

ASDEX

Magnetfeldsteuerung mit Konstantstrom-
quelle und Nebenschluß-Spannungsquelle
am Beispiel ASDEX

(Magnetic Field Control with Constant
Current Source and Shunt Voltage Source
in the Case of ASDEX).

H.Rapp, F.Gresser

IPP III/20

Februar 1976

MAX-PLANCK-INSTITUT FÜR PLASMAPHYSIK

GARCHING BEI MÜNCHEN

MAX-PLANCK-INSTITUT FÜR PLASMAPHYSIK

GARCHING BEI MÜNCHEN

Magnetfeldsteuerung mit Konstantstrom-
quelle und Nebenschluß-Spannungsquelle
am Beispiel ASDEX

(Magnetic Field Control with Constant
Current Source and Shunt Voltage Source
in the Case of ASDEX).

H.Rapp, F.Gresser

IPP III/20

Februar 1976

*Die nachstehende Arbeit wurde im Rahmen des Vertrages zwischen dem
Max-Planck-Institut für Plasmaphysik und der Europäischen Atomgemeinschaft über die
Zusammenarbeit auf dem Gebiete der Plasmaphysik durchgeführt.*

Abstract

Fast control of magnetic fields calls for high-power energy sources and control elements. In cases where the power of available energy sources is not sufficient, stationary high-energy magnetic fields can be used instead as high-power constant current sources for short periods. Such stationary magnetic fields are required in any case in, for example, many experimental devices in nuclear and plasma physics. It is then unnecessary to have an independent additional energy source for fast-controlled excitation of weak magnetic fields.

Three circuit versions are investigated and compared in respect of their basic features. The solution proposed for the vertical field control in the ASDEX tokamak project is discussed in detail with respect to its static and dynamic properties.

Inhaltsverzeichnis

	Seite
Zusammenfassung	
Einleitung	- 1 -
1. Prinzip	- 2 -
1.1 Wandler	- 2 -
1.2 Grundschtaltung	- 2 -
2. Chopper-Schaltung	- 5 -
3. Kondensatorgeführtes Stromrichtersystem	-11-
4. Nebenschluß-Stromrichter	-19-
5. Vergleich	-24-
6. Genauere Betrachtung des Nebenschluß-Stromrichters am Beispiel des Vertikalfeldstellers bei ASDEX	-27-
6.1 Daten	-27-
6.2 Statische und quasistationäre Eigenschaften und Verknüpfungen	-32-
6.2.1 Generator-Belastung	-32-
6.2.2 Kopplung zwischen Hauptfeldstrom und Vertikalfeld-Parametern	-34-
6.2.3 Die Kennlinien des Stromrichters	-36-
6.2.4 Wechselstrom-Ersatzschaltung	-36-
6.3 Transiente Eigenschaften und Kopplungen	-48-
6.3.1 Rückwirkung auf das Hauptmagnetfeld	-48-
6.3.2 Regelungstechnische Eigenschaften	-49-
6.3.3 Transiente Ströme nach einer Plasma-Instabilität	-52-
7. Schlußbetrachtung	-56-
Literatur	-58-
Nomenklatur	-59-

Zusammenfassung

Die rasche Steuerung von Magnetfeldern erfordert leistungsstarke Energiequellen und Stellglieder. In Fällen, in denen die Leistungsfähigkeit vorhandener Energiequellen nicht ausreicht, können ersatzweise stationäre energiereiche Magnetfelder als leistungsstarke Konstantstromquellen für kurze Zeiten verwendet werden. Derartige stationäre Magnetfelder sind z.B. in vielen Versuchsanlagen der Kernphysik und Plasmaphysik ohnehin notwendig. Eine unabhängige zusätzliche Energiequelle für die rasche gesteuerte Erregung kleinerer Magnetfelder wird dann entbehrlich.

Es werden drei Schaltungsalternativen untersucht und mit ihren grundsätzlichen Aspekten einander gegenübergestellt. Die für die Vertikalfeldsteuerung beim Tokamak-Projekt ASDEX vorgesehene Lösung wird bezüglich ihrer statischen und dynamischen Eigenschaften ausführlich erörtert.

Einleitung

Im Bereich der Plasma- und Hochenergiephysik gibt es zahlreiche Experimente, die sowohl energiereiche stationäre Magnetfelder als auch relativ energiearme rasch veränderliche Magnetfelder benötigen. Zur Steuerung der rasch veränderlichen Felder sind leistungsstarke steuerbare Spannungsquellen erforderlich.

In diesem Bericht werden Möglichkeiten vorgestellt, wie sich die Steuerung solcher Felder unter Zuhilfenahme energiereicher Magnetfeldspulen als Stromquelle verwirklichen läßt. Dadurch werden zusätzliche unabhängige Energiequellen entbehrlich.

Anlaß der Untersuchung war die Vertikalfeldsteuerung beim Tokamak-Projekt ASDEX und der Mangel an frei verfügbarer Stoß-Wirkleistung im IPP. Da die beiden Stoßgeneratoren des Instituts durch die Erregung der Hauptmagnetfeldspulen und des Transformators zur Plasmastromerzeugung ausgelastet waren, konnte die für die Erregung der Vertikalfeldspule notwendige Wirkleistung nur vom Hauptmagnetfeld zur Verfügung gestellt werden. Es werden drei Möglichkeiten der Steuerung des Vertikalfeldstromes erläutert.

Die Schaltungsalternative mit kondensatorgeführtem Stromrichtersystem wurde von Herrn Prof.M.Depenbrock, Universität Bochum, vorgeschlagen. Er hat auch hilfreich bei der Klarstellung der grundsätzlichen Problematik mitgewirkt. Die Prüfung der im 6.Abschnitt ausführlich diskutierten Schaltungsalternative mit generatorgeführtem Nebenschluß-Stromrichter auf ihre Kompatibilität mit dem vorhandenen 1,45 GJ-Stoßgenerator wurde von der Firma Siemens AG durchgeführt.

1. Prinzip

1.1 Wandler

Wenn die erforderlichen Bauleistungen der Stellglieder den Megawatt-Bereich erreichen oder überschreiten, ist die Verwendung stetig arbeitender Wandler, z.B. Transistoren, nur noch in Sonderfällen sinnvoll. Dies kommt daher, daß es prinzipiell unmöglich ist, mit stetig arbeitenden Wandlern Scheinleistung abzugeben, ohne daß erhebliche Verlustleistungen im elektronischen Wandler auftreten. Heute finden daher in der Leistungselektronik fast nur noch Stellglieder mit nicht stetig arbeitenden Wandlern Verwendung: Dioden und Thyristoren. Sie arbeiten wegen ihrer extrem nichtlinearen Schalter-Charakteristik nahezu verlustfrei.

Die nicht-stetigen Wandler können in vielfältiger Weise zu "Stromrichtern" zusammengesetzt werden. Dieser Oberbegriff kennzeichnet Umformanlagen für elektrische Energie, die auch Verstärkereigenschaften haben können. Die Stromrichter können, im Gegensatz zu ihren nichtlinearen Ventilen, wie lineare Stellglieder arbeiten. Bezüglich ihrer dynamischen Eigenschaften sind jedoch Verzögerungs- und Totzeiten zu beachten. Ferner bedürfen die Oberwellen im Einzelfall der Beachtung /1;2;3;4/.

Die folgenden Überlegungen beruhen ausschließlich auf der Verwendung thyristorbestückter Stromrichter.

1.2 Grundschialtung

In Abb.1 ist die Grundschialtung einsträngig dargestellt. Sie besteht aus folgenden wesentlichen Elementen:

L_H ist eine große Induktivität mit großer Zeitkonstante.
 L_V ist eine wesentlich kleinere Induktivität, die auch eine wesentlich kleinere Zeitkonstante hat. Zwischen beiden Induktivitäten besteht keine Kopplung. D.h. trotz einer sich kurzzeitig ändernden Spannung U_V bleibt der Strom

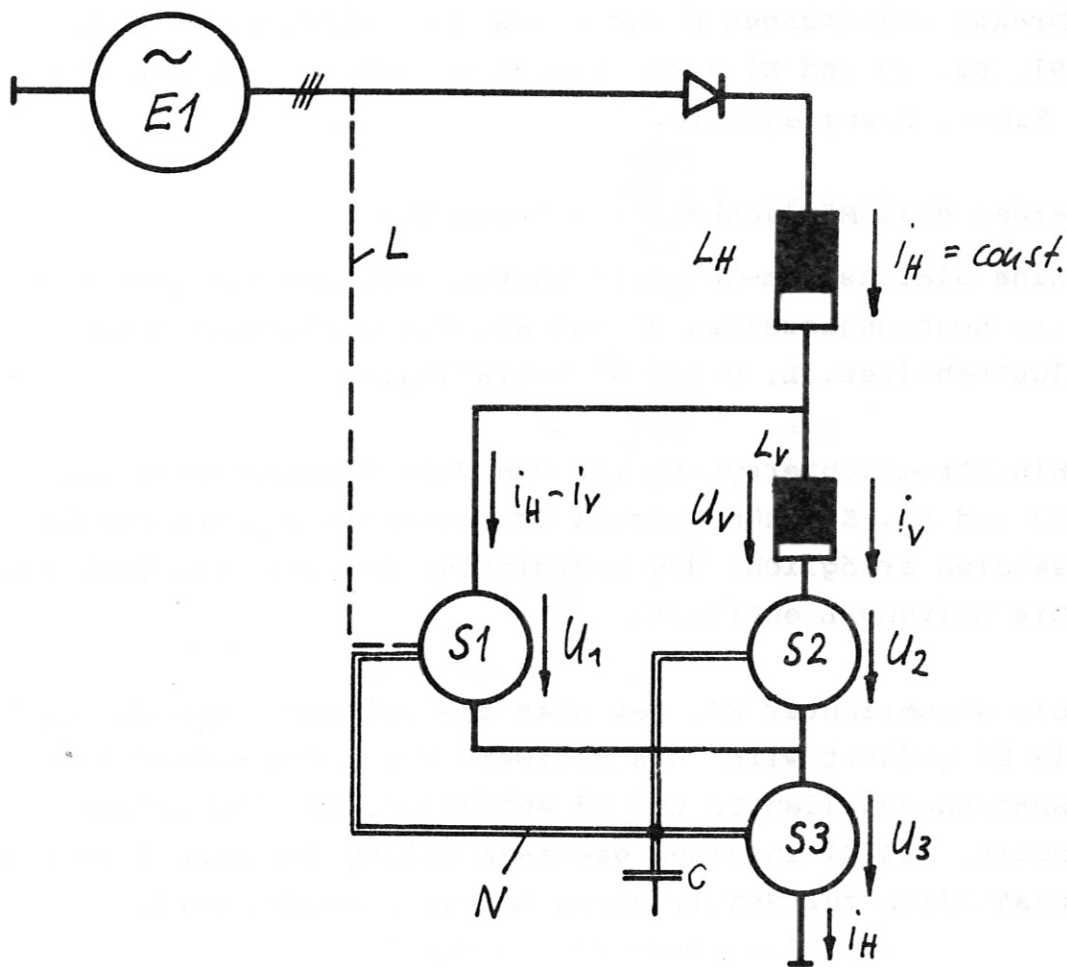


Abb.1: Prinzipschaltbild in allgemeinsten Form

i_H unverändert. Er ist praktisch eingeprägt. S_1, S_2, S_3 sind steuerbare Spannungsquellen (Stromrichter). Mit ihrer Hilfe kann die Aufteilung des Stromes i_H auf die Induktivität L_V und den Nebenschlußpfad vorgenommen werden. Je nach Ausführung der Spannungsquellen kann über die Drehstromleitungen N und L Energie zwischen den Quellen S_1, S_2, S_3 und E_1 ausgetauscht werden. E_1 ist die einzige äußere Energiequelle.

Es werden drei Möglichkeiten untersucht:

- a) Eine Gleichstrom-Chopperschaltung mit den zwangsgeführten Spannungsquellen S_1 und S_2 . Die Quellen sind verlustbehaftet. L, N und S_3 entfallen.
- b) Ein Stromrichtersystem mit den drei Stromrichtern S_1, S_2 und S_3 . Ein künstliches Dreiphasennetz N aus Kondensatoren ermöglicht den Energiefluß zwischen den Quellen. Die Leitung L entfällt.
- c) Ein Stromrichter S_1 , der über die Leitung L von der Quelle E_1 geführt wird. Das Netzwerk N und die steuerbaren Spannungsquellen S_2 und S_3 entfallen. Es wird vorausgesetzt, daß E_1 in einem gewissen Umfang mit Blindleistung zusätzlich zur Nennleistung belastet werden darf.

Die drei Möglichkeiten unterscheiden sich hinsichtlich der technischen, experimentellen und finanziellen Aspekte deutlich. Allen ist gemeinsam, daß der Strom i_V stets kleiner oder gleich dem Strom i_H bleibt.

In den folgenden Abschnitten werden die wichtigsten Eigenschaften der drei Alternativen untersucht (Abschnitte 2 - 4) und anschließend einander gegenübergestellt (Abschnitt 5). Weitergehende Ausführungen zur oben skizzierten Variante c, die beim Projekt ASDEX zur Anwendung kommen soll, sind im Abschnitt 6 zu finden.

2. Chopper-Schaltung

Das Ersatzschaltbild enthält zwei steuerbare Zweipole S1 und S2.

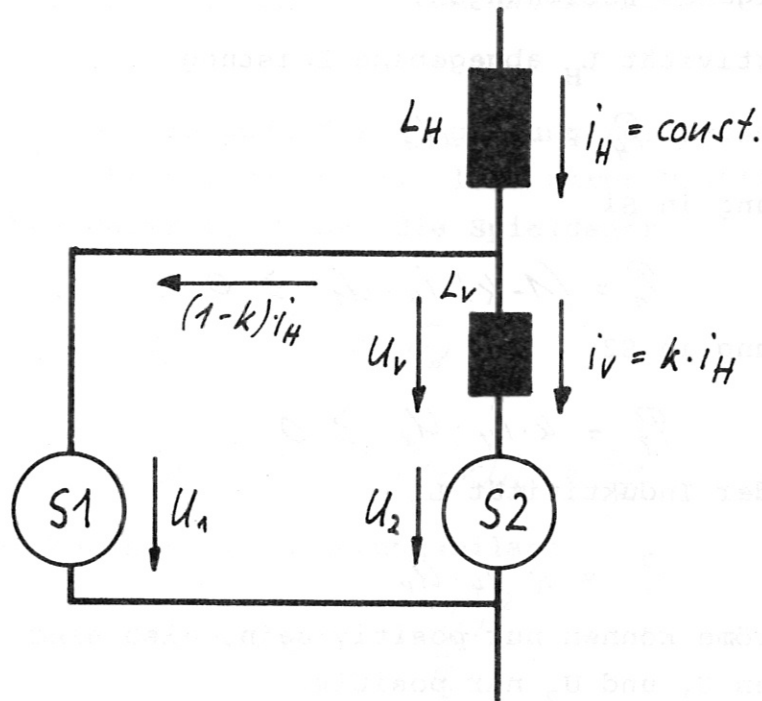


Abb.2: Chopper-Schaltung, allgemein

Einfache Lösungen ergeben sich unter folgenden Bedingungen:

- Zwischen $S1$ und $S2$ und anderen Elementen findet kein Energieaustausch statt.
- Der Strom in den Zweipolen wechselt sein Vorzeichen nicht.

Die Betriebszustände liegen im Bereich $0 \leq k < 1$ und

$$-U_{vmax} < U_V < U_{vmax}$$

Die Bedingung a bedeutet, daß die Zweipole keine elektrische

Energie abgeben können. Die den Zweipolen von der Stromquelle zugeführte Energie wird am einfachsten und billigsten in Wärme umgesetzt. Da dies nicht in den elektronischen Wandlern geschehen darf, müssen die Zweipole mit Widerständen ausgestattet werden.

Es gelten folgende Beziehungen:

Von der Induktivität L_H abgegebene Leistung

$$P_H = i_H \cdot U_1 \quad (2.1)$$

Verlustleistung in S1

$$P_1 = (1-k) \cdot i_H \cdot U_1 \geq 0 \quad (2.2)$$

Verlustleistung in S2

$$P_2 = k \cdot i_H \cdot U_2 \geq 0 \quad (2.3)$$

Leistung an der Induktivität L_V

$$P_V = k \cdot i_H \cdot U_V \quad (2.4)$$

Sämtliche Ströme können nur positiv sein, also sind auch die Spannungen U_1 und U_2 nur positiv.

Die Spannung an L_V ist

$$U_V = U_1 - U_2 \quad (2.5)$$

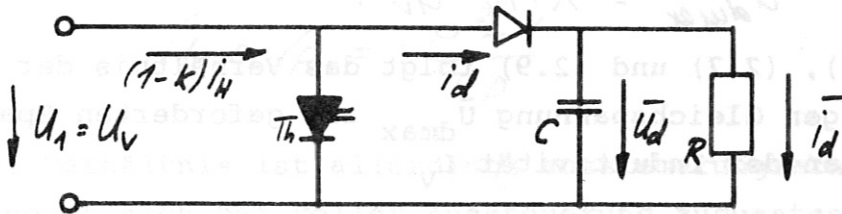
Es ergibt sich ein Minimum an umgesetzter Leistung, wenn für den Fall $U_V > 0$, d.h. Erregung der Induktivität L_V , die Spannung $U_1 = U_V$ und $U_2 = 0$ wird. Dann ist $P_2 = 0$ und

$$P_1 = (1-k) i_H \cdot U_V = P_H - P_V$$

Im Fall der Entregung von L_V , d.h. $U_V < 0$, muß $U_2 = -U_V$ und $U_1 = 0$ sein. Dann ist $P_H = 0$, $P_1 = 0$ und $P_2 = k \cdot i_H \cdot U_V = P_V$. Die Verlustleistung in S2 wird aus L_V gedeckt.

In den beiden folgenden Beispielen wird eine Vorstellung von den Schaltleistungen vermittelt. Hierzu werden die bei Erregung von L_V auftretenden Spannungen berechnet ($U_1 = U_V$; $U_2 = 0$).

a) Steuerbarer Zweipol mit geglätteter Gleichspannung



$U_1 = U_V$ ist die geforderte Spannung zur Erregung der Induktivität L_V . Th ist ein löschbares Ventil mit der Einschaltdauer T_1 . T sei die Spieldauer.

