

# **Spannungs- und Stromeffektivwerte und Spannungswelligkeiten voll- und halbgesteuerter Stromrichter- schaltungen bei berücksichtigter Kommutierung**

vorgelegt von  
Dipl.-Ing. Ulrich Sikkema  
aus Dortmund

Eingereicht am 15.1.1997

# 1. Übersicht

Diese Arbeit untersucht für voll- und halbgesteuerte netzgeführte Stromrichterschaltungen beliebiger Phasenzahl wichtige Kenngrößen wie den Effektivwert der Ausgangsspannung, die Welligkeit der Ausgangsspannung sowie die Effektivwerte von Speisestrom und Ventilstrom. Dabei wird der Einfluß der Reaktanzen der Einspeisung berücksichtigt, welche die Kommutierungen bei allen Schaltvorgängen der Ventile bestimmen.

Bei symmetrischen halbgesteuerten Schaltungen werden Verhaltensweisen nachgewiesen, die den in der Literatur vorherrschenden Aussagen widersprechen. Die tatsächlich festzustellenden Stromverteilungen während der Kommutierung sowie die minimal erreichbare Ausgangsspannung weichen erheblich von den Voraussagen der konventionellen Theorie ab. Es werden dazu theoretische Ableitungen angegeben, die gut mit den experimentellen Beobachtungen übereinstimmen.

Die Resultate der Untersuchungen werden sowohl als analytische Ausdrücke als auch als Diagramme angegeben. Wo einfache idealisierte Formeln allgemein bekannt sind, werden die hier erzielten Ergebnisse auch in Form von Abweichungen zu diesen gezeigt. Messungen an Versuchsaufbauten und die Entwicklung von Simulationsmodellen unterstützen die theoretischen Betrachtungen.

Die wichtigste in der Praxis auftretende Abweichung von den hier vorgenommenen theoretischen Vereinfachungen ist die nichtsinusförmige Netzspannung. Ihr Einfluß auf die in dieser Arbeit berechneten Spannungsgleichungen wird experimentell untersucht. Eine Simulation der behandelten Schaltungen erweist sich wegen der unpassenden Grundannahmen von Standardsimulationsprogrammen als problematisch. Durch sorgfältige Parametereinstellungen wird dennoch eine Übereinstimmung zwischen Experiment und Simulation erreicht.

## 2. Inhaltsverzeichnis

<b>1. Übersicht .....</b>	<b>2</b>
<b>2. Inhaltsverzeichnis.....</b>	<b>3</b>
<b>3. Einleitung .....</b>	<b>5</b>
<b>4. Ausgangszustand und Zielsetzung.....</b>	<b>6</b>
4.1 Aufbau und grundlegende Eigenschaften der untersuchten Schaltungen.....	6
4.1.1 Aus Mittelpunktschaltungen zusammengesetzte Schaltungen.....	8
4.2 Die zu untersuchenden Größen.....	11
4.2.1 Effektivwert der Ausgangsspannung .....	11
4.2.2 Welligkeit der Ausgangsspannung .....	12
4.2.3 Effektivwerte der Ströme .....	13
<b>5. Vollgesteuerte Schaltungen .....</b>	<b>14</b>
5.1 Der Bereich einfacher Kommutierung.....	14
5.1.1 Effektivwert der Ausgangsspannung .....	16
5.1.2 Welligkeit der Ausgangsspannung .....	27
5.1.3 Effektivwert der Ventil- und Netzströme.....	38
<b>6. Halbgesteuerte Schaltungen .....</b>	<b>49</b>
6.1 Unsymmetrische halbgesteuerte Schaltungen .....	50
6.2 Symmetrische halbgesteuerte Schaltungen.....	50
6.2.1 Betrieb im Bereich $\alpha + \gamma_T < \alpha_{lim}$ .....	51
6.2.1.1 Effektivwert der Ausgangsspannung .....	52
6.2.1.2 Welligkeit der Ausgangsspannung .....	54
6.2.1.3 Effektivwert der Ströme.....	55
6.2.2 Betrieb im Bereich $\alpha > \alpha_{lim} + \gamma_D$ .....	55
6.2.2.1 Minimale Ausgangsspannung .....	57
6.2.2.2 Besondere Vorgänge während der Kommutierung.....	61
6.2.2.3 Effektivwert der Ausgangsspannung.....	74
6.2.2.4 Welligkeit der Ausgangsspannung .....	82
6.2.2.5 Effektivwert des Speisestromes.....	90

<b>7. Zusammenfassung .....</b>	<b>96</b>
<b>8. Anhang.....</b>	<b>98</b>
8.1 Simulation der Stromrichterschaltungen .....	98
8.1.1 Modelle der Leistungshalbleiter .....	99
8.1.1.1 Modellierung als idealisierte Schalter .....	99
8.1.1.2 Modellierung nach Datenblattangaben.....	100
8.1.1.3 Modellierung gemessener Bauelementekennlinien.....	104
8.1.2 Erfahrungen mit Simulationsprogrammen .....	111
8.2 Ergänzungen zur Mathematik und Graphik.....	116
8.2.1 Graphische Darstellungen .....	116
8.2.2 Einsatz von Computer-Algebra .....	117
8.2.3 Ableitungen ausgewählter Formeln.....	132
8.3 Versuchsaufbauten .....	135
8.3.1 Vollgesteuerte dreiphasige Mittelpunkt- und Brückenschaltung .....	135
8.3.2 Halbgesteuerte dreiphasige Brückenschaltung B6H .....	141
8.3.3 Halbgesteuerte zweiphasige Brückenschaltung B2H .....	147
8.3.3.1 Schaltung des Steuerteils .....	147
8.3.3.2 Leistungsteil .....	148
8.3.3.3 Erzeugung der sinusförmigen Speisespannungen .....	148
8.4 Formelzeichen und Abkürzungen .....	154
8.5 Literaturverzeichnis.....	155

### 3. Einleitung

Mit dem Beginn der großtechnischen Nutzung elektrischer Energie wurde es zunehmend erforderlich, Wechselströme in Gleichströme und umgekehrt zu wandeln. Ursprünglich standen dafür nur rotierende Umformer als Motor/Generatorsätze zur Verfügung. Ab etwa den dreißiger Jahren dieses Jahrhunderts konnten für diese Aufgabe verschiedene Bauarten von steuerbaren Quecksilberdampfventilen eingesetzt werden, welche ohne mechanischen Verschleiß arbeiteten. In dieser Zeit wurden die wichtigsten theoretischen Grundlagen der auch heute noch verwendeten Schaltungsvarianten für diesen Anwendungsbereich erarbeitet.

Einen großen Aufschwung erhielt diese Technik aber erst ab ca. 1960 durch die Entwicklung leistungsfähiger Halbleiterventile. Heutzutage dominieren in energietechnischen Anwendungen Schaltungen aus Dioden und Thyristoren, die ein- und mehrphasige Wechselspannungssysteme, eventuell unter Zwischenschaltung von Transformatoren, in einen hauptsächlich induktiv geglätteten Gleichstrom umsetzen. Viele Schaltungen können außer in dieser Gleichrichterfunktion auch als Wechselrichter mit einem Energiefluß von der Gleichstrom- auf die Wechselspannungsseite betrieben werden.

Wegen ihres extrem nichtlinearen, schaltenden Arbeitsprinzips bereiten diese Schaltungen jedoch gewisse Schwierigkeiten bei der theoretischen Behandlung. Für lineare Schaltungen übliche Kenngrößen lassen sich kaum anwenden oder nicht in geschlossener mathematischer Form darstellen. Trotz der langen Bekanntheit solcher Stromrichterschaltungen und der großen Zahl von Publikationen über ihre Funktion und Berechnung gibt es daher immer noch Lücken in der theoretischen Beschreibung, sobald man von der üblichen idealisierten Betrachtungsweise abweicht.

Diese Arbeit behandelt einige Aspekte, die in der Literatur unvollständig, unzutreffend oder umständlich beschrieben sind. Dies sind vor allem einige Kenngrößen der Gleich- und Wechselrichterschaltungen unter Berücksichtigung von Streuinduktivitäten sowie die Funktionsweise einiger Schaltungen unter Einbeziehung der Eigenschaften nichtidealer Halbleiterventile. Besonderes Gewicht liegt auch auf halbgesteuerten Schaltungen mit Freilaufzweigen, die in den gängigen Lehrbüchern selten ausführlich behandelt werden.

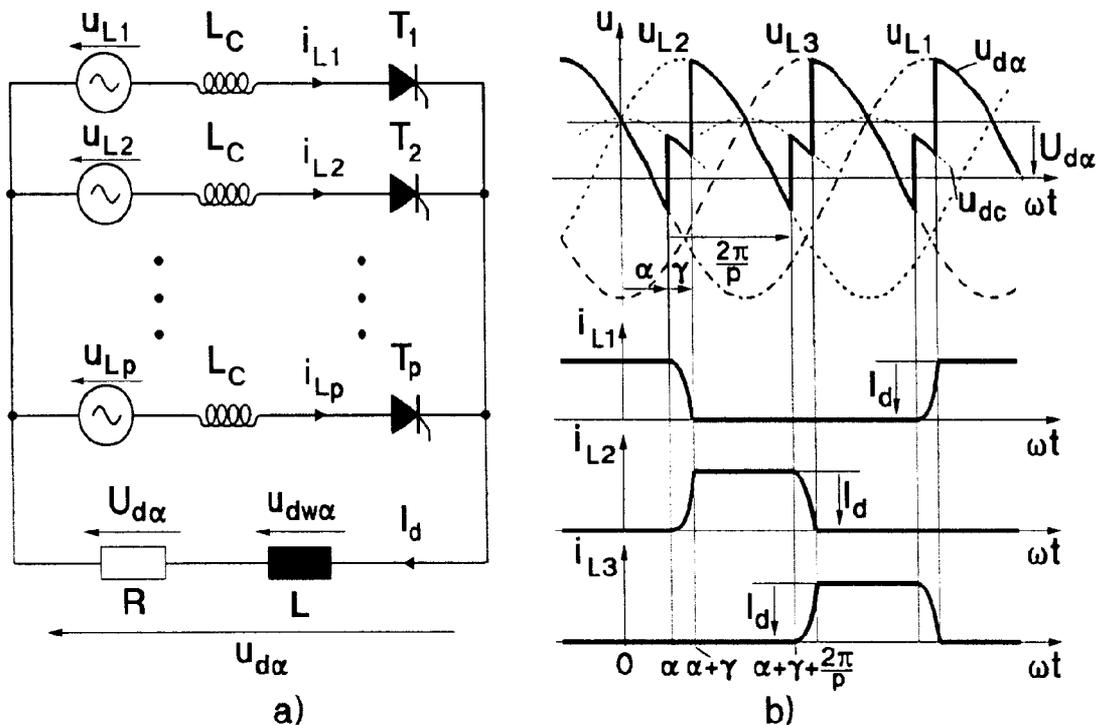
Die Gliederung dieser Arbeit folgt dabei, nach der Vorstellung der zugrundegelegten Annahmen und Zielsetzungen, den üblichen Einteilungen der Schaltungsvarianten nach ihrem Aufbau. In einigen Fällen mußte eine weitere Unterteilung nach den Betriebszuständen der Schaltung erfolgen. Erläuterungen zu den verwendeten Mitteln für Berechnungen, Simulationen und Messungen befinden sich im Anhang.

## 4. Ausgangszustand und Zielsetzung

Die in diesem Kapitel enthaltenen Zusammenhänge sind größtenteils der Literatur entnommen. Sie wurden an eine einheitliche Notation angepaßt, die sich weitgehend an den einschlägigen Normen [21] orientiert. In den folgenden Kapiteln wird auf die hier aufgeführten Ergebnisse immer wieder zurückgegriffen.

### 4.1 Aufbau und grundlegende Eigenschaften der untersuchten Schaltungen

Die betrachteten Schaltungen zur Umsetzung von Wechselspannungen in Gleichspannungen sind netzgeführte Stromrichter mit Thyristoren, bei welchen die Höhe der Gleichspannung über eine Phasenanschnittsteuerung eingestellt wird. Das folgende Bild zeigt die Grundschiung sowie Spannungs- und Stromverläufe einer p-phasigen Mittelpunktschaltung mit allen Elementen, die in dieser Arbeit verwendet werden.



**Bild 1: Schaltung (a) und Strom- und Spannungsverläufe (b) einer Mittelpunktschaltung. (Skizze b) für Phasenzahl  $p = 3$ )**

Die gleichzurichtenden Wechselspannungen  $u_{L1} \dots u_{Lp}$  bilden ein p-phasiges symmetrisches Drehstromsystem. In dem häufigsten und hier anschließend dargestellten Fall mit  $p = 3$  sind diese Spannungen:

$$\begin{aligned}
 u_{L1} &= \sqrt{2}U \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{p}\right) \\
 u_{L2} &= \sqrt{2}U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{p}\right) \\
 u_{L3} &= \sqrt{2}U \cos\left(\omega t - 3\frac{\pi}{p}\right)
 \end{aligned} \tag{1}$$

Das Funktionsprinzip besteht darin, mit den Thyristoren die zugehörige Wechselspannungsquelle nur für einen Teil einer Periode mit dem Ausgang zu verbinden. Die so entstehende, aus  $p$  sinusförmigen Abschnitten der Speisespannungen bestehende Ausgangsspannung  $u_{d\alpha}$  läßt sich durch eine zeitliche Verschiebung der Ausschnitte um den Steuerwinkel  $\alpha$  beeinflussen. Die maximale Ausgangsspannung ergibt sich, wenn nur die jeweils positivste Speisespannung an den Ausgang gelegt wird. Ab jedem Schnittpunkt zweier Netzspannungen muß dazu ein anderer Thyristor eingeschaltet werden, sobald er in Durchlaßrichtung gepolt ist. Dieser Fall entspricht dem Verhalten eines Gleichrichters, der statt Thyristoren Dioden enthält. Dieser ungesteuerte Diodengleichrichter ist ein Spezialfall des mit  $\alpha = 0$  gesteuerten Gleichrichters und wird daher nicht gesondert behandelt.

Die so entstandene Spannung  $u_{d\alpha}$ , die pro Periode der speisenden Wechselspannung aus  $p$  gleichen Pulsen besteht, wird über eine Glättungsinduktivität  $L$  an die Last  $R$  gelegt. Zur Vereinfachung nimmt man an, daß diese Glättungsinduktivität so groß ist, daß der resultierende Ausgangsleichstrom  $I_d$  konstant bleibt (theoretisch  $L = \infty$ ). Alle Wechselspannungskomponenten fallen dann an der Glättungsinduktivität ab und am Lastwiderstand liegt nur noch der Mittelwert  $U_{d\alpha}$  der Ausgangsspannung (nach [1]):

$$U_{d\alpha} = \frac{p}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{p}} u_{d\alpha} d(\omega t) = U_{di} \frac{\cos\alpha + \cos(\alpha + \gamma)}{2} \tag{2}$$

mit einer ideellen Leerlaufgleichspannung von

$$U_{di} = \sqrt{2}U \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}}. \tag{3}$$

Der sogenannte Kommutierungs- oder Überlappungswinkel  $\gamma$  wird hervorgerufen durch die wichtigsten zu berücksichtigenden parasitären Elemente, die Induktivitäten  $L_C$  in den Zuleitungen. In der Praxis werden sie zum Teil aus den Induktivitäten des Netzanschlusses, hauptsächlich aber durch die Streuinduktivität eines vorgeschalteten Stromrichtertransformators gebildet. Diese Kommutierungsinduktivitäten werden im Rahmen der sogenannten „konventionellen Theorie“ der Stromrichter behandelt. Die „ideelle Betrachtung“ nimmt  $L_C = 0$  und damit auch  $\gamma = 0$  an. Die Bezeichnungen der Ausgangsspannung tragen in diesem Fall ein „i“ im Index.

Die Wirkung der Kommutierungsinduktivitäten auf die Ausgangsspannung beruht auf der Verzögerung des Stromüberganges von dem bisher leitenden Thyristor auf den bei  $\omega t = \alpha$  neu gezündeten Thyristor.

Da der Laststrom  $I_d$  während eines Kommutierungsvorgangs als konstant angenommen werden kann und weiterhin bekannt ist, daß sich der Strom in der einschaltenden Phase von 0 auf  $I_d$  ändert, erhält man durch eine Integration, hier am Beispiel des Kommutierungsvorgangs von Phase  $L_1$  auf Phase  $L_2$

$$I_d = \int_{\frac{\alpha}{\omega}}^{\frac{\alpha+\gamma}{\omega}} \frac{u_{L2} - u_{L1}}{2L_C} dt \quad (4)$$

die Größe des Kommutierungswinkels  $\gamma$  aus der Beziehung

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{\omega L_C I_d}{\sqrt{2} U \sin \frac{\pi}{p}} \quad (5)$$

Für diese Dauer der Kommutierung sind beide an dem Vorgang beteiligten Thyristoren stromführend. Die Ausgangsspannung ergibt sich in dem Intervall von  $\alpha$  bis  $\alpha + \gamma$  als arithmetisches Mittel  $u_{dc}$  der beteiligten Speisespannungen:

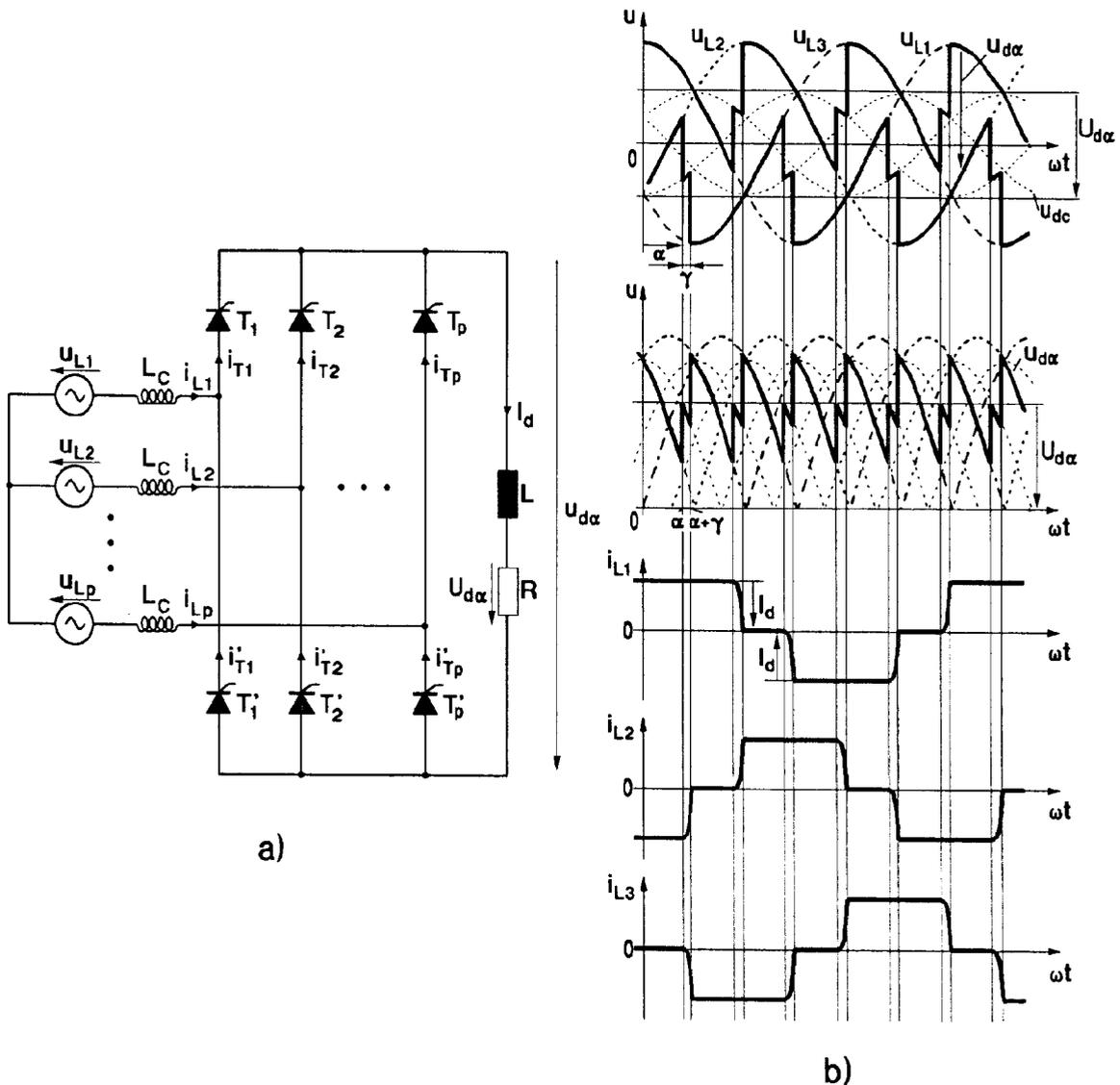
$$u_{d\alpha} = u_{dc} = \sqrt{2} U \frac{\cos(\omega t + \frac{\pi}{p}) + \cos(\omega t - \frac{\pi}{p})}{2} = \sqrt{2} U \cos \frac{\pi}{p} \cos \omega t \quad (6)$$

Bei energietechnischen Anwendungen sind gegenüber den Streuinduktivitäten  $L_C$  die ohmschen Widerstände des speisenden Spannungssystems für diese Betrachtungen meist vernachlässigbar.

Nicht in jedem Falle vernachlässigbar sind solche mit Wirkleistungsverlusten verbundene Spannungsabfälle aber in den Stromrichterventilen. Üblicherweise werden in der Literatur diese Spannungsabfälle nur bei der Berechnung der thermischen Belastung der Halbleiter berücksichtigt. Wie noch gezeigt wird, ist ihr Einfluß auf die hier betrachteten Größen bei den vollgesteuerten Schaltungen zwar unbedeutend, bei den halbgesteuerten Schaltungen aber in einigen Betriebsbereichen entscheidend für das Gesamtverhalten. In den Kapiteln 6.2.2.1 und 6.2.2.2 finden sich dazu genauere Angaben.

#### 4.1.1 Aus Mittelpunktschaltungen zusammengesetzte Schaltungen

Die in Bild 1 dargestellte Mittelpunktschaltung ist der Grundbestandteil nahezu aller netzgeführter Stromrichterschaltungen. Sie wird in der Praxis jedoch selten alleine eingesetzt. Die häufigste Kombination von Mittelpunktschaltungen ist die in Bild 2 dargestellte dreiphasige Brückenschaltung, die man als Reihenschaltung zweier Mittelpunktschaltungen auffassen kann.



**Bild 2: Schaltung (a) und Strom- und Spannungsverläufe (b) einer drei-phasigen Brückenschaltung**

Bei den Brückenschaltungen werden beide Polaritäten der Speisespannungsquellen ausgenutzt. Durch die Quellen fließen reine Wechselströme, da sowohl positive wie auch negative Stromrichtungen durch die entsprechenden Teilstromrichter hervorgerufen werden. Ein Mittelpunktanschluß der Quellen ist nicht mehr erforderlich und wird meist fortgelassen. Die Ausgangsspannung setzt sich aus Abschnitten der Differenzen zwischen zwei speisenden Quellen zusammen.

Bei einer Einspeisung mit einer geraden Phasenzahl  $p$  sind die zwei jeweils wirkenden Quellen gegeneinander um  $\pi$  in der Phase verschoben. Da sie über die Stromrichterventile gegensinnig in Reihe geschaltet sind, wird man sie in der Praxis durch eine einzige Spannungsquelle doppelter Höhe ersetzen. Die verbleibenden Speisespannungsquellen bilden im Allgemeinen dann kein symmetrisches Drehstromsystem mehr. Innerhalb dieser Arbeit soll aber die auch für die Mittelpunktschaltung gültige Zählweise beibehalten werden, wonach eine  $p$ -phasige Schaltung von einem symmetrischen Drehstromsystem aus  $p$  gegeneinander um  $2\pi/p$  phasenverschobenen Quellen

gespeist wird. Die Anzahl identischer Pulse in der Ausgangsspannung ist in diesem Fall wie bei Mittelpunktschaltungen gleich der Phasenzahl  $p$ .

Bei einer ungeraden Phasenzahl  $p$  verdoppelt sich wegen der Phasenverschiebung zwischen den jeweils wirkenden positiven und negativen Ausschnitten der Speisenspannungen die Anzahl der Pulse, aus denen die Ausgangsspannung zusammengesetzt ist. Die Momentanwerte der Ausgangsspannung einer Brückenschaltung entsprechen in diesem Fall denen einer Mittelpunktschaltung mit einer Einspeisung von doppelter Phasenzahl  $2p$  und einer verketteten Spannung  $U_V$  von

$$U_V = 2U \sin \frac{\pi}{p}. \quad (7)$$

Für den einzigen praxisrelevanten Fall  $p = 3$  ergibt sich daraus der bekannte Zusammenhang zwischen verketteter und Leiter- Mittelpunktspannung von  $U_V = \sqrt{3} U$ .

Weitere Hinweise zur Anwendung der für Mittelpunktschaltungen erzielten Ergebnisse auf Brückenschaltungen finden sich in den jeweiligen Kapiteln.

Eine andere in der Praxis bei Hochstromanlagen gelegentlich anzutreffende Schaltungsvariante sind die Saugdrosselschaltungen. Bei diesen sind zwei Stromrichter parallelgeschaltet. Um eine gegenüber den Einzelschaltungen vergrößerte Pulszahl zu erreichen, müssen zwei gegeneinander phasenverschobene Einspeisungen benutzt werden. Eine Induktivität, die Saugdrossel, begrenzt dabei die wegen der unterschiedlichen Momentanwerte der Ausgangsspannungen entstehenden Kreisströme. Nimmt man die Funktion der Saugdrossel als ideal an, lassen sich die beiden parallelgeschalteten Teilstromrichter getrennt behandeln. Die Ausgangsspannung läßt sich auf die einer Einzelschaltung gespeist mit der doppelten Phasenzahl zurückführen. Eine detailliertere Betrachtung in dieser Arbeit scheint daher unnötig.

Ebenfalls wird auf eine eingehende Besprechung der in der Antriebstechnik häufigen Umkehrstromrichter verzichtet. Diese bestehen aus zwei antiparallel geschalteten Teilstromrichtern, welche sich im Falle kreisstromfreien Betriebs ebenfalls auf die hier behandelten Schaltungen zurückführen lassen. Abweichungen können sich bei kreisstrombehafteten Schaltungen ergeben, die bei Ausgangsströmen nahe Null regelungstechnische Vorteile besitzen und trotz höheren Schaltungsaufwands öfter eingesetzt werden [40].

Als weitere Variante kann an dieser Stelle die Folgesteuerung aufgeführt werden. Die Schaltungen selbst unterscheiden sich dabei nicht von den zuvor genannten. Es werden hierbei aber die einzelnen Teilstromrichter mit unterschiedlichen Steuerwinkeln betrieben, um z.B. günstigere Blindleistungswerte zu erreichen. Die später behandelten halbgesteuerten Schaltungen sind in einigen Betriebsbereichen als Spezialfall der Folgesteuerung aufzufassen (Kapitel 6.2.1); Analysen können analog den dort durchgeführten vorgenommen werden.

## 4.2 Die zu untersuchenden Größen

### 4.2.1 Effektivwert der Ausgangsspannung

Da die Ausgangsspannung der betrachteten Gleichrichterschaltungen sich im wesentlichen aus Abschnitten von Sinusfunktionen zusammensetzt, reicht eine alleinige Betrachtung ihres Gleichspannungs(Mittel-)wertes nicht in allen Fällen aus. Zur Bemessung solcher nichtsinusförmiger Größen ist der Effektivwert eine geeignetere Größe. Er ist als quadratisches Mittel über eine Signalperiode definiert:

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} . \quad (8)$$

Der Effektivwert einer Spannung bzw. eines Stromes gibt einen Wert an, der an ohmschen Widerständen dieselbe Wirkleistung hervorruft wie eine Gleichspannung bzw. ein Gleichstrom derselben Höhe. Der Effektivwert dient daher oft als Grundlage zur Bemessung von Anlagen bzw. Komponenten.

Wenn die Fourierzerlegung des Signals bekannt ist, läßt sich der Effektivwert auch wie folgt aus den Spektralkomponenten bestimmen:

$$U_{\text{eff}} = \sqrt{U_d^2 + \sum_{v=1}^{\infty} U_v^2} , \quad (9)$$

wobei  $U_d$  der Mittelwert des Signals ist und  $U_v$  der Effektivwert der  $v$ -ten Oberschwingung.

Die meßtechnische Erfassung des Effektivwerts kann über Dreheiseninstrumente direkt erfolgen. Wegen des Vordringens integrierter Schaltungen sind heutzutage sogenannte „TRMS“ (True Root Mean Square)- Digital-Handmultimeter zur Bestimmung von „echten Effektivwerten“ jedoch weiter verbreitet. Diese besitzen getrennte Meßbereiche für Gleich- und Wechselspannungsmessungen. Während im Gleichspannungsbereich der Mittelwert  $U_d$  des Signals angezeigt wird, wird im Wechselspannungsbereich dieser Gleichanteil üblicherweise unterdrückt. Daher wird nicht der Effektivwert  $U_{\text{eff}}$  des gesamten Signals, sondern nur der Effektivwert  $U_{\text{weff}}$  des Wechselspannungsanteils angezeigt mit

$$U_{\text{weff}} = \sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} U_v^2} . \quad (10)$$

Für die hier betrachteten Gleichrichterausgangsspannungen ist zur Messung des Effektivwerts mit solchen Geräten daher eine Korrektur mit dem getrennt zu messenden Gleichanteil  $U_d$  nach Gl. (9) durchzuführen.

#### 4.2.2 Welligkeit der Ausgangsspannung

Eine der Hauptforderungen an Gleichrichterschaltungen ist die an eine gut geglättete Ausgangsgleichspannung. In Standardwerken der Literatur [57], auf die die heute gültigen Normen [21] zurückgehen, findet man zur Bewertung der Qualität der Ausgangsspannung Tabellen und Diagramme für einzelne Frequenzkomponenten der Wechselspannungen, welche der Gleichspannung überlagert sind. Vereinfachte Näherungslösungen über Hilfsdiagramme sind auch in [33] angegeben.

Eine globalere Aussage über diese unerwünschten Wechselanteile liefert die Welligkeit, auch „Wechselspannungsgehalt“ oder „relative Wechselspannung“ genannt. Dies ist das Verhältnis aus dem Effektivwert der Wechselanteile zum Gleichanteil

$$w = \frac{U_{\text{dweff}}}{U_d} = \frac{\sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} U_v^2}}{U_d} \quad (11)$$

In den DIN-Normen [21] wurde die Welligkeit bis 1971 abweichend von dieser in der Meßtechnik üblichen Formel festgelegt. Seither ist sie aber auch dort über die quadratische Summe der wichtigsten einzelnen Frequenzkomponenten definiert und für ungesteuerte, idealisierte Gleichrichter der häufigsten Pulszahlen tabelliert.

Ein einfacheres Verfahren zur Berechnung und Messung der Welligkeit wird in Kapitel 5.1.2 angewendet. Damit wurden bereits in [1, 3, 4] Formeln und Diagramme der Welligkeit ohne Kommutierung für idealisierte gesteuerte Gleichrichter beliebiger Phasenzahl  $p$  veröffentlicht. Ähnliche Kurven für zum Teil eingeschränkte Wertebereiche sind auch in [29] verwendet worden; Formeln einiger idealisierter Schaltungen für die dort „voltage ripple factor“ genannte Welligkeit enthält ebenfalls [23]. Beide Literaturstellen enthalten formelmäßige Ableitungen aber nur für spezielle Phasenzahlen.

In der meisten anderen Literatur sind oft nur Angaben für Werte der Welligkeit für  $\alpha = 0$  und idealisierte Schaltungen oder den Normen entsprechende Angaben zu finden. Zur Abhängigkeit der Welligkeit von der Kommutierung werden nur pauschale Aussagen gemacht, so in [28, S.116] die Aussage „In geringerem Maße wird die Welligkeit der Gleichspannung auch von den Reaktanzen im Kommutierungskreis und damit von der Überlappung  $u$  beeinflusst, und zwar nimmt die Welligkeit mit zunehmender Anfangsüberlappung  $u_0$  geringfügig zu.“ ( $u$  entspricht dem hier  $\gamma$  genannten Kommutierungswinkel und  $u_0 = u_{(\alpha=0)}$  ist der Wert des Kommutierungswinkels für ungesteuerte Schaltungen). Ähnliche Aussagen sind auch in [36, S. 91 und S.95] zu finden.

Außer zur Beurteilung der Qualität der Glättung der gleichgerichteten Spannung läßt sich die Welligkeit auch als Näherung für die relative Amplitude der Grundschwingung dieser Spannung verwenden [1, 38, 41]. Dies ist gerechtfertigt, da in der Ausgangsspannung nur Oberschwingungen der Ordnung eines ganzzahligen Vielfachen der Pulszahl auftreten. Die Amplituden nehmen mit der Ordnungszahl rasch ab; genauere Angaben für idealisierte Schaltungen sind in [18, 20, 41] gegeben. Für praktische Berechnungen, z.B. der Lückgrenze des Laststromes, lassen sich wegen der Tief-

paßwirkung der induktiven Glättung diese Oberschwingungen höherer Ordnung vernachlässigen. Die Welligkeit kann deswegen auch als Hilfsmittel bei der Bemessung von Stromrichteranlagen dienen.

### 4.2.3 Effektivwerte der Ströme

Zur Dimensionierung der Ventile sowie des Stromrichtertransformators bzw. der Netzeinspeisung benötigt man Kennwerte der Stromverläufe in den einzelnen Zweigen. Die Erwärmung der passiven Bauelemente ist dabei nur vom Effektivwert des Stromes abhängig, während sie bei den nichtlinear arbeitenden Dioden und Thyristoren in üblicher Näherung zusätzlich auch vom Mittelwert abhängt.

Zur qualitativen Vorhersage des Effektivwertes kann man annehmen, daß durch die Kommutierung die Stromführungsdauer pro Zweig bzw. Phase vergrößert wird, die Summe der in den miteinander kommutierenden Zweigen fließenden Ströme jedoch konstant bleibt. Daher ist anzunehmen, daß die Effektivwerte der Ströme durch die Kommutierung kleiner werden [3]. In der Literatur werden ebenfalls einige Angaben für Effektivwerte bei berücksichtigter Kommutierung gemacht, gewöhnlich unter der vereinfachenden Annahme eines linearen Stromverlaufs [41]. Die in [49] genannte Gleichung

$$\psi_{\alpha,u} = \frac{\cos u (\tan u - u) - [1 + \cos 2(\alpha + u)](u - \sin u)}{2\pi(1 - \cos u_0)^2} \quad (12)$$

wo  $u$  dem hier  $\gamma$  genannten Kommutierungswinkel und  $u_0 = u_{(\alpha=0)}$  entspricht, gibt für eine Schaltung B6 den Effektivwert des Speisestromes unter Berücksichtigung der Kommutierung an nach

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \sqrt{1 - 3\psi_{\alpha,u}} \quad (13)$$

Über die Annahmen bei der Herleitung dieser Formel fanden sich jedoch in der genannten Quelle und den dort aufgeführten Literaturverweisen keine Angaben, genau-sowenig über die Anwendbarkeit bei anderen Stromrichterschaltungen. Im folgenden sollen daher exakte analytische Ausdrücke für Stromeffektivwerte berechnet werden. Bei einem Vergleich der hier erzielten Ergebnisse mit obiger Formel (Kapitel 8.2.2) lassen sich an den Aussteuerungsgrenzen deutliche Unterschiede feststellen.

## 5. Vollgesteuerte Schaltungen

### 5.1 Der Bereich einfacher Kommutierung

Die zunächst folgenden Ableitungen gelten nicht für den Bereich mehrfacher Kommutierung, d.h. es darf während des Kommutierungsvorgangs zweier aufeinanderfolgenden Phasen kein drittes Ventil eingeschaltet werden. Daraus ergibt sich eine Begrenzung des Kommutierungswinkels  $\gamma$  aus Gleichung (5) auf Werte von

$$\gamma < \frac{2\pi}{p}. \quad (14)$$

Des Weiteren muß bei Ausgangsgleichspannungen  $U_{da} < 0$ , also im Wechselrichterbetrieb, eine Gleichspannungsquelle entsprechender Höhe in Reihe zur Last liegen. Zur Vermeidung des Wechselrichterkippens muß die Kommutierung beendet sein, bevor die Spannung am löschenden Ventil wieder positive Werte annimmt. Man erhält dadurch die Einschränkung

$$\gamma < \pi - \alpha. \quad (15)$$

Bei realen Stromrichterventilen muß zusätzlich nach dem Löschen noch eine Schonzeit eingehalten werden, während der das Ventil nicht mit Spannungen in Durchlaßrichtung beansprucht werden darf. Sie liegt bei Netzthyristoren zwischen 50 und 400  $\mu\text{s}$ , vgl. Kap. 6.2.2.1.

Zur genaueren Untersuchung bestimmt man den Kommutierungswinkel  $\gamma$  aus Gl. (5) zu

$$\gamma = \arccos \left( \cos \alpha - \frac{I_d}{I_{SC} \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{p}} \right) - \alpha. \quad (16)$$

Dabei entspricht die Abkürzung

$$I_{SC} = \frac{U}{\omega L_C} \quad (17)$$

dem am Anschlußpunkt der Stromrichterschaltung möglichen einphasigen Kurzschlußstrom des speisenden Netzes.

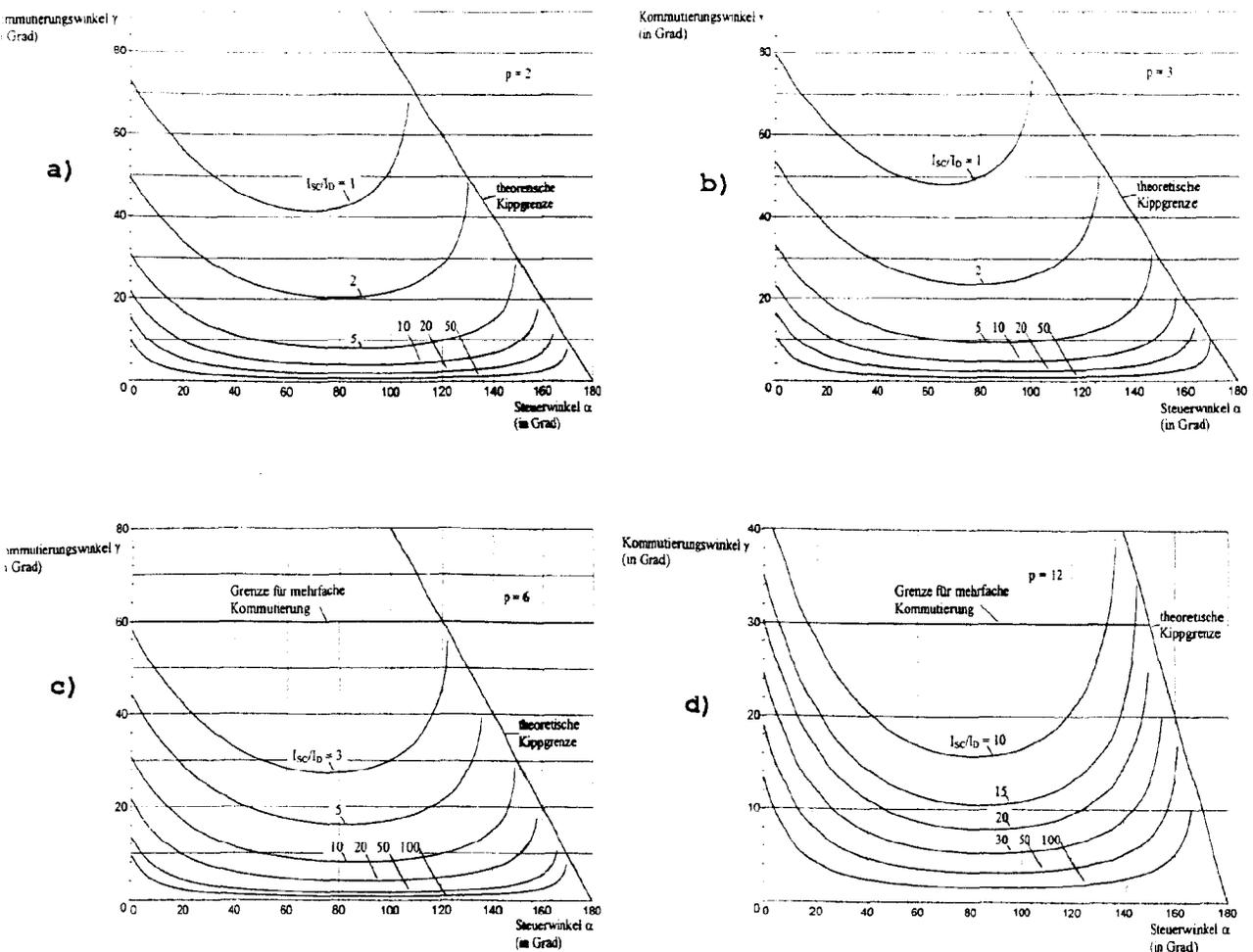
Der Kommutierungswinkel  $\gamma$  ist außer vom Steuerwinkel und der Pulszahl nur noch abhängig vom Verhältnis  $I_{SC}/I_d$  des einphasigen Netzkurzschlußstromes zum Ausgangsgleichstrom. Letzteres entspricht einer relativen Belastung des Stromrichters, abhängig von den Eigenschaften der Wechselstromseite. Beide Ströme sind anschauliche und bei der Dimensionierung von Stromrichtern bekannte Größen. Daher wird das Verhältnis  $I_{SC}/I_d$  in dieser Arbeit als Maß für die Einflüsse der Kommutierung verwen-

det. In den folgenden Berechnungen ist dieser Parameter entsprechend herausgearbeitet.

Praxisübliche Werte dieser relativen Belastung  $I_{SC}/I_d$  lassen sich aus Kriterien zur Netzurückwirkung von Stromrichtern sowie aus den Eigenschaften der Halbleiterventile abschätzen, welche nur begrenzte Stromänderungsgeschwindigkeiten von einigen 10 bis  $100\text{A}/\mu\text{s}$  während der Kommutierung ertragen [8, 24]. Die Kommutierungsteilheit soll üblicherweise durch einen Stromrichtertransformator mit einer relativen Kurzschlußspannung von mindestens 4% oder entsprechende Kommutierungsdrosseln begrenzt werden [49], d.h. der Kurzschlußstrom ist höchstens das 25fache des Nennstromes. Hinsichtlich der Netzurückwirkungen wird in [27] für ortsfeste Anlagen ein Verhältnis der Gleichstromleistung zur Netzkurzschlußleistung bis 1% als normal angegeben. Man kann daher bei ausgeführten Gleichrichteranlagen von einer relativen Belastung  $I_{SC}/I_d$  in Größenordnungen von einigen 10 ausgehen. Bei Stoßlasten in der Antriebstechnik oder bei direkt von Synchronmaschinen gespeisten Stromrichtern können auch deutlich niedrigere Werte auftreten. An den für die praktischen Versuche zu dieser Arbeit benutzten dreiphasigen Anlagen betrug das Verhältnis  $I_{SC}/I_d$  normalerweise etwas unter 20, konnte durch spezielle Maßnahmen aber zwischen 5 und 20 beliebig eingestellt werden.

In der Literatur wird bei der quantitativen Behandlung der Kommutierungseffekte meist der dort als „Überlappungswinkel  $\mu$ “ oder „ $u$ “ bezeichnete Kommutierungswinkel  $\gamma$  als gegeben vorausgesetzt. In vielen Büchern [26, 31, 42, 48, 49, 57] findet sich dazu ein Diagramm, immer aber nur für die Schaltungen M3 oder B6. Als Parameter werden stets feste Werte der „Anfangsüberlappung  $u_0$ “ (bei  $\alpha = 0$ ) von bis zu  $60^\circ$  verwendet, was  $I_{SC}/I_d > \text{ca. } 2$  entspricht. Diese Betrachtungsweise ist jedoch u.a. abhängig von der Phasenzahl und erlaubt nur indirekte Rückschlüsse auf die eigentlichen Ursachen der Kommutierung, nämlich die Reaktanzen der speisenden Spannungsquellen.

Für diese Arbeit scheint daher eine Parametrierung nach  $I_{SC}/I_d$  zweckmäßiger, da diese Größen leichter zu bestimmen und von den Eigenschaften des Stromrichters unabhängig sind. In den folgenden Diagrammen ist daher der Kommutierungswinkel  $\gamma$  als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen relativen Belastungen  $I_{SC}/I_d$  für die am häufigsten eingesetzten Phasenzahlen  $p = 2, 3, 6$  und  $12$  zusammen mit den eingangs erläuterten Grenzen dargestellt.



**Bild 3: Kommutierungswinkel  $\gamma$  als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen relativen Belastungen  $I_{sc}/I_d$  sowie die Grenzen für mehrfache Kommutierung und Wechselrichterkippen für a)  $p = 2$ , b)  $p = 3$ , c)  $p = 6$  und d)  $p = 12$**

Die in der Praxis vorkommenden Werte von  $\gamma$  liegen im Normalbetrieb unterhalb der angegebenen Grenzen. Lediglich bei Schaltungen höherer Phasenzahlen und relativ großen Streuinduktivitäten ist zu erwarten, daß die Einschränkung über die mehrfache Kommutierung aus (14) zum Tragen kommt.

### 5.1.1 Effektivwert der Ausgangsspannung

Bei Mittelpunktschaltungen nach Bild 1 setzt sich die Ausgangsspannung aus zwei Komponenten zusammen. Während des Kommutierungsvorganges von  $T_1$  auf  $T_2$  im Bereich  $\alpha < \omega t < \alpha + \gamma$  ist die Ausgangsspannung durch Gl. (6) gegeben und danach während der alleinigen Leitdauer von  $T_2$ , also von  $\alpha + \gamma < \omega t < \alpha + 2\pi/p$ , durch die Spannung  $u_{L2}$  nach Gl. (1). Die nachfolgenden Rechnungen lassen sich vereinfachen, wenn man statt  $u_{L2}$  die um  $\pi/p$  zeitlich verschobene Spannung

$$u_{L2}^i = \sqrt{2}U \cos(\omega t) \quad (18)$$

betrachtet, deren Verlauf bei ebenfalls verschobenen Grenzen  $\alpha + \gamma - \pi/p < \omega t < \alpha + \pi/p$  mit  $u_{L2}$  identisch ist.

Der Effektivwert der Ausgangsspannung ist damit

$$\begin{aligned}
 U_{\text{deff}} &= \sqrt{\frac{p}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha + \frac{2\pi}{p}} (u_d(\omega t))^2 d(\omega t)} \\
 &= \sqrt{\frac{p}{2\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} \left( \sqrt{2}U \cos \frac{\pi}{p} \cos \omega t \right)^2 d(\omega t) + \int_{\alpha + \gamma - \pi/p}^{\alpha + \pi/p} \left( \sqrt{2}U \cos \omega t \right)^2 d(\omega t) \right]}.
 \end{aligned} \tag{19}$$

Die Ausführung der weiteren Rechnungen ist im Anhang Kapitel 8.2.3 beschrieben. Man kann den Ausdruck z.B. auf folgende Gestalt bringen:

$$\begin{aligned}
 U_{\text{deff}} &= U \sqrt{\frac{1 + \frac{p}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{p} \cos 2\alpha + \cos 2(\alpha + \gamma)}{2} - \frac{p}{2\pi} \left( \sin \frac{\pi}{p} \right)^2 \left( \gamma + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2(\alpha + \gamma)}{2} \right)} \\
 & \tag{20}
 \end{aligned}$$

Für den Fall  $\gamma = 0$  (keine Kommutierung) geht der Ausdruck (20) in die aus der idealisierten Theorie bekannte Formel über:

$$U_{\text{dieff}} = U \sqrt{1 + \frac{p}{2\pi} \sin \frac{2\pi}{p} \cos 2\alpha}. \tag{21}$$

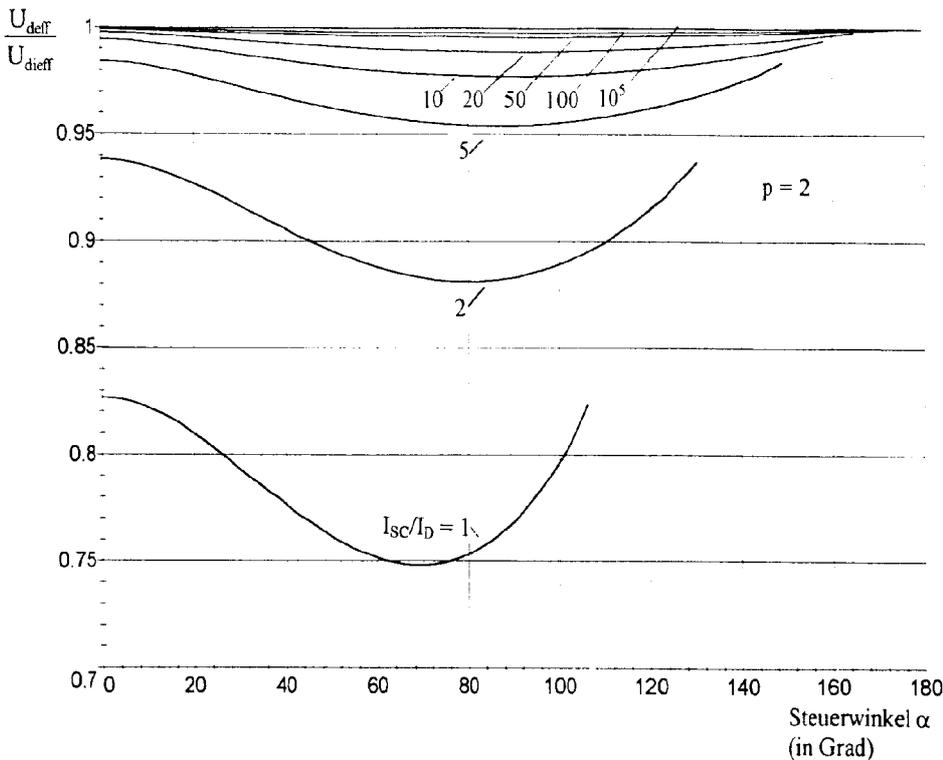
Für die Übertragung dieser Ergebnisse auf Brückenschaltungen ist Kap. 4.1.1 zu beachten, da die Ausgangsspannung in diesem Falle aus der Differenz zweier Speisespannungen entsteht.

Demnach gilt bei einer mit ungerader Phasenzahl  $p$  eingespeisten Brückenschaltung die Gleichung (20) ebenfalls, wenn man statt  $U$  die verkettete Spannung  $U_V$  aus (7) einsetzt, und, wegen der Verdoppelung der Pulse, aus denen die Ausgangsspannung besteht, statt  $p$   $2p$  einsetzt. Für die in der Praxis am häufigsten angewandte dreiphasige Brückenschaltung B6 ist  $p = 6$  und  $U_V = \sqrt{3} U$  zu verwenden.

Bei gerader Phasenzahl  $p$  ist lediglich  $2U$  statt  $U$  einzusetzen. Dies kommt in Form der einphasigen Brückenschaltung B2 bei kleineren Leistungen ebenfalls häufig vor.

Zum Vergleich der Ausgangsspannungseffektivwerte nach der hier abgeleiteten Formel (20) mit der idealisierten Theorie soll nun das Verhältnis  $U_{\text{deff}}/U_{\text{dieff}}$  untersucht werden. Dazu wurde in den folgenden Bildern dies Verhältnis als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  für die in Kap. 5.1 genannten relativen Belastungen dargestellt. Da sich hier die absolute Höhe der Speisespannungen herauskürzt, ist bei der Anwendung auf

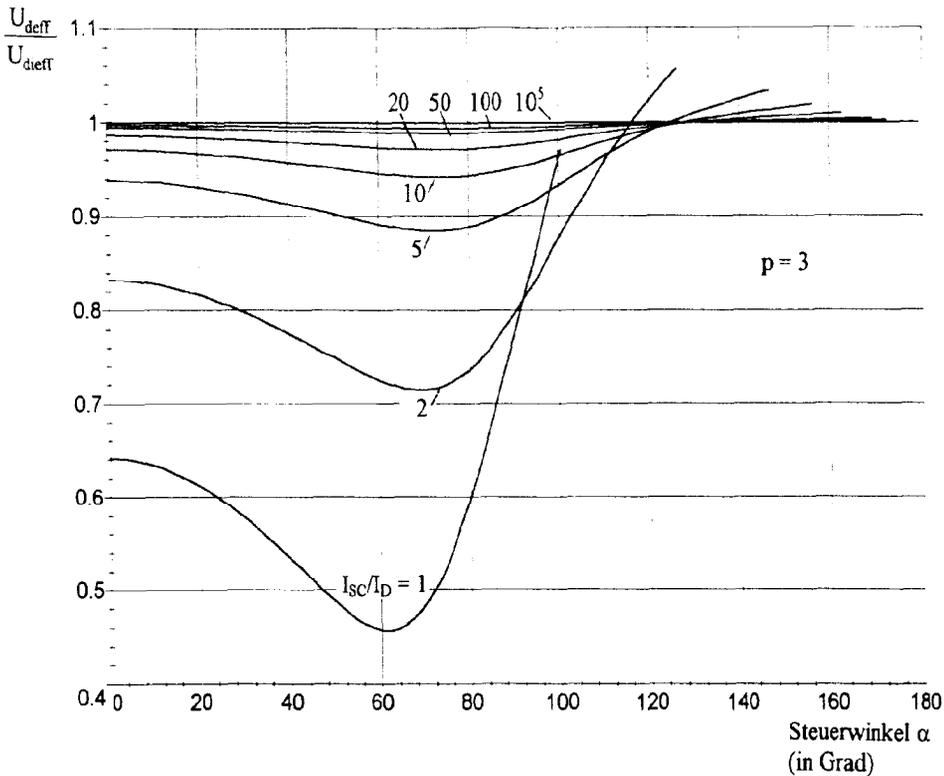
Mittelpunkt- und Brückenschaltungen nur noch die obengenannte Pulszahl der Ausgangsspannung zu berücksichtigen.



**Bild 4:** Verhältnis des Effektivwerts der Ausgangsspannung  $U_{\text{deff}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $U_{\text{dieff}}$  für zweiphasige Mittelpunkt- und zweipulsige Brückenschaltungen (M2, B2) als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{\text{SC}}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_{\text{d}}$ .

Für die im obigen Bild gezeigten zweiphasigen Schaltungen ist erwartungsgemäß der Effektivwert der Ausgangsspannung bei vernachlässigbar kleinen Kommutierungsinduktivitäten, entsprechend  $I_{\text{SC}} \gg I_{\text{d}}$ , identisch zum Wert nach der idealisierten Theorie. Bei größeren Kommutierungsinduktivitäten sinkt der Effektivwert ab. Vor allem im Bereich kleiner Ausgangsspannungen, d.h. um  $\alpha = 90^\circ$  bzw. bei großem  $\gamma$  um etwas kleinere  $\alpha$ , ist diese Abweichung sehr groß und der tatsächliche Effektivwert erreicht im maximalen dargestellten Fall  $I_{\text{SC}}/I_{\text{d}} = 1$  nur noch  $\frac{3}{4}$  des Wertes nach der idealisierten Theorie. Solche extremen relativen Belastungen werden in der Praxis aber nur selten erreicht, z.B. im kurzzeitigen Überlastbetrieb oder beim Kurzschluß.

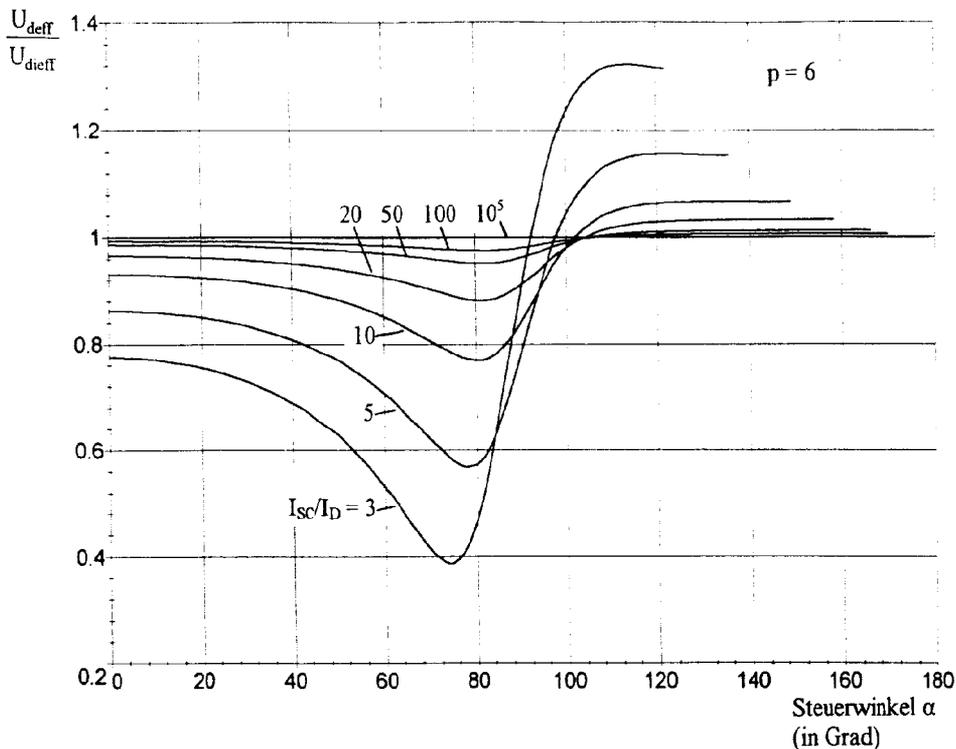
Es ist allerdings zu beachten, daß in einem wichtigen Anwendungsgebiet zweiphasiger Schaltungen mit Leistungen im MW-Bereich, nämlich auf Triebfahrzeugen in Wechselstrombahnnetzen, wegen der veränderlichen Länge der Zuleitung vom nächsten ortsfesten Einspeisepunkt manchmal große Leitungsinduktivitäten zu berücksichtigen sind. Dies führt zu variablen Verhältnissen  $I_{\text{SC}}/I_{\text{d}}$ , die nach den Angaben in [27] Werte deutlich unter 10 erreichen können. Derartige Werte sind bei höherphasigen Schaltungen selten.



**Bild 5:** Verhältnis des Effektivwerts der Ausgangsspannung  $U_{\text{deff}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $U_{\text{ideal}}$  für die dreiphasige Mittelpunktschaltung (M3) als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{\text{SC}}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_{\text{D}}$ .

Bei der dreiphasigen Mittelpunktschaltung ist die Verringerung des Effektivwerts gegenüber der idealisierten Theorie ausgeprägter als bei den zweiphasigen Schaltungen. Besonders bei hohen relativen Belastungen ist erkennbar, daß die Minima des Spannungsverhältnisses bei etwas kleineren Steuerwinkeln als zuvor auftreten.

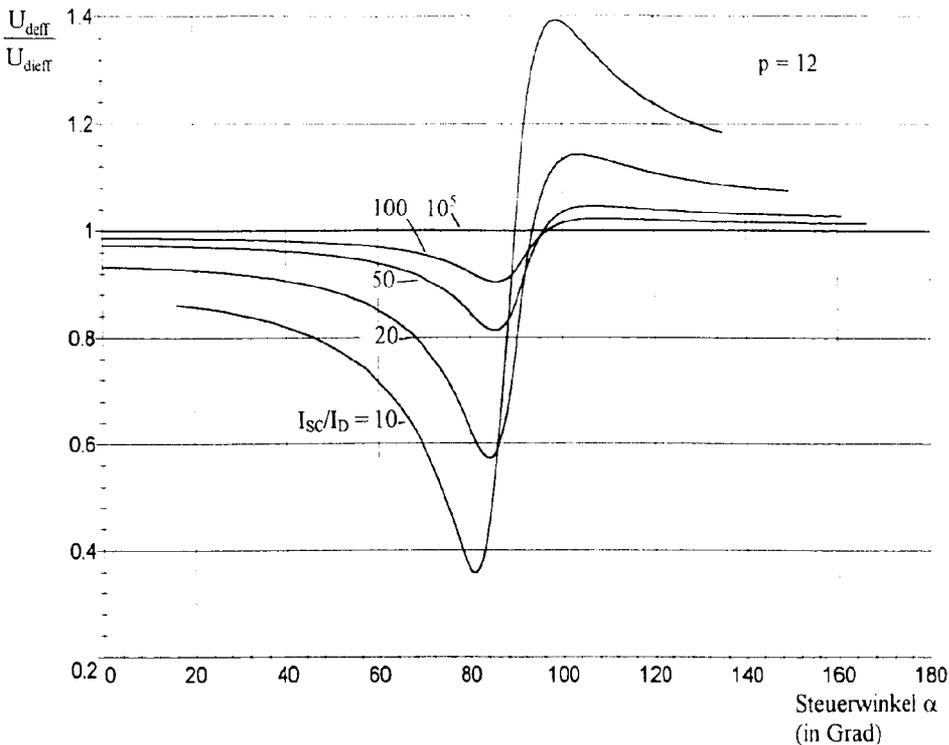
Interessant ist zudem, daß im Wechselrichterbetrieb nahe der Kippgrenze der Effektivwert wieder über dem idealisierten Wert liegt. Dieser Trend wird sich bei den folgenden Schaltungen noch verstärken. Der Grund ist, daß hier die Ausgangsspannung während des Kommutierungsvorgangs ( $u_{\text{dc}}$  aus Gl. (6)) betragsmäßig größer wird als die Spannung nach dem Ende der Kommutierung. Bei den vorherigen zweiphasigen Schaltungen konnte dies nicht auftreten, da ihre Ausgangsspannung während der Kommutierung Null ist.



**Bild 6: Verhältnis des Effektivwerts der Ausgangsspannung  $U_{\text{deff}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $U_{\text{dieff}}$  für sechsphasige Mittelpunkt- und sechspulsige Brückenschaltungen (M6, B6) als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{\text{sc}}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_{\text{d}}$ .**

Überraschend bei diesen in der Praxis in Form der Brückenschaltung B6 wohl häufigsten Schaltungen sind die auftretenden hohen Extremwerte der Abweichungen. Selbst für die üblicherweise auftretenden Belastungsverhältnisse  $10 < I_{\text{sc}}/I_{\text{d}} < 50$  sind je nach Steuerwinkel Differenzen zur idealisierten Theorie zwischen +5% und -20% zu beobachten. Dies ist verständlich, da die Anzahl der Kommutierungen pro Netzspannungsperiode, die in der idealisierten Theorie vernachlässigt werden, entsprechend der Pulszahl steigt. Die Abweichungen nehmen daher mit der Phasenzahl zu.

