

Ein neuer Weg zur geberlosen Feldorientierung der Asynchronmaschine

Citation for published version (APA):

Blaschke, F. (2003). *Ein neuer Weg zur geberlosen Feldorientierung der Asynchronmaschine*. [Electrical Engineering]. Technische Universiteit Eindhoven. <https://doi.org/10.6100/IR568391>

DOI:

[10.6100/IR568391](https://doi.org/10.6100/IR568391)

Document status and date:

Gepubliceerd: 01/01/2003

Document Version:

Uitgevers PDF, ook bekend als Version of Record

Please check the document version of this publication:

- A submitted manuscript is the version of the article upon submission and before peer-review. There can be important differences between the submitted version and the official published version of record. People interested in the research are advised to contact the author for the final version of the publication, or visit the DOI to the publisher's website.
- The final author version and the galley proof are versions of the publication after peer review.
- The final published version features the final layout of the paper including the volume, issue and page numbers.

[Link to publication](#)

General rights

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain
- You may freely distribute the URL identifying the publication in the public portal.

If the publication is distributed under the terms of Article 25fa of the Dutch Copyright Act, indicated by the "Taverne" license above, please follow below link for the End User Agreement:

www.tue.nl/taverne

Take down policy

If you believe that this document breaches copyright please contact us at:

openaccess@tue.nl

providing details and we will investigate your claim.

Ein neuer Weg
zur geberlosen
Feldorientierung der
Asynchronmaschine

Felix Blaschke

Ein neuer Weg
zur geberlosen
Feldorientierung der
Asynchronmaschine

Ein neuer Weg zur geberlosen
Feldorientierung der Asynchronmaschine

PROEFSCHRIFT

ter verkrijging van de graad van doctor aan de
Technische Universiteit Eindhoven, op gezag van
de Rector Magnificus, prof.dr. R.A. van Santen, voor
een commissie aangewezen door het College voor
Promoties in het openbaar te verdedigen
op maandag 17 november 2003 om 14.00 uur

door

Felix Robert Blaschke

geboren te Wenen, Oostenrijk

Dit proefschrift is goedgekeurd door de promotoren:

prof.dr.ir. A.J.A. Vandenput

en

prof dr.techn. M. Schrödl

CIP-DATEN BIBLIOTHEK TECHNISCHE UNIVERSITEIT EINDHOVEN

Blaschke, Felix R.

Ein neuer Weg zur geberlosen Feldorientierung der Asynchronmaschine / von Felix R. Blaschke. - Eindhoven : Technische Universiteit Eindhoven, 2003.

Proefschrift. - ISBN 90-386-2030-6

NUR 959

Schlagwörter: Feldorientierung / Asynchronmaschine / geberlos /
Spannungsmodell / Strompulsverfahren.

Trefwoorden: asynchrone machines ; regeling / elektrische aandrijvingen ;
regelen / elektrische machines ; magnetische velden / elektrische machines ;
simulatie.

Subject headings: machine vector control / variable speed drives /
asynchronous machines / electric current control.

Inhaltsübersicht

	Seiten
Vorwort	1
Kurzfassung	1
 KAPITEL	
0) Inhaltsverzeichnis der Kapitel	3
1) Einführung	5
2) Strukturstudien für die "strom- gesteuerte" Asynchronmaschine	11
3) Feldorientierung mit "Strommodell"	7
4) Feldorientierung mit "Spannungsmodell"	41
5) Erstes praktisches Zwischenergebnis	6
6) Die Herleitung des "Strompulsverfahrens" (SPV)	17
7) Einsatz des Strompulsverfahrens (SPV) bei Asynchronmaschinen im ungesättigten Betrieb	6
8) Einsatz des Strompulsverfahrens (SPV) bei Asynchronmaschinen mit ausschließlicher Sättigung des Hauptflusses	26
9) Zweites praktisches Zwischenergebnis	4
10) Das SPV bei Asynchronmaschinen mit Hauptflußsättigung und zusätzlicher spezieller Streuflußsättigung	19
11) Das SPV nach Kapitel 10) bei herab- gesetzter Frequenz	15
12) Endgültiges praktisches Ergebnis	8
13) Die Versuchsanlage	6
14) Zusammenfassung	4
15) Vorschläge zur Weiterarbeit	2
 ANHANG	
X) Inhaltsverzeichnis des Anhangs	4
A) Zusammenstellung von Einzelrechnungen	58
B) Verzeichnis der Symbole	8
C) Literatur	10
D) Samenvatting	1
E) Lebenslauf	1

Vorwort

Beim Entstehen meiner Dissertationsschrift bekam ich in den vergangenen Jahren Hilfe von vielen Seiten, wofür ich mich zunächst generell in Hochachtung und Dankbarkeit verneige.

Im besonderen danke ich meinem ersten Promotor, Prof. A. Vandenput für seine nie versagende Geduld bei der Begleitung meiner Arbeit; mit Hinweisen und Ratschlägen half er mir, aus so mancher Sackgasse wieder herauszukommen, in die man sich verirrt hatte; als besonders wertvoll fand ich seine Mithilfe, meine Ideen und Gedanken aus meinem Kopf auf das Papier zu erlösen. Ebenso gilt mein Dank meinem zweiten Promotor, Prof. M. Schrödl, T.U. Wien, für sein Interesse an der vorliegenden Arbeit und die Mühe, die bei der Durchsicht und Beurteilung aufzuwenden war.

Des weiteren bin ich der TU Eindhoven und der Siemens AG, Erlangen - jeweils als Körperschaft - zu Dank verpflichtet, dies vor allem deshalb, weil sie es mir ermöglicht haben, die Versuchsanlagen aufzubauen und über einen Zeitraum von mehreren Jahren hinweg zu betreiben.

Aber auch die persönliche Hilfe zahlreicher Kollegen war mir sehr wertvoll. In Eindhoven danke ich zum einen den Herren Dr.J. Duarte, Ing. W. Thirion und J. Sanders, die mich bei der Bewältigung zahlreicher Computerprobleme unterstützt haben, zum anderen den Herren M. Uyt de Willigen, J. van Doorn und A. Marien für die zum Teil aufopfernde Hilfestellung im elektronischen und mechanischen Bereich, außerdem Frau J. Verhoef für ihre verwaltungstechnische Unterstützung. In Erlangen bedanke ich mich bei den Herren Dr.H. Schierling und Dr. F. Bauer, mit denen ich mehrere, das engere Arbeitsgebiet betreffende Fachdiskussionen führen konnte.

Schließlich, und nicht zuletzt, ist festzustellen, daß das Gelingen meines Vorhabens durch die Hilfe meiner geliebten Frau entscheidend gefördert wurde; sie war Ermutiger, Germanist und Korrekturleser in einer Person. Ihr sei diese Abhandlung gewidmet.

Felix Bunsch

Kurzfassung

In dieser Arbeit wird die Aufgabe gestellt, eine Einrichtung zur Feldorientierung der Asynchronmaschine zu entwickeln, bei welcher keinerlei Eingriffe in die Maschine oder Anbauten an der Maschine erforderlich sind und welche trotzdem im gesamten Frequenz- und Lastbereich einwandfrei funktioniert. Das bedeutet in der Praxis, sich auf die Messung und Verarbeitung von Klemmengrößen der Maschine und des Umrichters zu beschränken.

Zur Lösung dieser Aufgabe wird von einer "stromgesteuerten" - das bedeutet, mit vorgebbarem Statorstromvektor ausgestatteten - Asynchronmaschine ausgegangen; dabei wird als Basisgerät zur Feldorientierung ein sogenanntes Spannungsmodell eingesetzt, welches als Meßgrößen nur die Statorspannungen und Statorströme benötigt.

Bei dem so gestalteten Grundkonzept treten verschiedene Probleme auf, die hauptsächlich den Betrieb im Kleinfrequenzbereich betreffen. Durch geeignete Beschaltung des Spannungsmodells sowie durch Verlegung des magnetischen Arbeitspunktes der Maschine in den Bereich der Hauptsättigung gelingt es in einem ersten Schritt bereits, sehr nahe an Frequenz Null heranzukommen.

Die noch bestehende Frequenzlücke wird in einem zweiten Schritt durch ein neuartiges Testsignalverfahren (Strompulsverfahren) geschlossen, welches als Meßgrößen ebenfalls nur die Klemmengrößen der Maschine benötigt. Bei diesem Verfahren werden Informationen verwertet, die im Kleinsignalverhalten der Asynchronmaschine begründet sind. Dazu wird dem Statorstromsollwert der Asynchronmaschine ein periodisches Testsignal überlagert; die dadurch verursachte Reaktion in der Statorspannung wird gemessen und auf verschiedene Weise ausgewertet.

Dabei spielen sowohl elektromagnetische, mit der Sättigung zusammenhängende, als auch elektromechanische Effekte eine Rolle. Je nach Bauart der Asynchronmaschine erreicht man durch Nutzung des einen oder des anderen genannten Effektes eine Lösung der gestellten Aufgabe; dies gilt insbesondere für die schwierig konfigurierte Käfigläufermaschine mit geschlossenen Nuten. Die Anwendung des Strompulsverfahrens führt somit für alle praktisch auftretenden Fälle zum eingangs gesteckten Ziel.

Kapitel

Inhaltsverzeichnis der Kapitel

- 1) Einführung
- 2) Strukturstudien für die "stromgesteuerte" Asynchronmaschine
 - 2.1) Strukturaufbereitung aus dem Blickwinkel der Feldorientierung
 - 2.2) Ermittlung des stationären Charakters von G_1
- 3) Feldorientierung mit "Strommodell"
 - 3.1) Aufbau der Modellschaltung
 - 3.2) Das Verhalten des resultierenden Systems
 - 3.3) Der Einfluß von $\dot{\varphi}^s$
 - 3.4) Prüfung der Stabilität bei zeitbehaftetem G_1
 - 3.5) Störungsempfindlichkeit
- 4) Feldorientierung mit "Spannungsmodell"
 - 4.1) Vorbereitung
 - 4.2) Das "Spannungsmodell"
 - 4.3) Herleitung von Struktur und Einsatz des Spannungsmodells
 - 4.4) Prüfung der Stabilität des Gesamtsystems
 - 4.5) Prüfung der oszillatorischen Stabilität
 - 4.6) Betrieb bei kleinen Frequenzen
 - 4.7) Einfluß von Veränderungen des Statorwiderstandes
 - 4.8) Zusätzliche Hilfseinrichtungen bei kleiner Frequenz
 - 4.9) Betrieb bei größerer Frequenz
 - 4.10) Schlußbetrachtung
- 5) Erstes praktisches Zwischenergebnis

6) Die Herleitung des "Strompulsverfahrens" (SPV)

- 6.1) Vorbemerkung
- 6.2) Die Δ -Struktur der stromgesteuerten Asynchronmaschine
- 6.3) Die rechnerische Behandlung des Δ - Übertragungsverhaltens.
- 6.4) Die Einführung und Berechnung sogenannter Anregungs- und Übertragungsvektoren
- 6.5) Die Messung der Übertragungsvektoren \underline{z}_{sk} , \underline{z}_d an der Anlage

7) Einsatz des Strompulsverfahrens (SPV) bei Asynchronmaschinen im ungesättigten Betrieb

- 7.1) Vorschau
- 7.2) Die Berechnung des Übertragungsvektors \underline{x}_s
- 7.3) Die Berechnung der Übertragungsvektoren \underline{z}_{sk} und \underline{z}_d
- 7.4) Ermittlung des Statorwiderstandes r_s
- 7.5) Schlußbemerkung

8) Einsatz des Strompulsverfahrens (SPV) bei Asynchronmaschinen mit ausschließlicher Sättigung des Hauptflusses

- 8.1) Die Bestimmung der Verknüpfung \mathbf{A}^T
- 8.2) Die Berechnung des Übertragungsvektors \underline{x}_s
- 8.3) Der Übertragungsvektor \underline{x}_s für "wirklichkeitsnahe" Betriebsverhältnisse gemäß Kapitel 4)
- 8.4) Die aus den Ergebnissen von Abschnitt 8.3) folgenden Übertragungsvektoren \underline{z}_{sk} und \underline{z}_d
- 8.5) Einsatz von \underline{z}_{sk1} zur r_s - Identifikation
 - 8.51) Verhältnisse für den Idealfall $d_k = 0$
 - 8.52) Verhältnisse für den allgemeinen Fall $d_k \neq 0$
- 8.6) Einsatz von \underline{z}_{d1} zur d_k -Gegenkopplung

9) Zweites praktisches Zwischenergebnis

10) Das SPV bei Asynchronmaschinen mit Hauptflußsättigung und zusätzlicher spezieller Streuflußsättigung

- 10.1) Vorbereitende Betrachtungen
- 10.2) Ansatz für die Struktur der Verknüpfungsmatrizen \mathbf{B}_S^T und \mathbf{B}_K^T
- 10.3) Meßtechnische Ermittlung der Streumagnetisierungskennlinie und der Matrix \mathbf{B}^T
- 10.4) Rechnerische Auswertung des um die Streusättigungseffekte vervollständigten Systems.
- 10.5) Algebraische Abschätzung des Einflusses von \mathbf{B}^T auf \mathbf{z}_{d1}
- 10.6) Algebraische Abschätzung des Einflusses von \mathbf{B}^T auf \mathbf{x}_S und \mathbf{z}_{SK1}
- 10.7) Die Verwendbarkeit von \mathbf{z}_{SK1} und \mathbf{z}_{d1} zur Führung des Spannungsmodelles

11) Das SPV nach Kapitel 10) bei herabgesetzter Frequenz

- 11.1) Die Berechnung von $\Delta \mathcal{U}_{sm}^T$
- 11.2) Die Berechnung der Übertragungsvektoren \mathbf{z}_{sm} und \mathbf{z}_{dm} und der Gesamtübertragungsvektoren \mathbf{z}_S und \mathbf{z}_d
- 11.3) Die Eigenschaften von \mathbf{z}_{dm1} und seine Auswirkungen auf \mathbf{z}_{d1}
- 11.4) Aufbereitung von \mathbf{z}_{d1} zur Verwendung als d_K -Gegenkopplung
- 11.5) Neuberechnung von \mathbf{z}_{SK1}
- 11.6) Zusammenfassung der Ergebnisse

12) Endgültiges praktisches Ergebnis

13) Die Versuchsanlage

14) Zusammenfassung

15) Vorschläge zur Weiterarbeit

1) Einführung

Asynchronmaschinen gibt es schon seit über hundert Jahren. Sie wurden zuerst am starren Netz, das heißt, mit konstanter Frequenz betrieben. Ihr Haupteinsatzgebiet waren demgemäß Antriebe mit weitgehend konstanter Drehzahl.

Mit der Einführung statischer Umrichter änderte sich die Situation dahingehend, daß nunmehr Speisequellen mit variabler Frequenz und Spannung zur Verfügung standen und die Asynchronmaschine als Antrieb mit variabler Drehzahl eingesetzt werden konnte.

Eine so betriebene Asynchronmaschine war aber damit in ihrer Antriebsqualität noch lange nicht mit einer Gleichstrommaschine zu vergleichen, sie erforderte eine genaue Zuordnung von Frequenz und Spannung, um zufriedenstellend zu funktionieren, dabei war aber das Anfahren und der Betrieb bei kleinen Drehzahlen problematisch; die Maschine neigte beispielsweise zu Schwingungen oder zum Kippen bis hin zur völligen Entregung der Maschine. Durch den Einsatz verschiedener Regel- und Steuermaßnahmen wurde die geschilderte Situation zwar verbessert, die genannten Probleme konnten damit aber nur teilweise beseitigt werden.

Dies alles änderte sich Ende der sechziger Jahre, als das Verfahren der Feldorientierung zur Steuerung der Asynchronmaschine aufkam, siehe L1 bis L5 (Anhang C). Dieses Verfahren bedeutete eine Revolutionierung des Betriebes dieser Maschinen, weil damit erstmalig der Fluß und der drehmomentbildende Strom getrennt voneinander beeinflußt werden konnte und damit das Drehmoment unabhängig von der Drehzahl auf einfache Weise vorgebar war, wie z.B. bei der kompensierten Gleichstrommaschine.

Bei dem genannten Verfahren muß der Stromvektor (oder auch der Spannungsvektor) der Asynchronmaschine in eine definierte Lage zum Flußvektor gebracht werden, was bei einer solchen Maschine von Natur aus nicht der Fall ist. Zur Durchführung dieser Aktivität wird der Flußvektor als Istwertinformation benötigt.

Dieses Prinzip war anfänglich in seiner Realisierung insofern schwierig, als die Gewinnung des genannten Istwertes einen nicht zu

unterschätzenden Aufwand erforderte. Zur Gewinnung des Flußvektors baute man beispielsweise Hallsonden in den Luftspalt der Maschine ein. Damit war die Anwendung des Verfahrens auf speziell dafür präparierte Maschinen beschränkt. Deshalb wurde schon sehr bald versucht, den Flußvektor durch bestimmte Modelle zu ermitteln, die mit einfacher zu messenden Istwerten auskommen.

Einen Fortschritt in dieser Richtung brachte die Verwendung eines sogenannten Strommodelles, siehe L5. Dabei wird der Flußvektor aus dem Statorstromvektor und der Rotorposition errechnet. Der Statorstromvektor kann dabei einfach durch Stromwandler ermittelt werden, zur Gewinnung der Rotorposition ist ein Rotorlagegeber an der Welle der Maschine erforderlich. Dies bedeutete schon eine wesentliche Vereinfachung, da solche Geber auch nachträglich an einer Maschine angebracht werden können.

Die genannte Lösung funktioniert einwandfrei im gesamten Frequenz- und Lastbereich, wenn bestimmte Bedingungen eingehalten werden. Wie der Name "Strommodell" schon ahnen läßt, werden hier zur Flußbestimmung bestimmte Teile der Maschine modellmäßig nachgebildet und es ist daher die Kenntnis gewisser Parameter erforderlich. In unserem Fall muß für einwandfreien Betrieb sowohl die Magnetisierungskennlinie als auch der Rotorwiderstand der Asynchronmaschine bekannt sein. Erstere kann durch eine einmalige Messung bei der Inbetriebnahme ermittelt werden; der sich während des Betriebes ändernde Rotorwiderstand muß hingegen durch eine dauernd in Betrieb befindliche Identifizierungseinrichtung bestimmt werden.

Die eben beschriebene Anordnung zur Feldorientierung stellt zweifellos einen Fortschritt gegenüber der "Urlösung" mit Hallsonden dar, weil hier nur periphere Einrichtungen zur Realisierung nötig sind. Immerhin ist aber der benötigte Rotorlagegeber ein Glied, das einen zusätzlichen Aufwand erfordert, vor allem aber die an der Asynchronmaschine so geschätzte Robustheit gegenüber mechanischen oder chemischen Einflüssen herabsetzt; in manchen Fällen kann es auch sein, daß kein freies Wellenende verfügbar ist.

Diese und andere Gründe legen es nahe, nach neuen Lösungen zur Feldorientierung zu suchen, bei denen keinerlei Eingriffe in die Maschine oder Anbauten an der Maschine mehr notwendig sind und die trotzdem im gesamten Frequenz- und Lastbereich einwandfrei funktionieren. Das bedeutet in der Praxis, sich auf die Messung und Verarbeitung von Klemmengrößen der Maschine (und des Umrichters) zu beschränken. In der vorliegenden Arbeit wird nun die Aufgabe gestellt, dieses erstrebenswerte Ziel zu erreichen. Dabei wird von dem im folgenden beschriebenen Grundkonzept zur Feldorientierung ausgegangen.

Zum einen wird zur Flußermittlung ein sogenanntes Spannungsmodell eingesetzt. Es ist dies ein sehr einfach strukturiertes Teilmodell der Asynchronmaschine, in welchem aus den Vektoren der Statorspannung und des Statorstromes derjenige der Rotor-EMK bestimmt und daraus durch Integration der Vektor des Rotorflusses berechnet wird. Zur Bestimmung der Rotor-EMK müssen der Statorwiderstand und die sogenannte Gesamtstreuung bekannt sein. Beide Parameter können, zumindest vor jedem Start, auf einfache Weise bestimmt werden, siehe L6.

Zum anderen wird die Asynchronmaschine mit einer hochwertigen Statorstromregelung über einen IGBT-Umrichter versehen, siehe L9, und dadurch ein unmittelbarer Zugriff zum Vektor des Statorstromes erreicht. Damit kann dieser Vektor in direkter Weise in die jeweils gewünschte Lage zum Rotorflußvektor gebracht werden, siehe L5.

Bei dem so gestalteten Grundkonzept zur Feldorientierung der Asynchronmaschine treten zunächst verschiedene Probleme auf, die hauptsächlich den Betrieb im Kleinfrequenzbereich betreffen.

Bei der Problemlösung gelingt es in einem ersten Schritt, durch geeignete Beschaltung des Spannungsmodelles, sowie durch Verlegung des magnetischen Arbeitspunktes der Maschine in den Bereich der Hauptflußättigung, bereits nahe an Frequenz Null heranzukommen.

Die noch bestehende Frequenzlücke wird in einem zweiten Schritt durch Verwendung eines neuartigen Testsignalverfahrens (Strompulsverfahren) geschlossen, welches als Meßgrößen ebenfalls nur

die Klemmengrößen der Maschine benötigt. Bei diesem Verfahren werden Informationen verwertet, die im Kleinsignalverhalten der Asynchronmaschine begründet sind. Durch den Einsatz des genannten Verfahrens gelingt es, den Betriebsbereich des betrachteten Systems bei beliebiger Last bis zur Frequenz Null auszudehnen.

Die auf diese Weise konzipierte Anordnung zur Feldorientierung der Asynchronmaschine kann somit als vollwertiger Ersatz für die beiden erstgenannten geberbehafteten Lösungen angesehen werden.

Parallel zu den ebengenannten eigenen Aktivitäten entbrannte eine weltweite Forschungstätigkeit mit ähnlicher Zielsetzung, die bis heute andauert und eine Vielzahl von neuen Ideen und konkreten Lösungsvorschlägen erbracht hat. Eine Auswahl von diesbezüglichen Arbeiten ist in den Literaturgruppen b) und c) zusammengestellt. Beim Studium und der Beurteilung dieser Arbeiten stellt man fest, daß generell der Kleinfrequenzbereich als dominierende Problemzone erkannt wird und daß mit allen heute zur Verfügung stehenden Möglichkeiten in Theorie und Praxis an die betreffenden Probleme herangegangen wird. Insbesondere bei den speziellen Lösungsvorschlägen, siehe c), werden unter anderem adaptive Beobachter, Kalman-Filter, Einrichtungen zur Oberschwingungsanalyse, Neuronale Netzwerke und sogar Fuzzi-Regelungen eingesetzt. Die kritische Zone des Kleinfrequenzbereiches wird dabei mehr und mehr eingeengt. Es zeigt sich dabei, wie schwierig es ist, die Beobachtbarkeit des Gesamtsystems bis zur Frequenz Null auszudehnen, was auch in L20 festgestellt wird.

Eine einwandfreie Feldorientierung der Asynchronmaschine im gesamten Frequenz- und Lastbereich - und das ohne maschinengebundene Maßnahmen - gelingt nur bei wenigen Arbeiten. Hier hat man es vorwiegend mit Lösungen zu tun, bei denen mit Testsignal- oder anderen Verfahren "parasitäre" Schenkeligkeiten der Asynchronmaschine - im weitesten Sinn - ausgewertet werden. Wie in den Untersuchungen L14, L18, L28, ausgeführt ist, gibt es dabei Probleme, verschiedene solche, einander störende Schenkeligkeiten voneinander zu trennen; außerdem kann es schwierig werden, die relativ hochfrequenten Testsignale, die in den Lö-

sungsvorschlägen L49, L56, L58, L65, L72, eingesetzt werden, zu realisieren.

Dessen ungeachtet stellt die Gesamtheit der betrachteten Arbeiten eine beachtliche wissenschaftliche Leistung dar; demgegenüber nimmt sich die vorliegende Arbeit eher bescheiden aus, weil sie nur mit "klassischen" Methoden operiert. Jedoch werden in dieser Arbeit alle auftretenden Probleme gemeistert und so ein einwandfreier Betrieb im gesamten Frequenz- und Lastbereich sichergestellt.

Die diesbezüglichen Bemühungen sind in den nun folgenden Kapiteln 2) bis 13) beschrieben und im Kapitel 14) zusammenfassend dargestellt. Um sich in den einzelnen Kapiteln auf das Wesentliche konzentrieren zu können, wurden viele Nebenrechnungen und Erläuterungen in den Anhang A) verlegt, worauf im Text jeweils hingewiesen wird. Eine Ausnahme hiervon stellt der letzte Abschnitt A18) des Anhangs A) dar. Hier sind verschiedene Bemerkungen zur Handhabung der hier verwendeten Vektoren und Skalare zusammengestellt, auf die nicht extra im Text aufmerksam gemacht wird; es empfiehlt sich, diese Anmerkungen und auch diejenigen über die Schreibweise im Anhang B) vor Beginn der Lektüre durchzusehen, siehe dazu auch L7.

2) Strukturstudien für die "stromgesteuerte" Asynchronmaschine

2.1) Strukturaufbereitung aus dem Blickwinkel der Feldorientierung

Die Kapitel 3) und 4) befassen sich mit Maßnahmen zur Feldorientierung der "stromgesteuerten" - das heißt, mit vorgebbarem Statorstromvektor ausgestatteten - Asynchronmaschine mit Modellen. Wir entwickeln deshalb im folgenden die Signalstruktur der Maschine in einer Weise, die sowohl der Feldorientierung unter Berücksichtigung der Stromsteuerbarkeit als auch dem Einsatz von Modellen angepaßt ist.

In diesem Sinne verwenden wir hier eine Darstellungsform, bei welcher der innere Teil der Maschine im " Ψ_K - Koordinatensystem" beschrieben wird, bei dem der Rotorfluß als Koordinatenachse dient. Transformiert man demgemäß die betreffenden Grundgleichungen der Asynchronmaschine aus A1) (Anhang A)) nach einigen Umstellungen in A2.1) in das obengenannte Koordinatensystem, so erhält man die in A2.2) angegebenen Beziehungen. Die Berücksichtigung der Sättigungseffekte erfolgt nach A2.6) mit einigen dort vermerkten Vereinfachungen, die für die Betrachtungen der Kapitel 2) bis 4) ohne Bedeutung sind. Insgesamt entsteht daraus die in Bild 2.1 gezeigte Struktur, die in der in Bild 2.2 dargestellten Kurzform beschrieben werden kann.

Das erklärte Ziel jeder Maßnahme zur Feldorientierung ist die getrennte Beeinflussung der beiden drehmomentbildenden Größen Ψ_K und $-i_K^{\Psi 2}$, siehe (A2.30). Man erkennt aus dem Bild 2.1, daß diese Größen aus den beiden feldorientierten Statorstromkoordinaten $i_S^{\Psi 1}$ und $i_S^{\Psi 2}$ getrennt voneinander gebildet werden.

Die Verbindung dieses inneren Blocks I mit dem im Stator-Koordinatensystem vorgegebenen Stromvektor i_S^S wird durch die in Bild 2.3 mitte gezeigte Koordinatentransformation mit dem Winkel φ_K^S hergestellt, siehe (A2.33). Dieser Winkel entsteht durch Integration der Größe $\dot{\varphi}_K^S$, die sich aus der im Block I entstehenden Schlupffrequenz φ_K^r und der Rotorwinkelgeschwindigkeit $\dot{\varphi}^S$ additiv zusammensetzt. Letztere setzen wir zunächst vereinfachend als nicht mit dem vorliegenden System verkoppelte äußere Stör-

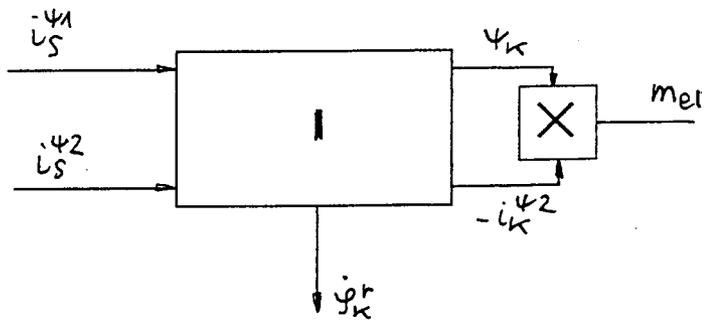
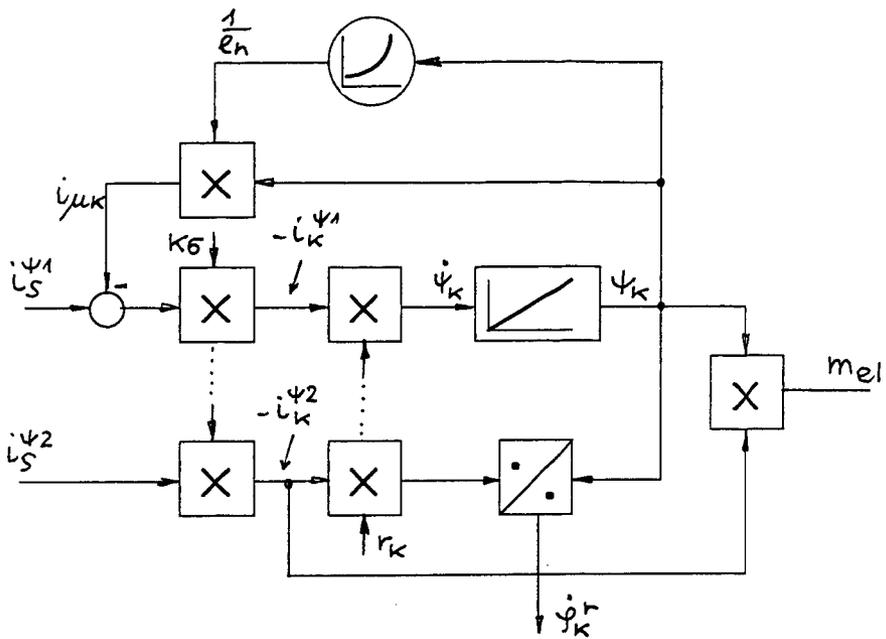


Bild 2.1: Die Struktur des Inneren der Asynchronmaschine in feldorientierten Koordinaten

Bild 2.2: Kurzform von Bild 2.1

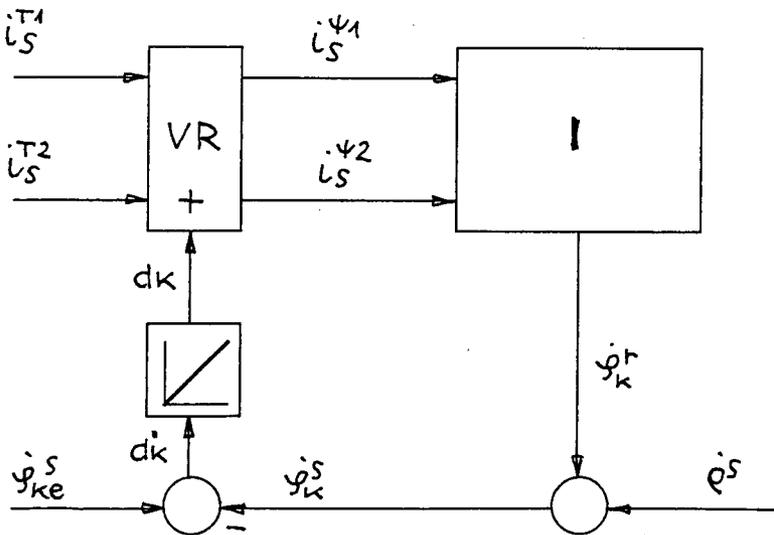
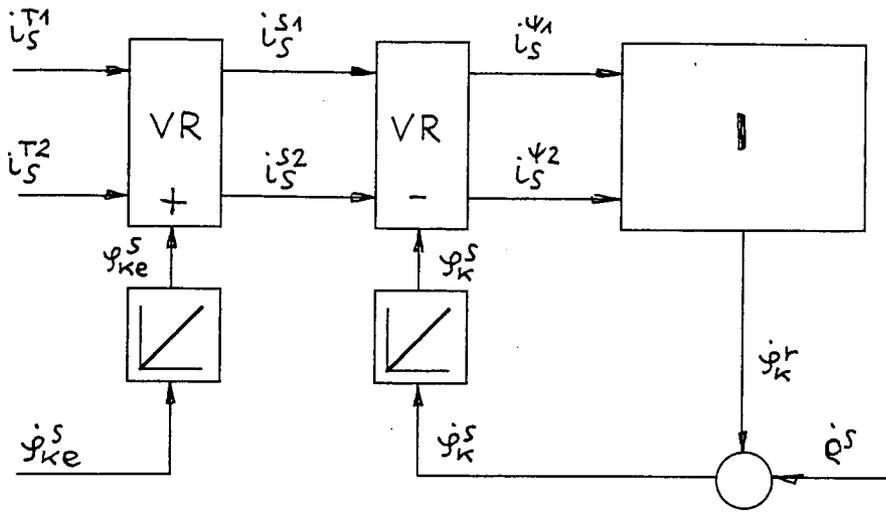


Bild2.3: Verbindung der Struktur von Bild2.1 mit den vorgebbaren Größen

Bild2.4: Reduzierung der Struktur von Bild2.3 durch Zusammenziehen der beiden Integratoren

größe an, was zum Beispiel durch eine hinreichend schnelle Last-drehzahlregelung realisiert sein kann.

Die Vorgabe des Statorstromvektors i_s^S erfolgt in der in Bild 2.3 links dargestellten Weise, wobei der untere Eingang φ_{ke}^S die Betriebsfrequenz bestimmt. Der aus $\dot{\varphi}_{ke}^S$ über einen Integrator gebildete Winkel φ_{ke}^S legt die Achse eines sogenannten Vorgabe-Koordinatensystems (mit dem Index T) fest, in welchem die beiden oberen Eingangsgrößen i_s^{T1} , i_s^{T2} als Wunschkoordinaten für die feldorientierten Koordinaten $i_s^{\psi1}$, $i_s^{\psi2}$ vorgegeben werden. Durch Koordinatentransformation mit dem Winkel φ_{ke}^S wird aus den genannten Wunschkoordinaten der Vektor i_s^S gebildet.

Zur Feldorientierung der Asynchronmaschine muß nun der Winkel der T-Achse φ_{ke}^S gleich dem Winkel φ_K^S des Flußvektors Ψ_K gemacht werden; dann kompensieren sich die beiden Koordinatentransformationen und es wird ein direkter Zugang der Eingangsgrößen i_s^{T1} , i_s^{T2} auf die beiden feldorientierten Stromkoordinaten $i_s^{\psi1}$, $i_s^{\psi2}$ erreicht.

In diesem Sinne kann der Winkel φ_{ke}^S als Ansatzgröße für den wahren Flußwinkel φ_K^S aufgefaßt werden; der Zusatzindex e als Abkürzung von "estimated value" soll darauf hinweisen.

Zur Strukturvereinfachung ziehen wir nun die beiden Integratoren für φ_{ke}^S und φ_K^S zu einem einzigen Integrator zusammen; dies führt zu der Anordnung von Bild 2.4, wobei

$$d_K = \varphi_{ke}^S - \varphi_K^S \quad (2.1)$$

der Differenzwinkel zwischen dem von außen vorgegebenen Winkel φ_{ke}^S und dem Winkel φ_K^S des Flußvektors Ψ_K ist. Eine Zusammenstellung aller hier angesprochenen Winkel ist in Bild 2.5 gegeben.

Die vorliegende Darstellung zeichnet sich also dadurch aus,
 1) daß die Eingänge $i_s^{\psi1}$, $i_s^{\psi2}$ von Ψ_K einen direkten Zugriff zu Fluß Ψ_K und Drehmoment m_{el} ermöglichen,
 2) daß die Verbindung dieser Eingänge mit den entsprechenden Wunschgrößen i_s^{T1} , i_s^{T2} durch eine Koordinatentransformation mit dem Winkel d_K hergestellt wird,

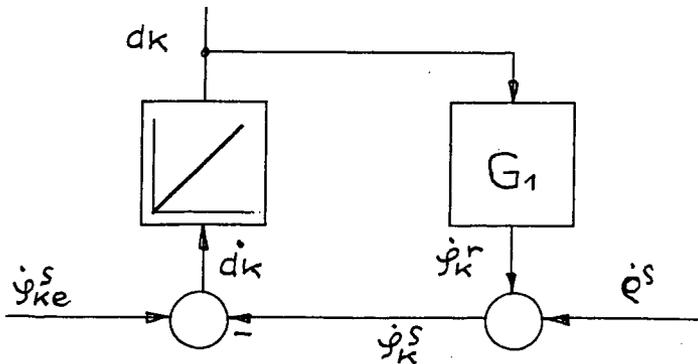
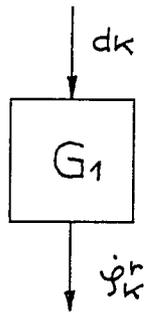
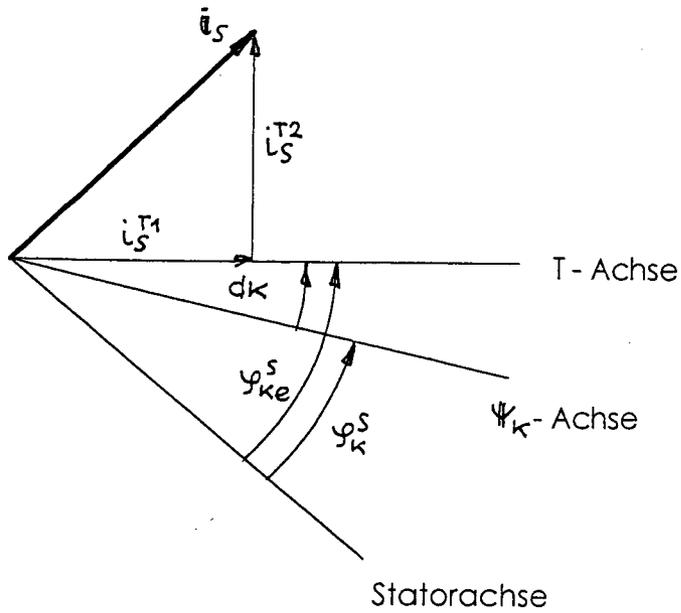


Bild2.5: Zusammenstellung der verwendeten Achsen und Winkel
 Bild2.6: Symbol des Zusammenhangs zwischen d_k und $\dot{\psi}_k^r$
 Bild2.7: Resultierende Struktur von Bild 2.4

- 3) daß dieser Winkel d_k Ausgang eines Integrators, also eine Zustandsgröße ist, und
 4) daß die vollzogene Feldorientierung durch den Zustand

$$d_k = 0 \quad (2.2)$$

gegeben ist.

Einflußgrößen für den Zustand d_k , die am Integratoreingang wirken, sind gemäß Bild 2.4 die innere Größe $\dot{\psi}_k^r$, die Störgröße $\dot{\varrho}^s$ und die Steuergröße $\dot{\psi}_{ke}^s$.

Die innere Größe $\dot{\psi}_k^r$, die Schlupffrequenz des Flußvektors Ψ_k , hängt über den Block $\mathbb{1}$, siehe Bild 2.1, von den beiden feldorientierten Stromkoordinaten $i_s^{\psi 1}$, $i_s^{\psi 2}$ ab und diese wiederum bei gegebenen Wunschgrößen i_s^{T1} , i_s^{T2} wegen der Koordinatentransformation gemäß Bild 2.4 vom Winkel d_k .

Der resultierende Zusammenhang zwischen d_k und $\dot{\psi}_k^r$ kann dabei durch den Block G_1 beschrieben werden, siehe Bild 2.6. Zusammenfassend kann also Bild 2.4 durch die Struktur von Bild 2.7 dargestellt werden.

Sie besteht aus einem Integrator für die Zustandsgröße d_k , dessen Ausgang über ein Glied G_1 auf den Eingang rückgekoppelt ist und an dessen Eingang zusätzlich die Störgröße $\dot{\varrho}^s$ und die Steuergröße $\dot{\psi}_{ke}^s$ angreifen. Die Aufgabe der Feldorientierung der Asynchronmaschine wird also hier darauf zurückgeführt, den Zustand $d_k = 0$ über die allein zugängliche Eingangsgröße $\dot{\psi}_{ke}^s$ herzustellen und zu erhalten; diese Größe ist dazu in geeigneter Weise an die über G_1 rückgekoppelte Größe $\dot{\psi}_k^r$ und an die Störgröße $\dot{\varrho}^s$ anzupassen; siehe dazu auch A17.1).

2.2) Ermittlung des stationären Charakters von G_1

Die durch die Koordinatentransformation, siehe Bild 2.4, bedingte Abhängigkeit der Stromkoordinaten $i_s^{\psi 1}$, $i_s^{\psi 2}$ von den Größen i_s^{T1} , i_s^{T2} und d_k läßt sich durch einen Thaleskreis über dem Stromvektor \mathbf{i}_s , der aus den Wunschkoordinaten i_s^{T1} , i_s^{T2} gebildet wird, beschreiben, siehe Bild 2.8; auf ihm liegen die Eckpunkte

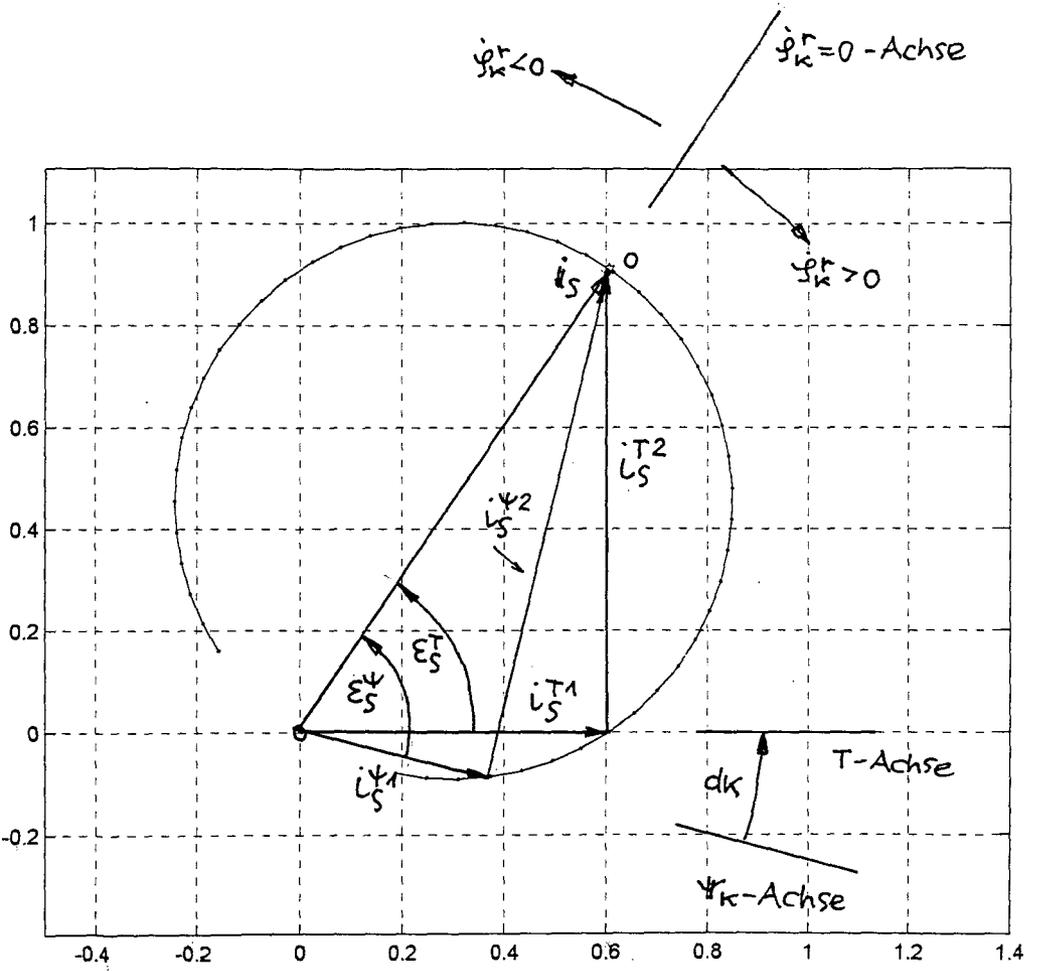


Bild 2.8: Thaleskreis über dem Vektor i_s zur Darstellung der dk - Koordinatentransformation

aller möglichen orthogonalen Dreiecke, die durch die beiden kartesischen Koordinaten $i_S^{\psi 1}$, $i_S^{\psi 2}$ des Stromvektors i_S entstehen.

Die Schlupffrequenz $\dot{\psi}_K^r$ gemäß Bild 2.3 und 2.1 ist

$$\dot{\psi}_K^r = k_G \cdot r_K \cdot \frac{i_S^{\psi 2}}{\psi_K} \quad (2.3)$$

Somit ist $\dot{\psi}_K^r = 0$ für $i_S^{\psi 2} = 0$, also für den Punkt 0 des Thaleskreises. Dort, wo $i_S^{\psi 2}$ positiv ist, ist es auch $\dot{\psi}_K^r$ und umgekehrt. Das bedeutet, daß rechts vom Punkt 0 positive, links vom Punkt 0 negative Schlupffrequenzen auftreten.

Im Bild 2.8 sind auch die Winkel eingetragen, die der Stromvektor i_S mit der jeweiligen Koordinatenachse einschließt, nämlich der Winkel ε_S^T zur T-Achse und der Winkel ε_S^ψ zur ψ_K -Achse. Aus dem Bild ergibt sich zwischen diesen Winkeln der Zusammenhang

$$\varepsilon_S^\psi = \varepsilon_S^T + d_K \quad (2.4)$$

Daraus folgt, daß für den Punkt 0 des Thaleskreises gilt:

$$d_{K0} = -\varepsilon_S^T \quad (2.5)$$

da dort

$$\varepsilon_S^\psi = 0 \quad (2.6)$$

ist.

Nach dieser ersten Orientierung fällt es leicht, den Verlauf der Größen $\dot{\psi}_K^r$, ψ_K und m_{el} in Abhängigkeit von d_K zu verstehen, welcher für die i_S^{T1} , i_S^{T2} - Konstellation von Bild 2.8 (bei konstantem ℓ_h) in Bild 2.9 dargestellt ist, siehe die Berechnung in A3.2).

Die genannte Konstellation lautet, (alles p.u.-Größen):

$$\left. \begin{aligned} i_S^{T1} &= 0,6 \\ i_S^{T2} &= 0,9 \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

der Winkel ε_S^T ist

$$\varepsilon_S^T = +0,98 \quad (2.8)$$

Bei

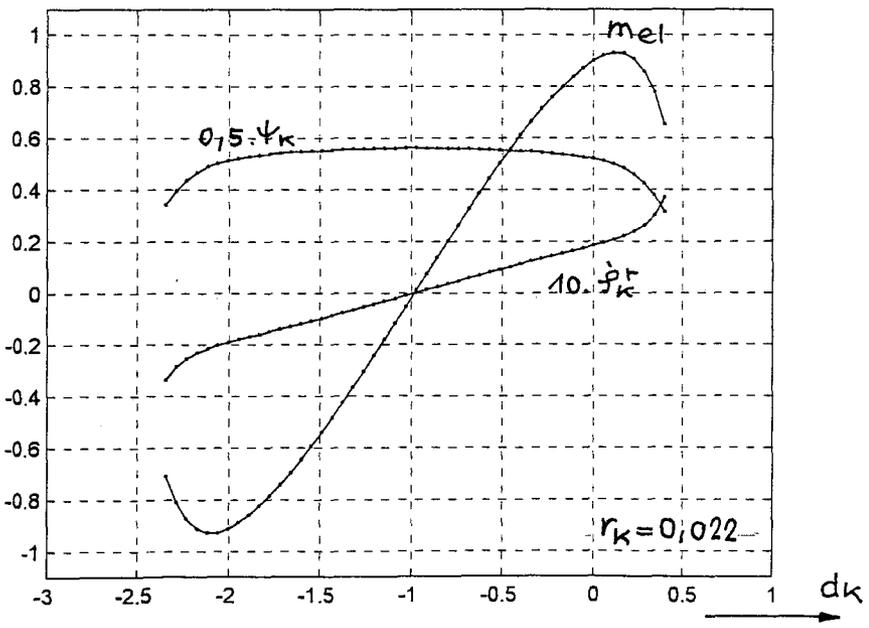
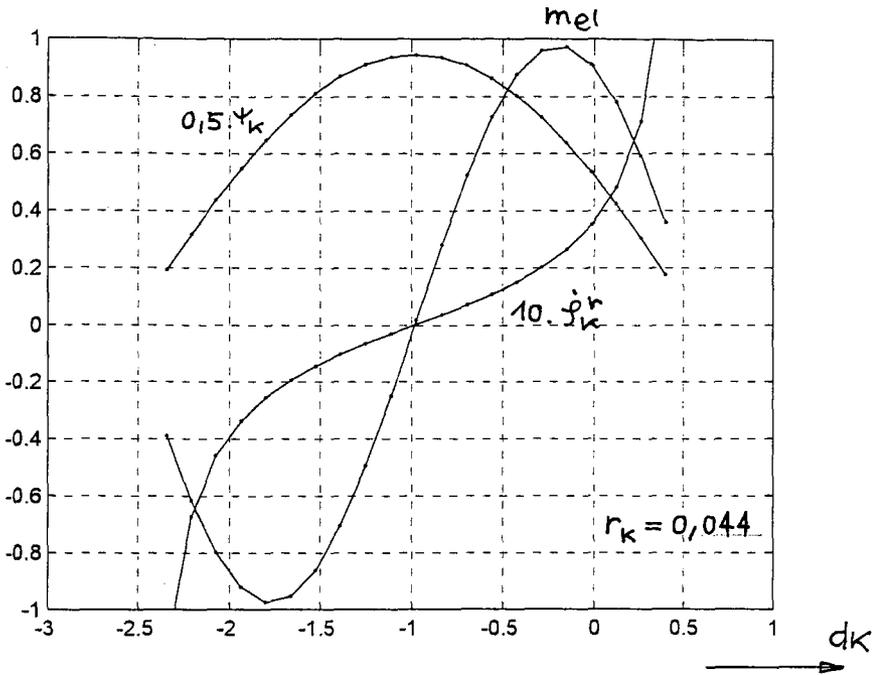


Bild 2.9: Verlauf von $\dot{\psi}_k$, ψ_k , mel , über dk bei linearer magnetischer Kennlinie a von Bild 2.11

Bild 2.10: Verlauf von $\dot{\psi}_k$, ψ_k , mel , über dk bei realistischer magnetischer Kennlinie b von Bild 2.11

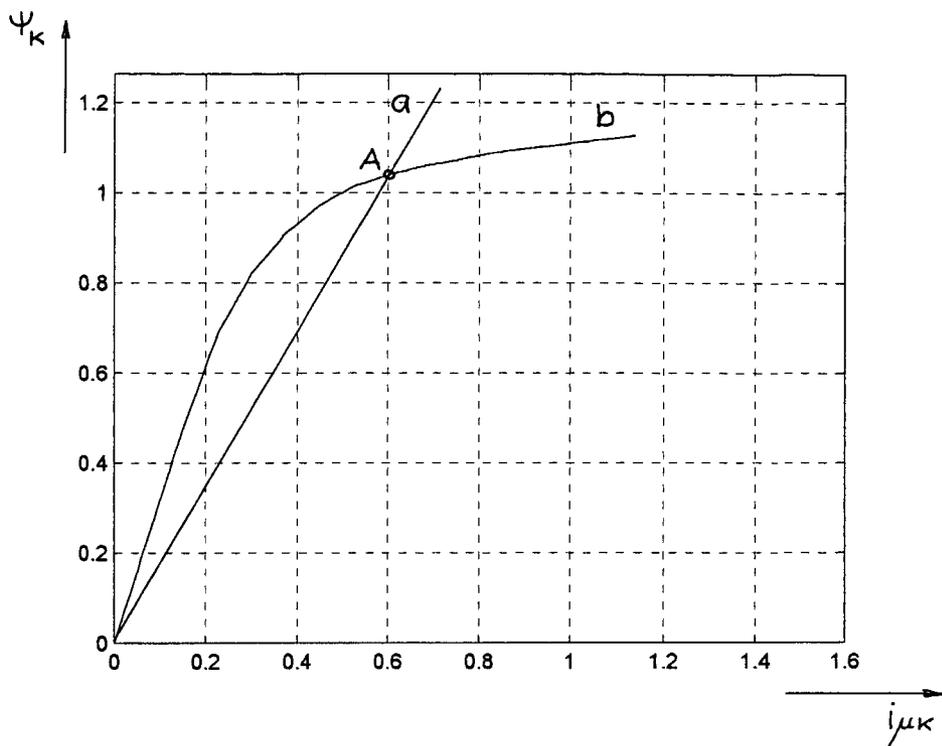


Bild 2.11 : Magnetisierungskennlinien
 a... (fiktiver) linearer Verlauf
 b... realistischer Verlauf bei Sättigung
 A... Arbeitspunkt für $d_k = 0$ —

$$d_{K0} = -\varepsilon_S^T = -0,98 \quad (2.9)$$

liegen die Nullpunkte der Größen $\dot{\psi}_K^r$, $-i_K^{\psi^2}$ (nicht gezeichnet) und m_{e1} , sowie das Maximum von Ψ_K .

Verkleinerung des d_K gegenüber dem genannten Punkt führt zu negativen Werten von $\dot{\psi}_K^r$ und m_{e1} , Vergrößerung des d_K führt zu positiven Werten; für $d_K=0$ ist der durch die i_S^{T1} , i_S^{T2} -Vorgabe gewünschte Arbeitspunkt erreicht.

Der gezeigte Verlauf gilt für konstantes ℓ_h , also eine völlig ungesättigte (fiktive) Maschine, wodurch der Fluß weit über seinen Nennwert von etwa 0,9 ansteigen kann, siehe die Magnetisierungskennlinie a von Bild 2.1; außerdem ist hier ein relativ großer Wert für den Widerstand der Kurzschlußwicklung, nämlich $r_K = 0,044$ angenommen.

Für die realistische Kennlinie b in diesem Bild, sowie für einen Rotorwiderstand $r_K = 0,022$ sind die entsprechenden Verläufe in Bild 2.10 dargestellt. Man erkennt den wesentlich flacheren Verlauf von Ψ_K um den Wert d_{K0} herum, sowie den nur halb so großen $\dot{\psi}_K^r$ -Wert im idealen Arbeitspunkt $d_K=0$; letzteres zeigt deutlich die Abhängigkeit der Schlupffrequenz $\dot{\psi}_K^r$ vom Widerstand r_K der Kurzschlußwicklung, siehe (2.3).

3) Feldorientierung mit "Strommodell"

3.1) Aufbau der Modellschaltung

Nachdem wir nun den stationären Verlauf der inneren Größe Schlupffrequenz $\dot{\psi}_k^r$ in Abhängigkeit von d_k kennen, kehren wir wieder zum Strukturbild Bild 2.7 zurück. Wir nehmen nun an, der erwünschte Zustand $d_k = 0$ habe sich, wodurch auch immer, eingestellt; dann lautet die erste Frage: wie kann dieser Zustand aufrechterhalten werden? Die Antwort lautet: der Eingang des Integrators, also \dot{d}_k muß gleich Null sein, und das erreichen wir, indem wir die Steuergröße $\dot{\psi}_{ke}^s$ gleich der ebenfalls am Summenpunkt anliegenden Größe $\dot{\psi}_k^s$ machen.

Diese Größe setzt sich gemäß

$$\dot{\psi}_k^s = \dot{\psi}_k^r + \dot{\varrho}^s \quad (3.1)$$

aus der Schlupffrequenz $\dot{\psi}_k^r$ für $d_k = 0$ und aus der jeweils anstehenden Rotorwinkelgeschwindigkeit $\dot{\varrho}^s$ zusammen. Letztere kann durch einen entsprechenden Rotorlagegeber gemessen werden, für erstere müssen wir uns mit einem Rechenwert $\hat{\psi}_k^r$ begnügen. Dieser wird durch ein Modell $\hat{\psi}$ von ψ ermittelt, welches an die Wunschkoordinaten i_s^{T1} , i_s^{T2} des Statorstromvektors angeschlossen ist und deshalb auch als "Strommodell" bezeichnet wird.

Die beschriebenen Maßnahmen sind in Bild 3.1 dargestellt. Ist r_k bekannt und \hat{r}_k entsprechend eingestellt, so erhält man durch $\hat{\psi}$ den richtigen Wert für $\hat{\psi}_k^r$ und so bleibt d_k auf dem Wert Null, jede einmal erreichte Feldorientierung bleibt also erhalten, (siehe auch A17.4).

3.2) Das Verhalten des resultierenden Systems

Die nächste Frage ist, ob das eben beschriebene Gleichgewicht der Größen auch bei Störungen von d_k erhalten bleibt; mit anderen Worten, ob der genannte Gleichgewichtszustand stabil ist.

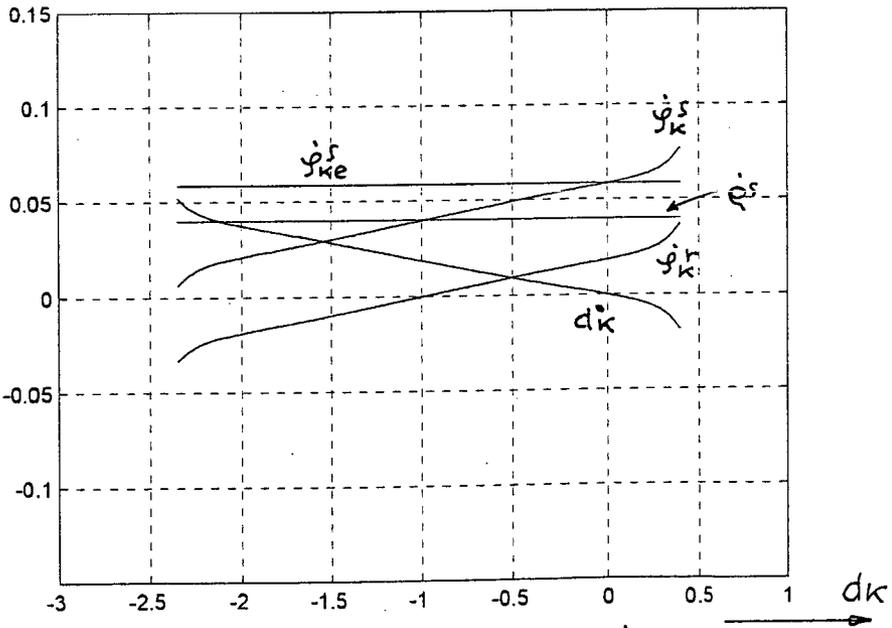
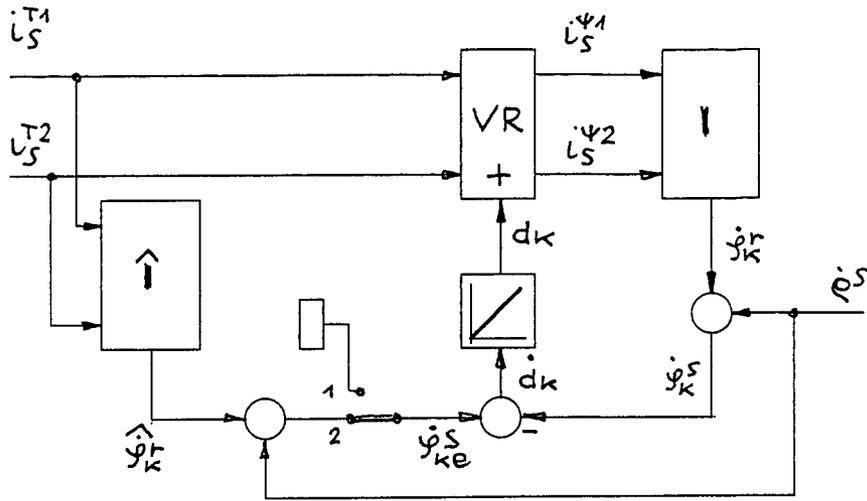


Bild 3.1 : Steueranordnung zur Bildung von $\dot{\varphi}_{ke}^s$, auch "Strommodell" genannt
 Bild 3.2 : Verlauf von $\dot{\varphi}_k^s$, $\dot{\varphi}_k^s$, $\dot{\varphi}_{ke}^s$ und d_k über d_k

Zur Beantwortung dieser Frage ermitteln wir zunächst das stationäre Verhalten der Größe \dot{d}_K in Abhängigkeit von d_K , siehe Bild 3.2. Dazu übernehmen wir zum einen den Verlauf von $\dot{\psi}_K^r$ aus Bild 2.10, fügen die jeweils wirkende Störgröße \dot{q}^s (hier 0,038) hinzu und erhalten so den Verlauf von $\dot{\psi}_K^s$ über d_K . Zum anderen tragen wir den Verlauf von $\dot{\psi}_{Ke}^s$ ein, welches sich, siehe Bild 3.1, aus den konstanten Größen \dot{q}^s und $\hat{\psi}_K^r$ zusammensetzt; $\dot{\psi}_{Ke}^s$ verläuft deshalb horizontal. Bei abgeglichenem Modell schneidet diese Kurve diejenige von $\dot{\psi}_K^s$ an der Stelle $d_K = 0$. Schließlich bilden wir \dot{d}_K als Differenz dieser beiden Größen.

Wir erkennen,

1) daß, wie es bei richtiger Abstimmung der $\hat{\psi}_K^r$ - Bildung sein muß,

$$\dot{d}_K = 0 \quad (3.2)$$

ist für $d_K = 0$;

2) daß zwischen \dot{d}_K und d_K stationär eine negative Verstärkung auftritt.

Wenn nun G_A keine Zeitglieder enthält, wenn also der eben aus Bild 3.2 ermittelte stationäre Verlauf von \dot{d}_K über d_K auch während der Übergangsvorgänge gültig ist, dann übt der G_A - Pfad von Bild 2.7 mit Sicherheit eine stabilisierende Wirkung aus: das System reduziert sich nämlich dann auf einen gegengekoppelten Integrator.

Das bedeutet, daß zum Beispiel bei Abweichung des d_K vom Wert Null ins Negative ein positives \dot{d}_K entsteht, was zu einer Vergrößerung des abgewichenen d_K und damit zu einer Verkleinerung der (negativen) d_K - Abweichung führt; und umgekehrt.

Dieser Spezialfall ist nicht etwa fiktiv, sondern er tritt bei Leerlauf tatsächlich auf, siehe (A3.19) bis (A3.23) und somit ist für diesen Fall die Frage nach Stabilität und Dämpfung bereits geklärt.

Für den allgemeinen Fall eines zeitbehafteten G_A wird Stabilität und Dämpfung in Abschnitt 3.4) überprüft.

3.3) Der Einfluß von \dot{e}^S

Wir hatten eingangs die Rotorwinkelgeschwindigkeit \dot{e}^S der Einfachheit halber als nicht mit dem System verkoppelte Störgröße angenommen. Es ist aber festzustellen, daß die in Abschnitt 3.2) gemachten Aussagen nicht nur für eine derart eingeschränkte Größe, sondern für jedes beliebige \dot{e}^S gültig sind; ein Blick auf Bild 3.1 zeigt nämlich, daß diese Größe resultierend in \dot{d}_K gar nicht mehr vorkommt, weil der natürliche \dot{e}^S -Pfad im rechten Teil des Bildes durch den "künstlichen", gemessenen \dot{e}^S -Pfad im linken Teil des Bildes bezüglich \dot{d}_K vollkommen kompensiert wird. Die Messung von \dot{e}^S muß dazu nur genügend schnell und genau sein. Somit können wir die eingangs geforderte Einschränkung bezüglich \dot{e}^S ab sofort aufheben: die Rotorwinkelgeschwindigkeit kann also beliebig mit dem betrachteten System verknüpft sein, wie es ja auch tatsächlich der Fall ist, ohne daß dadurch die beschriebene Anordnung beziehungsweise deren Stabilität beeinflußt wird.

3.4) Prüfung der Stabilität bei zeitbehaftetem G_1

Zur Überprüfung der Stabilität in diesem allgemeinen Fall linearisieren wir das gesamte System im Arbeitspunkt $d_K = 0$ und prüfen die Stabilität nach den Methoden der Frequenzanalyse. Das Glied G_1 wird dann durch ein Glied mit dem Frequenzgang F_1 beschrieben, aus Bild 2.7 und 3.1 entsteht eine Struktur gemäß Bild 3.3. F_1 besteht aus einem Zählerpolynom Z_1 und einem Nennerpolynom N_1 von jeweils 1. Ordnung, also

mit
$$F_1 = \frac{Z_1}{N_1} \quad (3.3)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= Z_{10} + Z_{11} \cdot s \\ N_1 &= N_{10} + N_{11} \cdot s \\ N_{10} &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

siehe A3.4). Beim Schließen des Kreises entsteht (beim Anlegen einer Störung Δe_S)

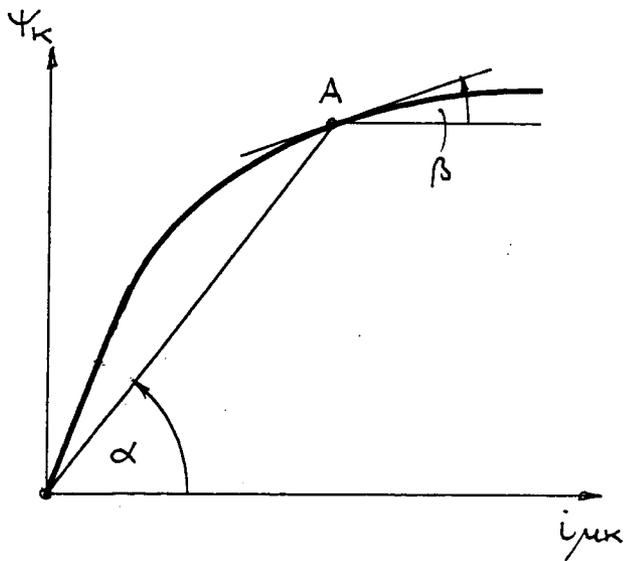
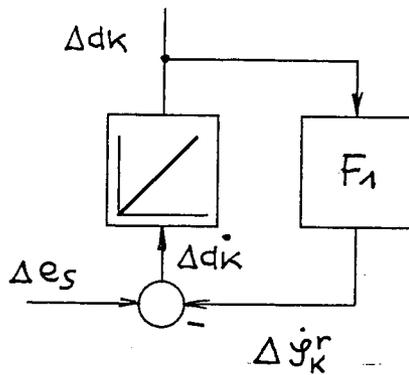


Bild 3.3 : Linearisierte Struktur von Bild 2.7

Bild 3.4 : Magnetisierungskennlinie mit Arbeitspunkt A

$$\Delta d_{\kappa} = \Delta e_s \cdot \frac{N_1}{z_1 + N_1 \cdot s} = \Delta e_s \cdot \frac{z_{10}}{N_{10}} = \Delta e_s \cdot F_{10} \quad (3.5)$$

N_{10} ist somit von 2. Ordnung, also

$$N_{10} = N_{100} + N_{101} \cdot s + N_{102} \cdot s^2 \quad (3.6)$$

Es zeigt sich, siehe A3.4), daß alle Glieder von z_1 und N_1 und damit auch alle Glieder von N_{10} , siehe (A15.1) bis (A15.3), positiv definit sind, womit auch im allgemeinen Fall die Frage nach der Stabilität bereits positiv beantwortet ist, siehe (A15.4). Die Lage der Wurzeln von N_{10} bestätigt dies und zeigt ein gut gedämpftes Verhalten, siehe A15.3) und Bild A15.1.

Das Glied z_{10} gibt die stationäre Verstärkung von F_1 an; es bestimmt, wie stark der d_{κ} -Integrator gegengekoppelt ist. Man erhält

$$z_{10} = \frac{r_{\kappa} \cdot k_{\sigma}}{\operatorname{tg} \alpha} \cdot \left[1 + \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} \cdot (\operatorname{tg} \varepsilon_s^T)^2 \right] \quad (3.7)$$

Für den in Bild 2.8 betrachteten magnetischen Arbeitspunkt ist, siehe Bild 3.4 und 8.3,

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg} \alpha &= 1,71 \\ \operatorname{tg} \beta &= 0,32 \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

für die vorliegende Maschine gilt

$$\left. \begin{aligned} r_{\kappa} &= 0,022 \\ k_{\sigma} &= 0,95 \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

Somit wird im Leerlauf

$$z_{10} = 0,0122 \quad (3.10)$$

und bei Last entsprechend $\operatorname{tg} \varepsilon_S^T = 1,5$

$$Z_{10} = 0,0173 \quad (3.11)$$

Die stationäre Verstärkung Z_{10} von F_1 ist direkt an der negativen Steigung der stationären d_K/d_K - Kennlinie (an der Stelle $d_K = 0$) abzulesen, wovon man sich in Bild 3.2 überzeugen kann.

3.5) Störungsempfindlichkeit

Gemäß (3.4) und (3.5) bestimmt die Größe von Z_{10} auch die stationäre Abweichung des d_K vom idealen Arbeitspunkt Null beim Auftreten einer Störung Δe_S , das heißt, es wird stationär

$$\Delta d_K = \frac{1}{Z_{10}} \cdot \Delta e_S \quad (3.12)$$

Das bedeutet, daß jeder Frequenzfehler bei der Steuerung nach Bild 3.1, insbesondere Rechenfehler bei der Ermittlung von $\hat{\varphi}_K^r$ im Modell \uparrow (z.B. durch falsches r_{km} oder falsche Sättigungskennlinie) mit der Verstärkung $1/Z_{10}$ auf d_K übertragen werden, das ergibt zum Beispiel für den in (3.11) berechneten Lastfall eine Verstärkung von

$$\frac{1}{Z_{10}} = 57,8 \quad (3.13)$$

Das bedeutet: ein Frequenzfehler von 0,002 ergibt einen Winkelfehler von etwa 0,1 (etwa 5,7 Grad).

4) Feldorientierung mit "Spannungsmodell"

4.1) Vorbereitung

Die in Bild 3.1 dargestellte und im darauffolgenden Text beschriebene Anordnung zur Feldorientierung mit "Strommodell" hat funktionelle Vor- und Nachteile, die im folgenden noch einmal kurz zusammengefaßt sind.

Ein Vorteil dieser Schaltung besteht eindeutig darin, daß die Störgröße \dot{Q}^S , wie auch immer sie geartet sein mag, durch Kompensation unwirksam gemacht wird. Dadurch ist eine wirksame Einprägung des Drehmoments unabhängig von der Last sichergestellt.

Ein Nachteil der Schaltung ist die hohe Empfindlichkeit gegen Frequenzsteuerfehler, die eine hochgenaue Frequenzverarbeitung erfordert; das macht zum einen eine präzise Messung von \dot{Q}^S , zum anderen eine r_K - Identifikation für die exakte Bildung von $\hat{\Psi}_K^r$ im Strommodell notwendig.

Dieser Nachteil kann vermieden werden, wenn man die Möglichkeit hat, den Winkel φ_K^S , siehe Bild 2.3, zu messen und den "Ansteuerwinkel" φ_{Ke}^S durch eine auf $\dot{\Psi}_{Ke}^S$ wirkende Regelung dem Winkel φ_K^S nachzuführen. Eine derartige Regelung ist in A17.2) beschrieben und dargestellt. Sie kann, wie dort gezeigt wird, durch eine Anordnung gemäß Bild 4.1 realisiert werden. Durch die dort vorgenommene d_K -Regelung kann man die schädliche Auswirkung von Frequenzsteuerfehlern sicher vermeiden. Bei genügend schneller d_K - Regelung kann man sogar auf die Frequenzsteuerung, die ja jetzt nur mehr als Vorsteuerung der d_K -Regelung fungiert, ganz verzichten, siehe Schalterstellung 2 in Bild 4.1.

Letztere Vorgehensweise wird, weil die Größe d_K direkt zugänglich ist, auch als "direkte" Feldorientierung bezeichnet. Die genannte Messung des Winkels φ_K^S ist durch magnetische Meßsonden im Inneren der Maschine möglich.

Bei den beiden bisher besprochenen Verfahren zur Feldorientierung sind mehr oder weniger aufwendige Geber zur Messung

der Rotorwinkelgeschwindigkeit $\dot{\varphi}^S$ beziehungsweise des Flußwinkels φ_k^S notwendig. In vielen Fällen sind jedoch solche Geräte unerwünscht, sei es aus Kostengründen oder aus Gründen der verringerten Robustheit der Anlage.

4.2) Das "Spannungsmodell"

In diesem Fall gibt es die Möglichkeit, ein sogenanntes Spannungsmodell zur Feldorientierung einzusetzen, welches als Information lediglich die Klemmenspannungen und -Ströme der Asynchronmaschine benötigt.

Der diesem Modell zugrundeliegende Gedanke besteht darin, aus dem Vektor u_s^S der Klemmenspannung nach Abzug bestimmter Spannungsabfälle den vom Flußvektor Ψ_k^S induzierten Spannungsvektor e_k^S zu ermitteln, der das Differential $\dot{\Psi}_k^S$ des Flußvektors beschreibt, und denselben zu integrieren. Dadurch erhält man ein Abbild Ψ_{km}^S des wahren Flußvektors Ψ_k^S . Der Winkel φ_{km}^S von Ψ_{km}^S kann dann an Stelle von φ_k^S zur Nachführung des Ansteuerwinkels φ_{ke}^S verwendet werden.

In den nun folgenden Abschnitten wird diese Vorgehensweise im einzelnen ausgeführt, sowie das Verhalten des resultierenden Systems untersucht und der Aufgabenstellung angepaßt.

4.3) Herleitung von Struktur und Einsatz des Spannungsmodelles

Im folgenden wird zunächst die Gewinnung von e_k^S , der Eingangsgröße für den Vektorintegrator des Spannungsmodells, erläutert. Als erstes wird dazu das Bild 2.1 - die Darstellung des Innenkerns der Asynchronmaschine in feldorientierten Koordinaten - bis zur Größe e_k^Ψ erweitert. Man erhält aus A2.2)

$$\begin{bmatrix} e_k^{\Psi 1} \\ e_k^{\Psi 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_k \\ \Psi_k \cdot \dot{\varphi}_k^S \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Das führt auf die in Bild 4.2 dargestellte Struktur, die wir in der in Bild 4.3 gezeigten Kurzform weiterverwenden. Als nächstes wird dann der Vektor e_k^Ψ in das Stator-Koordinatensystem rücktransformiert, man erhält e_k^S und daraus gemäß A2.3) u_s^S , woraus schließlich

durch eine in A2.4) beschriebene Kompensationsschaltung der Vektor e_{km}^S gewonnen wird; dieser ist im hier betrachteten Fall des vollständigen Abgleichs gleich dem gesuchten Vektor e_k^S .

Die auf diese Weise gebildete Größe e_{km}^S wird nun dem Spannungsmodell m als Eingangsgröße vorgegeben, siehe Bild 4.4 rechts. Durch Integration über ein Integratorpaar i erhält man den Modellfluß Ψ_{km}^S in kartesischen Koordinaten und über einen kartesisch-polaren Wandler K/P den Winkel φ_{km}^S .

Dieser Winkel dient als Sollwert für eine Regelung des Ansteuerwinkels φ_{ke}^S , die auf die Frequenz φ_{ke}^S arbeitet, siehe Bild 4.4 links. Durch den in diesem Bild angedeuteten Grenzfall einer ∞ schnellen solchen Regelung soll dabei der Winkel φ_{ke}^S im Idealfall dem Winkel φ_{km}^S völlig gleichgemacht werden.

Im folgenden wird gezeigt, wie man diesen Idealfall auch ohne ∞ schnelle Winkelregelung erreichen kann. Der in Bild 4.4 mit m gekennzeichnete Komplex kann nämlich auch in der Art von Bild 4.5 dargestellt werden, indem die beiden Integratoren des Gliedes i in das Koordinatensystem von Ψ_{km}^S transformiert werden, wie in A2.5) ausgeführt wird. Damit entsteht für den Teil m aus Bild 4.4 die in Bild 4.6 dargestellte Anordnung.

Die wesentliche Aussage dieses Bildes besteht darin, daß der Eingangsintegrator für φ_{ke}^S gleichzeitig als Integrator für φ_{km}^S , siehe Bild 4.5, verwendet wird und dadurch automatisch - ohne jede φ_{ke}^S -Regelung - die angestrebte Winkelgleichheit

$$\varphi_{ke}^S = \varphi_{km}^S \quad (4.2)$$

realisiert werden kann. Durch Zusammenziehen der beiden Integratoren für $\varphi_{ke}^S = \varphi_{km}^S$ und φ_k^S zu einem einzigen Integrator erhält man wieder die Zustandsgröße d_k , welche jetzt durch den Ausdruck

$$d_k = \varphi_{km}^S - \varphi_k^S \quad (4.3)$$

gegeben ist. Man erkennt, daß d_k nun durch die Differenz zwischen dem im Spannungsmodell ermittelten Winkel φ_{km}^S

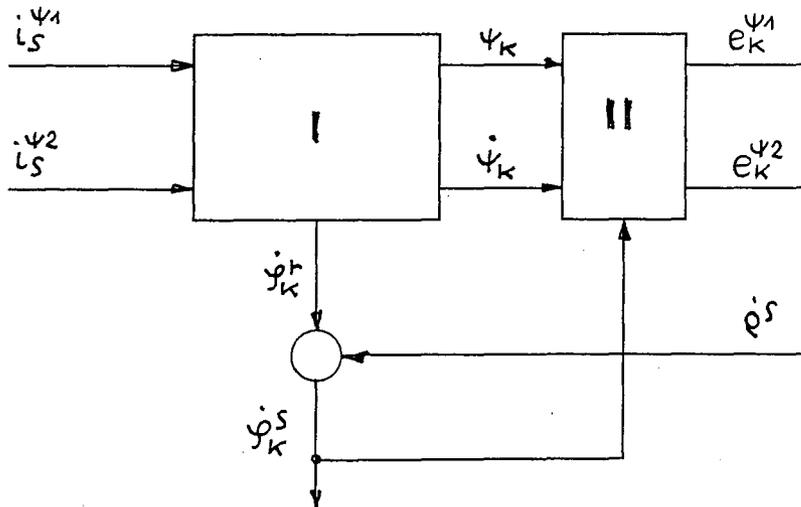
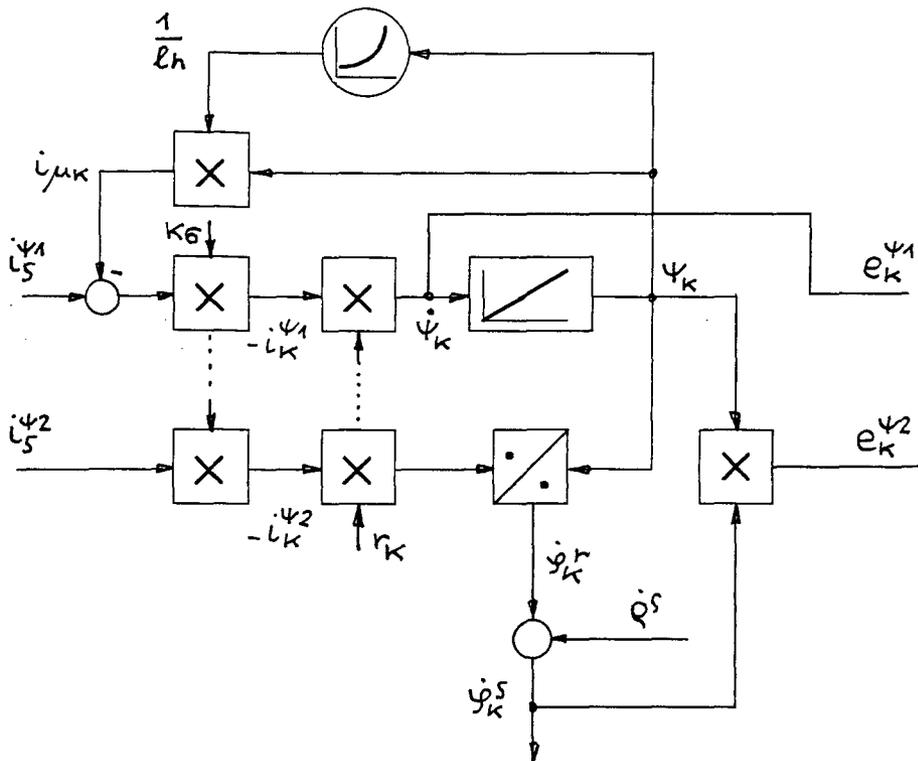


Bild 4.2 : Erweiterung von Bild 2.1 bis zu den Koordinaten $e_K^{\psi_1}$, $e_K^{\psi_2}$.

Bild 4.3 : Kurzform von Bild 4.2, Einführung des Blockes II .

