a) wird der Winkel

$$\beta' = \beta - \beta_0$$

so gebildet, so daß $0^\circ \leq \beta' < 60^\circ$ ist, wobei β_0 aus den Werten 0° , 60° , 120° , 180° , 240° , 300° zu wählen ist.

Die Steuerfaktoren werden dann nach den folgenden Formeln bestimmt:

$$\begin{aligned} x_1 &= (\cos(\beta') - 1/\sqrt{3} * \sin(\beta')) * U/\hat{U} \\ x_2 &= 2/\sqrt{3} * \sin(\beta') * U/\hat{U} \end{aligned} \quad (7.4.4.13)$$

Durch Umformung der ersten Gleichung unter Verwendung des Additionstheorems für die Sinusfunktion erhält man eine einfachere Form der obigen Formeln:

$$\begin{aligned} x_1 &= 2/\sqrt{3} * \sin(60^\circ - \beta') * U/\hat{U} \\ x_2 &= 2/\sqrt{3} * \sin(\beta') * U/\hat{U} \end{aligned} \quad (7.4.4.14)$$

d) Bei Vorgehensweise entsprechend b) wird der Winkel $\beta' = \beta - \beta_0$ so gebildet, so daß $-30^\circ \leq \beta' < 30^\circ$ ist, wobei β_0 aus den Werten 30° , 90° , 150° , 210° , 270° , 330° zu wählen ist.

Für die Steuerfaktoren gilt dann:

$$\begin{aligned} x_1 &= (\cos(\beta')/\sqrt{3} - \sin(\beta')) * U/\hat{U} \\ x_2 &= (\cos(\beta')/\sqrt{3} + \sin(\beta')) * U/\hat{U} \end{aligned} \quad (7.4.4.15)$$

Durch Anwendung der trigonometrischen Additionstheoreme folgt:

$$x_1 = 2/\sqrt{3} \cdot \cos(\beta' + 30^\circ) \cdot \hat{U}/\hat{U}$$

(7.4.4.16)

$$x_2 = 2/\sqrt{3} \cdot \cos(\beta' - 30^\circ) \cdot \hat{U}/\hat{U}$$

Die Berechnung nach c) oder d) besitzt gegenüber der Berechnung nach a) oder b) den Vorteil geringeren Rechenaufwands. Zudem sind hier die nichtlinearen Terme nur vom Winkel β' abhängig. Die obigen Gleichungen zeigen, daß man bei der Bestimmung der nichtlinearen Terme mit einer tabellierten Winkelfunktion auskommt.

Bild 7.12 zeigt den Verlauf der Steuerfaktoren x_1 , x_2 und

$x_3 = 1 - x_1 - x_2$ in Abhängigkeit vom Winkel β' des Spannungszeigers $\underline{U}$, wobei ein Koordinatensystem nach a) bzw. c) zugrundegelegt ist.

Der Betrag U des Spannungszeigers hat im dargestellten Fall den Wert $U = \sqrt{3}/2 \hat{U}$.

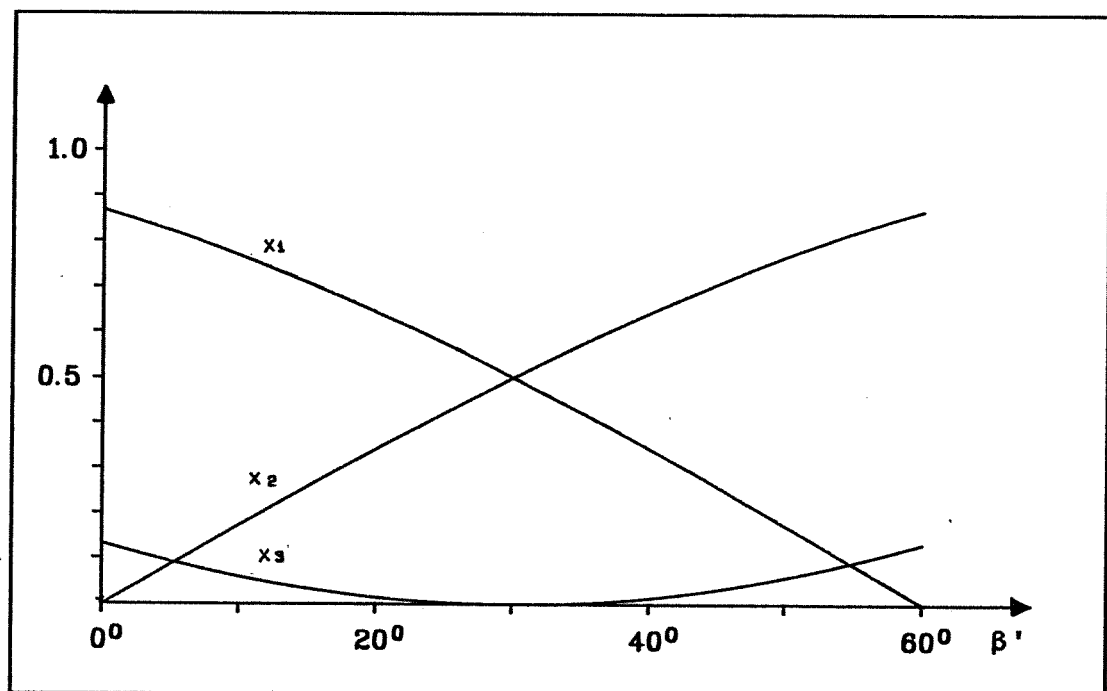


Bild 7.12 Abhängigkeit der Steuerfaktoren x_1 , x_2 und x_3 vom Winkel β' des Spannungszeigers

Ebenfalls erkennbar ist die relativ geringe Abweichung der Kurven vom linearen Verlauf. Werden also geringe Anforderungen an die Genauigkeit gestellt, so können anstelle der Funktionen (7.4.4.13) die entsprechenden linearisierten Funktionen verwendet werden.

Diese sind gegeben durch:

$$\begin{aligned}x_1 &= \beta' / 60^\circ * U / \hat{U} \\x_2 &= (1 - \beta' / 60^\circ) * U / \hat{U}\end{aligned}\tag{7.4.4.17}$$

Durch Einsetzen dieser Funktionen in die Gleichungen (7.4.4.8) folgt:

$$\begin{aligned}U_{x'} &= \beta' / 60^\circ * U + (1 - \beta' / 60^\circ) * 0,5 * U \\U_{y'} &= (1 - \beta' / 60^\circ) * \sqrt{3} / 2 * U\end{aligned}\tag{7.4.4.18}$$

Hieraus wird ersichtlich, daß der Weg des Spannungspunktes in Abhängigkeit vom Winkel β' in diesem Fall eine Strecke ist, die die selben Endpunkte hat wie der bei Verwendung der exakten Formel entstehende 60° -Kreisbogen.

7.4.5 VERGLEICH DER VERFAHREN

In einigen Arbeiten werden 1-Vektor-Verfahren und 2-Vektor-Verfahren beschrieben und im Labor verwirklicht und erprobt (z.B. /11 SCHWARZ/. Das 3-Vektorverfahren findet sich in der benutzten Literatur zuerst bei ORLIK /8/.

Dem 1-Vektor-Verfahren und dem 2-Vektor-Verfahren haftet der Nachteil an, daß bei ihrer Verwendung ein vorgegebener Spannungszeiger nur mit einem mehr oder weniger großen Fehler erzeugt werden kann. Dieser Fehler bei der Spannungszeigersynthese bewirkt Fehler bei der Führung des Stromzeigers. Diese können nur dann klein gehalten werden, wenn die verwendete Taktfrequenz sehr groß ist.

Dagegen ist beim 3-Vektor-Verfahrens jeder Spannungszeiger innerhalb des Spannungssechsecks erzeugbar. Hieraus ergibt sich die Möglichkeit zur genauen und systematischen Führung des Stromzeigers. Abschließend läßt sich sagen, daß das 3-Vektor-Verfahren dem 1-Vektor-Verfahren und dem 2-Vektor-Verfahren unbedingt vorzuziehen ist.

7.4.6 DER ZWISCHENKREISSTROM

Aus dem Schaltbild ist ersichtlich, daß der Zwischenkeisstrom i_{zk} betragsmäßig stets mit einem der drei Strangströme übereinstimmt. Dies kann durch den Ansatz:

$$i_{zk} = d_a \cdot i_a + d_b \cdot i_b + d_c \cdot i_c$$

berücksichtigt werden. Die Faktoren d_a , d_b und d_c nehmen dabei abhängig vom anliegenden Spannungszeiger die Werte 0 oder 1 an.

Einfacher als dieser Ansatz, der jedoch zum gleichen Resultat führt, ist die Berechnung des Zwischenkeisstroms über die Leistung. Die folgende Berechnung wird in nicht bezogenen Größen durchgeführt.

Die in den Stator eingespeiste elektrische Leistung ist nach (1.1.6.2) gegeben durch:

$$P = 3/2 \cdot \operatorname{Re}(\underline{u} \cdot \underline{i}^*)$$

Die vom Zwischenkreis abgegebene Leistung ist:

$$P = U_{zk} \cdot i_{zk} \quad (7.4.6.1)$$

Daraus folgt:

$$i_{zk} = 3/2 \cdot \operatorname{Re}(\underline{u} \cdot \underline{i}^*) / U_{zk}$$

$$i_{zk} = \operatorname{Re}(\underline{u} / (2/3 \cdot U_{zk}) \cdot \underline{i}^*) \quad (7.4.6.2)$$

Der hier auftretende Zeiger $\underline{u}/(\sqrt{2/3} \cdot U_{zk})$ hat - abgesehen vom Kurzschlußfall - den Betrag 1.

Der Ausdruck $\text{Re}(\underline{u} \cdot \underline{i}^*)$ ist nun gleich dem Skalarprodukt der zugeordneten Vektoren $\underline{u}$ und $\underline{i}$. Damit folgt:

$$i_{zk} = \underline{u}/(\sqrt{2/3} \cdot U_{zk}) \cdot \underline{i} \quad (7.4.6.3)$$

Wichtig ist es hier zu untersuchen, wann ein negativer Zwischenkreisstrom auftritt.

Bei negativem Zwischenkreisstrom fließt dieser nämlich nicht über die Schaltelemente, sondern über die diesen parallelgeschalteten Freilaufdioden. Außerdem tritt eine momentane Leistungseinspeisung in den Zwischenkreis auf.