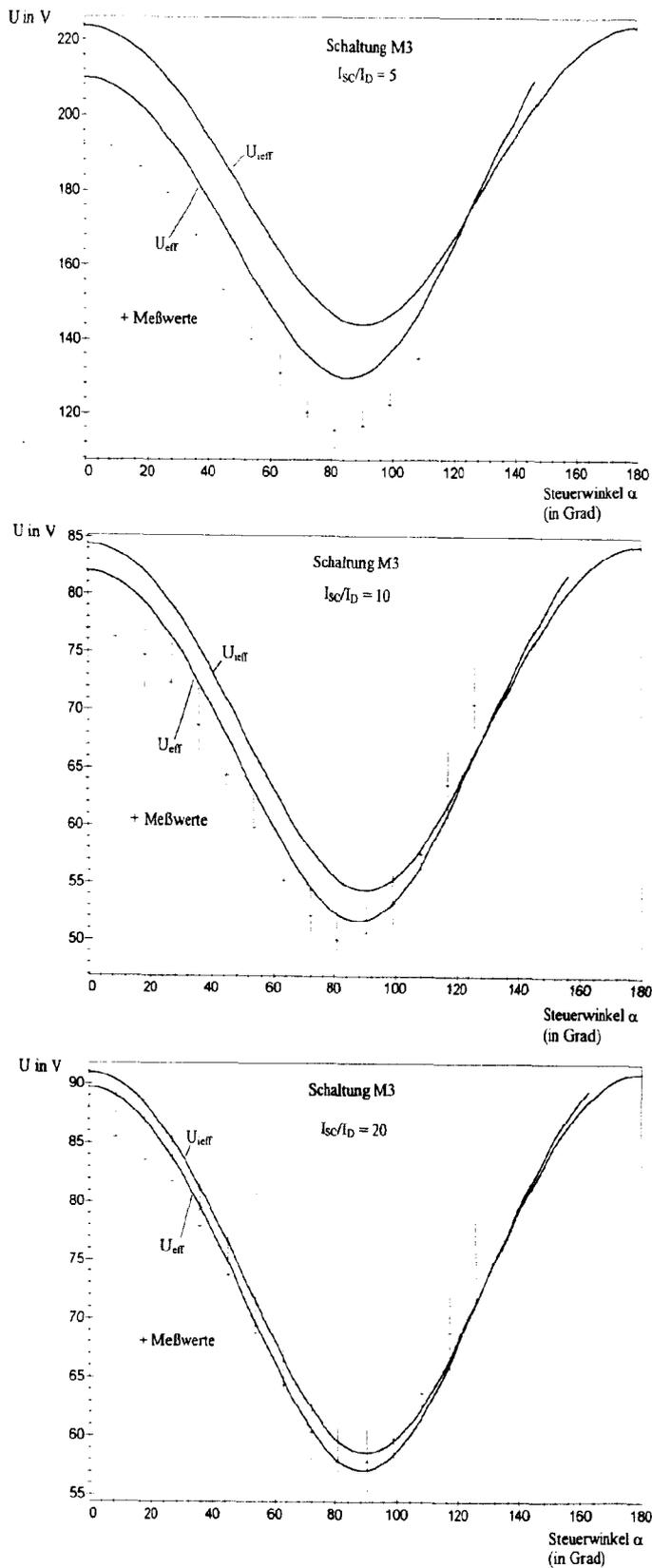
Bei den im nächsten Bild dargestellten zwölfpulsigen Schaltungen ist wegen des Einsatzes der mehrfachen Kommutierung der Bereich der relativen Belastung  $I_{\text{sc}}/I_{\text{d}}$  gegenüber den zuvor betrachteten Schaltungen eingeschränkt. Daher erreichen die Extrema der Abweichungen keine wesentlich höheren Werte mehr als bei  $p = 6$ . Im verbleibenden praxisrelevanten Betriebsbereich sind diese Abweichungen dafür aber noch deutlicher als vorher.



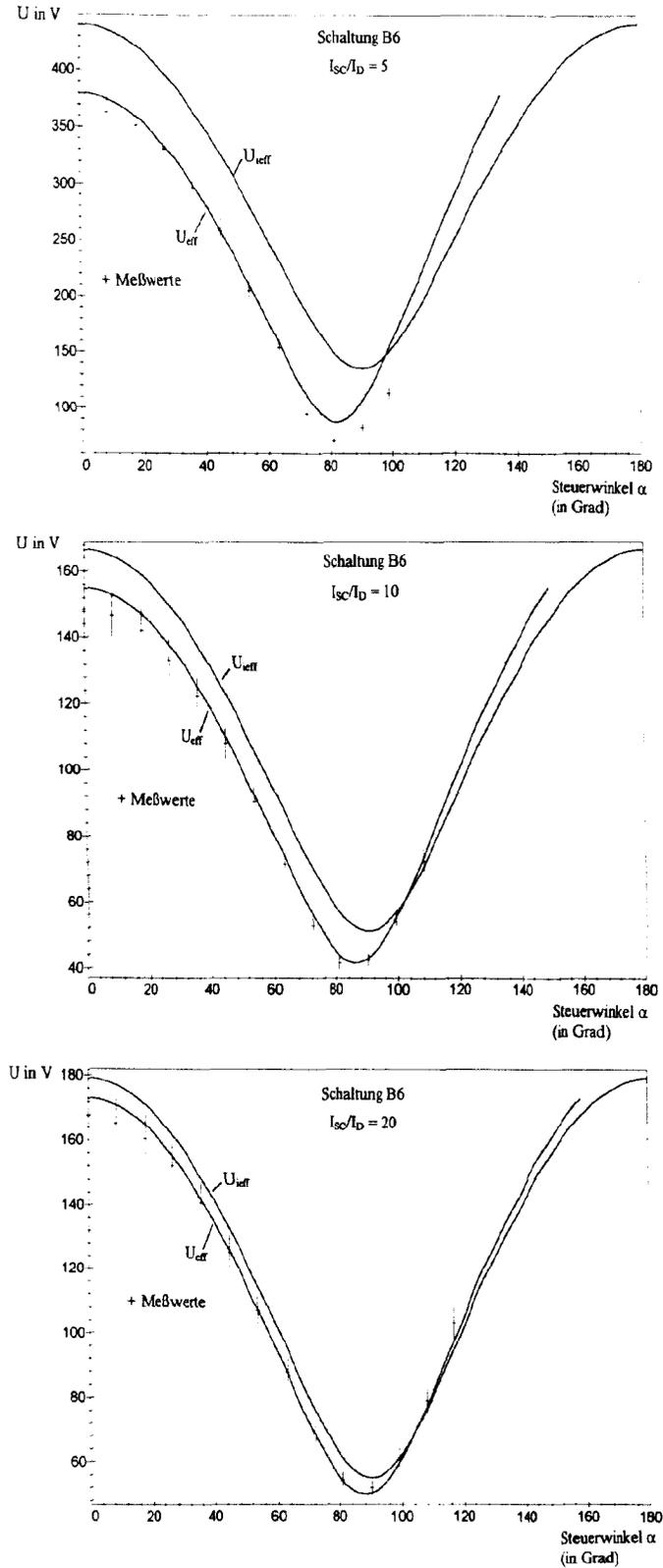
**Bild 7: Verhältnis des Effektivwerts der Ausgangsspannung  $U_{\text{def}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $U_{\text{dieff}}$  für zwölfphasige Mittelpunkts- und zwölfpulsige Brückenschaltungen (M12, B12) als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{\text{sc}}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_{\text{d}}$ .**

Bei allen höherpulsigen Schaltungen ab  $p = 6$  ist es demnach angebracht, die Kommutierung bei der Berechnung des Ausgangsspannungseffektivwertes der nach der in dieser Arbeit abgeleiteten Formel zu berücksichtigen. Daß dies bisher nicht getan wurde, ist wahrscheinlich auf einige in der Praxis auftretende Probleme zurückzuführen, die bei den folgenden Meßreihen diskutiert werden.

Zur Validierung der theoretisch abgeleiteten Formeln wurden an dem im Anhang 8.3.1 beschriebenen Versuchsaufbau Messungen durchgeführt. Die Effektivwerte der Ausgangsspannung konnten damit für die Schaltungen M3 und B6 bei Verhältnissen  $I_{\text{sc}}/I_{\text{d}}$  von 5, 10 und 20 bestimmt werden. Die Ergebnisse sind in den folgenden Diagrammen zusammen mit den Kurven der hier abgeleiteten Formel (20) und den Verläufen nach der idealisierten Theorie aus Gl. (21) dargestellt. Dabei werden die Meßwerte durch den Schnittpunkt zweier Linien repräsentiert, deren Länge in horizontaler Richtung den Meßungenauigkeiten des Steuerwinkels bzw. in vertikaler Richtung denen der Ausgangsspannung entspricht. Es ist zu beachten, daß in die Kurven der theoretischen Formeln die ebenfalls mit Meßungenauigkeiten behafteten Werte der Speisespannung und des Faktors  $I_{\text{sc}}/I_{\text{d}}$  eingehen. Eine Erläuterung der möglichen Schwankungsbreiten ist ebenfalls in Kapitel 8.3.1 angegeben.



**Bild 8: Meßergebnisse und theoretische Werte des Effektivwerts der Ausgangsspannung der dreiphasigen Mittelpunktschaltung M3 als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{sc}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_d$ .**



**Bild 9: Meßergebnisse und theoretische Werte des Effektivwerts der Ausgangsspannung der dreiphasigen Brückenschaltung B6 als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{SC}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_d$ .**

Insgesamt zeigt die Mehrzahl der Messungen, daß die in dieser Arbeit abgeleitete Theorie eine erheblich bessere Annäherung an die praktischen Ergebnisse ist als die bisher bekannte idealisierte Theorie.

Während bei der Brückenschaltung B6 die Meßwerte fast alle im Rahmen ihrer Fehlergrenzen den Voraussagen entsprechen, liegen bei der Mittelpunktschaltung M3 die Werte jedoch sichtbar weiter entfernt von den theoretischen Kurven.

Die Spannungsabfälle an den Halbleiterelementen können nur wenig zu diesen zu niedrigen Meßwerten beitragen. Ihre Größenordnung liegt laut Herstellerangaben je nach Belastung bei 1 bis 4 V. Dieser in der Theorie unberücksichtigt gebliebene Einfluß ist bei der Brückenschaltung stärker als bei der Mittelpunktschaltung, da dort zwei Halbleiterventile in Reihe geschaltet sind. Allerdings wurden bei der Brückenschaltung auch höhere Ausgangsspannungen verwendet, so daß die Abweichungen ähnliche Ausmaße wie bei der Mittelpunktschaltung erreichen müßten. Dies ist jedoch nicht der Fall. Auch bei der Mittelpunktschaltung reichen solche Spannungsabfälle nicht aus, um die beobachteten Differenzen zur Theorie zu erklären.

Einen weiteren von der Theorie nicht erfaßten Einfluß üben die ohmschen Spannungsabfälle an den Spannungsversorgungseinrichtungen aus. Wegen der zahlreichen erforderlichen Meß- und Einstellorgane sind diese im Vergleich zu in der Praxis eingesetzten Schaltungen recht hoch. Dieser Einfluß hätte aber bei Mittelpunkt- und Brückenschaltungen identisch sein müssen.

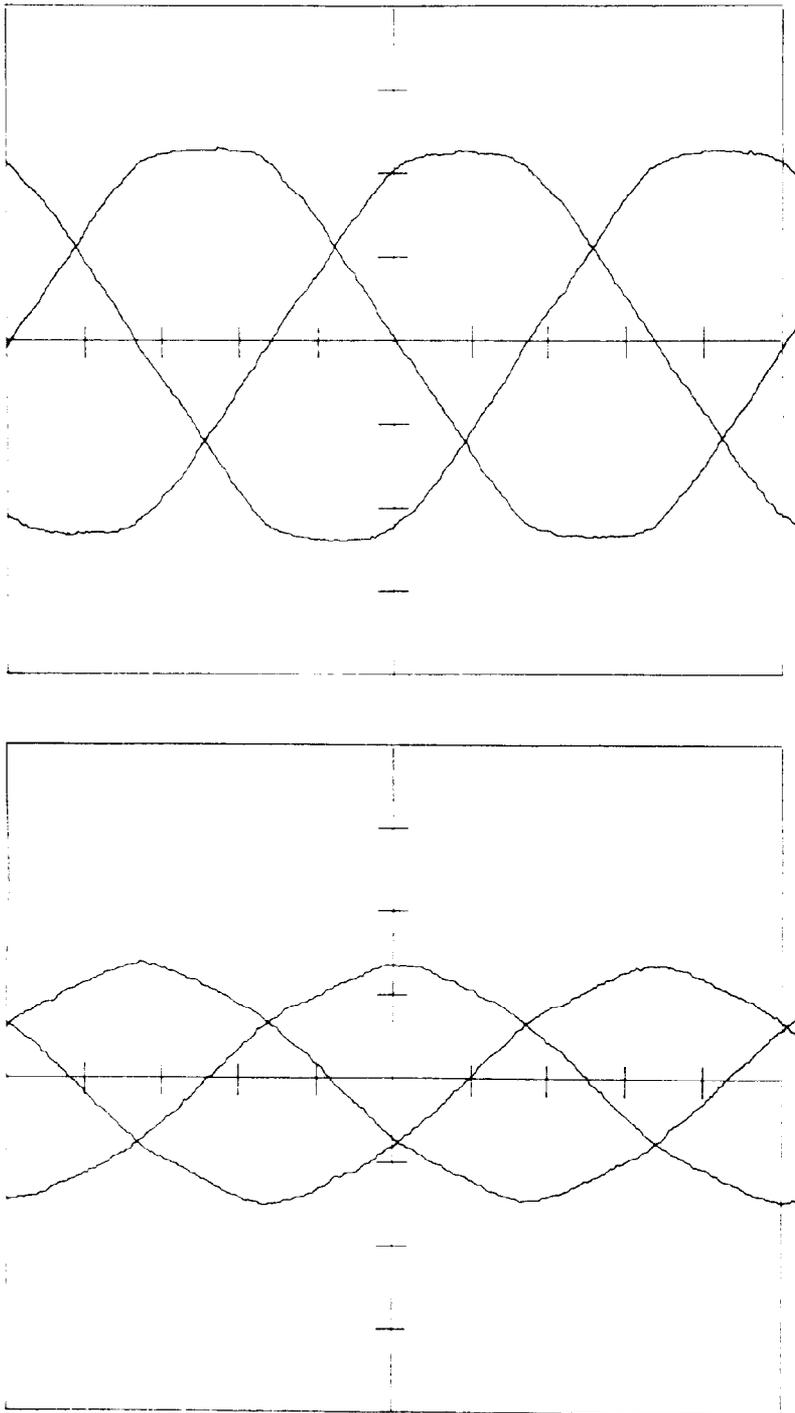
Darüber hinaus sollten die Spannungsabfälle an allen verlustbehafteten Bauteilen unabhängig vom Steuerwinkel sein, da alle Messungen bei konstantem Ausgangsstrom durchgeführt wurden. Die Meßwerte müßten dadurch um einen konstanten Betrag nach unten verschoben sein. Bei der genaueren Betrachtung der Diagramme fällt aber auf, daß die Werte bei beiden Schaltungen vor allem bei Steuerwinkeln nahe 0 zu niedrig liegen. Bei größeren Steuerwinkeln  $\alpha$  liegen die Werte mit wenigen Ausnahmen deutlich näher an der theoretischen Kurve.

Vielmehr muß davon ausgegangen werden, daß die Ausgangsspannung in einigen Bereichen anders entsteht, als in den theoretischen Ableitungen vorausgesetzt wurde. Die hauptsächliche Ursache dafür ist der Verlauf der Speisespannungen, die in der Theorie als sinusförmig angenommen wurden. Die folgenden Oszillogramme zeigen dazu die tatsächlich gemessene Gestalt.

Ersichtlich weicht der Verlauf dieser Netzspannungen deutlich von der Sinusform ab. Die Kuppen der verketteten Spannungen sind regelrecht abgeschnitten und erscheinen nur noch als geringfügig ansteigendes Plateau. Die Leiter- Mittelpunktspannungen zeigen entsprechend eher dreieckförmige Kuppen.

Die gleichgerichtete Ausgangsspannung der Stromrichterschaltungen setzt sich bei  $\alpha = 0$  aus genau diesen Kuppen zusammen. Bei Brückenschaltungen sind dies die nahezu trapezförmigen Bereiche oberhalb bzw. unterhalb der Schnittpunkte der verketteten Spannungen. Bei Mittelpunktschaltungen entsteht die Ausgangsspannung aus den dreieckförmigen Kuppen der Leiter- Mittelpunktspannungen oberhalb der Schnittpunkte.

Durch einen Vergleich der Flächen dieser gleichgerichteten Spannungsverläufe ist unmittelbar ersichtlich, daß der Effektivwert der aus trapezförmigen Pulsen zusammengesetzten Ausgangsspannung einer Brückenschaltung höhere Werte haben muß als die aus dreieckförmigen Stücken bestehende Ausgangsspannung von Mittelpunktschaltungen.



**Bild 10: Oszillogramme der Speisespannungen im Leerlauf der in den praktischen Versuchen eingesetzten Stromrichterschaltungen. Oben: die verketteten Spannungen, unten: die Leiter- Mittelpunktspannungen. Zeitbasis jeweils 2 ms/div, Vertikalablenkung 100 V/div.**

Die Theorie basierte jedoch auf der Annahme einer unverzerrten Sinusfunktion, die bei beiden Schaltungen - abgesehen vom Faktor  $\sqrt{3}$  - identisch sein sollte. Der Meßwert für die Speisespannung, der in beiden Fällen als Effektivwert der Leiter- Mittelpunktspannung ermittelt wurde (vgl. Anhang 8.3.1), wird deshalb für die Brückenschaltung tendenziell zu hohe Werte der Ausgangsspannung liefern, während er bei der Mittelpunktschaltung zu niedrigeren Werten führt. Berücksichtigt man dazu noch die Spannungsabfälle an den Schaltungselementen, fallen die Werte der Ausgangsspannung bei der Brückenschaltung wieder in die Nähe des theoretischen Wertes, während die Ergebnisse der Mittelpunktschaltung sich noch weiter von den erwarteten Ergebnissen entfernen. Die Messungen bestätigen dies.

Bei größeren Anschnittwinkeln werden zunehmend nicht mehr die verformten Kuppen, sondern die weniger verzerrten abfallenden Bereiche der Speisespannung in der gleichgerichteten Ausgangsspannung erscheinen. Dadurch ist die Veränderung des Effektivwerts in diesen Betriebsbereichen weniger groß, wie an den Meßwerten auch beobachtet wurde.

Einen weiteren Einfluß üben die nichtsinusförmigen Speisespannungen auf den Verlauf des Kommutierungsvorgangs aus. Die Dauer der Kommutierung wird von den Kommutierungsinduktivitäten und dem Zeitverlauf der verketteten Speisespannung bestimmt. Damit werden die Werte der Ausgangsspannung gegenüber den theoretischen Annahmen noch weiter verändert.

Wegen der Dreieck/Sternschaltung des eingesetzten Stromrichtertransformators sind die Verläufe von verketteter Spannung und Sternspannung beim Übergang von der Sekundärseite auf die Primärseite vertauscht. Die abgeschnittenen Kuppen treten auf der Netzseite in der Leiter- Mittelpunktspannung auf. Die verkettete Spannung besteht dann aus der Differenz einer trapezförmigen Spannungskuppe und dem zeitlich korrespondierenden Wert einer fallenden bzw. steigenden Flanke. Als Ergebnis sind die Steigungen in den Bereichen rechts und links des Maximums stark verringert, was den beobachteten dreieckähnlichen Verlauf ergibt.

Ursache dieser Netzspannungsform sind wahrscheinlich die zahlreichen in der Umgebung betriebenen elektronischen Geräte. Die für den Betrieb benötigte Gleichspannung wird darin durch einphasige, kapazitiv geglättete Gleichrichter gewonnen. Diese Schaltungen entnehmen dem Netz nur in der Nähe des Maximums der Speisespannung einen kurzen, sehr hohen Strompuls, durch den der Glättungskondensator auf die Amplitude der Speisespannung aufgeladen wird. Für die restliche Zeit einer Speisespannungshalbwelle ist der Netzstrom dann Null. Da alle diese Geräte synchron zur gleichen Netzspannung einen solchen Stromimpuls abfordern, tritt wegen der vorhandenen Impedanz des Speisernetzes die festgestellte charakteristische Abflachung des Maximums der Leiter- Mittelpunktspannung auf.

Eine Verbesserung dieser Situation war mit den vorhandenen Geräten für dreiphasige Schaltungen nicht durchführbar. Auch in Schwachlastzeiten konnte keine wesentlich bessere Kurvenform der Netzspannung beobachtet werden. Es konnte aber für einen einphasig gespeisten Versuchsaufbau einer halbgesteuerten Brückenschaltung mit Hilfe eines Leistungsverstärkers eine exakt sinusförmige Netzspannung erzeugt werden. Unter Berücksichtigung der oben genannten restlichen Fehlerursachen konnte damit eine einwandfreie Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis erzielt wer-

den. Eine Diskussion des Verfahrens und der genauen Ergebnisse findet sich in den Kapiteln 6.2.2 und 8.3.3.

### 5.1.2 Welligkeit der Ausgangsspannung

Das in den DIN-Normen verwendete Berechnungsverfahren für die Welligkeit aus den der Gleichspannung überlagerten Frequenzkomponenten setzt die Kenntnis der Fourierzerlegung des Signals voraus. Dieser Umweg läßt sich vermeiden, indem man direkt vom Effektivwert der Ausgangsspannung ausgeht. Aus den Gleichungen (9) und (11) erhält man

$$w = \pm \sqrt{\left(\frac{U_{\text{eff}}}{U_d}\right)^2} - 1. \quad (22)$$

Für negative Mittelwerte der Ausgangsspannung müßte unter Zugrundelegung der Definition nach Gl. (11) entsprechend das negative Vorzeichen für die Welligkeit gewählt werden. Es ist allerdings üblich und zur Beurteilung der Glättungsqualität ausreichend, nur den Betrag der Welligkeit anzugeben.

Mit den in Abschnitt 4.2.1 beschriebenen „TRMS“-Multimetern läßt sich die Welligkeit auf einfachste Weise nach Gl.(11) aus einer Messung im Gleich- und einer Messung im Wechselspannungsbereich bestimmen.

Die analytische Berechnung der Welligkeit ist mit den Ergebnissen aus Kapitel 5.1.1 direkt möglich. In Gl.(22) ist außer dem in Gl. (20) angegebenen Effektivwert der Ausgangsspannung  $U_{\text{eff}}$  lediglich noch der Mittelwert der Ausgangsspannung nach Gl.(2) einzusetzen. Den entstehenden Ausdruck kann man unter teilweisem Einsetzen des Kommutierungswinkels  $\gamma$  aus (16) vereinfachen zu

$$w = \sqrt{\frac{4\pi^2 + \pi p \left[ \sin^2\left(\frac{\pi}{p}\right) (\sin 2(\alpha + \gamma) - \sin(2\alpha) - 2\gamma) + \sin\left(2\frac{\pi}{p}\right) (\cos(2\alpha) + \cos 2(\alpha + \gamma)) \right]}{p^2 \left( 2\sqrt{2} \cos \alpha \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) - \frac{I_d}{I_{SC}} \right)^2}} - 1. \quad (23)$$

Für idealisierte Schaltungen, entsprechend  $\gamma = 0$  und  $I_d/I_{SC} = 0$ , geht dieser Ausdruck erwartungsgemäß in die in [3] angegebene Formel über mit

$$w_i = \sqrt{\frac{1 + \frac{p}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{p}\right) \cos 2\alpha}{\frac{2p^2}{\pi^2} \sin^2\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos^2 \alpha}} - 1. \quad (24)$$

Bei der Anwendung dieses Ergebnisses auf Brückenschaltungen ist lediglich die Pulszahl der Ausgangsspannung anstelle der Phasenzahl  $p$  einzusetzen, da nur noch der zeitliche Verlauf der gleichgerichteten Spannung, nicht mehr ihre absolute Höhe ein-

geht. Dies bedeutet, daß bei ungeraden Phasenzahlen statt  $p$  bei Brückenschaltungen  $2p$  zu verwenden ist.

Zum Vergleich mit dem in [21] tabellarisch als Zahlenwerte aufgeführten Spezialfall des ungesteuerten Gleichrichters ohne Kommutierung kann man in diese Formel  $\alpha = 0$  einsetzen und eine Grenzwertbetrachtung  $\gamma \rightarrow 0$  bzw.  $I_{SC}/I_d \rightarrow \infty$  durchführen. Der Ausdruck vereinfacht sich dann zu

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\pi \cos \frac{\pi}{p}}{p \sin \frac{\pi}{p}} + \left( \frac{\pi}{p \sin \frac{\pi}{p}} \right)^2} - 2 \quad (25)$$

und kann unter Benutzung des Gleichrichtungsfaktors  $D_r$  aus [1]

$$D_r = \frac{U_{di}}{\sqrt{2}U} = \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \quad (26)$$

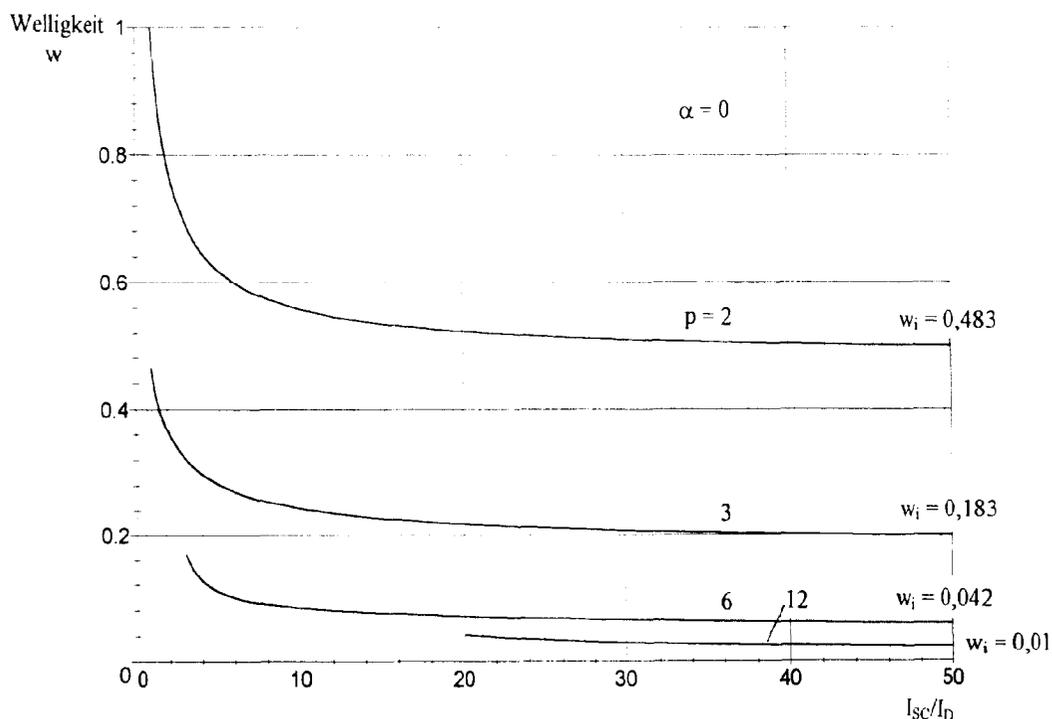
auch geschrieben werden als

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\cos \frac{\pi}{p}}{D_r} + \frac{1}{D_r^2}} - 2. \quad (27)$$

Setzt man für  $p$  Werte ein, erhält man in Übereinstimmung mit der DIN-Norm [21]:

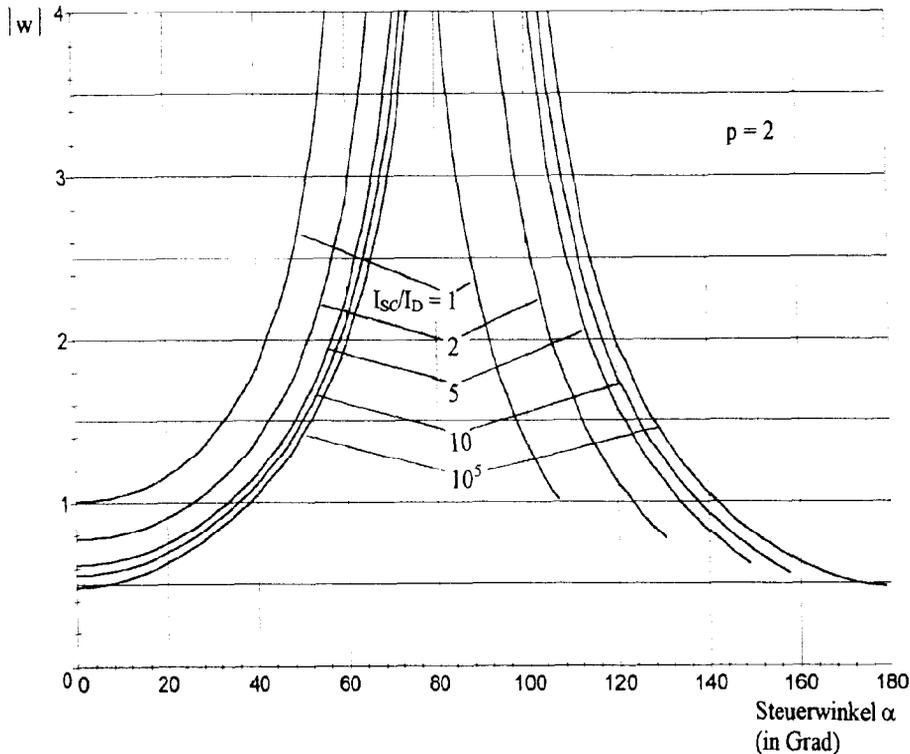
$p$	2	3	6	12
$w_i$	0,4834	0,1827	0,04197	0,01028

Zur Untersuchung des Einflusses der Kommutierung zeigt das folgende Bild die Welligkeit ungesteuerter Gleichrichter verschiedener Pulszahlen. Entsprechend den praktisch vorkommenden Wertebereichen wurde nur der Verlauf für relative Belastungen  $I_{SC}/I_d < 50$  aufgetragen. Bei diesem Steuerwinkel  $\alpha = 0$  ergeben sich für zwölfpulsige Schaltungen die geringsten Änderungen der Welligkeit, solange der Betriebsbereich der mehrfachen Kommutierung ausgeschlossen wird. Bei zwei- und dreipulsigen Schaltungen kann sich die Welligkeit im dargestellten Extremfall  $I_{SC}/I_d = 1$  mehr als verdoppeln.



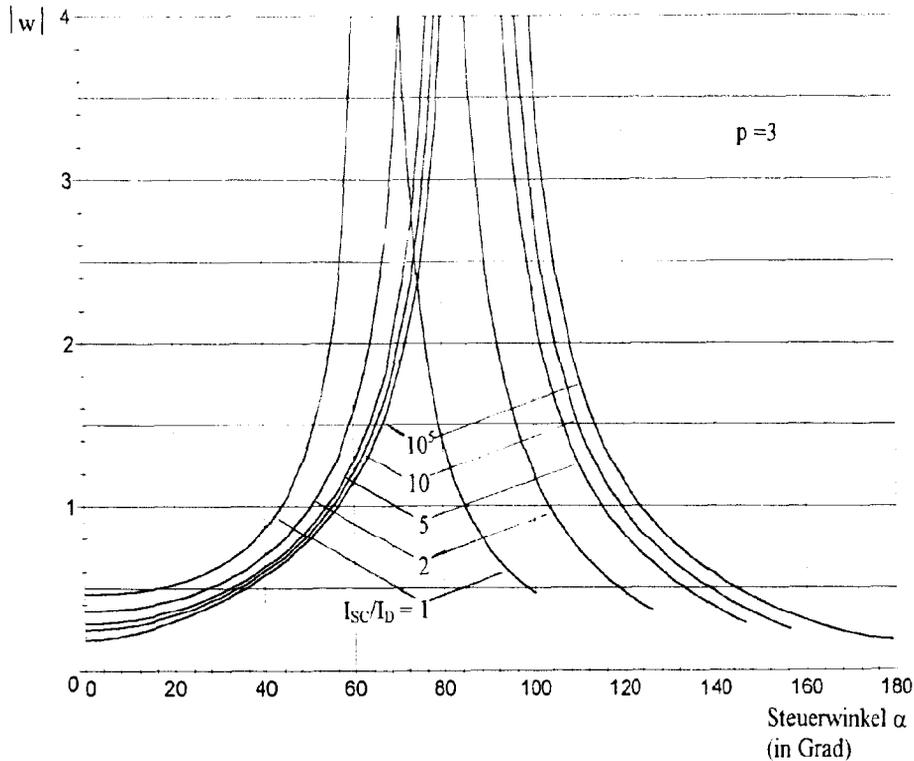
**Bild 11: Die Welligkeit der Ausgangsspannung ungesteuerter Gleichrichter ( $\alpha = 0$ ) für die Pulszahlen  $p = 2, 3, 6$  und  $12$  in Abhängigkeit vom Verhältnis des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{SC}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$ .**

Die folgenden Diagramme stellen die Welligkeit zunächst als Funktion des Steuerwinkels dar. Um die Diagramme kompakt zu halten, wurde allerdings nur der Betrag der Welligkeit aufgetragen. Für negative Mittelwerte der Ausgangsgleichspannung, dies entspricht den abfallenden Teilen der Kurven in den rechten Bildteilen, wäre die Welligkeit nach der Definition (11) sonst negativ anzunehmen.



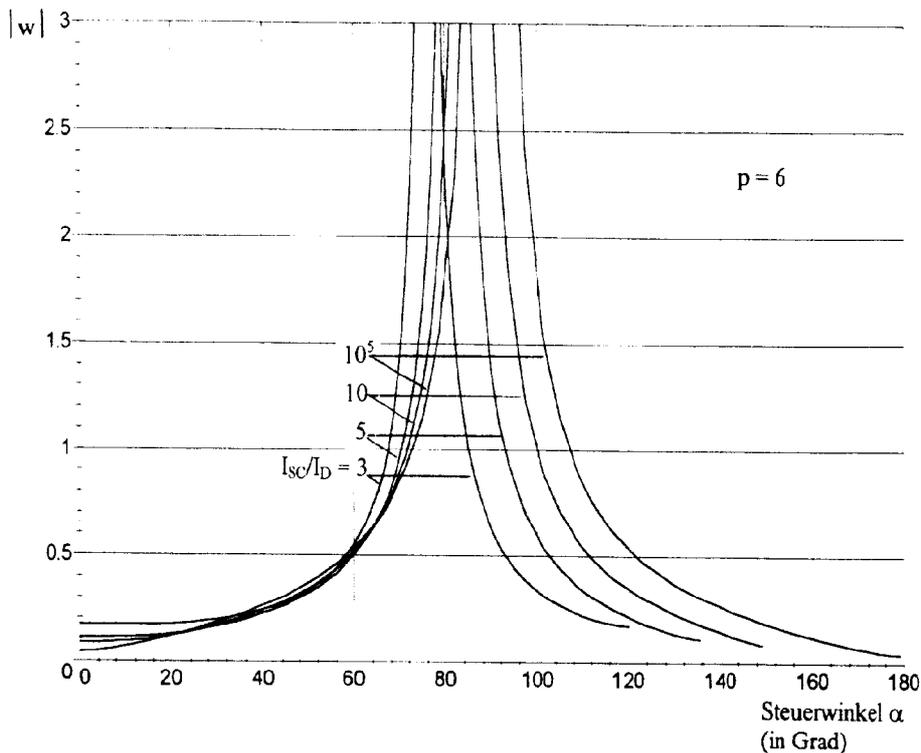
**Bild 12: Die Welligkeit der Ausgangsspannung zweipulsiger Gleichrichter in Abhängigkeit vom Steuerwinkel  $\alpha$  für verschiedene Verhältnisse des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{SC}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$ .**

Bei den zweipulsigen Schaltungen führt eine Zunahme der Belastung, entsprechend einer Verringerung des Verhältnisses  $I_{SC}/I_d$ , zu einer relativ gleichmäßigen Verschiebung der Kurven. Im Gleichrichterbetrieb (linke Kurvenschar) führt dies zu größeren Werten der Welligkeit, im Wechselrichterbetrieb zu kleineren Welligkeiten. Unter der Voraussetzung eines konstanten Steuerwinkels  $\alpha$  ist die Änderung der Welligkeit am stärksten bei kleinen Ausgangsgleichspannungen, da nach der gegebenen Definition die Welligkeit für  $U_d = 0$  unendlich wird.



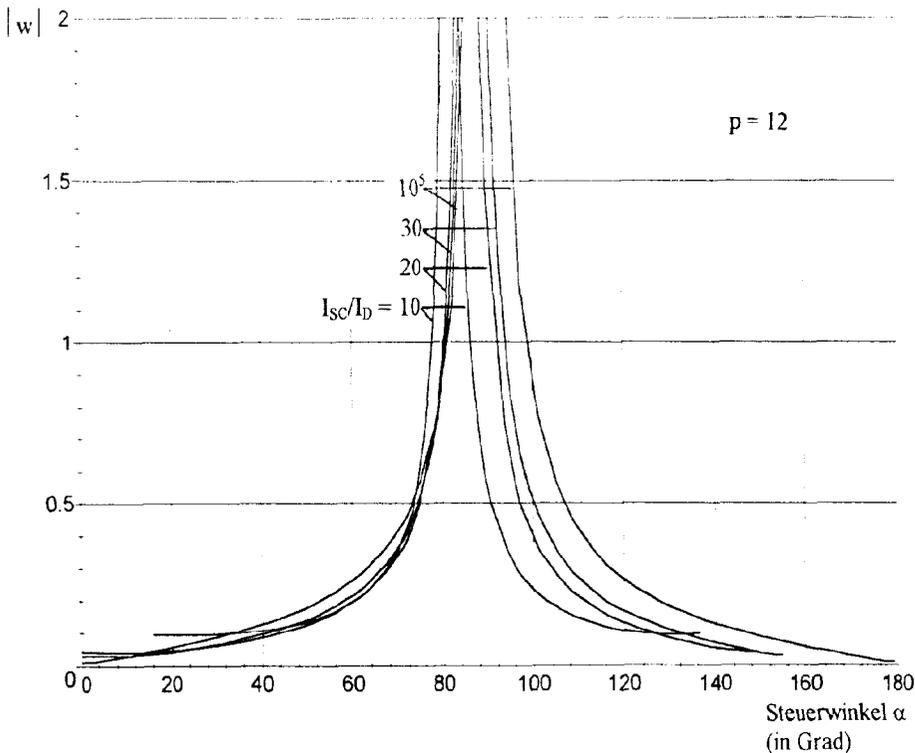
**Bild 13: Die Welligkeit der Ausgangsspannung dreipulsiger Gleichrichter in Abhängigkeit vom Steuerwinkel  $\alpha$  für verschiedene Verhältnisse des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{SC}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_d$ .**

Qualitativ findet man bei dreipulsigen Schaltungen ähnliche Einflüsse der Kommutierung auf die Welligkeit wie zuvor bei den zweipulsigen Gleichrichtern. Während im Bereich größerer Ausgangsspannungen die Welligkeit kleiner ist als dort, steigt die Welligkeit mit Annäherung an den Wert 0 der Ausgangsleichspannung steiler an. Auffallend in dieser Darstellung als Funktion des Steuerwinkels ist, daß der Einfluß des Verhältnisses  $I_{SC}/I_d$  im Wechselrichterbetrieb (rechte Kurvenschar) sehr viel größer ist als im Gleichrichterbetrieb.



**Bild 14: Die Welligkeit der Ausgangsspannung sechspulsiger Gleichrichter in Abhängigkeit vom Steuerwinkel  $\alpha$  für verschiedene Verhältnisse des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{SC}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$ .**

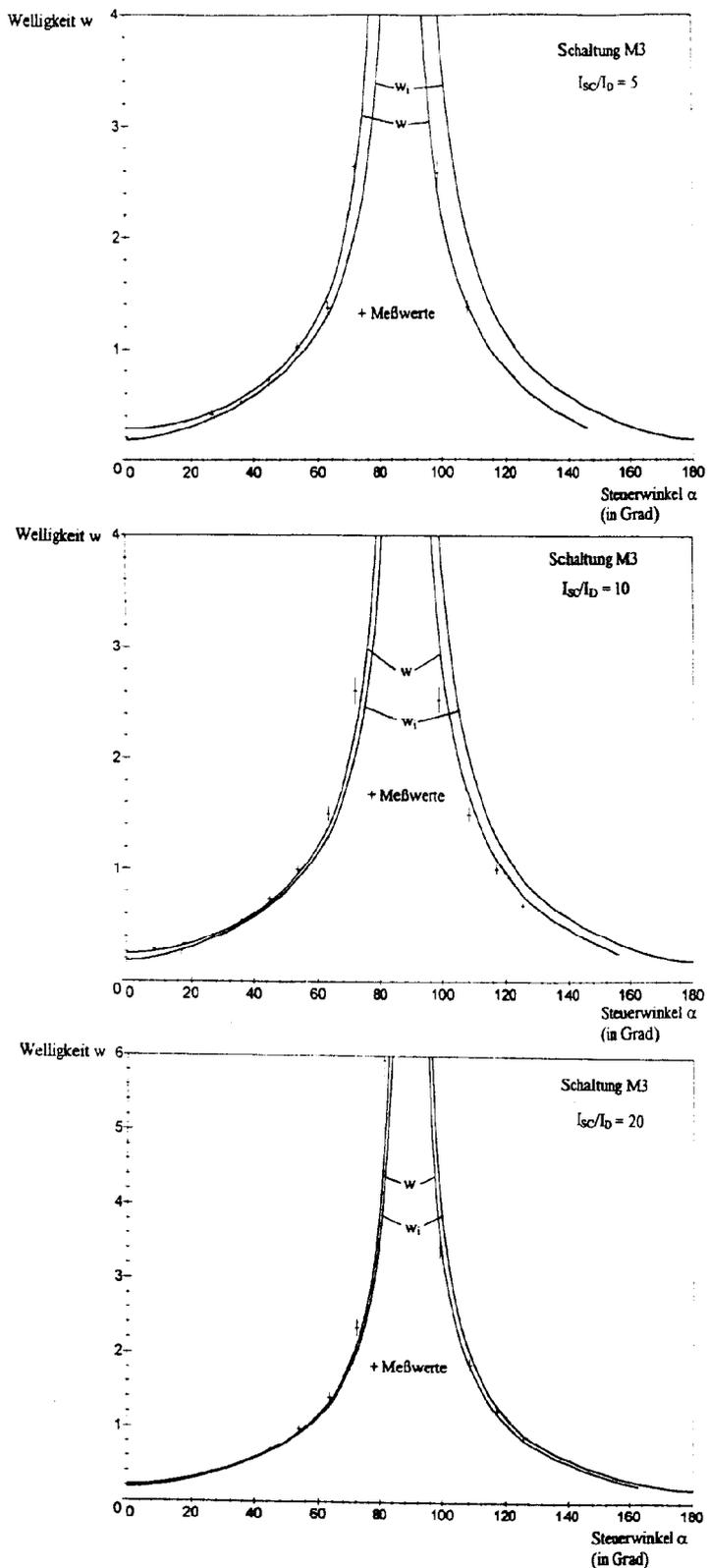
Für die in der Praxis am häufigsten eingesetzten sechspulsigen Gleichrichter - meist eine dreiphasig gespeiste Brückenschaltung - wurde der dargestellte Wertebereich zur besseren Übersicht gegenüber den vorherigen Diagrammen etwas eingeschränkt. Während im Wechselrichterbetrieb (abfallende Kurvenschar) nach wie vor eine Verringerung der Welligkeit bei konstantem Steuerwinkel und größerer Kommutierung festzustellen ist, tritt im Gleichrichterbetrieb für ca.  $20^\circ < \alpha < 65^\circ$  sogar eine Umkehrung dieses Verhaltens ein. In diesem Bereich sinkt die Welligkeit geringfügig mit der Verkleinerung des Verhältnisses  $I_{SC}/I_d$ , d.h. mit zunehmender Kommutierung nimmt hier der Gleichanteil der Ausgangsspannung langsamer ab als der Effektivwert des Wechselanteils. Insgesamt ist der Einfluß der Kommutierung in dieser Darstellung aber geringer als bei den Schaltungen mit kleinerer Pulszahl.



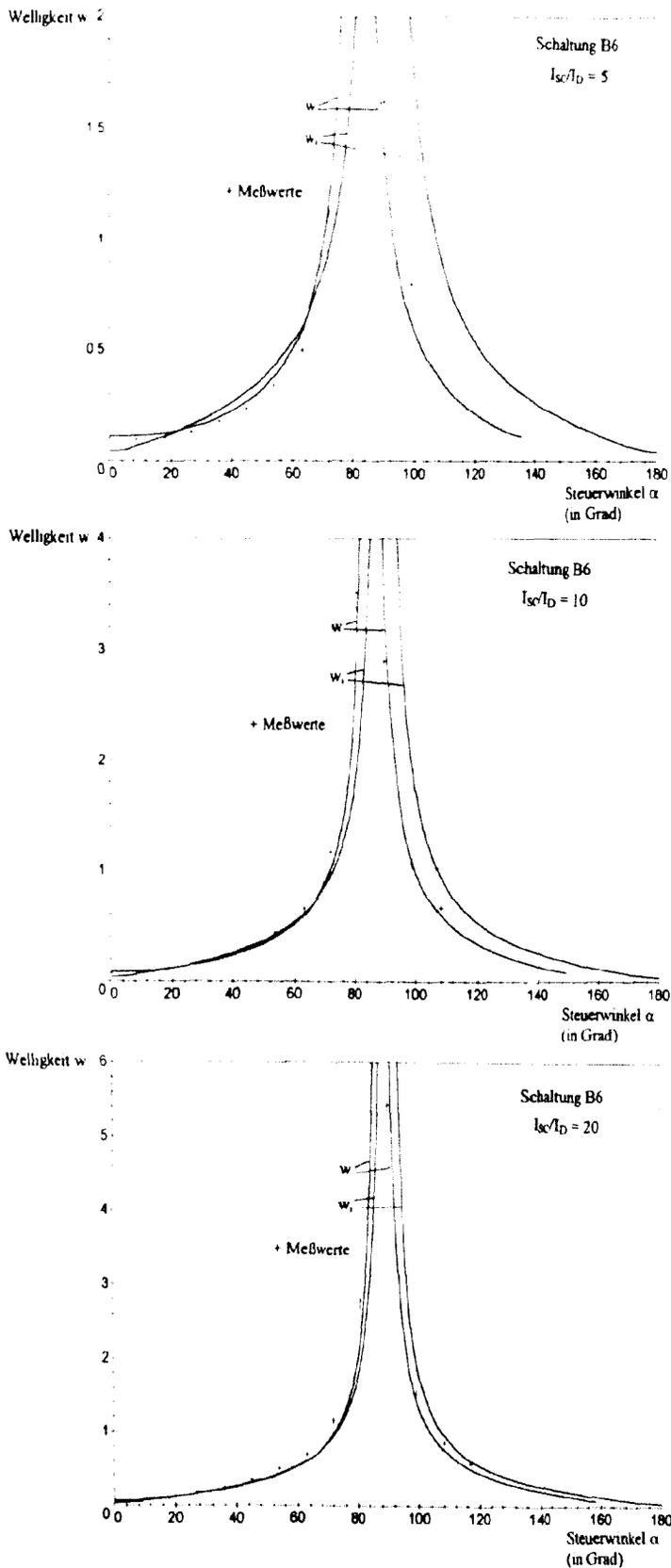
**Bild 15: Die Welligkeit der Ausgangsspannung zwölfpulsiger Gleichrichter in Abhängigkeit vom Steuerwinkel  $\alpha$  für verschiedene Verhältnisse des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{SC}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$ .**

Wegen der bei zwölfpulsigen Schaltungen insgesamt geringeren Welligkeit und der durch die mehrfache Kommutierung gezogenen Grenzen wurden für dieses Diagramm noch weiter eingeschränkte Skalierungen und Parameter verwendet. Die einzelnen Kurven liegen dennoch sehr dicht, d.h. in den praxisüblichen Betriebsbereichen sind die Änderungen der Welligkeit durch verschieden starke Kommutierungseffekte sehr viel geringer als die durch die Variation des Steuerwinkels hervorgerufenen Werte. Genau wie bei den sechspulsigen Schaltungen existiert auch hier ein Bereich von ca.  $12^\circ < \alpha < 76^\circ$ , in dem abweichend vom sonstigen Verhalten die Welligkeit mit größerer Belastung des Stromrichters sinkt. In einem sehr kleinen Bereich nahe der Wechselrichtertrittgrenze (ca.  $130^\circ < \alpha < 150^\circ$ ) tritt diese Eigenart ebenfalls schwach auf.

Zur Überprüfung der hier abgeleiteten Formel (23) wurden wieder mit dem im Anhang 8.3.1 beschriebenen Versuchsaufbau Meßwerte der Welligkeit aufgenommen, die in den folgenden Diagrammen dargestellt sind. Ergänzend sind auch die Verläufe der Welligkeit nach Gl. (24) angegeben, die nach der idealisierten Theorie auftreten würden.



**Bild 16: Meßergebnisse und theoretische Werte der Welligkeit der Ausgangsspannung der dreiphasigen Mittelpunktschaltung M3 als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{sc}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_d$ .**



**Bild 17: Meßergebnisse und theoretische Werte der Welligkeit der Ausgangsspannung der dreiphasigen Brückenschaltung B6 als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{SC}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_D$ .**

Generell folgen die Meßwerte recht genau den erwarteten Verläufen; die hier abgeleitete Theorie bildet eine deutlich bessere Annäherung an die Realität als die bisher bekannten Formeln. Allerdings sind in dem gewählten Maßstab die Unterschiede zwischen der idealisierten und der hier abgeleiteten Theorie zum Teil sehr gering, namentlich bei großen Werten des Parameters  $I_{SC}/I_d$ . Aber auch bei  $I_{SC}/I_d = 20$  sind im Wechselrichterbetrieb (rechte abfallende Hälfte der Kurven) die exakteren Aussagen der hier abgeleiteten Formel (23) deutlich zu beobachten.

Größere Abweichungen zwischen Theorie und Meßwerten, als sich mit der Ungenauigkeit der Messungen erklären lassen, treten bei einigen höheren Werten der Welligkeit auf. Bei diesen Meßwerten mit Steuerwinkeln um  $90^\circ$  arbeiten die Schaltungen bei sehr geringen Ausgangsspannungen. Dabei fallen die in der Theorie nicht berücksichtigten Spannungsabfälle an den verlustbehafteten Elementen, vor allem den Leistungshalbleitern, jedoch besonders stark ins Gewicht.

Der in den Messungen zu Kapitel 5.1.1 deutlich aufgefallene Einfluß der nichtsinusförmigen Speisespannungen ist hier nicht spürbar. Der Effektivwert und der Mittelwert der Ausgangsspannung, die in die Berechnung der Welligkeit nach Gl. (11) eingehen, werden im gleichen Maße von einer Veränderung durch die verformten Kuppen der Netzspannung betroffen. Auch geht die Höhe der Speisespannung nicht direkt in die Welligkeit ein, wie die entsprechenden Formeln zeigen.

Die bisherigen Diagramme zeigten die Welligkeit entsprechend dem theoretischen Ansatz als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$ . Diese Darstellung wird in der Literatur zwar ebenfalls häufig verwendet, jedoch ist diese Größe in der praktischen Anwendung von Gleichrichtern kaum von Interesse. Wichtiger ist z.B. die Ausgangsspannung, deren Wert in Gl. (2) angegeben wurde. Es soll daher zusätzlich der Verlauf der Welligkeit als Funktion der relativen Ausgangsspannung, auch Aussteuerungsgrad oder Aussteuerung  $A$  genannt, betrachtet werden. Diese Größe ist gegeben durch

$$A = \frac{U_{d\alpha}}{U_{di}} = \frac{\cos(\alpha) + \cos(\alpha + \gamma)}{2} \quad (28)$$

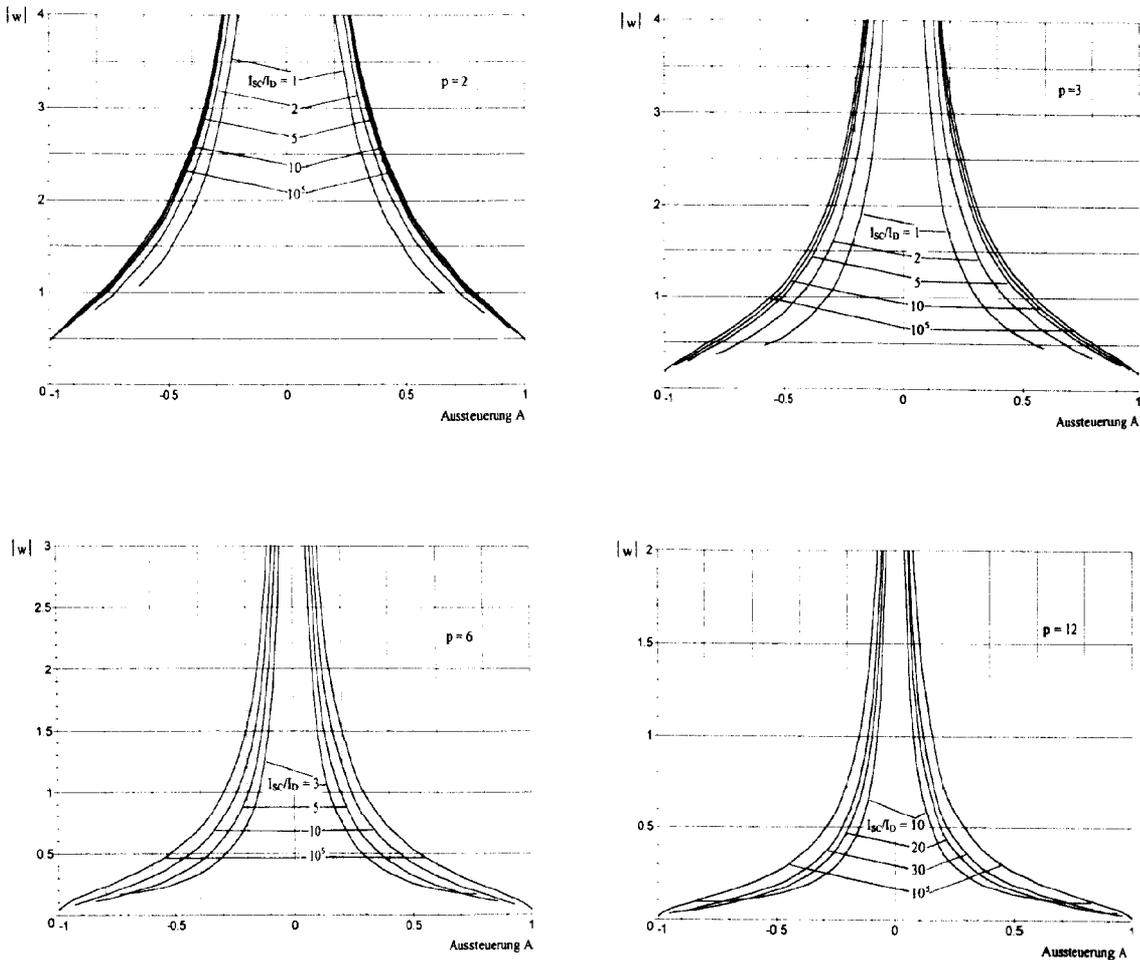
Die Aussteuerung  $A$  ist die auf den idealisierten Maximalwert normierte Ausgangsspannung. Für idealisierte Schaltungen liegt ihr Wert zwischen  $-1$  im Wechselrichterbetrieb und  $+1$  im Gleichrichterbetrieb. Diese Werte lassen sich bei realen Schaltungen nicht erreichen. Unter alleiniger Berücksichtigung der Kommutierung wird die Aussteuerung bereits begrenzt auf den Wertebereich

$$\frac{-1 + \cos \gamma}{2} < A < \frac{1 + \cos \gamma}{2} \quad (29)$$

Die zu beachtenden Grenzwerte des Kommutierungswinkels  $\gamma$  sowie weitere Einschränkungen der Steuerbarkeit wurden bereits in Kap. 5.1 behandelt.

Verläufe der Welligkeit in Abhängigkeit von dieser Aussteuerung  $A$  sind in den nachfolgenden Diagrammen dargestellt. Sie zeigen durchgehend die interessante Tatsache, daß eine Vergrößerung der Kommutierungsreaktanzen eine Verringerung der Welligkeit bewirkt. Lediglich bei zwölpulsigen Schaltungen in der Nähe der Aussteuerungs-

grenzen kehrt sich dieser Trend bei größeren relativen Belastungen  $I_{SC}/I_d$  geringfügig um.



**Bild 18:** Die Welligkeit der Ausgangsspannung 2-, 3-, 6- und 12-pulsiger Gleichrichter in Abhängigkeit von der Aussteuerung  $A = U_d/U_{di}$  für verschiedene Verhältnisse des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{SC}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$ .

Bei dem in der Praxis wohl häufigsten Fall einer konstant gehaltenen Ausgangsspannung bewirken die Kommutierungseffekte also meist einen Vorteil im Sinne einer besseren Glättung der Spannung.

Dies läßt sich anschaulich dadurch begründen, daß die Kommutierung eine zusätzliche Zwischenstufe in den Momentanwerten der Ausgangsspannung bewirkt, welche in der Mitte zwischen der vor und der nach der Kommutierung wirksamen Spannung liegt. Eine Vergrößerung dieses schon in Bild 1 dargestellten Bereiches führt also zu geringeren Sprüngen im Verlauf der Ausgangsspannung, wodurch die Annäherung an eine Gleichspannung verbessert wird.

Aus der vorherigen Darstellung der Welligkeit über dem Steuerwinkel  $\alpha$  hätte man diese Zusammenhänge nicht erkennen können. Es schien vielmehr fast immer das Gegenteil der Fall zu sein. Mit Ausnahme wiederum der Grenzbereiche bei zwölfpulsigen Schaltungen nahm die Welligkeit bei konstantem Steuerwinkel und steigender relativer Belastung sogar zu. In der hier gewählten Darstellung als Funktion der Aussteuerung ist dagegen direkt ersichtlich, daß der Mittelwert der Ausgangsspannung bei Belastungssteigerung langsamer als der Effektivwert sinken muß.

Eine Ausnutzung dieses Phänomens, also eine beabsichtigte Vergrößerung der Kommutierungsinduktivitäten zur Verbesserung der Glättung, sollte jedoch nicht ohne Berücksichtigung der sonstigen Auswirkungen der Kommutierung erfolgen. Zu nennen wären vor allem die belastungsabhängige Verringerung der Ausgangsspannung, die ausgegelt werden muß, sowie die Erhöhung der Kommutierungsblindleistung.

### 5.1.3 Effektivwert der Ventil- und Netzströme

Bei Mittelpunktschaltungen setzt sich der Ventilstrom, der hier gleich dem Speisestrom ist, aus den folgenden drei Komponenten zusammen:

1.) Zeitbereich  $\alpha < \omega t \leq \alpha + \gamma$

In diesem Bereich, dem Kommutierungsvorgang zu Beginn der Stromführung, sind sowohl der vorher leitende wie auch der bei  $\alpha$  neu gezündete Thyristor leitend. Betrachtet man den Vorgang z.B. in Phase 2, treibt die verkettete Spannung  $u_{L2L1}$

$$u_{L2L1} = u_{L2} - u_{L1} = 2\sqrt{2}U \sin(\omega t) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad (30)$$

ausgehend von 0 einen Strom  $i_{\text{kein}}$  durch die Kommutierungsinduktivitäten gemäß

$$i_{\text{kein}} = \frac{1}{2L_C} \int_{\frac{\alpha}{\omega}}^{\frac{\omega t_{\text{ein}}}{\omega}} u_{L1L2} dt \quad (31)$$

mit dem Ergebnis

$$i_{\text{kein}} = \frac{\sqrt{2}U}{\omega L_C} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) (\cos(\alpha) - \cos(\omega t_{\text{ein}})). \quad (32)$$

Wie man durch Einsetzen und Ausrechnen nachvollziehen kann, erreicht dieser Strom bei  $\omega t_{\text{ein}} = \alpha + \gamma$  den Wert  $I_d$ , wo der erste Kommutierungsvorgang mit dem Löschen des Thyristors in der Phase 1 und der vollständigen Stromübernahme durch den Thyristor in Phase 2 abgeschlossen ist.

2.) Zeitbereich  $\alpha + \gamma < \omega t \leq \alpha + 2\pi/p$

In diesem Bereich leitet ein Thyristor allein den Strom, der Ventilstrom ist gleich dem Ausgangsleichstrom  $I_d$ .

3.) Zeitbereich  $\alpha + 2\pi/p < \omega t \leq \alpha + 2\pi/p + \gamma$

Dies ist der Kommutierungsvorgang zum Ende der Stromführung der betrachteten Phase. Nach dem Zünden des Thyristors der darauffolgenden Phase 3 treibt die verketete Spannung  $u_{L3L2}$

$$u_{L3L2} = u_{L3} - u_{L2} = \sqrt{2}U \left[ \cos\left(\omega t - 3\frac{\pi}{p}\right) - \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{p}\right) \right] \quad (33)$$

ausgehend vom vorherigen Wert  $I_d$  den Kommutierungsstrom  $i_{k_{aus}}$  nach

$$i_{k_{aus}} = I_d - \frac{1}{2L_C} \int_{\frac{\alpha+2\frac{\pi}{p}}{\omega}}^{\frac{\omega t_{aus}}{\omega}} u_{32} dt \quad (34)$$

was zu einem Stromverlauf führt von

$$i_{k_{aus}} = I_d + \frac{\sqrt{2}U \sin \frac{\pi}{p}}{\omega L_C} \left[ \cos\left(\omega t_{aus} - \frac{2\pi}{p}\right) - \cos \alpha \right]. \quad (35)$$

Dieses Ergebnis entspricht erwartungsgemäß - von der zeitlichen Verschiebung um  $2\pi/p$  abgesehen - dem Ausdruck  $I_d - i_{k_{ein}}$ . Der Strom erreicht am Ende dieses zweiten Kommutierungsvorgangs bei  $\omega t_{aus} = \alpha + 2\pi/p + \gamma$  den Wert 0, womit der Thyristor der betrachteten Phase 2 löscht und die Stromführung für diese Periode beendet ist.

Bei vollgesteuerten Brückenschaltungen tritt im Speisestrom außer dem oben beschriebenen dreiteiligen Stromverlauf noch ein zweiter negativer und um  $\pi$  verschobener, sonst aber identischer Puls auf.

Aus den genannten drei Bestandteilen läßt sich nun der Effektivwert des Ventil- bzw. Speisestromes nach folgendem Ansatz berechnen:

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (i_{k_{ein}})^2 d(\omega t) + \int_{\alpha+\gamma}^{\alpha+2\frac{\pi}{p}} I_d^2 d(\omega t) + \int_{\alpha+2\frac{\pi}{p}}^{\alpha+2\frac{\pi}{p}+\gamma} (i_{k_{aus}})^2 d(\omega t) \right)}. \quad (36)$$

Die Ausführung dieser Integrale und die Zusammenfassung der Terme wurde mit dem Computer-Algebra-Programm MAPLE V durchgeführt. Eine Schwierigkeit dabei war, daß trigonometrische Vereinfachungen nur in geringem Umfang von diesem Programm erledigt werden konnten. Im Anhang Kapitel 8.2.2 ist eine genauere Diskussion der Vorgehensweise und der aufgetretenen Probleme angegeben.