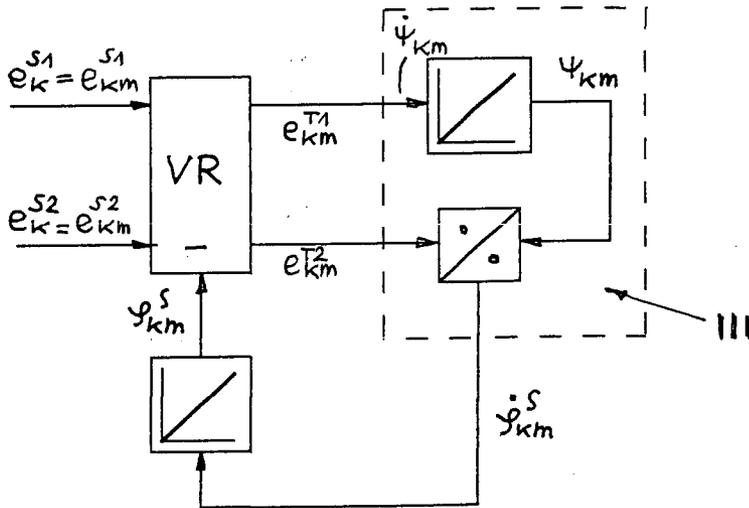
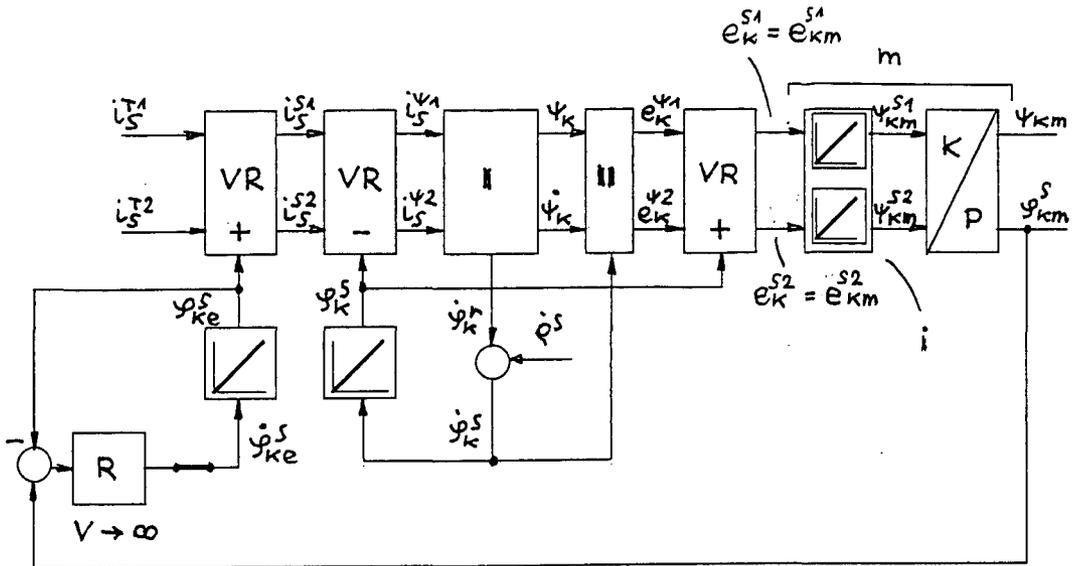


Bild 4,4 : Erweiterung des Bildes 2,3 bis zur Bildung von φ_{km}^s und Einbau einer ∞ schnellen φ_{ke}^s - Regelung

Bild 4,5 : Umwandlung des Komplexes m in Bild 4.4 durch Transformation ins Ψ_{km} Koordinatensystem. ; Einführung des Blockes III

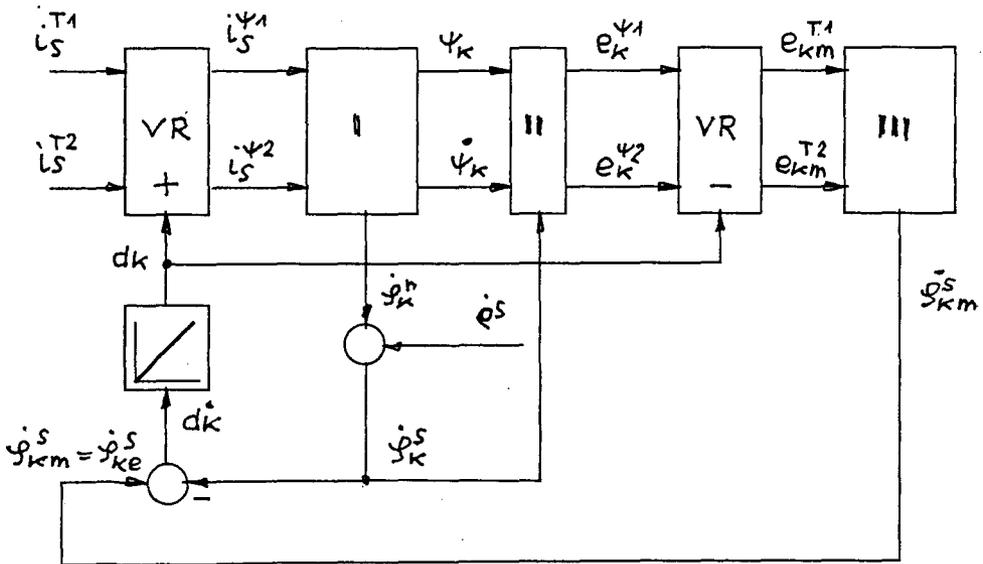
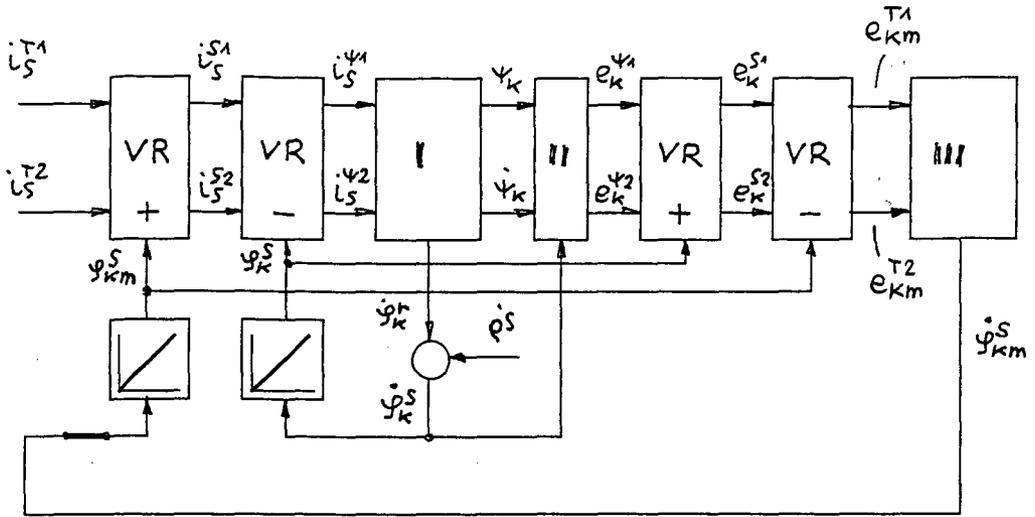


Bild 4.6: Aus Bild 4.4 und Bild 4.5 sich ergebende Struktur
 Bild 4.7: Reduzierung der Struktur von Bild 4.6 durch Zusammenziehen der beiden Integritoren

und dem echten Flußwinkel \mathcal{Y}_K^S bestimmt ist. Auf diese Weise geht das Bild 4.6 in die endgültige Form von Bild 4.7 über.

Der Block IIII, siehe Bild 4.5, wird in der Praxis durch zwei Einrichtungen ergänzt, die für die Stabilisierung des Systems von Bedeutung sind und deren Einfluß in den Abschnitten 4.4) und 4.5) im einzelnen gezeigt wird. Dieser Block erhält somit die in Bild 4.8 gezeigte endgültige Form. Mit der Einrichtung, die V8 enthält, wird der offene Integrator für Ψ_{K_m} (schwach) gegengekoppelt und an einen einzustellenden Sollwert $\Psi_{K_m S}$ herangeführt; mit der Einrichtung, die V6 enthält, wird ein dynamisch direkter, weil den Integrator umgehender Einfluß von $e_{K_m}^{T1}$ auf $\dot{\mathcal{Y}}_{K_m}^S$ ausgeübt. (Siehe auch A17.5)).

Aus dem Bild 4.7 ist ersichtlich, daß auch hier wieder für Feldorientierung der Zustand $d_K = 0$ angestrebt wird; für diesen Zustand gilt (bei Konstantflußbetrieb, also $i_S^{T1} \dots$ konst), gemäß Bild 4.2, 4.3 und 4.8

$$\dot{\Psi}_K = 0 \quad (4.4)$$

und damit

$$e_K^{\Psi1} = 0 \quad (4.5)$$

weitere gilt

$$e_K^{\Psi2} = \Psi_K \cdot \dot{\mathcal{Y}}_K^S \quad (4.6)$$

und wegen $d_K = 0$ auch

$$e_{K_m}^{T1} = 0 \quad (4.7)$$

und

$$e_{K_m}^{T2} = \Psi_K \cdot \dot{\mathcal{Y}}_K^S \quad (4.8)$$

sowie schließlich

$$\dot{\mathcal{Y}}_{K_m}^S = \frac{e_{K_m}^{T2}}{\Psi_{K_m}} \quad (4.9)$$

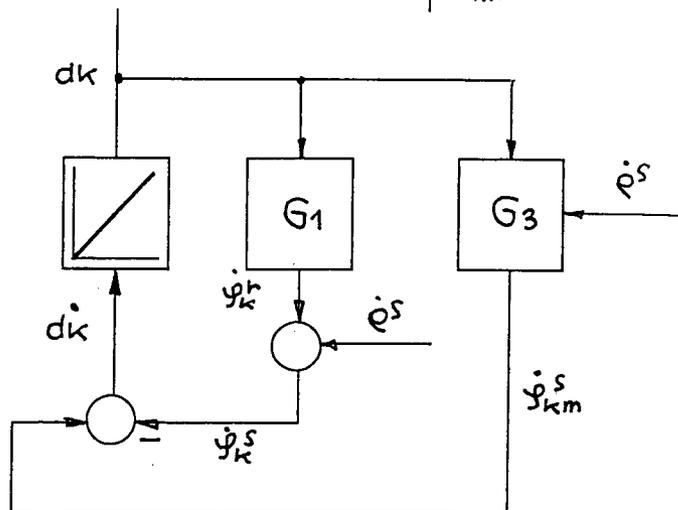
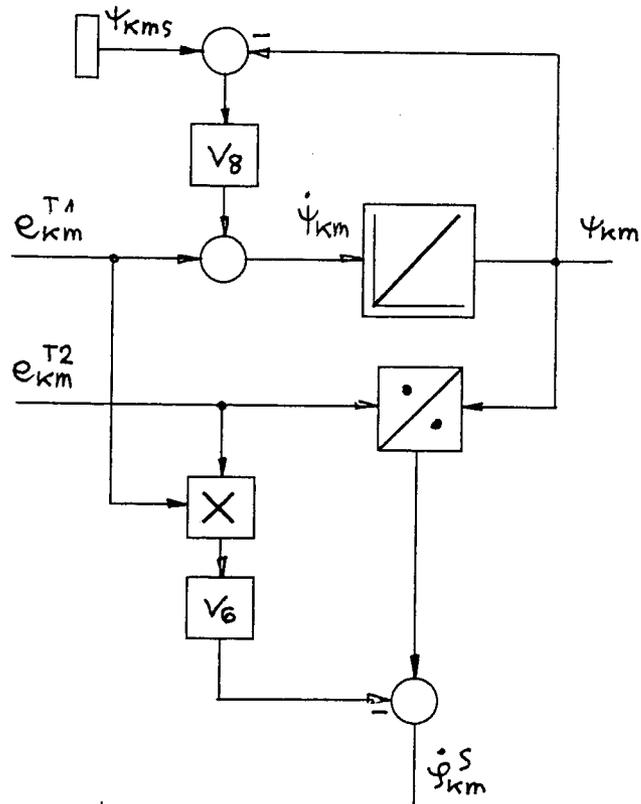


Bild 4.8: Realisierung des Blockes III in der Praxis
 Bild 4.9: Abkürzende Darstellung von Bild 4.7

Wenn nun, siehe Bild 4.8, der Sollwert Ψ_{kms} auf Ψ_k abgestimmt wird, also

$$\Psi_{kms} = \Psi_k \quad (4.10)$$

dann ist auch

$$\Psi_{km} = \Psi_k \quad (4.11)$$

und es wird endgültig aus (4.9)

$$\dot{\Psi}_{km}^s = \dot{\Psi}_k^s \quad (4.12)$$

Man erkennt aus Bild 4.7, daß die Größe $\dot{\Psi}_k^s$ durch $\dot{\Psi}_{km}^s$ vollständig kompensiert wird, sodaß also für den Zustand

$$d_k = 0 \quad (4.13)$$

auch

$$\dot{d}_k = 0 \quad (4.14)$$

wird.

Der Idealzustand (4.13) ist also hier ganz von selbst ein Gleichgewichtszustand. Dazu ist - im Gegensatz zur Lösung gemäß Bild 3.1 - weder eine Meßeinrichtung für die Rotorwinkelgeschwindigkeit $\dot{\Psi}_k^s$ nötig, noch die richtige Berechnung der Schlupffrequenz $\dot{\Psi}_k^r$ über das dort verwendete Strommodell. Alle Information kommt hier aus den Klemmenspannungen (und -Strömen, siehe A2.4)) der Asynchronmaschine.

Das in Bild 4.7 (mit Bild 4.8) dargestellte System kann in Anlehnung an die Darstellung von Bild 2.7 durch Einführung eines neuen Blocks G_3 , (siehe A3.1) und Bild 4.9, abkürzend beschrieben werden. Durch Zusammenziehen von G_1 , $\dot{\Psi}_k^s$, G_3 , $\dot{\Psi}_k^s$ entsteht schließlich ein einziger Block G_2 , siehe Bild 4.10. In diesem Block werden die Rückkopplungsgrößen $\dot{\Psi}_k^s$ und $\dot{\Psi}_{km}^s$ aus Bild 4.9 zu einer Gesamtgegenkopplungsgröße $\dot{\Psi}_{kges}^s$ zusammengefaßt und deren Abhängigkeit von d_k beschrieben. G_2 ist dabei, wie G_1

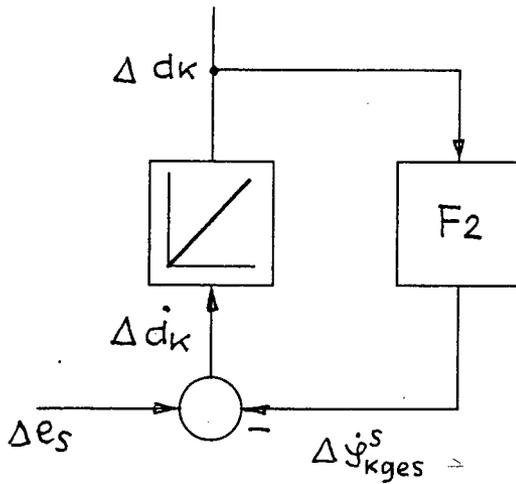
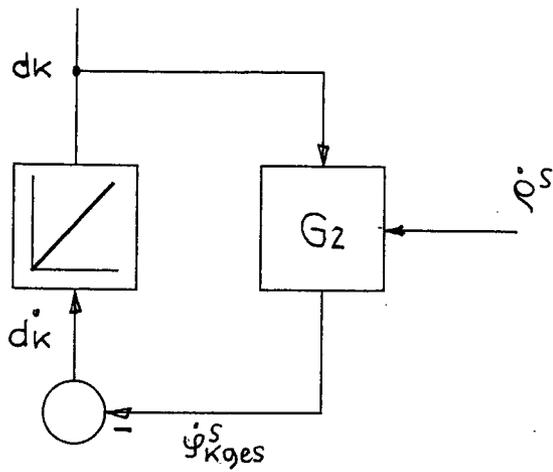


Bild 4.10: Resultierende Struktur von Bild 4.9
 Bild 4.11: Linearisierte Darstellung von Bild 4.10

und G_3 auch, ein nichtlineares, dynamisches Gebilde, siehe A3.1) bis A3.3), welches den d_k -Integrator gegenkoppelnd umfaßt.

4.4) Prüfung der Stabilität des Gesamtsystems

Zur Beantwortung dieser Frage linearisieren wir das gesamte, durch G_2 in Bild 4.10 zusammengefaßte System im idealen Arbeitspunkt $d_k = 0$. Das Glied G_2 geht dann in ein Glied mit dem Frequenzgang F_2 über und es entsteht eine Struktur gemäß Bild 4.11, dessen Stabilität wir mit den Methoden der Frequenzanalyse untersuchen.

F_2 besteht, wie die Rechnung in A3.5) zeigt, aus einem Zählerpolynom Z_2 und einem Nennerpolynom N_2 von jeweils zweiter Ordnung, es gilt also

$$F_2 = \frac{Z_2}{N_2} \quad (4.15)$$

wobei also ist

$$Z_2 = Z_{20} + Z_{21} \cdot s + Z_{22} \cdot s^2 \quad (4.16)$$

und

$$N_2 = N_{20} + N_{21} \cdot s + N_{22} \cdot s^2 \quad (4.17)$$

mit

$$N_{20} = 1 ; N_{21} , N_{22} > 0 \quad (4.18)$$

Beim Schließen des Kreises entsteht (bei Anstehen einer Störung Δe_s) die Beziehung

$$\Delta e_s - F_2 \cdot \Delta d_k = \Delta d_k \cdot s \quad (4.19)$$

und es wird

$$\Delta d_k = \Delta e_s \cdot \frac{N_2}{Z_2 + s \cdot N_2} = \Delta e_s \cdot \frac{Z_{2G}}{N_{2G}} = \Delta e_s \cdot F_{2G} \quad (4.20)$$

wobei F_{2G} der Frequenzgang des geschlossenen Kreises,
 Z_{2G} dessen Zähler, N_{2G} dessen Nenner ist.

Der Nenner N_{2G} ist, wie (4.20) zeigt, von dritter Ordnung, also

$$N_{2G} = N_{2G0} + N_{2G1} \cdot s + N_{2G2} \cdot s^2 + N_{2G3} \cdot s^3 \quad (4.21)$$

Die Gestaltung der einzelnen Koeffizienten geht aus (A3.30) bis (A3.35) und (A16.1) bis (A16.4) hervor. Man erkennt, daß der Koeffizient N_{2G3} positiv definit ist; das Gleiche gilt für N_{2G2} , N_{2G1} , wenn zunächst $V_G = 0$ gewählt wird. Der Koeffizient N_{2G0} jedoch kann positiv und fallweise auch negativ werden, wie im Verlauf dieses Abschnittes gezeigt wird. Letztere Konstellation, also

$$N_{2G0} < 0 ; N_{2G1}, N_{2G2}, N_{2G3} > 0 \quad (4.22)$$

verletzt eine erste Stabilitätsbedingung, nämlich (A16.5). Die Konstellation (4.22) deutet auf eine positiv reelle Wurzel hin; im fraglichen Gebiet ist somit mit einer sogenannten monotonen Instabilität zu rechnen, einem Zustand, der sich durch das Wegkippen des gesamten Systems äußert. Ist diese Instabilität behoben, muß für das vorliegende System dritter Ordnung noch eine zweite Stabilitätsbedingung, nämlich (A16.6), erfüllt werden, welche die oszillatorische Stabilität betrifft.

Wir wenden uns im folgenden aber als erstes der Beseitigung der monotonen Instabilität zu. Da

$$N_{2G0} = Z_{20} \quad (4.23)$$

können wir den in (4.22) genannten Sachverhalt für N_{2G0} auch durch Untersuchung von Z_{20} prüfen.

Da Z_{20} auch hier der negativen Steigung der stationären Kurve $\frac{dk}{dk}$ im Punkt $dk=0$ entspricht, läßt sich die Frage nach der monotonen Stabilität auch direkt aus dieser Kurve ablesen, was wir in einem späteren Stadium dieser Betrachtungen auch tun werden, siehe Abschnitt 4.6), sowie die Bilder 4.18 und 4.19.

Zunächst bestimmen wir aber Z_{20} als algebraischen Ausdruck.

Die Rechnung ergibt, siehe (A3.33),

$$\begin{aligned} Z_{20} = & (\dot{\psi}_K^S)^2 \cdot \left[\frac{1}{V_8} + V_6 \cdot \psi_K^2 \right] \\ & + \dot{\psi}_K^S \cdot \left[\text{tg} \varepsilon_S^T \cdot \frac{\text{tg} \beta}{\text{tg} \alpha} \right] \end{aligned} \quad (4.24)$$

Mit

$$V_9 = \frac{1}{V_8} + V_6 \cdot \psi_K^2 \quad (4.25)$$

$$V_{10} = \text{tg} \varepsilon_S^T \cdot \frac{\text{tg} \beta}{\text{tg} \alpha} \quad (4.26)$$

erhält man

$$Z_{20} = (\dot{\psi}_K^S)^2 \cdot V_9 + \dot{\psi}_K^S \cdot V_{10} \quad (4.27)$$

Der Ausdruck für Z_{20} besteht also aus zwei Termen.

Der erste Term ist proportional zu $(\dot{\psi}_K^S)^2$ und wegen $V_8, V_6, V_9 > 0$ immer positiv.

Der zweite Term hingegen ist proportional zu $\dot{\psi}_K^S \cdot \text{tg} \varepsilon_S^T$, ist also nur positiv, wenn $\dot{\psi}_K^S$ und $\text{tg} \varepsilon_S^T$ das gleiche Vorzeichen haben, wenn also Frequenz und Last "gleichsinnig" sind; ist das nicht der Fall, so ist er negativ. Inwieweit dies zu einem negativen Wert von Z_{20} führen kann, ist im folgenden an einigen Beispielen dargestellt.

Als erstes Beispiel betrachten wir eine ungesättigte Maschine, also, siehe Bild 3.4,

$$\frac{\text{tg} \beta}{\text{tg} \alpha} = 1 \quad (4.28)$$

mit einer zunächst willkürlich gewählten Verstärkung

$$V_9 = 20 \quad (4.29)$$

Im Leerlauf, also für

$$\operatorname{tg} \varepsilon_S^T = 0 \quad (4.30)$$

ist

$$V_{10} = 0 \quad (4.31)$$

und somit ist der zweite Term gleich Null; Z_{20} wird dann

$$Z_{20} = (\dot{\psi}_K^S)^2 \cdot V_9 \quad (4.32)$$

und hat den in Bild 4.12 dargestellten Verlauf über der Frequenz. Bei $\dot{\psi}_K^S = 0$ ist $Z_{20} = 0$, wir haben es dort mit einem indifferenten Gleichgewicht zu tun. Für $\dot{\psi}_K^S \neq 0$ steigt Z_{20} quadratisch mit $\dot{\psi}_K^S$ an und ist proportional zu V_9 . Für eine höhere Verstärkung, nämlich $V_9 = 50$, erhält man die in Bild 4.13 gezeigte Kurve. Man erkennt, daß in beiden Fällen schon bei geringen Frequenzen ansehnliche Verstärkungen auftreten, die zumindest eine monotone Stabilität gewährleisten.

Für den Lastfall gemäß

$$\operatorname{tg} \varepsilon_S^T = 1,5 \quad (4.33)$$

wird

$$V_{10} = 1,5 \quad (4.34)$$

und somit tritt hier auch der zweite Term in Erscheinung, siehe Bild 4.14. Die Größe Z_{20} wird für $\dot{\psi}_K^S > 0$ größer als im Leerlauf und umgekehrt; letzteres führt hier dazu, daß Z_{20} in einem bestimmten Frequenzbereich negative Werte annimmt. Für Bild 4.14, bei welchem

$$V_9 = 20, \quad V_{10} = 1,5 \quad (4.35)$$

wirksam ist, erstreckt sich dieser Frequenzbereich auf

$$-0,07 < \dot{\psi}_K^S < 0 \quad (4.36)$$

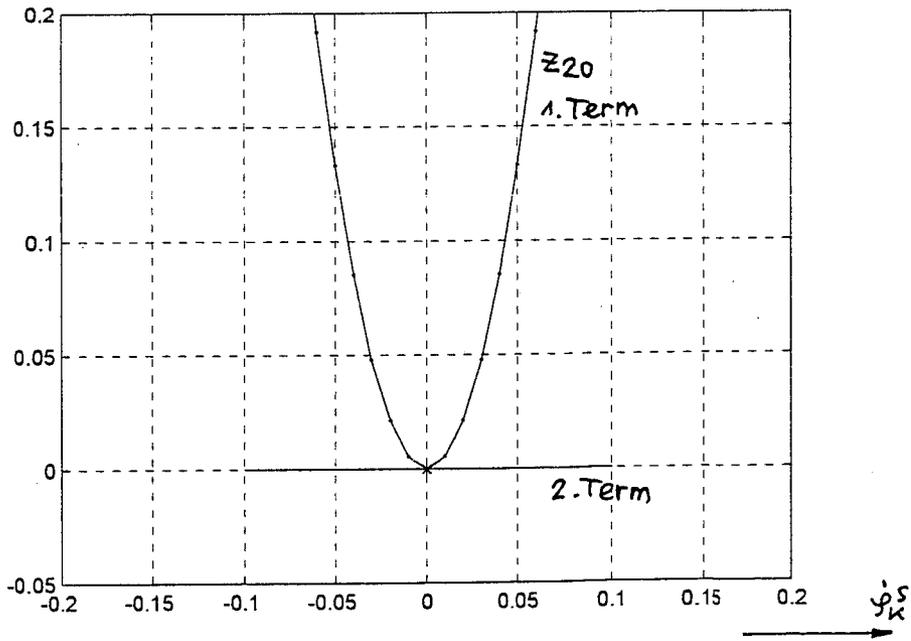
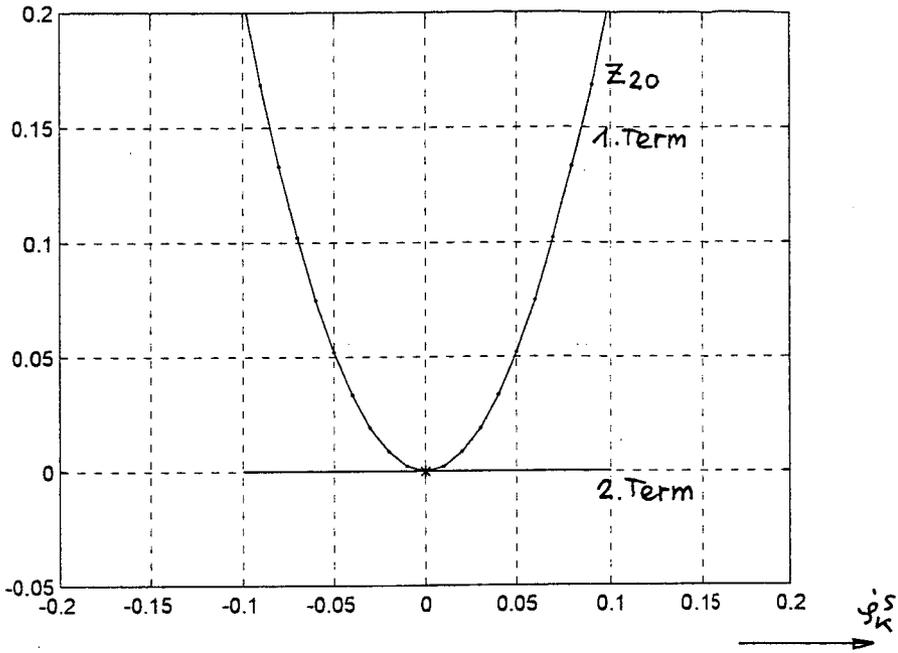


Bild 4.12: Verlauf von Z_{20} und dessen 1. und 2. Term, über $\dot{\varphi}_K^S$
für $\text{tg } \beta = \text{tg } \alpha$, $\text{tg } \varepsilon_5^T = 0$, $V_g = 20$
Bild 4.13: wie Bild 4.12, jedoch mit $V_g = 50$

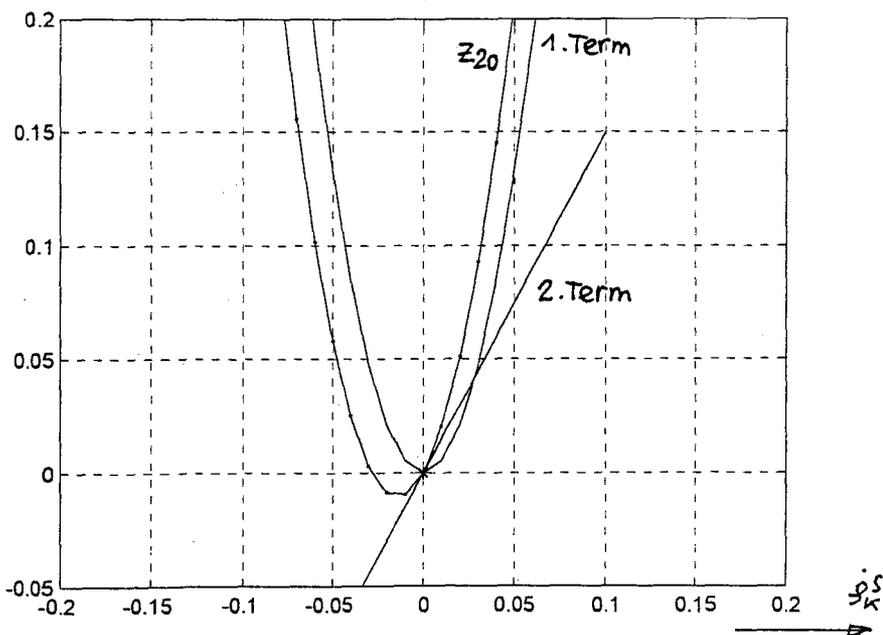
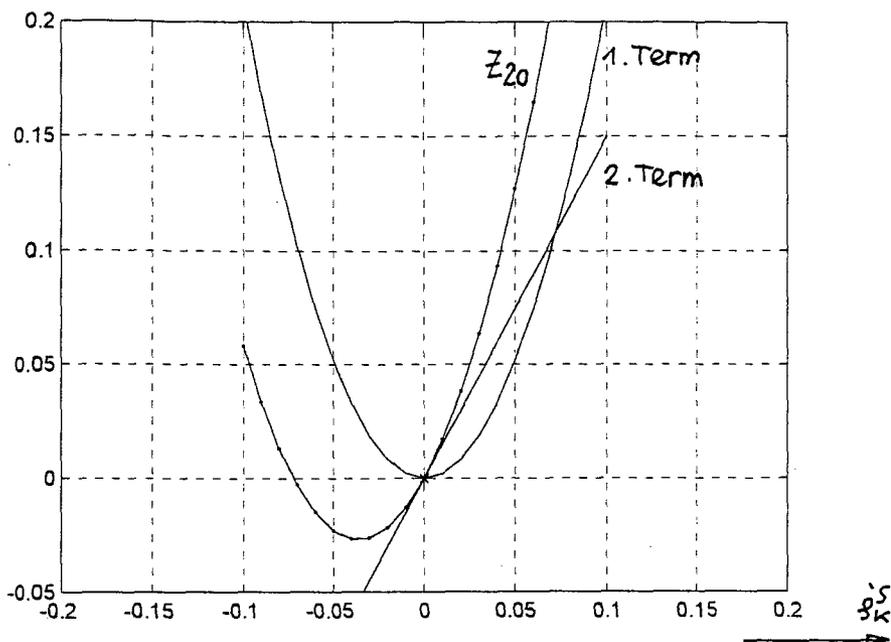


Bild 4.14: Verlauf von z_{20} und dessen 1. und 2. Term, über $\frac{\varphi_s}{K}$
für $+g\beta = +g\alpha$, $+g\varepsilon_s^T = 1,5$, $V_g = 20$
Bild 4.15: wie Bild 4.14, jedoch mit $V_g = 50$

Das bedeutet, daß in diesem Frequenzbereich eine monotone Instabilität auftritt und daher das Gleichgewicht für den idealen Arbeitspunkt $d_K = 0$ nicht bestehen bleibt. Diese Aussage wird bestätigt durch das Bild A16.1, welches das Auftreten einer positiv reellen Wurzel im Bereich (4.36) zeigt.

Um diesen Bereich zu verkleinern, kann man zunächst nur den Faktor V_g vergrößern, der zweite Term ist vorerst nicht beeinflussbar. Für

$$V_g = 50 \quad (4.37)$$

erhält man den in Bild 4.15 gezeigten Verlauf. Der Instabilitätsbereich ist aber lediglich auf

$$-0,03 < \dot{\varphi}_K^S < 0 \quad (4.38)$$

geschrumpft.

Eine durchgreifende Verbesserung der Verhältnisse erreichen wir hingegen, wenn wir den zweiten Term, der ja die Ursache der Instabilität ist, beeinflussen können, und das ist dann der Fall, sobald wir uns im gesättigten Bereich befinden. Für

$$\operatorname{tg} \alpha = 1,71, \quad \operatorname{tg} \beta = 0,32 \quad (4.39)$$

siehe die Bilder 2.8, 3.4 und 8.3, wird

$$\frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} = 0,187 \quad \text{und} \quad V_{10} = 0,28 \quad (4.40)$$

und wir erhalten schon mit

$$V_g = 20 \quad (4.41)$$

siehe Bild 4.16, und erst recht mit

$$V_g = 50 \quad (4.42)$$

siehe Bild 4.17, ein gutes Ergebnis. Die Belastungskennlinie unterscheidet sich insbesondere im letzteren Fall nur mehr unwesentlich von der als zufriedenstellend angesehenen Leerlaufkennlinie. Im gesättigten Bereich tritt bei genügend hoher Verstärkung V_g der

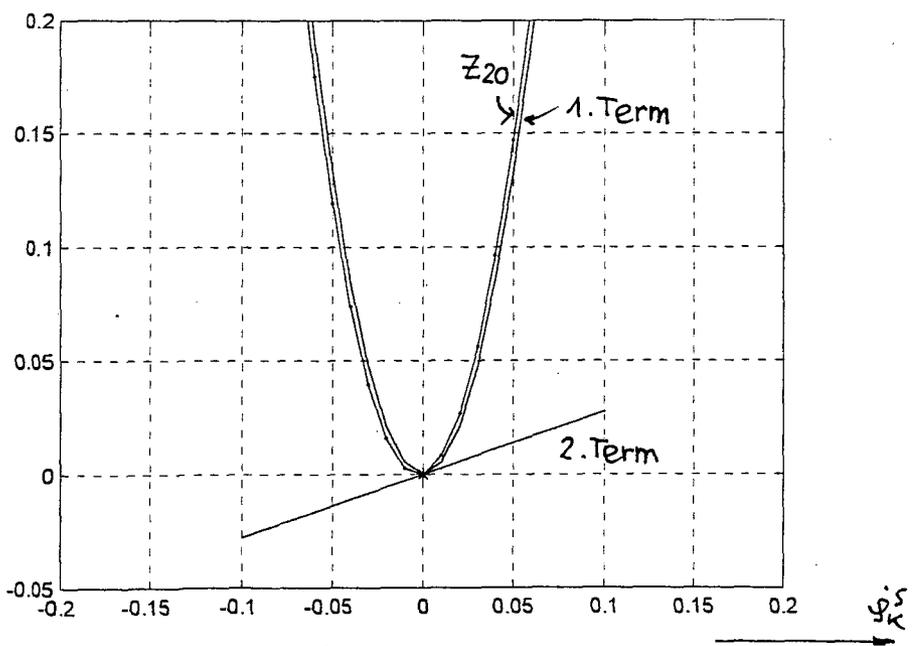
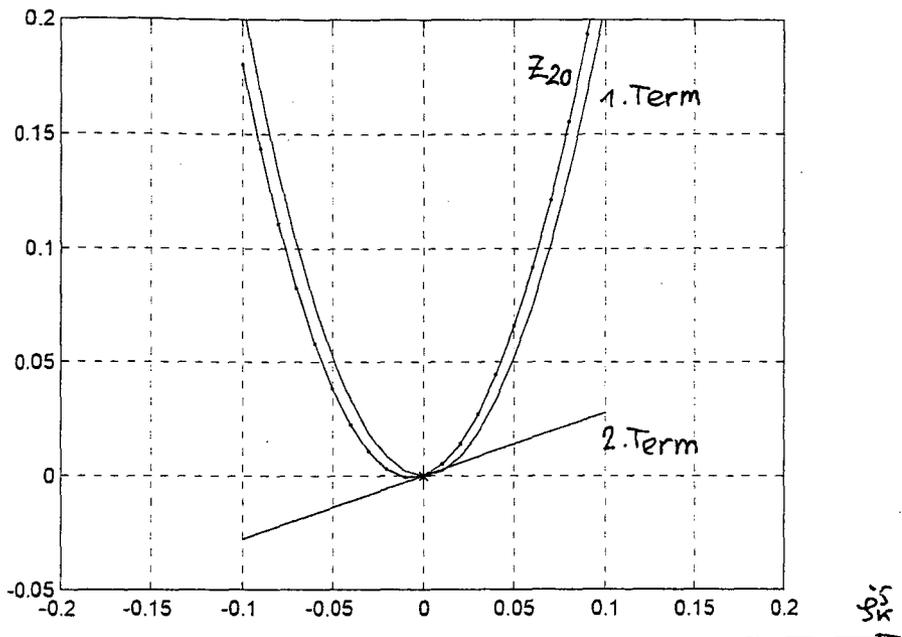


Bild 4.16: Verlauf von Z_{20} und dessen 1. und 2. Term, über φ_k^S
für $+g\alpha = 1,71$, $+g\beta = 0,32$, $+g\varepsilon_S^T = 1,15$, $V_g = 20$
Bild 4.17: wie Bild 4.16, jedoch mit $V_g = 50$

beschriebene Effekt der monotonen Instabilität nicht mehr auf.

Für die Bedingungen von Bild 4.14 und Bild 4.16 sind die zugehörigen stationären d_k/d_k -Verläufe in Bild 4.18 und Bild 4.19 gezeigt, siehe A3.3). Man erkennt, daß die ermittelten Z_{20} -Werte mit den negativen Steigungen der d_k/d_k -Kurven im Punkt $d_k=0$ übereinstimmen. In diesem Sinne ist bei Bild 4.18 für

$$\dot{p}_k^s = -0,03 \quad (4.43)$$

mit einer monotonen Instabilität zu rechnen, bei Bild 4.19 mit einem monoton stabilen Zustand. (Siehe auch Anhang A17.6))

4.5) Prüfung der oszillatorischen Stabilität

Die anfänglich aufgetretene monotone Instabilität wurde im vergangenen Abschnitt durch Korrektur des Koeffizienten N_{260} beseitigt, wie Bild 4.17 zeigt. Nun sind alle Koeffizienten positiv; dies gilt nun auch für $V_6 \neq 0$, zumindest für die in den folgenden Überlegungen gewählten Werte gemäß (4.53), (4.56), wie die Bilder A16.2 a) und b) zeigen.

Zur Sicherung der oszillatorischen Stabilität muß man nun, wie schon erwähnt, die Einhaltung der Stabilitätsbedingung (A16.6) prüfen; aus den Bildern A16.2 a) und b) erkennt man, daß diese Bedingung in beiden betrachteten Fällen, nämlich (4.53), (4.56), erfüllt ist. Dies sagt jedoch noch nichts über die Dämpfung des Systems aus. Um diese wichtige Eigenschaft zu gewährleisten, wählen wir hier einen Weg, der sich an der Struktur des Frequenzganges F_2 orientiert. Für F_2 gilt, siehe A3.5),

$$F_2 = \frac{Z_{20} + Z_{21} \cdot s + Z_{22} \cdot s^2}{N_{20} + N_{21} \cdot s + N_{22} \cdot s^2} \quad (4.44)$$

wobei $N_{20}=1$ ist. Der Nenner von F_2 ist ein gut gedämpftes Polynom zweiter Ordnung (mit N_{21} als Ersatzzeit). Der Zähler ist ebenfalls ein Polynom zweiter Ordnung, dessen konstantes Glied Z_{20} wir bereits kennengelernt haben. Die Gestaltung der beiden anderen Glieder Z_{21} , Z_{22} bestimmt, inwieweit der genannte Nenner in F_2 resultierend wirksam ist; wie das gemeint ist, wird im folgenden gezeigt.

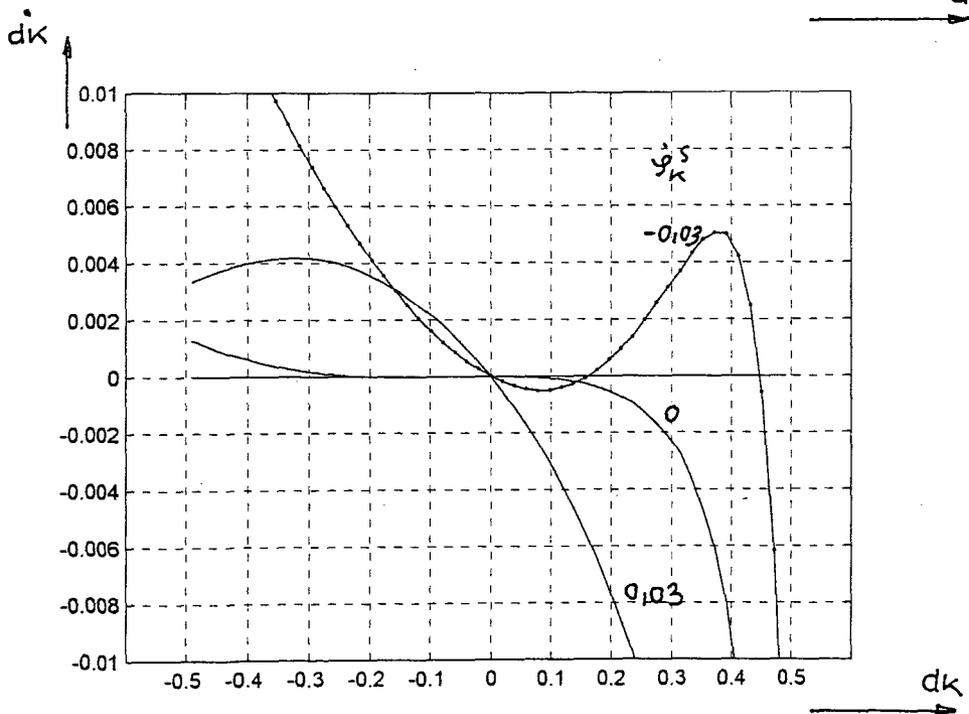
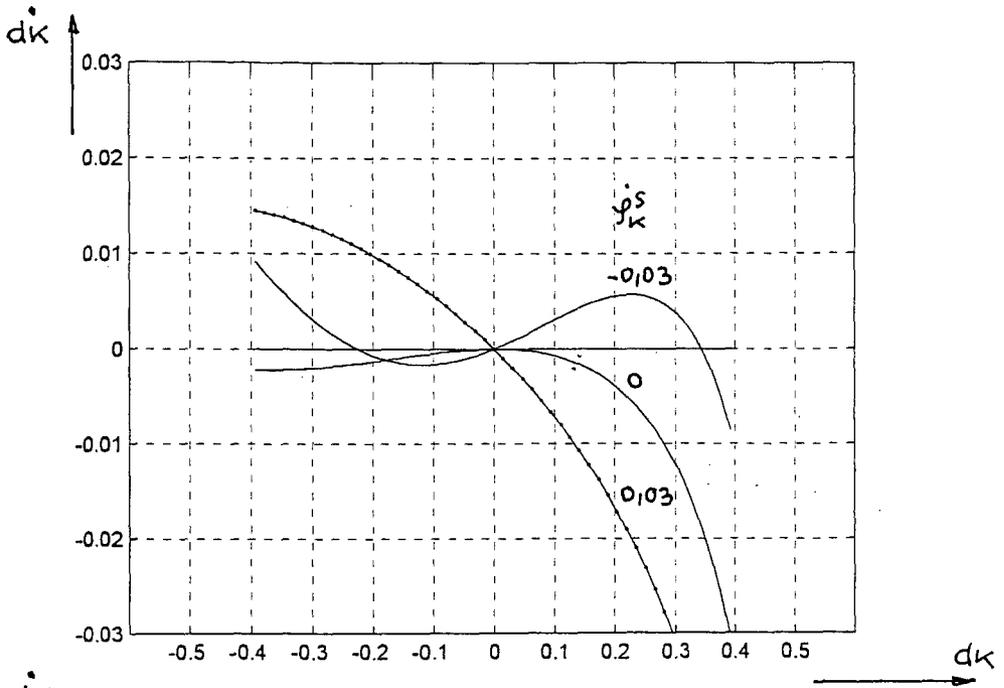


Bild 4.18: Verlauf von \dot{d}_k über d_k für verschiedene Frequenzwerte für den Fall gemäß Bild 4.14

Bild 4.19: wie Bild 4.18, jedoch für den Fall gemäß Bild 4.16

Dazu betrachten wir zwei Grenzfälle von Z_{21} , Z_{22} , nämlich (4.45), (4.47).

Ist in einem ersten Fall

$$\left. \begin{aligned} Z_{21} &= 0 \\ Z_{22} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.45)$$

so wird

$$F_2 = Z_{20} \cdot \frac{1}{1 + N_{21} \cdot s + N_{22} \cdot s^2} \quad (4.46)$$

In diesem Fall ist der Nenner in F_2 voll wirksam, denn es handelt sich in diesem Fall bei F_2 um eine um N_{21} verzögerte Gegenkopplung des Integrators mit der Verstärkung Z_{20} .

Ist in einem zweiten Fall hingegen

$$\left. \begin{aligned} Z_{21} &= Z_{20} \cdot N_{21} \\ Z_{22} &= Z_{20} \cdot N_{22} \end{aligned} \right\} \quad (4.47)$$

so wird

$$F_2 = Z_{20} \cdot \frac{1 + N_{21} \cdot s + N_{22} \cdot s^2}{1 + N_{21} \cdot s + N_{22} \cdot s^2} = Z_{20} \cdot 1 \quad (4.48)$$

Das Zählerpolynom kompensiert in diesem Fall das Nennerpolynom und F_2 wirkt daher als zeitfreie, also proportionale Gegenkopplung des Integrators mit der Verstärkung Z_{20} .

Im ersten Fall hat man bei steigender Gegenkopplungsverstärkung Z_{20} mit schlecht gedämpftem bis oszillatorisch instabilem Verhalten entsprechend einem System dritter Ordnung zu rechnen, im zweiten Fall hingegen reduziert sich die Struktur auf ein System erster Ordnung, bei welchem gar keine oszillatorische Instabilität auftreten kann. In der Praxis liegen die Werte von Z_{21} und Z_{22} zwischen den beiden genannten Grenzfällen.

Die Gestaltung der beiden Größen Z_{21} und Z_{22} hängt nun wesentlich davon ab, auf welche Weise wir die Verstärkung V_g

also

$$V_9 = \frac{1}{V_8} + V_6 \cdot \Psi_K^2 \quad (4.49)$$

aus V_8 und V_6 zusammensetzen.

Die Größe V_6 bewirkt nun, wie wir aus Bild 4.8 erkennen können, einen vorwiegend unverzögerten Durchgriff von d_K auf d_K^* . Wird V_9 also vorwiegend durch V_6 realisiert, so nähern wir uns den Verhältnissen des zweiten genannten Grenzfalles. Wird hingegen V_9 vorwiegend durch V_8 realisiert, so fehlt mehr und mehr der durch V_6 bewirkte direkte Kanal und wir nähern uns den Verhältnissen des ersten genannten Grenzfalles.

Zur quantitativen Erkennung des jeweiligen Charakters von F_2 bilden wir die Größen

$$\left. \begin{aligned} C_{20} &= \frac{Z_{20}}{N_{20}} = Z_{20} \\ C_{21} &= \frac{Z_{21}}{N_{21}} \\ C_{22} &= \frac{Z_{22}}{N_{22}} \end{aligned} \right\} \quad (4.50)$$

Im ersten Grenzfall ist

$$\left. \begin{aligned} C_{20} &= Z_{20} \\ C_{21} &= 0 \\ C_{22} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (4.51)$$

im zweiten Grenzfall wird

$$\left. \begin{aligned} C_{20} &= Z_{20} \\ C_{21} &= Z_{20} \\ C_{22} &= Z_{20} \end{aligned} \right\} \quad (4.52)$$

Wir können somit den Grad der Kompensation von Zähler und Nenner in F_2 dadurch feststellen, daß wir prüfen, inwieweit sich die Faktoren C_{21} und C_{22} dem Faktor C_{20} nähern.

In den Bildern 4.20, 4.22, 4.24, 4.26 sind diese drei Größen in Abhängigkeit von der Frequenz \dot{y}_k^S für die im folgenden beschriebenen Fälle dargestellt. In den Bildern 4.21, 4.23, 4.25, 4.27 ist der jeweils dazugehörige Verlauf der Wurzeln von F_{2G} im Frequenzbereich $\pm 0,1$ gezeigt (in Schritten von 0,01. a ; b ; c ; d ; e bedeutet: für die \dot{y}_k^S -Werte 0 ; 0,05 ; 0,1 ; -0,05 ; -0,1).

In den Bildern 4.20, 4.22 realisieren wir die aus Bild 4.17 übernommene Verstärkung $V_9 = 50$ vorwiegend mit V_8 , nämlich durch

$$\left. \begin{aligned} V_8 &= 0,0204 \\ V_6 &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (4.53)$$

und zwar in Bild 4.20 für Leerlauf, also

$$\operatorname{tg} \varepsilon_S^T = 0 \quad (4.54)$$

in Bild 4.22 für Last, und zwar für

$$\operatorname{tg} \varepsilon_S^T = 1,5 \quad (4.55)$$

Wir erkennen in den Bildern 4.20 und 4.22, daß die Größen C_{21} und C_{22} wesentlich kleiner sind als die Größe C_{20} . In Bild 4.21 und 4.23 sind die jeweils dazugehörige Lagen der Wurzeln von F_{2G} dargestellt. Sie zeigen ein entsprechend schlecht gedämpftes System.

In den Bildern 4.24, 4.26 realisieren wir hingegen die gleiche Verstärkung $V_9 = 50$ vorwiegend mit V_6 , nämlich durch

$$\left. \begin{aligned} V_8 &= 0,1 \\ V_6 &= 40 \end{aligned} \right\} \quad (4.56)$$

Die Größen C_{21} und C_{22} nähern sich bei Leerlauf gemäß Bild 4.24 weitgehend der Größe C_{20} . Dementsprechend zeigen die Wurzeln von F_{2G} in Bild 4.25 eine sehr gute Dämpfung.

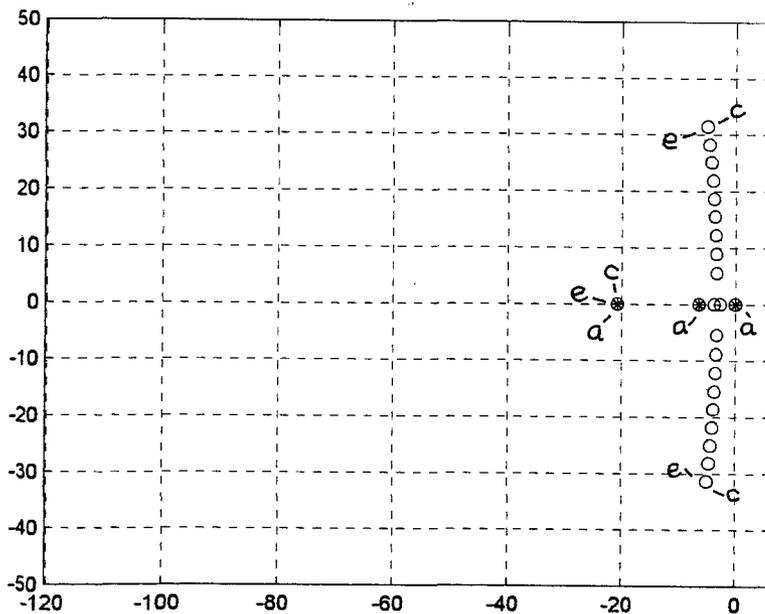
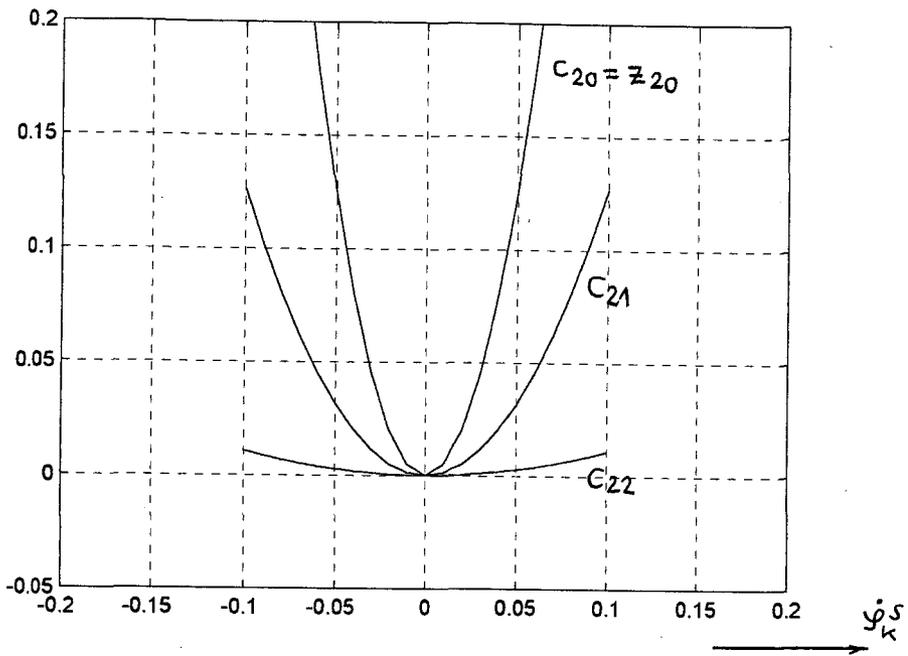


Bild 4.20 : Verlauf von C_{20} , C_{21} , C_{22} über $\dot{\varphi}_k^s$ für $V_9 = 50$, $V_6 = 1$, $V_8 = 0,0204$, $t_0 \varepsilon_S^T = 0$

Bild 4.21 : Wurzeln von F_{26} für den Fall gemäß Bild 4.20

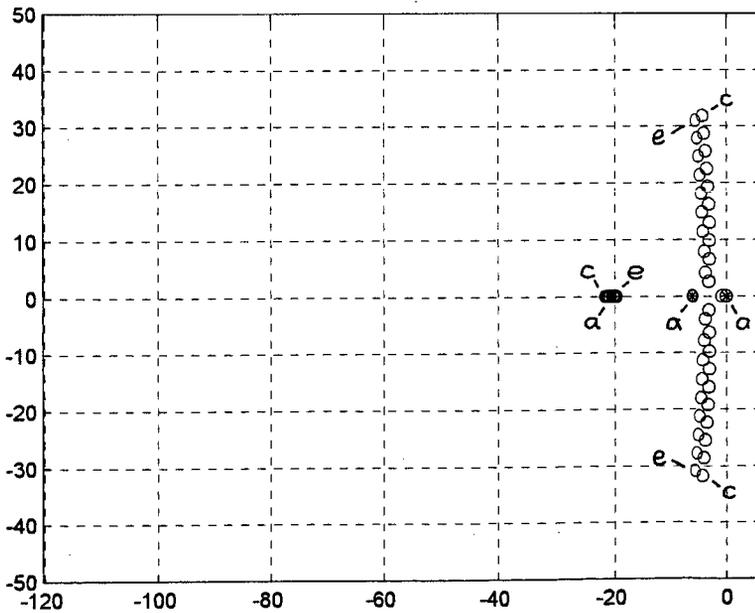
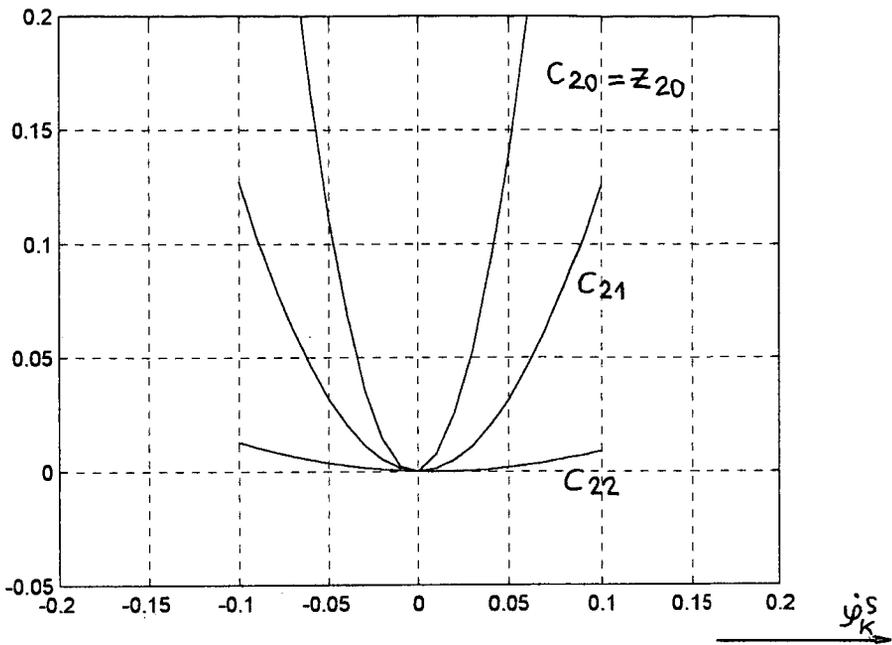


Bild 4.22 : Verlauf von C_{20} , C_{21} , C_{22} über ψ_K^S für
 $V_9 = 50$, $V_6 = 1$, $V_8 = 0,0204$, $\theta \varepsilon_S^T = 1,5$
 Bild 4.23 : Wurzeln von F_{2G} für den Fall gemäß Bild 4.22

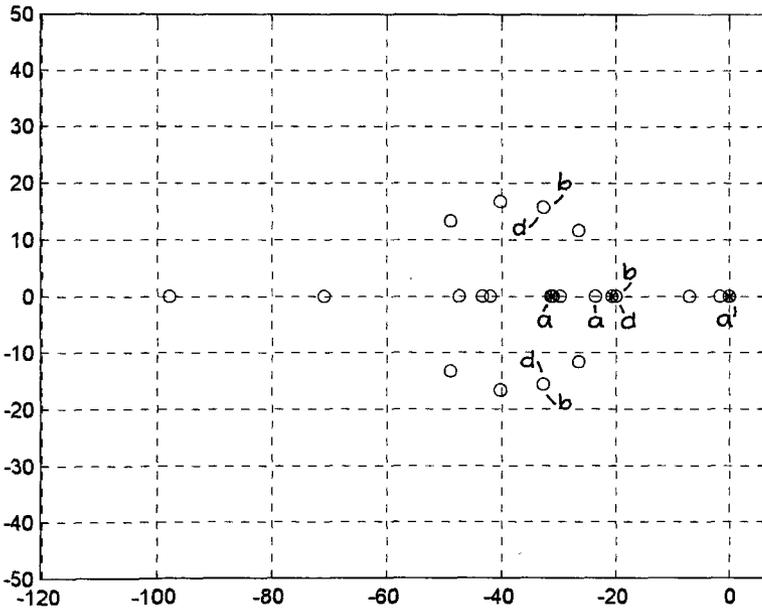
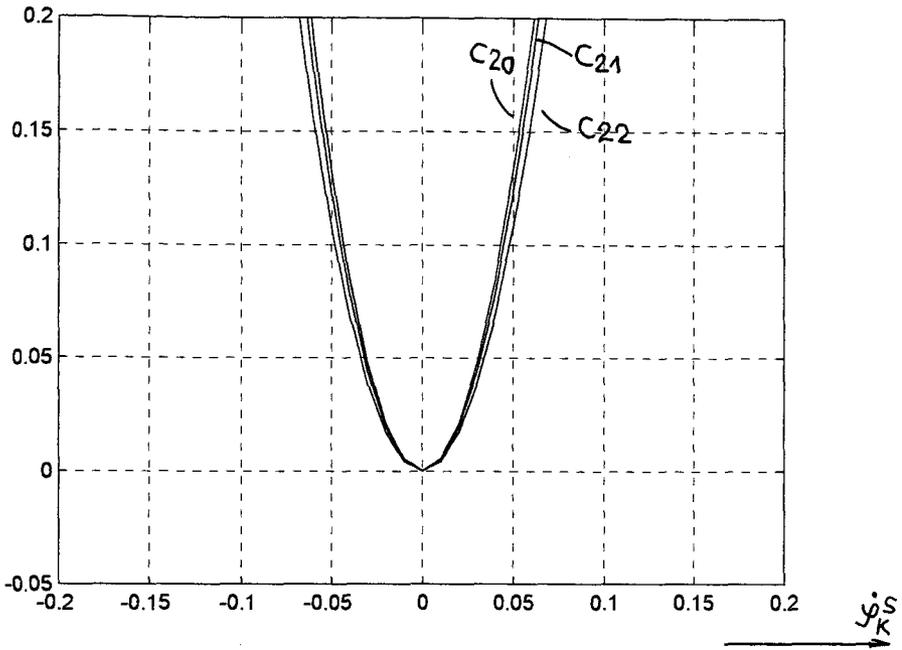


Bild 4.24 : Verlauf von C_{20} , C_{21} , C_{22} über y_K^S für

$$V_9 = 50 , V_6 = 40 , V_B = 0,1 , t_{9ES}^T = 0$$

Bild 4.25 : Wurzeln von F_{2G} für den Fall gemäß Bild 4.24

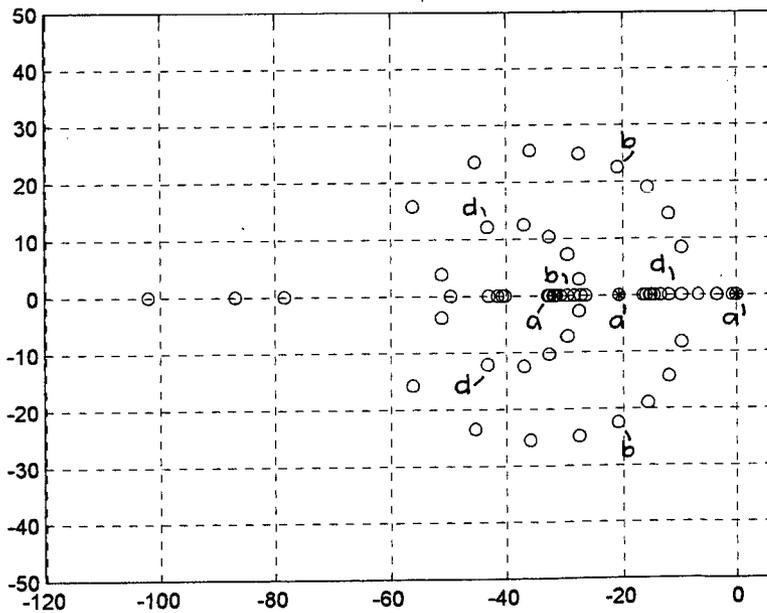
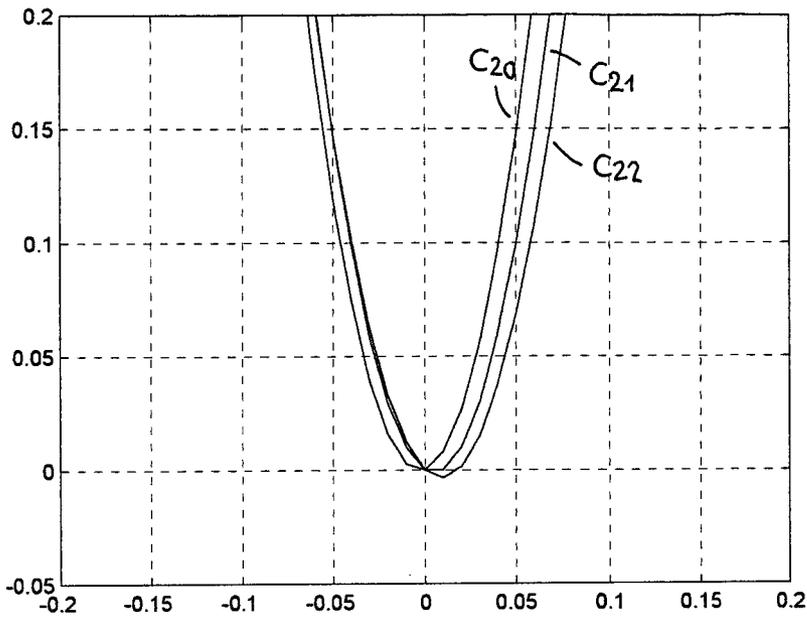


Bild 4.26 : Verlauf von C_{20} , C_{21} , C_{22} über ψ_k^S für
 $V_9 = 50$, $V_6 = 40$, $V_8 = 0,1$, $+g\varepsilon_S^T = 1,5$
 Bild 4.27 : Wurzeln von F_{26} für den Fall gemäß Bild 4.26

Für den Lastfall wird gemäß Bild 4.26 das Gebiet der negativen Frequenzen besser kompensiert als dasjenige der positiven Frequenzen. Dementsprechend liegen die Wurzeln in Bild 4.27 für positive Frequenzen rechts von denjenigen für negative Frequenzen.

Besonders schlecht ist die Kompensation im Bereich

$$0 < \dot{y}_k^s < 0,02 \quad (4.57)$$

Dort fehlen die Glieder C_{21} und C_{22} völlig. In diesem Bereich zeigen auch die Wurzeln in Bild 4.27 die geringste Dämpfung, die aber selbst an dieser Stelle noch völlig ausreichend ist.

4.6) Betrieb bei kleinen Frequenzen

Zu kleinen Frequenzen hin wird, wie wir gesehen haben, die d_k -stabilisierende Verstärkung Z_{20} von F_2 im idealen Arbeitspunkt $d_k = 0$ immer kleiner bis zum Wert Null herunter bei Frequenz Null.

Für diesen Wert verschwindet also die stabilisierende Wirkung von F_2 und damit von G_2 völlig und es ist zu erwarten, daß die Maschine bei der geringsten Störung aus dem genannten Gleichgewichtspunkt herausläuft.

Um zu ergründen was dann geschieht, untersuchen wir im folgenden das Verhalten von G_2 in der Umgebung dieses Punktes, indem wir die stationären Kennlinien d_k^i/d_k für einen ganzen Bereich von d_k um Null herum betrachten, (siehe A3.3).

Der Untersuchung liegt die aktuelle Magnetisierungskennlinie von Bild 8.3 zugrunde. Für V_g wählen wir in Übereinstimmung mit Bild 4.17 den Wert $V_g = 50$.

Als frequenzbestimmender Parameter gilt nach den vorgehenden Überlegungen die Störgröße \dot{y}_k^s , die jeweils am System angreift. Die entstehende Frequenz \dot{y}_k^s ist gemäß Bild 3.2 eine von d_k abhängige Größe.

Für die nun folgenden Betrachtungen müssen wir zwischen dem Leerlauf- und dem Lastfall unterscheiden. Wir beginnen mit dem Fall des Leerlaufs, also

$$\operatorname{tg} \varepsilon_S^T = 0 \quad (4.58)$$

Zur übersichtlichen Untersuchung der Verhältnisse wählen wir hier und im folgenden jeweils eine Wertegruppe von \dot{q}_k^S in der Umgebung vom Wert Null, die so beschaffen ist, daß die für $d_k = 0$ entstehenden Frequenzwerte $\dot{\psi}_k^S(0)$ symmetrisch zum Wert Null liegen und einen Bereich von

$$-0,02 < \dot{\psi}_k^S(0) < 0,02 \quad (4.59)$$

überstreichen.

Beim hier vorliegenden Leerlauf, siehe Bild 4.28, stimmen die Frequenzwerte $\dot{\psi}_k^S(0)$ (für $d_k = 0$) mit den jeweiligen \dot{q}_k^S -Werten überein und liegen für $d_k \geq 0$ über/unter diesem Wert.

Der Verlauf des Flusses Ψ_k in Abhängigkeit von d_k ist im Bild 4.30 dargestellt. Im vorliegenden Leerlauffall ist der Fluß weitgehend konstant. Der Verlauf des Drehmomentes m_{e1} ist in Bild 4.31 gezeigt.

Die zu diesem Fall gehörigen d_k/d_k -Kurven sind in Bild 4.29 dargestellt. Die Kurven gehen, wie es sein muß, alle durch den Punkt $d_k = 0$, die negative Steigung in diesem Punkt entspricht den z_{20} -Werten von Bild 4.17. Eine Stabilisierung erscheint somit zunächst für jedes $\dot{\psi}_k^S(0) \neq 0$ möglich. Einen Sonderfall stellt die Kurve für $\dot{\psi}_k^S(0) = 0$ dar. Diese Kurve hat zwar im Punkt $d_k = 0$ die Steigung Null, aber links und rechts von diesem Punkt weist sie wegen der dort entstehenden Frequenz doch eine negative Steigung auf, sodaß hier zumindest innerhalb eines bestimmten d_k -Bereiches eine Stabilisierung erfolgen kann.

Mit dieser Einschränkung erscheint also im Leerlauf ein stabiler Betrieb bis zur Frequenz $\dot{\psi}_k^S(0) = 0$ herunter möglich.

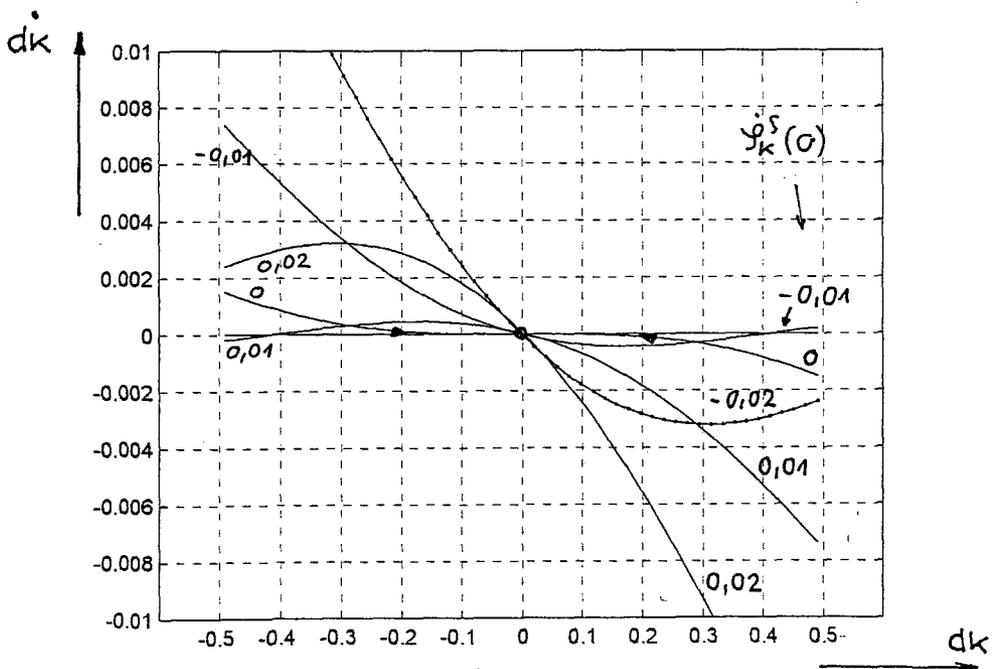
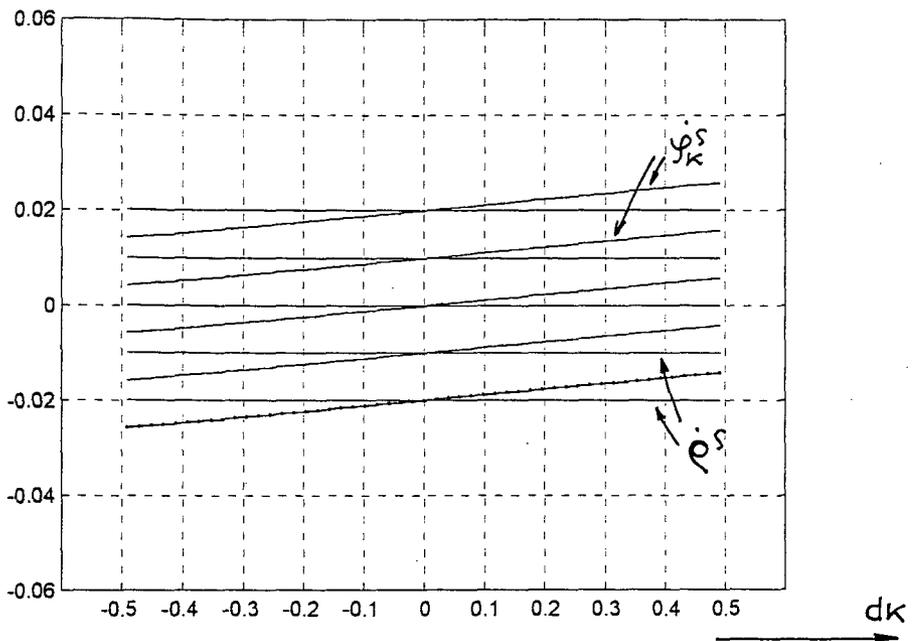


Bild 4.28: Verlauf von \dot{q}_k^S , $\dot{\varphi}_k^S$ über dk
für den Leerlauf nach (4.58)

Bild 4.29: Verlauf von \dot{dk} über dk
für den Leerlauf nach (4.58)

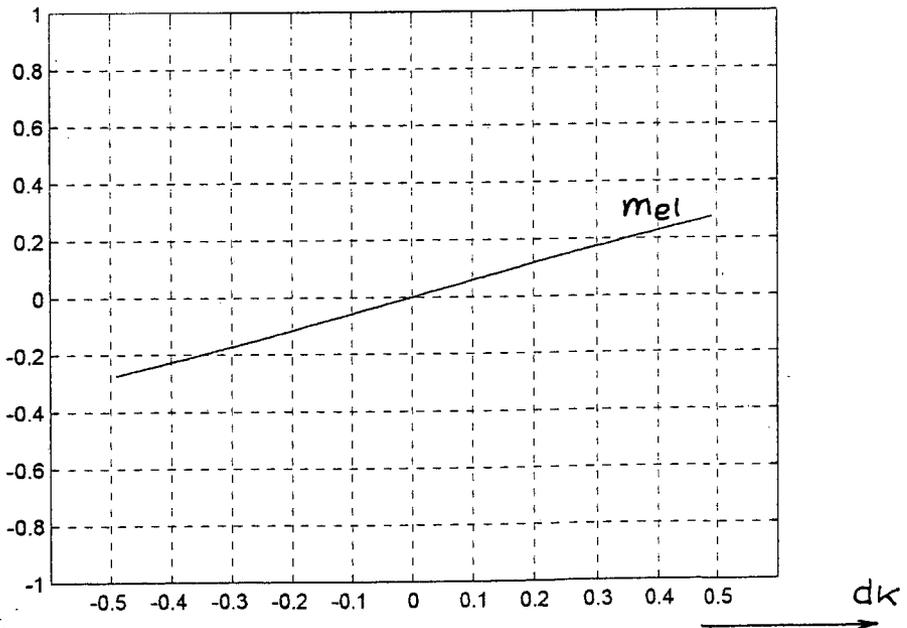
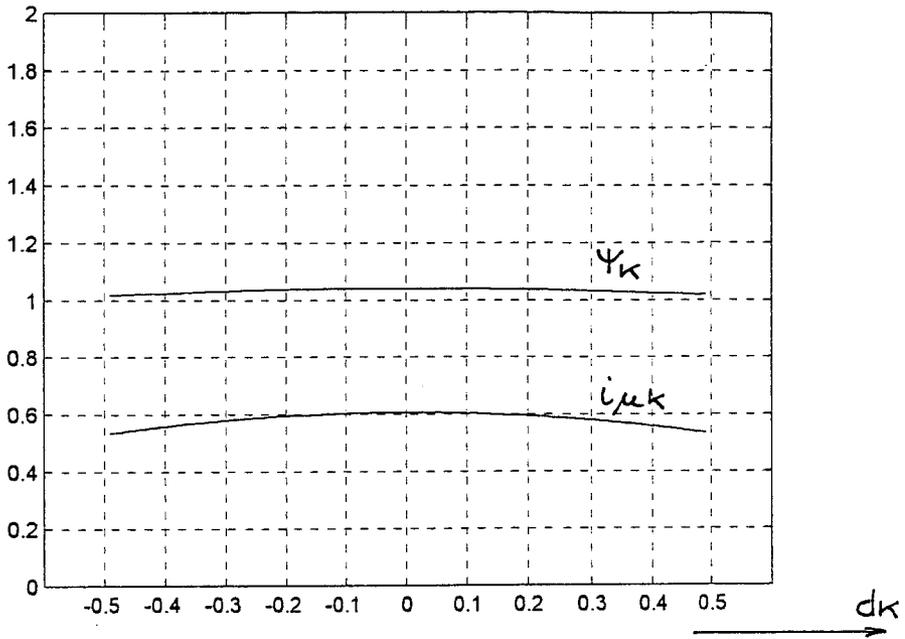


Bild 4.30: Verlauf von Ψ_K über dk
für den Leerfall nach (4.58)

Bild 4.31: Verlauf von m_{e1} über dk
für den Leerfall nach (4.58)

Als nächstes betrachten wir den Belastungsfall entsprechend

$$\tau g \varepsilon_S^T = 1,5 \quad (4.60)$$

Im Idealpunkt $d_K = 0$ ist hier jeweils

$$\dot{\psi}_K^S(0) = \dot{\varrho}^S + \dot{\psi}_K^r(0) \quad (4.61)$$

also die Frequenz $\dot{\psi}_K^S(0)$ um $\dot{\psi}_K^r(0)$ größer als $\dot{\varrho}^S$. Für $d_K \gtrless 0$ liegt die aktuelle Frequenz über/unter dem genannten Wert, siehe Bild 4.32.

Der Fluß nimmt für $d_K < 0$ schwach zu, für $d_K > 0$ aber stark ab, da wir uns in diesem Bereich aus dem gesättigten Gebiet heraus- und in das lineare Gebiet hineinbewegen, siehe Bild 4.34. Der Verlauf des Drehmomentes ist in Bild 4.35 gezeigt.

Die zu diesem Fall gehörigen \dot{d}_K/d_K -Kurven sind in Bild 4.33 dargestellt. In Übereinstimmung mit dem Leerlauf fall gehen auch diese Kurven alle durch den Punkt $d_K = 0$ und haben dort eine negative Steigung vom Wert z_{20} , die für $\dot{\psi}_K^S(0)$ zu Null wird.

Im Gegensatz zum Leerlauf fall wird aber hier für kleine negative Werte von $\dot{\psi}_K^S(0)$ die im idealen Arbeitspunkt vorhandene negative Steigung in Richtung zu positiven d_K -Werten hin abgebaut und wird im weiteren Verlauf vorübergehend positiv.

Die Größe \dot{d}_K wird in diesem Zusammenhang bei ansteigenden d_K -Werten wieder positiv und schneidet erst bei einem relativ großen d_K -Wert erneut die Nulllinie. Durch Störungen angeregt kann es in diesem $\dot{\psi}_K^S(0)$ -Bereich passieren, daß die Maschine in den letztgenannten stabilen Zustand übergeht, was einem Kippvorgang gleichkommt. Dieser unerwünschte Kippvorgang, bei dem jeweils die Frequenz $\dot{\psi}_K^S$ nahe beim Wert Null landet und der Fluß stark geschwächt ist, hängt mit dem Verlassen des gesättigten Bereiches zusammen.

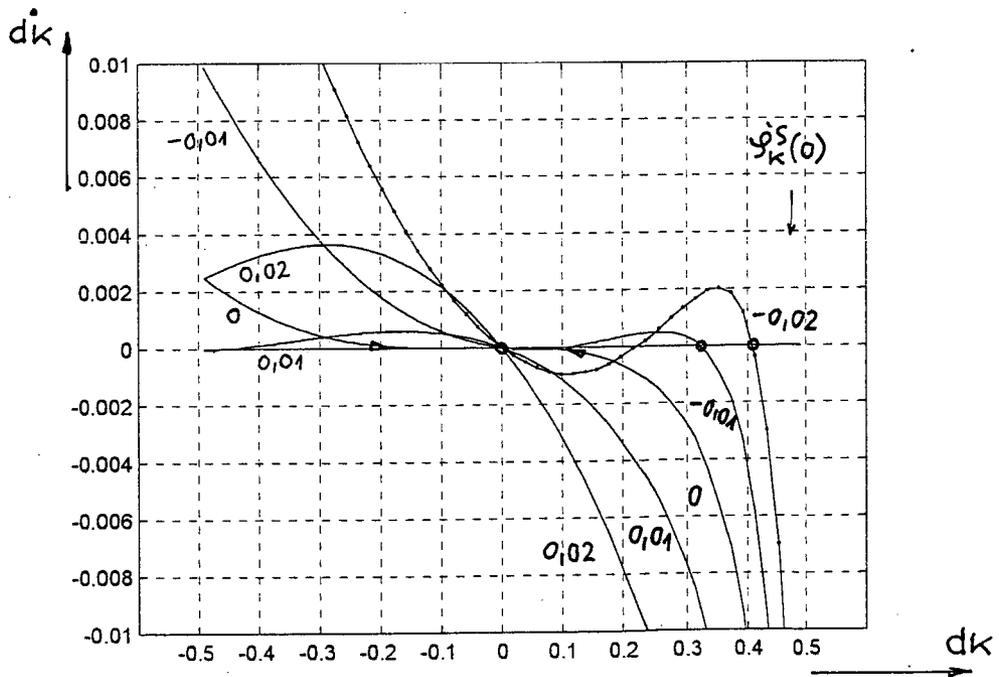
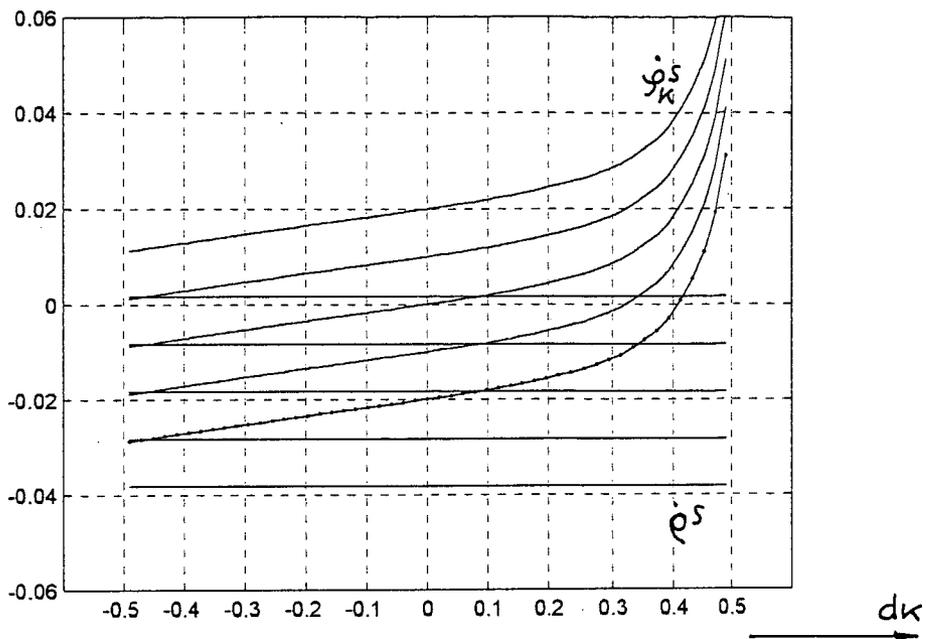


Bild 4.32: Verlauf von \dot{q}^s , $\dot{\varphi}_k^s$ über dk
für den Lastfall nach (4.60)

Bild 4.33: Verlauf von dk über dk
für den Lastfall nach (4.60)

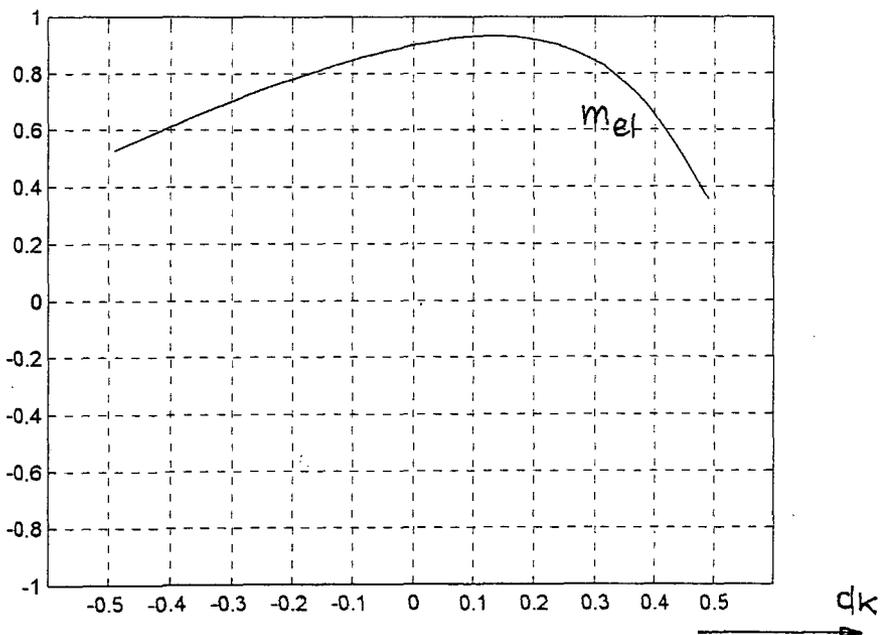
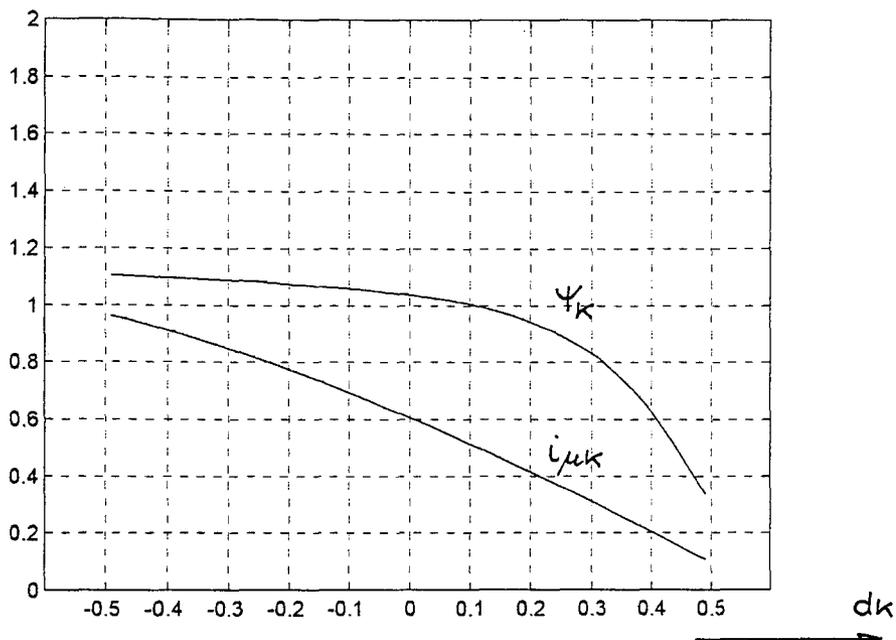


Bild 4.34: Verlauf von Ψ_k über dk
für den Lastfall nach (4.60)

Bild 4.35: Verlauf von m_{el} über dk
für den Lastfall nach (4.60)

Zusammenfassend kann man sagen, daß es in diesem Bereich eine "sichere Seite" für $d_K < 0$ und eine "unsichere Seite" für $d_K > 0$ gibt. Damit soll gesagt werden, daß negative d_K - Zustände zwar stabil in den Zustand $d_K = 0$ geführt werden, positive d_K - Zustände jedoch nicht, sondern bei einem unerwünschten d_K -Wert landen.