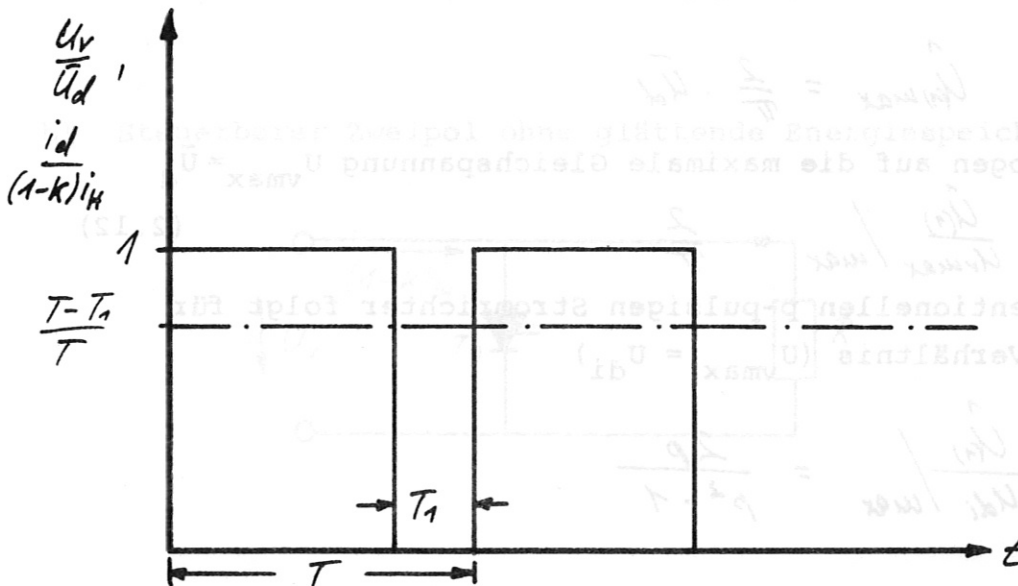
Es gilt:

$$U_V = \frac{T - T_1}{T} \cdot \bar{U}_d \quad (2.6)$$

$$\bar{i}_d = \frac{T - T_1}{T} \cdot (1 - k) i_H = \frac{\bar{U}_d}{R} \quad (2.7)$$

Ferner bedingt die Leistungsbilanz

$$U_V \cdot (1 - k) \cdot i_H = \frac{\bar{U}_d^2}{R} \quad (2.8)$$



Die maximale Gleichspannung \bar{U}_d ergibt sich für $k = 0$:

$$\bar{U}_{dmax}^2 = R \cdot i_H \cdot U_v \quad (2.9)$$

Mit (2.6), (2.7) und (2.9) folgt das Verhältnis der notwendigen Gleichspannung \bar{U}_{dmax} zur geforderten Spannung U_v an der Induktivität L_v

$$\frac{\bar{U}_{dmax}}{U_v} = \frac{T}{T-T_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-k}} \quad (2.10)$$

Mit $k = k_{max} = 0.9$ erhält man im günstigsten Falle ($T_1 = 0$)

$$\frac{\bar{U}_{dmax}}{U_v} = \sqrt{10} = 3.16$$

Thyristoren und Dioden werden mit 3,16-facher Magnetfeldspannung U_v beansprucht. Die in R umgesetzte Verlustleistung ist abhängig von k und berechnet sich nach Gl. (2.8):

$$P_{max,R} = (1-k) \cdot i_H \cdot U_{vmax} \quad (2.11)$$

Die Amplitude der Grundschiwingung mit der Frequenz $f_1 = \frac{1}{T}$ erreicht ihr Maximum bei $(T-T_1)/T = 0.5$. Sie beträgt

$$\hat{U}_{(1)max} = \frac{2}{\pi} \cdot \bar{U}_d$$

oder, bezogen auf die maximale Gleichspannung $U_{vmax} = \bar{U}_d$

$$\frac{\hat{U}_{(1)}}{U_{vmax}} /_{max} = \frac{2}{\pi} \quad (2.12)$$

Beim konventionellen p-pulsigen Stromrichter folgt für dasselbe Verhältnis ($U_{vmax} = U_{di}$)

$$\frac{\hat{U}_{(1)}}{U_{di}} /_{max} = \frac{2p}{p^2 - 1}$$

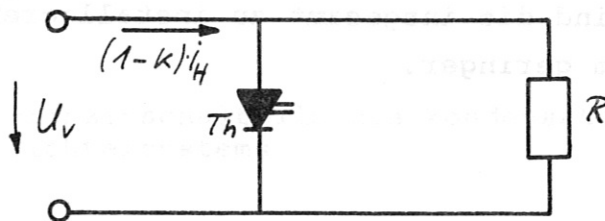
Das Verhältnis der maximalen Grundschwingungsamplituden von DC-Chopper und Stromrichter beträgt also

$$\hat{U}_{(H)DC/p} = \frac{p^2 - 1}{\pi \cdot p} \quad (2.13)$$

Dieses Verhältnis ist allerdings aussteuerungsabhängig und ändert sich bei voller Aussteuerung zugunsten des DC-Choppers. Während kurzer Zeitabschnitte mit maximaler Aussteuerung ($T_1 = 0$), z.B. während eines steilen Stromanstiegs von Null auf den Maximalstrom, können die Grundschwungung und ihre Harmonische verschwinden. Dies ist im Einzelfall u.U. vorteilhaft.

Bei gleichen Bedingungen sind nach Gl.(2.13) die maximalen Amplituden der Grundschwungung beim DC-Chopper 1,86mal höher als beim konventionellen Stromrichter mit einer Pulszahl $p = 6$. Umgekehrt: Die Taktfrequenz $\frac{1}{T}$ des DC-Choppers muß 1,86mal höher als die Pulsfrequenz (Pulszahl \times Netzfrequenz) eines konventionellen Stromrichters sein, wenn dieselbe Stromwelligkeit erreicht werden soll. Dies bedeutet konkret, daß die Taktfrequenz etwa 560 Hz oder, verglichen mit dem 100 Hz-Drehstromsystem des IPP-Stoßgenerators, 1,12 kHz sein müßte.

b) Steuerbarer Zweipol ohne glättende Energiespeicher



Es gilt:

$$\bar{U}_V = \frac{T-T_1}{T} \cdot (1-k) \cdot i_H \cdot R, \quad (2.14)$$

$$U_{Vmax} = i_H \cdot R \quad (2.15)$$

Daraus folgt:

$$\frac{U_{Vmax}}{\bar{U}_V} = \frac{T}{T-T_1} \cdot \frac{1}{1-k} \quad (2.16)$$

Die Spannung U_{Vmax} muß vom Ventil Th gesperrt werden können. Es ist klar, daß in dieser Schaltung noch erheblich ungünstigere Verhältnisse als zuvor auftreten.

Es ist grundsätzlich möglich, die ungünstigen Spannungsverhältnisse zu verbessern. Dies erfordert jedoch zusätzlichen Aufwand in Form periodisch geschalteter Widerstände.

Im Gegensatz zu Schaltungen mit DC-Choppern an einer Spannungsquelle ist bei einfachen Schaltungen mit DC-Choppern an einer Stromquelle die Spannung mit dem Strom des Schalterzweipols verknüpft. Damit ergeben sich hohe getaktete Spannungen und große Stromrichter-Bauleistungen, wenn innerhalb eines vorgeschriebenen Strom-Spannungsbereiches beide Parameter voneinander unabhängig bzw. nur über das Tastverhältnis verknüpft sein sollen. Bei komplizierten Lösungen mit Einrichtungen zur Spannungsbegrenzung sind die insgesamt zu installierenden Bauleistungen kaum geringer.

3. Kondensatorgeführtes Stromrichtersystem (nach Prof. Depenbrock)

Das Prinzip wurde bereits im Abschnitt 1.2 skizziert:
Zwischen den steuerbaren Spannungsquellen S_1, S_2, S_3 (Abb.1) ist ein Energieaustausch über ein künstliches 3-Phasen-Drehstromnetz mit Kondensatoren möglich.

Zur Kompensation der geradzahligen Oberwellen werden zwei Drehstromnetze gegenphasig betrieben und über einen Ausgleichstransformator gekoppelt. Damit gelten die Gesetzmäßigkeiten netzgeführter Stromrichter.

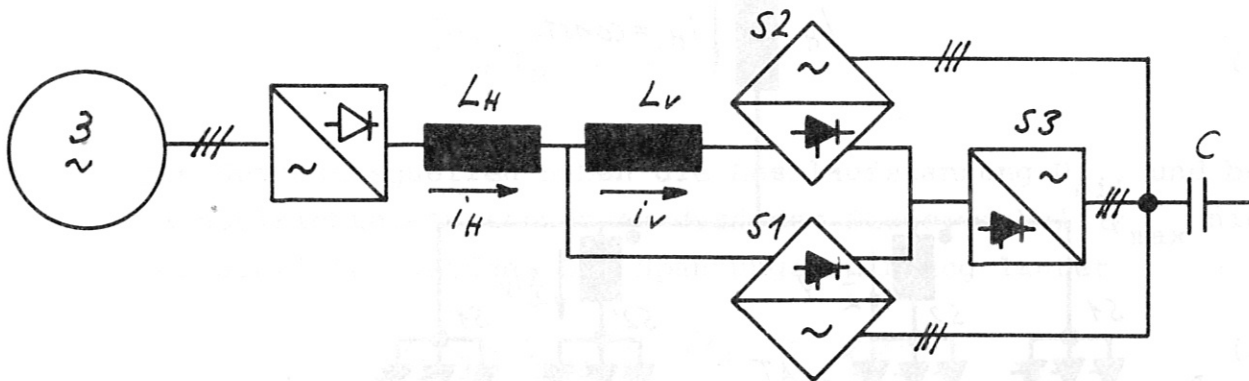


Abb.3: Prinzipschaltbild des kondensatorgeführten Stromrichtersystems

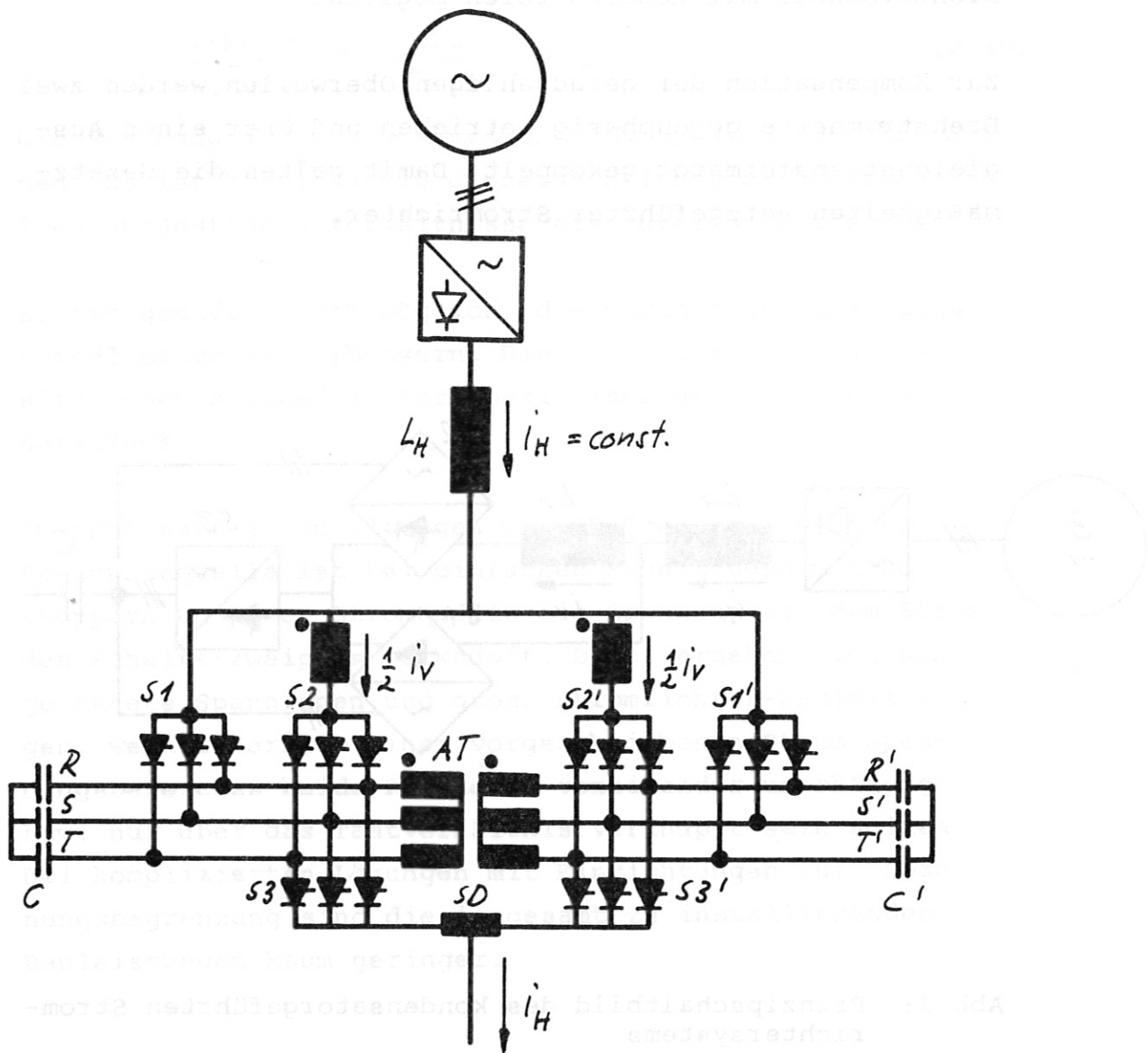


Abb.4: Stromlaufplan des kondensatorgeführten Stromrichter-systems

Die Teilung in zwei Drehstromnetze macht die Teilung der Induktivität L_V in zwei gleiche parallele Hälften notwendig. Die Kopplung zwischen den Hälften ist belanglos, da diese sich auf der Gleichstromseite befinden. Sie darf beliebig gut sein, da die Strom- und Spannungsverhältnisse an beiden Hälften ohnehin gleich sein sollen.

In Abb.4 ist der Stromlaufplan ausgeführt. Der Ausgleichs-Transformator AT koppelt die beiden Drehstromsysteme R,S,T und R',S',T' gegenphasig. Eine Saugdrossel SD übernimmt die Potentialdifferenz der Augenblickswerte.

Zur Untersuchung der gleichstromseitigen Bedingung greifen wir auf das Gleichstrom-Ersatzschaltbild zurück (siehe Abb.5).

Die Autarkie des Wandler-Systems erfordert

$$\sum_1^3 i_V U_V = 0 \quad (3.1)$$

Die Spannungsquellen haben die Leerlaufspannung U_{di} , und bei Wechselrichter-Aussteuerung darf der Steuerwinkel α_{max} nicht überschritten werden. Die Spannungsbedingung lautet

$$U_{di} \cos \alpha_{max} \leq U_V < U_{di} \quad (3.2)$$

Ferner bleibt die Strombedingung

$$i_H = const.$$

bestehen. Die Stromrichtung in den Spannungsquellen ist nicht umkehrbar (Zwei-Quadranten-Stromrichter).

Mit den Abkürzungen

$$a_1 = \frac{U_1}{U_{di}} ; \quad a_2 = \frac{U_2}{U_{di}} ; \quad a_3 = \frac{U_3}{U_{di}} ; \quad l = \frac{U_V}{U_{di}}$$

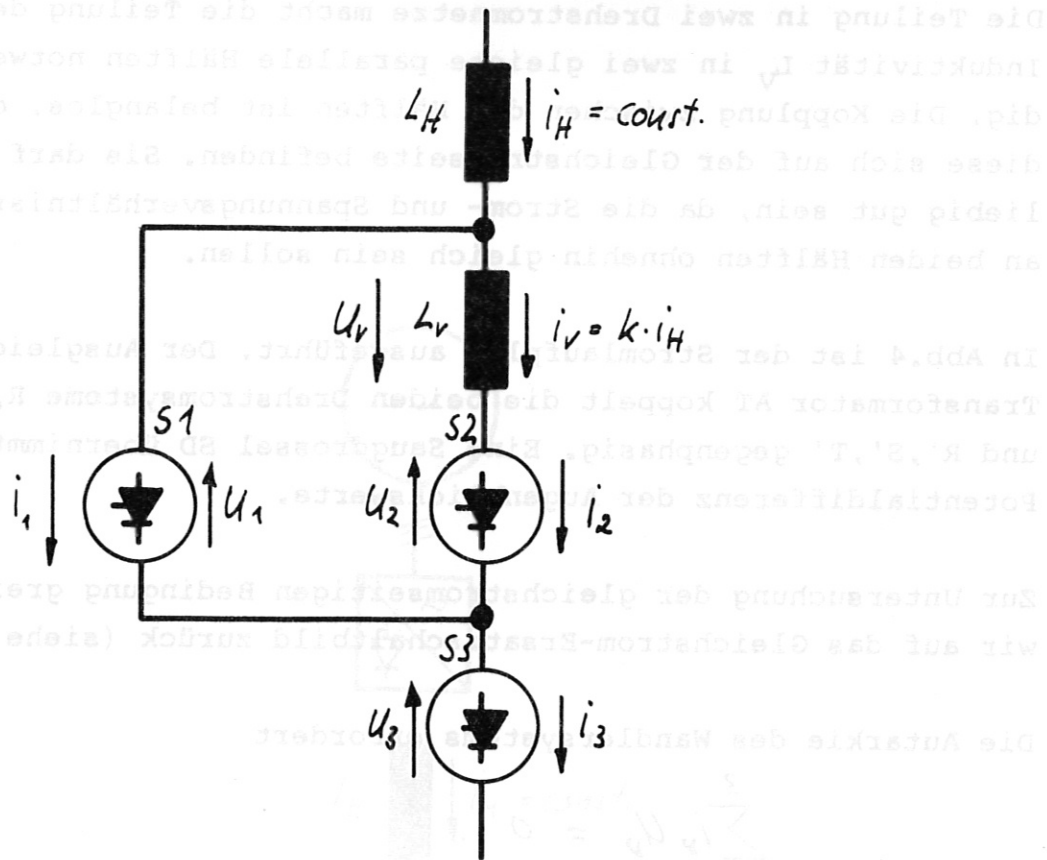


Abb.5: Gleichstromseitiges Ersatzschaltbild

sowie
$$U_V = U_2 - U_1 \quad \text{bzw.} \quad l = Q_2 - Q_1$$

folgt

$$\cos \alpha_{\max} - 1 \leq l \leq 1 - \cos \alpha_{\max} \quad (3.3)$$

Für die Wahl der Einzelspannungen kann eine zusätzliche Bedingung gestellt werden.

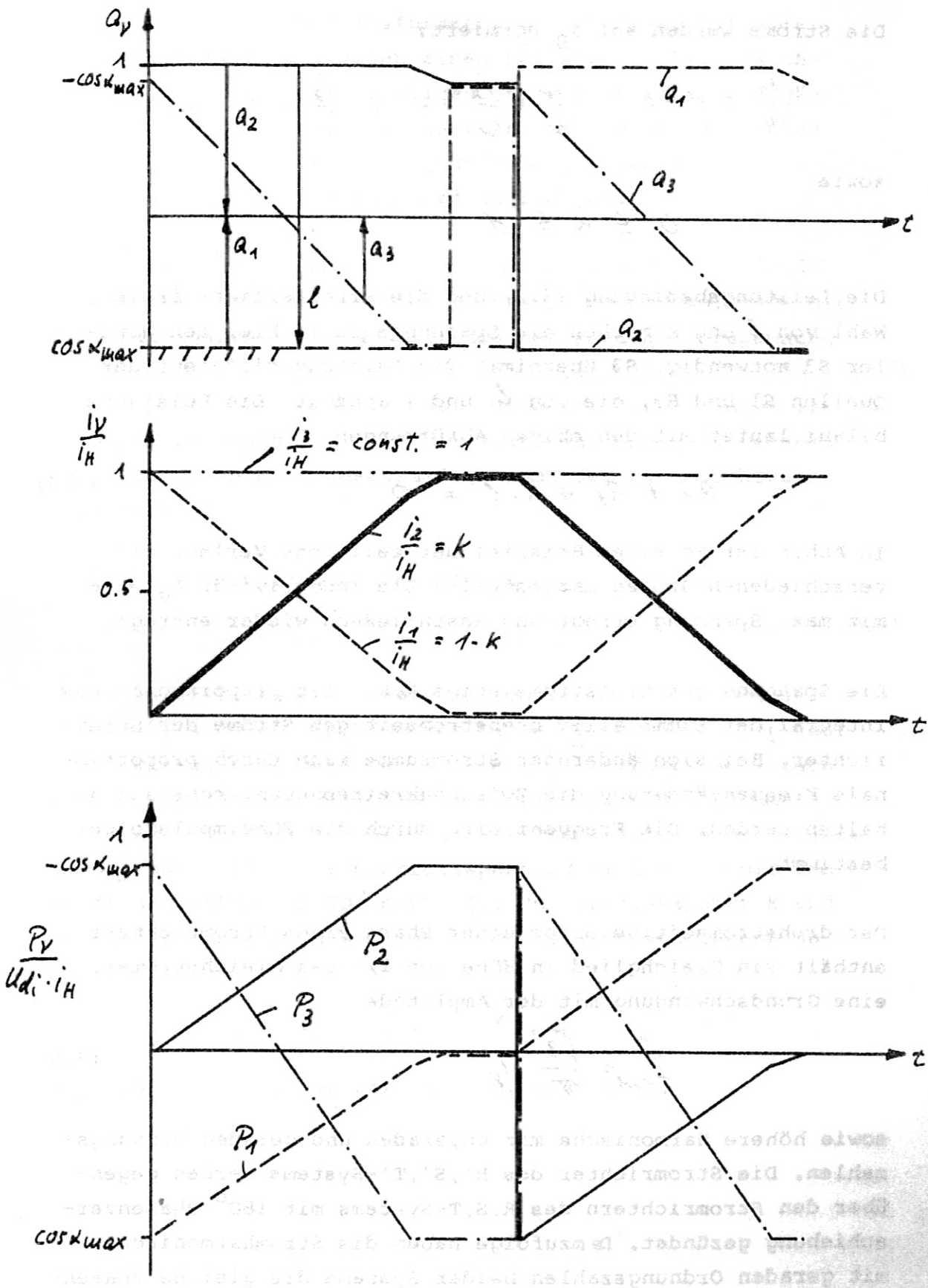


Abb.6: Zeitlicher Verlauf der Aussteuerung, der Ströme und der Leistungen bei maximaler Erregung und Entregung; $\alpha_{max} = 150^\circ$.