Gleichung (7.4.6.3) besagt nun, daß der Zwischenkreisstrom genau dann negativ ist, wenn der Winkel zwischen $\underline{u}$ und $\underline{i}$ betragsmäßig größer als 90° ist.

7.4.7 POTENTIALE, SPANNUNGEN UND STRÖME BEI ANWENDUNG DES 3-VEKTOR-VERFAHRENS

Der Zeitverlauf der Klemmenpotentiale und der Spannungen wurde mit einem Computerprogramm berechnet. Dabei wurde von einem Drehfeld konstanter Winkelgeschwindigkeit und Amplitude ausgegangen. Die Rotordrehung wurde als zum Drehfeld synchron angenommen.

Bild 7.13 zeigt den zeitlichen Verlauf des Klemmenpotentials für den ersten Strang. Die dargestellte Funktion ist das durch Pulsweitenmodulation entstandene Abbild eines der in Bild 7.4 dargestellten Potentialverläufe.

Bild 7.14 zeigt den zeitlichen Verlauf der Strangspannung im ersten Strang.

Bild 7.15 zeigt den zeitlichen Verlauf der y-Komponente u_y des Spannungszeigers im statorfesten System. Die x-Komponente u_x ist

mit der in Bild 7.14 gezeigten Strangspannung identisch. Die Tatsache, daß bei der x-Komponente zwei Pulshöhen auftreten, während bei der y-Komponente nur eine Pulshöhe auftritt, ergibt sich unmittelbar aus der Lage des Spannungszeigersechsecks.

Die Bilder 7.16 und 7.17 zeigen schließlich den zeitlichen Verlauf der Komponenten des Spannungszeigers im d-q-System. Der Sollwert der Komponente u_d ist dabei Null.

Die Zeitverläufe der Ströme wurden mit einem selbsterstellten Simulationsprogramm berechnet. Dabei wurde wie bei den gezeigten Spannungsverläufen ein konstantes Drehfeld vorgegeben. Dem Rotor wurde eine zum Drehfeld synchrone Anfangsgeschwindigkeit gegeben. Damit die Zeitverläufe nicht durch zusätzliche Polradpendelungen beeinflußt werden, wurde mit einem sehr großen Rotorträgheitsmoment gearbeitet.

Die Simulation wurde in bezogenen Größen durchgeführt.

Bild 7.18 zeigt den zeitlichen Verlauf der Komponenten des Stromzeigers im rotorfesten System bei der PWM-Taktzeit $T_t = 0,5$.

Die Rotorwinkelgeschwindigkeit beträgt hier $\omega = 0,314$.

Die PWM-Taktzeit wurde hier absichtlich sehr groß gewählt, damit die Stromschwankungen deutlich hervortreten.

Bild 7.19 zeigt den zeitlichen Verlauf der Komponenten des Stromzeigers im rotorfesten System bei der PWM-Taktzeit $T_t = 0,1$.

Die Schwankungen des Stroms sind hier sehr gering. Das System verhält sich bei der angegebenen PWM-Taktzeit praktisch so, als ob kontinuierliche Strangspannungen vorlägen.

Die Bilder 7.20 und 7.21 zeigen den zeitlichen Verlauf des Zwischenkreisstroms i_{zk} bei $T_t = 0,5$ und $T_t = 0,1$. Der Zwischenkreis muß so ausgelegt sein, daß die hier gezeigten Stromverläufe wenigstens näherungsweise möglich sind.

