Diplomarbeit

Entwurf, Bau und Test eines hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems

ausgeführt zum Zwecke der Erlangung
des akademischen Grades eines Diplom-Ingenieurs

unter der Leitung von

Ao.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Johann Ertl
E370 - Institut für Energiesysteme und Elektrische Antriebe

betreut von

Dipl.-Ing. Georg Brauner
AIT (Austrian Institute of Technology) GmbH

eingereicht an der

Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

von

Bernhard Bittner BSc.

Korneuburg am 15. September 2014

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich mich bei all jenen Personen bedanken, welche die Entstehung dieser Diplomarbeit unterstützt haben.
Besonders bedanken möchte ich mich bei Herrn Ao. Univ. Prof. DI. Dr. Johann Ertl, der die Arbeit seitens der TU Wien betreut hat. Mein äußerster Dank richtet sich auch an Herrn DI. Georg Brauner, der mich stets mit fachlichem Kommentar unterstützt, und die Diplomarbeit seitens des AIT ermöglicht hat. Weiters bedanke ich mich bei Univ. Prof. i.R. DI. Dr. Laurenz Rinder, der mich bei der mechanischen Auslegung der Spannvorrichtung großzügig unterstützt hat.
Außerdem möchte ich Herrn Michael Mötz BSc für den Aufbau der Steuerung und die außerordentlich gute Zusammenarbeit beim Aufbau und der Inbetriebnahme des Hybridschalters danken. Auch dem gesamten Team des Leistungsversuchsfeldes, insbesondere den Herren Hanna Raheb MSc, Sumanta Biswas MSc und Ing. Johann Ainetter möchte ich meinen Dank für die Unterstützung beim Aufbau und den Hochstromtests des hybriden Schaltsystems aussprechen.
Mein ganz besonderer Dank gilt auch meiner Freundin Sophie, die mich während des Studiums stets unterstützt hat, und meinen Eltern Helene und Franz, die mir dieses Studium ermöglicht haben.

Kurzfassung

Für Anwendungen in Hochstromlabors werden Leistungsschalter benötigt bei denen der Einschaltzeitpunkt des Stromkreises mit hoher Genauigkeit vorgegeben werden kann. Dieses sogenannte synchrone Schalten ist notwendig, da der Scheitelwert des Kurzschlussstromes eines Schaltkreises von der Phasenlage der treibenden Spannung zum Kurzschlusszeitpunkt abhängig ist. Im Speziellen wird daher eine Einschaltgenauigkeit von $55,56\ \mu$s gefordert, was bei einer Netzfrequenz von 50 Hz einem Winkel von 1° elektrisch entspricht. Da in Hochstromlabors außerdem große Leistungen zu schalten sind, ist es vorteilhaft, eine Kombination aus mechanischem Leistungsschalter und Thyristoren, einen sogennanten Hybridschalter, einzusetzen. Dieser Schaltertyp kombiniert die Vorteile des mechanischen Schalters sowie des Halbleiterschalters und ermöglicht es somit eine hohe Einschaltgenauigkeit bei großen Schaltleistungen zu erzielen. Aufgabe des mechanischen Leistungsschalters ist es hierbei eine hohe Stromtragfähigkeit bei geringem Bauvolumen zu ermöglichen. Der Thyristor dient andererseits dazu, das ungenaue Schaltverhalten des mechanischen Leistungsschalters auf Grund des Kontaktprellens und unvermeidlicher Schaltlichtbögen, sowie der Streuung der Einschaltzeit auszugleichen.
Ziel dieser Diplomarbeit ist es nun ein dreiphasiges hybrides synchrones Hochstromeinschaltsystem zum Einsatz im Prüflabor N30 des Hochstromprüffeldes am AIT (Austrian Institute of Technology) zu entwerfen, aufzubauen und zu testen. Hierbei ist es die Hauptaufgabe den Leistungskreis des Schaltsystems bestehend aus einem Leistungsschalter und mehreren Thyristoren je Phase zu dimensionieren und in einer möglichst induktivitätsarmen Schaltung zu realisieren. Bei dieser Aufgabe kann auf Erfahrungen des AIT in der Entwicklung ähnlicher Schaltsysteme aufgebaut werden. Um die Funktionalität des hybriden Schaltsystems zu gewährleisten wird außerdem eine Steuerung benötigt. Da am AIT bereits die Steuerung eines hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems für ein ähnliches Schaltsystem entwickelt wurde, können Teile dieses Steuergerätes übernommen werden. Dennoch müssen z.B. die Ansteuerschaltungen des Thyristors und des Leistungsschalters an den verwendeten Leistungsschalter und die eingesetzten Thyristoren angepasst werden.
Nachdem der Leistungskreis und die Steuerung aufgebaut wurden, soll schließlich die Funktionalität des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems anhand einiger Messungen verifiziert werden.

Abstract

Applications in high-current laboratories require circuit-breakers which are able to close an electric circuit at a precisely defined point in time. This so called „synchronous switching“ is necessary, as the peak value of a circuit's short-circuit current depends on the phase angle of the driving voltage. More specifically, in case of high-current laboratories a turn-on accuracy of $55,56\,\mu$s is required, which is equivalent to an electrical angle of $1\,^{\circ}$ at a frequency of 50 Hz.
Due to the fact that high power loads have to be switched, a combination of mechanical circuit-breaker and thyristors, a so called hybrid-switch, offers the best switching performance. This type of switch combines the advantages of the mechanical circuit-breaker and the silicon-controlled-rectifier (SCR) and allows to switch high power loads with high precision. In this combination the circuit-breaker's task is to allow high currents at a low construction-volume, while the SCRs are applied to compensate the breaker's erratic switching behaviour.
The aim of this master thesis is to develop, build and test a three-phase hybrid-synchronous-switchgear to be utilized in the test-laboratory N30 at AIT (Austrian Institute of Technology). More specifically, the main circuit of the switchgear, consisting of a circuit-breaker and thyristors, has to be developed. This task also involves the design of a low-inductive circuit to connect the different components of the switchgear. Moreover, a control-system is required, in order to make a hybrid-switchgear functional. As a controller for a hybrid-synchronous-switchgear has already been designed at AIT for a similar switchgear, some parts of this system can be adapted to meet the requirements of the current device. Nevertheless, the drivers for circuit-breaker and SCR have to be redesigned to match the implemented circuit-breaker and SCR.
After the main circuit and the controller have been built, the functionality of the complete system has to be verified by a set of characteristic measurements.

Inhaltsverzeichnis

1. Aufgabenstellung **7**

2. Beschreibung des Leistungsversuchsfeldes N30 **8**

3. Grundlagen **10**
3.1. Einschalten von induktiven Wechselstromkreisen 10
3.2. Der Thyristor 13
3.2.1. Aufbau und Kennlinie des Thyristors 13
3.2.2. Zünden und Löschen des Thyristors 14
3.2.3. Einschaltverhalten des Thyristors 17
3.2.4. Ausschaltverhalten des Thyristors 18
3.2.5. Gatestromkreis des Thyristors 19
3.3. Der Leistungsschalter 20

4. Anforderungen an das hybride synchrone Hochstromeinschaltsystem **21**
4.1. Anforderungen an den Leistungsschalter 21
4.2. Anforderungen an die Thyristoren 22

5. Topologie des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems **24**

6. Eingesetzter Leistungsschalter **25**

7. Auswahl des Thyristors **26**
7.1. Verfügbare Thyristoren 26
7.2. Abschätzung der Thyristorbelastung 27
7.2.1. Einphasiges Ersatzschaltbild des hybriden Hochstromeinschaltsystems 27
7.2.2. Berechnung der Vorimpedanz 29
7.2.3. Abschätzung der Kommutierungsinduktivität 30
7.2.4. Durchlasscharakteristik des Thyristors 32
7.2.5. Thermisches Thyristormodell 34
7.2.6. Elektrisches Verhalten des Leistungsschalters 36
7.2.7. Mechanisches Verhalten des Leistungsschalters 37
7.2.8. Implementierung in Matlab/ Simulink 38
7.3. Identifikation des geeignetsten Thyristors 39

8. Mechanischer Aufbau des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems **41**
8.1. Spannvorrichtung der Thyristoren 41
8.1.1. Aufbau der Spannvorrichtung 41
8.1.2. Dimensionierung der Tellerfedern 42
8.1.3. Dimensionierung der oberen Druckplatte 46
8.1.4. Dimensionierung der unteren Druckplatte 49
8.1.5. Dimensionierung der Gegenplatte 52

8.1.6. Auswahl der benötigten Gewindestangen 53
8.1.7. Dimensionierung der Isolationsplatte 54
8.2. Verschaltung von Thyristor und Leistungsschalter 55
8.2.1. Geometrischer Aufbau 55
8.2.2. Abschätzung der wirksamen Stromkräfte 57

9. Steuerung des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems 59
9.1. Komponenten des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems . . . 59
9.2. Ansteuerschaltung des Leistungsschalters 60
9.3. Ansteuerschaltung des Thyristors 61

10. Messungen 65
10.1. Messung der Einschaltgenauigkeit 65
10.2. Messung der Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters . 66
10.3. Messung des Einschaltvorganges 69

11. Ausblick 72

A. Implementierung in Matlab/ Simulink 73
A.1. Elektrisches Verhalten der Schaltung 73
A.2. Mechanisches Verhalten des Leistungsschalters 79

B. Fertigungszeichnungen 80

Abbildungsverzeichnis 89

Tabellenverzeichnis 90

Literatur 91

1. Aufgabenstellung

Das Ziel dieser Diplomarbeit ist es, ein hybrides synchrones Hochstromeinschaltsystem für den Einsatz im Hochstromprüffeld N30 des AIT (Austrian Institute of Technology) zu entwickeln, aufzubauen und zu testen.
Der Aufbau eines neuen synchronen Schaltsystems ist notwendig, da das derzeitig eingesetzte Schaltsystem, ein synchroner Druckluftschalter, die Grenze seiner Lebensdauer erreicht hat. Des Weiteren sind Ersatzteile für das derzeitig eingesetzte System nur noch schwer erhältlich.
Die Hauptaufgabe der Diplomarbeit besteht nun darin, den Leistungskreis des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems bestehend aus einem konventionellen Leistungsschalter und mehreren Thyristoren zu entwickeln. Hierbei müssen die folgenden Anforderungen erfüllt werden, um die Leistungsfähigkeit der bestehenden Anlage zu erhalten:

- Nennspannung 2 kV,
- Nennstrom 20 kA,
- Einschaltgenauigkeit $55,56\ \mu$s (1° elektrisch).

Um die Funktion des synchronen Schaltens und die geforderte Schaltgenauigkeit zu ermöglichen, wird eine Steuerung zur Führung des synchronen Schaltsystems benötigt. Die Entwicklung dieses Steuergerätes ist jedoch nicht Teil der Diplomarbeit und es soll das Steuergerät wie in [13] und [9] beschrieben eingesetzt werden.
Nachdem das Gesamtsystem des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems aufgebaut wurde, soll dessen Funktionalität durch einige anwendungstypische Messungen verifiziert werden.

2. Beschreibung des Leistungsversuchsfeldes N30

Das Leistungsversuchsfeld N30 dient zur experimentellen Entwicklung, der Analyse und dem Test von elektrischen Systemen und Komponenten der Energie-, Transport-, Bau-, und Informationstechnik. Hierbei kann bei Spannungen von 100 V bis 1500 V eine Leistung von bis zu 20 MVA bereitgestellt werden.
Um die Wirkungsweise des Versuchsfeldes zu erläutern, ist der elektrische Aufbau der Anlagen in Abbildung 2.1 anhand eines Einlinienersatzschaltbildes dargestellt.

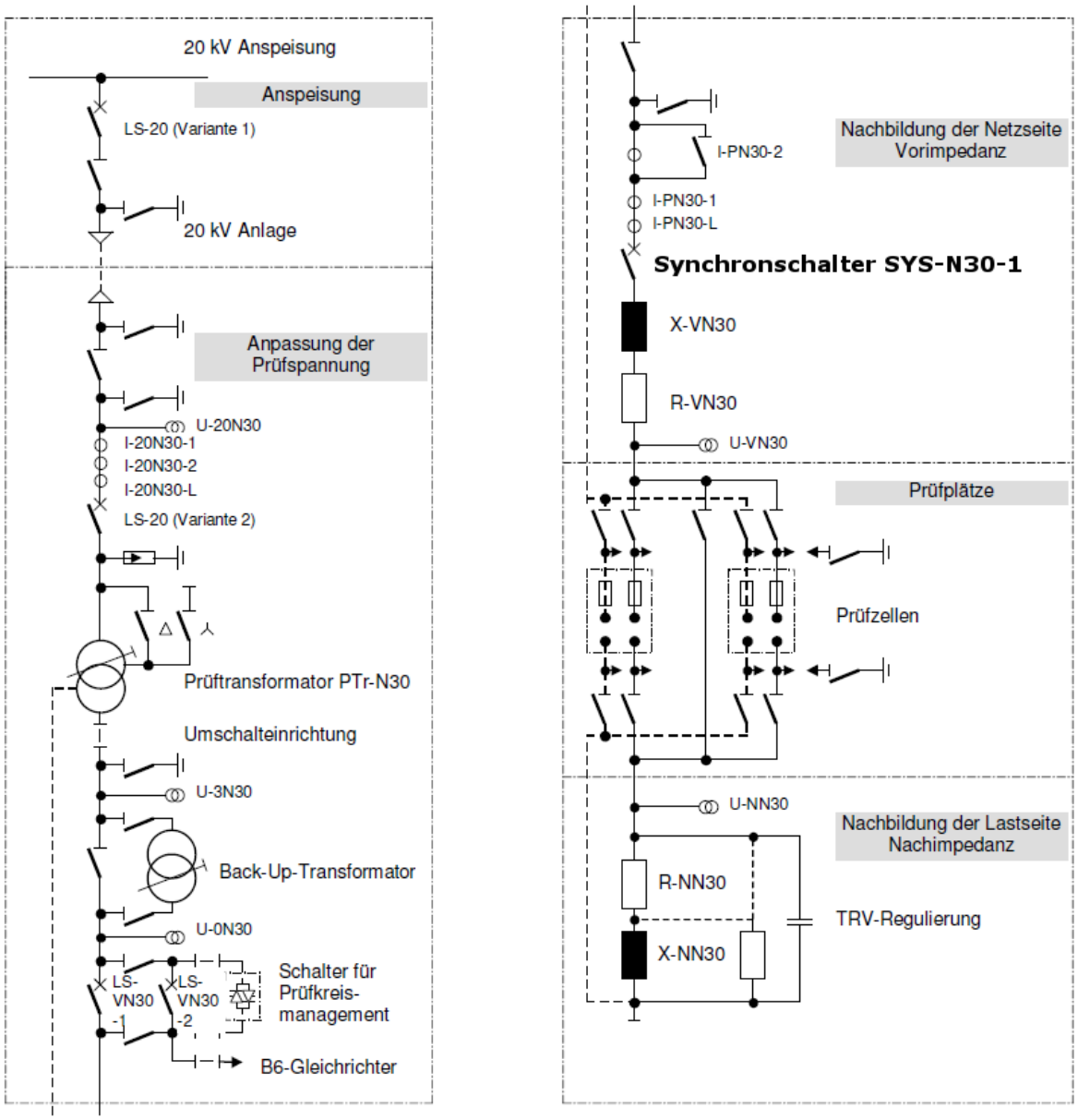


Abbildung 2.1: Einlinienschaltbild des Leistungsversuchsfeldes N30 [22].

Aus Abbildung 2.1 wird ersichtlich, dass die Anlage in die fünf Bereiche

1. Anspeisung
2. Anpassung der Prüfspannung
3. Nachbildung der Netzseite (Vorimpedanz)
4. Prüfplätze
5. Nachbildung der Lastseite (Nachimpedanz)

unterteilt werden kann.
Im Bereich der Anspeisung kann das Leistungsversuchsfeld N30 über einen Leistungsschalter und einen Trennschalter mit dem öffentlichen Mittelspannungsnetz auf der Spannungsebene von 20 kV verbunden werden. Um diese Spannung auf den benötigten Prüfspannungsbereich von 100 V bis 1500 V zu transformieren wird im Bereich Anpassung der Prüfspannung ein spezieller Hochstromtransformator, der Prüftransformator PTr-N30 in Abbildung 2.1, eingesetzt. Nachfolgend können über Trennschalter unterschiedliche Leistungsschalter in den Stromkreis eingebunden werden. Diese Schalter dienen jedoch hauptsächlich zum Ausschalten des Prüfstromkreises und sind nicht für synchrones Schalten konzipiert. Im Bereich Anpassung der Prüfspannung kann außerdem ein ungesteuerter B6-Gleichrichter in den Stromkreis geschaltet werden, um auch Gleichspannung zur Verfügung stellen zu können. Um synchrones Schalten bei definierten Phasenwinkeln der Netzspannung zu ermöglichen, ist im Bereich Nachbildung der Netzseite der zu ersetzende Synchronschalter, SYS-N30-1 in Abbildung 2.1, enthalten. Anschließend kann im selben Abschnitt eine zusätzliche Netzimpedanz bestehend aus Widerständen und Induktivitäten eingestellt werden. Die Montage der zu testenden Komponenten erfolgt weiters im Bereich der Prüfplätze. Im letzten Abschnitt des Prüffeldes kann eine Last über Widerstände und Induktivitäten realisiert werden.

3. Grundlagen

3.1. Einschalten von induktiven Wechselstromkreisen

Um die Belastung des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems abschätzen zu können, muss der Einschaltvorgang von Wechselstromkreisen theoretisch untersucht werden. Da energietechnische Anlagen überwiegend ohmsch - induktiven Charakter besitzen, kann die Untersuchung des Einschaltvorganges auf Schaltkreise wie in Abbildung 3.1 gezeigt reduziert werden. Hierbei wird die Analyse außerdem für ein einphasiges Netzwerk durchgeführt, da die Ergebnisse des einphasigen Systems auf mehrphasige Systeme übertragen werden können.

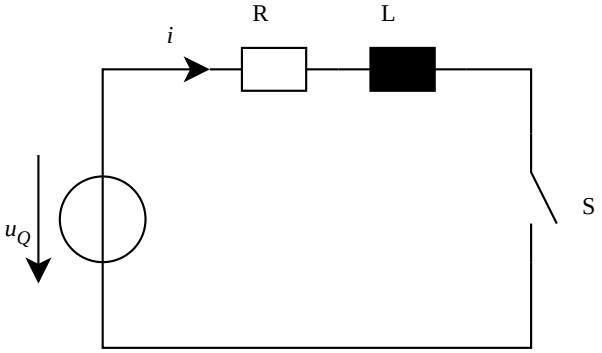


Abbildung 3.1: Schaltung zur Untersuchung des Einschaltvorganges in Wechselstromkreisen.