Die Ströme werden auf i_H normiert:

$$\frac{i_1}{i_H} = 1 - k ; \quad \frac{i_V}{i_H} = \frac{i_2}{i_H} = k ; \quad \frac{i_3}{i_H} = 1$$

sowie

$$0 \leq k \leq 1$$

Die Leistungsbedingung (3.1) und die erforderliche freie Wahl von ℓ und k machen die Spannungsquelle bzw. den Wandler S3 notwendig. S3 übernimmt die Leistungsdifferenz der Quellen S1 und S3, die von ℓ und k abhängt. Die Leistungsbilanz lautet mit den obigen Abkürzungen

$$Q_1 + Q_3 + k \cdot \ell = 0 \quad (3.4)$$

In Abb.6 ist an einem Beispiel der zeitliche Verlauf der verschiedenen Größen dargestellt: Die Induktivität L_V wird mit max. Spannung erregt und anschließend wieder entregt.

Die Spannung des Drehstromsystems R,S,T ist proportional dem Integral der Summe aller drehstromseitigen Ströme der Stromrichter. Bei sich ändernder Stromsumme kann durch proportionale Frequenzänderung die Zwischenkreisspannung konstant gehalten werden. Die Frequenz wird durch die Zündimpulsfolge bestimmt.

Der drehstromseitige Strom einer Phase eines Stromrichters enthält ein Gleichglied in Höhe von $1/3$ des Gleichstromes, eine Grundschwingung mit der Amplitude

$$I_{(1)\nu} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot i_V \quad (3.5)$$

sowie höhere Harmonische mit ungeraden und geraden Ordnungszahlen. Die Stromrichter des R',S',T'-Systems werden gegenüber den Stromrichtern des R,S,T-Systems mit 180° Phasenverschiebung gezündet. Demzufolge haben die Stromharmonischen mit geraden Ordnungszahlen beider Systeme die gleiche Phasen-

lage. Der Ausgleichstransformator bildet daher für alle geradzahligen Harmonischen einen Kurzschluß. Die Glieder aller drehstromseitigen Stromrichterströme ergänzen sich zu Null. Die Kondensatorströme bestehen demnach nur aus der Summe der Stromgrundschwingungen sowie der Harmonischen mit ungeraden Ordnungszahlen.

Die erste Harmonische hat die Ordnungszahl 5. Ihre Amplitude beträgt maximal $1/5$ der Grundschwingungsamplitude mit der Ordnungszahl 1. Die Amplitude der Kondensatorspannung der 5. Harmonischen beträgt demnach noch höchstens $1/5 \cdot 1/5 = 4\%$ der Grundschwingungsamplitude. Für erste Berechnungen ist es daher zulässig, nur mit der Grundschwingung zu rechnen. Es gelten dann alle Gesetzmäßigkeiten der netzgeführten Stromrichter.

Im Drehstrom-Zwischenkreis gilt demnach

$$\underline{I}_c + \underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 = 0 \quad (3.6)$$

In jedem Betriebspunkt, gekennzeichnet durch die Größen k und ℓ , sind die Beträge der Zeiger \underline{I}_y bekannt. Ist über zwei Aussteuerungsfaktoren $a_y = \cos \alpha_y$ verfügt, so liegen auch die Richtungen aller Zeiger fest, denn die Ströme \underline{I}_y eilen der zugehörigen Spannung des Drehstromzwischenkreises um α_y nach. Die Zwischenkreisspannung eilt gegenüber dem Kondensatorstrom um 90° nach. Für den Betriebspunkt k und ℓ erhält man z.B. das Zeigerbild der Grundschwingung nach Abb.7.

$$I_3 : I_2 : I_1 = 1 : k : (1-k)$$

Die Wahl eines Parameters, z.B. a_1 , ist frei.

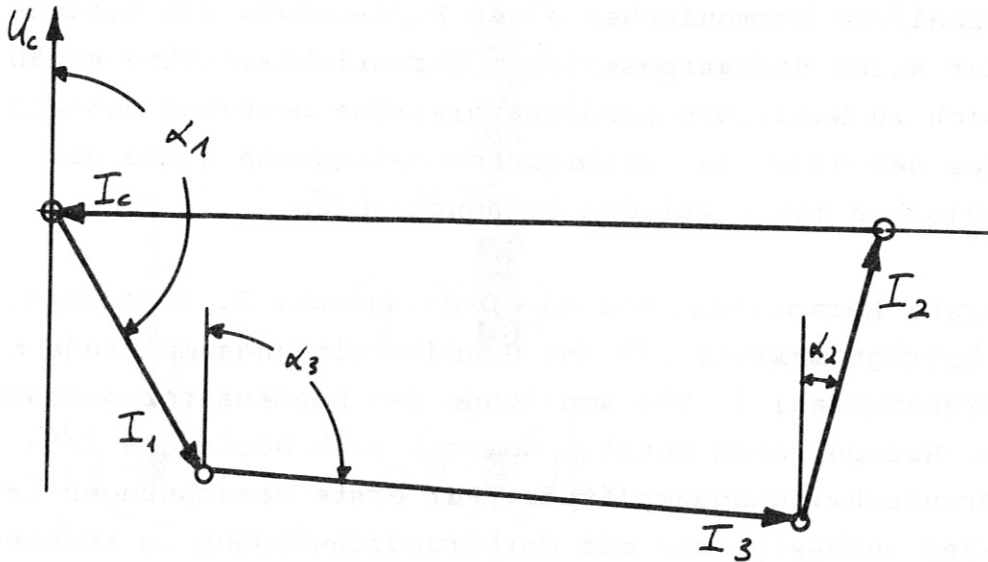


Abb.7: Zeigerbild der Zwischenkreisströme für $k = 0.5$,
 $\ell = 1$ und $a_1 = \cos \alpha_{\max}$

Die freie Wahl eines Parameters ermöglicht die Optimierung der Steuerung hinsichtlich des Kondensatorstromes bzw. der Zwischenkreisspannung oder der Steuerfrequenz.

Das Zeigerbild der Abb.7 läßt sich zu Ortskurvenscharen mit k -Bezifferung erweitern.

Eine solche Ortskurve beschreibt die Erregung bzw. Entregung der Induktivität L_V . Für die Phase der Konstantstrom-Regelung ist umgekehrt die Erstellung von Ortskurvenscharen z.B. für $I_2 = \text{const.}$, d.h. auch $i_2 = i_v = \text{const.}$, mit ℓ -Bezifferung aufschlußreich.

Die Blind-Leistung der insgesamt notwendigen Kondensatoren erreicht die max. geforderte Leistung $P_{V\max} = i_H \cdot U_{V\max}$ an der Induktivität L_V . Die Zwischenkreisspannung u_c richtet sich nach der notwendigen Spannung $U_{V\max}$.

4. Nebenschluß-Stromrichter

Bei dieser Schaltung wird ein normaler p-pulsiger Stromrichter von einer äußeren Spannungsquelle E_l geführt. Die Spannungsquelle kann mit der Energiequelle für den eingepprägten Strom i_H identisch sein. Abb.8 zeigt das Prinzipschaltbild und Abb.9 den Stromlaufplan. Der Transformator T dient der Spannungsanpassung und galvanischen Trennung.

Der Stromrichter Th ist ein normaler, vom Drehstromsystem der Energiequelle E_l geführter Stromrichter mit natürlicher Kommutierung für Zwei-Quadranten-Betrieb. Er arbeitet bei Erregung der Induktivität L_V in Wechselrichter-Aussteuerung. Die Wirkleistung für die Erregung liefert die stromeinprägende Induktivität L_H . Bei Entregung von L_V wird Wirkleistung von der Quelle benötigt, allerdings proportional zu $(1-k)$.

Die Nebenschluß-Schaltung hält die zusätzliche thermische Belastung der Quelle E_l durch den Strom i_V klein. Sie bietet insbesondere Vorteile, wenn i_V stationär etwa gleich i_H und somit der Stromrichterstrom $i_d \approx 0$ ist. Eine kurzzeitige Erhöhung der Scheinleistung für Erregung und Entregung spielt eine untergeordnete Rolle. Eine Gegenüberstellung der Verlustleistungen in der Quelle mit Nebenschluß-Stromrichter und bei normalem Stromrichterbetrieb ohne Stromeinprägung zeigt Abb.10,d. Die Verlustleistung ist proportional zum Quadrat des Generatorstromes bzw. der Generatorscheinleistung. Bezieht man die Verlustleistung, welche beim Betrieb beider Magnetfeldspulen anfällt, auf die ausschließlich vom Hauptmagnetfeld verursachte, dann folgt für dieses Verhältnis bei Normalbetrieb

$$P_{Diss}^* = 1 + 2 \cdot k \cdot \ddot{u} \cdot \cos \alpha + k^2 \cdot \ddot{u}^2$$

und bei Nebenschlußbetrieb

$$P_{Diss}^* = 1 + 2(1-k) \cdot \ddot{u} \cdot \cos \alpha + (1-k)^2 \cdot \ddot{u}^2$$

Die Beziehungen gelten für ideale Stromrichter während der Flat-Top-Phase des Hauptmagnetfeldes. Jeweils der 2. Gleichungsterm ist aussteuerungsabhängig und kann negativ werden.

Eine ausführliche Erläuterung mit den notwendigen Bedingungen bzw. den statischen und dynamischen Kopplungen und Rückwirkungen findet sich im Abschnitt 6. Hier sei lediglich auf grundsätzliche Eigenschaften hingewiesen.

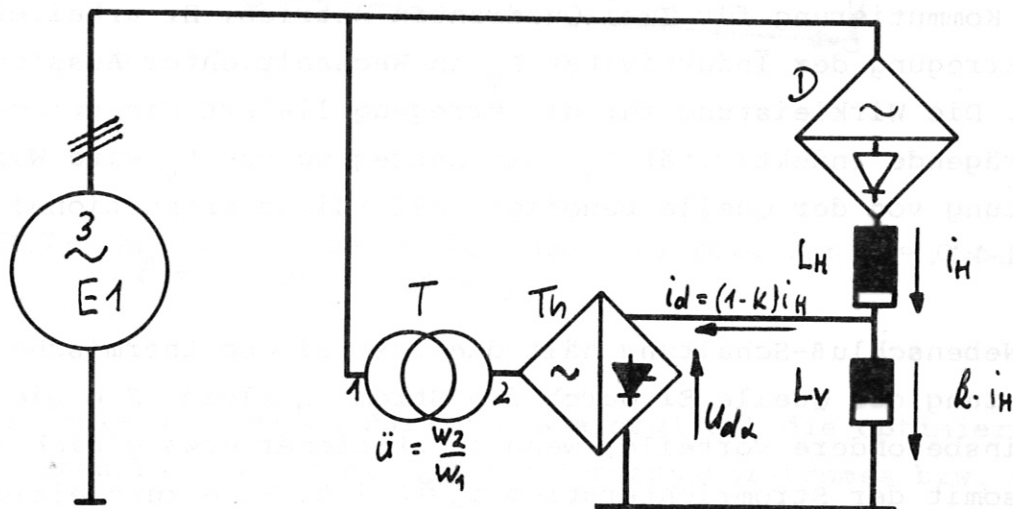


Abb.8: Prinzipschaltbild des Nebenschluß-Stromrichters

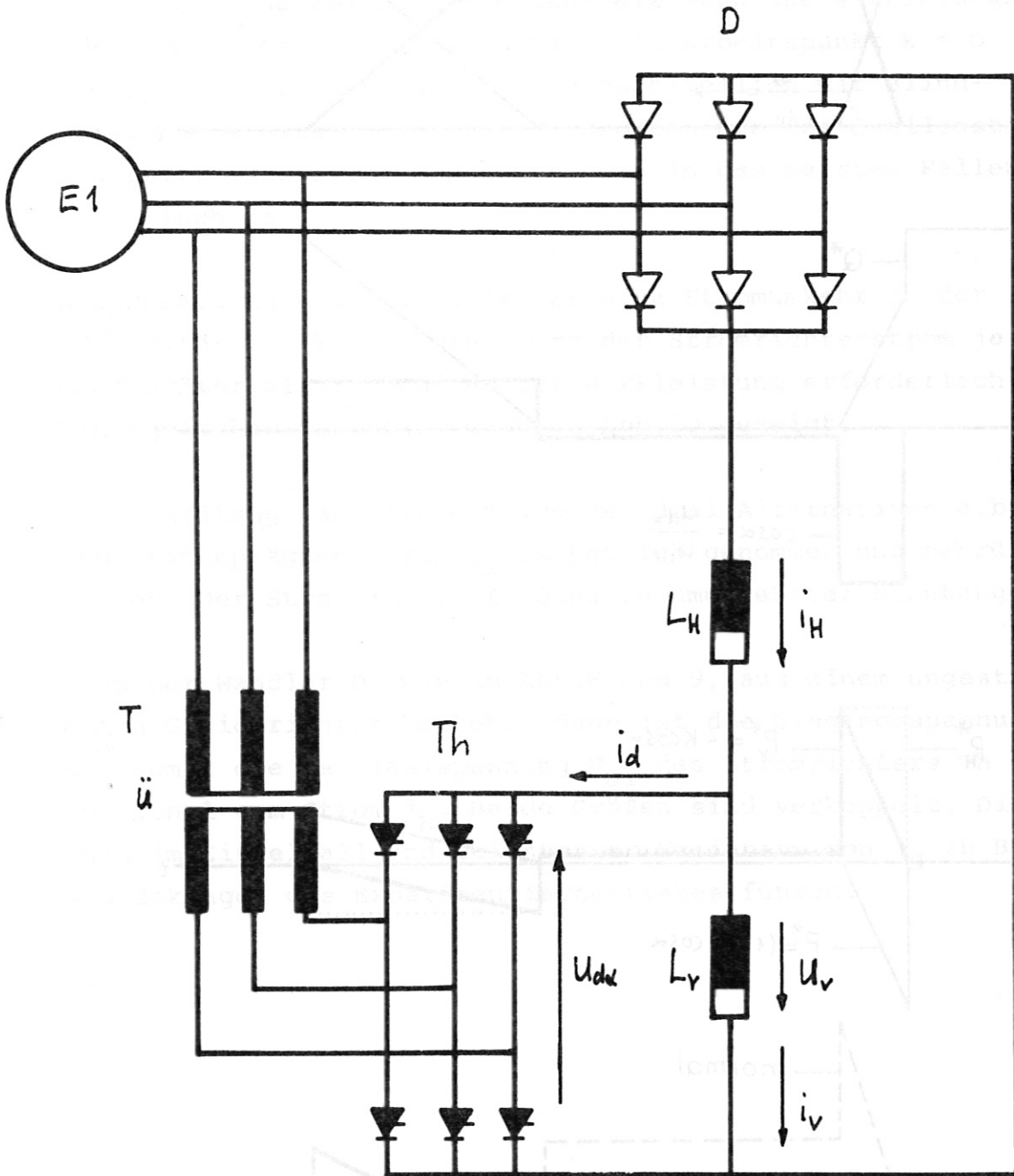


Abb.9: Stromlaufplan zum Nebenschlußstromrichter

Abb.10: Aussteuerung und Belastung bei einem typischen Stromrichterprogramm. Normierwerte für die Leistungen Q^* , P^* , U^* , i^* , U^* = $\frac{1}{3}$

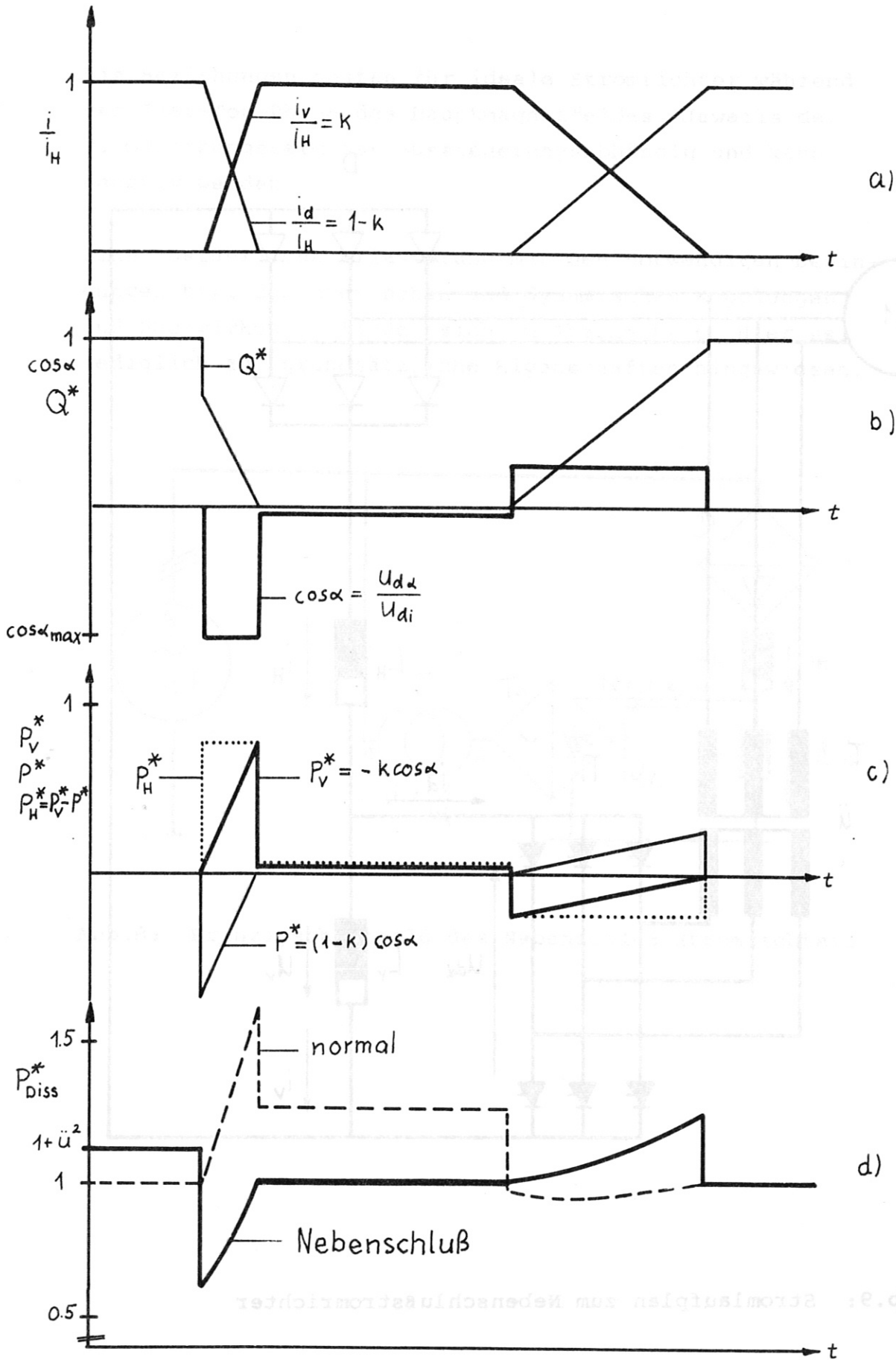


Abb.10: Aussteuerung und Belastung bei einem typischen Stromrichterprogramm. Normierende für die Leistungen Q^* , P^* etc.: $U_{di} \cdot i_H$; $\ddot{U} = \frac{1}{3}$.