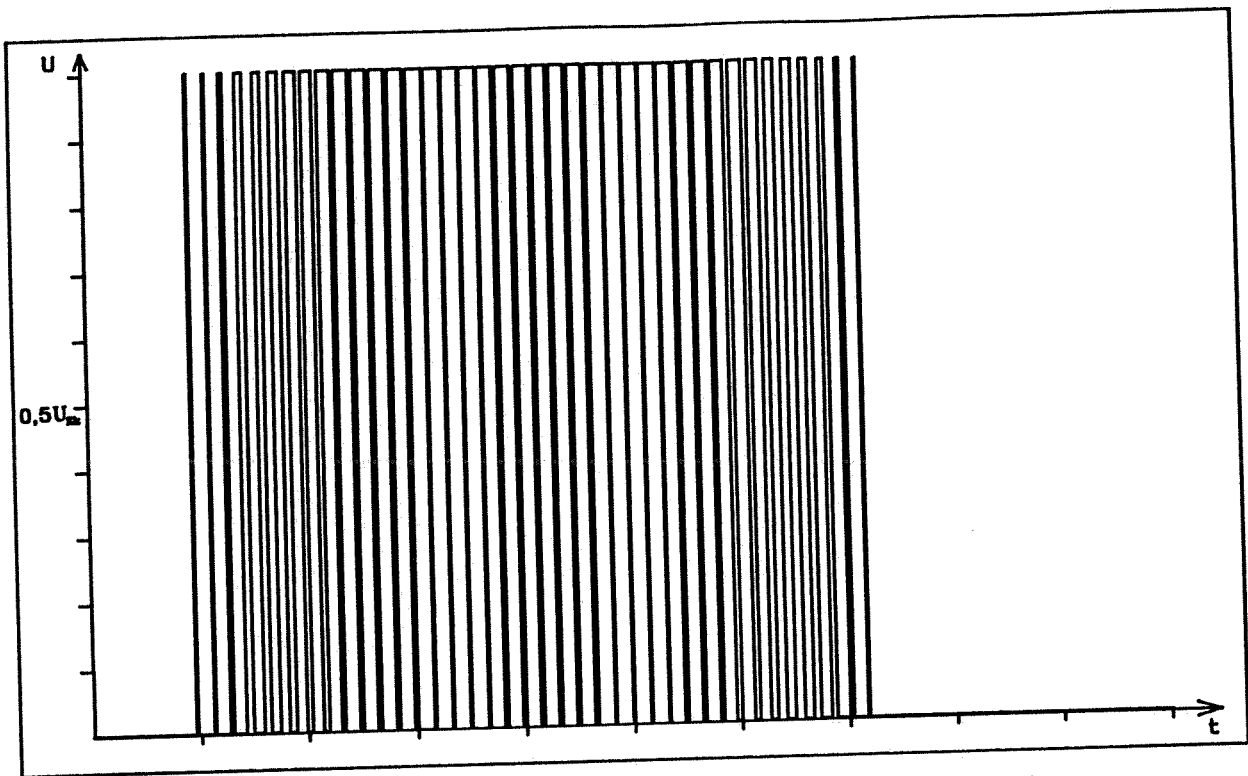


Bild 7.13 Potentialverlauf beim 3-Vektorverfahren

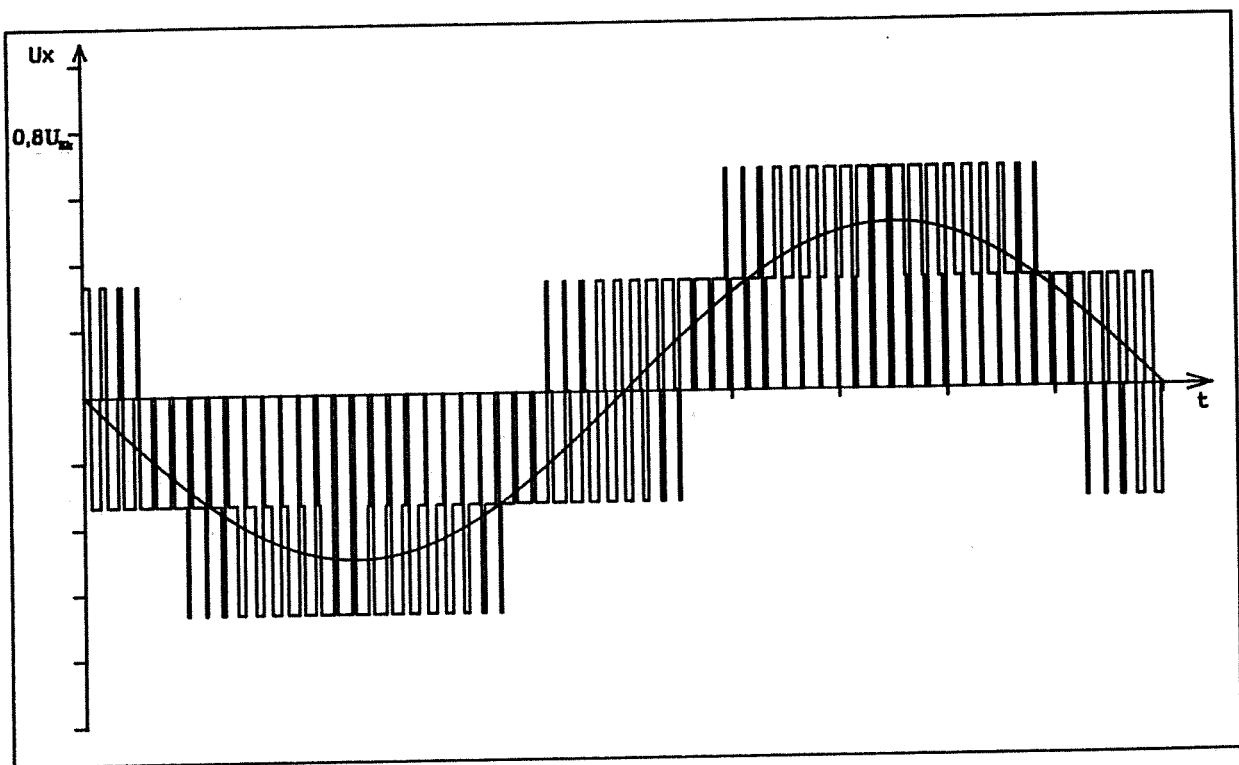


Bild 7.14 Strangspannungsverlauf beim 3-Vektor-Verfahren

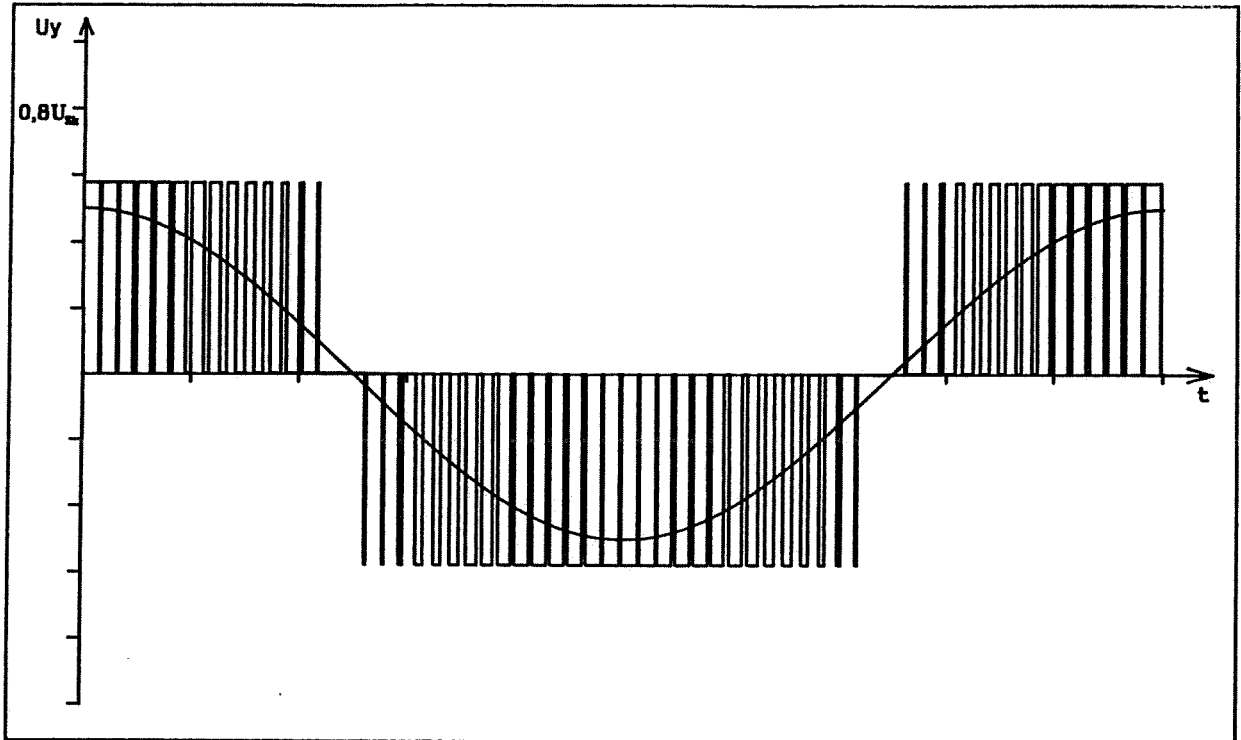
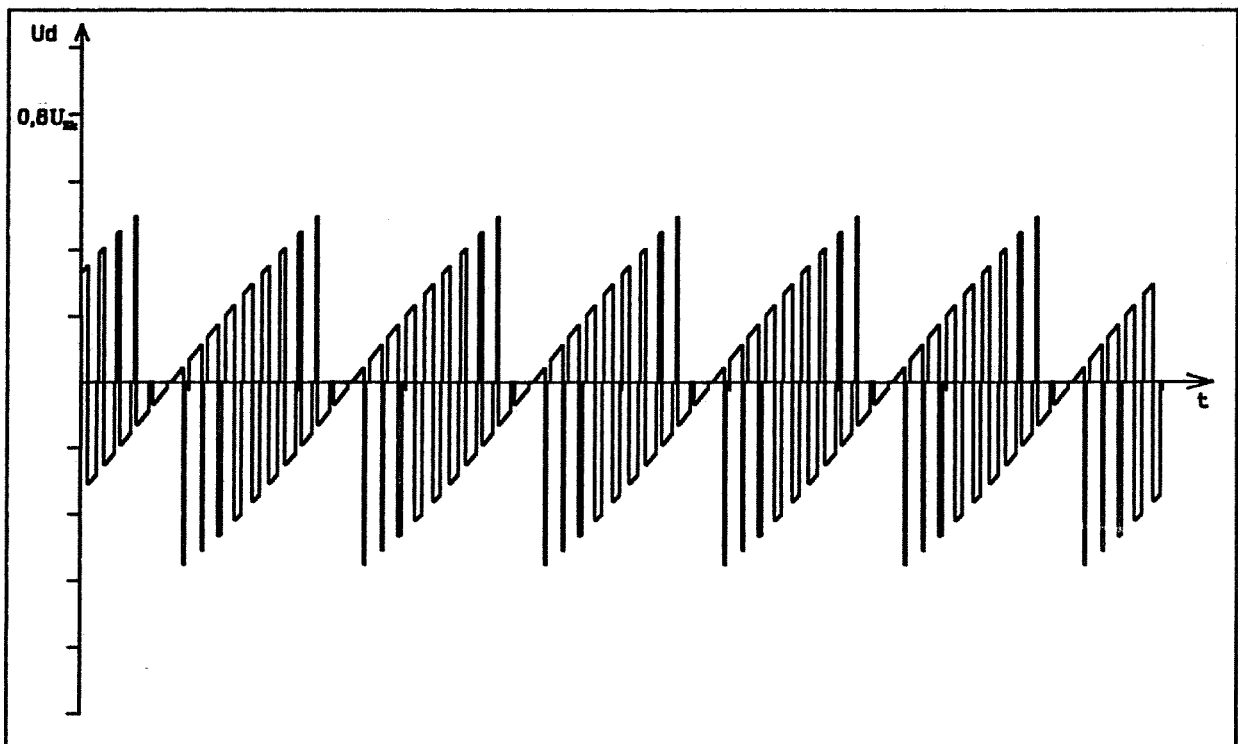
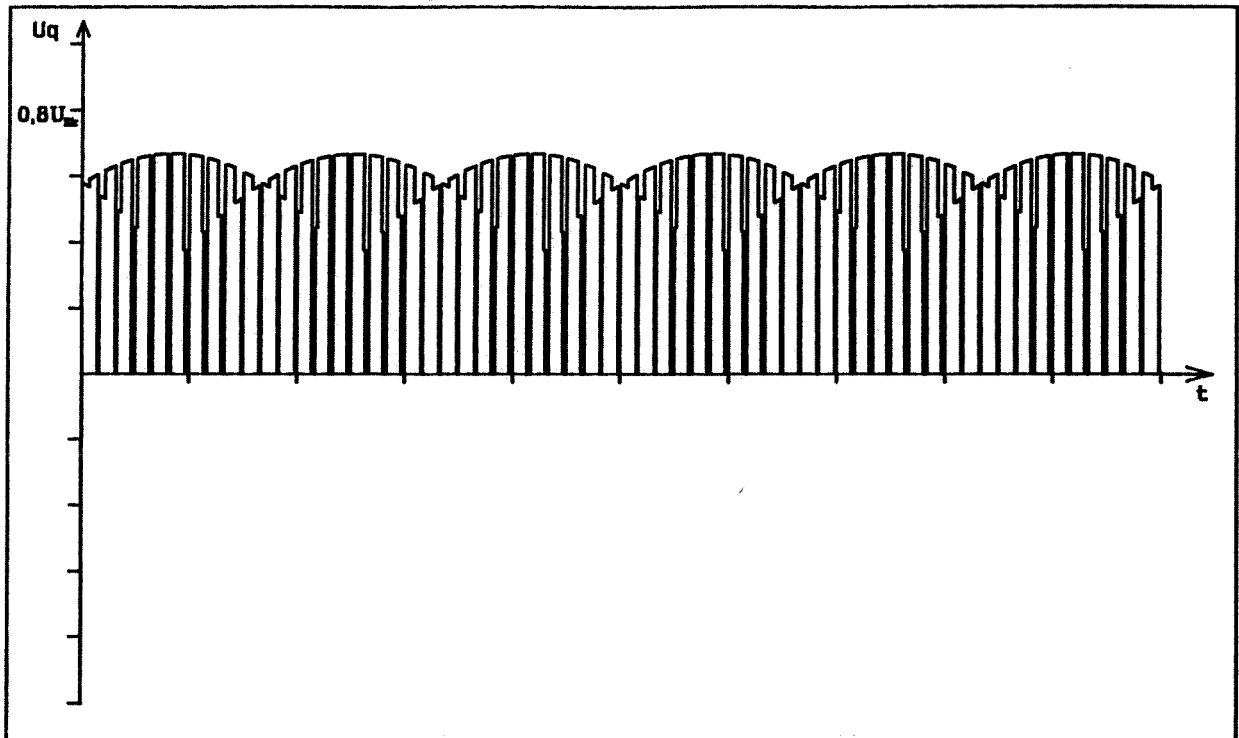