Betrachtet man nun die Schaltung aus Abbildung 3.1, so kann die Differentialgleichung des Stromes i,

$$\mathrm{L}\,\frac{d\,i}{dt} + \mathrm{R}\,i = u_Q \tag{3.1}$$

über die Maschengleichung abgeleitet werden, wobei L die Induktivität und R den ohmschen Widerstand des Netzwerkes darstellen. Wird für die Quelle außerdem eine sinusförmige Spannung der Form

$$u_Q = \sqrt{2}\,\mathrm{U}\cos(\omega\,t + \alpha) \tag{3.2}$$

mit dem Effektivwert U, der Kreisfrequenz ω und dem Phasenwinkel α angenommen, so folgt die Differentialgleichung des Stromes aus (3.1) zu

$$\frac{d\,i}{dt} + \frac{R}{\mathrm{L}}\,i = \frac{\sqrt{2}\,\mathrm{U}}{\mathrm{L}}\,\cos(\omega\,t + \alpha). \tag{3.3}$$

Diese Gleichung stellt eine lineare Differentialgleichung erster Ordnung mit konstanten Koeffizienten dar. Die Lösung von (3.3) wird durch einen homogenen Anteil i_h und einen partikulären Anteil i_p, gemäß

$$i = i_h + i_p \tag{3.4}$$

gebildet. Die Lösung für den homogenen Anteil

$$\frac{d\,i_h}{dt} + \frac{R}{\mathrm{L}}\,i_h = 0 \tag{3.5}$$

kann hierbei durch einen Exponentialansatz der Form

$$i_h = \mathrm{c}_1\, e^{-\frac{R}{\mathrm{L}}\,t}, \tag{3.6}$$

mit einer noch zu bestimmenden Konstante c_1 befriedigt werden.
Eine Lösungsfunktion des partikulären Anteils der Differentialgleichung

$$\frac{d\,i_p}{dt} + \frac{R}{\mathrm{L}}\,i_p = \frac{\sqrt{2}\,\mathrm{U}}{\mathrm{L}}\,\cos(\omega\,t + \alpha) \tag{3.7}$$

kann über einen Ansatz der Form

$$i_p = \mathrm{c}_2\,\cos(\omega\,t + \alpha) + \mathrm{c}_3\,\sin(\omega\,t + \alpha) \tag{3.8}$$

gefunden werden. Setzt man zu diesem Zweck (3.8) in (3.7) ein, so ergeben sich die Konstanten zu

$$\mathrm{c}_2 = \frac{\sqrt{2}\,\mathrm{U}\,\mathrm{R}}{\omega^2\mathrm{L}^2 + \mathrm{R}^2}\ \text{und} \tag{3.9}$$

$$\mathrm{c}_3 = \frac{\sqrt{2}\,\mathrm{U}\,\omega\mathrm{L}}{\omega^2\mathrm{L}^2 + \mathrm{R}^2}\,, \tag{3.10}$$

womit die partikuläre Lösung

$$i_p = \frac{\sqrt{2}\,\mathrm{U}}{\omega^2\mathrm{L}^2 + \mathrm{R}^2}\,[\mathrm{R}\,\cos(\omega\,t + \alpha) + \omega\mathrm{L}\,\sin(\omega\,t + \alpha)] \tag{3.11}$$

bestimmt ist. Diese Gleichung kann mit der komplexen Impedanz $\underline{Z} = \mathrm{R} + j\omega\mathrm{L}$ und dem Leistungsfaktor $\cos(\varphi) = \mathrm{R}/|\underline{Z}|$ in die gewohnte Form der Lösung eines Wechselstromkreises

$$i_p = \frac{\sqrt{2}\,\mathrm{U}}{\sqrt{\omega^2\mathrm{L}^2 + \mathrm{R}^2}}\,\cos(\omega t + \alpha - \varphi) \tag{3.12}$$

gebracht werden.
Um die gesamte Lösung der Differentialgleichung (3.3) zu erhalten, muss nun die Konstante c_1 aus (3.6) anhand der Anfangsbedingung des Stromes ermittelt werden. Setzt man hierbei voraus, dass zum Zeitpunkt t= 0 kein Strom fließt, so gilt mit dem Ansatz aus (3.4), dass

$$\mathrm{c}_1 = -\frac{\sqrt{2}\,\mathrm{U}}{\sqrt{\omega^2\mathrm{L}^2 + \mathrm{R}^2}}\,\cos(\alpha - \varphi)\,, \tag{3.13}$$

wobei für die homogene Lösung (3.6) und für die partikuläre Lösung (3.12) eingesetzt wurden. Mit diesem Ergebnis folgt die Gesamtlösung des Stromes zu

$$i = \frac{\sqrt{2}\,\mathrm{U}}{\sqrt{\omega^2\mathrm{L}^2 + \mathrm{R}^2}}\,\left[-\cos(\alpha - \varphi)\,e^{-\frac{R}{\mathrm{L}}\,t} + \cos(\omega t + \alpha - \varphi)\right]. \tag{3.14}$$

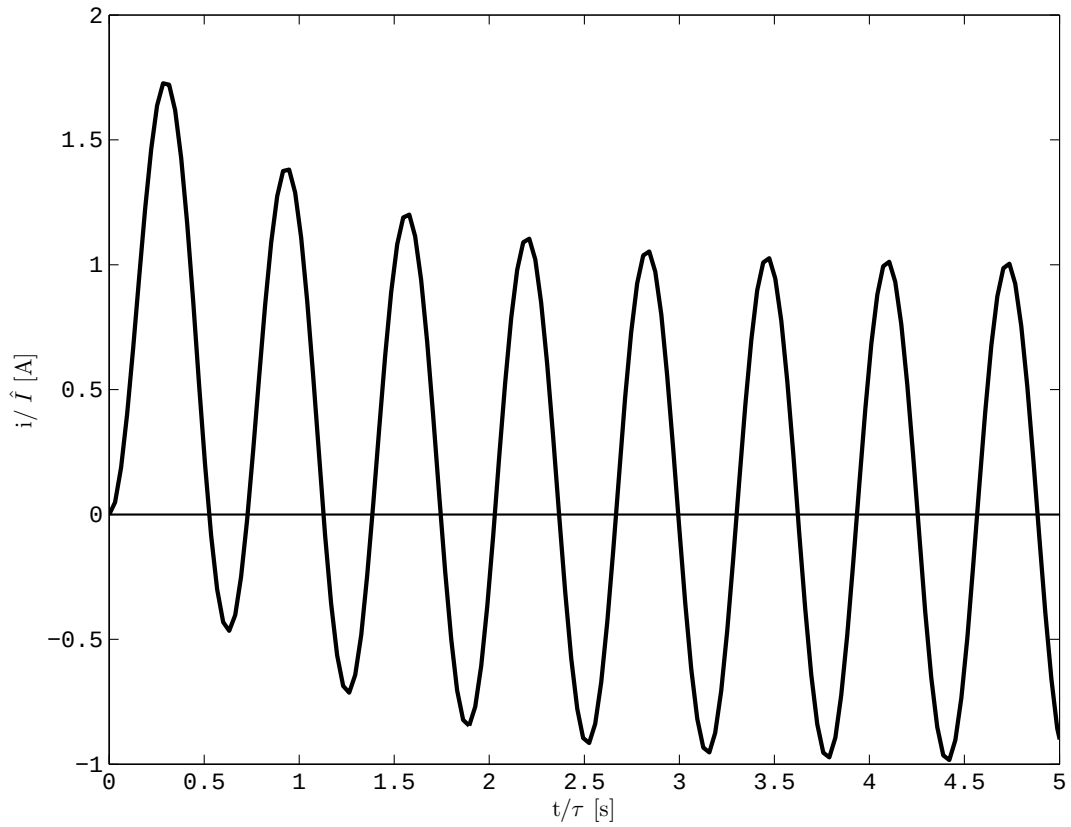


Abbildung 3.2: Verlauf des Einschaltstromes in rein induktiven Wechselstromnetzen.

Abbildung 3.2 stellt den Verlauf von (3.14) beispielhaft dar. Aus dieser Abbildung, sowie (3.14) wird ersichtlich, dass sich der Strom aus einem abklingenden „Gleichstromglied“ mit der Zeitkonstante $\tau = \mathrm{L/R}$ und einem Wechselstromglied zusammensetzt.
Betrachtet man nun das Gleichstromglied i_g des Stromes aus (3.14) für rein induktive Netze mit $\cos(\varphi) \to 0$,

$$i_g = -\frac{\sqrt{2}\,\mathrm{U}}{\omega \mathrm{L}} \cos\left(\alpha - 90°\right)\, e^{-t/\tau}, \tag{3.15}$$

so wird ersichtlich, dass die Amplitude des Gleichstromgliedes nur noch vom Phasenwinkel der Spannung zum Einschaltzeitpunkt abhängig ist. Außerdem kann festgestellt werden, dass die maximale Amplitude beim Einschalten des Stromkreises im Spannungsnulldurchgang der Netzspannung (3.2), mit Phasenwinkeln von $\alpha = \pm 90°$ auftritt. Die geringste Amplitude tritt im Gegensatz dazu beim Einschalten im Spannungsmaximum auf. Für die Belastung eines Leistungsschalters während des Einschaltvorganges ist somit wichtig bei welchem Phasenwinkel die Kontakte geschlossen werden. Zur Auslegung des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems ist hierbei jedoch nur der beim Einschalten im Spannungsnulldurchgang auftretende Maximalstrom von Interesse. Für überwiegend induktive Netze beträgt dieser Strom ca. das 2,5-fache des Nennstromeffektivwertes, vergleiche Abbildung 3.2.

3.2. Der Thyristor

3.2.1. Aufbau und Kennlinie des Thyristors

Der Thyristor ist ein steuerbarer Leistungshalbleiter mit Schaltleistungen von bis zu einigen MW pro Einzelelement [6]. Er ist als Vierschichtelement mit einer pnpn-Struktur wie in Abbildung 3.3 aufgebaut, wobei die inneren Schichten schwach dotiert sind. Die äußere p-Schicht wird als Anode bezeichnet, während die äußere n-Schicht Kathode genannt wird. Außerdem besitzt der Thyristor noch einen Anschluss an der inneren p-Schicht, welcher als Gate bezeichnet wird.

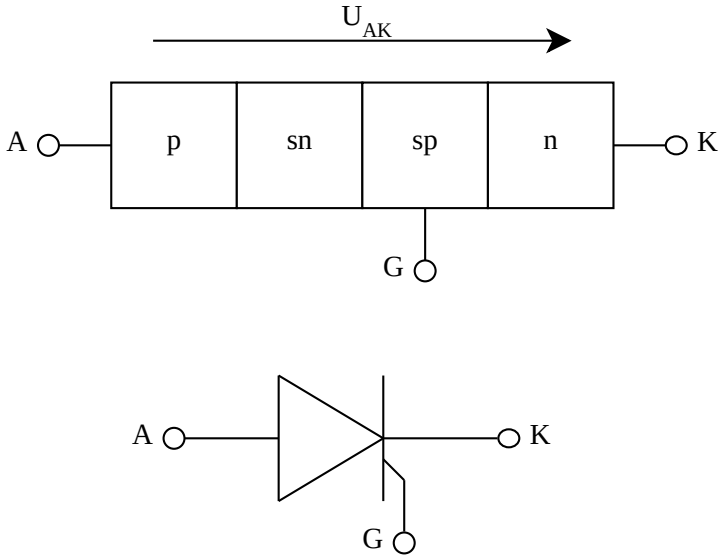


Abbildung 3.3: Aufbau und Schaltsymbol des Thyristors.

Aufgrund der pnpn-Struktur weist der Thyristor drei abwechselnd entgegengesetzt gerichtete pn-Übergänge auf. Liegt nun eine positive Spannung U_{AK} zwischen Anode und Kathode, so ist der innere pn-Übergang in Sperrichtung gepolt. Der Thyristor leitet nicht und befindet sich im sogenannten Blockierbereich, siehe Abbildung 3.4.
Um den Thyristor vom blockierten- in den leitenden Zustand zu bringen muss entweder die Spannung U_{AK} einen gewissen Schwellwert, die sogenannte Nullkippspannung U_{Br0} übersteigen, siehe Abbildung 3.4, oder ein Zündmechanismus wie in Abschnitt 3.2.2 wirksam werden. Befindet sich der Thyristor im leitenden Zustand, so werden die schwach dotierten inneren Zonen von Ladungsträgern überschwemmt, und der Thyristor erscheint nach außen hin wie eine leitende Diode [12]. Reduziert man nun die Spannung zwischen Anode und Kathode, so werden die überschüssigen Ladungsträger in den schwach dotierten Mittelzonen abgebaut und der Thyristor geht bei $U_{AK} \approx 0$ V wieder in den blockierten Zustand über. Ein Abschalten des Thyristors bei $U_{AK} > 0$ V ist hingegen nicht möglich, da die schwach dotierten Mittelzonen noch mit Ladungsträgern überschwemmt sind [12].
Wird U_{AK} weiter reduziert, so erhält man für $U_{AK} < 0$ eine Sperrkennlinie wie in Abbildung 3.4 mit Durchbruchspannungen von typischer Weise bis zu einigen 1000 V. Fließt

im gesperrten Zustand ein positiver Strom über das Gate des Thyristors, so wird der Sperrstrom und damit auch die Sperrverlustleistung erhöht. Ein Gatestrom im gesperrten Zustand des Thyristors ist daher stets zu vermeiden.

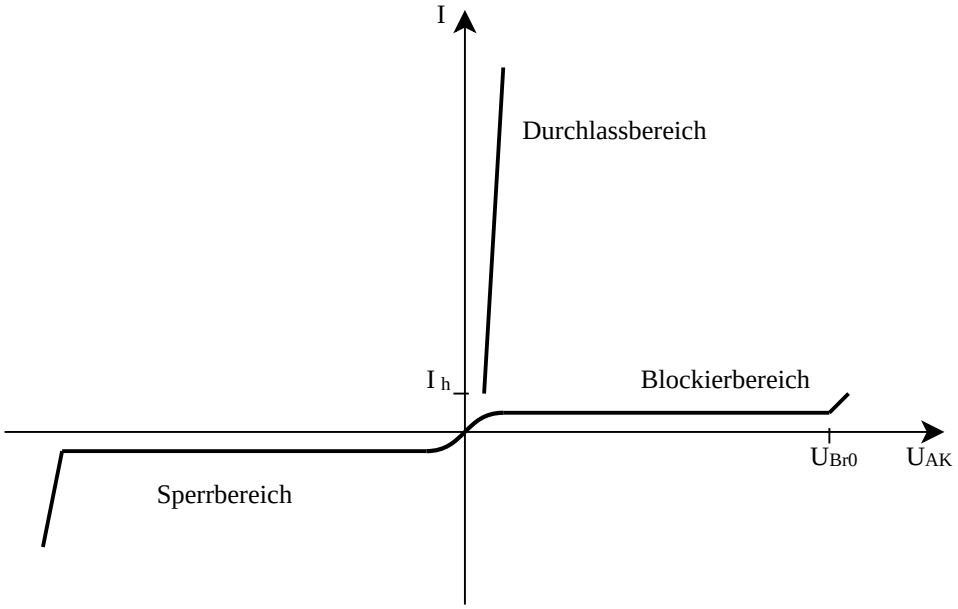


Abbildung 3.4: Kennlinien des Thyristors.

Der Thyristor ist somit ein Bauelement, welches sowohl positive als auch negative Spannungen sperren kann. Des weiteren kann der Thyistor durch bestimmte Zündmechanismen in einen leitenden Zustand gebracht werden, in welchem das Bauelement eine Diodenkennlinie aufweist.

3.2.2. Zünden und Löschen des Thyristors

Zur Beschreibung des Zündvorganges im Thyristor soll das Bauelement durch zwei Transistoren, wie in Abbildung 3.5, modelliert werden. Liegt eine positive Spannung U_{AK} am Thyristor, so sind die pn-Übergänge IV-III und II-I in Durchlassrichtung gepolt. Der Thyistorstrom I_T ist jedoch auf den Sperrstrom I_{Sp} des pn-Überganges III-II begrenzt, da dieser in Sperrrichtung gepolt ist.

Zünden des Thyristors durch einen Gatestromimpuls Fließt nun ein positiver Strom I_G in das Gate des Thyristors, so wird der npn-Transistor in den aktiven Bereich gebracht und es entsteht ein Kollektorstrom

$$I_{C\,npn} = \alpha_{npn}\,(I_T + I_G)\,. \tag{3.16}$$

Da die Zone III, welche die Basis des pnp-Transistors bildet, keinen externen Anschluss besitzt, wird diese Zone durch den Kollektorstrom $I_{C\,npn}$ negativ aufgeladen.

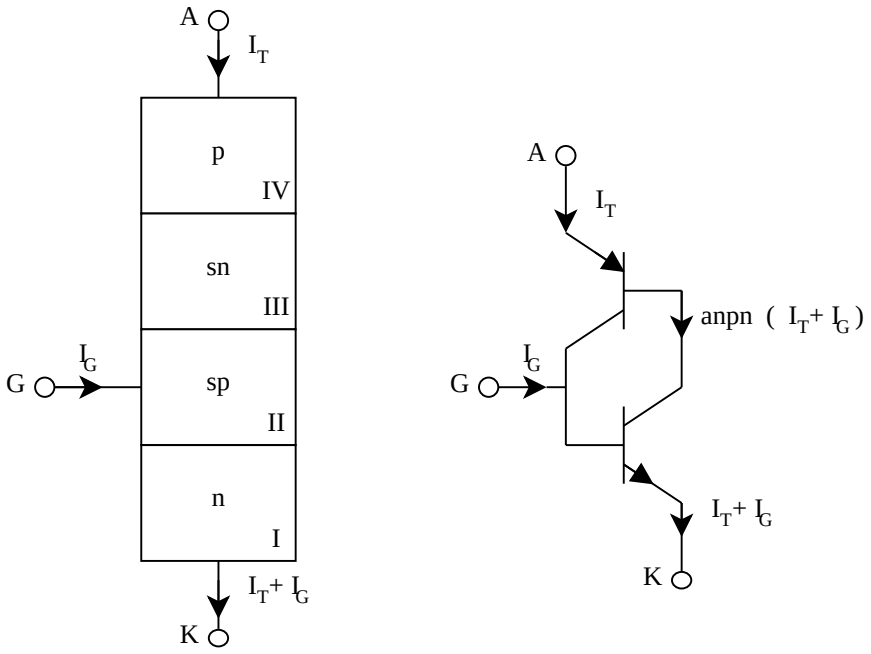


Abbildung 3.5: Ersatzschaltbild des Thyristors zur Beschreibung des Zündvorganges.

Es wird somit auch der pnp-Transistor in den aktiven Bereich gebracht und es folgt nach Abbildung 3.5 ein Kollektorstrom

$$\mathrm{I}_{C\,pnp} = \alpha_{pnp}\,\mathrm{I}_T. \tag{3.17}$$

Dieser Strom stellt wiederum den Basistrom des npn-Transistors dar, womit eine Rückkopplung zwischen dem npn-Transistor und dem pnp-Transistor gegeben ist. Als Folge dieser Rückkopplung kann sich nun ein großer Thyristorstrom I_T einstellen. Zur Aufrechterhaltung des leitenden Zustandes ist jetzt kein Basisstrom mehr nötig. Die Zündbedingung zur Bestimmung des Stromes bei welchem der Thyristor in den leitenden Zustand übergeht, kann mit Abbildung 3.5 aus der Strombilanz des Bereiches III für den stationären Zustand abgeleitet werden

$$\mathrm{I}_T = \frac{\alpha_{npn}\,\mathrm{I}_G + \mathrm{I}_{Sp}}{1 - (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})}. \tag{3.18}$$

Aus dieser Gleichung wird ersichtlich, dass die Stromverstärkungsfaktoren der Transistoren für das Zünden des Thyistors ausschlaggebend sind. Hierbei muss beachtet werden, dass die Stromverstärkungsfaktoren selbst vom Thyristorstrom abhängig sind und nach [12] mit steigendem Thyistorstrom zunehmen. Erreicht die Summe der Stormverstärkungsfaktoren einen Wert der Größenordnung von Eins, so kann sich nach der Zündbedingung in (3.18) ein großer Thyistorstrom einstellen.
Abgesehen von der Zündung durch einen Gatestrom kann der Thyristor auch durch weitere Mechanismen in den leitenden Zustand gebracht werden.

Zünden durch zu hohe Blockierspannung Liegt eine positive Spannung $U_{AK} < U_{Br0}$ am Thyristor, so befindet sich das Bauelement im Blockierbereich und der Thyristorstrom ist auf den Sperrstrom des inneren pn-Überganges begrenzt. Wird nun die Spannung am Thyristor erhöht, so steigt auch der Sperrstrom des pn-Überganges. Als Folge dieser Erhöhung des Sperrstromes wird der Thyristor bei Überschreiten der Nullkippspannung U_{Br0} in den leitenden Zustand gebracht, da die Zündbedingung (3.18) durch den Sperrstrom des inneren pn-Überganges bei $I_{St} = 0$ V erfüllt wird.
Die Nullkippspannung ist außerdem temperaturabhängig, da der Sperrstrom mit steigender Temperatur anwächst. Es muss daher darauf geachtet werden, dass der Thyristor thermisch nicht überlastet wird, da das Bauelement bei Temperaturen über 125°C seine Blockierfähigkeit verliert [6].