Als Ergebnis der Integration erhält man nach längerer Zwischenrechnung:

$$\begin{aligned}
I_{\text{eff}} = & \sqrt{\frac{I_d^2}{p} + \frac{I_d I_{\text{SC}}}{\sqrt{2\pi}} \left\{ \gamma \left[ \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) - \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{p}\right) \right] + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{p}\right) - \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right) + \right.} \\
& \left. \cos\left(\gamma + \alpha - \frac{\pi}{p}\right) - \cos\left(\alpha + \gamma + \frac{\pi}{p}\right) \right\} +} \\
& \frac{I_{\text{SC}}^2}{\sqrt{2\pi}} \left\{ \gamma \left[ 2 + \cos(2\alpha) - 2 \cos\left(2\frac{\pi}{p}\right) - \frac{1}{2} \cos\left(2\alpha - 2\frac{\pi}{p}\right) - \frac{1}{2} \cos\left(2\alpha + 2\frac{\pi}{p}\right) \right] - \right. \\
& 2 \sin \gamma + \frac{3}{2} \sin(2\alpha) - 2 \sin(\gamma + 2\alpha) + \frac{1}{2} \sin(2\gamma + 2\alpha) + \sin\left(\gamma + 2\frac{\pi}{p}\right) + \\
& \sin\left(\gamma - 2\frac{\pi}{p}\right) - \frac{3}{4} \sin\left(2\alpha + 2\frac{\pi}{p}\right) - \frac{3}{4} \sin\left(2\alpha - 2\frac{\pi}{p}\right) + \sin\left(\gamma + 2\alpha + 2\frac{\pi}{p}\right) + \\
& \left. \sin\left(\gamma + 2\alpha - 2\frac{\pi}{p}\right) - \frac{1}{4} \sin\left(2\gamma + 2\alpha + 2\frac{\pi}{p}\right) - \frac{1}{4} \sin\left(2\gamma + 2\alpha - 2\frac{\pi}{p}\right) \right\}, \quad (37)
\end{aligned}$$

wobei  $I_{\text{SC}}$  wieder der einphasige Kurzschlußstrom des speisenden Netzes aus (17) ist.

Unter Anwendung der Additionstheoreme für Sinus- und Cosinusfunktionen [16] kann man die Gleichung für den Effektivwert des Ventil- und Speisestromes wie folgt vereinfachen:

$$\begin{aligned}
I_{\text{eff}} = & I_d \sqrt{\frac{1}{p} + \frac{\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{p}}{\pi} \frac{I_{\text{SC}}}{I_d} (\sin(\alpha + \gamma) - \sin \alpha - \gamma \cos \alpha) +} \\
& \frac{I_{\text{SC}}^2}{\pi I_d^2} \left\{ 2 \cos^2 \alpha [\sin \gamma \cos \gamma - 2 \sin \gamma + \gamma] + \sin(2\alpha) (\cos \gamma - 1)^2 + \right. \\
& \gamma - \sin \gamma \cos \gamma - \cos^2 \frac{\pi}{p} \left[ \sin(2\alpha) (\cos \gamma - 1)^2 + \right. \\
& \left. \left. \sin \gamma \cos \gamma \cos(2\alpha) + 2 \cos^2 \alpha (\gamma - 2 \sin \gamma) + \gamma \right] \right\}. \quad (38)
\end{aligned}$$

Diese Gleichung läßt sich auch zur Bestimmung des Ventilstromes von Brückenschaltungen anwenden. Der Speisestrom von Brückenschaltungen besteht aus dem oben bestimmten positiven Stromimpuls plus einem identischen, aber negativen Impuls. Wegen dieser Verdoppelung der Stromflußdauer läßt sich der Effektivwert des Speisestromes einer Brückenschaltung ohne weitere Rechnung als das  $\sqrt{2}$ -fache des Werts für eine Mittelpunktschaltung mit gleicher Phasenzahl  $p$  angeben. Man beachte dabei, wie in Kap. 4.1.1 gesagt, daß für Brückenschaltungen bei durch 2 teilbaren Phasenzahlen  $p$  in der Praxis statt dessen ein nur  $p/2$ -phasiges unsymmetrisches Drehstromsystem verwendet wird, was hier nicht zu Verwechslungen führen darf.

Die in der Literatur [49] genannte Gleichung (vgl. Kapitel 4.2.3) für den Netzstromeffektivwert der dreiphasigen Brückenschaltung B6 ergibt an den Aussteuerungsgrenzen deutlich abweichende Werte gegenüber der hier abgeleiteten Gleichung, sonst aber eine recht gute Übereinstimmung. Ein Diagramm dazu befindet sich im Anhang Kap. 8.2.2. Mangels genauerer Angaben über die in [49] angenommenen Idealisierungen kann dies Verhalten nicht näher untersucht werden.

Der Effektivwert des Netz- und Ventilstromes nach der idealisierten Theorie ist bei Mittelpunktschaltungen nach [1]:

$$I_{\text{ieff}} = \frac{I_d}{\sqrt{p}}. \quad (39)$$

Dies entspricht erwartungsgemäß dem Wert für  $\gamma = 0$  nach Gl. (38).

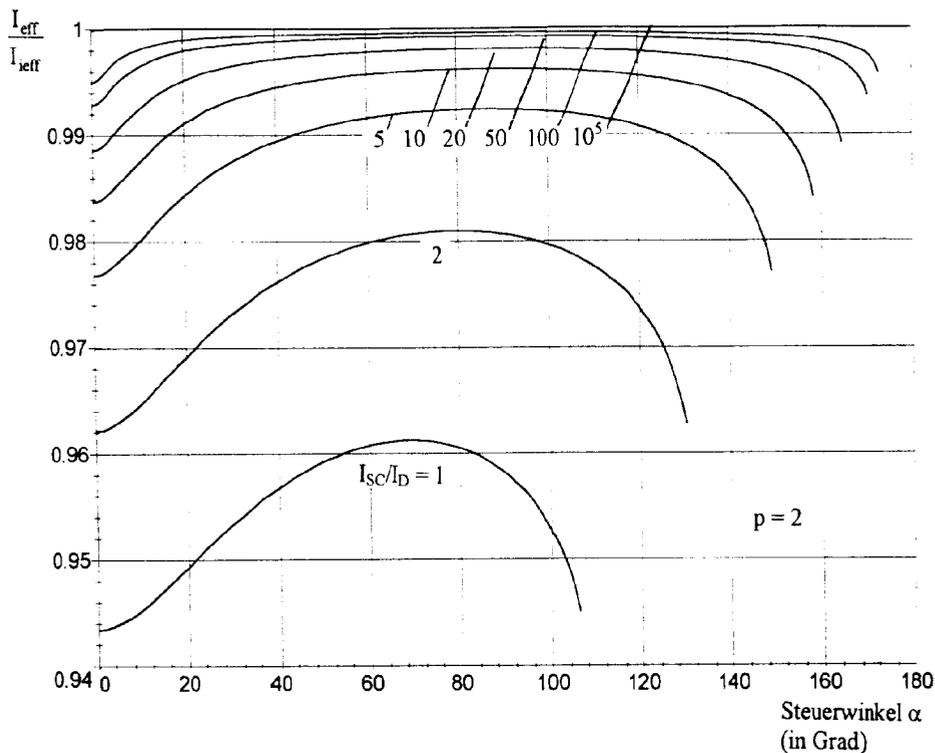
Zum weiteren Untersuchung soll das Verhältnis zwischen diesem idealisierten Wert und dem nach Gl. (38) betrachtet werden. Der entstehende Quotient  $I_{\text{eff}}/I_{\text{ieff}}$  ist ein Maß für die Abweichung zwischen der in dieser Arbeit angegebenen Berechnungsformel und den Angaben aus der idealisierten Theorie. Als dimensionslose Größe ist der Ausdruck auch als Vergleichsfaktor zwischen gleichen Schaltungen in verschiedenen Betriebszuständen gut geeignet.

Man erhält für dies Verhältnis der Effektivwerte

$$\begin{aligned} \frac{I_{\text{eff}}}{I_{\text{ieff}}} = & \sqrt{1 + \frac{\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{p} I_{\text{SC}}}{\frac{\pi}{p} I_d} (\sin(\alpha + \gamma) - \sin \alpha - \gamma \cos \alpha) +} \\ & \frac{\frac{p}{\pi} \left( \frac{I_{\text{SC}}}{I_d} \right)^2 \left\{ 2 \cos^2 \alpha [\sin \gamma \cos \gamma - 2 \sin \gamma + \gamma] + \sin(2\alpha) (\cos \gamma - 1)^2 + \right.} \\ & \left. \gamma - \sin \gamma \cos \gamma - \cos^2 \frac{\pi}{p} [\sin(2\alpha) (\cos \gamma - 1)^2 + \right.} \\ & \left. \sin \gamma \cos \gamma \cos(2\alpha) + 2 \cos^2 \alpha (\gamma - 2 \sin \gamma) + \gamma \right\}}. \end{aligned} \quad (40)$$

Die Angaben nach dieser Formel (40) gelten ohne Einschränkung sowohl für Mittelpunkt- wie auch für Brückenschaltungen gleicher Phasenzahl  $p$ , unabhängig davon, ob man das Verhältnis der Ventilstrom- oder der Speisestromeffektivwerte betrachtet, da sich durch die Verhältnisbildung der bei Brückenschaltungen auftretende Multiplikator  $\sqrt{2}$  im Speisestrom herauskürzt.

Das hier abgeleitete Verhältnis der Effektivwerte  $I_{\text{eff}}/I_{\text{ieff}}$  ist außer vom Steuerwinkel und der Pulszahl nur noch abhängig vom Verhältnis  $I_{\text{SC}}/I_d$  des einphasigen Netzkurzschlußstromes zum Ausgangsgleichstrom. Daher wurde das Verhältnis  $I_{\text{SC}}/I_d$  wieder als Parameter benutzt, um für die Phasenzahlen  $p = 2, 3, 6$  und  $12$  die folgenden Diagramme zu erhalten.

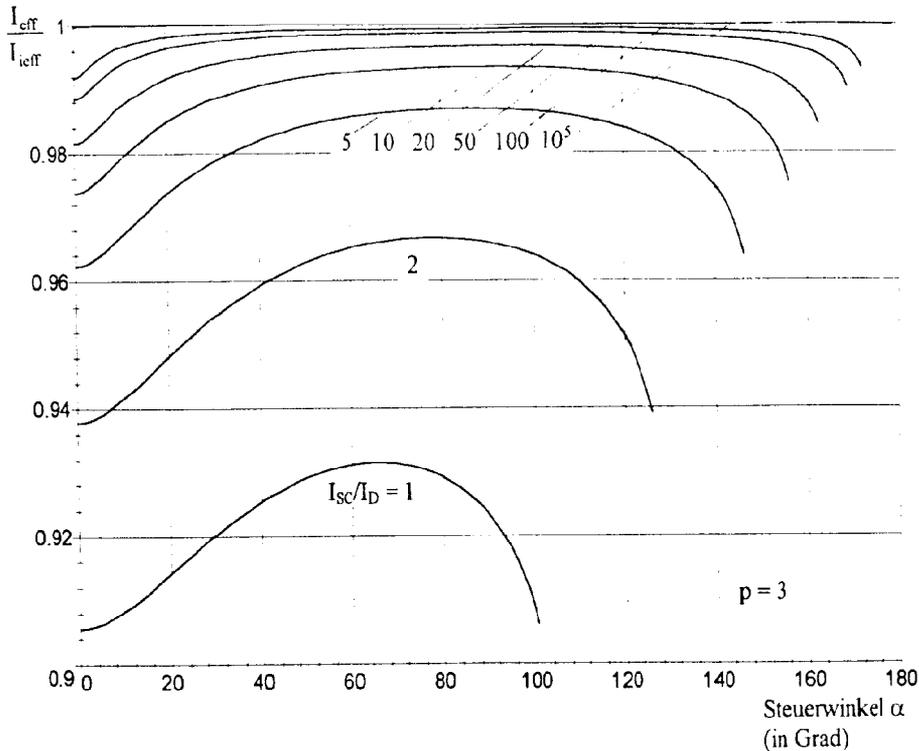


**Bild 19:** Verhältnis des Effektivwerts des Ventilstromes  $I_{\text{eff}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $I_{\text{ideal}}$  für zweiphasige Schaltungen als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{\text{SC}}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_{\text{d}}$ .

Erwartungsgemäß ist der Effektivwert des Stromes für  $I_{\text{SC}} \gg I_{\text{d}}$ , also bei vernachlässigbar kleinen Kommutierungsinduktivitäten, gleich dem Wert nach der idealisierten Theorie. Bei größeren Kommutierungsinduktivitäten sinkt, wie schon zuvor qualitativ erklärt wurde, der Effektivwert ab. Besonders an den Aussteuerungsgrenzen bei  $\alpha = 0$  und  $\alpha = \alpha_{\text{max}} < \pi - \gamma$  zeigen sich deutliche Abweichungen von der idealisierten Theorie. Dieses wird plausibel, wenn man die verketteten Spannungen  $u_{\text{L2L1}}$  und  $u_{\text{L3L2}}$ , welche den Strom während der Kommutierungsvorgänge treiben, betrachtet. Für  $\alpha = 0$  und  $\alpha = \pi$  befinden sich die Kommutierungsvorgänge nahe der Nulldurchgänge dieser Spannungen, so daß bei diesen Steuerwinkeln der Kommutierungsvorgang am langsamsten verläuft und der Einfluß der Kommutierung auf den Effektivwert maximal wird.

Die Verringerung des Effektivwerts beträgt bei zweiphasigen Schaltungen im maximalen dargestellten Fall  $I_{\text{SC}} = I_{\text{d}}$  ca. 5,6%. In den in der Praxis vorkommenden Betriebsfällen wird die Abweichung aber unterhalb dieses Wertes liegen, auch wenn, wie schon in Kap. 4.2.1 gesagt, bei diesen Schaltungen häufig vergleichsweise kleine Verhältnisse  $I_{\text{SC}}/I_{\text{d}}$  auftreten.

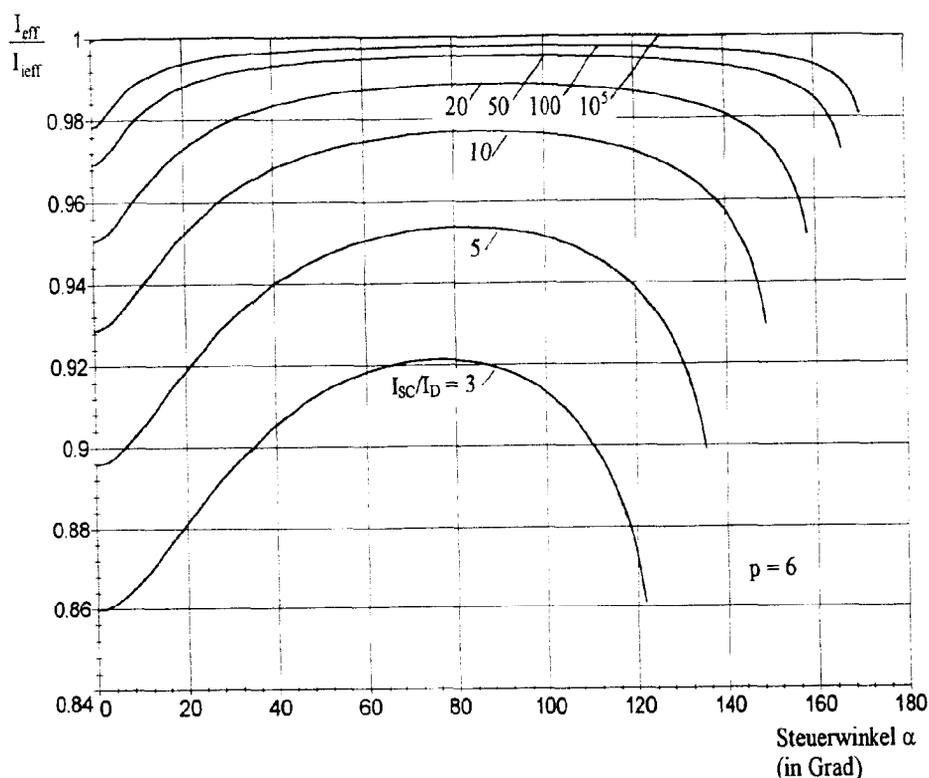
Im folgenden Diagramm für die Phasenzahl  $p = 3$  - dies entspricht den am häufigsten eingesetzten dreiphasigen Gleichrichtern - zeigen sich qualitativ ähnliche Zusammenhänge.



**Bild 20: Verhältnis des Effektivwerts des Ventilstromes  $I_{\text{eff}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $I_{\text{ideal}}$  für dreiphasige Schaltungen als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{\text{sc}}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_{\text{d}}$ .**

Die Abweichungen zwischen der idealisierten Theorie und dieser genaueren Rechnung betragen bei praxisüblichen Verhältnissen mit  $I_{\text{sc}}/I_{\text{d}} > 10$  maximal ca. 3%. Deutliche Verringerungen des Stromeffektivwerts um bis zu ca. 9,5% sind aber bei großen Belastungen des Stromrichters mit  $I_{\text{sc}}/I_{\text{d}} = 1$  zu beobachten.

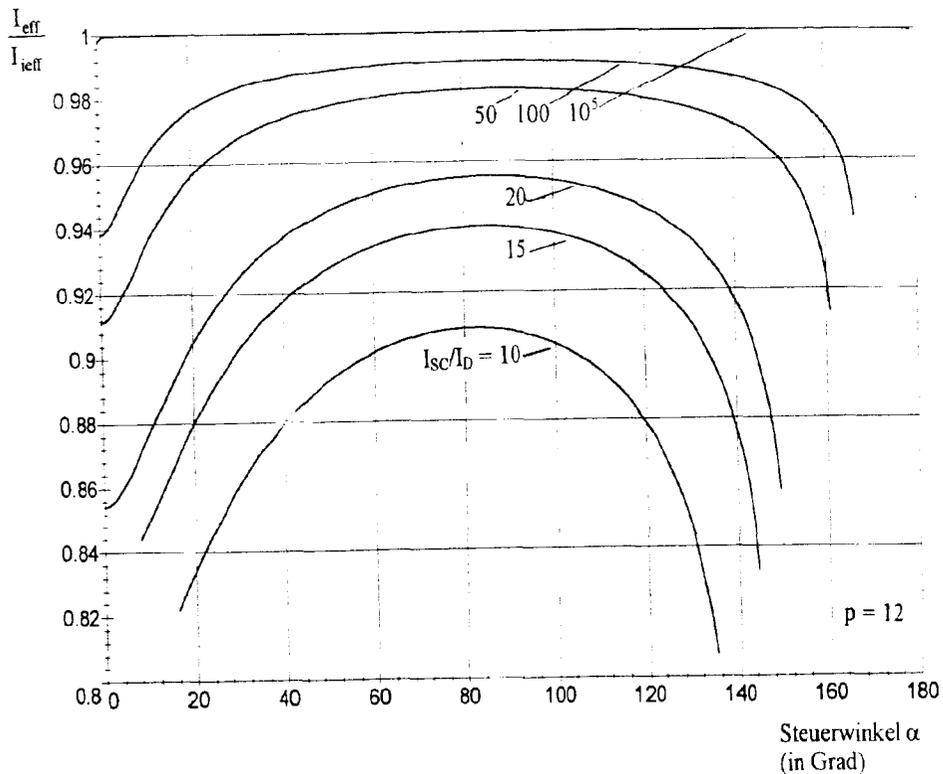
Dieser Trend zu steigenden Abweichungen mit steigender Phasenzahl der Gleichrichterschaltung setzt sich in den folgenden Diagrammen verstärkt fort.



**Bild 21:** Verhältnis des Effektivwerts des Ventilstromes  $I_{\text{eff}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $I_{\text{eff}}$  für sechsphasige Schaltungen als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{\text{SC}}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_{\text{d}}$ .

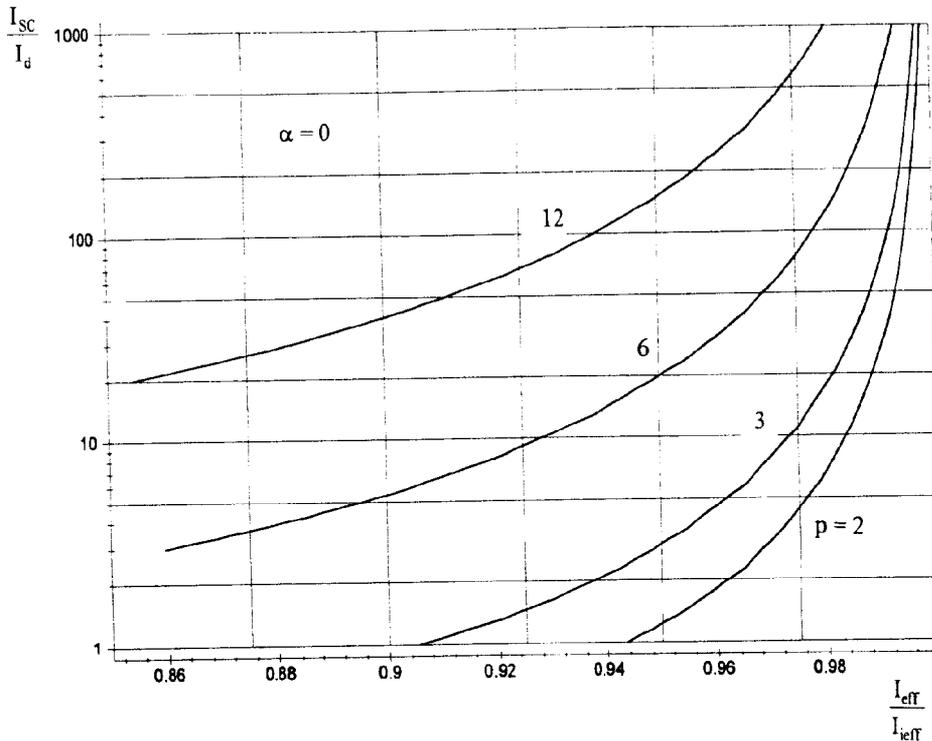
Bei den sechsphasigen Schaltungen erreichen die Abweichungen zur idealisierten Theorie in den praxisrelevanten Bereichen bereits signifikante 7%. Im maximalen dargestellten Fall der Belastung, die ohne das Einsetzen mehrfacher Kommutierungen auftreten kann, mit  $I_{\text{SC}}/I_{\text{d}} = 3$ , ist der tatsächliche Effektivwert des Ventil- bzw. Speisestromes auf nur noch ca. 86% des idealisierten Wertes abgefallen.

Wegen des Einsetzens dieser mehrfachen Kommutierung bzw. des Wechselrichterkipens (siehe Kapitel 5.1) erreichen die Extremfälle bei den im nächsten Bild dargestellten zwölfphasig eingespeisten Gleichrichtern nicht mehr wesentlich niedrigere Werte als zuvor. Wie das Bild zeigt, sinkt der Stromeffektivwert bei  $I_{\text{SC}}/I_{\text{d}} = 10$  ebenfalls auf Größenordnungen bis zu ca. 82% des Wertes nach der idealisierten Theorie ab. Doch selbst bei im normalen Betrieb vorkommenden relativen Belastungen sind nicht mehr vernachlässigbare Abweichungen von den bisher bekannten Werten, und zwar zwischen ca. 5 und 15%, zu verzeichnen. Angesichts der bei idealisierten zwölfphasigen Schaltungen kurzen Stromflußdauer von  $30^\circ$  in jedem Ventilzweig ist dieses Verhalten leicht nachzuvollziehen, da die Kommutierungsvorgänge im Vergleich dazu recht große Verlängerungen der tatsächlichen Stromflußdauer bewirken. Allerdings ist diese kurze Stromflußdauer wegen der geringen Ausnutzung der Sekundärwicklung des Stromrichtertransformators auch der Hauptgrund dafür, daß solche Schaltungen in der Praxis kaum eingesetzt werden.



**Bild 22:** Verhältnis des Effektivwertes des Ventilstromes  $I_{\text{eff}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $I_{\text{eff}}^{\text{ideal}}$  für zwölfphasige Schaltungen als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{\text{SC}}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_d$ .

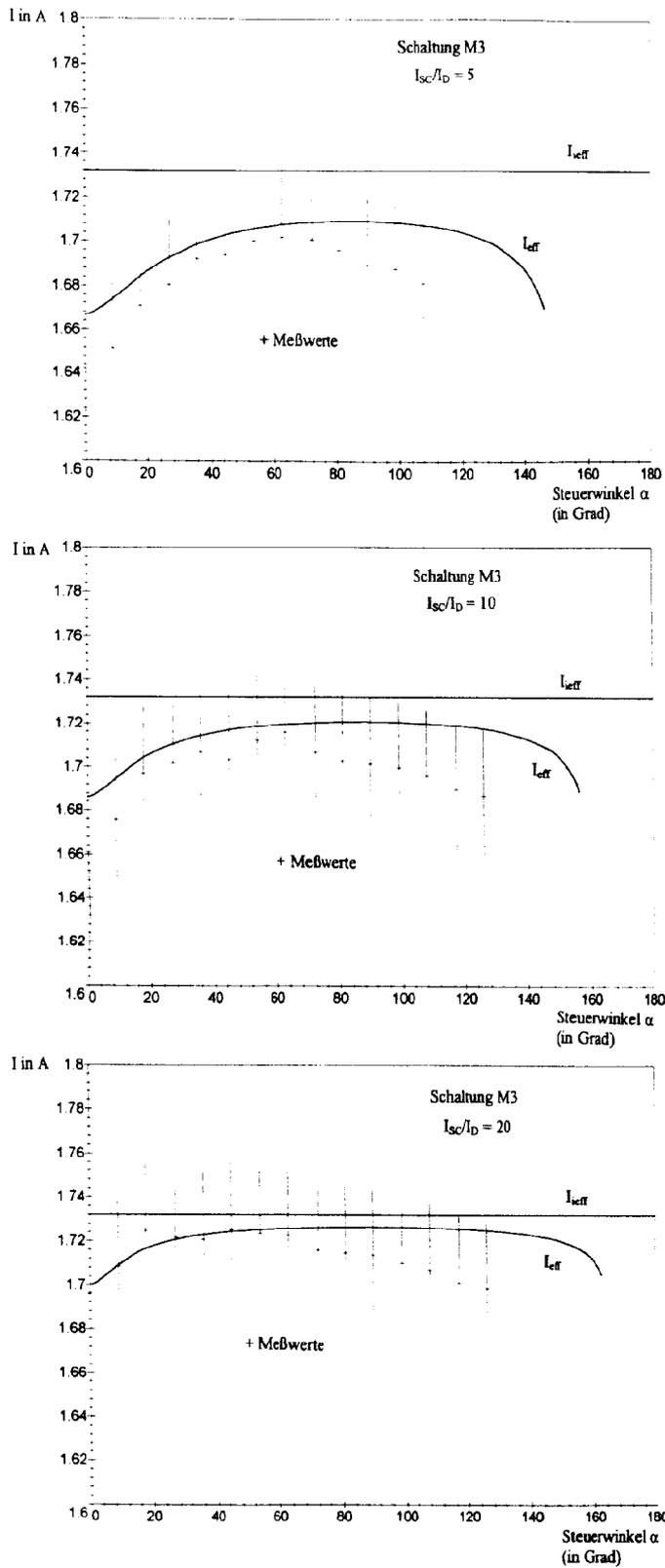
Wie in den Erläuterungen zu den Bildern 19 bis 22 bereits ausgeführt wurde, tritt an den Aussteuerungsgrenzen der Schaltungen die stärkste Verringerung der Stromeffektivwerte durch die Kommutierung auf. Speziell bei ungesteuerten Diodengleichrichtern - entsprechend  $\alpha = 0$  - interessiert daher eine detailliertere Betrachtung. Das folgende Diagramm zeigt dazu für 2-, 3-, 6- und 12-phasige ungesteuerte Schaltungen den Zusammenhang zwischen der relativen Belastung und dem Verhältnis des tatsächlichen zum idealisierten Stromeffektivwert. Zur besseren Übersicht wurde für die relative Belastung  $I_{\text{SC}}/I_d$  ein logarithmischer Maßstab gewählt.



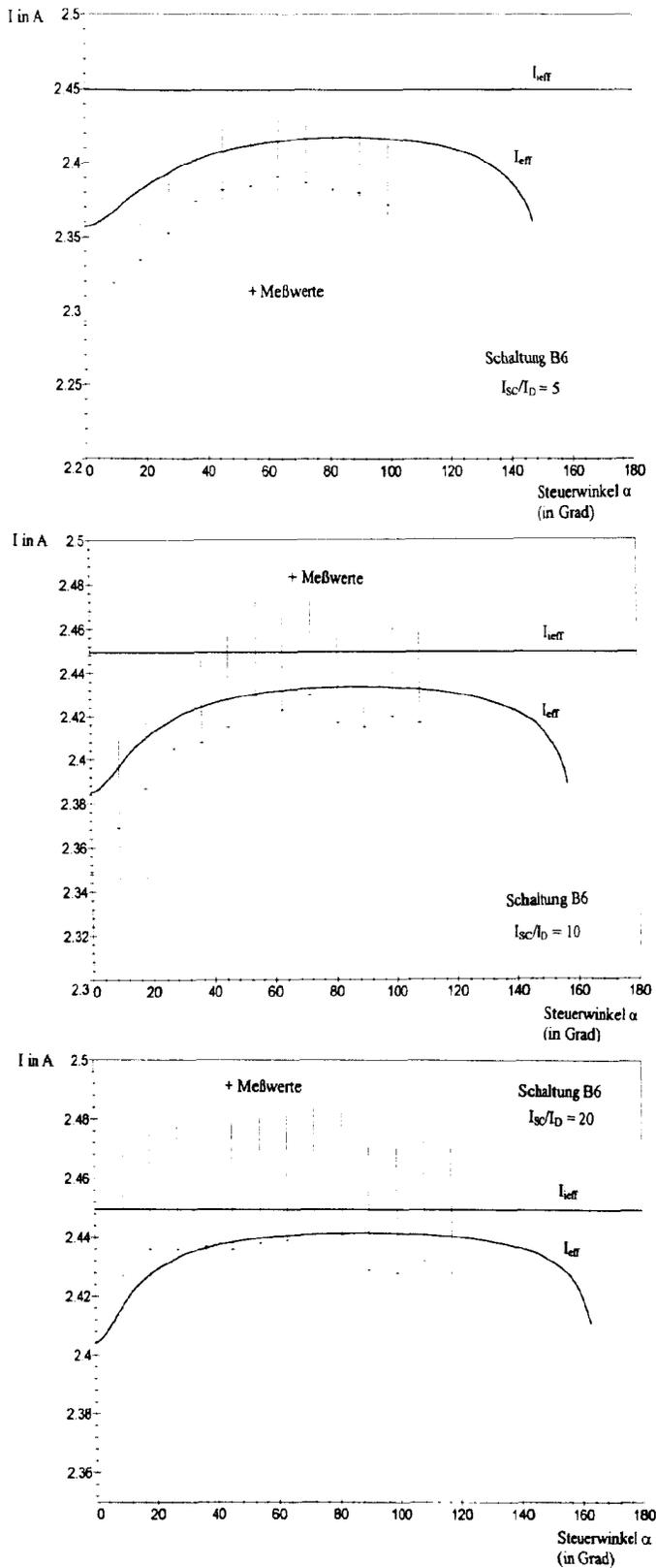
**Bild 23: Zusammenhang zwischen dem Verhältnis des Effektivwerts des Ventilstromes  $I_{eff}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $I_{ieff}$  und dem Verhältnis aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{sc}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$  für ungesteuerte 2-, 3-, 6- und 12-phasige Gleichrichterschaltungen.**

Ersichtlich ist die Phasenzahl des Gleichrichters die entscheidendste Größe für die Abweichungen zwischen der idealisierten Theorie und der hier durchgeführten genaueren Rechnung. Speziell bei höherphasigen Schaltungen würde eine Anwendung der erzielten Ergebnisse eine genauere Dimensionierung der stromdurchflossenen Bauteile ermöglichen. Da sich dies als Verringerung der Strombelastung zeigt, können die Bauteile kleiner werden, was wegen der Vielzahl der Elemente und der üblicherweise großen Leistungen bei derartigen Anlagen zu deutlichen Einsparungen führen könnte. In der Praxis werden solche Schaltungen aber selten eingesetzt; meist werden aufwendigere Stromrichteranlagen aus mehreren dreiphasigen Schaltungen zusammengesetzt. Die zugehörigen Transformatoren tragen dann mehrere dreiphasige, gegeneinander phasenverschobene Sekundärwicklungen, die jede für sich nur analog zu  $p = 3$  belastet werden. Die Ströme auf der Primärseite erscheinen jedoch wieder mit dem entsprechenden Vielfachen an Kommutierungsvorgängen wie bei einem Stromrichter mit höherer Phasenzahl.

Zur Überprüfung der Theorie wurden wieder mit dem im Anhang 8.3.1 näher erläuterten Versuchsaufbau Messungen an den Schaltungen M3 und B6 durchgeführt. Die nachfolgenden Diagramme zeigen, trotz der durch den gewählten Maßstab groß erscheinenden Fehlergrenzen der Meßwerte, daß die gemessenen Werte gut den erwarteten Verläufen folgen. Die in der bisherigen idealisierten Theorie gemachte Annahme eines nur vom Ausgangsgleichstrom, nicht aber vom Steuerwinkel abhängigen Speisestromeffektivwertes ist dagegen sichtbar wenig zutreffend.



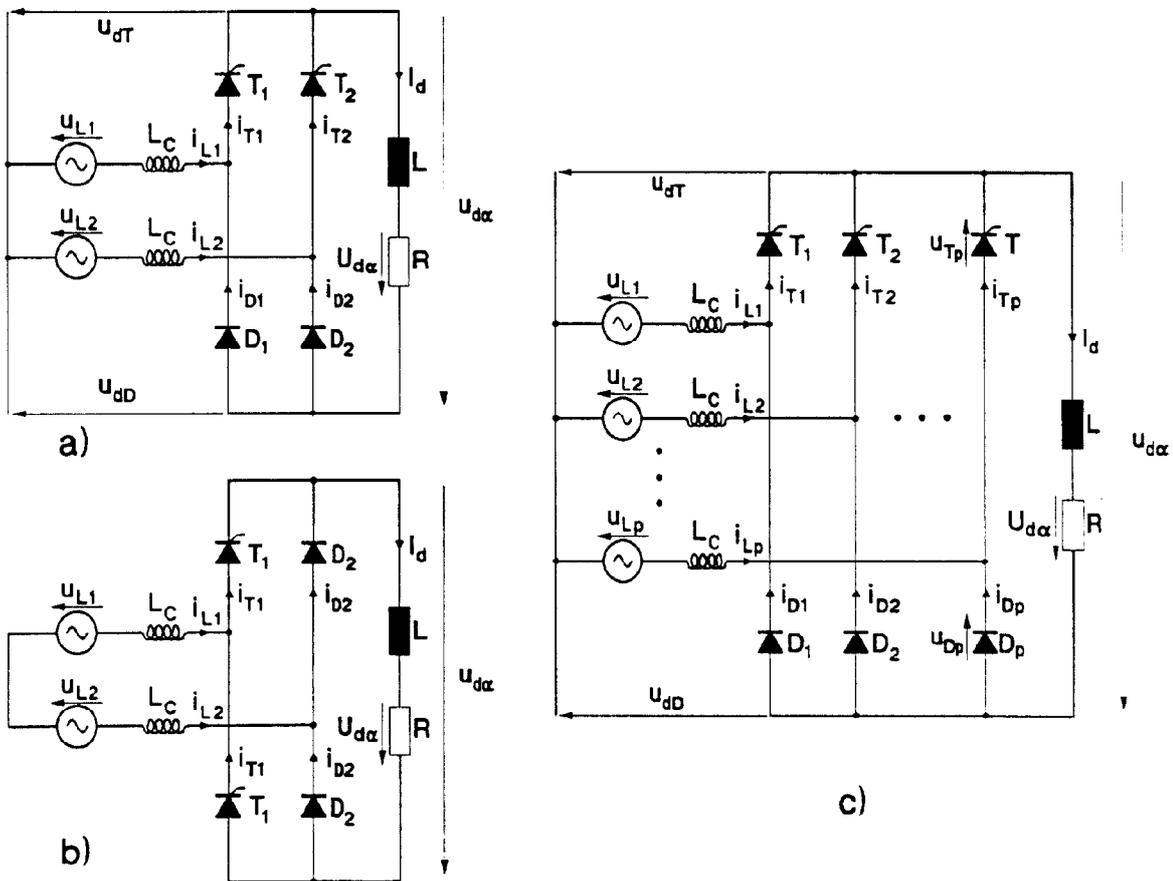
**Bild 24: Meßergebnisse und theoretische Werte des Effektivwertes des Speisestromes der dreiphasigen Mittelpunktschaltung M3 als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{sc}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$ .**



**Bild 25: Meßergebnisse und theoretische Werte des Effektivwerts des Speisestromes der dreiphasigen Brückenschaltung B6 als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{sc}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_d$ .**

## 6. Halbgesteuerte Schaltungen

Da bei den vollgesteuerten Brückenschaltungen in jedem Zweig zwei Ventile in Reihe geschaltet sind, kann man unter Beibehaltung der Steuerbarkeit der Ausgangsspannung eines davon als gesteuertes Ventil und eines als ungesteuertes Ventil ausführen. Das folgende Bild zeigt einige mögliche Schaltungsvarianten für ein- und mehrphasige Systeme. Bei einphasigen Systemen sind beide dargestellte Varianten a) und b) gebräuchlich; für mehrphasige Anwendungen verwendet man nur die symmetrischen Schaltungen. Meist werden die Schaltungen mit verbundenen Kathodenanschlüssen der Thyristoren bevorzugt, da die Gateansteuerungen durch diesen gemeinsamen Bezugspunkt vereinfacht werden können.



**Bild 26: Halbgesteuerte Brückenschaltungen. a) einphasige symmetrische Schaltung (B2HK), b) einphasige unsymmetrische Schaltung (B2HZ), c) p-phasige symmetrische Schaltung**

Neben dem einfacheren Aufbau und somit günstigeren Preis ist der Hauptvorteil der halbgesteuerten Schaltungen, daß der Steuerblindleistungsverbrauch erheblich geringer als bei vollgesteuerten Schaltungen sein kann. Ein Wechselrichterbetrieb mit negativen Ausgangsspannungen ist dagegen nicht möglich.

## 6.1 Unsymmetrische halbgesteuerte Schaltungen

Die einzige Schaltung von praktischer Bedeutung ist die Schaltung B2HZ, die für Traktionsanwendungen im einphasigen Bahnnetz häufig eingesetzt wird. Sie wird in der Literatur oft als vorteilhaft gegenüber der Schaltung B2HK genannt, weil sich die Ausgangsspannung 0 erreichen läßt und weil bei ihr der Freilaufzweig, der von den beiden ungesteuerten Ventilen gebildet wird, offensichtlich ist. Bei großen Steuerwinkeln und kleinen Ausgangsspannungen werden dadurch die Thyristoren vom Ausgangsstrom entlastet, so daß hier keine Kippgefahr zu befürchten ist. Die Mehrzahl der Veröffentlichungen zu halbgesteuerten Schaltungen befaßt sich mit dieser unsymmetrischen Variante. Ausführliche Behandlungen dieser Schaltung finden sich z.B. in [47] und [54]. Auf eine eingehendere Betrachtung in dieser Arbeit soll daher verzichtet werden.

## 6.2 Symmetrische halbgesteuerte Schaltungen

Für eine Berechnung werden die symmetrischen Schaltungen meist als Reihenschaltung einer gesteuerten und einer ungesteuerten Mittelpunktschaltung aufgefaßt. Der ungesteuerte Schaltungsteil erzeugt eine unveränderliche Teilspannung entsprechend  $\alpha = 0$ . Um die gesamte Ausgangsspannung zwischen Null und dem Maximalwert ändern zu können, muß die gesteuerte Schaltungshälfte im idealisierten Fall zwischen ihrer maximalen positiven und negativen Aussteuerung arbeiten, d.h. sowohl im Gleichrichter- wie auch im Wechselrichterbetrieb mit  $0 \leq \alpha \leq 180^\circ$ .

Wegen der verschiedenen Steuerwinkel der anodenseitig und kathodenseitig verbundenen Ventilgruppen fließen die entsprechenden Ströme in den negativen und positiven Spannungshalbwellen nicht mehr zu gleichen Zeiten relativ zur Speisespannung. Dies hat zur Folge, daß im allgemeinen Fall keine Rückführung einer mit einer geraden Phasenzahl gespeisten Schaltung auf eine mit halber Phasenzahl, aber doppelter Amplitude gespeisten Schaltung mehr möglich ist, wie dies im Kapitel 4.1.1 für vollgesteuerte Brückenschaltungen beschrieben wurde. Darüber hinaus entspricht die zeitlich unsymmetrische Verteilung der positiven und negativen Strompulse dem Auftreten geradzahliger Fourierkomponenten im Spektrum der Speiseströme [13, 18], was bei vollgesteuerten Schaltungen ebenfalls nicht vorkommt.

Da beide Schaltungshälften halbgesteuerter Schaltungen mit unterschiedlichen Steuerwinkeln arbeiten, treten auch unterschiedliche Kommutierungswinkel auf. Mit  $\gamma_D$  soll nachfolgend der Kommutierungswinkel des ungesteuerten Teils bezeichnet werden; der des gesteuerten Schaltungsteils wird als  $\gamma_T$  bezeichnet. Analog erhält die Ausgangsspannung der ungesteuerten Hälfte relativ zum Mittelpunkt das Symbol  $u_{dD}$  und die gesteuerte Hälfte  $u_{dT}$ .

Die gesamte Ausgangsspannung  $u_d$  besitzt für  $\alpha \neq 0$  einen Verlauf, der aus  $p$  gleichen Pulsen besteht. Bei Steuerwinkeln größer als der Grenzwinkel

$$\alpha_{\text{lim}} = \pi - \frac{2\pi}{p} \quad (41)$$

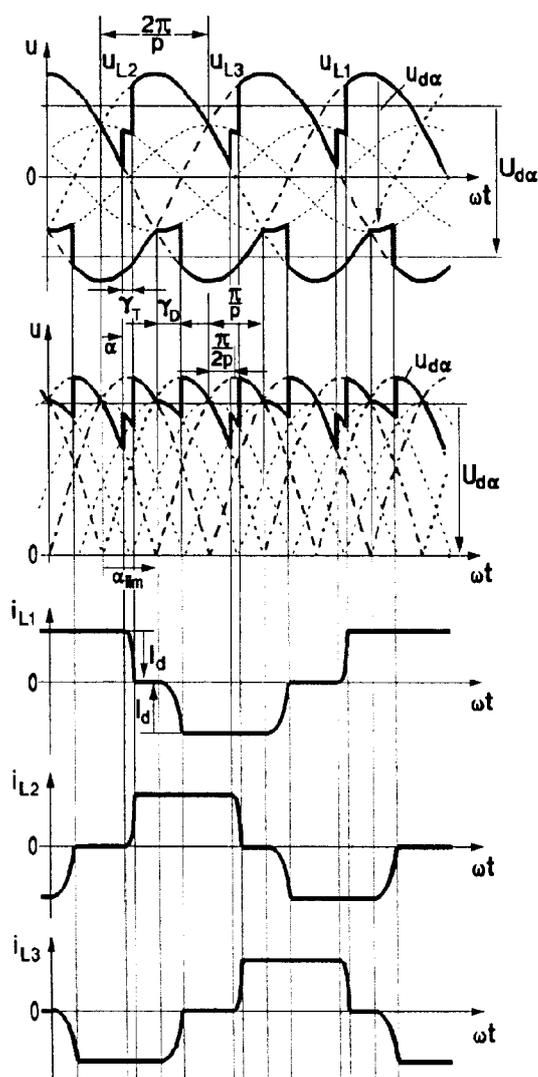
berühren sich die beiden Teilspannungen  $u_{dD}$  und  $u_{dT}$  der gesteuerten und ungesteuerten Hälfte (vgl. Bild 28). Deren Differenz, die Ausgangsspannung  $u_{d\alpha}$ , wird ab  $\omega t =$

$\alpha_{\text{lim}}$  zu 0. Dies ähnelt der Wirkung einer Freilaufdiode bei vollgesteuerten Schaltungen. Ab diesem Zeitpunkt bilden eine Diode und ein Thyristor an derselben Speisenspannungsquelle einen Freilaufzweig.

Es ist zweckmäßig, die Betriebsbereiche ober- und unterhalb dieses Grenzwinkels getrennt zu behandeln. Strenggenommen kann noch ein dritter Bereich unterschieden werden, in welchem der Kommutierungsvorgang der Thyristoren in den Kommutierungsvorgang der ungesteuerten Schaltungshälfte fällt, also  $\alpha_{\text{lim}} - \gamma_T > \alpha > \alpha_{\text{lim}} + \gamma_D$ . Die Ausgangsspannung ist in diesem Bereich ebenfalls gleich Null. Bei der zweiphasigen halbgesteuerten Brückenschaltung tritt dies bereits bei  $\alpha = 0$  ein; in [46, 47] wird in diesem Zusammenhang von einer „spontanen Zündverzögerung“ gesprochen. Berechnungen für diesen Fall lassen sich analog zu Kapitel 6.2.2 mit anderen Anfangswerten durchführen. Wegen der geringen praktischen Bedeutung dieses Übergangsbereiches soll eine separate Behandlung deshalb unterbleiben.

### 6.2.1 Betrieb im Bereich $\alpha + \gamma_T < \alpha_{\text{lim}}$

In diesem Bereich arbeiten die gesteuerte und die ungesteuerte Schaltungshälfte unabhängig voneinander. Das folgende Bild zeigt die charakteristischen Verläufe der Größen einer dreiphasigen Schaltung nach Bild 26c).



**Bild 27: Spannungs- und Stromverläufe einer dreiphasigen halbgesteuerten Brückenschaltung (B6HK) für  $\alpha + \gamma_T < \alpha_{lim}$**

Die Ausgangsspannung setzt sich im allgemeinen Fall pro Periode aus  $p$  Pulsen zusammen, von denen jeder die Summe eines Ausgangsspannungspulses einer  $p$ -phasigen Mittelpunktschaltung mit  $\alpha = 0$  und eines Pulses einer  $p$ -phasigen Mittelpunktschaltung mit dem Steuerwinkel  $\alpha$  ist. Analoges gilt für den Speisestrom, der aus einem positiven, mit  $\alpha$  sich verschiebenden Puls und einem festen negativen Puls entsprechend  $\alpha = 0$  besteht. Daher können die bereits bestimmten Zeitverläufe der Mittelpunktschaltungen für diese Rechnungen meist übernommen werden.

### 6.2.1.1 Effektivwert der Ausgangsspannung

Jeder Puls der Ausgangsspannung (Bild 27) besteht aus vier Teilbereichen, wovon zwei Abschnitte während der Kommutierungsvorgänge auftreten und zwei aus den verketteten Speisespannungen der Brücke bestehen. Um die nachfolgenden Rechnungen zu vereinfachen, soll in allen vier Bereichen bei passend gewählten Integrationsgrenzen jeweils als Zeitfunktion  $\cos \omega t$  angesetzt werden. Der Effektivwert ist dann gegeben durch

$$U_{\text{dceff}} = \sqrt{\frac{p}{2\pi} \left[ \int_0^{\gamma_D} \left( \hat{U}_{\text{dcD}} \cos \omega t \right)^2 d\omega t + \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma_T} \left( \hat{U}_{\text{dcT}} \cos \omega t \right)^2 d\omega t \right.} \quad (42)$$

$$\left. + \int_{\gamma_D - \frac{\pi}{2p}}^{\alpha + \frac{\pi}{2p}} \left( \hat{U}_V \cos \omega t \right)^2 d\omega t + \int_{\alpha + \gamma_T - \frac{\pi}{2p}}^{\frac{\pi}{2p}} \left( \hat{U}_V \cos \omega t \right)^2 d\omega t \right]}$$

Die Ausführung der Integrationen ergibt

$$U_{\text{dceff}} = \sqrt{\frac{p}{4\pi} \left[ \hat{U}_{\text{dcD}}^2 \left( \gamma_D + \frac{1}{2} \sin 2\gamma_D \right) + \hat{U}_{\text{dcT}}^2 \left( \gamma_T + \sin \gamma_T \cos(2\alpha + \gamma_T) \right) + \hat{U}_V^2 \left\{ \frac{2\pi}{p} \right.} \right.} \quad (43)$$

$$\left. \left. - \gamma_D - \gamma_T + \frac{\sin\left(\frac{\pi}{p} + 2\alpha\right) + \sin\frac{\pi}{p} + \sin\left(\frac{\pi}{p} - 2\gamma_D\right) - \sin 2\left(\alpha + \gamma_T - \frac{\pi}{2p}\right)}{2} \right\} \right]}$$

Dabei ist  $\gamma_T$  der Kommutierungswinkel der Thyristoren gemäß Gl. (16). Für die Dioden vereinfacht sich der Kommutierungswinkel  $\gamma_D$  entsprechend  $\alpha = 0$  zu

$$\gamma_D = \arccos \left( 1 - \frac{I_d}{I_{\text{SC}} \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{p}} \right). \quad (44)$$

$\hat{U}_V$  ist die Amplitude der verketteten Spannung nach Gl. (7)

$$\hat{U}_V = 2\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{p} U \quad (45)$$

und  $\hat{U}_{\text{dcD}}$  bzw.  $\hat{U}_{\text{dcT}}$  sind die Amplituden der Spannungen während des Kommutierungsvorgangs der Dioden bzw. der Thyristoren. Diese ergeben sich aus der Differenz der Kommutierungsausgangsspannung einer Mittelpunktschaltung von Gl. (6) und einer Speisespannung nach

$$u_{\text{dc}} = \frac{u_1 + u_2}{2} - u_3 = \frac{u_{13} - u_{23}}{2} \quad (46)$$

entsprechend dem arithmetischen Mittel zweier verketteter Spannungen.

Ein bei vollgesteuerten Brückenschaltungen nicht auftretendes Erschwernis besteht bei Schaltungen mit  $p > 3$  darin, daß im Steuerwinkelbereich  $0 < \alpha < \alpha_{\text{lim}}$  verschiedene, von der ungesteuerten Brückenhälfte bestimmte Speisespannungen an der negativen Ausgangsklemme anliegen können, d.h. in obiger Formel tritt dann je nach Steuerwin-

kel eine andere als die Spannung  $u_3$  auf. Dadurch ergeben sich unterschiedlich große Amplituden der Spannungen während des Kommutierungsvorgangs.

Eine genauere Fallunterscheidung dieser Spannungen  $\hat{U}_{dcD}$  bzw.  $\hat{U}_{dcT}$  ist wenig lohnenswert, da halbgesteuerte Schaltungen praktisch nur mit zwei- oder dreiphasigen Speisungen ausgeführt werden. Da die Gleichungen für zweiphasige Schaltungen B2H wegen  $\alpha_{lim} = 0$  erst in den folgenden Kapiteln berechnet werden können, soll an dieser Stelle nur eine ausführlichere Behandlung der dreiphasigen Schaltung B6H erfolgen. Man erhält formal für die Amplituden der Kommutierungsausgangsspannungen

$$\hat{U}_{dcD} = \hat{U}_{dcT} = \sqrt{2}U \sin \frac{\pi}{p} \sqrt{8 \cos^2 \frac{\pi}{p} + 1}, \quad (47)$$

was sich mit  $p = 3$  zu einer aus dem Zeigerdiagramm leicht nachvollziehbaren Amplitude vereinfacht von

$$\hat{U}_{dcD} = \hat{U}_{dcT} = \frac{3}{2} \sqrt{2}U. \quad (48)$$

Für den Effektivwert der Ausgangsspannung einer dreiphasigen halbgesteuerten Brückenschaltung erhält man damit (siehe Anhang Kap. 8.2.3)

$$U_{d\alpha eff} = \sqrt{3}U \sqrt{1 + \frac{3}{8\pi} \left[ \sqrt{3} (1 + \cos 2\gamma_D + \cos 2(\alpha + \gamma_T) + \cos 2\alpha) - \gamma_D - \gamma_T + \frac{\sin 2\gamma_D + \sin 2(\alpha + \gamma_T) - \sin 2\alpha}{2} \right]}. \quad (49)$$

Zum Vergleich mit der aus [4] bekannten Gleichung für den idealen Fall ohne Kommutierung ist in obigen Formeln  $\gamma_D = \gamma_T = 0$  einzusetzen. Man erhält übereinstimmend die Formel für  $p = 3$  von

$$U_{di\alpha eff} = \sqrt{3}U \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3} \cos^2 \alpha}{2\pi}}. \quad (50)$$

Damit sind alle erforderlichen Größen bekannt, um den Verlauf des Effektivwerts der Ausgangsspannung für diesen Betriebszustand darstellen zu können. Diagramme der Funktionen für verschieden große Kommutierungen werden in Kapitel 6.2.2.3 zusammen mit den Werten für  $\alpha > \alpha_{lim}$  angegeben.

### 6.2.1.2 Welligkeit der Ausgangsspannung

Diese Größe läßt sich analog zur Vorgehensweise bei den Mittelpunktschaltungen aus dem Effektivwert nach dem vorigen Kapitel 6.2.1.1 und der Gleichung (22) berechnen. Dazu ist lediglich noch der Mittelwert der gleichgerichteten Spannung mit Hilfe der Gleichung (2) zu bestimmen nach

$$U_{d\alpha} = U_{dD} + U_{dT} = U_{di} \left( \frac{1 + \cos \gamma_D}{2} + \frac{\cos \alpha + \cos(\alpha + \gamma_T)}{2} \right), \quad (51)$$

wobei mit  $U_{dD}$  und  $U_{dT}$  der von den Dioden bzw. den Thyristoren erzeugte Mittelwert der Teilausgangsspannungen gemeint ist. Die Diagramme der Welligkeit für  $\alpha < \alpha_{lim}$  werden ebenfalls zusammen mit den entsprechenden Diagrammen für  $\alpha > \alpha_{lim}$  gezeigt (Bild 43 ff.).

### 6.2.1.3 Effektivwert der Ströme

Da der Speisestrom aus einem positiven, mit  $\alpha$  verschiebbaren Puls und einem festen negativen Puls entsprechend  $\alpha = 0$  besteht, ohne daß sich diese Pulse zeitlich überlappen, kann der gesamte Effektivwert aus den Ergebnissen für die Mittelpunktschaltungen berechnet werden nach

$$I_{eff} = \sqrt{I_{Mpeff\alpha}^2 + I_{Mpeff0}^2} . \quad (52)$$

Dabei bedeutet  $I_{Mpeff\alpha}^2$  den Speisestromeffektivwert einer Mittelpunktschaltung mit dem Steuerwinkel  $\alpha$  und  $I_{Mpeff0}^2$  den Speisestromeffektivwert einer Mittelpunktschaltung mit  $\alpha = 0$ ; beide sind durch Gl. (38) gegeben. Für eine allgemeingültige Darstellung empfiehlt es sich, den sich ergebenden Wert von  $I_{eff}$  auf den Effektivwert des Speisestromes nach der idealisierten Theorie zu beziehen. Dieser ist für Brückenschaltungen

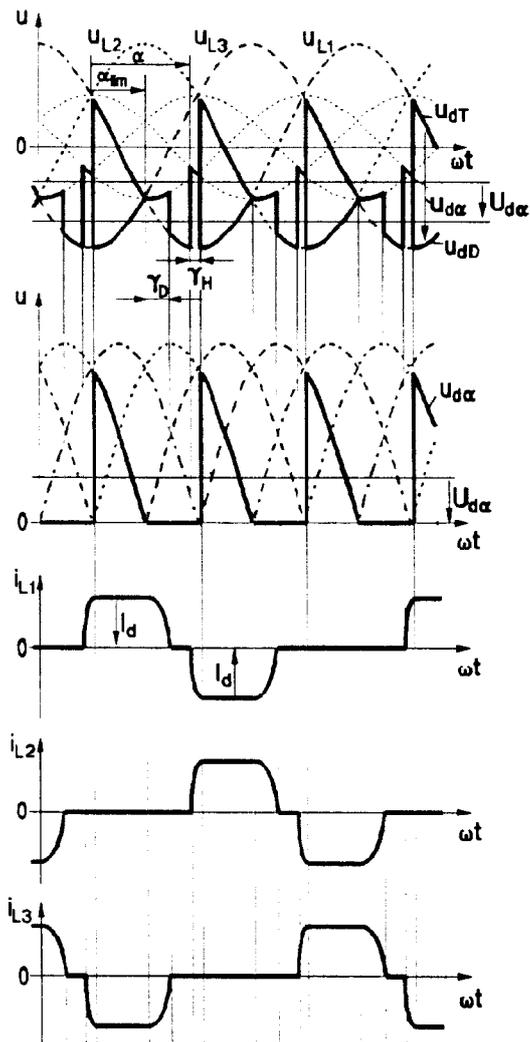
$$I_{ieff} = \sqrt{\frac{2}{p}} I_d . \quad (53)$$

Man erhält die relativen Werte  $I_{eff}/I_{ieff}$  für diese Schaltung am einfachsten aus der bereits normierten Darstellung von Gl. (40) durch Bildung des quadratischen Mittelwerts einer gesteuerten Schaltung und einer Schaltung mit  $\alpha = 0$ . Diagramme dieser Funktion werden wiederum im Anschluß an das nächste Kapitel gegeben.

### 6.2.2 Betrieb im Bereich $\alpha > \alpha_{lim} + \gamma_D$

In diesem Aussteuerungsbereich führen im idealisierten Fall für die Dauer  $\alpha - \alpha_{lim}$  ein Thyristor und eine Diode im selben Brückenweig den Strom. Sie bilden einen Freilaufzweig für den Lastkreis; die Ausgangsspannung ist in dieser Zeit gleich 0. Beide Ausgangsklemmen sind währenddessen mit derselben Eingangsspannungsquelle verbunden.

Das nachfolgende Bild zeigt einige charakteristischen Größen in diesem Bereich. Der hier mit  $\gamma_H$  bezeichnete Kommutierungswinkel beim Zünden der Thyristoren ist nicht mit der für  $\alpha < \alpha_{lim}$   $\gamma_T$  genannten Größe identisch; dies wird in Kapitel 6.2.2.2 genauer erläutert. Davon abgesehen, unterscheidet sich dieses Bild noch nicht von den nach konventioneller Theorie erwarteten Zeitverläufen.



**Bild 28:** Verläufe der Spannungen und des Speisestromes einer dreiphasigen halbgesteuerten Brückenschaltung (B6HK) für  $\alpha > \alpha_{lim}$

In der Literatur wird, soweit sie die halbgesteuerten Schaltungen behandelt, der auf den ersten Blick naheliegende Schluß vertreten, daß die Ausgangsspannung 0 nicht möglich sei, weil das Kippen der gesteuerten Hälfte keinen Wechselrichterbetrieb mit Steuerwinkeln nahe  $180^\circ$  zulasse [12, S.151/155, 18, S. 154, 32, S. 141, 39, S.78/79, 41, S.137, 50, S.57, 58, S.193/194].

Die vorsichtigsten Formulierungen finden sich in [28, S.112 und S.115], wo gesagt wird „Bei Ansteuerung der Gleichspannung  $U_d \rightarrow 0$  besteht ... Kippgefahr“, ähnlich auch in [17, S. 86 und 90,] und [55, S.59], sowie in [48, S. 162] im Zusammenhang mit der Schaltung B6HA. In letzterer Quelle wird gesagt: „Bei einer solchen halbgesteuerten Brückenschaltung kann mit Rücksicht auf die Trittgrenze *mitunter* der Gleichspannungswert Null nicht ganz erreicht werden“ (Hervorhebung nicht im Original). Auf S. 237 wird bei der Diskussion der Schaltung B2H aber wieder die Auffas-

sung vertreten, diese Schaltung „... läßt sich nicht ganz bis zur Gleichspannung Null herabsteuern“.

Als Ausweg wird meist vorgeschlagen, den Steuerwinkel auf Werte innerhalb der üblichen Wechselrichtertrittgrenzen (ca.  $160^\circ$ ) zu beschränken und den ungesteuerten Schaltungsteil an einer Transformatoranzapfung mit niedrigerer Spannung zu betreiben. Berechnungen für diesen Fall sind in [18] angegeben.

In den praktischen Versuchen zu dieser Arbeit konnte die durch zwei- und dreiphasige halbgesteuerte Schaltungen gleichgerichtete Spannung aber sogar unter Null, teils bis auf ca.  $-2\text{ V}$  verringert werden. Dieses im Widerspruch zur in der Literatur vorherrschenden Meinung stehende Phänomen wird im folgenden Abschnitt genauer untersucht.

Leider ließ sich nicht mehr feststellen, welche genauen Bedingungen zu den in der Literatur gemachten Aussagen führten. Bei rein passiven Lasten und langsamen Steuerwinkeländerungen könnte die Annäherung an die Ausgangsspannung Null bewirken, daß der Laststrom ebenfalls gegen Null geht und die Thyristoren löschen. Lediglich bei sprunghaften Veränderungen des Steuerwinkels wird die in der Glättungsinduktivität gespeicherte Energie den Laststrom soweit aufrechterhalten, daß kurzzeitig Ausgangsspannungen nahe Null erzielbar sind oder bei Unterschreitung der Schonzeiten der Thyristoren die Schaltung kippt. Für die genaue Untersuchung dieser Bereiche mußte in dieser Arbeit zur dauernden Aufrechterhaltung eines positiven Stromes - im Extremfall unter einer sogar leicht negativen Gleichrichterausgangsspannung - eine Energiequelle im Lastkreis eingesetzt werden, siehe Kapitel 8.3.

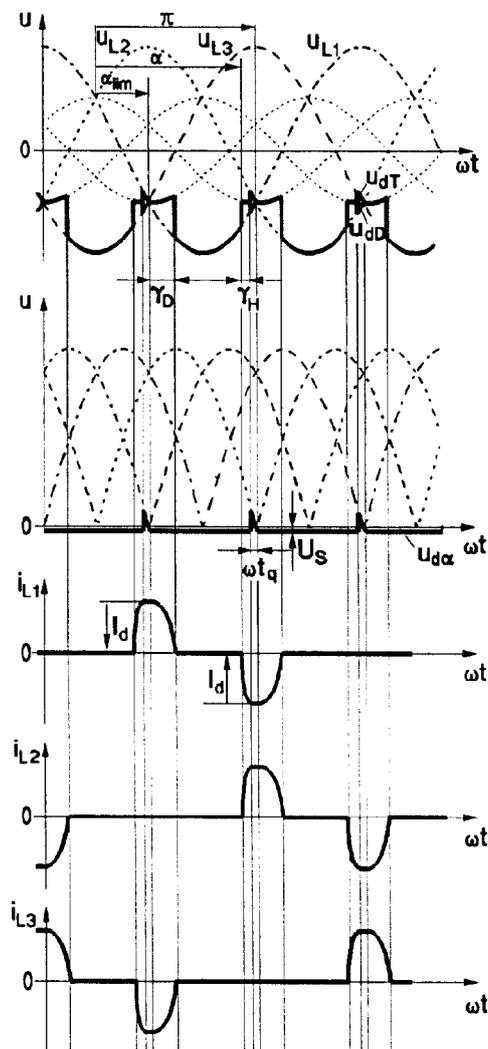
Im übernächsten Kapitel wird dann gezeigt, daß die Funktion der symmetrischen halbgesteuerten Schaltungen in entscheidenden Betriebszuständen grundsätzlich anders ist, als sich mit der konventionellen Betrachtung zweier unabhängiger Mittelpunktschaltungen in Reihe erklären läßt. Im Rahmen dieser Arbeit wurde dieser Bereich nahe der Kippgrenze zuerst durch Simulation mit einfachen Modellen der Halbleiter untersucht (vgl. Kapitel 8.1). Dabei fiel zum Einen auf, daß die Stromverläufe in den Ventilen nicht mehr den in anderen Betriebsbereichen üblichen Formen entsprachen, zum Anderen aber auch der Kippvorgang nicht wie erwartet schon bei Spannungen größer Null einsetzte. Dies konnte auch in der Praxis durch Messungen nachgewiesen werden. In der Literatur waren keine Hinweise zu diesen Phänomenen zu finden, so daß in Kapitel 6.2.2.2 ausführliche Betrachtungen dazu angestellt werden.