Bild 7.15 Zeitlicher Verlauf von u_y beim 3-Vektor-Verfahren



7.16 Zeitlicher Verlauf von u_d beim 3-Vektor-Verfahren



.17 Zeitlicher Verlauf von u_q beim 3-Vektor-Verfahren

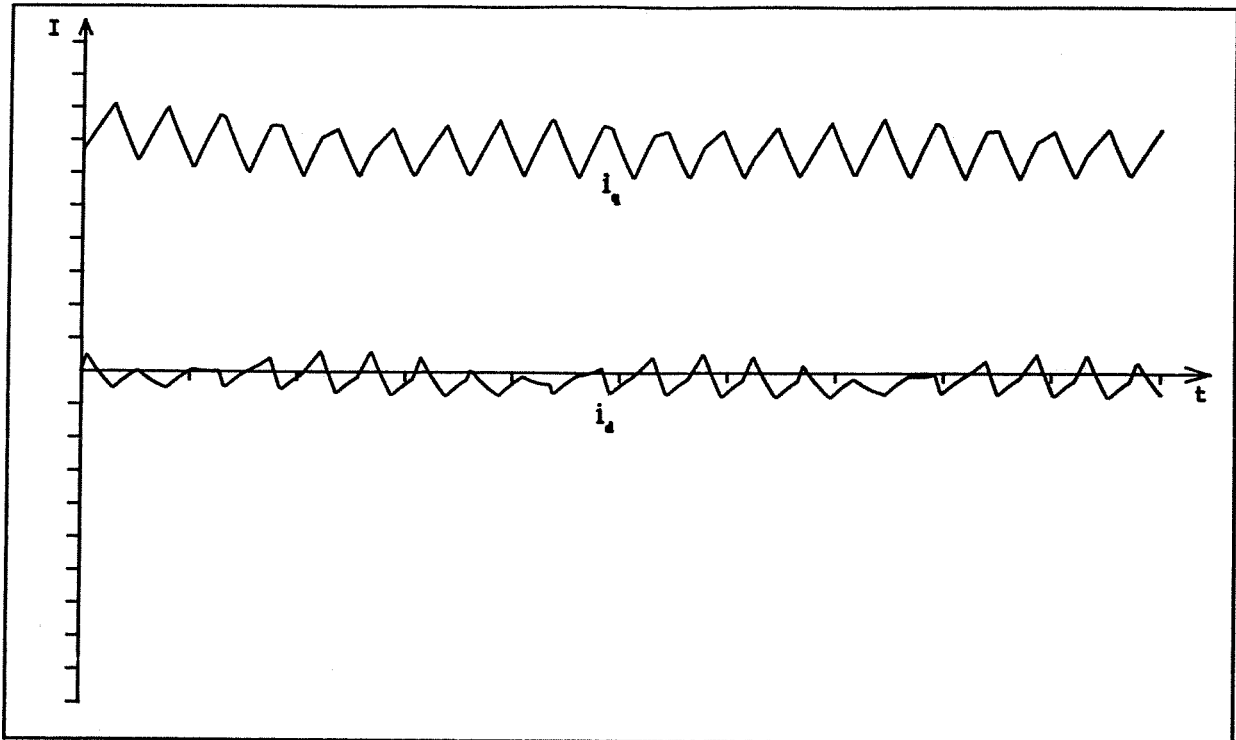


Bild 7.18 Zeitlicher Verlauf von i_d und i_q beim 3-Vektor-Verfahren mit bezogener Pulsmodulationstaktzeit $T = 0,5$

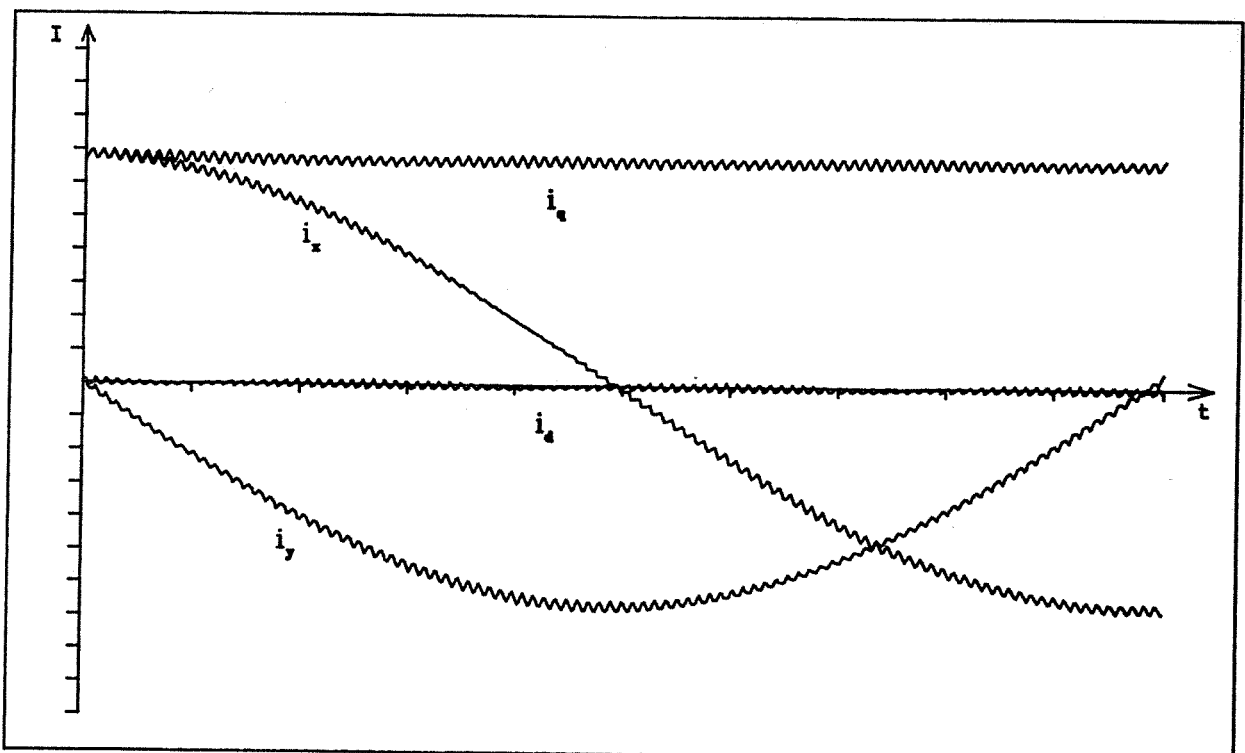


Bild 7.19 Zeitlicher Verlauf von i_d , i_q und i_x , i_y beim 3-Vektor-Verfahren mit bezogener Pulsmodulationstaktzeit $T = 0,1$

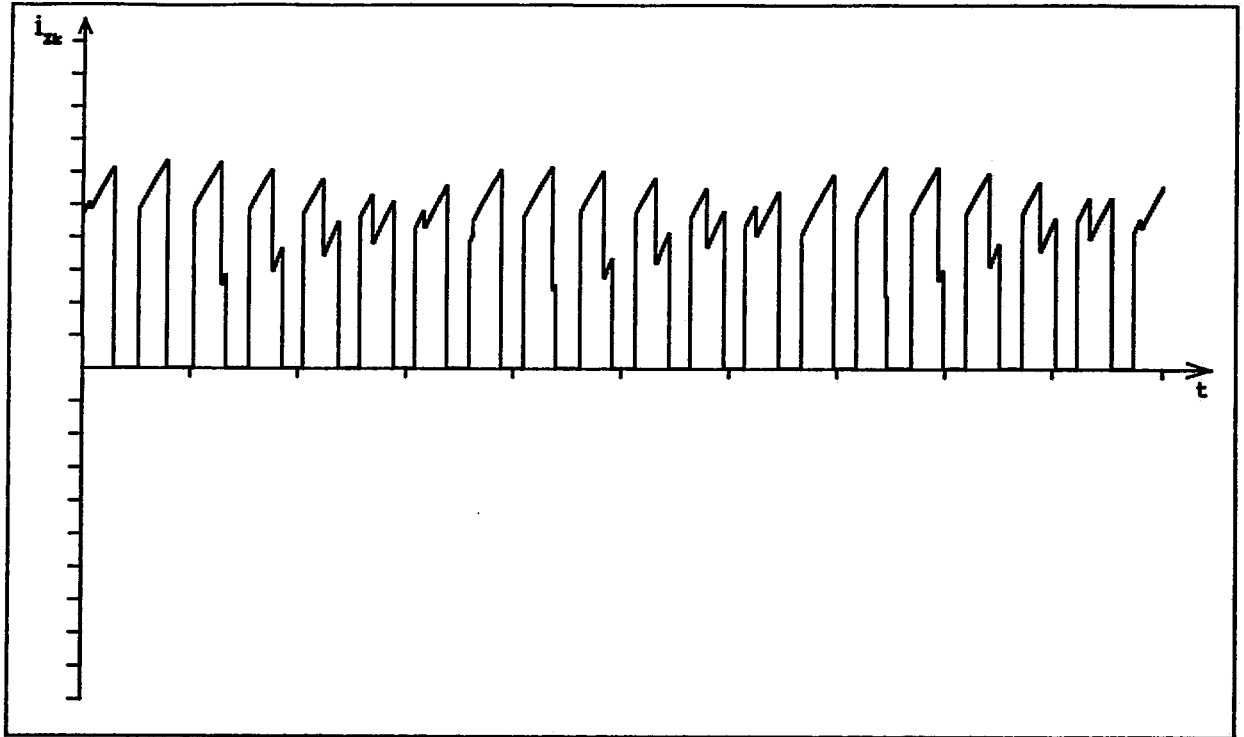


Bild 7.20 Zeitlicher Verlauf von i_{zk} beim 3-Vektor-Verfahren mit bezogener Pulsmodulationstaktzeit $T = 0,5$

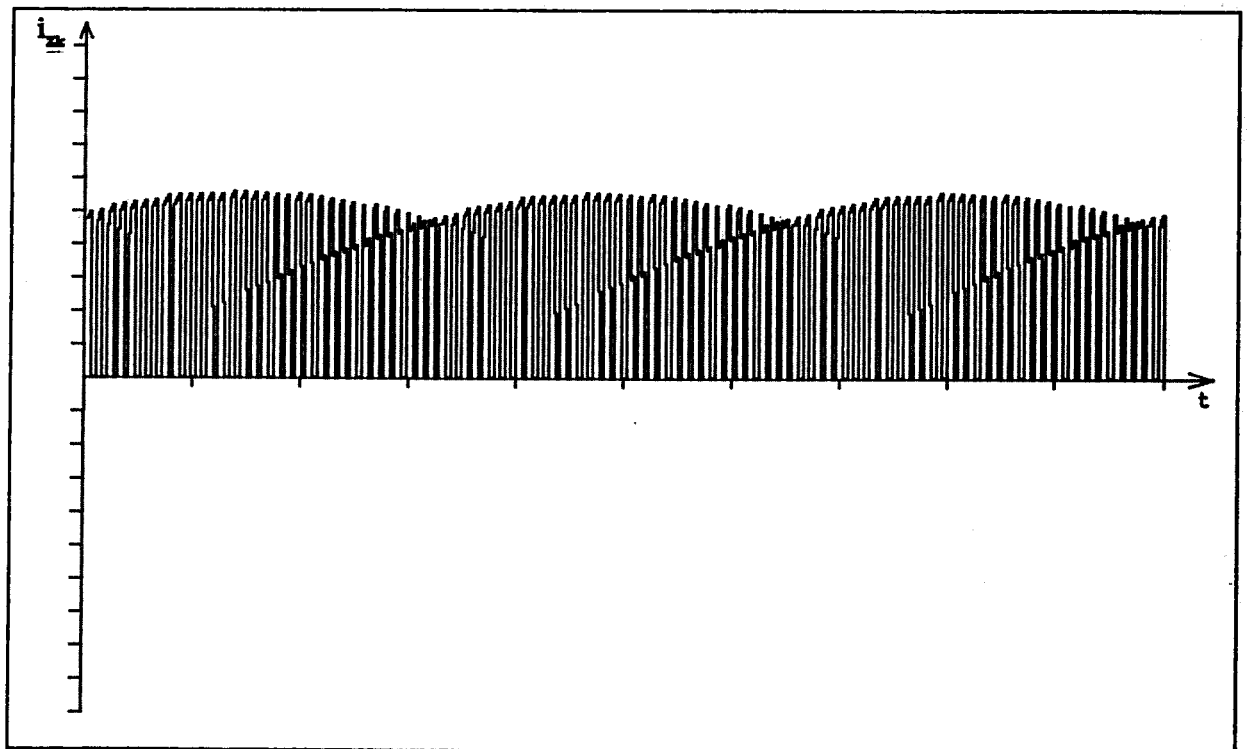


Bild 7.21 Zeitlicher Verlauf von i_{zk} beim 3-Vektor-Verfahren mit bezogener Pulsmodulationstaktzeit $T = 0,1$

7.4.8 DER EINFLUSS DER ZWISCHENKREISSPANNUNG

Die Höhe der Zwischenkreisspannung U_{zk} hat nur geringen Einfluß auf die Welligkeit der Strangströme. Allerdings muß berücksichtigt werden, daß die Höhe von U_{zk} in Verbindung mit der Stufung der Taktzeit der Pulsbreitenmodulation die Güte der Spannungszeigersynthese beeinflusst. Die Anzahl der Stufen, in die die Taktzeit T aufgelöst wird, sei mit N bezeichnet.