Zünden durch zu schnellen Spannungsanstieg Wird die Spannung zwischen Anode und Kathode des Thyristors erhöht, so muss auch die Raumladungszone am inneren pn-Übergang zwischen den Zonen II-III in Abbildung 3.5 verbreitert werden. Dieser Ladungsaustausch bewirkt einen Ausgleichsstrom, der wie ein Zündstrom wirkt und proportional zur Spannungssteilheit dU_{AK}/dt der Thyristorspannung ist. Es muss daher darauf geachtet werden, dass der Spannungsanstieg am Thyristor einen kritischen Wert nicht überschreitet um ein unerwünschtes Zünden des Halbleiters zu vermeiden.
Ein negativer Gatestrom kann zur Reduktion dieses Effektes eingesetzt werden, da die Ausgleichsströme über das Gate abgeführt werden. Hierbei entstehen jedoch zusätzliche Verluste im Thyristor und es muss darauf geachtet werden, dass die Gatediode nicht überlastet wird.

Sperren des Thyristors Um den Thyristor aus dem leitenden in den gesperrten Zustand zu bringen, müssen die überschüssigen Ladungsträger aus den schwach dotierten Zonen II und III in Abbildung 3.5 ausgeräumt werden. Zu diesem Zweck muss die Thyristorspannung auf $U_{AK} \leq 0$ V reduziert werden. Der Thyristor geht dann in den Sperrzustand über, sobald der Thyristorstrom den Wert des Haltestromes unterschreitet, und die Zündbedingung (3.18) nicht mehr erfüllt ist.

3.2.3. Einschaltverhalten des Thyristors

Der Einschaltvorgang eines Thyristors ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Um diesen Übergang vom blockierten Zustand in den leitenden Zustand einzuleiten, wird ein Zündimpuls am Gate des Thyristors, wie in Abbildung 3.6 oben, benötigt. Wie aus dem Vergleich der Zeitverläufe des Zündimpulses i_G und der Thyristorspannung u_T in Abbildung 3.6 ersichtlich wird, vergeht nach dem Anlegen des Zündimpulses eine gewisse Zeitspanne t_{gd} bis der Thyistor zu leiten beginnt. Diese sogenannte Zündverzugszeit liegt nach [6] in der Größenordnung einiger μs und ist durch die endliche Gateladung, welche zur Zündung des Thyristors benötigt wird, bedingt. Eine Reduktion der Zündverzugszeit kann daher durch eine größere Amplitude des Gateimpulses erzielt werden.

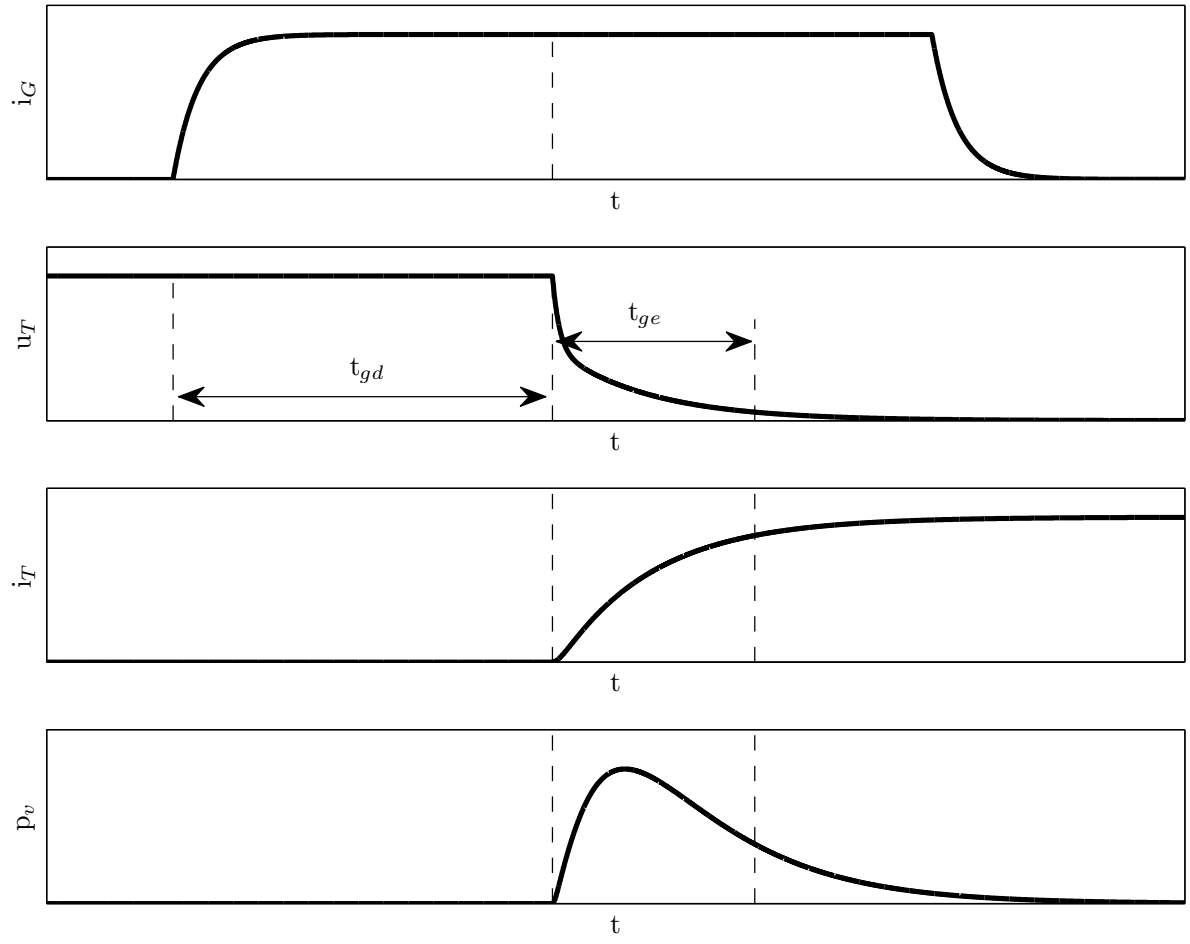


Abbildung 3.6: Zeitlicher Verlauf des Einschaltvorganges eines Thyristors.

Ist der Thyristor gezündet, so ist die Thyristorspannung sehr gering und der Thyristorstrom wird nur noch durch die externe Schaltung bestimmt. Besonders die Induktivität und damit die Stromänderungsgeschwindigkeit di/dt ist nun maßgeblich für die Einschaltverluste des Thyristors, da die Thyristorspannung erst nach Ablauf der sogenannten Durchschaltverzögerungszeit t_{ge} auf ihren stationären Endwert abgeklungen ist, siehe

Abbildung 3.6. Ein schneller Stromanstieg führt somit zu einer deutlichen Erhöhung der Einschaltverluste des Bauelements.
Das langsame Abklingen der Thyristorspannung ist durch die endliche Ausbreitungsgeschwindigkeit des leitfähigen Plasmas im Halbleitermaterial bedingt [12]. Großflächige Thyristoren wie sie im hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystem eingesetzt werden, besitzen daher eine vergleichsweise große Durchschaltverzögerungszeit.

3.2.4. Ausschaltverhalten des Thyristors

Befindet sich ein Thyristor im leitenden Zustand und wird der Haltestrom unterschritten, so wird der Ausschaltvorgang des Thyristors, wie in Abbildung 3.7 dargestellt, eingeleitet. Im ersten Abschnitt des Ausschaltvorganges müssen die Raumladungszonen der äußeren pn-Übergänge gebildet werden. Während dieser sogenannten Spannungsnachlaufzeit t_s kann der Thyristor noch keine Sperrspannnung aufnehmen und es fließt ein negativer Thyristorstrom, siehe Abbildung 3.7 oben. Nach Ablauf der Spannungsnachlaufzeit nimmt der Thyristor die Sperrspannung auf und der Rückwärtsstrom klingt auf den Wert des statischen Sperrstromes ab. Die Zeitdauer, während der ein Rückwärtsstrom fließt, wird als Sperrverzögerungszeit t_{rr} bezeichnet.
Um auch positive Anoden-Kathoden-Spannungen blockieren zu können, muss die Freiwerdezeit t_q abgewartet werden. Liegt vor Ablauf der Freiwerdezeit eine positive Spannung U_{AK} am Thyristor, so geht das Bauelement sofort wieder in den leitenden Zustand über.

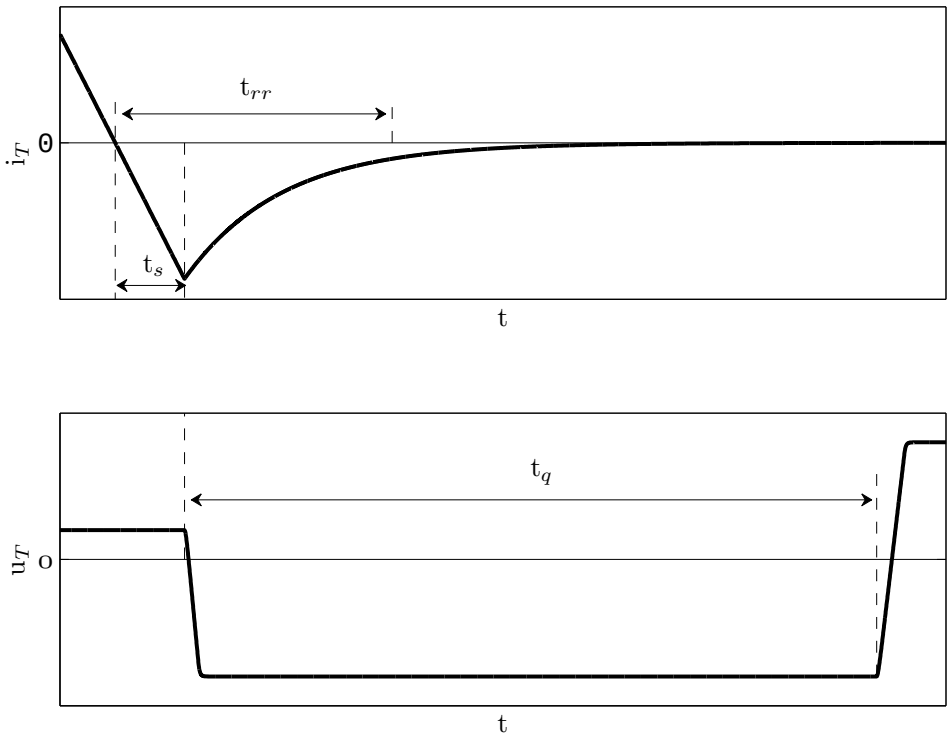


Abbildung 3.7: Zeitlicher Verlauf des Ausschaltvorganges eines Thyristors.

3.2.5. Gatestromkreis des Thyristors

Wie bereits in den vorigen Abschnitten erwähnt wurde, ist zum Zünden des Thyristors ein Stromimpuls zwischen dem Gate und der Kathode des Bauteils erforderlich. Aus dem Aufbau des Thyristors, siehe Abbildung 3.3, wird ersichtlich, dass die Gate-Kathoden-Strecke aus einem pn-Übergang besteht und daher nach Außen wie eine Diode wirkt. Diese Diode weist eine ausgeprägte Temperaturabhängigkeit, sowie große Exemplarstreuungen auf. Aus diesem Grund wird in Datenblättern von Thyristoren üblicherweise keine Diodenkennlinie angegeben, sondern es wird ein Bereich zulässiger Spannungen und Ströme, bei welchen der Thyristor zündet, vorgegeben. Abbildung 3.8 stellt einen beispielhaften Zündbereich eines Thyristors dar. Der Zündimpuls muss nun so groß gewählt werden, dass der Thyristor unter allen in Frage kommenden Betriebsbedingungen sicher gezündet wird. Das bedeutet, dass die Zündspannung, sowie der Zündstrom gewisse Mindestwerte, wie in Abbildung 3.8 durch die untere Grenze des Zündbereiches gekennzeichnet ist, überschreiten müssen. Des Weiteren muss der Zündimpuls eine gewisse Mindestdauer aufweisen, um den Thyristor in allen Betriebspunkten sicher zu zünden. Die Dauer des Zündimpulses T_p ist jedoch auf Grund der Verluste im Gate des Thyristors begrenzt und muss bei steigender Zündleistung reduziert werden.

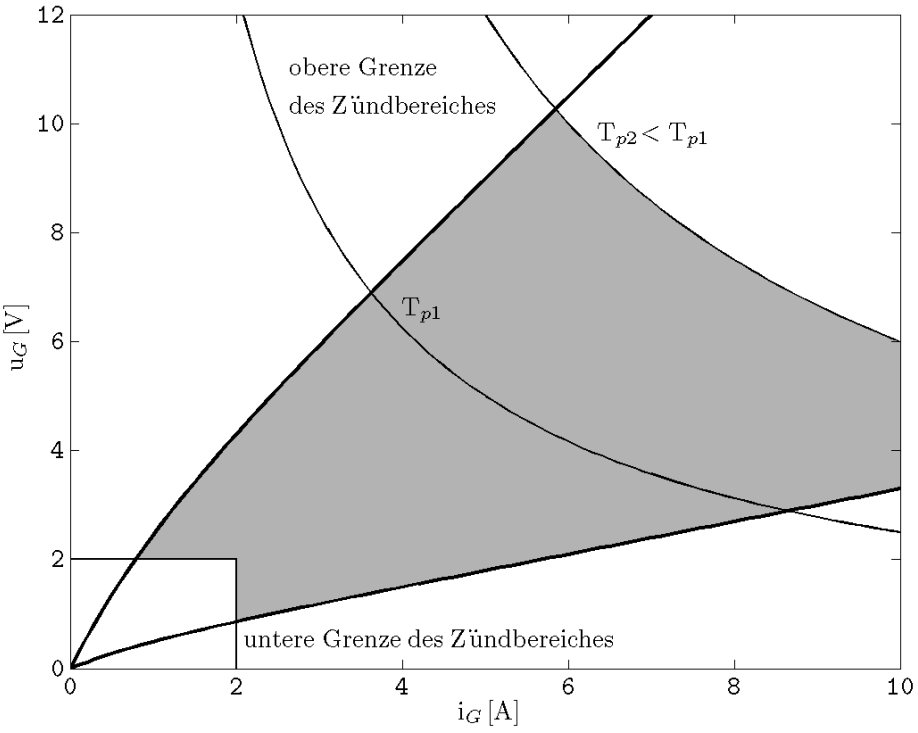


Abbildung 3.8: Steuercharakteristik mit Zündbereichen eines Thyristors.

3.3. Der Leistungsschalter

Leistungsschalter werden in elektrischen Energieversorgungsnetzen eingesetzt, um Stromkreise gezielt zu öffnen und zu schließen. Ein Leistungsschalter muss hierbei außerdem in der Lage sein, den Stromkreis im Fall eines Kurzschlusses zu öffnen und somit den Kurzschlussstrom zu unterbrechen. Leistungsschalter stellen daher ein wichtiges Element des Schutzsystems eines elektrischen Energieversorgungsnetzes dar.
Um dem während des Ausschaltvorganges, insbesondere bei Kurzschlussströmen, auftretenden Lichtbogen standzuhalten, sind die Kontakte von Leistungsschaltern üblicher Weise in einer eigenen Schaltkammer angeordnet. Aufgabe dieser Schaltkammer ist es, dem Lichtbogen beim Ausschalten Energie zu entziehen, und somit ein Erlöschen der Entladung zu bewirken. In Abhängigkeit der Betriebsspannung des Leistungsschalters muss die Schaltkammer unterschiedlich ausgeführt werden, um die elektrische Festigkeit des Schalters zu gewährleisten.
So sind z.B. Niederspannungs- Leistungsschalter meist als luftisolierte Schalter aufgebaut, was bedeutet, dass die Schaltkammer mit Umgebungsluft, bei Umgebungsdruck betrieben wird. Bei dieser Bauert des Leistungsschalters ist eine spezielle Lichtbogenkammer an der Decke der Schaltkammer angebracht, um die Länge des Lichtbogens und somit die Lichtbogenspannung zu erhöhen. Auf diese Weise wird der Entladung Energie entzogen und der Lichtbogen erlischt beim Nulldurchgang des Stromes.
Um die Dauer des Lichtbogens möglichst gering zu halten, müssen die Kontakte des Leistungsschalters rasch geöffnet und geschlossen werden. Der Antrieb der Kontakte erfolgt bei Niederspannungs- Leistungsschaltern üblicherweise durch einen Federspeicher. Dieser Federspeicher wird beim Schließen der Kontakte des Leistungsschalters durch einen Elektromotor gespannt. Beim Ausschalten werden die Schalterkontakte nach dem Lösen einer Verklinkung durch die Energie des Federspeichers aus einander gepresst.
Im Mittelspannungsbereich werden üblicherweise SF_6- oder Vakuum- Leistungsschalter eingesetzt [11]. Bei der Ausführung als Druckluftschalter wird die Durchschlagfestigkeit der Schaltkammer durch hohen Druck gesteigert, während im Fall des Vakuum- Leistungsschalters eine erhöhte Durchschlagfestigkeit durch das Fehlen ionisierbarer Gase in der Schaltkammer erzielt wird.
Bei höheren Betriebsspannungen werden anschließend oder SF_6- Leistungsschalter eingesetzt, wobei im Stromnetz noch häufig ölarme Schalter verbaut sind. Diese Typen nutzen Öl, bzw. SF_6- Gas um die Durchschlagspannung der Schaltkammer zu erhöhen.

4. Anforderungen an das hybride synchrone Hochstromeinschaltsystem

Nachdem im vorigen Abschnitt die theoretischen Grundlagen zum Einschalten von Wechselstromkreisen mit induktiver Last behandelt wurden, soll nun auf die Anforderungen des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems näher eingegangen werden. Hierbei werden zuerst die allgemeinen Anforderungen an das Gesamtsystem beschrieben und anschließend wird in den Abschnitten 4.1 und 4.2 auf die speziellen Anforderungen des Leistungsschalters und der Thyristoren eingegangen.
Damit das Gesamtsystem "hybrides synchrones Hochstromeinschaltsystem" für den Einsatz im Hochstromprüffeld N30 geeignet ist, müssen die folgenden Anforderungen erfüllt werden:

1. Nennspannung $\mathrm{U}_n = 1,5 \ldots 2$ kV
2. Nennstrom $\mathrm{I}_n = 15 \ldots 20$ kA
3. Maximale Streuung der Einschaltzeit $\Delta \mathrm{t}_{ein} = 55,56\,\mu$s (Dies entspricht bei $f = 50$ Hz einem elektrischen Winkel von 1 °.)

4.1. Anforderungen an den Leistungsschalter

Aus den oben genannten Anforderungen an das Gesamtsystem können nun die spezifischen Anforderungen an den Leistungsschalter abgeleitet werden.
Betrachtet man zunächst die Nennspannung, so muss der Leistungsschalter in der Lage sein diese Spannung dauerhaft zu isolieren. Diese sogenannte Nennisolationsspannung U_i wird laut [16] mit den in Tabelle 4.1 angeführten Spannungen geprüft.

Tabelle 4.1: Werte der Prüfspannungen bei entsprechenden Nennisolationsspannungen U_i laut [16].