Der Nebenschlußstromrichter ist besonders geeignet, wenn die statischen Betriebszustände vorwiegend bei $k = 1$ liegen. Dann sind sowohl die Blind- als auch die Wirkleistung des Stromrichters praktisch Null. Im Arbeitspunkt $k = 0$ und $U_V = 0$ wird die Quelle E_l ausschließlich mit Blindleistung belastet. D.h. zur Wirkkomponente des Quellenstromes tritt eine Blindkomponente, was in den meisten Fällen unkritisch ist.

Die Schaltung ermöglicht ferner eine Stromumkehr in der Induktivität L_V ($k < 0$). Dann wird der Stromrichterstrom jedoch größer als i_H , und es ist Wirkleistung erforderlich. Ein typisches Lastspiel wird in Abb.10 gezeigt.

Die Schaltung kann als einzige der drei Alternativen a,b,c ohne eingepprägten Strom i_H in Betrieb genommen und geprüft werden. Der Strom i_V fließt dann in umgekehrter Richtung.

Wenn der Wandler D, wie in Abb.8 und 9, aus einem ungesteuerten Gleichrichter besteht, dann ist die Eingangsspannung und somit die Leerlaufspannung U_{di} des Stromrichters T_h proportional zum Strom i_H . Beide Größen sind verkoppelt. Dies kann im Einzelfall und bei starker Variation von i_H zu Beschränkungen des Experimentierbetriebes führen.

5. Vergleich

Die verschiedenen Schaltungen lassen sich anhand objektiver Kriterien miteinander vergleichen, ohne daß man Details der Anwendung oder Betriebsweise kennen muß. Lediglich die Bewertungsfaktoren bleiben dem konkreten Einzelfall vorbehalten.

Im folgenden werden Kriterien, nach Gruppen geordnet, vorgestellt und erläutert und anschließend tabellarisch in einer Gegenüberstellung zusammengefaßt.

a) Technische Kriterien

- Überspannungsfaktor:** Höchste auftretende Ventilspannung im Verhältnis zur geforderten Erregerspannung U_V
- Installierte Leistung:** Produktsumme aller Ventilströme und Ventilspannungen sowie der Transformator- und Kondensatorleistungen.
- Welligkeit:** Geometrische Summe der Wechselspannungsamplituden im Verhältnis zur maximalen Gleichspannung
- Regeleigenschaften:** Stellgeschwindigkeit der Spannung an der Induktivität L_V
- Rückwirkung:** Transiente Rückwirkung auf die Stromquelle i_H . Sie ist in allen Fällen klein.
- Arbeitsbereich:** Mögliche Arbeitspunkte U_V, i_V (Angabe der Quadranten)
- Zuverlässigkeit:** Sicherheit gegen Fehlfunktionen

b) Betriebliche und experimentelle Kriterien

Unabhängigkeit von
Spannungsquellen:

Verbindungen zu äußeren Spannungsquellen entfallen. Das Stellersystem ist autark.

Funktionsfähigkeit
ohne Stromquelle i_H :

Sie ermöglicht die Inbetriebnahme des Stellersystems unabhängig von i_H .

Kopplung i_H, U_V :

Stationäre Kopplung der max. Erregerspannung U_V an den Strom i_H .

Vergleichsbasis für alle Schaltungen ist der konventionelle, unabhängige, maschinengeführte Stromrichter ohne galvanische Kopplung mit dem übrigen Stromkreis.

Beim Tokamak-Projekt ASDEX fiel die Entscheidung zugunsten des Nebenschluß-Stromrichters. Hierfür war vor allem die Flexibilität der Anordnung ausschlaggebend, die je nach Belastung der Quelle El - einem Stoßgenerator - als normaler Stromrichter oder als Nebenschluß-Stromrichter betrieben werden kann. Die Anlage ist dadurch nicht an ein bestimmtes Experiment gebunden und steht auch für andere Zwecke als Stellglied zur Verfügung.

Beim DC-Chopper gibt es noch keine praktischen Erfahrungen mit Leistungen der gewünschten Größenordnung. Der Vorschlag b - kondensatorgeführtes Stromrichtersystem - ist noch nicht erprobt. Dies bedingt in beiden Fällen Entwicklungskosten und entsprechend lange Fertigstellungszeiten. Einsparungen bei Transformatoren und Leitungen würden nach ersten Abschätzungen mehr als aufgewogen.

Kriterium	DC-Chopper	Kond.gef. Stromrichter	Nebenschluß-Stromrichter
Techn. Kriterien			
Überspannungsfaktor	- -	0	0
Installierte Leistung	- -	-	0
Welligkeit	-	0	0
Regeleigenschaften	0	0	0
Rückwirkung	-	-	-
Arbeitsbereich U_V, i_V	1,(4 dyn.)	1,(4 dyn.)	1,3(2,4 dynam.)
Zuverlässigkeit	-	0	0
Betriebl.und exper. Kriterien			
Unabhängigkeit von Spannungsquellen	+ +	+ +	0
Funktionsfähigkeit ohne Stromquelle i_H	- -	- -	0
Kopplung i_H, U_V	(+)	+	0
Anpassungsfähigkeit, Nutzungsvielfalt	-	-	0
Sonstige Kriterien:			
Kosten	-	-	0
Bauzeit	- -	-	0

Tabelle 1: Gegenüberstellung der Schaltungsvorschläge. Vergleichsbasis: Maschinengeführter unabhängiger Stromrichter. 0: gleichwertig, +: besser, -: schlechter. Zahlenangaben entsprechen den Quadranten der U_V-i_V -Ebene.

6. Genauere Betrachtung des Nebenschluß-Stromrichters am Beispiel des Vertikalfeldstellers bei ASDEX

6.1 Daten

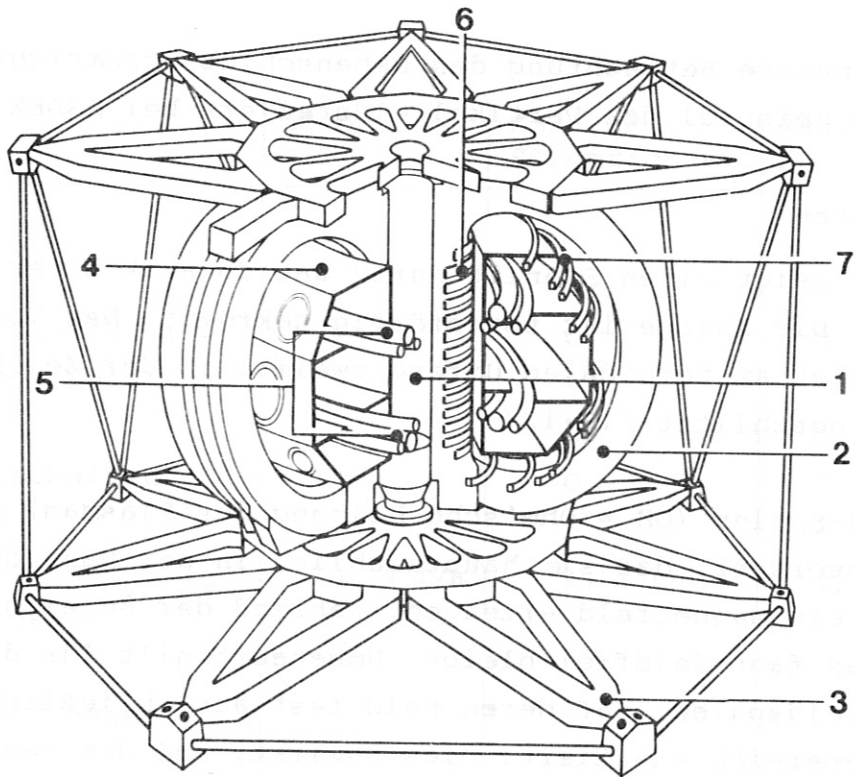
Abb.11 zeigt einen Schnitt durch das Tokamak-Experiment ASDEX. Die Anlage ist torusförmig gekrümmt. Das Vakuumgefäß ist am toroidalen Umfang zweimal in der Zeichenebene geschlitzt /11;12/.

Die OH-Spulen (OH = Ohm'sche Heizung des Plasmas) sind so angeordnet, daß sie hauptsächlich in der Nähe der z-Achse ein Magnetfeld erzeugen, während der Bereich des Plasmas fast feldfrei bleibt. Umgekehrt gilt für die Vertikalfeldspulen, daß deren Feld fast ausschließlich im Plasmabereich existiert. Dies bewirkt, daß die magnetische Verkopplung zwischen OH-Spulen und Vertikalfeldspulen praktisch Null ist. Das Plasma ist hingegen mit beiden Spulen gekoppelt.

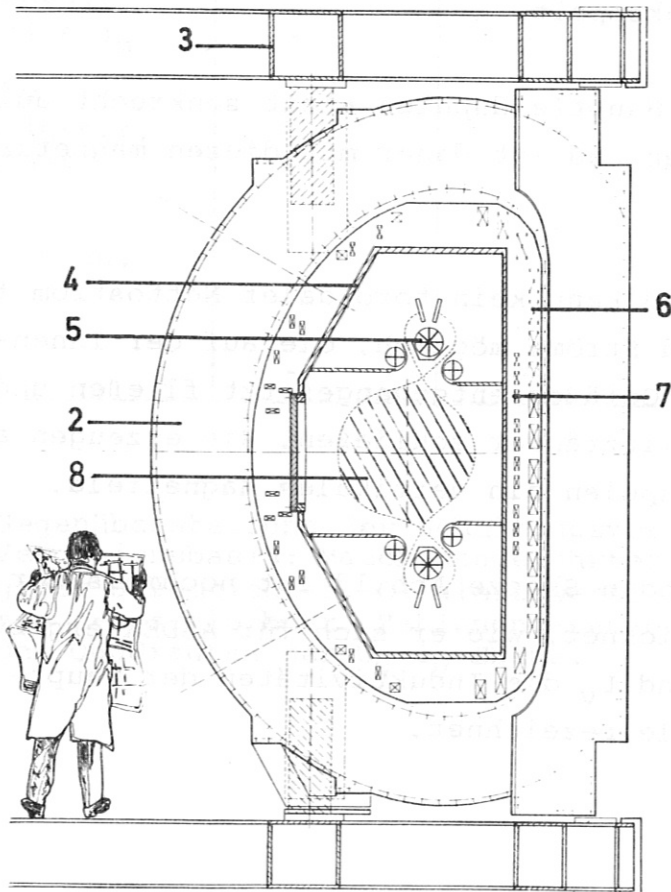
Das Feld der Hauptfeldspulen steht senkrecht auf dem der übrigen Spulen und ist daher mit diesen magnetisch nicht verkettet.

Im Vakuumgefäß kann kein toroidaler Nettostrom fließen. Hingegen sind Ströme möglich, die auf der Innen- und Aussenseite des Gefäßes entgegengesetzt fließen und sich über die Schlitzränder schließen. Sie erzeugen analog den Vertikalfeldspulen ein vertikales Magnetfeld.

In der folgenden Skizze Abb.13 ist nochmals der Stromlaufplan aufgezeichnet, wie er sich für ASDEX ergibt, wenn man mit L_H und L_V die Induktivitäten der Haupt- bzw. Vertikalfeldspule bezeichnet.



a. Gesamtansicht



b. Schnitt

Abb.11: Tokamak-Experiment ASDEX. 1 Zentrale Stützsäule, 2 Hauptfeldspulen, 3 Gerüst, 4 Gefäß, 5 Multipole u. Kompensationsspulen, 6 OH-Spulen, 7 Vertikalfeldspulen, 8 Plasma.

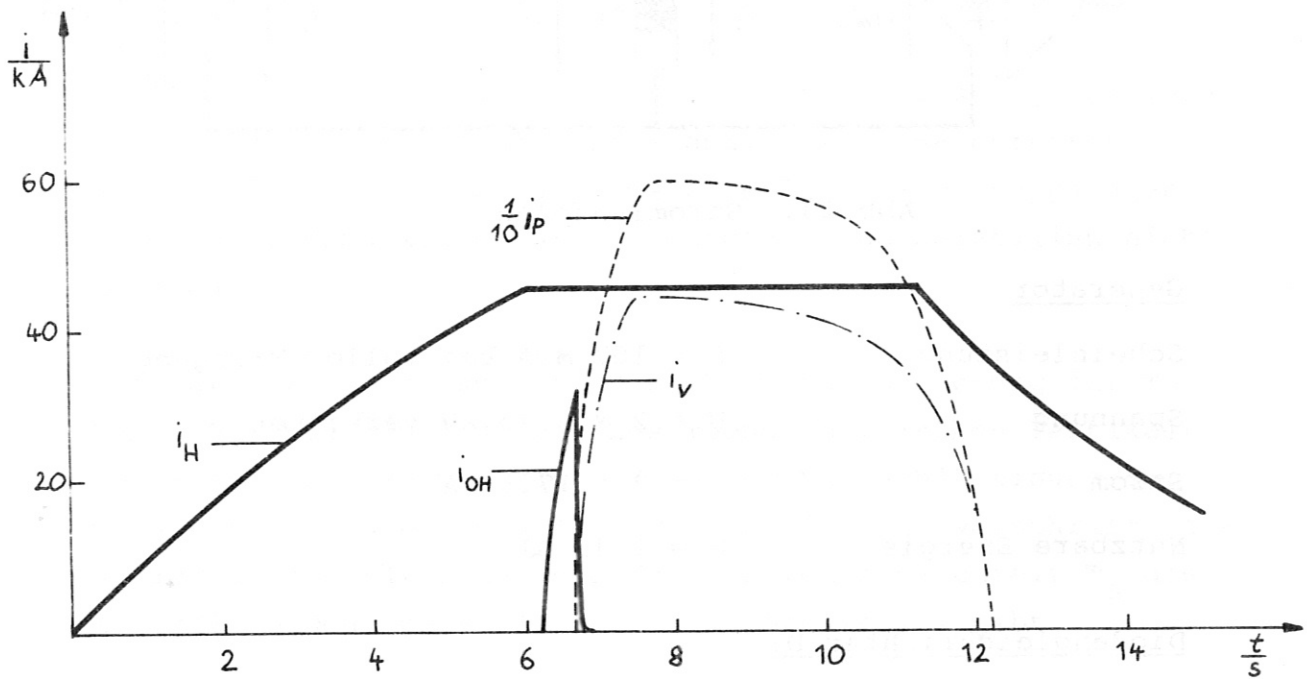


Abb.12: Stromprogramm beim Tokamak ASDEX.

i_H : Hauptmagnetfeldstrom, i_{OH} : OH-Transformatorstrom, i_p : Plasmastrom, i_V : Vertikalfeldstrom

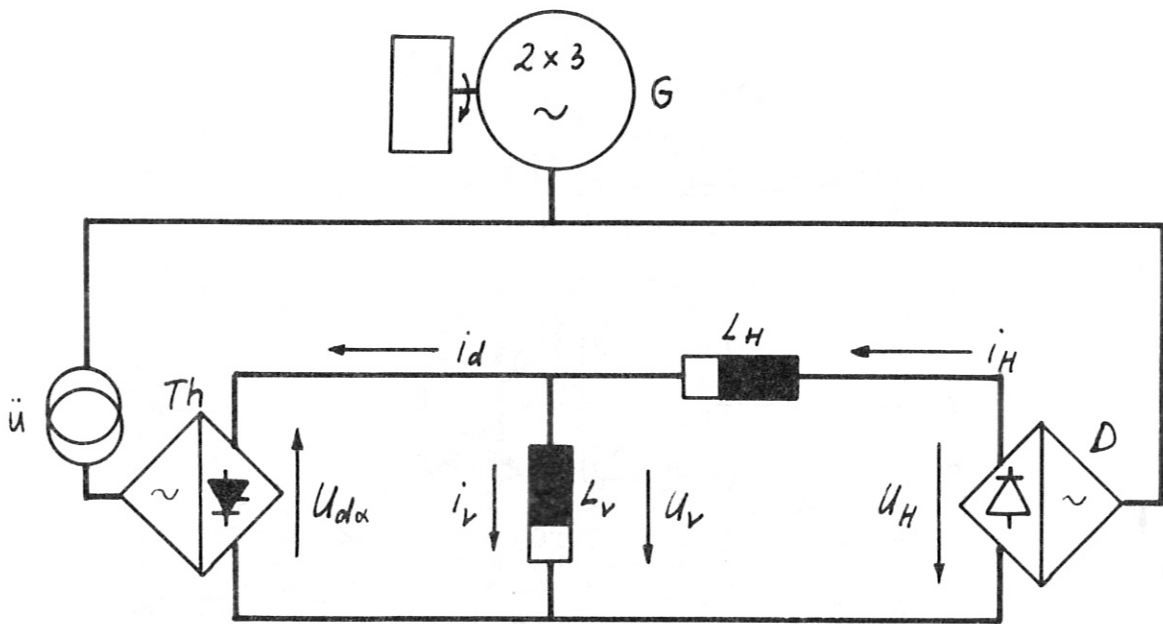


Abb.13: Stromlaufplan

Generator

Scheinleistung	$S = 167 \text{ MVA}$ bei voller Erregung
Spannung	$U = 2 \times 2.75 \text{ kV}$ verkettet
Strom	$I = 2 \times 17.5 \text{ kA}$
Nutzbare Energie	$W = 1.45 \text{ GJ}$

Diodengleichrichter D:

Gleichspannung	$U_H \leq 3.3 \text{ kV}$
Gleichstrom	$i_{H\text{max}} = 45 \text{ kA}; 10 \text{ s}$

Die Gleichspannung U_H wird mittels der Generator-Erregung über die Generatorspannung U eingestellt. Sie beträgt stationär

$$U_H = i_H (R_H + R_V)$$

Hauptfeldspule:

Induktivität	$L_H = 230 \text{ mH}$
Ohm'scher Widerstand	$R_H = 60 \text{ mOhm}$
Zeitkonstante	$\tau_H = 3.8 \text{ s}$
max.Energieinhalt	$E_H = 233 \text{ MJ}$

Abb.11: Tokamak-Experiment. Aufbau: 1. Hauptfeldspule, 2. Hauptfeldspulen, 3. Generatorspannung, 4. Kompensationspule u. Kompensationspulen, 5. Kompensationspule, 6. Vertikal-feldspulen, 8. Plasma.