Um bei zwei verschiedenen Zwischenkreisspannungen U_{zk1} und U_{zk2} die gleiche Güte der Spannungszeigersynthese zu erzielen, muß für die zugehörigen Stufenzahlen N_1 und N_2 gelten :

$$\frac{U_{zk1}}{N_1} = \frac{U_{zk2}}{N_2} \quad (7.4.8.1)$$

Großen Einfluß hat dagegen die Zwischenkreisspannung auf die Dynamik des Systems. Entscheidend ist hier die maximal erzielbare Anstiegsgeschwindigkeit di/dt des Statorstrombetrags.

Diese ist bei $i = 0$ in nicht bezogenen Größen gegeben durch:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_{zk}}{T_{e1}} \quad (7.4.8.2)$$

Um die bei vergrößertem U_{zk} vorhandene Dynamik voll nutzen zu können, ist eine entsprechend kleinere Taktzeit T_R der Regelung oder Steuerung erforderlich.

Der ausgehend vom stromlosen Zustand $i = 0$ bei Vollaussteuerung nach der Zeit T_R vorhandene Statorstrombetrag $i(T_R)$ ist

für $T_R \ll T_{e1}$:

$$i(T_R) = \frac{U_{zk}}{T_{e1}} * T_R \quad (7.4.8.3)$$

Soll dieser Wert gleich bleiben, so muß für die bei den zwei verschiedenen Zwischenkreisspannungen U_{zk1} und U_{zk2} verwendeten Regeltaktzeiten T_{R1} und T_{R2} gelten:

$$U_{zk1} * T_{R1} = U_{zk2} * T_{R2} \quad (7.4.8.4)$$

7.5 MOMENTENWELBIGKEIT BEI VERWENDUNG DES 3-VEKTORVERFAHRENS

7.5.1 ABHÄNGIGKEIT DER MOMENTENWELBIGKEIT VON DER TAKTZEIT

Die Synthese eines Spannungszeigers aus diskreten Spannungszeigern nach dem 3-Vektorverfahren bewirkt eine von der verwendeten Taktfrequenz abhängige Störung des Weges des Stromzeigers. Auch bei einer optimalen Regelung treten hier "Zickzackbewegungen" des Stromzeigers auf, die zu einer Welligkeit des von der Maschine erzeugten Moments m_{e1} führen.

Diese Welligkeit des Moments nimmt mit der verwendeten Taktzeit T zu.

Die Welligkeit des Moments beeinflusst die mechanischen Größen Drehwinkel, Drehzahl und Winkelbeschleunigung des Systems. Eine Welligkeit konstanter Amplitude bewirkt dabei bei geringer Frequenz eine größere Schwankung der mechanischen Größen als eine hohe Frequenz, bei der die Störungen durch das Trägheitsmoment des Systems stark gedämpft werden. Die Beeinflussung der mechanischen Größen durch die Momentenwelligkeit soll nun untersucht werden.

Im folgenden wird die Abhängigkeit der Amplitude A der Momentenwelligkeit von der Taktzeit T der Spannungszeigersynthese näher untersucht. Dabei wird dabei hier nur der Fall des Rotorstillstands betrachtet.

Für den Momentenverlauf wird dabei der folgende Ansatz gemacht:

$$m_{e1} = m_{e10} + \Delta m_{e1}(t) \quad (7.5.1.1)$$

Hierin ist m_{e10} der Mittelwert des Moments, während Δm_{e1} die überlagerte Momentenschwankung ist.

7.5.2 MOMENTENWELLLIGKEIT BEI ROTORSTILLSTAND

Bei Rotorstillstand ist die Bewegungsgleichung des Stromzeigers im statorfesten System gegeben durch:

$$\underline{i}(t) = e^{-t} * \underline{i}(0) + (1 - e^{-t}) * \underline{u} \quad (7.5.2.1)$$

Wie bereits früher ausgeführt, bewegt sich der Strompunkt im bezogenen Größensystem auf der Verbindungsstrecke vom Punkt $\underline{i}(0)$ zum Punkt $\underline{u}$ hin.

Setzt man einen idealen Regler voraus, der ein konstantes Moment liefert, so erreicht der Strompunkt zur Zeit T wieder den Stromsollwert $\underline{i}(0)$:

$$\underline{i}(T) = \underline{i}(0) \quad (7.5.2.2)$$

Der Strompunkt bewegt sich also auf einem Dreieck, dessen eine Ecke der Stromsollpunkt $\underline{i}(0)$ ist.

Dieser Sachverhalt ist in Bild 7.22 dargestellt. Zusätzlich ist dort strichliert der Weg des Stromzeigers eingezeichnet, der sich ergibt, wenn die Reihenfolge der verwendeten Spannungszeiger umgedreht wird.

Es wird deutlich, daß bei Vertauschung der Spannungszeigerfolge nicht nur die Schaltfrequenz der Transistoren reduziert wird, sondern auch erreicht wird, daß der Mittelwert des erzeugten Moments gleich dem vom Stromsollwert erzeugten Moment ist.

Allerdings wird hierdurch - wie Bild 7.22 ebenfalls zeigt - eine Verdoppelung der Größe der Momentenschwankung bewirkt.

Es wird nun untersucht, bei welcher Konstellation die größte Abweichung des Strompunkts vom Stromsollpunkt auftritt.

Dies ist offenbar dann der Fall, wenn nur zwei Spannungszeiger an der Spannungserzeugung beteiligt sind.

Das Dreieck entartet dann zu einer Strecke, die vom Strompunkt vorwärts und rückwärts durchlaufen wird.

Es wird nun die Kombination eines Spannungszeigers mit dem Nullzeiger betrachtet.

Da sich das Problem nun eindimensional darstellt, kann von den

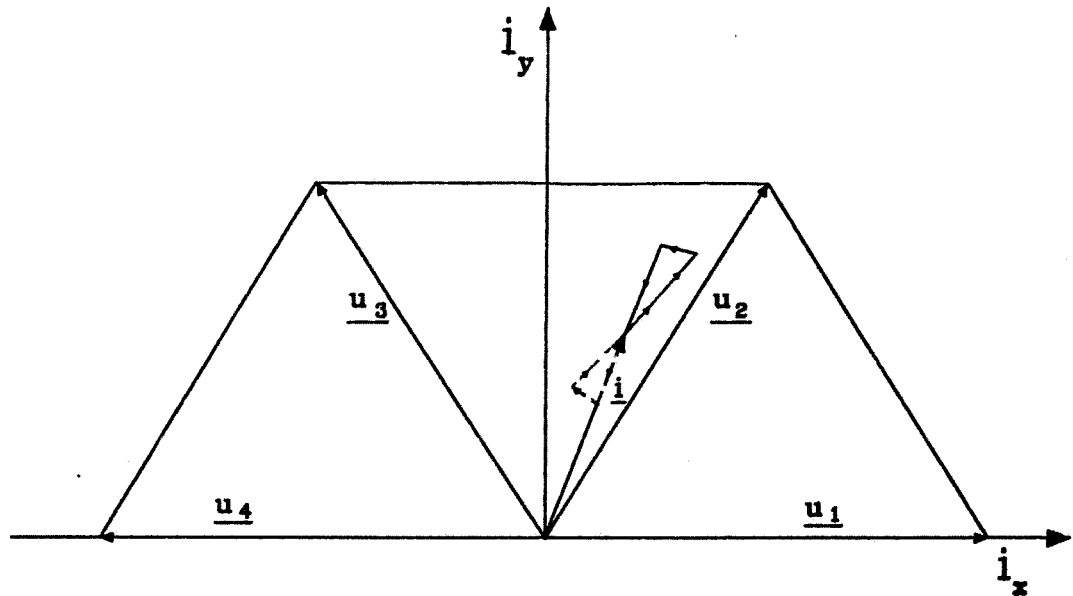


Bild 7.22 Weg des Stromzeigers bei Rotorstillstand

Vektoren zu den Beträgen derselben übergegangen werden.

Wir betrachten nun den Fall $i = i(0) = u/2$.

Sind t_1 und t_2 die Zeiten, während derer die Spannungszeiger geschaltet sind, so muß, damit der Spannungszeiger konstant bleibt, gelten:

$$t_1 = t_2 = T/2$$

Durch Einsetzen des Wertes von t_1 in Gleichung (7.5.2.1) folgt nun:

$$i(t_1) = e^{-T/2} * i + (1 - e^{-T/2}) * u \quad (7.5.2.3)$$

Der Maximalwert A der Abweichung ist somit gegeben durch:

$$A = i(t_1) - i = (e^{-T/2} - 1) * i + (1 - e^{-T/2}) * u$$

$$A = (e^{-T/2} - 1) * u/2 + (1 - e^{-T/2}) * u$$

$$A = (1 - e^{-T/2}) * u/2 \quad (7.5.2.4)$$

Im allgemeinen Fall gilt: $t_1 = i/u * T$

Daraus folgt:

$$A = i(t_1) - i = (e^{-i \cdot T/u} - 1) \cdot i + (1 - e^{-i \cdot T/u}) \cdot u$$

$$A = (1 - e^{-i \cdot T/u}) \cdot (u - i)$$

Macht man hier den Näherungsansatz $1 - e^{-t} = t$, was für $t \ll 1$ zulässig ist, so erhält man:

$$A = i \cdot T/u \cdot (u - i) = i \cdot T \cdot (1 - i/u) \quad (7.5.2.5)$$

Das Maximum von A in Abhängigkeit von i läßt sich mit den Mitteln der Differentialrechnung bestimmen:

$$dA/di = T/u \cdot (u - 2i) \quad (7.5.2.6)$$

Das Maximum $A_{\max}$ wird also bei $i = u/2$ angenommen und hat den in (7.5.2.4) genannten Wert.