4.7) Einfluß von Veränderungen des Statorwiderstandes

Die bisherigen Betrachtungen gelten für den Fall, daß wir es am Eingang des Spannungsmodelles mit $e_{K\dot{m}}^\psi = e_K^\psi$ zu tun haben, also die ohmschen Spannungsabfälle voll kompensiert sind. Durch die im Betrieb auftretende Erwärmung verändert sich jedoch der Statorwiderstand r_S . Seine volle Kompensation gelingt nur durch eine Einrichtung zur r_S -Identifizierung, die somit als Zusatzeinrichtung auf alle Fälle nötig ist.

Ausgehend vom voll kompensierten Zustand kann man nun durch gewollte Über- oder Unterkompensation die in Abschnitt 4.6) beschriebene Situation grundlegend verändern.

Für den zuletzt beschriebenen Lastfall verändern sich schon bei einer geringen Überkompensation die Verhältnisse in vorteilhafter Weise. Durch r_S -Überkompensation werden nämlich alle d_K/d_K -Kurven von Bild 4.33 gemäß A3.3) und A2.4) nach unten verschoben, siehe Bild 4.36. Dadurch verlagern sich alle Gleichgewichtspunkte (hier und auch schon vorher durch 0 gekennzeichnet) nach links in den "sicheren Bereich" von d_K . Nun ist auch der Lastfall durchwegs stabil zu betreiben, jedoch mit mehr oder weniger starker d_K -Verstimmung zu negativen Werten hin, wodurch die Maschine noch mehr in Sättigung getrieben wird. (Im Gegensatz dazu wird bei Unterkompensation das Kippverhalten noch intensiviert, siehe Bild 4.37.)

Zur Kontrolle werden die Auswirkungen von Über- und Unterkompensation des r_S für den Leerlauf gezeigt, siehe Bild 4.38 und Bild 4.39. Ein Vergleich mit Bild 4.29 zeigt, daß bei Leerlauf nur geringfügige Veränderungen gegenüber der Vollkompensation auftreten.

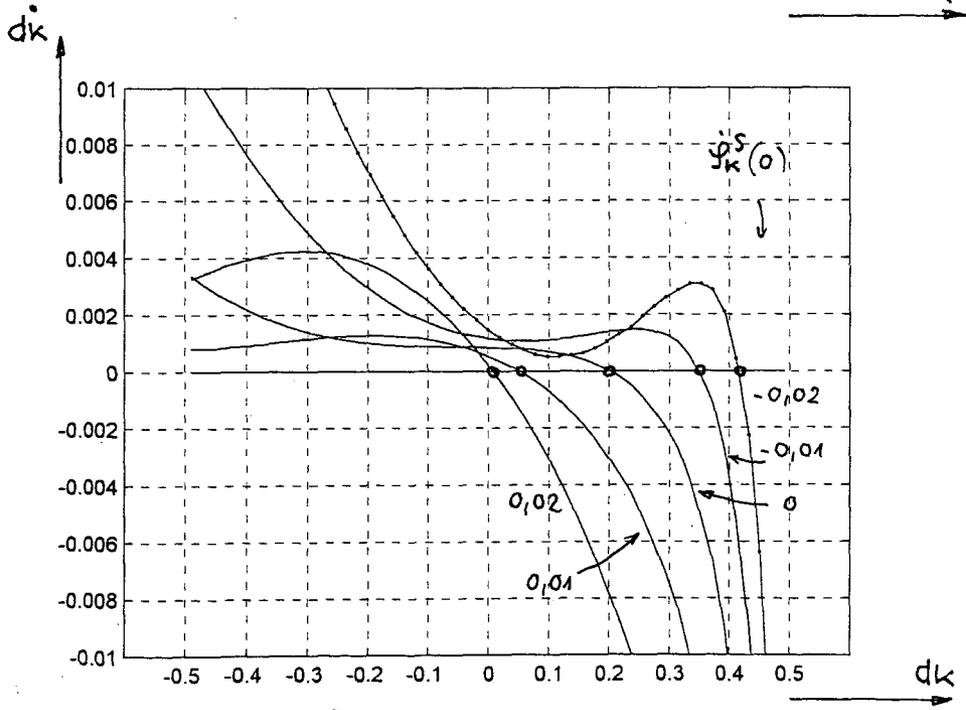
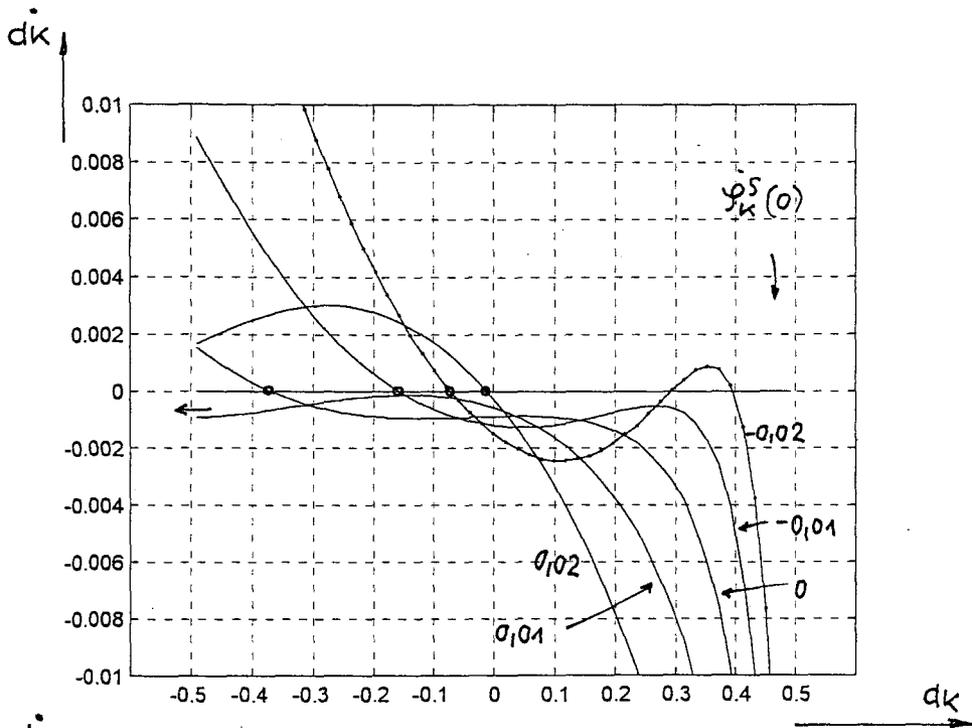


Bild 4.36: Verlauf von dk über dk für den Lastfall nach (4.60) bei r_S - Überkompensation entsprechend $r_{sm} = 1,03 r_S$
 Bild 4.37: wie Bild 4.36, jedoch bei r_S - Unterkompensation entsprechend $r_{sm} = 0,97 r_S$

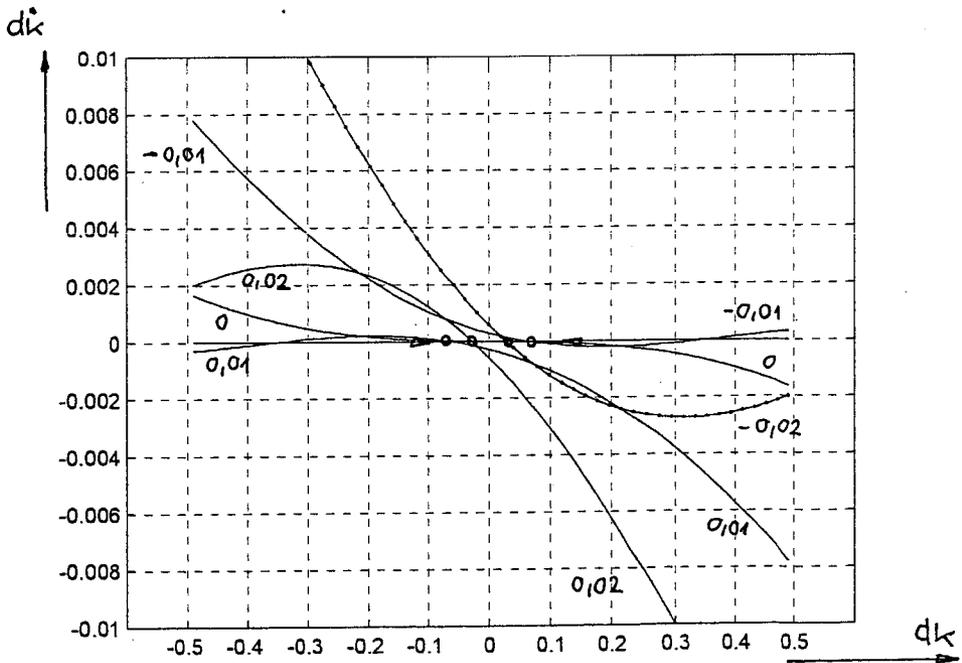
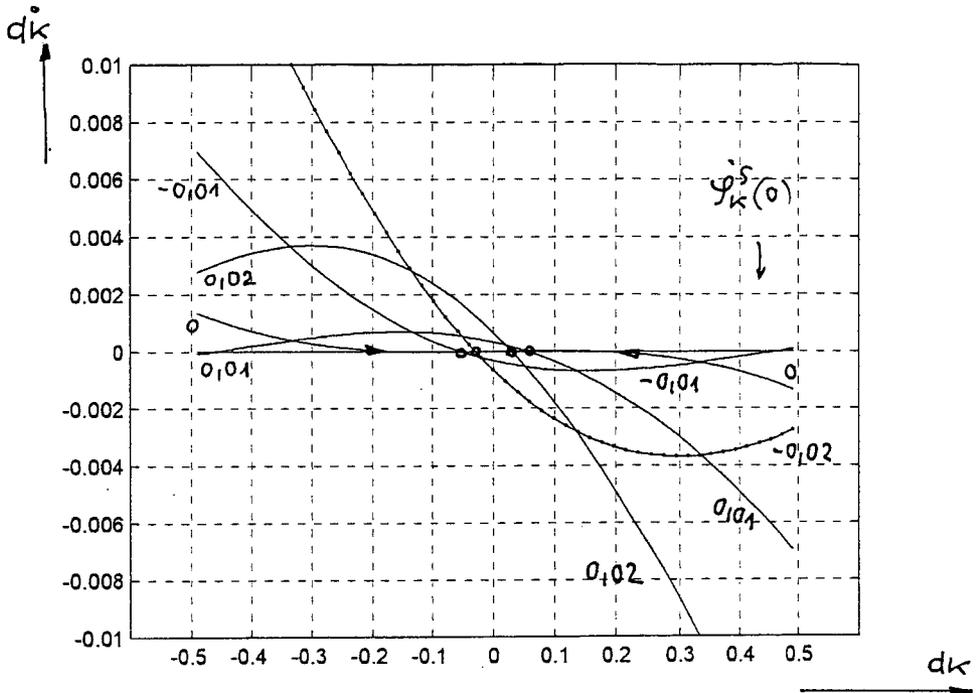


Bild 4.38: Verlauf von dk über dk für den Leerlauf nach (4.58)

bei r_s - Überkompensation entsprechend $r_{sm} = 1,03 r_s$

Bild 4.39: wie Bild 4.38, jedoch

bei r_s - Unterkompensation entsprechend $r_{sm} = 0,97 r_s$

Wie man sieht, kann also durch Einhalten einer leichten r_S - Überkompensation die Asynchronmaschine mit Spannungsmodell im gesamten Frequenzbereich ohne weitere Hilfsmittel stabil betrieben werden, wobei jedoch im obengenannten kritischen Frequenzbereich mit d_K -Abweichungen vom Wert Null zu rechnen ist.

4.8) Zusätzliche Hilfseinrichtungen bei kleiner Frequenz

Nach dem Ebengesagten ist im Kleinfrequenzbereich auf alle Fälle eine Einrichtung zur r_S - Identifikation erforderlich. Darüber hinaus erscheint es aber notwendig, in diesem Bereich zusätzlich zum bisherigen, in G_2 gebildeten, "natürlichen" d_K - Signal, ein mit anderen Mitteln hergestelltes "künstliches" d_K -Signal einzusetzen, welches der G_2 -Gegenkopplung additiv über den Frequenzeingang überlagert wird. Man geht dabei so vor, wie es in Bild 4.1 durch die d_K -Regelung über R auf $\dot{\psi}_{Ke}^S$ angedeutet ist, nur daß jetzt eben statt des echten d_K - Signales ein künstliches verwendet wird. Schon bei einer Verstärkung von $V_4 = 0,01$, mit der ein solches Signal eingesetzt wird, sind alle Probleme der Bilder 4.33, 4.36, 4.37, weitgehend beseitigt, siehe die Bilder 4.40 und 4.41, wenn nur die r_S -Identifikation genügend genau ist (geschätzter Statorwiderstand $0,97 \cdot r_S < r_{Sm} < 1,03 \cdot r_S$), siehe A17.3).

Für negative Last, also $\text{tg} \varepsilon_S^T < 0$, gelten die gleichen Aussagen bezüglich der "sicheren Seite" bei r_S -Überkompensation. Auch die Ergebnisse mit zusätzlichem d_K -Signal gelten sinngemäß .

Über die erwähnten erforderlichen Hilfseinrichtungen wird in den Kapiteln 6) bis 11) berichtet.

4.9) Betrieb bei größerer Frequenz

Die bei kleinen Frequenzen in den Abschnitten 4.6) und 4.7) beschriebenen Probleme sind vor allem durch die dort sehr kleine Verstärkung von G_2 begründet. Bei ansteigender Frequenz wächst diese Verstärkung quadratisch an. Damit wird sehr bald sowohl eine sichere Stabilisierung gewährleistet als auch der Einfluß einer Fehlkompensation des Statorwiderstandes unterdrückt, sodaß eine r_S -Identifizierung oder auch ein "künstliches" d_K -Signal

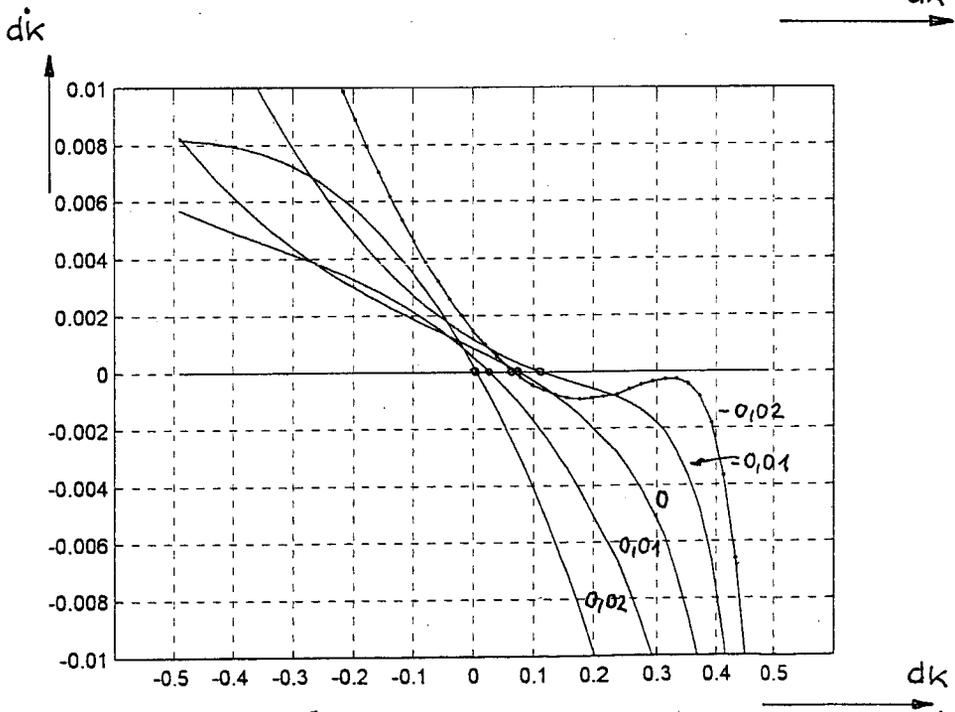
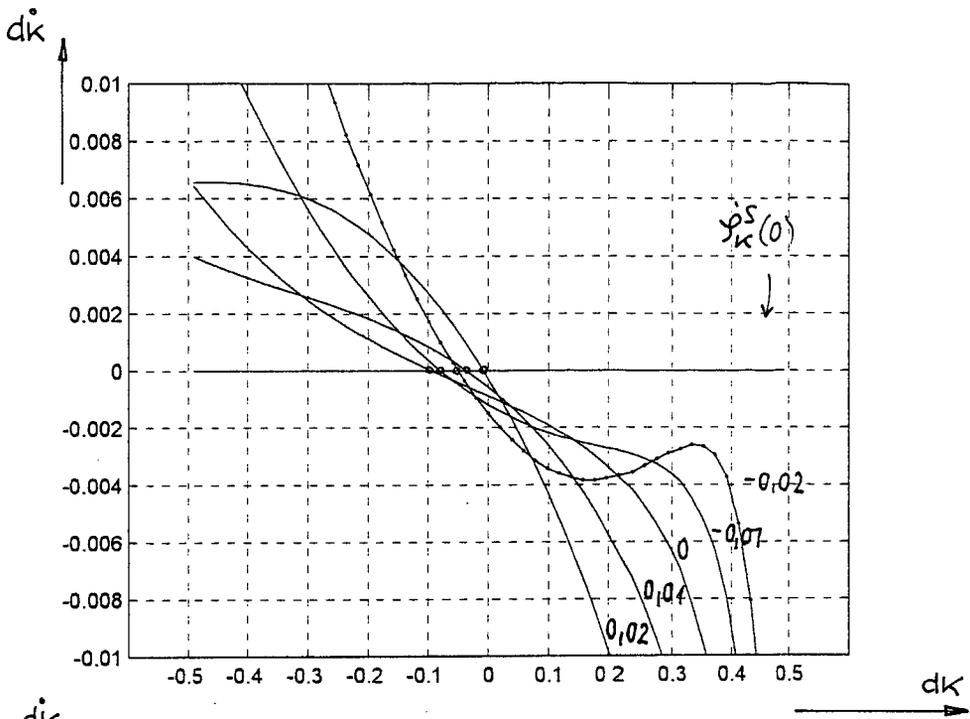


Bild 4.40: Verlauf von $\dot{d}k$ über d_k für den Lastfall nach (4.60) bei r_s -Überkomp. entsprechend $r_{sm} = 1,03r_s$ und $V_4 = 0,01$

Bild 4.41: wie Bild 4.40, jedoch

bei r_s -Unterkomp. entsprechend $r_{sm} = 0,97r_s$ und $V_4 = 0,01$

nicht mehr nötig ist und abgeschaltet werden kann.

4.10) Schlußbetrachtung

Die vorausgegangenen Untersuchungen zeigen, daß das Spannungsmodell zwei wichtige Eigenschaften für eine hochwirksame Feldorientierung der Asynchronmaschine aufweist.

Zum einen wird für den Zustand $d_k = 0$ sowohl die Störgröße \dot{q}^s als auch die innere Größe $\dot{\varphi}_k^r$ in ihrer d_k -verändernden Wirkung voll kompensiert, womit eine sichere Einprägung von Fluß ψ_k und Drehmoment m_{el} gewährleistet ist; diese Aussage gilt für den gesamten Frequenzbereich einschließlich Null.

Zum anderen ist fast im ganzen Frequenzbereich bei d_k -Abweichungen vom Idealwert Null eine stabilisierende Rückholung des Zustandes d_k auf den Wert Null wirksam und damit die Voraussetzung für die obengenannte Kompensation geschaffen.

Nur bei sehr kleinen Frequenzen muß diese Stabilisierung durch Gegenkopplung eines künstlichen d_k -Signals unterstützt werden. Die Intensität dieser Unterstützung kann dabei auf das zur Stabilisierung nötige Minimum beschränkt bleiben. Es muß nicht etwa der \dot{q}^s -Einfluß unterdrückt werden, denn sobald der Zustand $d_k = 0$ hergestellt ist, ist die entsprechende \dot{q}^s -Störgrößenkompensation von alleine voll wirksam.

5) Erstes praktisches Zwischenergebnis

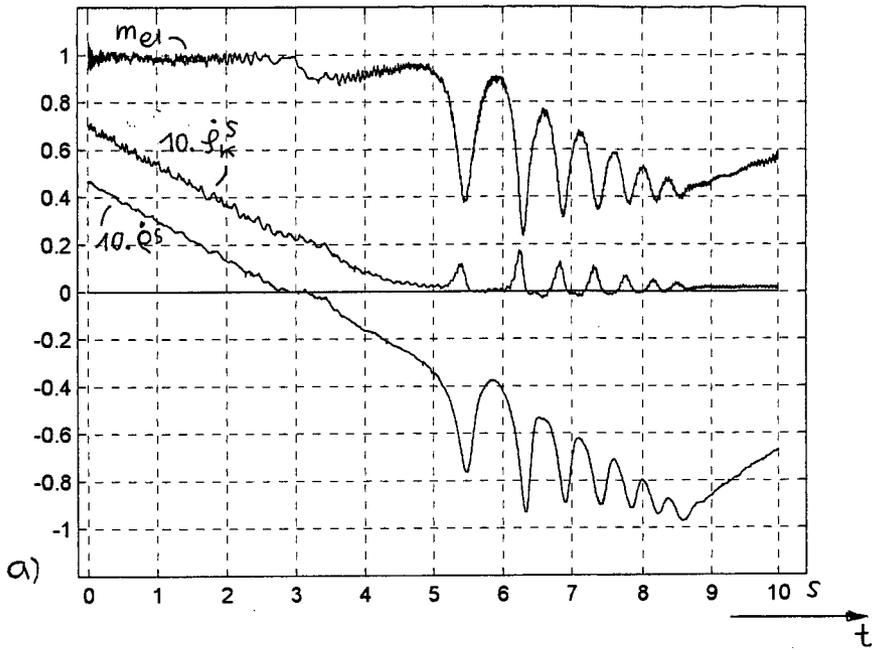
Eine wesentliche Aussage von Kapitel 4) besteht in der Feststellung, daß eine durch ein Spannungsmodell geführte Asynchronmaschine im Lastbereich bei kleinen Frequenzen ein Kippverhalten aufweist, und zwar bei voll- oder leicht unterkompensiertem r_S , wie das in Bild 4.33 und in Bild 4.37 dargestellt und im dazugehörigen Text beschrieben ist. Ebenso wesentlich ist dabei die Aussage, daß dieses Kippverhalten bereits bei leichter r_S -Überkompensation zum Verschwinden gebracht werden kann.

Diese Aussagen wurden nun in einem Laborversuch überprüft. Die untersuchte Asynchronmaschine war dabei nach den Angaben von (4.56), Bild 4.6 und 4.8 gesteuert, die zugehörige Belastungsmaschine mit einer Drehzahlregelung versehen. Weitere Angaben zur Versuchseinrichtung finden sich in Kapitel 13).

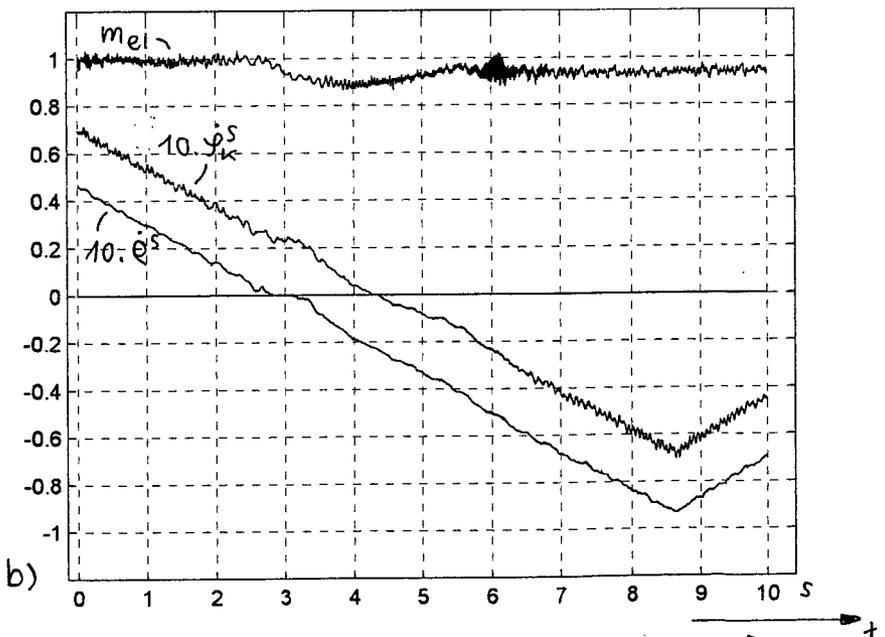
Es wurde bei diesem Versuch von einem stabilen Vollastzustand gemäß $\text{tg } \varepsilon_S^T = 1,5$ bei einer Drehzahl von $\dot{\varphi}^S \approx 0,05$ ausgegangen, siehe Bild 5.1 a); der Statorwiderstand r_S war leicht unterkompensiert, nämlich $r_{Sm} = 0,98 \cdot r_S$. Die Schlupffrequenz $\dot{\varphi}_K^r$ hatte sich stabil auf einen Wert von etwa 0,02 eingestellt, was man an der Differenz von $\dot{\varphi}_K^S$ und $\dot{\varphi}^S$ erkennen kann, das Drehmoment lag bei einem Wert von etwa 1.

Durch die Belastungsmaschine wurde nun ein langsamer Abwärtslauf der Drehzahl eingeleitet, der natürlich auch zu einem Abwärtslauf der Frequenz $\dot{\varphi}_K^S$ führt. Man entnimmt nun dem Bild 5.1 a), daß, sobald die Frequenz in den kritischen Bereich um Null herum einläuft, tatsächlich ein Kippvorgang beginnt, was man unter anderem daran erkennt, daß von diesem Augenblick an die Frequenz ihren konstanten Abstand zur Drehzahl nicht mehr einhält; sie landet bei einem Wert in der Nähe von Null, wie das auch in Bild 4.32 und 4.33 zu erkennen und im zugehörigen Text beschrieben ist. Das Drehmoment nimmt als Folge dieses Vorganges stark ab, wie es auch in Bild 4.35 dargestellt ist.

Der gleiche Abwärtslauf wurde nun mit einem leicht überkompensierten r_S , nämlich $r_{Sm} = 1,02 \cdot r_S$, wiederholt, siehe Bild 5.1 b),



a)



b)

Bild 5.1: Langsamer $\dot{\varphi}^s$ - Abwärtslauf bei Vollast : $\text{tg } \varepsilon_S^T = 1,5$
 a) für leichte r_S - Unterkompensation : $r_{Sm} = 0,98 r_S$
 b) für leichte r_S - Überkompensation : $r_{Sm} = 1,02 r_S$

mit dem Ergebnis, daß nunmehr kein Kippvorgang mehr auftritt und darüber hinaus Schlupffrequenz $\dot{\varphi}_k^r$ und Drehmoment M_{e1} weitgehend konstant bleiben, auch wenn die Frequenz den Wert Null erreicht und durchfährt. Dieses Verhalten entspricht nun voll der Aussage von Bild 4.36 und dem zugehörigem Text, wonach in diesem Fall die Maschine bei Last im gesamten Frequenzbereich stabil betrieben werden kann.

Der beschriebene Versuch wurde danach auch im Leerlaufzustand sowohl mit unter- als auch mit überkompensiertem r_S wiederholt, siehe Bild 5.2 a) und b), und bestätigt die Aussage von Bild 4.29, 4.38, 4.39 und zugehörigem Text, wonach bei Leerlauf im Frequenz-Null-Bereich gar kein Kippvorgang stattfindet, sondern lediglich gewisse Verfälschungen gegenüber den Wunschwerten auftreten können.

Beide Lastzustände wurden anschließend bei vollkommen konstant anstehender Frequenz Null gefahren, wobei r_S wieder leicht überkompensiert war, siehe Bild 5.3. Man erkennt bei Vollast, siehe Bild 5.3 a) einen einwandfrei stabilen Betrieb und bei Leerlauf, siehe Bild 5.3 b) ebenfalls Stabilität, jedoch eine Neigung zum Driften, was durch einen Blick auf Bild 4.29 ohne weiteres verständlich ist.

Abschließend wurde in einem weiteren Versuch die ebenfalls wichtige Aussage von (4.12) bis (4.14) bestätigt, derzufolge das Spannungsmodell - bei richtiger Abstimmung - eine vollständige Kompensation der Störgröße $\dot{\varphi}^S$ bewerkstelligt. Dazu wurde die Drehzahl über die Belastungsmaschine in eine starke Eigenbewegung versetzt und deren Einfluß auf Schlupffrequenz und Drehmoment untersucht, siehe Bild 5.4 a) und b). Man erkennt in diesem Bild die weitgehende Unterdrückung des $\dot{\varphi}^S$ - Einflusses auf beide Größen, und dies durch die alleinige Wirkung des Spannungsmodelles !

Gestärkt durch die praktische Bestätigung mehrerer theoretischer Aussagen aus Kapitel 4) können wir nun darangehen, die in Abschnitt 4.8) angekündigten Hilfseinrichtungen zu konzipieren.

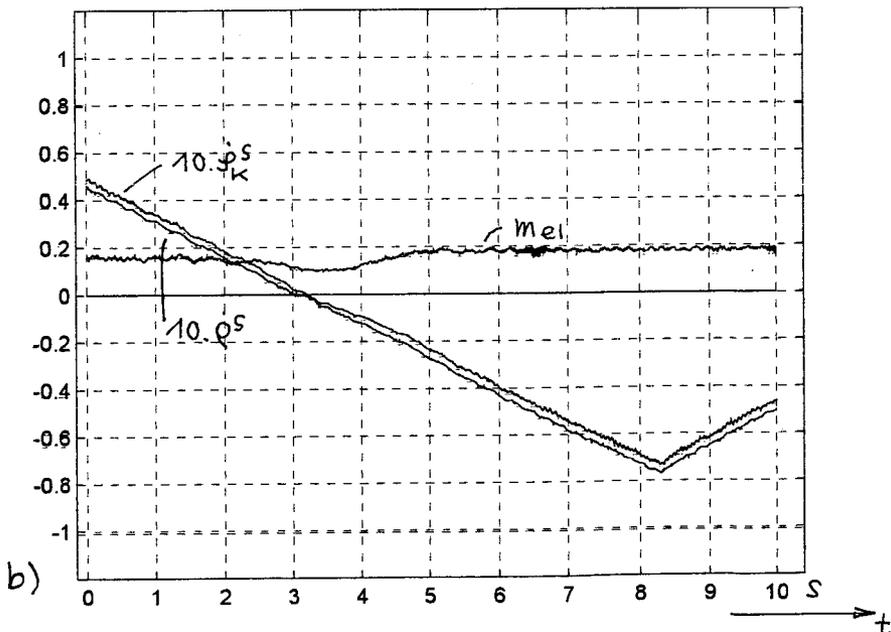
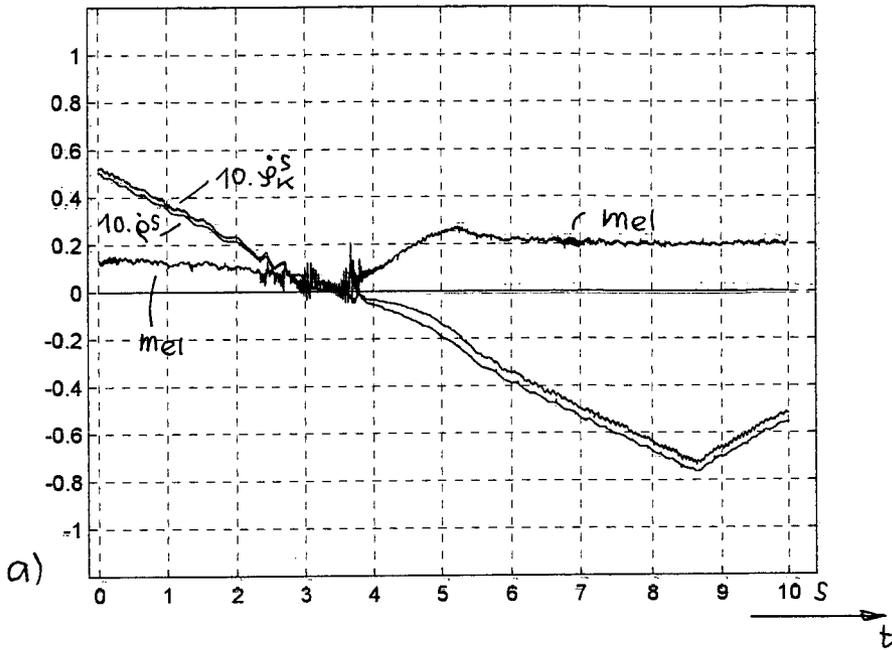


Bild 5.2: Langsamer $\dot{\varphi}^S$ - Abwärtslauf bei Schwachlast : $t_g \varepsilon_S^T = 0,15$
 a) für leichte r_S - Unterkompensation : $r_{sm} = 0,98 r_S$
 b) für leichte r_S - Überkompensation : $r_{sm} = 1,02 r_S$

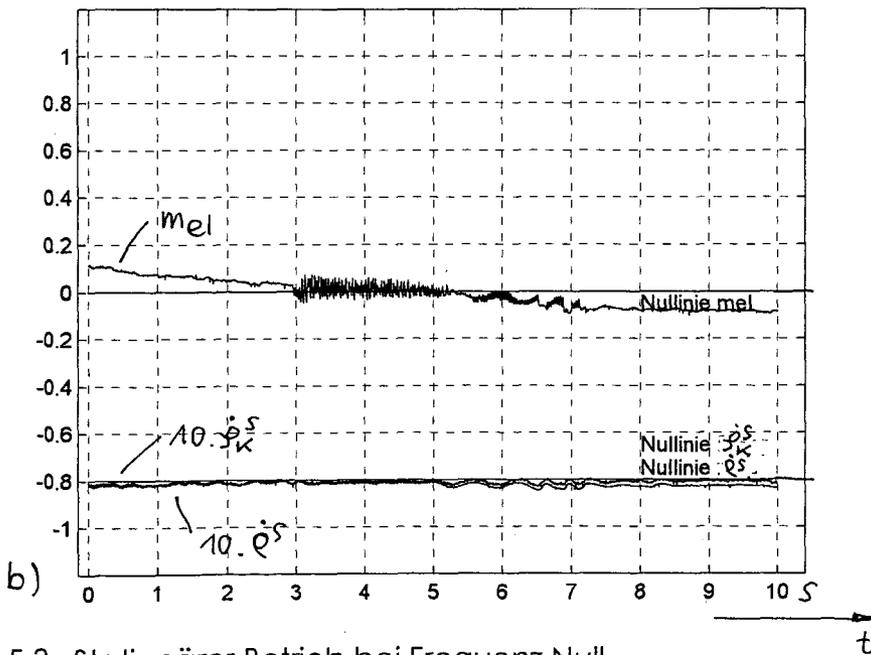
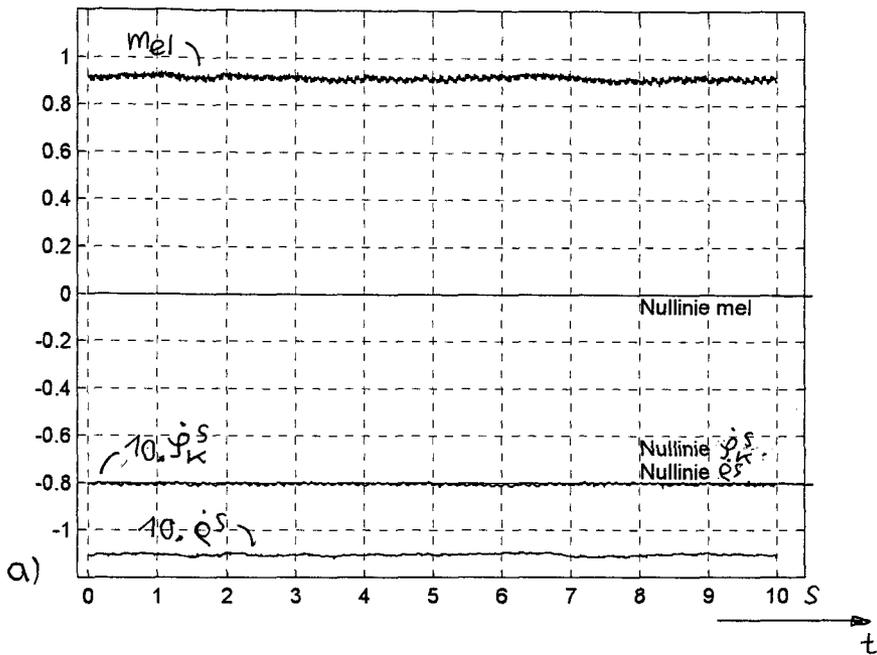


Bild 5.3 : Stationärer Betrieb bei Frequenz Null

für leichte r_S - Überkompensation : $r_{Sm} = 1,02 r_S$

a) bei Vollast : $\tan \varepsilon_S^T = 1,5$

b) bei Schwachlast : $\tan \varepsilon_S^T = 0,15$

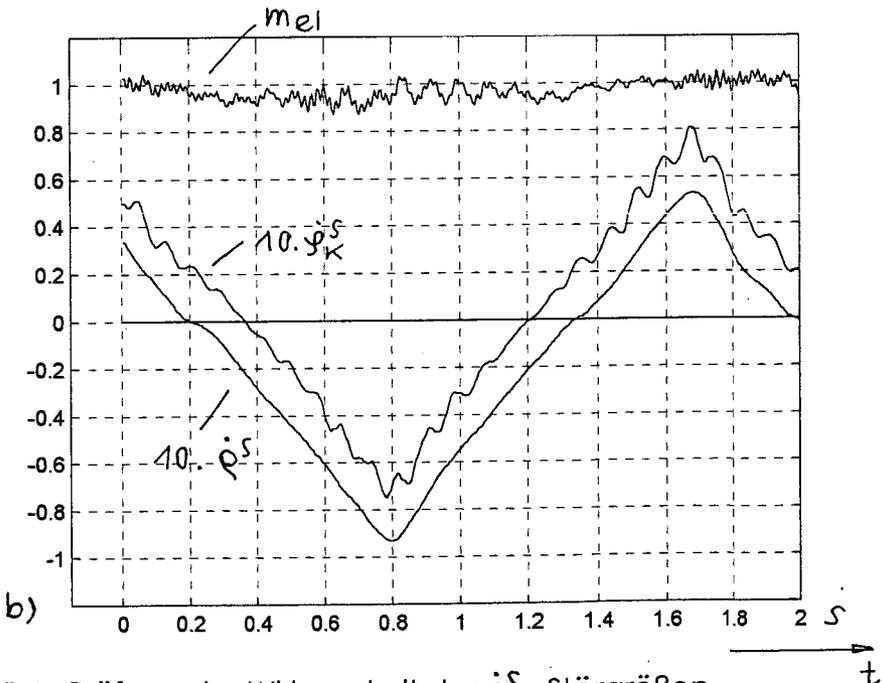
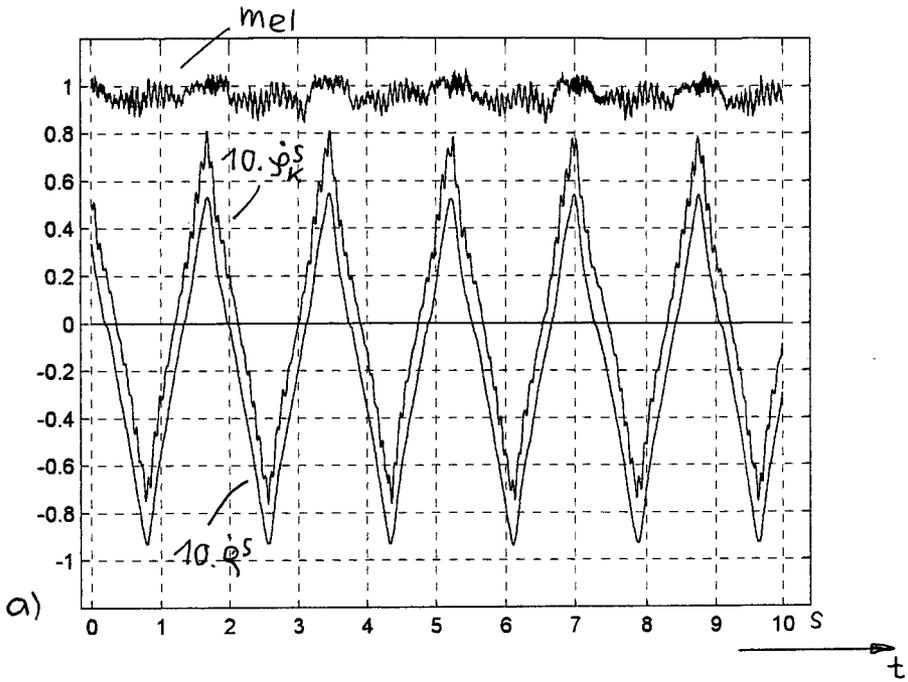


Bild 5.4 : Prüfung der Wirksamkeit der \dot{q}^s - Störgrößen-
 kompensation bei stark bewegtem \dot{q}^s .
 a) Gesamtbild
 b) Teilbild

6) Die Herleitung des "Strompulsverfahrens" (SPV)

6.1) Vorbemerkung

Für einen einwandfreien Betrieb der Asynchronmaschine mit Spannungsmodell benötigen wir im Kleinfrequenzbereich zusätzliche Informationen über den Statorwiderstand r_s und über den Fehlwinkel d_k , wie in Kapitel 4) ausgeführt wird.

Diese Informationen sollen natürlich, wie beim Spannungsmodell auch, nur aus Klemmengrößen gewonnen werden.

Wir verlassen dazu aber die bis jetzt ausschließlich betrachteten Betriebsgrößen, welche als Großsignalgrößen aufzufassen sind und gehen auf Kleinsignalgrößen über, auf sogenannte Δ -Größen, die sich in einem kleinen Bereich um den jeweiligen Arbeitspunkt herum bewegen.

Ziel der Vorgehensweise ist es dabei, aus dem Δ -Übertragungsverhalten der Asynchronmaschine Informationen über die genannten gesuchten Größen r_s und d_k zu erhalten. Dazu wird, siehe Bild 6.1, in einem Vorgabegerät VG ein Signal Δi_s^T erzeugt und der stromgesteuerten Asynchronmaschine als Sollwert zugeführt. Die entsprechende Reaktion Δu_s^T in der Klemmenspannung wird gemessen, einem Auswertungsgerät AG zugeführt und dort analysiert.

In der beschriebenen Weise wird das sogenannte Strompulsverfahren, auch kurz SPV genannt, realisiert, über welches im folgenden berichtet wird.

Zur Berechnung der hierbei zu erwartenden Ergebnisse und zur Ausformung des Verfahrens wird im nächsten Abschnitt als erstes die für Δ -Größen maßgebende Signalstruktur der stromgesteuerten Asynchronmaschine hergeleitet.

6.2) Die Δ -Struktur der stromgesteuerten Asynchronmaschine

Für das folgende ist es zweckmäßig, die Asynchronmaschine im Gegensatz zu den bisherigen Betrachtungen zur Gänze im sogenannten Vorgabe-Koordinatensystem zu beschreiben, das ist das Koordinatensystem mit dem Index τ , in welchem die beiden Wunschkoordinaten des Statorstromes, $i_s^{\tau 1}$, $i_s^{\tau 2}$ genannt, gemäß Kapitel 2), Bild 2.3 und 2.4 vorgegeben werden. Die Achse

dieses Koordinatensystems schließt den Winkel φ_{ke}^s zur Statorachse ein, siehe Kapitel 2), Bild 2.5. Es spielt im folgenden auch die Rolle eines Test-Koordinatensystems, was durch den Index T angedeutet wird.

Die räumliche Lage der im folgenden angesprochenen Vektoren in Bezug auf diese Achse ist in Bild 6.2 gezeigt.

Aus den Grundgleichungen der Asynchronmaschine, siehe A1.1), erhält man nach Transformation in das genannte T-Koordinatensystem und nach einigen Umwandlungen ein Gleichungssystem, welches in A4) hergeleitet wird und in Bild 6.3 als Signalflußbild dargestellt ist. Im Bildteil a) ist der Zusammenhang zwischen der Eingangsgröße i_s^T und den inneren Größen $-i_k^T$ und Ψ_k^T zu sehen, im Bildteil b) erkennt man den Zusammenhang zwischen diesen Größen und der Ausgangsgröße u_s^T .

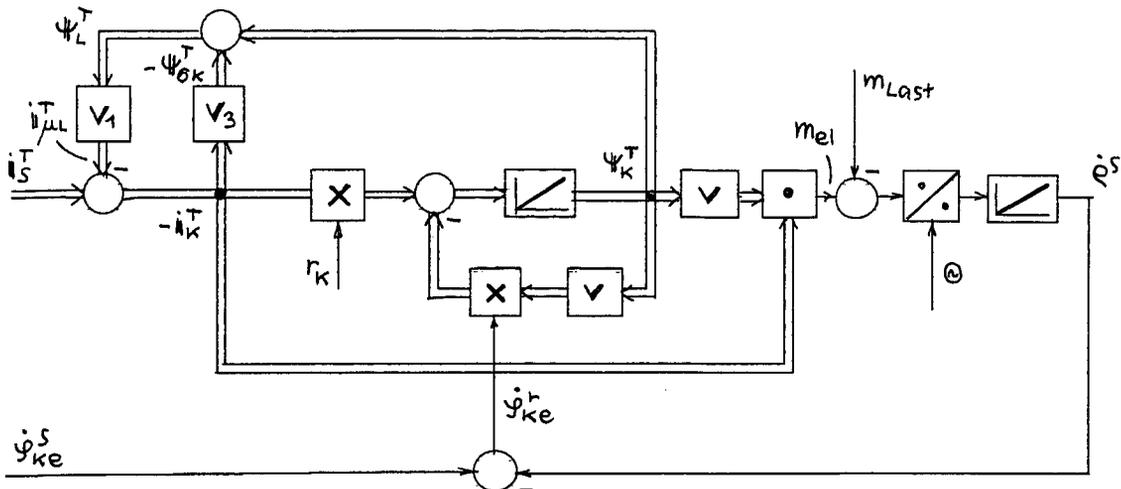
Da wir Sättigungseffekte des Hauptflusses Ψ_L^T und der Streuflüsse Ψ_{6s}^T und $-\Psi_{6k}^T$ berücksichtigen wollen, sind die Verknüpfungen V_1 , V_2 und V_3 der genannten Flüsse mit den entsprechenden Strömen $i_{\mu L}^T$, i_s^T und $-i_k^T$, wie sie in Bild 6.3 angedeutet sind, von grundlegender Bedeutung. Nachdem wir diese Verknüpfungen in ihrer Allgemeinheit vorerst nicht kennen, stellen wir sie fürs erste als "black boxes" dar, die wir erst nach und nach ausfüllen werden.

Durch eine Taylorreihenentwicklung 1.Ordnung, die in A5) durchgeführt ist, entstehen aus dem in Bild 6.3 dargestellten System Zusammenhänge zwischen entsprechenden Δ -Größen, die in Bild 6.4 dargestellt sind. Auch hier sind die Verknüpfungen W_1 , W_2 und W_3 zwischen den entsprechenden Flüssen und Strömen, weil vorerst unbekannt, als "black boxes" dargestellt.

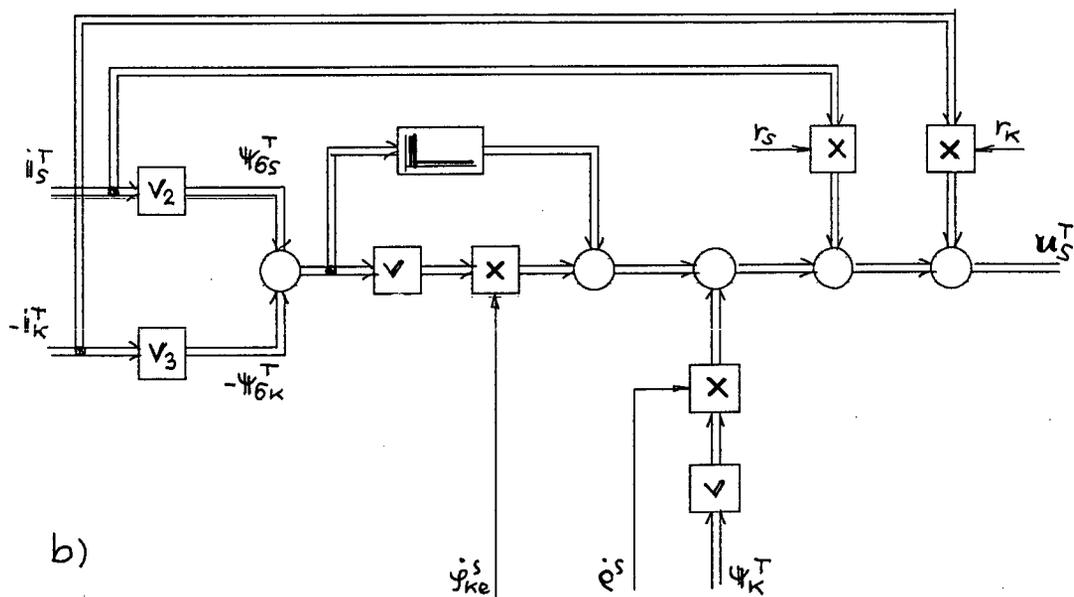
6.3) Die rechnerische Behandlung des Δ - Übertragungsverhaltens.

Das Bild 6.4 stellt ein relativ komplexes System dar, dessen Analyse einen beträchtlichen Rechenaufwand erfordert und dessen Zusammenhänge entsprechend verwickelt sind. Um zu möglichst übersichtlichen Zusammenhängen zu gelangen, treffen wir vorerst zwei vereinfachende Annahmen.

Zum einen setzen wir die Frequenz der hier betrachteten Δ - Test-



a)



b)

Bild 6.3 : Signalflußbild der stromgesteuerten Asynchronmaschine im T - Koordinatensystem

a) Entstehung von $-i_k^T$ und ψ_k^T aus i_s^T

b) Entstehung von u_s^T aus den Größen von a)

bewegungen genügend hoch an, was zunächst in unserem Belieben liegt, damit die Integratorausgänge $\Delta \Psi_k^T$ und $\Delta \dot{q}^S$ nicht nennenswert angeregt werden; es wird dann also

$$\Delta \Psi_k^T = 0 \quad (6.1)$$

$$\Delta \dot{q}^S = 0 \quad (6.2)$$

Zum anderen vernachlässigen wir die Δ - Beeinflussung des Steuereinganges $\Delta \dot{y}_{ke}^S$, setzen also

$$\Delta \dot{y}_{ke}^S = 0 \quad (6.3)$$

was sich, wie sich herausstellt, als zulässig erweist.

Des weiteren setzen wir im Vorgriff auf später gewonnene Resultate, (siehe Kapitel 6) und 8), die Verknüpfungen \mathbf{W}_1 , \mathbf{W}_2 und \mathbf{W}_3 schon jetzt als 2×2 - Matrizen mit konstanten Koeffizienten an, die mit \mathbf{A}^T , \mathbf{B}_S^T und \mathbf{B}_K^T benannt werden. Mit den genannten Festlegungen vereinfacht sich die Δ - Struktur nach Bild 6.4 erheblich und geht in die in Bild 6.5 gezeigte Form über. Die zu diesem Bild führenden Gleichungen lauten nach dem bisher Gesagten :

$$\Delta \Psi_L^T = \mathbf{B}_K^T \cdot \Delta -i_K^T \quad (6.4)$$

$$\Delta i_{\mu L}^T = \mathbf{A}^T \cdot \Delta \Psi_L^T \quad (6.5)$$

$$\Delta -i_K^T = \Delta i_S^T - \Delta i_{\mu L}^T \quad (6.6)$$

$$\Delta \mathcal{U}_S^T = r_S \cdot \Delta i_S^T + r_K \cdot \Delta -i_K^T \quad (6.7)$$

$$+ \dot{y}_{ke}^S \cdot \mathbf{v} \left[\mathbf{B}_S^T \cdot \Delta i_S^T + \mathbf{B}_K^T \cdot \Delta -i_K^T \right]$$

$$+ \frac{d}{dt} \left[\mathbf{B}_S^T \cdot \Delta i_S^T + \mathbf{B}_K^T \cdot \Delta -i_K^T \right]$$

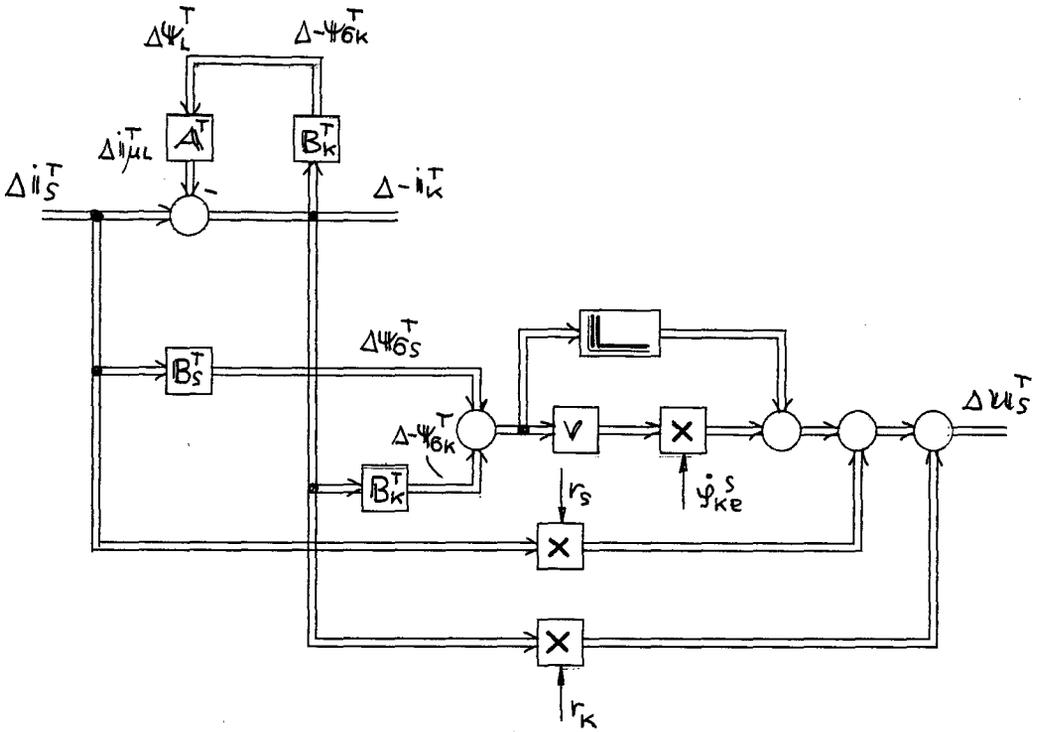


Bild 6.5: Vereinfachte Δ - Struktur nach Bild 6.4 für genügend schnell bewegte Δ - Größen

Aus den ersten drei Gleichungen, also aus (6.4) bis (6.6), erhält man zunächst

$$\Delta i_S^T = E^T \cdot \Delta -i_K^T \quad (6.8)$$

mit

$$E^T = 1 + A^T \cdot B_K^T \quad (6.9)$$

und sodann die Beziehung

$$\Delta -i_K^T = C^T \cdot \Delta i_S^T \quad (6.10)$$

mit

$$C^T = [E^T]^{-1} \quad (6.11)$$

als Zwischenergebnis. Die Beziehung (6.10) beschreibt die Reaktionen der inneren Größe $\Delta -i_K^T$ auf die Anregungsgröße Δi_S^T

Aus der vierten Gleichung, also (6.7), folgt nun, daß sich die Ausgangsgröße Δu_S^T aus verschiedenen Anteilen der Anregungsgröße Δi_S^T und der inneren Größe $\Delta -i_K^T$ zusammensetzt.

Man erkennt schon jetzt die Abhängigkeit der Ausgangsgröße von r_S und r_K , aber auch von den Matrizen A^T , B_S^T und B_K^T , in denen unter anderem die Eigenschaften der Sättigung enthalten sind.

Unsere nächste Aufgabe ist nun die Auswertung dieser Übertragungsbeziehungen (6.10) und (6.7).

6.4) Die Einführung und Berechnung sogenannter Anregungs- und Übertragungsvektoren

Zur Auswertung der Beziehungen (6.10) und (6.7) regen wir Δi_S^T durch eine vektorielle periodische Schwingung von folgender Form an:

$$\Delta i_S^T = K \cdot [R(\xi) \cdot y_1 + R(-\xi) \cdot y_2] \quad (6.12)$$

Der Klammerausdruck von (6.12) beschreibt dabei eine mit der Testfrequenz ξ umlaufende Anregungsellipse im T -Koordinatensystem, die sich aus zwei mit $\pm \xi$ gegenüber der T -Achse

umlaufende Vektoren $R(\xi) \cdot y_1$ und $R(-\xi) \cdot y_2$ zusammensetzt.

Die ruhenden Vektoren y_1 und y_2 bestimmen dabei die jeweilige Lage und Größe des mit- und gegenlaufenden Vektors; sie werden Anregungsvektoren genannt.

Für ein beliebiges y_1, y_2 -Paar, siehe Bild 6.6 a), ist der Winkel der Hauptachse der Ellipse durch $0,5 \cdot (\eta_1 + \eta_2)$ gegeben, die Hauptelongation beträgt $y_1 + y_2$, die senkrecht dazu liegende Nebenelongation ist $y_1 - y_2$; all dies ist in Bild 6.6 b) zu erkennen. Mit dem Faktor K kann die jeweilige Amplitude der Anregungsellipse zusätzlich beeinflusst werden.

Für unsere speziellen Belange bietet sich eine besondere y_1, y_2 -Konstellation an. Sie lautet

$$y_1 = 0,5 \cdot e \quad (6.13)$$

$$y_2 = 0,5 \cdot e \quad (6.14)$$

mit

$$e = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

Damit wird

$$\Delta i_S^T = K \cdot \cos \xi \cdot e \quad (6.16)$$

Dieser Ausdruck beschreibt eine translatorische Schwingung, die ausschließlich in der T -Achse verläuft, die Frequenz ξ und die Amplitude K hat, siehe Bild 6.6 c). Die so gestaltete Schwingung hat den großen Vorteil, daß durch diese Art der Δi_S^T -Anregung praktisch keine Drehmomentbeeinflussung stattfindet, sodaß die Testbewegungen nahezu unbemerkt ablaufen können; dies gilt zumindest für den angestrebten Zustand $d_K = 0$, den zu erreichen ja unser Ziel ist. Lediglich bei Regelbewegungen, also solange noch $d_K \neq 0$ ist, kann vorübergehend eine Drehmomentanregung auftreten.

Zur Berechnung des Übertragungsverhaltens setzen wir nun die auszuwertenden Größen Δi_K^T und Δu_S^T als entsprechende

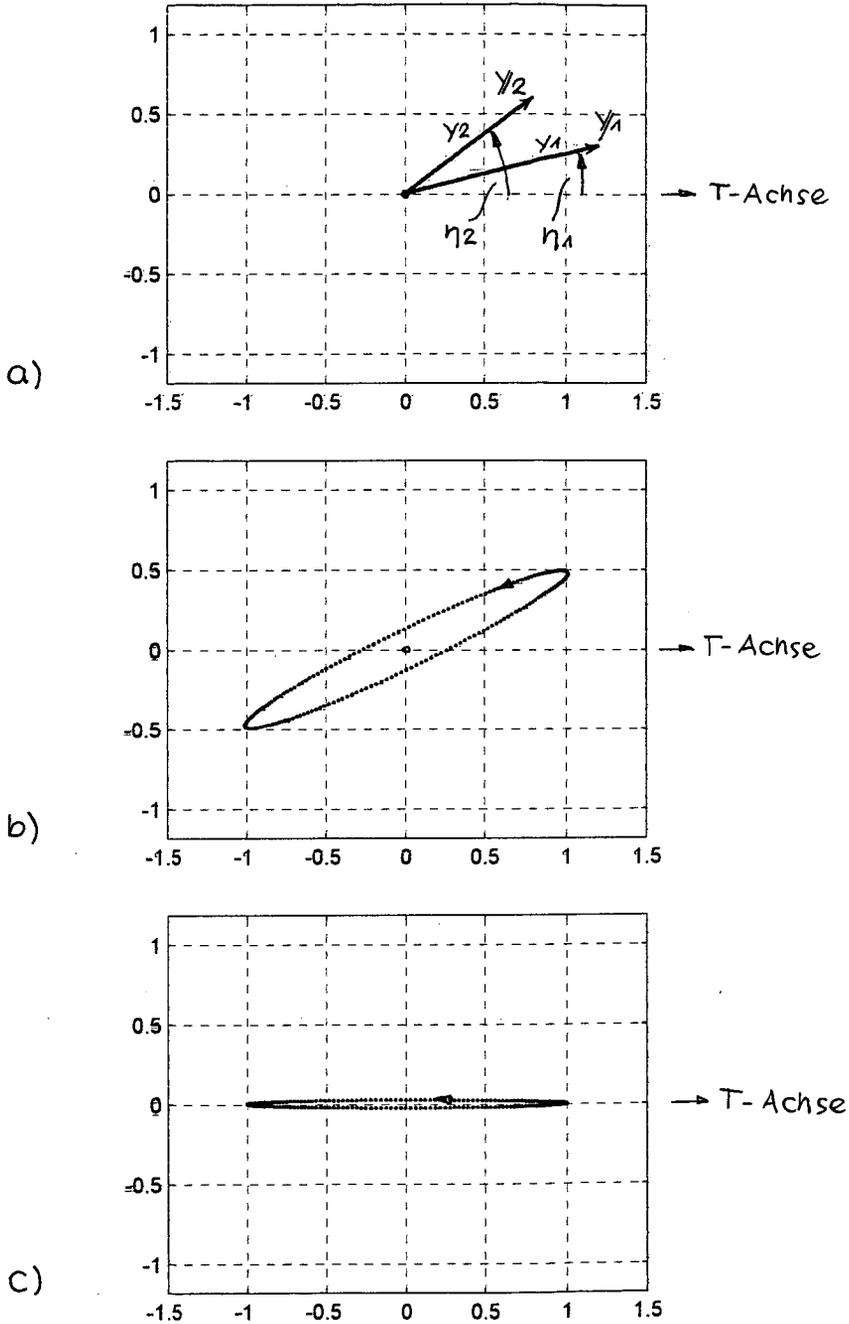


Bild 6.6 : Anregungsvektoren und - Ellipsen

a) Anregungsvektoren, allgemein

b) zugehörige Anregungsellipse für $k = 0.5$

c) spezielle Anregungsellipse nach (6.25), (6.26) für $k = 1$

Auswertungsellipsen an, die ihrer Struktur nach dem Ausdruck (6.12) angepaßt sind; es soll also sein

$$\Delta - \mathbf{i}_k^T = \kappa \cdot \left[\mathbb{R}(\xi) \cdot \mathbf{x}_1 + \mathbb{R}(-\xi) \cdot \mathbf{x}_2 \right] \quad (6.17)$$

$$\Delta \mathbf{u}_S^T = \kappa \cdot \left[\mathbb{R}(\xi) \cdot \mathbf{z}_1 + \mathbb{R}(-\xi) \cdot \mathbf{z}_2 \right] \quad (6.18)$$

mit zunächst unbekanntem Vektorpaaren $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$ und $\mathbf{z}_1, \mathbf{z}_2$. Die Berechnung dieser "Übertragungsvektoren" erfolgt durch Einsetzen der Ansätze (6.12), (6.17), (6.18) in die Gleichungen (6.10) und (6.7), siehe A6). Es erweist sich dabei als zweckmäßig, auf die Summe und die Differenz der jeweiligen Übertragungsvektoren überzugehen, also zu bilden

$$\mathbf{z}_S = \mathbf{z}_1 + \mathbf{z}_2 \quad (6.19)$$

$$\mathbf{z}_d = \mathbf{z}_1 - \mathbf{z}_2 \quad (6.20)$$

und ebenso

$$\mathbf{x}_S = \mathbf{x}_1 + \mathbf{x}_2 \quad (6.21)$$

$$\mathbf{x}_d = \mathbf{x}_1 - \mathbf{x}_2 \quad (6.22)$$

und analog dazu auch

$$\mathbf{y}_S = \mathbf{y}_1 + \mathbf{y}_2 \quad (6.23)$$

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{y}_1 - \mathbf{y}_2 \quad (6.24)$$

einzuführen. In A6.4) werden entsprechende Ausdrücke für die Größen (6.19) bis (6.22) errechnet.

Für die in (6.13), (6.14) vereinbarte spezielle Anregung wird nun

$$\mathbf{y}_S = \mathbf{e} \quad (6.25)$$

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{0} \quad (6.26)$$

und man erhält als Ergebnis

$$\mathbf{x}_S = \mathbf{c}^T \cdot \mathbf{e} \quad (6.27)$$

$$\mathbf{x}_d = \mathbf{0} \quad (6.28)$$

und weiter

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_S &= r_S \cdot \mathbf{e} + r_K \cdot \mathbf{x}_S \\ &+ \dot{\psi}_{ke}^S \cdot \mathbf{V} \cdot [\mathbf{B}_S^T \cdot \mathbf{e} + \mathbf{B}_K^T \cdot \mathbf{x}_S] \end{aligned} \quad (6.29)$$

$$\mathbf{z}_d = \dot{\xi} \cdot \mathbf{V} \cdot [\mathbf{B}_S^T \cdot \mathbf{e} + \mathbf{B}_K^T \cdot \mathbf{x}_S] \quad (6.30)$$

Zur isolierten Darstellung der für das Folgende wichtigen ersten Zeile von (6.29) bilden wir aus den Größen \mathbf{z}_S und \mathbf{z}_d noch die korrigierte Größe \mathbf{z}_{SK} nach folgender Vorschrift:

$$\mathbf{z}_{SK} = \mathbf{z}_S - \frac{\dot{\psi}_{ke}^S}{\dot{\xi}} \cdot \mathbf{z}_d \quad (6.31)$$

(die Frequenzen $\dot{\psi}_{ke}^S$ und $\dot{\xi}$ stehen uns ja als Meßgrößen zur Verfügung!) und erhalten somit resultierend als Übertragungsvektoren

$$\mathbf{z}_{SK} = r_S \cdot \mathbf{e} + r_K \cdot \mathbf{x}_S \quad (6.32)$$

$$\mathbf{z}_d = \dot{\xi} \cdot \mathbf{V} \cdot [\mathbf{B}_S^T \cdot \mathbf{e} + \mathbf{B}_K^T \cdot \mathbf{x}_S] \quad (6.33)$$

Man erkennt aus diesen Ausdrücken, daß es sinnvoll ist, bei der weiteren Untersuchung der beschriebenen Zusammenhänge, (siehe Kapitel 7) bis 10), zuerst das Verhalten des Übertragungsvektors \mathbf{x}_S zu betrachten (welcher die Eigenschaften von $\Delta - i\mathbf{k}^T$ beschreibt), und erst dann die Übertragungsvektoren \mathbf{z}_{SK} und \mathbf{z}_d zu untersuchen, (welche die Eigenschaften von $\Delta \mathbf{u}_S^T$ ausdrücken); denn letztere setzen sich aus verschiedenen Termen, die von \mathbf{x}_S (und von \mathbf{e}) bestimmt werden, additiv zusammen.

6.5) Die Messung der Übertragungsvektoren \mathbf{z}_{SK} , \mathbf{z}_d an der Anlage

Dazu gehen wir von dem Ausdruck (6.18) aus, also

$$\Delta \mathbf{u}_S^T = \mathbf{K} \cdot [\mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{z}_1 + \mathbf{R}(-\xi) \cdot \mathbf{z}_2] \quad (6.34)$$

Sodann bilden wir aus den Drehmatrizen $\mathbf{R}(\xi)$, $\mathbf{R}(-\xi)$, welche die Rotation der verschiedenen Ellipsen bewirken, zwei sogenannte Leitvektoren

$$\boldsymbol{x}^+ = \mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{e} \quad (6.35)$$

$$\boldsymbol{x}^- = \mathbf{R}(-\xi) \cdot \mathbf{e} \quad (6.36)$$

welche die Achsen je eines ξ^+ - und eines ξ^- - Koordinatensystems festlegen, siehe Bild 6.7 a).

Und nun transformieren wir die Meßgröße $\Delta \boldsymbol{u}_S^T$ sowohl in das ξ^+ - als auch in das ξ^- - Koordinatensystem. Dabei ist, siehe Bild 6.7 b),

$$\Delta \alpha_S^{+\xi} = \Delta \alpha_S^T - \xi \quad (6.37)$$

$$\Delta \alpha_S^{-\xi} = \Delta \alpha_S^T + \xi \quad (6.38)$$

Es wird

$$\begin{aligned} \Delta \boldsymbol{u}_S^{+\xi} &= \mathbf{R}(-\xi) \cdot \Delta \boldsymbol{u}_S^T \\ &= k \cdot [\boldsymbol{z}_1 + \mathbf{R}(-2\xi) \cdot \boldsymbol{z}_2] \end{aligned} \quad (6.39)$$

$$\begin{aligned} \Delta \boldsymbol{u}_S^{-\xi} &= \mathbf{R}(\xi) \cdot \Delta \boldsymbol{u}_S^T \\ &= k \cdot [\mathbf{R}(2\xi) \cdot \boldsymbol{z}_1 + \boldsymbol{z}_2] \end{aligned} \quad (6.40)$$

Die Ergebnisse der Koordinatentransformationen, also $\Delta \boldsymbol{u}_S^{+\xi}$ und $\Delta \boldsymbol{u}_S^{-\xi}$, enthalten jeweils eine ruhende und eine mit doppelter Testfrequenz 2ξ umlaufende Größe. Als einfachste Lösung zur Gewinnung von \boldsymbol{z}_1 , \boldsymbol{z}_2 bietet sich eine Tiefpaßfilterung der beiden Ausdrücke (6.39), (6.40) an. Man erhält dann nach Division durch k :

$$\frac{1}{k} \cdot \Delta \bar{\boldsymbol{u}}_S^{+\xi} = \bar{\boldsymbol{z}}_1 \quad (6.41)$$

und

$$\frac{1}{k} \cdot \Delta \bar{\boldsymbol{u}}_S^{-\xi} = \bar{\boldsymbol{z}}_2 \quad (6.42)$$

Das Ergebnis sind also die tiefpaßgefilterten (oder geglätteten) Übertragungsvektoren $\bar{\boldsymbol{z}}_1$, $\bar{\boldsymbol{z}}_2$.

Daraus kann man nun die (gefilterten) Übertragungsvektoren $\bar{\boldsymbol{z}}_s$, $\bar{\boldsymbol{z}}_d$ gemäß (6.19), (6.20) gewinnen, indem man bildet

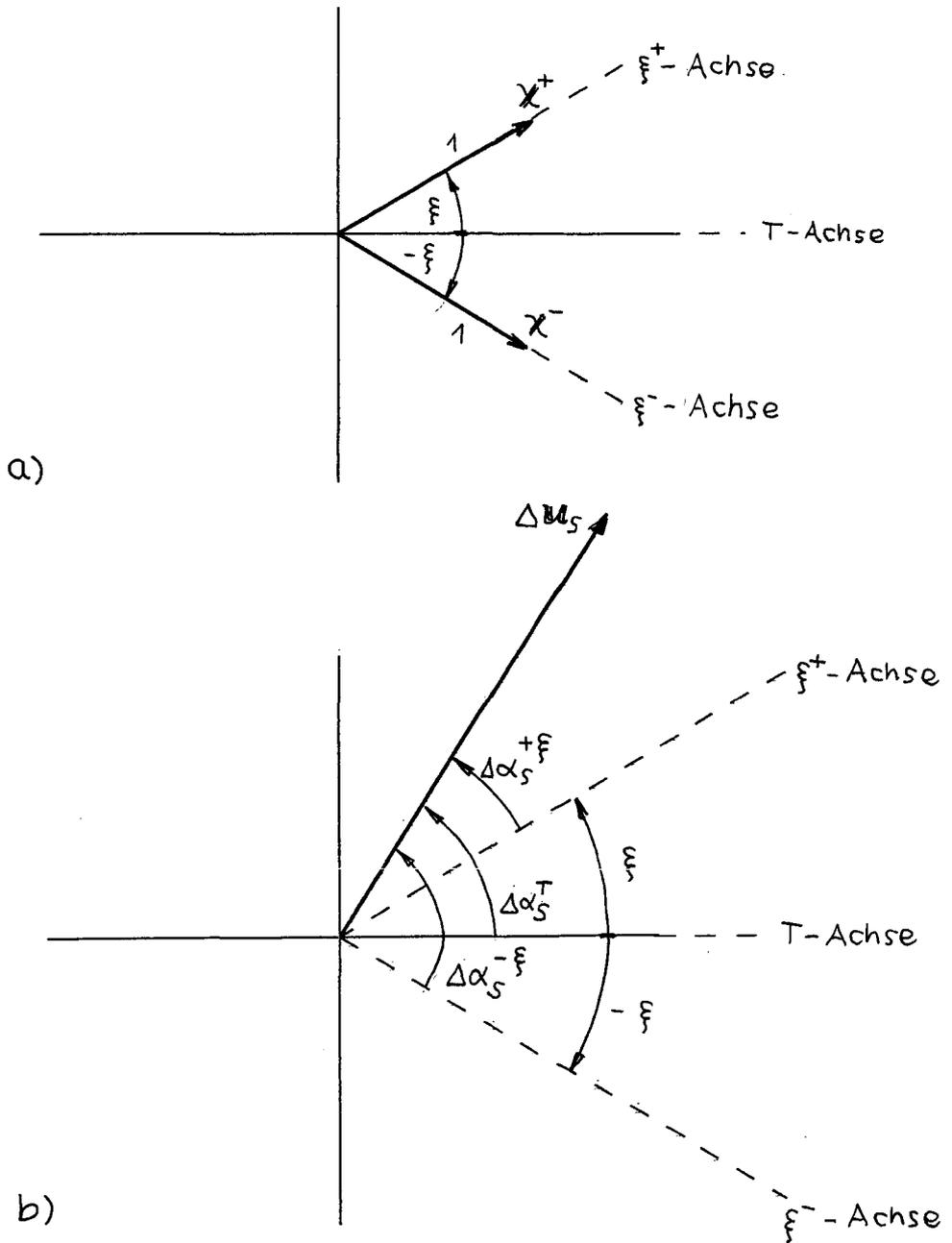


Bild 6.7 : Transformation von Δu_S in das ξ^+ - und das ξ^- - Koordinatensystem
a) Koordinatenachsen
b) Lage von Δu_S zu den Koordinatenachsen

$$\bar{z}_s = \bar{z}_1 + \bar{z}_2 = \frac{1}{K} \left[\Delta \bar{u}_s^{+\xi} + \Delta \bar{u}_s^{-\xi} \right] \quad (6.43)$$

$$\bar{z}_d = \bar{z}_1 - \bar{z}_2 = \frac{1}{K} \left[\Delta \bar{u}_s^{+\xi} - \Delta \bar{u}_s^{-\xi} \right] \quad (6.44)$$

Zur Gewinnung von \bar{z}_{SK} gemäß (6.31) bildet man dann noch

$$\bar{z}_{SK} = \bar{z}_s - \frac{\dot{y}_{ke}^s}{\xi} \cdot \bar{z}_d \quad (6.45)$$

Die technische Realisierung der gesamten Meßschaltung kann etwa in der in Bild 6.8 gezeigten Form erfolgen.

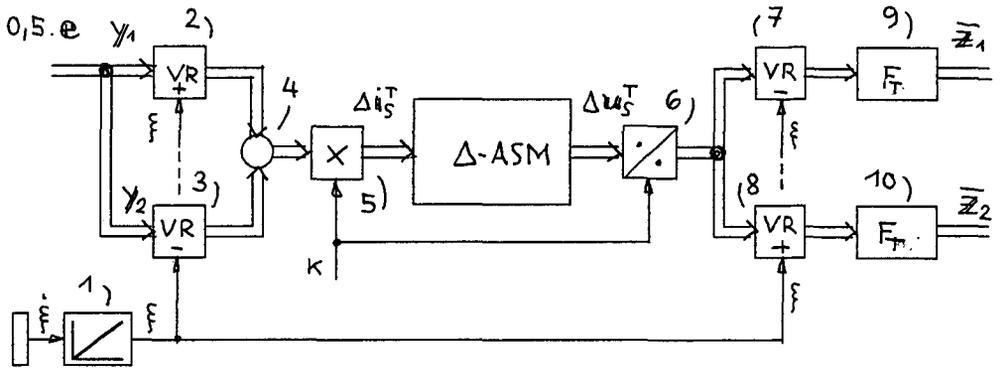
Zunächst sehen wir als Anregungsteil, siehe Bild 6.8 a), einen Winkelintegrator (1) vor, der einen mit der Eingangsgröße $\dot{\xi}$ bewegten Winkel ξ erzeugt. Zur Bildung des Anregungssignales Δi_s^T gemäß (6.12) wählen wir die von uns gewünschten Anregungsvektoren y_1 und y_2 und unterwerfen sie mit Hilfe der Vektorrotatoren (2) und (3) zum einen einer positiven, zum anderen einer negativen Drehung, addieren die Ergebnisse in (4) und multiplizieren mittels (5) die Summe mit dem Faktor K . In unserem speziellen Falle sind die Anregungsvektoren gemäß (6.13), (6.14) gebildet.

Dies alles ist im linken Teil des Bildes 6.8 a) dargestellt.

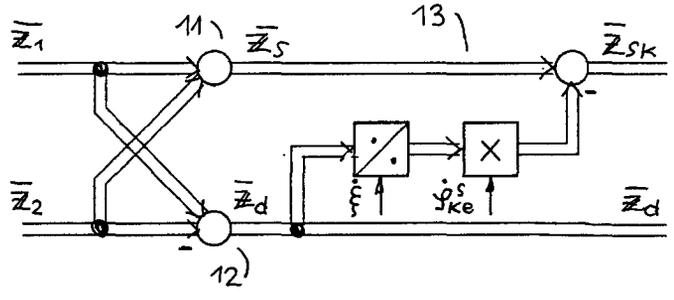
Zur Auswertung des Ausgangssignales Δu_s^T führt man nach Division durch K mittels (6) die Koordinatentransformation ins ξ^+ - und ins ξ^- -Koordinatensystem mittels der Vektorrotatoren (7) und (8) durch, filtert die Ergebnisse durch je ein Tiefpaßfilter F_T , siehe (9) und (10), und erhält so die Ausdrücke \bar{z}_1 , \bar{z}_2 gemäß (6.41), (6.42). Durch Summen- und Differenzbildung in (11) und (12) erhält man dann die gesuchten Übertragungsvektoren \bar{z}_s und \bar{z}_d , sowie mittels der Korrekturschaltung (13) den Übertragungsvektor \bar{z}_{SK} .