Nennisolationsspannung [V]	Prüfspannung [V_{eff}]
$\mathrm{U}_i \leq 60$	1000
$60 < \mathrm{U}_i \leq 300$	1500
$300 < \mathrm{U}_i \leq 690$	1890
$690 < \mathrm{U}_i \leq 800$	2000
$800 < \mathrm{U}_i \leq 1000$	2200

Aus den Werten in Tabelle 4.1 wird ersichtlich, dass ein Leistungsschalter bereits ab einer Nennisolationsspannung $\mathrm{U}_i > 690$ V mit einer Spannung von 2000 V geprüft wird. Da der Leistungsschalter ausschließlich für Laboranwendungen eingesetzt wird, kann die Prüfspannung als Auswahlkriterium der zumindest benötigten Nennisolationsspannung herangezogen werden. Soll nun eine Spannung von $\mathrm{U}_n = 1,1 \ldots 2$ kV isoliert werden, so

folgt mit einer Prüfspannung von 2200 V aus Tabelle 4.1 eine Mindestisolationsspannung $U_{i\,min} = 800$ V.
Nachdem die Spannungsfestigkeit des Leistungsschalters bestimmt wurde, soll nun die benötigte Stromtragfähigkeit ermittelt werden. Hierbei ist weiters zwischen dem Dauerstrom I_u, welchen der Kontakt dauerhaft führen kann, dem 3s-Kurzzeitstrom I_{cw3}, welchen der Kontakt für die Dauer von 3 Sekunden führen kann und dem 1s-Kurzzeitstrom I_{cw}, welchen der Kontakt nur für die Dauer von einer Sekunde führen kann, zu unterscheiden.
Der Dauerstrom ist in der betrachteten Anwendung jedoch unbedeutend, da der Stromkreis in keinem Fall länger als einige Sekunden geschlossen ist. Bei der Ermittlung des 3s-Kurzzeitstromes ist darauf zu achten, dass der Leistungsschalter nach dem Einschaltvorgang des hybriden Einschaltsystems den gesamten Strom führen muss. Der 3s-Kurzzeitstrom wird somit durch den Nennstrom des Gesamtsystems zu $I_{cw3} = 15 \ldots 20$ kA festgelegt. Zur Bestimmung des 1s-Kurzzeitstromes muss der maximal über den Leistungsschalter auftretende Strom ermittelt werden. Lässt man Kurzschlüsse in der Schaltung außer Acht, so tritt der Maximalstrom immer während des Einschaltvorganges auf. Für überwiegend induktive Stromkreise beträgt der höchst mögliche Scheitelwert des Einschaltstromes nach [11] etwa $2,5 \cdot I_n$. Anhand dieses Wertes kann nun der Einschaltstrom des Leistungsschalters zu $I_m = 2,5\, I_u = 37,5 \ldots 50$ kA festgelegt werden.
Die Streuung der Einschaltzeit des Leistungsschalters spielt während des Einschaltvorganges nur eine untergeordnete Rolle, da die geforderte Einschaltgenauigkeit durch den Einsatz der Thyristoren erreicht werden soll.
Abschließend werden die Anforderungen an den Leistungsschalter bei $U_n = 2$ kV und $I_n = 20$ kA nochmals in Tabelle 4.2 zusammengestellt.

Tabelle 4.2: Zusammenfassung der Anforderungen an den Leistungsschalter bei $U_n = 2$ kV und $I_n = 20$ kA.

Nennisolationsspannung	$U_i = 800$ V
1s-Kurzzeitstrom	$I_m = 50$ kA
3s-Kurzzeitstrom	$I_{cw3} = 20$ kA

4.2. Anforderungen an die Thyristoren

Für den Einsatz in einem hybriden Schaltsystem müssen die Thyristoren, die an ihren Klemmen auftretenden Spannungen, sowohl sperren als auch blockieren können. Da das hybride Schaltsystem über den Prüftransformator, wie in Abbildung 5.1 dargestellt, direkt mit dem öffentlichen Stromnetz verbunden ist, kann nicht ausgeschlossen werden, dass Überspannungen an den Klemmen das Thyristors auftreten. Des Weiteren können Überspannungen am Schaltsystem auch durch den Prüfling, wie in Abbildung 5.1 dargestellt, hervorgerufen werden. Aus diesem Grund müssen die periodische Vorwärts-Spitzensperrspannung U_{DRM} und die periodische Rückwärts-Spitzensperrspannung U_{RRM}

des Thyristors auf

$$\mathrm{U}_{DRM} = \mathrm{U}_{RRM} = \mathrm{k}\sqrt{2}\mathrm{U}_n \tag{4.1}$$

mit einem Sicherheitsfaktor $\mathrm{k} = 2,5$ nach [6] erhöht werden. Für Spannungen am gesperrten Thyristor von $\mathrm{U}_n = 1,5$ kV bzw. $\mathrm{U}_n = 2$ kV ergeben sich somit die in Tabelle 4.3 dargestellten Werte für U_{RRM} und U_{DRM}. Für die Bewertung der Spannungsfestigkeit eines Thyristortyps muss weiters beachtet werden, dass beim Öffnen des Prüfstromkreises, z.B. durch einen Prüfling, hohe Überspannungen auf Grund der parasitären Induktivitäten und der hohen Stromänderungsgeschwindigkeiten auftreten. Da diese Überspannungen messtechnisch nicht genau erfasst werden können, ist eine möglichst hohe Spannungsfestigkeit der Thyristoren anzustreben.

Tabelle 4.3: Sperr- und Blockierspannungen des Thyristors bei unterschiedlichen Nennstrangspannungen U_n.

U_n [V]	U_{RRM}, U_{DRM} [V]
1500	5303
2000	7071

Wird der Stromkreis durch das hybride Schaltsystem geschlossen, so führt zunächst nur der Thyristor Strom, da der Einschaltzeitpunkt des mechanischen Leistungsschalters eine Streuung von einigen Millisekunden aufweist [5]. Nachdem der mechnische Kontakt geschlossen ist, kommutiert der Strom vom Thyristor in den Leistungsschalter, wobei die Kommutierungsinduktivität, sowie das Prellen des mechanischen Kontaktes maßgeblich für die Dauer des Kommutierungsvorganges sind.
Für die Auswahl eines Halbleiters sind daher lediglich das Grenzlastintegral $\int i^2\,dt$ und der Grenzstrom I_{TSM} von Interesse. Hierbei ist jedoch darauf zu achten, dass bei hoher Kurzzeitbelastung und damit schneller Erwärmung des Thyristors Verspannungen im Inneren des Halbleiters entstehen können. Um die Lebensdauer des Thyristors nicht zu reduzieren, sollte das Bauteil nur mit 25% des Grenzlastintegrals, bzw. 50% des Grenzstroms, belastet werden [5]. Außerdem darf die Sperrschichttemperatur einen Wert von $\mathrm{T}_j = 125°\mathrm{C}$ nicht überschreiten, um die Sperrfähigkeit des Thyristors in Vorwärtsrichtung nicht zu beeinträchtigen [6]. Die Anforderungen an den Thyristor bei $\mathrm{U}_n = 2$ kV sind nochmals in Tabelle 4.4 aufgelistet.

Tabelle 4.4: Zusammenfassung der Anforderungen an den Thyristor bei $\mathrm{U}_n = 2$ kV.

Sperrspannung in Vorwärts-/ Rückwärtsrichtung	$\mathrm{U}_{DRM} = \mathrm{U}_{RRM} = 7071$ V
25% des Grenzlastintegrals $\int i^2\,dt$ dürfen nicht überschritten werden	
Sperrschichttemperatur des Thyristors	$\mathrm{T}_j < 125°\mathrm{C}$

5. Topologie des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems

In diesem Abschnitt wird der Aufbau des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems bestehend aus einem Leistungsschalter und mehreren Thyristoren erläutert. Wie aus den im vorigen Abschnitt beschriebenen Anforderungen ersichtlich wird, soll das Schaltsystem eine geringe Einschaltzeitstreuung bei hoher Stromtragfähigkeit und hoher Spannungsfestigkeit ermöglichen.
Ein rein mechanischer Leistungsschalter kann diese Anforderungen auf Grund des Kontaktprellens und der damit verbundenen Streuung der Einschaltzeit im Allgemeinen nicht erfüllen. Aus diesem Grund wird dem Leistungsschalter ein Wechselwegpaar von Thyristoren parallel geschaltet, um die Einschaltzeitstreuung zu reduzieren. Dieser Effekt kann erzielt werden, indem der jeweilige Thyristor kurze Zeit vor dem Schließen des mechanischen Kontaktes gezündet wird, und somit nur die vergleichsweise geringe Einschaltzeitstreuung des Thyristors für die Schaltung wirksam ist. Hierbei ist jedoch darauf zu achten, dass die Induktivität zwischen Thyristor und Leistungsschalter möglichst gering ist, um die Kommutierung des Stromes vom Thyristor auf den Leistungsschalter nicht zu behindern. Außerdem muss untersucht werden, ob ein einzelner Thyristor je Stromrichtung für die Anwendung ausreichend ist. Sollten die Spannungsfestigkeit oder Stromtragfähigkeit erhältlicher Thyristoren für die Anwendung nicht ausreichend sein, so können diese durch Serien- oder Parallelschaltung von Thyristoren erhöht werden.
Da die Thyristoren den Strom jedoch nur für eine Dauer von wenigen Millisekunden führen müssen, wird vorerst davon ausgegangen, dass ein antiparalleles Thyristorpaar je Strang zur Stromführung ausreichend ist. Somit ist ein Aufbau des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystemes als Parallelschaltung eines Leistungsschalters und zweier antiparalleler Thyristoren, wie in Abbildung 5.1 dargestellt, möglich.

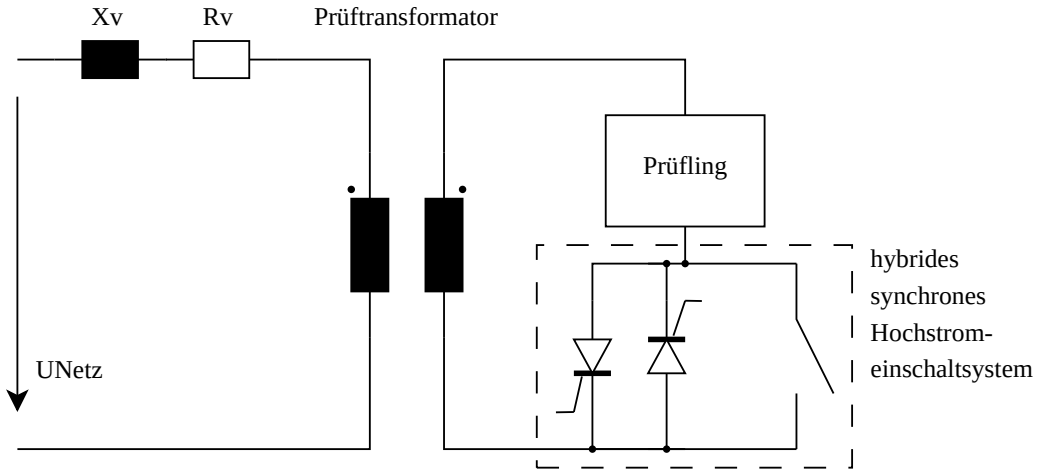


Abbildung 5.1: Einphasiges Ersatzschaltbild des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems mit Prüfling, Prüftransformator und Vorimpedanzen.

6. Eingesetzter Leistungsschalter

Nachdem die Anforderungen an den Leistungsschalter, wie in Abschnitt 4.1, bestimmt wurden, soll in diesem Abschnitt der eingesetzte Leistungsschalter beschrieben werden. Hierbei kann auf einen Auswahlprozess verzichtet werden, da der Leistungsschalter für den Aufbau des hybriden Schaltsystems bereits vor dem Beginn der Diplomarbeit festgelegt werden konnte. Genauer gesagt wurde ein Leistungsschalter der Firma Terasaki vom Typ AR216s [21] ausgewählt, wobei die Spezifikationen des Leistungskreises dieses Gerätes in Tabelle 6.1 aufgelistet sind. Die Auswahl dieses Leistungsschalters ist durch die positiven Erfahrungen bei diversen Normprüfungen im Leistungsversuchsfeld des AIT, sowie gute Kontakte zum herstellenden Unternehmen bedingt. Dennoch muss überprüft werden, ob der Leistungsschalter die gestellten Anforderungen aus Abschnitt 4.1 erfüllen kann.
Vergleicht man zu diesem Zweck die Anforderungen aus Tabelle 4.2 mit den Kennwerten aus Tabelle 6.1, so wird ersichtlich dass der eingesetzte Schalter alle Anforderungen erfüllen kann. So besitzt der Schalter eine Nennisolationsspannung von 1000 V, während aus den Anforderungen lediglich eine geforderte Nennisolationsspannung von 800 V hervorgeht. Des Weiteren liegt die Strombelastbarkeit des eingesetzten Leistungsschalters für den Einschaltstrom und den 3s-Kurzzeitstrom über den Anforderungen aus Tabelle 4.2. Berücksichtigt man weiters dass die Kontakte des Leistungsschalters im hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystem parallel geschaltet werden, so kann davon ausgegangen werden, dass der Leistungsschalter Terasaki AR216s für den Einsatz im hybriden Hochstromeinschaltsystem geeignet ist.

Tabelle 6.1: Kennwerte des Leistungskreises, Terasaki AR216s nach [21].

Nennisolationsspannung	$U_i = 1000$ V
Einschaltstrom	$I_m = 105$ kA
1s-Kurzzeitstrom	$I_{cw1} = 65$ kA
3s-Kurzzeitstrom	$I_{cw3} = 50$ kA
Anzahl mech. Schaltspiele	10000

7. Auswahl des Thyristors

Nachdem die Anforderungen an das hybride synchrone Hochstromeinschaltsystem in Abschnitt 4 definiert wurden, und die Topologie des Systems, wie in Abschnitt 5 beschrieben, festgelegt ist, soll nun ein geeigneter Thyristor ausgewählt werden.
Zu diesem Zweck wird im ersten Schritt eine Auswahl verfügbarer Thyristoren mit entsprechender Spannungsfestigkeit und hoher Strombelastbarkeit, wie in Abschnitt 7.1 beschrieben, zusammengestellt. Um die Eignung der vorselektierten Halbleiter für ein hybrides Schaltsystem zu verifizieren, soll anschließend eine Abschätzung des Grenzlastintegrals während des Einschaltvorganges anhand einer Simulation durchgeführt werden. Hierbei wird das in Abschnitt 7.2 beschriebene mathematische Modell des Schaltsystems zur Simulation in Matlab/ Simulink herangezogen, wobei die Implementierung in Abschnitt 7.2.8 beschrieben wird. Zuletzt werden die Ergebnisse der Simulation zur Auswahl eines geeigneten Thyristors herangezogen, siehe Abschnitt 7.3.

7.1. Verfügbare Thyristoren

Nachdem die Anforderungen an den Thyristor in Abschnitt 4.2 beschrieben wurden, kann nun eine Vorauswahl möglicher Thyristoren getroffen werden. Da noch nicht bekannt ist ob eine Nennspannung von $U_n = 1,5$ kV oder $U_n = 2$ kV realisiert werden soll, werden handelsübliche Thyristoren für beide Spannungsbereiche ausgewählt. Die möglichen Thyristoren für eine Nennspannung von $U_n = 1,5$ kV sind in Tabelle 7.1 aufgelistet, während die Halbleiter für Nennspannung von $U_n = 2$ kV in Tabelle 7.2 enthalten sind.
Für die vorselektierten Thyristoren kann im nächsten Schritt eine Abschätzung der Belastbarkeit anhand einer Simulation durchgeführt werden.

Tabelle 7.1: Vorauswahl von Thyristoren für $U_n = 1,5$ kV.

Typ	U_{RRM} [V]	U_{DRM} [V]	I_{TSM} [kA]	$\int i^2\,dt$ [MA^{2}s]
Infineon T1851N	6000	6000	50	11,5
ABB 5STP 12K6500	6500	6500	33	5,45
ABB 5STP 26N6500	6500	6500	65	21,1
ABB 5STP 42U6500	6500	6500	80	32
Infineon T1851N	7000	7000	50	11,5
Infineon T2251N	7000	7000	65	21,1

Tabelle 7.2: Vorauswahl von Thyristoren für $U_n = 2$ kV.

Typ	U_{RRM} [V]	U_{DRM} [V]	I_{TSM} [kA]	$\int i^2\,dt$ [MA^{2}s]
Infineon T1901N	7500	7500	65	21,1
Infineon T1901N	8000	8000	65	21,1
Infineon T2251N	8000	8000	65	21,1
ABB 5STP 20N8500	8000	8000	52	13,5

7.2. Abschätzung der Thyristorbelastung

Zur Abschätzung der Thyristorbelastung soll in diesem Abschnitt ein mathematisches Modell zur Ermittlung des Grenzlastintegrals $\int i^2\,dt$ und der Sperrschichttemperatur T_j des Thyristors während des Einschaltvorganges eines hybriden Schaltsystems aufgebaut werden.
Zu diesem Zweck wird im ersten Schritt, siehe Abschnitt 7.2.1, ein einphasiges Ersatzschaltbild des hybriden Schaltsystems entwickelt, um die Systemdifferentialgleichungen aufstellen zu können. In den nächsten Schritten werden die Vorimpedanz und die Kommutierungsinduktivitäten, wie in den Abschnitten 7.2.2 und 7.2.3 beschrieben, ermittelt. Anschließend wird die Durchlasscharakteristik des Thyristors, wie in Abschnitt 7.2.4 beschrieben, modelliert. Nachdem die Verlustleistung des Thyristors bekannt ist, kann auch das thermische Verhalten des Halbleiters simuliert werden, siehe Abschnitt 7.2.5. Als nächster Schritt werden in Abschnitt 7.2.6 die Durchlasscharakteristik des Leistungsschalters, sowie die Lichtbogencharakteristik bestimmt. Zuletzt wird das mechanische Verhalten des Leistungsschalters, insbesondere die Einschaltverzögerung und das Prellen des Kontaktes, in Abschnitt 7.2.7 modelliert. Schließlich kann das Modell zur Simulation in Matlab/ Simulink implementiert werden. Die Realisierung dieses Modells wird in Abschnitt 7.2.8 erläutert.

7.2.1. Einphasiges Ersatzschaltbild des hybriden Hochstromeinschaltsystems

Zur Ableitung der Systemdifferentialgleichungen soll ein vereinfachtes Ersatzschaltbild des hybriden Hochstromeinschaltsystems bestehend aus einer Phase und einer Stromrichtung betrachtet werden. Abbildung 7.1 stellt dieses vereinfachte Ersatzschaltbild unter der Annahme eines starren Netzes mit der Spannung U_Q dar. Hierbei stellen L_v und R_v die Vorimpedanz, L_{pT} sowie L_{pS} die Kommutierungsinduktivitäten, u_T die Thyristorspannung und u_S die Spannung am Leistungsschalter dar. Hochfrequente Schwingungen und Überspannungen an den Schaltern als Folge der endlichen Kommutierungsinduktivität werden im betrachteten Ersatzschaltbild auf Grund der Vernachlässigung der parasitären Kapazitäten jedoch nicht berücksichtigt.

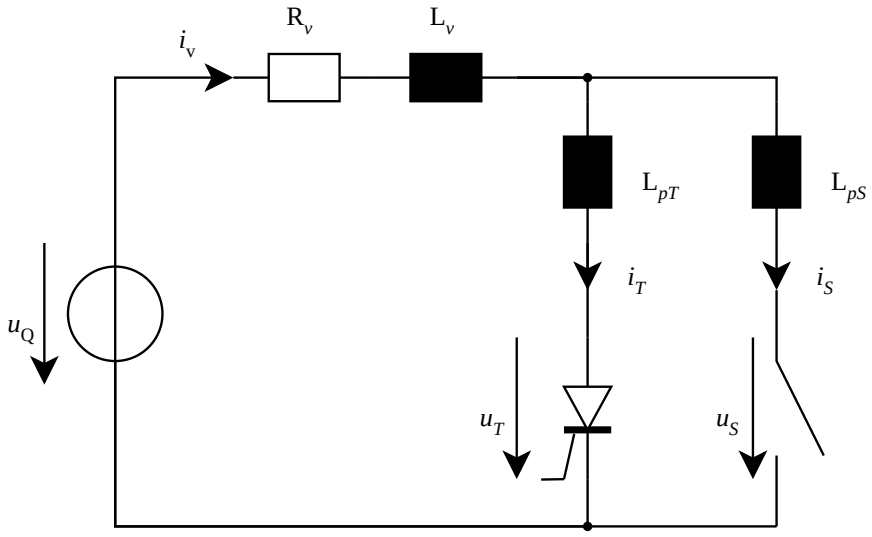


Abbildung 7.1: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems bestehend aus einer Phase und einer Stromrichtung.