Die Funktion $A(i)$ ist symmetrisch bezüglich $u/2$.

Unter Verwendung des Näherungsansatzes ergeben sich die folgenden Werte:

$$A_{\max} = A(U_{\max}/2) = T \cdot U_{\max}/4 \quad (7.5.2.7)$$

$$A(u/4) = A(3 \cdot U_{\max}/4) = T \cdot U_{\max} \cdot 3/16$$

Es läßt sich nun der Wert

$$A_{\max \text{ rel}} = A_{\max}/I_{\max} \quad (7.5.2.8)$$

definieren.

Dieser relative "Stromfehler" ist zur Beurteilung der Güte der Spannungszeigersynthese geeignet.

Unter Benutzung des Näherungsansatzes gilt:

$$A_{\max \text{ rel}} = \frac{T \cdot U_{\max}}{4 \cdot I_{\max}} \quad (7.5.2.9)$$

7.5.3 AUSWIRKUNG DER MOMENTENWELLLIGKEIT AUF DIE MECHANISCHEN GRÖßEN

Die durch Anwendung des 3-Vektorverfahrens hervorgerufenen Momentenschwankungen sind i.A. nicht sinusförmig.

Um eine analytische Berechnung zu ermöglichen, wird im folgenden dennoch eine sinusförmige Momentenschwankung zugrundegelegt.

Der Momentenverlauf sei gegeben durch:

$$m_{e1} = m_0 + \Delta m \cdot \sin(\omega_T \cdot t) \quad (7.5.3.1)$$

Dabei $\omega_T = 2\pi \cdot f_T = 2\pi/T$ die Kreisfrequenz der Welligkeit und Δm die Amplitude.

Die mechanische Gleichung des Systems lautet:

$$J \cdot dw/dt = m_{e1} - m_1 \quad (7.5.3.2)$$

, wobei m_1 das Lastmoment und J das Trägheitsmoment ist.

Durch Einsetzen von (7.5.3.1) folgt:

$$dw/dt = 1/J \cdot (m_0 + \Delta m \cdot \sin(\omega_T \cdot t) - m_1) \quad (7.5.3.3)$$

Durch Integration ergibt sich hieraus:

$$w = w_0 + 1/J \cdot (m_0 - m_1) \cdot t - \Delta m / (J \cdot \omega_T) \cdot \cos(\omega_T \cdot t) \quad (7.5.3.4)$$

Es wird nun der Maximalwert der Abweichung der Drehzahl w vom ungestörten Verlauf betrachtet. Dieser wird mit Δw bezeichnet. Es ergibt sich:

$$\Delta w = \Delta m / (J \cdot \omega_T) = \Delta m \cdot T / (J \cdot 2\pi) \quad (7.5.3.5)$$

Durch nochmalige Integration folgt aus (7.5.3.4):

$$\varphi = \varphi_0 + w_0 \cdot t + 1/(2 \cdot J) \cdot (m_0 - m_1) \cdot t^2 - \Delta m / (J \cdot \omega_T^2) \cdot \sin(\omega_T \cdot t)$$

Der Maximalwert $\Delta \varphi$ der Winkelabweichung vom ungestörten Verlauf ist hier gegeben durch:

$$\Delta \varphi = \Delta m / (J \cdot \omega_T^2) = \Delta m \cdot T^2 / (J \cdot 4\pi^2) \quad (7.5.3.6)$$

Mit (7.5.2.7) folgt:

$$\Delta m = k_{\text{MOM}}' \cdot A_{\text{max}} = k_{\text{MOM}}' \cdot T \cdot U_{\text{max}} / 4$$

Hieraus erhält man:

$$\Delta w = \frac{k_{\text{MOM}}' \cdot T^2 \cdot U_{\text{max}}}{8 \cdot \pi \cdot J} \quad (7.5.3.7)$$

Für die Schwankungsamplitude des Rotorwinkels ψ ergibt sich:

$$\Delta \psi = \frac{k_{\text{MOM}}' \cdot T^3 \cdot U_{\text{max}}}{16 \cdot \pi^2 \cdot J} \quad (7.5.3.8)$$

Bei Verwendung eines idealen Drehzahlreglers ist also die infolge des Spannungserzeugungsverfahrens unvermeidbare Welligkeit der Drehzahl proportional zum Quadrat der verwendeten Taktzeit.

Bei Verwendung eines idealen Lagereglers ist die unvermeidbare Schwankungsamplitude des Rotorwinkels sogar proportional zur dritten Potenz der verwendeten Taktzeit.

Die verwendete Taktzeit besitzt also eine große Bedeutung für die erzielbare Güte der Regelung.

Durch die Beziehungen 7.5.3.7 und 7.5.3.8 sind absolute untere Grenzen für die bei Verwendung von idealen Reglern erzielbare Drehzahlkonstanz und Rotorwinkelkonstanz gegeben.

Die tatsächlich erreichbaren Werte werden abhängig von der verwendeten Regeltaktzeit erheblich über diesen Werten liegen.

Durch die Beziehung 7.5.3.8 wird eine obere Grenze für die noch sinnvolle Winkelauflösung eines zu verwendenden Lageerfassungssystems gegeben.

Um störende Anregungen des Reglers zu vermeiden, kann es sogar sinnvoll sein, die Winkelauflösung eines gegebenen Lageerfassungssystems nachträglich auf einen geeigneten Wert zu begrenzen.

8. PM-SYNCHRONMASCHINE - WERKSTOFFE UND BAUFORMEN

8.1 MAGNETWERKSTOFFE

Als Magnetmaterialien stehen für den Bau von permanentmagnetisch erregten Synchronmaschinen die folgenden Materialien zur Verfügung:

1. NeBFe (Neodym-Bor-Eisen),
2. SmCO₅ (Samarium-Cobalt),
- 3: Ferritwerkstoffe und
4. AlNiCo (Aluminium-Nickel-Kobalt)

Da bei AlNiCo-Werkstoffen bereits kleine Gegenfelder eine bleibende Entmagnetisierung hervorrufen, sind sie trotz hoher Remanenzinduktion für den Einsatz in der permanenterregten Synchronmaschine ungeeignet.

Bild 8.1 zeigt die Entmagnetisierungskennlinien von NdBFe, SmCO₅ und Ferrit im Vergleich (nach /5 HENNEBERGER/).

Es wird deutlich, daß die Selten-Erden-Magnete wesentlich günstigere magnetische Eigenschaften (hohe Remanenzinduktion, hohe Koerzitivfeldstärke) besitzen als Ferrite, was sie für den Einsatz in permanenterregten Synchronmaschinen besonders geeignet macht.

Dem Einsatz der Selten-Erden-Magnete stehen die hohen Kosten dieser Materialien entgegen, die den Einsatz nur in hochausgenutzten Maschinen rechtfertigen.

Tabelle 8.1 zeigt die Kennwerte der Magnetmaterialien (nach /8 ORLIK/).

Der geringe spezifische Widerstand von SmCO₅ und NdBFe ist ungünstig, da er die Entstehung von Wirbelströmen zuläßt. Hier wird konstruktiv Abhilfe geschaffen, indem die Magnete aus mehreren Einzelmagneten aufgebaut werden, die durch Klebung mit nichtleitendem Material gegeneinander isoliert werden /8 ORLIK/.

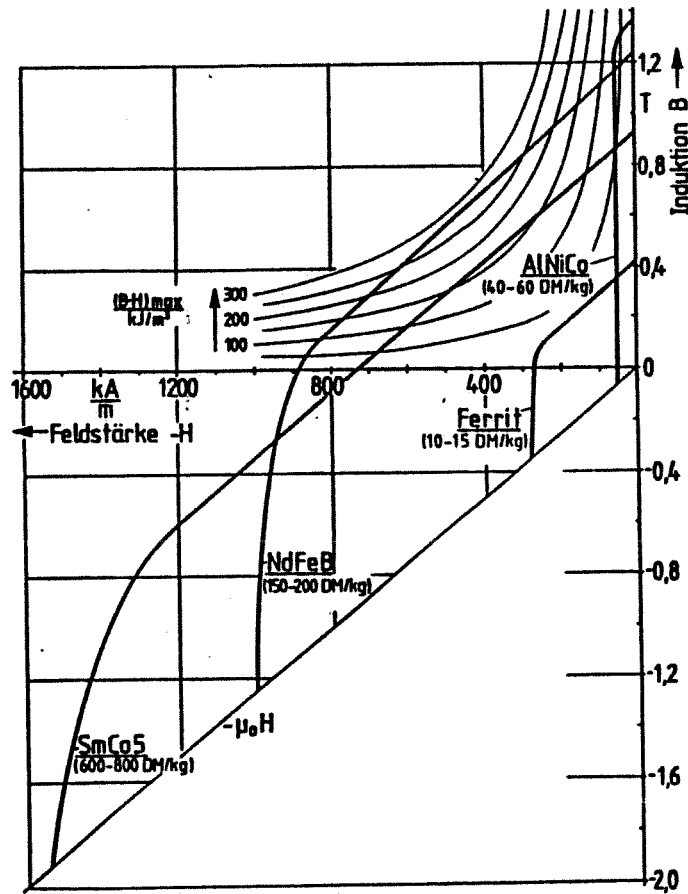


Bild 8.1 Entmagnetisierungskennlinien einiger Magnetmaterialien (entnommen aus /5 Henneberger/)