Die eben beschriebenen Aktivitäten sind im rechten und unteren Teil des Bildes 6.8 a) dargestellt.

In Bild 6.8 b) ist die Einbindung dieser Meßschaltung in das Gesamtsystem einer stromgesteuerten Asynchronmaschine dargestellt. Das oben beschriebene Δi_s^T wird in (14) dem Großsignal-sollwert i_s^{T**} hinzugefügt und der resultierende Sollwert i_s^{T*} nach Koordinatentransformation ins Stator-Koordinatensystem



a)



b)

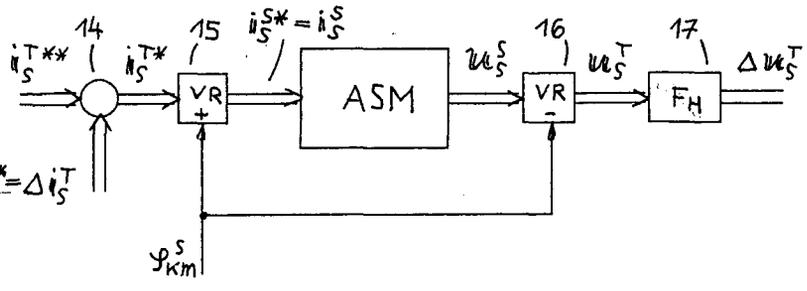


Bild 6.8 : Technische Realisierung der \bar{z}_{sk}, \bar{z}_d - Bestimmung
 a) Meßschaltung im Detail
 b) Einbindung der Meßschaltung ins Gesamtsystem

mittels (15) der Asynchronmaschine als Statorstromsollwert i_S^{S*} zugeführt.

Aus der gemessenen Statorspannung u_S^S wird durch Rücktransformation ins τ - Koordinatensystem mittels (16) die Größe u_S^T gebildet und daraus durch ein Hochpaßfilter F_H , siehe (17), der Wechselanteil Δu_S^T gewonnen, der gemäß dem Obengesagten weiterverarbeitet wird.

7) Einsatz des Strompulsverfahrens (SPV) bei Asynchronmaschinen im ungesättigten Betrieb

7.1) Vorschau

In den nun folgenden Kapiteln setzen wir das SPV bei Asynchronmaschinen in insgesamt vier Schritten mit wachsendem Schwierigkeitsgrad ein. Wir beginnen hier - in aufbauender Weise - mit einer völlig ungesättigten Maschine; als nächstes berücksichtigen wir die Sättigung des Hauptflusses, sodann die zusätzliche Sättigung der Streuflüsse und schließlich zu all dem noch den Einfluß von mechanischen Reaktionen bei herabgesetzter Testfrequenz. Auf diese Weise können die im allgemeinsten Fall (dem wir auch in der Praxis tatsächlich begegnen) auftretenden Effekte einzeln und nacheinander abgehandelt werden.

7.2) Die Berechnung des Übertragungsvektors x_s

Gemäß (6.27), (6.9), (6.11) ist

$$x_s = C^T \cdot e \quad (7.1)$$

$$C^T = \left[1 + A^T \cdot B_k^T \right]^{-1} \quad (7.2)$$

Für vollkommen ungesättigten Betrieb folgt aus A4)

$$\psi_L^T = l_h \cdot i_{\mu L}^T \quad (7.3)$$

$$\psi_{\sigma s}^T = l_{\sigma s} \cdot i_s^T \quad (7.4)$$

$$-\psi_{\sigma k}^T = l_{\sigma k} \cdot -i_k^T \quad (7.5)$$

wobei l_h , $l_{\sigma s}$ und $l_{\sigma k}$ Konstante sind.

Eine Taylorreihenentwicklung 1. Ordnung dieser Ausdrücke ergibt daher

$$\Delta \psi_L^T = l_h \cdot \Delta i_{\mu L}^T \quad (7.6)$$

$$\Delta \Psi_{6s}^T = \ell_{6s} \cdot \Delta i_s^T \quad (7.7)$$

$$\Delta \Psi_{6k}^T = \ell_{6k} \cdot \Delta -i_k^T \quad (7.8)$$

Somit lauten die Verknüpfungen A^T , B_s^T und B_k^T in Bild 6.5

$$A^T = \frac{1}{\ell_n} \cdot \mathbf{1} \quad (7.9)$$

$$B_s^T = \ell_{6s} \cdot \mathbf{1} \quad (7.10)$$

$$B_k^T = \ell_{6k} \cdot \mathbf{1} \quad (7.11)$$

Setzt man (7.9) und (7.11) in (7.2) ein, so erhält man

$$C^T = K_G \cdot \mathbf{1} \quad (7.12)$$

mit

$$K_G = \frac{1}{1 + \frac{\ell_{6k}}{\ell_n}} \quad (7.13)$$

und aus (7.1) wird

$$x_s = K_G \cdot e \quad (7.14)$$

Der Übertragungsvektor x_s hat also die Koordinaten

$$x_{s1} = K_G \quad (7.15)$$

$$x_{s2} = 0 \quad (7.16)$$

Dieser Sachverhalt ist in Bild 7.1 a) dargestellt.

7.3) Die Berechnung der Übertragungsvektoren z_{sk} und z_d

Nach (6.32), (6.33) ist

$$z_{sk} = r_s \cdot e + r_k \cdot x_s \quad (7.17)$$

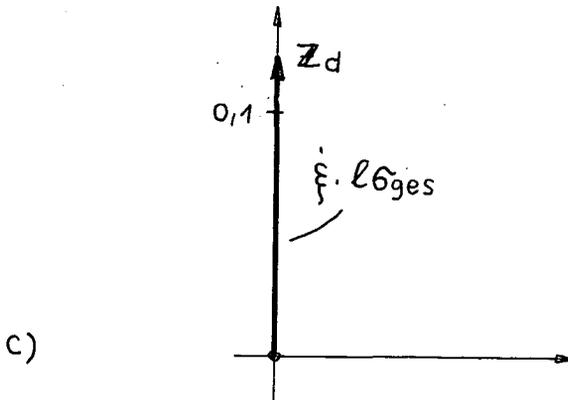
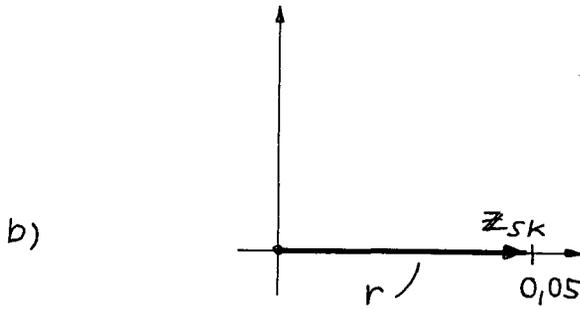
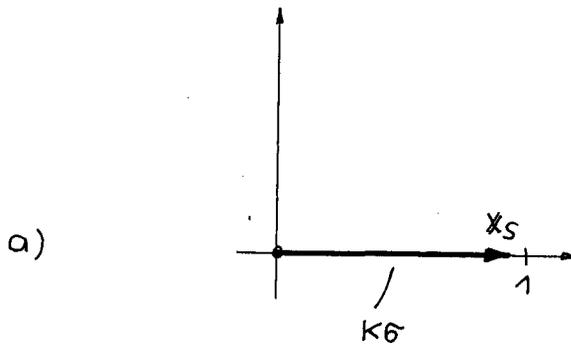


Bild 7.1 : Darstellung der Übertragungsvektoren für konstante Induktivitäten
 a) x_s , b) z_{sk} , c) z_d

$$\mathbf{z}_d = \dot{\xi} \cdot \mathbf{v} \cdot \left[\mathbf{B}_S^T \cdot \mathbf{e} + \mathbf{B}_K^T \cdot \mathbf{x}_S \right] \quad (7.18)$$

Mit (7.10), (7.11), (7.14) wird daraus

$$\mathbf{z}_{SK} = r \cdot \mathbf{e} \quad (7.19)$$

$$\mathbf{z}_d = \dot{\xi} \cdot \mathbf{v} \cdot \ell_{\sigma_{ges}} \cdot \mathbf{e} \quad (7.20)$$

wobei

$$r = r_S + r_K \cdot K_G \quad (7.21)$$

$$\ell_{\sigma_{ges}} = \ell_{\sigma_S} + \ell_{\sigma_K} \cdot K_G \quad (7.22)$$

Der Übertragungsvektor \mathbf{z}_{SK} hat also die Koordinaten

$$z_{SK1} = r \quad (7.23)$$

$$z_{SK2} = 0 \quad (7.24)$$

Der Übertragungsvektor \mathbf{z}_d hat die Koordinaten

$$z_{d1} = 0 \quad (7.25)$$

$$z_{d2} = \dot{\xi} \cdot \ell_{\sigma_{ges}} \quad (7.26)$$

siehe Bild 7.1 b) und c).

Durch Messung von z_{d2} kann, da die Testfrequenz $\dot{\xi}$ bekannt ist, die Größe $\ell_{\sigma_{ges}}$ bestimmt werden, die für die Streuinduktivitätseinstellung des Spannungsmodells benötigt wird.

Durch Messung von z_{SK1} erhält man die Größe r . Aus dieser Größe kann unter bestimmten Bedingungen der gesuchte Statorwiderstand r_S ermittelt werden, wie im folgenden gezeigt wird.

7.4) Ermittlung des Statorwiderstandes r_S

Aus (7.21), (7.23) folgt

$$z_{SK1} = r_S \cdot \left[1 + \frac{r_K}{r_S} \cdot K_G \right] \quad (7.27)$$

Somit wird

$$r_s = z_{SK1} \cdot \frac{1}{K_{rs}} \quad (7.28)$$

mit

$$K_{rs} = 1 + \frac{r_k}{r_s} \cdot K_G \quad (7.29)$$

Aus z_{SK1} kann also nach (7.28) der Statorwiderstand r_s bestimmt werden, wobei K_{rs} einen Maßstabsfaktor darstellt; dieser ist im Idealfall eine konstante Größe.

Dieser Idealfall (Index 0) tritt immer dann ein, wenn die Temperaturen in Stator und Rotor gleich sind (oder in einem konstanten Verhältnis zueinander stehen), dann ist unter der Voraussetzung gleicher Temperaturkoeffizienten das Widerstandsverhältnis konstant, also

$$\frac{r_k}{r_s} = \left[\frac{r_k}{r_s} \right]_0 \quad (7.30)$$

Der Maßstabsfaktor wird in diesem Idealfall

$$\left[K_{rs} \right]_0 = \left[1 + \left[\frac{r_k}{r_s} \right]_0 \cdot K_G \right] \quad (7.31)$$

und ist ebenfalls konstant. Er kann zur Eichung einer Einrichtung zur r_s - Bestimmung verwendet werden, die z_{SK1} in folgender Weise auswertet:

$$r_{sm} = z_{SK1} \cdot \frac{1}{\left[K_{rs} \right]_0} \quad (7.32)$$

Man erhält auf diese Weise einen Meßwert r_{sm} für den Statorwiderstand r_s .

In der Praxis ist durch Nichteinhaltung der obengenannten Idealbedingungen

$$\frac{r_k}{r_s} \neq \left[\frac{r_k}{r_s} \right]_0 \quad (7.33)$$

und damit

$$K_{rs} \neq \left[K_{rs} \right]_0 \quad (7.34)$$

Setzt man den tatsächlichen Zusammenhang (7.28) in den idealisierten (7.32) ein, so erhält man

$$r_{sm} = r_s \frac{k_{rs}}{[k_{rs}]_0} \quad (7.35)$$

Es hängt also vom Faktor $\frac{k_{rs}}{[k_{rs}]_0}$ ab, wie genau r_s durch r_{sm} bestimmt werden kann.

Eine Abschätzung dieses Faktors könnte so aussehen:

unter der Annahme, es sei

$$\left[\frac{r_k}{r_s} \right]_0 = 0,66 \quad (7.36)$$

was bei üblichen Motoren der Fall ist,

und $\frac{r_k}{r_s}$ weiche von diesem Wert nicht mehr als $\pm 10\%$ ab, - was man gelten lassen kann, wenn der Temperaturunterschied zwischen Stator und Rotor nicht allzu hoch ist - dann bewegt sich (bei einem üblichen Wert von $k_G = 0,95$) der Faktor

$$\frac{k_{rs}}{[k_{rs}]_0} = \frac{1 + \frac{r_k}{r_s} \cdot k_G}{1 + \left[\frac{r_k}{r_s} \right]_0 \cdot k_G} \quad (7.37)$$

zwischen den Werten 0,964 und 1,038.

Somit kann r_s in diesem Fall durch Messung von r_{sm} auf etwa $\pm 4\%$ genau bestimmt werden; siehe auch A17.3).

7.5) Schlußbemerkung

Aus den Ergebnissen (7.19) bis (7.22) geht hervor, daß mit Hilfe des Strompulsverfahrens im hier vorliegenden Fall einer ungesättigten Maschine außer den genannten Größen r und ℓ_{ges} keine weitere Information, insbesondere kein d_k -Signal erhältlich ist.

8) Einsatz des Strompulsverfahrens (SPV) bei Asynchronmaschinen mit ausschließlicher Sättigung des Hauptflusses

8.1) Die Bestimmung der Verknüpfung A^T

Die Sättigung des Hauptflusses drückt sich bei den Δ -Beziehungen vor allem in der Matrix A^T aus. Bei der Bestimmung dieser Größe gehen wir von dem im ungesättigten Gebiet gültigen Zusammenhang zwischen Ψ_L^T und $i_{\mu L}^T$ aus, siehe A4.2), also von

$$\Psi_L^T = \ell_h \cdot i_{\mu L}^T \quad (8.1)$$

wobei ℓ_h eine Konstante ist.

Die Beziehung sagt aus, daß der Vektor Ψ_L^T aus dem Vektor $i_{\mu L}^T$ durch Streckung um den Faktor ℓ_h hervorgeht. Die beiden Vektoren haben also den gleichen Winkel (sind parallel), ihre Beträge hängen über die Beziehung

$$\Psi_L = \ell_h \cdot i_{\mu L} \quad (8.2)$$

zusammen.

Überlegungen über das Sättigungsverhalten führen zu dem Ergebnis, daß die Parallelität der beiden Vektoren auch im gesättigten Gebiet erhalten bleibt, aber ℓ_h eine Funktion von $i_{\mu L}$ wird. Es gilt also dann

$$\Psi_L^T = \ell_h(i_{\mu L}) \cdot i_{\mu L}^T \quad (8.3)$$

Die beiden Vektoren haben also nach wie vor den gleichen Winkel, siehe Bild 8.1 a), ihre Beträge hängen aber jetzt über die Beziehung

$$\Psi_L = \ell_h(i_{\mu L}) \cdot i_{\mu L} \quad (8.4)$$

zusammen, siehe Bild 8.1 b); der Verlauf kann, siehe A11), durch Messung der Leerlaufkennlinie bestimmt werden. Aus dem Bild ist ersichtlich, daß die Größe $\ell_h(i_{\mu L})$ in jedem Arbeitspunkt A durch die Beziehung

$$[\ell_h]_A = \frac{[\Psi_L]_A}{[i_{\mu L}]_A} \quad (8.5)$$

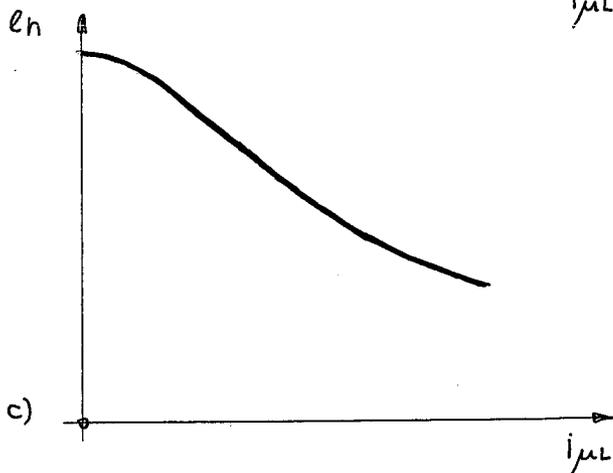
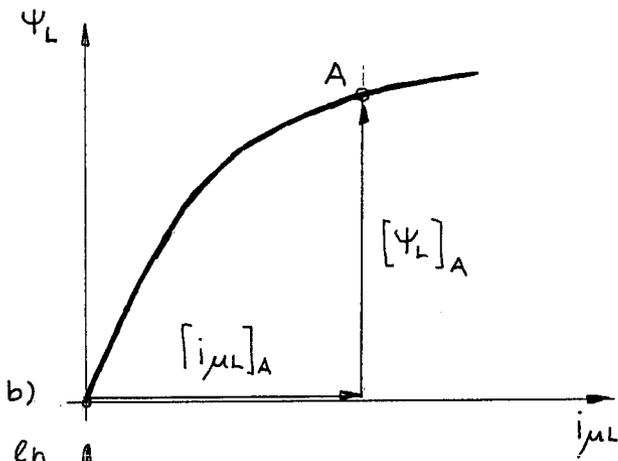
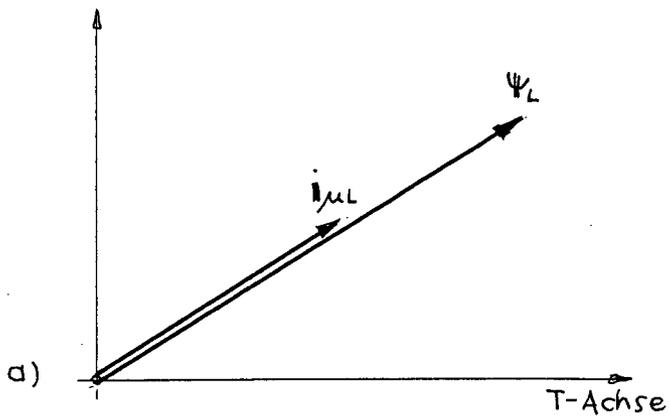


Bild 8.1 : Zusammenhänge zwischen ψ_L und $i_{\mu L}$ bei Sättigung
 a) Zusammenhang der Vektoren
 b) Zusammenhang der Beträge
 c) Verlauf von l_n über $i_{\mu L}$

gegeben ist; dies ist in Bild 8.1 c) dargestellt.

Zur Bestimmung des Zusammenhanges der Δ -Größen $\Delta\Psi_L^T$ und $\Delta i_{\mu L}$ entwickeln wir (8.3) in eine Taylor-Reihe 1. Ordnung in der Umgebung des jeweiligen Arbeitspunktes. Man erhält

$$\Delta\Psi_L^T = \mathbf{L}^T \cdot \Delta i_{\mu L} \quad (8.6)$$

Dabei ist

$$\mathbf{L}^T = \begin{bmatrix} l_{11}^T & l_{12}^T \\ l_{21}^T & l_{22}^T \end{bmatrix} \quad (8.7)$$

eine 2×2 -Matrix mit konstanten Gliedern, welche von den Gegebenheiten des jeweiligen Arbeitspunktes, sowie von der Lage der T-Achse abhängen. Die einzelnen Glieder werden, siehe Bild 8.2 b),

$$l_{11}^T = \frac{d l_h}{d i_{\mu L}} \cdot \frac{d i_{\mu L}}{d i_{\mu L}^{T1}} \cdot i_{\mu L}^{T1} + l_h \quad (8.8)$$

$$l_{12}^T = \frac{d l_h}{d i_{\mu L}} \cdot \frac{d i_{\mu L}}{d i_{\mu L}^{T2}} \cdot i_{\mu L}^{T1} \quad (8.9)$$

$$l_{21}^T = \frac{d l_h}{d i_{\mu L}} \cdot \frac{d i_{\mu L}}{d i_{\mu L}^{T1}} \cdot i_{\mu L}^{T2} \quad (8.10)$$

$$l_{22}^T = \frac{d l_h}{d i_{\mu L}} \cdot \frac{d i_{\mu L}}{d i_{\mu L}^{T2}} \cdot i_{\mu L}^{T2} + l_h \quad (8.11)$$

Der bei allen vier Gliedern auftretende Ausdruck $\frac{d l_h}{d i_{\mu L}}$ wird

$$\frac{d l_h}{d i_{\mu L}} = \frac{d}{d i_{\mu L}} \left[\frac{\Psi_L}{i_{\mu L}} \right] = \frac{1}{i_{\mu L}} \cdot \left[\frac{d\Psi_L}{d i_{\mu L}} - \frac{\Psi_L}{i_{\mu L}} \right] \quad (8.12)$$

Stellt man Ψ_L und $i_{\mu L}$ als p.u.-Größen dar, siehe Bild 8.2 a), dann wird

$$\frac{\Psi_L}{i_{\mu L}} \equiv \operatorname{tg} \alpha \quad (8.13)$$

also $\frac{\Psi_L}{i_{\mu L}}$ gleich der Steigung $\operatorname{tg} \alpha$ des Ortsvektors der p.u.-Magnetisierungskennlinie, und

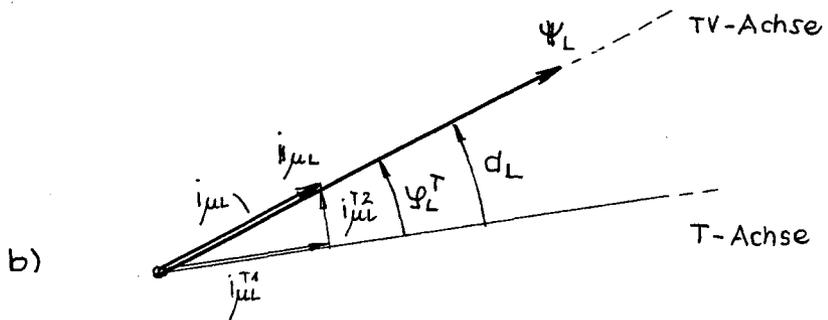
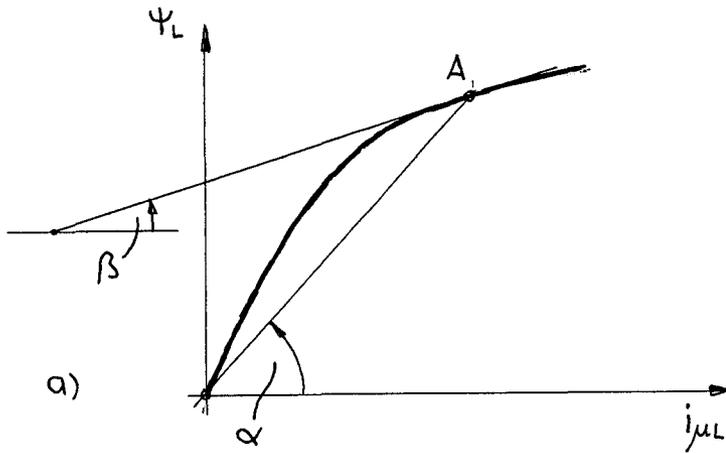


Bild 8.2 : Kennwerte von Ψ_L

- a) Winkel α des Ortsvektors und β der Tangente im Arbeitspunkt A der Magnetisierungskennlinie
- b) Lage von Ψ_L , $i_{\mu L}$ und TV - Achse zur T - Achse

$$\frac{d\psi_L}{di_{\mu L}} \equiv \operatorname{tg}\beta \quad (8.14)$$

also $\frac{d\psi_L}{di_{\mu L}}$ gleich der differentiellen Steigung $\operatorname{tg}\beta$ der Kennlinie, beides im jeweiligen Arbeitspunkt gemessen. Somit wird

$$\frac{d\ell_n}{di_{\mu L}} = \frac{1}{i_{\mu L}} \cdot [-\operatorname{tg}\alpha + \operatorname{tg}\beta] \quad (8.15)$$

Zur weiteren Bestimmung der Matrizenglieder gehen wir nun so vor, daß wir die T - Achse zunächst in die Richtung von ψ_L legen. Wir nennen diese Orientierung Vorzugslage (Index $T = TV$); sodann ermitteln wir L^T für die allgemeine Lage der T - Achse durch Koordinatentransformation. Die Vorzugslage heißt so und ist deshalb zu empfehlen, weil die Matrix L^{TV} besonders einfach wird; für $T = TV$ ist nämlich

$$\frac{di_{\mu L}}{di_{\mu L}^{TV1}} = 1 \quad (8.16)$$

$$\frac{di_{\mu L}}{di_{\mu L}^{TV2}} = 0 \quad (8.17)$$

$$i_{\mu L}^{TV1} = i_{\mu L} \quad (8.18)$$

$$i_{\mu L}^{TV2} = 0 \quad (8.19)$$

und mit

$$\operatorname{tg}\alpha \equiv \ell_n \quad (8.20)$$

wird

$$L^{TV} = \begin{bmatrix} \operatorname{tg}\beta & 0 \\ 0 & \operatorname{tg}\alpha \end{bmatrix} \quad (8.21)$$

und

$$\Delta\psi_L^{TV} = L^{TV} \cdot \Delta i_{\mu L}^{TV} \quad (8.22)$$

Als nächstes bilden wir die Umkehrung von (8.22), nämlich

$$\Delta i_{\mu L} = [L^{TV}]^{-1} \cdot \Delta \Psi_L^{TV} \quad (8.23)$$

Ein Vergleich mit dem entsprechenden Ausdruck in (6.5) zeigt, daß

$$[L^{TV}]^{-1} \equiv A^{TV} \quad (8.24)$$

Nun transformieren wir (8.23) in das allgemeine T - Koordinatensystem mittels des Ansatzes

$$\Delta i_{\mu L}^{TV} = R(-\vartheta_L^T) \cdot \Delta i_{\mu L}^T \quad (8.25)$$

$$\Delta \Psi_L^{TV} = R(-\vartheta_L^T) \cdot \Delta \Psi_L^T \quad (8.26)$$

welcher ebenfalls aus Bild 8.2 b) folgt, und erhalten schließlich

$$\Delta i_{\mu L}^T = A^T \cdot \Delta \Psi_L^T \quad (8.27)$$

wobei

$$A^T = R(\vartheta_L^T) \cdot A^{TV} \cdot R(-\vartheta_L^T) \quad (8.28)$$

ist.

8.2) Die Berechnung des Übertragungsvektors x_S

Entsprechend der Aufgabenstellung sollen in diesem Kapitel die Streuflüsse nach wir vor ungesättigt sein, es soll also gelten, siehe (7.10), (7.11)

$$B_S^T = \ell_{6S} \cdot \mathbf{1} \quad (8.29)$$

$$B_K^T = \ell_{6K} \cdot \mathbf{1} \quad (8.30)$$

Da nun durch (8.28) und (8.30) die Matrizen A^T und B_K^T bekannt sind, kann man durch (6.9), (6.11) die Matrix C^T und durch (6.27) den Übertragungsvektor x_S berechnen.

Neben diesem allgemeinen, immer gangbaren Weg gibt es für den vorliegenden Fall auch einen etwas anderen Weg zur Bestimmung von C^T und x_S , der zu einem sehr anschaulichen Er-

gebnis führt. Dazu bleiben wir bei der Berechnung von \mathbf{C}^T bis zuletzt im TV - Koordinatensystem. Da (6.10) und (6.11) für jedes T - Koordinatensystem gelten, ist auch

$$\Delta - i_k^{TV} = \mathbf{C}^{TV} \cdot \Delta i_S^{TV} \quad (8.31)$$

$$\mathbf{C}^{TV} = [\mathbf{1} + \mathbf{A}^{TV} \cdot \mathbf{B}_k^{TV}]^{-1} \quad (8.32)$$

Die erst jetzt durchgeführte Transformation von (8.31) ins T - Koordinatensystem führt mit dem Ansatz

$$\Delta - i_k^{TV} = \mathbf{R}(-\varphi_L^T) \cdot \Delta - i_k^T \quad (8.33)$$

$$\Delta i_S^{TV} = \mathbf{R}(-\varphi_L^T) \cdot \Delta i_S^T \quad (8.34)$$

auf

$$\Delta - i_k^T = \mathbf{C}^T \cdot \Delta i_S^T \quad (8.35)$$

mit

$$\mathbf{C}^T = \mathbf{R}(\varphi_L^T) \cdot \mathbf{C}^{TV} \cdot \mathbf{R}(-\varphi_L^T) \quad (8.36)$$

In A7) wird nun gezeigt, daß man im vorliegenden Fall die Matrix \mathbf{C}^{TV} in folgender Form darstellen kann:

$$\mathbf{C}^{TV} = C_1^{TV} \cdot \mathbf{1} + C_2^{TV} \cdot \mathbf{P}_x \quad (8.37)$$

wobei
$$C_1^{TV} = 0,5 \cdot [k6\beta + k6\alpha] \quad (8.38)$$

$$C_2^{TV} = 0,5 \cdot [k6\beta - k6\alpha] \quad (8.39)$$

$$k6\alpha = \frac{1}{1 + \frac{e6k}{19\alpha}} \quad (8.40)$$

$$k6\beta = \frac{1}{1 + \frac{e6k}{19\beta}} \quad (8.41)$$

ist. Mit (8.37) wird (8.36), siehe auch A6.2)

$$\mathbf{C}^T = C_1^{TV} \cdot \mathbf{1} + C_2^{TV} \cdot \mathbf{R}(2\varphi_L^T) \cdot \mathbf{P}_x \quad (8.42)$$

und mit (6.27) erhält man, wobei wir im folgenden den Index TV bei C_1^{TV} , C_2^{TV} weglassen

$$\mathbf{x}_S = C_1 \cdot \mathbf{e} + C_2 \cdot \mathbf{d}(2\varphi_L^T) \quad (8.43)$$

mit

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.44)$$

und

$$\mathbf{d}(2\varphi_L^T) = \mathbb{R}(2\varphi_L^T) \cdot \mathbf{e} = \begin{bmatrix} \cos 2\varphi_L^T \\ \sin 2\varphi_L^T \end{bmatrix} \quad (8.45)$$

\mathbf{x}_S besteht also nach (8.43) aus der Summe zweier Teilvektoren, deren erster parallel zu \mathbf{e} liegt und die Länge C_1 hat und deren zweiter einen Winkel von $2\varphi_L^T$ zu \mathbf{e} einschließt und die Länge C_2 aufweist.

Die Faktoren C_1 und C_2 folgen dabei aus der aktuellen Magnetisierungskennlinie, die in Bild 8.3 als Meßergebnis vorliegt, siehe A11); aus dieser Kurve (in p.u.-Darstellung) erhält man die Größen $\tau_{g\alpha}$, $\tau_{g\beta}$, siehe Bild 8.3 b) und bei gegebenem $\ell_{\delta\kappa}$ ($= 0.08$) über (8.38) bis (8.41) die beiden Faktoren, siehe Bild 8.3 c). Für jeden magnetischen Arbeitspunkt gibt es ein solches Wertepaar. Man erkennt aus (8.38) bis (8.41) und aus Bild 8.3 b), daß C_1 immer positiv und C_2 immer negativ ist.

Der Winkel $2\varphi_L^T$, den der zweite Teilvektor von \mathbf{x}_S aufweist, ist der doppelte Winkel, den der Vektor Ψ_L zur T -Achse einschließt, siehe Bild 8.2 b). In Anlehnung an die Verwendung von d_κ in Kapitel 4) ersetzen wir den Winkel $-\varphi_L^T$ im folgenden durch den Winkel d_L , das ist der Winkel, den die T -Achse zum Vektor Ψ_L aufweist, siehe ebenfalls Bild 8.2 b). Dieser Winkel steht in engem Zusammenhang mit dem gesuchten Winkel d_κ , wie in Abschnitt 8.3) gezeigt wird.

Aufgrund der vorangegangenen Überlegungen bildet sich der Vektor \mathbf{x}_S in der in Bild 8.4 a) gezeigten Weise ab. Die zugehörige Beziehung (8.43) lautet in modifizierter Form

$$\mathbf{x}_S = C_1 \cdot \mathbf{e} - (-C_2) \cdot \mathbf{d}(-2d_L) \quad (8.46)$$

Für die kartesischen Koordinaten von \mathbf{x}_S gilt

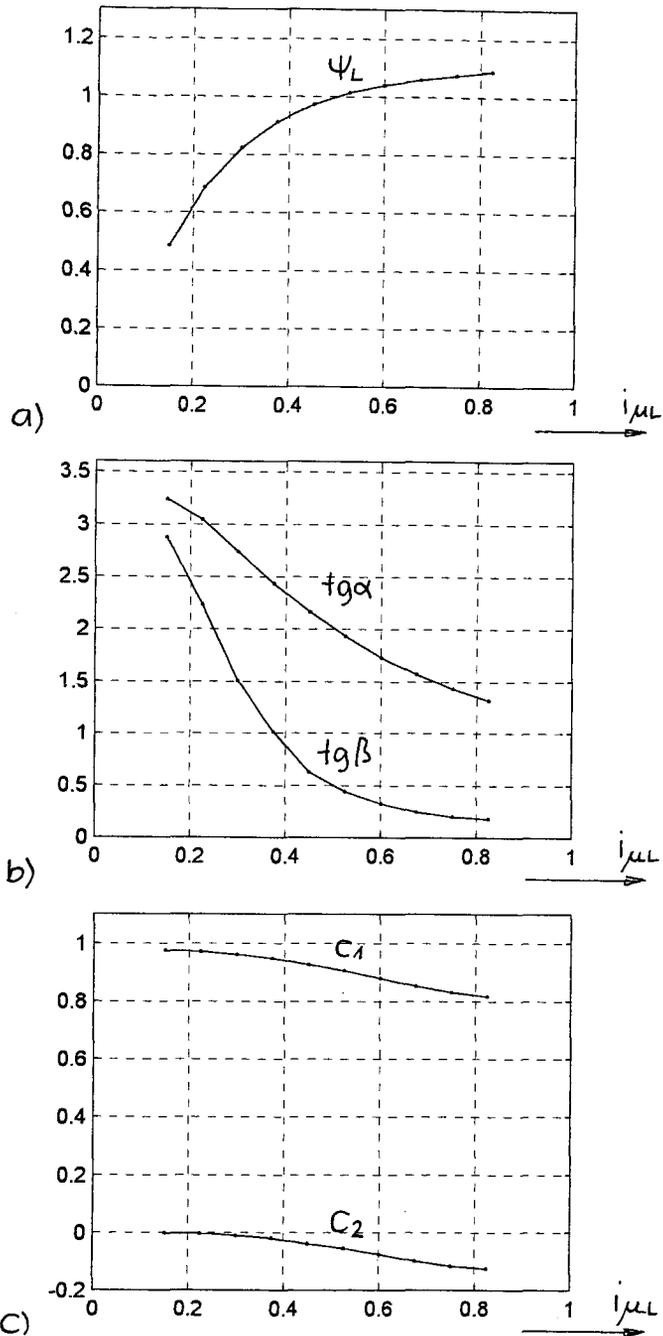
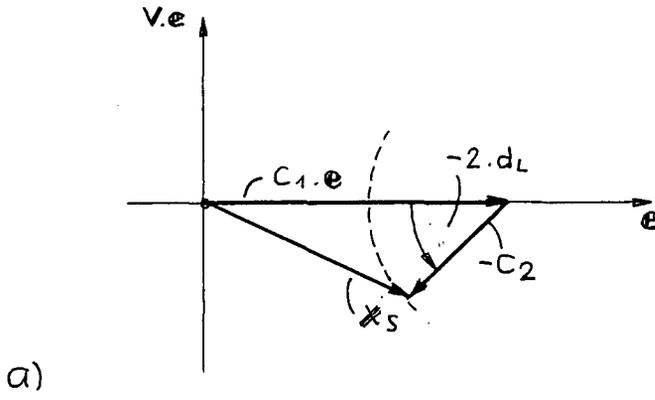
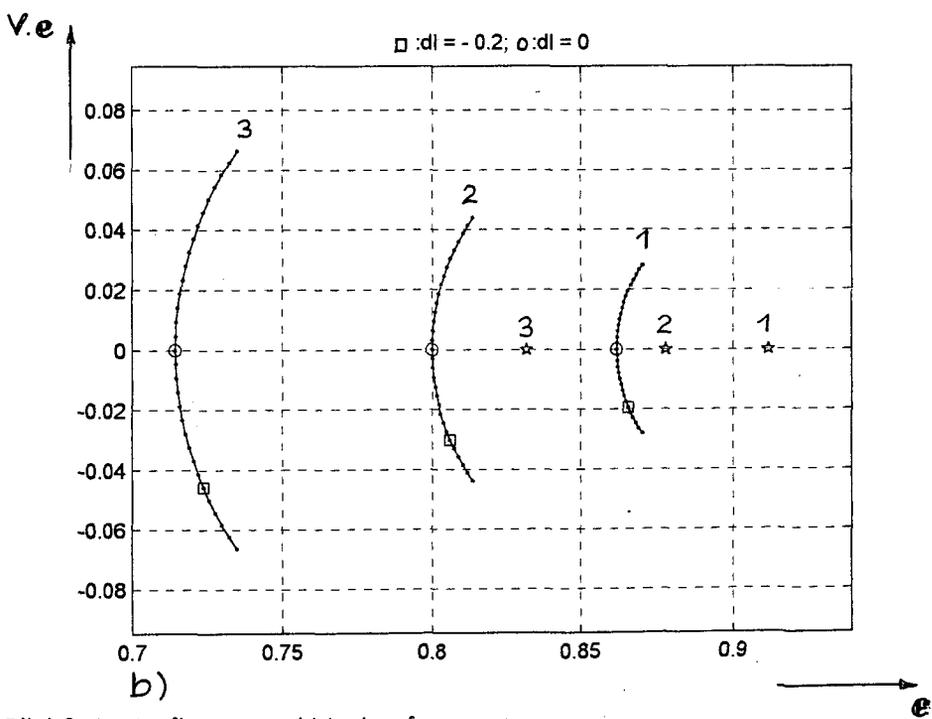


Bild 8.3 : Gemessener Verlauf verschiedener magnetischer Größen über $i \mu_L$, siehe auch A11)
 a) ψ_L , b) $\text{tg} \alpha$, $\text{tg} \beta$, c) C_1 , C_2 für $\epsilon_0 \kappa = 0,08$



a)



b)

Bild 8.4 : Aufbau und Verlauf von x_s

a) Vektordiagramm

b) Verlauf von x_s (•) und Lage von $c_1.e$ (☆) bei variablem d_L für drei feste Arbeitspunkte von ψ_L , siehe Bild 8.3, nämlich für 1) $i_{\mu L} = 0,15$ 2) $i_{\mu L} = 0,16$ 3) $i_{\mu L} = 0,17$

$$X_{S1} = C_1 - (-C_2) \cdot \cos(-2d_L) \quad (8.47)$$

$$X_{S2} = -(-C_2) \cdot \sin(-2d_L) \quad (8.48)$$

Die Beziehungen (8.46), beziehungsweise (8.47), (8.48) beschreiben für einen festen magnetischen Arbeitspunkt einen Kreis mit $C_1 \cdot e$ als Kreismittelpunkt, $-C_2$ als Kreisradius und $-2d_L$ als Kreisparameter.

Für den von uns bevorzugten magnetischen Arbeitspunkt mit $i_{\mu L} = 0,6$ ergibt sich mit den entsprechenden Werten aus Bild 8.3 der in Bild 8.4 b) mitte dargestellte Verlauf von X_S in Abhängigkeit von d_L . Dabei ist $d_L = -0,2$ durch das Zeichen \square , $d_L = 0$ durch das Zeichen \circ gekennzeichnet, was auch für die folgenden Bilder gilt.

Aus Bild 8.3 ist ersichtlich, daß C_1 bei Erhöhung von Ψ_L abnimmt, während $-C_2$ zunimmt, und umgekehrt; daraus ergeben sich entsprechende X_S -Verläufe für Arbeitspunkte mit erhöhtem, beziehungsweise erniedrigtem Ψ_L , siehe Bild 8.4 b) links und rechts.

8.3) Der Übertragungsvektor X_S für "wirklichkeitsnahe" Betriebsverhältnisse gemäß Kapitel 4)

Wir kennen jetzt die Zusammenhänge von X_{S1} , X_{S2} mit den Größen Ψ_L , d_L und wollen sie nunmehr auf die im realen Betrieb auftretenden Verhältnisse anwenden. In Kapitel 4) sind solche Verhältnisse durch die Bilder 4.28 bis 4.35 dargestellt; sie sind dort unter anderem durch die Größen Ψ_K und d_K beschrieben. Der Zusammenhang zwischen diesen beiden Größenpaaren lautet, (siehe A8.2),

$$\Psi_L \approx \Psi_K \quad (8.49)$$

$$d_L \approx d_K - \arctg \left(\frac{\ell_{6K}}{t_{g\alpha}} \cdot t_{g\varepsilon_S} \Psi \right) \quad (8.50)$$

Das bedeutet zum einen, daß die in Kapitel 4) angegebenen Ψ_K -Verläufe praktisch auch für Ψ_L gelten und zum anderen, daß die dortigen d_K -Werte über (8.50) in d_L -Werte umgerechnet werden müssen, was in Bild 8.5 a) und b) für die Belastungsfälle

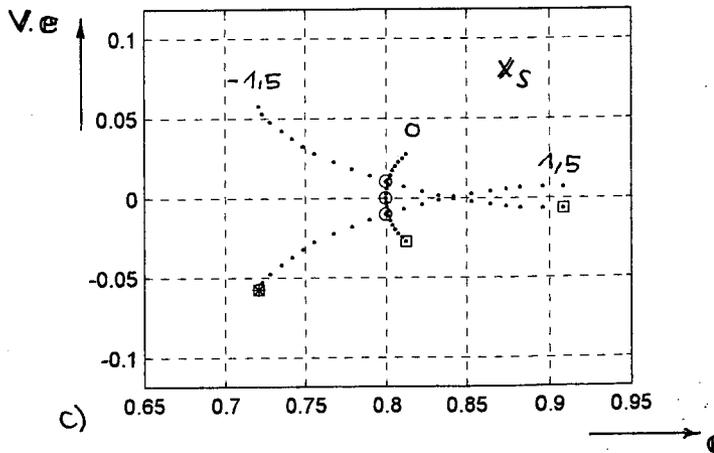
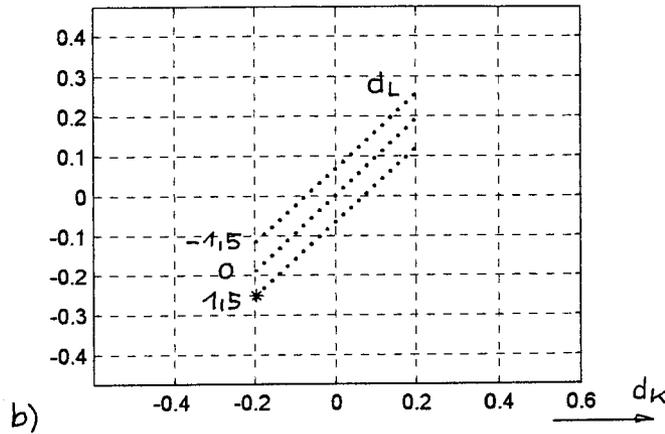
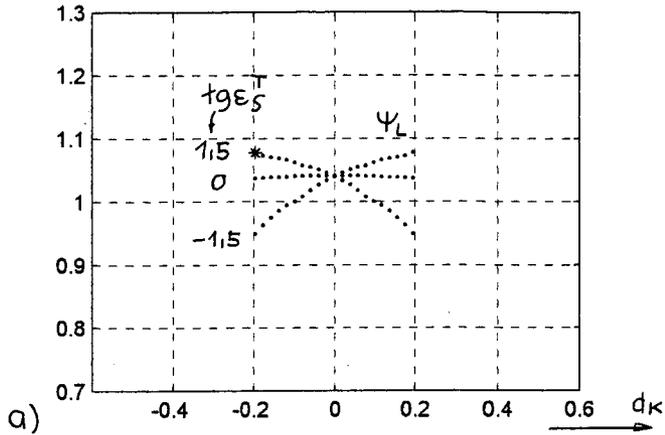


Bild 8.5 : Verlauf von Ψ_L und d_L über d_k , sowie Ortskurve von X_S bei veränderlichem d_k (\square : $dk = -0,2$, \circ : $dk = 0$) für verschiedene Werte von $tg \epsilon_S^I$.

a) Ψ_L/d_k , b) d_L/d_k , c) X_S - Ortskurve

$$\operatorname{tg} \varepsilon_S^T = 1,5, 0, -1,5 \quad (8.51)$$

innerhalb des in der Praxis interessierenden Bereiches von $-0,2 < d_K < 0,2$ durchgeführt ist.

Mit diesen Zusammenhängen entstehen die in Bild 8.5 c) dargestellten Ortskurven für X_S , siehe auch A9).

Für den Leerlauffall ($\operatorname{tg} \varepsilon_S^T = 0$), siehe die Bilder 4.28 bis 4.31, bei welchem $\Psi_K \approx \Psi_L$ praktisch konstant ist und $d_L \approx d_K$ gilt, entsteht eine den kreisförmigen Kurven von Bild 8.4 b) sehr ähnliche Kurve.

Für die Belastungsfälle ($\operatorname{tg} \varepsilon_S^T = \pm 1,5$) hingegen, siehe die Bilder 4.32 bis 4.35, bei welchen sich Ψ_K mit d_K ändert, gilt sozusagen für jedes d_K ein eigener Kreis von Bild 8.4 b), aber nur ein Punkt davon, sodaß insgesamt horizontal in die Länge gezogene Kurven entstehen, die außerdem auch noch vertikal verschoben sind, weil sich wegen des Unterschiedes zwischen d_K und d_L die Parametrierung der Kurven ändert.

Die so entstehenden Koordinaten x_{S1} und x_{S2} von X_S sind in Bild 8.6 b) und c) über d_K dargestellt.

Die Größe x_{S1} bildet im Einklang mit (8.47) und Bild 8.3 den Ψ_K -Verlauf, der in Bild 8.6 a) noch einmal gezeigt wird, über $C_1 + C_2$ im umgekehrten Sinne ab, das soll bedeuten, daß, ausgehend vom idealen Arbeitspunkt $d_K = 0$, Flußabfälle durch x_{S1} -Anstiege angezeigt werden, und umgekehrt.

Die Größe x_{S2} ist im Einklang mit (8.48), (8.50) ein Abbild von d_K mit dem Maßstab $-C_2$, das allerdings bei Belastung aus zwei Gründen verzerrt ist: neben der schon erwähnten Vertikalverschiebung wegen des Unterschiedes zwischen d_L und d_K kommt es auch zu Steigungsunterschieden durch variables $-C_2$ gemäß Bild 8.3 in dem Sinne, daß bei vergrößertem $-C_2$ auch die Steigung vergrößert wird, und umgekehrt.

8.4) Die aus den Ergebnissen von Abschnitt 8.3) folgenden Übertragungsvektoren Z_{SK} und Z_d

Gemäß den Beziehungen (6.32), (6.33) sowie mit Berücksichtigung von (8.29), (8.30) bilden sich hier die Übertragungsvektoren Z_{SK} und Z_d in folgender Weise:

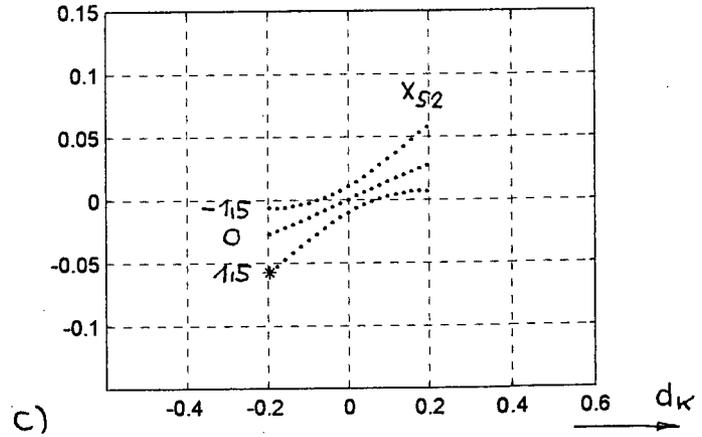
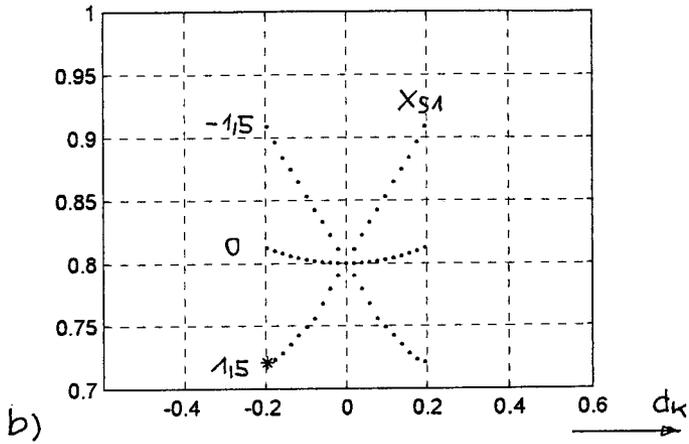
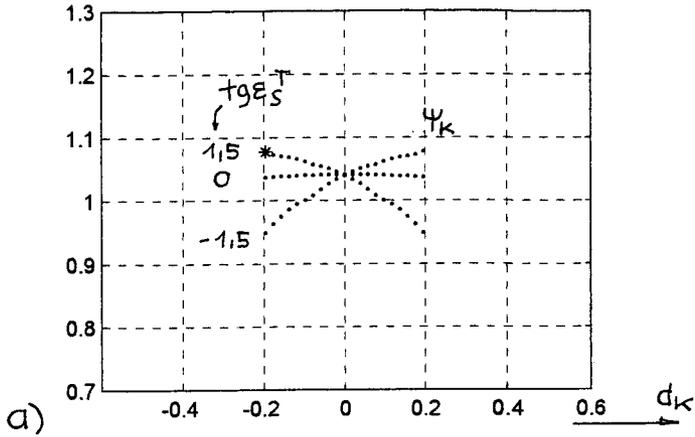


Bild 8.6) : Verlauf von ψ_k und den kartesischen Koordinaten von x_s nach Bild 8.5 über d_k für verschiedene Werte von $\text{tg} \epsilon_s^T$
 a) ψ_k/d_k , b) x_{s1}/d_k , c) x_{s2}/d_k

$$\mathbf{z}_{SK} = r_S \cdot \mathbf{e} + r_K \cdot \mathbf{x}_S \quad (8.52)$$

$$\mathbf{z}_d = \xi \cdot \mathbf{V} \cdot [\ell_{6S} \cdot \mathbf{e} + \ell_{6K} \cdot \mathbf{x}_S] \quad (8.53)$$

Der Übertragungsvektor \mathbf{z}_{SK} setzt sich somit aus den Anteilen $r_S \cdot \mathbf{e}$ und $r_K \cdot \mathbf{x}_S$ zusammen, \mathbf{z}_d aus den Anteilen $\xi \cdot \ell_{6S} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{e}$ (\perp zu \mathbf{e}) und $\xi \cdot \ell_{6K} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{x}_S$ (\perp zu \mathbf{x}_S). Beide Vektoren sind also modifizierte Abbilder des Vektors \mathbf{x}_S . Sie sind für die in Abschnitt 8.3) geltenden praktischen Betriebsverhältnisse in den Bildern 8.7 a) und b) dargestellt. Die kartesischen Koordinaten z_{SK1} , z_{SK2} , z_{d1} und z_{d2} der beiden Vektoren sind in den Bildern 8.8 und 8.9 in Abhängigkeit vom Winkel d_K aufgetragen. Man erkennt bei allen vier Koordinaten eine Abhängigkeit vom Fehlwinkel d_K , die durch \mathbf{x}_S verursacht ist. Aus (8.52), (8.53) folgt außerdem bei den Koordinaten von \mathbf{z}_{SK} eine Abhängigkeit von r_S und r_K , bei den Koordinaten von \mathbf{z}_d eine Abhängigkeit von ℓ_{6S} , ℓ_{6K} und ξ . (Die Werte dieser Parameter sind in A12) angegeben.)

In den folgenden beiden Abschnitten wird untersucht, in welcher Weise diese Koordinaten zur Lösung unserer Aufgaben eingesetzt werden können.

8.5) Einsatz von z_{SK1} zur r_S - Identifikation

8.51) Verhältnisse für den Idealfall $d_K = 0$

In einem ersten Schritt betrachten wir die Gegebenheiten für den Fall $d_K = 0$, der ja immer angestrebt wird. Für diesen Fall ist die Größe x_{S1} , siehe Bild 8.6 b), unabhängig von der Belastung konstant. Sie wird nach (8.47), (8.50) wegen der Kleinheit von d_L (etwa $\pm 4^\circ$) praktisch fehlerfrei dargestellt durch

$$x_{S1} = C_1 + C_2 \quad (8.54)$$

und das bedeutet mit (8.38) bis (8.41)

$$x_{S1} = K \beta \quad (8.55)$$

mit

$$K \beta = \frac{1}{1 + \frac{\ell_{6K}}{g \beta}} \quad (8.56)$$

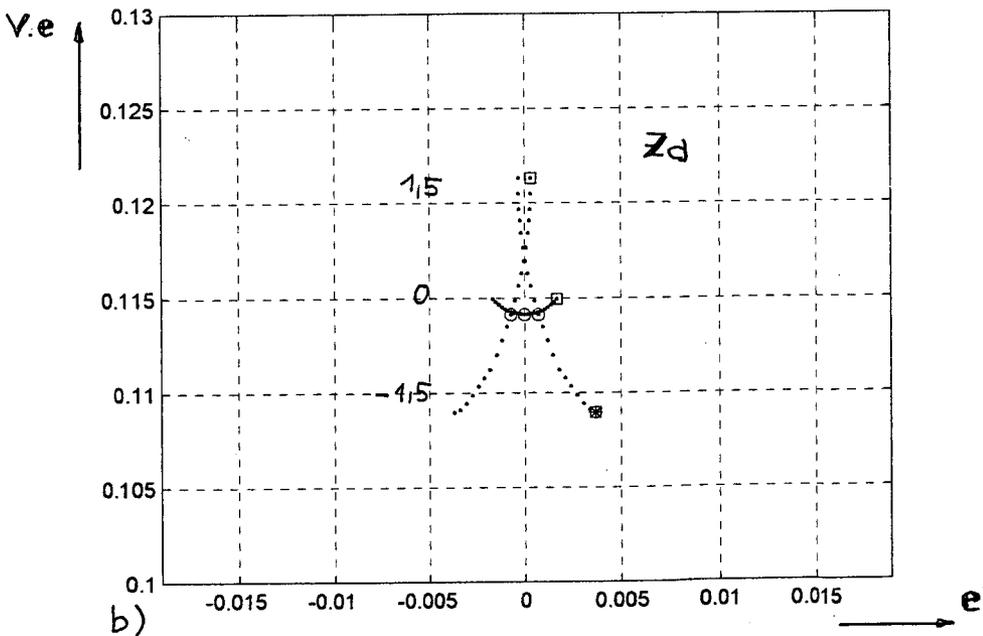
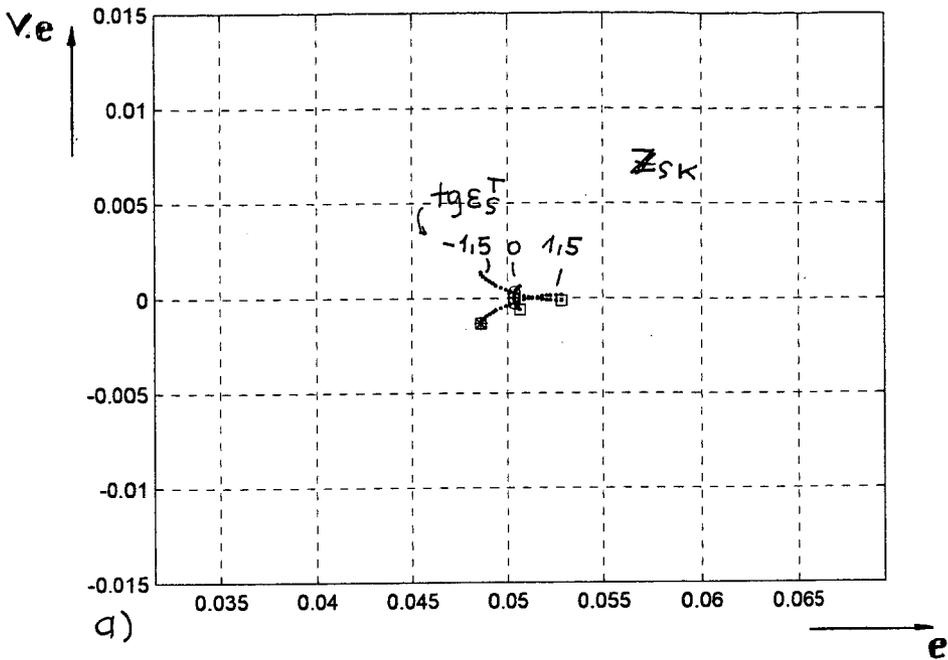


Bild 8.7 : Ortskurven der Übertragungsvektoren z_{SK} und z_D bei veränderlichem d_k (\square : $dk = -0,2$, \circ : $dk = 0$) für verschiedene Werte von $\text{tg} \epsilon_S^T$
 a) z_{SK} , b) z_D

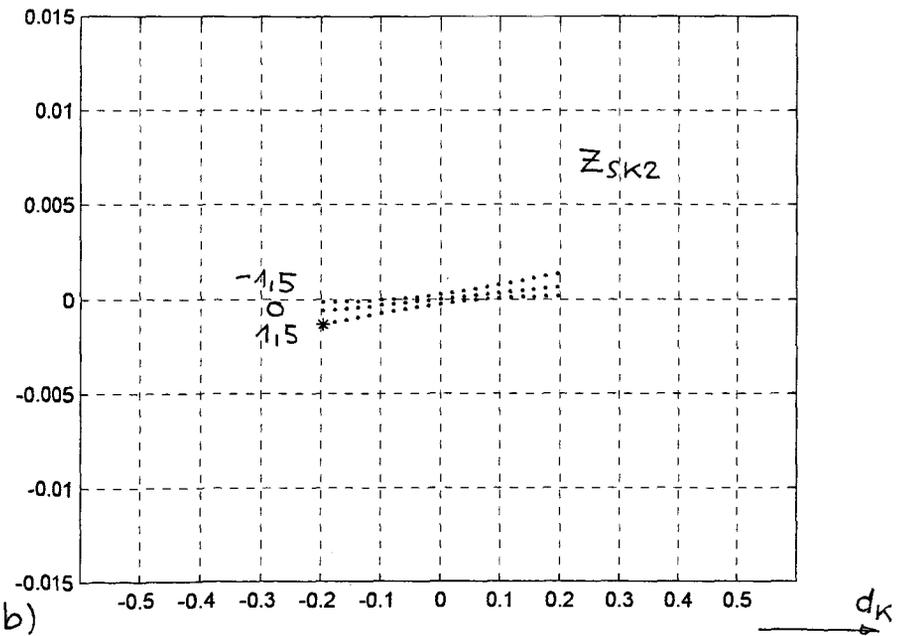
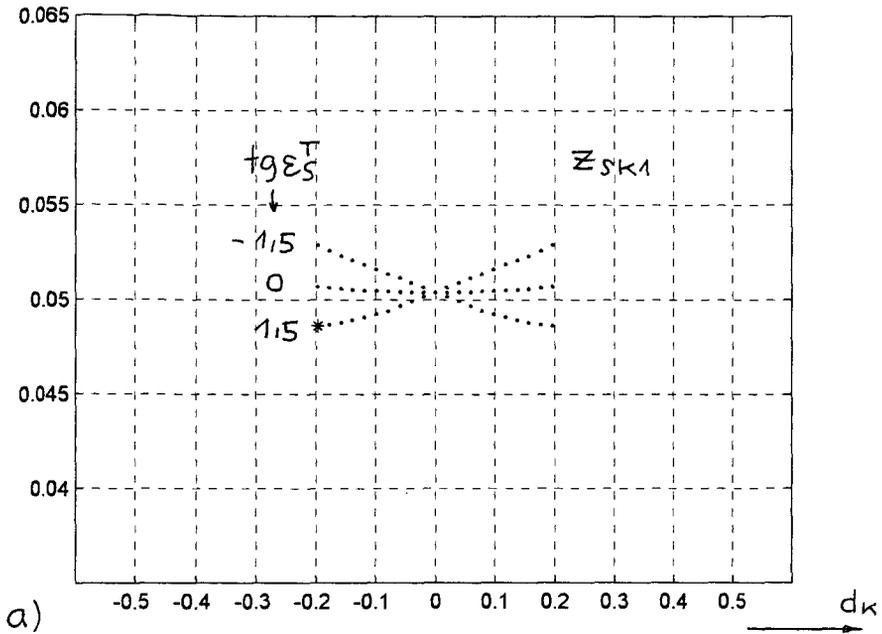


Bild 8.8 : Verlauf der kartesischen Koordinaten von z_{SK} nach Bild 8.7a über d_K für verschiedene Werte von $tg \epsilon_S^T$
 a) z_{SK1}/d_K , b) z_{SK2}/d_K

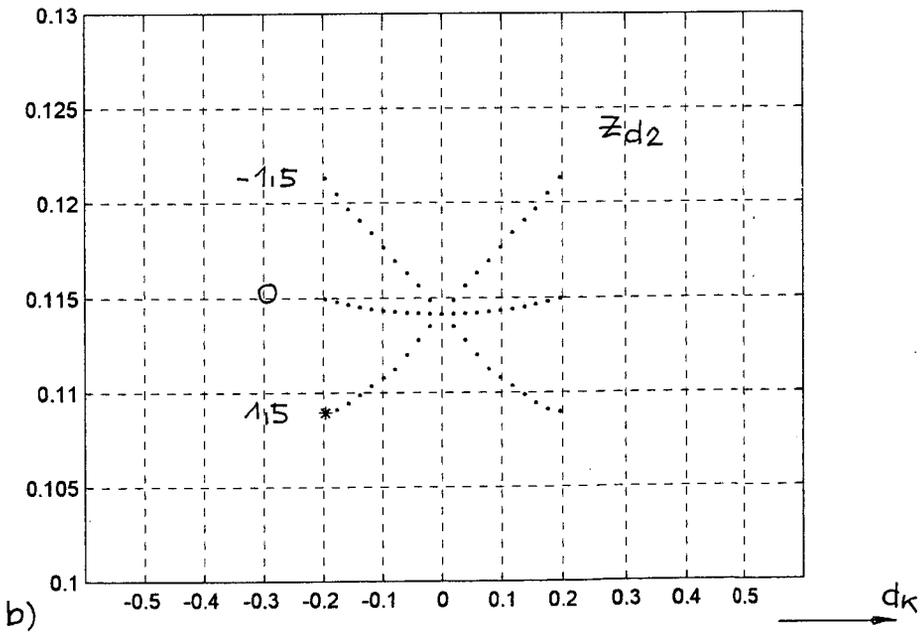
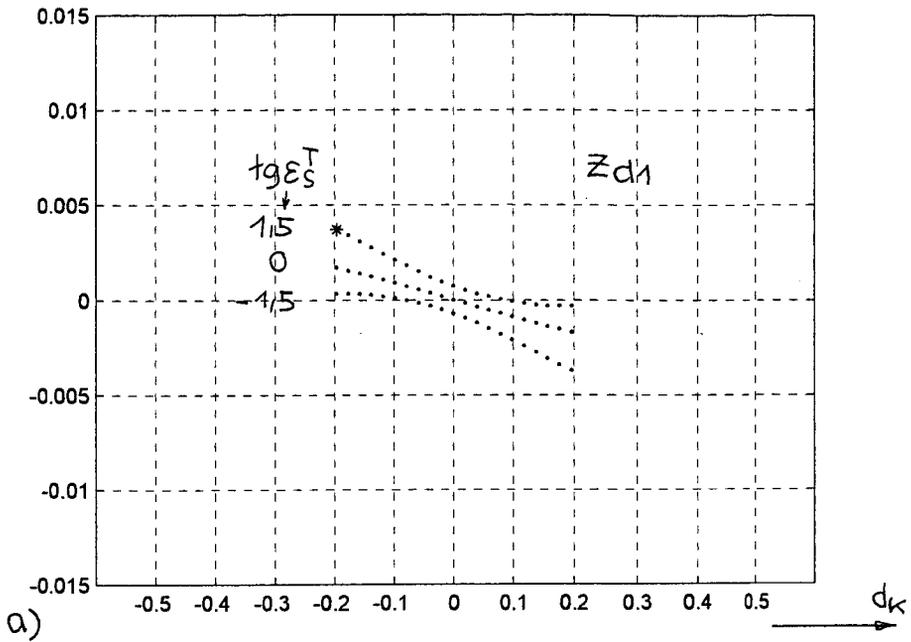


Bild 8.9 : Verlauf der kartesischen Koordinaten von z_d nach Bild 8.7b über d_k für verschiedene Werte von $\text{tg } \epsilon_S^T$
 a) z_{d1}/d_k , b) z_{d2}/d_k

Somit gilt für $d_k = 0$ wegen (8.52), (8.55)

$$Z_{SK1} = r_s + r_k \cdot K\beta \quad (8.57)$$

Vergleicht man diesen Ausdruck mit (7.21), (7.23), so erkennt man, daß die Ergebnisse des Kapitels 7) auch hier gelten, wenn man nur statt $K\beta$ nun $K\beta$ einsetzt. Es gilt also nach wie vor (7.32), (7.35), nämlich

$$r_{sm} = Z_{SK1} \cdot \frac{1}{[Krs]_0} \quad (8.58)$$

$$r_{sm} = r_s \cdot \frac{Krs}{[Krs]_0} \quad (8.59)$$

wobei aber der Faktor $\frac{Krs}{[Krs]_0}$, siehe (7.37), jetzt lautet

$$\frac{Krs}{[Krs]_0} = \frac{1 + \frac{r_k}{r_s} \cdot K\beta}{1 + \left[\frac{r_k}{r_s}\right]_0 \cdot K\beta} \quad (8.60)$$

Für den von uns gewählten Arbeitspunkt mit den Werten

$$\left. \begin{aligned} i_{\mu L} &= 0,6 \\ \text{tg}\alpha &= 1,71 \\ \text{tg}\beta &= 0,32 \end{aligned} \right\} \quad (8.61)$$

siehe auch Bild 8.3, ergibt sich mit

$$l_{6k} = 0,08 \quad (8.62)$$

für $K\beta$ ein Wert von 0,8 .

Eine Abschätzung des Faktors (8.60) unter Beibehaltung der sonstigen Annahmen von Kapitel 7) ergibt nun einen Schwankungsbereich von 0,965 bis 1,035 . Somit kann im vorliegenden Fall der Statorwiderstand r_s durch r_{sm} gemäß (8.58) auf etwa $\pm 3,5\%$ genau bestimmt werden.

8.52) Verhältnisse für den allgemeinen Fall $d_k \neq 0$

Die Einhaltung des Idealzustandes $d_k = 0$ ist vom Spannungsmodell allein, wie in Kapitel 4) festgestellt wird, erst bei Frequenzen von $\pm 3\%$ an einigermaßen sichergestellt, für kleinere Frequenzen muß man mit Abweichungen von diesem Zustand rechnen.

Ein Blick auf Bild 8.8 a) zeigt, daß die Größe z_{SK1} für $d_K \neq 0$ bei Leerlauf zwar immer noch dem Idealwert für $d_K = 0$ ähnelt, bei Belastung jedoch wesentlich davon abweicht.

Für positive Nennlast, also $\text{tg } \varepsilon_S^T = 1,5$ erkennt man aus Bild 8.8 a), daß bei $d_K > 0$ die Meßgröße z_{SK1} größer wird als im Idealzustand, und umgekehrt.

Das bedeutet, daß der Schätzwert r_{Sm} für den Statorwiderstand r_S gemäß (8.58) für $d_K > 0$ größer und für $d_K < 0$ kleiner ausfällt als im Idealzustand $d_K = 0$.

Wir wissen nun aus Kapitel 4), daß für den hier betrachteten Belastungsfall bei Überkompensation des Statorwiderstandes r_S die d_K/d_K - Kennlinien von Bild 4.33 nach unten, bei Unterkompensation nach oben verschoben werden, siehe Bild 4.36 und 4.37. Die genannten Kennlinien erfahren deshalb bei r_S - Kompensation durch r_{Sm} im vorliegenden Fall eine Veränderung in dem Sinne, daß beispielsweise eine horizontale Kennlinie zu einer nach rechts (zu positiven d_K - Werten hin) abfallenden wird und ganz allgemein bei allen Kennlinien die negative Steigung verstärkt wird. Genau dies haben wir aber in Kapitel 4) als Stabilisierungsmaßnahme für das Spannungsmodell erkannt, weil dadurch eindeutige Schnittpunkte der Kennlinien mit der Nulllinie hergestellt werden.

In den Bildern 8.10 bis 8.12 werden die genannten Kennlinien bei Einsatz der beschriebenen r_S - Identifikation dargestellt und mit den fiktiven Kennlinien verglichen, die entstünden, wenn die gemessenen r_{Sm} - Werte unabhängig von d_K konstant blieben. Man erkennt, daß, zumindest bei Last, die Gleichgewichtspunkte im vorliegenden Fall näher am Idealpunkt $d_K = 0$ liegen, als bei konstantem r_{Sm} .

Man sieht also, daß der Einfluß des beschriebenen Effektes nicht etwa störend, sondern sogar äußerst nützlich ist. Wir müssen sogar bedauern, daß der beschriebene Effekt beim Verkleinern der Last abnimmt und im Leerlauf sogar verschwindet. Für den Fall einer negativen Last tritt der stabilisierende Effekt aber wieder in gleicher Weise auf.

Insgesamt wird durch die vorliegende r_S - Identifizierungseinrichtung neben der eigentlichen r_S - Bestimmung die Stabilität des Systems verbessert, wie die obengenannten Bilder zeigen.

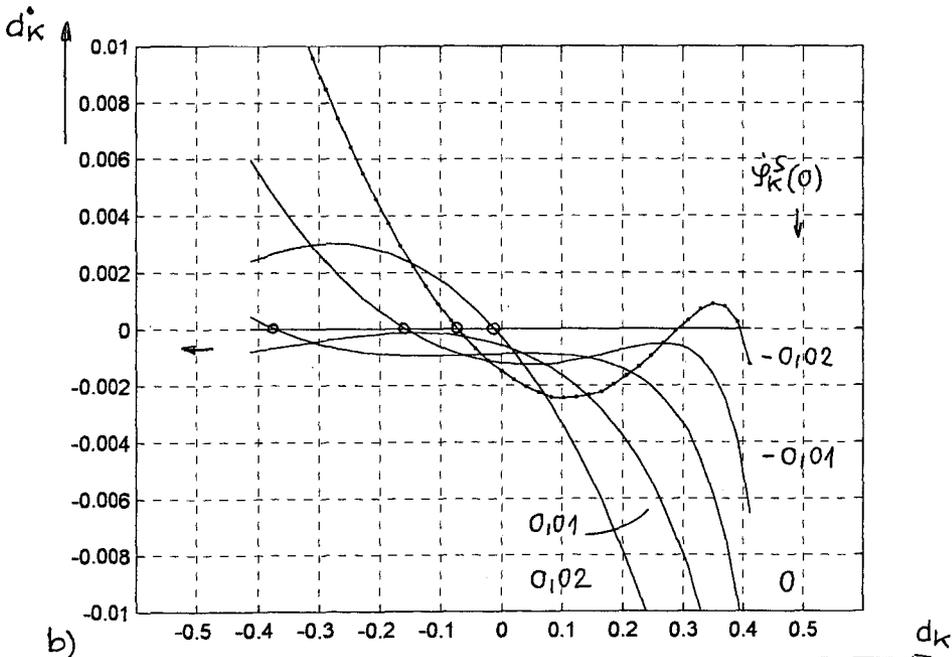
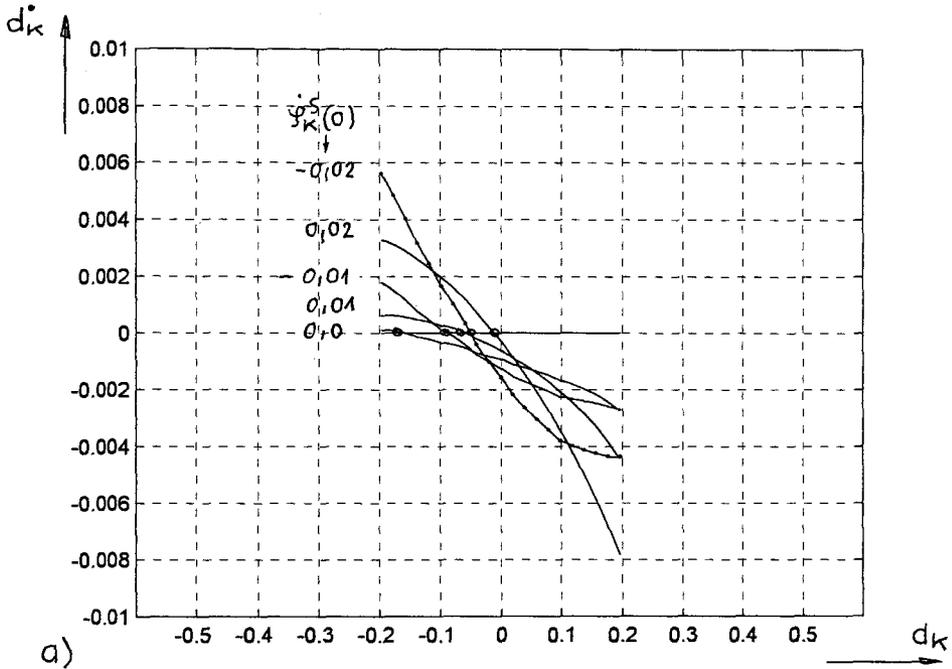


Bild 8.10: \dot{d}_k/d_k - Kennlinien bei r_S - Identifikation mit Fehler gemäß $r_{sm} = 1,03 r_S$, für $t_0 \varepsilon_S^T = 1,5$ u. versch. $\dot{\psi}_k^S(0)$
 a) r_S - Identif. mit d_k -abhängigem r_{sm} nach 8.5)
 b) r_S - Identif. mit d_k -unabhängigem r_{sm} (fiktiv)

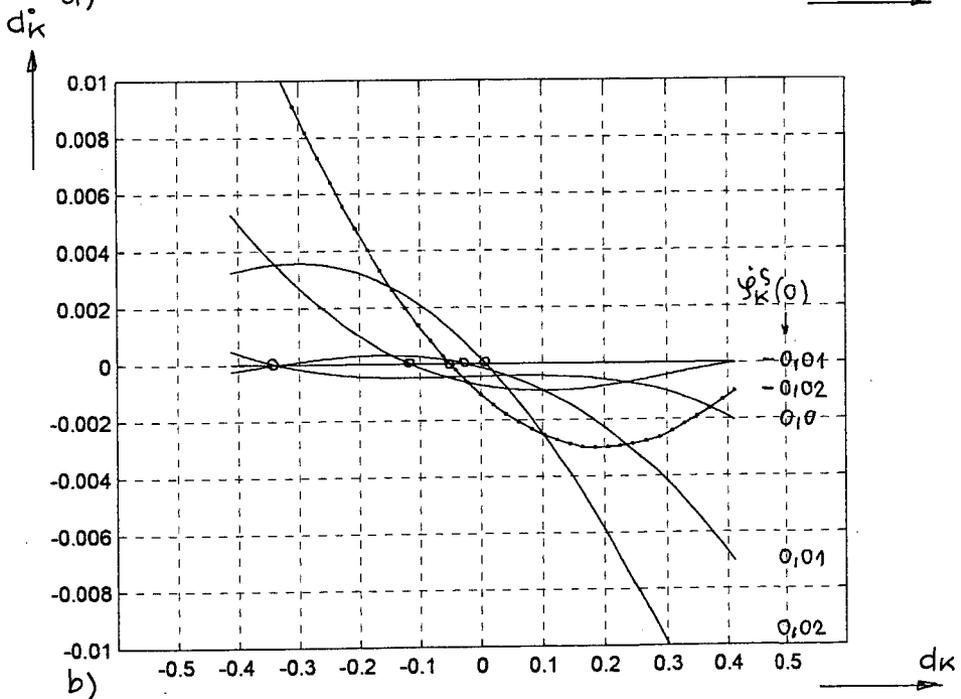
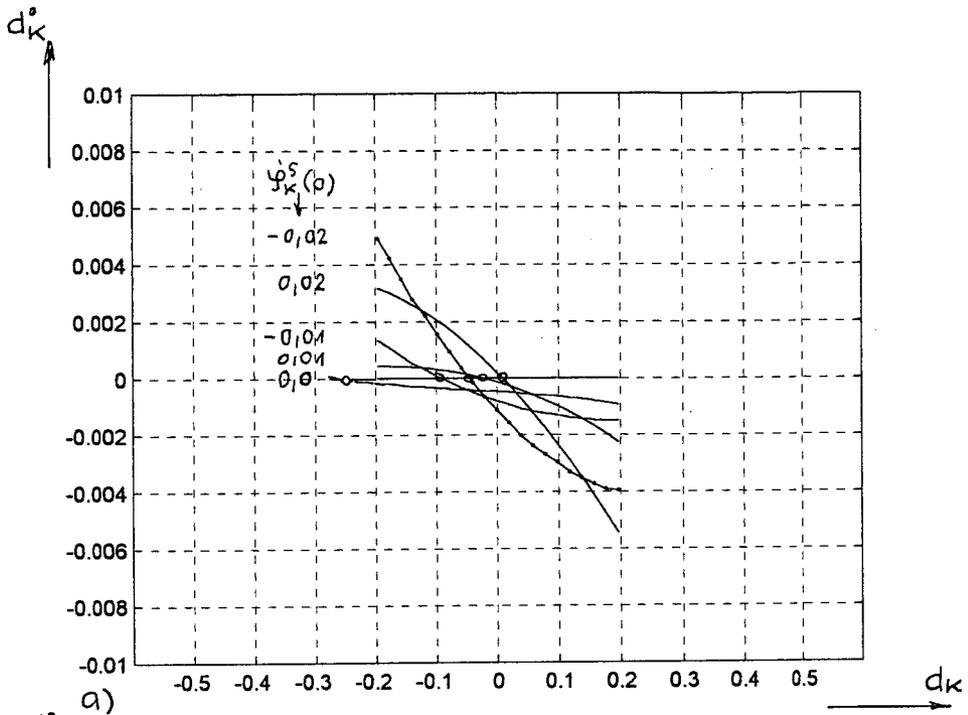


Bild 8.11: \dot{d}_k/d_k -Kennlinien bei r_S -Identifikation mit Fehler gemäß $r_{sm} = 1,03r_S$, für $\text{tg } \varepsilon_S^T = 0,75$ u. versch. $\psi_k^S(0)$.

a) r_S -Identif. mit d_k -abhängigem r_{sm} nach 8.5)

b) r_S -Identif. mit d_k -unabhängigem r_{sm} (fiktiv)

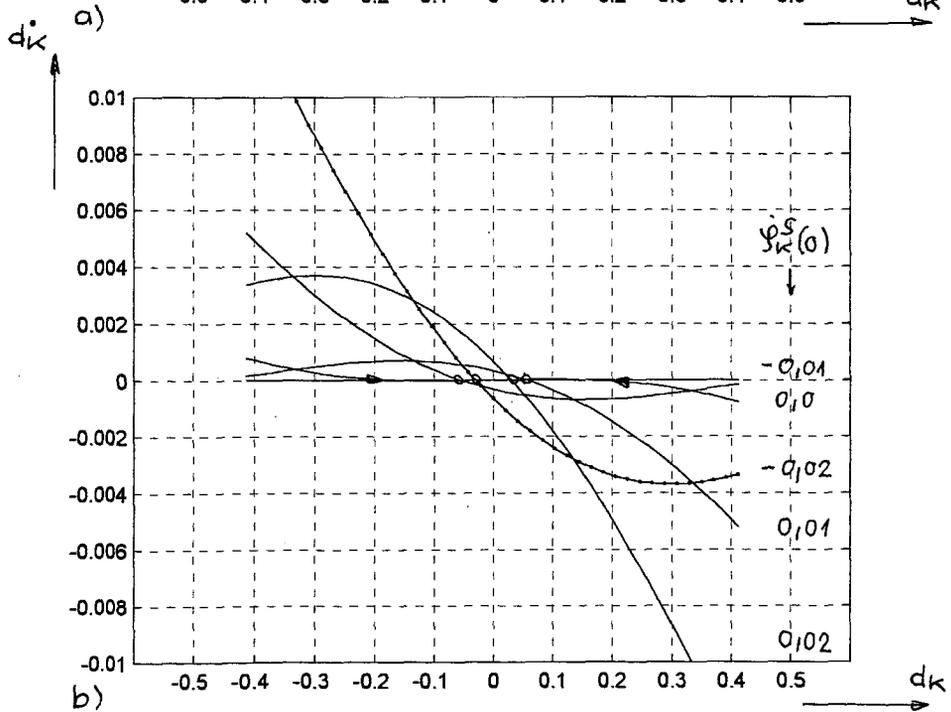
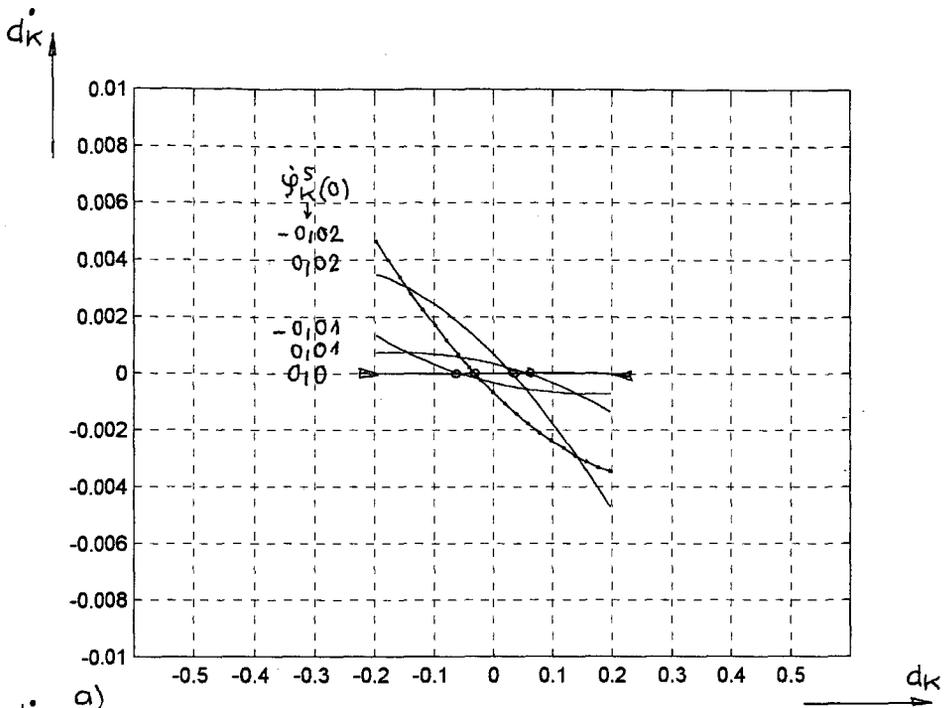


Bild 8.12: \dot{d}_k/d_k - Kennlinien bei r_S - Identifikation mit Fehler gemäß $r_{sm} = 1,03 \cdot r_S$, für $+g \varepsilon_S^T = 0$ u. versch. $\dot{\psi}_k^S(0)$
 a) r_S - Identif. mit d_k - abhängigem r_{sm} nach 8.5)
 b) r_S - Identif. mit d_k - unabhängigem r_{sm} (fiktiv)

Der gerätemäßige Einsatz der durch die r_s - Identifikationseinrichtung gebildeten Größe r_{sm} erfolgt im Sinne der Gleichung (A2.41), in welcher e_{km}^s aus u_s^s und i_s^s gewonnen wird; die Einsatzstelle hat man sich in Bild 4.4 und 4.5 an dem entsprechenden Platz der e_{km}^s - Bildung zu denken. In der Darstellung der reduzierten Struktur von Bild 4.7 hat man sich die Einsatzstelle gemäß der Beziehung (A2.48) am Platz der e_{km}^T - Bildung vorzustellen.