Entsprechend dem Ersatzschaltbild können nun die Differentialgleichungen für Thyristor- und Schalterstrom

$$L_{pT}\frac{di_T}{dt} = u_Q - R_v i_v - L_v\frac{di_v}{dt} - u_T, \tag{7.1}$$

$$L_{pS}\frac{di_S}{dt} = u_Q - R_v i_v - L_v\frac{di_v}{dt} - u_S \tag{7.2}$$

aufgestellt werden, wobei

$$i_v = i_T + i_S \tag{7.3}$$

den Laststrom bezeichnet.
Durch Einsetzen von (7.3) in (7.1) und (7.2), und anschließendem Auflösen nach di_T/dt und di_S/dt, kann eine Zustandsdarstellung für i_T und i_S

$$\frac{di_T}{dt} = \frac{u_Q L_{pS} - R_v L_{pS}(i_T + i_S) - u_T(L_v + L_{pS}) + u_S L_v}{L_v L_{pS} + L_{pT} L_v + L_{pT} L_{pS}}, \tag{7.4}$$

$$\frac{di_S}{dt} = \frac{u_Q L_{pT} - R_v L_{pT}(i_T + i_S) - u_S(L_v + L_{pT}) + u_T L_v}{L_v L_{pS} + L_{pT} L_v + L_{pT} L_{pS}} \tag{7.5}$$

gefunden werden.
Um dieses Differentialgleichungssystem lösen zu können, müssen noch die Werte der passiven Bauelemente, sowie das Verhalten von Thyristor und Leistungsschalter, wie in den folgenden Abschnitten beschrieben, modelliert werden. Außerdem wird die Netzspannung als sinusförmige Spannung

$$u_Q = \sqrt{2}U_Q \, sin\,(\omega\, t + \alpha) \tag{7.6}$$

mit dem Spitzenwert $\sqrt{2}\mathrm{U}_Q$ und dem Zündwinkel α angenommen.

7.2.2. Berechnung der Vorimpedanz

Zur Ermittlung der Vorimpedanz wird das Ersatzschaltbild aus Abbildung 7.1 bei geschlossenem Schalter betrachtet.
Nachdem alle Einschwingvorgänge abgeschlossen sind, kann angenommen werden, dass

$$X_{pS} << |R_v + jX_v|$$

gilt, und die Kommutierungsinduktivität somit im Vergleich zur Vorimpedanz vernachlässigbar klein ist. Wird weiters angenommen, dass der mechanische Schalter verlustfrei ist, so kann das System durch die Gleichung

$$U_Q = (R_v + jX_v)\,\underline{I}_{prosp} \tag{7.7}$$

beschrieben werden, wobei U_Q den Effektivwert der Netzspannung und $\underline{I}_{prosp}$ den komplexen Effektivwert des Stromes im eingeschwungenen Zustand bezeichnen.
Die Vorimpedanz wird nun anhand eines geforderten Prospektivstroms, sowie des Leistungsfaktors der Vorimpedanz $\cos(\varphi_v)$ eingestellt. Der Wert der Vorimpedanz kann somit wie folgt

$$X_v = \frac{U_Q}{I_{prosp}} \frac{\tan(\varphi_v)}{\sqrt{1+\tan(\varphi_v)}}, \tag{7.8}$$

$$R_v = \sqrt{\frac{U_Q^2}{I_{prosp}^2} - X_v^2} \tag{7.9}$$

berechnet werden. Da noch nicht genau bekannt ist für welche Nennspannung, bzw. welchen Prospektivstrom das hybride Hochstromeinschaltsystem dimensioniert werden soll, sind in Tabelle 7.3 einige Werte der Vorimpedanz aufgelistet.

Tabelle 7.3: Werte der Vorimpedanz für unterschiedliche Paare von U_Q und I_{prosp} bei einem Phasenwinkel $\cos(\varphi_v) = 0,1$.

U_Q [kV]	I_{prosp} [kA]	X_v [$m\Omega$]	R_v [$m\Omega$]
1,5	15	99,5	10
1,5	20	74,6	7,5
2	15	132,7	13,3
2	20	99,5	10

7.2.3. Abschätzung der Kommutierungsinduktivität

Die Kommutierungsinduktivität L_k zwischen Thyristor und Leistungsschalter wird zur Beschreibung transienter Vorgänge in der Schaltung aus Abbildung 7.1 benötigt. Insbesondere der Stromübergang zwischen Thyristor und Leistungsschalter, und somit die Belastung des Thyristors werden durch die Kommutierungsinduktivität bestimmt. Zur Bestimmung des Betrages der Kommutierungsinduktivität ist der geometrische Aufbau der Schaltung maßgeblich. Da der genaue Aufbau des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems noch nicht bekannt ist, wird in Abbildung 7.2 eine Skizze des möglichen Schaltungsaufbaues dargestellt. Um eine einfache Berechnung der Induktivität zu ermöglichen, werden hierbei sowohl die Kontakte des Leistungsschalters, als auch die Thyristoren als rechteckförmige Gebilde angenommen.

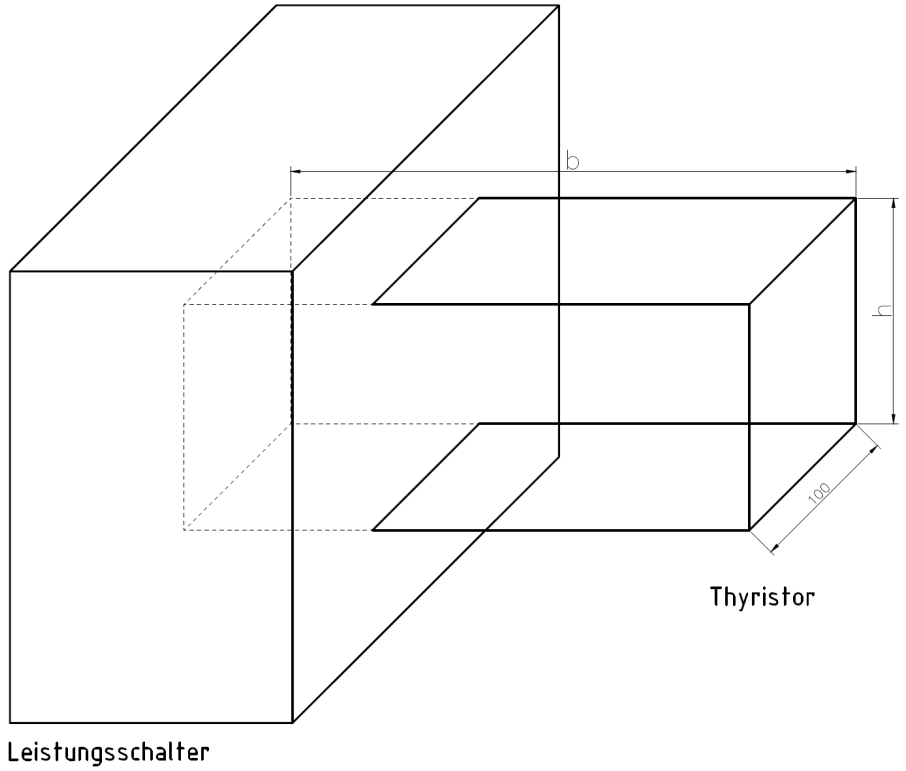


Abbildung 7.2: Skizze des Schaltungsaufbaues zur Bestimmung der Kommutierungsinduktivität.

Betrachtet man nun die Skizze des Aufbaues aus Abbildung 7.2, so kann darauf geschlossen werden, dass diese Anordnung durch eine rechteckförmige Stromschleife approximiert werden kann.

Mit dieser Approximation folgt die Kommutierungsinduktivität nach Anhang [15] zu

$$\begin{aligned}
\mathrm{L}_k =& \frac{\mu}{2\pi}\left[\mathrm{b}\ln\left(\frac{-\mathrm{b}+\sqrt{\mathrm{b}^2+\mathrm{h}^2}}{-\mathrm{b}+\sqrt{\mathrm{b}^2+\mathrm{a}_m^2}}\right)-2\left(\mathrm{h}-\sqrt{\mathrm{b}^2+\mathrm{h}^2}\right)\right] \\
&+\frac{\mu}{2\pi}\left[\mathrm{b}\ln\left(\frac{\mathrm{b}+\sqrt{\mathrm{b}^2+\mathrm{a}_m^2}}{\mathrm{b}+\sqrt{\mathrm{b}^2+\mathrm{h}^2}}\right)+2\left(\mathrm{a}_m-\sqrt{\mathrm{b}^2+\mathrm{a}_m^2}\right)\right] \\
&+\frac{\mu}{2\pi}\left[\mathrm{h}\ln\left(\frac{-\mathrm{h}+\sqrt{\mathrm{b}^2+\mathrm{h}^2}}{-\mathrm{h}+\sqrt{\mathrm{h}^2+\mathrm{a}_m^2}}\right)-2\left(\mathrm{b}-\sqrt{\mathrm{b}^2+\mathrm{h}^2}\right)\right] \\
&+\frac{\mu}{2\pi}\left[\mathrm{h}\ln\left(\frac{\mathrm{h}+\sqrt{\mathrm{h}^2+\mathrm{a}_m^2}}{\mathrm{h}+\sqrt{\mathrm{b}^2+\mathrm{h}^2}}\right)+2\left(\mathrm{a}_m-\sqrt{\mathrm{h}^2+\mathrm{a}_m^2}\right)\right],
\end{aligned} \tag{7.10}$$

wobei b die Breitseite des Rechteckes, h die Hochseite des Rechteckes und

$$\mathrm{a}_m = \frac{a}{e^{1/4}} \tag{7.11}$$

den mittleren geometrischen Abstand eines runden Drahtes mit dem Radius a darstellen. Betrachtet man die Darstellung der Schaltungsanordnung in Abbildung 7.2, so können die Abmessungen des Rechteckes zu b = 375 mm und h = 170 mm direkt abgelesen werden. Da der innere Aufbau des Leistungsschalters sowie des Thyristors nicht bekannt ist, wird für die Stromschleife ein Runddraht mit dem Radius a angenommen. Soll der Draht den selben Querschnitt wie die Stromschienen aufweisen, so kann der Radius zu

$$\mathrm{a} = \sqrt{\frac{\mathrm{A}_{SS}}{\pi}} \tag{7.12}$$

berechnet werden, wobei A_{SS} den Querschnitt der Stromschienen bezeichnet. Nimmt man Stromschienen mit Abmessungen von 10x100 mm an, so folgt mit (7.12) ein Radius von

$$\mathrm{a} = 17,84 \text{ mm}.$$

Setzt man nun in (7.10) ein, so resultiert eine Kommutierungsinduktivität von

$$\mathrm{L}_k \approx 460 \text{ nH}. \tag{7.13}$$

Für die Simulation wird die Kommutierungsinduktivität wie in Abbildung 7.1 durch eine thyristorseitige Induktivität L_{pT} und eine leistungsschalterseitige Induktivität L_{pS} gemäß

$$\mathrm{L}_{pT} = \mathrm{L}_{pS} = \mathrm{L}_k \tag{7.14}$$

dargestellt. Diese Aufteilung entspricht einem Sicherheitsfaktor von Zwei und wurde getroffen, um bei der Abschätzung der Thyristorbelastung auf der sicheren Seite zu liegen.

7.2.4. Durchlasscharakteristik des Thyristors

Nachdem die passiven Bauelemente des Ersatzschaltbildes aus Abbildung 7.1 bekannt sind, soll nun das elektrische Verhalten des Thyristors modelliert werden.
Hierbei können der blockierte Zustand und der gesperrte Zustand des Halbleiters vernachlässigt werden, da der Einschaltzeitpunkt des Thyristors durch den Zündwinkel α in (7.6) realisiert wird. Auch das Ein- und Ausschaltverhalten des Thyristors muss nicht berücksichtigt werden, da die Schaltfrequenz sehr gering ist und somit die Schaltverluste im Vergleich zu den Durchlassverlusten vernachlässigbar klein sind.
Das Thyristorverhalten kann somit im Niederstrombereich mit einer Durchlasscharakteristik $u_T(i_T)$ der Form

$$u_T = a + b\,i_T + c\ln(1 + i_T) + d\sqrt{i_T} \tag{7.15}$$

dargestellt werden, wobei die Parameter a, b, c und d aus dem Datenblatt des jeweiligen Halbleiters zu entnehmen sind. Auf Grund dieser üblicherweise empirisch ermittelten Parameter ist die Kennlinie (7.15) nur in einem gewissen Bereich $\mathrm{I}_{ug} < i_T < \mathrm{I}_{og}$ gültig. Dieser Bereich kann auch aus dem Datenblatt des jeweiligen Halbleiters entnommen werden.
In der Anwendung eines hybriden Hochstromeinschaltsystems kann jedoch davon ausgegangen werden, dass der Gültigkeitsbereich von (7.15) verletzt wird. Aus diesem Grund muss eine Darstellung $u_T = f(i_T)$ der Thyristorspannung für den verbleibenden Strombereich gefunden werden.
Für den Bereich $i_T < \mathrm{I}_{ug}$ soll u_T durch (7.15) abgebildet werden, da diese geringen Ströme nur einen vergleichsweise kleinen Beitrag des Grenzlastintegrals darstellen. Eine Möglichkeit zur Approximierung der Kennlinie im Hochstrombereich $i_T > \mathrm{I}_{og}$ ist die Darstellung über eine lineare Kennlinie der Form

$$u_T = u_{og} + r_{og}\,\Delta i_T \tag{7.16}$$

mit $\Delta i_T = i_T - \mathrm{I}_{og}$. Zur Bestimmung der Parameter aus (7.16) wird (7.15) um den Punkt $i_T = \mathrm{I}_{og}$ linearisiert und es ergeben sich die Parameter zu

$$u_{og} = a + b\,\mathrm{I}_{og} + c\ln(1 + \mathrm{I}_{og}) + d\sqrt{\mathrm{I}_{og}}, \tag{7.17}$$

$$r_{og} = b + \frac{c}{1 + \mathrm{I}_{og}} + \frac{1}{2}\frac{d}{\sqrt{\mathrm{I}_{og}}}. \tag{7.18}$$

Es folgt somit eine Thyristorkennlinie

$$u_T = \begin{cases} a + b\,i_T + c\ln(1 + i_T) + d\sqrt{i_T} & \text{für } i_T < \mathrm{I}_{og} \\ u_{og} + r_{og}\,\Delta i_T & \text{sonst} \end{cases}. \tag{7.19}$$

Um zu überprüfen ob die Kennlinie nach (7.19) eine bessere Approximation des Thyristorverhaltens bietet, sollen die unterschiedlichen Darstellungsformen der Kennlinien an einem beispielhaften Thyristor verglichen werden. Wie aus den Kennlinien in Abbildung 7.3 ersichtlich wird, kann der Verlauf der Thyristorspannung durch die Darstellung (7.19)

im Bereich hoher Ströme verbessert werden. Diese Aussage ist durch den erhöhten Spannungsabfall an Thyristoren im Hochstrombereich [6], und den höheren Spannungsabfall von (7.19) im Vergleich zu (7.15) bedingt. Eine Darstellung der Kennlinie im Hochstrombereich durch Flussspannung und differentiellen Widerstand ist hingegen nicht sinnvoll, da dies, wie aus Abbildung 7.3 ersichtlich ist, beim Übergang vom Niederstrom- in den Hochstrombereich eine sprunghafte Änderung der Thyristorspannung bedeuten würde.

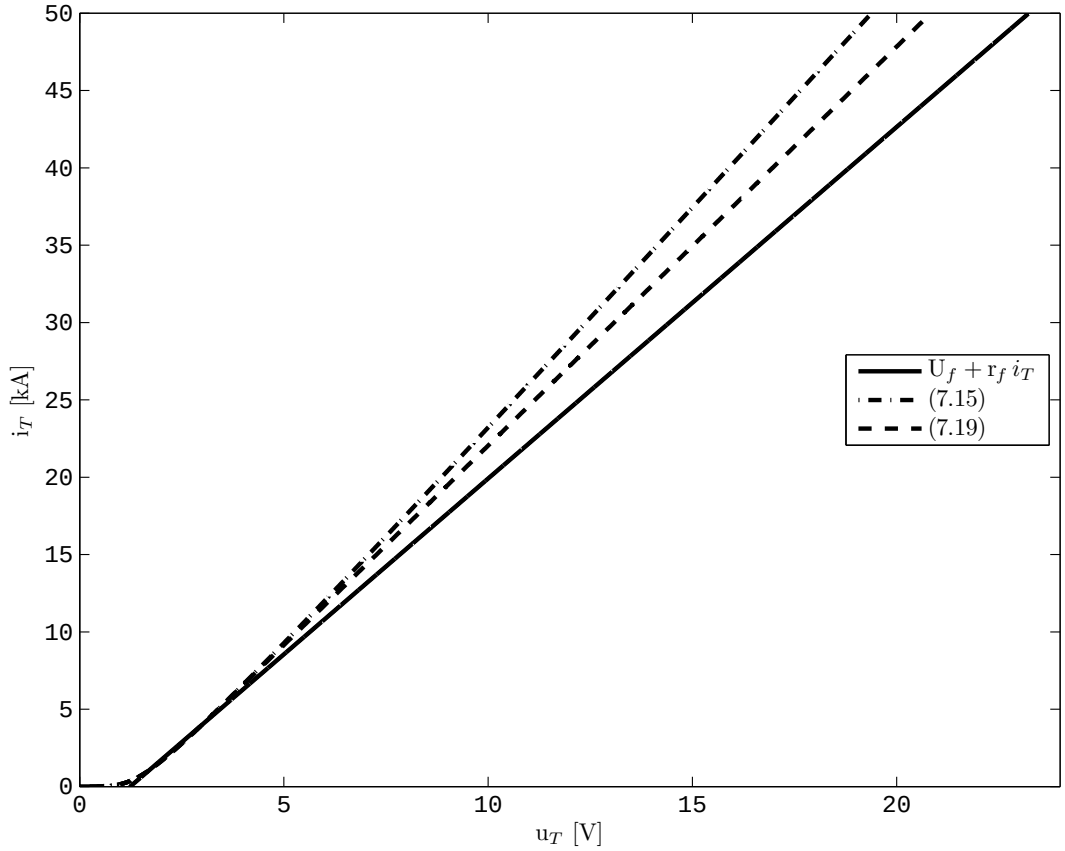


Abbildung 7.3: Vergleich unterschiedlicher Darstellungsformen der Durchlasskennlinie für den Thyristor Infineon T1901N [7].

7.2.5. Thermisches Thyristormodell

Um die Sperrschichttemperatur T_j des Thyristors zu ermitteln, muss das thermische Materialverhalten des Halbleiters modelliert werden. Typischerweise wird zu diesem Zweck ein dynamisches System bestehend aus n Übertragungsgliedern 1-ter Ordnung, wie in Abbildung 7.4 dargestellt, verwendet [6]. Hierbei stellen p_T die Thyristorverluste und T_j die Sperrschichttemperatur des Halbleiters dar.

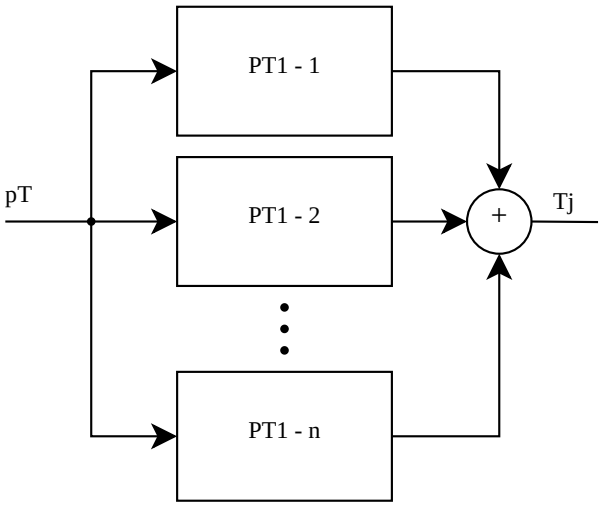


Abbildung 7.4: Dynamisches System zur Modellierung des thermischen Thyristorverhaltens.