#### **6.2.2.1 Minimale Ausgangsspannung**

In Vorwegnahme der folgenden genaueren Betrachtungen der Kommutierungsvorgänge läßt sich die minimale erzielbare Ausgangsspannung einer symmetrischen halbgesteuerten Brückenschaltung alleine aus den Eigenschaften der Halbleiterventile abschätzen. Bei Ausgangsspannungen nahe 0 wird in der Schaltung fast ausschließlich die Freilaufwirkung auftreten. Der als konstant angenommene, eventuell von der Last aufrechterhaltene Gleichstrom verursacht am jeweils leitenden Zweig aus einer Diode und einem Thyristor einen Spannungsabfall  $U_s$ . Dieser setzt sich aus den Durchlaßspannungen  $u_D$  der Diode und  $u_T$  des Thyristors zusammen. An den Ausgangsklemmen der Stromrichterschaltung ist diese Spannung in umgekehrter Polarität wie die normale

Ausgangsspannung wirksam. Bei mit Nennstrom betriebenen Leistungshalbleitern wird  $U_S$  in der Größenordnung von etwa -3 bis -6 V liegen.

Im folgenden Bild 29 sind die bei Ausgangsspannungen nahe 0 auftretenden Spannungen und Speiseströme dargestellt. Die anschließenden Erläuterungen beginnen mit dem Zustand, daß zuvor ein Freilaufbetrieb stattfand, d.h. daß eine Diode und ein Thyristor im selben Brückenweig den Laststrom führen.



**Bild 29: Spannungsverläufe einer halbgesteuerten Brückenschaltung bei Ausgangsspannungen nahe 0.**

Das Zünden eines Thyristors beim Steuerwinkel  $\alpha$  nahe  $\pi$  bewirkt einen Kommutierungsvorgang der Dauer  $\gamma_H$  (vgl. Kap. 6.2.2.2), an dessen Ende der Freilaufzustand aufhört und die Ausgangsspannung von  $U_S$  auf die verkettete Speisespannung springt. Der neu eingeschaltete Thyristor führt jetzt den gesamten Laststrom zusammen mit der auch vorher schon leitenden Diode. Ab  $\omega t = \pi$  beginnt die nächste Diode zu leiten, dann liegt erneut ein Freilaufzweig aus dieser Diode und demselben Thyristor vor mit  $u_{d\alpha} = U_S$ . Die Ausgangsspannung besteht somit nur zwischen  $\alpha + \gamma_H$  und  $\pi$  aus Werten ungleich  $U_S$ . Dieser positive Puls ist ein Abschnitt aus einer Sinusfunktion mit der Amplitude der verketteten Spannung  $\sqrt{2}U_V = 2\sqrt{2}U \sin(\pi/p)$ .

Am Ende des Kommutierungsvorgangs bei  $\alpha + \gamma_H$  wurde der zuvor leitende Thyristor gelöscht. Der Zeitpunkt  $\omega t = \pi$  ist für diesen Thyristor aber bereits der Beginn positiver Anodenspannung. Er muß für diese Spannung wieder ausreichende Sperrfähigkeit besitzen, um nicht erneut durchzuschalten. Dieses Kommutierungsversagen würde einen Kippzustand der Schaltung hervorrufen.

Die Dauer des positiven Pulses bildet demnach die Schonzeit des gerade gelöschten Thyristors. Bei der minimalen Ausgangsspannung muß dieser Puls der Ausgangsspannung eine Dauer mindestens gleich der Freiwerdezeit  $t_q$  des Thyristors haben. Diese liegt für Netzthyristoren zwischen 50 und 400  $\mu\text{s}$ , wobei die oberen Werte für  $t_q$  bei Thyristoren mit Nennströmen von mehreren kA vorkommen [8]. Im Vergleich dazu erreichen Frequenzthyristoren Freiwerdezeiten zwischen ca. 5 und 30  $\mu\text{s}$  [9]. Die in den Versuchen zu diesem Abschnitt verwendeten Thyristoren aus einer Brückenschaltung waren mit  $t_q = 120 \mu\text{s}$  spezifiziert.

Der Mittelwert der minimalen Ausgangsspannung ist somit gegeben durch

$$U_{da \min} = U_S + \frac{p}{2\pi} \int_{\pi - \omega t_q}^{\pi} \sqrt{2} U_V \sin \omega t d\omega t = U_S + \sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{p} (1 - \cos \omega t_q). \quad (54)$$

Die verkettete Speisespannung der Brückenschaltung liefert, multipliziert mit dem Faktor  $1 - \cos \omega t_q = 10^{-4} \dots 8 \cdot 10^{-3}$  (für Netzthyristoren), den einzigen positiven Beitrag zur Ausgangsspannung. Für eine Ausgangsspannung gleich Null darf dieser Anteil höchstens gleich dem (negativen) Spannungsabfall  $U_S$  sein. Durch Einsetzen der obengenannten Extremwerte erhält man einen maximal zulässigen Effektivwert der verketteten Speisespannung  $U_V$  im Bereich von

$$U_V = 270\text{V} \dots 38000\text{V}.$$

Der kleinere Wert entspricht dabei Leistungshalbleitern mit kleinem Spannungsabfall und großer Freiwerdezeit. Die in der Praxis eingesetzten verketteten Speisespannungen liegen zwischen einigen 10 V und maximal ca. 1,6 kV, da mit Einzelthyristoren z.Zt. nur Spitzensperrspannungen von etwa 5 kV beherrscht werden.

Es sollte nach diesen Ergebnissen daher in der Praxis möglich sein, mit symmetrischen halbgesteuerten Brückenschaltungen eine Ausgangsgleichspannung von Null zu erreichen. Dies erfordert lediglich bei den höchsten heute möglichen Speisespannungen den Einsatz schnellerer Thyristoren mit Freiwerdezeiten von 50 bis 100  $\mu\text{s}$ . Für die häufige verkettete Speisespannung von 400 V sind Werte von  $t_q = 300 \mu\text{s}$  ausreichend, was von den meisten modernen Thyristoren weit unterschritten wird.

Eine Reihenschaltung mehrerer Thyristoren, die bei Speisespannungen oberhalb ca. 1,5 kV üblich ist, wird die Erreichbarkeit der Ausgangsspannung 0 begünstigen. Während die Freiwerdezeit einer Reihenschaltung nicht von der eines Einzelbauteils abweicht, wird sich der negativ erscheinende Spannungsabfall  $U_S$  mit der Zahl der in Reihe geschalteten Elemente erhöhen und so eine längere Freiwerdezeit ermöglichen.

Voraussetzung für diese gegenüber den Literaturangaben günstigeren Eigenschaften einer halbgesteuerten Schaltung ist allerdings, daß der Steuerwinkel abhängig von der

jeweiligen Kommutierungsdauer immer so eingestellt wird, daß die Freierdezeit für die Thyristoren gesichert ist. Dies erfordert eine belastungsabhängige Regelung, die der sogenannten Löschwinkelregelung bei vollgesteuerten Wechselrichtern entspricht [32]. Die für diese Arbeit entwickelte zweiphasige Schaltung (Anhang 8.3.3) erzeugt die dafür erforderlichen Signale in digitaler Form.

Des weiteren ist der Spannungsabfall  $U_S$  an den Halbleitern, der die Verringerung der Ausgangsspannung auf bzw. unter Null bewirkt, nichtlinear vom Laststrom abhängig. Setzt man nicht, wie überall in dieser Arbeit,  $I_d = \text{const.}$  voraus, so wird bei den meisten praktischen Anwendungen der Laststrom mit der Ausgangsgleichspannung sinken. Die Spannung an den durchgeschalteten Dioden und Thyristoren wird bei kleinen Strömen nur noch von den näherungsweise konstanten Schleusenspannungen  $U_{T0}$  bestimmt (vgl. Kap. 6.2.2.2 und 8.1.1.2). Die Spannung  $U_S$  liegt unter diesen Umständen nur bei ca. -1,5 ... -2 V.

Für die Betrachtung von völlig gegen Null gehenden bzw. lückenden Lastströmen ist allerdings die Art der Gateansteuerung ausschlaggebend. Bei Dauerzündströmen am Gate blieben die Thyristoren dauernd eingeschaltet. Wird dabei der Laststrom zu Null, ruft er keine Spannungsabfälle mehr hervor und es verbleibt als am Ausgang erscheinende Spannung  $U_S$  nur noch der Spannungsabfall an der Gate-Kathoden-Strecke von ca. -0,6 V. Beim Einsatz von kurzen Zündimpulsen dagegen würden die Thyristoren beim Unterschreiten des Haltestromes löschen. Die Last wäre bis zum nächsten Zündimpuls von der Einspeisung getrennt, die Ausgangsspannung ist für diese Zeit gleich Null.

In jedem dieser Fälle muß aber der positive Spannungspuls am Ausgang für die Dauer der Schonzeit erhalten bleiben, da sonst ein Kommutierungsversagen auftreten würde. Dessen Mittelwert addiert sich zu der belastungsabhängigen, negativen Spannung  $U_S$ . Es ergibt sich daraus die scheinbar paradoxe Situation, daß ein Betrieb der symmetrischen halbgesteuerten Brückenschaltung bei Ausgangsgleichspannungen nahe Null um so einfacher wird, je höher der Laststrom ist. Berechnungen für Fälle mit nicht konstantem Laststrom könnten auf dem zuvor gezeigten Weg erfolgen. Wegen der zahlreichen, vom konkreten Fall abhängigen Parameter soll auf eine ausführliche Behandlung an dieser Stelle aber verzichtet werden.

Gegenüber den vollgesteuerten Stromrichtern tritt bei halbgesteuerten Brückenschaltungen noch ein weiterer Vorgang auf, der ein ungewolltes Durchzünden eines gerade gelöschten Thyristors erschwert. Am Ende des positiven Ausgangsspannungspulses, der die Schonzeit bildet, beginnt der Kommutierungsvorgang der Dioden. Dadurch liegt hier nicht, wie bei vollgesteuerten Wechselrichtern, die dann von Null aus ansteigende verkettete Speisespannung am gerade gelöschten Thyristor, sondern nur eine Spannung, die von den Spannungsabfällen an den drei leitenden Halbleiterventilen bestimmt ist. Diese entspricht der Ausgangsspannung im Freilauffall  $U_S$  plus dem Spannungsabfall an der ausschaltenden Diode, welche im gleichen Zweig wie der gerade gelöschte Thyristor liegt. Während der gesamten Kommutierungsdauer der Dioden wird dieser Thyristor also nur mit einer sehr geringen positiven Spannung beansprucht. Die in den Datenblättern genannten Freierdezeiten beziehen sich dagegen gemäß der DIN-Norm [21] auf eine Spannungshöhe vom 0,65-fachen der maximalen Sperrspannung.

### 6.2.2.2 Besondere Vorgänge während der Kommutierung

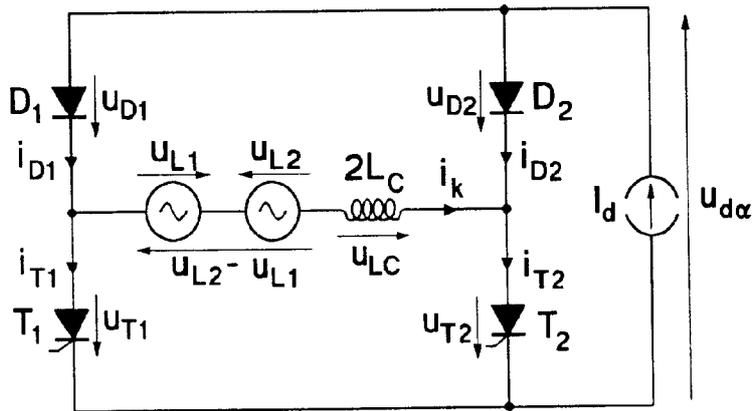
Einige Spannungs- und Stromverläufe in einer halbgesteuerten Brückenschaltung weichen für  $\alpha > \alpha_{\text{lim}}$  deutlich von dem einfachen Denkansatz zweier in Reihe geschalteter unabhängiger Mittelpunktschaltungen ab. Wie später gezeigt wird, trifft dies vor allem auf die Ventilströme zu (Bild 35). Zunächst sind aber die während der Kommutierungen auftretenden Zeitfunktionen der Teilspannungen der ungesteuerten Schaltungshälfte  $u_{dD}$  und der gesteuerten Schaltungshälfte  $u_{dT}$  zu erklären. Außerhalb der Kommutierungsvorgänge verlaufen diese auf den entsprechenden Speisespannungen (Bild 28).

Während des Kommutierungsvorgangs der Dioden ( $\gamma_D$ ) liegt ab  $\alpha_{\text{lim}}$  sofort eine Reihenschaltung der neu eingeschalteten Diode und des unverändert leitenden Thyristors im gleichen Zweig vor. Für die Last bildet dies einen Freilaufzweig; die gesamte Ausgangsspannung ist dann ungefähr Null. Die von den Dioden erzeugte Teilspannung  $u_{dD}$  verläuft wie bei der in Kapitel 5.1 beschriebenen einfachen Kommutierung auf dem arithmetischen Mittel  $u_{dc}$  der beiden beteiligten Speisespannungen. Zwangsläufig muß aber auch die Teilspannung  $u_{dT}$  der gesteuerten Brückenhälfte gleich dieser Spannung  $u_{dc}$  sein, da der Ausgangsanschluß dieses Teils über den genannten Freilaufzweig direkt mit der Ausgangsspannung der Dioden verbunden ist.

Genauso springt während des Kommutierungsvorgangs der Thyristoren ( $\gamma_H$ ) auch die Teilspannung  $u_{dD}$  des Diodenteils von ihrem ursprünglichen Wert gleich der Speisespannung auf einen Wert  $u_{dc}$ . Dieser wird von der Ausgangsspannung der beiden miteinander kommutierenden Thyristoren gebildet. Über den bis zur Beendigung des Vorgangs noch leitenden Freilaufzweig bestimmt diese Spannung wiederum die Teilspannung  $u_{dT}$ .

An dieser Stelle muß jedoch die Annahme, daß die Bauelemente keine Spannungsabfälle haben und somit die Anoden- und Kathodenpotentiale identisch sind, verlassen werden, und eine genauere Betrachtung erfolgen.

Für Steuerwinkel von  $\alpha > \alpha_{\text{lim}}$  läßt sich folgendes während einer einfachen Kommutierung gültige Ersatzschaltbild einer beliebigen p-phasigen symmetrischen halbgesteuerten Schaltung aus Bild 26c) angeben:



**Bild 30: Ersatzschaltbild symmetrischer halbgesteuerter Brückenschaltungen während einer einfachen Kommutierung**

Der konstante Gleichstrom  $I_d$  fließt zu Beginn der Kommutierung ausschließlich durch den aus  $D_1$  und  $T_1$  gebildeten Freilaufzweig. Die speisenden Spannungsquellen und Kommutierungsinduktivitäten sind zu diesem Zeitpunkt noch stromlos. Durch das Zünden von  $T_2$  beginnt der Kommutierungsstrom  $i_k$  zu fließen, getrieben von der verketteten Spannung  $u_{L2} - u_{L1}$ .

Behielte man die in der Stromrichtertechnik übliche Betrachtungsweise bei, würde  $i_k$  im Thyristor  $T_2$  bis zum Wert  $I_d$  ansteigen und gleichzeitig der Strom in  $T_1$  auf 0 fallen, wodurch die Kommutierung beendet wäre. Dies entspräche den Abläufen in einer Mittelpunktschaltung, führt hier aber zu falschen Ergebnissen.

Der Schlüssel zum Verständnis der tatsächlichen Vorgänge ist die Einbeziehung der Spannungsabfälle an den Halbleiterventilen. In einer qualitativen Überlegung ist einzusehen, daß anfangs der Spannungsabfall an  $T_1$  höher sein muß als an  $T_2$ , da ersterer zu Beginn noch den gesamten Laststrom führt. Ein geringerer Spannungsabfall tritt an der ebenfalls den Laststrom führenden Diode  $D_1$  auf. An der Diode  $D_2$  liegt somit eine positive Spannung  $u_{D2} = u_{D1} + u_{T1} - u_{T2}$ , d.h. sie wird geöffnet und übernimmt einen Teil der fließenden Ströme. Da in der aus den vier Halbleiterventilen gebildeten Masche wegen der normalerweise kurzen Verbindungsleitungen keine nennenswerten Induktivitäten berücksichtigt werden brauchen, können sich die entsprechenden Ströme schlagartig umverteilen.

Dieser Effekt des Einwirkens eines vorher unbeteiligten Schaltungselements auf die Kommutierung ist in der zugrundegelegten Literatur nicht beschrieben. Seine Berücksichtigung erlaubt aber die Erklärung der oben genannten Abweichung des Verhaltens halbgesteuerter Gleichrichterschaltungen von der konventionellen Theorie.

An dieser Stelle sei bemerkt, daß das beschriebene Phänomen bei Schaltungen, die statt der Dioden drei mit  $\alpha = 0$  gezündete Thyristoren enthalten, nicht auftreten kann. Im Gegensatz zu der durch Durchlaßspannungsabfälle geöffneten Diode kann ein entsprechender Thyristor mangels eines Steuerimpulses in diesem Zeitraum nicht leitend werden. Dies war zum Beispiel bei einem industriellen Gerät der Fall, das für den Laborbetrieb in der der AG Stromrichtertechnik auf diese Weise modifiziert wor-

den war, sowie bei einer dreiphasigen Schaltung aus einer früheren Arbeit des Autors [7]. In der kommerziellen Praxis wird diese Schaltungsvariante außer bei folgesteuerten Stromrichtern kaum anzutreffen sein, da der Ersatz ungesteuerter Elemente durch Thyristoren zusätzlichen Aufwand bedeuten würde.

Zur genaueren Berechnung der Vorgänge muß eine Annahme über die Spannungsabfälle an den Halbleitern in Abhängigkeit vom Strom getroffen werden. Eine Messung der Kennlinien an einem Versuchsaufbau (vgl. Kap. 8.1.1) ergab, daß diese nicht als analytische Funktion dargestellt werden können. Als Annäherung wird in [14, 25, 34] vorgeschlagen, exponentielle Zusammenhänge zugrunde zu legen. Für Dioden sind dies Funktionen der Gestalt

$$i_D = I_{SD} \left( \exp\left(\frac{u_D}{nU_g}\right) - 1 \right) \quad \text{bzw.} \quad u_D = nU_g \ln\left(\frac{i_D}{I_{SD}} + 1\right) \quad (55)$$

und für Thyristoren

$$i_T = I_{ST} \left( \exp\left(\frac{u_T}{mU_g}\right) - 1 \right) \quad \text{bzw.} \quad u_T = mU_g \ln\left(\frac{i_T}{I_{ST}} + 1\right), \quad (56)$$

wobei  $U_g$  die Temperaturspannung ist mit

$$U_g = \frac{kT}{q}, \quad (57)$$

( $k$  = Boltzmannkonstante,  $q$  = Elementarladung),  $I_{SD}$  bzw.  $I_{ST}$  die Sperrströme von Diode bzw. Thyristor sind und  $n$  bzw.  $m$  vom Bauelement abhängige dimensionslose Parameter sind (in [43, 53] „Emissionskoeffizient“ genannt).

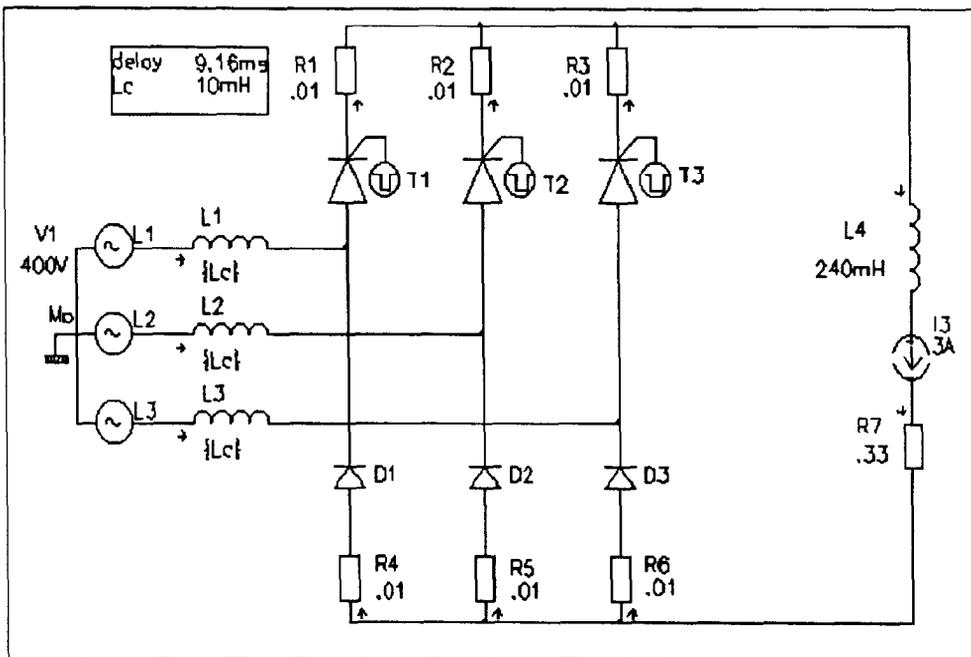
Die Aufstellung von Maschen- und Knotengleichungen zur Bestimmung der fünf unbekanntenen Größen in der Schaltung von Bild 30 führt auf ein nichtlineares verkoppeltes Differential- oder Integralgleichungssystem. Für die Spannungen lautet dies

$$\begin{aligned} I_{ST} \left( \exp\left(\frac{u_{T1}}{mU_g}\right) - 1 \right) + I_{ST} \left( \exp\left(\frac{u_{T2}}{mU_g}\right) - 1 \right) &= I_d \\ -I_{ST} \left( \exp\left(\frac{u_{T1}}{mU_g}\right) - 1 \right) + I_{SD} \left( \exp\left(\frac{u_{D1}}{nU_g}\right) - 1 \right) - \frac{1}{2L_C} \int u_{Lc} dt &= 0 \\ I_{SD} \left( \exp\left(\frac{u_{D1}}{nU_g}\right) - 1 \right) + I_{SD} \left( \exp\left(\frac{u_{D2}}{nU_g}\right) - 1 \right) &= I_d \\ -u_{T1} + u_{T2} + u_{Lc} &= u_{L2} - u_{L1} \\ u_{D1} - u_{D2} + u_{Lc} &= u_{L2} - u_{L1} \end{aligned} \quad (58)$$

oder äquivalent für die Ströme

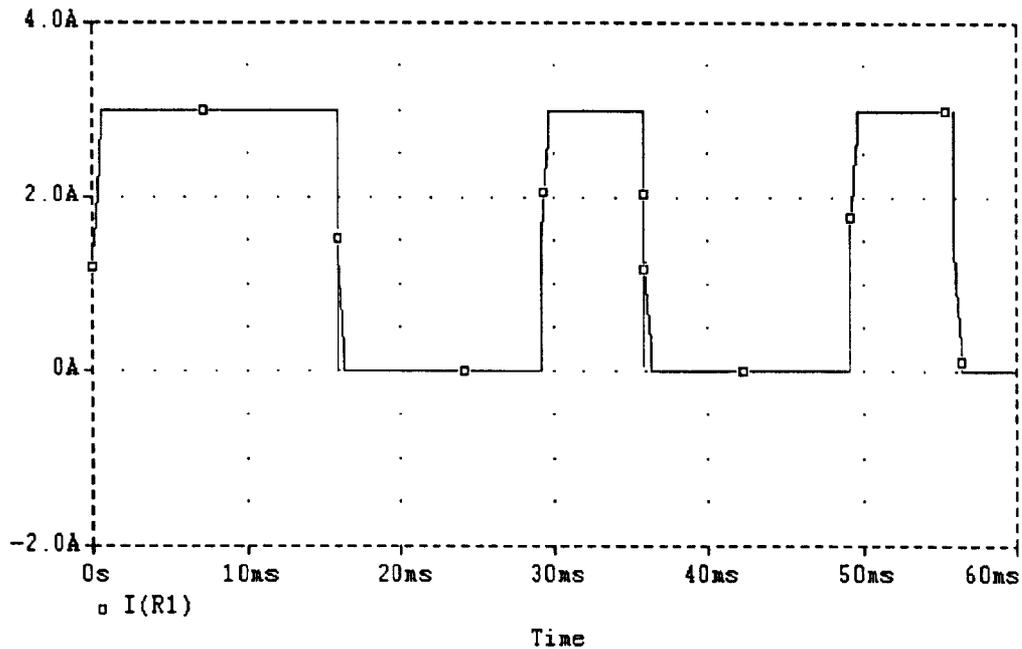
$$\begin{aligned}
 i_{T1} + i_{T2} &= I_d \\
 -i_{T1} + i_{D1} - i_k &= 0 \\
 i_{D1} + i_{D2} &= I_d \\
 -mU_g \ln\left(\frac{i_{T1}}{I_{ST}} + 1\right) + mU_g \ln\left(\frac{i_{T2}}{I_{ST}} + 1\right) + 2L_c \frac{di_k}{dt} &= u_{L2} - u_{L1} \\
 nU_g \ln\left(\frac{i_{D1}}{I_{SD}} + 1\right) - nU_g \ln\left(\frac{i_{D2}}{I_{SD}} + 1\right) + 2L_c \frac{di_k}{dt} &= u_{L2} - u_{L1}
 \end{aligned} \quad (59)$$

An Stelle einer direkten numerischen Lösung dieser Gleichungen für konkrete Werte der einzelnen Parameter sei auf das im Anhang 8.1 und 8.1.1.3 beschriebene Simulationsprogramm verwiesen. Dafür wurden Modelle für die Halbleiter entwickelt, die die oben genannten Elementgleichungen nachbilden. Die Ergebnisse sind einer numerischen Lösung dieser Gleichungen äquivalent. Schwierigkeiten bereitete die Anpassung interner Simulationsparameter, um überhaupt eine realistische Durchführung zu ermöglichen (vgl. Kapitel 8.1.2). Das folgende Bild zeigt die Simulationsschaltung.

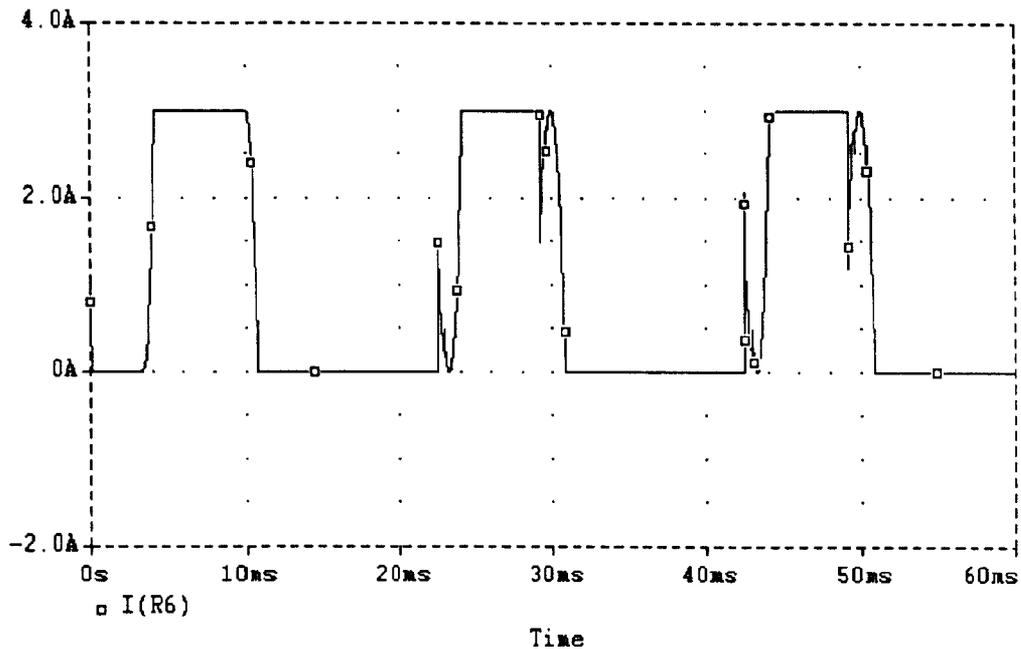


**Bild 31: Simulationsschaltung für eine halbgesteuerte dreiphasige Brückenschaltung B6HK.**

Die im Kasten links oben angegebenen Parameter entsprechen den Werten, die auch für die praktischen Messungen (Bild 36) eingesetzt wurden. An Stelle des Steuerwinkels  $\alpha$  wurde zur Vereinfachung für das Simulationsprogramm der Wert „delay“ =  $\alpha/\omega$  benutzt; die angegebene Zahl entspricht  $\alpha = 165^\circ$ . Die folgenden Bilder zeigen exemplarisch die Simulationsergebnisse für einen Thyristor- und einen Diodenstrom.



**Bild 32: Simulationsergebnis für einen Thyristorstrom.**



**Bild 33: Simulationsergebnis für einen Diodenstrom.**

Folgende wichtige Unterschiede zum nach bisheriger Theorie erwarteten Verlauf lassen sich beobachten:

- 1.) Die simulierte Schaltung befindet sich nicht schon ab  $t = 0$  in einem periodischen Zustand. Erst nach einigen Zündvorgängen, etwa nach einer Netzperiode von 20 ms, stellt sich ein Dauerzustand ein.
- 2.) Während einiger, jedoch nicht aller Ausschaltvorgänge der Thyristoren treten kurzzeitige Einbrüche des Stromes bis nahe 0 auf; die im Dauerzustand im Diodenstrom auftretenden Einbrüche bzw. Stromspitzen haben nicht immer exakt die gleiche Größe.

(Die Erscheinungen in 1.) und 2.) lassen sich auf die Anfangsbedingungen der Simulation bzw. auf die Eigenschaften der Simulationsmodelle der Halbleiter zurückführen; man vergleiche dazu die Kapitel 8.1.1 und 8.1.2.)

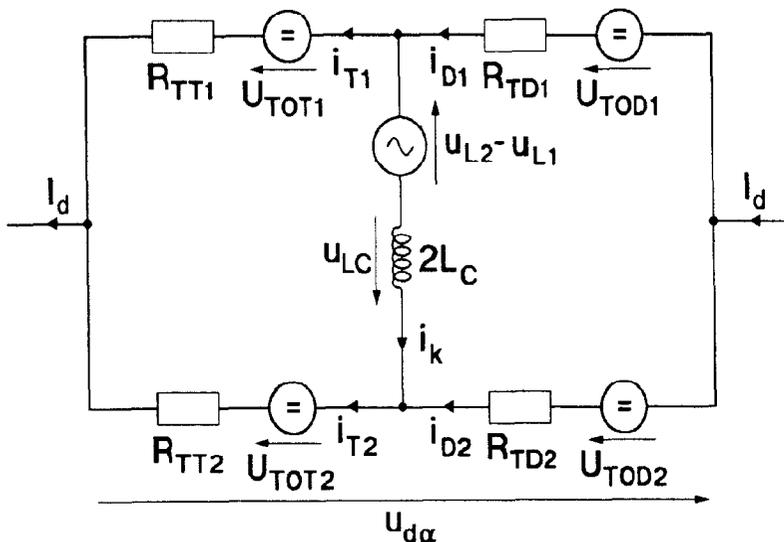
3.) Der Thyristorstrom beginnt und endet nicht mit einem sinusförmigen Kommutierungsvorgang, sondern zeigt zunächst einen Sprung auf ca. die Hälfte des Ausgangsgleichstromes. Erst von diesem Wert  $I_d/2$  aus ähnelt der Kommutierungsvorgang den von anderen Betriebsbereichen her bekannten sinusförmigen Verläufen.

4.) Der Diodenstrom zeigt ebenfalls Sprünge auf den Wert  $I_d/2$ , jedoch als Stromspitze vor dem Beginn der normalen Leitdauer sowie als Einbruch im Strom während der Leitdauer. Von diesem Wert aus verläuft der Strom sinusähnlich weiter bis  $I_d$  bzw. bis 0.

Die in 3.) und 4.) angesprochenen Phänomene bestätigen die eingangs nur qualitativ begründete Annahme, daß das Einschalten eines Thyristors zugleich das Leitendwerden einer weiteren, vorher unbeteiligten Diode hervorruft und eine schlagartige Stromverteilung in den leitenden Elementen auftritt.

Aus den Simulationsergebnissen lassen sich jedoch außer dieser Bestätigung des vermuteten Phänomens keine genaueren physikalischen oder mathematischen Erkenntnisse ableiten.

Zur Gewinnung einer geschlossenen analytischen Lösung für die zuvor genannten Gleichungssysteme dieser Schaltung ist eine Linearisierung der Elementgleichungen erforderlich, die gemäß der üblichen Vorgehensweise in der Stromrichtertechnik ein Halbleiterventil als ohmschen Ersatzwiderstand  $R_T$  in Reihe zu einer konstanten Schleusenspannung  $U_{T0}$  auffaßt. Man erhält damit folgendes Ersatzschaltbild:



**Bild 34: linearisiertes Ersatzschaltbild symmetrischer halbgesteuerter Brückenschaltungen während einer einfachen Kommutierung**

Die Verläufe der fünf unbekanntenen Ströme ergeben sich durch Superposition aus den folgenden Einzellösungen, die man durch Nullsetzen der Strom- bzw. Spannungsquellen erhält.

Fall 1:  $u_{L2} - u_{L1} = 0$  und  $I_d = 0$

Da  $U_{TOT1} = U_{TOT2}$  und  $U_{TOD1} = U_{TOD2}$  ist, wird durch diese Spannungsquellen allein offensichtlich kein Strom hervorgerufen. Die Schleusenspannungen der Halbleiterventile beeinflussen also die Stromverteilung während der Kommutierung nicht.

Fall 2:  $u_{L2} - u_{L1} = 0$  und alle Schleusenspannungen  $U_{T0} = 0$

Wegen der Gleichheit der Ersatzwiderstände der Dioden,  $R_{TD1}$  und  $R_{TD2}$ , sowie der Thyristoren,  $R_{TT1}$  und  $R_{TT2}$ , ist unmittelbar ersichtlich, daß der Strom  $I_d$  sich zu gleichen Teilen auf die Elemente verzweigt:

$$i_{T1} = i_{T2} = i_{D1} = i_{D2} = \frac{I_d}{2}. \quad (60)$$

Fall 3:  $I_d = 0$  und alle Schleusenspannungen  $U_{T0} = 0$

Aus dem Schaltbild liest man folgende Gleichung ab:

$$u_{L2} - u_{L1} - 2L_C \frac{di_k}{dt} - i_k \frac{2R_{TT}R_{TD}}{R_{TT} + R_{TD}} = 0, \quad (61)$$

wobei  $R_{TD} = R_{TOD1} = R_{TOD2}$  und  $R_{TT} = R_{TOT1} = R_{TOT2}$  ist. Durch Einsetzen der verketteten Spannung

$$u_{L2} - u_{L1} = 2\sqrt{2}U \sin \omega t \sin \frac{\pi}{p} \quad (62)$$

erhält man daraus die inhomogene lineare Differentialgleichung 1. Ordnung

$$L_C \frac{di_k}{dt} + R_p i_k = \sqrt{2}U \sin \omega t \sin \frac{\pi}{p} \quad (63)$$

mit der Lösung unter der Anfangsbedingung  $i_k = 0$  bei  $\omega t = \alpha$ :

$$i_k = \sqrt{2}I \left[ \sin(\omega t - \varphi) - \exp\left(-\frac{R_p}{\omega L_C}(\omega t - \alpha)\right) \sin(\alpha - \varphi) \right], \quad (64)$$

wobei folgende Abkürzungen verwendet wurden

$$R_p = \frac{R_{TT}R_{TD}}{R_{TT} + R_{TD}}, \quad \tan \varphi = \frac{\omega L_C}{R}, \quad I = \frac{U \sin \frac{\pi}{p}}{\sqrt{R^2 + (\omega L_C)^2}}. \quad (65)$$

Die Anwendung dieser Exponentialgleichung für  $i_k$  führt im Folgenden zu Schwierigkeiten, da die gesuchten Lösungen nicht mehr als geschlossener Ausdruck angegeben werden können. Eine numerische Lösung, die für konkrete Werte der Parameter leicht

zu bestimmen wäre, besäße keine wesentlichen Vorzüge mehr gegenüber der Simulation. Um anwendbare analytische Aussagen treffen zu können, muß die aus Bild 34 für diesen Fall 3 abgeleitete Gleichung weiter vereinfacht werden zu

$$u_{L2} - u_{L1} - 2L_C \frac{di_k}{dt} = 0, \quad (66)$$

d.h. die ohmschen Ersatzwiderstände der Halbleiter werden gegenüber den Kommutierungsimpedanzen vernachlässigt. Für die speziellen Werte der verwendeten Versuchsaufbauten ist dies in guter Näherung gültig. Die Spannungsabfälle an praxisüblich dimensionierten Schaltungen werden, wie bereits in Kapitel 5.1 gesagt, durch die Kommutierungsinduktivitäten bestimmt und nicht durch ohmsche Verluste. Im Allgemeinen ist diese Näherung daher sehr gut erfüllt. (Im obigen Fall 2 können die ohmschen Widerstände dagegen nicht vernachlässigt werden, weil der betrachtete Strom dort nicht durch die Kommutierungsinduktivitäten fließt.)

Die Lösung der obigen vereinfachten Gleichung lautet:

$$i_k = \frac{\sqrt{2}U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\omega L_c} (\cos\alpha - \cos\omega t). \quad (67)$$

Der gesamte Stromverlauf während der Kommutierung, also für  $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \gamma_T$ , wird schließlich aus der Überlagerung von Fall 2 und Fall 3 bestimmt und ist für die einzelnen Elemente:

$$i_{T1} = \frac{I_d}{2} - i_k, \quad i_{T2} = \frac{I_d}{2} + i_k, \quad i_{D1} = \frac{I_d}{2} + i_k, \quad i_{D2} = \frac{I_d}{2} - i_k. \quad (68)$$

Mit diesen Ableitungen lassen sich die von den Literaturangaben abweichenden Vorgänge in der halbgesteuerten Schaltung bei  $\alpha > \alpha_{im}$  wie folgt zusammenfassen:

Mit der Steuerung des Thyristors 2 bei  $\omega t = \alpha$  springt der Strom durch diesen Thyristor schlagartig auf den Wert des halben Laststromes und steigt ab dort allmählich nach einer Sinusfunktion weiter.

Genauso sinkt der Strom im Thyristor  $T_1$ , der zuvor eingeschaltet war, augenblicklich auf  $I_d/2$  und fällt von diesem Wert aus langsamer weiter. Wenn  $i_{T2} = I_d$  und damit auch  $i_{T1} = 0$  erreicht wird, ist der Kommutierungsvorgang beendet.

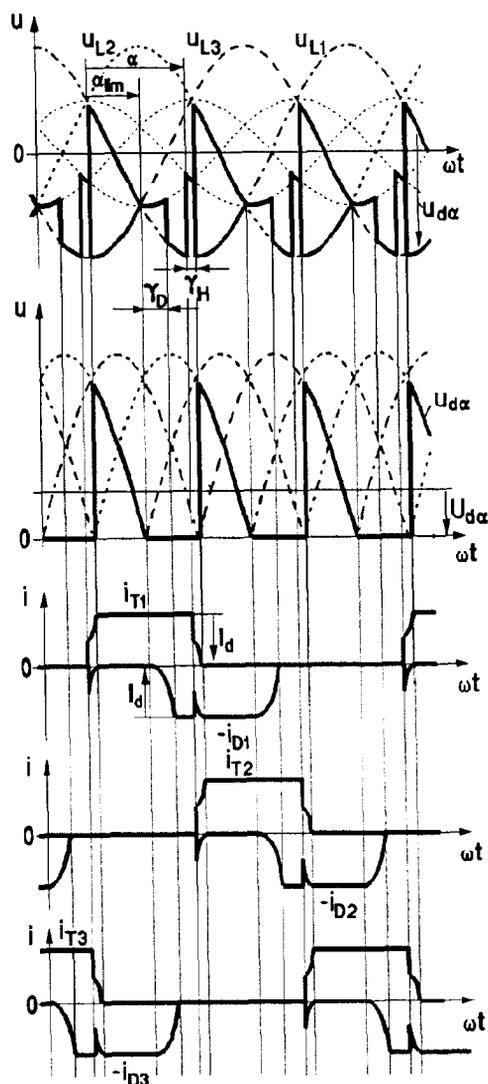
Die Zeitdauer  $\gamma_H$  dieser Kommutierung ist wegen des anfänglichen Stromsprunges wesentlich geringer als bei einer Mittelpunktschaltung bei gleichem Steuerwinkel.

Im Strom der zuvor leitenden Diode  $D_1$  existiert ein Einbruch auf  $I_d/2$  bei  $\omega t = \alpha$  mit anschließendem langsamen Anstieg wieder bis auf  $I_d$ .

Gleichzeitig muß in der - nach konventioneller Theorie stromlosen - Diode  $D_2$  ein entsprechender Strompuls von  $\alpha$  bis  $\alpha + \gamma_H$  auftreten, der vor dem Beginn der normalen Stromführungsdauer liegt. Diese Strompulse korrespondieren zeitlich mit den Sprüngen um  $I_d/2$  in den Thyristorströmen.

Im Speisestrom der halbgesteuerten Brücke treten die Stromsprünge um  $I_d/2$  jedoch nicht auf, lediglich die verkürzte Kommutierungsdauer könnte beobachtet werden.

Das folgende Bild 35 zeigt die theoretischen Spannungs- und Ventilstromverläufe während dieses Vorgangs. Zur Verbesserung der Übersichtlichkeit ist im Vergleich zu den Simulationen in Bild 33 die Zeitachse gedehnt und ein kleinerer Steuerwinkel gewählt, so daß die oben berechneten zusätzlichen Pulse im Diodenstrom deutlich früher auftreten.

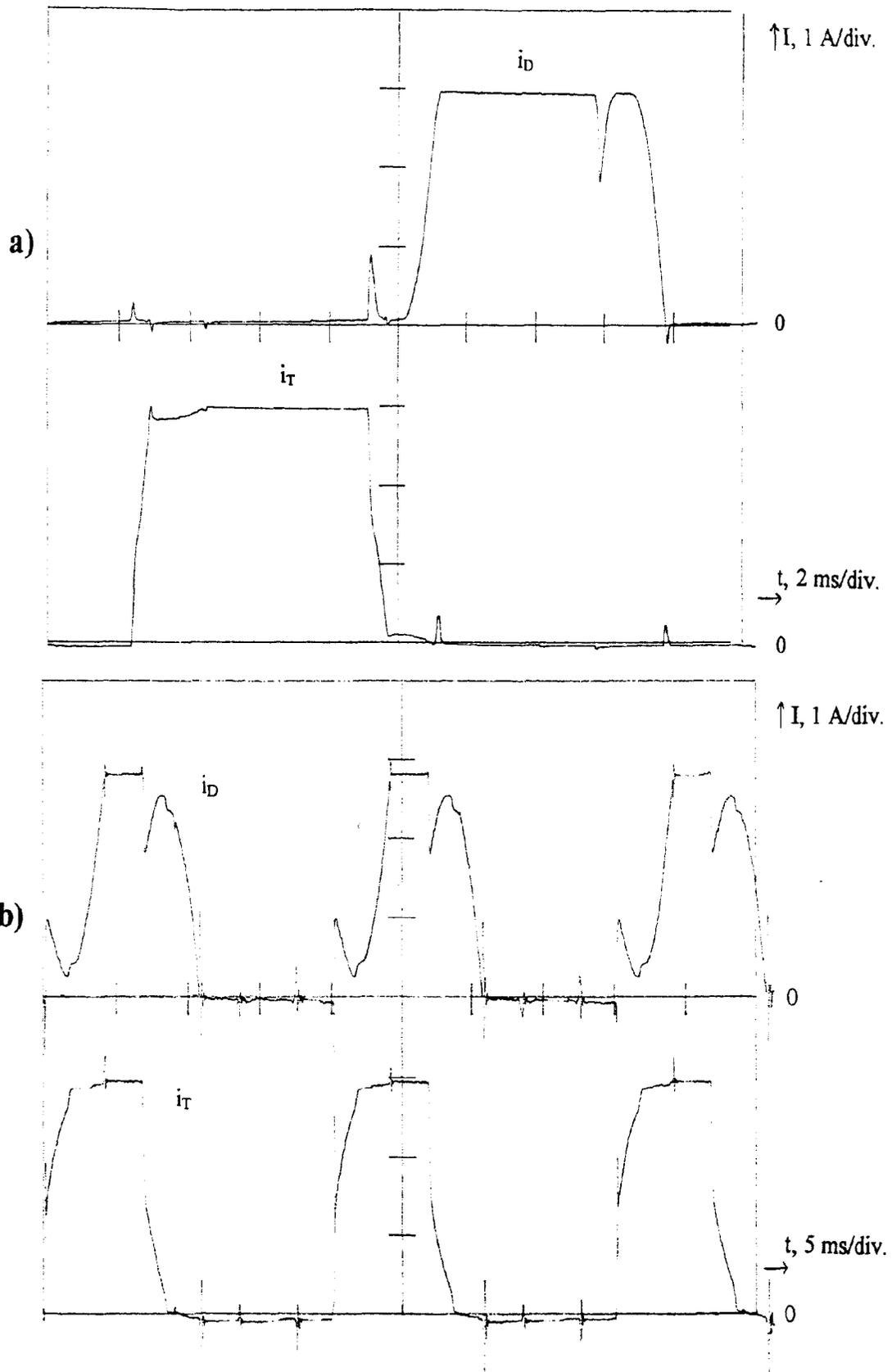


**Bild 35: Theoretische Spannungs- und Ventilstromverläufe symmetrischer halbgesteuerter Brückenschaltungen während einer einfachen Kommutierung im Bereich  $\alpha > \alpha_{lim}$**

Die obigen unter linearisierenden Annahmen berechneten Verläufe der Ventilströme ließen sich ansonsten bereits in den Simulationsergebnissen beobachten und treten auch in der Praxis auf. Der im Anhang 8.3.2 beschriebene Versuchsaufbau wurde benutzt, um Oszillogramme der interessierenden Größen zu erhalten.

Für Bild 36 a) wurde die Schaltung ohne zusätzliche Kommutierungsinduktivitäten betrieben; die Übersetzungsfaktoren der Regeltransformatoren waren dabei auf 1 gesetzt. Dies entspricht weitgehend einem üblichen Nennbetrieb mit einem Verhältnis des einphasigen Kurzschlußstromes zum später verwendeten Ausgangsgleichstrom von  $I_{SC}/I_d = \text{ca. } 17$ . Die Messung dieses Oszillogramms erfolgte über Isolierverstärker, die Darstellung entstand durch 256faches Averaging.

In Bild 36 b) waren auf der Primärseite des Stromrichtertransformators Induktivitäten von 32 mH eingesetzt und der Regeltransformator so eingestellt worden, daß ein Verhältnis  $I_{SC}/I_d$  von 5 herrschte. Das Oszillogramm wurde mit direktem, galvanisch gekoppeltem Anschluß an die Stromfühlerwiderstände aufgenommen und ohne weitere Signalverarbeitung dargestellt.



**Bild 36: Oszillogramme der Kommutierungsvorgänge bei einer halbgesteuerten Brückenschaltung, Stromverläufe in einer Diode und einem Thyristor. a)  $I_{SC}/I_d = 17$  und  $\alpha = 165^\circ$ , b)  $I_{SC}/I_d = 5$  und  $\alpha = 144^\circ$  (Weitere Parameter siehe Text).**

Die dargestellten Oszillogramme zeigen deutlich die Existenz der oben vorhergesagten Effekte. Allerdings ist der erwartete Sprung um  $I_d/2$  zu Beginn der Kommutierung nicht in der vollen Höhe zu erkennen; auch sind weitere Impulse zu den Kommutierungszeitpunkten anderer nicht beteiligter Ventile zu erkennen.

Der Grund für die Abweichungen liegt weniger in den vereinfachenden Annahmen der Theorie als vielmehr in den meßtechnischen Schwierigkeiten, die im Anhang 8.3.2 genauer beschrieben sind. Daher können die hier gezeigten Oszillogramme lediglich zum qualitativen Nachweis der theoretisch bestimmten Effekte dienen.

Für eine weiterführende Analyse der Auswirkungen dieses Kommutierungsvorgangs sollen anschließend noch einige Berechnungen angegeben werden. Die Länge der verkürzten Kommutierung, hervorgerufen durch den Einfluß der Dioden auf den Kommutierungsvorgang der Thyristoren, ist dabei wegen ihres Auftretens nur bei halbgesteuerten Schaltungen mit  $\gamma_H$  bezeichnet. Sie läßt bestimmen aus dem Wert des Stromes  $i_k$  am Ende des Kommutierungsvorgangs, wo bekannt ist, daß dieser auf  $I_d/2$  gestiegen sein muß:

$$i_k(\omega t = \alpha + \gamma_H) = \frac{I_d}{2}. \quad (69)$$

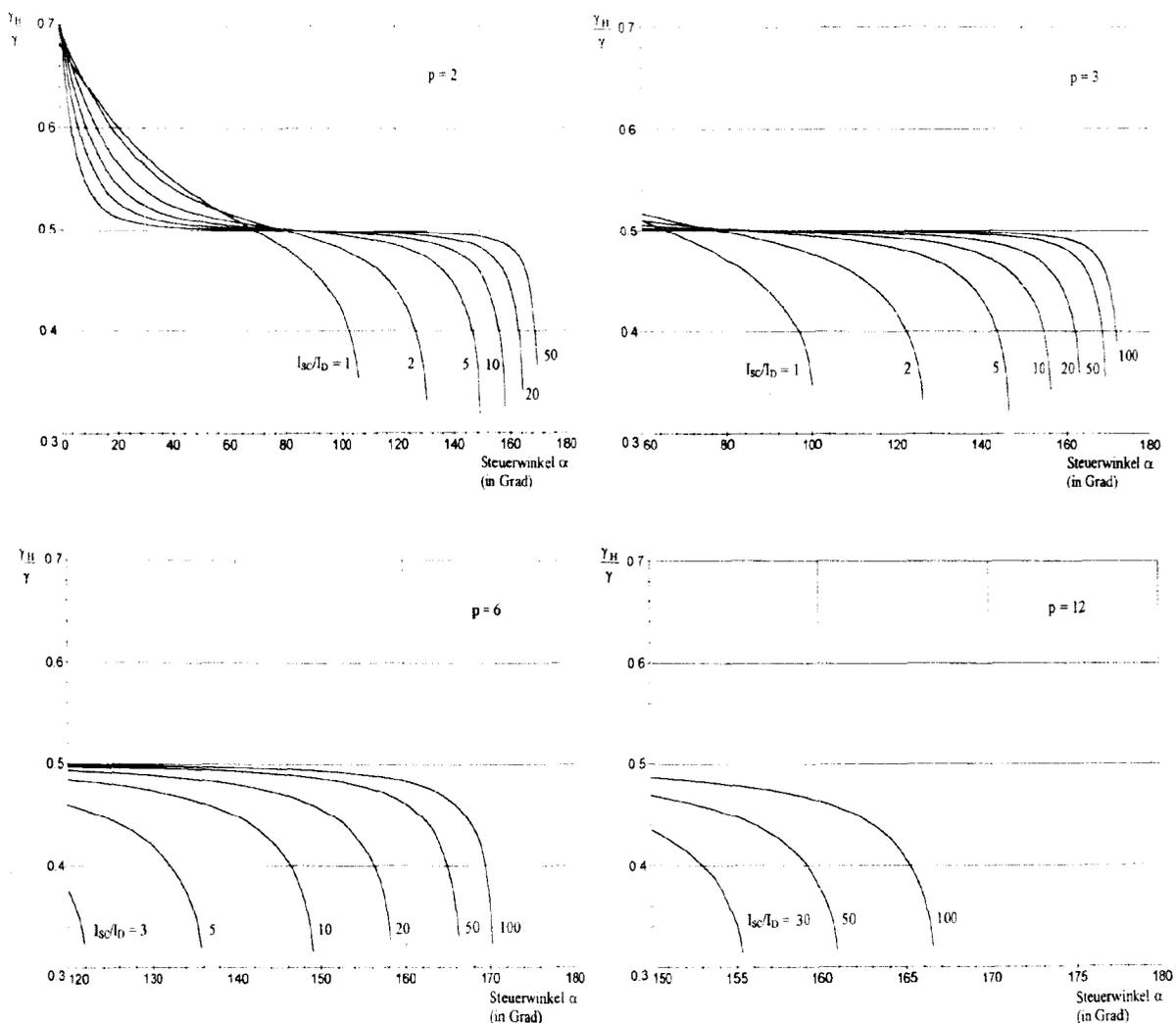
Mit dem Strom  $i_k$  nach Formel (67) ergibt sich

$$\frac{\omega L_c I_d}{2\sqrt{2}U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)} = \cos(\alpha) - \cos(\alpha + \gamma_H). \quad (70)$$

Unter Zuhilfenahme der in Gleichung (17) genannten Abkürzungen ergibt sich damit für den Kommutierungswinkel der halbgesteuerten Schaltung im Betriebsbereich  $\alpha > \alpha_{lim}$

$$\gamma_H = \arccos\left(\cos\alpha - \frac{I_d}{I_{SC} 2\sqrt{2} \sin\frac{\pi}{p}}\right) - \alpha. \quad (71)$$

Zum Vergleich mit den Werten nach der konventionellen Theorie, für die die Gleichung (16) gelten würde, sind im Anschluß Diagramme des Verhältnisses  $\gamma_H/\gamma$  angegeben. Die Werte der einzelnen Parameter entsprechen den in Kapitel 5.1 verwendeten.



**Bild 37: Verhältnis des Kommutierungswinkels  $\gamma_H$  der halbgesteuerten Brückenschaltung im Betriebsbereich  $\alpha > \alpha_{lim}$  zum Kommutierungswinkel  $\gamma$  nach konventioneller Theorie als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  für die Phasenzahlen  $p = 2, 3, 6$  und  $12$  in Abhängigkeit vom Verhältnis des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{SC}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_D$ .**

Ersichtlich liegt der tatsächliche Kommutierungswinkel stets zwischen dem 0,3- bis 0,7-fachen des Wertes nach konventioneller Theorie. Speziell bei höherphasigen Schaltungen ( $m \geq 3$ ) ist das Verhältnis sogar immer kleiner als 0,5. Allerdings sind halbgesteuerte Schaltungen mit mehr als drei Phasen in der Praxis nicht gebräuchlich. Außerdem tritt die hier berechnete verkürzte Kommutierungsvorgang erst bei sehr großen Steuerwinkeln auf, wo der Beginn der mehrfachen Kommutierung der Thyristoren die Gültigkeit dieser Betrachtungen abgrenzt.

Allen Schaltungen ist aber gemeinsam, daß bei Annäherung an die Kippgrenze die Kommutierungsdauer gegenüber den Werten nach der konventionellen Theorie stark abfällt. Gerade in diesem kritischen Grenzbereich, wo die Ausgangsspannung Null erreichen soll, sind die bisher bekannten Rechnungen am ungenauesten. Ebenso ergibt

die konventionelle Theorie bei zunehmender relativer Belastung der Schaltung und konstantem Steuerwinkel zunehmend zu große Werte des Kommutierungswinkels.

Die tatsächlich vorhandene, geringere Dauer des Kommutierungsvorgangs erlaubt eine größere Aussteuerung der im Wechselrichterbetrieb arbeitenden Hälfte der Schaltung. Die Ausgangsspannung der Brückenschaltung läßt sich dadurch weiter an Null annähern, als die bisherige Theorie des Einhaltens der Wechselrichtertrittgrenze aussagt. Hinzu kommt noch, daß die Spannungsabfälle an den Halbleitern, die in den bisherigen Theorien vernachlässigt wurden, eine weitere Verringerung der Ausgangsspannung bewirken (vgl. Kapitel 6.2.2.1).

### 6.2.2.3 Effektivwert der Ausgangsspannung

Gemäß den bisherigen Ergebnissen besteht die Ausgangsspannung im Betriebsbereich  $\alpha > \alpha_{\text{lim}}$  lediglich aus einem einzigen Puls der verketteten Speisespannung von  $\alpha + \gamma_H$  bis  $\alpha_{\text{lim}}$ . Für den Effektivwert läßt sich aus Bild 28 der einfache Ausdruck

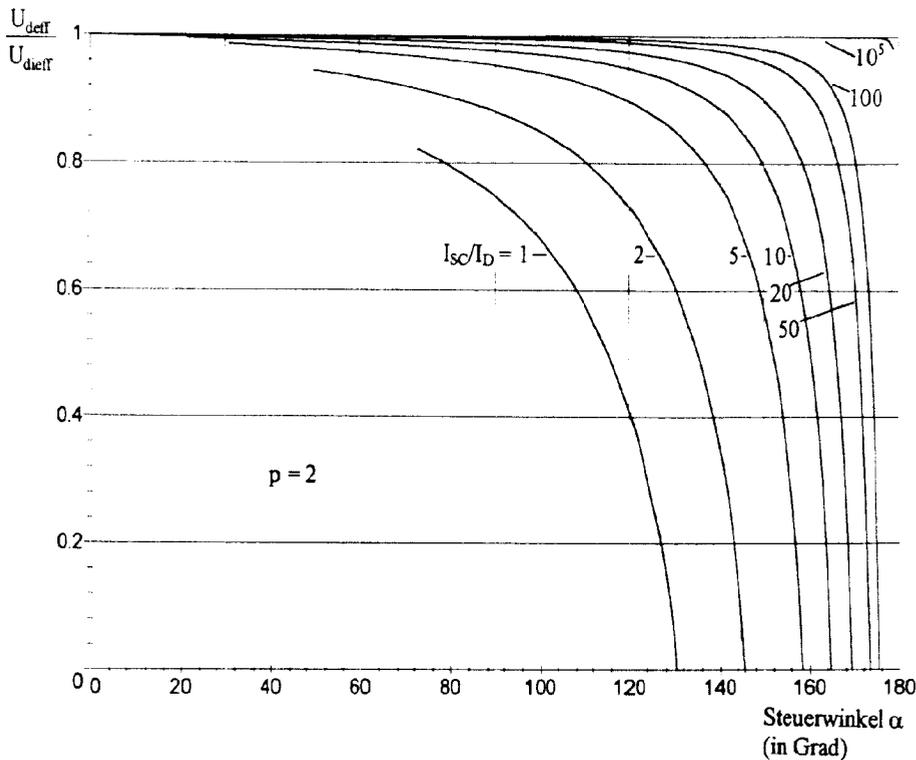
$$\begin{aligned}
 U_{\text{doeff}} &= \sqrt{\frac{p}{2\pi} \int_{\alpha+\gamma_H}^{\alpha_{\text{lim}}} \left( \hat{U}_v \sin \omega t \right)^2 d\omega t} \\
 &= U \sin \frac{\pi}{p} \sqrt{\frac{2p}{\pi} \left( \pi - \frac{2\pi}{p} - \alpha - \gamma_H + \frac{\sin 2(\alpha + \gamma_H) + \sin \frac{4\pi}{p}}{2} \right)} \quad (72)
 \end{aligned}$$

angeben.

Für eine normierte graphische Darstellung ist der Effektivwert der Ausgangsspannung wieder auf den Effektivwert der idealisierten Ausgangsspannung zu beziehen. Dieser läßt sich in Übereinstimmung mit der Literatur aus Gl. (72) mit  $\gamma_H = 0$  gewinnen und beträgt

$$U_{\text{dioeff}} = U \sin \frac{\pi}{p} \sqrt{\frac{2p}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)}. \quad (73)$$

Die folgenden Diagramme zeigen diese Verläufe für zwei- und dreiphasige Schaltungen nach Gl. (72) zusammen mit den Werten für  $\alpha < \alpha_{\text{lim}}$  aus Kapitel 6.2.1.1.

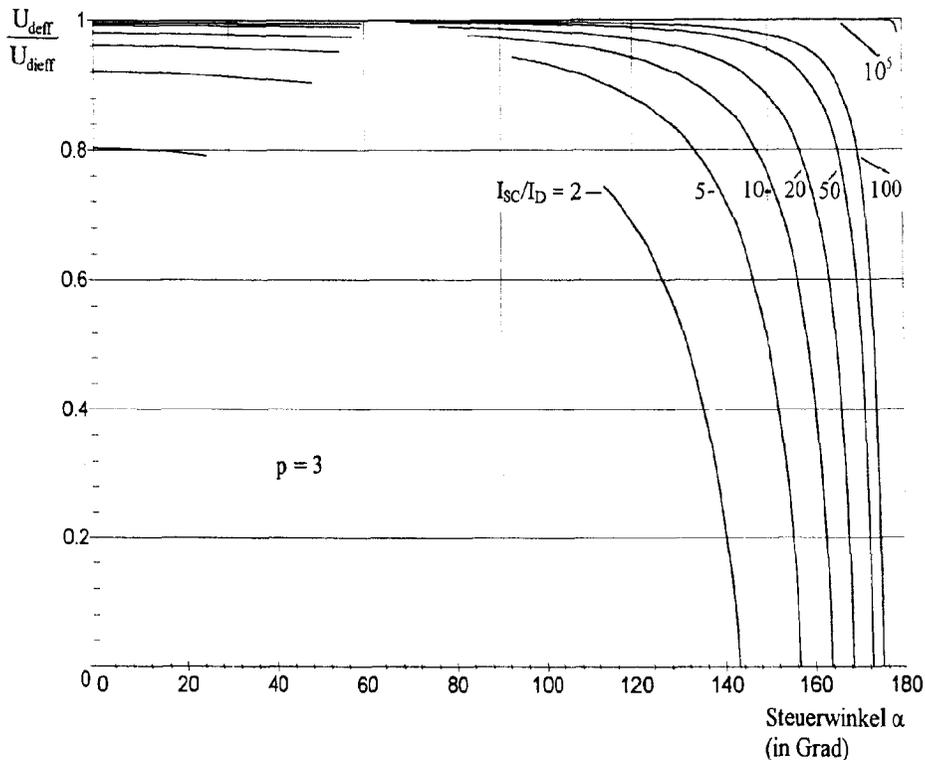


**Bild 38:** Verhältnis des Effektivwerts der Ausgangsspannung  $U_{d\text{eff}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $U_{d\text{eff}}^{\text{ideal}}$  für symmetrische zweiphasige halbgesteuerte Brückenschaltungen B2H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{SC}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$ .

Bei der zweipulsigen Schaltung tritt wegen  $\alpha_{\text{lim}} = 0$  der Zustand zweier unabhängiger Mittelpunktschaltungen nie ein. Als untere Grenze des Steuerwinkels zu berücksichtigen ist der Wert  $\alpha > \gamma_D$ , d.h. keine überlappende Kommutierung von Dioden und Thyristoren, und als theoretische obere Grenze  $\alpha < \pi - \gamma_H$ , entsprechend dem Ende der Kommutierung der Thyristoren vor dem Beginn der Kommutierung der Dioden in der nächsten Periode.

Eine zunehmende Kommutierung bewirkt hier vor allem bei großen Steuerwinkeln eine starke Verringerung der effektiven Ausgangsspannung gegenüber der idealisierten Theorie. Dies läßt sich leicht durch die mit der Dauer der Kommutierung wachsenden Bereiche erklären, in denen die Ausgangsspannung den Wert Null hat.

An der theoretischen Kippgrenze  $\pi - \gamma_H$  wird der Wert 0 im Diagramm zwar erreicht, allerdings wird sich dieses in der Praxis nicht beobachten lassen. Gemäß Kapitel 6.2.2.1 muß zusätzlich die Freierdezeit der Thyristoren berücksichtigt werden, die eine weitere Verringerung des maximalen Steuerwinkels unter den hier angenommenen Wert für ideale Bauteile bedeutet. Es ist in der Ausgangsspannung ein positiver Puls einer gewissen minimalen Dauer notwendig, wodurch der Effektivwert Null nicht eingestellt werden kann.