8.6) Einsatz von z_{d1} zur d_k -Gegenkopplung

Neben der in Abschnitt 8.5) beschriebenen Maßnahme, die im Lastbereich einen stabilen Betrieb des Spannungsmodells ermöglicht, benötigen wir, zumindest für den Schwachlastbereich, ein d_k - Signal für eine stabilisierende Gegenkopplung im Sinne von Kapitel 4). Aber auch für den Lastbereich ist ein solches Signal zur Konsolidierung der Stabilität äußerst nützlich.

Ein Blick auf Bild 8.8 b) zeigt, daß durch die Größe z_{sk2} zwar ein eindeutiges d_k - Signal gegeben ist. Es ist aber sehr schwach und liegt im allgemeinen an der Grenze der Meßgenauigkeit oder mit anderen Worten in der Größenordnung des Störpegels.

Ein brauchbares d_k - Signal finden wir hingegen in der Größe z_{d1} , siehe Bild 8.9 a); dies umso mehr, als wir die Größe dieses Signals durch passende Wahl der Testfrequenz f den Notwendigkeiten anpassen können, indem sich durch ein genügend großes f ein ausreichender Abstand zum Störpegel herstellen läßt.

Im vorliegenden Fall bildet das Signal z_{d1} die Größe d_k im Mittel mit einer Verstärkung von etwa $-0,014$ ab, siehe Bild 8.9 a). Um beim gegenkoppelnden Aufschalten dieses Signals die gleiche Wirkung zu erzielen, wie sie bei der in Abschnitt 4.8) angenommenen d_k - "Mindestverstärkung" von $0,01$ auftritt, siehe die Bilder 4.40, 4.41, genügt es somit, z_{d1} mit einer Verstärkung von etwa $0,7$ auf den Frequenzeingang wirken zu lassen. In Bild 8.13 sind die d_k/d_k - Kennlinien für diese Einstellung dargestellt. Durch das Zusammenwirken mit der d_k - abhängigen r_s - Identifikation von Abschnitt 8.5) sind die Kennlinien sogar noch steiler als es in

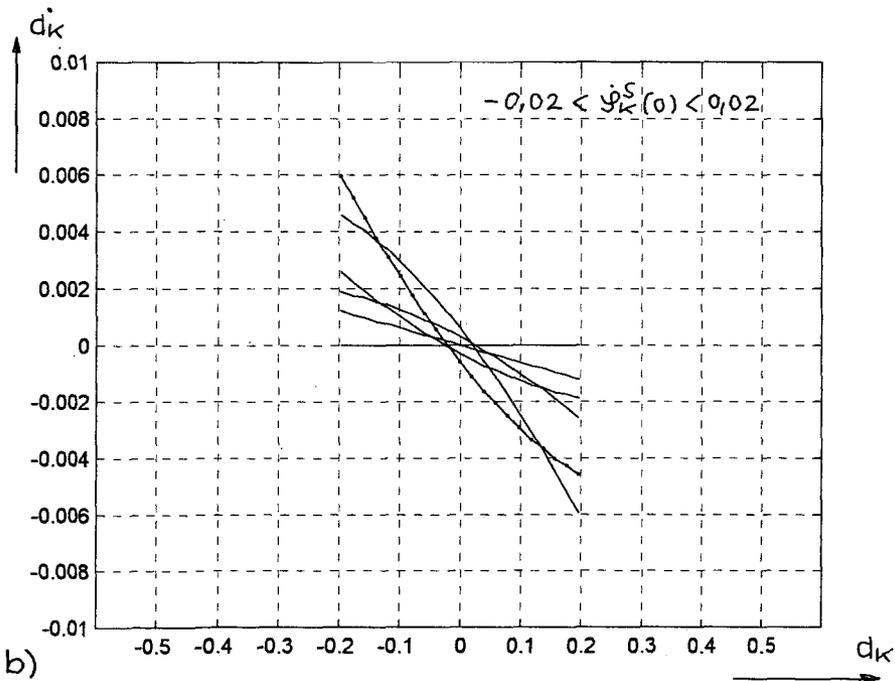
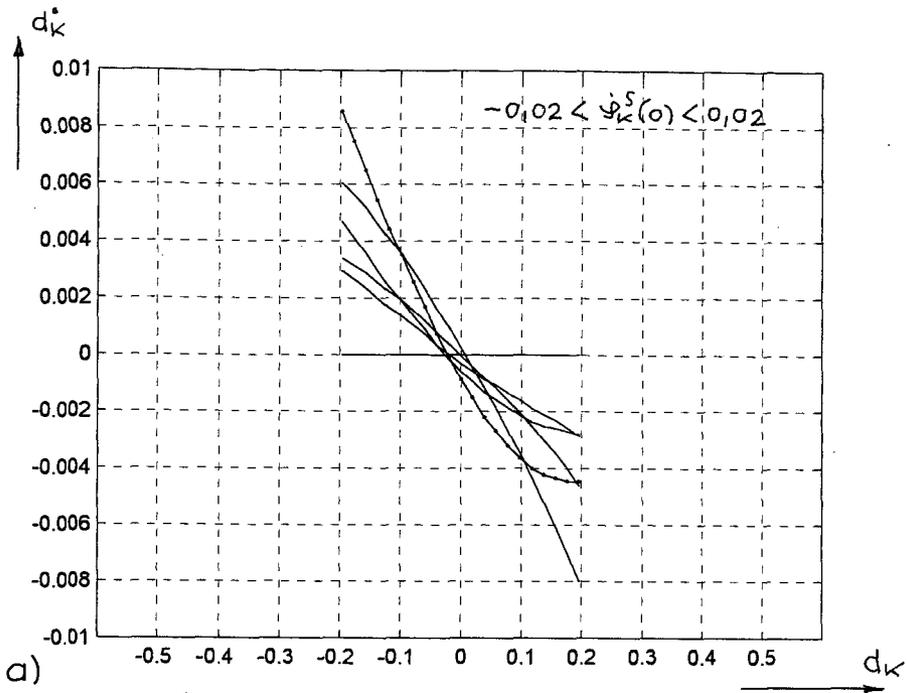


Bild 8.13: \dot{d}_k/d_k - Kennlinien bei r_S - Identif. mittels Z_{SK1} , mit Fehler gemäß $r_{Sm} = 1,03r_S$, sowie zusätzl. d_k -Gegenkoppl. mittels Z_{d1} mit einer Verstärkung von $0,7$, im Kleinfrequenzbereich; a) für $\text{tg } \varepsilon_S^T = 1,5$ b) für $\text{tg } \varepsilon_S^T = 0$

Bild 4.40 der Fall ist, sodaß auf jeden Fall ein sicherer stabiler Betrieb im Kleinfrequenzbereich gewährleistet ist.

In der Praxis ist im allgemeinen ein Mehrfaches der genannten Mindestverstärkung realisierbar, was natürlich der Robustheit der Anlage zugutekommt.

9) Zweites praktisches Zwischenergebnis

Die theoretischen Erkenntnisse der Kapitel 6) bis 8) wurden nun im Laborversuch mit praktischen Ergebnissen verglichen.

In einem ersten Schritt wurde das Strompulsverfahren (SPV) an einer Schleifringläufermaschine mit offenen Nuten angewendet; bei einer solchen Maschine kann man davon ausgehen, daß zumindest die Streuwege ungesättigt sind und daher die Voraussetzungen des Kapitels 8) erfüllt sind.

Eine Vermessung erbrachte denn auch eine weitgehende Übereinstimmung der Verläufe von Z_{SK1} und Z_{d1} über d_K in Praxis und Theorie gemäß den Abschnitten 8.5) und 8.6) . Auch der Einsatz dieser Größen zur Stabilisierung des Spannungsmodells nach Kapitel 4) brachte zufriedenstellende Ergebnisse.

Der Versuch diente vor allem der Konsolidierung der bisherigen theoretischen Überlegungen; die Anwendung des SPV hat für eine solche Maschine jedoch keine nennenswerte praktische Bedeutung, da solche Maschinen in der Antriebstechnik kaum verwendet werden und wenn, dann unserer Maßnahmen nicht bedürfen, da durch den hier der Messung zugänglichen Rotorstrom ein exzellenter Istwert zur Flußfassung für die Feldorientierung zur Verfügung steht.

Praktische Bedeutung haben unsere Überlegungen jedoch bei Kurzschlußläufermaschinen. Aufgrund ihrer Bauart ist jedoch hier mit einer Sättigung der Streuwege zu rechnen, dies insbesondere bei geschlossenen Nuten; in dieser Art werden solche Maschinen heute fast ausschließlich gebaut.

In einem zweiten Schritt wurde nun die Vermessung einer solchen Maschine durchgeführt. Der Leitgedanke dieser Vorgehensweise war der, aus dem Vergleich der Verläufe der Größen Z_{SK1} und Z_{d1} mit den bisherigen theoretischen Ergebnissen Aufschlüsse über den Einfluß der Streusättigung zu erhalten und, wenn möglich, der mathematischen Beschreibung zugänglich zu machen.

Die Ergebnisse dieser Vermessung sind in den Bildern 9.1 und 9.2 den bisherigen theoretischen Resultaten gegenübergestellt.

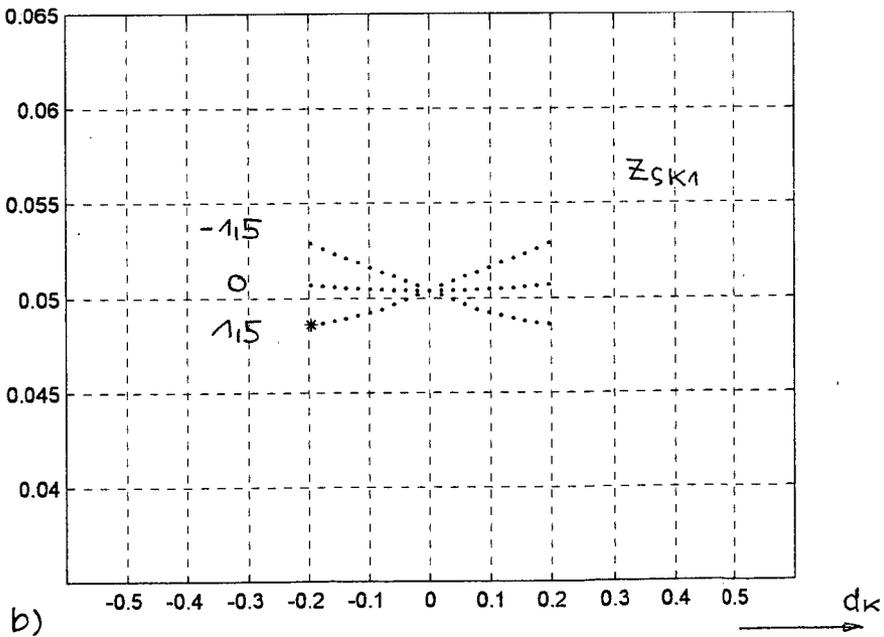
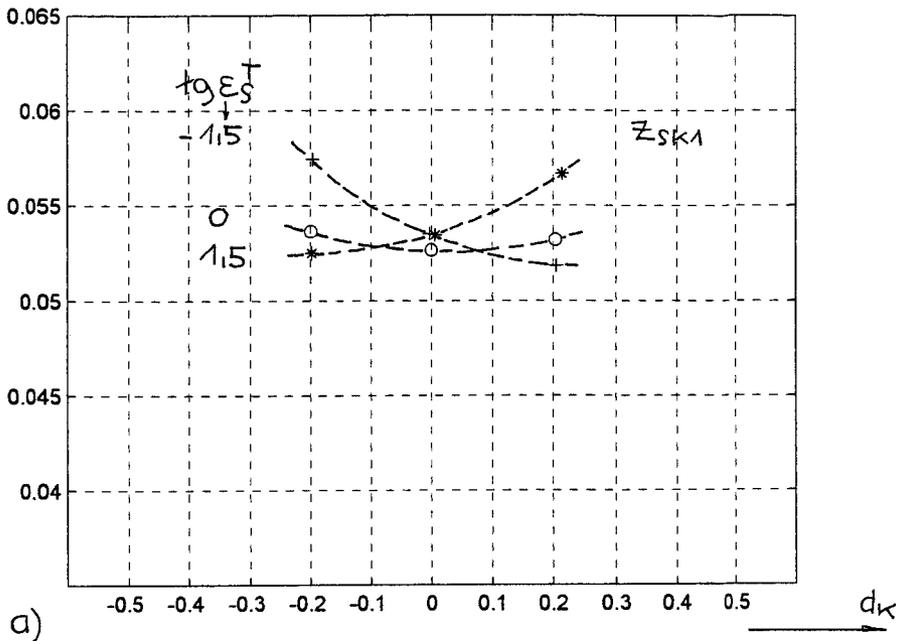


Bild 9.1 : Darstellung der Größe z_{SK1} über d_K für verschiedene Werte von $tg \epsilon_s^T$. a) Praktisches Meßergebnis an einer Asynchronmaschine mit Streusättigung. b) Theoretisches Ergebnis für eine Asynchronmaschine ohne Streusättigung

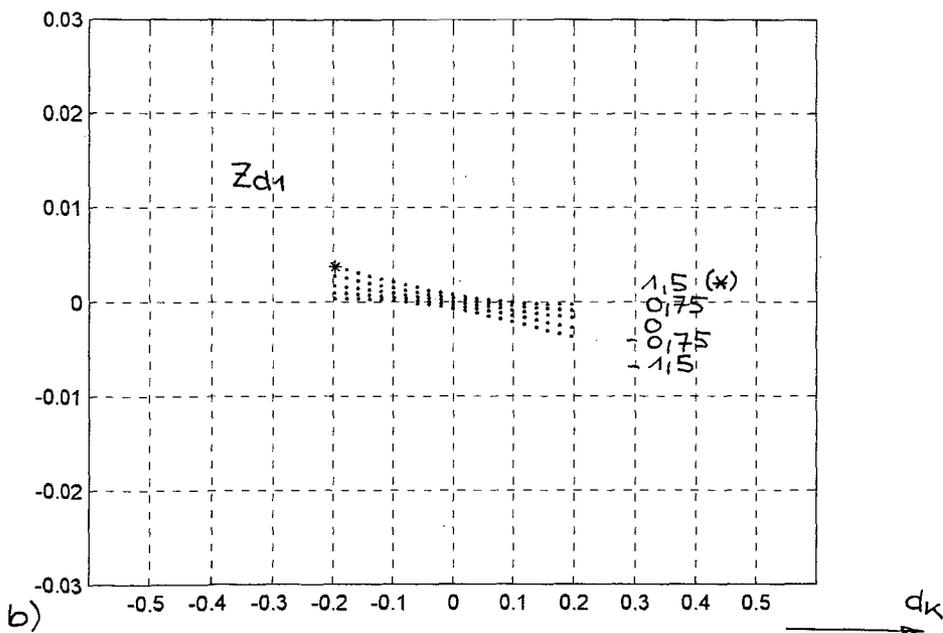
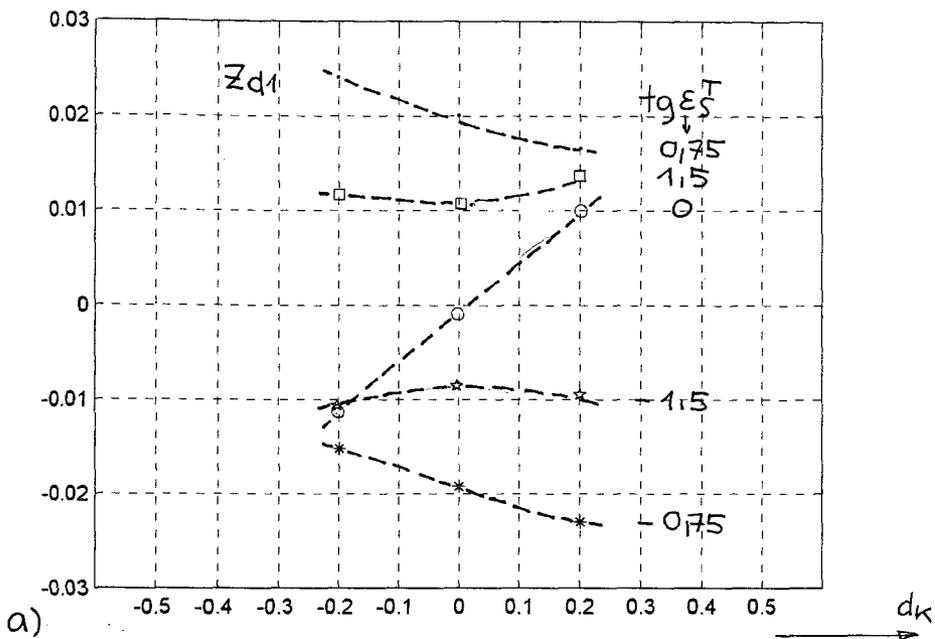


Bild 9.2: Darstellung der Größe z_{d1} über d_k für verschiedene Werte von $\text{tg } \epsilon_s^T$ a) Praktisches Meßergebnis an einer Asynchronmaschine mit Streusättigung. b) Theoretisches Ergebnis für eine Asynchronmaschine ohne Streusättigung

In diesen Bildern werden die praktischen Verläufe von \bar{z}_{SK1} und \bar{z}_{d1} über d_K mit Streusättigung und die entsprechenden theoretischen Verläufe ohne Streusättigung miteinander verglichen.

Wie man aus Bild 9.1 erkennen kann, hat das Hinzukommen von Streusättigung auf die Größe \bar{z}_{SK1} nahezu keinen Einfluß. Hingegen wird die Größe \bar{z}_{d1} beim Auftreten von Streusättigung grundlegend verändert, wie Bild 9.2 zeigt.

Man erkennt zum einen, daß die \bar{z}_{d1} - Werte für $d_K = 0$ in Abhängigkeit von der Belastung weit auseinandergezogen sind; zum anderen stellt man fest, daß die \bar{z}_{d1} - Reaktion auf d_K - Änderungen je nach Belastung nicht mehr mit einheitlichem Wirkungssinn erfolgt, was außerdem zur Folge hat, daß bei bestimmten Lastzuständen überhaupt keine \bar{z}_{d1} - Reaktion auf d_K - Änderungen zu erkennen ist.

Dieses Ergebnis bedeutet, daß im vorliegenden Fall zwar die dringend nötige r_S - Identifikation in der bisherigen Form beibehalten werden kann, daß aber die ebenfalls notwendige d_K - Gegenkopplung nach den bisherigen Vorstellungen nicht mehr möglich ist.

Im nächsten Kapitel wird nun eine Deutung der auftretenden Streusättigungseffekte versucht und im übernächsten Kapitel darauf aufbauend ein anderer Weg zur d_K - Ermittlung aufgezeigt.

10) Das SPV bei Asynchronmaschinen mit Hauptflußsättigung und zusätzlicher spezieller Streuflußsättigung

10.1) Vorbereitende Betrachtungen

In diesem Kapitel wird der in der Praxis wichtige Fall einer Asynchron-Käfigläufer-Maschine mit geschlossenen Nuten behandelt.

Die Meßergebnisse aus Kapitel 9) weisen darauf hin, daß die bisher getroffene Annahme, die Streuflüsse seien ungesättigt und die Verknüpfungsmatrizen \mathbf{B}_S^T und \mathbf{B}_K^T seien gemäß (8.29), (8.30) als faktorbehaltete $\mathbf{1}$ -Matrizen zu beschreiben, offenbar nicht länger aufrechterhalten werden kann.

Bei der nun notwendig werdenden Bestimmung dieser Matrizen gehen wir in einem ersten Schritt daran, ihre Struktur zu ergründen; dabei halten wir uns teilweise an die Vorgehensweise bei der Ermittlung von \mathbf{A}^T in Abschnitt 8.1).

In einem zweiten Schritt werden dann diese Matrizen durch geeignete Messungen quantitativ bestimmt.

10.2) Ansatz für die Struktur der Verknüpfungsmatrizen \mathbf{B}_S^T und \mathbf{B}_K^T

Die hier angestellten Betrachtungen basieren zunächst lediglich auf einer Vermutung, deren Zulässigkeit sich erst im nächsten Abschnitt bei der quantitativen Auswertung erweisen muß. Bei der im Abschnitt 10.1) angesprochenen Asynchronmaschine mit Käfigläufer verschließen sogenannte Nutstege die Nuten des Läufers ganz oder teilweise. Es wird nun vermutet, daß sich in diesem Fall über die Gesamtheit der Nutstege ein sogenannter Stegstreufluß ausbildet, der näherungsweise durch die Differenz der Streuflüsse von Stator und Rotor bestimmt ist. In Vektoren ausgedrückt, soll gelten:

$$\Psi_{\sigma st}^T = \Psi_{\sigma s}^T - \Psi_{\sigma k}^T \quad (10.1)$$

wobei laut A4.2)

$$\Psi_{\sigma s}^T = l_{\sigma s} \cdot i_s^T \quad (10.2)$$

$$\Psi_{\sigma k}^T = l_{\sigma k} \cdot i_k^T \quad (10.3)$$

ist.

Unter der vereinfachenden Annahme gleicher Streuinduktivitäten in Stator und Rotor, also

$$l_{\sigma s} = l_{\sigma k} = l_{\sigma m} \quad (10.4)$$

wird aus (10.1) bis (10.3)

$$\Psi_{\sigma st}^T = l_{\sigma m} \cdot i_{\mu st}^T \quad (10.5)$$

mit

$$i_{\mu st}^T = i_s^T - i_k^T \quad (10.6)$$

Das bedeutet, daß der den Stegstreufuß $\Psi_{\sigma st}^T$ bildende Magnetisierungsstrom $i_{\mu st}^T$ sich aus der Differenz der Stromvektoren i_s^T und i_k^T zusammensetzt, siehe Bild 10.1 a), in ähnlicher Weise, wie sich der Magnetisierungsstrom des Hauptflusses aus der Summe dieser Vektoren bildet, siehe auch A4.2), (A4.5), (A4.6).

Die Beziehung (10.5) sagt aus, daß der Vektor $\Psi_{\sigma st}^T$ parallel ist zum Vektor $i_{\mu st}^T$ und aus diesem durch Streckung um den Faktor $l_{\sigma m}$ hervorgeht.

Bei Sättigung der Nutstege bleibt nun in Anlehnung an die Überlegungen in Abschnitt 8.1) die Parallelität der beiden Vektoren erhalten, jedoch wird der Faktor $l_{\sigma m}$ eine Funktion des Betrages $i_{\mu st}^T$ von $i_{\mu st}^T$. Das bedeutet, daß dann statt (10.5) die Beziehung gilt

$$\Psi_{\sigma st} = l_{\sigma m}(i_{\mu st}) \cdot i_{\mu st}^T \quad (10.7)$$

Die beiden Vektoren sind dann also nach wie vor parallel, die Beträge hängen jetzt aber über die Beziehung

$$\Psi_{\sigma st} = l_{\sigma m}(i_{\mu st}) \cdot i_{\mu st} \quad (10.8)$$

zusammen. Bei dieser Beziehung handelt es sich um die Magnetisierungskennlinie des Stegstreufusses $\Psi_{\sigma st}$, siehe Bild 10.1 b), die aber vorerst unbekannt ist.

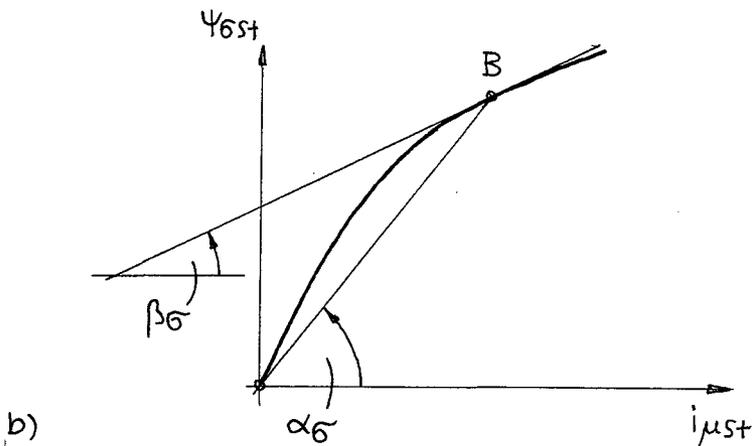
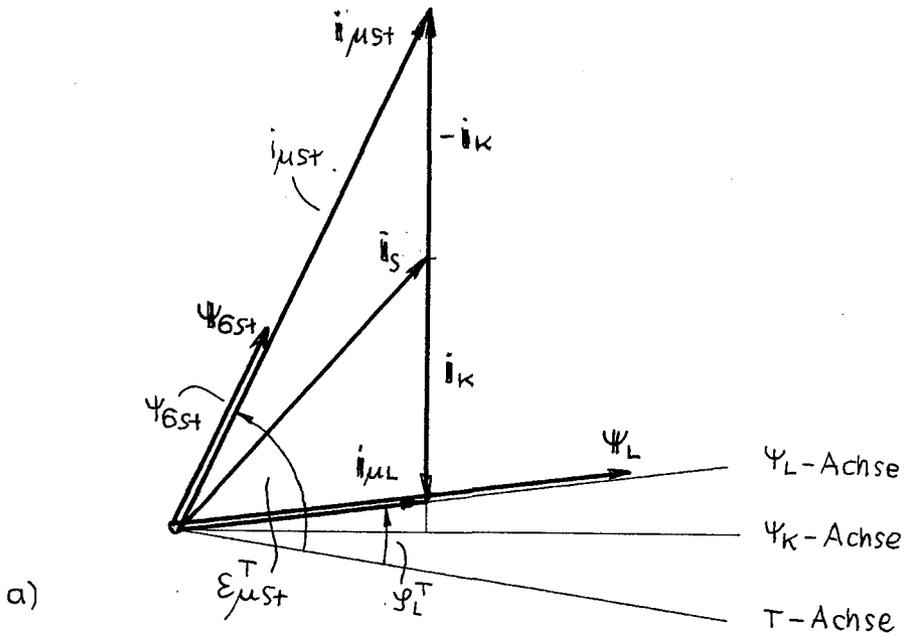


Bild 10.1 : Kennwerte des Stegstreulusses Ψ_{6st}
 a) Vektordiagramm der Bildung von Ψ_{6st} (und Ψ_L)
 b) Winkel α_6 des Ortsvektors und β_6 der Tangente
 im Arbeitspunkt B der Strommagnetisierungskennlinie

Zur Ermittlung des Zusammenhanges der Δ -Größen $\Delta\Psi_{6st}^T$ und $\Delta i_{\mu st}^T$ entwickeln wir in Anlehnung an Abschnitt 8.1) die Beziehung (10.7) in eine Taylorreihe 1. Ordnung. Man erhält

$$\Delta\Psi_{6st}^T = \mathbf{B}^T \cdot \Delta i_{\mu st}^T \quad (10.9)$$

dabei ist wieder \mathbf{B}^T eine 2 X 2 - Matrix mit konstanten Gliedern, also

$$\mathbf{B}^T = \begin{bmatrix} b_{11}^T & b_{12}^T \\ b_{21}^T & b_{22}^T \end{bmatrix} \quad (10.10)$$

Bei der Bestimmung dieser Glieder gehen wir genau so vor, wie in Abschnitt 8.1) ab (8.8) bis (8.15), wobei nur

$$\left. \begin{array}{l} i_{\mu L}^T \\ \Psi_L^T \\ l_h \\ \alpha \\ \beta \end{array} \right\} \text{ durch } \left. \begin{array}{l} i_{\mu st}^T \\ \Psi_{6st}^T \\ l_{6m} \\ \alpha_6 \\ \beta_6 \end{array} \right\} \quad (10.11)$$

zu ersetzen ist, siehe auch Bild 10.1.

Auch die weitere Bestimmung der Matrixglieder kann entsprechend (8.16) bis (8.21) erfolgen. Jedoch liegt die Vorzugsachse TV, für welche die Matrix \mathbf{B}^T eine Diagonalmatrix entsprechend (8.21) wird, jetzt im Gegensatz zu Kapitel 8) in Richtung des Stegstreufusses Ψ_{6st} , siehe Bild 10.1. In diesem Koordinatensystem wird

$$\mathbf{B}^{TV} = \begin{bmatrix} \text{tg} \beta_6 & 0 \\ 0 & \text{tg} \alpha_6 \end{bmatrix} \quad (10.12)$$

und es wird

$$\Delta\Psi_{6st}^{TV} = \mathbf{B}^{TV} \cdot \Delta i_{\mu st}^{TV} \quad (10.13)$$

Durch Rücktransformation ins T-Koordinatensystem erhält man in Anlehnung an (8.25) bis (8.28) mit dem aus Bild 10.1 folgenden Ansatz (ab hier vereinfachende Schreibung ε_{st}^T statt $\varepsilon_{\mu st}^T$)

$$\Delta i_{\mu st}^{TV} = \mathbb{R}(-\varepsilon_{st}^T) \cdot \Delta i_{\mu st}^T \quad (10.14)$$

$$\Delta \Psi_{st}^{TV} = \mathbb{R}(-\varepsilon_{st}^T) \cdot \Delta \Psi_{st}^T \quad (10.15)$$

den Ausdruck

$$\Delta \Psi_{st}^T = \mathbb{B}^T \cdot \Delta i_{\mu st}^T \quad (10.16)$$

mit

$$\mathbb{B}^T = \mathbb{R}(\varepsilon_{st}^T) \cdot \mathbb{B}^{TV} \cdot \mathbb{R}(-\varepsilon_{st}^T) \quad (10.17)$$

Da \mathbb{B}^{TV} , siehe A6.2), auch gemäß

$$\mathbb{B}^{TV} = B_1 \cdot \mathbf{1} + B_2 \cdot P_x \quad (10.18)$$

mit

$$B_1 = 0,5 \cdot (\operatorname{tg} \beta \sigma + \operatorname{tg} \alpha \sigma) \quad (10.19)$$

$$B_2 = 0,5 \cdot (\operatorname{tg} \beta \sigma - \operatorname{tg} \alpha \sigma) \quad (10.20)$$

dargestellt werden kann, führt (10.17) schließlich auf den Ausdruck

$$\mathbb{B}^T = B_1 \cdot \mathbf{1} + B_2 \cdot \mathbb{R}(2\varepsilon_{st}^T) \cdot P_x \quad (10.21)$$

Da wir in (10.4) die Streuinduktivitäten von Stator und Rotor als gleich angenommen haben, sind es jetzt auch die \mathbb{B}^T -Matrizen und es wird

$$\mathbb{B}_S^T = \mathbb{B}_K^T = \mathbb{B}^T \quad (10.22)$$

10.3) Meßtechnische Ermittlung der Streumagnetisierungskennlinie und der Matrix B^T

Für das Folgende gehen wir von der Beziehung (6.30), also

$$\underline{z}_d = \dot{\xi} \cdot \underline{V} [B_S^T \cdot \underline{e} + B_K^T \cdot \underline{x}_S] \quad (10.23)$$

aus. Mit (10.21), (10.22) wird daraus

$$\underline{z}_d = \dot{\xi} \cdot \underline{V} [B_1 \cdot \underline{1} + B_2 \cdot R(2\varepsilon_{st}^T) \cdot P_x] \cdot [\underline{e} + \underline{x}_S] \quad (10.24)$$

Diese Beziehung enthält zwei Koordinatengleichungen. Wenn die Größen \underline{z}_d , \underline{x}_S , ε_{st}^T und $\dot{\xi}$ bekannt sind, so sind das zwei Bestimmungsgleichungen für die Größen B_1 , B_2 und mit (10.19), (10.20) letztlich für die beiden Unbekannten $\text{tg} \alpha_\sigma$ und $\text{tg} \beta_\sigma$.

Für einen bestimmten festen Arbeitspunkt (Index i) kann man beim Vorliegen eines entsprechenden Meßwertes für \underline{z}_d (der aus den beiden Meßwerten \underline{z}_{d1} , \underline{z}_{d2} besteht), sowie durch Berechnung von \underline{x}_S und ε_{st}^T (die Testfrequenz $\dot{\xi}$ ist auch bekannt) durch ein einfaches Iterationsverfahren einen Satz der Größen

$$\left. \begin{array}{l} [\text{tg} \alpha_\sigma]_i \\ [\text{tg} \beta_\sigma]_i \\ [i_{\mu st}]_i \\ [\varepsilon_{st}^T]_i \end{array} \right\} \quad (10.25)$$

ermitteln, wie in A10) gezeigt wird.

Mit diesem Satz ergibt sich aus $[\text{tg} \alpha_\sigma]_i$ und $[i_{\mu st}]_i$ mit (10.8)

$$[\psi_{\sigma st}]_i = [\text{tg} \alpha_\sigma]_i [i_{\mu st}]_i \quad (10.26)$$

also ein Punkt (i) der Streumagnetisierungskennlinie, sowie aus $[\text{tg} \beta_\sigma]_i$ eine Steigungsangabe in diesem Punkt.

Führt man diese Ermittlung für eine geeignete Anzahl von Arbeitspunkten durch, so erhält man ein Portrait der gesamten Streumagnetisierungskennlinie.

Wir wählen dazu 13 verschiedene Arbeitspunkte zwischen Leerlauf und \pm Vollast an und bestimmen für $\xi = 0,75$ die sogenannten Nulllagenkurven (Kurven für $d_k = 0$) von Z_{d1} und Z_{d2} . Das Meßergebnis ist in Bild 10.2 dargestellt.

Aus diesen Meßpunkten erhält man über das genannte Iterationsverfahren den in Bild 10.3 b) gezeigten Verlauf von $\text{tg} \alpha_G$ und $\text{tg} \beta_G$ über $i_{\mu St}$, woraus die Streumagnetisierungskennlinie mit Steigungsangabe in jedem Punkt gewonnen werden kann, siehe Bild 10.3 a).

Man erkennt zum einen, daß die $\text{tg} \alpha_G$ -Werte so beschaffen sind, daß sich daraus ein physikalisch plausibler Sättigungskennlinienverlauf ergibt, und zum anderen, daß die gerechneten $\text{tg} \beta_G$ -Werte, die durch die Tangenten (. ') der Kennlinie im jeweiligen Meßpunkt (*) angedeutet sind, durchaus zum Kennlinienbild passen.

Diese beiden Sachverhalte bestätigen die Richtigkeit der eingangs getätigten Vermutung, sodaß der dort getroffene Ansatz als brauchbar bezeichnet werden muß.

Erst nach dieser Prüfung können wir mit gutem Gewissen für jeden sich ergebenden $i_{\mu St}$ -Wert aus den in Bild 10.3 b) dargestellten Diagrammen ein entsprechendes $\text{tg} \alpha_G$, $\text{tg} \beta_G$ -Wertepaar bestimmen und über (10.18) bis (10.20) die zugehörige B^{TV} - Matrix bilden. Die sich nun daraus ergebende Berechnung der Übertragungsvektoren X_S , Z_{Sk} , Z_d wird in A9) beschrieben.

10.4) Rechnerische Auswertung des um die Streusättigungseffekte vervollständigten Systems

Für die genannten Nulllagenkurven gemäß Bild 10.2 ergibt sich nun ein rechnerischer Verlauf gemäß Bild 10.4, der mit dem gemessenen Verlauf von Bild 10.2 weitgehend übereinstimmt, wie es ja auch sein muß.

Daß aber auch die gemessenen Verläufe von Z_{Sk1} und Z_{d1} über d_k ,siehe Bild 9.1 a) und Bild 9.2 a) jetzt sehr ähnlich nachgebildet werden, siehe Bild 10.5, ist ein weiterer Beweis für die Richtigkeit des eingangs getroffenen Ansatzes.

Vergleicht man die gerechneten Verläufe von Z_{Sk1} über d_k und von Z_{d1} über d_k beim Auftreten von Streusättigung, siehe Bild 10.5 a) und b), mit jenen ohne Streusättigung, siehe Bild 9.1 b)

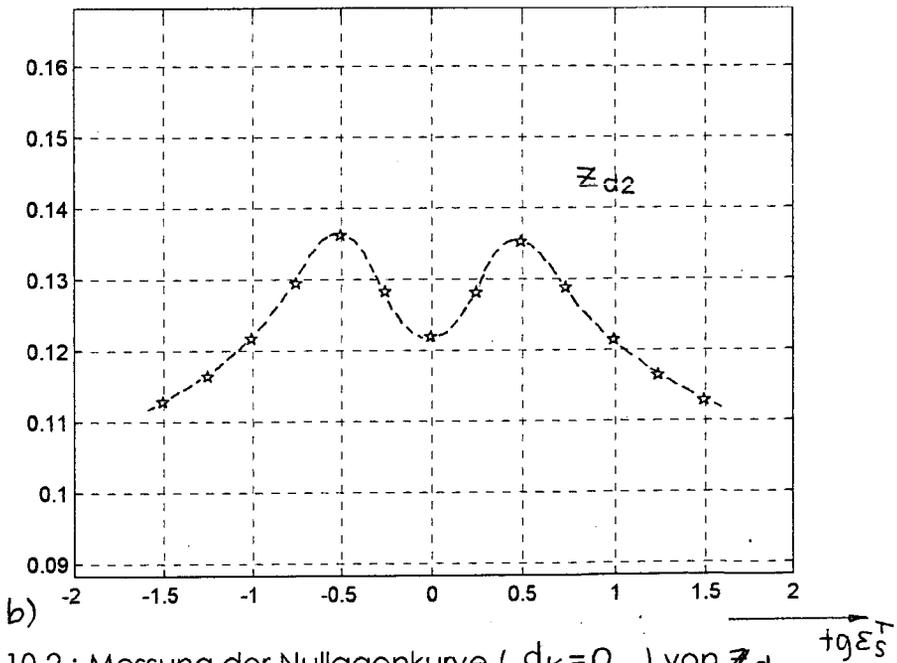
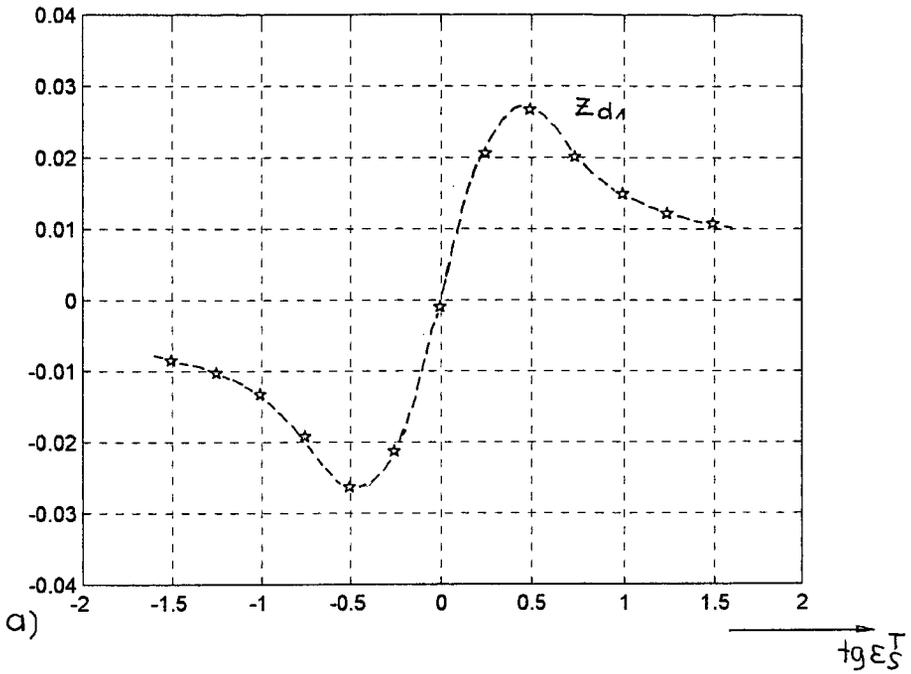


Bild 10.2 : Messung der Nullagenkurve ($d_k=0$) von Z_d

über $tg \epsilon_S^T$ bei Streusättigung, für $\xi = 0,75$.

a) $Z_{d1} / tg \epsilon_S^T$

b) $Z_{d2} / tg \epsilon_S^T$

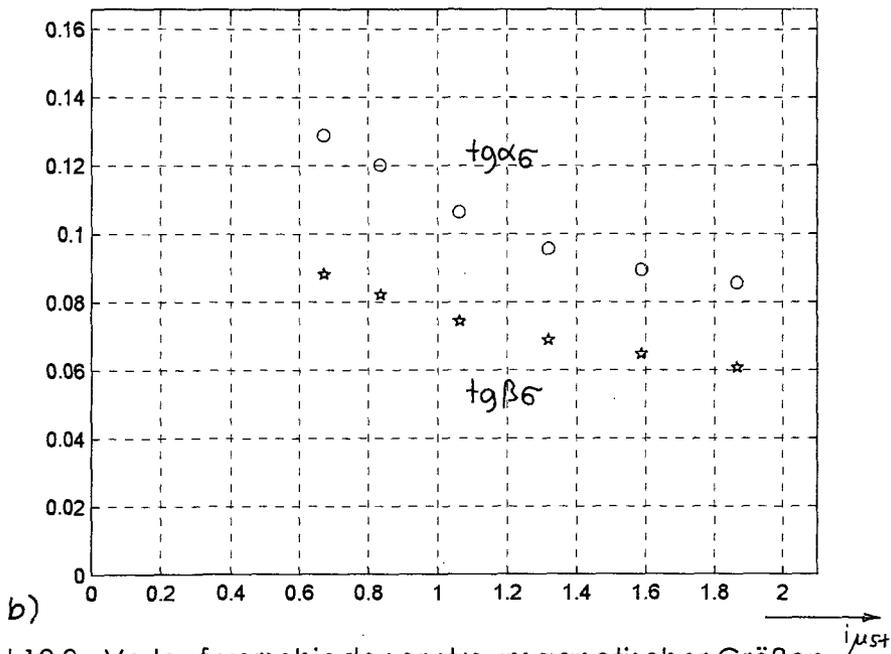
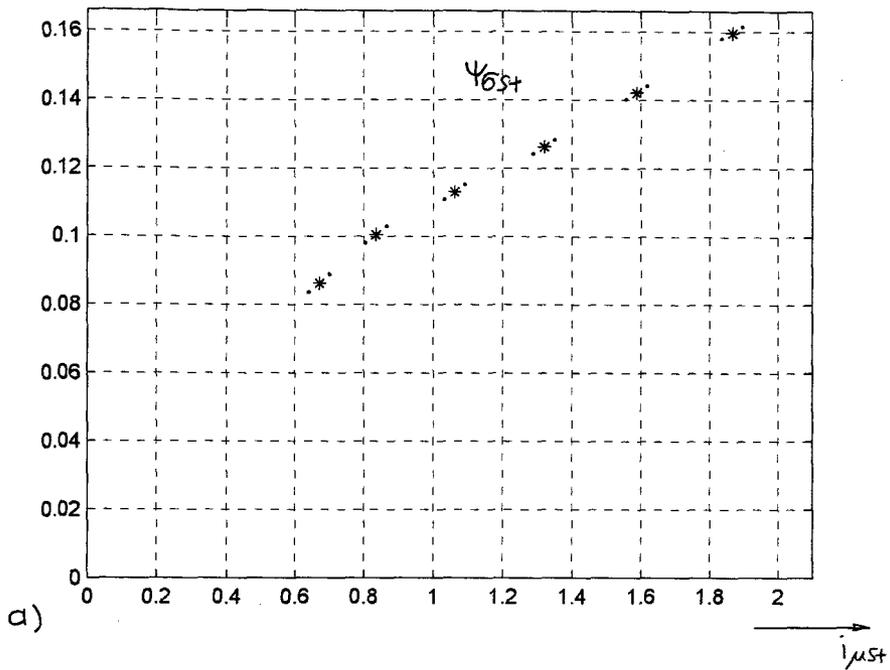


Bild 10.3 : Verlauf verschiedener strommagnetischer Größen über $i_{\mu st}$ als Ergebnis des in 10.3) genannten und in A10) beschriebenen Iterationsverfahrens

a) $\Psi_{6st}/i_{\mu st}$ b) $tg\alpha_6/i_{\mu st}$ $tg\beta_6/i_{\mu st}$

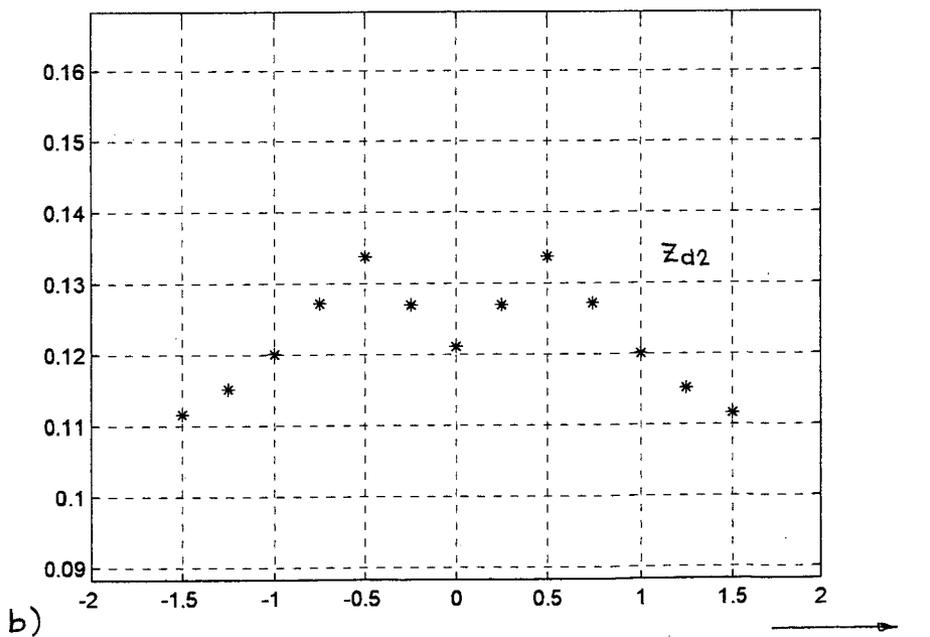
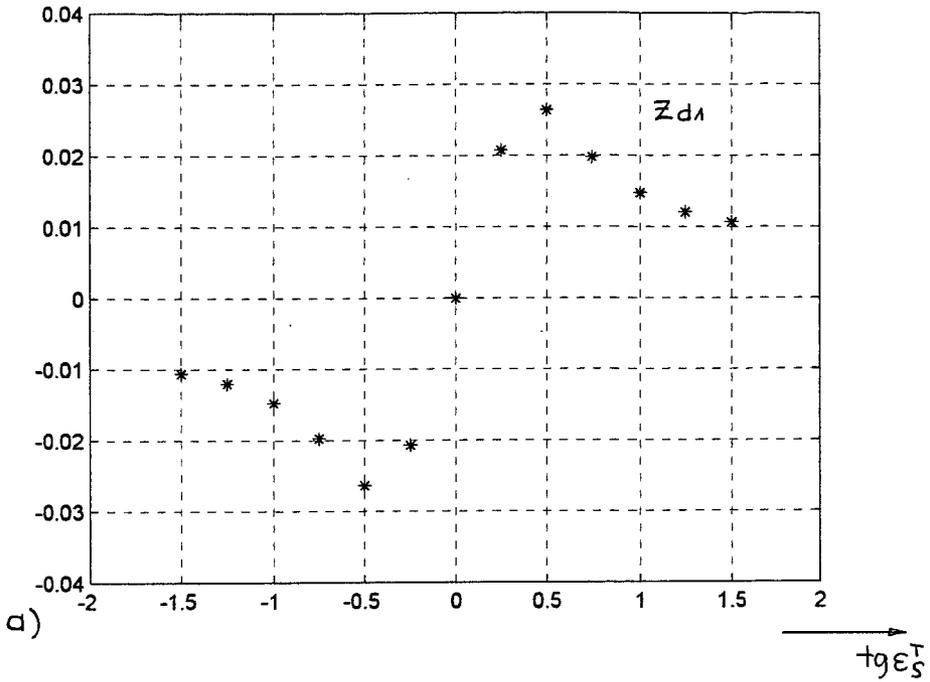


Bild 10.4 : Rechnerisches Ergebnis der Nullagenkurve von z_d über $tg \epsilon_s^T$ bei Streusättigung, für $\xi = 0,75$

a) $z_{d1} / tg \epsilon_s^T$
 b) $z_{d2} / tg \epsilon_s^T$

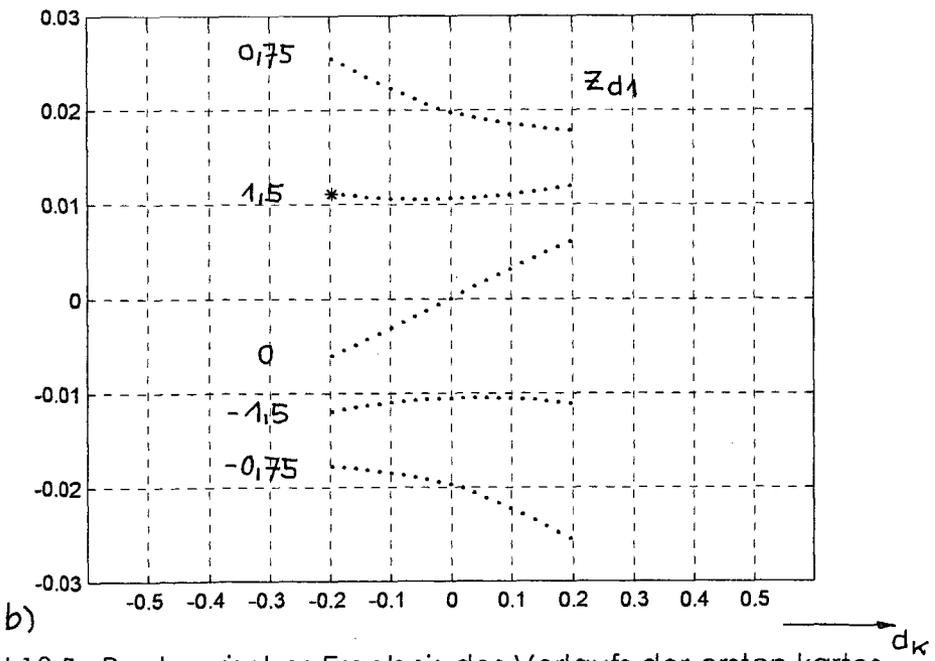
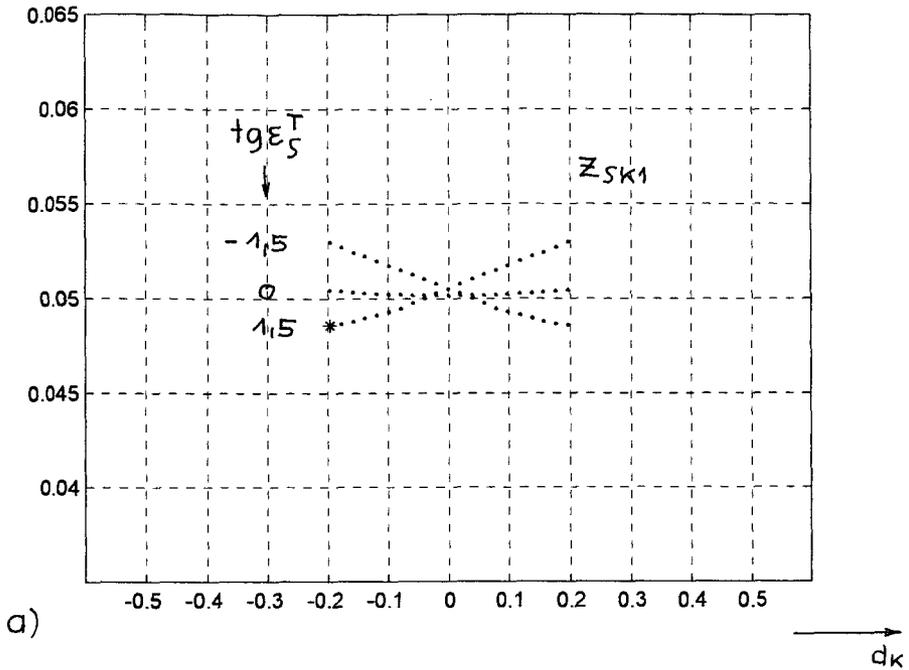


Bild 10.5 : Rechnerisches Ergebnis des Verlaufs der ersten kartes. Koordinaten von z_{SK1}, z_{d1} über d_k , für verschiedene $tg \epsilon_S^T$ bei Streusättigung, für $\xi = 0,75$
 a) z_{SK1}/d_k b) z_{d1}/d_k

und Bild 9.2 b), so stellt man fest, daß der Einfluß der Streusättigung bei \mathbf{z}_{d1} als gewaltig bezeichnet werden kann, während der entsprechende Einfluß bei \mathbf{z}_{sk1} relativ gering ist. Letzteres hängt wegen (6.32) eng zusammen mit den entsprechenden Verläufen von \mathbf{x}_s bei variablem d_k und $\text{tg} \varepsilon_s^T$, siehe Bild 10.6 a) und b), bei welchen der Einfluß der Streusättigung ebenfalls unbedeutend ist. Auf letzteren Sachverhalt wird in Abschnitt 10.6) näher eingegangen.

10.5) Algebraische Abschätzung des Einflusses von \mathbf{B}^T auf \mathbf{z}_{d1}

Die Matrix \mathbf{B}^T besteht, siehe (10.21), im allgemeinen Fall aus zwei Gliedern. Das erste Glied wird von \mathbf{B}_1 bestimmt und ist immer vorhanden, unabhängig davon, ob Streusättigung vorliegt oder nicht. Das zweite Glied wird von \mathbf{B}_2 und ε_s^T bestimmt und tritt bei Streusättigung hinzu, weil in diesem Fall, siehe Bild 10.1,

$$\text{tg} \beta_6 \neq \text{tg} \alpha_6 \quad (10.27)$$

ist und damit wegen (10.20)

$$\mathbf{B}_2 \neq 0 \quad (10.28)$$

wird.

Dieser Sachverhalt bedeutet für \mathbf{z}_d , siehe (10.24), daß diese Größe aus einem immer vorhandenen Grundglied

$$[\mathbf{z}_d]_1 = \xi \cdot \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{V} \cdot [\mathbf{e} + \mathbf{x}_s] \quad (10.29)$$

besteht, zu welchem beim Auftreten von Streusättigung ein Zusatzglied

$$[\mathbf{z}_d]_2 = \xi \cdot \mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{R}(2\varepsilon_s^T) \cdot \mathbf{P}_x [\mathbf{e} + \mathbf{x}_s] \quad (10.30)$$

hinzukommt, und daß also insgesamt

$$\mathbf{z}_d = [\mathbf{z}_d]_1 + [\mathbf{z}_d]_2 \quad (10.31)$$

ist.

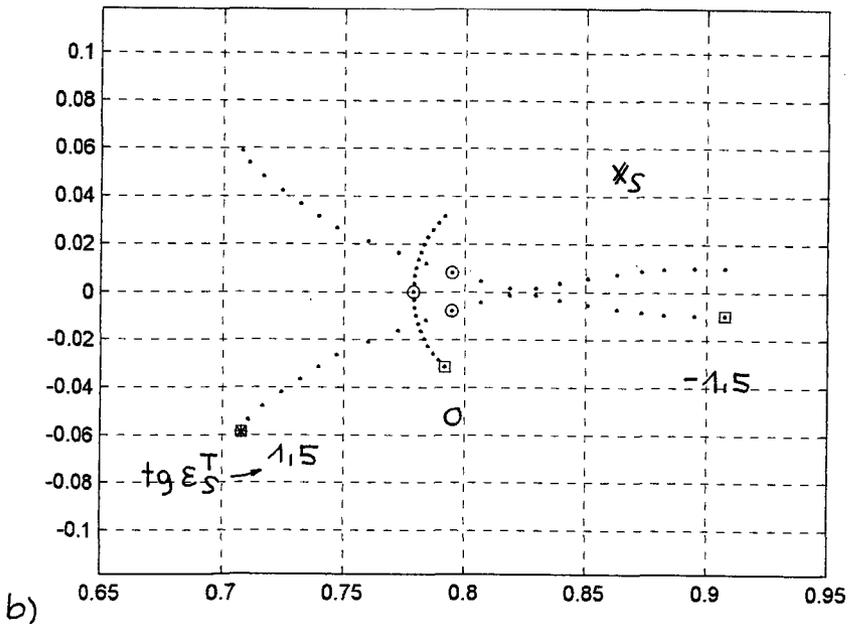
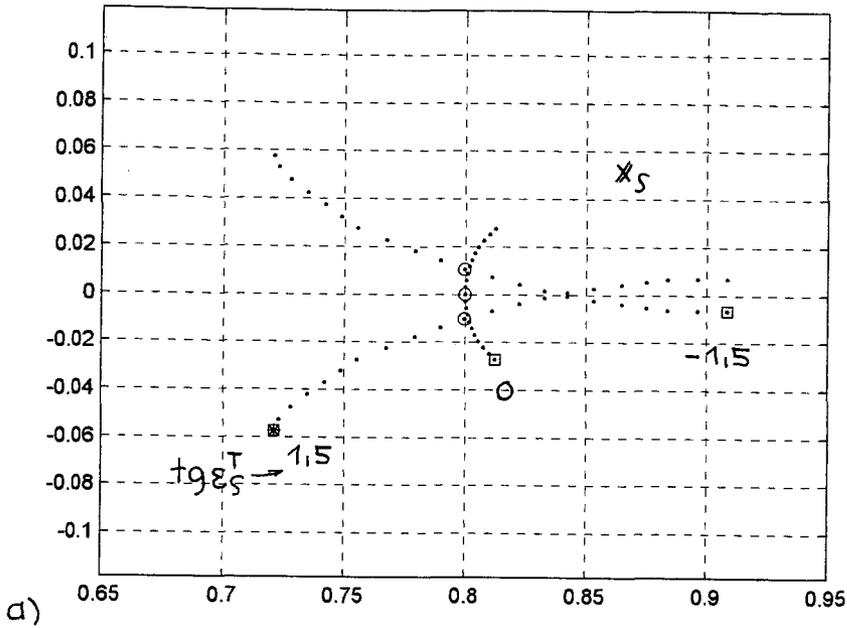


Bild 10.6 : Einfluß der Stegstreusättigung auf den Verlauf der Ortskurve von X_S gemäß Bild 8.5c)

a) Ortskurve von X_S ohne Streusättigung

b) Ortskurve von X_S bei Streusättigung

Aus diesen Vektorbeziehungen erhält man für die jeweils erste Koordinate, siehe auch A6.2),

$$\left[z_{d1} \right]_1 = -\xi \cdot B_1 \cdot x_{s2} \quad (10.32)$$

$$\left[z_{d1} \right]_2 = \xi \cdot (-B_2) \cdot \left[\sin 2\varepsilon_{st}^T \cdot (1 + x_{s1}) - \cos 2\varepsilon_{st}^T \cdot x_{s2} \right] \quad (10.33)$$

und

$$z_{d1} = \left[z_{d1} \right]_1 + \left[z_{d1} \right]_2 \quad (10.34)$$

Zur Auswertung dieser Beziehungen benützen wir die als Rechenresultat vorliegenden Verläufe von B_1 , $-B_2$, ε_{st}^T und $\sin 2\varepsilon_{st}^T$ über $\operatorname{tg} \varepsilon_s^T$ aus Bild 10.7 und 10.8, sowie die Verläufe von x_{s1} , x_{s2} aus Bild 10.6.

Wir betrachten nun in einem ersten Schritt die genannten Kurven für $d_k = 0$, also für die sogenannte Nullage.

In Bild 10.7 sind Betrag $i_{\mu st}$ und Winkel ε_{st}^T des Vektors $i_{\mu st}$ im Lastbereich

$$-1,5 < \operatorname{tg} \varepsilon_s^T < +1,5 \quad (10.35)$$

dargestellt. Ein Blick auf Bild 10.7 a) zeigt, daß ε_{st}^T im betrachteten Lastbereich ein Gebiet von etwa $\pm 1,25$ ($\approx \pm 70^\circ$) überstreicht. Dieser Sachverhalt wirkt sich auf den Term $\sin 2\varepsilon_{st}^T$ in der in Bild 10.8 a) gezeigten Weise aus. Der Term erreicht sein jeweiliges Maximum ± 1 etwa bei Halblast und fällt danach wieder ab.

Mit den aus Bild 10.6 b) und 10.8 b) folgenden Werten für x_{s1} , x_{s2} , B_1 und $-B_2$ ergibt sich, daß der genannte Term sowohl in $\left[z_{d1} \right]_2$, als auch insgesamt in z_{d1} dominiert, sodaß also gilt

$$z_{d1} \approx \xi \cdot (-B_2) \cdot (1 + x_{s1}) \cdot \sin 2\varepsilon_{st}^T \quad (10.36)$$

Mit $\xi = 0,75$ und unter Berücksichtigung des Verlaufes von $-B_2$ nach Bild 10.8 b) entsteht z_{d1} aus dem Term $\sin 2\varepsilon_{st}^T$ nach Bild 10.8 a) durch Multiplikation mit dem Faktor $0,027$ für

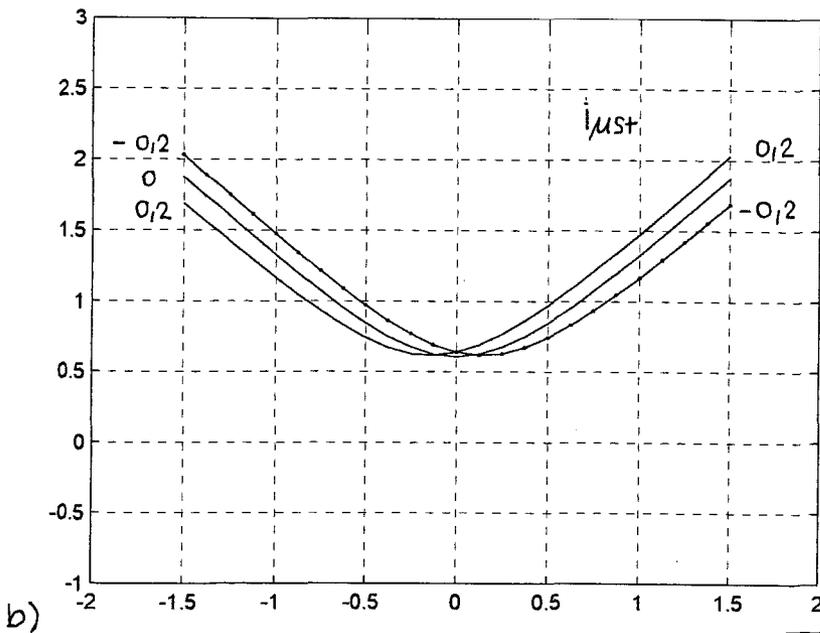
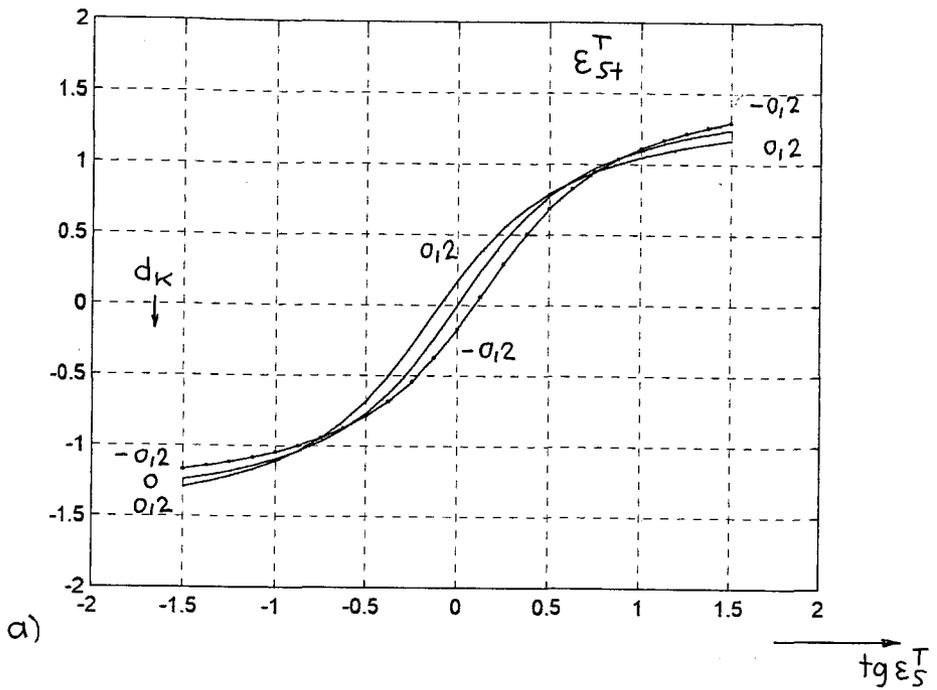


Bild 10.7 : Verlauf der polaren Koordinaten ε_{St}^T und i_{Mst} von i_{Mst} über $tg \varepsilon_S^T$ für verschiedene d_k

a) $\varepsilon_{St}^T / tg \varepsilon_S^T$
 b) $i_{Mst} / tg \varepsilon_S^T$

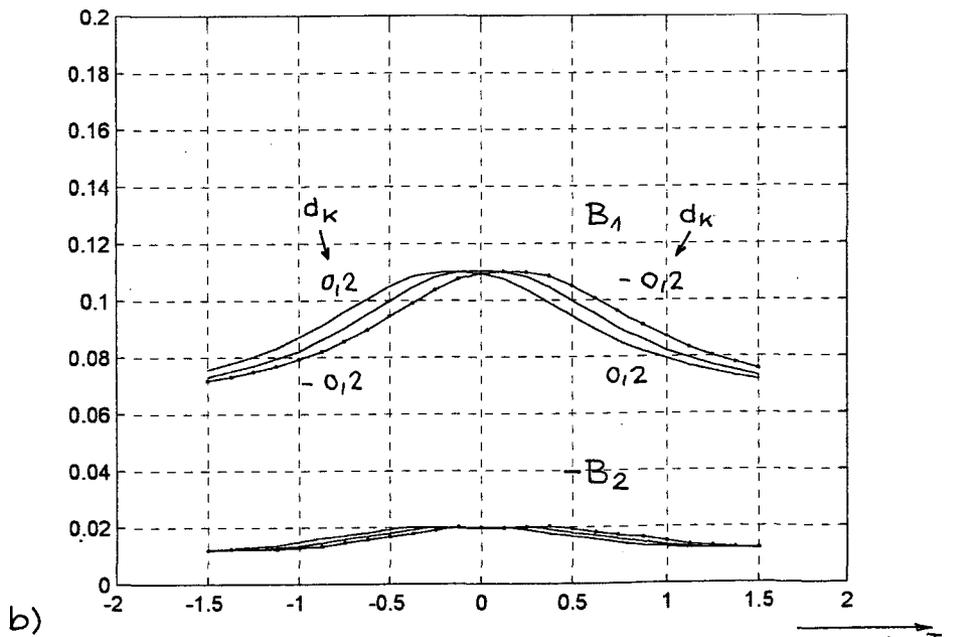
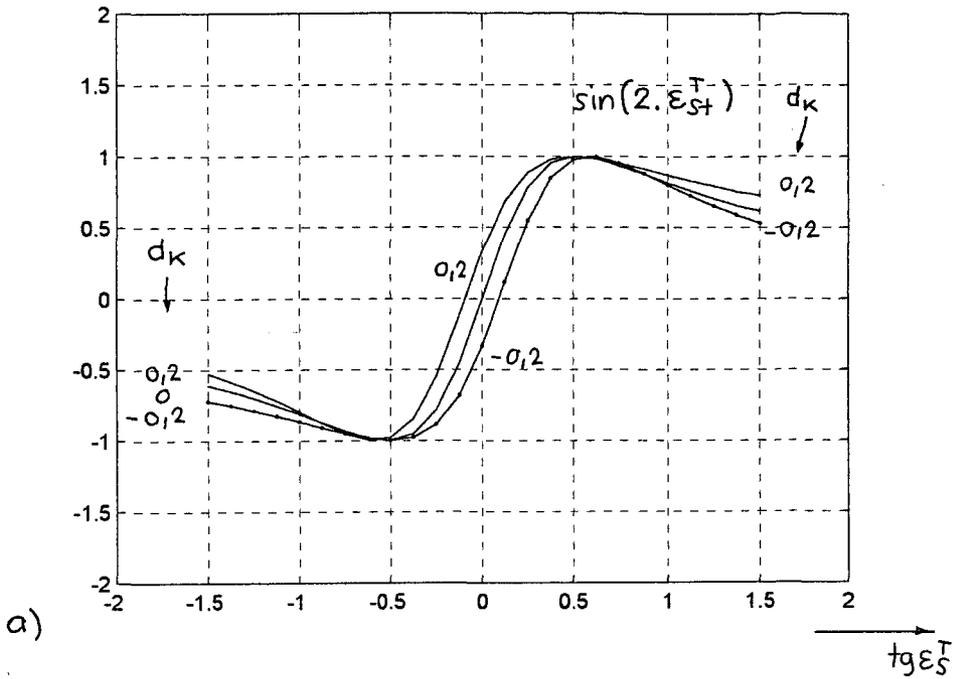


Bild 10.8 : Verschiedene Kennwerte der Matrix B^T über $\text{tg} \epsilon_{ST}^T$ bei Stegstreusättigung für verschiedene d_k

a) $\sin(2 \cdot \epsilon_{ST}^T) / \text{tg} \epsilon_{ST}^T$

b) $B_1 / \text{tg} \epsilon_{ST}^T$; $-B_2 / \text{tg} \epsilon_{ST}^T$

Leerlauf bis Halblast und Absenkung dieser Amplitude auf etwa die Hälfte bei Vollast.

Diese Abschätzung stimmt gut mit dem Verlauf von z_{d1} in Bild 10.2 a) überein.

In einem zweiten Schritt untersuchen wir, ausgehend von der Nullagenkurve, den Durchgriff von d_k auf z_{d1} .

Ein Blick auf Bild 10.7 a) zeigt, daß der Durchgriff von d_k auf ε_{st}^T sehr unterschiedlich ausfällt. Bei Leerlauf bis etwa Halblast ist er positiv, für höhere Lasten negativ. Dieser Sachverhalt wirkt sich auf den Term $\sin 2 \varepsilon_{st}^T$ in der in Bild 10.8 a) dargestellten Weise aus. Demnach ist der Durchgriff auf diesen Term durchgehend positiv und zwar relativ stark bei Leerlauf mit einer Abschwächung bei Vollast und einem Nullbereich im Halblastgebiet.

Dieses Verhalten dominiert nun auch bei der Bildung des Durchgriffes von d_k auf $[z_{d1}]_2$. Zusammen mit dem einheitlich negativen Durchgriff von d_k bei $[z_{d1}]_1$, siehe auch Kapitel 8), ergibt sich resultierend für z_{d1} in jedem Fall ein negativer Durchgriff im Halblastgebiet und in unserem speziellen Fall ein mehr oder weniger positiver Durchgriff in den übrigen Lastbereichen.

Auch diese Abschätzung wird durch den Vergleich mit Bild 10.5 bestätigt.

10.6) Algebraische Abschätzung des Einflusses von B^T auf x_s und z_{sk1}

Für die Bildung von x_s ist gemäß (6.27), (6.9), (6.11) der Ausdruck

$$x_s = [E^T]^{-1} \cdot e \quad (10.37)$$

maßgebend; dabei ist

$$E^T = \mathbf{1} + A^T \cdot B^T \quad (10.38)$$

Mit (10.25), also

$$B^T = B_1 \cdot \mathbf{1} + B_2 \cdot R(2\varepsilon_{st}^T) \cdot P_x \quad (10.39)$$

besteht die Matrix E^T aus drei Teilen, nämlich

$$E^T = \mathbf{1} + B_1 \cdot A^T + B_2 \cdot A^T \cdot R(2 \varepsilon_{st}^T) \cdot P_x \quad (10.40)$$

deren erster immer vorhanden ist, deren zweiter auftritt, sobald Streuinduktivität vorhanden ist, siehe (10.19), und deren dritter dann hinzukommt, wenn Streusättigung auftritt, siehe (10.20).

Im erstgenannten Fall (nur $\mathbf{1}$) ist

$$E^T = \mathbf{1} \quad (10.41)$$

und daher

$$X_S = e \quad (10.42)$$

Im zweitgenannten Fall ist

$$E^T = \mathbf{1} + B_1 \cdot A^T \quad (10.43)$$

Für diesen Fall ist X_S in Bild 10.6 a) dargestellt; es entspricht dem Ergebnis aus Kapitel 8).

Man erkennt, daß X_S , vom Punkt e ausgehend, bei variablem d_k und $\text{tg} \varepsilon_{st}^T$ sich in ein Gebilde verwandelt hat, das sich um einen Schwerpunkt von etwa $0,8 \cdot e$ bewegt, also somit eine "Schrumpfung" um etwa $0,2 \cdot e$ stattgefunden hat. Dafür ist das in E^T zu $\mathbf{1}$ hinzugekommene Glied

$$B_1 \cdot A^T \quad (10.44)$$

verantwortlich zu machen.

Im drittgenannten Fall tritt zu diesem Glied ein weiteres hinzu, nämlich

$$B_2 \cdot A^T \cdot R(2 \varepsilon_{st}^T) \cdot P_x \quad (10.45)$$

Nun ist die Summe beider Glieder für die Schrumpfung verantwortlich zu machen. Da nun B_2 etwa ein Zehntel von B_1 ist, siehe Bild 10.8 b), wird die Schrumpfung von ursprünglich

um $0,2 \text{ ‰}$ größenordnungsmäßig um $\pm 0,02 \text{ ‰}$ anders ausfallen.

Dieser Sachverhalt wird im wesentlichen in Bild 10.6 b) bestätigt, welches den Verlauf von X_S bei Streusättigung zeigt. Es ist nun einleuchtend, warum die Streusättigung auf X_S einen relativ kleinen Einfluß hat.

Da Z_{SK1} sich im wesentlichen aus X_{S1} bildet, ist nun auch klar, warum Z_{SK1} im Gegensatz zu Z_{d1} sich beim Auftreten von Streusättigung so wenig ändert.

10.7) Die Verwendbarkeit von Z_{SK1} und Z_{d1} zur Führung des Spannungsmodelles

Nach dem ebengesagten ist der Einsatz von Z_{SK1} zur V_S -Identifikation im Sinne von Kapitel 8) auch hier sichergestellt.

Im Gegensatz dazu ist jedoch eine Verwendung von Z_{d1} für eine wirksame d_K -Gegenkopplung im Sinne von Kapitel 8) nicht mehr oder höchstens im Teillastgebiet möglich.

Im nächsten Kapitel wird daher ein anderes d_K -Signal vorgestellt, mit welchem eine solche Gegenkopplung dennoch durchgeführt werden kann.

11) Das SPV nach Kapitel 10) bei herabgesetzter Frequenz

11.1) Die Berechnung von Δu_{sm}^T

Wir hatten bisher, (siehe Kapitel 6), durch Wahl einer genügend hohen Testfrequenz ξ den Einfluß von $\Delta \dot{\varrho}^S$ und $\Delta \Psi_K^T$ vernachlässigt und so gewissermaßen nur das von elektromagnetischen Effekten herrührende Δ -Verhalten der Asynchronmaschine studiert; wir erhielten dann für Δu_S^T die Beziehung (6.7).

Auf der Suche nach einem geeigneten d_k -Signal untersuchen wir nun dennoch die Wirkungsweise der Größe $\Delta \dot{\varrho}^S$ und ihren Einfluß auf Δu_S^T und auf z_{sk} , z_d , der entsteht, wenn wir die Testfrequenz ξ entsprechend herabsetzen.

Die Größe $\Delta \Psi_K^T$ wird bei dieser Untersuchung weiterhin vernachlässigt, was sich im betrachteten Testfrequenzbereich als zulässig erweist.

Aus A5) und auch aus Bild 6.4 b) entnehmen wir, daß in diesem Falle in der Statorspannung ein zusätzlicher Spannungsanteil zu Δu_S^T hinzukommt, den wir wegen seiner mechanischen Herkunft mit Δu_{sm}^T bezeichnen und welcher die Form hat

$$\Delta u_{sm}^T = \Delta \dot{\varrho}^S \cdot v \cdot \Psi_K^T \quad (11.1)$$

Dabei ist $\Delta \dot{\varrho}^S$ mit $\Delta m_{last} = 0$ durch

$$\Delta \dot{\varrho}^S = \frac{1}{\omega} \cdot \int \Delta m_{el} \cdot dt \quad (11.2)$$

und

$$\Delta m_{el} = -\Psi_K^{T2} \cdot \Delta -i_K^{T1} + \Psi_K^{T1} \cdot \Delta -i_K^{T2} \quad (11.3)$$

gegeben.