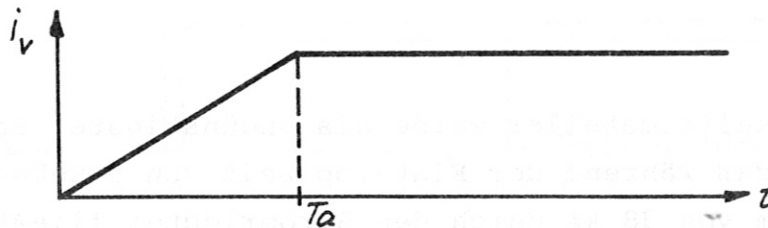
Vertikalfeldspule:

Induktivität	$L_V = 350 \mu\text{H}$
Ohm'scher Widerstand	$R_V = 2 \text{ m}\Omega$
Zeitkonstante	$\tau_V = 175 \text{ ms}$
max. Energieinhalt	$E_V = 354 \text{ kJ}$

Die Temperaturabhängigkeit der Widerstände wird nicht berücksichtigt.

Die Berechnung der minimal erforderlichen Leistung des Vertikalfeldstellers Th hätte die analytische Beschreibung der Regelstrecke "Plasma" einschließlich aller Kopplungen erfordert. Dies schien wegen mehrerer Imponderabilien nicht möglich.

Andererseits folgt aus der Gleichgewichtsbeziehung für Tokamak-Plasmen ein linearer Zusammenhang zwischen Vertikalfeldstrom und Plasmastrom /7/. Unter Vernachlässigung der magnetischen Kopplungen läßt sich damit eine Vorschrift formulieren, die für eine geforderte Stromanstiegszeit T_a die maximal notwendige Bauleistung des Stellers ergibt.



Sie ist im skizzierten Fall gleich der maximalen elektrischen Leistung.

$$S_{Vmax} = 2 \cdot E_V \left(\frac{1}{T_a} + \frac{1}{\tau_V} \right). \quad (6.1)$$

Aus prinzipiellen Gründen der Anordnung war ferner $i_{Vmax} = i_{Hmax}$ gegeben. Da der Vertikalfeldstrom zumindest kurzzeitig Null werden muß, fließt in dieser Zeit der Hauptfeldstrom über den Steller Th . Die thermische Auslegung des Stellers Th muß also entsprechend einer Kurzzeitbelastung

mit i_{Hmax} und einer längerwährenden Belastung während Flat-Top mit $i_H - i_{Vmin}$ erfolgen. Aus Gl.(6.1) und den obigen Angaben sowie $T_a = 20$ ms folgt

$$S_{Vmax} = 40 \text{ MVA} .$$

Mit $S_{Vmax} = U_V \cdot i_V$ folgt für die notwendige Erregerspannung

$$U_{Vmax} = 890 \text{ V} .$$

Die Spannungsbemessung des Stellers Th richtet sich nach U_{Vmax} und den Längsspannungsabfällen im Stromrichter und auf den Leitungen. Im vorliegenden Fall wurde eine ideelle Leerlaufspannung von $U_{di} = 1200$ V bei maximaler Generatorspannung vorgesehen.

6.2 Statische und quasistationäre Eigenschaften und Verknüpfungen

6.2.1 Generatorbelastung

Die Grundlast während der Flat-Top-Zeit ist durch den Strom in den Hauptfeldspulen gegeben. Zur Wirkleistung bis ca. 122 MW kommt infolge der Kommutierungsreaktanzen noch eine Kommutierungsblindleistung von ca. 70 MVA hinzu.

Beim Vertikalfeldsteller wurde als ungünstigster Fall angenommen, daß während der Flat-Top-Zeit von 5 Sekunden ein Gleichstrom von 38 kA durch den Stromrichter fließt. Dies entspricht einem Vertikalfeldspulenstrom von 7 kA bei einem Hauptfeldspulenstrom von 45 kA. Die Aussteuerung des Stromrichters ist klein (siehe Abb.14, Fall II). Die resultierende Gesamtbelastung des Stoßgenerators einschließlich des Erreger-Stromrichters wurde von der Firma Siemens geprüft und für noch zulässig befunden.

In Abb.14 ist ein Stromprogramm aufgezeichnet, wie es einem typischen Ablauf bei ASDEX entspricht. Für den Verti-

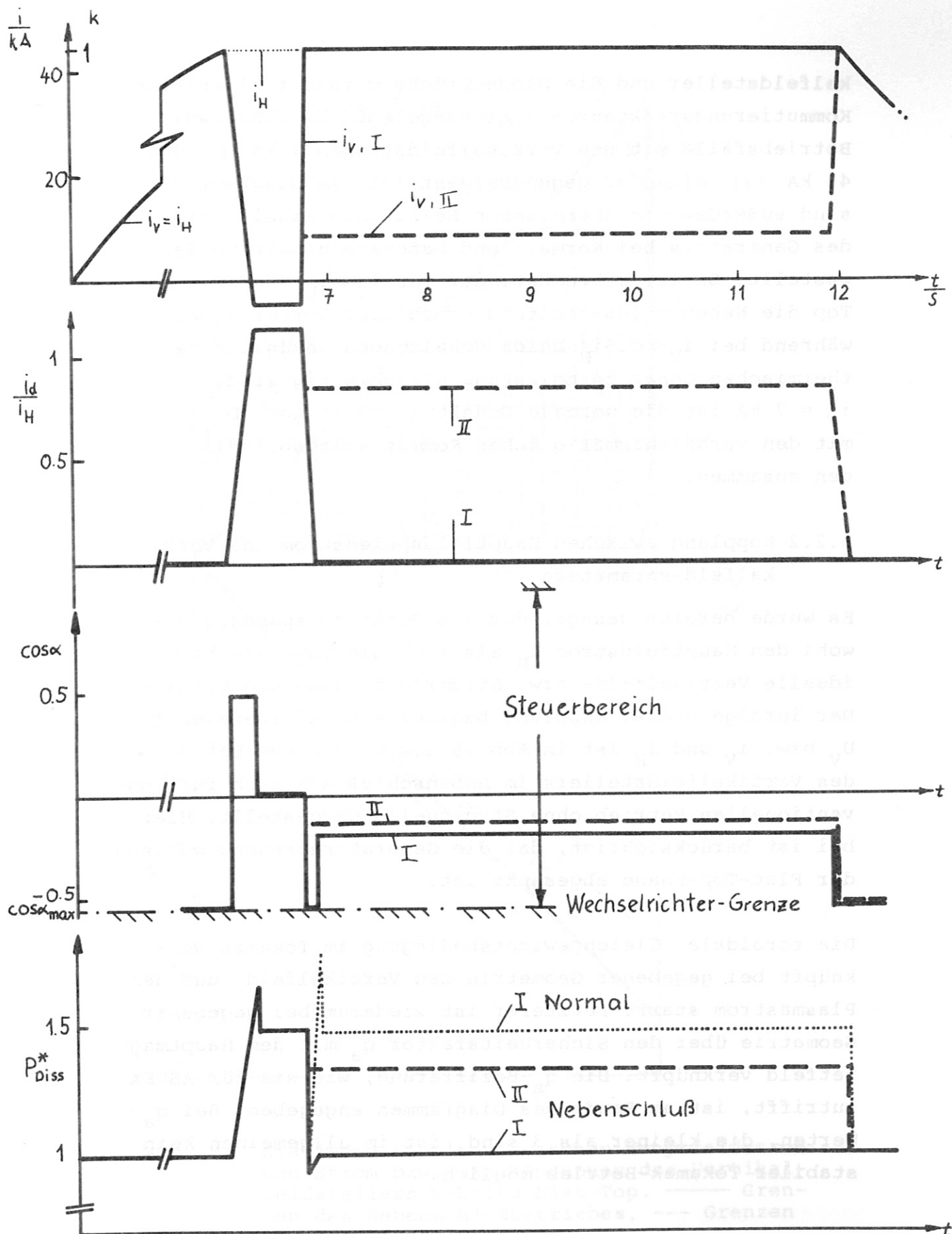


Abb.14: Stromprogramm, Vertikalfeld-Stromrichter-Aussteuerung $\cos \alpha$, normierte Generatorverluste P_{Diss}^+
 I: i_{vmax} , II: i_{vmin} .
 Diodenbrücke D: $d_x = 0,1115$.
 Stromrichter Th: $d_x = 0,14$, $d_r = 0,03$

kalfeldsteller und die Diodenbrücke wurden realistische Kommutierungsreaktanzen zugrundegelegt. Es sind zwei Betriebsfälle mit den Vertikalfeldströmen 7 kA (II) und 45 kA (I) einander gegenübergestellt. Im Diagramm d sind außerdem die thermischen Belastungsverhältnisse des Generators bei Normal- und Nebenschlußbetrieb dargestellt. Es ist erkennbar, daß für $i_V \approx i_H$ während Flat-Top die Nebenschlußschaltung erhebliche Vorteile besitzt, während bei $i_V \approx 0.5i_H$ beide Schaltungen bezüglich der thermischen Generatorbelastung gleichwertig sind. Bei $i_V = 7$ kA ist die normale Schaltung günstiger. Dies hängt mit den verhältnismäßig hohen Kommutierungsblindleistungen zusammen.

6.2.2 Kopplung zwischen Hauptfeldspulenstrom und Vertikalfeld-Parametern

Es wurde bereits gesagt, daß die Generatorspannung sowohl den Hauptfeldstrom i_H als auch die maximale bzw. ideale Vertikalfeld- bzw. Stromrichterspannung vorgibt. Der infolge dieser Kopplung begrenzte Arbeitsbereich für U_V bzw. i_V und i_H ist in Abb.15 sowohl für den Betrieb des Vertikalfeldstellers im Nebenschluß als auch für konventionellen Betrieb ohne Stromquelle dargestellt. Hierbei ist berücksichtigt, daß die Generatorspannung während der Flat-Top-Phase abgesenkt ist.

Die toroidale Gleichgewichtsbedingung im Tokamak verknüpft bei gegebener Geometrie den Vertikalfeld- und den Plasmastrom starr. Letzterer ist wiederum bei gegebener Geometrie über den Sicherheitsfaktor q_a mit dem Hauptmagnetfeld verknüpft. Die q_a -Bezifferung, wie sie für ASDEX zutrifft, ist am Rande des Diagrammes angegeben. Bei q_a -Werten, die kleiner als 3 sind, ist im allgemeinen kein stabiler Tokamak-Betrieb möglich.

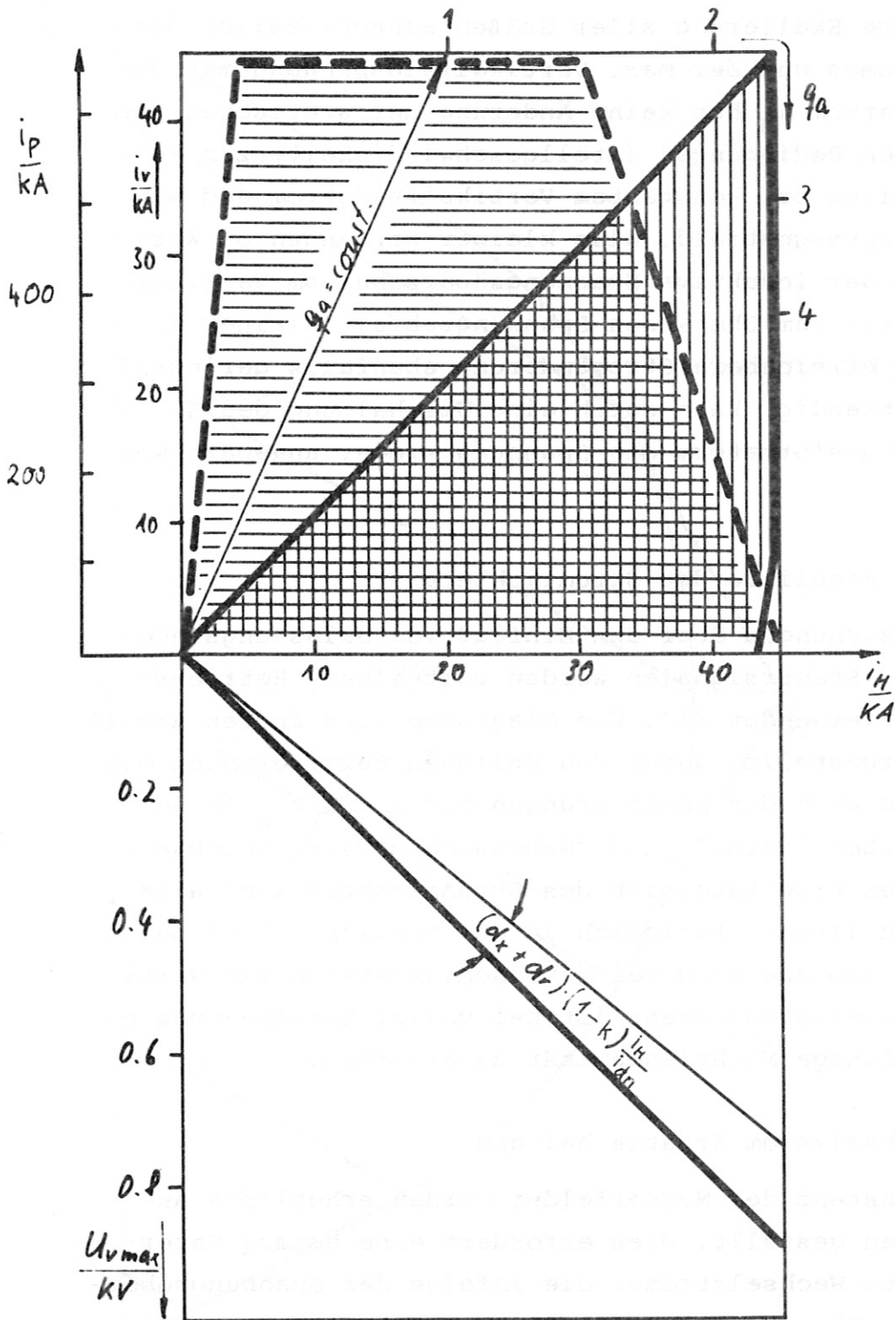


Abb.15: Statische Kopplung zwischen Hauptfeldstrom und Strom bzw. max. Spannung des Vertikal-feldstellers während Flat-Top. — Grenzen des Nebenschlußbetriebes, --- Grenzen des Normalbetriebes.

Die lineare Skalierung aller Größen einschließlich des Plasmastromes und der max. Vertikalfeldspannung mit dem Hauptfeldstrom i_H hat keine Änderung der statischen wie dynamischen Bedingungen (Stellgeschwindigkeit) zur Folge. Lediglich bei konstantem Vertikalfeldstrom und sinkendem Hauptmagnetfeld, also kleiner werdenden q_a -Werten, wird der induktive Spannungsüberschuß am Vertikalfeld relativ zum Ohm'schen Spannungsabfall kleiner und damit die erreichbare Stromänderung ebenfalls geringer. Sofern notwendig, kann durch eine Umschaltung des Stromrichter-Transformators die Spannung wieder angepaßt werden.

6.2.3 Die Kennlinie des Stromrichters

Für Untersuchungen über den Einfluß von Belastungsänderungen und Steuersignalen werden vorteilhaft Betriebsdiagramme verwendet /1/. Die Diagramme sind in den Abb.16 und 17 dargestellt. Neben den üblichen Bezifferungen mit I_d/I_k sind auch die Bezifferungen mit $k = i_v/i_H$ für die Betriebsarten "normal" und "Nebenschluß" aufgezeichnet. Im üblichen Arbeitsbereich des Stromrichters sind alle Kennlinien linear. Lediglich in den Bereichen $k > 1$ bei Normalbetrieb und $k < 0$ bei Nebenschlußbetrieb mit Vertikalfeldspulen-Stromumkehr ist bei voller Aussteuerung eine geringfügige Nichtlinearität zu erwarten.

6.2.4 Wechselstrom-Ersatzschaltung

An die Konstanz der Magnetfelder werden erhebliche Anforderungen gestellt. Dies erfordert eine genaue Untersuchung der Wechselströme, die infolge der Spannungsoberwellen der Stromrichter fließen. Kapazitive Ströme können ausgeschlossen werden. Dagegen sind die geschlossenen Stahlrahmen der Hauptfeldspulen und das Vakuumgefäß zu berücksichtigen. Der Stromlaufplan wird daher gemäß Abb.18 erweitert.

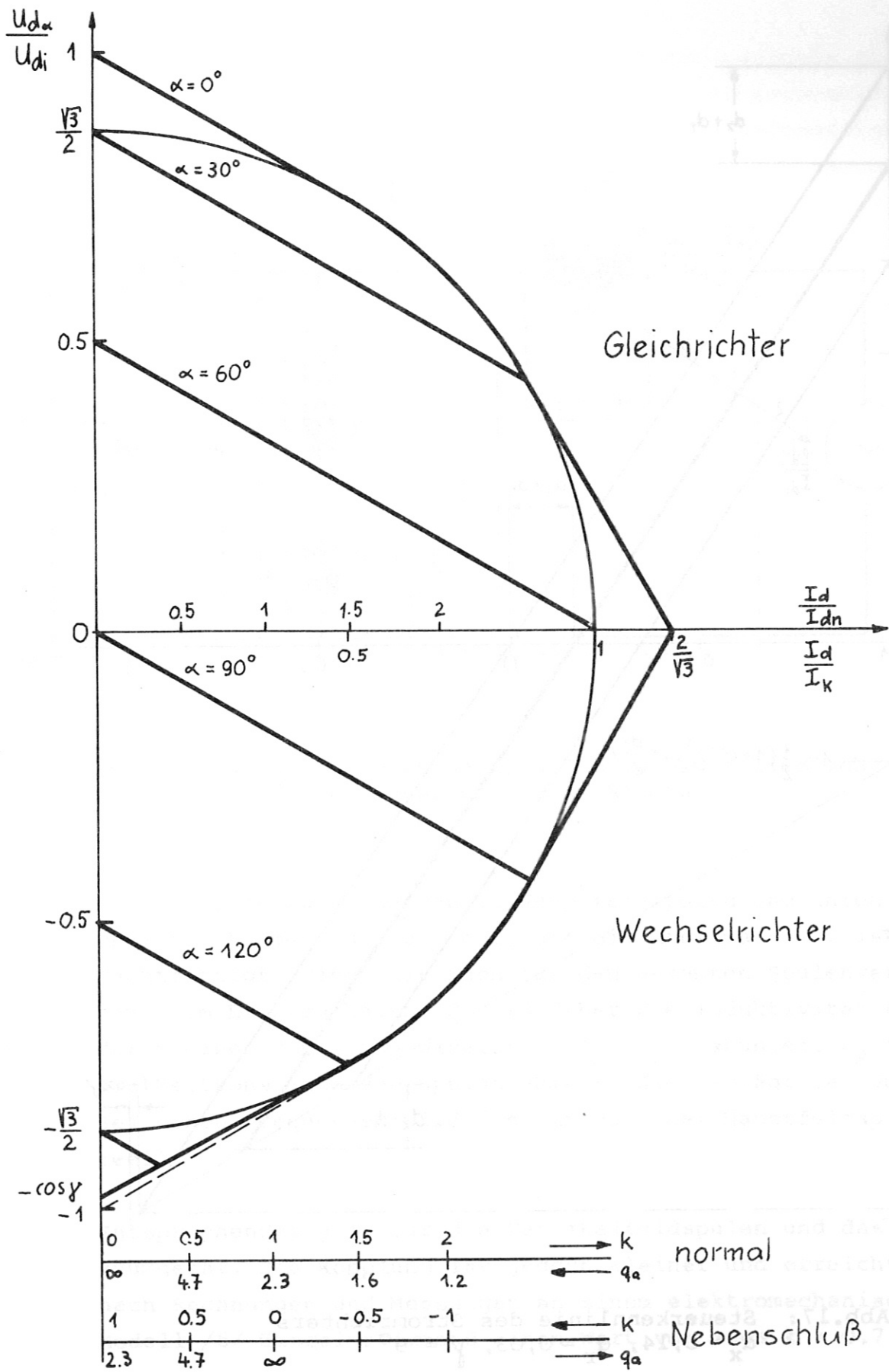


Abb.16: Betriebsdiagramm mit experimentellen Parametern. Stromrichter-Spannungsabfall $d_n = 0,17$; $k = i_V/i_H$