**Bild 39: Verhältnis des Effektivwerts der Ausgangsspannung  $U_{\text{deff}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $U_{\text{dieff}}$  für dreiphasige halbgesteuerte Brückenschaltungen B6H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{\text{SC}}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_{\text{d}}$ .**

Im Steuerbereich  $\alpha < \alpha_{\text{lim}}$  ähnelt das Verhalten der dreiphasigen halbgesteuerten Schaltung dem einer vollgesteuerten Schaltung. Bei einer relativen Belastung von  $I_{\text{SC}}/I_{\text{d}} = 2$  sinkt der Effektivwert der Ausgangsspannung bis auf ca. 80% des Wertes nach idealisierter Theorie. Dieser Bereich des Steuerwinkels wird nach oben wieder begrenzt durch die Überlappung der Kommutierung der Thyristoren mit dem Beginn der Kommutierung der Dioden, hier entsprechend  $\alpha < \alpha_{\text{lim}} - \gamma_{\text{T}}$ .

Oberhalb des Grenzwinkels gelten aus demselben Grund die Formeln nur für  $\pi - \gamma_{\text{H}} > \alpha > \alpha_{\text{lim}} + \gamma_{\text{D}}$ . Die sich ergebenden Kurven liegen im Vergleich zur vorigen Schaltung bei geringfügig niedrigeren Werten. Analog zu dieser läßt sich auch die Abnahme des bezogenen Effektivwerts mit größer werdender Kommutierung erklären.

Im Übergangsbereich zwischen diesen beiden Betriebszuständen, also den im Bild nicht dargestellten Steuerwinkeln  $\alpha_{\text{lim}} - \gamma_{\text{T}} < \alpha < \alpha_{\text{lim}} + \gamma_{\text{D}}$ , finden die Kommutierungsvorgänge der Dioden teilweise zeitgleich mit denen der Thyristoren statt. Dieser Fall wurde eingangs zu Kapitel 6.2 von der detaillierten Behandlung ausgenommen, ließe sich aber durch Verwendung geeigneter Anfangswerte analog zu den Betrachtungen für  $\alpha > \alpha_{\text{lim}}$  berechnen. Dieser sich bei großen relativen Belastungen  $I_{\text{SC}}/I_{\text{d}} < 10$  stark verbreiternde Bereich, in dem keine Werte dargestellt werden konnten, dürfte in der Praxis - gemäß den Ausführungen bei vollgesteuerten Schaltungen in Kapitel 5.1.1 - im Normalbetrieb allerdings kaum stark in Erscheinung treten.

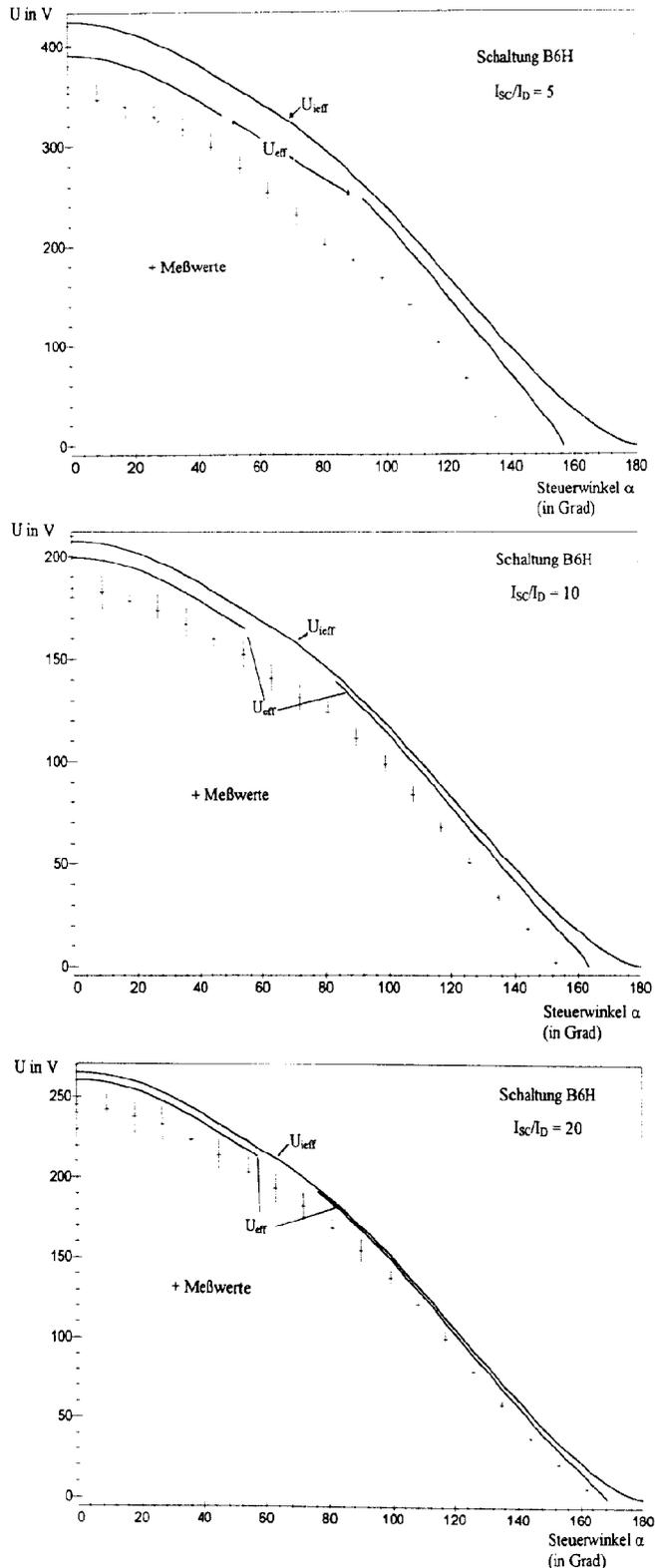
Daß in diesem Bereich keine großen Abweichungen von einem allmählichen Übergang zwischen den gezeigten Kurven auftreten, läßt sich an den zur Überprüfung durchgeführten Messungen zeigen. Diese wurden für zwei- und dreiphasige Schaltungen mit den im Anhang vorgestellten Versuchsaufbauten durchgeführt.

Wie die folgenden Diagramme (Bild 40) für die Schaltung B6H zeigen, liegen die hier abgeleiteten Formeln erheblich näher an den tatsächlichen Meßwerten als die Formeln nach idealisierter Theorie. Jedoch sind alle Meßwerte des Effektivwerts der Ausgangsspannung zunächst deutlich niedriger als erwartet oder als sich mit den Meßfehlern der Instrumente allein erklären ließe.

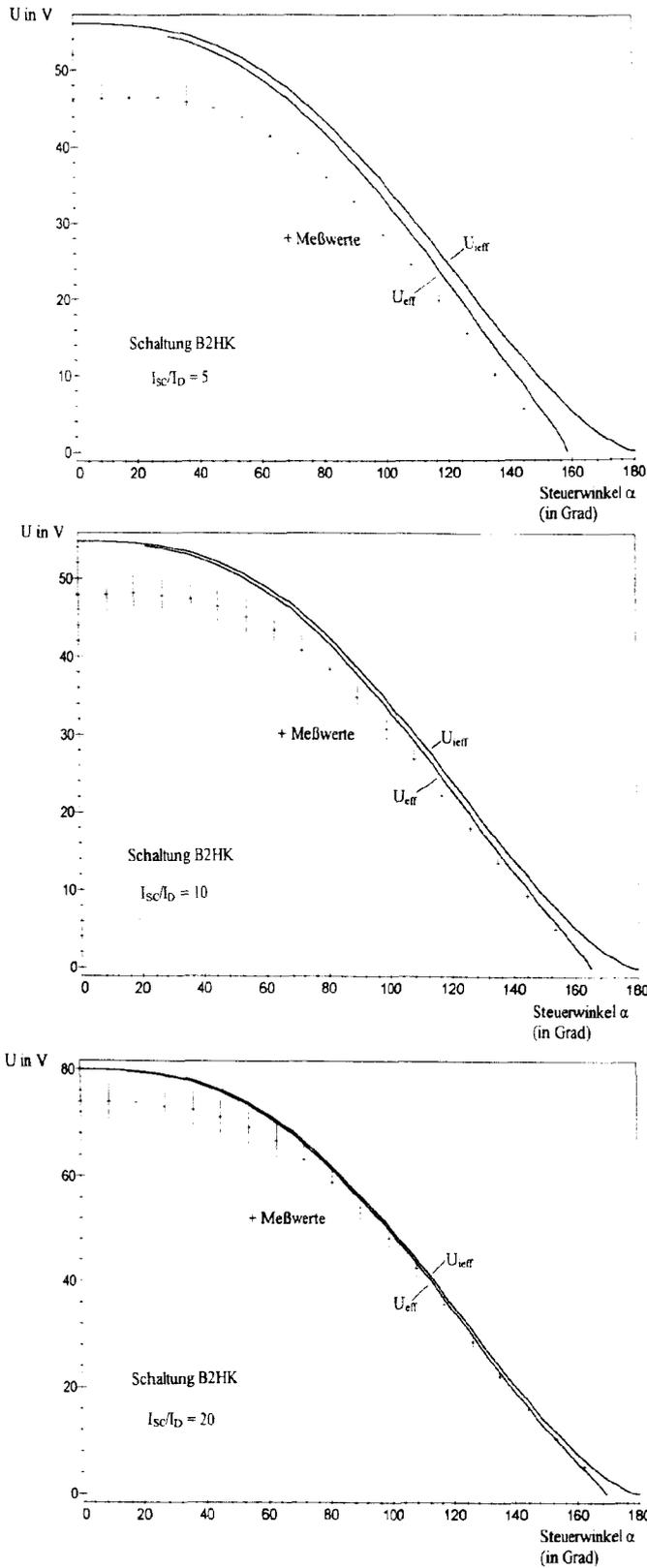
Die Gründe für diese Abweichung liegen zum Teil an den in der Theorie außer beim Kommutierungswinkel  $\gamma_H$  nicht berücksichtigten Spannungsabfällen an den Stromrichterventilen sowie an den vernachlässigten ohmschen Widerständen, die zusätzlich den Verlauf der Kommutierung beeinflussen. Eine weitere Ursache ist aber wieder in der nichtsinusförmigen Speisespannung zu suchen.

Wie bereits bei der Diskussion der Ergebnisse der Mittelpunkt- und vollgesteuerten Brückenschaltungen gesagt wurde (Kap. 5.1.1), bewirkt die vorliegende Form der Netzspannung mit verzerrten Kuppen bei der Mittelpunktschaltung eine Verringerung der Ausgangsspannung. Dies betrifft vor allem Steuerwinkel nahe Null und führt zu deutlichen Abweichungen nach unten. Bei der hier untersuchten halbgesteuerten Schaltung enthält die Ausgangsspannung einen konstanten ungesteuerten Anteil entsprechend der Schaltung M3 für  $\alpha = 0$ , zu dem sich der variable Anteil der gesteuerten Hälfte addiert. Die bereits für die Mittelpunktschaltung gemachten Aussagen über Ursachen und Abhilfemöglichkeiten lassen sich daher auch hier anwenden. Ein wesentlicher Unterschied zu den vollgesteuerten Schaltungen besteht jedoch darin, daß bei halbgesteuerten Schaltungen die Netzströme für  $\alpha > \alpha_{lim}$  zurückgehen. Dadurch werden auch die ohmschen Spannungsabfälle mit steigendem Steuerwinkel immer kleiner.

Zur genaueren Untersuchung der obigen qualitativen Erklärungen wurde eine symmetrische einphasige halbgesteuerte Brückenschaltung B2H entworfen und gebaut (vgl. Kapitel 8.3.3). Die Speisung dieser Schaltung aus einem Sinusgenerator mit nachgeschaltetem Leistungsverstärker gewährleistete dabei sinusförmige Netzspannungen. In einem ersten Schritt wurde ein Versuchsaufbau analog zur dreiphasigen Schaltung verwendet, der einen Regeltransformator und einen Stromrichtertransformator enthielt. Die nachfolgenden Diagramme in Bild 41 zeigen die theoretischen und experimentellen Ergebnisse des Effektivwerts der Ausgangsspannung.



**Bild 40: Meßergebnisse und theoretische Werte des Effektivwertes der Ausgangsspannung der dreiphasigen halbgesteuerten Brückenschaltung B6H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{sc}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$  bei Speisung aus dem Netz.**



**Bild 41: Meß- und Theoriewerte des Effektivwertes der Ausgangsspannung der Brückenschaltung B2H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen  $I_{\text{sc}}/I_{\text{d}}$  bei sinusförmiger Speisung über Transformatoren.**

Diese Meßwerte stimmen bei großen Steuerwinkeln wesentlich besser mit der Theorie überein als bei  $\alpha = 0$ . Die immer noch zu niedrigen Ergebnisse sind hier wegen der sinusförmigen Speisespannung durch die verbleibenden Spannungsabfälle in dem Versuchsaufbau bestimmt. Während die Spannungsabfälle an den Halbleiterventilen als unabhängig vom Steuerwinkel angenommen werden können, verursacht der aussteuerungsabhängige Speise- bzw. Netzstrom der Schaltung an den speisenden Transformatoren sowie an den Meßeinrichtungen ohmsche Verluste. Diese sind bei  $\alpha = 0$  maximal, was sich in den Diagrammen deutlich erkennen läßt.

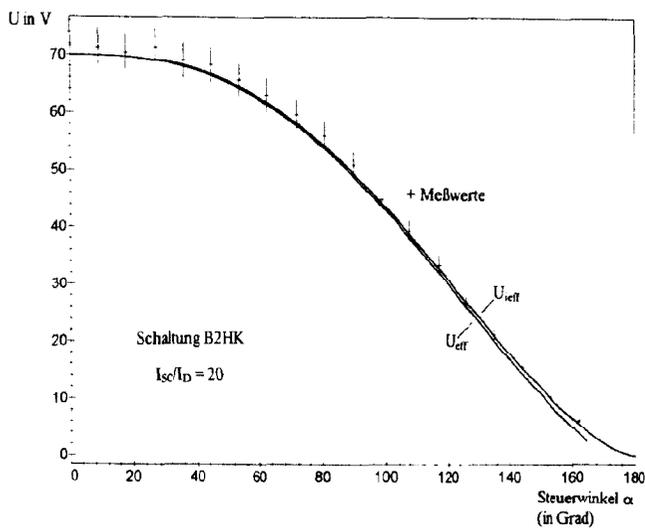
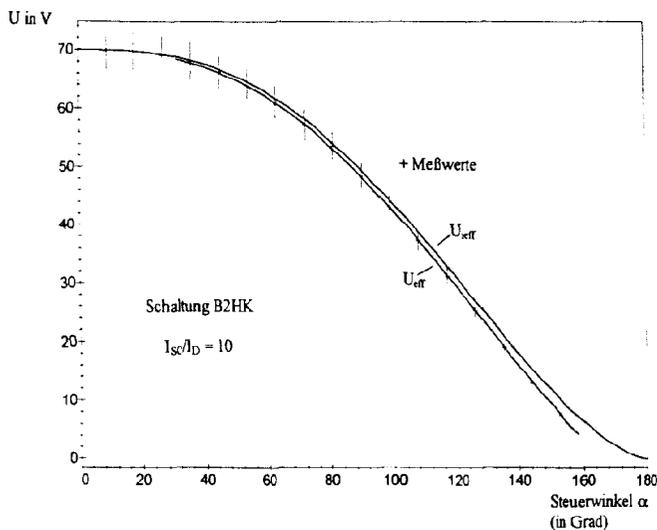
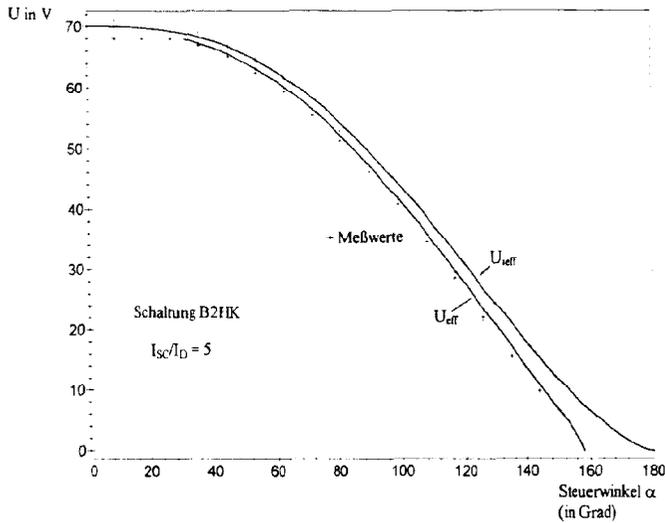
Messungen an diesem Versuchsaufbau zeigen, daß die Stromrichterschaltung selbst 2,48 V, der ohmsche Anteil der Speiseeinrichtungen aber bei  $\alpha = 0$  etwa 10 bis 11 V Spannungsverlust verursacht (Kapitel 8.3.3). Angesichts des niedrigen Wertes der Speisespannung, die durch die Leistungsfähigkeit des speisenden Verstärkers begrenzt ist, erklären diese hohen Spannungsabfälle die beobachteten großen Abweichungen von der Theorie.

Als nächster Schritt wurde versucht, den Einfluß der hier dominierenden ohmschen Spannungsabfälle zu verringern, indem die Stromrichterschaltung ohne Transformatoren über eine Kommutierungs-drossel direkt vom Leistungsverstärker mit maximaler Spannung eingespeist wurde. Eine Variation der Kommutierungsimpedanz ließ sich hierbei über die Frequenz der Speisespannung erreichen.

Der ohmsche Anteil der Einspeisung wurde hierfür mit  $0,9 \Omega$  bestimmt; die Spannungsverluste an den Halbleitern wurden wieder mit 2,48 V angesetzt. Zu den erhaltenen Meßwerten des Effektivwerts der Ausgangsspannung wurde dann der so abgeschätzte Spannungsabfall  $2,48 \text{ V} + 0,9 \Omega \cdot I_{\text{eff}}$  addiert. Die Ergebnisse sind in den folgenden Diagrammen in Bild 42 dargestellt.

Berücksichtigt man auf diesem Wege die in der Theorie vernachlässigten Spannungsabfälle, läßt sich eine gute Übereinstimmung der Meßwerte mit den Voraussagen feststellen. Die Abweichungen liegen größtenteils unterhalb der durch die Genauigkeit der Meßgeräte gegebenen Fehlergrenzen.

Als wichtiger Grund für die restlichen Differenzen zwischen Theorie und Messung verbleibt der Einfluß der ohmschen Anteile auf den Verlauf der Kommutierung, der in den Ableitungen ab Gl. (66) vernachlässigt wurde. Eine weitere Ursache ist die bei den niedrigen verwendeten Frequenzen nicht mehr ideale Glättung des Ausgangsgleichstromes. Diese ist durch die frequenzabhängige Impedanz der Glättungsinduktivitäten bestimmt. Die auf der Ausgangsseite verwendeten Gleichstromnetzgeräte tragen nur wenig zur Glättung bei, da ihre Grenzfrequenz bei wenigen Hz liegt. Sie sind nur zur Aufrechterhaltung bzw. Begrenzung des Stromes einsetzbar.



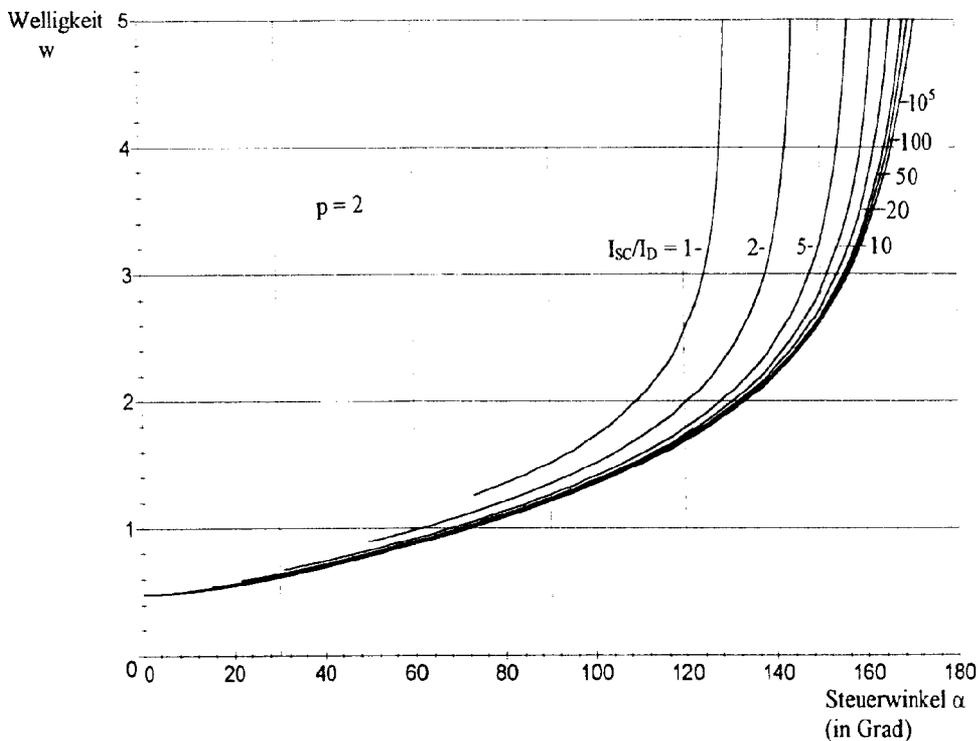
**Bild 42: Meß- und Theoriewerte des Effektivwertes der Ausgangsspannung der Brückenschaltung B2H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen  $I_{sc}/I_d$ . Meßwerte für direkte, sinusförmige Speisung und korrigiert um Spannungsabfälle.**

### 6.2.2.4 Welligkeit der Ausgangsspannung

Zur Bestimmung dieser Größe nach Formel (22) benötigt man neben dem Effektivwert nach Gl. (72) noch den Mittelwert der Ausgangsspannung, der sich aus dem zeitlichen Verlauf eines Pulses bestimmen läßt durch

$$\begin{aligned}
 U_{d\alpha} &= \frac{P}{2\pi} \int_{\alpha+\gamma_H}^{\alpha_{\text{lim}}} \hat{U}_V \sin \omega t d\omega t = \sqrt{2}U \frac{\sin \frac{\pi}{p}}{\frac{\pi}{p}} \left( \cos(\alpha + \gamma_H) + \cos \frac{2\pi}{p} \right) \\
 &= U_{di} \left( \cos(\alpha + \gamma_H) + \cos \frac{2\pi}{p} \right).
 \end{aligned} \tag{74}$$

Die Welligkeit zwei- und dreiphasiger halbgesteuerter Brückenschaltungen im gesamten Steuerbereich ist in den folgenden Bildern graphisch dargestellt.

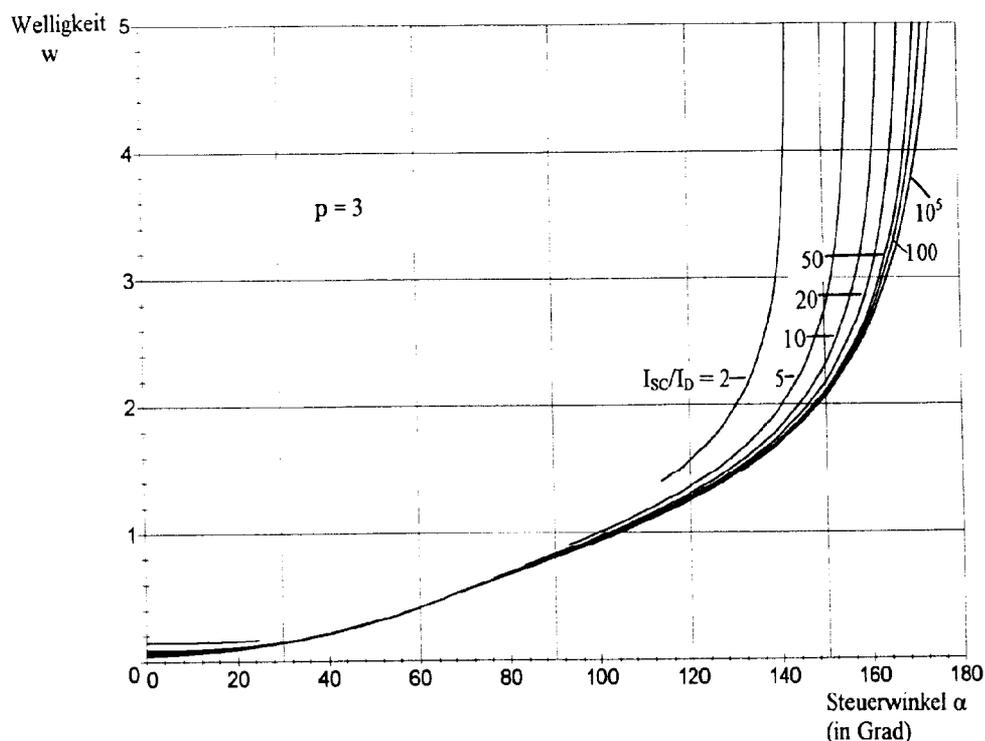


**Bild 43:** Die Welligkeit der Ausgangsspannung symmetrischer zweiphasiger halbgesteuerter Gleichrichterschaltungen B2H in Abhängigkeit vom Steuerwinkel  $\alpha$  für verschiedene Verhältnisse des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{sc}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$ .

Der Anstieg der Welligkeit bei wachsender relativer Belastung und konstantem Steuerwinkel, besonders ausgeprägt wieder nahe der theoretischen Kippgrenze, läßt sich erklären durch die Verringerung der Breite des Ausgangsspannungspulses mit zunehmender Kommutierung. Während die Dauer eines Pulses in die Definition des Mittelwerts über die Integralgrenzen direkt eingeht, wird für die Berechnung des Effektivwerts zusätzlich noch die Quadratwurzel aus dem Integrationsergebnis gezogen. In

dem Quotient aus Effektiv- durch Mittelwert, aus dem die Welligkeit bestimmt wird, wird daher mit sinkender Pulsbreite der Nenner schneller abnehmen als der Zähler, wodurch die Welligkeit steigt.

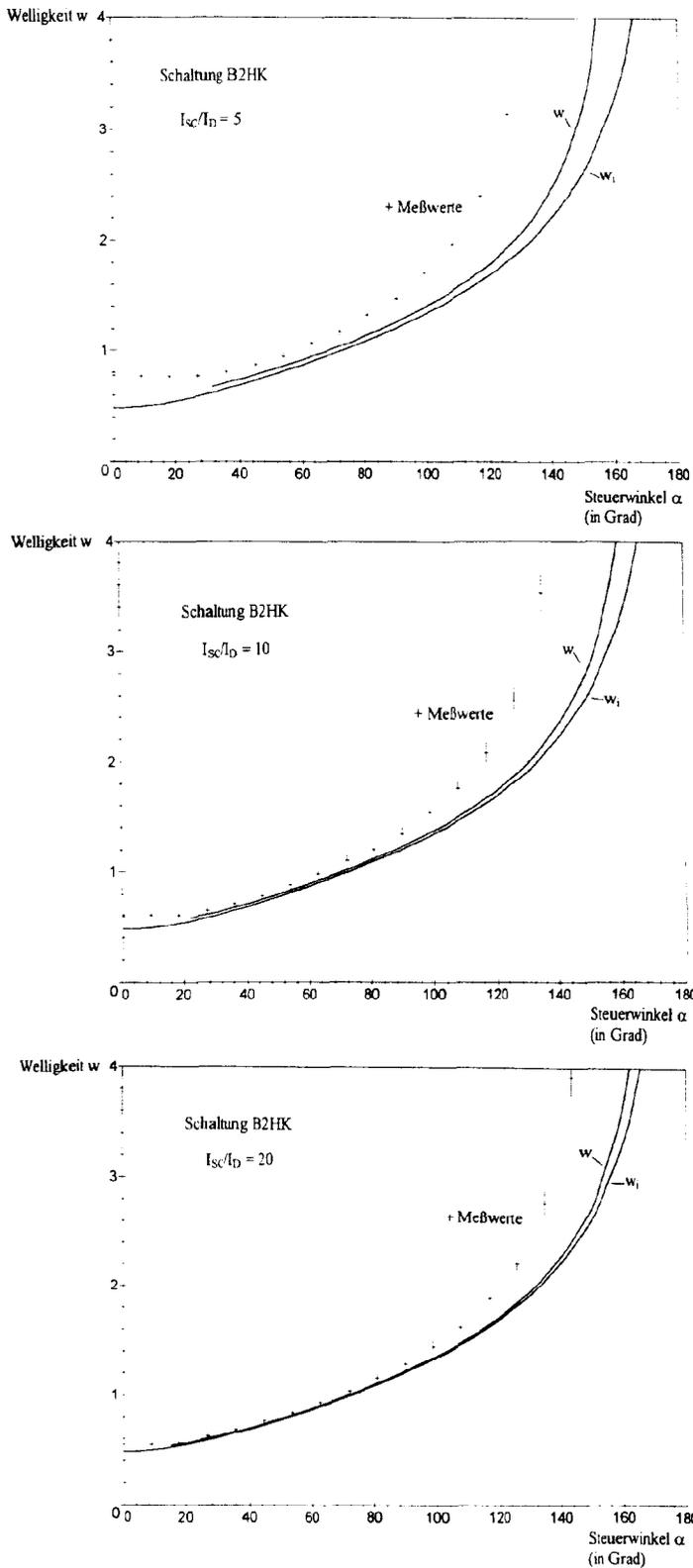
Wie im Vergleich mit dem folgenden Bild erkennbar ist, zeigen die Schaltungen B2H und B6H im Steuerwinkelbereich  $\alpha > \alpha_{lim}$  qualitativ ein sehr ähnliches Verhalten, wobei die dreiphasige Schaltung vor allem bei kleineren Steuerwinkeln geringere Welligkeiten aufweist. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die Ausgangsspannung beider Schaltungen lediglich aus zwei bzw. drei ansonsten formgleichen Sinusabschnitten besteht.



**Bild 44: Die Welligkeit der Ausgangsspannung dreiphasiger halbgesteuerter Gleichrichterschaltungen B6H in Abhängigkeit vom Steuerwinkel  $\alpha$  für verschiedene Verhältnisse des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{SC}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$ .**

Der im Diagramm der dreiphasigen Schaltung B6H auftretende Steuerbereich  $\alpha < \alpha_{lim}$  zeigt in diesem Maßstab einen kaum sichtbaren Einfluß der Kommutierung auf die Welligkeit, da die absoluten Werte sehr klein sind.

Anschließend werden diese theoretischen Kurven zusammen mit Meßwerten gezeigt, die wieder mit den im Anhang 8.3.2 und 8.3.3 beschriebenen Versuchsaufbauten aufgenommen wurden.



**Bild 45: Meß- und Theoriewerte der Welligkeit der Ausgangsspannung der Brückenschaltung B2H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen  $I_{sc}/I_d$  und sinusförmiger Speisung über Transformatoren.**

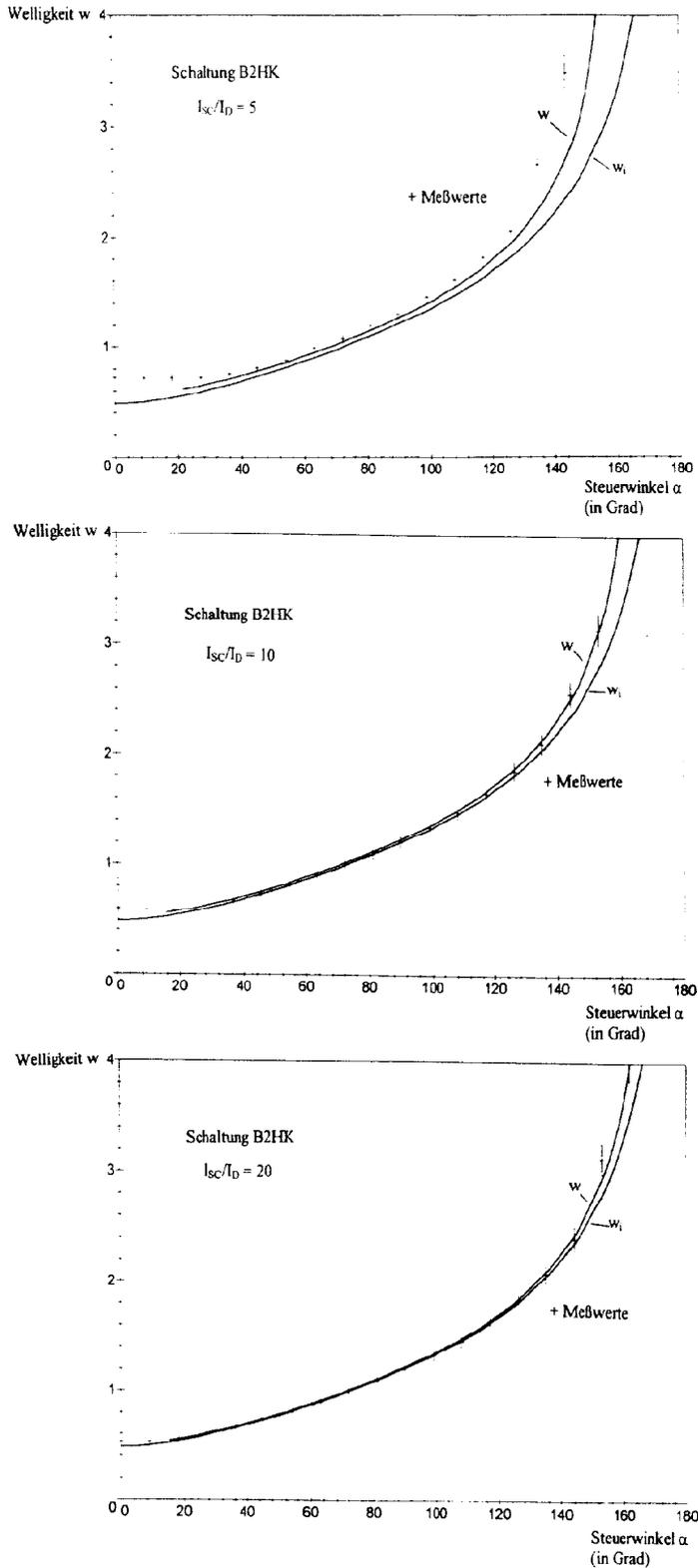
Diese Diagramme der zweiphasigen Schaltung zeigen, daß die gemessene Welligkeit nur bei kleineren Steuerwinkeln nahe den theoretischen Kurven liegen. Bei Steuerwinkeln nahe der Kippgrenze liegen die festgestellten Werte der Welligkeit stets deutlich höher als nach der Theorie. Dieses Verhalten war erwartet worden, da bei großen Steuerwinkeln der Gleichanteil der Ausgangsspannung sehr gering wird und damit die unberücksichtigt gebliebenen Spannungsabfälle einen großen Einfluß bekommen. Ein analoges Verhalten ließ sich bereits bei der Untersuchung der Welligkeit vollgesteuerter Schaltungen beobachten. Da bei dieser Schaltung jedoch nur viel geringere Absolutwerte der Ausgangsspannung erreicht werden konnten, sind diese unerwünschten Einflüsse besonders gravierend.

Zur Berücksichtigung der Spannungsabfälle kann man wieder versuchen, die erhaltenen Meßwerte entsprechend zu korrigieren. Die ohmschen Widerstände auf der Netzseite, deren Messung in Kapitel 8.3.3 beschrieben ist, bewirken eine Verringerung der Speisespannung des Stromrichters. Diese geht bei der Berechnung der Welligkeit aus dem Ausgangsgleichspannungsanteil und dem Wechselspannungseffektivwert jedoch nicht in das Endergebnis ein. Beide Größen werden hiervon gleichermaßen betroffen, wie bereits bei den vollgesteuerten Schaltungen ausgeführt wurde. Eine Korrektur mit diesem Wechselspannungsanteil, der zuvor als  $R \cdot I_{eff}$  abgeschätzt wurde, ist deswegen nicht sinnvoll.

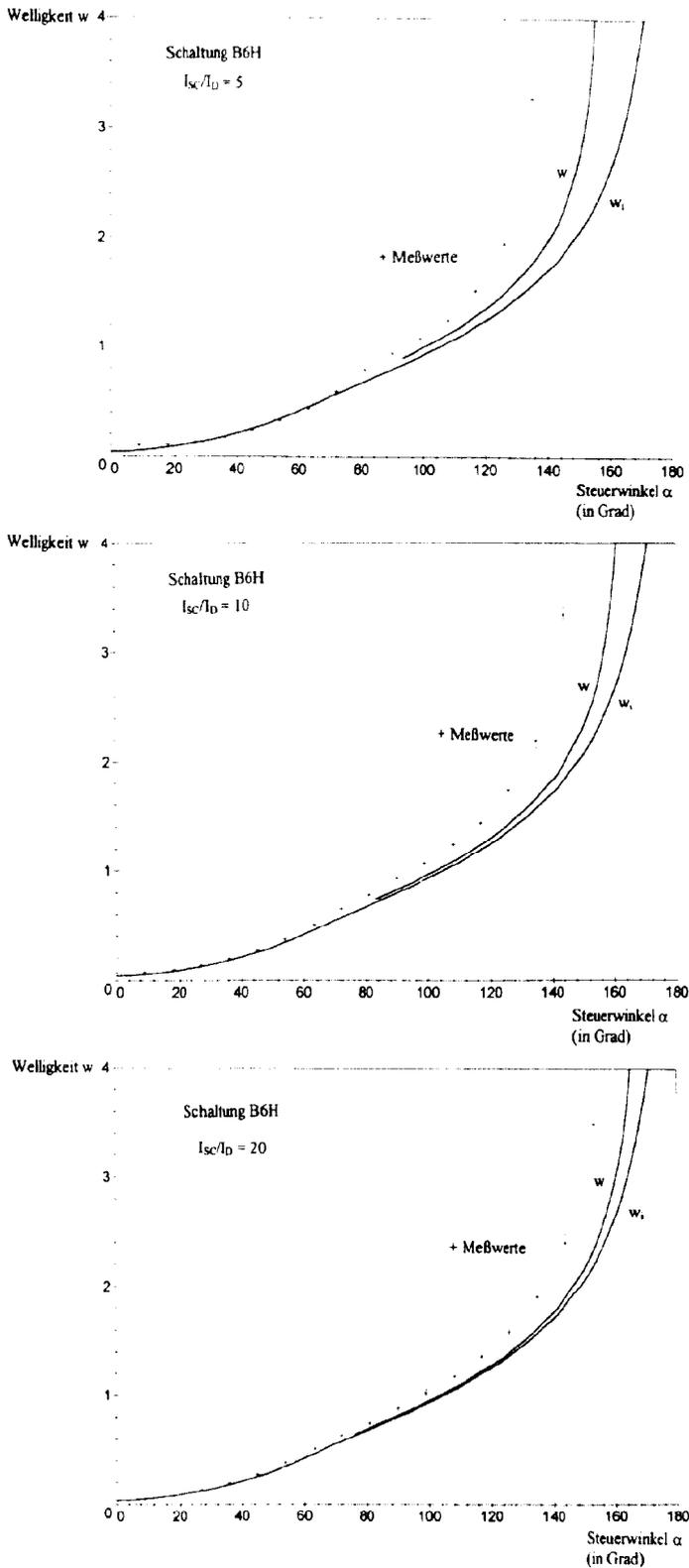
Der Spannungsabfall an den Halbleiterelementen, der auf der Gleichstromseite auftritt und als konstant angenommen werden kann, wird dagegen direkt die gemessene Ausgangsgleichspannung verringern. Im Wechselspannungseffektivwert der Ausgangsspannung kann diese konstante Größe dagegen nicht auftreten. Die einzige sinnvolle Korrektur der gemessenen Werte besteht deswegen darin, zu den Mittelwerten der Ausgangsspannung den festgestellten Spannungsabfall der Halbleiterventile von 2,48 V zu addieren.

Die aus den so berichtigten Werten bestimmte Welligkeit der Schaltung B2H ist in den folgenden Diagrammen dargestellt. Man erkennt im Rahmen der Fehlergrenzen eine gute Übereinstimmung zwischen Theorie und Praxis. Lediglich bei großer relativer Belastung  $I_{sc}/I_d = 5$  und Steuerwinkeln nahe der Kippgrenze liegen wenige Meßwerte noch über den Vorhersagen.

Im Anschluß daran sind auch die mit dem Versuchsaufbau aus Kap. 8.3.2 erzielten Meßergebnisse für die dreiphasige halbgesteuerte Brückenschaltung gezeigt.



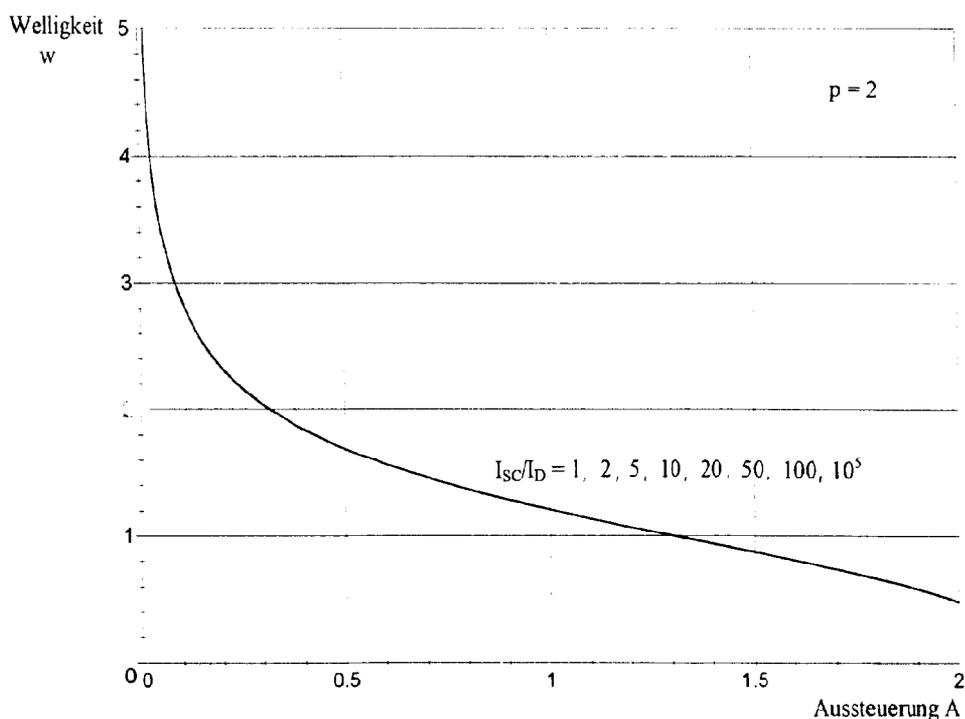
**Bild 46: Meß- und Theoriewerte der Welligkeit der Ausgangsspannung der Brückenschaltung B2H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen  $I_{sc}/I_d$  bei sinusförmiger Speisung über Transformatoren und Korrektur um Ventilspannungsabfälle.**



**Bild 47: Meßergebnisse und theoretische Werte der Welligkeit der Ausgangsspannung der dreiphasigen halbgesteuerten Brückenschaltung B6H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{SC}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_D$ .**

Bei der dreiphasigen Schaltung sind in dieser Darstellung die Unterschiede zwischen der idealisierten Theorie und den hier abgeleiteten Formeln nur für  $\alpha > \alpha_{lim} + \gamma_D$  sichtbar. Während bei Steuerwinkeln unterhalb dieses Grenzwertes eine recht gute Übereinstimmung mit den Meßwerten zu beobachten ist, liegen die festgestellten Werte der Welligkeit bei Steuerwinkeln nahe der Kippgrenze wieder deutlich höher als nach der Theorie. Wie bei der zweiphasigen Schaltung ist dies auf den unberücksichtigt gebliebenen Spannungsabfall an den Halbleiterventilen zurückzuführen. Da hier jedoch wesentlich höhere Ein- und Ausgangsspannungen verwendet werden konnten, sind diese Einflüsse nur bei sehr großen Steuerwinkeln zu erkennen. Auf weitere Betrachtungen dieser Zusammenhänge kann daher verzichtet werden.

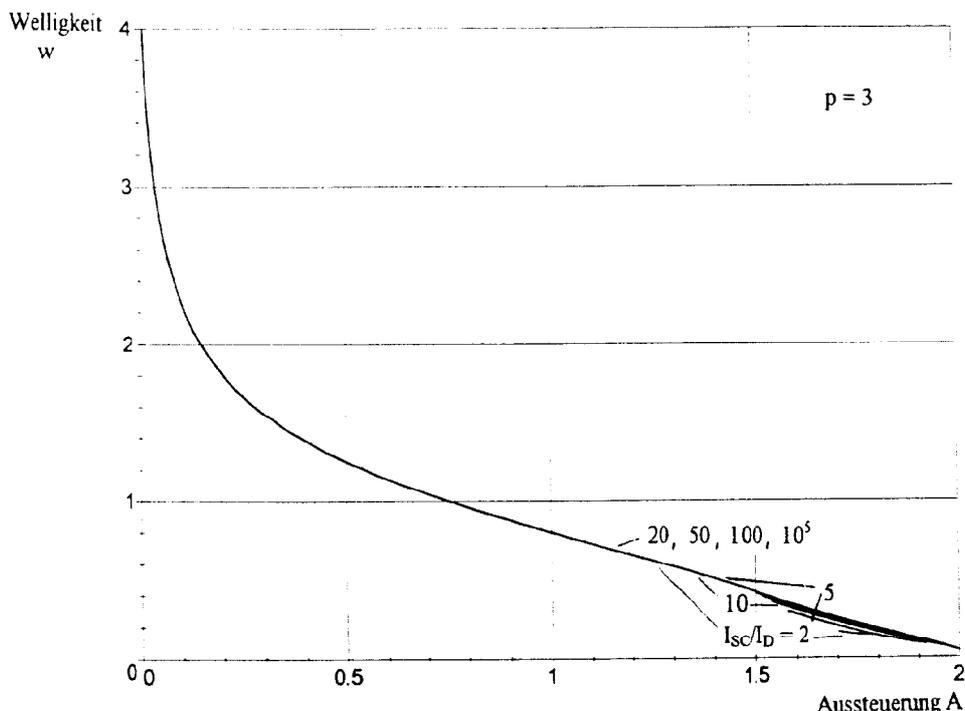
Gemäß den bereits in Kapitel 5.1.2 gemachten Erläuterungen soll noch zusätzlich der Verlauf der Welligkeit in Abhängigkeit der Aussteuerung betrachtet werden. Da bei den halbgesteuerten Schaltungen im Vergleich zu Mittelpunktschaltungen kein Wechselrichterbetrieb möglich ist, die Ausgangsspannung aber der Reihenschaltung zweier Mittelpunktschaltungen ähnelt, liegt die Aussteuerung nach der Definition  $A = U_d/U_{di}$ , mit  $U_{di}$  nach Gl. (3), hier zwischen den Werten 0 und 2. Die folgenden Diagramme zeigen den theoretischen Verlauf dieser Größen.



**Bild 48:** Die Welligkeit der Ausgangsspannung symmetrischer zweiphasiger halbgesteuerter Gleichrichterschaltungen B2H in Abhängigkeit von der Aussteuerung  $A = U_d/U_{di}$  für verschiedene Verhältnisse des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{sc}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$ .

Auf den ersten Blick überraschend ist, daß die Welligkeit bei konstanter Aussteuerung nicht von der relativen Belastung  $I_{sc}/I_d$  abhängig ist. Daß eine Veränderung der Kommutierungsdauer keinen Einfluß hat, ist aus der gleichbleibenden Form der Ausgangsspannung zu erklären. Wie bei den vorigen Diagrammen für konstanten Steuerwinkel

ausgeführt wurde, verkürzt die Kommutierung die Dauer des Ausgangsspannungspulses. Hält man aber statt des Steuerwinkels die Aussteuerung und damit den Mittelwert dieses Pulses konstant, ergibt sich unabhängig von der Kommutierungsdauer immer genau derselbe Puls, wofür allerdings belastungsabhängig verschiedene Steuerwinkel erforderlich sind. Bei der dreiphasigen Schaltung ergibt sich ein etwas anderes Bild.



**Bild 49:** Die Welligkeit der Ausgangsspannung dreiphasiger halbgesteuerter Gleichrichterschaltungen B6H in Abhängigkeit von der Aussteuerung  $A = U_d/U_{di}$  für verschiedene Verhältnisse des einphasigen Netzkurzschlußstromes  $I_{SC}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_d$ .

Im Betriebsbereich  $\alpha > \alpha_{lim}$ , also bei Aussteuerungen unter ca. 1,5, zeigt auch die dreiphasige halbgesteuerte Brückenschaltung dieselbe Unabhängigkeit der Welligkeit von der Kommutierung wie bei der vorigen Schaltung. Die absoluten Werte der Welligkeit liegen erwartungsgemäß etwas niedriger als zuvor.

Der Steuerbereich  $\alpha < \alpha_{lim}$  nimmt nur einen relativ kleinen Bereich des Diagramms ein. Genau wie bei der entsprechenden vollgesteuerten Schaltung sinkt hier die Welligkeit geringfügig mit wachsender relativer Belastung  $I_{SC}/I_d$ . Im Lichte der gerade genannten Erläuterungen für  $\alpha > \alpha_{lim}$  kann man hier ergänzen, daß sich die Ausgangsspannung hier aus mehreren Teilbereichen zusammensetzt, die nicht gleichmäßig von der Kommutierung beeinflusst werden. Ein Konstanthalten des Mittelwerts führt deswegen zu geringen Veränderungen der Wellenform.

### 6.2.2.5 Effektivwert des Speisestromes

Der Speisestrom der halbgesteuerten Schaltung besteht im Steuerwinkelbereich  $\alpha > \alpha_{\text{im}}$  aus einem positiven und einem formgleichen negativen Puls. Jeder dieser Pulse setzt sich gemäß Bild 28 aus drei von Null verschiedenen Bestandteilen zusammen: 1.) dem Kommutierungsvorgang der Thyristoren mit einem Stromanstieg von 0 auf  $I_d$ , beschrieben in Kapitel 6.2.2.2, 2.) dem Bereich konstanten Stromes  $I_d$ , und 3.) dem Kommutierungsvorgang der Dioden mit einem Stromabfall von  $I_d$  auf 0. Letzterer gleicht, da hier keine Besonderheiten halbgesteuerter Schaltungen auftreten, formal dem entsprechenden Kommutierungsvorgang einer Mittelpunktschaltung bei  $\alpha = 0$ . Daher können die Ergebnisse aus Kapitel 5.1.3, Unterpunkt 3.), darauf angewandt werden.

Der gesamte Effektivwert läßt sich damit z.B. aus dem negativen Puls in Bild 28 berechnen nach

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma_H} i_k^2 d\omega t + \int_{\alpha+\gamma_H}^{\pi} I_d^2 d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{p}}^{\frac{2\pi}{p}+\gamma_D} i_{\text{kaus}}^2 d\omega t \right)}. \quad (75)$$

Für den Stromverlauf  $i_k$  während der Kommutierung der Thyristoren ist der Wert nach Gl. (67) zu verwenden. Der Strom  $i_{\text{kaus}}$ , der während des Kommutierungsvorgangs der Dioden fließt, ist durch Gleichung (35) für  $\alpha = 0$  bestimmt. In Gl. (44) wurde der Kommutierungswinkel der Dioden  $\gamma_D$  bereits bestimmt

Die Ausführung der Integration nach dem Einsetzen dieser Größen ergibt (Kap. 8.2.3)

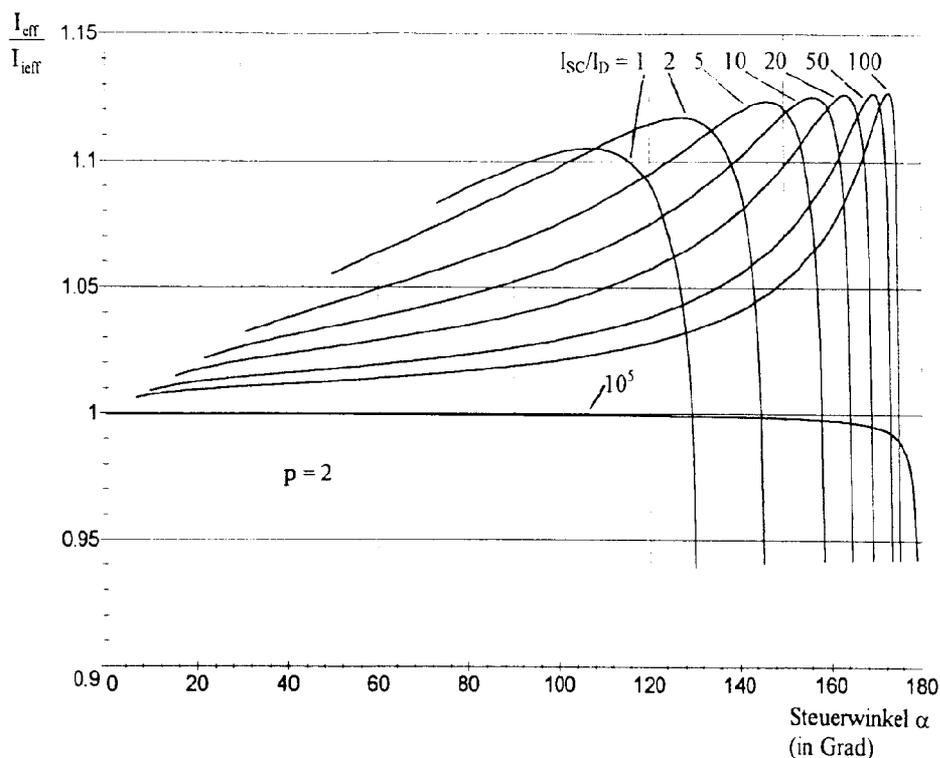
$$I_{\text{eff}} = I_d \sqrt{\frac{1}{\pi} \left\{ 2 \frac{I_{\text{SC}}^2}{I_d^2} \sin^2 \left( \frac{\pi}{p} \right) \left[ \gamma_H \left( \cos^2 \alpha + \frac{1}{2} \right) + \frac{3}{2} \gamma_D + \frac{\sin 2\gamma_D}{4} - 2 \sin \gamma_D \right. \right.} \\ \left. \left. - 2 \cos \alpha (\sin(\alpha + \gamma_H) - \sin \alpha) + \frac{1}{4} (\sin 2(\alpha + \gamma_H) - \sin 2\alpha) \right] \right.} \\ \left. + \pi - \alpha - \gamma_H + \gamma_D + 2\sqrt{2} \frac{I_{\text{SC}}}{I_d} \sin \left( \frac{\pi}{p} \right) (\sin \gamma_D - \gamma_D) \right\}} \quad (76)$$

Durch Einsetzen von  $\gamma_H = \gamma_D = 0$  erhält man daraus den folgenden Ausdruck für den Effektivwert des Speisestromes im idealisierten Fall ohne Kommutierung:

$$I_{\text{ieff}} = I_d \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}}. \quad (77)$$

Erwartungsgemäß erhält man dasselbe Ergebnis auch durch direkte Berechnung aus der Speisestromform ohne Kommutierung. Es stimmt mit den aus der Literatur [31] bekannten Angaben überein.

Für die folgenden graphischen Darstellungen bei  $\alpha > \alpha_{\text{lim}}$  wurde der Ausdruck aus Gl. (76) auf diesen idealisierten Wert normiert.



**Bild 50: Verhältnis des Effektivwerts des Speisestromes  $I_{\text{eff}}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $I_{\text{eff}}^{\text{ideal}}$  für symmetrische zweiphasige halbgesteuerte Brückenschaltungen B2H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{\text{SC}}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_{\text{D}}$ .**

Die Darstellung der Kurven erfolgte wiederum nur im Steuerwinkelbereich  $\gamma_{\text{D}} < \alpha < \pi - \gamma_{\text{H}}$ , d.h. innerhalb der durch eine gleichzeitige Kommutierung von Dioden und Thyristoren sowie der durch die Kippgefahr gegebenen Grenzen.

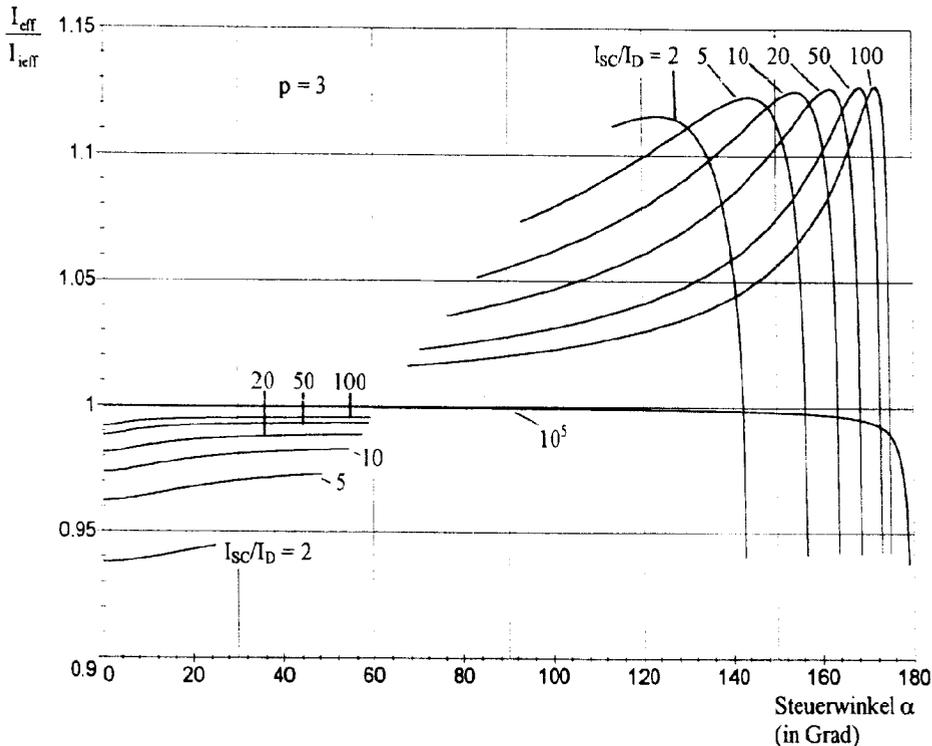
Ersichtlich liegt der tatsächliche Speisestromeffektivwert in fast dem ganzen Steuerwinkelbereich oberhalb des durch die bisher bekannte Theorie beschriebenen Wertes. Das Maximum liegt, abhängig von der relativen Belastung  $I_{\text{SC}}/I_{\text{D}}$ , zwischen 111 und ca. 113% des idealisierten Wertes und tritt stets kurz vor dem maximal möglichen Steuerwinkel auf. Nach dem Erreichen dieses Maximums tritt bei nur geringfügiger Erhöhung des Steuerwinkels ein rascher Abfall auf. Nahezu unabhängig vom Parameter  $I_{\text{SC}}/I_{\text{D}}$  fällt der tatsächliche Speisestromeffektivwert an der Kippgrenze auf 94% des Wertes nach bisheriger Theorie ab.

Die höheren Werte des Stromes als nach den üblichen idealisierten Annahmen lassen sich anschaulich durch den nur allmählichen Übergang des Ausgangsgleichstromes von der Netzzuleitung auf den Freilaufzweig erklären. Ohne Berücksichtigung der Kommutierung würde ab  $\alpha_{\text{lim}} = 0$  der Speisestrom augenblicklich auf Null zurückgehen, während in der Praxis dieser Strom noch bis  $\gamma_{\text{D}}$  abnehmend weiter fließt. In umgekehrter Weise tritt zwar beim Steuerwinkel  $\alpha$  der tatsächliche Strom erst allmählich

bis  $\alpha + \gamma_H$  in Erscheinung, wo nach idealisierter Theorie ein sofortiger Sprung schon bei  $\alpha$  Stromanstieg auftreten würde. Da jedoch der Kommutierungswinkel der Thyristoren  $\gamma_H$  außer bei  $\alpha = 0$  deutlich kleiner als der Kommutierungswinkel der Dioden  $\gamma_D$  ist, überwiegt der erstgenannte Einfluß, so daß der Stromfluß im Netz insgesamt zusätzliche Komponenten enthält.

Der rasche Abfall des bezogenen Speisestromeffektivwerts nach Erreichen des Maximums wird sich in der Praxis wieder nicht ganz beobachten lassen, da die für die graphische Darstellung benutzte Kippgrenze  $\alpha < \pi - \gamma_H$  die Schonzeit der Thyristoren vernachlässigt. Diese bedeutet analog zu Kapitel 6.2.2.3 eine zusätzliche Zeitspanne, die man von der Aussteuerungsgrenze entfernt bleiben muß.

Abschließend sei noch bemerkt, daß im Bild dargestellten bezogenen Werte größer als 1 keine erhöhten Strombelastungen der Bauteile bedeuten. Zur Dimensionierung eines Stromrichters ist zu berücksichtigen, daß die absolute Höhe des Stromes gemäß Gl. (77) bei  $\alpha = 0$  ihr Maximum hat und mit steigendem Steuerwinkel entsprechend abfällt. Der absolute Wert des Speisestromes liegt im Maximum der Kurven je nach relativer Belastung nur bei ca. 0,25  $I_d$  bis 0,7  $I_d$ . Diese Zusammenhänge lassen sich in den Messungen gut beobachten.



**Bild 51:** Verhältnis des Effektivwerts des Speisestromes  $I_{eff}$  zum Effektivwert nach der idealisierten Theorie  $I_{ideal}$  für dreiphasige halbgesteuerte Brückenschaltungen B6H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netzkurzschlußstrom  $I_{sc}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_d$ .

Bei der dreiphasigen Schaltung B6H ist erkennbar, daß im Betriebsbereich  $\alpha < \alpha_{lim}$  der Speisestromeffektivwert unter Berücksichtigung der Kommutierung niedriger liegt als nach idealisierter Theorie. Dieses Verhalten ist analog zu den Ergebnissen für vollge-

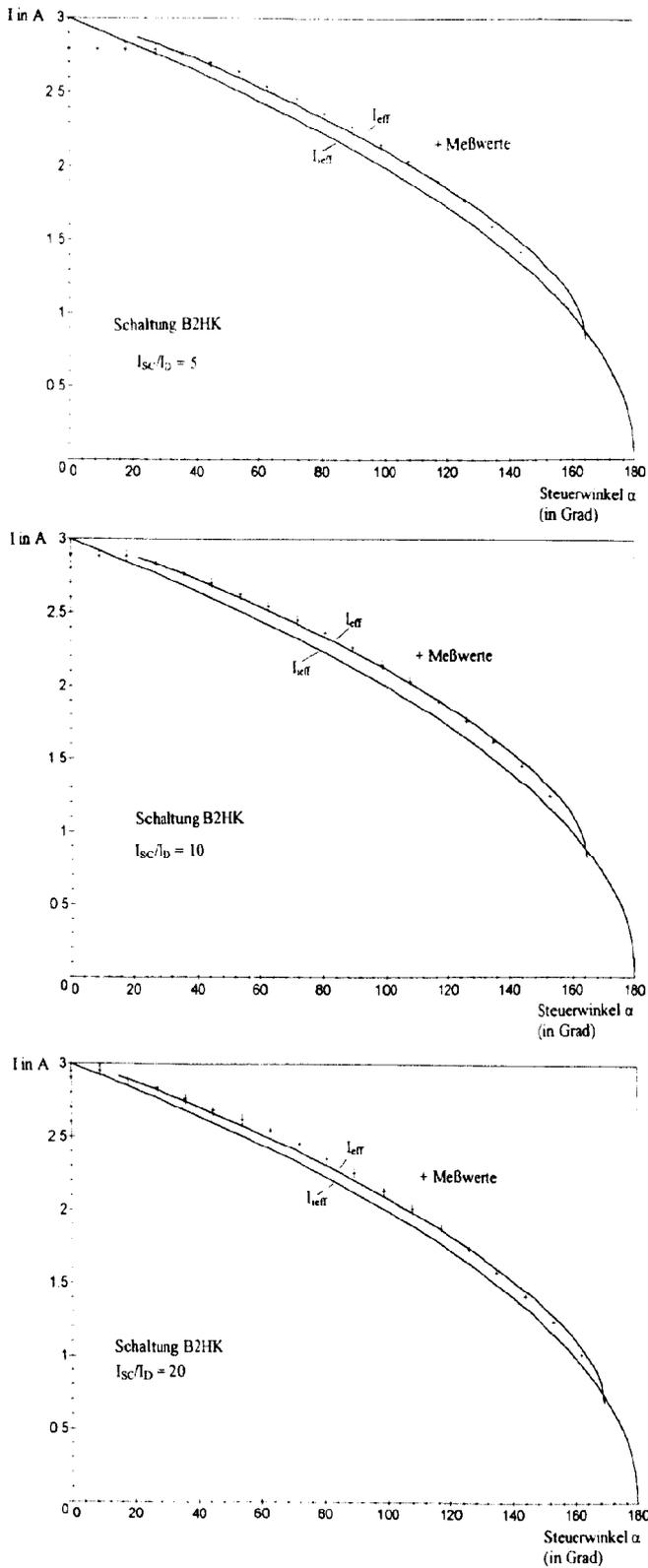
gesteuerte Schaltungen durch die verlängerte Stromflußdauer bei gleichbleibendem Mittelwert zu erklären.