Der Spannungsanteil Δu_{sm}^T wird somit

$$\Delta u_{sm}^T = \frac{1}{\omega} \cdot \begin{bmatrix} -\Psi_K^{T2} \\ \Psi_K^{T1} \end{bmatrix} \cdot \left[-\Psi_K^{T2} \cdot \int \Delta -i_K^{T1} \cdot dt + \Psi_K^{T1} \cdot \int \Delta -i_K^{T2} \cdot dt \right] \quad (11.4)$$

beziehungsweise

$$\Delta u_{sm}^T = \frac{1}{\omega} \cdot M^T \cdot \int \Delta -i_K^T \cdot dt \quad (11.5)$$

mit

$$M^T = \begin{bmatrix} m_{11}^T & m_{12}^T \\ m_{21}^T & m_{22}^T \end{bmatrix} \quad (11.6)$$

wobei die Glieder von M^T sind

$$\left. \begin{aligned} m_{11}^T &= \Psi_k^{T2} \cdot \Psi_k^{T2} \\ m_{12}^T &= -\Psi_k^{T1} \cdot \Psi_k^{T2} \\ m_{21}^T &= -\Psi_k^{T1} \cdot \Psi_k^{T2} \\ m_{22}^T &= \Psi_k^{T1} \cdot \Psi_k^{T1} \end{aligned} \right\} \quad (11.7)$$

Zur Bestimmung dieser Matrixglieder legen wir wieder, wie auch in Kapitel 8), die Koordinatenachse T zunächst in eine Richtung, in der die Glieder besonders einfach werden. Das ist hier der Fall, wenn die T -Achse in Richtung von Ψ_k liegt; wir nennen diese Lage dann wieder Vorzugslage mit dem Index TV . In diesem Fall wird nämlich

$$\Psi_k^{TV1} = \Psi_k^{\Psi_1} = \Psi_k \quad (11.8)$$

$$\Psi_k^{TV2} = \Psi_k^{\Psi_2} = 0 \quad (11.9)$$

und damit

$$m_{22}^T = \Psi_k^2 \quad (11.10)$$

während alle anderen Glieder zu Null werden. Somit ist

$$\Delta u_{sm}^{TV} = \frac{1}{\Theta} \cdot M^{TV} \cdot \int \Delta -i_k^{TV} \cdot dt \quad (11.11)$$

mit

$$M^{TV} = \Psi_k^2 \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (11.12)$$

Diese Matrix kann gemäß A6.2) auch in folgender Form geschrieben werden :

$$M^{TV} = \frac{1}{2} \cdot \Psi_k^2 \cdot \begin{bmatrix} 1 \cdot 1 & -1 \cdot P_x \end{bmatrix} \quad (11.13)$$

somit wird

$$\Delta \mathcal{U}_{sm}^{TV} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\Theta} \cdot \Psi_K^2 \cdot [1 - P_x] \cdot \int \Delta -\dot{i}_K^{TV} \cdot dt \quad (11.14)$$

Die Rücktransformation ins T-Koordinatensystem liefert mit

$$\Delta \mathcal{U}_{sm}^{TV} = R(-\mathcal{P}_K^T) \cdot \Delta \mathcal{U}_{sm}^T \quad (11.15)$$

$$\Delta -\dot{i}_K^{TV} = R(-\mathcal{P}_K^T) \cdot \Delta -\dot{i}_K^T \quad (11.16)$$

$$d_K = -\mathcal{P}_K^T \quad (11.17)$$

für $\Delta \mathcal{U}_{sm}^T$ den Ausdruck

$$\Delta \mathcal{U}_{sm}^T = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\Theta} \cdot \Psi_K^2 \cdot [1 - R(-2d_K) \cdot P_x] \cdot \int \Delta -\dot{i}_K^T \cdot dt \quad (11.18)$$

11.2) Die Berechnung der Übertragungsvektoren \mathbf{z}_{sm} und \mathbf{z}_{dm} und der Gesamtübertragungsvektoren \mathbf{z}_s und \mathbf{z}_d

Um das nunmehr gültige $\Delta \mathcal{U}_S^T$ zu erhalten, muß man dem bisherigen $\Delta \mathcal{U}_S^T$ den neugewonnenen Ausdruck $\Delta \mathcal{U}_{sm}^T$ hinzufügen; mit anderen Worten wird

$$\left[\Delta \mathcal{U}_S^T \right]_{\text{neu}} = \left[\Delta \mathcal{U}_S^T \right]_{\text{alt}} + \Delta \mathcal{U}_{sm}^T \quad (11.19)$$

Macht man für die Vektoren dieser Gleichung drei Ellipsenansätze nach Art von (6.18), also

$$\Delta \mathcal{U}_{sm}^T = K \cdot \left[R(\xi) \cdot \mathbf{z}_{1m} + R(-\xi) \cdot \mathbf{z}_{2m} \right] \quad (11.20)$$

$$\left[\Delta \mathcal{U}_S^T \right]_{\text{alt}} = K \cdot \left[R(\xi) \cdot \left[\mathbf{z}_1 \right]_{\text{alt}} + R(-\xi) \cdot \left[\mathbf{z}_2 \right]_{\text{alt}} \right] \quad (11.21)$$

$$\left[\Delta \mathcal{U}_S^T \right]_{\text{neu}} = K \cdot \left[R(\xi) \cdot \left[\mathbf{z}_1 \right]_{\text{neu}} + R(-\xi) \cdot \left[\mathbf{z}_2 \right]_{\text{neu}} \right] \quad (11.22)$$

und setzt sie in die Gleichung (11.19) ein, so erhält man

$$\left[\mathbf{z}_1 \right]_{\text{neu}} = \left[\mathbf{z}_1 \right]_{\text{alt}} + \mathbf{z}_{1m} \quad (11.23)$$

$$\left[\mathbf{z}_2 \right]_{\text{neu}} = \left[\mathbf{z}_2 \right]_{\text{alt}} + \mathbf{z}_{2m} \quad (11.24)$$

und entsprechend

$$\left[\mathbf{z}_s \right]_{\text{neu}} = \left[\mathbf{z}_s \right]_{\text{alt}} + \mathbf{z}_{sm} \quad (11.25)$$

$$\left[\mathbf{z}_d \right]_{\text{neu}} = \left[\mathbf{z}_d \right]_{\text{alt}} + \mathbf{z}_{dm} \quad (11.26)$$

Das $\left[\mathbf{z}_s \right]_{\text{alt}}$, $\left[\mathbf{z}_d \right]_{\text{alt}}$ folgt dabei aus (6.29), (6.30) mit (10.22); es wird ab sofort wegen seiner elektromagnetischen Herkunft mit \mathbf{z}_{se} , \mathbf{z}_{de} bezeichnet, also ist

$$\left[\mathbf{z}_s \right]_{\text{alt}} \equiv \mathbf{z}_{se} = r_s \cdot \mathbf{e} + r_k \cdot \mathbf{x}_s + \dot{y}_{ke}^s \cdot \mathbf{v} \cdot \mathbf{B}^T \cdot (\mathbf{e} + \mathbf{x}_s) \quad (11.27)$$

$$\left[\mathbf{z}_d \right]_{\text{alt}} \equiv \mathbf{z}_{de} = \dot{\xi} \cdot \mathbf{v} \cdot \mathbf{B}^T \cdot (\mathbf{e} + \mathbf{x}_s) \quad (11.28)$$

Indem wir nun den Index "neu" weglassen können, wird

$$\mathbf{z}_s = \mathbf{z}_{se} + \mathbf{z}_{sm} \quad (11.29)$$

$$\mathbf{z}_d = \mathbf{z}_{de} + \mathbf{z}_{dm} \quad (11.30)$$

und wir brauchen nur mehr \mathbf{z}_{sm} , \mathbf{z}_{dm} zu bestimmen, um die nun gültigen Übertragungsvektoren \mathbf{z}_s , \mathbf{z}_d zu erhalten. Durch Einsetzen der Ellipsenansätze (11.20) und (6.17) in (11.18) wird, (siehe A6),

$$\mathbf{z}_{sm} = \mathbf{0} \quad (11.31)$$

$$\mathbf{z}_{dm} = m \cdot \frac{1}{\xi} \cdot \mathbf{V} \left[\mathbf{R}(-2d_k) \mathbf{P}_x - \mathbf{1} \right] \cdot \mathbf{x}_s \quad (11.32)$$

mit

$$m = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\omega} \cdot \psi_k^2 \quad (11.33)$$

11.3) Die Eigenschaften von \mathbf{z}_{dm1} und seine Auswirkungen auf \mathbf{z}_{d1}

Aus (11.32) erkennt man, daß der auf mechanischen Reaktionen beruhende Übertragungsvektor \mathbf{z}_{dm} eine Information über den Fehlwinkel d_k enthält; sie muß auf ihre Brauchbarkeit untersucht werden. In Koordinaten ausgedrückt, schreibt man diese Beziehung, (siehe A6),

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \mathbf{z}_{dm1} \\ \mathbf{z}_{dm2} \end{bmatrix} = \\ & = \frac{1}{\xi} \cdot m \cdot \mathbf{V} \left\{ \begin{bmatrix} \cos(-2d_k) & -\sin(-2d_k) \\ \sin(-2d_k) & \cos(-2d_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{s1} \\ -x_{s2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_{s1} \\ x_{s2} \end{bmatrix} \right\} \quad (11.34) \end{aligned}$$

woraus

$$\mathbf{z}_{dm1} = \frac{1}{\xi} \cdot m \left[\sin 2d_k \cdot x_{s1} + (\cos 2d_k + 1) \cdot x_{s2} \right] \quad (11.35)$$

folgt; mit (8.47), (8.48), (8.50), Bild 8.3 und 10.6 b) erhält man für \mathbf{z}_{dm1} als wesentliche Aussage

$$\mathbf{z}_{dm1} \approx \frac{1}{\xi} \cdot m \cdot C_1 \cdot \sin 2d_k \quad (11.36)$$

Das bedeutet einen positiven Durchgriff von d_k auf \mathbf{z}_{dm1} im gesamten Lastbereich praktisch ohne Nullpunktverschiebung. Nachdem sich der Anteil \mathbf{z}_{dm1} in \mathbf{z}_{d1} gemäß (11.30), (11.28) dem \mathbf{z}_{de1} überlagert, (siehe Bild 10.5 b), ist man nun grundsätzlich in der Lage, für \mathbf{z}_{d1} einen durchgehend positiven Durch-

griff zu erreichen; Z_{dm1} muß dazu nur genügend stark gegenüber Z_{de1} wirken.

Durch Herabsetzen der Testfrequenz $\dot{\xi}$ verstärkt man nun das für uns "nützliche" Z_{dm1} , siehe (11.36), während man gleichzeitig das "schädliche" Z_{de1} , siehe (11.28), (10.36) abschwächt, sodaß durch diese Maßnahme eine sehr wirksame "Gesundung" des

Z_{d1} - Verhaltens eintritt, womit ausgedrückt werden soll, daß ein einheitlicher d_k -Durchgriff auf Z_{d1} erreicht wird.

Am schwierigsten gelingt dies im Halblastgebiet, wo nach den Erkenntnissen von Abschnitt 10.5) der volle negative d_k -Durchgriff von $[Z_{de1}]_1$ kompensiert, beziehungsweise sogar deutlich überkompensiert werden muß, um das angestrebte Ziel zu erreichen. Es muß dafür also sein

$$Z_{dm1} \geq -[Z_{de1}]_1 \quad (11.37)$$

Mit (10.32), (8.48) ist

$$[Z_{de1}]_1 \approx -\dot{\xi} \cdot B_1 \cdot (-C_2) \cdot \sin 2d_k \quad (11.38)$$

Mit (11.36) muß also gelten

$$\frac{1}{\dot{\xi}} \cdot m \cdot C_1 \geq \dot{\xi} \cdot B_1 \cdot (-C_2) \quad (11.39)$$

Somit muß die Testfrequenz

$$\dot{\xi} \leq \sqrt{\frac{m \cdot C_1}{B_1 \cdot (-C_2)}} \quad (11.40)$$

sein.

Aus Bild 10.8 b) entnehmen wir für Halblast und aus Bild 8.3 für den betrachteten Arbeitspunkt

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= 0,1 \\ C_1 &= 0,85 \\ -C_2 &= 0,12 \\ \psi_K &= 1,05 \end{aligned} \right\} \quad (11.41)$$

Somit wird

$$\xi \leq 6,24 \sqrt{\frac{1}{\omega}} \quad (11.42)$$

Für die aktuelle Versuchsanlage ist (als p.u.Größe dargestellt)

$$\omega = 200 \quad (11.43)$$

(das entspricht einer Nennhochlaufzeit von ca. 630 ms) und wir erhalten als Grenzfrequenz

$$\xi = 0,44 \quad (11.44)$$

Bild 11.1 zeigt nun die rechnerischen Z_{d1} -Ergebnisse der aktuellen Versuchsanlage für die drei Testfrequenzen

$$\xi = \left. \begin{array}{l} 0,75, \quad 0,45, \quad 0,25 \\ (37,5 \text{ Hz}, \quad 22,5 \text{ Hz}, \quad 12,5 \text{ Hz}) \end{array} \right\} \quad (11.45)$$

Man erkennt in diesem Bild bei b) die Umkehr des Vorzeichens des d_k -Durchgriffs im Halbblastgebiet bei der mittleren Testfrequenz und bei c) ein einheitliches Vorzeichen des d_k - Durchgriffs für die kleine Testfrequenz.

Für Anlagen mit kleineren ω - Werten liegt die Grenztestfrequenz gemäß (11.42) entsprechend höher, und umgekehrt.

11.4) Aufbereitung von Z_{d1} zur Verwendung als d_k - Gegenkopplung

Für die Verwendung von Z_{d1} gemäß Bild 11.1 c) zur d_k - Gegenkopplung müssen natürlich die $d_k = 0$ -Werte von Z_{d1} noch alle auf Null gesetzt werden. Dazu muß bei der Inbetriebnahme eine sogenannte Nulllagenkurve von Z_{d1} über $\text{tg} \varepsilon_S^T$ aufgenommen und abgespeichert werden, siehe Bild 11.2 a). Diese Kurve wird von Z_{d1} abgezogen, man erhält dann ein korrigiertes Z_{d1} , also

$$Z_{dk1} = Z_{d1} - \left[Z_{d1} \right]_{d_k=0} \quad (11.46)$$

welches in Bild 11.2 b) dargestellt ist.

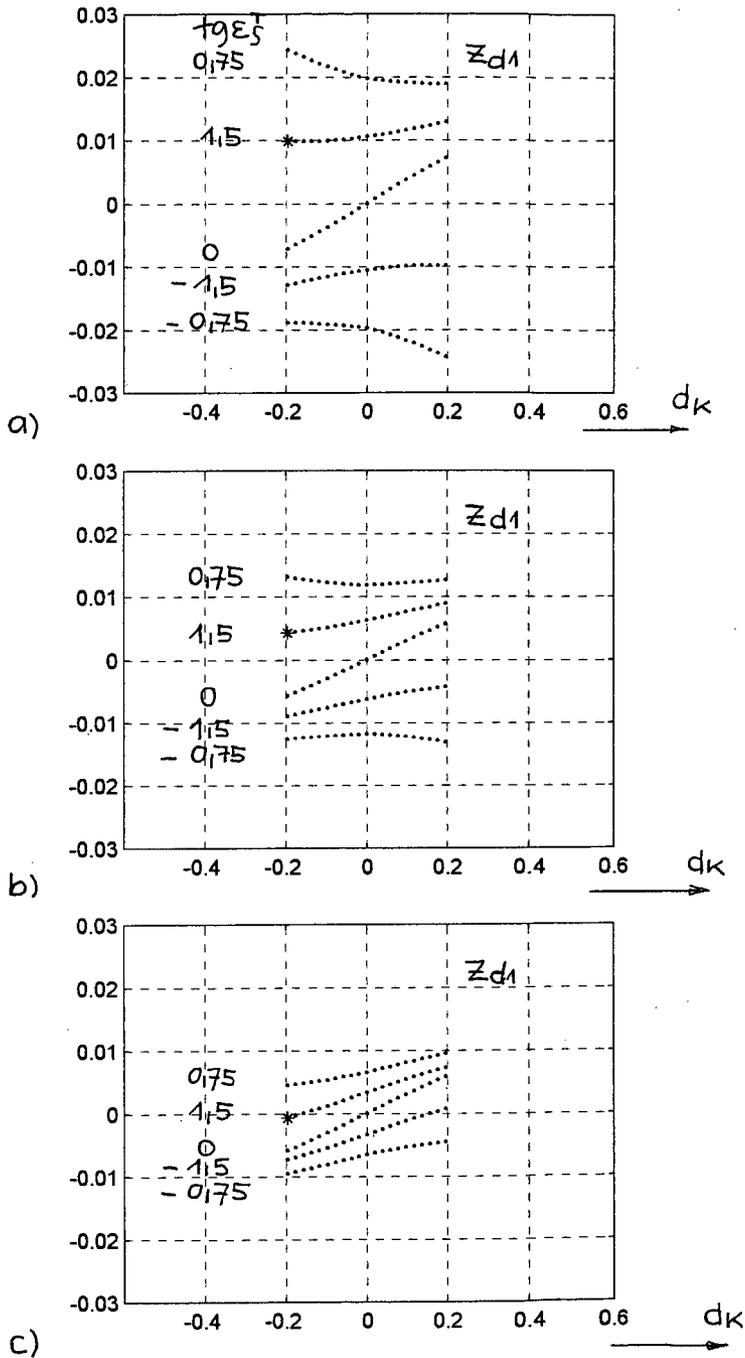


Bild 11.1 : Verlauf von z_{d1} über d_k für verschiedene Werte von $\tau g \xi_s^T$ bei unterschiedlichen Testfrequenzen

a) $\xi = 0.75$ b) $\xi = 0.45$ c) $\xi = 0.25$

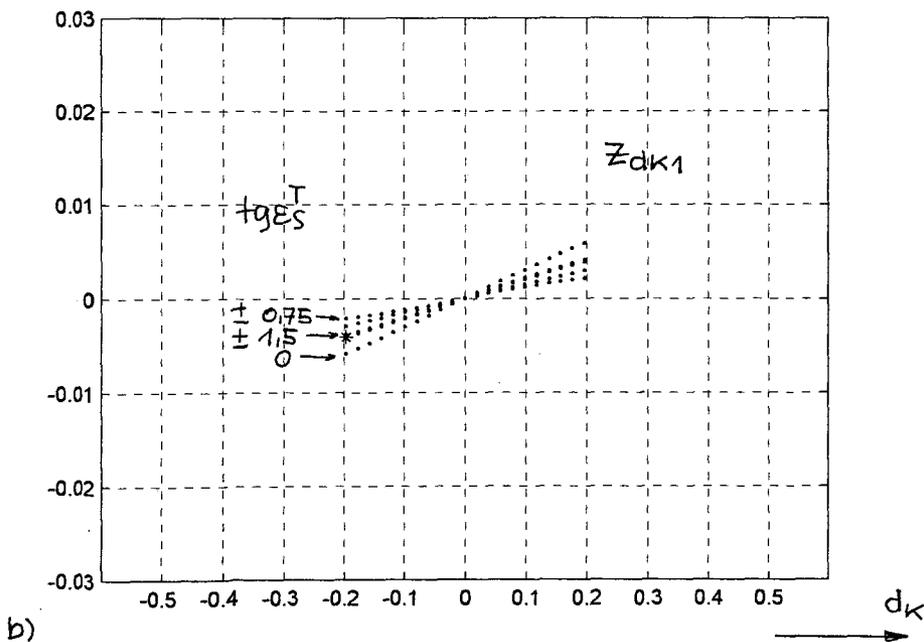
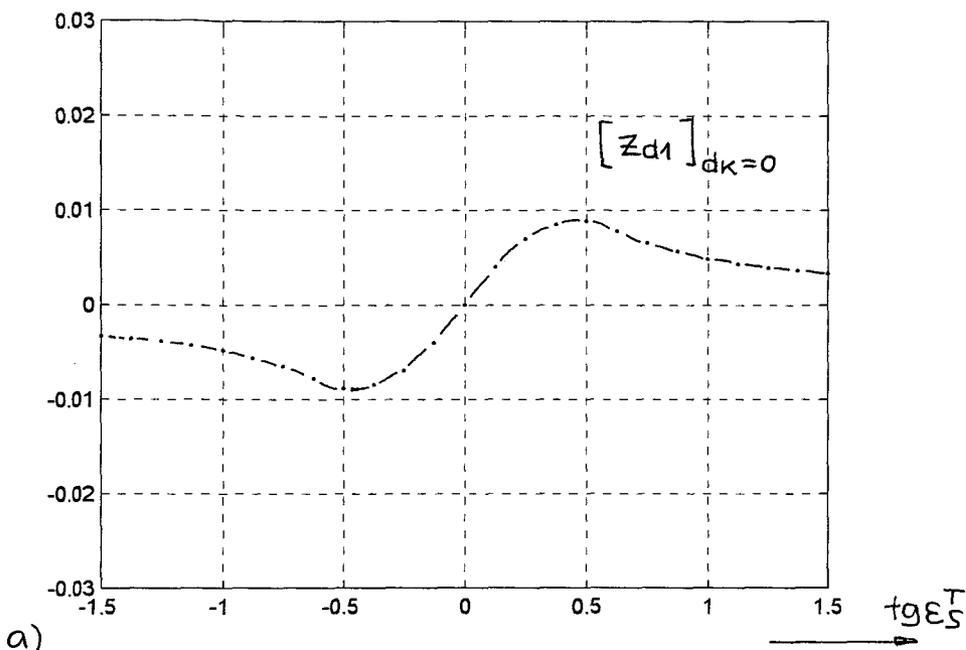


Bild 11.2: Entstehung von z_{dk1}
 a) Nullagenkurve $[z_{d1}]_{dk=0}$ über $tg \epsilon_S^T$
 für die Testfrequenz $\xi = 0,25$
 b) Bildung von z_{dk1} nach (11.46) für versch. $tg \epsilon_S^T$

Dieses Signal kann nun erfolgreich zur d_k - Gegenkopplung verwendet werden. Man entnimmt aus Bild 11.2 b), daß das genannte Signal die Größe d_k mit einer mittleren Verstärkung von etwa $+0,02$ abbildet, was (abgesehen vom Vorzeichen) etwa den Verhältnissen des Signals $1,4 \cdot z_{d1}$, siehe Bild 8.9 a), entspricht.

11.5) Neuberechnung von z_{SK1}

Die Grundlage für die r_S - Identifikation war bisher und ist nach wie vor die isolierte Darstellung der ersten Zeile von z_S in (6.29). In Kapitel 6) wurde dazu die Größe z_{SK} geschaffen, siehe (6.32), welche die zur Verfügung stehenden Übertragungsvektoren z_S und z_d in geeigneter Weise kombinierte, siehe (6.31). In der in (11.27), (11.28) vereinbarten Schreibweise lautet die diesbezügliche Kombinationsvorschrift jetzt

$$z_{Ske} = z_{Se} - \frac{\dot{y}_{ke}^s}{\xi} \cdot z_{de} \quad (11.47)$$

und das Ergebnis

$$z_{Ske} = r_S \cdot e + r_K \cdot x_S \quad (11.48)$$

Um mit den nunmehr anstehenden Übertragungsvektoren z_S und z_d das gleiche Ziel zu erreichen, muß man bilden

$$z_{SK} = z_S - \frac{\dot{y}_{ke}^s}{\xi} \cdot z_d + \frac{\dot{y}_{ke}^s}{\xi} z_{dm} \quad (11.49)$$

wie man sich durch Einsetzen von (11.27) bis (11.32) leicht überzeugen kann. Man erhält dann auch hier

$$z_{SK} = r_S \cdot e + r_K \cdot x_S \quad (11.50)$$

Für die r_S - Identifikation ist, wie bisher auch, die erste Koordinate von (11.49), also

$$z_{SK1} = z_{S1} - \frac{\dot{y}_{ke}^s}{\xi} \cdot z_{d1} + \frac{\dot{y}_{ke}^s}{\xi} z_{dm1} \quad (11.51)$$

maßgebend.

Bei der Realisierung von Z_{SK1} besteht jedoch das Problem, daß Z_{dM1} nicht isoliert zur Verfügung steht; jedoch finden wir in der Größe Z_{dK1} , siehe (11.46), einen brauchbaren Ersatz für Z_{dM1} , wenn auch mit verändertem Maßstab. Es wird somit

$$Z_{SK1} \approx Z_{S1} - \frac{\dot{\psi}_{ke}^S}{f} \cdot Z_{d1} + \frac{\dot{\psi}_{ke}^S}{f} \cdot Z_{dK1} \cdot C \quad (11.52)$$

wobei der Faktor C empirisch zu ermitteln ist.

Wie man dabei vorgehen kann, wird in Bild 11.3 angedeutet.

Bild 11.3 a) zeigt Z_{SK1} wie wir es von Bild 10.5 a) her kennen, und wie es im vorliegenden Fall auch bei $\dot{\psi}_{ke}^S = 0$ verläuft.

Bild 11.3 b) läßt erkennen, wie Z_{SK1} im vorliegenden Fall ohne C -Korrektur bei einer Betriebsfrequenz von $\dot{\psi}_{ke}^S = 0,05$ verläuft. Man sieht, daß die so nützliche d_k -Abhängigkeit von Z_{SK1} bei bestimmten Werten von $\text{tg } \varepsilon_S^T$ abgeschwächt wird, was natürlich die Qualität der r_S -Identifikation herabsetzt.

Aus Bild 11.3 c) ersieht man, daß diese nachteilige Erscheinung durch Vornahme einer C -Korrektur gemäß (11.52) praktisch nicht mehr auftritt; der richtige Wert von $C = 0,8$ ist dabei empirisch ermittelt.

Mit der so gebildeten Größe Z_{SK1} arbeitet die r_S -Identifikation, auch für die Gegebenheiten dieses Kapitels, in gleicher Weise wie bisher, vergleiche die Abschnitte 8.52), 10.4), sowie Bild 10.5 a).

11.6) Zusammenfassung der Ergebnisse

In den Abschnitten 11.4) und 11.5) wurden die beiden bisher verwendeten Größen Z_{d1} und Z_{SK1} den Gegebenheiten des vorliegenden Kapitels angepaßt. Die in (11.46) und (11.52) neu errechneten Größen Z_{dK1} und Z_{SK1} setzen sich nunmehr in der in Bild 11.4 gezeigten Weise zusammen.

Dabei entsteht Z_{dK1} aus Z_{d1} nach Abzug einer von $\text{tg } \varepsilon_S^T$ abhängigen sogenannten Nullagenkurve.

Das neue Z_{SK1} entsteht aus Z_{S1} nach Abzug von $\frac{\dot{\psi}_{ke}^S}{f} \cdot Z_{d1}$, wie bisher auch, sowie Hinzufügen von $\frac{\dot{\psi}_{ke}^S}{f} \cdot Z_{dK1} \cdot C$.

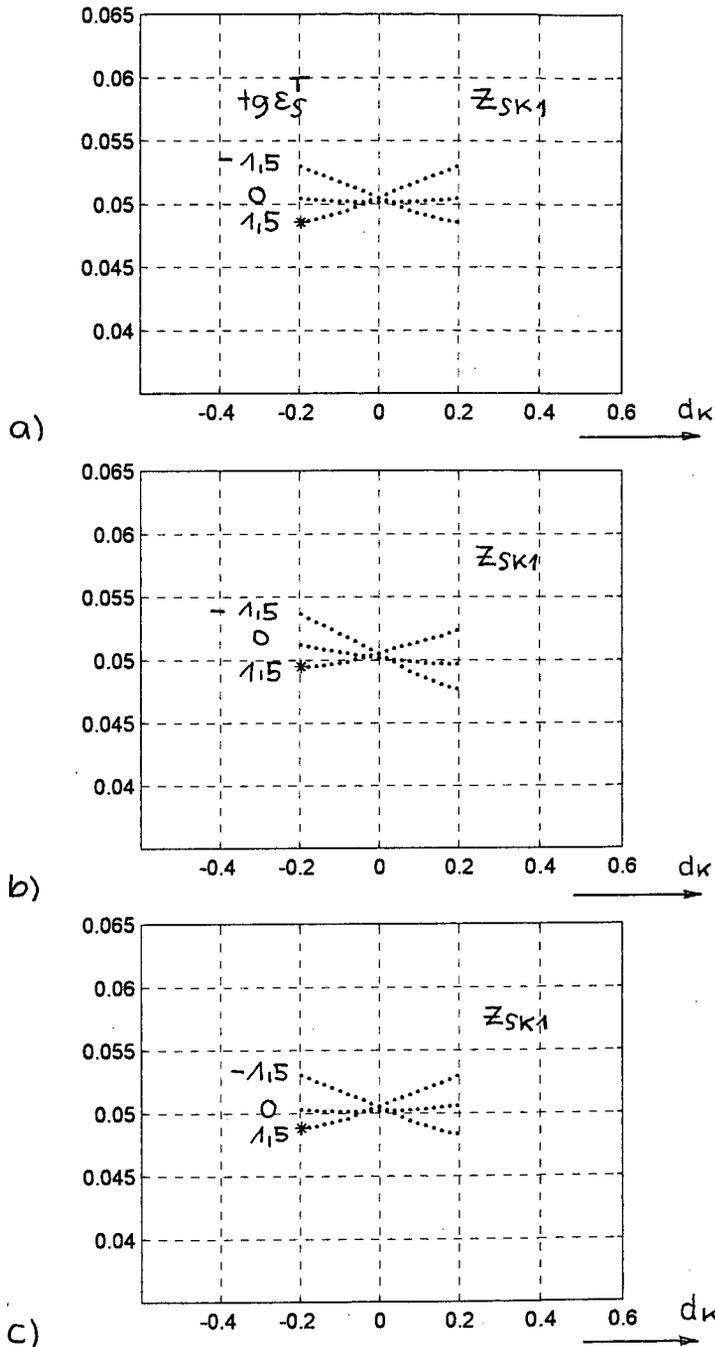


Bild 11.3: Z_{SK1} - Verläufe über d_k für die Testfrequenz $\xi = 0,25$ bei unterschiedlichen Betriebsfrequenzen $\dot{\varphi}_{ke}^S$, ohne und mit C - Korrektur, für versch. $\text{tg} \varepsilon_s^T$
 a) $\dot{\varphi}_{ke}^S = 0$, $c = 0$; b) $\dot{\varphi}_{ke}^S = 0,05$, $c = 0$; c) $\dot{\varphi}_{ke}^S = 0,05$, $c = 0,8$;

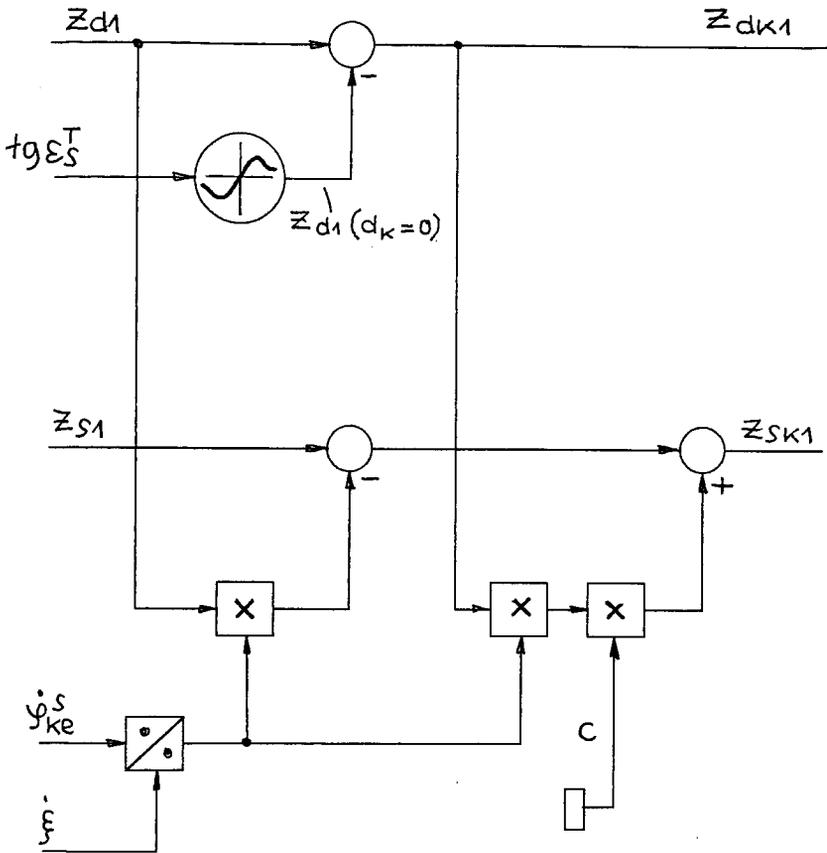


Bild 11.4 : Strukturbild der Erzeugung von Z_{dk1} und Z_{sk1} aus Z_{d1} , Z_{s1} , $\text{tg} \epsilon_s^T$, \dot{y}_{ke}^s , \dot{f}

Damit stehen nun auch beim Auftreten von Streusättigung zwei Größen zur Verfügung, mit welchen die Maßnahmen der r_S - Identifikation und der d_K - Gegenkopplung in entsprechender Weise wie in Kapitel 8) durchgeführt werden können.

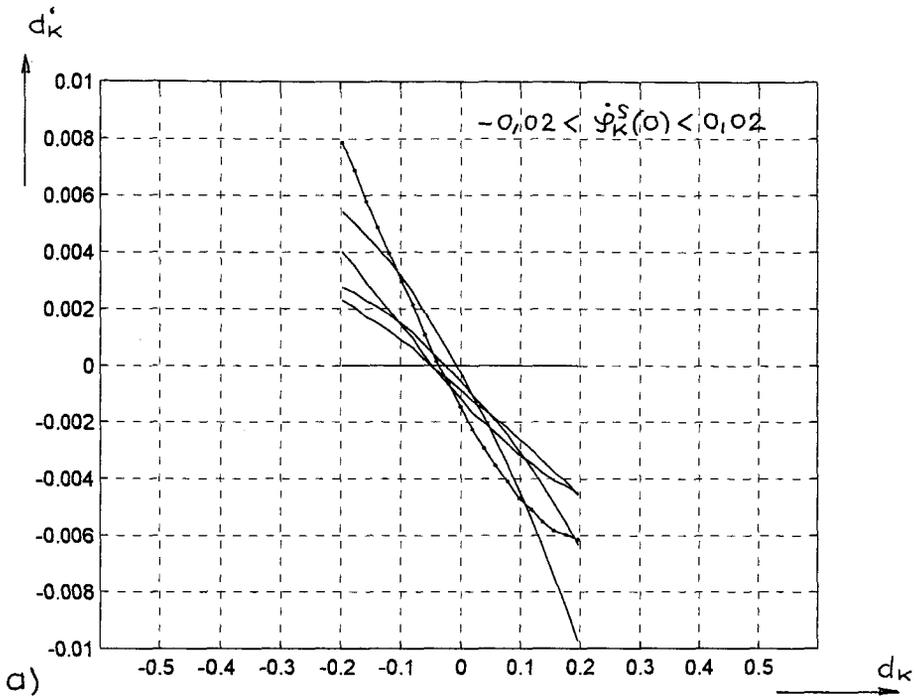
Nach dem in Abschnitt 11.4) gesagten bildet das Signal Z_{dK1} die Größe d_K im Mittel mit einer Verstärkung von etwa 0,02 ab, siehe auch Bild 11.2 b).

Um beim gegenkoppelnden Aufschalten dieses Signals die gleiche Wirkung zu erzielen, die bei der in Abschnitt 8.6) beschriebenen Z_{d1} - Aufschaltung erreicht wurde, nämlich eine d_K - Mindestverstärkung von 0,04, ist es hier nötig, Z_{dK1} etwa mit der Verstärkung $-0,5$ auf den Frequenzeingang wirken zu lassen.

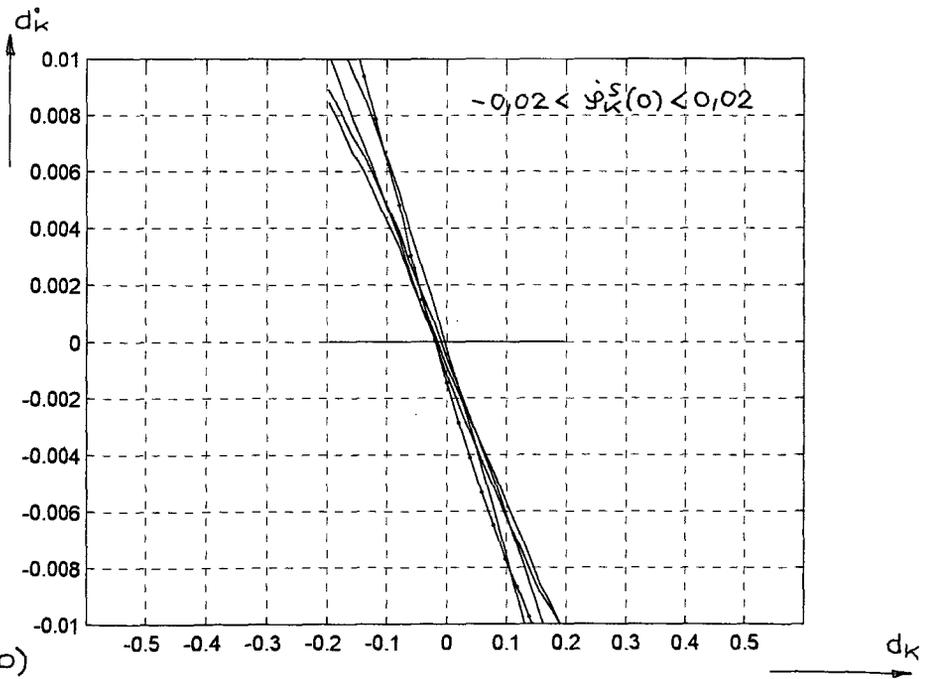
Für diese Einstellung und mit der Wirkung der zugehörigen r_S - Identifikation mittels Z_{SK1} , siehe Bild 11.3 c) ergeben sich somit d_K^*/d_K - Kennlinien, die denen von Bild 8.13 sehr ähnlich sind, siehe Bild 11.5 a).

Die wieder als Mindestverstärkung geltende obengenannte Z_{dK1} - Verstärkung vom Wert $-0,5$ kann auch hier in der Praxis auf ein Mehrfaches erhöht werden. In einem abschließenden Laborversuch, der im nächsten Kapitel beschrieben ist, wurde denn auch das Signal Z_{dK1} mit einer Verstärkung von etwa -2 rückgekoppelt.

Die dabei entstehenden d_K^*/d_K - Kennlinien, siehe Bild 11.5 b), weisen im gesamten Kleinfrequenzgebiet eine kräftige negative Steigung auf, wodurch die Gleichgewichtspunkte ($d_K^* = 0$) trotz angenommenem Fehler bei der r_S - Identifikation sehr nahe an den Idealpunkt $d_K = 0$ herangeführt werden.



a)



b)

Bild 11.5: \dot{d}_k/d_k - Kennlinien bei r_S - Identif. mittels Z_{SK1} ($c=0,8$)
 m. Fehler gemäß $r_{sm} = 1,03r_S$, sowie zusätzl. d_k - Gegen-
 koppl. mittels Z_{dK1} im Kleinfrequenzbereich, für $\text{tg } \varepsilon_S^T = 1,5$
 a) Z_{dK1} - Verst.: $-0,5$ b) Z_{dK1} - Verst.: -2

12) Endgültiges praktisches Ergebnis

In den Kapiteln 6) bis 8) wurden Einrichtungen zur r_S - Identifizierung und zur Gewinnung eines künstlichen d_K - Signales zum Zwecke der stabilisierenden Gegenkopplung des d_K - Integrators entwickelt und in den Kapiteln 10) und 11) zur Verwendung bei Asynchron-Käfigläufermaschinen angepaßt.

Für die r_S - Identifizierung wird demnach nach neuester Erkenntnis das in Kapitel 11) erweiterte Signal Z_{SK1} , siehe (11.52) und Bild 11.3 c) verwendet. Dieses Signal gleicht weitgehend demjenigen in Bild 11.3 a), beziehungsweise dem damit identischen Signal nach Bild 10.5 a).

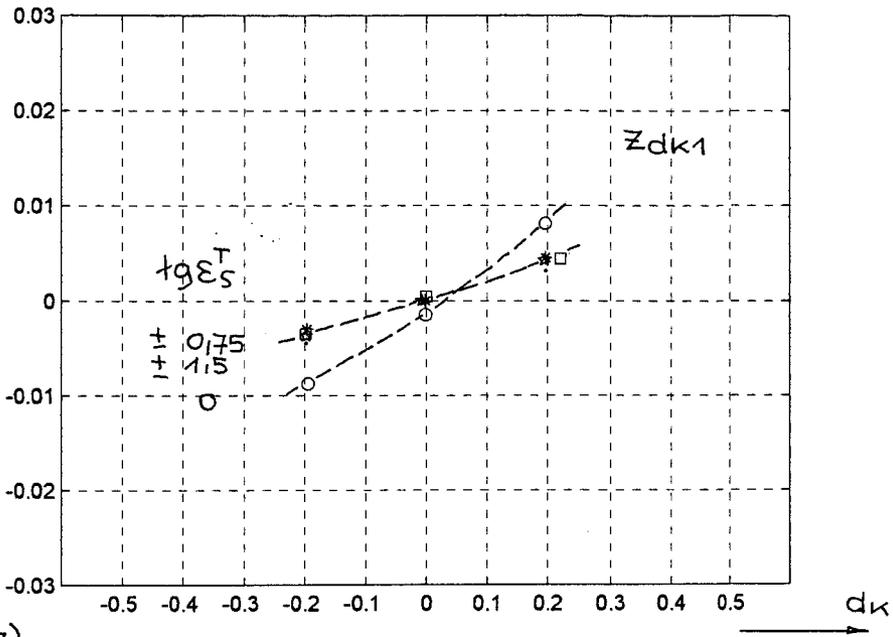
Diese gerechneten Verläufe werden durch die schon in Kapitel 9) durchgeführte Labormessung entsprechend Bild 9.1 a) im wesentlichen bestätigt, die in diesem Fall der Berechnung vorausging.

Für die d_K - Gegenkopplung wird nach neuester Erkenntnis das in Kapitel 11) erweiterte Signal Z_{dK1} , siehe (11.46) und Bild 11.2 b), eingesetzt.

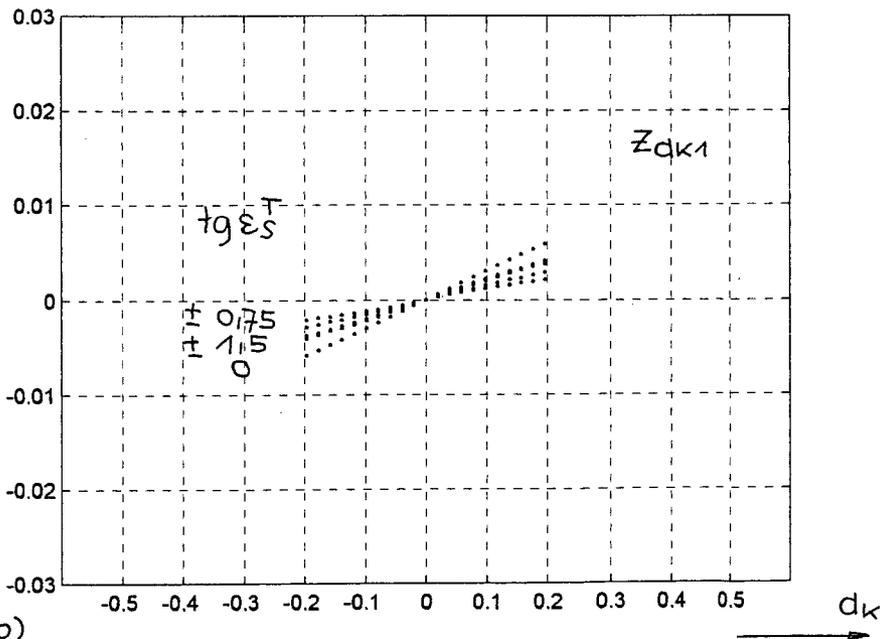
Die praktische Vermessung dieser Größe wird nun an dieser Stelle durchgeführt; das Ergebnis ist in Bild 12.1 a) gezeigt und dem gerechneten Ergebnis von Bild 11.2 b) gegenübergestellt, welches dazu in Bild 12.1 b) wiederholt wird. Auch hier bestätigt das Meßergebnis im wesentlichen die theoretischen Überlegungen.

Nach diesen ersten absichernden Kontrollmessungen wird nun in einem zweiten Versuch die r_S - Identifizierung mit dem obengenannten Signal Z_{SK1} in Betrieb genommen, und zwar noch ohne jegliche künstliche d_K - Gegenkopplung. Eine Wiederholung des langsamen \dot{e}^S - Abwärtlaufes entsprechend den Bildern 5.1 und 5.2 ergibt im vorliegenden Versuch für beliebige r_S - Werte (beziehungsweise beliebige Temperaturen) durchwegs ein Verhalten gemäß den Bildern 5.1 b) und 5.2 b) (hier nicht mehr gezeigt) ganz ohne jegliches Zutun, wogegen in Kapitel 5) diese Bilder erst nach jeweiliger manueller r_S - Anpassung entstanden.

Auch der stationäre Betrieb bei Frequenz Null für $f_g \varepsilon_S^T = 1,5$ gemäß Bild 5.3 a) wird in diesem Versuch überprüft. Das Meßergebnis ist in Bild 12.2 a) gezeigt; es bestätigt das in Bild 5.3 a) gezeigte Verhal-



a)



b)

Bild 12.1 : Darstellung der Größe Z_{dk1} nach Kap. 11) über d_k für eine ASM mit Streusättigung, bei versch. $\text{tg } \epsilon_s^T$
a) Praktisches Meßergebnis
b) Theoretisches Ergebnis, siehe auch Bild 11.2b)

ten nunmehr auch für beliebige Werte von r_S ohne weiteres Zutun.

Dieser zweite Versuch zeigt die einwandfreie Funktion der Z_{dK1} - geführten r_S - Identifizierungseinrichtung.

In einem dritten Versuch wird nun die d_K - Gegenkopplung mittels des Signals Z_{dK1} in Betrieb genommen, und zwar zunächst mit der in Kapitel 11) genannten Mindestverstärkung von $-0,5$ für die Z_{dK1} - Rückkopplung.

Die in Bild 5.3 b) festgestellte Driftneigung bei Schwachlast tritt nunmehr, siehe Bild 12.2 b), nicht mehr auf; dieser Sachverhalt bestätigt auch die theoretischen Überlegungen zum Bild 8.13 b), wonach die genannte d_K - Mindestverstärkung von $0,01$ bereits für einwandfreien Betrieb bei Schwachlast für Frequenz Null sorgt.

In einem vierten Versuch wird nun die in Kapitel 11) erwähnte verstärkte Z_{dK1} - Rückkopplungsverstärkung von -2 eingesetzt und das dabei auftretende Maschinenverhalten im dynamischen Betrieb untersucht.

In Bild 12.3 und 12.4 wird das Drehmomentverhalten bei Sprüngen des Drehmoment-Sollwertes gezeigt, dies insbesondere auch im Frequenz - Null - Bereich; die Drehzahl wird bei diesem Versuch nach wie vor über die drehzahlgeregelte Lastmaschine vorgegeben.

Die Anfangsdynamik zeigt dabei die makellose Vorsteuerung und $\dot{\varphi}^S$ - Störgrößenkompensation durch das Spannungsmodell, wie in Kapitel 4) ausführlich beschrieben, sowie auch dessen einwandfreie Bedämpfung.

Der Einlauf in die jeweiligen stationären Zustände bestätigt die gute Wirksamkeit der jetzt voll wirksamen d_K - Gegenkopplung.

Als nächstes wird nun die Lastmaschine mit geregelter Lastmoment gefahren und die Asynchronmaschine mit einer überlagerten Drehzahlregelung versehen, welche mit Hilfe eines einfachen Drehzahl-Beobachters, siehe Bild 13.3 b), realisiert wird. Das Bild 12.5 zeigt das Drehzahlverhalten bei Sprüngen des Drehzahl-Sollwertes, auch dies insbesondere im Frequenz - Null - Bereich (der Drehzahl-Sollwert wird dazu entsprechend vorgegeben). Diese Bilder sollen vor allem zeigen, daß auch bei freilaufendem $\dot{\varphi}^S$ dessen Kompensation durch das Spannungsmodell einwandfrei funktioniert.

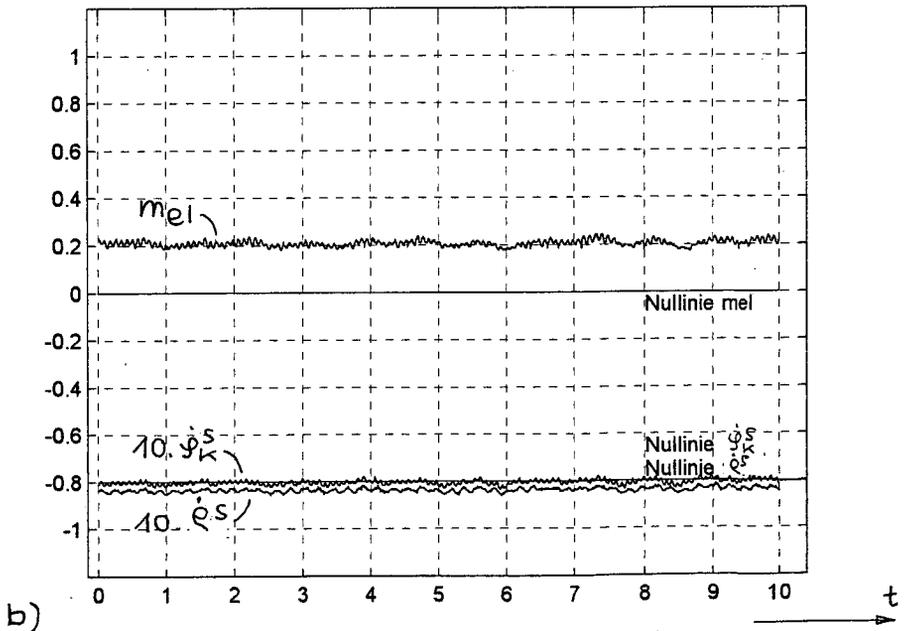
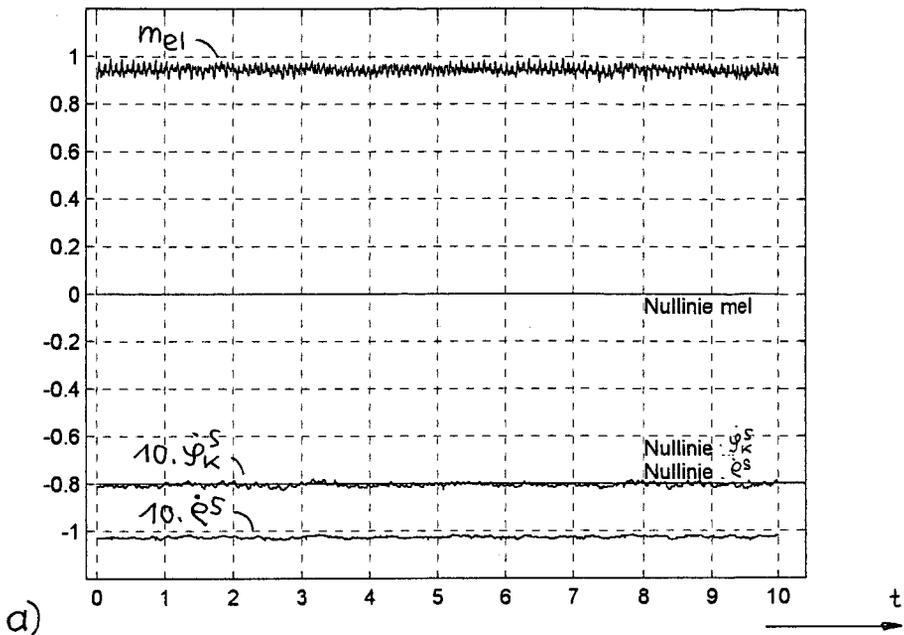


Bild 12.2 : Stationärer Betrieb bei Frequenz Null bei Einsatz der r_s - Identifikation mittels der Größe z_{sk1}
 a) bei Vollast, $\tau_g \varepsilon_S^T = 1,5$ b) bei Schwachlast, $\tau_g \varepsilon_S^T = 0,3$, hier mit minimaler z_{dk1} - Rückkopplung

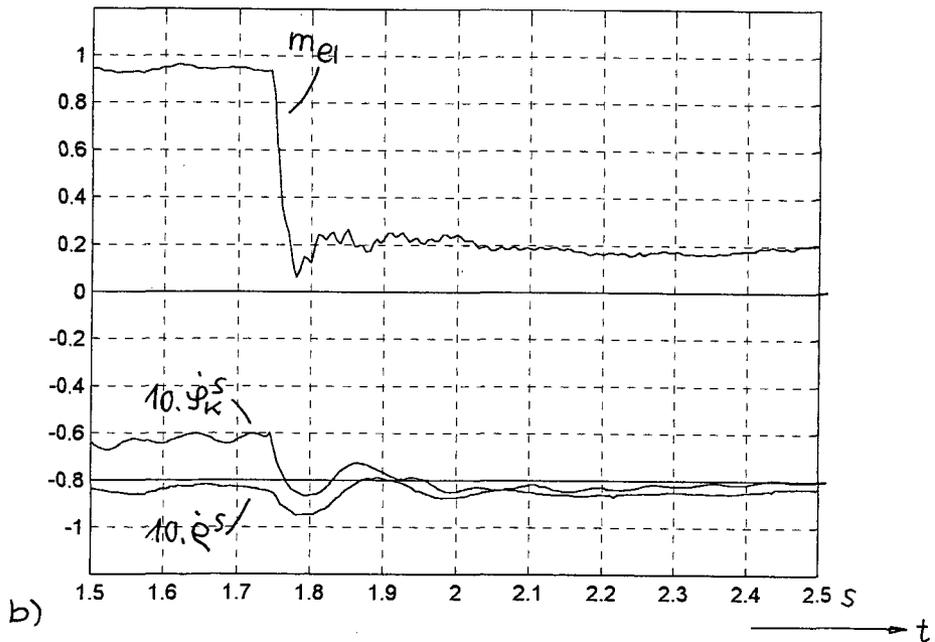
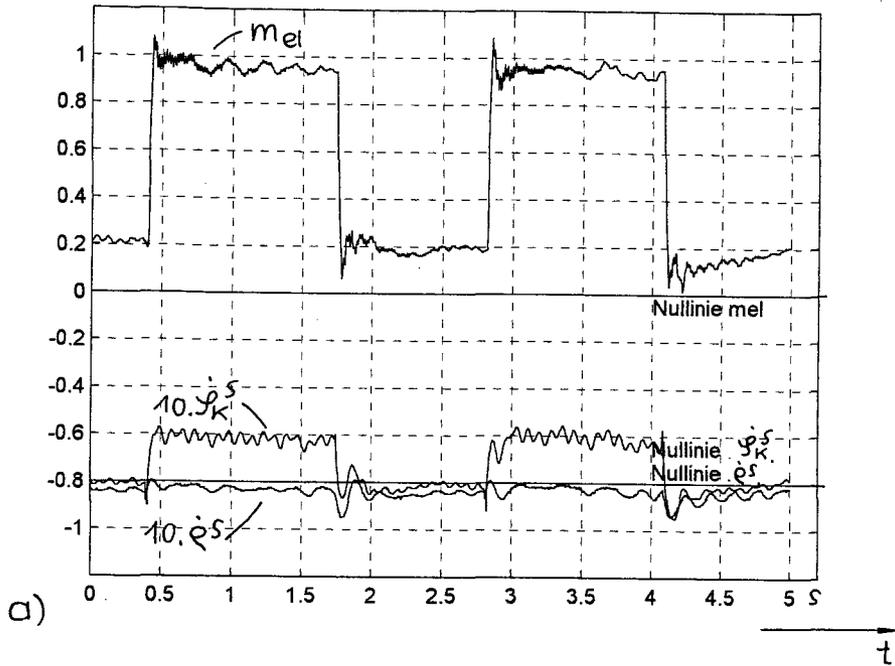


Bild 12.3 : Drehmomentverhalten bei Drehmoment-Sollwertsprün-
gen; Frequenz Null bei kleinem Drehmoment

a) Gesamtbild

b) Teilbild

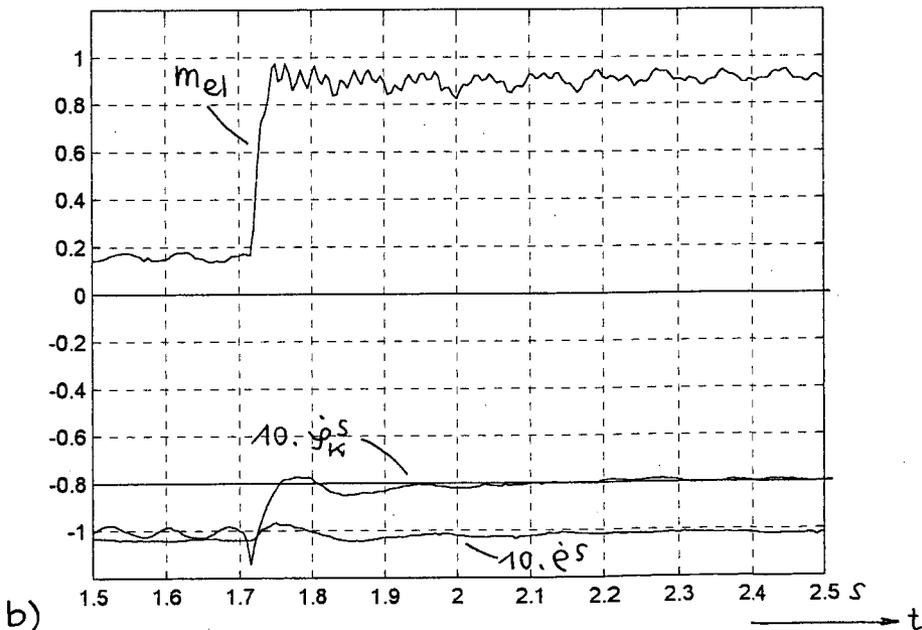
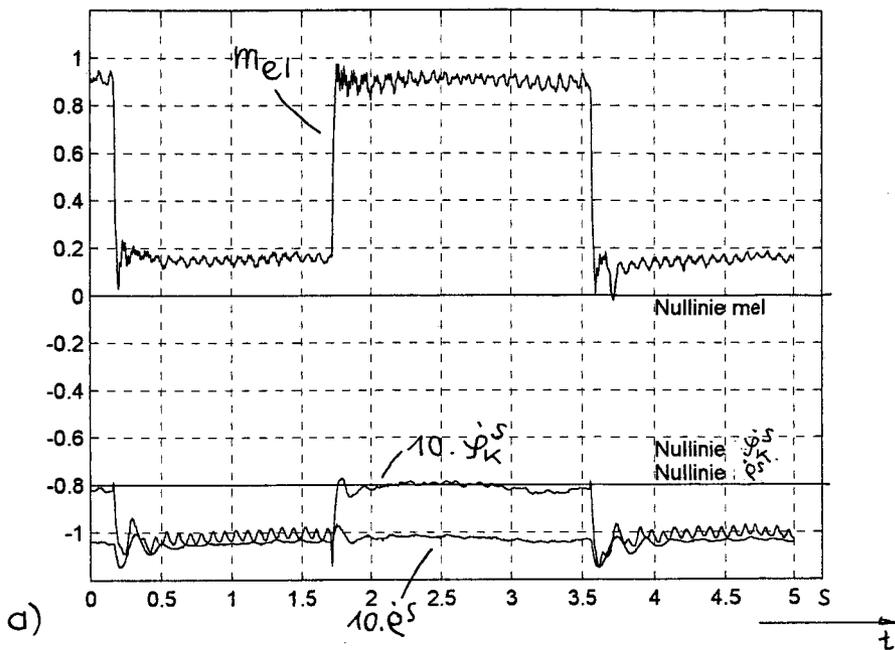


Bild 12.4 : Drehmomentverhalten bei Drehmoment-Sollwertsprün-
gen; Frequenz Null bei großem Drehmoment
a) Gesamtbild
b) Teilbild

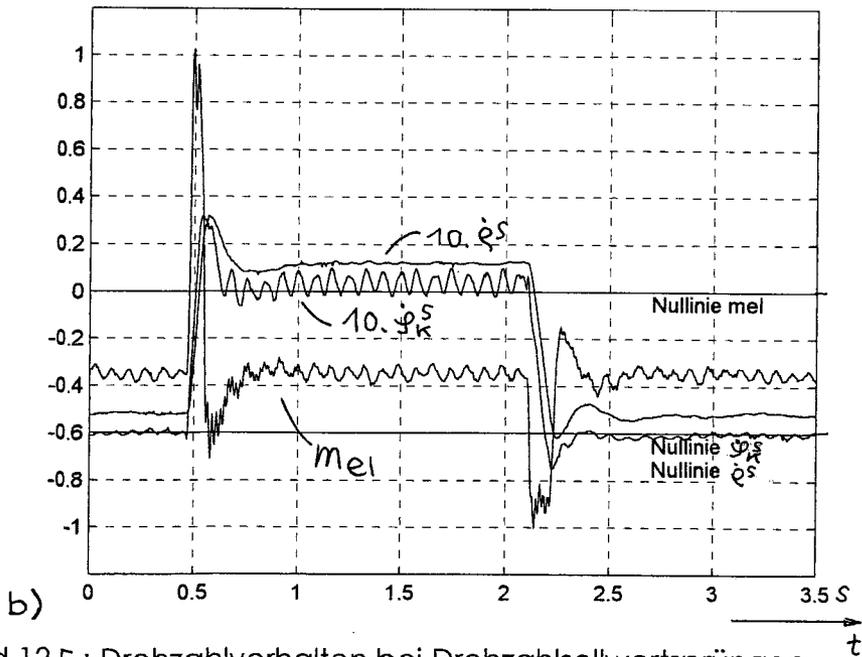
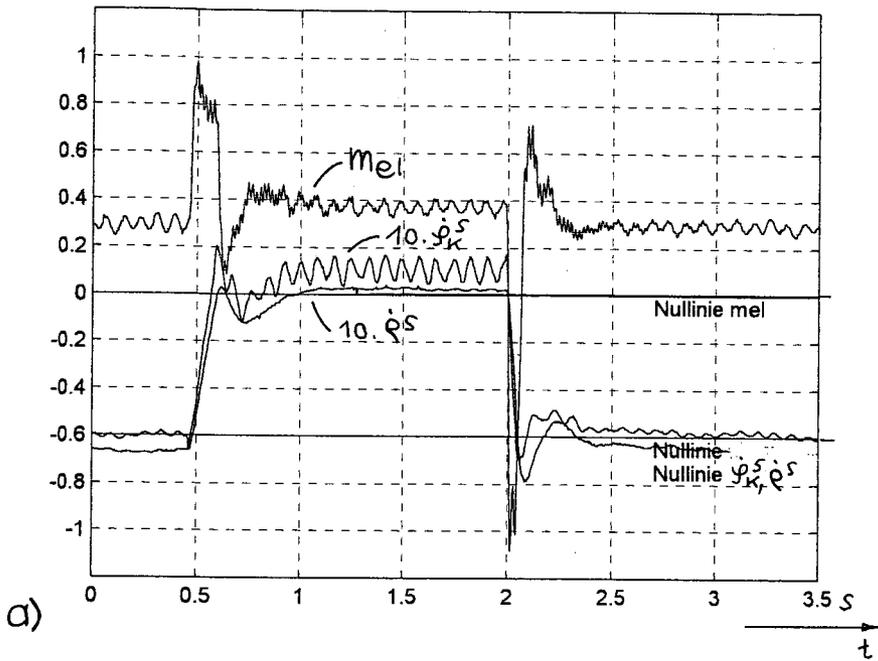


Bild 12.5 : Drehzahlverhalten bei Drehzahl Sollwertsprüngen
 Frequenz Null am Anfang und Ende des Vorganges
 a) bei positivem Lastmoment
 b) bei negativem Lastmoment

Die zuletzt gezeigten Bilder 12.3 bis 12.5 unterscheiden sich nicht wesentlich von entsprechenden Vorgängen bei höherer Frequenz, womit also gesagt sein soll, daß die betrachtete Anlage durch den Einsatz der in Kapitel 11) genannten Steuer- und Regelsignale im Kleinfrequenzbereich ein einheitlich gutes Verhalten im gesamten Frequenzbereich aufweist.

13) Die Versuchsanlage

An dieser Stelle soll die Laboranlage, mit welcher die praktischen Versuche dieser Arbeit durchgeführt wurden, zusammenfassend dargestellt werden.

Das "Kernstück" der Anlage ist in Bild 13.1 a) gezeigt.

- Es enthält erstens eine Asynchronmaschine (1) (mit Käfigläufer) als Prüfling, sowie eine Gleichstrommaschine (2) als Belastungsmaschine;
- zweitens ist zur Speisung der Asynchronmaschine ein IGBT-Umrichter (3), zur Speisung der Gleichstrommaschine ein Gegenparallel-Stromrichter (4) vorgesehen;
- drittens beinhaltet das Kernstück eine Hysteresestromregelung (5), siehe L9, zur Einprägung des Statorstromvektors der Asynchronmaschine, sowie eine Ankerstromregelung (6) für die Gleichstrommaschine;
- viertens sind Meßeinrichtungen zur Erfassung des Statorspannungsvektors (7) und des Statorstromvektors (8) vorgesehen : mit diesen beiden Größen soll die "geberlose" Feldorientierung der Asynchronmaschine bewerkstelligt werden ;
- und fünftens sind zu Kontrollzwecken ein Rotorimpulsgeber (9) zur Erfassung der Drehzahl $\dot{\varphi}^S$, eine Drehmomentmeßwelle (10) zur Messung des Wellendrehmomentes m_w und eine Recheneinrichtung (11) zur Bestimmung des elektrischen Drehmomentes m_{el} angeordnet.

Diesem Kernstück, welches im folgenden, siehe Bild 13.1 b), durch den Block (12) abkürzend dargestellt werden soll, sind verschiedene Regel-, Steuer- und Rechenglieder überlagert; sie sind in Bild 13.2 dargestellt.

Im Teil a) dieses Bildes sind die Einrichtungen zur Feldorientierung der Asynchronmaschine mittels Spannungsmodelles zu sehen; die Anordnung entspricht der Struktur des Bildes 4.6.

- Insbesondere wird zur Gewinnung der Größe e_{km}^S aus den Meßgrößen u_S^S und i_S^S ein Rechenglied (13) eingesetzt, welches den Zusammenhang des Ausdrucks (A.2.41) realisiert; das Rechenglied (14) beinhaltet die neuentwickelte Struktur des Spannungsmodelles, wie sie aus Bild 4.8 folgt.

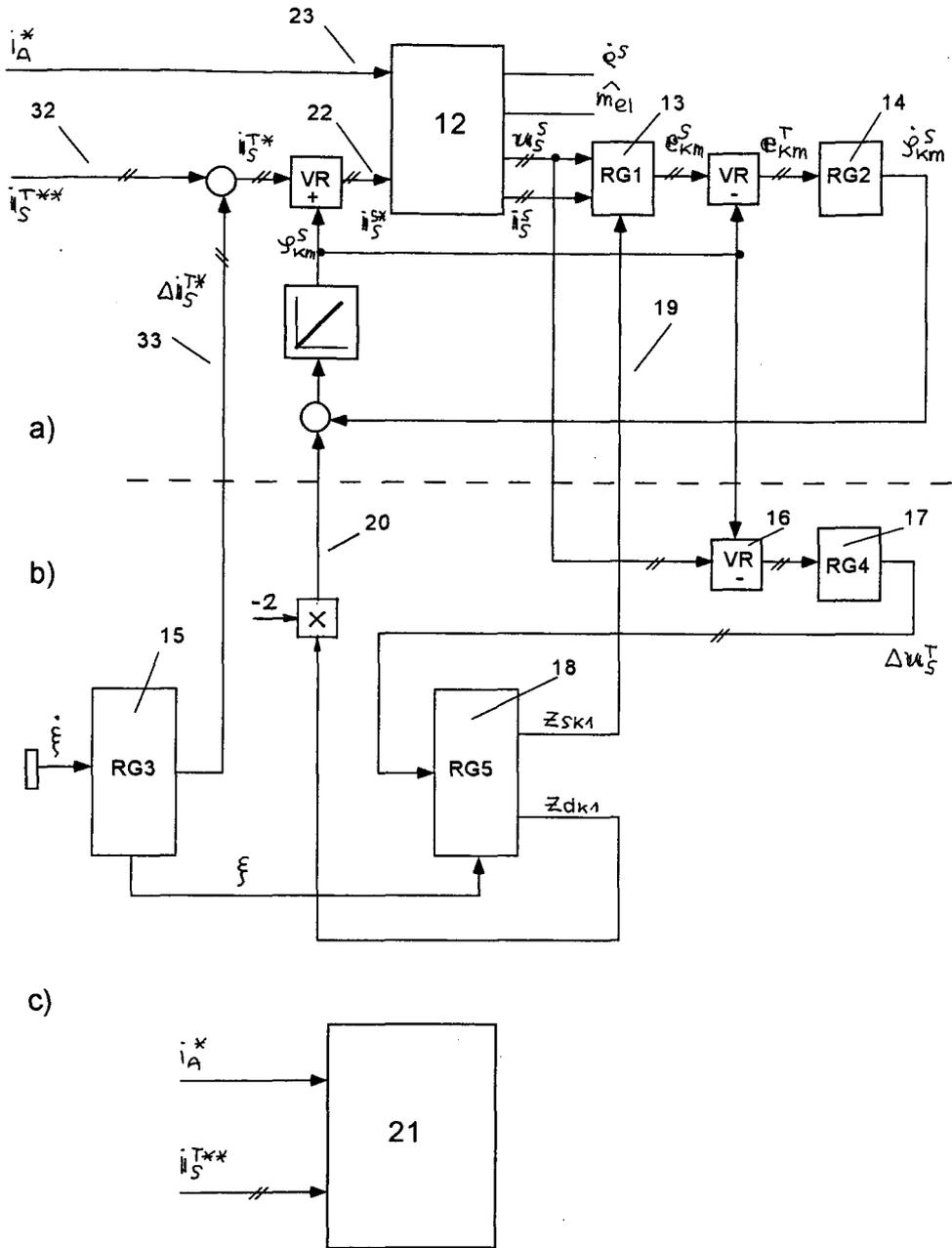


Bild 13.2 : Beschaltung des Blockes (12) zur Feldorientierung
a) Einrichtungen zur Feldorientierung mittels des Spannungsmodelles
b) Gerätschaften des Strompulsverfahrens (SPV)
c) abkürzende Darstellung von a) und b)

Im Teil b) des Bildes 13.2 erkennt man die Gerätschaften zur Realisierung des Strompulsverfahrens (SPV). Die gezeigte Anordnung besteht aus einem Anregungsteil im linken Abschnitt des Bildes und einem Auswertungsteil im rechten Abschnitt.

- Die Anregungsgröße Δi_S^{T*} wird dabei im Rechenglied (15) gebildet, dessen Struktur aus Bild 6.8 a) links oben (bis Δi_S^T) folgt; sie wird dem Stromsollwert i_S^{T**} (32) durch den Pfad (33) entsprechend dem Bild 6.8 b) additiv überlagert.
- Zur Bildung der Auswertungsgröße wird als erstes in den Gliedern (16) und (17) aus der Meßgröße u_S^S die Größe Δu_S^T gemäß der Struktur von Bild 6.8 b) gewonnen. Danach werden im Rechenglied (18) aus Δu_S^T die Größen z_{Sk1} und z_{dk1} ermittelt, wofür die Struktur des Bildes 6.8 a) von Δu_S^T bis \bar{z}_S , \bar{z}_d , sowie diejenige von Bild 11.4 maßgebend ist.

Der Einsatz der so gewonnenen Größen dient der Ertüchtigung des Spannungsmodelles im Kleinfrequenzbereich. Der Einsatz erfolgt zum einen (entsprechend den Ausführungen in den Abschnitten 11.4) bis 11.6) durch den Pfad (19) zur r_S -Nachstellung im Block (13) gemäß Abschnitt 8.5) und dem Ausdruck (A2.41); zum anderen wird der Einsatz durch den Pfad (20) bewerkstelligt, welcher eine zusätzliche (künstliche) d_K -Gegenkopplung realisiert.

Das eben besprochene Bild 13.2 a) und b), das im folgenden in Bild 13.2 c) durch den Block (21) abkürzend dargestellt wird, weist zwei bisher noch freie Eingänge auf; es handelt sich dabei zum einen um den Stromsollwertvektor i_S^{T**} (32) der Asynchronmaschine und den Stromsollwert i_A^* (23) der Gleichstrommaschine. Im Bild 13.3 a) wird die Vorgabe dieser Stromsollwerteingänge beschrieben.

- Für einen ersten Betriebsfall, Schalterstellungen 1, wird bei der Asynchronmaschine das Drehmoment m_{e1} durch Vorgabe des Sollwertes i_S^{T2**} (24) eingepreßt, die Belastungsmaschine wird dann mit einer dem Sollwert (23) überlagerten Drehzahlregelung (25) betrieben.
- In einem zweiten Betriebsfall wird die soeben beschriebene Zuordnung umgekehrt, siehe Schalterstellungen 2. Die Asynchronmaschine wird dann mit einer dem Sollwert i_S^{T2**} (24) überlagerten Drehzahlregelung (26) betrieben, während die Belastungsmaschine durch Vorgabe von i_A^{**} (27) mit eingepreßtem Drehmoment gefahren wird.

Der Istwert \hat{q}^s für die Drehzahlregelung der Asynchronmaschine wird dabei in einer Beobachterschaltung (28) gewonnen. Kernstück dieses Beobachters ist ein sogenanntes Parallelmodell der Asynchronmaschine, welches in Bild 13.3 b) im oberen Signalpfad dargestellt ist. Diesem Modell liegen die Bilder 2.1 bis 2.4, sowie der Ausdruck (A1.10) zugrunde.

Im vorliegenden Fall wurde das Parallelmodell stark vereinfacht realisiert; insbesondere wurde die Dynamik und Nichtlinearität von Bild 2.1 vernachlässigt und in diesem Zusammenhang $\Psi_k = \Psi_{kms}$ gesetzt, siehe (4.10), (4.11) und Bild 4.8; in Bild 2.4 wurde eine vollzogene Feldorientierung angenommen und demzufolge mit $d_k = 0$ gerechnet; weiters wurde $k_6 = 1$ gesetzt. Das in dieser Weise vereinfachte Modell erhält als Eingangsgrößen somit die unmittelbar zugänglichen Sollwerte i_s^{T2**} , Ψ_{kms} , sowie das vorerst unbekannte Lastmoment \hat{m}_L (31). Als Ausgangsgröße fungiert die "Drehzahlfrequenz" \hat{q}^s .

Als Istwert für die Beobachterregelung wird die Frequenz $\hat{\psi}_{km}^s$ gebildet; sie wird aus \hat{q}^s durch Hinzufügung von $\hat{\psi}_k^r$ gewonnen. Letztere Größe wird dabei in einem im obigen Sinne vereinfachten Strommodell gemäß Bild 3.1 errechnet. Ein Beobachterregler (30) vergleicht den so ermittelten Beobachteristwert mit der unmittelbar zugänglichen Größe $\dot{\psi}_{km}^s$, siehe Bild 4.7, und bildet daraus das noch fehlende Lastmoment \hat{m}_L .

Im Bedarfsfall kann die gesamte \hat{q}^s -Beobachterschaltung natürlich auch ohne die genannten Vereinfachungen aufgebaut werden. Wenn jedoch die Genauigkeitsanforderungen an die Drehzahlregelung nicht extrem hoch angesetzt werden, kann die vereinfachte Ausführung als durchaus ausreichend angesehen werden, wie das Bild 12.5 zeigt.

14) Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird die Aufgabe gestellt, eine Einrichtung zur gerberlosen Feldorientierung der Asynchronmaschine zu entwickeln, die im gesamten Frequenz- und Lastbereich funktioniert. Zur Lösung dieser Aufgabe wird von einer "stromgesteuerten" - das heißt, mit vorgebbarem Statorstromvektor ausgestatteten - Asynchronmaschine ausgegangen, bei welcher als Basisgerät zur Feldorientierung ein sogenanntes Spannungsmodell eingesetzt wird. Dieses Grundkonzept wird in den Kapiteln 1) bis 4) auf seine Eigenschaften hin untersucht. Dabei wird zunächst eine Reihe von Problemen aufgezeigt; darauf aufbauend werden diese Probleme durch geeignete, möglichst einfache Maßnahmen eliminiert.

Als erstes Problem muß man die Schwingneigung der Anordnung nennen, also eine oszillatorische Instabilität im gesamten Frequenz- und Lastbereich; zum zweiten stellt man fest, daß bei kleinen Betriebsfrequenzen, nicht generell, aber bei bestimmten Last/Frequenz-Konstellationen eine Neigung zum Kippen der Anordnung auftritt, dort also eine monotone Instabilität besteht; zum dritten tritt der Sachverhalt in Erscheinung, daß der Statorwiderstand sich als Folge von Temperaturänderungen während des Betriebes verändert, wodurch die Erstabstimmung verlorengeht, was vor allem bei kleinen Betriebsfrequenzen zu einer fehlerhaften Feldorientierung führt; zum vierten muß schließlich die Unbestimmtheit des Systems bei Frequenz Null genannt werden, wodurch die Anordnung in diesem Arbeitspunkt vollständig versagt.

Zur Lösung der genannten vier Problempunkte wird zunächst die Signalstruktur des betrachteten Systems entsprechend aufbereitet. Es zeigt sich dabei, daß das System durch einen einzigen Integrator dargestellt werden kann, der mit einer Rückkopplung versehen ist. Der Integratorausgang repräsentiert dabei den Differenzwinkel d_K zwischen dem im Spannungsmodell gemessenen Flußwinkel und dem wahren Flußwinkel in der Maschine. Dieser Differenzwinkel soll im Idealfall einer fehlerfreien Feldorientierung gleich Null sein; diesem Idealfall kommt man durch eine genügend starke negative Rückkopplung des Integrators und gleichzeitige Minimierung der sonst noch auftretenden Integratoreingänge nahe.

Die genannte Rückkopplung des Integrators ist von zweiter Ordnung und nichtlinear, frequenz- und lastabhängig. Zur Untersuchung der regeltechnischen Eigenschaften derselben ist es zulässig, die linearisierte Struktur der Rückkopplung zu betrachten; man erkennt dabei, daß die oszillatorische Instabilität daher rührt, daß die Rückkopplung zwar, wie es sein muß, eine negative Verstärkung aufweist, aber trägheitsbehaftet ist; durch eine geeignete Beschaltung des Spannungsmodells gelingt es nun, die Rückkopplung trägheitsarm zu machen und dadurch die Schwingneigung zu beseitigen. Weiterhin stellt man fest, daß die Verstärkung der nunmehr nahezu trägheitsfreien Rückkopplung doch nicht generell negativ ist, wie es ja zur Erreichung einer stabilen Ruhelage sein müßte; vielmehr wird genau bei den obengenannten Konstellationen, bei welchen ein Kippen der Anordnung festzustellen ist, die Verstärkung der Rückkopplung positiv, wodurch das System aus der stabilen Ruhelage geradezu vertrieben wird. Das genannte Positivwerden der Rückkopplung wird hier dadurch verhindert, daß eine weitere Beschaltung des Spannungsmodells eingesetzt wird, vor allem aber dadurch, daß man den magnetischen Arbeitspunkt der Asynchronmaschine in den Bereich der Hauptflußsättigung verlegt. Die genannten Beschaltungen des Spannungsmodells resultieren aus einer Kombination der in L8 (Anhang C)) vorgeschlagenen diesbezüglichen Eingriffe.

Mit den eben geschilderten Maßnahmen sind nun die ersten beiden Problempunkte als gelöst zu betrachten. Die Verstärkung der d_K -Rückkopplung ist nun durchgehend negativ. Man erkennt jedoch an Hand der ermittelten Struktur, daß die Verstärkung der nunmehr wirksamen Gegenkopplung mit kleiner werdender Frequenz auch immer kleiner wird und bei Frequenz Null vollkommen verschwindet; und schließlich zeigt sich bei der genannten Strukturanalyse, daß bei unrichtig eingestelltem Statorwiderstand r_S im Spannungsmodell neben der genannten Gegenkopplung noch ein konstantes Glied auf den Integratoreingang wirkt. Dessen verfälschender Einfluß auf den Integratorausgang d_K , der ja Null sein soll, wird umso größer, je kleiner die Gegenkopplungsverstärkung ist; er führt bei Verstärkung Null dann sogar zum Wegdriften des Fehlwinkels d_K .

Damit sind die Ursachen der letzten beiden Problempunkte erkannt; diese Problempunkte werden nun in den Kapiteln 6) bis 11) durch folgende zwei Maßnahmen saniert: zum einen wird durch eine Einrichtung zur Statorwiderstandsidentifikation die r_S - Abstimmung wiederhergestellt und dadurch die Störgröße am Eingang des d_K -Integrators minimiert; zum anderen wird mit Hilfe einer d_K -Meßeinrichtung eine " künstliche " d_K -Gegenkopplung realisiert, die parallel zur natürlichen Gegenkopplung eingesetzt wird, womit auch im Kleinfrequenzbereich für die resultierende Gegenkopplung eine Mindestverstärkung gewährleistet ist.

Zu diesem Zweck werden hier Informationen verwertet, die im Kleinsignalverhalten der Asynchronmaschine begründet sind; die gesuchten Informationen werden mit Hilfe des sogenannten Strompulsverfahrens (SPV) durch Analyse von Δ - Größen gewonnen. Dazu wird in einem Vorgabegerät ein periodisches Statorstrom-Testsignal erzeugt und dem Statorstromsollwert der Asynchronmaschine hinzugefügt. Die dadurch verursachte Reaktion in der Statorspannung wird gemessen und auf verschiedene Weise ausgewertet.

Das Testsignal hat, unabhängig von seiner Größe und Frequenz, keine nennenswerte Auswirkung auf das Drehmoment und damit auf den regulären Betrieb der Asynchronmaschine, da es sich um ein reines " Blindstromsignal " handelt.

Durch die genannte Spannungsauswertung erhält man beim SPV, wie dort ausgeführt wird, die nötigen Informationen über den Statorwiderstand r_S und den Fehlwinkel d_K .

Es zeigt sich dabei, daß man bei der d_K - Bestimmung zwischen zwei Einflußbereichen zu unterscheiden hat, dem elektromagnetischen Bereich der Haupt- und Streuflußsättigung, sowie dem elektromechanischen Bereich der Schwungmassenreaktion. Bei entsprechend hoch gewählter Testfrequenz dominiert der erste Einflußbereich gegenüber dem zweiten; das Umgekehrte gilt bei entsprechend niedriger Testfrequenz. Welchen der beiden Bereiche man zur Gewinnung eines künstlichen d_K -Signales heranzieht, hängt von den jeweiligen Gegebenheiten der Asynchronmaschi-

ne ab und kann durch geeignete Wahl der Testfrequenz bewerkstelligt werden.

Für den Fall einer Asynchronmaschine mit offenen Nuten sind die Streuwege meistens ungesättigt; in diesem Fall können die notwendigen Informationen aus beiden genannten Bereichen gewonnen werden und die Wahl der Testfrequenz ist in Bezug auf die Bereichsauswahl weitgehend frei.

Für den häufig auftretenden Fall einer Asynchronmaschine mit geschlossenen Nuten ist meistens Streuflußsättigung mit im Spiel; in diesem Fall sind die Informationen aus dem elektromagnetischen Bereich häufig nicht zielführend, wie auch in L14, L49 festgestellt wird. In der vorliegenden Arbeit weicht man dann durch Wahl einer entsprechend niedrigen Testfrequenz auf den elektromechanischen Bereich aus.

Bei der Gewinnung eines r_s - Signales hat man diese Sorgen nicht: man erhält nahezu unabhängig davon, ob Streusättigung auftritt oder nicht und unabhängig von der Testfrequenz zufriedenstellende Ergebnisse.

Auf diese Weise ist für jede auftretende Konstellation der Einflußbereiche die Gewinnung der beiden noch fehlenden Größen r_s und d_k sichergestellt und damit eine Lösung der genannten anstehenden Probleme in jedem Fall gegeben.

Die geschilderten Maßnahmen wurden im übrigen durch steten Wechsel zwischen theoretischer Überlegung und praktischem Versuch erarbeitet, wobei Asynchronmaschinen mit offenen und geschlossenen Nuten als Versuchsobjekte zur Verfügung standen.

15) Vorschläge zur Weiterarbeit

Eine gute Möglichkeit für eine Weiterarbeit sieht der Verfasser dieser Arbeit darin, mit Fachkollegen in eine Diskussion einzutreten, sei es, um bestehende Auffassungsunterschiede zu besprechen, sei es, um erzielte Ergebnisse miteinander zu vergleichen oder nähere Angaben zu denselben auszutauschen.

Dazu soll hier als erstes auf die Publikation L10 (Anhang C)) näher eingegangen werden. In dieser Arbeit wird dargelegt, daß sich der Effekt der Hauptflußsättigung in einer "komplexen Streuinduktivität" bemerkbar macht, was nichts anderes bedeutet, als daß dann der magnetische Widerstand der Streuwege entlang des Umfanges der betrachteten Maschine veränderlich ist. Die Komplexität der Streuinduktivität ist dabei so gestaltet, daß damit auf die Lage des Vektors des Hauptflusses geschlossen werden kann.

Auf dieser komplexen Streuinduktivität baut, wie die Ausdrücke (3) und (4) der obengenannten Arbeit belegen, die dort beschriebene "INFORM"-Methode zur Flußerkennung auf.

In der hier vorliegenden Arbeit wird jedoch eine etwas andere Auffassung vertreten. Und zwar macht sich nach Meinung des Verfassers die Sättigung des Hauptflusses schon in einer "komplexen Hauptinduktivität" bemerkbar; man erhält selbst bei völlig ungesättigten Streuwegen eine Information über die Flußrichtung, wie in Kapitel 6) und 8) bei der Herleitung des Strompulsverfahrens durch die Ausdrücke (8.43) und (8.53) dargelegt wird.

Es wäre interessant, über die geschilderte Diskrepanz der Auffassungen zu diskutieren.