Das System aus Abbildung 7.4 kann durch eine Zustandsraumdarstellung in der Form

$$\dot{\mathbf{x}}_{th} = \mathbf{A}_{th}\,\mathbf{x}_{th} + \mathbf{b}_{th}\,p_T \tag{7.20}$$

$$\Delta T_j = \mathbf{c}_{th}^T\,\mathbf{x}_{th} \tag{7.21}$$

abgebildet werden. Hierbei bezeichnen $\mathbf{x}_{th}$ den thermischen Zustand im Thyristor und

$$p_T = u_T\,i_T \tag{7.22}$$

die Verlustleistung des Thyristors, wobei u_T aus (7.19) entnommen werden kann. Der Ausgang ΔT_j des Systems (7.20), (7.21) beschreibt die Änderung der Sperrschichttemperatur, welche zur Berechnung der absoluten Sperrschichttemperatur

$$T_j = T_{amb} + \Delta T_j \tag{7.23}$$

herangezogen werden kann, wobei für die Simulation eine Umgebungstemperatur $T_{amb} = 40\ °C$ angenommen wird. Die Parameter $\mathbf{A}_{th}$, $\mathbf{b}_{th}$ sowie $\mathbf{c}_{th}$ können schließlich aus den Angaben im Datenblatt des jeweiligen Thyristors wie folgt berechnet werden:
Ist im Datenblatt ein transientes Modell n-ter Ordnung mit $i = 1 \ldots n$ gegeben und sind R_{thi} der i-te thermische Widerstand und $\tau_{thi} = 1/\omega_{thi}$ die i-te thermische Zeitkonstante,

so können die Dynamikmatrix $\mathbf{A}_{th}$ und der Eingangsvektor $\mathbf{b}_{th}$ zu

$$\mathbf{A}_{th} = \begin{bmatrix} -\omega_{th1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_{th2} & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_{thn} \end{bmatrix}, \tag{7.24}$$

$$\mathbf{b}_{th} = \begin{bmatrix} \mathrm{R}_{th1}\,\omega_{th1} \\ \mathrm{R}_{th2}\,\omega_{th2} \\ \vdots \\ \mathrm{R}_{thn}\,\omega_{thn} \end{bmatrix} \tag{7.25}$$

berechnet werden. Aus der Dynamikmatrix wird sofort ersichtlich, dass es sich bei dem System um $\mathrm{n} \in \mathbb{N}$ voneinander unabhängige Übertragungsglieder 1-ter Ordnung handelt. Diese einzelnen Übertragungsglieder werden über den Ausgangsvektor

$$\mathbf{c}_{th} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}^T \tag{7.26}$$

zu einem Gesamtsystem kombiniert.
Um die Plausibilität der gewählten Darstellung zu überprüfen, soll die Sprungantwort des Systems (7.20), (7.21) anhand eines beispielhaften Thyristors analysiert werden. Vergleicht man hierzu die berechnete Sprungantwort, wie in Abbildung 7.5 dargestellt, mit den Datenpunkten aus dem Datenblatt des Thyristors [7], so wird sofort ersichtlich, dass der Verlauf der beiden Sprungantworten übereinstimmt.

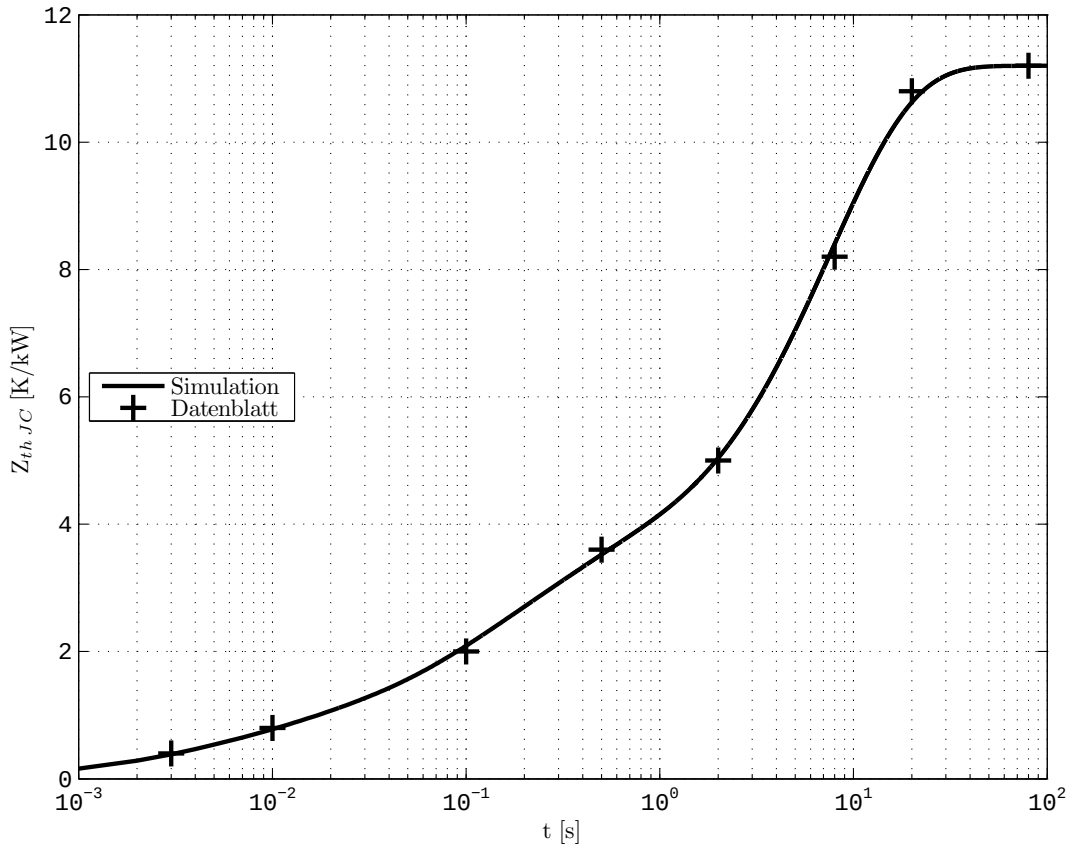


Abbildung 7.5: Transienter Wärmeübergangswiderstand des Thyristors Infineon T1901N [7].

7.2.6. Elektrisches Verhalten des Leistungsschalters

Bei der Modellierung des elektrischen Verhaltens des Leistungsschalters müssen drei Betriebszustände unterschieden werden.
Im ersten Zustand ist der Schalter geschlossen. Somit kann Strom fließen und der Kontakt stellt einen elektrischen Widerstand dar. Fließt nun ein Strom über den Kontakt und der Schalter wird geöffnet, so entsteht ein Lichtbogen, da der Strom auf Grund der endlichen Kommutierungsinduktivität nicht unendlich schnell abklingen kann.
Der Lichtbogen stellt somit den zweiten Betriebszustand des Leistungsschalters dar. Die in diesem Betriebsfall auftretende Lichtbogencharakteristik kann ohne genaue Kenntnis des Leistungsschalters jedoch nur grob approximiert werden [17].
Nachdem der Lichtbogen erloschen ist, stellt sich der dritte Betriebszustand ein. Hierbei ist der Kontakt geöffnet und es kann kein elektrischer Strom über den Schalter fließen.
Bezeichnet x die mechanische Position des Kontaktes und wird angenommen, dass der Schalter für $x \geq 1$ geschlossen ist, so kann das elektrische Verhalten des Leistungsschal-

ters wie folgt beschrieben werden

$$u_S = \begin{cases} r_S i_S & , x \geq 1 \\ \mathrm{U}_{arc} & , x < 1 \text{ und } i_S > 0 \\ blockiert & , x < 1 \text{ und } i_S = 0 \end{cases} . \tag{7.27}$$

In dieser Gleichung bezeichnen r_S den Widerstand bei geschlossenem Schalter und U_{arc} die Lichtbogenspannung. Da keine spezifischen Daten des Leistungsschalters vorliegen, wird ein nach [5] typischer Widerstandswert von

$$r_S = 60\,\mu\Omega$$

angenommen. Aus dem selben Grund wird auch die Lichtbogenspannung auf einen konstanten Wert

$$\mathrm{U}_{arc} = 20 \text{ V}$$

festgelegt, wobei angenommen wird, dass der Lichtbogen während der Kommutierung des Stromes noch nicht die Lichtbogenkammer des Leistungsschalters erreicht hat [5]. Dies stellt eine äußerst grobe Approximation dar, doch ist nach [17] eine komplexere Darstellung des Lichtbogens ohne Kenntnis des genauen inneren Aufbaues des Leistungsschalters nicht zielführend.

7.2.7. Mechanisches Verhalten des Leistungsschalters

Wie aus dem vorigen Abschnitt ersichtlich ist, kann das mechanische Verhalten des Leistungsschalters in der Simulation nicht vernachlässigt werden. Hierbei stellen die Einschaltverzögerung und das Prellen des Kontaktes die wichtigsten mechanischen Kenngrößen des Schalters für die Simulation des Einschaltvorganges dar.
Da das hybride Hochstromeinschaltsystem mittels einer Synchronsteuerung aus [9] geführt wird, kann die Einschaltverzögerung bis auf eine statistische Streuzeit t_s vernachlässigt werden. Diese Streuung beträgt für Leistungsschalter der benötigten Größenordnung etwa 1 ms, wobei unter Berücksichtigung eines Sicherheitsfaktors von 2 eine Streuzeit von

$$\mathrm{t}_s = 2 \text{ ms}$$

resultiert [5].
Im Gegensatz zur Einschaltzeit kann das Prellen des Kontaktes durch die Synchronsteuerung nicht beeinflusst werden. Da keine Daten zum Einschaltverhalten des Leistungsschalters verfügbar sind, soll das Prellen anhand der Position des Kontaktes x folgend abgeschätzt werden. Während der Streuzeit der Einschaltverzögerung $\mathrm{t}_s = 2$ ms ist der Schalter geöffnet, hierbei ist die Position des Kontaktes als $x = 0$ festgelegt. Nachdem die Streuzeit abgelaufen ist wird der Kontakt für die Dauer von $\mathrm{t}_{prell} = 1$ ms geschlossen, hierbei ist die Position $x = 1$. Anschließend öffnet der Kontakt für die selbe Zeit, $\mathrm{t}_{prell} = 1$ ms, um das Prellen nachzubilden. Zuletzt verharrt der Kontakt in der Position $x = 1$, der Schalter bleibt geschlossen. Abbildung 7.6 stellt den Verlauf des mechanischen Schalterverhaltens grafisch dar.

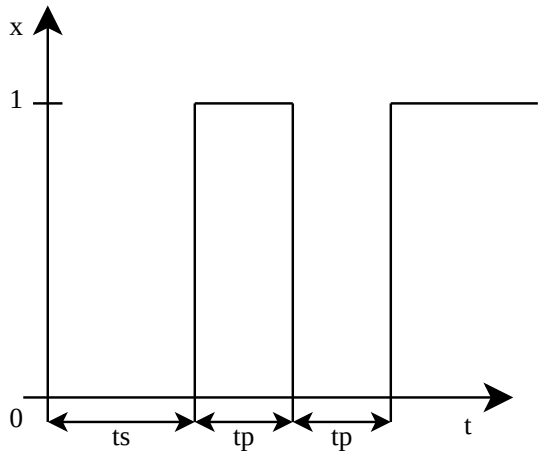


Abbildung 7.6: Vereinfachte Funktion zur Abbildung des mechanischen Verhaltens eines Leistungsschalters.

7.2.8. Implementierung in Matlab/ Simulink

Nachdem das mathematische Modell der Schaltung aus Abbildung 7.1 vorliegt, kann eine Implementierung in Matlab/ Simulink durchgeführt werden. Diese Simulationsumgebung hat den Vorteil, dass unterschiedliche Thyristoren, Leistungsschalter und Schaltungskonfigurationen einfach durch Parametrierung der Simulation verglichen werden können. Des Weiteren können unterschiedliche Einschaltzeitpunkte des Thyristors durch einfache Parametrierung der Phasenlage α der Netzspannung untersucht werden.
Um die Übersichtlichkeit der Implementierung zu erhöhen, wird das Modell in die physikalischen Domänen elektrisch, mechanisch und thermisch zerlegt. Somit kann jede Domäne als eigener Block in Matlab/ Simulink, wie in Abbildung 7.7 dargestellt, implementiert werden.

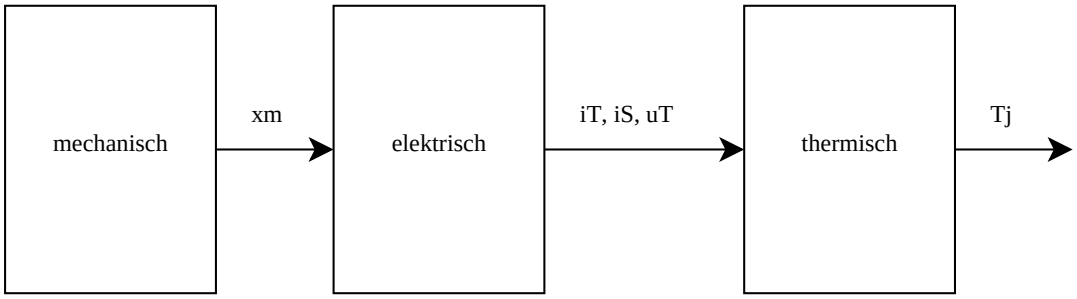


Abbildung 7.7: Gliederung der Simulation in physikalische Domänen.

Die Beschreibung der elektrischen Funktionalität erfolgt hierbei durch eine Matlab S-Function da nichtlineare Differentialgleichungen auftreten, welche auf diesem Weg sehr elegant implementiert werden können. Der Quellcode dieser Matlab S-Function kann aus Anhang A entnommen werden. Bei dieser Implementierung ist jedoch darauf zu achten, dass alle in der S-Function zur Verzweigung herangezogen Variablen im interessierenden

Bereich in ausreichender Genauigkeit vorliegen.
Da das mechanische Verhalten des Leistungsschalters laut Abschnitt 7.2.7 ebenfalls nichtlinear ist, jedoch keine Differentialgleichungen gelöst werden müssen, wird zur Realisierung der mechanischen Funktionalität eine Matlab Function eingesetzt. Diese Implementierung hat die Vorteile, dass nichtlineares Verhalten einfach realisiert werden kann, und dass Änderungen des mechanischen Verhaltens einfach durchgeführt werden können. Der Quellcode dieser Matlab Function kann ebenfalls aus Anhang A entnommen werden.
Anders als bisher erfolgt die Implementierung des thermischen Thyristorverhaltens in Form einer Zustandsraumdarstellung in Simulink. Diese Realisierung ist möglich, da das thermische Bauteilverhalten linear approximiert werden kann.
Im nächsten Schritt kann die eben beschriebene Simulation zur Auswahl des geeigneten Thyristors eingesetzt werden.

7.3. Identifikation des geeignetsten Thyristors

In diesem Abschnitt soll die Eignung der in den Tabellen 7.1 und 7.2 aufgelisteten Thyristoren für den Einsatz in einem hybriden Hochstromeinschaltsystem überprüft werden, wobei die in Tabelle 4.4 zusammengefassten Anforderungen an den Thyristor erfüllt werden müssen. Da die Thyristoren unterschiedliche Kennlinien aufweisen, wird für jeden Thyristor der Einschaltwinkel α mit dem größten auftretenden Grenzlastintegral $\int i^2 \, \mathrm{d}t$ zum Vergleich herangezogen, wobei das Grenzlastintegral mit einem Sicherheitsfaktor von 2 multipliziert wird um Unsicherheiten der Simulation Rechnung zu tragen. Außerdem werden die auftretenden Sperrschichttemperaturen berechnet, um die thermische Bauteilbelastung in die Auswahl einfließen zu lassen.
Die Ergebnisse der Simulationen können der Tabelle 7.4 entnommen werden, wobei Thyristortypen mit mehreren Spannungsfestigkeiten jeweils bei der maximalen Spannung untersucht wurden. Die Spalten U_n und I_n stellen die aus den Ergebnissen der Simulation für den jeweiligen Thyristortyp resultierenden Nennwerte für Spannung und Strom dar. Weiters bezeichnet die Spalte I_{prosp} in Tabelle 7.4 den Prospektivstrom bei welchem die Simulation durchgeführt wurde. Die resultierende Belastung des Thyristors kann aus der Spalte i^2t_{sim} entnommen werden, wobei zum Vergleich in der Spalte i^2t_{max} die maximal zulässige Belastbarkeit des jeweiligen Thyristortyps angegeben ist. Die Spalte $\mathrm{T}_{j\,sim}$ zeigt außerdem die aus der Simulation resultierende Sperrschichttemperaturen der Thyristoren.

Anhand der Daten aus Tabelle 7.4 wird sofort ersichtlich, dass der Thyristor ABB 5STP 12K6500 nicht für den Einsatz im hybriden Schaltsystem geeignet ist, da das auftretende Grenzlastintegral die zulässige Belastbarkeit übersteigt. Auch die Thyristoren ABB 5STP 42U6500 und ABB 5STP 20N8500 können trotz ihrer vergleichsweise hohen Belastbarkeit nicht bei dem erwarteten Strom von 20 kA betrieben werden, sondern müssen auf Grund der zu hohen Belastung auf einen Maximalstrom von 15 kA herabgestuft werden. Für alle anderen Thyristoren ist das simulierte Grenzlastintegral geringer als die maximal zulässige Belastung. Der Thyristor Infineon T1901N muss jedoch auch von 20 kA auf 15 kA herabgestuft werden, da dessen Sperrschichttemperatur

Tabelle 7.4: Vergleich der Thyristorbelastungen anhand der Simulation nach Abschnitt 7.2.8.

Typ	U_n [V]	I_n [kA]	I_{prosp} [kA]	i^2t_{max} [MA^2s]	i^2t_{sim} [MA^2s]	$T_{j\,sim}$ °C
ABB 5STP 12K6500	1500	15	15	1,363	3,494	130,1
ABB 5STP 26N6500	1500	15	15	5,275	3,814	74,4
Infineon T1851N	1500	15	15	2,875	2,574	101,7
ABB 5STP 42U6500	1500	15	20	8	8,358	73,5
Infineon T1901N	2000	15	20	5,275	3,962	127,8
Infineon T2251N	2000	20	20	5,275	3,944	99,5
ABB 5STP 20N8500	2000	15	20	3,375	3,822	100,9

den Maximalwert von 125 °C übersteigt und somit Verspannungen im Halbleitermaterial auftreten, welche zur Beschädigung oder Zerstörung des Bauteiles führen können. Basierend auf diesen Erkenntnissen kann festgestellt werden, dass nur ein Thyristor bei der maximalen Spannung und dem maximalen Strom eingesetzt werden kann. Der Thyristor Infineon T2251N ist somit der geeignetste Halbleiter um alle Anforderungen an das hybride Schaltsystem bei maximaler Schaltleistung zu erfüllen.

8. Mechanischer Aufbau des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems

In diesem Abschnitt wird der Aufbau des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems, bestehend aus einem Leistungsschalter und zwei Thyristoren beschrieben. Hierzu wird in Abschnitt 8.1 erst der Aufbau der Spannvorrichtung zur Kontaktierung der Thyristoren erläutert. Anschließend wird die Verschaltung der Thyristoren und des Leistungsschalters in Abschnitt 8.2 behandelt. Zuletzt wird auf die Montage des Gesamtsystems am Prüfplatz eingegangen.

8.1. Spannvorrichtung der Thyristoren

Thyristoren mit der im hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystem benötigten Stromtragfähigkeit von einigen kA werden üblicherweise als Scheibenzellen angeboten. In dieser Bauform wird der Thyristor über Druckkontakte, welche mittels einer speziellen Spannvorrichtung mit den Stromschienen verbunden werden, kontaktiert. Hierbei ist es die Aufgabe der Spannvorrichtung die Stromschienen mit einem definierten Druck auf die Kontaktplatten des Thyristors zu pressen. Dieser Anpressdruck muss durch die Spannvorrichtung möglichst gleichmäßig aufgebracht werden, um einen homogenen Kontaktwiderstand zwischen den Thyristoren und den Stromschienen herzustellen. Eine unregelmäßige Druckverteilung würde außerdem zu Spannungen im Halbleitermaterial führen, welche in weiterer Folge zur Zerstörung des Thyristors beitragen können [2].
In den folgenden Abschnitten soll nun auf die Auslegung der Spannvorrichtung eingegangen werden. Als erster Schritt wird hierbei der detaillierte Aufbau der entworfenen Spannvorrichtung in Abschnitt 8.1.1 beschrieben. Anschließend kann die Dimensionierung der einzelnen Bauteile aus den Abschnitten 8.1.2 bis 8.1.7 entnommen werden.