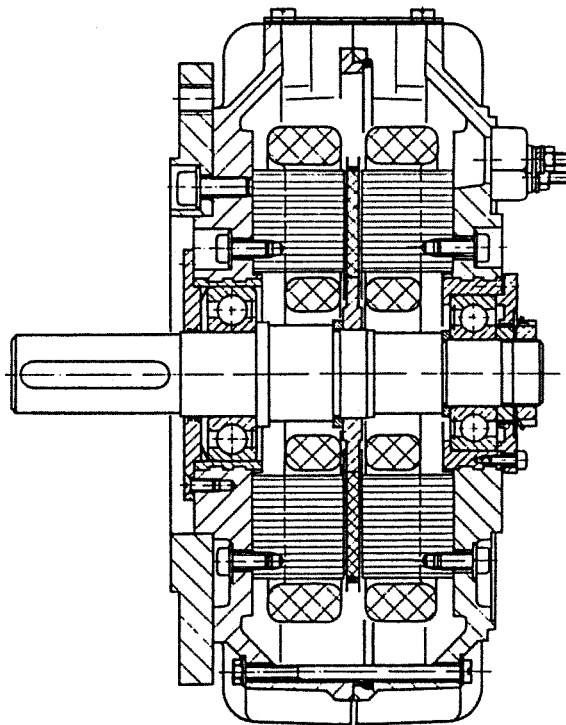


Bild 8.2 Schnittbild eines permanentmagnetisch erregten Synchronmotors

	Ferrit	SmCO ₅	Nd-B-Fe
rel. Permeabilität μ_r	1,05	1,05	1,05
Remanenzinduktion B [T]	0,35	0,95	1,25
Koerzitivfeldst. H_c [kA/m]	265	710	860
spez. Widerstand [Ω cm]	$>10^6$	$5 \cdot 10^{-5}$	$15 \cdot 10^{-5}$

Tabelle 8.1 Kennwerte von Hochenergie-Permanentmagneten

8.2 MOTORBAUFORMEN

Permanentmagnetisch erregte Synchronmotoren werden als Stabläufer- und als Scheibenläufermotoren gebaut. Diese Bauformen erfüllen besonders gut die Forderung nach geringem Trägheitsmoment des Rotors. Dabei werden Stabläufermotoren häufig für Maschinenantriebe verwendet, während für Roboterantriebe Scheibenläufermotoren bevorzugt werden.

Das Motorgehäuse besteht i.A. aus Druckgußmaterial.

Bei Scheibenläufermotoren besteht der Rotor aus faserverstärktem Kunststoff, in den die Magneten eingebettet sind. Wichtig ist hier, daß der Luftspalt zwischen Rotor und Stator so klein wie möglich gehalten wird.

Bild 8.2 zeigt das Schnittbild des permanentmagnetisch erregten Motors SE 718 der Fa. Mavilor (aus /12/).

ANHANG A: FORMELZEICHEN UND BEZEICHNUNGEN

A.1 BEZEICHNUNGEN

Komplexe Werte und Größen werden durch Unterstreichung gekennzeichnet.

Die zu $\underline{x}$ konjugiert komplexe Zahl wird mit $\underline{x}^*$ bezeichnet.

Mit $\text{Im}(\underline{x})$ und $\text{Re}(\underline{x})$ werden Imaginärteil und Realteil der komplexen Größe $\underline{x}$ bezeichnet. Der Betrag von $\underline{x}$ wird mit $|\underline{x}|$ oder x bezeichnet. Mit $\arg(\underline{x})$ wird das Argument $\arctan(\text{Im}(\underline{x})/\text{Re}(\underline{x}))$ bezeichnet.

Matrizen und Vektoren werden durch **Fettdruck** gekennzeichnet.

Die transponierte Matrix zur Matrix A wird mit A^T bezeichnet.

Die Determinante der Matrix A wird mit $\det(A)$ bezeichnet.

A.2 VERWENDETE FORMELZEICHEN

B	magnetische Induktion
H	magnetische Feldstärke magnetischer Fluß
L	Induktivität
R	ohmscher Widerstand
Z	Impedanz
i, I	Strom
$\underline{i}$	Stromzeiger
u, U	Spannung
U_{zk}	Zwischenkreisspannung
U, U_{max}	Inkreisradius des Spannungszeigersechsecks
$\underline{u}$	Spannungszeiger
V	Potential
Z_p	Polpaarzahl Rotorwinkel
t, T, τ	Zeit, Zeitdauer
T_{el}	elektrische Zeitkonstante
w	Winkelgeschwindigkeit des Rotors
P	Leistung

m	Drehmoment
m _l	Lastdrehmoment
m _{e l}	elektrisch erzeugtes Moment
J	Trägheitsmoment von Rotor und Last
k _{EMK}	EMK-Konstante des Motors
k _{MoM}	Momentenkonstante des Motors

ANHANG B: UMRECHNUNG DER KONSTANTEN DES MOTORS MAVILOR SE 718 IN BEZOGENE GRÖßEN

B.1 UMRECHNUNGFORMELN FÜR DIE HERSTELLERANGABEN

Da der Sternpunkt der Maschine für Messungen nicht zugänglich ist, sind die vom Hersteller angegebenen Größen stets zwischen zwei Motorklemmen gemessen worden.

Die vom Hersteller angegebenen Größen werden deshalb hier mit dem tiefgestellten Index H versehen, um sie von den auf den Strang bezogenen Größen, die hier mit dem tiefgestellten Index S versehen werden, zu unterscheiden.

Bei den Größen kann ferner unterschieden werden zwischen auf die mechanische Drehzahl w_{mech} und auf die elektrische Drehzahl w_e bezogenen Größen.

Im folgenden werden für die einzelnen vom Hersteller angegebenen Größen die Umrechnungsformeln angegeben:

1. Wicklungswiderstand R_H

Gemessen zwischen zwei Maschinenklemmen bei 80 Grad Celsius.
Also gilt für den Strangwiderstand:

$$R_S = R_H / 2 \quad (B.1.1)$$

2. Wicklungsinduktivität L_H

Gemessen zwischen zwei Maschinenklemmen bei einer Frequenz von 1 kHz.

Also gilt für die Stranginduktivität:

$$L_S = L_H / 2 \quad (B.1.2)$$

3 .Spannungen U_H

Effektivwert gemessen zwischen zwei Klemmen bei sinusförmiger Ansteuerung.

Unter der Annahme eines sinusförmigen Verlaufs und einer Phasenverschiebung von $2/3 \cdot \pi$ erhält man für den Effektivwert:

$$U_{\text{eff}} = U_H / \sqrt{3} \quad (\text{B.1.3})$$

Daraus folgt:

$$U_{\text{amp}} = U_H * \sqrt{(2/3)} \quad (\text{B.1.4})$$

4. Ströme I_H

Effektivwert des Phasenstroms bei sinusförmiger Ansteuerung.

$$I_{\text{amp}} = I_H * \sqrt{2} \quad (\text{B.1.5})$$

5. EMK-Konstante $k_{\text{EMK H}}$

Quotient aus zwischen zwei Klemmen induzierter Spannung E_H und mechanischer Drehzahl w_{mech} (in rad/s), wenn der Motor als Generator betrieben wird.

$$k_{\text{EMK H}} = E_H / w_{\text{mech}} \quad (\text{B.1.6})$$

Mit (B.1.4) erhält man:

$$k_{\text{EMK eff mech}} = k_{\text{EMK H}} / \sqrt{3} \quad (\text{B.1.7})$$

Bezieht man die EMK-Konstante auf die elektrische Drehzahl w_{el} , so ergibt sich:

$$k_{\text{EMK eff el}} = k_{\text{EMK eff mech}} / z_p = k_{\text{EMK H}} / (\sqrt{3} * z_p) \quad (\text{B.1.8})$$

Durch Umrechnung auf Amplitudenwerte folgt:

$$k_{\text{EMK amp el}} = k_{\text{EMK eff el}} * \sqrt{2} = k_{\text{EMK H}} / (\sqrt{(3/2)} * z_p) \quad (\text{B.1.9})$$

6. Drehmomentkonstante $k_{\text{MOM H}}$

Quotient zwischen Drehmoment m_{e1} und Effektivwert I_H des Stroms einer Phase bei sinusförmiger Ansteuerung und dem Lastwinkel 0° . Reibungs-, Eisen- und Zusatzverluste sind hierbei nicht berücksichtigt.

$$k_{\text{MOM H}} = m_{e1} / I_H \quad (\text{B.1.10})$$

Hieraus folgt mit (B.1.5):

$$k_{\text{MOM S amp}} = k_{\text{MOM H}} / \sqrt{2} \quad (\text{B.1.11})$$

7. Motorkonstante K_H

$$K_H = k_{\text{EMK H}} * k_{\text{MOM H}} / R_H \quad (\text{B.1.12})$$

Die Motorkonstante hat die Einheit $\text{Nm}/(\text{rad/s})$.

Die Motorkonstante kann interpretiert werden als das Verhältnis zwischen dem vom Motor erzeugten Bremsmoment und der Rotorwinkelgeschwindigkeit bei kurzgeschlossenen Motorklemmen. Dies gilt nur für Rotorgeschwindigkeiten, bei denen die Induktivität des Stators gegenüber seinem Widerstand zu vernachlässigen ist.

Für die umgerechnete Motorkonstante K ergibt sich also:

$$K = k_{\text{EMK amp el}} * k_{\text{MOM S amp}} / R_s$$

$$K = (k_{\text{EMK H}} / (\sqrt{3/2} * Z_p) * k_{\text{MOM H}} / \sqrt{2}) / (R_H / 2)$$

$$K = 2 * k_{\text{EMK H}} * k_{\text{MOM H}} / R_H / (\sqrt{3} * Z_p) \quad (\text{B.1.13})$$

8. Mechanische Zeitkonstante T_m

$$T_m = K / J \quad (\text{B.1.14})$$

Dabei ist J das Trägheitsmoment des Rotors.

T_m ist die Zeit, in der bei Kurzschlußbetrieb die Winkelge-

schwindigkeit w vom Anfangswert w_0 auf den Wert w_0/e abgeklungen ist.

9. Elektrische Zeitkonstante T_{eH}

$$T_{eH} = L/R \quad (B.1.15)$$

Sie charakterisiert den Stromanstieg oder -abfall bei einer sprungartigen Spannungsänderung.