Zum zweiten sollen einige Bemerkungen zu der Publikation L49 folgen. In dieser Arbeit wird berichtet, daß auch beim gleichzeitigen Auftreten von Hauptfluß- und Streusättigung, insbesondere bei Maschinen mit geschlossenen Nuten, durch Einsatz einer hochfrequenten Testschwingung (bis 500 Hz) ein eindeutiges Signal für die Lage des Hauptflußvektors erhalten wird. Dabei spielt, wie man dort lesen kann, eine wesentliche Rolle, daß durch den da-

bei auftretenden Skin-Effekt der Rotorwiderstand auf ein Vielfaches seines Gleichstromwertes ansteigt.

Es ist erfreulich, daß bei der Herleitung des Strom-Puls-Verfahrens in Kapitel 6), 8) und 10) der vorliegenden Arbeit im Ausdruck (8.52) eine Bestätigung dieser Aussagen vorliegt. Auch hier erhält man eine Größe, die nahezu unabhängig davon, ob Streusättigung auftritt oder nicht, eine Information über die Flußlage liefert und die nur durch die Kleinheit des Rotorwiderstandes im allgemeinen nicht praktisch verwertet werden kann. Bei dem obengenannten vielfach erhöhten Rotorwiderstand ist aber durchaus ein genügend über dem üblichen Störpegel liegendes Signal gegeben. Der Verfasser dieser Arbeit hat bei einer Asynchronmaschine, bei welcher (aus anderen Gründen) der Rotorwiderstand ungewöhnlich hoch war, die ebengenannte Größe erfolgreich zur Flußerkennung benutzt, siehe L38.

Auch in diesem Fall wäre ein Gedankenaustausch sicher wertvoll.

Zum dritten sollen einige Fragen an den Verfasser von L48 gerichtet werden. In dieser Patentschrift wird ein Verfahren vorgestellt, bei dem zur Identifizierung der Drehzahl ein Beobachtermodell eingesetzt wird, welches die fünf Parameter \hat{r}_s , \hat{r}_k , \hat{e}_h , $\hat{l}_{\sigma s}$, $\hat{l}_{\sigma k}$ aufweist. Die erste Frage soll Klarheit darüber bringen, wie genau diese Modellparameter an die Maschinenparameter herangeführt werden müssen, damit dieses Verfahren auch bei Frequenz Null und dort bei allen Belastungen funktioniert. Die zweite Frage bezieht sich darauf, ob das genannte Verfahren auch bei variablen Induktivitäten, wie sie bei Sättigung auftreten, im genannten Betriebsbereich eingesetzt werden kann. Die dritte Frage soll klären, ob die bei der Identifizierung der Drehzahl benutzte niedrige Testfrequenz von einigen Hertz ausreicht, die Information so schnell ermitteln zu können, wie es für einen wirkungsvollen Einsatz notwendig ist.

Alle diese Bemerkungen und Fragen sollen nicht als zersetzende Kritik verstanden werden, sondern dazu beitragen, die schwierige Materie besser zu durchschauen und die unterschiedlichen Betrachtungs- und Vorgehensweisen aufeinander abzustimmen.

Anhang

Inhaltsverzeichnis des Anhangs

A) Zusammenstellung von Einzelrechnungen

A1) Allgemeines

A1.1) Grundgleichungen der Asynchronmaschine

A1.2) Vorgehensweise bei der Auswertung der
Grundgleichungen

A2) Aufbereitung der Grundgleichungen und Schaffung einer Signalstruktur für die Betrachtungen der Kapitel 2) bis 4)

A2.1) Gleichungsumstellungen

A2.2) Koordinatentransformation des inneren Kerns der
stromgesteuerten Asynchronmaschine in das Ψ_K -
Koordinatensystem

A2.3) Anschluß des Innenkerns an die von
außen zugänglichen Größen

A2.4) Gewinnung von e_{km}^T

A2.5) Struktur des Vektorintegrators
des Spannungsmodelles

A2.6) Handhabung der Ergebnisse von A2.1) bis A2.5)
bei variablen Induktivitäten, wie sie hier bei
Sättigung auftreten

A3) Beschreibung und Auswertung von G_1 , G_2 , G_3 für die Betrachtungen der Kapitel 2) bis 4)

A3.1) Beschreibung von G_1 , G_2 , G_3

A3.2) Stationärverhalten von G_1

A3.3) Stationärverhalten von G_3 und G_2

A3.4) Frequenzgang F_1 von G_1 bei $d_K = 0$

A3.5) Frequenzgang F_2 von G_2 bei $d_K = 0$

A4) Schaffung einer Signalstruktur für die Belange des Strompuls- verfahrens (SPV)

A4.1) Vorbemerkung

A4.2) Die neue Signalstruktur

A5) Die Signalstruktur nach A4) für Δ - Größen

A6) Die Berechnung der Übertragungsvektoren

A6.1) Der Lösungsansatz

A6.2) Rechenregeln für 2×2 -Matrizen

A6.3) Berechnung von x_1, x_2, x_s, x_d

A6.4) Berechnung von z_1, z_2, z_s, z_d

A7) Berechnung der Matrix C^{TV}

A8) Stationärer Zusammenhang von ψ_L, d_L mit ψ_K, d_K

A8.1) Stationärberechnung von ψ_L im

ψ_K -Koordinatensystem

A8.2) Berechnung von ψ_L, d_L aus $i_S^{T1}, i_S^{T2}, d_K, \psi_K$

A9) Berechnung von x_s, z_s, z_d für

wirklichkeitsnahe Verhältnisse

A9.1) Vorgehensweise

A9.2) Rechnungsgang für A^T, B^T, x_s

A9.3) Rechnungsgang für $\dot{\psi}_{Kges}^s$

A10) Experimentelle Bestimmung von B^T durch z_d -Messung

A10.1) Die Berechnung von $\text{tg}\alpha_6, \text{tg}\beta_6$ aus dem

Größenensemble $z_{d1}, z_{d2}, \dot{f}, x_{s1}, x_{s2}, \varepsilon_{st}^T$

A10.2) Iterativer Rechnungsgang bei der

Bestimmung von $\text{tg}\alpha_6, \text{tg}\beta_6$ aus z_{d1}, z_{d2}

A11) Experimentelle Bestimmung von $\text{tg}\alpha, \text{tg}\beta$

A12) Die Werte verschiedener, in der Arbeit
verwendeter Parameter

A13) Berechnung des Frequenzganges F_1 von G_1 für $d_K = 0$

A14) Berechnung des Frequenzganges F_3 von G_3 für $d_K = 0$

A15) Eigenschaften und Kriterien betreffend N_{1G}

A15.1) Die Koeffizienten von N_{1G}

A15.2) Die Stabilitätsbedingungen für N_{1G}

A15.3) Die Wurzeln von N_{1G}

- A16) Eigenschaften und Kriterien betreffend N_{2G}
 - A16.1) Die Koeffizienten von N_{2G}
 - A16.2) Die Stabilitätsbedingungen für N_{2G}
 - A16.3) Die Eigenschaften von N_{2G} für verschiedene Betriebsfälle

- A17) Ergänzende Erläuterungen zum Text der einzelnen Kapitel
 - A17.1) Erläuterungen zum Abschnitt 2.2)
 - A17.2) Herleitung von Bild 4.1
 - A17.3) Erläuterung zur r_s - Messung gemäß Abschnitt 7.4)
 - A17.4) Erläuterungen zum Bild 3.1
 - A17.5) Erläuterungen zum Bild 4.8
 - A17.6) Erläuterungen zu den Bildern 4.18 und 4.19
 - A17.7) Die Daten der verwendeten Asynchronmaschine

- A18) Allgemeine Bemerkungen zur Benutzung der hier verwendeten Vektoren und Skalare
 - A18.1) Bemerkungen zur Vektorschreibweise
 - A18.2) Bemerkungen zur 3/2 - Transformation
 - A18.3) Bemerkungen zur Bildung der p.u. - Größen

B) Verzeichnis der Symbole

- B1) 2×1 - Vektoren und ihre Koordinaten
 - B1.1) Großsignalgrößen (Betriebsgrößen) der Asynchronmaschine
 - B1.2) Kleinsignalgrößen (Δ - Größen) der Asynchronmaschine
 - B1.3) Auswertungsvektoren des Strompulsverfahrens
 - B1.4) Spezielle Vektoren

- B2) 2×2 - Matrizen und ihre Glieder
 - B2.1) Spezielle Matrizen
 - B2.2) Matrizen für Kleinsignalgrößen

- B3) Auswahl skalarer Größen

- B4) Abkürzungen

C) Literatur

a) Grundlegende Arbeiten

b) Weitergehende Untersuchungen

c) Spezielle Lösungsvorschläge

D) Samenvatting

E) Lebenslauf

A) Zusammenstellung von Einzelrechnungen

Vorliegender Anhang ist für den an Details der Berechnung interessierten Leser gedacht; er besteht aus Einzelrechnungen, die zum Teil nur in losem Zusammenhang stehen und auf welche jeweils im Text der vorliegenden Arbeit hingewiesen wird.

A1) Allgemeines

A1.1) Grundgleichungen der Asynchronmaschine

Aus L7 entnimmt man die folgenden Beziehungen:

$$u_s^s = r_s i_s^s + \dot{\psi}_s^s \quad (A1.1)$$

$$0 = r_k i_k^r + \dot{\psi}_k^r \quad (A1.2)$$

$$\psi_s^a = \psi_L^a + \psi_{\sigma s}^a \quad (A1.3)$$

$$\psi_k^a = \psi_L^a + \psi_{\sigma k}^a \quad (A1.4)$$

$$\psi_L^a = l_h \cdot i_{\mu L}^a \quad (A1.5)$$

$$\psi_{\sigma s}^a = l_{\sigma s} \cdot i_s^a \quad (A1.6)$$

$$\psi_{\sigma k}^a = l_{\sigma k} \cdot i_k^a \quad (A1.7)$$

$$i_{\mu L}^a = i_s^a + i_k^a \quad (A1.8)$$

$$m_{el} = [v \cdot \psi_L^a]^{TR} \cdot i_s^a \quad (A1.9)$$

$$\dot{e}^s = \frac{1}{\omega} \cdot \int (m_{el} - m_{last}) \cdot dt \quad (A1.10)$$

Dabei bedeutet:

a.....beliebiges Koordinatensystem

s.....Stator-Koordinatensystem

r.....Rotor-Koordinatensystem

TRTransponierte Matrix

sowie

$$\mathbf{V} = \mathbf{R} \left(+ \frac{\pi}{2} \right) \quad (\text{A1.11})$$

$$\mathbf{R}(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos\alpha & -\sin\alpha \\ \sin\alpha & \cos\alpha \end{bmatrix} \quad (\text{A1.12})$$

A1.2) Vorgehensweise bei der Auswertung der Grundgleichungen

In dieser Arbeit werden aus den Gleichungen von A1.1) zwei verschiedene Signalstrukturen entwickelt.

Eine erste, in A2) und A3) hergeleitete Struktur dient vor allem zur Klärung der Zusammenhänge beim Einsatz von bestimmten Modellen zur Feldorientierung, siehe die Kapitel 2) bis 4).

Eine zweite, in A4) und A5) hergeleitete Struktur erweist sich für die Beschreibung und Anwendung des Strompulsverfahrens (SPV) als vorteilhaft, siehe die Kapitel 6) bis 11).

Die Grundgleichungen und die genannten, daraus hergeleiteten Strukturen gelten ursprünglich für konstante Induktivitäten und somit für ungesättigte Maschinen. Da in der vorliegenden Arbeit die Effekte beim Auftreten von Sättigung eine wichtige Rolle spielen, müssen die beiden Strukturen in diesem Sinne erweitert werden.

Bei der Erweiterung der ersten Struktur genügt die Berücksichtigung der Sättigungseffekte in einer stark vereinfachten Form. Es zeigt sich, daß alle beobachteten Erscheinungen damit zufriedenstellend beschrieben und erklärt werden können. Diese Erweiterung wird in A2.6) beschrieben.

Bei der Erweiterung der zweiten Struktur hingegen werden hohe Anforderungen an die Wirklichkeitstreue gestellt, um die Ergebnisse des im Kleinsignalbereich arbeitenden SPV zufriedenstellend deuten zu können. Diese Erweiterung wird in A5) und in Kapitel 6) vorbereitet und in den Kapiteln 8), 10) im einzelnen durchgeführt.

A2) Aufbereitung der Grundgleichungen und Schaffung einer Signalstruktur für die Betrachtungen der Kapitel 2) bis 4)

Nach einigen Gleichungsumstellungen in A2.1) wird in A2.2) der Innenkern der Asynchronmaschine im Ψ_k -Koordinatensystem dargestellt und in A2.3) dessen Anschluß an die von außen zugänglichen Größen beschrieben. In A2.4), A2.5) wird das Spannungsmodell in diese Darstellung eingebunden.

A2.1) Gleichungsumstellungen

- Aus (A1.8) wird

$$-i_k^a = i_s^a - i_{\mu L}^a \quad (\text{A2.1})$$

aus (A1.5), (A1.4), (A1.7) folgt

$$i_{\mu L}^a = \frac{1}{l_h} \Psi_k^a + \frac{l_{\sigma k}}{l_h} (-i_k^a) \quad (\text{A2.2})$$

sodaß insgesamt wird

$$-i_k^a = k_{\sigma} (i_s^a - i_{\mu k}^a) \quad (\text{A2.3})$$

mit

$$i_{\mu k}^a = \frac{1}{l_h} \cdot \Psi_k^a \quad (\text{A2.4})$$

$$k_{\sigma} = \frac{1}{1 + \sigma_k} \quad (\text{A2.5})$$

$$\sigma_k = \frac{l_{\sigma k}}{l_h} \quad (\text{A2.6})$$

- Aus (A1.9) wird mit (A1.4), (A1.7), (A1.8)

$$m_{el} = \left[\mathbf{v} \cdot \Psi_k^a \right]^{TR} \cdot (-i_k^a) \quad (\text{A2.7})$$

- Aus (A1.3), (A1.4) erhält man

$$\Psi_s^a = \Psi_k^a + \Psi_{\sigma s}^a - \Psi_{\sigma k}^a \quad (\text{A2.8})$$

damit und mit (A1.6), (A1.7) geht (A1.1) über in

$$u_s^s = r_s \cdot i_s^s + \dot{\Psi}_k^s + (l_{\sigma s} \cdot \dot{i}_s^s) + (l_{\sigma k} \cdot (-\dot{i}_k^s)) \quad (\text{A2.9})$$

das letzte Glied von (A2.9) wird mit (A2.3) bis (A2.6)

$$l_{GK} \cdot (-\dot{i}_K^S) = l_{GK} \cdot k_G \cdot \dot{i}_S^S - \frac{l_{GK}}{l_h} \cdot k_G \dot{\Psi}_K^S \quad (\text{A2.10})$$

sodaß aus (A2.9) endgültig wird

$$u_S^S = k_G \cdot e_K^S + r_S \dot{i}_S^S + l_{Gges} \dot{i}_S^S \quad (\text{A2.11})$$

wobei

$$e_K^S = \dot{\Psi}_K^S \quad (\text{A2.12})$$

$$l_{Gges} = l_{GS} + l_{GK} \cdot k_G \quad (\text{A2.13})$$

Wir gehen demnach für das nun folgende von nachstehendem Gleichungssatz aus, siehe (A2.3), (A1.2), (A2.4), (A2.7), (A2.11) bis (A2.13), (A1.10), (A2.5), (A2.6) :

$$-i_K^a = k_G \cdot (i_S^a - i_{\mu K}^a) \quad (\text{A2.14})$$

$$\dot{\Psi}_K^r = r_K \cdot (-i_K^a) \quad (\text{A2.15})$$

$$i_{\mu K}^a = \frac{1}{l_h} \cdot \Psi_K^a \quad (\text{A2.16})$$

$$m_{el} = [v \cdot \Psi_K^a]^{\text{TR}} \cdot (-i_K^a) \quad (\text{A2.17})$$

$$u_S^S = k_G \cdot e_K^S + r_S \cdot \dot{i}_S^S + l_{Gges} \cdot \dot{i}_S^S \quad (\text{A2.18})$$

$$e_K^S = \dot{\Psi}_K^S \quad (\text{A2.19})$$

$$l_{Gges} = l_{GS} + k_G \cdot l_{GK} \quad (\text{A2.20})$$

$$\dot{e}^S = \frac{1}{\Theta} \cdot \int (m_{el} - m_{last}) dt \quad (\text{A2.21})$$

$$G_K = \frac{l_{GK}}{l_h} \quad (\text{A2.22})$$

$$k_G = \frac{1}{1 + G_K} \quad (\text{A2.23})$$

A2.2) Koordinatentransformation des inneren Kerns der stromgesteuerten Asynchronmaschine in das Ψ_k -Koordinatensystem; die daraus entstehende Struktur von i_s^Ψ bis e_k^Ψ

Mit dem Transformationsansatz, siehe auch Bild A2.1

$$\left. \begin{aligned} \Psi_k^S &= R(\vartheta_k^S) \cdot \Psi_k^\Psi \\ \Psi_k^r &= R(\vartheta_k^r) \cdot \Psi_k^\Psi \\ i_s^S &= R(\vartheta_k^S) \cdot i_s^\Psi \end{aligned} \right\} \quad (A2.24)$$

und dem aus (A2.24), erste Zeile, folgenden Ausdruck

$$\dot{\Psi}_k^S = R(\vartheta_k^S) \cdot v \cdot \dot{\vartheta}_k^S \Psi_k^\Psi + R(\vartheta_k^S) \dot{\Psi}_k^\Psi \quad (A2.25)$$

ferner den Beziehungen

$$\left. \begin{aligned} \Psi_k^\Psi &= \begin{bmatrix} \Psi_k \\ 0 \end{bmatrix} \\ i_{\mu k}^\Psi &= \begin{bmatrix} i_{\mu k} \\ 0 \end{bmatrix} \\ i_s^\Psi &= \begin{bmatrix} i_s^{\Psi 1} \\ i_s^{\Psi 2} \end{bmatrix} \\ \vdots & \end{aligned} \right\} \quad (A2.26)$$

wird aus (A2.14)

$$\begin{bmatrix} -i_k^{\Psi 1} \\ -i_k^{\Psi 2} \\ -i_k^{\Psi 2} \end{bmatrix} = K_G \cdot \left\{ \begin{bmatrix} i_s^{\Psi 1} \\ i_s^{\Psi 2} \\ i_s^{\Psi 2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{\mu k} \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (A2.27)$$

aus (A2.15) wird

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_k \\ \dot{\vartheta}_k \cdot \Psi_k \end{bmatrix} = r_k \cdot \begin{bmatrix} -i_k^{\Psi 1} \\ -i_k^{\Psi 2} \end{bmatrix} \quad (A2.28)$$

aus (A2.16) wird

$$\begin{bmatrix} i_{\mu k} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{l_h} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_k \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A2.29)$$

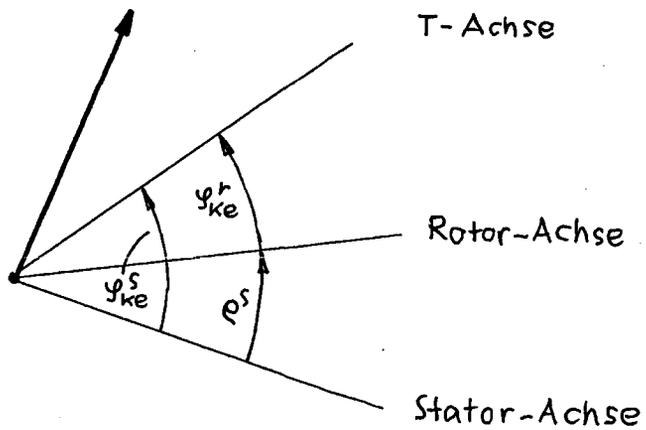
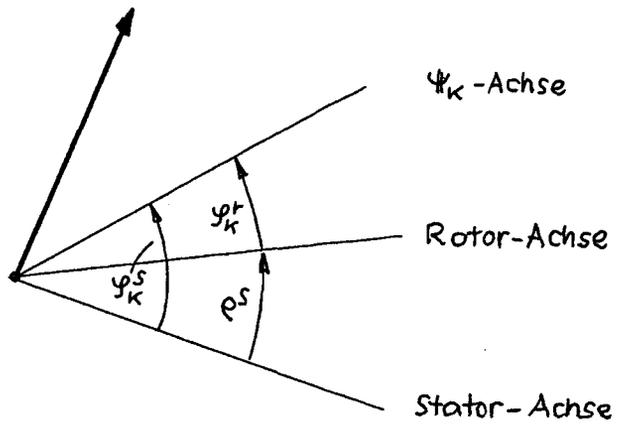


Bild A2.1 : Lage der betrachteten Vektoren zu verschiedenen Achsen, insbesondere zur Ψ_k -Achse

Bild A4.1 : Lage der zu transformierenden Vektoren zu verschiedenen Achsen, insbesondere zur T-Achse

aus (A2.17) wird

$$m_{el} = \Psi_k \cdot (-i_k^{\Psi^2}) \quad (A2.30)$$

aus (A2.19), (A2.25) wird

$$\begin{bmatrix} e_k^{\Psi^1} \\ e_k^{\Psi^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_k \\ \dot{\Psi}_k^S \cdot \Psi_k \end{bmatrix} \quad (A2.31)$$

aus Bild A2.1 folgt

$$\dot{\Psi}_k^S = \dot{\Psi}_k^r + \dot{\Psi}^S \quad (A2.32)$$

$\dot{\Psi}^S$ wird dabei als äußere Störgröße aufgefaßt.

Aus den Beziehungen (A2.27) bis (A2.32) entstehen die Bilder 2.1 und 4.2.

A2.3) Anschluß des Innenkerns an die von außen zugänglichen Größen

A2.31) Statorstrom

Aus (A2.24), dritte Zeile, folgt

$$i_S^{\Psi} = R(-\Psi_k^S) \cdot i_S^S \quad (A2.33)$$

gemäß Bild 4.6 ist

$$i_S^S = R(\Psi_{km}^S) \cdot i_S^T \quad (A2.34)$$

mit Bild 4.6 und 4.7 ist bei angeschlossenem Spannungsmodell

$$d_k = \Psi_{km}^S - \Psi_k^S \quad (A2.35)$$

und somit

$$i_S^{\Psi} = R(d_k) \cdot i_S^T \quad (A2.36)$$

A2.32) Statorspannung

Man bildet zunächst

$$\mathbf{e}_k^S = \mathbf{R}(\varphi_k^S) \cdot \mathbf{e}_k^\Psi \quad (\text{A2.37})$$

und erhält daraus die Statorspannung u_S^S gemäß (A2.18), (A2.20), (A2.22), (A2.23) zu

$$u_S^S = k_G \cdot \mathbf{e}_k^S + r_S \cdot \dot{i}_S^S + l_{Gges} \cdot \ddot{i}_S^S \quad (\text{A2.38})$$

$$l_{Gges} = l_{G_S} + k_G \cdot l_{G_K} \quad (\text{A2.39})$$

$$k_G = \frac{1}{1 + \frac{l_{G_K}}{l_n}} \quad (\text{A2.40})$$

A2.4) Gewinnung von \mathbf{e}_{km}^T gemäß Bild 4.6

Zur Gewinnung von \mathbf{e}_{km}^T als Eingang für den Block III wird zunächst gebildet

$$\mathbf{e}_{km}^S = \left[u_S^S - r_{Sm} \cdot \dot{i}_S^S - l_{Ggesm} \cdot \ddot{i}_S^S \right] \cdot \frac{1}{k_{Gm}} \quad (\text{A2.41})$$

sodaß wird

$$\mathbf{e}_{km}^S = \left[k_G \cdot \mathbf{e}_k^S + (r_S - r_{Sm}) \dot{i}_S^S + (l_{Gges} - l_{Ggesm}) \ddot{i}_S^S \right] \cdot \frac{1}{k_{Gm}} \quad (\text{A2.42})$$

Für die Abgleichbedingungen

$$\left. \begin{aligned} r_{Sm} &= r_S \\ l_{Ggesm} &= l_{Gges} \\ k_{Gm} &= k_G \end{aligned} \right\} \quad (\text{A2.43})$$

wird daraus

$$\mathbf{e}_{km}^S = \mathbf{e}_k^S \quad (\text{A2.44})$$

und schließlich gemäß Bild 4.5 als Eingang des Blockes III

$$\mathbf{e}_{km}^T = \mathbf{R}(-\varphi_{km}^S) \cdot \mathbf{e}_{km}^S \quad (\text{A2.45})$$

und mit (A2.37), (A2.44) gemäß Bild 4.7

$$\mathbf{e}_{km}^T = \mathbf{R}(-d_k) \cdot \mathbf{e}_k^\Psi \quad (\text{A2.46})$$

Die Abgleichbedingungen (A2.43) sind relativ einfach herzustellen. Die erste Abgleichbedingung ist jedoch bei Temperaturänderungen gegenüber der Abgleichtemperatur nicht mehr erfüllt. Durch r_s -Identifikation versucht man, die erste Abgleichbedingung dennoch zu verifizieren, was aber nur unvollkommen gelingt, sodaß im allgemeinen Fall aus dem Ausdruck (A2.44) wird

$$\mathbf{e}_{km}^S = \mathbf{e}_k^S + (r_s - r_{sm}) \cdot \frac{1}{k_{6m}} \cdot \dot{i}_s^S \quad (\text{A2.47})$$

und mit (A2.34), (A2.45), (A2.37) aus dem Ausdruck (A2.46)

$$\mathbf{e}_{km}^T = \mathbf{R}(-d_k) \cdot \mathbf{e}_k^\Psi + (r_s - r_{sm}) \frac{1}{k_{6m}} \cdot \dot{i}_s^T \quad (\text{A2.48})$$

A2.5) Struktur des Vektorintegrators $\dot{\mathbf{i}}$ des Spannungsmodelles von Bild 4.4 entsprechend Bild 4.5

Das Glied $\dot{\mathbf{i}}$ wird beschrieben durch

$$\Psi_{km}^S = \int \mathbf{e}_{km}^S \cdot dt \quad (\text{A2.49})$$

beziehungsweise

$$\dot{\Psi}_{km}^S = \mathbf{e}_{km}^S \quad (\text{A2.50})$$

Nun ist Ψ_{km}^S darstellbar durch

$$\Psi_{km}^S = \mathbf{R}(\varphi_{km}^S) \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{km} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A2.51})$$

somit ist

$$\dot{\Psi}_{km}^S = \mathbf{R}(\varphi_{km}^S) \cdot \dot{\mathbf{v}} \cdot \dot{\varphi}_{km}^S \begin{bmatrix} \Psi_{km} \\ 0 \end{bmatrix} + \mathbf{R}(\varphi_{km}^S) \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{km} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A2.52})$$

und es wird mit (A2.50)

$$\mathbf{R}(-\varphi_{km}^S) \cdot \mathbf{e}_{km}^S = \begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{km} \\ \dot{\varphi}_{km}^S \cdot \Psi_{km} \end{bmatrix} \quad (\text{A2.53})$$

Mit (A2.45) wird daraus, wie in Bild 4.5 dargestellt

$$\dot{\Psi}_{km} = e_{km}^{T1} \quad (\text{A2.54})$$

$$\dot{\Psi}_{km}^S = e_{km}^{T2} \cdot \frac{1}{\Psi_{km}} \quad (\text{A2.55})$$

A2.6) Handhabung der Ergebnisse von A2.1) bis A2.5) bei variablen Induktivitäten, wie sie hier bei Sättigung auftreten

Es zeigt sich, daß es für die Betrachtungen der Kapitel 2) bis 4) völlig ausreicht, die Veränderlichkeit der Hauptinduktivität ℓ_h gemäß $\ell_h = \ell_h(i_{\mu L})$, siehe (8.3), Bild 8.2, 8.3 zu berücksichtigen und die Streuinduktivitäten $\ell_{\sigma S}$, $\ell_{\sigma K}$, sowie den Faktor weiterhin als Konstante zu betrachten, siehe dazu auch den Kommentar vor (A3.8). Die Aussagen der genannten Kapitel bleiben dadurch nach wie vor wirklichkeitsnah. In diesem Sinne werden nun auch die Berechnungen der nun folgenden Abschnitte von A3) durchgeführt.

A3) Beschreibung und Auswertung von G_1 , G_2 , G_3
für die Betrachtungen der Kapitel 2) bis 4)

A3.1) Beschreibung von G_1 , G_2 , G_3

Der Ausdruck G_1 umfaßt den Zusammenhang zwischen den Eingängen d_k , i_S^{T1} , i_S^{T2} und dem Ausgang $\dot{\psi}_k^r$, siehe die Bilder 2.1 bis 2.7; er enthält die Beziehungen (A2.27) bis (A2.29) und (A2.36), sowie diejenigen von Bild 3.4.

Der Ausdruck G_3 umfaßt den Zusammenhang zwischen den Eingängen d_k , i_S^{T1} , i_S^{T2} , \dot{q}^S und dem Ausgang $\dot{\psi}_{km}^S$, siehe die Bilder 4.2 bis 4.9; er enthält neben den Beziehungen für G_1 die Beziehungen (A2.32), (A2.31), (A2.46), sowie diejenigen von Bild 4.8.

Der Ausdruck G_2 drückt die Summe der Wirkungen von G_1 , \dot{q}^S und G_3 aus; er umfaßt den Zusammenhang zwischen den Eingängen d_k , i_S^{T1} , i_S^{T2} , \dot{q}^S und dem Ausgang

$$\dot{\psi}_{kges}^S = \dot{\psi}_k^S - \dot{\psi}_{km}^S \quad (A3.1)$$

siehe Bild 4.10.

In den folgenden Abschnitten werden zwei markante Eigenschaften von G_1 und G_2 bestimmt, nämlich zum einen deren Stationärverhalten in Abhängigkeit von d_k und zum anderen die Frequenzgänge F_1 und F_2 der entsprechenden linearisierten Ausdrücke G_1 , G_2 .

A3.2) Stationärverhalten von G_1

Das Stationärverhalten von G_1 ist durch die Bedingung

$$\dot{\psi}_k = 0 \quad (A3.2)$$

gegeben. Aus (A2.36) erhält man zunächst

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_1^S \\ \dot{\psi}_2^S \end{bmatrix} = R(d_k) \cdot \begin{bmatrix} i_S^{T1} \\ i_S^{T2} \end{bmatrix} \quad (A3.3)$$

und mit (A3.2) folgt aus (A2.27), (A2.28)

$$i_{\mu\kappa} = i_S^{\psi_1} \quad (\text{A3.4})$$

Aus der aktuellen Magnetisierungskennlinie, siehe Bild 8.3, erhält man dann mit der Näherung

$$i_{\mu\kappa} \approx i_{\mu L} \quad (\text{A3.5})$$

siehe A8), die Größe ℓ_h durch

$$\ell_h \approx \ell_h(i_{\mu\kappa}) \quad (\text{A3.6})$$

und weiter

$$\psi_\kappa \approx \ell_h(i_{\mu\kappa}) \cdot i_{\mu\kappa} \quad (\text{A3.7})$$

Die Berechnung von $\kappa\sigma$ erfolgt nach (A2.40) mit je einem mittleren Wert von ℓ_h und $\ell_{\delta\kappa}$. Ebenfalls aus (A2.27) folgt dann

$$-i_\kappa^{\psi_2} = \kappa\sigma \cdot i_S^{\psi_2} \quad (\text{A3.8})$$

und schließlich wird

$$\dot{\psi}_\kappa^r = \frac{(-i_\kappa^{\psi_2}) \cdot r_\kappa}{\psi_\kappa} \quad (\text{A3.9})$$

und

$$m_{el} = \psi_\kappa \cdot (-i_\kappa^{\psi_2}) \quad (\text{A3.10})$$

Die Eingänge sind dabei d_κ , i_S^{T1} , i_S^{T2} ; der Ausgang ist $\dot{\psi}_\kappa^r$.

A3.3) Stationärverhalten von G_3 und G_2

Das Stationärverhalten von G_3 ist durch (A3.2) und

$$\dot{\psi}_{\kappa m} = 0 \quad (\text{A3.11})$$

gegeben. Daraus folgt zunächst mit (A3.2) aus (A2.31)

$$\begin{bmatrix} e_\kappa^{\psi_1} \\ e_\kappa^{\psi_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\psi}_\kappa^S \cdot \psi_\kappa \end{bmatrix} \quad (\text{A3.12})$$

Die Größen $\dot{\psi}_\kappa^S$ und ψ_κ erhält man dabei mit (A2.32) aus (A3.9) und (A3.7). Mit (A2.48) wird dann

$$\begin{bmatrix} e_{\kappa m}^{T1} \\ e_{\kappa m}^{T2} \end{bmatrix} = \mathbb{R}(-d_\kappa) \begin{bmatrix} e_\kappa^{\psi_1} \\ e_\kappa^{\psi_2} \end{bmatrix} + (r_S - r_{Sm}) \cdot \frac{1}{\kappa\sigma m} \begin{bmatrix} i_S^{T1} \\ i_S^{T2} \end{bmatrix} \quad (\text{A3.13})$$

Aus dem Bild 4.8 folgt darauf zunächst

$$\dot{\Psi}_{km} = e_{km}^{T1} + \Psi_{kms} \cdot V_8 - \Psi_{km} \cdot V_8 \quad (A3.14)$$

und daraus mit (A3.12) und der Abgleichbedingung (4.10)

$$\Psi_{km} = e_{km}^{T1} \cdot \frac{1}{V_8} + \Psi_k \quad (A3.15)$$

Aus Bild 4.8 ergibt sich dann $\dot{\Psi}_{km}^S$, der Ausgang von G_3 zu

$$\dot{\Psi}_{km}^S = \frac{e_{km}^{T2}}{\Psi_{km}} - V_6 \cdot e_{km}^{T1} \cdot e_{km}^{T2} \quad (A3.16)$$

und schließlich mit Bild 4.10, beziehungsweise (A3.1)

$$\dot{\Psi}_{kges} = \dot{\Psi}_k^S - \dot{\Psi}_{km}^S \quad (A3.17)$$

der Ausgang von G_2 .
Die Eingänge sind hier d_k , i_s^{T1} , i_s^{T2} , \dot{e}^S .

A3.4) Frequenzgang F_1 von G_1 bei $d_k = 0$

Nach Linearisierung der Beziehungen von G_1 zwischen d_k und $\dot{\Psi}_k^r$ durch Taylorentwicklung 1. Ordnung an der Stelle $d_k = 0$ und anschließende Laplace-Transformation erhält man mit den besprochenen Vereinfachungen ℓ_{6s} , ℓ_{6k} , K_6 , konst., siehe A13),

$$\Delta \dot{\Psi}_k^r = F_1 \cdot \Delta d_k \quad (A3.18)$$

Der (komplexe) Frequenzgang (die Übertragungsfunktion) ist dabei folgendermaßen gestaltet:

$$F_1 = \frac{Z_{10} + Z_{11} \cdot S}{N_{10} + N_{11} \cdot S} \quad (A3.19)$$

dabei ist, wie die Rechnung ergibt,

$$N_{10} = 1 \quad (A3.20)$$

$$N_{11} = \frac{+g\beta}{r_k \cdot K_6} \quad (A3.21)$$

$$Z_{10} = \frac{r_k \cdot K_6}{\operatorname{tg} \alpha} \left[1 + \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} (\operatorname{tg} \varepsilon_s^T)^2 \right] \quad (\text{A3.22})$$

$$Z_{11} = \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha} \quad (\text{A3.23})$$

A3.5) Frequenzgang F_2 von G_2 bei $d_k = 0$

Nach Linearisierung der Beziehungen von G_3 zwischen d_k , \dot{q}^s und $\dot{\psi}_{km}^s$ im Sinne von A3.4) erhält man zunächst, siehe A14),

$$\Delta \dot{\psi}_{km}^s = F_3 \cdot \Delta d_k + \Delta \dot{q}^s \quad (\text{A3.24})$$

Mit der Beziehung (A3.18) und den linearisierten Beziehungen (A2.32), (A3.17), nämlich

$$\Delta \dot{\psi}_k^s = \Delta \dot{\psi}_k^r + \Delta \dot{q}^s \quad (\text{A3.25})$$

$$\Delta \dot{\psi}_{kges}^s = \Delta \dot{\psi}_k^s - \Delta \dot{\psi}_{km}^s \quad (\text{A3.26})$$

erhält man schließlich den Ausgang von F_2 , nämlich

$$\Delta \dot{\psi}_{kges}^s = F_2 \cdot \Delta d_k \quad (\text{A3.27})$$

siehe Bild 4.11; dabei ist

$$F_2 = F_1 - F_3 \quad (\text{A3.28})$$

Der Frequenzgang F_2 ist dabei folgendermaßen gestaltet:

$$F_2 = \frac{Z_{20} + Z_{21} \cdot s + Z_{22} \cdot s^2}{N_{20} + N_{21} \cdot s + N_{22} \cdot s^2} \quad (\text{A3.29})$$

mit

$$N_{20} = 1 \quad (\text{A3.30})$$

$$N_{21} = \frac{1}{v_g} + \frac{\operatorname{tg} \beta}{r_k \cdot K_6} \quad (\text{A3.31})$$

$$N_{22} = \frac{1}{V_8} \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{r_k \cdot k_6} \quad (\text{A3.32})$$

$$Z_{20} = (\dot{\psi}_k^S)^2 \cdot \left(\frac{1}{V_8} + \psi_k^2 \cdot V_6 \right) \quad (\text{A3.33})$$

$$+ \dot{\psi}_k^S \cdot \operatorname{tg} \varepsilon_S^T \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha}$$

$$Z_{21} = (\dot{\psi}_k^S)^2 \cdot \left(\frac{1}{V_8} \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{r_k \cdot k_6} + \psi_k^2 \cdot V_6 \cdot \left(\frac{1}{V_8} + \frac{\operatorname{tg} \beta}{r_k \cdot k_6} \right) \right) \quad (\text{A3.34})$$

$$- \dot{\psi}_k^S \cdot \psi_k^2 \cdot V_6 \cdot \operatorname{tg} \varepsilon_S^T \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha}$$

$$Z_{22} = (\dot{\psi}_k^S)^2 \cdot \psi_k^2 \cdot \frac{V_6}{V_8} \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{r_k \cdot k_6} \quad (\text{A3.35})$$

$$- \dot{\psi}_k^S \cdot \frac{V_6}{V_8} \cdot \psi_k^2 \cdot \operatorname{tg} \varepsilon_S^T \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{\operatorname{tg} \alpha}$$

Für A3.4) und A3.5) gilt:

Die Größen $\operatorname{tg} \alpha$, $\operatorname{tg} \beta$ sind dabei die magnetischen Kennwerte

$$\operatorname{tg} \alpha = \ell_h = \frac{\Psi_L}{i_{\mu L}} \quad (\text{A3.36})$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{d\Psi_L}{di_{\mu L}} \quad (\text{A3.37})$$

im betrachteten Arbeitspunkt, siehe Bild 8.2, 8.3, 3.4; Ψ_k ist der Flußbetrag im betrachteten Arbeitspunkt, $\operatorname{tg} \varepsilon_S^T$ ist durch die Beziehung

$$\operatorname{tg} \varepsilon_S^T = \frac{i_S^{T2}}{i_S^{T1}} \quad (\text{A3.38})$$

definiert, $\dot{\psi}_k^S$ ist die jeweilige Betriebsfrequenz.

Die Größen V_6 und V_8 sind die Verstärkungen der Pfade in der Bedämpfungsschaltung des Spannungsmodells, siehe Bild 4.8.

A4) Schaffung einer Signalstruktur der Asynchronmaschine für die Belange des Strompulsverfahrens (SPV)

A4.1) Vorbemerkung

Das SPV, siehe Kapitel 6), ist ein Verfahren, bei welchem der Statorstrom der Asynchronmaschine im sog. T- Koordinatensystem angeregt und die Statorspannung derselben im gleichen Koordinatensystem ausgewertet wird. Bei der mathematischen Behandlung erweist es sich als zweckmäßig, die Struktur der Maschine zur Gänze im T- Koordinatensystem darzustellen.

Wir gehen dazu wieder von den in A1.1) angegebenen Grundgleichungen aus. Nach zwei Gleichungsumstellungen transformieren wir in A4.2) den gesamten Gleichungssatz in das genannte Koordinatensystem und bilden daraus eine dem SPV angepaßte Signalstruktur.

Die Induktivitäten l_h , $l_{\sigma s}$, $l_{\sigma k}$ werden dabei zunächst wieder als Konstante betrachtet; im weiteren Verlauf werden aber dann zur Behandlung der gesättigten Asynchronmaschine diese Verknüpfungen zwischen Strömen und Flüssen als vorerst unbekannte "black boxes" angesetzt.

A4.2) Die neue Signalstruktur

Aus (A1.1) und (A2.8) bilden wir

$$u_s^s = r_s \cdot i_s^s + \dot{\Psi}_k^s + \dot{\Psi}_{\sigma s}^s - \dot{\Psi}_{\sigma k}^s \quad (A4.1)$$

und statt (A1.9) benutzen wir (A2.7), also

$$m_{ei} = \left[v \cdot \Psi_k^a \right]^{TR} \cdot (-i_k^a) \quad (A4.2)$$

Die übrigen Grundgleichungen werden unverändert übernommen.

Als nächstes transformieren wir den so umgestellten Gleichungssatz ins T- Koordinatensystem mit folgendem Ansatz

$$\left. \begin{aligned} \Psi_k^s &= R(\varphi_{ke}^s) \cdot \Psi_k^T \\ \Psi_k^r &= R(\varphi_{ke}^r) \cdot \Psi_k^T \\ i_s^s &= R(\varphi_{ke}^s) \cdot i_s^T \\ &\vdots \end{aligned} \right\} \quad (A4.3)$$

und

$$\dot{\Psi}_k^S = R(\varphi_{ke}^S) \cdot V \cdot \dot{\varphi}_{ke}^S \cdot \Psi_k^T + R(\varphi_{ke}^S) \cdot \dot{\Psi}_k^T \quad (\text{A4.4})$$

siehe auch Bild A4.1*, und ordnen die so entstehenden Ausdrücke in der Reihenfolge, die der beabsichtigten Signalstruktur entspricht. Somit wird aus (A1.8), (A1.5), (A1.4), (A1.7), (A1.2), (A4.2) und (A1.10)

$$-i_k^T = i_s^T - i_{\mu L}^T \quad (\text{A4.5})$$

$$i_{\mu L}^T = \frac{1}{e_n} \cdot \Psi_L^T \quad (\text{A4.6})$$

$$\Psi_L^T = \Psi_k^T - \Psi_{6k}^T \quad (\text{A4.7})$$

$$-\Psi_{6k}^T = e_{6k} \cdot (-i_k^T) \quad (\text{A4.8})$$

$$\dot{\Psi}_k^T = -\dot{\varphi}_{ke}^r \cdot V \cdot \Psi_k^T + r_k (-i_k^T) \quad (\text{A4.9})$$

$$m_{el} = [V \cdot \Psi_k^T]^T \cdot (-i_k^T) \quad (\text{A4.10})$$

$$\dot{\varphi}^S = \frac{1}{\omega} \int (m_{el} - m_{last}) \cdot dt \quad (\text{A4.11})$$

Aus Bild A4.1 (bei Bild A2.1) folgt

$$\dot{\varphi}_{ke}^r = \dot{\varphi}_{ke}^S - \dot{\varphi}^S \quad (\text{A4.12})$$

Aus (A4.1) wird mit Verwendung von (A4.9), (A4.12)

$$u_s^T = r_s \cdot i_s^T + r_k (-i_k^T) + \dot{\varphi}^S \cdot V \cdot \Psi_k^T \quad (\text{A4.13})$$

$$+ \dot{\Psi}_{6s}^T + \dot{\varphi}_{ke}^S \cdot V \cdot \Psi_{6s}^T + (-\dot{\Psi}_{6k}^T) + \dot{\varphi}_{ke}^S \cdot V (-\Psi_{6k}^T)$$

Die Größen Ψ_{6s}^T , Ψ_{6k}^T sind dabei nach (A1.6), (A1.8)

$$\Psi_{6s}^T = e_{6s} \cdot i_s^T \quad (\text{A4.14})$$

$$(-\Psi_{6k}^T) = e_{6k} \cdot (-i_k^T) \quad (\text{A4.15})$$

Zur weiteren Behandlung im Sinne von A4.1) setzen wir in den Gleichungen (A4.6), (A4.14), (A4.15), wie erwähnt, die

* bei Bild A2.1

Verknüpfungen zwischen Strömen und Flüssen durch die vorerst unbekanntem "black boxes" V_1 , V_2 , V_3 an, sodaß aus diesen Gleichungen wird :

$$i_{\mu L}^T = V_1 \cdot \Psi_L^T \quad (A4.16)$$

$$\Psi_{6S}^T = V_2 \cdot i_S^T \quad (A4.17)$$

$$(-\Psi_{6K}^T) = V_3 \cdot (-i_K^T) \quad (A4.18)$$

Die so entstehende Signalstruktur ist in Bild 6.3 a) und b) dargestellt. Der in Bild 6.3 a) die Drehmomentbildung beschreibende Block (mit dem Zeichen \bullet) steht dabei für das "innere Produkt" α von e_1 und e_2 gemäß

$$\alpha = [e_1]^T \cdot e_2 \quad (A4.19)$$

A5) Die Signalstruktur nach A4) für Δ -Größen

Für das SPV sind nicht die Größen der Signalstruktur nach A4) selbst, sondern die entsprechenden Δ -Größen maßgebend, die entstehen, wenn man die Beziehungen (A4.5) bis (A4.16) einer Taylor-Entwicklung 1. Ordnung unterwirft. Die Verknüpfungen (A4.14) bis (A4.16) werden dabei durch die ebenfalls vorerst unbekanntenen "black boxes" W_1 , W_2 , W_3 angesetzt. Somit wird

$$\Delta -\dot{i}_k^T = \Delta \dot{i}_S^T - \Delta \dot{i}_{ML}^T \quad (A5.1)$$

$$\Delta \dot{i}_{ML}^T = W_1 \cdot \Delta \Psi_L^T \quad (A5.2)$$

$$\Delta \Psi_L^T = \Delta \Psi_K^T + \Delta -\Psi_{6K}^T \quad (A5.3)$$

$$\Delta -\Psi_{6K}^T = W_3 \cdot \Delta -\dot{i}_k^T \quad (A5.4)$$

$$\Delta \dot{\Psi}_K^T = -v \Psi_K^T \cdot \Delta \dot{y}_{ke}^r - \dot{y}_{ke}^r \cdot v \cdot \Delta \Psi_K^T + r_k \cdot \Delta -\dot{i}_k^T \quad (A5.5)$$

$$\Delta m_{el} = [v \cdot \Psi_K^T]^T \cdot \Delta -\dot{i}_k^T + [-\dot{i}_k^T]^T \cdot v \cdot \Delta \Psi_K^T \quad (A5.6)$$

$$\Delta \dot{\rho}^S = \frac{1}{\omega} \cdot \int \Delta m_{el} \cdot dt \quad (A5.7)$$

$$\Delta \dot{y}_{ke}^r = \Delta \dot{y}_{ke}^S - \Delta \dot{\rho}^S \quad (A5.8)$$

$$\Delta u_S^T = r_S \cdot \Delta \dot{i}_S^T + r_k \cdot \Delta -\dot{i}_k^T \quad (A5.9)$$

$$+ v \cdot \Psi_K^T \Delta \dot{\rho}^S + \dot{\rho}^S \cdot v \cdot \Delta \Psi_K^T$$

$$+ \dot{y}_{ke}^S \cdot v \cdot \Delta \Psi_{6S}^T + \dot{y}_{ke}^S \cdot v \cdot \Delta -\Psi_{6K}^T$$

$$+ \Delta \Psi_{6S}^T + \Delta -\Psi_{6K}^T$$

und

$$\Delta \Psi_{6S}^T = W_2 \cdot \Delta \dot{i}_S^T \quad (A5.10)$$

Die in den Gleichungen auftretenden stationären Größen V , Ψ_K^T , $-i_K^T$, \dot{q}^S , $\dot{\Psi}_{Ke}^S$ und $\dot{\Psi}_{Ke}^r$ gelten für den Arbeitspunkt, in welchem die jeweilige Taylor-Entwicklung stattfindet und werden näherungsweise nach A3.3) berechnet, genau jedoch aus den Ergebnissen von A9.2) bestimmt.

Die aus den Gleichungen (A5.1) bis (A5.10) entstehende Signalstruktur ist in Bild 6.4 a) und b) dargestellt.

A6) Die Berechnung der Übertragungsvektoren

A6.1) Der Lösungsansatz

Der Berechnungsgang für die Übertragungsvektoren wird am Beispiel der Gleichung (6.10) erläutert.

Einsetzen der Ansätze (6.12), (6.17) in (6.10) ergibt zunächst

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{x}_1 + \mathbf{R}(-\xi) \cdot \mathbf{x}_2 &= \\ &= \mathbf{C}^T \cdot \mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{y}_1 + \mathbf{C}^T \cdot \mathbf{R}(-\xi) \cdot \mathbf{y}_2 \end{aligned} \quad (\text{A6.1})$$

Bringt man diesen Ausdruck in die Form

$$\mathbf{R}(\xi) \cdot [\mathbf{x}_1 - \mathbf{Q}_1] + \mathbf{R}(-\xi) \cdot [\mathbf{x}_2 - \mathbf{Q}_2] = \mathbf{0} \quad (\text{A6.2})$$

so erkennt man, daß diese Gleichung für beliebiges ξ nur erfüllbar ist, wenn die Klammerausdrücke jeder für sich gleich Null sind; daraus folgt dann als Lösung

$$\mathbf{x}_1 = \mathbf{Q}_1 \quad (\text{A6.3})$$

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{Q}_2 \quad (\text{A6.4})$$

Die Aufgabe, die dabei zu lösen ist, besteht darin, den Term

$$\mathbf{C}^T \cdot \mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{y}_1 + \mathbf{C}^T \cdot \mathbf{R}(-\xi) \cdot \mathbf{y}_2 \quad (\text{A6.5})$$

von (A6.1) in eine Form zu bringen, in der die Drehmatrizen $\mathbf{R}(\xi)$ und $\mathbf{R}(-\xi)$ jeweils auf der linken Seite der Ausdrücke stehen, so wie das beim Term

$$\mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{x}_1 + \mathbf{R}(-\xi) \cdot \mathbf{x}_2 \quad (\text{A6.6})$$

von (A6.1) der Fall ist. Dazu ist die Kenntnis einiger Rechenregeln nützlich, die im folgenden in A6.2) zusammengestellt sind.

A6.2) Rechenregeln für 2 X 2 - Matrizen

Jede beliebige 2 X 2 - Matrix, zum Beispiel

$$C^T = \begin{bmatrix} C_{11}^T & C_{12}^T \\ C_{21}^T & C_{22}^T \end{bmatrix} \quad (\text{A6.7})$$

kann in folgender Form dargestellt werden:

$$C^T = C_{13}^T + C_{24}^T \cdot P_x \quad (\text{A6.8})$$

dabei ist

$$C_{13}^T = C_1^T \cdot \mathbf{1} + C_3^T \cdot \mathbf{v} \quad (\text{A6.9})$$

$$C_{24}^T = C_2^T \cdot \mathbf{1} + C_4^T \cdot \mathbf{v} \quad (\text{A6.10})$$

Hierin beschreiben die Matrizen

$$P_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{A6.11})$$

die Spiegelung an der x - Achse,

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A6.12})$$

die $\frac{\pi}{2}$ - Drehung und

$$\mathbf{1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A6.13})$$

die 0 - Drehung.

Die Faktoren C_1^T bis C_4^T werden dabei aus den Matrixgliedern C_{ik}^T wie folgt bestimmt; es ist

$$C_1^T = 0,5 \cdot (C_{11}^T + C_{22}^T) \quad (\text{A6.14})$$

$$C_2^T = 0,5 \cdot (C_{11}^T - C_{22}^T) \quad (\text{A6.15})$$

$$C_3^T = 0,5 \cdot (C_{21}^T - C_{12}^T) \quad (\text{A6.16})$$

$$C_4^T = 0,5 \cdot (C_{21}^T + C_{12}^T) \quad (\text{A6.17})$$

Es gilt nun

$$\mathbf{1} \cdot \mathbf{R}(\xi) = \mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{1} \quad (\text{A6.18})$$

$$\mathbf{v} \cdot \mathbf{R}(\xi) = \mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{v} \quad (\text{A6.19})$$

und damit

$$\mathbf{C}_{13}^T \cdot \mathbf{R}(\xi) = \mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{C}_{13}^T \quad (\text{A6.20})$$

$$\mathbf{C}_{24}^T \cdot \mathbf{R}(\xi) = \mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{C}_{24}^T \quad (\text{A6.21})$$

jedoch

$$\mathbf{P}_x \cdot \mathbf{R}(\xi) = \mathbf{R}(-\xi) \cdot \mathbf{P}_x \quad (\text{A6.22})$$

woraus auch

$$\mathbf{P}_x \cdot \mathbf{v} = -\mathbf{v} \cdot \mathbf{P}_x \quad (\text{A6.23})$$

folgt.

Von all diesen Regeln kann man sich durch Einsetzen leicht überzeugen.

A6.3) Berechnung von x_1 , x_2 , x_3 , x_4 .

Der Ausdruck

$$\mathbf{C}^T \mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{y}_1 + \mathbf{C}^T \mathbf{R}(-\xi) \cdot \mathbf{y}_2 \quad (\text{A6.24})$$

wird mit obigen Regeln

$$\begin{aligned} & \mathbf{R}(\xi) \cdot \mathbf{C}_{13}^T \cdot \mathbf{y}_1 + \mathbf{R}(-\xi) \mathbf{C}_{24}^T \cdot \mathbf{P}_x \cdot \mathbf{y}_1 \\ & + \mathbf{R}(-\xi) \mathbf{C}_{13}^T \cdot \mathbf{y}_2 + \mathbf{R}(\xi) \mathbf{C}_{24}^T \mathbf{P}_x \cdot \mathbf{y}_2 \end{aligned} \quad (\text{A6.25})$$

Damit wird

$$\mathbf{Q}_1 = \mathbf{C}_{13}^T \mathbf{y}_1 + \mathbf{C}_{24}^T \mathbf{P}_x \cdot \mathbf{y}_2 \quad (\text{A6.26})$$

$$\mathbf{Q}_2 = \mathbf{C}_{24}^T \mathbf{P}_x \cdot \mathbf{y}_1 + \mathbf{C}_{13}^T \cdot \mathbf{y}_2 \quad (\text{A6.27})$$

und somit

$$\mathbf{x}_1 = \mathbf{C}_{13}^T \cdot \mathbf{y}_1 + \mathbf{C}_{24}^T \mathbf{P}_x \cdot \mathbf{y}_2 \quad (\text{A6.28})$$

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{C}_{24}^T \mathbf{P}_x \cdot \mathbf{y}_1 + \mathbf{C}_{13}^T \cdot \mathbf{y}_2 \quad (\text{A6.29})$$

Mit

$$x_s = x_1 + x_2 \quad (\text{A6.30})$$

$$x_d = x_1 - x_2 \quad (\text{A6.31})$$

$$y_s = y_1 + y_2 \quad (\text{A6.32})$$

$$y_d = y_1 - y_2 \quad (\text{A6.33})$$

siehe auch (6.21) bis (6.24), wird zunächst

$$x_s = (C_{13}^T + C_{24}^T \cdot P_x) \cdot y_1 + (C_{13}^T + C_{24}^T \cdot P_x) \cdot y_2 \quad (\text{A6.34})$$

$$x_d = (C_{13}^T - C_{24}^T \cdot P_x) \cdot y_1 - (C_{13}^T - C_{24}^T \cdot P_x) \cdot y_2 \quad (\text{A6.35})$$

Mit (6.31), (6.32), (6.6) und

$$C^{T'} = C_{13}^T - C_{24}^T \cdot P_x \quad (\text{A6.36})$$

wird schließlich

$$x_s = C^T \cdot y_s \quad (\text{A6.37})$$

$$x_d = C^{T'} \cdot y_d \quad (\text{A6.38})$$

A6.4) Berechnung von z_1 , z_2 , z_s , z_d .

Die Berechnung von z_s , z_d erfolgt nach den gleichen, in A6.2) angegebenen Regeln.

Setzt man die Ansätze (6.12), (6.17), (6.18), sowie deren zeitliche Ableitungen

$$\Delta \dot{i}_s^T = K \left[R(\xi) \cdot v \cdot \dot{\xi} \cdot y_1 - R(-\xi) \cdot v \cdot \dot{\xi} \cdot y_2 \right] \quad (\text{A6.39})$$

$$\Delta \dot{i}_k^T = K \left[R(\xi) \cdot v \cdot \dot{\xi} \cdot x_1 - R(-\xi) \cdot v \cdot \dot{\xi} \cdot x_2 \right] \quad (\text{A6.40})$$

in (6.7) ein, so erhält man mit (6.19) bis (6.24), sowie mit

$$B_S^T = B_{S13}^T + B_{S24}^T \cdot P_X \quad (A6.41)$$

$$B_S^{T'} = B_{S13}^T - B_{S24}^T \cdot P_X \quad (A6.42)$$

$$B_K^T = B_{K13}^T + B_{K24}^T \cdot P_X \quad (A6.43)$$

$$B_K^{T'} = B_{K13}^T - B_{K24}^T \cdot P_X \quad (A6.44)$$

für die Größen Z_S , Z_D folgende Ausdrücke:

$$Z_S = r_S \cdot y_S + r_K \cdot x_S \quad (A6.45)$$

$$+ \dot{y}_{ke}^S \cdot v \cdot B_S^T \cdot y_S + \dot{y}_{ke}^S \cdot v \cdot B_K^T \cdot x_S \\ + \dot{\xi} \cdot v \cdot B_S^{T'} \cdot y_d + \dot{\xi} \cdot v \cdot B_K^{T'} \cdot x_d$$

$$Z_D = r_S \cdot y_d + r_K \cdot x_d \quad (A6.46)$$

$$+ \dot{y}_{ke}^S \cdot v \cdot B_S^{T'} \cdot y_d + \dot{y}_{ke}^S \cdot v \cdot B_K^{T'} \cdot x_d \\ + \dot{\xi} \cdot v \cdot B_S^T \cdot y_S + \dot{\xi} \cdot v \cdot B_K^T \cdot x_S$$

woraus für die spezielle Anregung nach (6.25), (6.26) die Ausdrücke (6.27) bis (6.30) folgen.

A7) Berechnung der Matrix C^{TV}

Bei der Berechnung von C^{TV} nach (8.32) müssen zwei Matrizen invertiert werden, nämlich die Matrix

$$E^{TV} = 1 + A^{TV} \cdot B_K^{TV} \quad (A7.1)$$

und die Matrix L^{TV} nach (8.24).

Die Inversion einer Matrix

$$X = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} \quad (A7.2)$$

erfolgt gemäß

$$[X]^{-1} = \frac{1}{X_{11} \cdot X_{22} - X_{12} \cdot X_{21}} \cdot \begin{bmatrix} X_{22} & -X_{12} \\ -X_{21} & X_{11} \end{bmatrix} \quad (A7.3)$$

Nach (8.21) ist nun

$$L^{TV} = \begin{bmatrix} \operatorname{tg} \beta & 0 \\ 0 & \operatorname{tg} \alpha \end{bmatrix} \quad (A7.4)$$

Gemäß (8.24) ist

$$A^{TV} = [L^{TV}]^{-1} \quad (A7.5)$$

Mit (A7.3) wird

$$A^{TV} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\operatorname{tg} \beta} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha} \end{bmatrix} \quad (A7.6)$$

Mit (A7.6) und (8.30) ergibt sich nun E^{TV} nach (A7.1) zu

$$E^{TV} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{\rho_{6k}}{\operatorname{tg} \beta} & 0 \\ 0 & 1 + \frac{\rho_{6k}}{\operatorname{tg} \alpha} \end{bmatrix} \quad (A7.7)$$

und C^{TV} wird nach (8.32)

$$C^{TV} = [E^{TV}]^{-1} \quad (A7.8)$$

Mit (A7.3) erhalten wir

$$\mathbb{C}^{TV} = \begin{bmatrix} C_{11}^{TV} & C_{12}^{TV} \\ C_{21}^{TV} & C_{22}^{TV} \end{bmatrix} \quad (\text{A7.9})$$

wobei

$$C_{11}^{TV} = \frac{1}{1 + \frac{26\kappa}{\tan\beta}} = k6\beta \quad (\text{A7.10})$$

$$C_{12}^{TV} = 0 \quad (\text{A7.11})$$

$$C_{21}^{TV} = 0 \quad (\text{A7.12})$$

$$C_{22}^{TV} = \frac{1}{1 + \frac{26\kappa}{\tan\alpha}} = k6\alpha \quad (\text{A7.13})$$

Nach A6.2) ist nun

$$C_1^{TV} = 0,5 \cdot [k6\beta + k6\alpha] \quad (\text{A7.14})$$

$$C_2^{TV} = 0,5 \cdot [k6\beta - k6\alpha] \quad (\text{A7.15})$$

$$C_3^{TV} = 0 \quad (\text{A7.16})$$

$$C_4^{TV} = 0 \quad (\text{A7.17})$$

und somit

$$\mathbb{C}^{TV} = C_1^{TV} \cdot \mathbf{1} + C_2^{TV} \cdot P_X \quad (\text{A7.18})$$

siehe (8.37) bis (8.41).

A8) Stationärer Zusammenhang von Ψ_L , d_L
mit Ψ_K , d_K

A8.1) Stationär-Berechnung von Ψ_L im Ψ_K -Koordinatensystem

Transformiert man (A1.4) ins Ψ_K -Koordinatensystem, so erhält man, in Koordinaten geschrieben:

$$\begin{bmatrix} \Psi_L^{\Psi_1} \\ \Psi_L^{\Psi_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_K \\ 0 \end{bmatrix} + \epsilon_{\delta K} \begin{bmatrix} -i_{\Psi_K}^{\Psi_1} \\ -i_{\Psi_K}^{\Psi_2} \end{bmatrix} \quad (\text{A8.1})$$

Dividiert man (A8.1) durch ϵ_h , so wird mit (A1.5), (A2.29)

$$\begin{bmatrix} i_{\mu L}^{\Psi_1} \\ i_{\mu L}^{\Psi_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\mu K} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{\epsilon_{\delta K}}{\epsilon_h} \begin{bmatrix} -i_{\Psi_K}^{\Psi_1} \\ -i_{\Psi_K}^{\Psi_2} \end{bmatrix} \quad (\text{A8.2})$$

Stationär wird nun mit $\dot{\Psi}_K = 0$ aus (A2.28), (A2.27), (A2.22), (A2.23)

$$-i_{\Psi_K}^{\Psi_1} = 0 \quad (\text{A8.3})$$

$$i_{\mu K} = i_S^{\Psi_1} \quad (\text{A8.4})$$

$$-i_{\Psi_K}^{\Psi_2} = \kappa_{\delta} \cdot i_S^{\Psi_2} \quad (\text{A8.5})$$

siehe auch Bild A8.1, und es ist

$$\begin{bmatrix} i_{\mu L}^{\Psi_1} \\ i_{\mu L}^{\Psi_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_S^{\Psi_1} \\ \frac{\kappa_{\delta}}{1+\kappa_{\delta}} \cdot i_S^{\Psi_2} \end{bmatrix} \quad (\text{A8.6})$$

Für den Winkel λ von Ψ_L und $i_{\mu L}$ gegen Ψ_K gilt nun, siehe Bild A8.2

$$\text{tg } \lambda = \frac{\kappa_{\delta}}{1+\kappa_{\delta}} \cdot \text{tg } \epsilon_S^{\Psi} \quad (\text{A8.7})$$

wobei

$$\text{tg } \epsilon_S^{\Psi} = \frac{i_S^{\Psi_2}}{i_S^{\Psi_1}} \quad (\text{A8.8})$$

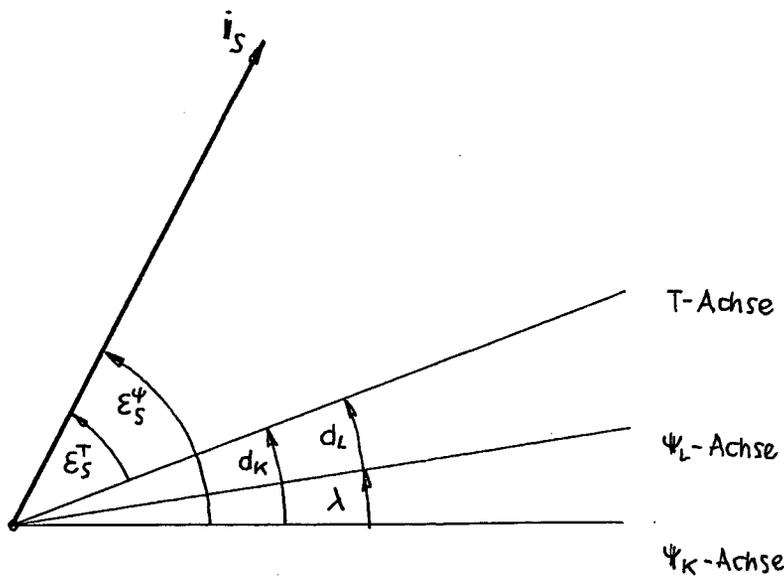
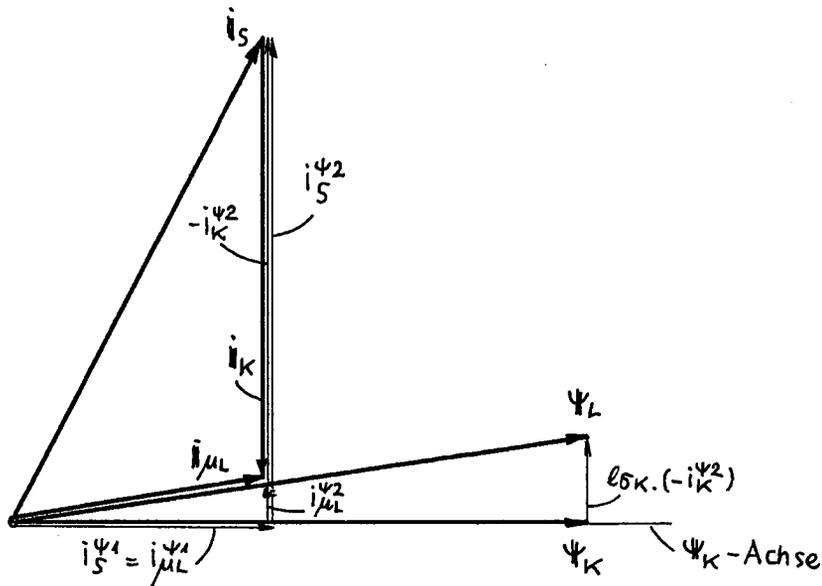


Bild A8.1 : Der stationäre Zusammenhang der Vektoren Ψ_L und Ψ_K , von der Ψ_K - Achse aus gesehen
 Bild A8.2 : Die Winkel verschiedener Vektoren und Achsen zur Ψ_K - Achse

A8.2) Berechnung von Ψ_L , d_L aus i_S^{T1} , i_S^{T2} , d_K , Ψ_K

Nach Bild A8.2 wird

$$d_L = d_K - \lambda \quad (\text{A8.9})$$

nach Bild A8.1 wird

$$\Psi_L = \Psi_K \frac{1}{\cos \lambda} \quad (\text{A8.10})$$

Somit wird aus (A8.7), (A8.9)

$$d_L = d_K - \arctg \left[\frac{6_K}{1+6_K} \cdot \text{tg} \varepsilon_S^\Psi \right] \quad (\text{A8.11})$$

und aus (A8.10) wegen der Kleinheit von λ (maximal $\pm 6^\circ$)

$$\Psi_L \approx \Psi_K \quad (\text{A8.12})$$

A9) Berechnung von X_S , Z_S , Z_d .
für wirklichkeitsnahe Verhältnisse

A.9.1) Vorgehensweise

Zur Berechnung von X_S , Z_S , Z_d ist vor allem die Kenntnis von A^T , B^T und dafür die Kenntnis des jeweils betrachteten Arbeitspunkte und der Winkel d_L , ε_{St}^T erforderlich. Bei den grundlegenden Betrachtungen von Kapitel 8) und 10) wurde dabei von bekannten magnetischen Arbeitspunkten ausgegangen, sowie die genannten Winkel vorgegeben. Für wirklichkeitsnahe Verhältnisse wie in Kapitel 4) müssen hingegen die Arbeitspunkte und die genannten Winkel erst aus den dort vorgegebenen Größen i_S^{T1} , i_S^{T2} , d_K ermittelt werden, bevor daraus A^T , B^T berechnet werden kann.

Die Arbeitspunkte für Haupt- und Streusättigung und die Winkel sind dabei nach Kapitel 8) und 10) durch die (stationären) Werte von $i_{\mu L}^T$ und $i_{\mu St}^T$ gegeben. Aus

$$i_{\mu L}^T = i_S^T - (-i_K^T) \quad (A9.1)$$

$$i_{\mu St}^T = i_S^T + (-i_K^T) \quad (A9.2)$$

erkennt man, daß zur Berechnung dieser beiden Größen neben i_S^T auch $-i_K^T$ stationär bekannt sein muß.

Zur Ermittlung des Stationärzustandes von $-i_K^T$ transformieren wir nach (A2.36) i_S^T ins Ψ_K -Koordinatensystem, also

$$\begin{bmatrix} i_S^{\Psi 1} \\ i_S^{\Psi 2} \end{bmatrix} = R(d_K) \cdot \begin{bmatrix} i_S^{T1} \\ i_S^{T2} \end{bmatrix} \quad (A9.3)$$

Aus (A2.27), (A2.28), (A2.22), (A2.23), (A3.2) folgt dann

$$\begin{bmatrix} -i_K^{\Psi 1} \\ -i_K^{\Psi 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ k_G \cdot i_S^{\Psi 2} \end{bmatrix} \quad (A9.4)$$

und nach Rücktransformation

$$\begin{bmatrix} -i_K^{T1} \\ -i_K^{T2} \end{bmatrix} = R(-d_K) \cdot \begin{bmatrix} -i_K^{\Psi 1} \\ -i_K^{\Psi 2} \end{bmatrix} \quad (A9.5)$$

Um diese Operation, insbesondere (A9.4) durchführen zu können, muß k_6 und damit $l_{6k} = \operatorname{tg} \alpha_6$ und $l_n = \operatorname{tg} \alpha$ bekannt sein. Nachdem diese Größen aber erst nach durchgeführter Berechnung von (A9.1), (A9.2) aus den entsprechenden magnetischen Kennlinien ermittelbar sind, muß man sich durch einen Iterationsvorgang an die richtigen Werte heranarbeiten. Man geht dazu von einem ersten Ansatz eines Wertepaares $[\operatorname{tg} \alpha, \operatorname{tg} \alpha_6]_{\text{alt}}$ aus, erhält daraus (geschätzte) magnetische Arbeitspunkte und damit ein neues Wertepaar $[\operatorname{tg} \alpha, \operatorname{tg} \alpha_6]_{\text{neu}}$, welches man an Stelle des alten einsetzt, und so fort, bis alte und neue Wertepaare übereinstimmen.

Im folgenden Abschnitt wird ein solcher Rechnungsgang im Detail beschrieben.

A9.2) Rechnungsgang für A^T , B^T , x_s

Vorgegeben wird

$$i_s^{T1}, i_s^{T2}, d_k \quad (\text{A9.6})$$

Angesetzt wird ein Schätzwertpaar

$$\operatorname{tg} \alpha, \operatorname{tg} \alpha_6 \quad (\text{A9.7})$$

Mit

$$k_6 = \frac{1}{1 + \frac{\operatorname{tg} \alpha_6}{\operatorname{tg} \alpha}} \quad (\text{A9.8})$$

folgt dann aus (A9.3) bis (A9.5)

$$\begin{bmatrix} i_s^{\psi 1} \\ i_s^{\psi 2} \end{bmatrix} = R(d_k) \cdot \begin{bmatrix} i_s^{T1} \\ i_s^{T2} \end{bmatrix} \quad (\text{A9.9})$$

$$\begin{bmatrix} -i_k^{\psi 1} \\ -i_k^{\psi 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ k_6 \cdot i_s^{\psi 2} \end{bmatrix} \quad (\text{A9.10})$$

$$\begin{bmatrix} -i_k^{T1} \\ -i_k^{T2} \end{bmatrix} = R(-d_k) \begin{bmatrix} -i_k^{\psi 1} \\ -i_k^{\psi 2} \end{bmatrix} \quad (\text{A9.11})$$

Aus (A9.1), (A9.2) folgt dann

$$\begin{bmatrix} i_{\mu L}^{T1} \\ i_{\mu L}^{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_S^{T1} \\ i_S^{T2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -i_K^{T1} \\ -i_K^{T2} \end{bmatrix} \quad (\text{A9.12})$$

$$\begin{bmatrix} i_{\mu St}^{T1} \\ i_{\mu St}^{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_S^{T1} \\ i_S^{T2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_K^{T1} \\ -i_K^{T2} \end{bmatrix} \quad (\text{A9.13})$$

Man bildet nun aus (A9.12) mit

$$\varphi_L^T = -d_L \quad (\text{A9.14})$$

die Größen

$$i_{\mu L} = \left[(i_{\mu L}^{T1})^2 + (i_{\mu L}^{T2})^2 \right]^{1/2} \quad (\text{A9.15})$$

$$d_L = -2 \cdot \arctg \left[\frac{i_{\mu L}^{T2}}{i_{\mu L}^{T1} + i_{\mu L}} \right] \quad (\text{A9.16})$$

und erhält mit $i_{\mu L}$ aus Bild 8.3 b)

$$\operatorname{tg} \alpha, \operatorname{tg} \beta \quad (\text{A9.17})$$

Des weiteren bildet man aus (A9.13)

$$i_{\mu St} = \left[(i_{\mu St}^{T1})^2 + (i_{\mu St}^{T2})^2 \right]^{1/2} \quad (\text{A9.18})$$

$$\varepsilon_{St}^T = 2 \cdot \arctg \left[\frac{i_{\mu St}^{T2}}{i_{\mu St}^{T1} + i_{\mu St}} \right] \quad (\text{A9.19})$$

und erhält mit $i_{\mu St}$ aus Bild 10.3 a)

$$\operatorname{tg} \alpha_\sigma, \operatorname{tg} \beta_\sigma \quad (\text{A9.20})$$

Aus (A9.17), (A9.20) erhält man zwei neue Werte $\operatorname{tg} \alpha, \operatorname{tg} \alpha_\sigma$, setzt dieses Wertepaar anstelle von (A9.7) an und iteriert auf diese Weise, bis alte und neue Werte übereinstimmen. Man erhält so zwei zu den Vorgabegrößen (A9.6) passende Größensätze

$$\operatorname{tg} \alpha, \operatorname{tg} \beta, d_L \quad (\text{A9.21})$$

$$\operatorname{tg} \alpha_\sigma, \operatorname{tg} \beta_\sigma, \varepsilon_{St}^T \quad (\text{A9.22})$$

mit welchen man nun A^T, B^T in folgender Weise aus (8.21), (8.24), (10.12) bestimmen kann:

man bildet aus dem ersten Größensatz

$$A^{TV} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\operatorname{tg}\beta} & 0 \\ \operatorname{tg}\beta & \frac{1}{\operatorname{tg}\alpha} \end{bmatrix} \quad (\text{A9.23})$$

$$A^T = R(-d_L) \cdot A^{TV} \cdot R(d_L) \quad (\text{A9.24})$$

und aus dem zweiten Größensatz

$$B^{TV} = \begin{bmatrix} \operatorname{tg}\beta\sigma & 0 \\ 0 & \operatorname{tg}\alpha\sigma \end{bmatrix} \quad (\text{A9.25})$$

$$B^T = R(\varepsilon_{st}) \cdot B^{TV} \cdot R(-\varepsilon_{st}) \quad (\text{A9.26})$$

Daraus rechnet man aus (6.9), (6.11), (6.27)

$$E^T = \mathbf{1} + A^T \cdot B^T \quad (\text{A9.27})$$

$$C^T = [E^T]^{-1} \quad (\text{A9.28})$$

$$x_s = C^T \cdot e \quad (\text{A9.29})$$

und daraus aus (6.29), (6.30) die Größen z_s und z_d .

Ist $\ell_{6k} = \operatorname{tg}\alpha\sigma$ bekannt und konstant, siehe Kapitel 8), so ist in (A9.7) nur $\operatorname{tg}\alpha$ als Schätzwert anzusetzen und man kann beim Iterieren schon von (A9.17) nach (A9.7) zurückspringen.

A9.3) Rechnungsgang für \dot{y}_{kges}^s

In A3) werden, um \dot{y}_{kges}^s zu ermitteln, $k\sigma$ und ψ_k nur geschätzt oder ungenau gerechnet.

In A9.2) werden iterativ die jeweils aktuellen Werte für $\operatorname{tg}\alpha$, $\operatorname{tg}\alpha\sigma$ ermittelt und so ein exakter Wert für

$$k\sigma = \frac{1}{1 + \frac{\operatorname{tg}\alpha\sigma}{\operatorname{tg}\alpha}} \quad (\text{A9.30})$$

gewonnen.

Aus

$$\Psi_k = \operatorname{tg} \alpha \cdot i_{\mu k} = \operatorname{tg} \alpha \cdot i_S^{\Psi_1} \quad (\text{A9.31})$$

erhält man des weiteren einen exakten Wert für Ψ_k .
Geht man nun mit diesen exakten Werten für K_6 , Ψ_k in den
Rechnungsgang von A3) ab (A3.8), so erhält man exakte Werte
für $\dot{\varphi}_k^r$, $\dot{\varphi}_k^s$, $\dot{\varphi}_{km}^s$ und $\dot{\varphi}_{k\text{ges}}^s$.

A10) Experimentelle Bestimmung von B^T durch z_d -Messung

A10.1) Die Berechnung von $\text{tg}\alpha_6$, $\text{tg}\beta_6$ aus dem Größenensemble z_{d1} , z_{d2} , ξ , x_{s1} , x_{s2} , ε_{st}^T

Wir gehen aus von der Beziehung (10.24). Aus dieser folgt, in Koordinaten geschrieben:

$$\frac{1}{\xi} \begin{bmatrix} z_{d2} \\ -z_{d1} \end{bmatrix} = B_1^T \begin{bmatrix} 1 + x_{s1} \\ x_{s2} \end{bmatrix} \quad (\text{A10.1})$$

$$+ B_2^T \begin{bmatrix} \cos(2\varepsilon_{st}^T)(1 + x_{s1}) + \sin(2\varepsilon_{st}^T) \cdot x_{s2} \\ \sin(2\varepsilon_{st}^T)(1 + x_{s1}) - \cos(2\varepsilon_{st}^T) \cdot x_{s2} \end{bmatrix}$$

oder

$$\frac{1}{\xi} \begin{bmatrix} z_{d2} \\ -z_{d1} \end{bmatrix} = H \cdot \begin{bmatrix} B_1^T \\ B_2^T \end{bmatrix} \quad (\text{A10.2})$$

wobei H eine 2×2 -Matrix ist mit den Gliedern

$$\left. \begin{aligned} h_{11} &= 1 + x_{s1} \\ h_{12} &= \cos(2\varepsilon_{st}^T) \cdot (1 + x_{s1}) + \sin(2\varepsilon_{st}^T) \cdot x_{s2} \\ h_{21} &= x_{s2} \\ h_{22} &= \sin(2\varepsilon_{st}^T) \cdot (1 + x_{s1}) - \cos(2\varepsilon_{st}^T) \cdot x_{s2} \end{aligned} \right\} (\text{A10.3})$$

Nach Inversion von H und Linksmultiplikation mit H^{-1} erhält man aus (A10.2)

$$\begin{bmatrix} B_1^T \\ B_2^T \end{bmatrix} = H^{-1} \cdot \frac{1}{\xi} \begin{bmatrix} z_{d2} \\ -z_{d1} \end{bmatrix} \quad (\text{A10.4})$$

Somit kann B_1^T , B_2^T aus z_{d1} , z_{d2} , ξ bestimmt werden, wenn H bekannt ist, wenn also Werte für x_{s1} , x_{s2} , ε_{st}^T vorliegen. Aus (10.19), (10.20) folgt dann

$$\left. \begin{aligned} \text{tg}\alpha_6 &= B_1^T - B_2^T \\ \text{tg}\beta_6 &= B_1^T + B_2^T \end{aligned} \right\} (\text{A10.5})$$

A10.2) Iterativer Rechnungsgang bei der Bestimmung von $\text{tg}\alpha_6, \text{tg}\beta_6$, aus z_{d1}, z_{d2} .

Grundlage für die Berechnung ist der Rechnungsgang von A9.2), der hier jedoch in einigen Punkten abzuändern und zu erweitern ist.

Vorgegeben wird hier statt (A9.6)

$$i_s^{T1}, i_s^{T2}, d_k = 0, \xi, z_{d1}, z_{d2} \quad (\text{A10.6})$$

Angesetzt wird hier statt (A9.7)

$$\text{tg}\alpha, \text{tg}\alpha_6, \text{tg}\beta_6 \quad (\text{A10.7})$$

Dann läuft alles genauso wie in A9.2) bis einschließlich (A9.19). Man erhält nun aus (A9.16) (A9.17) den Größensatz

$$\text{tg}\alpha, \text{tg}\beta, d_L \quad (\text{A10.8})$$

und aus (A9.19) (A10.7) den Größensatz

$$\text{tg}\alpha_6, \text{tg}\beta_6, \varepsilon_{st}^T \quad (\text{A10.9})$$

Mit diesen beiden Größensätzen wird nun wie in (A9.23) bis (A9.29) ein x_s gerechnet, welches hier natürlich nur einen Schätzwert darstellt; mit dessen Koordinaten x_{s1}, x_{s2} und mit ε_{st}^T geht man jetzt in (A10.3) und bildet so eine Matrix H , aus welcher über (A10.4) (A10.5) schließlich ein neues Wertepaar

$$\text{tg}\alpha_6, \text{tg}\beta_6 \quad (\text{A10.10})$$

ermittelt werden kann.

Erst jetzt kann hier ein Iterationsschritt erfolgen, indem diese Werte aus (A10.10) und $\text{tg}\alpha$ aus (A10.8) als neue Werte an die Stelle der alten Werte von (A10.7) gesetzt werden. Die Iteration wird wieder solange durchgeführt, bis alte und neue Werte übereinstimmen.