8.1.1. Aufbau der Spannvorrichtung

Da je Phase ein Wechselwegpaar an Thyristoren benötigt wird, soll auch die Spannvorrichtung zweckmäßiger Weise für ein Thyristorpaar ausgelegt werden. Die Skizze aus Abbildung 8.1 stellt den Aufbau der Spannvorrichtung grafisch dar, wobei außerdem die Hauptkomponenten des Aufbaues gekennzeichnet sind. Anhand dieser Darstellung sollen nun die Funktionen der einzelnen Bestandteile der Spannvorrichtung beschrieben werden.

Die obere Druckplatte und die Gegenplatte werden einerseits benötigt um die Spannvorrichtung zusammen zu halten. Andererseits hat die obere Druckplatte auch die Aufgabe, die über Gewindestangen aufgebrachte Vorspannkraft an die Tellerfedern zu übertragen. Wie aus Abbildung 8.1 ersichtlich wird, sind die Tellerfedern zentral zwischen oberer und unterer Druckplatte angeordnet. Diese Federn werden eingesetzt um Druckschwankungen auf Grund von thermischen Materialausdehnungen oder mechanischen Schwingungen auszugleichen. Des Weiteren bieten die Kennlinien der Tellerfedern eine Möglichkeit die Anpresskraft der unteren Druckplatte auf die Stromschiene anhand des Abstandes zwischen oberer und unterer Druckplatte zu bestimmen.

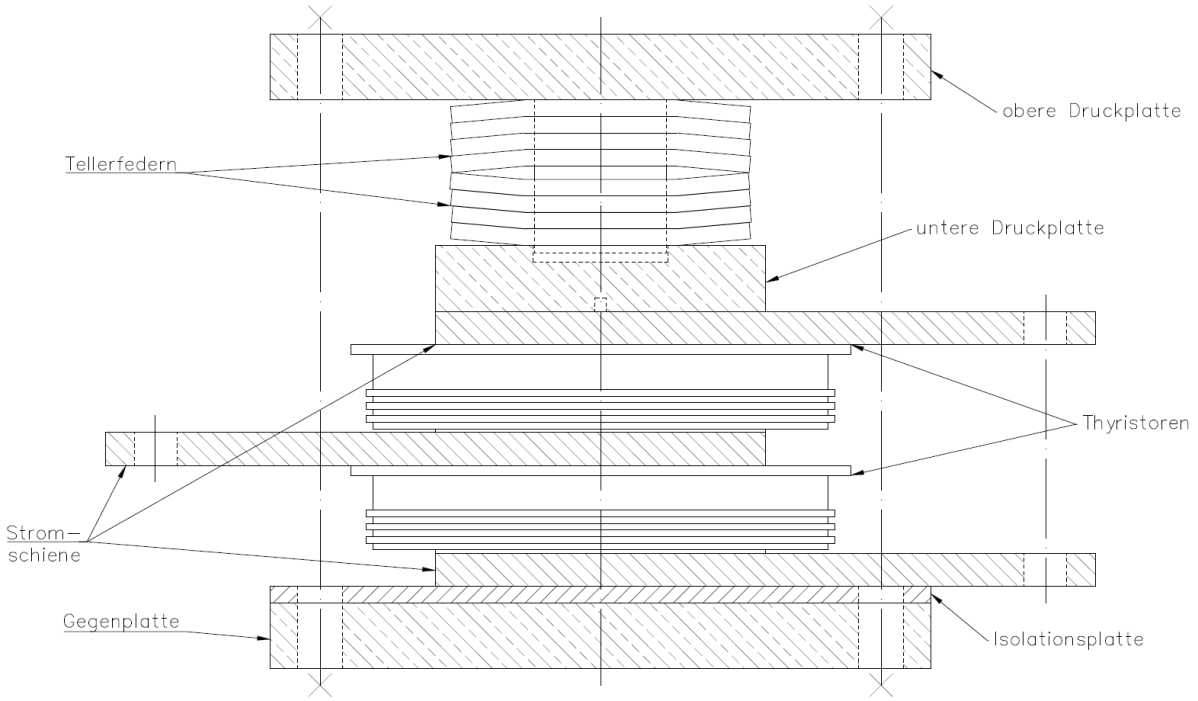


Abbildung 8.1: Aufbau der Spannvorrichtung des Thyristors.

Die primäre Aufgabe der Stromschienen ist es, den elektrischen Kontakt zu den Thyristoren herzustellen. Sie werden deshalb aus Materialien mit hoher elektrischer Leitfähigkeit wie Kupfer oder Aluminium gefertigt. Gleichzeitig dienen die Stromschienen jedoch auch als Kühlkörper zur Abfuhr der in den Thyristoren anfallenden Verlustenergie, und müssen dementsprechend dimensioniert sein. Um die von den Tellerfedern aufgebrachte Anpresskraft homogen auf den Thyristorkontakt zu verteilen, muss die untere Druckplatte eine hohe Steifigkeit aufweisen, da Stromschienen aus vergleichsweise weichem Material wie Aluminium oder Kupfer gefertigt werden. Zuletzt ist an der Gegenplatte noch eine isolierende Platte angebracht, um Kreisströme zwischen oberer Druckplatte und Gegenplatte über die Gewindestangen zu verhindern.

8.1.2. Dimensionierung der Tellerfedern

Wie im vorigen Abschnitt beschrieben, werden die Tellerfedern eingesetzt um einen möglichst homogenen Anpressdruck auf der inneren Druckplatte zu erzeugen. Hierbei können mehrere Federn, wie auf der folgenden Seite erläutert, übereinander gestapelt werden, um die wirksame Federkraft zu erhöhen. Des Weiteren bieten die Federn eine Möglichkeit den Betrag der Anpresskraft anhand des Federweges zu ermitteln. Diese Tatsache erweist sich als günstig, da somit eine einfache Messung der Anpresskraft während der Montage der Spannvorrichtung zugänglich ist. In diesem Abschnitt wird nun eine geeignete Tellerfeder nach [14] zur Realisierung der Spannvorrichtung ausgewählt. Soll der Anpressdruck am Thyristorkontakt möglichst homogen sein, so müssen die Tellerfedern etwa am halben Radius des Thyristorkontaktes aufliegen, um eine gleichmäßige

Druckverteilung zu bewirken [2]. Für den Innendurchmesser der Tellerfeder D_i gilt somit, dass

$$\mathrm{D}_i \approx \frac{\mathrm{D}_k}{2} = 50 \text{ mm beträgt,}$$

wobei $D_k = 100$ mm den Durchmesser des Thyristorkontaktes nach [8] darstellt. Beachtet man weiters, dass die Tellerfedern unter Spannung nach außen gewölbt werden und somit eine größere Auflagefläche wirksam wird, so stellt eine Feder mit Innendurchmesser $D_i = 46$ mm den geeignetsten, in der Norm [14] enthaltenen, Federtyp dar. Um die Anzahl der benötigten Federn gering zu halten, wird eine Feder aus Reihe A der Norm [14], mit den Kennwerten wie in Tabelle 8.1 verwendet, da die Reihen B und C wesentlich geringere Federkräfte erlauben [14]. In Tabelle 8.1 stellen D_e und D_i den Außen- sowie Innendurchmesser der Tellerfeder dar. Außerdem bezeichnen t die Dicke der Tellerfeder, l_0 die entspannte Länge der Feder und

$$\mathrm{h}_0 = \mathrm{l}_0 - \mathrm{t} \tag{8.1}$$

den rechnerischen Federweg bis zur Planlage der Tellerfeder [14]. F_t stellt weiters die Kraft der Tellerfeder bei der Prüflänge l_t dar [14].

Tabelle 8.1: Kennwerte der eingesetzten Tellerfeder nach [14].

Gruppe	D_e [mm]	D_i [mm]	t [mm]	l_0 [mm]	h_0 [mm]	F_t [N]	l_t [mm]
2	90	46	5	7	2	31354	5,5

Wie aus Tabelle 8.1 ersichtlich wird, kann die nach [8] benötige Anpresskraft von $\mathrm{F}_a = 90$ kN mit einer einzelnen Tellerfeder nicht erreicht werden. Aus diesem Grund werden $\mathrm{n} = 4$ Tellerfedern gleichsinnig übereinander gestapelt, wodurch laut [1] eine Gesamtkraft

$$\mathrm{F}_g = \mathrm{n} \cdot \mathrm{F} = 4 \cdot \mathrm{F} \tag{8.2}$$

erzielt werden kann, wobei F die Federkraft einer einzelnen Tellerfeder bezeichnet. Eine Anordnung dieser Art wird als Federstapel bezeichnet.
Um außerdem den Federweg zu erhöhen, werden $\mathrm{i} = 2$ Federstapel wechselsinnig übereinander gelegt. Diese Anordnung wird als Federsäule bezeichnet, und es resultiert somit der gesamte Federweg s_g der Federsäule zu

$$\mathrm{s}_g = \mathrm{i} \cdot \mathrm{s} = 2 \cdot \mathrm{s}, \tag{8.3}$$

wobei s den Federweg einer einzelnen Tellerfeder, oder eines Federstapels, bezeichnet. Für den Aufbau der Spannvorrichtung ist nun ausschlaggebend welche Länge L_0 die Federsäule im entspannten Zustand aufweist, und welche Einfederung zur Erzeugung der benötigten Anpresskraft $\mathrm{F}_a = 90$ kN eingestellt werden muss.
Die entspannte Länge der Federsäule kann laut [1] zu

$$\mathrm{L}_0 = i\,[\mathrm{l}_0 + (\mathrm{n} - 1)\mathrm{t}'] \tag{8.4}$$

berechnet werden. Hierbei muss eine Umrechnung der Federdicke t auf die reduzierte Dicke t′ durchgeführt werden, da Federn mit Auflageflächen verwendet werden sollen. Mit den Kennwerten aus Tabelle 8.1 folgt aus (8.4) somit eine entspannte Länge der Federsäule von

$$\mathrm{L}_0 = 42,2 \text{ mm},$$

wobei nach [1] für $\mathrm{t}' = 0,94\,\mathrm{t}$ eingesetzt wurde.
Da Tellerfedern starke Nichtlinearität aufweisen, muss diese bei der Ermittlung der benötigten Einfederung s_g berücksichtigt werden. Laut [1] kann die Federkraft einer einzelnen Tellerfeder über die Gleichung

$$\mathrm{F} = \frac{4\,\mathrm{E}}{1-\mu^2}\frac{\mathrm{t}^4}{\mathrm{K}_1\mathrm{D}_e^2}\mathrm{K}_4^2\frac{\mathrm{s}}{\mathrm{t}'}\left[\mathrm{K}_4^2\left(\frac{\mathrm{h}_0'}{\mathrm{t}'}-\frac{\mathrm{s}}{\mathrm{t}'}\right)\left(\frac{\mathrm{h}_0'}{\mathrm{t}'}-\frac{\mathrm{s}}{2\mathrm{t}'}\right)+1\right] \tag{8.5}$$

beschrieben werden, wobei die Konstanten wie folgt definiert sind:

$$\delta = \frac{\mathrm{D}_e}{\mathrm{D}_i}, \tag{8.6}$$

$$\mathrm{K}_1 = \frac{1}{\pi}\frac{\left(\frac{\delta-1}{\delta}\right)^2}{\frac{\delta+1}{\delta-1}-\frac{2}{\ln\delta}}, \tag{8.7}$$

$$\mathrm{K}_2 = \frac{6}{\pi}\frac{\frac{\delta-1}{\ln\delta}-1}{\ln\delta}, \tag{8.8}$$

$$\mathrm{K}_3 = \frac{3}{\pi}\frac{\delta-1}{\ln\delta}, \tag{8.9}$$

$$\mathrm{K}_4 = \sqrt{-\frac{\mathrm{C}_1}{2}\sqrt{\left(\frac{\mathrm{C}_1}{2}\right)^2+\mathrm{C}_2}}. \tag{8.10}$$

Für C_1 und C_2 sind außerdem die Beziehungen

$$\mathrm{C}_1 = \left(\frac{\mathrm{t}'}{\mathrm{t}}\right)^2\frac{1}{\left(\frac{\mathrm{l}_0}{4\mathrm{t}}-\frac{\mathrm{t}'}{\mathrm{t}}+\frac{3}{4}\right)\left(\frac{5\mathrm{l}_0}{8\mathrm{t}}-\frac{\mathrm{t}'}{\mathrm{t}}+\frac{3}{8}\right)}, \text{ und} \tag{8.11}$$

$$\mathrm{C}_2 = \frac{\mathrm{C}_1}{\left(\frac{\mathrm{t}'}{\mathrm{t}}\right)^3}\left[\frac{5}{32}\left(\frac{\mathrm{l}_0}{\mathrm{t}}-1\right)^2+1\right] \tag{8.12}$$

einzusetzen [1]. Des Weiteren bezeichnen $\mu = 0,3$ die Querdehnungszahl und $\mathrm{E} = 206\ \mathrm{kN/mm^2}$ den Elastizitätsmodul von Federstahl [14].
Setzt man nun (8.2) und (8.3) in (8.5) ein, so kann die Kraft der gesamten Federsäule durch

$$\mathrm{F}_g = 4\frac{4\,\mathrm{E}}{1-\mu^2}\frac{\mathrm{t}^4}{\mathrm{K}_1\mathrm{D}_e^2}\mathrm{K}_4^2\frac{\mathrm{s}_g}{\mathrm{i}\,\mathrm{t}'}\left[\mathrm{K}_4^2\left(\frac{\mathrm{h}_0'}{\mathrm{t}'}-\frac{\mathrm{s}_g}{\mathrm{i}\,\mathrm{t}'}\right)\left(\frac{\mathrm{h}_0'}{\mathrm{t}'}-\frac{\mathrm{s}_g}{\mathrm{i}\,2\mathrm{t}'}\right)+1\right] \tag{8.13}$$

beschrieben werden. Löst man diese Gleichung, z.B. mittels Maple, nach s_g auf, und setzt $t' = 0,94\,t$, sowie die Werte aus Tabelle 8.1 ein, so wird ersichtlich, dass die benötigte Anpresskraft $F_g = F_a = 90$ kN durch eine Einfederung von

$$s_g = 1,69 \text{ mm}$$

erzielt werden kann. Dies entspricht einer Einfederung von ca. $h_0/4$ je Tellerfeder und stellt daher einen zulässigen Wert dar. Die Länge der gesamten Federsäule im eingespannten Zustand folgt außerdem zu

$$l_g = L_0 - s_g = 40,51 \text{ mm}.$$

Zur schnellen Abschätzung der Einfederung kann auch die Kennlinie von (8.13), wie in Abbildung 8.2 für die Werte aus Tabelle 8.1 dargestellt, herangezogen werden.

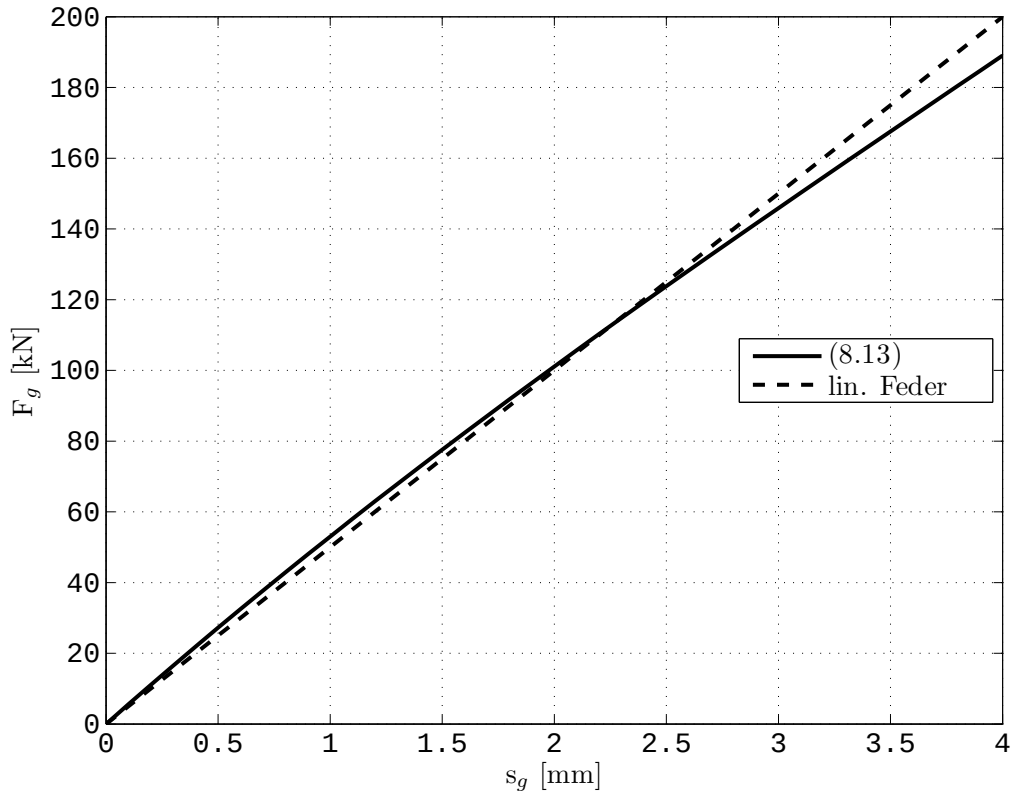


Abbildung 8.2: Federkraft der Federsäule nach (8.13) mit Tellerfedern aus Tabelle 8.1.

8.1.3. Dimensionierung der oberen Druckplatte

Zur Dimensionierung der oberen Druckplatte soll die Platte näherungsweise durch einen eindimensionalen Biegeträger modelliert werden. Diese Vereinfachung ist für eine erste Auslegung notwendig, da zur Berechnung der betrachteten Platte numerische Simulationsverfahren benötigt werden, was in diesem Fall einen unnötig hohen Aufwand darstellen würde [3]. Der in weiterer Folge zur Auslegung der Druckplatte betrachtete Stab ist in Abbildung 8.3 dargestellt.

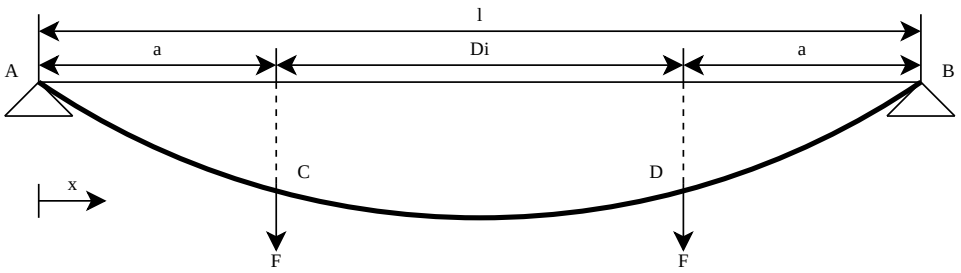


Abbildung 8.3: Approximierung der Platte durch einen Stab zur groben Auslegung der oberen Druckplatte nach [19].