Im Betriebsbereich  $\alpha > \alpha_{\text{lim}}$  liegt der berechnete Speisestromeffektivwert höher als ohne Kommutierung zu erwarten ist. Genau wie bei der zweiphasigen Schaltung ist dies begründet durch den nur noch allmählichen Übergang des Ausgangsgleichstromes von der Netzzuleitung zum Freilaufzweig. Die Werte der Abweichungen unterscheiden sich jedoch nur geringfügig von denen der Schaltung B2H.

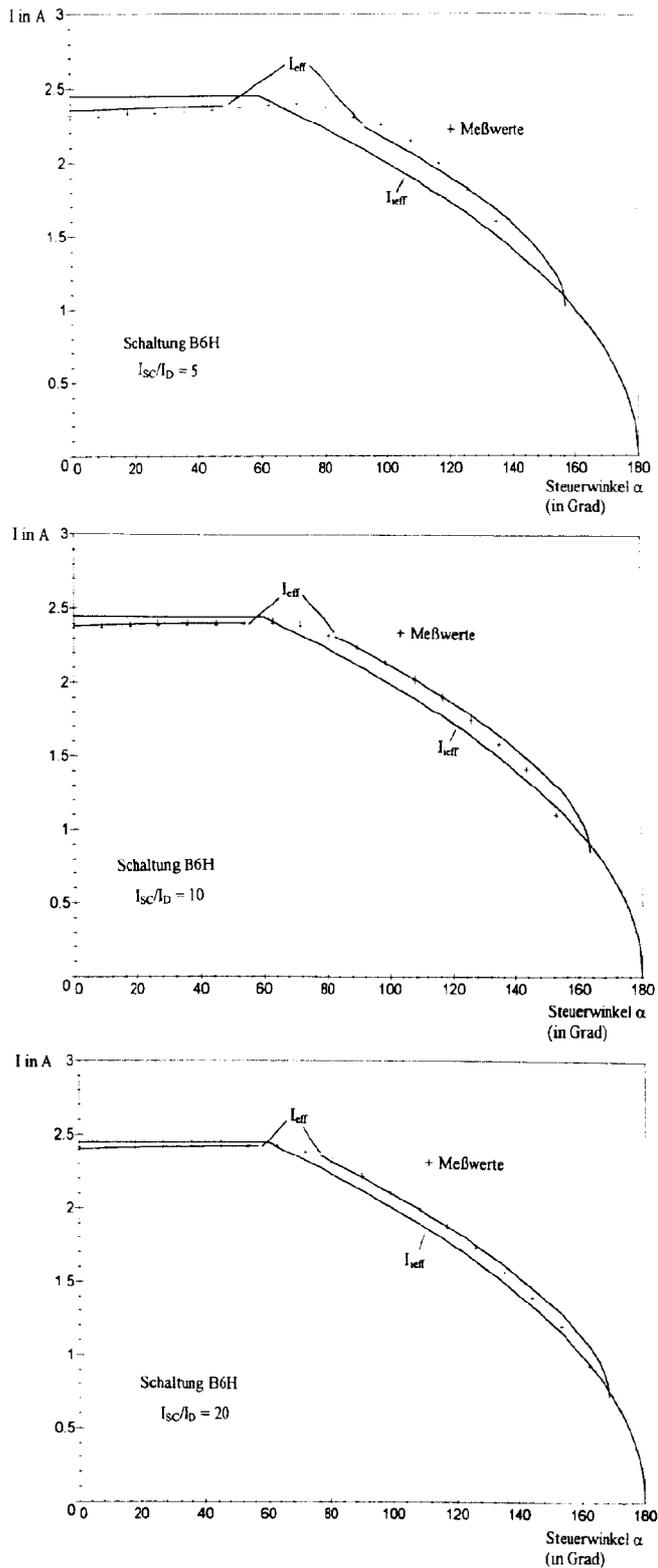
Die scheinbare Diskontinuität beim Übergang zwischen den beiden dargestellten Bereichen bedeutet nicht eine Vergrößerung des Speisestromeffektivwerts mit steigendem Steuerwinkel. Das Diagramm stellt nur die Abweichungen zwischen den Formeln nach der idealisierten Theorie und den hier bestimmten genaueren Ausdrücken dar, nicht jedoch den Absolutwert des Speisestromes. Für den Verlauf der relativen Größen im nicht dargestellten Bereich des Steuerwinkels kann zudem wieder ein kontinuierlicher Übergang vermutet werden. Die nachfolgenden Diagramme der gemessenen Werte bestätigen dies.

Aufgenommen wurden die Meßwerte mit den im Anhang Kapitel 8.3.2 und 8.3.3 beschriebenen Versuchsaufbauten. Sie stimmen im Rahmen der Meßgenauigkeiten insgesamt gut mit den theoretischen Voraussagen überein. Die Verbesserungen gegenüber den Aussagen der bisher bekannten idealisierten Theorie sind offensichtlich.

Zunehmende Abweichungen zwischen den Meßergebnissen und der in dieser Arbeit hergeleiteten Theorie lassen sich jedoch bei Steuerwinkeln nahe der Kippgrenze beobachten. Die gemessenen Ströme tendieren hier zu etwas kleineren Werten als nach der Vorhersage. Die Verlängerung der Stromflußdauer durch die Kommutierung scheint dort etwas geringer zu werden. Eine Ursache für dieses Verhalten können wieder die in der Theorie ab Gl. (66) vernachlässigten ohmschen Widerstände im Kommutierungskreis sein. Diese bewirken über eine exponentielle Dämpfungsfunktion eine Verkürzung der Kommutierungsdauer. Bei den Versuchsaufbauten ist eine Vernachlässigung der ohmschen Anteile weniger gerechtfertigt als bei normalen Stromrichterschaltungen, da wegen der zahlreichen Meß- und Stelleinrichtungen wesentlich mehr verlustbehaftete Komponenten vorhanden sind, als in praktisch eingesetzten Schaltungen üblich ist. Quantitative Angaben hierzu sind in Kapitel 8.3.3 zu finden.



**Bild 52: Meß- und Theoriewerte des Effektivwertes des Speisestromes der Brückenschaltung B2H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen  $I_{sc}/I_D$  bei sinusförmiger Speisung über Transformatoren.**



**Bild 53: Meßergebnisse und theoretische Werte des Effektivwertes des Speisestromes der dreiphasigen halbgesteuerten Brückenschaltung B6H als Funktion des Steuerwinkels  $\alpha$  bei verschiedenen Verhältnissen aus einphasigem Netz-kurzschlußstrom  $I_{\text{SC}}$  zum Ausgangsleichstrom  $I_{\text{d}}$ .**

## 7. Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden Kenngrößen für voll- und halbgesteuerte netzgeführte Stromrichterschaltungen unter Berücksichtigung der Kommutierung abgeleitet. Es sind dies der Effektivwert der Ausgangsspannung, die Welligkeit der Ausgangsspannung und der Effektivwert des Netz- bzw. Ventilstromes. Diese Größen sind in der Literatur bisher nur für spezielle Fälle und für idealisierte Schaltungen ohne Kommutierung angegeben. Die analytischen Ausdrücke für die Ergebnisse wurden durch Diagramme veranschaulicht und mit bereits bekannten, vereinfachten Formeln verglichen.

Für die am häufigsten eingesetzten Schaltungen ergaben sich in praxisüblichen Betriebsbereichen nach der hier vorgestellten Theorie bei allen untersuchten Größen Abweichungen zwischen 1 und 10 % gegenüber den bisher bekannten Werten. Bei Schaltungen mit höherer Phasenzahl oder bei großen Belastungen traten noch größere Differenzen auf.

Der Effektivwert der Ausgangsspannung verringerte sich mit steigender Kommutierung im Gleichrichterbetrieb bei allen Stromrichterschaltungen. Im Wechselrichterbetrieb von vollgesteuerten Schaltungen höherer Pulszahl war dagegen ein Anstieg über die von der idealisierten Theorie vorhergesagten Werte festzustellen.

Unter der Voraussetzung eines konstanten Steuerwinkels stieg die Welligkeit der Ausgangsspannung bei voll- und halbgesteuerten Stromrichtern im Gleichrichterbetrieb mit zunehmender Kommutierung in fast allen Fällen an. Der Wechselrichterbetrieb zeigte ein genau umgekehrtes Verhalten. Hält man statt des Steuerwinkels jedoch die Ausgangsgleichspannung konstant, so wurde in allen praxisrelevanten Fällen eine Verringerung der Welligkeit mit steigenden Kommutierungseffekten beobachtet. Nur bei halbgesteuerten Gleichrichtern bleibt unter diesen Voraussetzungen die Welligkeit in weiten Bereichen unabhängig von der Kommutierung. Die Bestimmung der Welligkeit erfolgte dabei über den Effektivwert der Ausgangsspannung. Gegenüber der in der DIN-Norm verwendeten Methode ist dieses Verfahren direkter und erlaubt eine wesentlich einfachere meßtechnische Erfassung.

Bei der Betrachtung des Speisestromeffektivwerts vollgesteuerter Schaltungen erfolgte stets eine Verringerung dieses Stromes mit wachsender Kommutierung. Bei halbgesteuerten Stromrichtern lag zwar der Speisestromeffektivwert nach der hier vorgestellten Theorie in den meisten Betriebsbereichen oberhalb der bisher bekannten Verläufe, jedoch waren alle diese Werte niedriger als der Maximalwert bei  $\alpha = 0$ , so daß hierdurch keine erhöhten Belastungen der Schaltungselemente auftreten können.

Insgesamt sind die Auswirkungen der Kommutierungseffekte bei gesteuerten Gleichrichtern in allen in der Praxis normalerweise genutzten Fällen vorteilhaft für die betrachteten Größen. Für konstanten Laststrom und konstante Ausgangsgleichspannung sinken sowohl die Welligkeit als auch die Stromeffektivwerte unter die Maximalwerte nach idealisierter Theorie. Eine Berücksichtigung dieser Erkenntnisse ermöglicht genauere und kostengünstigere Dimensionierungen von Stromrichteranlagen.

Symmetrische halbgesteuerte Brückenschaltungen zeigten nach den hier durchgeführten Untersuchungen Verhaltensweisen, die im Widerspruch zu Literaturangaben stehen. Durch eine Berücksichtigung der Eigenschaften der Halbleiterventile wurde eine

einwandfreie theoretische Erklärung und Vorhersage ungewöhnlicher Ventilstromformen erreicht. Kernpunkt der Erkenntnisse war, daß nach bisherigen Annahmen unbeeilte Schaltungselemente durch Spannungsabfälle in der Schaltung leitend werden und die Kommutierungsvorgänge beeinflussen. Ebenso wurde theoretisch und experimentell gezeigt, daß bei richtiger Dimensionierung und konstantem Laststrom eine Ausgangsspannung von Null Volt mit symmetrischen halbgesteuerten Schaltungen im Gegensatz zu Literaturaussagen gefahrlos erreicht werden kann.

Die Überprüfung der theoretischen Ableitungen durch Messungen ergab gute Übereinstimmungen im Rahmen der Fehlergrenzen. Die aufgetretenen Differenzen zur Theorie wurden hauptsächlich durch Spannungsabfälle in den Schaltungen hervorgerufen und lassen sich entsprechend korrigieren. In einigen Fällen wurde dies erschwert durch verzerrte Netzspannungen, zu deren Beseitigung ein Versuchsaufbau mit elektronisch erzeugter frequenzvariabler Speisespannung erstellt wurde.

Das für vergleichende Simulationen eingesetzte SPICE-basierte Programm erforderte wegen einiger Einschränkungen des Schaltungsumfangs die Entwicklung eigener Modelle von Stromrichterelementen. Bei diesen Einzelementen war eine gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung zu erreichen. Die für die Stromrichtertechnik wenig geeigneten Algorithmen des Programms behinderten jedoch eine effiziente Simulation ganzer Stromrichterschaltungen. Über eine sorgfältige Anpassung von Parametern konnte dennoch wirklichkeitsnahe Simulationsergebnisse erzielt werden.

Eine weitere Möglichkeit zur Überprüfung der Korrektheit theoretischer Ableitungen durch Computer-Algebra wurde eingesetzt. Für graphische Darstellungen und zur Kontrolle manueller Rechnungen war das verwendete Programm MAPLE V ein leistungsfähiges Hilfsmittel. Mangels geeigneter Vereinfachungsalgorithmen führte eine direkte Berechnung von Ergebnissen mit diesem Programm jedoch zu unübersichtlichen mathematischen Ausdrücken.

Die beobachteten Ungenauigkeiten der vorhandenen Meßeinrichtungen und die der Problemstellung nicht angepaßten Funktionsprinzipien handelsüblicher Simulationsprogramme zeigen, daß im Bereich der Meßtechnik und der Simulationsverfahren weiterführende Arbeiten vielversprechend sein könnten.

## 8. Anhang

### 8.1 Simulation der Stromrichterschaltungen

Für die Simulation der untersuchten Schaltungen stand das Programm „Design Center for Windows, Evaluation Version 5.1“ der MicroSim Corporation zur Verfügung. Es basiert auf dem verbreiteten Schaltungssimulator „PSpice“, der um eine graphische Eingabemöglichkeit „Schematics“ für Schaltpläne erweitert wurde [43, 44, 45, 53]. Das Programm „Probe“ zur Visualisierung der Simulationsergebnisse wurde mit in die graphische Benutzeroberfläche integriert.

Die Programmversion, die für diese Arbeit benutzt wurde, ist limitiert auf die Simulation von maximal 10 aktiven Elementen, maximal 20 Elemente pro Schaltung und maximal 100 Schaltungsknoten und Symbole. Die mitgelieferten Bauteilebibliotheken enthielten nur einige Beispiele von Elementemodellen. Die hier interessierenden Modelle für leistungselektronische Halbleiter waren nicht verfügbar. Es existierte lediglich ein Modell des Thyristors 1N1595, das jedoch so komplex aufgebaut war, daß die Simulation von mehr als einem Thyristor an den Limitierungen der Version scheiterte.

Darüber hinaus enthielt die Programmversion noch einige Ungereimtheiten in den mitgelieferten Modellen und graphischen Darstellungen. So ist z.B. scheinbar die Kirchhoffsche Knotenregel bei einer Reihenschaltung eines Widerstandes mit einer Übertragerwicklung nicht erfüllt. Während an der Klemme des Widerstandes der korrekte, durch die Gesamtschaltung fließende Strom zu beobachten ist, wird an der Anschlußklemme des Übertragers ein völlig anderer Strom angezeigt, der möglicherweise ein intern im Übertragermodell vorkommender Stromverlauf sein könnte. Außerdem sind die Zählpfeilrichtungen für Ströme in der graphischen Darstellung nicht erkennbar und in der Benutzeroberfläche irreführend angegeben. So ergibt die Meßfunktion „current into pin“ an beiden Klemmen eines zweipoligen Bauteils dieselbe Stromrichtung.

Um die genannten Unstimmigkeiten zu umgehen, mußten eigene Darstellungen bzw. Modelle der benötigten Baugruppen entwickelt werden. Diese wurden in der Datei „AG\_SRT.LIB“ zusammengefaßt, deren Listing im Anschluß an diesen Abschnitt zu finden ist. Die graphische Darstellung der Modelle wurde entsprechend den Anforderungen des Programmes in einer Datei „AG\_SRT.SLB“ gespeichert. Letztere ist für die eigentliche Simulation aber nicht erforderlich, so daß sich die folgenden Erklärungen auf die Funktionsweise der erstellten Modelle beschränken können.

Direkt übernommen werden konnten Grundelemente wie Widerstand, Induktivität, Kapazität, einphasige Spannungs- und Stromquellen sowie Dioden. In einigen Fällen wurde ihre graphische Repräsentation um Kennzeichen für die Zählpfeilrichtung ergänzt. Neu erstellt wurden Modelle für Thyristoren und Drehstromspeisungen.

Das Modell der Drehstromspeisung wurde lediglich zur Verringerung der Elementanzahl in einer Schaltung erstellt. Es besteht aus drei um  $120^\circ$  phasenverschobenen Sinusspannungsquellen in Sternschaltung mit herausgeführtem Mittelpunkt. Als vom Benutzer bestimmbare Parameter lassen sich die Frequenz, eine allen Quellen gemeinsame Phasenverschiebung sowie die Nennspannung angeben. Letztere ist der

Effektivwert der Spannung zwischen zwei Außenleitern; dies wird intern auf die in PSpice übliche Angabe der Amplitude umgerechnet.

Eine weitergehende Modellierung z.B. der Netzimpedanzen innerhalb dieser Drehstromspeisung erwies sich wegen des Unvermögens des Simulationsprogrammes, die Ströme an den Anschlüssen eines solchen Unternetzwerkes direkt anzugeben, als obsolet. Es ist immer erforderlich, ein einfaches, nicht zusammengesetztes Bauelement in Reihe zu jedem Anschluß zu schalten, um den Strom feststellen zu können. Da hier vor allem die Streuinduktivitäten  $L_C$  von Interesse waren, wurden sie für diesen Zweck direkt an den Ausgangsklemmen des Drehstromnetzmodells eingesetzt. Eine Einbeziehung in das Netzmodell war damit nicht mehr notwendig und hätte nur die Komplexität der Schaltung gesteigert, da dann ein anderes Element in Reihe zu jedem Anschluß geschaltet werden müßte.

### **8.1.1 Modelle der Leistungshalbleiter**

Von den beiden im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Bauteilen Thyristor und Diode konnten letztere relativ einfach aus dem vom Simulationsprogramm vorgegebenen Modellen abgeleitet werden. Je nach gewünschter Wirklichkeitsnähe konnte die statische Kennlinie einer Diode lediglich durch Anpassung der freien Parameter nachgebildet werden.

Zur Modellierung eines Thyristors wurden verschiedene Ansätze ausgeführt, die sich durch unterschiedliche Grade der Annäherung an das reale Bauteil auszeichnen. Es galt dabei, Kompromisse zu finden zwischen einer beschränkten Komplexität des Modells, einer realistischen Nachbildung des Bauteils und der Durchführbarkeit der Simulation. Allen entwickelten Thyristormodellen ist daher gemeinsam, daß nur das statische Verhalten des Elements nachgebildet wird, d.h. es werden keine zeitabhängigen Effekte berücksichtigt.

Darüber hinaus beinhalten die Modelle gleichzeitig die Zündeinrichtung der Thyristoren, da diese für die Schaltungsfunktion unbedingt erforderliche Baugruppe wegen der Beschränkung der Programmversion auf 20 Bauteile nur noch innerhalb des Thyristormodells behandelt werden konnte.

#### ***8.1.1.1 Modellierung als idealisierte Schalter***

Die Vereinfachung von Thyristoren zu idealen Schaltern ist bei der theoretischen Behandlung von netzgeführten Stromrichterschaltungen üblich [22, 35], da meist die Einflüsse der realen Ventileigenschaften vernachlässigbar klein gegenüber den Nutzgrößen sind. Der Vorteil dieser Betrachtungsweise ist, daß die erzielten Ergebnisse ausschließlich von der Schaltung und nicht von den Bauelementeeigenschaften abhängig wären. Ein geeignetes Modell braucht keine Einflüsse von Ein- und Ausschaltwiderständen, Halteströmen ungleich Null, Durchlaßspannungen etc. zu berücksichtigen.

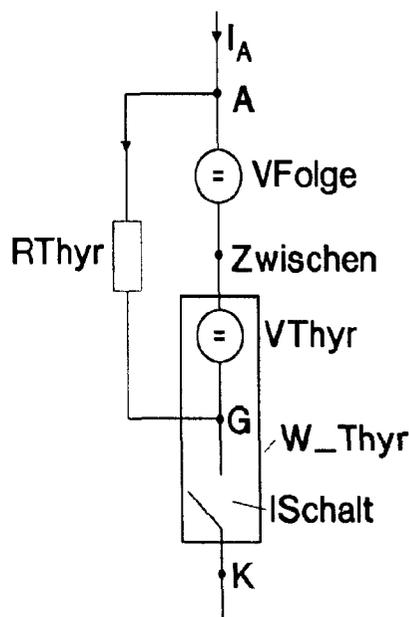
Dies entspricht zwar den bisherigen Ansätzen zur Schaltungsanalyse, führt jedoch, wie in dieser Arbeit gezeigt wurde, zumindest bei halbgesteuerten Brückenschaltungen nicht mehr zu den richtigen Ergebnissen. Zudem erlaubt PSpice aus Gründen der Wertedarstellung als Gleitkommazahlen und wegen der numerischen Stabilität keine

Widerstandswerte von 0 oder  $\infty$ . Genausowenig sind Verhältnisse zwischen Ein- und Ausschaltwiderständen von mehr als  $10^{12}$  möglich.

Eine denkbare Näherung wäre, in einer der nachfolgend beschriebenen Modellierungen extreme Werte für die Parameter einzugeben, um ideale Schalter möglichst gut nachbilden zu können. Begrenzt werden die einstellbaren Parameterbereiche durch die numerische Lösbarkeit der entstehenden Gleichungssysteme. Diese stellte allerdings schon bei normalen Werten der Parameter ein gravierendes Problem dar, so daß hier nur geringer Spielraum für Variationen besteht. Eine wesentliche Vereinfachung der Simulation durch die Modellierung als idealer Schalter ist mit diesem Programm daher nicht möglich. Von einer eingehenderen Verwendung dieses Ansatzes wurde deswegen abgesehen.

### 8.1.1.2 Modellierung nach Datenblattangaben

Dies im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Thyristormodell basiert auf der idealisierten statischen Kennlinie, die in der Stromrichtertechnik fast überall verwendet wird [52]. Es bildet die üblichen Datenblattangaben für Thyristoren über Haltestrom, Schleusenspannung, Ersatzwiderstand und Sperrstrom nach. Das Modell der Zündeinrichtung entspricht in der verwendeten Version einer Doppelimpulszündung mit  $2\pi/6$  Impulsfolgeabstand und ist damit identisch mit einem der in den praktischen Versuchen eingesetzten Verfahren. Andere Zündverfahren wie  $\pi$ - $\alpha$ -Steuerung lassen sich ebenfalls mit der verwendeten Methode nachbilden. Das folgende Bild zeigt das Schaltbild, anhand dessen das Modell entwickelt wurde.



**Bild 54: PSpice-Modell zur Nachbildung eines Thyristors nach Datenblattangaben zur idealisierten statischen Kennlinie**

Das Grundprinzip des Thyristormodells basiert auf dem von PSpice zur Verfügung gestellten stromgesteuerten Schalter (im Modell „W\_Thyr“ genannt, die eigentliche Beschreibung der Schaltereigenschaften hat die Bezeichnung „ISchalt“). Diesem in Reihe geschaltet ist die Spannungsquelle „VThyr“, durch die der Steuerstrom des

Schalters fließt. Ist der stromgesteuerte Schalter eingeschaltet, fließt der größte Teil des Anodenstromes  $i_A$  des Thyristormodells ebenfalls durch diese Spannungsquelle und hält den Schalter geschlossen, wodurch die selbthaltende Wirkung des Thyristors nachgebildet wird. Fällt der Anodenstrom unter den Haltestrom  $I_H$ , so unterschreitet auch der Strom durch die steuernde Quelle  $V_{Thyr}$  den Ausschaltwert des Schalters „IOFF“. Der Schalter öffnet sich wieder und das Modell des Thyristors ist gelöscht.

Im eingeschalteten Zustand wirkt der ohmsche Widerstand des Schalters („RON“ im Modell), der den Ersatzwiderstand nachbildet, sowie die Spannung, die die Steuerquelle  $V_{Thyr}$  ständig erzeugt. Diese entspricht der Schleusenspannung der idealisierten Thyristorkennlinie.

Im Ausschaltzustand wirkt die Schleusenspannung nach außen nur noch über den dann wirksamen Widerstand „ROFF“ des Schalters. Dieser repräsentiert den Sperrwiderstand des Thyristormodells.

Der Sperrwiderstand läßt auch eine Art Überkopfzündung zu. Durch Anlegen einer sehr hohen Spannung kann der Einschaltstrom des gesteuerten Schalters „ION“ überschritten werden. Dieser Fall tritt in der Simulation regelmäßig ein, wenn eingepreßte Ströme, z.B. durch stromvorbelastete Induktivitäten, auf das Thyristormodell einwirken. Allerdings liegen die auftretenden Anodenspannungen weit oberhalb der am realen Bauteil entstehenden Werte, da deren Überkopfzündung in solchen Fällen wegen des hohen  $du/dt$  durch Verschiebungsströme ausgelöst wird. Im Modell wurde auf die Einfügung äquivalenter Kapazitäten verzichtet.

Zur Zündung des Thyristormodells erzeugt die Spannungsquelle  $V_{Thyr}$  einen negativen Spannungsimpuls, der an dem parallelgeschalteten Widerstand  $R_{Thyr}$  einen Stromfluß auch durch die Quelle selbst hervorruft, wodurch der stromgesteuerte Schalter geschlossen wird. Der Folgeimpuls wird von einer zweiten Spannungsquelle „Vfolge“ in gleicher Weise erzeugt; ansonsten ist diese Quelle wirkungslos, da sie die Spannung 0 erzeugt. Die Zündimpulse sind über den Widerstand des gesteuerten Schalters auch an den nach außen geführten Anschlüssen des Modells feststellbar. Weil am realen Thyristor solch ein Einfluß des Zündimpulses auf die Anoden-Kathoden-Strecke meist vernachlässigt werden kann, ist die Höhe der negativen Zündspannung im Modell nicht beliebig, sondern sollte möglichst nahe Null gewählt werden.

Der Widerstand  $R_{Thyr}$  tritt nach außen nicht in Erscheinung, da er von den Spannungsquellen überbrückt ist. Allerdings fließt durch ihn ein von der Schleusenspannung getriebener Strom, der eine Differenz bewirkt zwischen dem Anodenstrom des Thyristormodells und dem Strom durch die steuernde Quelle des Schalters. Daher sind folgende Schritte nötig zur Bestimmung der Modellparameter für einen konkreten Thyristor:

1. Die Schleusenspannung des Thyristors (Datenblattangabe) ist in der Modelldatei „AG\_SRT.LIB“ (siehe unten) als erster Zahlenwert nach dem Schlüsselwort „PULSE“ der Zündimpulsquelle „Vthyr“ einzugeben.
2. Falls die Änderung gewünscht ist, erfolgt direkt danach die Eingabe der Zündspannung (siehe oben) als zweiter Zahlenwert. Anschließend ist die Spannungshöhe für

den Folgeimpuls = (Zündspannung - Schleusenspannung) als zweiter Zahlenwert nach dem Schlüsselwort „PULSE“ der Zündimpulsquelle „Vfolge“ einzutragen.

3. Danach erfolgt die Eingabe des Widerstandswertes für RThyr in der Zeile für diesen direkt nach den Parametern „A G“. Der Wert berechnet sich aus der Datenblattangabe des Haltestromes nach

$$R_{\text{Thyr}} = \frac{\text{Schleusenspannung} - \text{Zündspannung} * \frac{I_{\text{OFF}}}{I_{\text{ON}}}}{\text{Haltestrom}} \quad (78)$$

4. Eingabe des Einschaltstromes des gesteuerten Schalters hinter „ION=“ nach

$$I_{\text{ON}} = - \frac{\text{Zündspannung}}{R_{\text{Thyr}}} \quad (79)$$

5. Eingabe des Ausschaltstromes „IOFF=“ nach

$$\text{Haltestrom} - \frac{\text{Schleusenspannung}}{R_{\text{Thyr}}} \quad (80)$$

6. Eingabe des Ersatzwiderstandes hinter „RON=“ und des Sperrwiderstandes hinter „ROFF=“ (Datenblattangaben) in der Zeile für den gesteuerten Schalter „Ischalt“. Das Verhältnis von Ausschalt- zu Einschaltstrom IOFF/ION kann nicht zu 1 gewählt werden, da dies die numerische Lösbarkeit der Schaltungsgleichungen gefährdet [43]. Das hier verwendete Verhältnis von 0,9 erforderte bereits die Erhöhung der standardmäßigen Höchstgrenze für Iterationen des Simulationsprogrammes. Erreicht wurde dies durch Einfügung des Steuerbefehls „OPTIONS ITL4 = 100“ bei der Generierung der Netzliste. Dennoch kann bei kritischen Parameterkombinationen ein Abbruch der Simulation durch zu große Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten vorkommen (vgl. Kapitel 8.1.2). In solchen Fällen ist es günstiger, die Differenz zwischen ION und IOFF zu erhöhen. In dem Übergangsbereich ändert sich der Widerstand des gesteuerten Schalters allmählich zwischen RON und ROFF. Dies Verhalten weicht zwar von der idealisierten Annahme der Kennlinie als Gerade ab, ist aber eine bessere Annäherung an die exponentielle Kennlinie des realen Bauteils in diesem Bereich.

Die so ermittelten Parameter müssen direkt als Zahlenwerte an den entsprechenden Stellen in der Datei „AG\_SRT.LIB“ eingegeben werden. Eine automatische Berechnung nach obigen Formeln, sei es in der Modellbeschreibung selbst oder von der Benutzeroberfläche des Simulationsprogrammes aus, ist nicht möglich. Bei den bis zu 6 verwendeten Thyristoren in einer Schaltung überschreitet diese sicherlich elegantere Lösung die Grenzen der auf 100 Elemente begrenzten Symboltabelle des Programmes. Anschließend ist die Datei „AG\_SRT.LIB“ für dieses Thyristormodell aufgeführt.

```

* Library of symbols for ET/AG SRT
* Modelle nach Datenblattangaben für Thyristoren
* $Revision 1.0 $

.model Kondensator CAP
.model Induktivität IND
.model Widerstand RES
.model Diode D (IS=1E-9 N=1.1)

.SUBCKT 3ph-Netz Mp L1 L2 L3 PARAMS: Nennspg=400V Frequenz=50Hz
Phase=0
  * 3ph. Netz mit Mittelpunkt, Nennspg = Effektivwert der verket-
  teten Spg.
  V_VL1 L1 Mp SIN 0 {0.8165*Nennspg} {frequenz} 0 0 {phase}
  V_VL2 L2 Mp SIN 0 {0.8165*Nennspg} {frequenz} 0 0 {phase-120}
  V_VL3 L3 Mp SIN 0 {0.8165*Nennspg} {frequenz} 0 0 {phase-240}
.ENDS
  * Ende von 3ph-Netz

.SUBCKT gesteuertesVentil A K PARAMS: ein=0ms dauer=.5ms peri-
ode=20ms
  * Thyristormodell mit Folgeimpulszündung
  * ein=Zündaugenblick dauer=Zünddauer periode=Zeit zw. Zündaugen-
  blicken

  W_Thyr K G VThyr ISchalt
  * W_Thyr ist der gesteuerte Schalter zur Nachbildung des Thyri-
  stors
  * VThyr ist die vom Anodenstrom durchflossene Steuerspannungs-
  quelle

  * AEG TT B6C90N Nachbildung. Herstellerangaben: Vto=1,05V
  rT=5,2mOhm iH=.2A
  * ion/ioff=.6 erleichtert Konvergenz

.MODEL ISchalt ISWITCH (RON=5.2m ROFF=1E6 ION=.074 IOFF=.044)
  * Ersatzwiderstand -----^          ^          ^          ^
  * Sperrwiderstand -----+          |          |
  * -Zündspg./RThyr -----+          |
  * Haltestrom- Schleusenspg./RThyr -----+
  * Parameter des gesteuerten Schalters.
  * Die Konvergenz dieses Modells ist kritisch!

```

\* .OPTIONS ITL4=100 in Netzliste angeben hilft meist

VThyr Zwischen G PULSE 1.05 -0.5 {ein} 1E-5 1E-5 {dauer}  
{periode}

\* Schleusenspannung ---^ ^

\* Zündspannung -----+

\* Zündimpulsquelle; vom Anodenstrom durchflossen, steuert den  
Schalter

VFolge A Zwischen PULSE 0V -1.55V {ein+periode/6} 1E-5 1E-5  
{dauer} {periode}

\* Zündspg.-Schleusenspg. --^

\* Quelle für den Folgeimpuls nach  $2\pi/6$

RThyr A G 6.75

\* hierdurch fließt der "Zündstrom".

\* Wert=(Schleusenspg.-Zündspg.\*IOFF/ION)/Haltestrom

.ENDS

\* Ende von gesteuertesVentil

□

### 8.1.1.3 Modellierung gemessener Bauelementekennlinien

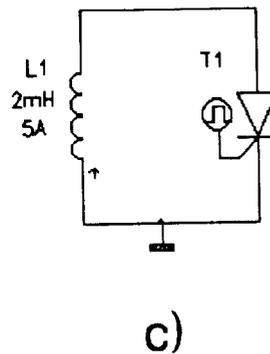
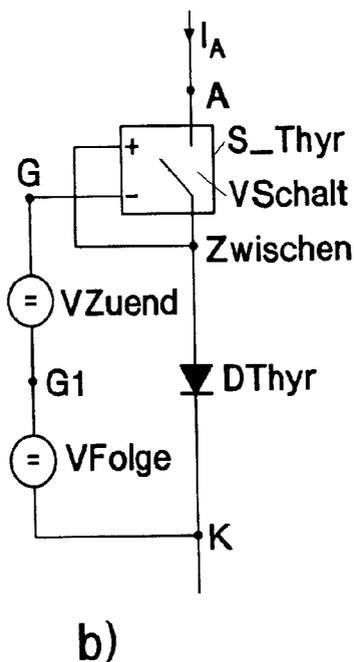
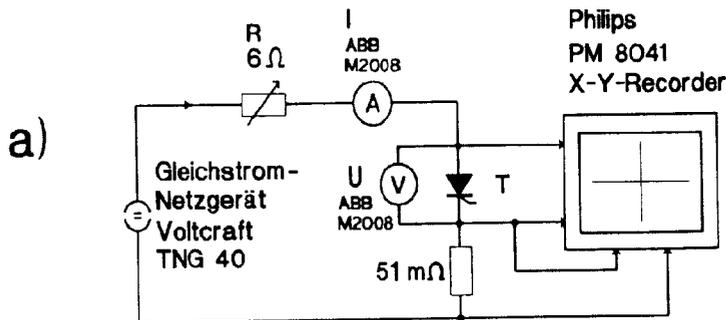
In diesem Modell wurde versucht, die Kennlinien der verwendeten Thyristoren und Dioden möglichst exakt nachzubilden. Zunächst wurden dazu die Spannungsabfälle am Bauteil für den interessierenden Strombereich bis 5 A gemessen und aufgezeichnet. Anschließend wurde im Simulationsprogramm eine Schaltung zur Erzeugung vergleichbarer Kennlinien erstellt. Die Simulationsergebnisse von mehreren Durchläufen mit jeweils geringen Änderungen der freien Parameter wurden dann mit den gemessenen Kennlinien verglichen. Nach mehrfacher Anpassung der Parameter konnte so eine gute Übereinstimmung des Bauelementemodells mit der Realität erreicht werden.

Der Versuchsaufbau zur Messung der statischen Kennlinie entspricht den in der Literatur genannten Vorschlägen, mit dem Unterschied, daß der Meß- und Aufzeichnungsvorgang nicht mit pulsförmigen Strömen im ms-Bereich durchgeführt wurde. Die relativ langsame Aufzeichnung durch einen x-y-Schreiber zwang zur Verwendung von Gleichströmen, deren Veränderung mehrere Sekunden dauerte. Dies ist tolerierbar, da nur die statische Kennlinie interessierte und die untersuchten Strombereiche dabei keine übermäßige Erwärmung der Halbleiter verursachten.

Die Simulationsschaltung zur Kennlinienbestimmung arbeitet mit einer Induktivität, die mit einem Anfangswert eines Stromes von 5 A beaufschlagt ist. Diese prägt dem Halbleitermodell einen fallenden Strom auf, der nach etwa 10 ms den Wert Null er-

reicht. Die Darstellung der Spannung über dem Strom mit dem Analyseprogramm „Probe“ ergibt dann die gesuchte Kennlinie.

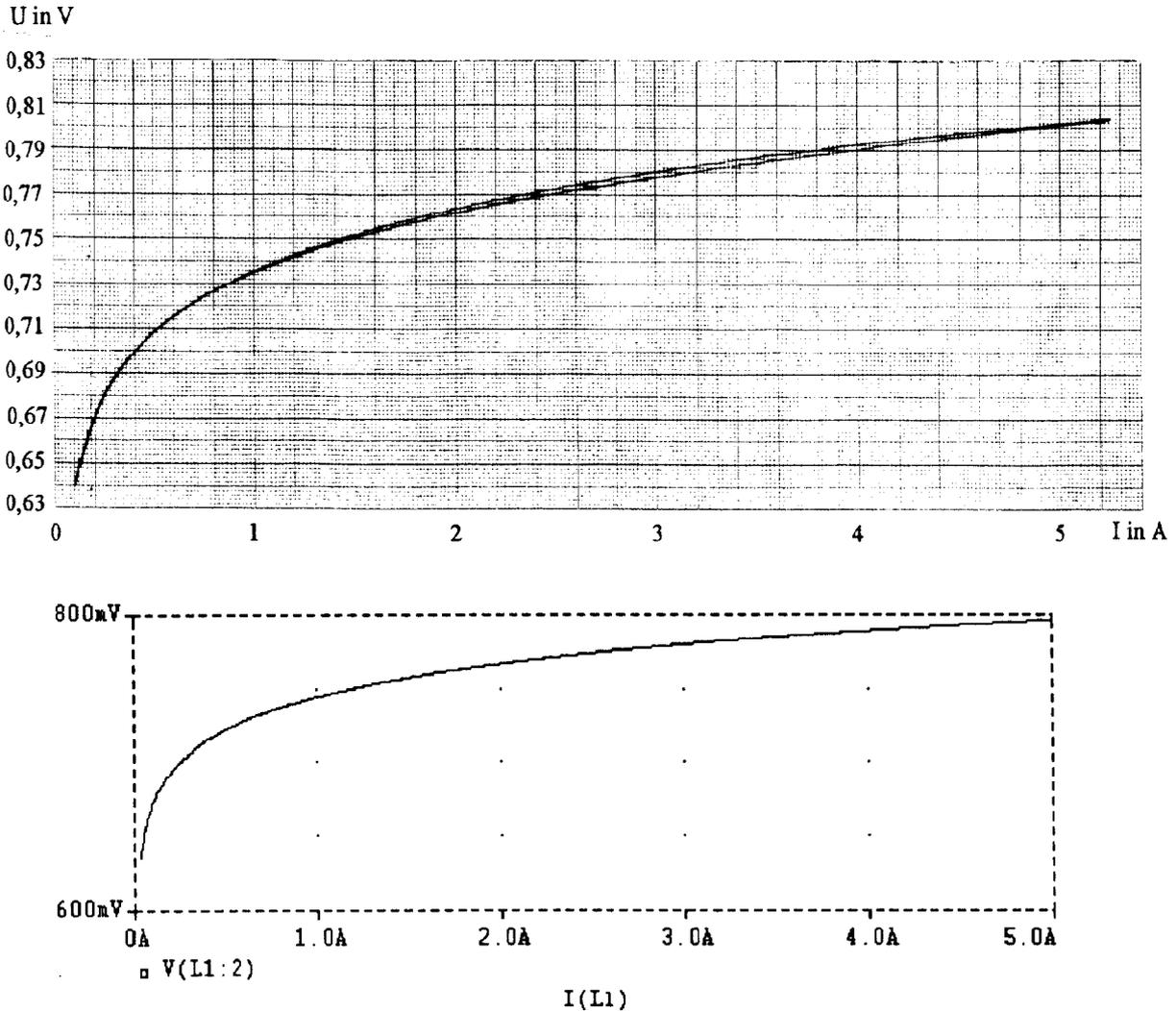
Die folgenden Bilder zeigen die verwendeten Meß- und Simulationsschaltungen sowie die resultierenden Kennlinien der realen Bauteile und der Modelle.



**Bild 55:** a) Aufbau zur Messung und Aufzeichnung der statischen Kennlinien von Leistungsdioden und Thyristoren, b) PSPice-Modell zur Nachbildung eines Thyristors anhand gemessener Bauelementekennlinien, c) Simulationsschaltung zur Bestimmung der statischen Kennlinie von Dioden- und Thyristormodellen

Die Kennlinien der eingesetzten Leistungsdioden ECG 5999 zeigen den bekannten exponentiellen Verlauf. Da das Simulationsprogramm PSPice ein entsprechendes Modell für Dioden anbietet, brauchten lediglich die Parameter „IS“ (Sperrstrom) auf

$10^{-6}$  und N (Emissionskoeffizient) auf 1,25 gesetzt zu werden, um eine gute Übereinstimmung zu erreichen.



**Bild 56: Statische Kennlinien der Leistungsdioden Philips ECG 5999 und des Simulationsmodells dieser Diode**

Die gemessenen Kennlinien der Thyristoren dagegen (Bild 57) zeigen deutliche Abweichungen von der theoretischen exponentiellen Kennlinie [14, 25, 34] für den Durchlaßbereich. Die auffälligsten Merkmale sind das Auftreten einer Hysterese sowie das Vorhandensein ausgeprägter Sprünge bzw. Stufen in der Kennlinie. Diese Erscheinungen traten hauptsächlich unterhalb eines Stromes von ca. 5 A auf, d.h. im Bereich der in den Versuchen verwendeten Werte.

Der rasche Anstieg der Spannung am Bauteil bei geringen Strömen ist auf den Beginn der Löschung des Thyristors beim Unterschreiten des Haltestroms zurückzuführen. Dieser Bereich war für die hier durchgeführten Betrachtungen besonders interessant und sollte daher in dieser Form nachgebildet werden.

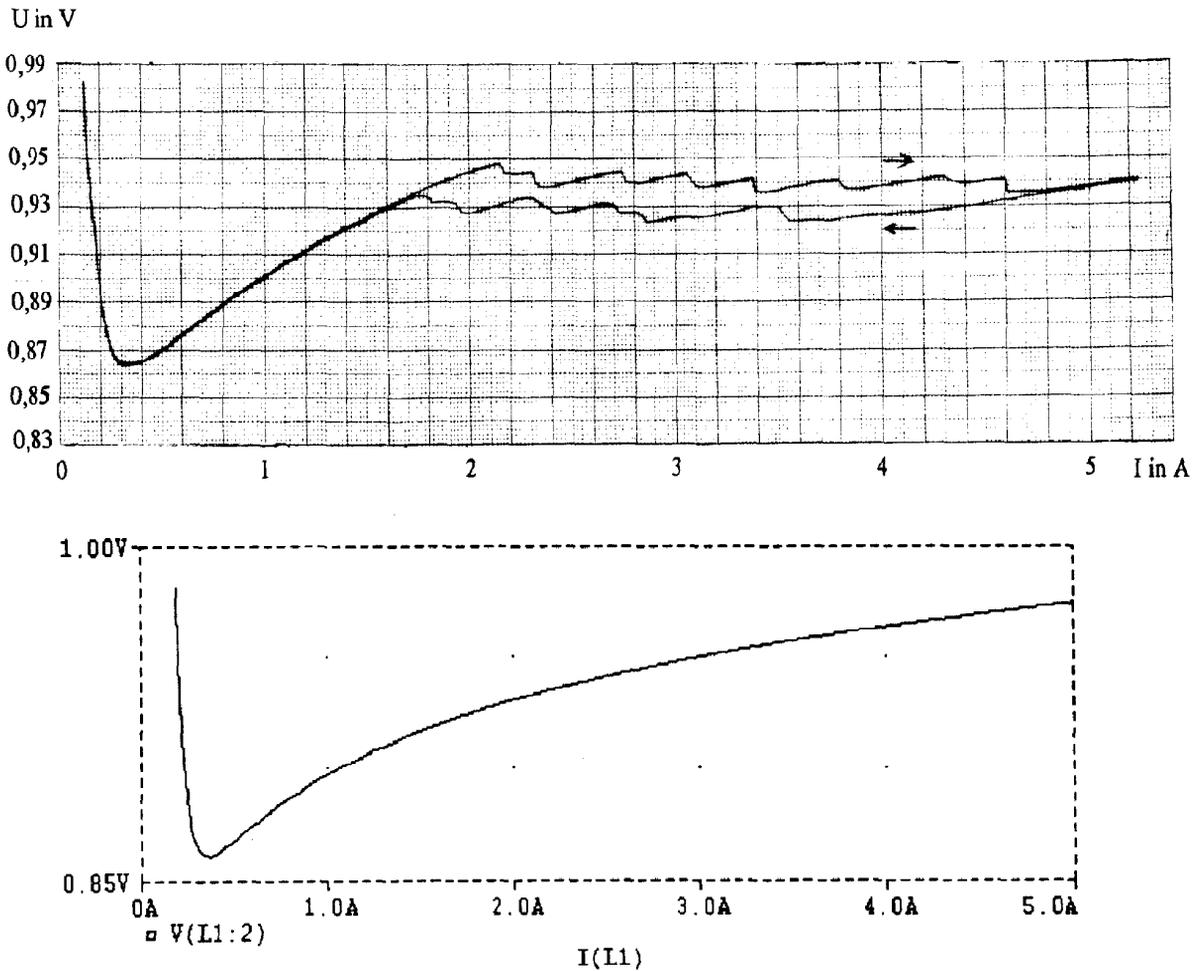
Zur Überprüfung der übrigen nicht erwarteten Erscheinungen wurden auch einige andere Thyristoren im gleichen Strombereich gemessen. Es zeigte sich, daß die Stufen und die Hysterese bei allen untersuchten Thyristoren mit höheren Nennströmen ( $40 \text{ A} < I < 1800 \text{ A}$ ) der Firma AEG (jetzt eupec) auftreten. Bei einer Messung und Skalierung über den gesamten Strombereich bis hin zum Nennstrom des jeweiligen Thyristors wären diese Effekte nur schwach sichtbar gewesen. Bei kleineren Thyristoren anderer Hersteller ( $I < 16 \text{ A}$ ) konnten diese nichtidealen Verhaltensweisen im Rahmen der Meßgenauigkeiten nicht beobachtet werden.

Die wahrscheinliche Erklärung ist in der Aufteilung der Silizium-Chipfläche in einzelne Bereiche zu suchen, die nicht genau gleiche Eigenschaften haben und daher von unterschiedlichen Strömen durchflossen werden. Als Folge werden Teilbereiche der Thyristorstruktur zu unterschiedlichen Zeiten leitend bzw. gelöscht. Bei einer Rückfrage beim Hersteller ergab sich, daß möglicherweise die zur Verbesserung der  $du/dt$ -Belastbarkeit eingebrachten sogenannten Emitter-Shortungslöcher zwischen Gate und Kathode eine Art Einraststelle oder -fläche bilden, die die Zündausbreitung beeinflussen. Bei Strömen deutlich unter dem Nennstrom könnte die räumliche Verteilung der bereits leitend gewordenen Thyristorfläche sich dadurch in diskreten Schritten ausbreiten.

Die beobachteten Sprünge in der Kennlinie treten jedoch nicht immer reproduzierbar bei bestimmten Stromwerten auf und sind auch stark von der Temperatur beeinflussbar. Daher liegt die Vermutung nahe, daß diese separat leitend werdenden Teilbereiche der Thyristorfläche nicht ausschließlich durch eine von der Herstellung vorgegebene Struktur bestimmt werden. Vielmehr wird die ungleichmäßige räumliche Verteilung der Eigenschaften des Halbleitermaterials und der Stromzuführung dieses nichtideale Verhalten wesentlich bestimmen.

Die festgestellte Hysterese der Kennlinie wird außer durch diese Stromverteilungseffekte auch durch die Temperatur des Thyristorchips bei der Messung hervorgerufen, die wegen der unterschiedlichen Spannungsabfälle bei gleichem Strom geringfügig andere Werte annehmen wird.

Eine genauere Untersuchung dieser Erscheinungen wäre möglich, indem an offenen Thyristoren die Stromverteilung über die Fläche untersucht wird. Dies könnte z.B. durch eine Thermokamera geschehen, mit der sich die Erwärmung der stromdurchflossenen Bereiche beobachten läßt. Eine Durchführung solcher Versuche lag aber außerhalb der Zielsetzungen dieser Arbeit. Statt dessen wurde ein einfaches Simulationsmodell entwickelt, das die wesentliche Gestalt der Thyristorkennlinie einschließlich des Übergangs vom Durchlaß- in den Sperrbereich nachbildet. Das folgende Bild zeigt die Kennlinien dieses Modells und des realen Thyristors.



**Bild 57: Statische Kennlinien eines Thyristors aus Powerblock AEG TT B6C 90N 800 KOC. Oben: gemessene Kennlinie, unten: Kennlinie des Simulationsmodells.**

Das dafür entwickelte Modell eines Thyristors (Bild 55b) basiert wiederum auf einem gesteuerten Schalter, der hier aber im Unterschied zum vorherigen Kapitel als spannungsgesteuert implementiert wurde („VSchalt“ im Modell). Dies war erforderlich, da bei diesem Modell keine der erforderlichen Steuerspannungsquellen vom Anodenstrom durchflossen wird. Unter Vernachlässigung der Hysterese- und Stufungseffekte ist die Kennlinie realer Thyristoren im Durchlaßbereich ungefähr exponentiell, sie wurde durch ein Diodenmodell nachgebildet. Der durch den Anodenstrom hervorgerufene Spannungsabfall dieser Diode ist gleichzeitig die Steuerspannung des Schalters, wodurch der Selbsthalteeffekt und das Löschen bei geringen Strömen nachgebildet werden. Die Zündung mit Folgeimpuls erfolgt wieder über zwei Steuerspannungsquellen, „VZuend“ und „Vfolge“ genannt.

Die Anpassung der statischen Kennlinie an den gewünschten Verlauf geschieht in zwei Schritten. Zuerst ist über die Parameter Sperrstrom „IS“ und Emissionskoeffizient „N“ des Diodenmodells „D\_AEGB6C90N“ die Kennlinie im Durchlaßbereich zu modifizieren. Anschließend wird der Verlauf in der Nähe des Haltestromes,

also der Löschbereich des Thyristormodells, über die Steuerspannungen des Schalters „VSchalt“ modelliert. Der Wert für volles Einschalten „VON“ liegt dabei nur wenig über der minimalen Spannung am Element, die beim Haltestrom vorliegt. Die Spannung für volles Ausschalten „VOFF“ bestimmt im wesentlichen den Kennlinienverlauf mit negativer Steigung im Löschbereich des Thyristormodells. Der Ausschaltwiderstand „ROFF“ kann entsprechend einem gewünschten Vorwärtssperrstrom dimensioniert werden. Der Einschaltwiderstand „RON“ wurde sehr gering gewählt, so daß im interessierenden Strombereich keine Einflüsse auf die Kennlinie zu erwarten sind.

Bei der Durchführung von Simulationen mit diesem Thyristormodell zeigte sich, daß Programmabbrüche durch Konvergenzprobleme der Simulation wesentlich häufiger auftraten als bei dem zuvor beschriebenen Modell nach Datenblattangaben. Eine Ursache hierfür ist sicherlich, daß keine linearen Zusammenhänge, also ohmschen Widerstandsanteile mehr verwendet wurden. Jedoch könnte das Modell gegenüber dem hier verwendeten auch um ohmsche Anteile ergänzt und noch weiter erheblich verfeinert werden, da PSpice für das verwendete Diodenmodell insgesamt 26 Parameter anbietet. Ausgenutzt wurde nur die Einfügung einer Kapazität („CJO“) der Diode. Die aufgetretenen Probleme sind aber prinzipieller Natur und weniger im verwendeten Thyristormodell begründet. Eine Diskussion dieser Probleme und der Lösungsmöglichkeiten findet sich daher im folgenden Kapitel.

Anschließend ist ein Ausdruck der Datei „AG\_SRT.LIB“, die in den Simulationen mit diesem Thyristormodell verwendet wurde, gegeben.

\* Library of symbols for ET/AG SRT  
 \* Modelle nach gemessenen Kennlinien  
 \* \$Revision 1.1 \$

```
.model Kondensator CAP
.model Induktivität IND
.model Widerstand RES
.model Diode D (IS=1E-10 N=1.25)
* Dies entspricht ECG 5999 (1000V 35A)
```

```
.SUBCKT 3ph-Netz Mp L1 L2 L3 PARAMS: Nennspg=400V Frequenz=50Hz
Phase=0
```

\* Dreiphasennetz mit Mittelpunkt, Nennspg=Effektivwert der verket-  
 teten Spg.

```
V_VL1 L1 Mp SIN 0 {0.8165*Nennspg} {frequenz} 0 0 {phase+0}
V_VL2 L2 Mp SIN 0 {0.8165*Nennspg} {frequenz} 0 0 {phase-120}
V_VL3 L3 Mp SIN 0 {0.8165*Nennspg} {frequenz} 0 0 {phase-240}
```

```
.ENDS
```

\* Ende von 3ph-Netz

```
.SUBCKT gesteuertesVentil A K PARAMS: ein=0ms dauer=.5ms peri-
ode=20ms
```

\* Thyristormodell mit Folgeimpulszündung

\* ein=Zündaugenblick dauer=Zündimpulsdauer periode=Zeit zw.  
 Zündaugenblicken

```
S_Thyr A Zwischen Zwischen G VSchalt
```

\* S\_Thyr ist der gesteuerte Schalter zur Nachbildung des Thyri-  
 stors

```
.MODEL VSchalt VSWITCH (RON=1E-4 ROFF=1E5 VON=.95 VOFF=.66)
```

```
VZuend G G1 PULSE 0V -2V {ein} 1E-5 1E-5 {dauer} {periode}
```

\* Zündimpulsquelle

```
VFolge G1 K PULSE 0V -2V {ein+periode/6} 1E-5 1E-5 {dauer}
{periode}
```

\* Quelle für den Folgeimpuls nach  $2\pi/6$

```
DThyr Zwischen K D_AEGB6C90N
```

```
.model D_AEGB6C90N D (IS=8E-9 N=1.86 CJO=20E-9)
```

\* CJO ist nur zur Verbesserung der numerischen Stabilität

.ENDS

\* Ende von gesteuertesVentil

□

### 8.1.2 Erfahrungen mit Simulationsprogrammen

Das in dieser Arbeit verwendete Programm „Pspice Design Center“ basiert auf dem weit verbreiteten Simulationsprogramm „Spice“. Dieses wurde ursprünglich entwickelt zur Simulation von integrierten Schaltungen und Schaltungen aus diskreten Bauteilen - Transistoren, Dioden, Widerstände, Kapazitäten usw., die mit Betriebsspannungen in der Größenordnung bis 10 V und mit Strömen im mA-Bereich arbeiten [44, 53]. Das Simulationsprinzip basiert auf der numerischen Berechnung der Spannungen an jedem Schaltungsknoten. Bei der hier angewandten Simulation von Zeitfunktionen, der sogenannten „transient analysis“, wird dazu vorab ein Arbeitspunkt („bias point“) bestimmt und von diesem ausgehend der Verlauf aller Knotenpotentiale berechnet. Zur Steuerung der zeitlichen Schrittweite des numerischen Lösungsverfahrens dient die größte auftretende Differenz von Spannungen zwischen zwei Schritten. Nach Abschluß der Simulation des gesamten Zeitbereiches kann aus den Potentialverläufen der Strom in jedem Schaltungszweig bestimmt werden. Diese Vorgehensweise ist angepaßt an die typischen Problemstellungen der Elektronik und Mikroelektronik, wo kontinuierlich verlaufende ohmsch-kapazitive Vorgänge dominieren.

Die in der Stromrichtertechnik üblichen Werte von Spannungen liegen bei vielen 100 V, die Ströme sind typischerweise im A- bis kA-Bereich. Eine Simulation mit den Voreinstellungen für Kleinsignalschaltungen kann dabei zu Problemen führen, da der Dynamikbereich des Programmes durch den Einsatz des Fließkomma-Datentyps „Double Precision“ auf etwa 12 Größenordnungen begrenzt ist [44]. Dort wird empfohlen, die Programmvariablen VNTOL (kleinste Spannungsstufe, Standard 1  $\mu$ V) und ABSTOL (kleinste Stromstufe, Standardwert 1 pA) auf Werte etwa 9 Größenordnungen kleiner als die maximal auftretenden Werte zu setzen. Dies bedeutet eine Vergrößerung von VNTOL und ABSTOL auf ca. 10  $\mu$ A für stromrichtertechnische Anwendungen.

Ein wesentlich gravierenderer Nachteil bei der Simulation mit PSpice stellt jedoch das charakteristische Verhalten von Stromrichtern als geschaltete Netzwerke mit induktiven Zweigen dar. Während die Ströme in den Zweigen sich nur allmählich ändern, können die Spannungen an den Knotenpunkten sich in den Schalt Augenblicken sehr rasch zwischen zwei fest vorgegebenen Potentialen verändern. In der Praxis begrenzt die du/dt-Empfindlichkeit von Thyristoren die ausnutzbare Spannungsänderungsgeschwindigkeit auf Werte unter 1kV/ $\mu$ s [8, 24]; bei PWM-Umrichtern mit Power-MOSFET-Transistoren können die Werte eine Größenordnung höher liegen.

Benutzt man die in der Stromrichtertechnik üblichen Idealisierungen eines kapazitätsfreien Aufbaus mit verzögerungsfreien Schaltelementen, so gibt es keine Begrenzungen mehr für die Spannungsänderungsgeschwindigkeit. Das Simulationsprogramm benutzt jedoch genau die schnellste Knotenpotentialänderung zur Steuerung der Schrittweite. Es kommt daher häufig vor, daß das Programm in einem Schalt Augenblick die Simulation mit einer Fehlermeldung abbricht, weil innerhalb der kleinsten zulässigen Schrittweite des Iterationsverfahrens (ein Wert von  $4 \cdot 10^{-13}$  s, der nicht

verändert werden konnte) noch eine Werteänderung von mehr als 0,1% (aus der Variablen RELTOL) auftritt.

Dies ist ein prinzipbedingter Nachteil bei der Simulation leistungselektronischer Schaltungen mit PSpice und anderen nach ähnlichen Methoden arbeitenden Programmen. Es ist damit nicht möglich, augenblickliche Spannungsänderungen zu simulieren. Alle Schaltvorgänge müssen in einer endlichen, durch den Schrittweitensteuerungsalgorithmus vorgegebenen Zeit ablaufen. Unter Berücksichtigung der realen Eigenschaften der Bauteile ist dies zwar gegeben und entspricht dem Verhalten einer konkreten Schaltung. Allerdings lassen sich aus der Simulation dann keine allgemeingültigen Aussagen mehr treffen, denn es ist nicht immer ersichtlich, ob die Ergebnisse vom Prinzip der Schaltung oder von den Eigenschaften der Bauteile bestimmt sind.

Der typischen Problemstellung der Stromrichtertechnik angemessen wäre eher ein Verfahren, das auf einer Maschenstromanalyse anstelle des Knotenpotentialverfahrens basiert, da der Strom sich hier normalerweise nur langsam, ohne Sprünge, ändern kann. Selbst bei idealisierten Schaltvorgängen der Ventile bildet der Stromverlauf meist eine kontinuierliche Größe, die sich ohne Schwierigkeiten als Grundlage eines Simulationsalgorithmus verwenden ließe.

Es sind einige Möglichkeiten zur Umgehung dieses Problems denkbar. Die naheliegende Verwendung eines anderen Simulationsprogrammes konnte im Rahmen dieser Arbeit nicht durchgeführt werden. Von solchen anderen Programmen, u.a. SABER, ATOSEC [51, 52] oder IDAS [30], ist nicht bekannt, ob ebenfalls derartige prinzipielle Schwierigkeiten auftreten können. Da einige dieser Programme speziell für die Anwendung in der Stromrichtertechnik geschrieben wurden, ist jedoch anzunehmen, daß in ihren Lösungsalgorithmen auf die obige Problematik Rücksicht genommen wurde.

In der zur Verfügung stehenden limitierten Version des Simulationsprogramms PSpice wurde versucht, durch geeignete Variation der Programm- und Modellparameter einen Abbruch der Simulation zu verhindern. Neben der bereits genannten Anpassung der Variablen VNTOL und ABSTOL an die vorkommenden Größenordnungen kann man die maximale Anzahl der Iterationen vom Standard 10 auf ca. 100 erhöhen (vgl. Kapitel 8.1.1.2). Eine Veränderung der Genauigkeit mit RELTOL auf wesentlich schlechtere Werte als die voreingestellten 0,1% ist nicht empfehlenswert, da dies die Korrektheit der Simulation gefährden würde.

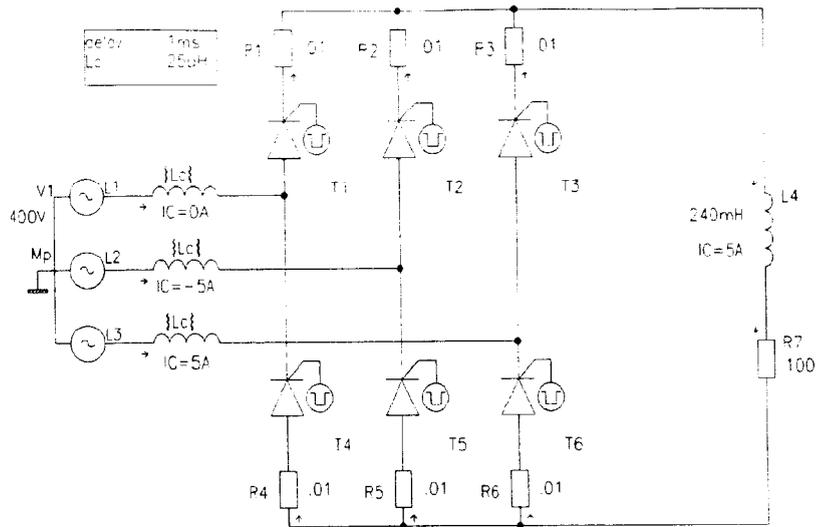
Die Empfehlung der Programmhersteller [44, S.348 ff.], zur Verringerung der Schaltzeiten parasitäre Kapazitäten einzuführen, könnte die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit auf simulierbare Werte begrenzen. Bei dem Thyristormodell nach Datenblattangaben aus Kapitel 8.1.1.2 ist es am sinnvollsten, diese parallel zu dem gesteuerten Schalter zu legen. Eine Position parallel zum gesamten statischen Thyristormodell ist bei allen Modellvarianten möglich. Jedoch bilden diese Kapazitäten zusammen mit den Induktivitäten der Schaltung quasi ungedämpfte hochfrequente Schwingkreise, die die Schaltvorgänge völlig verfälschen. Die vorgeschlagene Ergänzung mit geeignet dimensionierten Dämpfungswiderständen würde den Effekt zwar verringern, aber die Gesamtanzahl von Elementen z.B. einer Dreiphasenbrückenschaltung überschreitet dann wieder die Möglichkeiten der verwendeten Programmversion.