Es gilt:

$$T_{es} = T_{eH}$$

B.2 HERSTELLERANGABEN ZUM MOTOR

Die folgenden Angaben zum Motor Mavilor SE 718 sind dem Datenblatt der Herstellerfirma /12/ entnommen:

Nenndrehzahl	:	$n_{\text{mech nenn}}$	= 3000 U/min = 50 U/sec
Polpaarzahl	:	Z_p	= 4
Trägheitsmoment	:	J	= $0,4 \cdot 10^{-3}$ kg m ²
mech. Zeitkonstante	:	$T_{\text{mech H}}$	= 3,9 msec

Drehmomentkonstante	:	$k_{\text{мом H}}$	= 0,71 Nm/A
EMK-Konstante	:	$k_{\text{EMK H}}$	= 0,41 Vs/rad

Wicklungswiderstand	:	R_H	= 2,8 Ohm
Wicklungsind.	:	L_H	= 8 mH
el. Zeitkonstante	:	$T_{e1 H}$	= 2,8 msec
Motorkonstante	:	K_H	= 0,1 N ² m ² /W

Maximalwerte:

maximale Drehzahl	:	$n_{\text{mech max}}$	= 6000 U/min = 100 U/sec
Dauerstrom(max)	:	I_{DH}	= 5,9 A
Impulsstrom(max)	:	I_{IH}	= 49 A

B.3 UMGERECHNETE PARAMETER DES MOTORS

Die gemäß Abschnitt 1 umgerechneten Parameter des Motors SE 718 sind in der folgenden Übersicht zusammengestellt.

Drehmomentkonstante	:	$k_{\text{MOM s amp}}$	= 0,50 Nm/A
EMK-Konstante	:	$k_{\text{E amp el}}$	= 0,084 Vs/rad
Strangwiderstand	:	R_s	= 1,4 Ω
Stranginduktivität	:	L_s	= 4 mH
Trägheitsmoment	:	J_{e1}	= $0,1 \cdot 10^{-3}$ kgm ²
Motorkonstante	:	K	= 0,03 N ² m ² /W
elektrische Zeitkonstante:		T_{e1}	= 2,8 ms
mechanische Zeitkonstante:		T_{mech}	= 3,32 ms

Maximalwerte:

maximale Drehzahl	:	$n_{e1 \text{ max}}$	= 400 U/s
max. Winkelgeschw.	:	$\omega_{e1 \text{ max}}$	= 2513 rad/s
Dauerstrom(max)	:	$I_{\text{DS amp}}$	= 8,3 A
Impulsstrom(max)	:	$I_{\text{IS amp}}$	= 69 A

Mit dem berechneten Wert für $k_{\text{EMK}} = k_{\text{E amp el}}$ kann nun die Momentenkonstante $k_{\text{MOM}} = k_{\text{MS amp}}$ nach der Beziehung (1.2.7.6) berechnet werden:

$$k_{\text{MOM}} = 3/2 * z_p * k_{\text{EMK}}$$

Durch Einsetzen folgt:

$$k_{\text{MOM}} = 3/2 * 4 * 0,084 \text{ Vs/rad} = 0,504 \text{ Nm/A}$$

Der so berechnete Wert stimmt mit dem durch Umrechnung der Herstellerangabe gemäß (B.1.11) gewonnenen Wert überein.

B.4 UMRECHNUNG DER STRANGGRÖßEN IN BEZOGENE GRÖßEN

Bei Betrachtung des Gesamtsystems bestehend aus Motor und Pulswechselrichter darf der Leitwiderstand R_{on} der MOS-FET's nicht vernachlässigt werden.

Er hat bei den hier benutzten MOS-FET's BUZ 382 den Wert

$$R_{on} = 0,4 \, \Omega .$$

Dieser Widerstand R_{on} kann dem Strangwiderstand R_s zugeschlagen werden. Für die folgenden Berechnungen wird deshalb anstelle des Widerstands R_s der Widerstand R_s' verwendet:

$$R_s' = R_s + R_{on} = 1,4 \, \Omega + 0,4 \, \Omega = 1,8 \, \Omega \quad (B.4.1)$$

Für die in Kapitel 2 definierten Bezugsgrößen ergeben sich also die folgenden Werte:

$$\omega_0 = R_s' / L_s = 1,8 \, \Omega / 4 \, \text{mH} = 450 \, \text{rad/s} \quad (B.4.2)$$

$$U_0 = k_{EMK} \, \text{amp} \, \text{el} * \omega_0$$

$$U_0 = 0,084 \, \text{Vs/rad} * 450 \, \text{rad/s} = 37,8 \, \text{V} \quad (B.4.3)$$

$$I_0 = k_{EMK} \, \text{amp} \, \text{el} / L_s$$

$$I_0 = 0,084 \, \text{Vs/rad} / 4 \, \text{mH} = 21 \, \text{A} \quad (B.4.4)$$

Damit erhält man folgende bezogene Maximalwerte:

$$\omega_{\text{max bez}} = 2513 \, \text{rad*s}^{-1} / 450 \, \text{rad*s}^{-1} = 5,6 \, \text{pu} \quad (B.4.5)$$

$$I_{Ds \text{ bez}} = 8,3 \, \text{A} / 21 \, \text{A} = 0,395 \, \text{pu} \quad (B.4.6)$$

$$I_{Is \text{ bez}} = 69 \, \text{A} / 21 \, \text{A} = 3,286 \, \text{pu} \quad (B.4.7)$$

Für das 'bezogene' Trägheitsmoment J' des Rotors gilt gemäß Gleichung (2.2.11):

$$J' = J/T_{el}^2 = J * \omega_0^2$$

$$J' = 0,4 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2 * 450^2 \text{ s}^{-2} = 81 \text{ Nm} \quad (\text{B.4.8})$$

Für die 'bezogene' Momentenkonstante k_{mom}' gilt gemäß Gleichung (2.2.6):

$$k_{mom}' = 3/2 * z_p * k_{EMK}^2 / L$$

$$k_{mom}' = 3/2 * 4 * (0,084 \text{ Vs/rad})^2 / 4 \text{ mH} = 10,6 \text{ Nm} \quad (\text{B.4.9})$$

Die Zwischenkreisspannung U_{zk} ist umzurechnen gemäß:

$$U_{zk \text{ bez}} = U_{zk} / U_0$$

Für die folgenden Rechenschritte wird eine Zwischenkreisspannung $U_{zk} = 80 \text{ V}$ zugrundegelegt.

Damit erhält man:

$$U_{zk \text{ bez}} = 80 \text{ V} / 37,8 \text{ V} = 2,12 \text{ pu} \quad (\text{B.4.10})$$

Für den Betrag U_{bez} der sechs diskreten Spannungszeiger gilt gemäß (6.2.1):

$$U_{bez} = 2/3 * U_{zk}$$

Hieraus folgt:

$$U_{bez} = 2/3 * 2,12 \text{ pu} = 1,41 \text{ pu} \quad (\text{B.4.11})$$

Der Radius $U_{\max \text{ bez}}$ des Inkreises des Spannungszeigersechsecks, der für die Realisierung des stationären Zustands bestimmend ist, hat nach (6.2.3) den Wert:

$$U_{\max \text{ bez}} = \sqrt{3} / 2 * U_{\text{bez}}$$

Also gilt:

$$U_{\max \text{ bez}} = \sqrt{3} / 2 * 1,41 \text{ pu} = 1,22 \text{ pu} \quad (\text{B.4.12})$$

B.5 PARAMETER DES MOTORS IN BEZOGENEN GRÖßEN

Die Parameter des Motors SE 718 in bezogenen Größen sind in der folgenden Übersicht zusammengestellt.

$I_{\text{ds bez}}$	:	0,40 pu
$I_{\text{rs bez}}$	:	3,29 pu
$W_{\max \text{ bez}}$	:	5,6 pu
J'	:	81 Nm
$k_{\text{мом'}}$	:	10,6 Nm
$U_{\max \text{ bez}} (U_{\text{zk}}=80\text{V})$	:	1,22 pu

LITERATURVERZEICHNIS

- /1/ Buehler, H. : Einführung in die Theorie geregelter
Drehstromantriebe , Band 1
Birkhäuser Verlag, Basel 1977

- /2/ Grotstollen, H. : Zusammenhänge und Kennwerte bei der
Bemessung beschleunigungsoptimaler Antriebe
ETZ-A Bd. 95, 1974

- /3/ Grotstollen, H. : Die Einführung der Drehstromtechnik
bei elektrischen Servoantrieben
Habilitationsschrift, Erlangen 1982

- /4/ Grotstollen, H. : Bürstenlose Servoantriebe mit dauer-
magnetisch erregten Elektromotoren
6. Fachtagung Elektroantriebstechnik und Elektroauto-
matisierungstechnik, Magdeburg 1987

- /5/ Henneberger, G. : Servo drives for machine tools and
robotics
ICEM München 1986

- /6/ Naunin, D. : Stromrichter-Maschinensysteme mit Dreh-
zahlsteuerung von Asynchron- und Synchronmaschinen
Bulletin ASE 64(1973)

- /7/ Naunin, D. : Die Darstellung des dynamischen
Verhaltens der Synchronmaschine durch VZ_1 -Glieder
Etz-A Bd.95 (1974) S.333-338

- /8/ Orlik, B. : Zum Betriebsverhalten mikrorechnergeregelter
und pulswechselrichter gespeister Synchron-
maschinen mit Permanentmagneterregung
Dissertation, TU Braunschweig 1986

- /9/ Orlik, B. : Regelung einer permanenterregten Synchronmaschine mit Mikrorechner
Automatisierungstechnik 33 (1985) , S. 82 - 88
- /10/ Schwarz, B. : Beiträge zu reaktionsschnellen und hochgenauen Drehstrom-Positionier-Systemen
Dissertation, Stuttgart 1986
- /11/ Schwarz, B. : Ausnutzung von Pulsumrichtern in Servoantrieben mit permanenterregten Synchronmaschinen
etz Archiv Bd.8 (1986) S.403-409
- /12/ Mavilor AC-Servomotor , Datenblatt
Fa. Mavilor, o.J.
- /13/ Weh, H. : Elektrische Netzwerke und Maschinen in Matrizendarstellung
Bibliographisches Institut, Mannheim 1968
- /14/ Naunin, D. : Skript zur Vorlesung "Dynamisches Verhalten von Stromrichter-Maschinen-Systemen"
TU Berlin, o.J.