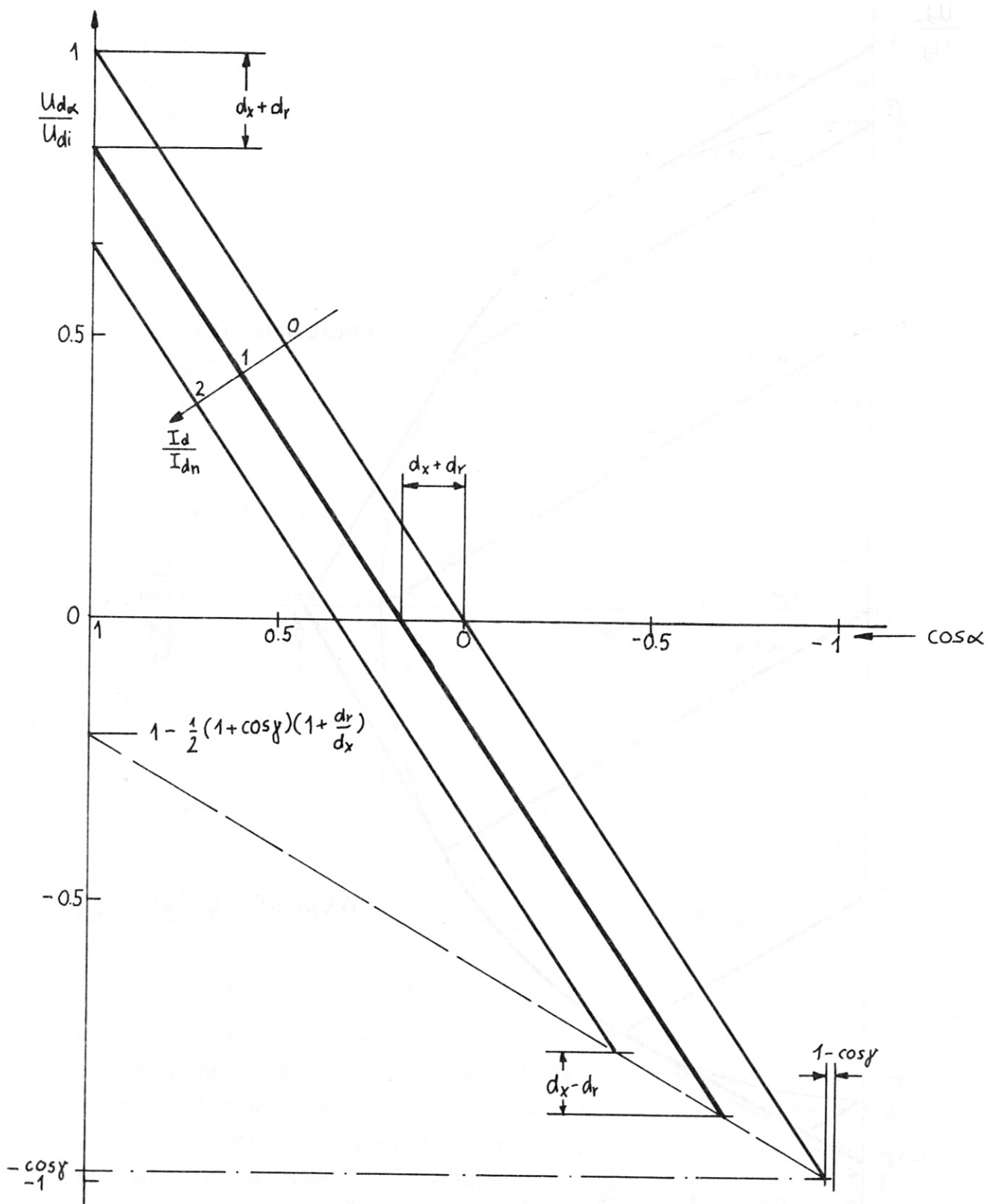


Abb.17: Steuerkennlinie des Stromrichters
 $d_x = 0,14, d_r = 0,03, \gamma = 9^\circ$

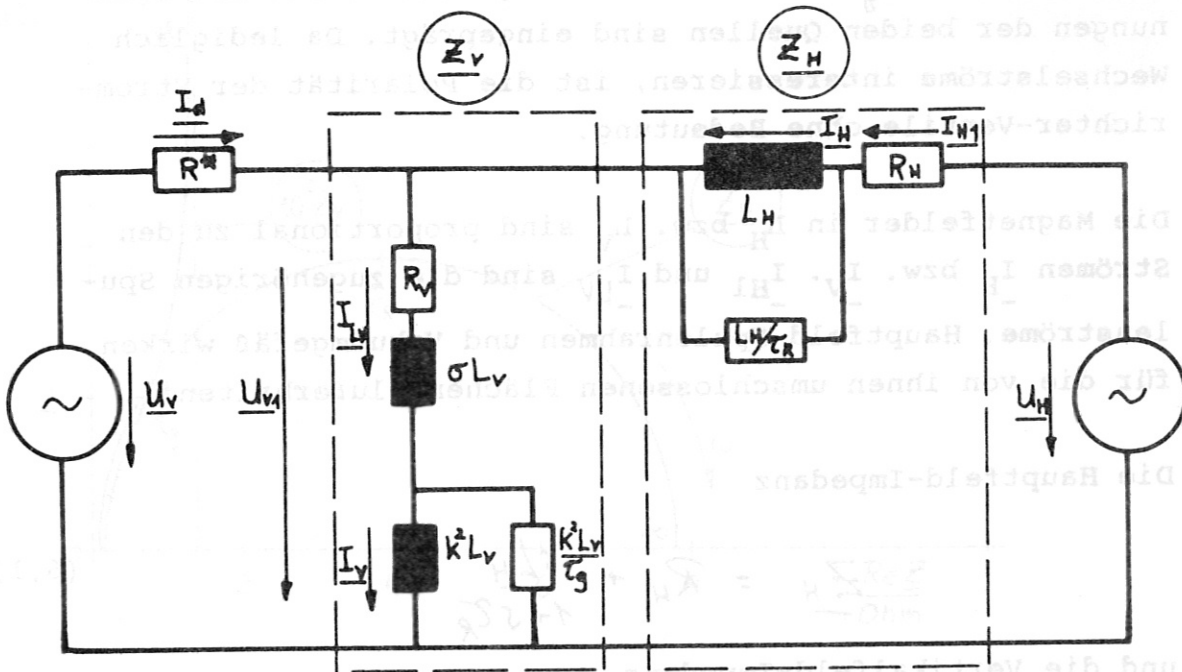


Abb.18: Wechselstrom-Ersatzschaltbild einschließlich Gefäß und Hauptfeldspulen-Rahmen.

Die Kopplung zwischen den 16 Hauptfeldspulen und ihren jeweiligen Rahmen ist sehr gut, und die Annahme $k = 1$ ist gerechtfertigt. Dies gilt auch für den gesamten Spulenverband. Im Ersatzschaltbild wird daher die Induktivität L_H durch einen Ohm'schen Widerstand L_H / τ_R geshuntet. τ_R ist die Zeitkonstante des Spulenrahmens. Sie beträgt ca. 30 ms. Bei hohen Frequenzen wird die Impedanz der Hauptfeldspulen reell.

Entsprechendes gilt für die Vertikalfeldspulen und das Vakuumgefäß. Die Kopplung ist jedoch kleiner und erreicht nach Rechnungen und Messungen an einem elektromechanischen Modell /6/ übereinstimmend einen Wert von etwa $k = 0,7$.

Die Kopplung ist praktisch frequenzunabhängig, obwohl die Stromverteilung im Gefäß selbst frequenzabhängig ist. Die Zeitkonstante τ_g des Gefäßes beträgt ca. 15 ms. Die Spannungen der beiden Quellen sind eingeprägt. Da lediglich Wechselströme interessieren, ist die Polarität der Stromrichter-Ventile ohne Bedeutung.

Die Magnetfelder in L_H bzw. L_V sind proportional zu den Strömen I_H bzw. I_V . I_{H1} und I_{LV} sind die zugehörigen Spulenströme. Hauptfeld-Spulenrahmen und Vakuumpfäß wirken für die von ihnen umschlossenen Flächen flußerhaltend.

Die Hauptfeld-Impedanz

$$\underline{Z}_H = R_H + \frac{sL_H}{1+s\tau_g} \quad (6.1)$$

und die Vertikalfeld-Impedanz

$$\underline{Z}_V = R_V + \frac{sL_V}{1+s\tau_g} \cdot (1+s\sigma\tau_g) \quad (6.2)$$

mit

$$s = j\omega, \quad \sigma = 1 - k^2$$

sind für die ASDEX-Daten in Abb.19 aufgezeichnet.

Für Frequenzen

$$\omega < \frac{L_H}{L_V} \cdot \frac{1}{\sigma\tau_g} = 3.13 \cdot 10^4 \text{ s}^{-1} \quad (6.2a)$$

ist

$$|Z_V| < |Z_H|$$

Die Entkopplung zwischen \underline{U}_V und \underline{U}_H ist also bis zu dieser Frequenz gewährleistet. Zur Ermittlung der Stromwel-

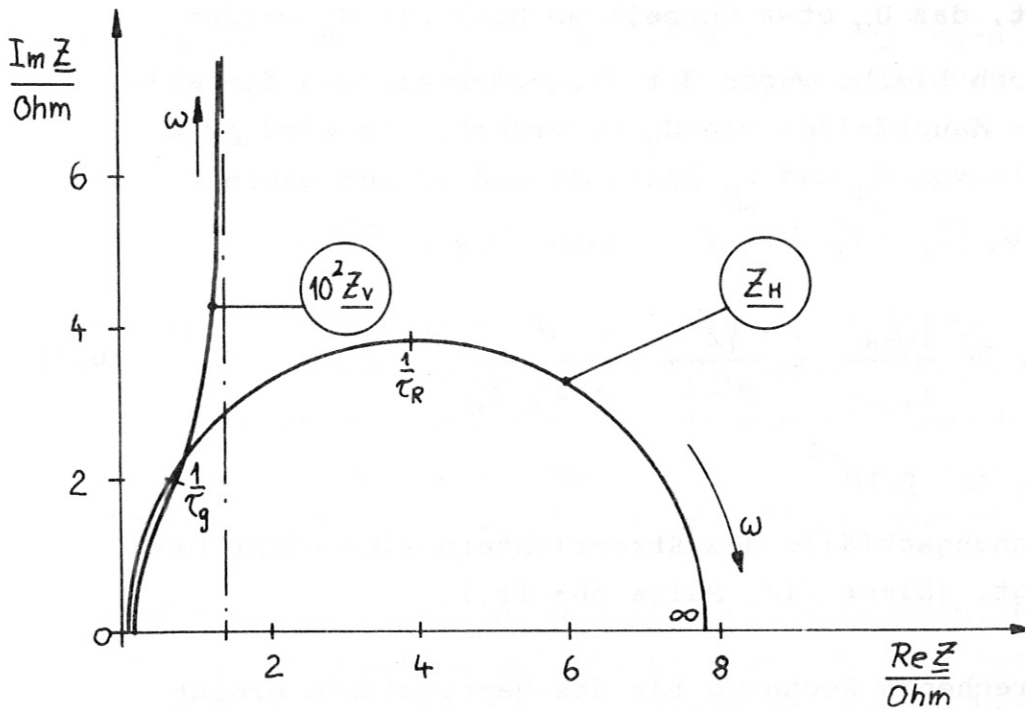


Abb.19: Ortskurven der Haupt- und Vertikalfeldspulen-
Impedanz bei ASDEX. $\tau_R = 30$ ms, $\tau_g = 15$ ms.

ligkeit aufgrund der Kommutierung in der Diodenbrücke bzw. dem Vertikalfeldsteller benötigen wir das Amplitudenspektrum der Spannungsquellen. Es ergibt sich zu

$$\frac{U_v}{U_{di}} = \frac{2}{p^2 \nu^2 - 1} ; \nu = 1, 2, 3 \dots \quad (6.3a)$$

für die Diodenbrücke und

$$\frac{U_v}{U_{di}} = \frac{2p\nu}{p^2 \nu^2 - 1} ; p = \text{Pulszahl} \quad (6.3b)$$

für den Vertikalfeldsteller im ungünstigsten Fall/1;2;4;/.
Für die Welligkeit ist lediglich die Grundwelle ($\nu = 1$)
mit der Kreisfrequenz $\omega_1 = p \cdot 2\pi \cdot f_N$ interessant, wobei
 f_N die Netzfrequenz ist. f_N beträgt hier 100 Hz.

Unter Berücksichtigung der jeweiligen U_{di} -Werte und mit $p = 6$ folgt, daß U_V etwa doppelt so hoch wie U_H werden kann. Dennoch bleibt wegen der Frequenzbedingung die Welligkeit des Hauptfeldes von U_V unberührt. Sie wird praktisch allein von U_H und Z_H bestimmt und lautet wegen

$$\omega_1 (\tau_H + \tau_R) \gg 1 \quad \text{und} \quad \tau_R \ll \tau_H$$

$$W_H \approx \frac{|I_H|}{i_{H,DC}} = \frac{\sqrt{2}}{p^2 - 1} \cdot \frac{1}{p \cdot \omega_N \cdot \tau_H} \quad (6.4)$$

$$W_H \approx 3 \cdot 10^{-6}$$

Innere Spannungsabfälle des Stromrichters sind nicht berücksichtigt. (Siehe /1/, Seite 368 ff.).

Eine entsprechende Rechnung für das Vertikalfeld ergibt mit $\tau_V \gg \tau_g$, $\omega_1 \cdot \tau_V \gg 1$ und $R^* \ll R_V$

$$\underline{I}_V(\omega_1) \approx \frac{U_V}{R_V} \cdot \frac{1}{\omega_1 \tau_V} \cdot \frac{1}{\omega_1 \tau_g} \quad (6.5)$$

Der 1. Term wäre der Grundschwingungsstrom bei rein ohmscher Last R_V , der 2. Term beschreibt die Dämpfung der Grundschwingung durch die Induktivität der Vertikalfeldspule und der 3. Term die nochmalige Dämpfung der Magnetfeld-Welligkeit durch das Gefäß. Da die Welligkeit aussteuerungsabhängig ist, wählt man als Bezugsgröße sinnvollerweise den Vertikalfeldspulen-Gleichstrom unter Nennbedingungen. Mit (6.3b) lautet die Welligkeit

$$W_V \approx \frac{\sqrt{2} \rho}{p^2 - 1} \cdot \frac{1}{p \omega_N \tau_V} \cdot \frac{1}{p \cdot \omega_N \tau_g} \cdot \frac{U_{di}}{R_V \cdot i_{Vnenn}} \quad (6.6)$$

$$W_V \approx 5 \cdot 10^{-4} \quad \text{mit} \quad i_{Vnenn} = 45 \text{ kA}$$

Durch die Schlitze im Gefäß kann das äußere Vertikalfeld des Spulenstromes I_{LV} ins Gefäßinnere eindringen. Die mittlere Feldwelligkeit im Gefäß wird daher vom Vertikalfeld der Spule und dem Verhältnis der elektrischen Schlitzbreite zum toroidalen Umfang bestimmt. Dieses Verhältnis erreicht bei ASDEX bis 20 %.

Während die Welligkeit in der Flat-Top-Phase gering bleibt, erreicht sie bei kleinen Gleichströmen (Stromanstiegsphase) relativ hohe Werte, da die absolute Grundswingungsamplitude nur aussteuerungsabhängig und praktisch zeitunabhängig ist. Dies bedarf im Einzelfall besonderer Beachtung.

Wird die Gleichspannung des Stromrichters moduliert, dann ist die Strom-Spannungskennlinie bzw. die sie repräsentierende Innenwiderstand R^* des Stromrichters zu berücksichtigen. Dieser "Widerstand" rührt vor allem vom Spannungsabfall an den Streureaktanzen des Stromrichters infolge der Kommutierung. Er ist daher größtenteils nicht-dissipativ. Dennoch wirkt er am Stromrichterausgang wie ein Ohm'scher Widerstand. Das gilt in dieser Einfachheit jedoch nicht für die überlagerte Grundschiwingung und deren Harmonische.

Im vorliegenden Fall ist der Ersatzwiderstand bzw. Innenwiderstand höher als der Spulenwiderstand R_V , da wegen der stoßartigen Belastungen aus ökonomischen Gründen ein Transformator mit relativ geringer Bauleistung verwendet wird.

Für die Steuerung des Plasmagleichgewichts interessiert der "Feldstrom" i_V , der dem tatsächlichen Vertikalfeld innerhalb des Gefäßes proportional ist. Seine Übertragungsfunktion lautet (s = komplexe Frequenz):

$$y = \frac{I_V(s) \cdot (R^* + R_V)}{U_V(s) + \frac{i_H \cdot R^*}{s}} = \frac{1}{1 + s(\tau_V^* + \tau_g) + s^2 \sigma \tau_V^* \tau_g} \quad (6.7)$$

$$\tau_V^* = \frac{L_V}{(R^* + R_V)}$$

Voraussetzung ist die Linearität des Stromrichters. Als Erregung (Störfunktion) treten sowohl die Spannung $U_V(s)$ als auch der Konstantstrom i_H auf, sofern der Innenwiderstand R^* größer als Null ist. Die Übertragungsfunktion Y selbst ist natürlich für Normal- wie Nebenschlußbetrieb identisch. Der Zusammenhang zwischen Feldstrom I_V und Spulenstrom I_{LV} ist durch

$$\underline{I}_{LV}(s) = \underline{I}_V(s) (1 + s\tau_g) - \frac{i_H}{s} \quad (6.8)$$

gegeben. Den Gleichungen (6.7), (6.8) liegen die Anfangsbedingungen $i_V(0) = 0$, $i_{LV}(0) = 0$ und $i_d(0) = -i_H$ zugrunde.

Die charakteristischen Frequenzen sind s_1, s_2 : Pole, Nullstellen des Nennerpolynoms von (6.7); $s_0 = -1/\tau_g$: Nullstelle des Zählers von $\underline{I}_{LV}(s)$. Die Ortskurve der Übertragungsfunktion mit $s = j\omega$ und deren Frequenz-Kennlinie für die aktuellen ASDEX-Daten sind in den Abb. 20 und 21 dargestellt. Die Belastung des Stromrichters durch das Vakuumgefäß beginnt bei $\omega_0 = 1/\tau_g$. Die Belastung durch das Plasma ist wegen der geringen Kopplung ($k \approx 0.25$) vernachlässigbar.

Im Gegensatz zur Kleinsignal-Modulation ergibt sich beim Einschalten ein signifikanter Unterschied zwischen Normal- und Nebenschlußbetrieb (Abb. 22). Für den Nebenschlußbetrieb ist hier zunächst die Modifikation der Erregung durch die Konstantstromquelle und den Innenwiderstand zu nennen. Gravierender ist jedoch die Nichtlinearität, die wegen der Ventilwirkung des Stromrichters abrupt bei $i_d = 0$ einsetzt. In diesem Punkt ist eine physikalische Grenze erreicht: die Spannung am Stromrichter kann nicht mehr aufrecht erhalten werden, da sich dieser in Wechselrichter-Aussteuerung befindet und stromlos ist. Der Strom i_H fließt dann durch die Spule L_V ($i_{LV} = i_H$). Der dem Vertikalfeld innerhalb des Vakuumgefäßes proportionale Feldstrom ist noch relativ klein.