Bei dem in Kapitel 8.1.1.3 vorgestellten Thyristormodell bietet sich jedoch die Möglichkeit, eine Kapazität ohne Zusatzaufwand als Sperrschichtkapazität der im Modell enthaltenen Diode einzufügen. Diese ist nicht als die am realen Bauteil meßbare Sperrkapazität zwischen Anode und Kathode zu identifizieren, da sie nur über den Ausschaltwiderstand des spannungsgesteuerten Schalters wirksam wird. Dies verhindert gleichzeitig das Auftreten ungedämpfter Schwingkreise. Neben der direkten Begrenzung der  $du/dt$ -Werte wirkt diese Kapazität auch verlangsamend auf die Steuerungsspannungen des Schalters. Bei einem Wert von 20 nF konnte in den meisten Fällen eine ordnungsgemäße Durchführung der Simulation erreicht werden; wesentlich höhere Werte im  $\mu\text{F}$ -Bereich verfälschen das Schaltverhalten zu sehr. Zum Vergleich wurde die Sperrkapazität der verwendeten Diode ECG 5999 mit 1,5 nF und die eines Thyristors aus dem Powerblock B6C90N als 1 nF gemessen.

Darüber hinaus bleibt nur die Möglichkeit, durch verschiedene Einstellungen im Simulationsprogramm selbst ein Gelingen der Simulation zu erreichen. Dazu bietet die Benutzeroberfläche dieser PSpice-Implementierung, das Programm „Schematics“, in einem Menüpunkt „Analysis / Setup / Transient“ die Variable „Step ceiling“ an. Sie gibt die Obergrenze des Zeitabstandes an, in dem mindestens eine Neuberechnung der aktuellen Schaltungsgrößen erfolgt. Der Parameter hat Einfluß auf die tatsächlich vom Simulationsprogramm benutzte Schrittweite; ein formelmäßiger Zusammenhang ist jedoch nicht dokumentiert. Die Standardeinstellung ist: keine Vorgabe, d.h. das Programm bestimmt alle Schrittweiten selber während der Simulation aus dem Verhalten der Schaltung.

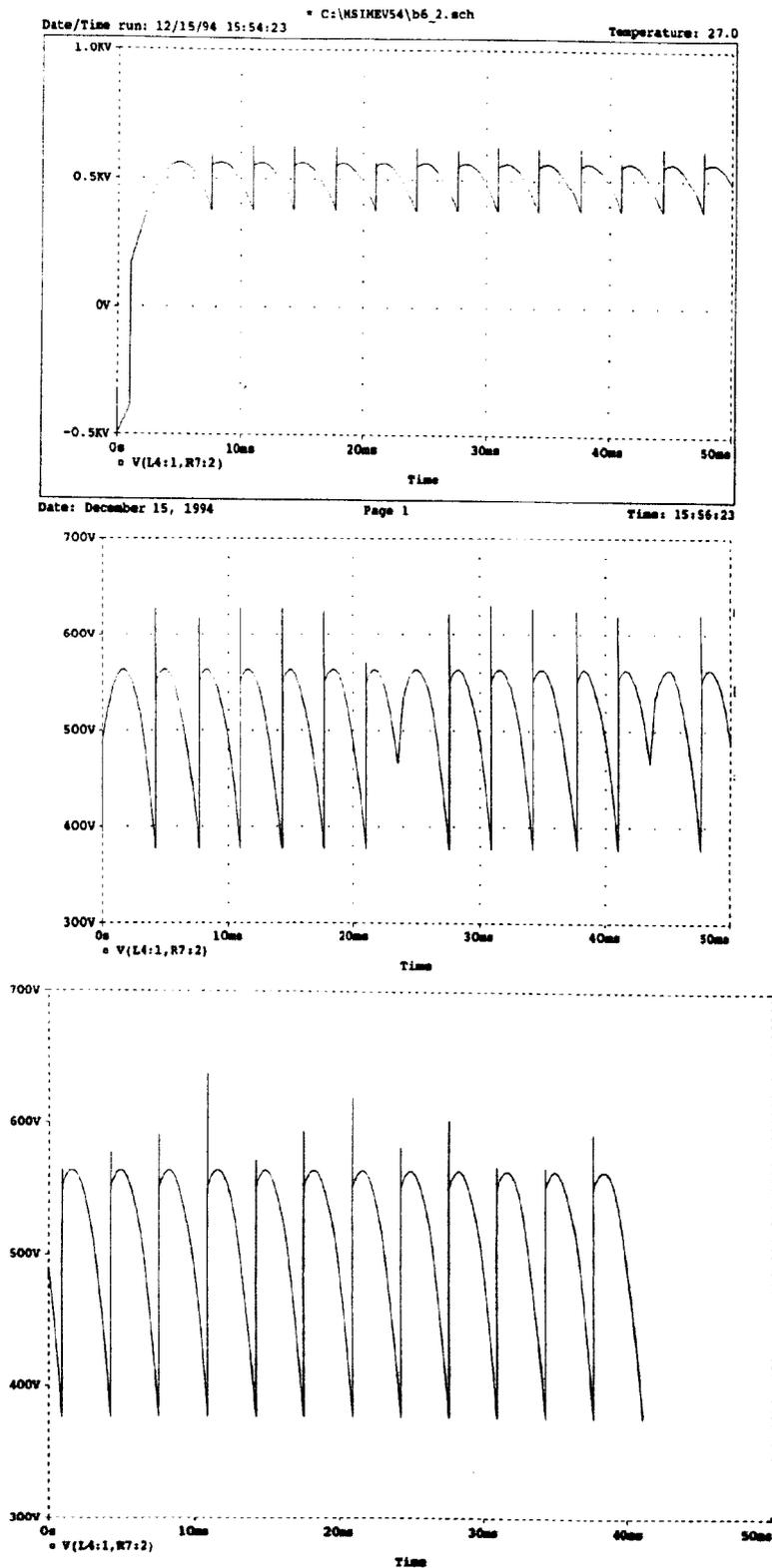
Meistens läßt sich für eine bestimmte Schaltung eine Maximalschrittweite finden, die zu einer vollständigen Durchführung der Simulation ohne Abbruch durch angebliche Konvergenzfehler führt. Es konnte allerdings keine Tendenz festgestellt werden, die eine Abschätzung des passenden Wertes der Schrittweite ermöglicht. Es sind sogar Fälle beobachtet worden, wo die Veränderung dieser Variablen nicht nur auf die Durchführbarkeit, sondern auch auf die Ergebnisse der Simulation Einfluß hatte.

Als Beispiel dafür seien die Verläufe der Ausgangsspannungen der im nächsten Bild dargestellten dreiphasigen Brückenschaltung B6 für  $\alpha = 18^\circ$  angeführt. An dieser sollte der Einfluß von Initialwerten zum Beginn der Simulation untersucht werden. Dazu wurden die Induktivitäten der Schaltung mit den Stromwerten beaufschlagt, die im kontinuierlichen Betrieb zum Zeitpunkt  $t = 0$  herrschen würden. Da nur die prinzipiellen Einflußmöglichkeiten auf den Anfangszustand der Schaltung von Interesse waren, wurden die Kommutierungsinduktivitäten extrem klein dimensioniert.



**Bild 58: Simulationsschaltung für eine dreiphasige Brückenschaltung B6 und  $\alpha = 18^\circ$ .**

Das folgende Bild a) zeigt die Simulationsergebnisse der Ausgangsspannung ohne Vorgabe einer Maximalschrittweite. Die ersten ca. 8 ms entsprechen nicht einem kontinuierlichen Betrieb, d.h. durch die Angabe der richtigen Initialwerte der Maschenströme läßt sich noch kein korrekter Schaltzustand erzwingen. Nach einem Einschwingvorgang zeigt die Ausgangsspannung aber den erwarteten Verlauf; lediglich verschieden hohe Spannungsspitzen in den Umschalt Augenblicken fallen auf.



**Bild 59: Simulationsergebnisse der Ausgangsspannung einer dreiphasigen Brückenschaltung für  $\alpha = 18^\circ$ . a) ohne Vorgabe einer Maximalschrittweite, b) Maximalschrittweite 0,4 ms, c) Maximalschrittweite 0,01 ms.**

Im Bild b) ist dieselbe Größe dargestellt, wobei lediglich die Variable „Step ceiling“ auf 0,4 ms gesetzt wurde. Überraschenderweise führt dieser im Vergleich zur Simulationsdauer von 50 ms sehr große Wert dazu, daß nicht nur der Einschaltvorgang eine völlig andere Gestalt erhält, sondern daß auch dort, wo der Dauerzustand der Schaltung zu erwarten wäre, noch diskontinuierliche Vorgänge auftreten. Aus dem Verhalten der elektrischen Größen läßt sich schließen, daß die Simulation wiederholt einen Schaltvorgang der Thyristormodelle nicht erwartungsgemäß durchführt, wodurch ein Puls der Ausgangsspannung entsprechend  $\alpha = 0$  auftritt. Eine Ursache dafür konnte nicht gefunden werden.

Das dritte Bild zeigt dieselbe Simulation für „Step ceiling“ gleich 0.01 ms. Hier stellt sich zum Simulationsbeginn sofort der erwartete Zustand entsprechend dem Dauerbetrieb ein. Obwohl die Verkleinerung der Maximalschrittweite genauere Simulationsergebnisse auf Kosten der Rechenzeit erwarten ließe, erfolgt nach ca. 41 ms simulierter Zeit ein Abbruch mit der Fehlermeldung „Error - convergence problem in transient analysis“. Die vor diesem Punkt liegenden Verläufe zeigen aber kein außergewöhnliches Verhalten.

Gegen Ende dieser Arbeit ergab sich die Möglichkeit, die Simulationen mit einer neueren Vollversion des Programmes, MicroSim Pspice 6.3a, durchzuführen. Auch hierbei traten die oben geschilderten Probleme auf, daß die Simulationsergebnisse unvorhersehbar von Parametereinstellungen des Programmes abhängen.

Diese unvorhersagbaren Abweichungen bei der Simulation zwingen zu der Schlußfolgerung, daß bei dem gewünschten Abstraktionsniveau das Programm PSpice nur mit großer Vorsicht angewendet werden kann. Ist das Verhalten der zu untersuchenden Schaltung aus anderen Quellen bekannt und kann es in der Simulation mit PSpice durch Anpassung geeigneter Parameter nachvollzogen werden, so ist dies ein wertvolles Hilfsmittel zur Untersuchung von Details, die in der theoretischen oder praktischen Behandlung unverhältnismäßig hohen Aufwand erfordern würden [15, 49]. Als Beispiele seien hier transiente Vorgänge oder auch die in Kapitel 8.3.2 genannte Untersuchung von meßtechnisch schwer zu erfassenden Vorgängen während der Kommutierung genannt. Dagegen kann eine wirklichkeitsnahe Simulation nicht gewährleistet werden, wenn unter den üblichen Idealisierungen unbekannte Stromrichterschaltungen eingesetzt werden. Auf einen intensiveren Einsatz der Software wurde daher im Rahmen dieser Arbeit verzichtet.

## 8.2 Ergänzungen zur Mathematik und Graphik

### 8.2.1 Graphische Darstellungen

Die Skizzen der Schaltungen und die Spannungs- und Stromverläufe wurden auf einem Atari Mega ST mit dem Programm MEGAPAIN T V6.0 erstellt. Dazu wurde eine Assembler-Routine geschrieben, die innerhalb des CAD-Programms den Aufruf eines BASIC-Interpreters ermöglicht. Das dazu selbst erstellte BASIC-Programm kann dann direkt im Hauptspeicher CAD-Zeichenelemente erzeugen. Neben der Möglichkeit zur Zeichnung mathematischer Funktionen, eingesetzt für die zahlreichen trigonometrischen Funktionen, wurde auch eine Routine zur einwandfreien gestrichelten Darstel-

lung von Kurven implementiert, da die Originalfunktionen des CAD-Programmes nur für Geraden funktionsfähig waren.

Die graphischen Darstellungen der in dieser Arbeit berechneten mathematischen Funktionen und Messwerten wurden mit dem Programm MAPLE V Rel.3 unter Microsoft Windows 3.1 erzeugt. Mitgeliefert wurde dabei eine Routinensammlung „plots“, deren wesentlicher Vorteil gegenüber dem obengenannten BASIC-Programm in einer größeren mathematischen Funktionsvielfalt liegt. Leider waren kaum Möglichkeiten zur Beschriftung von Kurvenscharen sowie zum Export in weiterverarbeitbaren Dateiformaten gegeben, so daß einige manuelle Nachbearbeitung erfolgen mußte.

### 8.2.2 Einsatz von Computer-Algebra

Das bereits erwähnte Programm MAPLE V ist gedacht zur Durchführung symbolischer mathematischer Operationen mit dem Computer. Es wurde damit auch versucht, eine der in dieser Arbeit aufgeführte Rechnungen durchzuführen (Kapitel 4.2.3, siehe unten), beziehungsweise, da das Programm erst in der letzten Phase dieser Arbeit zur Verfügung stand, die bereits bestehenden Ergebnisse zu überprüfen.

Grundsätzlich ist das Programm in der Lage, sehr umfangreiche Rechnungen in kurzer Zeit durchzuführen, für die eine manuelle Berechnung wegen der immer vorhandenen Fehlerwahrscheinlichkeit nicht mehr sinnvoll scheint. Allerdings besitzt das Programm keinerlei zielgerichtete Intelligenz, während der Mensch mit der Vorstellung einer bestimmten Gestalt des Ergebnisses bei manuellen Rechnungen oft erhebliche Vereinfachungen vornehmen kann. Genausowenig kann das Programm von selbst die für eine übersichtliche Darstellung zweckmäßigste Notation oder gar die in der Stromrichtertechnik übliche Bezeichnungsweise anwenden. So kann es leicht geschehen, daß wenige Rechenschritte bereits mehrere Seiten lange Formelausgaben bewirken, die anschließend mit erheblichem manuellen Aufwand wieder auf sinnvolle mathematische Ausdrücke reduziert werden müssen.

Das Programm besitzt zwar eine Funktion „simplify“ zur automatischen Vereinfachung von Formeln, allerdings ist in dieser z.B. keine Vereinfachung selbst trivialer trigonometrischer Summen wie  $\sin x + \cos x = \sqrt{2} \sin(x+\pi/4)$  oder  $1 - \cos^2 x = \sin^2 x$  implementiert. Diese Fälle sind hier jedoch zur Zusammenfassung von gleichfrequenten Spannungen und Strömen von größter Wichtigkeit. Ebenfalls ist die Vereinfachung von längeren Termen innerhalb von anderen Funktionen, also z.B. Ausdrücke innerhalb einer Quadratwurzel, nur für einige einfache Funktionen möglich. Gerade bei solchen in dieser Arbeit häufig auftretenden Situationen ist somit ein erheblicher Umfang an manuellen Eingriffen in den Rechenverlauf notwendig.

Darüber hinaus ließ sich in der zuerst eingesetzten Release 2 des Programms ein Fehler nachweisen, der - abhängig z.B. von der Länge von Variablenamen, von zuvor durchgeführten Berechnungen, Speicherbelegungen außerhalb des Programms und anderen Unwägbarkeiten - eine gelegentliche Vorzeichenumkehr bei einer Anwendung der Funktion „simplify“ bewirkte. Zurückzuführen ist dies wahrscheinlich auf eine mathematisch unkorrekte Vereinfachung des Ausdrucks  $\sqrt{a^2}$  zu  $a$  statt zu  $|a|$  [19]. In einer neueren Release 3 des Programms war der Fehler dahingehend behoben, daß das Programm ohne explizite Kenntnis des Terms in der Quadratwurzel keine solchen

Vereinfachungen mehr vornimmt. Dies führte bei einigen der Rechnungen im Rahmen dieser Arbeit dazu, daß Vereinfachungen, die in Release 2 in knapp 30 Sekunden gelegentlich falsch durchgeführt wurden, in der Release 3 selbst nach mehrtägiger Programm Laufzeit überhaupt nicht mehr beendet wurden. In mehreren Fällen traten dabei sogar reproduzierbare Abstürze des gesamten Betriebssystems auf.

Insgesamt kann von der jetzigen Programmversion, genausowenig wie bei anderen Computer-Algebra-Programmen, keine Korrektheit der Ergebnisse garantiert werden. Daher sind möglichst zahlreiche Plausibilitätskontrollen anhand des Vorwissens über das untersuchte Problem erforderlich. Die meisten Berechnungen in dieser Arbeit lagen zudem bereits vor dem Einsatz des Programmes MAPLE V vor. Wenn eine manuell durchgeführte Rechnung dann dasselbe Ergebnis wie die Ausgaben des Programmes zeigt, kann dennoch mit hoher Wahrscheinlichkeit von der Richtigkeit der Ergebnisse ausgegangen werden. Derartige Kontrollen, durchgeführt für die meisten Ergebnisse im Hauptteil dieser Arbeit, wurden in der Regel dadurch ausgeführt, daß versucht wurde, die Differenz zwischen der Rechnung von Hand und der von MAPLE V zu Null zu vereinfachen, beziehungsweise, in einigen Fällen, das Verhältnis der beiden Ausdrücke als 1 nachzuweisen.

Zur Dokumentation der Vorgehensweise ist im Anschluß der Ausdruck der Sitzung mit MAPLE V Rel.3 aufgeführt, auf dem die Ergebnisse des Kapitels 4.2.3 basieren. Man beachte dabei, daß zwischen diesem Ausdruck und den im Hauptteil aufgeführten Ergebnissen noch einige geringe Umformungen durchgeführt wurden.

ein dreiphasiges Drehstromsystem mit  $p=3$ :

- >  $u1 := \sqrt{2} \cdot U \cdot \cos(\omega t + \frac{\pi}{p});$
- >  $u2 := \sqrt{2} \cdot U \cdot \cos(\omega t - \frac{\pi}{p});$
- >  $u3 := \sqrt{2} \cdot U \cdot \cos(\omega t - 3 \cdot \frac{\pi}{p});$

$$u1 := \sqrt{2} U \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{p}\right)$$

$$u2 := \sqrt{2} U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{p}\right)$$

$$u3 := \sqrt{2} U \cos\left(\omega t - 3 \frac{\pi}{p}\right)$$

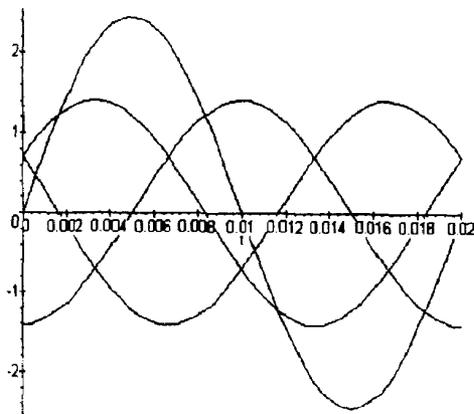
Die verkettete Spannung für die Kommutierung beim Zünden in Phase 2 ist:

- >  $u21 := \text{expand}(u2 - u1);$

$$u21 := 2 \sqrt{2} U \sin(\omega t) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)$$

Zum Plotten muß man den Unbekannten Werte geben:

- >  $U := 1; p := 3; \omega := \text{Pi} \cdot 100;$
- >  $\text{plot}\{u1, u2, u3, u21, t = 0..0.02, \text{color} = \text{black}\};$



$$U := 1$$

$$p := 3$$

$$\omega := 100 \pi$$

Um wieder die abstrakten Werte für die folgenden Berechnungen zu nutzen, muß man obige Zuweisung ungeschehen machen:

- >  $U := 'U'; p := 'p'; \omega := '\omega';$

$$U := U$$

$$p := p$$

$$\omega := \omega$$

Der Kommutierungsstrom beim Zünden in Phase 2 ergibt sich aus der verketteten Spannung an zwei Kommutierungsinduktivitäten

- >  $\text{komstrein} := \text{wtein} \rightarrow (1/(2 \cdot Lc)) \cdot \int(u21, t = \alpha/\omega .. \text{wtein}/\omega);$

$$komstrein := wtein \rightarrow \frac{1}{2} \frac{\int_{\frac{\alpha}{\omega}}^{\omega} u_{21} dt}{Lc}$$

Vereinfachen:

> komstrein:=unapply(simplify(komstrein(wtein),trig),wtein);

$$komstrein := wtein \rightarrow - \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) (\cos(wtein) - \cos(\alpha))}{Lc \omega}$$

Plausibilitätskontrolle 1: Kommutierungsstrom muß bei 0 beginnen!

> komstrein(alpha);

0

Plausibilitätskontrolle 2: am Ende der Kommutierung muß Id erreicht sein.

Dazu muß erst gamma aus der bekannten Formel berechnet werden.

> unprotect(gamma); gamma:=arccos(cos(alpha)-omega\*Lc\*Id/(sqrt(2)\*U\*sin(Pi/p)))-alpha;

$$\gamma := \arccos\left(\cos(\alpha) - \frac{1}{2} \frac{\omega Lc Id \sqrt{2}}{U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}\right) - \alpha$$

> komstrein(alpha+gamma);

Id

Beim nächsten Zünden treibt u32..

> u32:=combine(u3-u2,trig);

$$u_{32} := \sqrt{2} U \cos\left(\omega t - 3 \frac{\pi}{p}\right) - \sqrt{2} U \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{p}\right)$$

..den Kommutierungsstrom.

> komstraus:=wtaus->ld-(1/(2\*Lc))\*int(u32,t=(alpha+2\*Pi/p)/omega..wtaus/omega);

$$komstraus := wtaus \rightarrow Id - \frac{1}{2} \frac{\int_{\frac{\alpha + 2 \frac{\pi}{p}}{\omega}}^{\omega} u_{32} dt}{Lc}$$

Ausrechnen:

> komstraus:=unapply(combine(komstraus(wtaus),trig),wtaus);

$$komstraus := wtaus \rightarrow Id - \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(wtaus - 3 \frac{\pi}{p}\right)}{Lc \omega} + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(wtaus - \frac{\pi}{p}\right)}{Lc \omega} + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)}{Lc \omega} - \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{p}\right)}{Lc \omega}$$

Durch manuelle Rechnung erhält man kürzer:

> ikaus:=ld+sqrt(2)\*U\*sin(Pi/p)\*(cos(wtaus-2\*Pi/p)-cos(alpha))/(omega\*Lc);

$$i_{kaus} := I_d + \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \left( \cos\left(\omega t_{aus} - 2 \frac{\pi}{p}\right) - \cos(\alpha) \right)}{L_c \omega}$$

Vergleich manuell-MAPLE:

> Null:=ikaus-komstraus(wtaus);

$$\begin{aligned} Null := & \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \left( \cos\left(\omega t_{aus} - 2 \frac{\pi}{p}\right) - \cos(\alpha) \right)}{L_c \omega} + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\omega t_{aus} - 3 \frac{\pi}{p}\right)}{L_c \omega} \\ & - \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\omega t_{aus} - \frac{\pi}{p}\right)}{L_c \omega} - \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)}{L_c \omega} + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{p}\right)}{L_c \omega} \end{aligned}$$

Dieser Ausdruck sollte eigentlich 0 sein. Erster Versuch der Vereinfachung:

> simplify(Null);

$$\begin{aligned} & -\frac{1}{2} \sqrt{2} U \left( -2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos\left(\frac{p \omega t_{aus} - 2 \pi}{p}\right) + 2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos(\alpha) - \sin\left(\frac{p \omega t_{aus} - 3 \pi}{p}\right) \right. \\ & \left. + \sin\left(\frac{p \omega t_{aus} - \pi}{p}\right) + \sin\left(\frac{\alpha p - \pi}{p}\right) - \sin\left(\frac{\alpha p + \pi}{p}\right) \right) / (L_c \omega) \end{aligned}$$

MAPLE merkt nicht, daß dies gleich 0 ist. Oft gelingt der Nachweis aber durch Ausmultiplizieren mit "expand" oder durch Zusammenfassen der trigonometrischen Funktionen:

> combine(Null,trig);

0

Weitere Überprüfungen des Kommutierungsstroms der abschaltenden Phase.

Plausibilitätskontrolle 1: am Beginn muß  $I_d$  herauskommen

> komstraus(alpha+2\*Pi/p);

$I_d$

Plausibilitätskontrolle 2: am Ende muß der Strom 0 sein

> komstraus(alpha+2\*Pi/p+gamma);

$$\begin{aligned} I_d - \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{2} U \sin\left(-\frac{\pi}{p} + \arccos\left(\cos(\alpha) - \frac{1}{2} \frac{\omega L_c I_d \sqrt{2}}{U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}\right)\right)}{L_c \omega} \\ & + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\frac{\pi}{p} + \arccos\left(\cos(\alpha) - \frac{1}{2} \frac{\omega L_c I_d \sqrt{2}}{U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}\right)\right)}{L_c \omega} + \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)}{L_c \omega} \\ & - \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2} U \sin\left(\alpha + \frac{\pi}{p}\right)}{L_c \omega} \end{aligned}$$

Damit man es deutlicher sieht:

> expand(™);

0

Für die weiteren Rechnungen sollte gamma wieder abstrakt sein:

> gamma:='gamma';

$\gamma := \gamma$

Jetzt berechnen wir das Quadrat des Effektivwertes des Kommutierungsstromes aus den drei Komponenten.

> lceffquadrat:= 1/(2\*Pi)\* (

> int((komstrein(wtein))^2,wtein=alpha..alpha+gamma) +

> int(Id^2,x=alpha+gamma..alpha+2\*Pi/p) +  
 > int((komstraus(wtaus))^2,wtaus=alpha+2\*Pi/p..gamma+alpha+2\*Pi/p)  
 > );

$$\begin{aligned}
 \text{Ieffquadrat} := & \frac{1}{2} \left( -\cos(\alpha + \gamma) \sin(\alpha + \gamma) + 4 \cos(\alpha) \sin(\alpha + \gamma) - \alpha - \gamma - 2 \cos(\alpha)^2 \gamma - 2 \cos(\alpha)^2 \alpha \right) U^2 \\
 & \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 / (Lc^2 \omega^2) - \frac{(-3 \cos(\alpha) \sin(\alpha) + \alpha + 2 \cos(\alpha)^2 \alpha) U^2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2}{Lc^2 \omega^2} \\
 & + \frac{Id^2 (\alpha p + 2 \pi)}{p} - Id^2 (\alpha + \gamma) - \frac{1}{8} \left( 8 \cos\left(\frac{\alpha p + \pi + \gamma p}{p}\right) \sqrt{2} U Id Lc \omega p \right. \\
 & - 4 \sin\left(\frac{2 \alpha p + 2 \pi + \gamma p}{p}\right) U^2 p + 16 U^2 \cos\left(2 \frac{\pi}{p}\right) \pi + 4 U^2 \%4 \pi - 8 U^2 \cos(2 \alpha) \pi \\
 & - \sin\left(2 \frac{-\alpha p + \pi - \gamma p}{p}\right) U^2 p - 2 \sin(2 \alpha + 2 \gamma) U^2 p + 8 \sin(2 \alpha + \gamma) U^2 p \\
 & + 4 \sin\left(\frac{-2 \alpha p + 2 \pi - \gamma p}{p}\right) U^2 p - 8 U^2 \gamma p - 4 \sin\left(\frac{2 \pi + \gamma p}{p}\right) U^2 p \\
 & + 4 \sin\left(\frac{2 \pi - \gamma p}{p}\right) U^2 p + 8 Id Lc \omega \sqrt{2} U \%1 \gamma p + 2 U^2 \%3 \gamma p - 8 Id^2 Lc^2 \omega^2 \gamma p \\
 & - 16 Id^2 Lc^2 \omega^2 \pi + 2 U^2 \%4 \alpha p + 2 U^2 \%4 \gamma p + 8 \sqrt{2} U \%2 Id Lc \omega \alpha p \\
 & + 2 U^2 \%3 \alpha p + 4 U^2 \%3 \pi + 8 \sqrt{2} U \%2 Id Lc \omega \gamma p + 16 \sqrt{2} U \%2 Id Lc \omega \pi \\
 & + 8 Id Lc \omega \sqrt{2} U \%1 \alpha p - 4 U^2 \cos(2 \alpha) \alpha p - 4 U^2 \cos(2 \alpha) \gamma p \\
 & + 16 Id Lc \omega \sqrt{2} U \%1 \pi + 8 U^2 \cos\left(2 \frac{\pi}{p}\right) \alpha p + 8 U^2 \cos\left(2 \frac{\pi}{p}\right) \gamma p - 16 U^2 \pi \\
 & - 8 U^2 \alpha p - 8 Id^2 Lc^2 \omega^2 \alpha p + \sin\left(2 \frac{\alpha p + \pi + \gamma p}{p}\right) U^2 p + 8 \sin(\gamma) U^2 p \\
 & - 8 \cos\left(\frac{-\alpha p + \pi - \gamma p}{p}\right) \sqrt{2} U Id Lc \omega p \Big/ (Lc^2 \omega^2 p) + \frac{1}{8} \left( 16 U^2 \cos\left(2 \frac{\pi}{p}\right) \pi \right. \\
 & + 4 U^2 \%4 \pi - 8 U^2 \cos(2 \alpha) \pi + 6 \sin(2 \alpha) U^2 p - 3 \sin\left(2 \frac{\alpha p + \pi}{p}\right) U^2 p \\
 & + 3 \sin\left(2 \frac{-\alpha p + \pi}{p}\right) U^2 p + 8 \cos\left(\frac{\alpha p + \pi}{p}\right) \sqrt{2} U Id Lc \omega p \\
 & - 8 \cos\left(\frac{-\alpha p + \pi}{p}\right) \sqrt{2} U Id Lc \omega p - 16 Id^2 Lc^2 \omega^2 \pi + 2 U^2 \%4 \alpha p \\
 & + 8 \sqrt{2} U \%2 Id Lc \omega \alpha p + 2 U^2 \%3 \alpha p + 4 U^2 \%3 \pi + 16 \sqrt{2} U \%2 Id Lc \omega \pi \\
 & + 8 Id Lc \omega \sqrt{2} U \%1 \alpha p - 4 U^2 \cos(2 \alpha) \alpha p + 16 Id Lc \omega \sqrt{2} U \%1 \pi
 \end{aligned}$$

$$\left. + 8 U^2 \cos\left(2 \frac{\pi}{p}\right) \alpha p - 16 U^2 \pi - 8 U^2 \alpha p - 8 Id^2 Lc^2 \omega^2 \alpha p \right) / (Lc^2 \omega^2 p) / \pi$$

$$\%1 := \sin\left(\frac{\alpha p + \pi}{p}\right)$$

$$\%2 := \sin\left(\frac{-\alpha p + \pi}{p}\right)$$

$$\%3 := \cos\left(2 \frac{\alpha p + \pi}{p}\right)$$

$$\%4 := \cos\left(2 \frac{-\alpha p + \pi}{p}\right)$$

Zur Überprüfung der Formel: der Mittelwert des dort eingesetzten Stromes, ohne das Quadrat im Integral ...

```
> Icmittel:=1/(2*Pi)*(
> int(komstrein(wtein),wtein=alpha..alpha+gamma) +
> int(Id,x=alpha+gamma..alpha+2*Pi/p) +
> int(komstraus(wtaus),wtaus=alpha+2*Pi/p..gamma+alpha+2*Pi/p)
> );
```

$$I_{cmittel} := \frac{1}{2} \left( \frac{(-\sin(\alpha + \gamma) + \cos(\alpha) \alpha + \cos(\alpha) \gamma) \sqrt{2} U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}{Lc \omega} \right. \\ - \frac{(-\sin(\alpha) + \cos(\alpha) \alpha) \sqrt{2} U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}{Lc \omega} + \frac{Id(\alpha p + 2 \pi)}{p} - Id(\alpha + \gamma) - \frac{1}{2} \left( -2 Id Lc \omega \alpha p \right. \\ - 4 Id Lc \omega \pi - 2 Id Lc \omega \gamma p - \cos\left(\frac{-\alpha p + \pi - \gamma p}{p}\right) \sqrt{2} U p + 2 \sqrt{2} U \%2 \pi \\ + \cos\left(\frac{\alpha p + \pi + \gamma p}{p}\right) \sqrt{2} U p + \sqrt{2} U \%2 \alpha p + 2 \sqrt{2} U \%1 \pi + \sqrt{2} U \%2 \gamma p \\ + \sqrt{2} U \%1 \alpha p + \sqrt{2} U \%1 \gamma p \left. \right) / (Lc \omega p) + \frac{1}{2} \left( -2 Id Lc \omega \alpha p - 4 Id Lc \omega \pi \right. \\ + \sqrt{2} U \%1 \alpha p - \cos\left(\frac{-\alpha p + \pi}{p}\right) \sqrt{2} U p + 2 \sqrt{2} U \%2 \pi + \cos\left(\frac{\alpha p + \pi}{p}\right) \sqrt{2} U p \\ \left. + \sqrt{2} U \%2 \alpha p + 2 \sqrt{2} U \%1 \pi \right) / (Lc \omega p) \left. \right) / \pi$$

$$\%1 := \sin\left(\frac{\alpha p + \pi}{p}\right)$$

$$\%2 := \sin\left(\frac{-\alpha p + \pi}{p}\right)$$

sollte den bekannten Wert Id/p ergeben.

```
> expand(Icmittel);
```

$$\frac{Id}{P}$$

Weiter mit der Vereinfachung des Effektivwerts. Zunächst Ausmultiplizieren...

> lceffquadrat:=expand(lceffquadrat);

$$\begin{aligned}
 I_{\text{ceffquadrat}} := & \frac{U^2 \cos(\alpha) \cos(\gamma)^2 \sin(\alpha)}{\pi Lc^2 \omega^2} + \frac{U^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha)}{\pi Lc^2 \omega^2} \\
 & - \frac{U^2 \cos(\alpha)^2 \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \sin(\gamma) \cos(\gamma)}{\pi Lc^2 \omega^2} + \frac{U^2 \cos(\alpha)^2 \cos(\gamma) \sin(\gamma)}{\pi Lc^2 \omega^2} \\
 & + \frac{1}{2} \frac{U^2 \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \sin(\gamma) \cos(\gamma)}{\pi Lc^2 \omega^2} - \frac{1}{2} \frac{U^2 \sin(\gamma) \cos(\gamma)}{\pi Lc^2 \omega^2} - \frac{Id \sqrt{2} U \gamma \cos(\alpha) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\pi Lc \omega} \\
 & + \frac{1}{2} \frac{U^2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \cos(\alpha) \cos(\gamma)^2 \sin(\alpha)}{\pi Lc^2 \omega^2} + \frac{1}{2} \frac{U^2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \cos(\alpha)^2 \cos(\gamma) \sin(\gamma)}{\pi Lc^2 \omega^2} \\
 & - \frac{1}{2} \frac{U^2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \sin(\alpha)^2 \sin(\gamma) \cos(\gamma)}{\pi Lc^2 \omega^2} - \frac{1}{2} \frac{U^2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \sin(\alpha) \sin(\gamma)^2 \cos(\alpha)}{\pi Lc^2 \omega^2} \\
 & - 2 \frac{U^2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma)}{\pi Lc^2 \omega^2} - 2 \frac{U^2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma)}{\pi Lc^2 \omega^2} \\
 & + \frac{1}{2} \frac{U^2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \gamma}{\pi Lc^2 \omega^2} + \frac{U^2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \cos(\alpha)^2 \gamma}{\pi Lc^2 \omega^2} + \frac{3}{2} \frac{U^2 \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha)}{\pi Lc^2 \omega^2} \\
 & - \frac{U^2 \gamma \cos(\alpha)^2 \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2}{\pi Lc^2 \omega^2} - \frac{\sqrt{2} U Id \sin(\alpha) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}{\pi Lc \omega} + \frac{U^2 \gamma \cos(\alpha)^2}{\pi Lc^2 \omega^2} \\
 & - \frac{1}{2} \frac{U^2 \gamma \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2}{\pi Lc^2 \omega^2} + \frac{1}{2} \frac{U^2 \gamma}{\pi Lc^2 \omega^2} + \frac{\sqrt{2} U Id \cos(\alpha) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \sin(\gamma)}{\pi Lc \omega} \\
 & + \frac{\sqrt{2} U Id \sin(\alpha) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos(\gamma)}{\pi Lc \omega} + 2 \frac{U^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma) \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2}{\pi Lc^2 \omega^2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -2 \frac{U^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma)}{\pi Lc^2 \omega^2} + 2 \frac{U^2 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma) \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2}{\pi Lc^2 \omega^2} - 2 \frac{U^2 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma)}{\pi Lc^2 \omega^2} \\
& - \frac{U^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \cos(\gamma)^2}{\pi Lc^2 \omega^2} + \frac{Id^2}{p} - \frac{U^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2}{\pi Lc^2 \omega^2}
\end{aligned}$$

..und Terme geschickt zusammenfassen, damit sich eine kürzere Schreibweise ergibt. (Leider funktioniert collect nicht mit 1/2, sqrt(2) usw..)

> lceffquadrat:=collect(lceffquadrat,[U,Lc,ld,omega,Pi,sin(Pi/p),cos(Pi/p),sin(alpha),cos(alpha)]);

$$\begin{aligned}
lceffquadrat := & \left( \left( -\frac{1}{2} \sin(\alpha)^2 \sin(\gamma) \cos(\gamma) \right. \right. \\
& + \left. \left( \frac{1}{2} \cos(\gamma)^2 - 2 \cos(\gamma) + \frac{3}{2} - \frac{1}{2} \sin(\gamma)^2 \right) \cos(\alpha) \sin(\alpha) \right. \\
& + \left. \left( -2 \sin(\gamma) + \gamma + \frac{1}{2} \%1 \right) \cos(\alpha)^2 + \frac{1}{2} \gamma \right) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 + \\
& \left( \left( -1 + 2 \cos(\gamma) - \cos(\gamma)^2 \right) \cos(\alpha) \sin(\alpha) + (2 \sin(\gamma) - \gamma - \%1) \cos(\alpha)^2 + \frac{1}{2} \%1 - \frac{1}{2} \gamma \right) \\
& \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 + \left( -2 \cos(\gamma) + 1 + \cos(\gamma)^2 \right) \cos(\alpha) \sin(\alpha) + (\%1 - 2 \sin(\gamma) + \gamma) \cos(\alpha)^2 \\
& - \frac{1}{2} \%1 + \frac{1}{2} \gamma \Big) U^2 / (\pi \omega^2 Lc^2) \\
& + \frac{\left( (-\sqrt{2} + \sqrt{2} \cos(\gamma)) \sin(\alpha) + (-\sqrt{2} \gamma + \sqrt{2} \sin(\gamma)) \cos(\alpha) \right) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) Id U}{\pi \omega Lc} + \frac{Id^2}{p}
\end{aligned}$$

$$\%1 := \sin(\gamma) \cos(\gamma)$$

Nochmal vereinfachen und zusammenfassen...

> lceffquadrat:=collect(simplify(lceffquadrat),[p,U,Pi,omega,Lc,ld,cos(Pi/p),sin(Pi/p),gamma]);

$$\begin{aligned}
lceffquadrat := & \left( \left( (-1 - 2 \cos(\alpha)^2) \gamma + 4 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma) + \sin(\gamma) \cos(\gamma) \right. \right. \\
& + 4 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma) - 2 \cos(\alpha)^2 \cos(\gamma) \sin(\gamma) - 2 \cos(\alpha) \cos(\gamma)^2 \sin(\alpha) \\
& - 2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \Big) \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 + \left( 1 + 2 \cos(\alpha)^2 \right) \gamma - 4 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma) \\
& + 2 \cos(\alpha) \cos(\gamma)^2 \sin(\alpha) - \sin(\gamma) \cos(\gamma) - 4 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma) \\
& + 2 \cos(\alpha)^2 \cos(\gamma) \sin(\gamma) + 2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \Big) U^2 / (Lc^2 \omega^2 \pi) \\
& + \frac{\left( \sqrt{2} \sin(\alpha) \cos(\gamma) + \sqrt{2} \cos(\alpha) \sin(\gamma) - \sqrt{2} \sin(\alpha) - \sqrt{2} \gamma \cos(\alpha) \right) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) Id U}{Lc \omega \pi}
\end{aligned}$$

$$+ \frac{Id^2}{p}$$

Durch manuelle Zusammenfassung der Terme erhält man die kürzere Formel:

- > handrechquadrat:=Id^2/p+sqrt(2)\*sin(Pi/p)\*Id\*U/(omega\*Lc\*Pi)\*(sin(alpha+gamma)-sin(alpha)-gamma  
 > \*cos(alpha)) +  
 > U^2/(omega^2\*Lc^2\*Pi)\*(2\*cos(alpha)^2\*(cos(gamma)\*sin(gamma)-2\*sin(gamma)+gamma)+sin(2\*al  
 > pha)\*(cos(gamma)-1)^2+  
 > gamma-sin(gamma)\*cos(gamma)-cos(Pi/p)^2\*(sin(2\*alpha)\*(cos(gamma)-1)^2+  
 > sin(gamma)\*cos(gamma)\*cos(2\*alpha)+2\*cos(alpha)^2\*(gamma-2\*sin(gamma))+gamma));

$$\text{handrechquadrat} := \frac{Id^2}{p} + \frac{\sqrt{2} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) Id U (\sin(\alpha + \gamma) - \sin(\alpha) - \cos(\alpha) \gamma)}{\omega Lc \pi} + U^2 \left( \begin{aligned} & 2 (\sin(\gamma) \cos(\gamma) - 2 \sin(\gamma) + \gamma) \cos(\alpha)^2 + \sin(2 \alpha) (\cos(\gamma) - 1)^2 + \gamma - \sin(\gamma) \cos(\gamma) - \\ & \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 \\ & \left( \sin(2 \alpha) (\cos(\gamma) - 1)^2 + \sin(\gamma) \cos(\gamma) \cos(2 \alpha) + 2 \cos(\alpha)^2 (\gamma - 2 \sin(\gamma)) + \gamma \right) \end{aligned} \right) / \left( \omega^2 Lc^2 \pi \right)$$

Zum Vergleich mit MAPLEs Ergebnis:

- > expand(Iceffquadrat-handrechquadrat);

0

Für die Schaltung B6 nennt "Möltgen, G.: Stromrichtertechnik: Einf. in Wirkungsweise und Theorie, Siemens AG München 1983", die Formel:

- > Iphiquadrat:=2/3\*Id^2\*(1-3\*(cos(gamma)\*(tan(gamma)-gamma) - (1+cos(2\*(alpha+gamma)))\*(gamma  
 > a-sin(gamma)))/(2\*Pi\*(1-cos(gamma0))^2));  
 > Iphiquadrat:=subs(1-cos(gamma0)=omega\*Lc\*sqrt(2/3)\*Id/U,Iphiquadrat);  
 > Iphiquadrat:=simplify(Iphiquadrat);

$$I\text{phiquadrat} := \frac{2}{3} Id^2 \left( 1 - \frac{3 \cos(\gamma) (\tan(\gamma) - \gamma) - (1 + \cos(2 \alpha + 2 \gamma)) (\gamma - \sin(\gamma))}{\pi (1 - \cos(\gamma_0))^2} \right)$$

$$I\text{phiquadrat} :=$$

$$\frac{2}{3} Id^2 \left( 1 - \frac{9 (\cos(\gamma) (\tan(\gamma) - \gamma) - (1 + \cos(2 \alpha + 2 \gamma)) (\gamma - \sin(\gamma))) U^2}{\pi \omega^2 Lc^2 Id^2} \right)$$

$$I\text{phiquadrat} := -\frac{1}{6} \left( -4 Id^2 Lc^2 \omega^2 \pi + 18 U^2 \sin(\gamma) - 9 U^2 \gamma \cos(\gamma) - 9 U^2 \gamma \right. \\ \left. - 9 U^2 \cos(2 \alpha + 2 \gamma) \gamma + 9 U^2 \cos(2 \alpha + 2 \gamma) \sin(\gamma) \right) / \left( \pi \omega^2 Lc^2 \right)$$

Die hier abgeleitete Formel gibt für die Schaltung B6:

- > p:=3;IceffB6quadrat:=2\*Iceffquadrat;p:=p';  
 > IceffB6quadrat:=simplify(IceffB6quadrat);

$$p := 3$$

$$I\text{ceffB6quadrat} := 2 \left( \frac{1}{4} (-1 - 2 \cos(\alpha)^2) \gamma - 3 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma) - \frac{3}{4} \sin(\gamma) \cos(\gamma) \right. \\ \left. - 3 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma) + \frac{3}{2} \cos(\alpha)^2 \cos(\gamma) \sin(\gamma) + \frac{3}{2} \cos(\alpha) \cos(\gamma)^2 \sin(\alpha) \right)$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{3}{2} \cos(\alpha) \sin(\alpha) + \left(1 + 2 \cos(\alpha)^2\right) \gamma \Big) U^2 / (Lc^2 \omega^2 \pi) \\
& + \frac{(\sqrt{2} \sin(\alpha) \cos(\gamma) + \sqrt{2} \cos(\alpha) \sin(\gamma) - \sqrt{2} \sin(\alpha) - \sqrt{2} \gamma \cos(\alpha)) \sqrt{3} Id U}{Lc \omega \pi} + \frac{2}{3} Id^2 \\
& p := p
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
I_{\text{ceffB6quadrat}} := & \frac{1}{6} \left( 9 U^2 \gamma + 18 U^2 \gamma \cos(\alpha)^2 - 36 U^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma) \right. \\
& - 9 U^2 \sin(\gamma) \cos(\gamma) - 36 U^2 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma) + 18 U^2 \cos(\alpha)^2 \cos(\gamma) \sin(\gamma) \\
& + 18 U^2 \cos(\alpha) \cos(\gamma)^2 \sin(\alpha) + 18 U^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \\
& + 6 \sqrt{2} \sqrt{3} Id U Lc \omega \sin(\alpha) \cos(\gamma) + 6 \sqrt{2} \sqrt{3} Id U Lc \omega \cos(\alpha) \sin(\gamma) \\
& \left. - 6 \sqrt{2} \sqrt{3} Id U Lc \omega \sin(\alpha) - 6 \sqrt{2} \sqrt{3} Id U Lc \omega \gamma \cos(\alpha) + 4 Id^2 Lc^2 \omega^2 \pi \right) / (Lc^2 \omega^2 \pi)
\end{aligned}$$

gamma für p=3 ist:

> unprotect(gamma); gamma:=arccos(cos(alpha)-omega\*Lc\*Id/(sqrt(2)\*U\*sin(Pi/3)))-alpha;

$$\gamma := \arccos\left(\cos(\alpha) - \frac{1}{3} \frac{\omega Lc Id \sqrt{2} \sqrt{3}}{U}\right) - \alpha$$

Das Verhältnis zwischen der hier abgeleiteten und Möltgens Formel sollte 1 sein:

> Eins:=simplify(IceffB6quadrat/lphiquadrat);

$$\begin{aligned}
Eins := & - \left( 9 U^2 \%1 - 9 U^2 \alpha + 18 U^2 \cos(\alpha)^2 \%1 - 18 U^2 \cos(\alpha)^2 \alpha \right. \\
& - 36 U^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\%1 - \alpha) - 9 U^2 \sin(\%1 - \alpha) \cos(\%1 - \alpha) \\
& - 36 U^2 \cos(\alpha)^2 \sin(\%1 - \alpha) + 18 U^2 \cos(\alpha)^2 \cos(\%1 - \alpha) \sin(\%1 - \alpha) \\
& + 18 U^2 \cos(\alpha) \cos(\%1 - \alpha)^2 \sin(\alpha) + 18 U^2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \\
& + 6 \sqrt{2} \sqrt{3} Id U Lc \omega \sin(\alpha) \cos(\%1 - \alpha) + 6 \sqrt{2} \sqrt{3} Id U Lc \omega \cos(\alpha) \sin(\%1 - \alpha) \\
& - 6 \sqrt{2} \sqrt{3} Id U Lc \omega \sin(\alpha) - 6 \sqrt{2} \sqrt{3} Id U Lc \omega \cos(\alpha) \%1 \\
& \left. + 6 \sqrt{2} \sqrt{3} Id U Lc \omega \cos(\alpha) \alpha + 4 Id^2 Lc^2 \omega^2 \pi \right) / (-4 Id^2 Lc^2 \omega^2 \pi \\
& + 18 U^2 \sin(\%1 - \alpha) - 9 U^2 \cos(\%1 - \alpha) \%1 + 9 U^2 \cos(\%1 - \alpha) \alpha - 9 U^2 \%1 \\
& + 9 U^2 \alpha - 9 U^2 \cos(2 \%1) \%1 + 9 U^2 \cos(2 \%1) \alpha + 9 U^2 \cos(2 \%1) \sin(\%1 - \alpha))
\end{aligned}$$

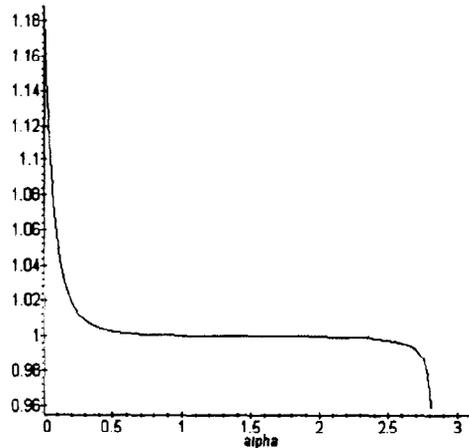
$$\%1 := \arccos\left(\frac{1}{3} \frac{3 \cos(\alpha) U - \omega Lc Id \sqrt{2} \sqrt{3}}{U}\right)$$

für praxisnahe Werte geplottet:

> Id:=3;U:=150;Lc:=.01;omega:=2\*Pi\*50;

> plot(Eins,alpha=0..Pi, title='mein Eff.wert / Möltgens Formel vs. alpha');

mein Eff.wert / Möltgens Formel vs. alpha



$$I_d := 3$$

$$U := 150$$

$$L_c := .01$$

$$\omega := 100 \pi$$

An den Aussteuerungsgrenzen paßt es nicht genau. Zuordnungen rückgängig machen:  
 > gamma:='gamma';I\_d:='I\_d';U:='U';L\_c:='L\_c';omega:='omega';

$$\gamma := \gamma$$

$$I_d := I_d$$

$$U := U$$

$$L_c := L_c$$

$$\omega := \omega$$

Ziehen wir nun die Wurzel aus I<sub>ceff</sub>quadrat:

> I<sub>ceff</sub>:='sqrt(I<sub>ceff</sub>quadrat,symbolic);

$$\begin{aligned}
 I_{ceff} := & \left( \left( \left( (-1 - 2 \cos(\alpha)^2) \gamma + 4 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma) + \sin(\gamma) \cos(\gamma) \right. \right. \right. \\
 & + 4 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma) - 2 \cos(\alpha)^2 \cos(\gamma) \sin(\gamma) - 2 \cos(\alpha) \cos(\gamma)^2 \sin(\alpha) \\
 & - 2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \left. \right) \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 + \left( 1 + 2 \cos(\alpha)^2 \right) \gamma - 4 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma) \\
 & + 2 \cos(\alpha) \cos(\gamma)^2 \sin(\alpha) - \sin(\gamma) \cos(\gamma) - 4 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma) \\
 & \left. + 2 \cos(\alpha)^2 \cos(\gamma) \sin(\gamma) + 2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \right) U^2 / (L_c^2 \omega^2 \pi) \\
 & + \frac{(\sqrt{2} \sin(\alpha) \cos(\gamma) + \sqrt{2} \cos(\alpha) \sin(\gamma) - \sqrt{2} \sin(\alpha) - \sqrt{2} \gamma \cos(\alpha)) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) I_d U}{L_c \omega \pi} \\
 & \left. + \frac{I_d^2}{p} \right)^{1/2}
 \end{aligned}$$

Der Effektivwert des Stromes ohne Kommutierung ist bekannt als  $I_d/\sqrt{p}$ :

```
> Ieff:=sqrt(1/(2*Pi)*int(I_d^2,x=0..2*Pi/p),symbolic);
```

$$I_{eff} := \frac{I_d}{\sqrt{p}}$$

Zur Überprüfung setzen wir in  $I_{eff}$   $\gamma$  auf 0:

```
> unprotect(gamma);gamma:=0;
```

```
> Ieff;
```

```
> gamma:='gamma';
```

```
 $\gamma := 0$ 
```

$$\sqrt{\frac{I_d^2}{p}}$$

```
 $\gamma := \gamma$ 
```

Gefragt ist nun, um welchen Faktor  $I_{eff}$  kleiner als  $I_{eff}$  ist:

```
> verhaeltnis:=(Ieff/Ieff);
```

$$\begin{aligned} \text{verhaeltnis} := & \left( \left( \left( (-1 - 2 \cos(\alpha))^2 \right) \gamma + 4 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma) + \sin(\gamma) \cos(\gamma) \right. \right. \\ & + 4 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma) - 2 \cos(\alpha)^2 \cos(\gamma) \sin(\gamma) - 2 \cos(\alpha) \cos(\gamma)^2 \sin(\alpha) \\ & - 2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \left. \right) \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)^2 + \left( 1 + 2 \cos(\alpha)^2 \right) \gamma - 4 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \cos(\gamma) \\ & + 2 \cos(\alpha) \cos(\gamma)^2 \sin(\alpha) - \sin(\gamma) \cos(\gamma) - 4 \cos(\alpha)^2 \sin(\gamma) \\ & \left. + 2 \cos(\alpha)^2 \cos(\gamma) \sin(\gamma) + 2 \cos(\alpha) \sin(\alpha) \right) U^2 / (Lc^2 \omega^2 \pi) \\ & + \frac{(\sqrt{2} \sin(\alpha) \cos(\gamma) + \sqrt{2} \cos(\alpha) \sin(\gamma) - \sqrt{2} \sin(\alpha) - \sqrt{2} \gamma \cos(\alpha)) \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) I_d U}{Lc \omega \pi} \\ & \left. + \frac{I_d^2}{p} \right)^{1/2} \sqrt{p} / I_d \end{aligned}$$

Aus der bekannten Formel für die Kommutierungsdauer berechnet man jetzt wieder den Kommutierungswinkel

```
> unprotect(gamma);gamma:=arccos(cos(alpha)-omega*Lc*I_d/(sqrt(2)*U*sin(Pi/p)))-alpha;
```

$$\gamma := \arccos\left(\cos(\alpha) - \frac{1}{2} \frac{\omega Lc I_d \sqrt{2}}{U \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)}\right) - \alpha$$

Für konkrete Werte sollte anschaulich "verhaeltnis" < 1 sein. Hier ein Plot als Funktion von alpha für praxisnahe Werte von Lc bzw. für Lc ca. 0.

```
> p:=3;I_d:=3;U:=150;omega:=2*Pi*50;
```

```
> with(plots):
```

```
> Lc:=0.000001;bild(1):=plot(verhaeltnis,alpha=0..Pi);
```

```
> Lc:=0.001;bild(2):=plot(verhaeltnis,alpha=0..Pi);
```

```
> Lc:=0.005;bild(3):=plot(verhaeltnis,alpha=0..Pi);
```

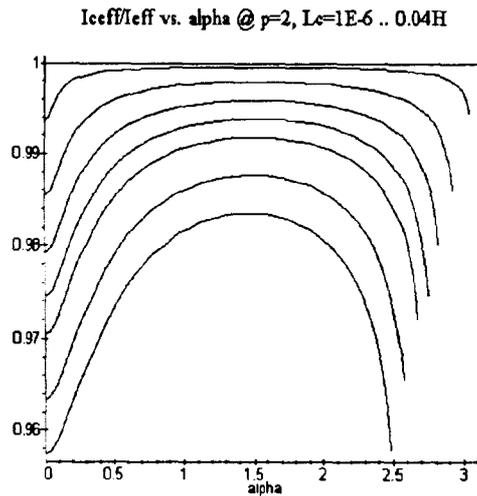
```
> Lc:=0.01;bild(4):=plot(verhaeltnis,alpha=0..Pi);
```

```
> Lc:=0.015;bild(5):=plot(verhaeltnis,alpha=0..Pi);
```

```
> Lc:=0.02;bild(6):=plot(verhaeltnis,alpha=0..Pi);
```

```
> Lc:=0.03;bild(7):=plot(verhaeltnis,alpha=0..Pi);
```

```
> Lc:=0.04;bild(8):=plot(verhaeltnis,alpha=0..Pi);
> display({bild(1),bild(2),bild(3),bild(4),bild(5),bild(6),bild(7),bild(8)},title='Iceff/Ieff vs. alpha @ p=2, Lc=1
> E-6 .. 0.04H');
```



$p := 3$

$Id := 3$

$U := 150$

$\omega := 100 \pi$

$Lc := .1 \cdot 10^{-5}$

$Lc := .001$

$Lc := .005$

$Lc := .01$

$Lc := .015$

$Lc := .02$

$Lc := .03$

$Lc := .04$

Zuordnungen rückgängig machen:

```
> p:='p';Id:='Id';U:='U';omega:='omega';Lc:='Lc';
```

$p := p$

$Id := Id$

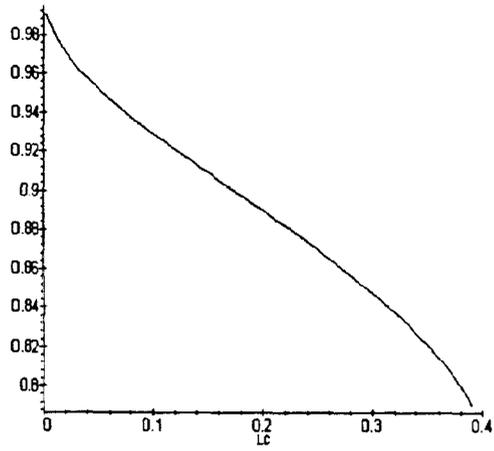
$U := U$

$\omega := \omega$

$Lc := Lc$

Jetzt noch ein Plot in Abhängigkeit von Lc:

```
> p:=3;Id:=3;U:=150;alpha:=0;omega:=100*Pi;
> plot(verhaeltnis,Lc=0..0.4,title='Ieff/Ieff vs. Lc @ alpha=0, p=3');
```

I<sub>eff</sub>/I<sub>eff</sub> vs. L<sub>c</sub> @ alpha=0, p=3

$$p := 3$$

$$Id := 3$$

$$U := 150$$

$$\alpha := 0$$

$$\omega := 100 \pi$$

---

### 8.2.3 Ableitungen ausgewählter Formeln

#### Ableitung der Formel (20)

Die Ausführung der Integrationen im Ansatz Gl. (19) führt auf

$$U_{\text{def}} = \sqrt{2}U \sqrt{\frac{p}{2\pi} \left\{ \left( \cos \frac{\pi}{p} \right)^2 \left[ \frac{\gamma}{2} + \frac{\sin 2(\alpha + \gamma) - \sin 2\alpha}{4} \right] + \frac{\pi}{p} - \frac{\gamma}{2} + \frac{\sin 2\left(\frac{\pi}{p} + \alpha\right) - \sin 2\left(\alpha + \gamma - \frac{\pi}{p}\right)}{4} \right\}}.$$

Unter Zuhilfenahme verschiedener Additionstheoreme für Sinus- und Cosinusfunktionen [16]

$$\begin{aligned} \sin\left(\frac{2\pi}{p} + 2\alpha\right) &= \sin \frac{2\pi}{p} \cos 2\alpha + \cos \frac{2\pi}{p} \sin 2\alpha \\ -\sin\left(2(\alpha + \gamma) - \frac{2\pi}{p}\right) &= -\sin 2(\alpha + \gamma) \cos \frac{2\pi}{p} + \cos 2(\alpha + \gamma) \sin \frac{2\pi}{p} \\ \cos \frac{2\pi}{p} &= \left(\cos \frac{\pi}{p}\right)^2 - \left(\sin \frac{\pi}{p}\right)^2 \\ \left(\cos \frac{\pi}{p}\right)^2 &= 1 - \left(\sin \frac{\pi}{p}\right)^2 \end{aligned}$$

erhält man nach geeigneter Umgruppierung der Terme

$$U_{\text{def}} = \sqrt{\frac{p}{2\pi} + \gamma \left( \cos^2 \frac{\pi}{p} - 1 \right) + \sin \frac{2\pi}{p} \frac{\cos 2\alpha + \cos 2(\alpha + \gamma)}{2} + \frac{\sin 2(\alpha + \gamma) - \sin 2\alpha}{2} \left( \cos^2 \frac{\pi}{p} - \cos \frac{2\pi}{p} \right)}$$

und die anschließende Anwendung von

$$\begin{aligned} \cos^2 \frac{\pi}{p} - 1 &= -\sin^2 \frac{\pi}{p} \\ \cos^2 \frac{\pi}{p} - \cos \frac{2\pi}{p} &= \sin^2 \frac{\pi}{p} \end{aligned}$$

führt nach passender Zusammenfassung zu dem Endergebnis von Gl. (20).

**Vereinfachung der Formel (49)**

Mit  $p = 3$  erhält man:

$$\hat{U}_{dcD} = \hat{U}_{dcT} = \frac{3}{2}\sqrt{2}U \quad \text{und} \quad \hat{U}_V = \sqrt{2}\sqrt{3}U.$$

Einsetzen in Formel (43) und Ausmultiplizieren ergibt

$$U_{dweff} = \sqrt{\frac{9U^2}{4\pi} \left[ \frac{3}{2}\gamma_D + \frac{3}{4}\sin 2\gamma_D + \frac{3}{2}\gamma_T + \frac{3}{2}\sin \gamma_T \cos(2\alpha + \gamma_T) + \frac{4\pi}{3} - 2\gamma_D \right. \\ \left. - 2\gamma_T + \frac{\sqrt{3}}{2} + \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right) + \sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\gamma_D\right) - \sin 2\left(\alpha + \gamma_T - \frac{\pi}{6}\right) \right]}.$$

Die Umformungen der Terme

$$\frac{3}{2}\sin \gamma_T \cos(2\alpha + \gamma_T) = \frac{3}{4}\sin 2(\alpha + \gamma_T) - \frac{3}{4}\sin 2\alpha$$

$$\sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}\cos 2\alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha$$

$$\sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\gamma_D\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}\cos 2\gamma_D - \frac{1}{2}\sin 2\gamma_D$$

$$-\sin\left(2(\alpha + \gamma_T - \frac{\pi}{6})\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}\cos 2(\alpha + \gamma_T) - \frac{1}{2}\sin 2(\alpha + \gamma_T)$$

eingesetzt und zusammengefaßt ergibt

$$U_{dweff} = \sqrt{\frac{9U^2}{4\pi} \left[ \frac{4\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2}(1 + \cos 2\gamma_D + \cos 2(\alpha + \gamma_T) + \cos 2\alpha) \right. \\ \left. + \frac{1}{4}(\sin 2\gamma_D + \sin 2(\alpha + \gamma_T) - \sin 2\alpha) - \frac{\gamma_D + \gamma_T}{2} \right]},$$

was durch Herausziehen einiger Konstanten auf die angegebene Gleichung (49) führt.