Als Ergebnis erhält man dann am Ende des Iterationsvorganges ein aus einer z_{d1}, z_{d2} -Messung und aus den übrigen Vorgabedaten von (A10.6) in A(10.10) ermitteltes Wertepaar $tg\alpha_G, tg\beta_G$ und einen in (A9.18) ermittelten zugehörigen Wert für $i_{\mu st}$, womit ein Punktepaar in Bild 10.3 a) gezeichnet werden kann.

Der eben beschriebene Iterationsvorgang konvergiert sehr gut, siehe Bild A10.1: das Gleichgewicht ist, wie man sieht, spätestens nach fünf Schritten erreicht. Das Gleiche gilt erst recht für die Iteration in A9), bei welcher ein wesentlich kürzerer Iterationsprung stattfindet.

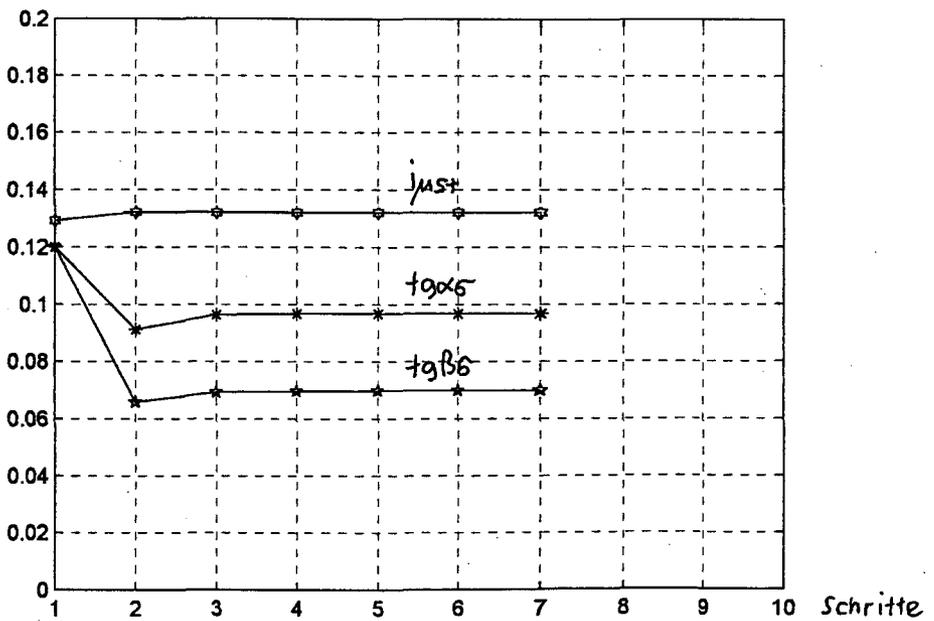
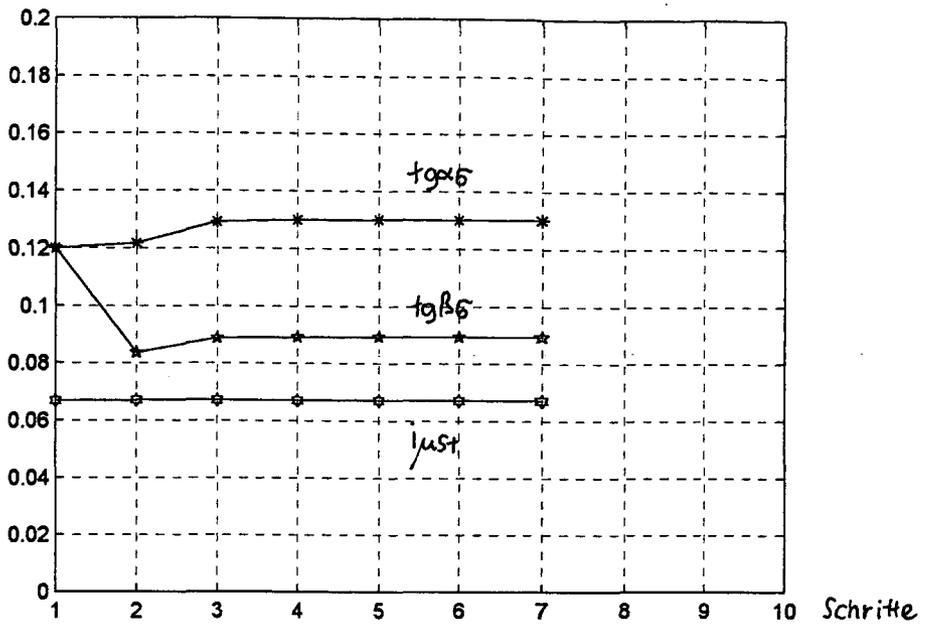


Bild A10.1 : Verlauf des Iterationsvorganges nach A10.2) bei den Größen $\text{tg}\alpha_6$, $\text{tg}\beta_6$, just für zwei verschiedenen Arbeitspunkte

A11) Experimentelle Bestimmung von $\text{tg}\alpha$, $\text{tg}\beta$

Aus (A1.8), (A1.5) folgt für Leerlauf, also

$$i_K^a = 0 \quad (\text{A11.1})$$

daß i_S^a und i_{μ}^a identisch sind, und daß

$$\psi_L^a = e_h i_S^a \quad (\text{A11.2})$$

daß also ψ_L^a zu i_S^a parallel ist; somit gilt

$$\psi_L = e_h \cdot i_S \quad (\text{A11.3})$$

und mit Bild 8.2 a)

$$\psi_L = \text{tg}\alpha \cdot i_S \quad (\text{A11.4})$$

Aus (A1.3), (A1.6) folgt zunächst

$$\psi_S^a = \psi_L^a + e_{6S} \cdot i_S^a \quad (\text{A11.5})$$

und im Leerlauf wegen (A11.2)

$$\psi_S^a = e_h \cdot i_S^a + e_{6S} \cdot i_S^a \quad (\text{A11.6})$$

daß also auch ψ_S^a zu i_S^a parallel ist. Somit gilt für (A11.5) im Leerlauf

$$\psi_S = \psi_L + e_{6S} \cdot i_S \quad (\text{A11.7})$$

und schließlich

$$\psi_L = \psi_S - e_{6S} \cdot i_S \quad (\text{A11.8})$$

und nach Division durch i_S

$$\frac{\psi_L}{i_S} = \frac{\psi_S}{i_S} - e_{6S} \quad (\text{A11.9})$$

Somit ist mit (A11.4) oder Bild 8.2 a)

- $\text{tg}\alpha = \frac{\psi_S}{i_S} - e_{6S} \quad (\text{A11.10})$

Differenziert man (A11.8) nach i_s , so erhält man

$$\frac{d\psi_L}{di_s} = \frac{d\psi_s}{di_s} - l_{6s} \quad (\text{A11.11})$$

Somit wird mit Bild 8.2 a)

- $$\text{tg } \beta = \frac{d\psi_s}{di_s} - l_{6s} \quad (\text{A11.12})$$

Aus (A11.10), (A11.12) ergibt sich somit folgende Vorgehensweise:

- 1) man mißt im Leerlauf nach r_s - Kompensation bei einer konstanten Frequenz f_{ke}^s eine u_s/i_s - Kennlinie und entnimmt daraus

die Größen $\psi_s = \frac{u_s}{f_{ke}^s}$ und i_s ;

- 2) man bildet daraus die Größen $\frac{\psi_s}{i_s}$ und $\frac{d\psi_s}{di_s}$;

- 3) man schätzt die Größe l_{6s} für Leerlauf, beispielsweise aus Bild 10.3 a), wobei, wie dort, $l_{6s} = l_{6k}$ gesetzt wird;

- 4) man erhält dann als Ergebnis

$$\text{tg } \alpha = \frac{\psi_s}{i_s} - l_{6s} \quad (\text{A11.13})$$

$$\text{tg } \beta = \frac{d\psi_s}{di_s} - l_{6s} \quad (\text{A11.14})$$

A12) Die Werte verschiedener, in der Arbeit
verwendeter Parameter

Für alle Kapitel gilt:

$$r_S = 0,033 \quad (\text{A12.1})$$

$$r_K = 0,022 \quad (\text{A12.2})$$

Für Kapitel 8) und 9) gilt:

$$\ell_{\sigma S} = 0,08 \quad (\text{A12.3})$$

$$\ell_{\sigma K} = 0,08 \quad (\text{A12.4})$$

$$\dot{\xi} = 0,79 \quad (\text{A12.5})$$

Für Kapitel 10) bis 12) gilt:

$$\dot{\xi} = 0,75 \rightarrow 0,25 \quad (\text{A12.6})$$

Für Kapitel 6) bis 12) gilt:

$$K = 0,1 \quad (\text{A12.7})$$

(Siehe auch A17.7))

A13) Berechnung des Frequenzganges F_A von G_A für $d_K = 0$

Der Ausdruck G_A beschreibt den Zusammenhang zwischen dem Eingang d_K und dem Ausgang $\dot{\psi}_K^r$. Dieser Zusammenhang wird durch die Gleichungen (A2.27), (A2.28), (A2.29), (A2.36) und durch die Funktion des Bildes 3.4 hergestellt. Im einzelnen gilt

$$-i_K^{\psi 1} = K_6 \cdot i_S^{\psi 1} - K_6 \cdot i_{\mu K} \quad (\text{A13.1})$$

$$-i_K^{\psi 2} = K_6 \cdot i_S^{\psi 2} \quad (\text{A13.2})$$

$$\dot{\psi}_K = r_K \cdot (-i_K^{\psi 1}) \quad (\text{A13.3})$$

$$\dot{\psi}_K^r = r_K \cdot \frac{1}{\psi_K} \cdot (-i_K^{\psi 2}) \quad (\text{A13.4})$$

$$i_{\mu K} = \frac{1}{l_h} \cdot \psi_K \equiv \frac{1}{\text{tg} \alpha} \cdot \psi_K \quad (\text{A13.5})$$

$$i_S^{\psi 1} = \cos d_K \cdot i_S^{T1} - \sin d_K \cdot i_S^{T2} \quad (\text{A13.6})$$

$$i_S^{\psi 2} = \sin d_K \cdot i_S^{T1} + \cos d_K \cdot i_S^{T2} \quad (\text{A13.7})$$

Nach Linearisierung dieser Beziehungen durch Taylorreihen-Entwicklung 1. Ordnung an der Stelle $d_K = 0$ und anschließender Laplace-Transformation erhält man die Gleichungen

$$\Delta -i_K^{\psi 1} = K_6 \cdot \Delta i_S^{\psi 1} - K_6 \cdot \Delta i_{\mu K} \quad (\text{A13.8})$$

$$\Delta -i_K^{\psi 2} = K_6 \cdot \Delta i_S^{\psi 2} \quad (\text{A13.9})$$

$$s \cdot \Delta \psi_K = r_K \cdot \Delta -i_K^{\psi 1} \quad (\text{A13.10})$$

$$\Delta \dot{\psi}_K^r = r_K \cdot \frac{1}{\psi_K} \cdot \Delta -i_K^{\psi 2} - r_K \cdot \frac{1}{\psi_K^2} (-i_K^{\psi 2}) \cdot \Delta \psi_K \quad (\text{A13.11})$$

$$\Delta i_{\mu K} = \frac{1}{\text{tg} \beta} \cdot \Delta \psi_K \quad (\text{A13.12})$$

$$\Delta i_S^{\psi 1} = -i_S^{T2} \cdot \Delta d_K \quad (\text{A13.13})$$

$$\Delta i_S^{\psi 2} = i_S^{T1} \cdot \Delta d_K \quad (\text{A13.14})$$

Es handelt sich hierbei um 7 lineare Gleichungen zwischen den 8 Größen

$$\begin{array}{l}
 \Delta - i_{\kappa}^{\psi_1} \\
 \Delta - i_{\kappa}^{\psi_2} \\
 \Delta i_s^{\psi_1} \\
 \Delta i_s^{\psi_2} \\
 \Delta i_{\mu\kappa} \\
 \Delta \psi_{\kappa} \\
 \Delta \dot{\psi}_{\kappa}^r \\
 \Delta d_{\kappa}
 \end{array}
 \left. \vphantom{\begin{array}{l} \Delta - i_{\kappa}^{\psi_1} \\ \Delta - i_{\kappa}^{\psi_2} \\ \Delta i_s^{\psi_1} \\ \Delta i_s^{\psi_2} \\ \Delta i_{\mu\kappa} \\ \Delta \psi_{\kappa} \\ \Delta \dot{\psi}_{\kappa}^r \\ \Delta d_{\kappa} \end{array}} \right\} \quad (A13.15)$$

Aus dem nun vorliegenden Gleichungssystem (A13.8) bis (A13.14) kann die Ausgangsgröße $\Delta \dot{\psi}_{\kappa}^r$ in Abhängigkeit der Eingangsgröße Δd_{κ} bestimmt werden. Auf diese Weise erhält man dann die Gleichungen (A3.18) bis (A3.23).

Für die Berechnung der jeweiligen, neben den Δ - Größen stehenden Faktoren wird auf den letzten Absatz von A14) verwiesen.

A14) Berechnung des Frequenzganges F_3 von G_3 für $d_k = 0$

Der Ausdruck G_3 beschreibt den Zusammenhang zwischen den Eingängen d_k , \dot{e}^s und dem Ausgang \dot{y}_{km}^s . Dieser Zusammenhang wird zum einen durch die Gleichungen (A13.1) bis (A13.7) aus A13), zum anderen durch die Gleichungen (A2.32), (A2.31), (A2.46) und die Beziehungen des Bildes 4.8 hergestellt. Im einzelnen gilt also zusätzlich zu (A13.1) bis (A13.7)

$$\dot{y}_k^s = \dot{y}_k^r + \dot{e}^s \quad (\text{A14.1})$$

$$e_k^{\psi_1} = \dot{\psi}_k \quad (\text{A14.2})$$

$$e_k^{\psi_2} = \psi_k \cdot \dot{y}_k^s \quad (\text{A14.3})$$

$$e_{km}^{T1} = \cos d_k \cdot e_k^{\psi_1} + \sin d_k \cdot e_k^{\psi_2} \quad (\text{A14.4})$$

$$e_{km}^{T2} = -\sin d_k \cdot e_k^{\psi_1} + \cos d_k \cdot e_k^{\psi_2} \quad (\text{A14.5})$$

$$\dot{\psi}_{km} = e_{km}^{T1} + V_8 \cdot \psi_{kms} - V_8 \cdot \psi_{km} \quad (\text{A14.6})$$

$$\dot{y}_{km}^s = \frac{1}{\psi_{km}} \cdot e_{km}^{T2} - V_6 \cdot e_{km}^{T1} \cdot e_{km}^{T2} \quad (\text{A14.7})$$

Nach Linearisierung dieser Beziehungen durch Taylorreihen-Entwicklung 1. Ordnung an der Stelle $d_k = 0$ und anschließender Laplace-Transformation erhält man die Gleichungen

$$\Delta \dot{y}_k^s = \Delta \dot{y}_k^r + \Delta \dot{e}^s \quad (\text{A14.8})$$

$$\Delta e_k^{\psi_1} = s \cdot \Delta \psi_k \quad (\text{A14.9})$$

$$\Delta e_k^{\psi_2} = \psi_k \cdot \Delta \dot{y}_k^s + \dot{y}_k^s \cdot \Delta \psi_k \quad (\text{A14.10})$$

$$\Delta e_{km}^{T1} = \Delta e_k^{\psi_1} + e_k^{\psi_2} \cdot \Delta d_k \quad (\text{A14.11})$$

$$\Delta e_{km}^{T2} = -e_k^{\psi_1} \cdot \Delta d_k + \Delta e_k^{\psi_2} \quad (\text{A14.12})$$

$$s \cdot \Delta \psi_{km} + V_8 \cdot \Delta \psi_{km} = \Delta e_{km}^{T1} \quad (\text{A14.13})$$

$$\Delta \dot{y}_{km}^s = \frac{1}{\psi_{km}} \cdot \Delta e_{km}^{T2} - \frac{1}{\psi_{km}^2} \cdot e_{km}^{T2} \cdot \Delta \psi_{km} - V_6 \cdot e_{km}^{T1} \cdot \Delta e_{km}^{T2} - V_6 \cdot e_{km}^{T2} \cdot \Delta e_{km}^{T1} \quad (\text{A14.14})$$

Es handelt sich hier um 7 lineare Gleichungen zwischen den 11 Größen

$$\begin{array}{l}
 \Delta \Psi_k \\
 \Delta \dot{\psi}_k^r \\
 \Delta \dot{\psi}_k^s \\
 \Delta e_k^{\psi^1} \\
 \Delta e_k^{\psi^2} \\
 \Delta e_{km}^{T_1} \\
 \Delta e_{km}^{T_2} \\
 \Delta \Psi_{km} \\
 \Delta \dot{\psi}_{km}^s \\
 \Delta d_k \\
 \Delta \dot{\epsilon}^s
 \end{array}
 \quad \left. \vphantom{\begin{array}{l} \Delta \Psi_k \\ \Delta \dot{\psi}_k^r \\ \Delta \dot{\psi}_k^s \\ \Delta e_k^{\psi^1} \\ \Delta e_k^{\psi^2} \\ \Delta e_{km}^{T_1} \\ \Delta e_{km}^{T_2} \\ \Delta \Psi_{km} \\ \Delta \dot{\psi}_{km}^s \\ \Delta d_k \\ \Delta \dot{\epsilon}^s \end{array}} \right\} \quad (A14.15)$$

Da $\Delta \dot{\psi}_k^r$ und auch $\Delta \Psi_k$ aus (A13.8) bis (A13.14) durch Δd_k ausgedrückt werden können, hat man also 7 lineare Gleichungen für die letzten 9 Größen aus (A14.15). Da $\Delta \dot{\epsilon}^s$ als zweite Eingangsgröße fungiert, kann die Ausgangsgröße $\Delta \dot{\psi}_{km}^s$ in Abhängigkeit der beiden Eingangsgrößen Δd_k und $\Delta \dot{\epsilon}^s$ aus (A14.8) bis (A14.14) bestimmt werden. Auf diese Weise erhält man dann die Gleichung (A3.24), sowie die Gleichungen (A3.29) bis (A3.35).

Für A13) und A14) gilt im einzelnen:

Die neben den Δ -Größen stehenden Faktoren enthalten Maschinenkonstante, Verstärkungsfaktoren und Betriebsgrößen, wobei letztere vom jeweils gewählten, als konstant angenommenen Arbeitspunkt abhängen und daher ebenfalls konstant sind. Die Größen $-i_k^{\psi^1}$ und $e_k^{\psi^1}$ sind deshalb insbesondere gleich Null. Unter diesen Bedingungen können diese Betriebsgrößen unter Zuhilfenahme der Gleichungen (A13.1) bis (A13.7), (A14.1) bis A(14.7), (4.10), (4.11), (4.13) und der Näherungen (A3.5) und (A3.7) auf die ausschließlich verwendeten Größen $\text{tg} \alpha$, $\text{tg} \beta$, $\text{tg} \epsilon_s^T$, Ψ_k , $\dot{\psi}_k^s$ zurückgeführt werden, die dann letztlich auch in den Ausdrücken (A3.20) bis (A3.23), (A3.31) bis (A3.35) zu finden sind; siehe dazu auch die Beziehungen (A3.36) bis (A3.38) und den zugehörigen Kontext.

A15) Eigenschaften und Kriterien betreffend N_{1G}

A15.1) Die Koeffizienten von N_{1G}

Aus den Beziehungen (3.4), (3.5) bilden sich die Koeffizienten von N_{1G} wie folgt:

$$N_{1G0} = Z_{10} \quad (\text{A15.1})$$

$$N_{1G1} = Z_{11} + N_{10} \quad (\text{A15.2})$$

$$N_{1G2} = N_{11} \quad (\text{A15.3})$$

A15.2) Die Stabilitätsbedingungen für N_{1G}

Nach Routh-Hurwitz ist das hier betrachtete System 2. Ordnung stabil, wenn

$$N_{1G0}, N_{1G1}, N_{1G2} > 0 \quad (\text{A15.4})$$

A15.3) Die Wurzeln von N_{1G}

Für die Maschinendaten (3.9) wurden für zwei magnetische Arbeitspunkte die Wurzeln von N_{1G} gerechnet, siehe Bild A15.1.

Im ersten Fall, siehe Bild A15.1 a), wird die Maschine im nahezu ungesättigten Bereich betrieben, nämlich mit den Werten

$$\text{tg} \alpha = 1,71, \quad \text{tg} \beta = 1,51 \quad (\text{A15.5})$$

Im zweiten Fall, siehe Bild A15.1 b), befindet sich die Maschine hingegen im Bereich starker Sättigung gemäß (3.8), das heißt, mit den Werten

$$\text{tg} \alpha = 1,71, \quad \text{tg} \beta = 0,32 \quad (\text{A15.6})$$

Durch Vergleich der beiden Bilder erkennt man den dämpfenden Einfluß der Sättigung.

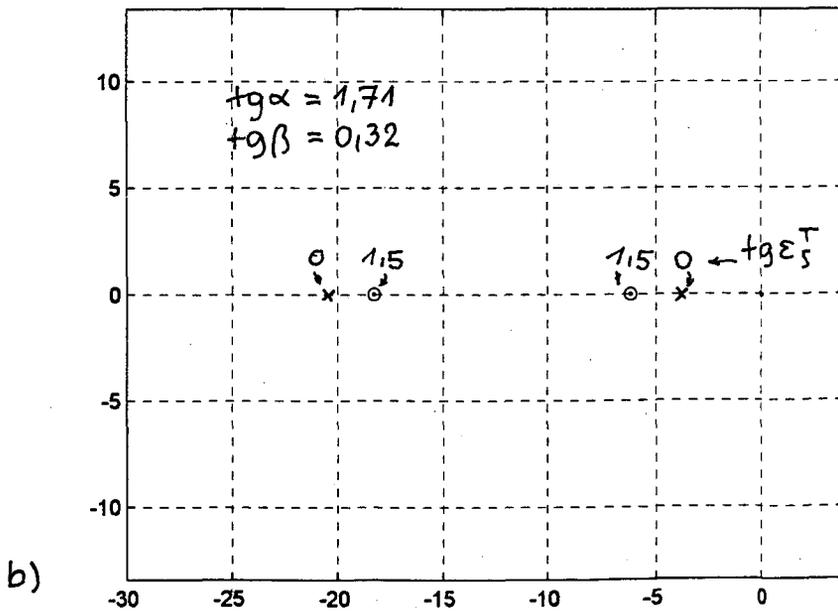
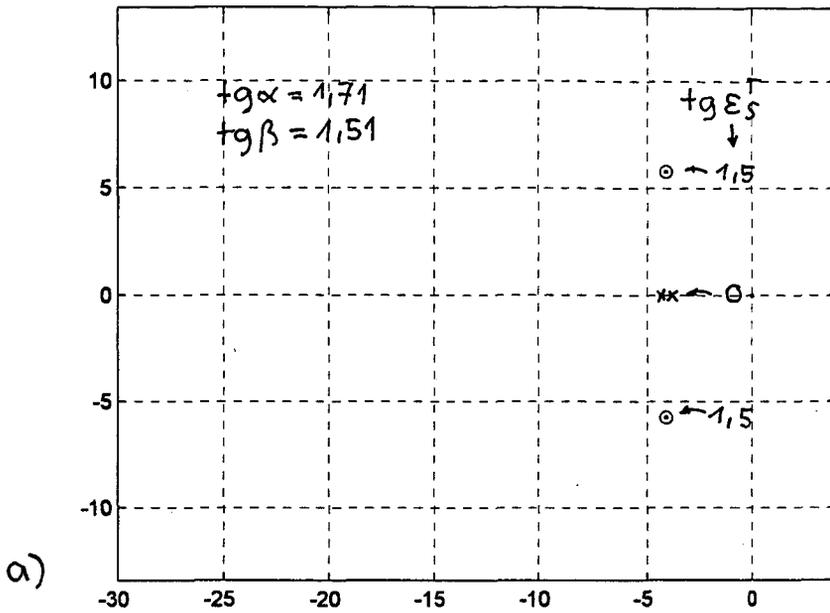


Bild A15.1 : Lage der Wurzeln von N_{16} für die Fälle von Abschnitt A15.3)
 a) nahezu ungesättigte Maschine
 b) stark gesättigte Maschine

A16) Eigenschaften und Kriterien betreffend N_{2G}

A16.1) Die Koeffizienten von N_{2G}

Aus den Beziehungen (4.16), (4.17), (4.20) bilden sich die Koeffizienten von N_{2G} wie folgt:

$$N_{2G0} = Z_{20} \quad (A16.1)$$

$$N_{2G1} = Z_{21} + N_{20} \quad (A16.2)$$

$$N_{2G2} = Z_{22} + N_{21} \quad (A16.3)$$

$$N_{2G3} = N_{22} \quad (A16.4)$$

A16.2) Die Stabilitätsbedingungen für N_{2G}

Nach Routh-Hurwitz ist das hier betrachtete System 3. Ordnung stabil, wenn

$$N_{2G0}, N_{2G1}, N_{2G2}, N_{2G3} > 0 \quad (A16.5)$$

und

$$S_{N_{2G}} = \frac{N_{2G2}}{N_{2G3}} - \frac{N_{2G0}}{N_{2G1}} > 0 \quad (A16.6)$$

A16.3) Die Eigenschaften von N_{2G} für verschiedene Betriebsfälle

Für die in Abschnitt 4.4) betrachtete Konstellation (4.22) gemäß den Beziehungen (4.33) bis (4.35), siehe Bild 4.14, ist die Stabilitätsbedingung (A16.5) im Frequenzbereich (4.36) verletzt. Im Bild A16.1 wird das dadurch bedingte Auftreten einer positiv reellen Wurzel in diesem Frequenzbereich gezeigt.

Für die in Abschnitt 4.5) betrachteten Fälle mit den Beschaltungen des Spannungsmodelles gemäß (4.53) und (4.56) werden die fünf Größen $N_{2G0}, N_{2G1}, N_{2G2}, N_{2G3}, S_{N_{2G}}$ im Frequenzbereich

$$-0,1 < \dot{\psi}_K^S < +0,1 \quad (A16.7)$$

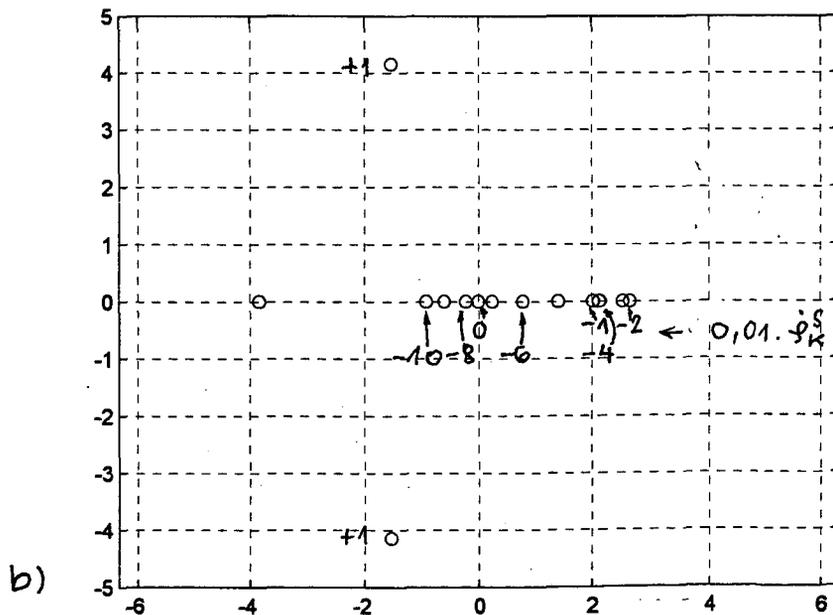
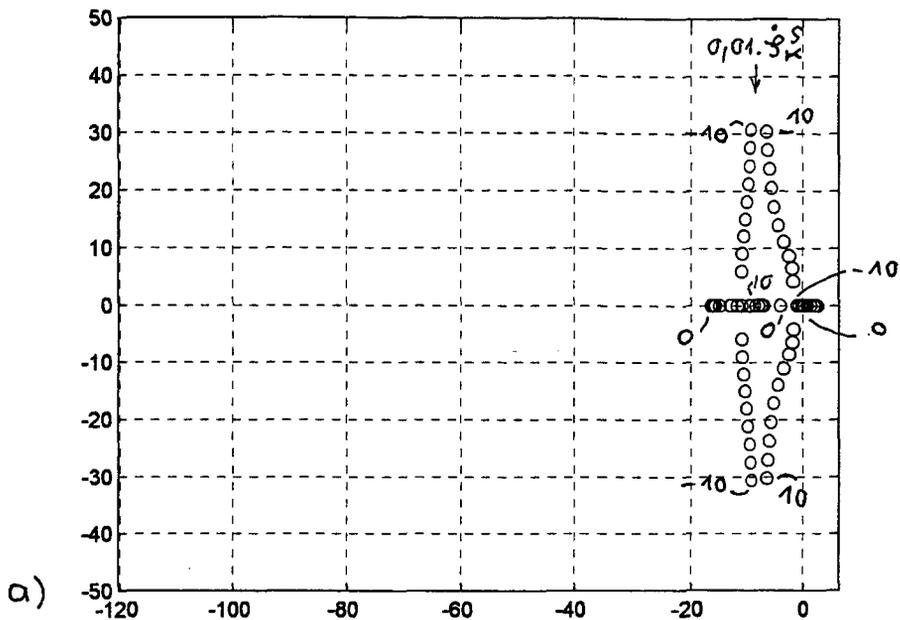


Bild A16.1 : Verlauf der Wurzeln von N_{26}
für den Fall von Abschnitt A16.3), erster Absatz
a) Gesamtbild im Frequenzbereich (A16.7)
b) Teilbild im instabilen Frequenzbereich (4.36)

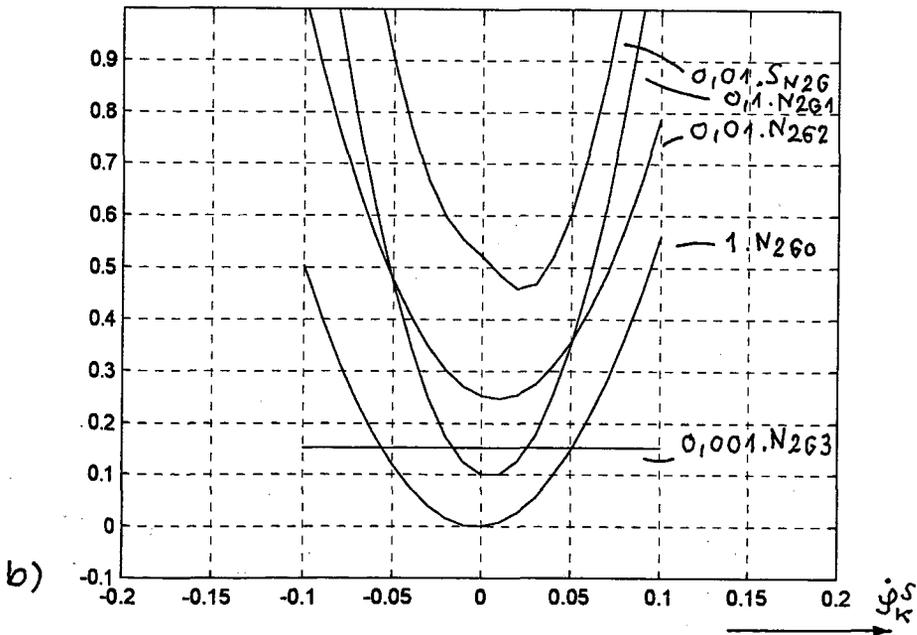
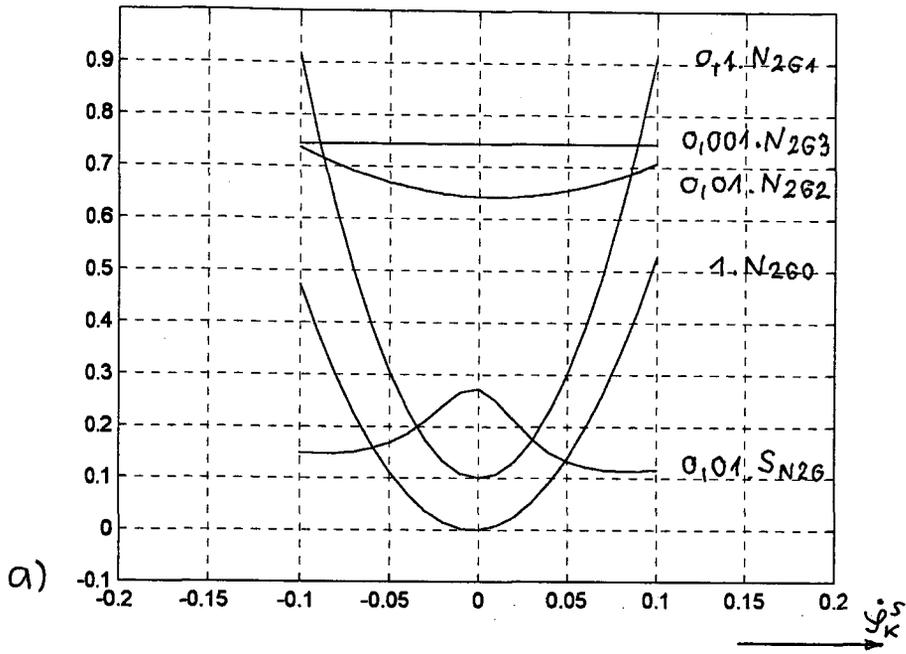


Bild A16.2 : Verlauf der Größen von (A16.5) und (A16.6) für die Fälle von Abschnitt A16.3), zweiter Absatz
 a) mit den Beschaltungsdaten gemäß (4.53)
 b) mit den Beschaltungsdaten gemäß (4.56)

in den Bildern A16.2 a) und b) dargestellt. Man erkennt, daß in beiden Fällen alle fünf Größen durchgehend positiv und somit die beiden Stabilitätsbedingungen (A16.5) und (A16.6) erfüllt sind. Es handelt sich daher auch in beiden Fällen um stabile Zustände, wenn auch mit unterschiedlicher Dämpfung, wie die Bilder 4.21, 4.23 und 4.25, 4.27 darlegen.

A17) Ergänzende Erläuterungen zum Text der einzelnen Kapitel

A17.1) Erläuterung zum Abschnitt 2.2)

Die Betrachtungen des nun folgenden Abschnittes 2.2) beschränken sich auf stationäre Überlegungen, wobei stillschweigend vorausgesetzt wird, daß die Asynchronmaschine stabil in die jeweiligen stationären Zustände einschwingt. Dies geschieht im Vorgriff auf die Betrachtungen in den Abschnitten 3.2) und 3.4), in welchen der Nachweis der Stabilität nachgeholt wird.

A17.2) Herleitung von Bild 4.1

Das Bild A17.1 zeigt eine mögliche Vorgehensweise zur Feldorientierung, wenn der Winkel φ_k^S als Meßgröße zur Verfügung steht. Um den Ansteuerwinkel φ_{ke}^S dem Winkel φ_k^S gleichzumachen, wird eine φ_{ke}^S -Regelung angeordnet, die auf $\dot{\varphi}_{ke}^S$ wirkt; sie erhält den Winkel φ_k^S als Sollwert. Man erkennt auf dem Bild, daß diese Regelung resultierend darauf hinausläuft, die Größe d_k , siehe (2.1), über $\dot{\varphi}_{ke}^S$ auf den Wert Null zu regeln, wie es auch in Bild 4.1 durchgeführt ist.

A17.3) Erläuterungen zur r_s -Messung gemäß Abschnitt 7.4)

Auf Seite 7.6 wird angenommen, daß das Widerstandsverhältnis r_k/r_s nicht mehr als $\pm 10\%$ von einem Ruhewert $[r_k/r_s]_0$ abweicht; für diesen Fall wird über die Beziehungen (7.37), (7.28) eine als ausreichend angesehene Meßgenauigkeit für r_s festgestellt.

Im dynamischen Betrieb kann es natürlich vorkommen, daß das genannte Widerstandsverhältnis wesentlich stärker schwankt, als oben angenommen und damit die Meßgenauigkeit für r_s unter Umständen zu gering wird. In solchen Fällen ist der Einsatz eines thermischen Modelles zu empfehlen, welchem hier die Aufgabe zufällt, aus den bekannten Größen Statorstrom- und Rotorstrombetrag das Widerstandsverhältnis r_k/r_s zu ermitteln. In diesem Fall kann man damit rechnen, daß der Statorwiderstand r_s über die Z_{SK1} -Messung gemäß (7.28), (7.29) in jedem Fall genügend genau gemessen werden kann.

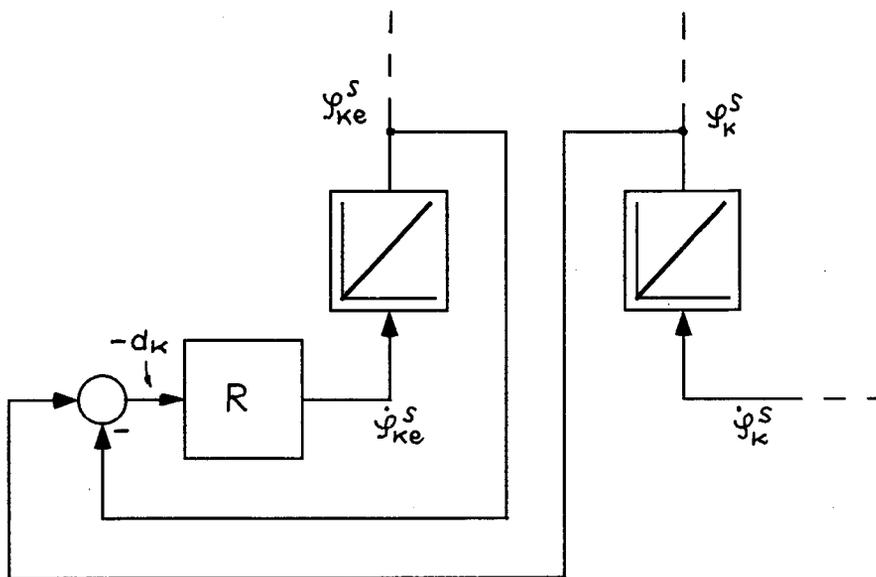


Bild A17.1 : Strukturdetail von Bild 2.3 , ergänzt um eine auf $\dot{\varphi}_{ke}^s$ wirkende φ_{ke}^s - Regelung, welche φ_k^s als Sollwert erhält.

A17.4) Erläuterung zum Bild 3.1

Der in Bild 3.1 dargestellte Schalter ist für die Handsteuerung des Kapitels 2) in Stellung 1 befindlich zu denken, beim Einsatz des Strommodelles von Kapitel 3) jedoch auf Stellung 2 umzulegen.

A17.5) Erläuterung zum Bild 4.8

Die in diesem Bild gezeigten Beschaltungen des Spannungsmodelles zur Stabilisierung, das sind die Pfade mit den Verstärkungen V_6 und V_8 , stellen eine Erweiterung und Kombination der in L8 vorgeschlagenen Eingriffe dar, wie auch schon in Kapitel 14) vermerkt ist.

A17.6) Erläuterung zu den Bildern 4.18 und 4.19

Die genannten Bilder und der dazugehörige Kontext auf Seite 4.20 sind ein Vorgriff auf Abschnitt 4.6) in welchem die stationären d_K/d_K -Kurven ausführlich behandelt werden. Die Aussagekraft dieser Kurven beruht auf dem Umstand, daß die Steigung derselben im Punkt $d_K = 0$ von $-Z_{20}$ bestimmt ist. Bei monotoner Stabilität, die durch positives Z_{20} gegeben ist, ist die genannte Steigung negativ, und umgekehrt. Der einzige monoton instabile Zustand ist somit in Bild 4.18 bei der Kurve für $\dot{\varphi}_K^S = -0,03$ gegeben.

A17.7) Die Daten der verwendeten Asynchronmaschine

Bei der hier vorwiegend verwendeten Asynchronmaschine handelt es sich um eine 3-phasige, 4-polige Käfigläufermaschine mit teilweise geschlossenen Läufernuten. Ihre Nenndaten lauten wie folgt:

Phasenspannung	230V
Phasenstrom.....	28,5 A
Frequenz.....	50 Hz
Wellenleistung.....	15,0 kW
Drehzahl.....	1460 U/min
$\cos \varphi$	0,85

A18) Allgemeine Bemerkungen zur Benutzung der hier verwendeten Vektoren und Skalare

A18.1) Bemerkungen zur Vektorschreibweise

Es ist üblich und zweckmäßig, das dreiphasige Wicklungssystem der Asynchronmaschine in ein äquivalentes orthogonales zweiphasiges Wicklungssystem zu transformieren. Die dabei entstehenden Maschinengrößen Spannung, Strom und Fluß werden in dieser Arbeit in zweizeiligen Spaltenvektoren (2×1 - Vektoren) zusammengefaßt (siehe B1). In der Darstellung der Beziehungen zwischen den genannten Vektoren werden unter anderem 2×2 -Matrizen verwendet, (siehe B2). Die Grundgleichungen von A1.1) und alle darauf aufbauenden Beziehungen dieser Arbeit sind in dieser Vektorschreibweise dargestellt.

A18.2) Bemerkungen zur 3/2-Transformation

Die obengenannte Transformation ist auf verschiedene Weise möglich. Bei der hier gewählten Transformation hängen die Koordinaten der Vektoren (Indices 1, 2; siehe B)) von Spannung, Strom und Fluß in folgender Weise mit den Phasengrößen des dreiphasigen Systems (Indices a, b, c) zusammen, (jeweils ohne Nullsystem, also für $u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} = 0$; u.s.w.)

$$\left. \begin{aligned} u_S^{S1} &= u_{sa} \\ u_S^{S2} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_{sa} + \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot u_{sb} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A18.1})$$

$$\left. \begin{aligned} i_S^{S1} &= \frac{3}{2} \cdot i_{sa} \\ i_S^{S2} &= \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot i_{sa} + \frac{3}{2} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot i_{sb} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A18.2})$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_S^{S1} &= \psi_{sa} \\ \psi_S^{S2} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \psi_{sa} + \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \psi_{sb} \end{aligned} \right\} \quad (\text{A18.3})$$

Bei der vorliegenden Transformation bleibt die Leistung des dreiphasigen Systems auch im zweiphasigen System erhalten.

Die Widerstände $r(2)$, Streuinduktivitäten $\ell_{\sigma}(2)$ und die Hauptinduktivität $\ell_h(2)$ des Zweiphasensystems entstehen dabei aus den entsprechenden dreiphasigen Größen $r(3)$, $\ell_{\sigma}(3)$, $\ell_h(3)$ gemäß

$$\left. \begin{aligned} r(2) &= \frac{2}{3} \cdot r(3) \\ \ell_{\sigma}(2) &= \frac{2}{3} \cdot \ell_{\sigma}(3) \\ \ell_h(2) &= \ell_h(3) \end{aligned} \right\} \quad (\text{A18.4})$$

A18.3) Bemerkungen zur Bildung der p.u. Größen

Zur Bildung der p.u.-Größen werden für alle interessierenden physikalischen Größen zweckmäßige Einheiten festgelegt. Die p.u.-Größen stellen sich dann als Vielfache der betreffenden Einheiten, also als Zahlenwerte dar. Die Einheiten werden durch das Symbol [] gekennzeichnet.

Eine bestimmte Anzahl von Einheiten kann man frei wählen, die anderen werden daraus abgeleitet.

Als frei bestimmbare Einheiten wählen wir hier zum einen die Nennwerte von Spannung und Strom in folgender Weise:

$$[u] = \sqrt{2} \cdot (u_{sa\text{eff}})_N \quad (\text{A18.5})$$

$$[i] = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot (i_{sa\text{eff}})_N \quad (\text{A18.6})$$

Die p.u.-Größen der Spannungsnennwerte liegen dann sowohl im dreiphasigen als auch im zweiphasigen System bei ± 1 .

Die p.u.-Größen der Stromnennwerte liegen im dreiphasigen System bei $\pm 2/3$, im zweiphasigen System bei ± 1 .

Als frei bestimmbare Einheit wählen wir zum anderen den Nennwert der Statorkreisfrequenz unter Annahme der Winkleinheit 1 rad, also

$$[\omega] = (\omega(\psi_{ke}^s))_N \quad (\text{A18.7})$$

Die p.u.-Größen der Frequenznennwerte liegen dann bei ± 1 .

Als abgeleitete Einheit für die Zeit bildet man aus obigem

$$[t] = \frac{1 \text{ rad}}{[\omega]} \quad (\text{A18.8})$$

Die Integralglieder der hier verwendeten Strukturbilder haben diese Zeiteinheit als Integrierzeit (was in den Bildern nicht extra vermerkt ist); entsprechendes gilt für die Differentierglieder.

Als weitere abgeleitete Einheiten für Widerstand, Induktivität, Fluß, Drehmoment und Trägheitsmoment bildet man unter Berücksichtigung von (A18.5) bis (A18.7)

$$[r] = \frac{[u]}{[i]} \quad (\text{A18.9})$$

$$[e] = \frac{[u]}{[i] \cdot [\omega]} \quad (\text{A18.10})$$

$$[\psi] = \frac{[u]}{[\omega]} \quad (\text{A18.11})$$

$$[m] = \frac{[u] \cdot [i]}{[\omega]} \quad (\text{A18.12})$$

$$[\Theta] = \frac{[u] \cdot [i]}{[\omega]^3} \quad (\text{A18.13})$$

Die p.u.-Größen der Nennwerte von Fluß und Drehmoment liegen dabei etwas unter +1, beziehungsweise etwas unter +1 und über -1

Es zeigt sich im Vergleich zwischen den verschiedensten Asynchronmaschinen, daß die p.u.-Werte der einzelnen Maschinen sich innerhalb relativ enger Grenzen bewegen, sodaß die in dieser Arbeit für spezielle Maschinen getroffenen Aussagen trotzdem hohen Allgemeinwert haben.

B) Verzeichnis der Symbole

B1) 2 X 1 -Vektoren und ihre Koordinaten

B1.1) Großsignalgrößen (Betriebsgrößen) der Asynchronmaschine

B1.1.1) Grundsätzliche Schreibweise des Vektors \mathbf{a}

\mathbf{a}_{bd}^{ac}Vektor
$a_{bd}^{a1c}, a_{bd}^{a2c}$kartesische Koordinaten (achsparell, achssenkrecht)
$a_{bd}^c, \alpha_{bd}^{ac}$polare Koordinaten (Betrag, Winkel)

B1.1.2) Bedeutung von \mathbf{u} , \mathbf{i} , Ψ

\mathbf{u}, u, α	}Spannungen
\mathbf{e}, e, β	
$\mathbf{i}, i, \varepsilon$Ströme
Ψ, ψ, φFlüsse (Flußverkettungen)

B1.1.3) Bedeutung der Indices

Der Index a bezeichnet das Koordinatensystem (eigentlich dessen Achse), in dem der Vektor angegeben ist. Dabei bedeutet für Spannungen, Ströme und Flüsse

SStator-Koord.-System
KRotor-(Kurzschluß)-Koord.-System
ΨRotorfluß-Koord.-System
TVorgabe- (Test-) Koord.-System

Der Index b bezeichnet Wirkungsort und Wirkungsart des Vektors. Dabei bedeutet für Spannungen, Ströme und Flüsse

SStator
KRotor

für Ströme außerdem

μ_LLuftspaltmagnetisierung..
μ_KRotorflußmagnetisierung..
μ_{St}Stegstreufußmagnetisierung..

für Flüsse außerdem

LLuftspalt..
σ_SStatorstreu..
σ_KRotorstreu..
σ_{St}Stegstreu..

Für den Index c gilt für Spannungen, Ströme, Flüsse

leerIstwerte
$*$, $**$Sollwerte

Für den Index d gilt für Spannungen, Ströme, Flüsse

leerMaschinengrößen
mSpannungsmodellgrößen
eEingangsgrößen

B1.2) Kleinsignalgrößen (Δ -Größen) der Asynchronmaschine

B1.2.1) Kennzeichnung

Diese Größen werden aus den Größen von B1.1) durch Vorsatz des Zeichens Δ gebildet.

B1.2.2) Bedeutung der Indices

Für die Indices a und b gilt das in B1.1) Gesagte.

Zusätzlich gilt für a

TVVorzugsachsen-Koord.-System
ξ^+ , ξ^-Testsignal- Koord.-Systeme

Der Index c entfällt.

Der Index d wird neu definiert. Es bedeutet

leerGrößen allgemeiner Herkunft
eGrößen elektromagnetischer H.
mGrößen elektromechanischer H.

B1.3) Auswertungsvektoren des Strompulsverfahrens

B1.3.1) Die Vektoren und ihre Koordinaten

χ^+, χ^-Leitvektoren
$1, \xi^+, 1, \xi^-$deren Beträge und Winkel
γ_fAnregungsvektoren
γ_f, η_fderen Beträge und Winkel
χ_fÜbertragungsvektoren für den Rotorstrom
X_{f1}, X_{f2}deren kartesische Koord.
Z_{fgh}Übertragungsvektoren für die Statorspannung
Z_{fgh1}, Z_{fgh2}deren kartesische Koord.

B1.3.2) Bedeutung der Indices

Eine Angabe des Koordinatensystems ist hier nicht sinnvoll, da es sich teilweise um Kombinationen von Vektoren aus verschiedenen Koordinatensystemen handelt.

Für den Index f gilt

1, 2Einzelvektoren
s, dSummen -und Differenzvektoren

B2.2) Matrizen für Kleinsignalgrößen

B2.2.1) Die Matrizen und ihre Glieder

L^n, ℓ_{ij}^nHauptinduktivitätsmatrix und deren Glieder
A^n, a_{ij}^nInverse von L^n und deren Glieder
B_s^n, b_{sij}^nStatorstreuinduktivitätsmatrix und deren Glieder
B_k^n, b_{kij}^nRotorstreuinduktivitätsmatrix und deren Glieder
$C^n, c_{ij}^n, B^n, b_{ij}^n$aus obigen hergeleitete Matrizen und deren Glieder
M^n, m_{ij}^n"Mechanik" - Matrix und deren Glieder

B2.2.2) Bedeutung der Indices

Für den Index n gilt

Tgültig im Vorgabe- (Test-) - Koord.System
TVgültig im jeweiligen Vorzugs- Achsen - Koord.-System

Für das Indexpaar i j , gilt

ij 11 , 12 , 21 , 22
----	-------------------------

B3) Auswahl skalarer Größen

r_sStatorwiderstand (Maschine)
r_{sm}Statorwiderstand (Spannungsmodell)
r_kRotorwiderstand
ℓ_hHauptinduktivität
$\ell_{\sigma s}$Statorstreuinduktivität

$\ell_{\sigma k}$Rotorstreuinduktivität
rresultierender Widerstand
$\ell_{\sigma ges}$resultierende Streuinduktivität (Maschine)
$\ell_{\sigma gesm}$resultierende Streuinduktivität (Spannungsmodell)
$tg\alpha, tg\beta$Kennwerte der Hauptfluß- Magnetisierungskennlinie
$tg\alpha_{\sigma}, tg\beta_{\sigma}$Kennwerte der Stegfluß- Magnetisierungskennlinie
K_{σ}Streifaktor
$K_{\sigma\alpha}, K_{\sigma\beta}$Streifaktoren bei Δ - Größen
ρ^sRotorwinkel
$\omega(\rho^s) \equiv \dot{\rho}^s$Rotorwinkelgeschwindigkeit
ψ_{ke}^sAnsteuerwinkel ("estimated flux angle")
$\omega(\psi_{ke}^s) \equiv \dot{\psi}_{ke}^s$Ansteuerwinkelgeschwindigkeit
d_kFehlwinkel (des Rotorflusses)
d_LFehlwinkel (des Luftspaltflusses)
Δd_kKleinsignalwert von d_k
λWinkel zwischen Luftspaltfluß und Rotorfluß
m_{el}elektrisches Drehmoment
m_L, m_{Last}mechanisches Lastmoment
V_iVerstärkungsfaktoren
F_i, Z_i, N_i(komplexe) Frequenzgänge

Z_{ij}, N_{ij} deren Koeffizienten

i, ij beliebig

B4) Abkürzungen

V_i, W_i allgemeine Verknüpfungen

G_i Funktionsblöcke

VRVektor-Rotator

VGVorgabegerät

AGAuswertungsgerät

F_T Tiefpaßfilter

F_H Hochpaßfilter

SPVStrompulsverfahren

\dot{a}, \ddot{a} zeitliche Ableitung von a, α

$\bar{a}, \bar{\alpha}$ Tiefpaßfilterung von a, α

$[a]_A, [\alpha]_A$ Größe a, α im Arbeitspunkt A

$[a]^{TR}$ Transponierte von a

a^{**}, α^{**} Sollwerte für a, α

$\hat{a}, \hat{\alpha}, \hat{a}, \hat{\alpha}$ Schätzwerte für a, α

i beliebig

$A2), A2.1), (A2.4)$
Bild A2.2 }Kapitel, Abschnitt, Ausdruck, Bild
des Anhangs A)

Die in Kapitel 13) verwendeten Abkürzungen sind jeweils im Text definiert.

C) Literatur

- a) Grundlegende Arbeiten
- b) Weitergehende Untersuchungen
- c) Spezielle Lösungsvorschläge

a) Grundlegende Arbeiten

- L1 Blaschke, F.; Verfahren und Einrichtung zur Steuerung von Asynchronmaschinen.
Deutsche Patentschrift Nr. 1941312, 1969.
- L2 Hasse, K.; Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichtergespeisten Asynchronkurzschlußläufermotoren.
Dissertation T.H. Darmstadt 1969.
- L3 Blaschke, F.; Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine.
Siemens Forsch.- u. Entw.-Berichte 1 Nr.1/72 ,1972, S. 184 - 193.
- L4 Hasse,K.; Drehzahlregelverfahren für schnelle Umkehrantriebe mit stromrichtergespeisten Asynchron- Kurzschlußläufermotoren.
Regelungstechnik 20, 1972, S. 60 - 66.
- L5 Blaschke, F.: Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine.
Dissertation T.U.Braunschweig 1973.
- L6 Schierling, H.; Selbsteinstellendes und selbstanpassendes Antriebsregelsystem für die Asynchronmaschine mit Pulsumrichter.
Dissertation T.H.Darmstadt 1987.
- L7 Blaschke, F. Vandenput, A.; Control of AC Machines.
EUT-Report 96-E-296 , TU Eindhoven 1996.
- L8 Van der Burgt, J.; The Voltage/Current Model in Field-Oriented AC-Drives at Very Low Flux Frequencies.
Dissertation TU Eindhoven 1996.

- L9 Risseeuw, P.M.; Development of a Hysteresis Current Controller.
Diplom-Arbeit T.U. Eindhoven , EMV 98-08,1998.

b) Weitergehende Untersuchungen

- L10 Schroedl, M.; Sensorless Control of Induction Motors at Low Speed and Standstill.
ICEM 1992, Pag. 863- 867
- L11 Holtz, J.; Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives.
IEEE Press Book 1996, Pag. 1-9.
- L12 Schroedl, M.; Sensorless Control of AC Machines at Low Speed and Standstill Based on the INFORM Method.
Indust. Applic. Conf. 1996, 31st IAS Ann. Meet., IAS 1996, Conf. Rec. of the 1996 IEEE, Vol. 1, 6-10 Oct. 1996, Pag. 270-277
- L13 Vas, P.; Sensorless Vector and Direct Torque Control.
Oxford University Press 1998.
- L14 Aime, M.L., Degner, M.W., Tice, N.; The Effects of Saturation on Flux Angle Estimation for Sensorless, Direct Field Oriented Control of Induction Machines.
EPE 1999, Lausanne
- L15 Harnefors, L.; Instability Phenomena in Sensorless Control of Induction Motors.
EPE 1999, Lausanne
- L16 Stasi, S., Salvatore, L., Cupertino, F.; Comparison between Adaptive Flux Observer- and Extended Kalman Filter-Based Algorithms for Field Oriented Control of Induction Motor Drives.
EPE 1999, Lausanne

- L17 Sumner, M., Campbell, J., Curtis, M.; A Stator Resistance Estimator for Sensorless Vector Controlled Drives Using Artificial Neural Networks.
EPE 1999, Lausanne
- L18 Wolbank, M., Haidvogel, B.; Evaluation of the Influence of Design and Operation of Standard Induction Motors on Sensorless Control Schemes Utilising Saliencies in the Transient Electrical Behaviour.
Pow. Electron. Specialists Conf. 2000, 2000 IEEE 31st Ann. Vol. 2, 18-23 June 2000, Pag. 903-908
- L19 Harnefors, L.; Instability Phenomena and Remedies in Sensorless Indirect Field Oriented Control.
Pow. Electron., IEEE Transact., Vol. 15, Iss. 4, July 2000, Pag. 733-743
- L20 Holtz, J.; Sensorless Control of Induction Motors - Performance and Limitations.
Indust. Electron., ISIE 2000, Proceed. of the 2000 IEEE Internat. Sympos., Vol. 1, 4-8 Dec. 2000, Pag. PL12-PL20
- L21 Asher, G.M.; Sensorless Induction Motor Drives.
Advances in Induct. Mot. Control., IEE Semin., 23 May 2000, Pag. 6/1-6/5
- L22 Tajima, H., Guidi, G., Umida, H.; Consideration about Problems and Solutions of Speed Estimation Method and Parameter Tuning for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives.
Indust. Applic. Conf. 2000, Conf. Rec. of the 2000 IEEE, Vol. 3, 8-12 Oct. 2000, Pag. 1787-1793
- L23 Teske, N., Asher, G.M., Sumner, M., Bradley, K.J.; Suppression of Saturation Saliency Effects for the Sensorless Position Control of Induction Motor Drives Under Loaded Conditions.
Indust. Electron., IEEE Transact., Vol. 47, Iss. 5, Oct. 2000, Pag. 1142-1150
- L24 Wolbank, T.M., Wöhrnschimmel, R.; Influence of Rotor Design on Sensorless Control for Induction Motors.
EPE 2001, Graz

- L25 Orłowska-Kowalska, T., Wojsznis, P., Kowalski, C.T.; Dynamical Performances of Sensorless Induction Motor Drive with Different Flux and Speed Observers.
EPE 2001, Graz
- L26 Leppänen, V.M., Luomi, J.; Estimating the Back-EMF of an Induction Motor.
EPE 2001, Graz
- L27 Nandi, S., Ahmed, S., Toliyat, H.A., Bharadwaj, R.; Selection Criteria of Induction Machines for Speed-sensorless Drive
Indust. Applic. Conf. 2001, 36th IAS Ann. Meet., Conf. Rec. of the 2001 IEEE, Vol. 2, 30 Sept.- 4 Oct. 2001, Pag. 1131-1138
- L28 Briz, F., Degner, W., Diez, A., Lorenz, R.; Static and Dynamic Behaviour of Saturation-Induced Saliencies and Their Effect on Carrier Signal Based Sensorless AC Drives.
Indust. Applic. Conf. 2001, 36th IAS Ann. Meet., Conf. Rec. of the 2001 IEEE, Vol. 2, 30 Sept.-4.Oct.2001, Pag. 1210-1217
- L29 Wojsznis, P.W.; Analysis of Rotor Flux Estimators in Sensorless Vector Control of Induction Motor.
Ph.D. Politechnika Wroclawska (Poland) 2001.

c) Spezielle Lösungsvorschläge

- L30 Ohtani, T., Takada, N., Tanaka, K.; Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder.
Indust. Applic., IEEE Transact., Vol. 28, Iss. 1, Jan.-Feb. 1992, Pag. 157-164
- L31 Tajima, H., Hori, Y.; Speed Sensorless Field Orientation Control of the Induction Machine.
Indust. Applic., IEEE Transact. Vol. 29, Iss. 1, Jan.-Feb. 1993, Pag. 175-180
- L32 Yong, S.-I., Choi, J.-W., Sul, S.-K.; Sensorless Vector Control of Induction Machine Using High Frequency Current Injection.
Indust. Applic. Society Ann. Meet., 1994, Conf. Rec. of the 1994 IEEE, 2-6 Oct. 1994, Vol. 1, Pag. 503-508

- L33 Bonanno, C.J., Zhen, L., Longya, X.; A Direct Field Oriented Induction Machine Drive with Robust Flux Estimator for Position Sensorless Control.
 Indust. Applic. Conf. 1995, 30th IAS Ann. Meet., IAS 1995, Conf. Rec. of the 1995 IEEE, Vol. 1, 8-12 Oct. 1995, Pag. 166-173
- L34 Bose, B.K., Simoes, M.G.; Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive.
 Indust. Applic. Conf., 1995, 30th IAS Ann. Meet. IAS 1995, Conf. Rec. of the 1995 IEEE, Vol. 1, 8-12 Oct. 1995, Pag. 137-143
- L35 Leifert, T.; Messung und Minimierung des Orientierungsfehlers feldorientiert gesteuerter Asynchronmaschinen.
 Dissertation Universität Hannover 1995.
- L36 Kim, M.-H., Hung, J.C.; Vector Control System for Induction Motor Without Speed Sensor at Very Low Speed.
 Indust. Electron., Control and Instrumentat., 1995, Proceed. of the 1995 IEEE IECON 21th Internat. Conf. Vol. 1, 6-10 Nov. 1995, Pag. 524-529
- L37 Jansen, P.L., Lorenz, R.D.; Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines.
 Indust. Applic., IEEE Transact., Vol. 31, Iss. 2, March-April 1995, Pag. 240-247
- L38 Blaschke, F., van der Burgt, J., Vandenput, A.; Sensorless Direct Field Orientation at Zero Flux Frequency.
 Indust. Applic. Conf. 1996, 31th IAS Ann. Meet., IAS 1996, Conf. Rec. of the 1996 IEEE, Vol. 1, 6-10 Oct. 1996, Pag. 189-196
- L39 Blaschke, F., Vandenput, A.J.A.; Verfahren und Vorrichtung zur Korrektur einer Flussrichtung eines Modellflusses einer geberlosen, feldorientiert betriebenen Drehfeldmaschine bis zur Frequenz Null.
 Europäische Patentschrift EP 0 847 617 B1, 1996.
- L40 Hövermann, M., Oriik, B., Schumacher, U.; Field Oriented Control of Induction Motors without Speed Sensor with Control and Correction for the Flux Angle.
 Intelligent Motion, June 1997, Proceedings.

- L41 Marchesoni, M., Segarich, P., Soressi, E.; A Simple Approach to Flux and Speed Observation in Induction Motor Drives.
Indust. Electron., IEEE Transact., Vol. 44, Iss. 4, Aug. 1997, Pag. 528-535
- L42 Hoffmann, F., Koch, S.; Steady State Analysis of Speed Sensorless Control of Induction Machines.
Indust. Electron. Society, 1998, IECON 1998, Proceed. of the 24th Ann. Conf. of the IEEE, Vol. 3, 31 Aug.-4 Sept. 1998, Pag. 1626-1631
- L43 Akatsu, K., Kawamura, A.; Sensorless Speed Estimation of Induction Motor based on the Secondary and Primary Resistance On-Line Identification without any Additional Signal Injection.
Pow. Electron. Specialists Conf., 1998, PESC 1998 Rec. 29th Ann. IEEE, Vol. 2, 17-22 May 1998, Pag. 1575-1580
- L44 Hurst, K.D., Habetler, T.G., Griva, G., Profumo, F.; Zero Speed Tachless IM Torque Control: Simply a Matter of Stator Voltage Integration.
Indust. Applic., IEEE Transact., Vol. 34, Iss. 4, July-Aug. 1998, Pag. 790-795
- L45 Lin, S.-Y., Wu, H., Tzou, Y.Y.; Sensorless Control of Induction Motors with On-Line Rotor Time Constant Adaption.
Pow. Electron. Specialists Conf., 1998, PESC 1998 Rec., 29th Ann. IEEE, Vol. 2, 17-22 May 1998, Pag. 1593-1598
- L46 Munoz-Garcia, A., Lipo, T.A., Novotny, D.W.; A New Induction motor V/f Control Method Capable of High-Performance Regulation at Low Speeds.
Indust. Applic., IEEE Transact., Vol. 34, Iss. 4, Jul.-Aug. 1998, Pag. 813-821
- L47 Shin, M.-H., Hyun, D.-S., Cho, S.-B., Choe, S.-Y.; An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors.
Pow. Electron. Specialists Conf., 1998, PESC 1998 Rec., 29th Ann. IEEE, Vol. 2, 17-22 May 1998, Pag. 1581-1586
- L48 Koch, S.; Verfahren und Vorrichtung zur Bestimmung einer Drehzahl bei betragsmäßig kleinen Statorfrequenzen einer drehgeberlosen, feldorientiert betriebenen Drehfeldmaschine.
Deutsche Patentschrift DE 199 10 608 C2, 1999.

- L49 Ha, J.-I., Sul, S.-K.; Sensorless Field Orientation Control of an Induction Machine by High Frequency Signal Injection.
Indust. Applic., IEEE Transact., Vol. 35, Iss. 1, Jan.-Feb. 1999, Pag. 45-51
- L50 Depenbrock, M., Foerth, C., Koch, S.; Speed Sensorless Control of Induction Motors at Very Low Stator Frequencies.
EPE 1999, Lausanne
- L51 Hövermann, M., Orlik, B., Schumacher, U., Schümann, U.; Operation of Speed Sensorless Induction Motors using Open Loop Control at Low Frequency.
EPE 1999, Lausanne
- L52 Maes, J., Melkebeek, J.; Adaptive Flux Observer for Sensorless Induction Motor Drives with Enhanced Dynamic Performance.
EPE 1999, Lausanne
- L53 Ohyama, K., Asher, G.M., Sumner, M.; Comparison of the Practical Performance and Operating Limits of Sensorless Induction Motor Drive using a Closed Loop Flux Observer and a Full Order Flux Observer.
EPE 1999, Lausanne
- L54 Qualha, A., Benmessaoud, M., Slama-Belkhodja, I., Sellami, F.; Discrete Speed Sensorless Drive of IM: Structure and Stability.
EPE 1999, Lausanne
- L55 Sathiakumar, S., Nguyen, M.T., Shrivastava, Y.; Sensorless Speed Control of Induction Motor.
EPE 1999, Lausanne
- L56 Teske, N., Asher, G.M., Bradley, K.J., Sumner, M.; Sensorless Position Control of Induction Machines using Rotor Saliencies under Load Conditions.
EPE 1999, Lausanne
- L57 Vas, P., Stronach, A.F., Rashed, M., Neuroth, M.; DSP Implementation of AI-Based Medium Performance Sensorless Induction Motor Drives.
EPE 1999, Lausanne

- L58 Consoli, A., Scarcella, G., Testa, A.; A New Zero Frequency Flux Position Detection Approach for Direct Field Oriented Control Drives.
Indust. Applic. Conf. 1999, 34th IAS Ann. Meet., Conf. Rec. of the 1999 IEEE, Vol. 4, 3-7 Oct. 1999, Pag. 2290-2297
- L59 Kubota, H., Kataoka, Y., Ohta, H., Matsuse, K.; Sensorless Vector Controlled Induction Machine Drives with Fast Stator Voltage Offset Compensation.
Indust. Applic. Conf., 1999, 34th IAS Ann. Meet., Conf. Rec. of the 1999 IEEE, Vol. 4, 3-7 Oct. 1999, Pag. 2321-2324
- L60 Maes, J., Melkebeek, J.; Speed Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors using a Adaptive Flux Observer.
Indust. Applic. Conf., 1999, 34th IAS Ann. Meet., Conf. Rec. of the 1999 IEEE, Vol. 4, 3-7 Oct. 1999, Pag. 2305-2312
- L61 Akatsu, K., Kawamura, A.; Sensorless Very Low and Zero Speed Estimations with On-line Secondary Resistance Estimation of Induction Motor without adding Any Signal.
Indust. Applic. Conf., 1999, 34th IAS Ann. Meet., Conf. Rec. of the 1999 IEEE, Vol. 1, 3-7 Oct. 1999, Pag. 187-193
- L62 Kim, S.-U., Yang, L.-W., Lee, E.-J., Kim, Y.-B., Lee, J.-T., Kim, Y.-S.; Robust Speed Estimation for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors.
Indust. Applic. Conf., 1999, 34th IAS Ann. Meet., Conf. Rec. of the 1999 IEEE, Vol. 2, 3-7 Oct. 1999, Pag. 1267-1277
- L63 Hövermann, M., Orlik, B., Rudolph, C., Schümann, U.; Flux-Angle Identification Using Test Signals for Field Oriented Control of Induction Motor without Speed Sensor at Very low Stator Frequencies.
Intelligent Motion, June 2000, Proceed.
- L64 Shinnaka, S.; Frequency-Hybrid Vector Control and its Performance for Sensorless Induction Motor Drive.
Indust. Applic. Conf., 2000, Conf. Rec. of the 2000 IEEE, Vol. 3, 8-12 Oct. 2000, Pag. 1794-1801

- L65 Bae, B.-H., Kim, G.-B., Sul, S.-K.; Improvement of Low Speed Characteristics of Railway Vehicle by Sensorless Control Using High Frequency Injection.
Indust. Applic. Conf., 2000, Conf. Rec. of the 2000 IEEE, Vol. 3, 8-12 Oct. 2000, Pag. 1874-1880
- L66 Busada, C., Bortolotto, G.; Sensorless Variable Structure Speed Control of an Induction Motor.
Circuits and Systems, 2000, Proceed. ISCAS 2000 Geneva, The 2000 IEEE Internat. Sympos., Vol. 2, 28-31 May 2000, Pag. 216-219
- L67 Rudolph, C., Schümann, U., Orlik, B.; Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors Using Test Signals to Ensure Stable Operation at Very Low Stator Frequencies.
EPE 2001, Graz
- L68 Briz, F., Degner, M.W., Guerrero, J.M., Diez, A.; Improving the Dynamic Performance of Carrier Signal Injection Based Sensorless AC Drives.
EPE 2001, Graz
- L69 Terörde, G., Belmans, R.; Improved Control of Induction Motor Drives Without a Shaft Sensor.
EPE 2001, Graz
- L70 Obradovic, A., Djurovic, M., Joksimovic, G.; Sensorless Speed Detection of Induction Machines Using Wavelet Decomposition.
EPE 2001, Graz
- L71 Campbell, J., Sumner, M.; An Artificial Neural Network for Stator Resistance Estimation in a Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive.
EPE 2001, Graz
- L72 Teske, N., Asher, G.M., Sumner, M., Bradley, K.J.; Encoderless Position Control of Induction Machines.
EPE 2001, Graz

- L73 Rodic, M., Jezernik, K.; Speed Sensorless Sliding Mode Torque and Flux Control of Induction Motor with Stator Resistance Adaption Algorithm.
EPE 2001, Graz
- L74 Mora, J.L., Torralba, A., Franquelo, L.G.; A Speed Adaptive Kalman Filter Observer for Induction Motors.
EPE 2001, Graz
- L75 Kubota, H., Sato, I., Tamura, Y., Matsuse, K., Ohta, H., Hori, Y.; Stable Operation of Adaptive Observer Based Sensorless Induction Motor Drives in Regenerating Mode at Low Speeds. Indust. Applic. Conf., 2001, 36th IAS Ann. Meet., Conf. Rec. of the 2001 IEEE, Vol. 1, 30 Sept.-4 Oct. 2001, Pag. 469-474
- L76 Holtz, J., Quan, J.; Drift and Parameter Compensated Flux Estimator for Persistent Zero Stator Frequency Operation of Sensorless Controlled Induction Motors.
Indust. Applic. Conf., 2002, 37th IAS Ann. Meet., Conf. Rec. of the 2002 IEEE, Vol. 3, 13-18 Oct. 2002, Pag. 1687-1694

D) Samenvatting

In dit proefschrift wordt de volgende opgave gesteld: ontwerp een veldgeoriënteerde regeling van een asynchrone machine zonder in de machine in te grijpen of iets aan de machine te bevestigen, waarbij de regeling toch onberispelijk functioneert in het gehele frequentie- en lastbereik. Praktisch betekent dit dat men zich tot de meting en verwerking van klemgrootheden van de machine en omzetter moet beperken.

Om deze opgave op te lossen gaat men hier uit van een "stroomgestuurde" asynchrone machine, d.w.z. een machine met een instelbare statorstroomvector. Als basisgereedschap voor de veldoriëntering wordt een zogenaamd spanningsmodel gebruikt, dat slechts de statorspanningen en statorstromen als meetgrootheden nodig heeft.

In dit basisconcept treden verschillende problemen op, die zich hoofdzakelijk tot het bedrijf met kleine frequenties beperken. In een eerste stap kan men de frequentie nul al zeer dicht benaderen door het spanningsmodel passend uit te breiden en het magnetische werkingpunt van de machine in het verzadigingsgebied te verschuiven.

In een tweede stap wordt het nog resterende frequentiebereik overbrugd door middel van een nieuwe testsignaalmethode (stroompulsmethode), die ook slechts de klemgrootheden van de machine nodig heeft. In deze methode worden informatieën benut, die hun oorsprong vinden in het klein-sigitaal gedrag van de asynchrone machine. Daarvoor wordt een periodisch testsignaal op de wenswaarde van de statorstroom van de asynchrone machine gesuperponeerd. De daardoor veroorzaakte reactie in de statorspanning wordt gemeten en op verschillende manieren benut.

Hierbij treden enerzijds elektromagnetische effecten ten gevolge van de verzadiging op, anderzijds ook elektromechanische effecten. Al naargelang het type van asynchrone machine bereikt men het gestelde doel door gebruik van het ene of het andere effect. Dit geldt in het bijzonder voor de moeilijk geconfigureerde machine met kooirotor en gesloten gleuven, waardoor een oplossing van de boven genoemde opgave in ieder geval is gegeven.

E) Lebenslauf

Ich, Felix Blaschke, wurde am 1. 5. 1929 in Wien geboren. Nach Absolvierung der Volksschule in Bad Vöslau und des Realgymnasiums in Baden begann ich 1947 mein Studium an der TH Wien in den Fachgebieten Bauingenieurwesen und Elektrotechnik und beendete es 1957 als Dipl. Ing. für Elektrotechnik. 1958 begann meine berufliche Tätigkeit als Entwicklungsingenieur der Regelungstechnik bei der Siemens AG. Nach Abfassung einer unveröffentlichten Arbeit über das Kriterium der Doppelverhältnisse im Jahre 1965 formulierte ich 1969 das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine und promovierte 1973 mit diesem Thema an der TU Braunschweig. Im weiteren Verlauf arbeitete ich am praktischen Einsatz des genannten Verfahrens, insbesondere bei hochdynamischen Prüfständen für Verbrennungsmotoren. Nach Beendigung meines beruflichen Engagements im Jahre 1986 widmete ich mich der Konsolidierung und Weiterentwicklung des Prinzips der Feldorientierung, dies ab 1989 in Zusammenarbeit mit der KU Leuven (Belgien) und der TU Eindhoven (Niederlande). Diese Tätigkeit führte 1996 gemeinsam mit Prof. Dr. A. Vandenput zu einer neuen Vorlesung über die Regelung von Drehfeldmaschinen und schließlich 2003 zu der vorliegenden Dissertationsschrift über die geberlose Feldorientierung der Asynchronmaschine.

STELLINGEN

behorende bij het proefschrift

Ein neuer Weg zur geberlosen
Feldorientierung der Asynchronmaschine

van

Felix Blaschke

Eindhoven, 17 november 2003

- 1) Zur geraden Feldorientierung von Asynchronmaschinen wird in dieser Arbeit von einer stromgesteuerten Asynchronmaschine ausgegangen, bei der als Basisgerät zur Feldorientierung ein sogenanntes Spannungsmodell eingesetzt wird. Dieses Grundkonzept kann in seiner Signalstruktur durch einen einzigen Integrator dargestellt werden, der mit einer Rückkopplung und einem Eingangspfad versehen ist. Der Integratorausgang repräsentiert dabei den Differenzwinkel zwischen dem im Spannungsmodell gemessenen Flußwinkel und dem wahren Flußwinkel der Asynchronmaschine (Kap. 1), 2), 3), 4)).
- 2) Der genannte Differenzwinkel soll für ideale Feldorientierung gleich Null sein. Dieser Idealzustand entsteht, wenn
 - a) die Rückkopplung dynamisch "angepaßt" ist,
 - b) die Rückkopplung stationär negativ ist,
 - c) der Eingangspfad gleich Null wird, was bei abgeglichenem Statorwiderstand im Spannungsmodell der Fall ist.Ist a), b) und c) erfüllt, dann schwingt der Integratorausgang auf den Wert Null ein (Kap. 4)).
- 3) Die Rückkopplung kann durch geeignete Beschaltung des Spannungsmodelles dynamisch angepaßt werden (Kap. 4)).
- 4) Das stationäre Negativsein der Rückkopplung ist zwar in diesem System die Regel, Ausnahmen von dieser Regel gibt es aber im Kleinfrequenzbereich, wo die Rückkopplung null oder sogar positiv werden kann. Das führt zum Wegdriften bzw. zum Wegkippen des Integratorausganges und damit zum Ausfall der Asynchronmaschine. (Kap. 4)).
- 5) Das Positivwerden der Rückkopplung kann vor allem dadurch verhindert werden, daß man den magnetischen Arbeitspunkt der Asynchronmaschine in den Bereich der Hauptflußsättigung verlegt. (Kap. 4)).
- 6) Das nun noch verbleibende Nullwerden der Rückkopplung bekämpft man durch Schaffung einer "künstlichen" Gegenkopplung, die über den Integrator gelegt wird; der in 2) vorausgesetzte Abgleich des Spannungsmodelles wird durch Identifizieren und Nachführen des Statorwiderstandes im Spannungsmodell aufrechterhalten (Kap. 4), 6)).
- 7) Diese beiden Aktivitäten werden mit Hilfe des sogenannten Strompulsverfahrens in die Tat umgesetzt. Bei diesem Verfahren werden Zusammenhänge im Kleinsignalverhalten der Asynchronmaschine genutzt. Dazu wird dem Statorstrom ein periodisches Testsignal überlagert und die zugehörige Reaktion der Statorspannung ausgewertet (Kap. 6)).

- 8) In den dabei gewonnenen Signalen sind sowohl elektrische, als auch elektromagnetische, die Sättigung betreffende sowie elektromechanische Anteile enthalten, aus denen Informationen über den Statorwiderstand und den Differenzwinkel ermittelt werden können (Kap. 6).
- 9) Der Statorwiderstand wird dabei aus dem elektrischen Anteil gewonnen. Bei der Erkennung des Differenzwinkels muß man zwischen Maschinen ohne und mit Streusättigung unterscheiden. Im ersten Fall führt die Auswertung des elektromagnetischen, im zweiten Fall teilweise nur die Auswertung des elektromechanischen Anteiles zum Ziel (Kap. 7, 8), 10), 11)).
- 10) Das Testsignal hat keine nennenswerte Auswirkung auf das Drehmoment der Maschine, da es sich dabei im wesentlichen um ein "Blindstromsignal" handelt (Kap. 6)).
- 11) Für hochdynamische Antriebe ist ein möglichst direkter Zugriff zum Drehmoment von grundlegender Bedeutung. Bei der diesbezüglichen Verwendung von Drehfeldmaschinen erreicht man dieses Ziel am besten durch Einsatz einer Vektorregelung; sie ist heute auf diesem Gebiet fast selbstverständlich.
- 12) Beim Entwurf einer Regelung sollte man immer anstreben, den Regler durch Vorsteuerung zu unterstützen. Der Regler alleine sorgt zwar dafür, daß der Istwert an den Sollwert herangeführt wird, mit Vorsteuerung kann er das aber meistens besser.
- 13) Theorien werden von Menschen gemacht, so wie sie die Welt verstehen; deshalb beschreiben sie die Wirklichkeit meistens nur unvollkommen.
- 14) Neue Erkenntnisse gewinnt man am ehesten im steten Wechsel zwischen theoretischer Überlegung und praktischem Versuch.
- 15) Erfahrung - das ist nichts anderes als erlebter Erfolg und Mißerfolg, sowie die Konsequenzen, die daraus gezogen werden.
- 16) Es ist einfach, etwas kompliziert darzustellen, aber es ist kompliziert, es einfach darzustellen.

Berichtigungen

zur Dissertationsschrift mit dem Titel
"Ein neuer Weg zur geberlosen Feldorientierung der Asynchronmaschine"
von Felix Blaschke

Es soll ersetzt werden:

- ◆ Seite 8.6, Zeile 1 von oben, durch:

$$\Delta \dot{i}_{\mu L}^{TV} = [L^{TV}]^{-1} \cdot \Delta \Psi_L^{TV} \quad (8.23)$$

- ◆ Seite 10.17, Zeile 2 von unten, durch:

Mit (10.21), also

- ◆ Seite 10.18, Zeile 10 von unten, durch:

"Schrumpfung" um etwa $0,2 \cdot e$ (im Mittel) stattgefunden hat.
Dafür ist das in

- ◆ Seite 10.18, Zeile 2 von unten bis Seite 10.19, Zeile 2 von oben, durch:

wortlich zu machen. Da nun B_2 etwa $0,15$ von B_1 ist, siehe Bild 10.8 b), kann man abschätzen, daß die Schrumpfung, die bisher $0,2 \cdot e$ betragen hat, jetzt um $\pm 0,03 \cdot e$ anders (jeweils im Mittel) verläuft. Da jetzt B_2 , ε_{St}^T und B_1 variabel sind, siehe auch Bild 10.7 a), weicht das Ergebnis geringfügig von dieser Schätzung ab.

- ◆ Seite 15.1, Zeile 10 von unten, durch:

durch die Ausdrücke (8.43) und (8.53) dargelegt wird (siehe auch (8.30) und (8.38) bis (8.42)).

- ◆ Stellungen, Punkt 2), durch

- 2) Der genannte Differenzwinkel soll für ideale Feldorientierung gleich Null sein. Dieser Idealzustand stellt sich ein, wenn
 - a) die Rückkopplung den Stabilitätsbedingungen genügt, und
 - b) der Eingangspfad gleich Null wird, was bei abgeglichenem Statorwiderstand im Spannungsmodell der Fall ist. (Kap. 4))

- ◆ Stellungen, Punkt 3), durch

- 3) Die Stabilitätsbedingungen sind beispielsweise erfüllt, wenn
 - a) die Rückkopplung entsprechend verzögerungsarm ist, was durch geeignete Beschaltung des Spannungsmodells erreicht werden kann, und
 - b) die Rückkopplung stationär negativ ist. (Kap. 4))