Sein weiterer Anstieg verlangsamt sich deutlich. In normaler Betriebsweise würde sich der Stromrichter in Gleichrichter-Aussteuerung befinden, und die Spannung wäre unabhängig vom Strom, wenn man von technischen Grenzen wie Innenwiderstand und Überlastungsfähigkeit absieht.

Diese Einengung der Dynamik im Nebenschlußbetrieb wird jedoch aus anderen Gründen nicht relevant (siehe Abschnitt 6.3.2). Die statische Verknüpfung zwischen i_H und dem Spulenstrom i_{LV} ($= i_V$ stationär) geht aus Abb.15 hervor.

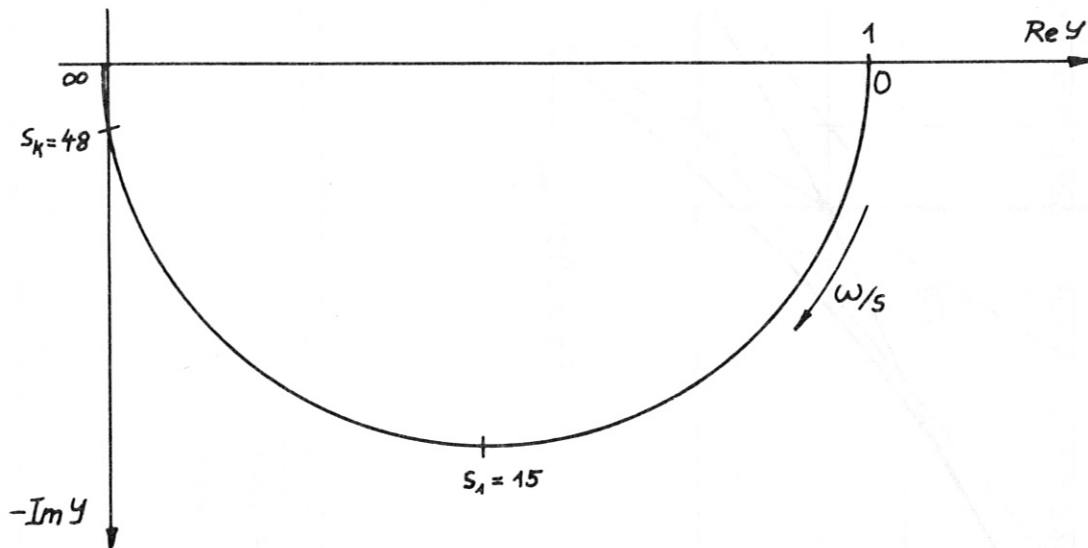


Abb.20: Ortskurve des Vertikalfeldstromes nach Gl.(6.7)

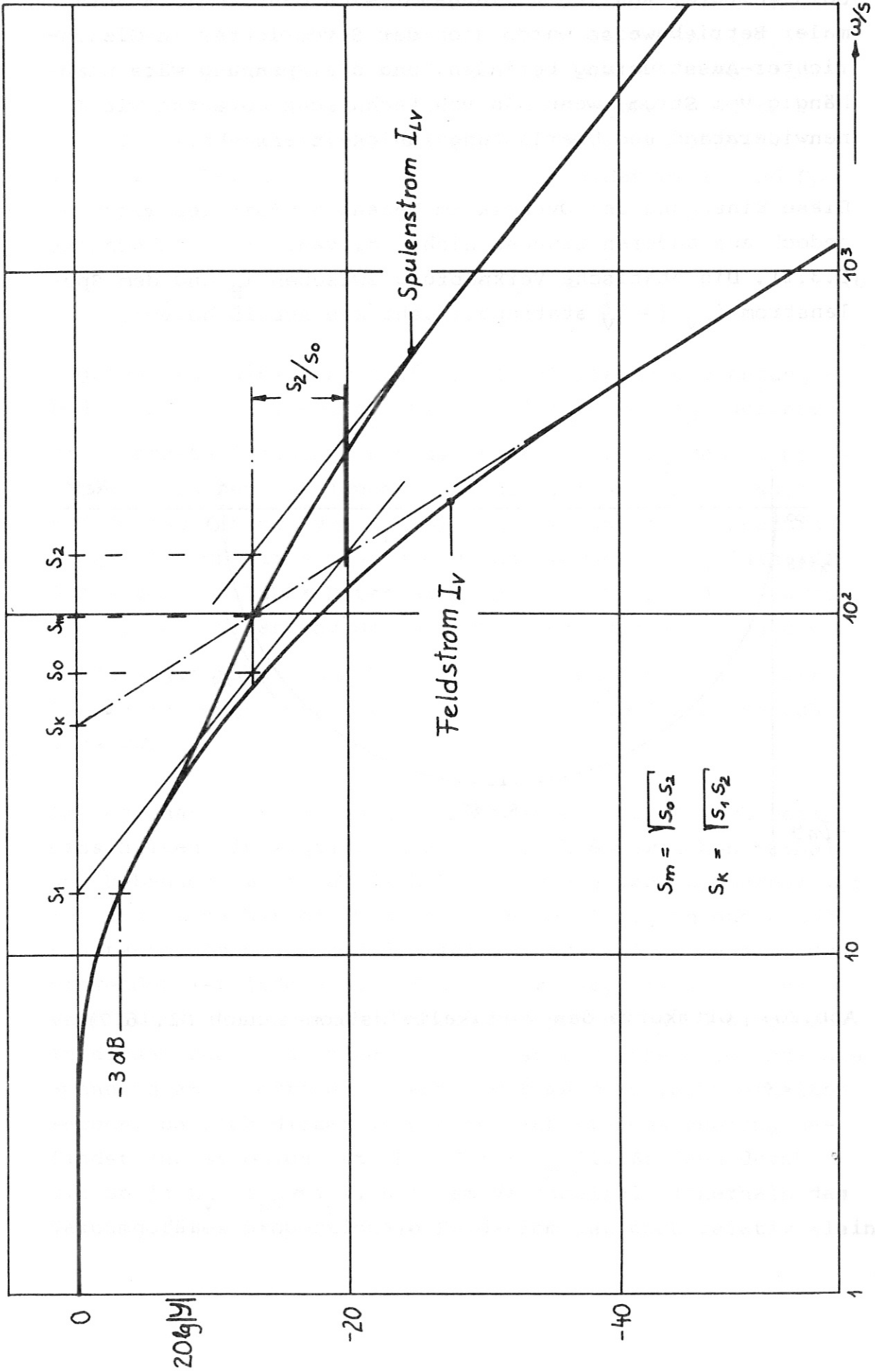


Abb.21: Frequenz-Kennlinien des Vertikalfeldes innerhalb und außerhalb des Gefäßes

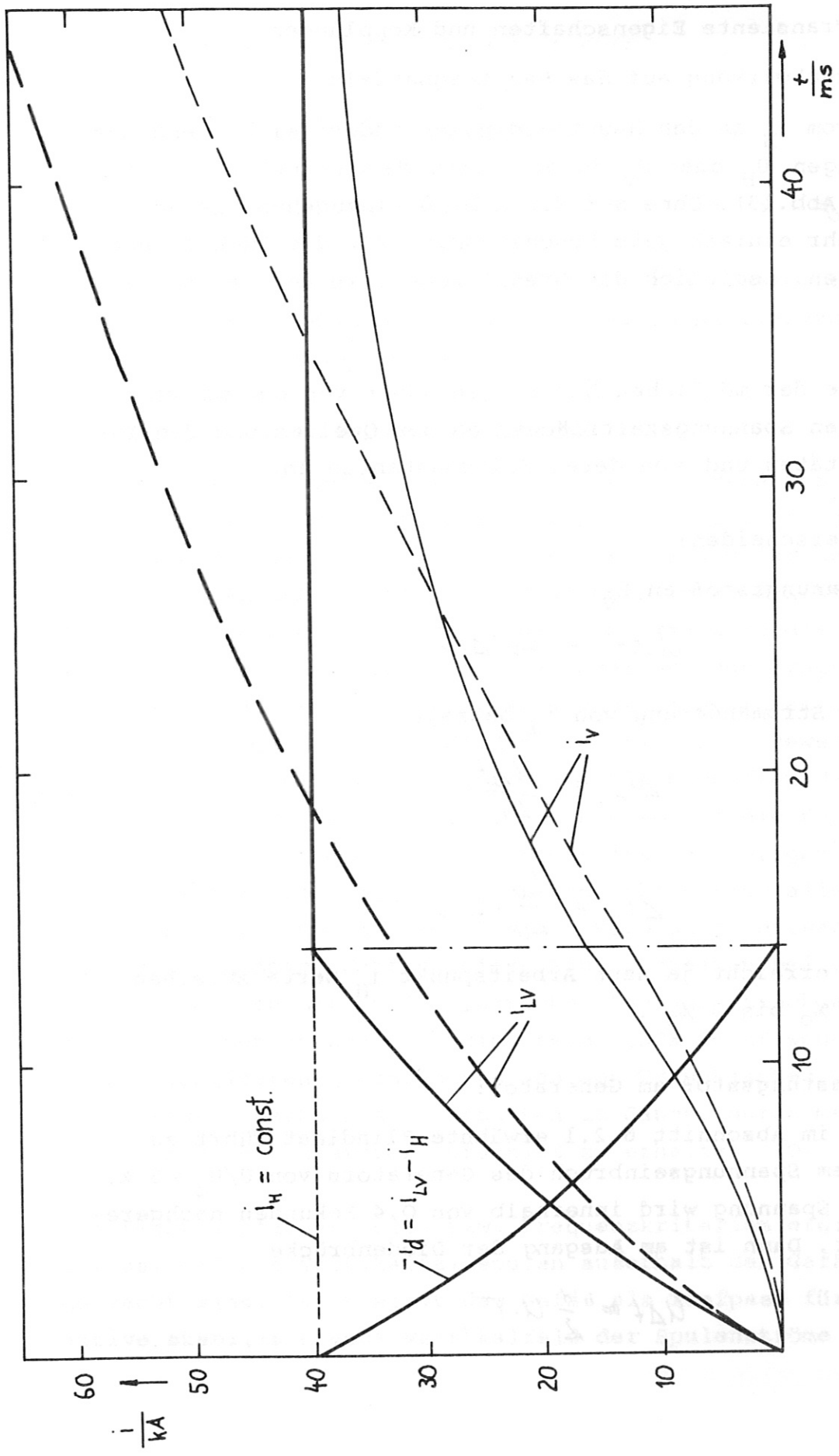


Abb.22: Gegenüberstellung des Stromverlaufs nach dem Einschalten des Vertikalfeldstellers.
—— Nebenschlusschaltung, - - - - Normalschaltung. $R^+ = 4 \text{ m}\Omega$, $U_{di\alpha} / U = 700 \text{ V}$.
 i_{LV} : Strom in der Vertikalfeldspule, i_V : "Vertikalfeldstrom" $\propto B_V$ bei Berücksichtigung des Stromes im Vakuumgefäß.

6.3 Transiente Eigenschaften und Kopplungen

6.3.1 Rückwirkung auf das Hauptmagnetfeld

Der Strom i_H in den Hauptfeldspulen ändert sich, wenn die Spannungen U_H oder U_V in der Strom-Masche geändert werden (siehe Abb.13). Ohne auf die Abb.18 einzugehen, lassen sich sehr einfach gute Abschätzungen für die Rückwirkung herleiten. Lediglich die Grenzfrequenz (6.2a) ist zu beachten.

Die Höhe der möglichen Änderungen hängt von den maximal möglichen Spannungszeitflächen an den Quellen und den Induktivitäten und von deren Zeitkonstanten ab.

Wir unterscheiden:

- a) Spannungsstoß an L_V :

$$U \Delta t = L_V \Delta i_V$$

Die Stromänderung von i_H beträgt

$$\Delta i_H = \frac{U \Delta t}{L_H} \quad (6.9)$$

bzw.

$$\Delta i_H = \frac{L_V}{L_H} \cdot \Delta i_V$$

Sie erreicht je nach Arbeitspunkt i_H Werte zwischen 1.5 ‰ bis 3 ‰ .

- b) Belastungsstoß am Generator:

Die im Abschnitt 6.2.1 erwähnte Blindlast führt zu einem Spannungseinbruch des Generators von $U/U_0 = 5\%$. Die Spannung wird innerhalb von 0.4 Sekunden nachgeregelt. Dann ist am Ausgang der Diodenbrücke

$$U \Delta t = \frac{1}{2} U \cdot T$$

und die relative Stromänderung wird

$$\frac{\Delta i_H}{i_H} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{U}{U_0} \cdot \frac{T}{\tau_H} \quad (6.10)$$

Hierbei ist $U_0 \approx i_H \cdot R_H$. Die Änderung erreicht 3 %.

Die Überlagerung der gleich- und drehstromseitigen Spannungstöße überschreitet in keinem Betriebszustand die Werte der Fälle a oder b.

6.3.2 Regelungstechnische Eigenschaften

Der Vertikalfeldsteller wird als Leistungsverstärker und Stellglied in einem Regelkreis zur Lagestabilisierung des Plasmas verwendet. Die analytische Darstellung der Regelstrecke "Plasma" ist unter Zuhilfenahme einschränkender Voraussetzungen möglich /7;8;9/. Hierzu wird die Bewegungsgleichung des Plasmas aus der Kräftebilanz Trägheitskraft = Lorentzkraft unter Einschluß der statischen Gleichgewichtsbedingung und des Feldstärkeverlaufs in Bewegungsrichtung ermittelt. Die elektrischen Eigenschaften des Gefäßes sind sehr wichtig und müssen ebenso wie die Kopplungen zwischen den beteiligten Stromkreisen einbezogen werden. In einem elektrischen Ersatzschaltbild sind alle mit dem Plasma verknüpften magnetischen Kopplungen ortsabhängig bzw. zeitabhängig. Während diese Abhängigkeiten bei einfachen Geometrien mit runden Querschnitten analytisch abgeschätzt werden können, ist dies beim ASDEX-Gefäß wegen des stark elongierten Querschnitts und den Trennblechen ungleich schwieriger. Deshalb sind Arbeiten im Gange, durch Messungen an einem Modell hierüber Aufschluß zu erhalten /10/.

Ein recht einfaches Zeit- bzw. Frequenzkriterium ergibt sich daraus, daß die Vertikalfeldspulen außerhalb des Gefäßes angebracht sind. Damit wirkt das Gefäß als Tiefpass für das aktive stabilisierende Vertikalfeld der Spulenströme (siehe

Abb.21). Dies bedeutet umgekehrt, daß Plasmabewegungen durch die im Gefäß hervorgerufenen Spiegelströme bis zur Grenzfrequenz $\omega_g = 1/\tau_g$ hinreichend bedämpft sein müssen, um den Wandkontakt des Plasmas zu verhindern. Eingriffe von außen sind im Zeitbereich $\Delta t < \tau_g$ nur in abgeschwächter Form möglich.

Als Störeinflüsse für die Plasmalage kommen Strom- und Stromdichteprofil-Änderungen sowie Änderungen des Plasmaplastischen Drucks infrage, für welche wiederum Energiewandlungsprozesse vielfältiger Art im Plasma ursächlich sind.

Soweit sich die Regelung auf das Vertikalfeld beschränkt, handelt es sich bei der Regelstrecke um ein Verzögerungssystem, das durch Gl.(6.8) beschrieben wird. Der Stromrichter als Stellglied wird im allgemeinen als Abtast- oder Totzeitsystem dargestellt. Hierzu sind eine Reihe von Veröffentlichungen erschienen [13;14;15;16;17]. Nach Schröder [16;17] ergibt sich z.B. bei einem 6-pulsigen Stromrichter am 50 Hz-Netz eine "Ersatz"-Totzeit von 0.85 ms. Ausregelzeiten von ca. 3 ms beim Übergang ohne Stromumkehr sind möglich und nachgewiesen worden. Diese Ergebnisse erlauben, die Totzeit des Vertikalfeldstellers als hinreichend klein gegenüber der Gefäßzeitkonstante zu betrachten und zu vernachlässigen. Dies gilt zumindest für die Kleinsignal-Aussteuerung.

Die Schaltung mit Nebenschluß-Stromrichter unterscheidet sich mit ihren regelungstechnischen Eigenschaften nicht von der normalen Stromrichterschaltung.

Die Vertikalfeldspule ist in allen Schaltungsarten über den Innenwiderstand des Stromrichters kurzgeschlossen. Während des Plasmastromanstiegs und bei Plasmabewegungen fließen daher infolge Induktion im Gefäß und in der Vertikalfeldspule Ströme, welche ein stabilisierendes Magnetfeld zur Folge haben (Abb.23). Die passiven Ausgleichs-

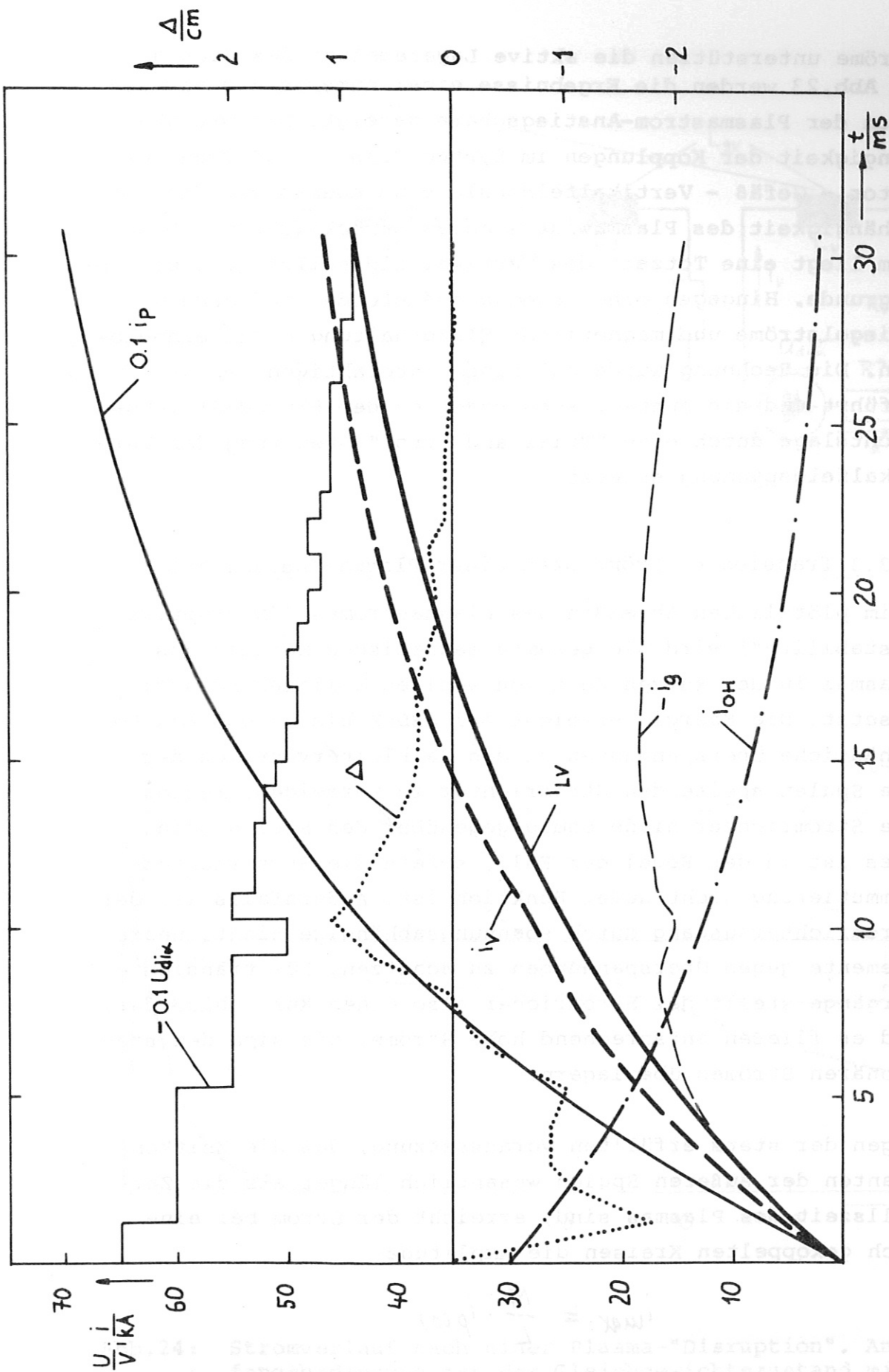


Abb.23: Anstiegsphase des Plasmastromes. "Trial and Error" - Steuerung des Vertikalfeldes. Plasmabewegung rückwirkungsfrei. i_p Plasmastrom, i_{LV} Vertikalfeld-Spulenstrom, i_V "Vertikalfeldstrom", i_g Gefäßstrom, i_{OH} Transformatorstrom, U_{dix} Leerlaufspannung des Vertikalfeldes, Δ Verschiebung des Plasmas aus der Gefäßmitte.

ströme unterstützen die aktive Lageregelung des Plasmas. In Abb.23 werden die Ergebnisse einer numerischen Simulation der Plasmastrom-Anstiegsphase gezeigt. Die Ortsabhängigkeit der Kopplungen im System Plasma - OH-Transformator - Gefäß - Vertikalfeldspule sind ebenso wie die Zeitabhängigkeit des Plasmawiderstandes berücksichtigt. Außerdem liegt eine Totzeit des Vertikalfeldstellers von ca. 1ms zugrunde. Hingegen sind bewegungsdämpfende Einflüsse wie Spiegelströme und magnetische Flußerhaltung nicht einbezogen. Die Rechnung wurde auf einem interaktiven Rechner durchgeführt und die automatische Regelung der Plasma-Gleichgewichtslage durch eine "Trial and Error"-Steuerung der Vertikalfeldspannung ersetzt.