**Rechenweg für die Gleichung (76)**

Es führt zu erheblichen Vereinfachungen, anstelle des Stromes  $i_{kaus}$  im Ansatz Gl. (75) den äquivalenten Strom  $I_d - i_{kein}$  in den Grenzen 0 bis  $\gamma_D$  zu verwenden. Die Gleichheit dieser Ausdrücke wurde schon bei der Ableitung von Gl. (35) erwähnt. Man erhält durch Einsetzen der sonstigen dort genannten Größen

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \left( \frac{\sqrt{2}U \sin \frac{\pi}{p}}{\omega L_C} \right)^2 \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma_H} (\cos \alpha - \cos \omega t)^2 d\omega t \right.}$$

$$\left. + I_d^2 (\pi - \alpha - \gamma_H) + \int_0^{\gamma_D} \left( I_d + \frac{\sqrt{2}U \sin \frac{\pi}{p}}{\omega L_C} \{ \cos \omega t - 1 \} \right)^2 d\omega t \right]}.$$

Da  $\frac{\sqrt{2}U \sin \frac{\pi}{p}}{\omega L_C} = \sqrt{2}I_{SC} \sin \frac{\pi}{p}$ , wird dieser Ausdruck zu

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \left( \sqrt{2}I_{SC} \sin \frac{\pi}{p} \right)^2 \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma_H} \cos^2 \alpha - 2 \cos \alpha \cos \omega t + \cos^2 \omega t d\omega t \right.}$$

$$\left. + I_d^2 (\pi - \alpha - \gamma_H) + \int_0^{\gamma_D} \left( I_d^2 + 2\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{p} I_d I_{SC} (\cos \omega t - 1) \right. \right.$$

$$\left. \left. + \left( \sqrt{2}I_{SC} \sin \frac{\pi}{p} \right)^2 (\cos^2 \omega t - 2 \cos \omega t + 1) d\omega \right) \right]}.$$

Die Ausführung der Integrationen ergibt

$$I_{\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \left( \sqrt{2}I_{SC} \sin \frac{\pi}{p} \right)^2 \left[ \gamma_H \cos^2 \alpha - 2 \cos \alpha (\sin(\alpha + \gamma_H) - \sin \alpha) + \frac{1}{2} \gamma_H \right. \right.}$$

$$\left. \left. + \frac{1}{4} (\sin 2(\alpha + \gamma_H) - \sin 2\alpha) \right] + I_d^2 \gamma_D + 2\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{p} I_d I_{SC} (\sin \gamma_D - \gamma_D) \right.}$$

$$\left. \left. + I_d^2 (\pi - \alpha - \gamma_H) + \left( \sqrt{2}I_{SC} \sin \frac{\pi}{p} \right)^2 \left( \frac{\gamma_D}{2} + \frac{\sin 2\gamma_D}{4} + \gamma_D - 2 \sin \gamma_D \right) \right]}.$$

und man erhält wieder durch Zusammenfassung einiger Terme das gewünschte Ergebnis von Gleichung (76).



Brückenschaltung B6 zwischen beiden Ausgangsklemmen. Zur Erzielung eines konstanten Ausgangsleichstromes wurden neben den Glättungsinduktivitäten Gleichspannungsnetzgeräte eingesetzt, die im Konstantstrombetrieb arbeiten. Diese liefern gleichzeitig im Wechselrichterbetrieb die erforderlich negative Ausgangsspannung. Allerdings erwies sich deren Regelgenauigkeit und vor allem deren Regelgeschwindigkeit als gering, so daß der exakte Wert des Laststromes von 3 A manuell durch geringe Variation des Lastwiderstands eingestellt werden mußte. Die Messung des Ausgangsleichstromes  $I_d$  war dabei mit einer Meßgenauigkeit des Instrumentes von  $1\% \pm 1$  Digit behaftet.

Um verschiedene Werte des in den theoretischen Herleitungen verwendeten Parameters  $I_{SC}/I_d$  einstellen zu können, konnten neben der Verwendung einer Anzapfung der Sekundärwicklung des Stromrichtertransformators Tr3 separate Induktivitäten in die primärseitigen Zuleitungen eingefügt werden. Eine quasi stufenlose Feineinstellung auf den gewünschten Wert läßt sich dann mit dem Regeltransformator Tr2 erreichen. Mit diesem Versuchsaufbau konnten Werte für  $I_{SC}/I_d$  von 5, 10 und 20 gemessen werden.

Zum Abgleich dieser Werte wurde in einem Kurzschlußversuch die Eingangsspannung (Leiter-Mittelpunkt) von Tr2 mit dem Stelltransformator Tr1 auf den  $I_{SC}/I_d$ -ten Bruchteil des Nennwertes von 220 V eingestellt. Bei sekundärseitig kurzgeschlossenem Stromrichtertransformator Tr3 wurde dessen Sekundärstrom dann mit Tr2 auf den Nennwert von 3 A eingestellt. Der Ausgangsleichstrom  $I_d$  mußte zur vollen Ausnutzung des Meßbereichs der Amperemeter ebenfalls 3 A betragen, damit ist bei dieser reduzierten Eingangsspannung  $I_{SC}/I_d = 1$ . Nach Aufhebung des Kurzschlusses kann die Eingangsspannung wieder um den Faktor  $I_{SC}/I_d$  gesteigert werden. Unter der Annahme eines linearen Verhaltens der Transformatoren ist dann der gewünschte einphasige Kurzschlußstrom  $I_{SC}$  gegeben.

Um den Einfluß größerer Netzspannungsschwankungen und der Impedanz des Transformators Tr1 zu verringern, wurde mit diesem während der Messungen die Eingangsspannung von Tr2 auf möglichst genau 220 V reguliert. Die Vernachlässigung der Impedanz dieses Transformators ist vertretbar, da die nachgeschalteten beiden Transformatoren und Induktivitäten einen wesentlich höheren Anteil zu den Kommutierungsinduktivitäten liefern.

An Fehlerquellen verbleiben bei der Messung der Größen des speisenden Netzes 1.) Unsymmetrien und Nichtlinearitäten der Transformatoren, 2.) die begrenzte Genauigkeit der Meßinstrumente, 3.) kurzzeitige Schwankungen der Netzspannung. Die Abweichungen durch die Meßgeräte sind, da hier nur sinusförmige Wechselströme und -spannungen gemessen werden, relativ gering. Die Herstellerangaben der Instrumente waren für  $I_{SC}$  0,75% vom Meßwert  $\pm 30$  Digit und für die Eingangsspannung von Tr2  $0,7\% \pm 15$  Digit. Dank der weitgehenden Ausschöpfung der vollen Meßbereiche fallen die absoluten Fehler in Digits nicht ins Gewicht; der Gesamtfehler für  $I_{SC}/I_d$  ergibt sich aus der Fehlerfortpflanzung [10] zu ca. 1,5%.

Die Messung des Steuerwinkels  $\alpha$  erfolgte durch gleichzeitiges Oszillographieren der gleichgerichteten Ausgangsspannung und einer verketteten Speisespannung. Der erste Nulldurchgang der positiven Halbwelle der verketteten Spannung entspricht dabei dem

Zeitpunkt  $\alpha = 0$ , der zweite Nulldurchgang  $\alpha = 180^\circ$ . Bei einer Zeiteinstellung einer Speisespannungshalbwelle gleich der Rasterbreite des Oszillographenschirms entspricht jede Rasterteilung  $\alpha = 18^\circ$ . Die Meßwerte wurden daher in Schritten des halben Rastermaßes von  $\alpha = 9^\circ$  aufgenommen.

Der genaue Zündzeitpunkt  $\alpha$  ist im Oszillogramm dieser Schaltungen einmal als Beginn des Sprunges in der gleichgerichteten Ausgangsspannung sichtbar, andererseits aber auch als Beginn des Kommutierungseinbruches in der Speisespannung. Bei den nachfolgend beschriebenen halbgesteuerten Schaltungen konnte nur die letztgenannte Methode zur Bestimmung von  $\alpha$  verwendet werden, da die Ausgangsspannung dort erst am Ende der Kommutierung erscheint. Ähnliches würde auch hier gelten, falls mehrfache Kommutierungen aufträten; dieser Betriebsbereich wurde aber nicht erreicht.

Als Fehlerquellen dieser Meßmethode für den Steuerwinkel sind in der Reihenfolge ihrer Bedeutung zu nennen: 1.) Ablesefehler des Oszillographenschirms, diese können mit etwa  $\pm 2^\circ$  abgeschätzt werden. 2.) Ungleichheiten der Steuerwinkel für die einzelnen Thyristoren (bei dem Gerät für die Untersuchung dreiphasiger halbgesteuerter Schaltungen konnten diese abgeglichen werden, bei dem hier verwendeten Gerät mangels Schaltungsunterlagen jedoch nicht). 3.) Nichtlinearitäten der Zeitablenkung des Oszillographen.

Die bedeutendsten Fehlereinflüsse ergaben sich bei der Messung der gesuchten Größen Speisestrom und Ausgangsspannung selbst. Am genauesten ließ sich mit  $0,1\% \pm 1$  Digit der Mittelwert  $U_{d\alpha}$  der Ausgangsspannung erfassen, gefolgt vom Mittelwert des Speisestromes (nur bei der Mittelpunktschaltung M3) mit  $0,3\% \pm 6$  Digit. Die Effektivwerte der Wechselanteile müssen aber in beiden Fällen aus erheblich nichtsinusförmigen Verläufen bestimmt werden, was zu großen zusätzlichen Meßungenauigkeiten führt. Für das TRMS-Instrument zur Speisestrommessung gibt der Hersteller zu der Grundgenauigkeit von  $0,75\% \pm 30$  Digit einen zusätzlichen Fehler von  $\pm 1\%$  vom Meßwert bei Crestfaktoren  $< 3$  an. Der Effektivwert der Wechselspannungskomponente der Ausgangsspannung setzt sich aus einer Grundgenauigkeit von  $0,75\% \pm 3$  Digit plus  $1\%$  durch die Kurvenform plus weitere  $3\% \pm 3$  Digit für die Frequenz der Meßgröße zusammen (150 Hz bei der Schaltung M3, 300 Hz bei der Brückenschaltung B6). Der Gesamtfehler des Effektivwerts der Ausgangsspannung liegt dadurch mit ca.  $4,75\%$  in einer Größenordnung, die dem Bereich der eigentlich nachzuweisenden Unterschiede zur bisherigen Theorie nahekommt.

Eine Verbesserung dieser Situation erfordert gänzlich andere Meßprinzipien als den Einsatz von analogen TRMS-Konvertern in den verwendeten kommerziellen Instrumenten. Eine Möglichkeit wäre die schnelle Digitalisierung der gesamten Zeitfunktionen mit anschließender numerischer Berechnung der gesuchten Effektiv- und Mittelwerte. Die digitalisierten Werte können auch gleichzeitig zur graphischen Darstellung der Zeitfunktionen dienen und damit auch den Oszillographen im Versuchsaufbau ersetzen. Eine solche Meßmethode, basierend auf einem Personal-Computer mit mehrkanaligen Analog-Digital-Wandlerkarten, wurde in einer früheren Arbeit des Autors [6] für einen Wechselstromsteller eingesetzt. Eine Herausforderung bei der Anwendung dieses Prinzips für mehrphasige Stromrichterschaltungen ist die Übertra-

gung der auf verschiedenen Netzpotentialen liegenden Signale auf ein gemeinsames Bezugspotential. Das folgende Kapitel enthält dazu einige Hinweise.

Nachfolgend sind die erhaltenen Zahlenwerte der einzelnen Messungen aufgeführt, aus denen die Diagramme im Hauptteil dieser Arbeit bestimmt wurden.

Für die Mittelpunktschaltung ist zu bemerken, daß der Speisestromeffektivwert aus dem Gleichanteil  $I_{AV}$  und dem Wechselanteil  $I_{weff}$  analog zu Gleichung (9) bestimmt werden mußte.

Mittelpunktschaltung M3:

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d = 5$ :

$L = 32 \text{ mH}$ ,  $Tr3$ : gesamte Sekundärwicklung.

$U_{L3} = 188 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	$^{\circ}el.$
$U_{da}$	185.2	183.5	176	165.8	148.8	124.2	98.1	V
$U_{dweff}$	53.7	54.9	60.6	68	77.7	89.5	100	V
$I_{weff}$	1.315	1.325	1.345	1.358	1.371	1.378	1.383	A
$I_{AV}$	0.983	0.986	0.991	0.99	0.992	0.985	0.989	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	$^{\circ}el.$
$U_{da}$	77.4	42.2	13.5	-15.3	-44.2	-79.4	V
$U_{dweff}$	105.4	111.5	114.5	115.6	114.1	108.9	V
$I_{weff}$	1.387	1.387	1.385	1.379	1.379	1.373	A
$I_{AV}$	0.986	0.984	0.979	0.976	0.973	0.97	A

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d=10$ :

$L = 32 \text{ mH}$ ,  $Tr3$ : Anzapfung der Sekundärwicklung.

$U_{L3} = 71 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	63	$^{\circ}el.$
$U_{da}$	74.6	73.4	71.0	67.0	60.5	51.8	42.3	30.6	V
$U_{dweff}$	19.3	20.64	23.23	27.4	32.4	38	42.2	45.9	V
$I_{weff}$	1.338	1.35	1.372	1.38	1.386	1.384	1.394	1.397	A
$I_{AV}$	0.984	0.993	0.999	0.996	0.996	0.993	0.994	0.996	A

$\alpha$	72	81	90	99	108	117	126	°el.
$U_{da}$	18.65	5.3	-7.9	-19.56	-31.9	-44.8	-58.2	V
$U_{dweff}$	48.6	49.7	50	49.5	47.8	45.1	39.9	V
$I_{weff}$	1.391	1.389	1.388	1.388	1.385	1.381	1.378	A
$I_{AV}$	0.989	0.985	0.984	0.981	0.979	0.974	0.973	A

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d=20$ :

$L = 0,5 \text{ mH}$ , Tr3: Anzapfung der Sekundärwicklung.

$U_{L3} = 76.5 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	63	°el.
$U_{da}$	84.2	83.2	80	76.6	69.3	60	49	37.3	V
$U_{dweff}$	17.42	19.46	24.1	28.7	35.6	42.6	48.2	52.4	V
$I_{weff}$	1.38	1.394	1.405	1.402	1.403	1.408	1.405	1.406	A
$I_{AV}$	0.987	0.988	1	0.999	0.996	0.997	0.998	0.995	A

$\alpha$	72	81	90	99	108	117	126	°el.
$U_{da}$	23.6	9.6	-4.4	-16.7	-30.1	-43.2	-56.8	V
$U_{dweff}$	55.5	57.1	57.7	57.4	56.1	53.5	48.8	V
$I_{weff}$	1.4	1.402	1.403	1.4	1.399	1.394	1.393	A
$I_{AV}$	0.992	0.987	0.984	0.982	0.978	0.975	0.972	A

### Brückenschaltung B6:

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d=5$ :

$L = 32 \text{ mH}$ , Tr3: gesamte Sekundärwicklung.

$U_{L3} = 188 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	°el.
$U_{da}$	368	361	349	327	292	251	193.5	V
$U_{dweff}$	32.9	33.3	35.6	41.7	51.4	58.9	65.8	V
$I_{eff}$	2.293	2.319	2.335	2.353	2.374	2.382	2.385	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	$^{\circ}\text{el.}$	
$U_{da}$	138.1	62.9	-6.3	-43.2	-88.5	V	
$U_{dweff}$	68.5	70.9	70.2	70.0	70.6	V	
$I_{eff}$	2.391	2.387	2.382	2.38	2.372	A	

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d=10$ :

$L = 32 \text{ mH}$ , Tr3 Anzapfung der Sekundärwicklung.

$U_{L3} = 71 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	148.3	146.3	141.1	131.5	119.3	103.1	82.8	V
$U_{dweff}$	10.05	11.3	14.4	20.75	26.88	32.4	36.5	V
$I_{eff}$	2.349	2.369	2.387	2.405	2.408	2.415	2.43	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	59.9	34.2	11.35	-13.8	-37.6	-60.5	V
$U_{dweff}$	39	40	39.9	40	40	40	V
$I_{eff}$	2.423	2.43	2.417	2.415	2.42	2.417	A

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d=20$ :

$L = 0,5 \text{ mH}$ , Tr3 Anzapfung der Sekundärwicklung.

$U_{L3} = 76.5 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	167.6	164.9	159.6	150.2	136.7	118.0	95.8	V
$U_{dweff}$	5.19	8.94	15.6	24.2	32.8	41.2	47.1	V
$I_{eff}$	2.396	2.427	2.436	2.436	2.437	2.436	2.438	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	117	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	72	45	18.4	-9.4	-34	-60	-89.6	V
$U_{dweff}$	49.9	51.8	51.2	51	51.2	51.3	50.9	V
$I_{eff}$	2.439	2.441	2.441	2.429	2.428	2.432	2.428	A

### 8.3.2 Halbgesteuerte dreiphasige Brückenschaltung B6H

Der folgende Versuchsaufbau der Schaltung B6H erlaubt neben der Messung von Speisestrom, Effektiv- und Mittelwert der Ausgangsspannung auch die oszillographische Darstellung der Zeitverläufe der Ventilströme. Für die Messung der Zahlenwerte von Speisestrom und Ausgangsspannungen gelten analog die Ausführungen für die vollgesteuerten Schaltungen (Kapitel 8.3.1), so daß hier nur die Besonderheiten bei der Erfassung der Zeitfunktionen beschrieben werden.

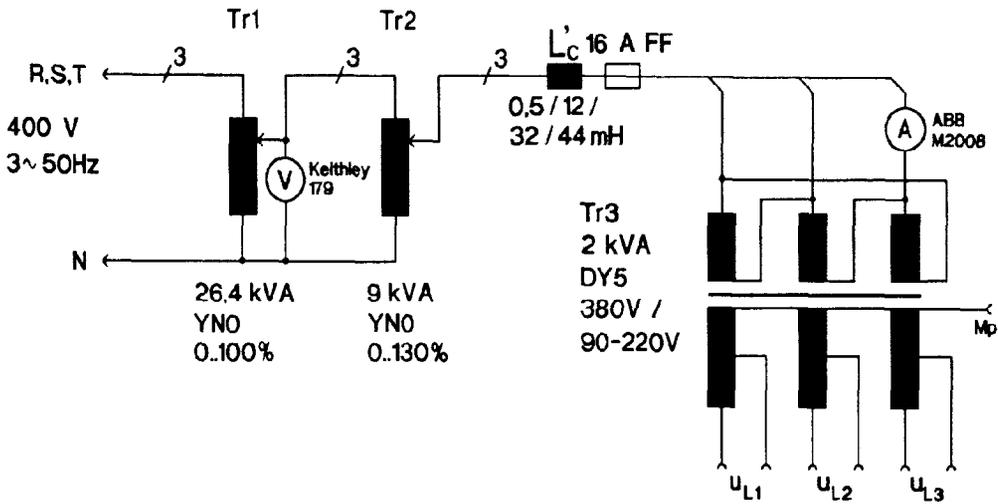
Der eigentliche Leistungsteil dieser Schaltung bestand aus drei einzelnen Dioden Philips ECG 5999 sowie eine Hälfte eines Powerblocks AEG TT B6C 90N, von dessen Brückenschaltung nur die drei kathodenseitig verbundenen Thyristoren genutzt wurden.

Die Steuerimpulse der Thyristoren wurden von einer für diesen Betriebsfall entsprechend angepaßten kommerziellen Schaltung AEG ISIC 06 D erzeugt, deren sonstige Anwendung in [5] beschrieben ist.

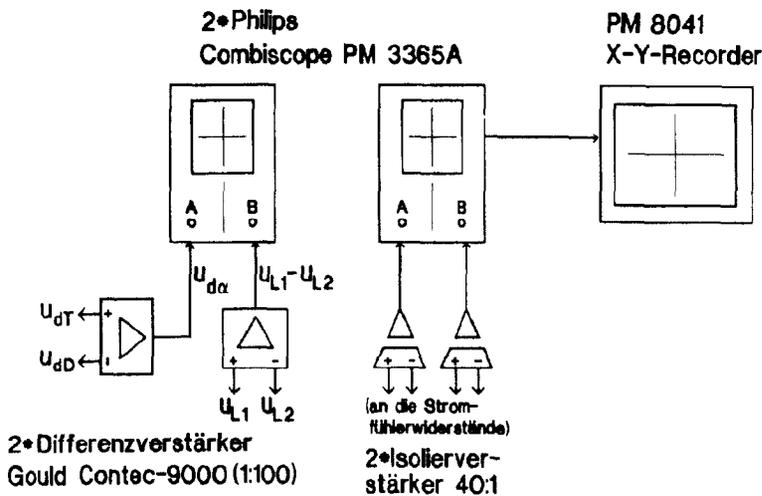
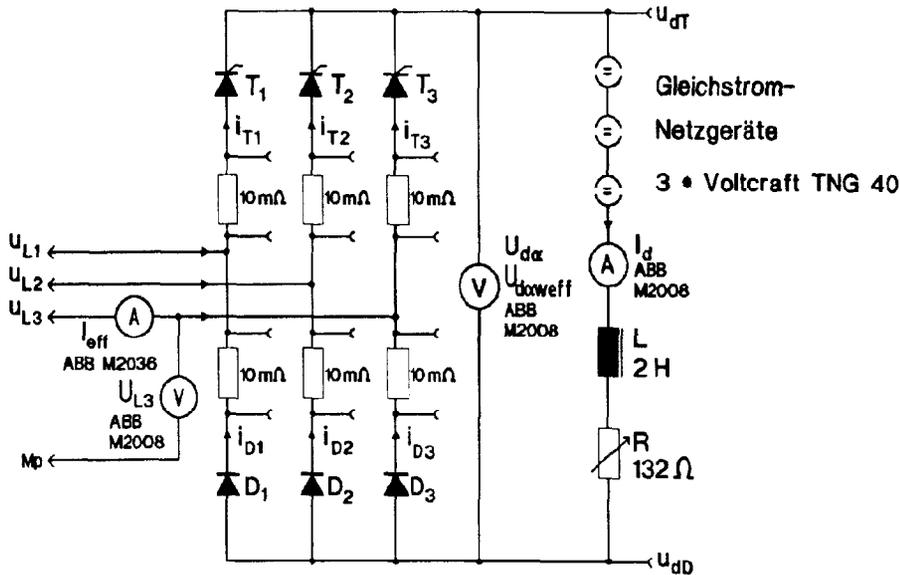
Zur Erzielung eines gleichbleibenden Ausgangsgleichstromes auch bei Ausgangsspannungen nahe oder unter Null dienen wieder Gleichspannungsnetzgeräte im Konstantstrombetrieb, die im Normalbetrieb nur geringe Spannungen entsprechend den Verlusten in der Schaltung liefern brauchen. Im Falle des Kippens der halbgesteuerten Schaltung entsteht am Ausgang jedoch etwa die halbe Maximalspannung [4, 20, 23]. Um auch in diesem Betriebszustand einen konstanten Gleichstrom gewährleisten zu können, müssen die Gleichspannungsnetzgeräte eine vergleichbar hohe Gegenspannung erzeugen können.

Die Messung der Stromverläufe in den einzelnen Zweigen geschah über induktionsarme Stromfühlerwiderstände. Damit diese das Verhalten der Leistungshalbleiter möglichst wenig verfälschen, mußten sie so klein wie möglich dimensioniert werden. Eine untere Grenze ist jedoch durch die Höhe des entstehenden Spannungssignals gegeben. Für die folgenden Einrichtungen zur Potentialtrennung und Messung war eine gewisse Mindestgröße erforderlich, um das Signal vom Rauschen und anderen Ungenauigkeiten zu unterscheiden. Es mußte schließlich mit  $10 \text{ m}\Omega$  ein Wert gewählt werden, der noch über der Herstellerangabe für den Ersatzwiderstand der Thyristoren von  $5,2 \text{ m}\Omega$  liegt.

Eine Kalibrierung des Meßaufbaus aus Stromfühlerwiderständen, Isoliervverstärkern und Oszillographen war erforderlich, da die Widerstände der Verbindungsleitungen erheblichen Einfluß zeigten. Dazu wurde ein Gleichstrom bekannter Höhe durch jeden Schaltungszweig geleitet. Die gewünschte Amplitude auf dem Oszillographenschirm wurde dann eingestellt, indem die Spannungsabgriffe an den Stromfühlerwiderständen an verschiedenen Positionen des Anschlußdrahtes durch Lötens befestigt wurden.

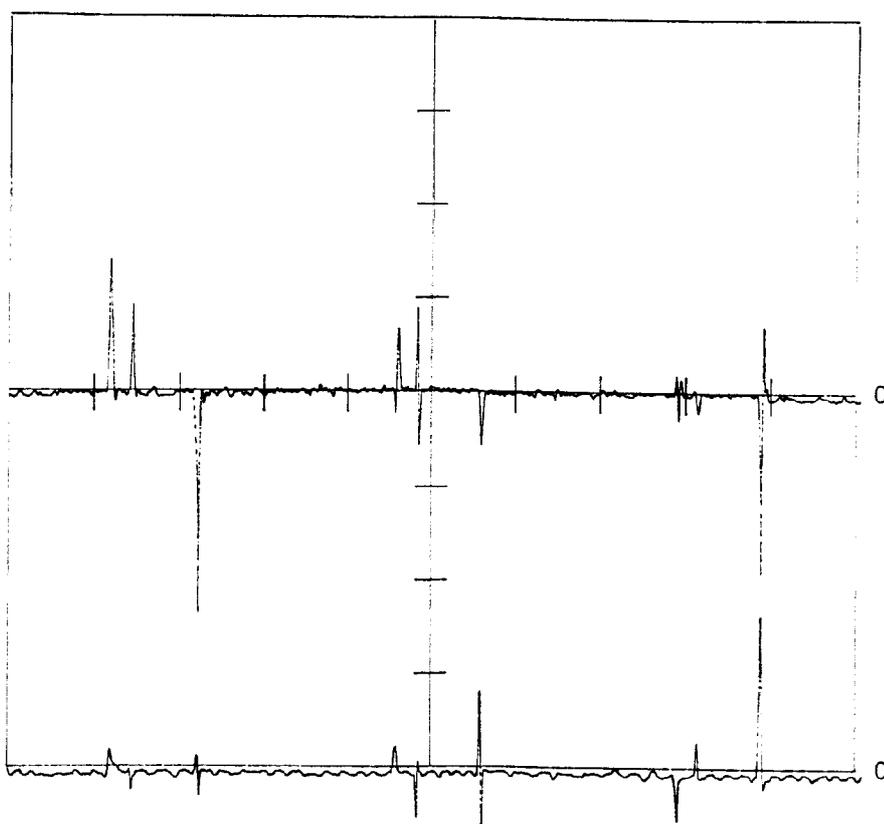


T1, T2, T3: aus AEG B6C 90 N 800 KOC  
 D1, D2, D3: Philips ECG 5999



**Bild 61: Versuchsaufbau zur Messung an einer halbgesteuerten dreiphasigen Brückenschaltung B6H**

Die zur Entkopplung verwendeten optischen Isolierverstärker, welche vor ca. 15 Jahren von der elektronischen Werkstatt der Universität Dortmund hergestellt wurden, bewirken jedoch teilweise deutliche Verfälschungen des Meßsignals. Sie sind konzeptbedingt kaum zur Übertragung höherer Frequenzen geeignet und zeigen bei steilen Flanken erhebliches Überschwingen, wie in den Oszillogrammen dieses Versuchsaufbaus (Kapitel 6.2.2.2, Bild 36) erkennbar ist. Außerdem verursachen sie selbst dann ein Ausgangssignal, wenn die Eingangsspannung Null ist und gleichzeitig Spannungssprünge zwischen dem zu messenden Kreis und dem Oszillographen auftreten. Ursache hierfür sind wahrscheinlich parasitäre Kapazitäten in der vom Netz gespeisten Stromversorgung, die bei den raschen Spannungsänderungen beim Schalten der Thyristoren störende Ströme in den Eingangskreis koppeln. Das folgende Oszillogramm zeigt hierzu das Ausgangssignal der Isolierverstärker bei kurzgeschlossenem Eingang, der an die im Normalbetrieb weiterlaufende Stromrichterschaltung angeschlossen war.



**Bild 62:** Oszillogramm der Störgrößen der Schaltung aus Bild 61 bei  $\alpha = 165^\circ$  und kurzgeschlossenem, aber mit jeweils einem Anschlußpunkt der Stromfühlerwiderstände verbundenen Eingängen der Isolierverstärker. Zeitablenkung 2 ms/div, Vertikalablenkung 1 A/div.

Diese meßtechnischen Probleme mit zahlreichen auf unterschiedlichem Potential liegenden Meßstellen, an denen kleine Differenzsignale mit großen und extrem rasch wechselnden Gleichtaktspannungen überlagert sind, sind charakteristisch für die Stromrichtertechnik [37]. Sie ließen sich verringern durch kommerziell verfügbare hochwertigere Isolierverstärker oder durch ebenfalls erhältliche Stromwandler, deren

Bandbreite von 0 (Gleichstrom) bis mehreren kHz reicht. Leider standen solche Einrichtungen für diese Arbeit nicht zur Verfügung.

Unter Verzicht auf eine gleichzeitige Darstellung von Spannungen und Strömen in verschiedenen Zweigen kann man im obigen Versuchsaufbau die Isoliervverstärker umgehen. Verbindet man den Masseanschluß der Aufzeichnungsgeräte mit dem gemeinsamen Anschluß zweier Stromfühlerwiderstände, lassen sich die entsprechenden Spannungsabfälle direkt messen. Dies ist allerdings nur dank des vorgeschalteten Stromrichtertransformators möglich, der eine galvanische Trennung vom Stromnetz bewirkt. Wegen der kleinen Amplituden der Signale ist der Signal/Rauschabstand aber immer noch schlecht, so daß eine weitere Bearbeitung der Signale empfehlenswert ist. Auch bei dieser Meßmethode treten noch sichtbare Störspitzen bei Schaltvorgängen der Elemente auf. Diese sind allerdings deutlich kleiner als bei der Messung über die Trennverstärker. Ursache sind auch hier wieder die rasch wechselnden Spannungspotentiale beim Schalten der Stromrichterventile, die störende Signale in den Meßkreis einkoppeln.

Eine Möglichkeit zur Verbesserung der Meßwertdarstellung, die ohne signalverfälschende Tiefpaßfilterung auskommt, ist die mehrfache Überlagerung der periodischen Signale. Die verwendeten Digitaloszilloskope besaßen dazu eine sog. „Averaging“-Funktion, bei denen jeder dargestellte Punkt den Mittelwert aus bis zu 256 gemessenen Werten repräsentiert. Mit dem Nutzsignal nicht korrelierte Anteile werden dadurch unterdrückt. Es zeigte sich, daß nicht nur das Rauschen bei direkter Messung stark verringert wurde, sondern daß diese Maßnahme auch für die Ausgangsgrößen der Isoliervverstärker eine deutliche Verbesserung darstellte (vgl. Oszillogramme Bild 36). Allerdings wird hierdurch die Steilheit der Signalflanken verringert, da die zeitliche Position der Abtastwerte durch Ungenauigkeiten des Triggerzeitpunkts ebenfalls Schwankungen unterworfen ist.

Die nachfolgenden Tabellen zeigen die an diesem Versuchsaufbau gemessenen Zahlenwerte von Strom und Spannungen, auf denen die Diagramme in Kapitel 6.2 basieren.

#### Brückenschaltung B6H:

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d = 5$ :

$L = 32 \text{ mH}$ ,  $Tr3$  gesamte Sekundärwicklung.

$U_{L3} = 181 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	°el.
$U_{dc}$	352	345	338	327	312	291	265	V
$U_{dweff}$	34.4	34.6	36.6	42.8	53.9	69.1	85.2	V
$I_{eff}$	2.32	2.317	2.335	2.336	2.345	2.355	2.37	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	117	°el.
$U_{d\alpha}$	232.5	198	157.6	134.9	113	87.4	56.6	V
$U_{dweff}$	102.2	118.6	125.3	127.7	123.1	110	86.2	V
$I_{eff}$	2.386	2.397	2.373	2.303	2.247	2.14	1.991	A

$\alpha$	126	135	144	°el.
$U_{d\alpha}$	30.2	8.23	-1.74	V
$U_{dweff}$	59	26.98	0.04	V
$I_{eff}$	1.81	1.593	1.135	A

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d = 10$ :

$L = 44 \text{ mH}$ , Tr3 Anzapfung der Sekundärwicklung.

$U_{L3} = 88.7 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	°el.
$U_{d\alpha}$	184	182	177.5	172.3	164.2	154	142.5	V
$U_{dweff}$	12.38	13.4	17.06	23.66	32	41.9	53.1	V
$I_{eff}$	2.37	2.375	2.385	2.39	2.392	2.395	2.402	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	117	°el.
$U_{d\alpha}$	125.4	109.9	97.5	81.4	67.5	52.4	38.7	V
$U_{dweff}$	63.9	72.3	76.5	76.1	72.3	65.4	55.8	V
$I_{eff}$	2.405	2.387	2.32	2.235	2.143	2.021	1.904	A

$\alpha$	126	135	144	153	°el.
$U_{d\alpha}$	25.1	13.97	5.34	-1.68	V
$U_{dweff}$	43.8	30.7	17.86	.9	V
$I_{eff}$	1.747	1.587	1.415	1.1	A

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d = 20$ :

$L = 12 \text{ mH}$ , Tr3 Anzapfung der Sekundärwicklung.

$U_{L3} = 113.5 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{d\alpha}$	244.8	242	237.1	231.4	220	206.4	190.3	V
$U_{d\text{weff}}$	10.55	13.1	19.3	30.75	42.3	56.6	71.7	V
$I_{\text{eff}}$	2.418	2.415	2.418	2.42	2.425	2.426	2.428	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	117	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{d\alpha}$	172.9	154.8	135.4	116.1	96.4	78.6	59.3	V
$U_{d\text{weff}}$	87.3	97.4	101	102.6	98.9	92.4	80.8	V
$I_{\text{eff}}$	2.426	2.378	2.303	2.214	2.11	2	1.87	A

$\alpha$	126	135	144	153	162	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{d\alpha}$	42.5	27.2	14.61	5.91	-0.793	V
$U_{d\text{weff}}$	67.4	51.9	35.1	20.64	6.33	V
$I_{\text{eff}}$	1.73	1.567	1.395	1.2	.935	A



Der nichtinvertierende Eingang des Komparators für die Gleichrichterausgangsspannung (IC 1a) liegt auf Nullpotential, das mit den Thyristorkathoden verbunden ist. Dessen Ausgang wird immer dann positive Werte annehmen, wenn am invertierenden Eingang ein negatives Potential anliegt, also wenn  $u_{d\alpha}$  positiv ist. Dies ist während der gesamten Dauer eines Pulses der Gleichrichterausgangsspannung von  $\alpha + \gamma$  bis  $\pi$  der Fall und entspricht der Schonzeit.

Definitionsgemäß wird genau bei  $\alpha = 0$  der Kommutierungsvorgang der Gleichrichterdioden beginnen. Die Ausgangsspannung des Gleichrichters ist dann gleich dem Spannungsabfall  $U_s$  an dem leitenden Thyristor und der bzw. den Dioden (vgl. Kapitel 6.2.2.1). Diese für den Komparator IC 1a positive Spannung am invertierenden Eingang bewirkt, daß dessen Ausgang auf Null geht. Die fallende Flanke des Signals startet über das Differenzierglied  $R_1 / C_1$  den Timer IC 2, der dann für eine mit  $P_1$  einstellbare Zeit eine positive Ausgangsspannung liefert. Die Verzögerungszeit, bis der Ausgang wieder Null wird, entspricht dem Steuerwinkel  $\alpha$ .

Die Komparatoren IC 1 b und c detektieren die Spannungsabfälle an den Thyristoren. Solange diese positiv sind, ist der entsprechende Thyristor leitend oder zündbereit. Die Spannung an den invertierenden Eingängen der Komparatoren ist jedoch für die Dauer der Verzögerungszeit von IC 2 ebenfalls auf positiven Werten, wodurch deren Ausgangsspannungen Null bleiben. Erst zum gewünschten Steuerwinkel  $\alpha$  geht der Ausgang von IC 2 auf Null. Derjenige Komparator, dessen Thyristor dann eine positive Anodenspannung hat, schaltet den nachfolgenden Transistor ein und zündet somit den Thyristor.

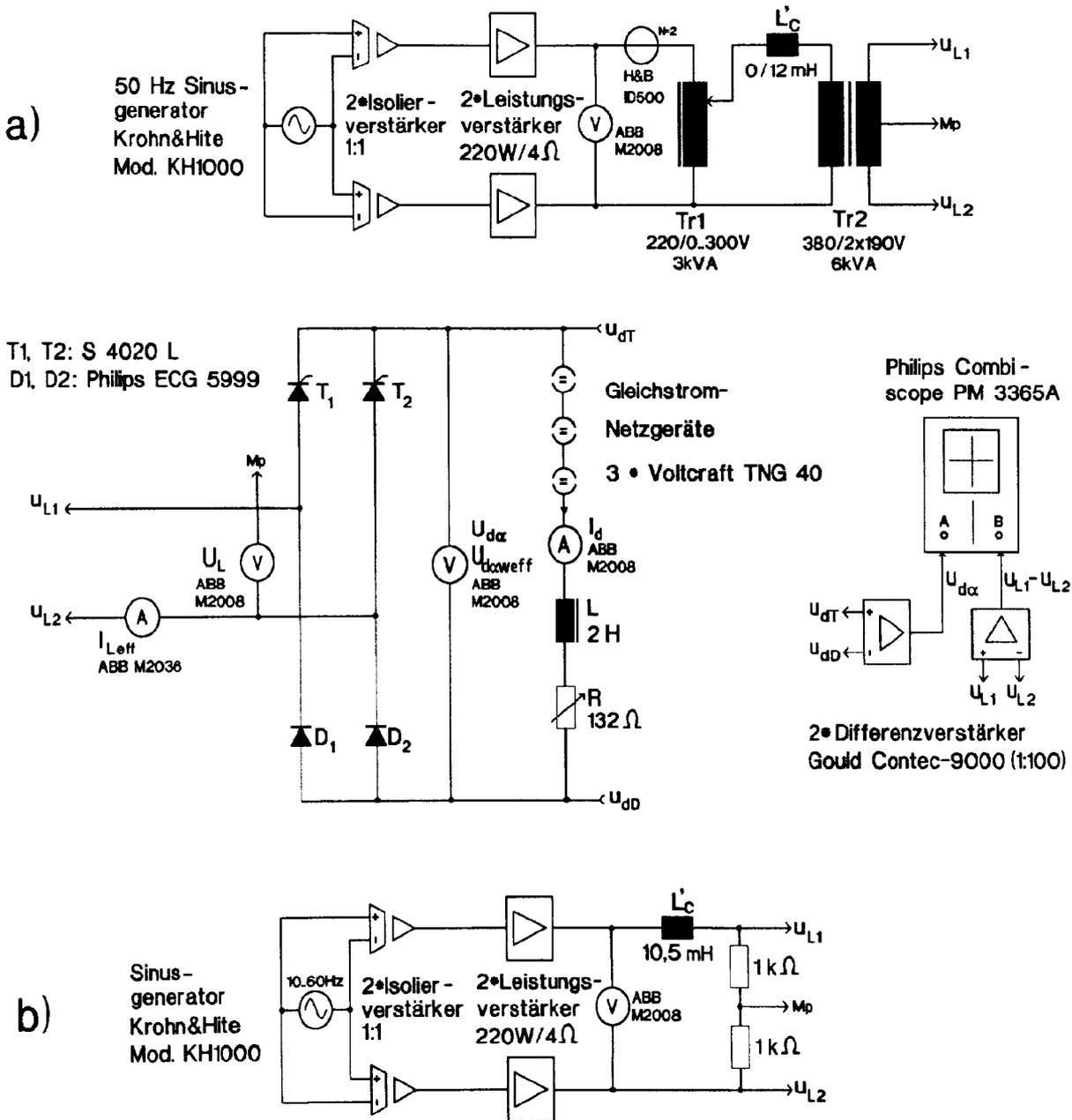
### 8.3.3.2 Leistungsteil

Es wurden die bereits in den Kapiteln 8.1.1.3 und 8.3.2 beschriebenen Leistungshalbleiter (Dioden ECG 5999, Thyristoren aus AEG TT B6C 90N) verwendet.

### 8.3.3.3 Erzeugung der sinusförmigen Speisespannungen

Bei den Auswertungen für dreiphasige Schaltungen fällt auf, daß viele Meßwerte der Spannungen nicht mit der erwünschten Genauigkeit der Theorie folgen. Als eine Ursache wurde dort genannt, daß die verwendeten Netzspannungen nicht wie in der Theorie angenommen sinusförmig sind. Um diese Fehlerquelle zu verringern, wurde eine einphasige Spannung künstlich mit einem Sinusgenerator und einem Leistungsverstärker für den Audiodbereich erzeugt. Das folgende Schaltbild zeigt dazu die Versuchsaufbauten.

Die beiden Endstufen des Verstärkers werden gegenphasig gespeist und erzeugen in Brückenschaltung eine unverzerrte sinusförmige Spannung von bis zu  $70 V_{\text{eff}}$ . Die maximal erreichbare Strombelastbarkeit von ca. 5 A liegt deutlich unter dem Wert, der nach den Herstellerangaben zu erwarten wäre. Eine volle Ausnutzung der Nennleistung führt im Dauerbetrieb zum Auslösen geräteinterner Schmelzsicherungen. Der Ausgangsstrom des Stromrichters sollte zur Ausnutzung des vollen Meßbereichs der Instrumente wieder wie zuvor 3 A betragen. Durch die Leistungsbegrenzung des Verstärkers ist der mögliche Bereich der Ausgangsspannung damit eingeschränkt auf Werte unter ca. 90 V.



**Bild 64: Versuchsaufbauten zur Messung an einer halbgesteuerten zweiphasigen Brückenschaltung B2H. a) Einspeisung über Stromrichter- und Anpassungstransformator, b) direkte Einspeisung aus den Verstärkern**

In dem Versuchsaufbau a) kann die vom Verstärker erzeugte sinusförmige Spannung über den Regeltransformator Tr1 vergrößert werden. Die Einstellung eines gewünschten Verhältnisses von einphasigem Kurzschlußstrom  $I_{SC}$  zum Ausgangsgleichstrom  $I_d$  erfolgt wie bei den dreiphasigen Schaltungen durch Spannungsanpassung und Einfügen von Induktivitäten (vgl. Kapitel 8.3.1). Für den Wert  $I_{SC}/I_d = 20$  mußte dabei auf eine Übertragung durch Tr2 verzichtet werden, die Ausgangsspannung von Tr1 speiste

direkt die Sekundärwicklung von Tr2. Zunächst sind die Tabellen mit den erzielten Meßwerten von Strom und Spannung für den Versuchsaufbau a) angegeben.

Brückenschaltung B2H:

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d = 5$ :

$L = 12 \text{ mH}$ ;  $U = 28 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	°el.
$U_{da}$	36.6	36.7	36.8	36.8	35.7	34	31.9	V
$U_{dweff}$	28.3	28.3	28.3	28.4	28.9	29.66	30.2	V
$I_{eff}$	2.792	2.793	2.793	2.792	2.756	2.7	2.641	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	117	°el.
$U_{da}$	28.2	25.4	21.7	18.48	14.45	11.15	7.62	V
$U_{dweff}$	30.4	29.9	28.8	27.2	24.65	21.95	18.35	V
$I_{eff}$	2.545	2.466	2.365	2.272	2.153	2.042	1.908	A

$\alpha$	126	135	144	°el.
$U_{da}$	4.68	1.28	-0.9	V
$U_{dweff}$	14.72	10	5.5	V
$I_{eff}$	1.769	1.595	1.42	A

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d = 10$ :

$L = 0$ ;  $U = 27.36 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	°el.
$U_{da}$	40.8	40.9	41.1	40	38.5	36.5	33.8	V
$U_{dweff}$	25	25.1	25.1	26.2	27.6	28.8	29.9	V
$I_{eff}$	2.888	2.887	2.887	2.83	2.765	2.699	2.625	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	117	°el.
$U_{da}$	31	27.4	24.4	20.7	16.7	13.3	9.6	V
$U_{dweff}$	30.4	30.2	29.5	28	25.8	23.4	20	V
$I_{eff}$	2.542	2.448	2.362	2.26	2.139	2.03	1.892	A

$\alpha$	126	135	144	153	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	6.54	3.7	1.12	-0.89	V
$U_{dweff}$	16.75	13.04	9.22	5	V
$I_{eff}$	1.761	1.617	1.453	1.245	A

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d = 20$ :

$L = 0$ ; Tr2 auf Sekundärseite eingespeist.  $U = 40$  V;  $I_d = 3$  A.

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	64.9	64.9	64.2	62	59.6	56.3	52.8	V
$U_{dweff}$	35.5	35.5	36.6	38.8	41.4	43.5	44.8	V
$I_{eff}$	2.946	2.954	2.892	2.835	2.762	2.686	2.618	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	117	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	48.6	43.8	38.6	33.2	27.4	22.3	16.7	V
$U_{dweff}$	45.7	45.6	44.7	42.8	39.7	36.2	31.5	V
$I_{eff}$	2.547	2.453	2.352	2.257	2.136	2.016	1.88	A

$\alpha$	126	135	144	153	162	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	11.8	7.5	3.94	0.78	-1.23	V
$U_{dweff}$	26.1	20.8	15.4	10.2	5.02	V
$I_{eff}$	1.735	1.581	1.418	1.243	1.021	A

Die graphische Auswertung dieser Meßergebnisse ergab für die Ausgangsspannung im Vergleich zur Theorie bei kleinen Steuerwinkeln immer noch zu geringe Werte. Bei den geringen möglichen Ausgangsspannungen dieses Versuchsaufbaus fallen die Spannungsabfälle an den Schaltungselementen stark ins Gewicht. Diese setzen sich aus einer allein vom Ausgangsgleichstrom hervorgerufenen Komponente und zusätzlich den ohmschen Spannungsabfällen des speisenden Wechselstromsystems zusammen. Aus der Superposition der Momentanwerte könnte man einen resultierenden Mittelwert bestimmen, um den die Ausgangsgleichspannung verringert würde.

Setzt man die Eingangswechselspannung zu Null, fließt der Ausgangsgleichstrom nur noch in einem aus einem Thyristor und einer Diode gebildeten Zweig. Der Spannungsabfall an diesen beiden Bauteilen erscheint dann als negative Ausgangsspannung; gemessen wurden 2,48 V. Unter Vernachlässigung einer Änderung dieses Wertes während der Kommutierungsvorgänge ist dieser Spannungsabfall unabhängig vom Betriebszustand immer vorhanden.

Der zweite Anteil an den Spannungsabfällen wird durch die ohmschen Widerstände der gesamten Einspeisung gebildet. Diese lassen sich mit einer Widerstandsmeßbrücke

bestimmen. Für die Sekundärseite von Tr2 ergaben sich  $0,7 \Omega$ , auf der Primärseite von Tr2, in Reihe geschaltet dazu ist die Sekundärwicklung von Tr1 mit  $1,1 \Omega$ . Die Primärseite von Tr1 wurde zu  $1 \Omega$  bzw.  $1,75 \Omega$  mit  $L = 12 \text{ mH}$  bestimmt; bei diesem Wert ist allerdings noch der Übertragungsfaktor von Tr1 (ca.  $1 \dots 1,2$ ) zu berücksichtigen. Bei einem Effektivstrom von bis zu  $3 \text{ A}$  durch diese Schaltungselemente ergeben sich bei Vollaussteuerung ohmsche Spannungsabfälle von  $10$  bis  $11 \text{ V}$ . Bei größeren Aussteuerungen nehmen sie proportional zum Speisestrom ab; sie erscheinen zudem nur außerhalb der Kommutierungs- und Freilaufdauer am Ausgang.

Zur Verringerung dieser unerwünschten Einflüsse wurde eine weitere Meßreihe mit einem stark vereinfachten Versuchsaufbau durchgeführt (Bild 64 b). Die Einspeisung der Stromrichterschaltung erfolgte direkt ohne Transformatoren vom Verstärker, dessen Ausgangsimpedanz dank elektronischer Regelung vernachlässigt werden kann. Als Kommutierungsinduktivität wurde ein fester Wert von  $10,5 \text{ mH}$  verwendet. Verschiedene Verhältnisse  $I_{sc}/I_d$  können hier dennoch über die Variation der Frequenz eingestellt werden. Die verbleibenden ohmschen Widerstände dieses Versuchsaufbaus wurden mit nur noch  $0,9 \Omega$  bestimmt. Die hiermit erzielten Ergebnisse folgten gut den theoretischen Vorhersagen. Die folgenden Tabellen zeigen die entsprechenden Meßwerte.

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d = 5$ :

$L = 10.5 \text{ mH}$ ;  $f = 50.4 \text{ Hz}$ ;  $U = 35 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	°el.
$U_{da}$	50.6	50.6	50.6	50.6	48.6	45.4	41.6	V
$U_{dweff}$	37.5	37.5	37.5	37.5	38.4	39.4	39.8	V
$I_{eff}$	2.835	2.837	2.836	2.835	2.792	2.73	2.658	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	117	°el.
$U_{da}$	37.6	33	28.5	23.5	18.79	13.9	9.65	V
$U_{dweff}$	39.6	38.6	36.9	34.3	31.1	26.85	22.39	V
$I_{eff}$	2.582	2.496	2.406	2.303	2.185	2.05	1.938	A

$\alpha$	126	135	144	°el.
$U_{da}$	5.52	1.8	-0.8	V
$U_{dweff}$	17.14	11.5	6	V
$I_{eff}$	1.788	1.61	1.45	A

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d = 10$ :

$L = 10.5 \text{ mH}$ ;  $f = 22.5 \text{ Hz}$ ;  $U = 35 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	55	54.9	54.9	53.2	50.8	47.5	43.7	V
$U_{dweff}$	34.3	34.2	34.3	35.7	37.4	38.8	39.6	V
$I_{eff}$	2.91	2.91	2.91	2.86	2.82	2.77	2.71	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	117	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	40	35	31	25.8	20.9	15.9	11.5	V
$U_{dweff}$	39.6	39.1	37.9	35.5	32.5	28.7	24.4	V
$I_{eff}$	2.64	2.55	2.47	2.36	2.24	2.09	1.975	A

$\alpha$	126	135	144	153	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	7.6	3.85	0.6	-1.66	V
$U_{dweff}$	19.75	14.6	9.22	3.62	V
$I_{eff}$	1.81	1.63	1.437	1.21	A

Meßwerte für  $I_{sc}/I_d = 20$ :

$L = 10.5 \text{ mH}$ ;  $f = 10.5 \text{ Hz}$ ;  $U = 35 \text{ V}$ ;  $I_d = 3 \text{ A}$ .

$\alpha$	0	9	18	27	36	45	54	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	58.5	58.2	56.6	56.5	52.4	50.5	47.0	V
$U_{dweff}$	31.7	31.7	32.7	34.8	36.7	38.2	38.4	V
$I_{eff}$	2.914	2.91	2.89	2.87	2.84	2.81	2.77	A

$\alpha$	63	72	81	90	99	108	117	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	43	38.5	34	28	22.5	17.7	13.3	V
$U_{dweff}$	39	39	38.2	36.8	33.5	30.1	26	V
$I_{eff}$	2.7	2.66	2.56	2.47	2.395	2.25	2.09	A

$\alpha$	126	135	144	153	162	$^{\circ}\text{el.}$
$U_{da}$	9	5.5	2.1	-0.3	-2.02	V
$U_{dweff}$	20.9	16.4	11.5	6.7	2.12	V
$I_{eff}$	1.9	1.692	1.462	1.22	0.955	A

## 8.4 Formelzeichen und Abkürzungen

$\alpha$	Steuerwinkel einer Gleichrichterschaltung
$\alpha_{\text{lim}}$	Grenzwinkel, ab dem eine Freilaufwirkung eintritt
$\gamma$	Kommutierungswinkel einer Gleichrichterschaltung
$\gamma_{\text{D}}$	Kommutierungswinkel eines ungesteuerten Gleichrichters
$\gamma_{\text{H}}$	Kommutierungswinkel der Thyristoren eines halbgesteuerten Gleichrichters für $\alpha > \alpha_{\text{lim}}$
$\gamma_{\text{T}}$	Kommutierungswinkel der Thyristoren eines halbgesteuerten Gleichrichters für $\alpha < \alpha_{\text{lim}}$
$I_{\text{AV}}$	Mittelwert des Speisestromes der Mittelpunktschaltung
$I_{\text{d}}$	Ausgangsgleichstrom
$I_{\text{eff}}$	Effektivwert des Ventil- oder Speisestromes
$I_{\text{SC}}$	Einphasiger Netzkurzschlußstrom am Anschlußpunkt des Stromrichters
$L_{\text{C}}$	Kommutierungsinduktivität einer Stromrichterschaltung
$r_{\text{T}}$	Ersatzwiderstand eines Leistungshalbleiters
$u$	zeitlich veränderliche Spannung, allgemein
$u_{\text{d}\alpha}$	Zeitfunktion der Ausgangsspannung eines gesteuerten Gleichrichters
$u_{\text{dD}}$	Ausgangsspannung des mit $\alpha = 0$ (ungesteuert) betriebenen Teils einer halbgesteuerten Brückenschaltung relativ zum Speisespannungsmittelpunkt
$u_{\text{di}}$	Zeitfunktion der Ausgangsspannung eines Gleichrichters im idealisierten Fall
$u_{\text{dT}}$	Ausgangsspannung des gesteuerten Teils einer halbgesteuerten Brückenschaltung relativ zum Speisespannungsmittelpunkt
$u_{\text{dw}}$	Wechselspannungskomponente der Ausgangsspannung eines Gleichrichters
$U_{\text{d}\alpha}$	Mittelwert der Ausgangsspannung eines Gleichrichters
$U_{\text{deff}}$	Effektivwert der Ausgangsspannung eines Gleichrichters
$U_{\text{dweff}}$	Effektivwert der Wechselspannungskomponente der Ausgangsspannung eines Gleichrichters
$U_{\text{v}}$	Fourierkomponente einer Wechselspannung
$U_{\text{T0}}$	Schleusenspannung eines Leistungshalbleiters
$w$	Welligkeit
$\omega$	Kreisfrequenz des Speisenetzes

## 8.5 Literaturverzeichnis

- [1] Ponner, Johann: Skriptum zur Vorlesung Stromrichtertechnik I/II. Universität Dortmund, Fakultät für Elektrotechnik, AG Stromrichtertechnik. Ausgabe 1992/93.
- [2] Ponner, Johann: Skriptum zur Vorlesung Meßsysteme. Universität Dortmund, Fakultät für Elektrotechnik, AG Stromrichtertechnik. Ausgabe 1992/93.
- [3] Ponner, J., Bieberle, E., Müsch, E., Schinke, O., Sikkema, U.: Versuchsanleitung F59 - Dreiphasen-Gleichrichterschaltungen, Version 5.4. AG Stromrichtertechnik, Universität Dortmund, 1994/95.
- [4] Ponner, J., Bieberle, E., Müsch, E., Schinke, O., Sikkema, U.: Versuchsanleitung F60 - Dreiphasen-Gleichrichterschaltungen mit Freilaufdioden und Freilaufzweigen Version 4.3. AG Stromrichtertechnik, Universität Dortmund, 1994.
- [5] Schinke, Oliver: Steuer- und Meßschaltungen für ein- und dreiphasige Phasenschnittsteuerungen. Studienarbeit am Arbeitsgebiet Stromrichtertechnik der Universität Dortmund, 1993.
- [6] Sikkema, Ulrich: Erfassung und Auswertung elektrischer Größen an Wechselstromstellern mit einem Personal-Computer. Studienarbeit am Arbeitsgebiet Stromrichter- und Meßtechnik der Universität Dortmund, 1988.
- [7] Sikkema, Ulrich: Konzeption, Aufbau und Untersuchung leistungselektronischer Schaltungen. Diplomarbeit am Arbeitsgebiet Stromrichter- und Meßtechnik der Universität Dortmund, 1990.
- [8] AEG Aktiengesellschaft: Katalog „Netzthyristoren“, Warstein 1989.
- [9] AEG Aktiengesellschaft: Katalog „Schnelle Thyristoren“, Warstein 1986.
- [10] Arnolds, Friederich: Elektronische Meßtechnik. Verlag Berliner Union, Stuttgart 1976.
- [11] Arremann, H.; Möltgen, G.: Oberschwingungen im netzseitigen Strom sechspulsiger netzgeführter Stromrichter. Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte 7 (1978), Seite 71 bis 76.
- [12] BBC Aktiengesellschaft: Silizium-Stromrichter-Handbuch. Brown, Boveri & Cie., Baden, Schweiz 1971.
- [13] Bird, B.M., King, K.G., Pedder, D.A.G.: An Introduction to Power Electronics. John Wiley & Sons, Chichester, England 1992.
- [14] Blicher, Adolph: Thyristor Physics. Springer Verlag, New York Berlin Heidelberg 1976.
- [15] Büchner, Peter: Stromrichter- Netzrückwirkungen und ihre Beherrschung, VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie, Leipzig 1982.
- [16] Bronstein, I. N., Semendjajew, K.A.: Taschenbuch der Mathematik. 22. Auflage, B.G. Teubner Verlagsgesellschaft Leipzig 1985

- [17] Buri, Heimo: Leistungshalbleiter - Grundlagen und Anwendungen. Giradet Buchverlag GmbH, Essen 1982.
- [18] Bystron, Klaus: Technische Elektronik Band 2. Hanser Verlag, München, Wien 1979.
- [19] Computer Postille Nr.3, 4.Jahrgang, September 1994. Druckschrift des Hochschulrechenzentrums Dortmund.
- [20] Csáki, F., Ganszky, K., Ipsits, I., Marti, S.: Power Electronics. Akadémiai Kiadó, Budapest 1975.
- [21] Deutsche Elektrotechnische Kommission im DIN und VDE: DIN 41750 bis 41787 (Stromrichter und Thyristoren), Beuth Verlag GmbH, Berlin 1986, sowie DIN VDE 0558 (Halbleiter-Stromrichter), VDE Verlag Berlin 1988.
- [22] Dewan, S.B., Straughen, A.: Power Semiconductor Circuits. John Wiley & Sons, Canada 1975.
- [23] Dubey, Doradla, Joshi, Sinha: Thyristorised Power Controllers. John Wiley & Sons, Wiley Eastern Limited, New Delhi, India 1986.
- [24] eupec GmbH + Co KG: Katalog Leistungshalbleiter, Ausgabe 1991.
- [25] Gerlach, Willi: Thyristoren. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York 1979.
- [26] Hagmann, Gert: Leistungselektronik. Grundlagen und Anwendungen. Aula Verlag, Wiesbaden 1993.
- [27] Heumann, Klemens: Grundlagen der Leistungselektronik. 5. Auflage, Teubner Verlag, Stuttgart 1991.
- [28] Heumann/Stumpe: Thyristoren - Eigenschaften und Anwendungen. 3. Auflage, Teubner Verlag, Stuttgart 1970.
- [29] Holz, J., Schwellenberg, U.: Gesteuerte Gleichrichter mit weitem Stellbereich und geringer Welligkeit der Ausgangsspannung. Forschungsbericht des Landes Nordrhein-Westfalen Nr. 3046. Westdeutscher Verlag, Opladen 1981.
- [30] Hiller, W., Knorr, U.: IDAS-Application-Note Nr. 9, Zwölfpulsiger Gleichrichter für eine Hochspannungsgleichstromübertragung. Simec GmbH & Co KG, Chemnitz 1994.
- [31] Jäger, Rainer: Leistungselektronik - Grundlagen und Anwendungen. 2. Auflage, VDE Verlag Berlin 1980.
- [32] Jötten, Robert: Leistungselektronik Band 1 - Stromrichter-Schaltungstechnik. Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig 1977.
- [33] Kloss, Albert: Oberschwingungen: Beeinflussungsprobleme der Leistungselektronik. VDE Verlag Berlin, Offenbach 1989.
- [34] Kubát, Milan: Power Semiconductors. Springer Verlag, New York Berlin Heidelberg 1984.
- [35] Lappe, R., Conrad, H., Kronenberg, M.: Leistungselektronik. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York 1988.

- [36] Lappe, Rudolf (Hrsg.): Handbuch Leistungselektronik. 5. Auflage, Verlag Technik, Berlin und München 1994.
- [37] Lappe, Rudolf, Fischer, Friederich: Leistungselektronik-Meßtechnik. 2. Auflage, Verlag Technik Berlin München 1993.
- [38] Lappe, Rudolf: Stromrichter. 2. Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin 1967.
- [39] Lappe, Rudolf: Thyristor-Stromrichter für Antriebsregelungen. 3. Auflage, VEB Verlag Technik Berlin 1975.
- [40] Meyer, Manfred: Elektrische Antriebstechnik Bd.2. Stromrichtergespeiste Gleichstrommaschinen und voll umrichtergespeiste Drehstrommaschinen. Springer Verlag, Berlin Heidelberg New York Tokyo 1987.
- [41] Meyer, Manfred: Leistungselektronik - Einführung, Grundlagen, Überblick. Springer Verlag, Berlin Heidelberg, New York 1990.
- [42] Michel, Manfred: Leistungselektronik - eine Einführung. Springer Verlag Berlin Heidelberg New York Tokio 1992.
- [43] MicroSim Corporation: Circuit Analysis Reference Manual. MicroSim Corporation, Irvine (Ca.) 1992.
- [44] MicroSim Corporation: Circuit Analysis - User's Guide Version 5.2. MicroSim Corporation, Irvine (Ca.) 1992.
- [45] MicroSim Corporation: Schematic Capture - User's Guide Version 5.2. MicroSim Corporation, Irvine (Ca.) 1992.
- [46] Möltgen, Gottfried: Besondere Eigenschaften des Stromrichters in zweipulsiger Brückenschaltung. Siemens-Zeitschrift 41 (1967), Seite 127 bis 133.
- [47] Möltgen, Gottfried: Eigenschaften des Stromrichters in zweipulsiger halbgesteuerter Brückenschaltung. Elektrische Bahnen 39 (1968), Seite 256 bis 264.
- [48] Möltgen, Gottfried: Netzgeführte Stromrichter mit Thyristoren. 3.Auflage, Siemens Aktiengesellschaft, Berlin 1974.
- [49] Möltgen, Gottfried: Stromrichtertechnik : Einführung in Wirkungsweise und Theorie. Siemens Aktiengesellschaft, Berlin und München 1983.
- [50] Pelley, B.R.: Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters. John Wiley & Sons, Canada 1971.
- [51] Rajagopalan, V., Debebe, K., Maharsi, H.: User-friendly dedicated power electronic converter simulator. 1990 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 5-7 Aug. 1990, Lewisburg, PA, USA (1990), S. 183-204.
- [52] Rajagopalan, Venkatachari: Computer-aided analysis of power electronic systems. Marcel Dekker Inc., New York 1987.
- [53] Santen, Martin: PSpice Design Center Arbeitsbuch. 1.Auflage 7/1992, Hoschar Systemelektronik GmbH, Karlsruhe.
- [54] Skudelny, Hans-Christoph: Analyse der halbgesteuerten Einphasenbrückenschaltung. Archiv für Elektrotechnik (1972), S. 44-56.

- [55] Skudelny, Hans-Christoph: Stromrichtertechnik 2.Auflage, Verlag der Augustinus Buchhandlung, Aachen 1994.
- [56] Tietze, U., Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. 7. Auflage, Springer Verlag Berlin Heidelberg New York Tokio 1985.
- [57] Wasserrab, Th.: Schaltungslehre der Stromrichtertechnik. Springer Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg 1962.
- [58] Zach, Franz: Leistungselektronik. 3. Auflage, Springer Verlag Wien, New York 1990.