6.3.3 Transiente Ströme nach einer Plasma-Instabilität

Beim plötzlichen Abreißen des Plasmastromes ("Disruptive Instability") wird die gesamte magnetische Energie des Plasmas in der kurzen Zeit von wenigen Millisekunden freigesetzt. Die Energie erreicht bei ASDEX bis zu 600 kJ. Um schädliche Überspannungen an den Halbleiterventilen der die Spulen speisenden Stromrichter zu vermeiden, müssen die Stromrichter niederohmig gegenüber den Spulen sein. Dies ist in der Regel der Fall, sofern die Stromrichter-Kommutierung nicht außer Funktion ist. Andernfalls ist der Stromrichterausgang durch spannungsabhängige nichtlineare Elemente gegen Überspannungen zu schützen. Für transiente Vorgänge stellt der Stromrichter also einen Kurzschluß dar, und es fließen entsprechend hohe Ströme, die sich den stationären Strömen überlagern.

Wegen der stets erfüllten Voraussetzung, daß die Zeitkonstanten der äußeren Spulen wesentlich länger als die Zerfallszeit des Plasmas sind, erreicht der Strom bei einfach gekoppelten Kreisen die Amplitude

$$i_{max} = \frac{M}{L} \cdot i_p(0)$$

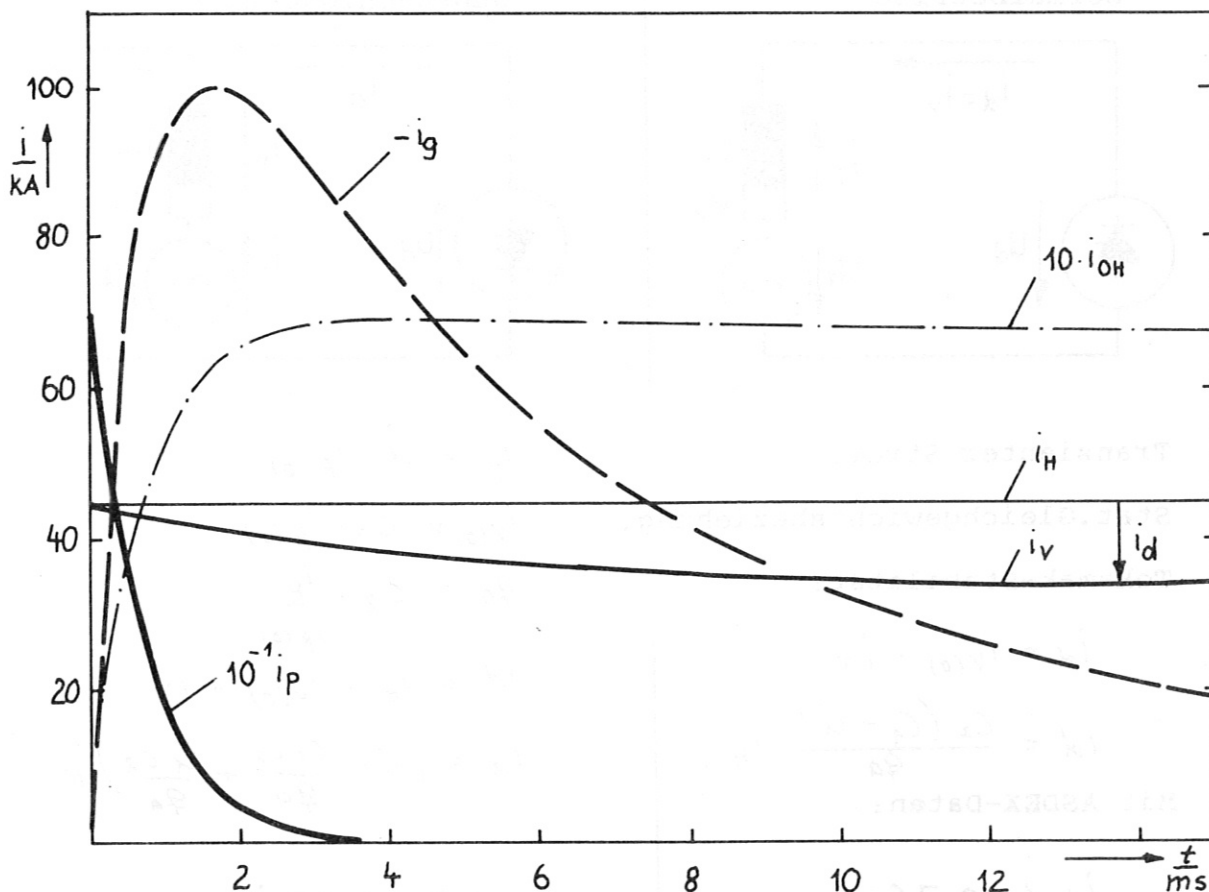
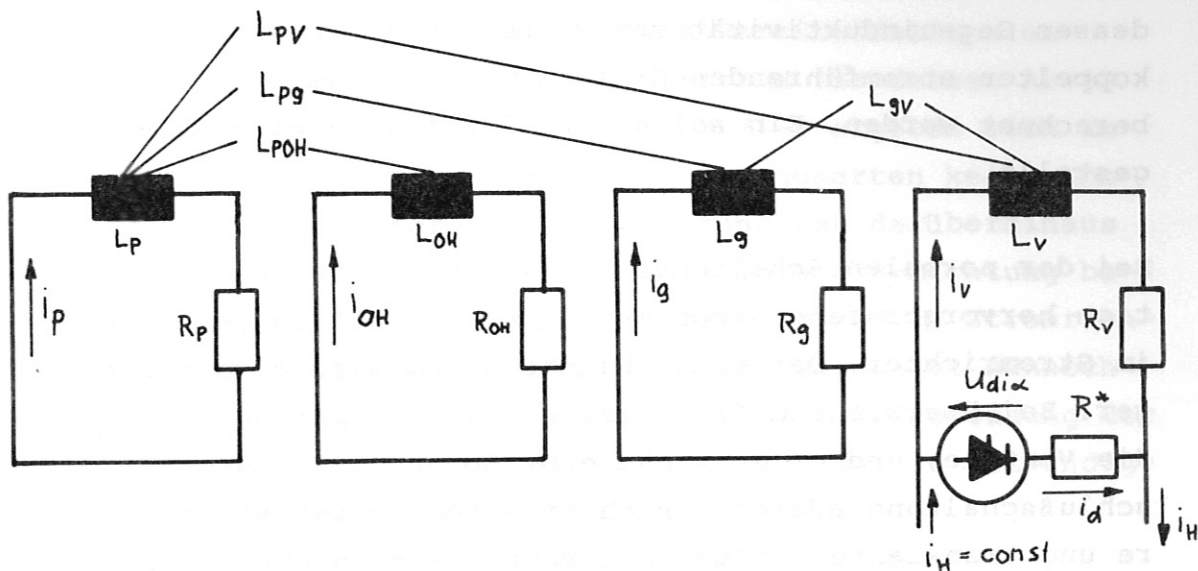
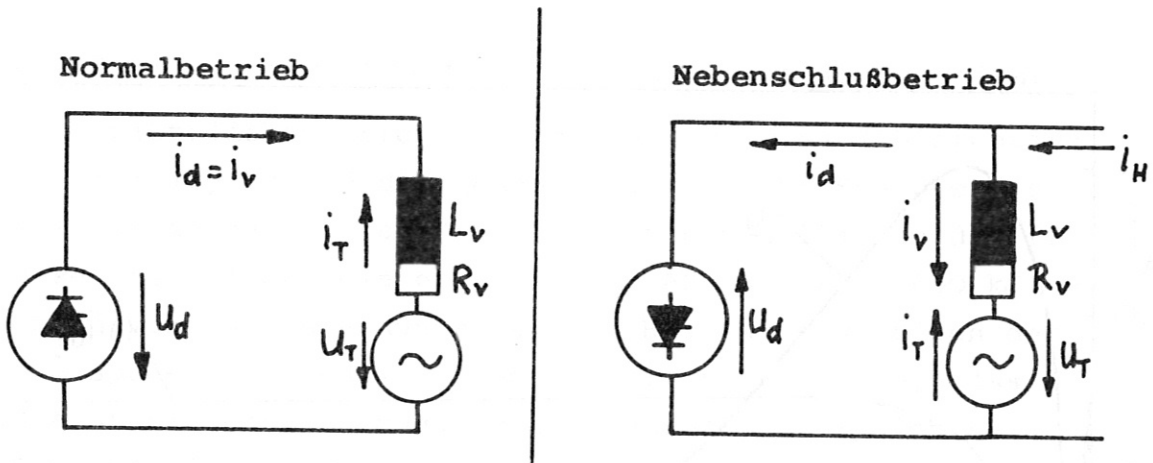


Abb.24: Stromverlauf nach einer Plasma-"Disruption". Anfangsbedingung ist der Gleichgewichtszustand mit $i_p = 700$ kA.

L und M sind die Induktivität des Spulenkreises bzw. dessen Gegeninduktivität zum Plasma. Bei mehrfach gekoppelten stromführenden Kreisen müssen alle Ströme berechnet werden. Ein solcher Fall ist in Abb.24 dargestellt.

Bei der normalen Schaltungsart fließt der durch Induktion hervorgerufene Strom entgegen dem stationären Strom im Stromrichter. Der tatsächliche Strom wird also geringer. Bei überwiegend "induziertem" Strom sperren jedoch die Ventile, und es entsteht eine Spannung. In Nebenschlußschaltung addieren sich im Stromrichter stationäre und transiente Ströme. Das Ventil kann nicht sperren.



Transienter Strom:

Stat. Gleichgewichtsbeziehung:

Tokamak-Stabilität:

$$i_d = i_{V(0)} - i_T$$

$$i_d = \frac{C_2 (C_1 - \ddot{u})}{q_a} \cdot i_H$$

Mit ASDEX-Daten:

$$i_d \leq 0.76 i_H$$

$$i_T = \ddot{u} \cdot i_p(0)$$

$$i_{V(0)} = C_1 \cdot i_p(0)$$

$$q_a = C_2 \cdot \frac{i_H}{i_p(0)}$$

$$i_d = i_H - i_{V(0)} + i_T$$

$$i_d = \left(1 - \frac{C_1 C_2}{q_a} + \frac{\ddot{u} C_2}{q_a} \right) i_H$$

$$i_d \geq 0.24 i_H$$

Vergleiche Abb. 24

Mit realistischen Annahmen für die Tokamak-Betriebseinstellungen - d.h. der stationäre Vertikalfeldspulenstrom ist proportional dem Plasmastrom vor dessen Abriß und der Sicherheitsfaktor q_a ist > 2 - ergeben sich im idealisierten Fall bei beiden Schaltungsarten keine Komplikationen. Die Nebenschlußschaltung ist darüberhinaus absolut sicher, da die Ventile nie in Sperr-Richtung beansprucht werden. Wegen der Längsreaktanzen im Stromrichter und der u.U. sehr hohen Stromänderungen ist dennoch bei beiden Schaltungsarten eine sorgfältige Bemessung der Ventilbeschaltung bzw. Überspannungsbegrenzung notwendig.

7. Schlußbetrachtung

Die Erregung und Steuerung relativ energiearmer Magnetfelder ist ohne eine unabhängige und leistungsstarke Energiequelle möglich, wenn eine magnetfeldgespeiste Stromquelle zu Hilfe genommen wird. Hierfür eignen sich stationäre energiereiche Magnetfelder, wie sie in vielen Anlagen ohnehin benötigt werden.

Folgende Bedingungen sind zu beachten, wenn die vorgeschlagenen Lösungen mit Vorteil eingesetzt werden sollen:

- a) Die Stromanpassung bedingt, daß der Strom in der zu steuernden Spule dem eingepprägten Strom möglichst nahe kommt und ihn nicht überschreitet.
- b) Die magnetische Entkopplung zwischen Speichermagnetfeld und dem zu steuernden Magnetfeld bedingt, daß deren Konfiguration annähernd orthogonal sein muß. Eine Kopplung beeinträchtigt die Stationarität des Speichermagnetfeldes und wird im allgemeinen auch physikalischen Forderungen zuwiderlaufen.

Darüberhinaus sind selbstverständlich die übrigen normalen Bedingungen für die Stromeinprägung zu erfüllen.

Die Gegenüberstellung der Schaltungsalternativen hat ergeben, daß sich die Vorteile und Nachteile auf Kriterien ganz verschiedener Art verteilen (siehe Abschnitt 5). Das heißt, daß die Kriterien für den konkreten Einzelfall bewertet werden müssen. So kann z.B. die notwendige Leitung zwischen Magnetfeldspule und Stromrichter bzw. dem ihn führenden Generator oder die relativ hohe Welligkeit beim Anfahren des Stromes ein ernsthafter Grund gegen die Lösung mit maschinengeführten Nebenschluß-Stromrichter sein.

Die außerordentlich hohen Anforderungen an die Oberwellen-

dämpfung, wie sie am Beispiel ASDEX erkennbar wurden, bilden kein spezifisches Problem der hier diskutierten Anordnung. Sie treten bei allen Stellgliedern mit nichtstetigen Wandlern auf. Hingegen sind die Rückwirkungen und Kopplungen infolge der galvanischen Verknüpfung der Speicherspule und der zu steuernden Spule durch die Struktur der Anordnung bedingt.

Die Vorteile der vorgeschlagenen Anordnung gegenüber konventionellen Anordnungen mit unabhängiger Energiequelle sind vor allem ökonomischer Art. Erhebliche Investitionen können entfallen oder zumindest zurückgestellt und zeitliche Verzögerungen vermieden werden. Andererseits müssen statische Kopplungen bzw. Parameterverknüpfungen bedacht werden, die u.U. zu einer unerwünschten Einengung der experimentellen Freizügigkeit führen. Bei realistischer Prüfung sind diese Beschränkungen im allgemeinen jedoch geringfügig. Nachteile und Probleme technischer Art sind, soweit es die Lösung mit Nebenschluß-Stromrichter betrifft, im Vergleich zur konventionellen Lösung nicht feststellbar. Die beiden Alternativlösungen mit DC-Chopper und kondensatorgeführtem Stromrichtersystem sind hingegen noch mit Risiken behaftet, wobei die letztere sicherlich die einfachere Lösung sein dürfte.

Literatur

- /1/ Th. Wasserrab, Schaltungslehre der Stromrichter-
technik, Springer-Verlag 1962
- /2/ G. Möltgen, Netzgeführter Stromrichter mit Thyristo-
ren, Siemens AG, 1970
- /3/ M. Meyer , Selbstgeführte Thyristor-Stromrichter,
Siemens AB, 1974
- /4/ K. Heumann, C. Stumpe, Thyristoren
B.G. Teubner, 1970
- /5/ Prof. M. Depenbrock, Universität Bochum, Vorschlag
im Rahmen eines Beratungsvertrages
- /6/ F. Schneider, IPP, private Mitteilung
- /7/ V.S. Mukhovatov, V.D. Shafranov, Nucl.Fus.11, 605,
1971
- /8/ J. Hugill, A. Gibson, Nucl.Fus.14, 611, 1974
- /9/ M. Fujiwara et al., Conceptual Design of the
Vertical Field Control System in JIPP T-II,
Nagoya University, IPPJ-T-22, 1974
- /10/ F. Schneider, IPP, in Vorbereitung
- /11/ R. Allgeyer et al., Proc. of the 6th Symposium
on Engineering Problems of Fusion Research,
San Diego 1975
- /12/ M.Keilhacker et al., Proc. of the 6th Symposium
on Engineering Problems of Fusion Research,
San Diego 1975
- /13/ W. Leonhard, ETZ-A 86, S.513, 1965
- /14/ P.M. Frank, R. Lenz, ETZ-A 90, S.57, 1969
- /15/ K. Fieger, ETZ-A 90, S.311, 1969
- /16/ D. Schröder, Regelungstechnik und Prozeß-Datenver-
arbeitung 19, Heft 4, S.155, 1971
- /17/ D. Schröder, Regelungstechnik und Prozeß-Datenver-
arbeitung 21, Heft 10, S.322, 1973

Formelzeichen und Schreibweise:

\underline{A}	komplex Größe, Zeiger
\bar{A}	zeitlicher Mittelwert
\hat{A}	period. Spitzenwert
E	Energie
I, i	Strom
L	Induktivität
M	Gegeninduktivität
P	Wirkleistung
Q	Blindleistung
R	Ohm'scher Widerstand
T	Periodendauer
S	Scheinleistung
U, u	Spannung
U_{di}	Leerlaufspannung eines Stromrichters bei Vollaussteuerung
$U_{di\alpha}$	Leerlaufspannung eines Stromrichters beim Steuerwinkel α
Z	Impedanz
d	relat. Spannungsabfall eines Stromrichters
f_n	Frequenz des Drehstromes
p	Pulszahl eines Stromrichters
s	komplexe Kreisfrequenz
α	Steuerwinkel eines Stromrichters
γ	Löschwinkel eines Stromrichter-Ventils, Sicherheitsabstand
ω	Kreisfrequenz
σ	Streukoeffizient

τ Zeitkonstante

Indizes:

d Ventil

H eingepprägtes Hauptfeld

k Kurzschluß

n Nennbedingungen

r ohmisch

v variables Feld, Vertikalfeld

x reaktiv

weitere Zeichen sind im Text erklärt.

Formelzeichen, Schreibweise und Begriffe entsprechen weitgehend den DIN-Normen 40 110, 5483, 5489. Gleichungen sind als Größengleichungen geschrieben.