In der Approximation nach Abbildung 8.3 wird die Auflagefläche der Tellerfedern an der Platte durch die zwei Kräfte

$$\mathrm{F} = \frac{\mathrm{F}_a}{2} = \frac{90\ \mathrm{kN}}{2} = 45\ \mathrm{kN} \tag{8.14}$$

in den Punkten C und D approximiert, wobei $\mathrm{F}_a = 90$ kN aus [8] entnommen wurde. Die Lager A und B stellen weiters die Mittelpunkte der Gewindestangen zur Aufbringung der Vorspannkraft

$$\mathrm{F}_A = \mathrm{F}_B = \frac{\mathrm{F}_a}{2} = 45\ \mathrm{kN} \tag{8.15}$$

für je zwei Schrauben dar. Wird eine quadratische Platte mit einer Seitenlänge von

$$\mathrm{b} = 200\ \mathrm{mm}$$

angenommen, so kann die Länge des Biegeträgers mit

$$\mathrm{l} \approx 170\ \mathrm{mm} = 200\ \mathrm{mm} - 30\ \mathrm{mm}$$

abgeschätzt werden, wobei eine Einrückung der Bohrungen zur Aufnahme der Gewindestangen von jeweils 15 mm angenommen wird. Der Abstand zwischen den Mittelpunkten der Gewindestangen A, B und der Auflagefläche der Tellerfeder C, D kann somit zu

$$\mathrm{a} = \frac{\mathrm{l} - \mathrm{D}_i}{2} = 62\ \mathrm{mm} \tag{8.16}$$

berechnet werden, wobei der Innendurchmesser der Tellerfeder von $D_i = 46\text{mm}$ aus Tabelle 8.1 entnommen wurde.
Zur Ermittlung der benötigten Plattenstärke h wird zunächst das Biegemoment

$$M(x) = \begin{cases} F\,x & x < a \\ F\,a & a \leq x < \dfrac{l}{2} \end{cases} \tag{8.17}$$

des Stabes nach [19] ermittelt. Anhand dieses Wertes kann anschließend die Biegespannung

$$\sigma = \frac{M(x)}{W} \tag{8.18}$$

des Stabes berechnet werden, wobei

$$W = \frac{b\,h^2}{6} \tag{8.19}$$

das Widerstandsmoment eines rechteckförmigen Stabes mit der Breite b und der Stärke h darstellt [19]. Berücksichtigt man weiters, dass eine Platte mit konstanter Stärke h eingesetzt werden soll, so ist zur Auslegung der Plattenstärke nur die in dem Bereich $a \leq x < l/2$ auftretende, maximale Biegespannung

$$\hat{\sigma} = \frac{6\,F\,a}{b\,h^2} \tag{8.20}$$

von Interesse. Setzt man nun in (8.20) für $\hat{\sigma}$ die zulässige Biegespannung des verwendeten Plattenmaterials, bei statischer Beanspruchung in der Form

$$\hat{\sigma} = \frac{R_{p02}}{1,2} \tag{8.21}$$

ein, so wird ersichtlich, dass die Plattenstärke

$$h = \sqrt{\frac{7,2\,F\,a}{b\,R_{p02}}} \tag{8.22}$$

über die Streckgrenze R_{p02} des Materials bestimmt ist. Anhand dieser Gleichung können somit die resultierenden minimalen Plattenstärken beim Einsatz unterschiedlicher Materialien verglichen werden. Um zu überprüfen ob bei den nach (8.22) bestimmten Plattenstärken unzulässig hohe Verformungen der Platte auftreten, muss bei der Auslegung der Platte auch die Biegelinie y des Stabes berücksichtigt werden. Nach [19] folgt die Biegelinie zu

$$y(x) = \begin{cases} \dfrac{F\,l^3}{2\,E\,J}\dfrac{x}{l}\left[\dfrac{a}{l}\left(1-\dfrac{a}{l}\right)-\dfrac{1}{3}\dfrac{x^2}{l^2}\right] & x < a \\ \dfrac{F\,l^3}{2\,E\,J}\dfrac{a}{l}\left[\dfrac{x}{l}\left(1-\dfrac{x}{l}\right)-\dfrac{1}{3}\dfrac{a^2}{l^2}\right] & a \leq x < \dfrac{l}{2} \end{cases} \tag{8.23}$$

wobei E den Elastizitätsmodul des Plattenmaterials und

$$J = \frac{b\,h^3}{12} \tag{8.24}$$

das Flächenträgheitsmoment eines rechteckförmigen Stabes mit der Höhe h und der Breite b darstellen. Da eine Platte mit konstanter Stärke eingesetzt wird, ist wieder ausschließlich die maximale Durchbiegung des Stabes von Interesse. Im Fall der Biegelinie aus (8.23) tritt die maximale Durchbiegung am Punkt $x = l/2$ auf, und kann zu

$$\hat{y} = \frac{F\,l^3}{8\,E\,J}\frac{a}{l}\left(1 - \frac{4}{3}\frac{a^2}{l^2}\right) \tag{8.25}$$

berechnet werden. Mit Hilfe dieser Gleichung kann nun kontrolliert werden, ob die auftretenden Durchbiegungen innerhalb des zulässigen Bereiches von $\hat{y} < 1$ mm liegen. Tabelle 8.2 stellt einen Auszug der resultierenden Plattenstärken, sowie den dabei auftretenden maximalen Durchbiegungen bei verschiedenen Plattenmaterialien dar. Zur Bestimmung der Durchbiegungen in Tabelle 8.2 wurde für Stahl ein Elastizitätsmodul von $E = 206$ kN/mm^2, sowie für Aluminiumbronze ein Elastizitätsmodul von $E = 110$ kN/mm^2 verwendet.

Tabelle 8.2: Plattenstärke der oberen Druckplatte in Abhängigkeit vom eingesetzten Material.

Werkstoff-Nummer	Zusammensetzung	R_{p02} [N/mm^2]	h [mm]	$\hat{y}$ [mm]	Bezeichnung
1.0037	S235JR	225	23	0,24	Baustahl
1.0553	S355JR	345	19	0,45	Baustahl
1.7131	16MnCr5	440	16	0,65	Cr-Mn legierter Einsatzstahl
1.7225	42CrMo4	500	15	0,78	Cr-Mo legierter Vergütungsstahl
1.4301	X5CrNi18-10	360	18	0,48	Nichtrostender austenitischer Cr-Ni-Stahl
2.0980	CuAl11Ni	380	18	0,97	Aluminiumbronze

Aus Tabelle 8.2 wird ersichtlich, dass mit unterschiedlichen Materialen Plattenstärken im Bereich von 17 mm bis 24 mm realisiert werden können, wobei mit dem Einsatz von Cr-Mo legierten Vergütungsstählen die geringsten Plattenstärken von 15 mm möglich sind. Auch Aluminiumbronzen ermöglichen Plattenstärken in der Größenordnung von 18 mm. Diese Werkstoffe bieten außerdem den Vorteil, dass auf Grund der vergleichsweise geringen relativen Permeabilität weniger Wirbelströme in der Platte auftreten als beim Einsatz von Stahl. Aluminiumbronzen sind jedoch in den benötigten Abmessungen nur schwer erhältlich.

Da für das hybride synchrone Hochstromeinschaltsystem Platzanforderungen nur eine untergeordnete Rolle spielen, und die Erwärmung der Platte auf Grund von Wirbelströmen vernachlässigbar ist, wird für den Aufbau der oberen Druckplatte Baustahl der Güte S355JR eingesetzt. Die Vorteile dieses Stahls sind seine gute Verfügbarkeit, sowie der relativ geringe Preis im Vergleich zu den anderen Stahlsorten oder Aluminiumbronze. Wie aus Tabelle 8.2 entnommen werden kann, ermöglicht dieser Stahl Plattenstärken ab einem Mindestwert von 19mm, wobei für die Druckplatte eine Stärke von

$$\mathrm{h}_{gew} = 20\mathrm{mm}$$

gewählt wurde. Auch die resultierende Durchbiegung $\hat{\mathrm{y}} < 0,45$ mm liegt hierbei innerhalb des zulässigen Bereiches.
Die Fertigungszeichnung der oberen Druckplatte kann aus Anhang B entnommen werden.

8.1.4. Dimensionierung der unteren Druckplatte

Zur Auslegung der unteren Druckplatte soll die Platte ähnlich wie im vorigen Abschnitt als Stab modelliert werden. Hierbei wird eine quadratische Platte mit Seitenlängen von 100 mm angesetzt, da dies dem Durchmesser des Thyristorkontaktes entspricht [8]. Abbildung 8.4 stellt die in diesem Fall getroffene Approximation der Platte durch einen Stab dar.

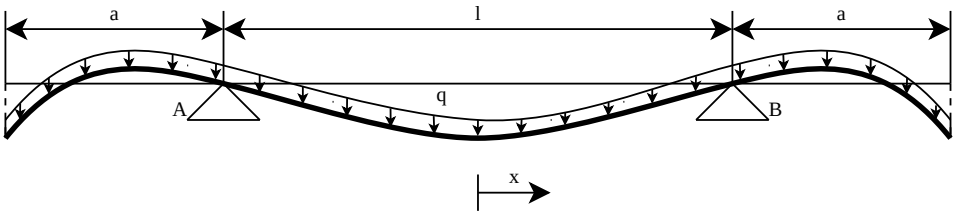


Abbildung 8.4: Approximierung der Platte durch einen Stab zur Auslegung der unteren Druckplatte nach [19].

Die Angriffspunkte der Tellerfedern werden in dieser Abbildung durch die Auflagerung des Stabes an den Punkten A und B dargestellt, wobei jeweils eine Einzelkraft von

$$\mathrm{F}_A = \mathrm{F}_B = \frac{\mathrm{F}_a}{2} = 45\ \mathrm{kN} \tag{8.26}$$

wirksam ist. Hierbei stellt $\mathrm{F}_a = 90$ kN die Kraft der Tellerfedern zur Aufbringung der benötigten Anpresskraft nach [8] dar.
Um ein resultierendes Kräftegleichgewicht herzustellen, wird die Auflage der Platte am Thyristorkontakt durch eine als konstant angenommene Streckenlast

$$\mathrm{q} = \frac{\mathrm{F}_a}{\mathrm{l} + 2\,\mathrm{a}} = 900\ \mathrm{N/mm} \tag{8.27}$$

abgebildet, wobei $l + 2\,a = 100$ mm die Länge des Stabes darstellt. Die Abstände a zwischen den Enden des Stabes und den Punkten A und B können nun über den Durchmesser der Tellerfedern zu

$$a = \frac{100\ \text{mm} - l}{2} = 27\ \text{mm} \tag{8.28}$$

berechnet werden, wobei $l = D_i = 46$ mm nach Tabelle 8.1 eingesetzt wurde.
Zur Ermittlung der benötigten Plattenstärke h wird zunächst wieder das Biegemoment

$$M(x) = \begin{cases} -\frac{q}{2}\left(a + \frac{l}{2} - x\right)^2 & x > \frac{l}{2} \\ \frac{q\,l^2}{8}\left[\left(1 - \frac{4\,a^2}{l^2}\right) - \frac{4\,x^2}{l^2}\right] & -\frac{l}{2} \leq x \leq \frac{l}{2} \end{cases} \tag{8.29}$$

des Stabes nach [19] ermittelt. Mittels dieses Wertes kann anschließend die Biegespannung

$$\sigma = \frac{M(x)}{W} \tag{8.30}$$

des Stabes berechnet werden, wobei

$$W = \frac{(l + 2\,a)\ h^2}{6} \tag{8.31}$$

das Widerstandsmoment eines rechteckförmigen Stabes mit der Breite $l + 2\,a$ und der Stärke h dargestellt [19]. Berücksichtigt man wie in Abschnitt 8.1.3, dass eine Platte mit konstanter Stärke h eingesetzt werden soll, so ist zur Auslegung der Plattenstärke nur die maximale Biegespannung von Interesse. Da für den betrachteten Balken gilt dass

$$a > \frac{l}{\sqrt{8}}, \tag{8.32}$$

tritt nach [19] an den Punkten A und B eine maximale Biegespannung

$$\hat{\sigma} = -\frac{3\,q\,a^2}{(l + 2\,a)\ h^2} \tag{8.33}$$

auf. Setzt man wie im vorigen Abschnitt in (8.33) für $\hat{\sigma}$ die zulässige Biegespannung des verwendeten Plattenmaterials, in der Form

$$\hat{\sigma} = \frac{R_{p02}}{1,2} \tag{8.34}$$

ein, so kann die Plattenstärke

$$h = \sqrt{\frac{3,6\,q\,a^2}{(l + 2\,a)\ R_{p02}}} \tag{8.35}$$

wieder über die Streckgrenze R_{p02} des Plattenmaterials bestimmt werden. Anhand dieser Gleichung können nun analog zu Abschnitt 8.1.3 die resultierenden Plattenstärken beim Einsatz unterschiedlicher Materialien verglichen werden.
Um zu überprüfen ob bei den nach (8.35) bestimmten Plattenstärken unzulässig hohe Verformungen der Platte auftreten, muss wieder die Biegelinie y des Stabes berücksichtigt werden. Nach [19] folgt die Biegelinie für den Stab aus Abbildung 8.4 zu

$$y = \frac{q\,l^4}{16\,E\,J}\left[1 - \frac{4\,x^2}{l^2}\right]\left[\left(\frac{5}{24} - \frac{a^2}{l^2}\right) - \frac{1}{6}\frac{x^2}{l^2}\right], \tag{8.36}$$

wobei E den Elastizitätsmodul des Plattenmaterials und

$$J = \frac{(l + 2\,a)\;h^3}{12} \tag{8.37}$$

das Flächenträgheitsmoment eines rechteckförmigen Stabes mit der Höhe h und der Länge $l + 2\,a$ darstellen. Die maximale Durchbiegung des Stabes tritt bei der Biegelinie aus (8.36) an den Enden des Stabes auf, und kann nach [19] zu

$$\hat{y} = \frac{q\,l^3\,a}{24\,E\,J}\left(3\frac{a^3}{l^3} + 6\frac{a^2}{l^2} - 1\right) \tag{8.38}$$

berechnet werden. Mit Hilfe dieser Gleichung kann nun kontrolliert werden, ob die auftretenden Durchbiegungen innerhalb des zulässigen Bereichs von $\hat{y} < 0,6$ mm liegen. Dieser Bereich ist geringer als in Abschnitt 8.1.3, da die untere Druckplatte zur Druckübertragung auf den Thyristorkontakt dient und daher eine möglichst homogene Oberfläche aufweisen sollte.
Tabelle 8.3 stellt einen Auszug der resultierenden Plattenstärken, sowie den dabei auftretenden maximalen Durchbiegungen bei verschiedenen Plattenmaterialien dar. Zur Bestimmung der Durchbiegungen in Tabelle 8.3 wurde für Stahl ein Elastizitätsmodul von $E = 206$ kN/mm^2, sowie für Aluminiumbronze ein Elastizitätsmodul von $E = 110$ kN/mm^2 verwendet.

Tabelle 8.3: Plattenstärke der unteren Druckplatte in Abhängigkeit vom eingesetzten Material.

Werkstoff-Nummer	Zusammensetzung	R_{p02} [N/mm^2]	h [mm]	$\hat{y}$ [μm]	Bezeichnung
1.0037	S235JR	225	10,25	89,3	Baustahl
1.0553	S355JR	345	8,27	169,6	Baustahl
1.7131	16MnCr5	440	7,33	244,3	Cr-Mn legierter Einsatzstahl
1.7225	42CrMo4	500	6,87	295,9	Cr-Mo legierter Vergütungsstahl
1.4301	X5CrNi18-10	360	8,1	180,8	Nichtrostender austenitischer Cr-Ni-Stahl
2.0980	CuAl11Ni	380	7,88	367,2	Aluminiumbronze

Wie aus dieser Tabelle sofort ersichtlich, ist für den Aufbau der unteren Druckplatte eine wesentlich geringere Plattenstärke als für den Aufbau der oberen Druckplatte ausreichend. Soll die Platte aus dem selben Material wie in Abschnitt 8.1.3, nämlich S355JR, gefertigt werden, so wäre laut Tabelle 8.3 eine Plattenstärke von $h = 8,27$ mm für den Aufbau ausreichend.
Dennoch soll für die untere Druckplatte eine Platte aus dem Material S355JR mit der Stärke von

$$h_{gew} = 20 \text{ mm}$$

eingesetzt werden. Diese Wahl ist durch die Notwendigkeit einer Sackbohrung zur Aufnahme eines Führungsrohres der Federsäule bedingt. Weiters kann die Fertigungszeichnung der unteren Druckplatte aus Anhang B entnommen werden.

8.1.5. Dimensionierung der Gegenplatte

Zur Realisierung der Gegenplatte wird eine Platte mit den selben Abmessungen wie die obere Druckplatte verwendet um den fertigungstechnischen Aufwand zu reduzieren. Die Dimensionierung sowie die Daten der Platte können aus Abschnitt 8.1.3 entnommen werden.

8.1.6. Auswahl der benötigten Gewindestangen

Die Gewindestangen stellen eine Hauptkomponente der Spannvorrichtung dar, da sie zur Fixierung des gesamten Aufbaues benötigt werden. Zur Auswahl geeigneter Gewindestangen muss die pro Gewindestange auftretende Vorspannkraft

$$\mathrm{F}_v = \frac{\mathrm{F}_a}{4} = 22,5 \text{ kN} \tag{8.39}$$

berücksichtigt werden, wobei $\mathrm{F}_a = 90$ kN aus [8] entnommen wurde. Anhand dieser Vorspannkraft soll nun eine passende Gewindestange ausgewählt werden. Zu diesem Zweck sind in Tabelle 8.4 die zulässige Vorspannkraft bei einer Biegespannung $\sigma_{red\,zul} = 0,9\,\mathrm{R}_{p02}$ und das dafür notwendige Anziehdrehmoment bei $\mu = 0,14$ für metrische Gewinde aufgelistet. Hierbei soll die Auswahl jedoch auf Gewinde der Festigkeitsklasse 8.8 beschränkt werden, da diese Festigkeitsklasse in der geforderten Längenabmessung am besten erhältlich ist. Führt man weiters einen Sicherheitsfaktor der Vorspannkraft von 1,2 ein, um ein Versagen der Gewindestangen zu vermeiden, so folgt eine geforderte Vorspannkraft

$$\mathrm{F}'_v = 1,2\,\mathrm{F}_v = 27 \text{ kN}. \tag{8.40}$$

Vergleicht man die nun geforderte Vorspannkraft mit den Werten aus Tabelle 8.4, so wird ersichtlich, dass Stangen vom Typ M12 für die Realisierung der Spannvorrichtung ausreichend sind. Die benötigte Länge der Gewindestangen kann mit den Ergebnissen der Abschnitte 8.1.2 bis 8.1.4 zu

$$\begin{aligned} \mathrm{l}_s &= 3\,\mathrm{h}_{gew} + \mathrm{L}_0 + 2\,\mathrm{h}_T + 3\,\mathrm{h}_S + 50 \text{ mm} = \\ &= 60 \text{ mm} + 42,2 \text{ mm} + 52 \text{ mm} + 30 \text{ mm} + 50 \text{ mm} \approx 250 \text{ mm} \end{aligned} \tag{8.41}$$

abgeschätzt werden, wobei $\mathrm{h}_T = 26$ mm die Höhe eines Thyristors nach [8] und $\mathrm{h}_S = 10$ mm die Dicke der Stromschienen bezeichnen.

Tabelle 8.4: Zulässige Vorspannkraft bei $\sigma_{red\,zul} = 0,9\,\mathrm{R}_{p02}$ und das dafür notwendige Anziehdrehmoment bei Kopf- und Gewindereibung von $\mu = 0,14$ für Schrauben mit metrischem Gewinde nach [4].

Abmessung	Vorspannkraft [N]			Anziehdrehmoment [Nm]		
	8.8	10.9	12.9	8.8	10.9	12.9
M 8	16500	24200	28500	25	37	43
M 10	26000	38500	45000	51	75	87
M 12	38500	56000	66000	87	130	150
M 14	53000	77000	90000	140	205	240
M 16	72000	106000	124000	215	310	370

8.1.7. Dimensionierung der Isolationsplatte

In diesem Abschnitt soll die Isolationsplatte zwischen einer Stromschiene und der Gegenplatte dimensioniert werden. Betrachtet man zu diesem Zweck nochmals Abbildung 8.1, so wird ersichtlich, dass die Platte dem Anpressdruck des Thyristors

$$\mathrm{q} = \frac{4\,\mathrm{F}_a}{\mathrm{D}_k^2\,\pi} = 11,5\ \mathrm{N/\ mm^2} \tag{8.42}$$

standhalten muss, wobei die Anpresskraft $\mathrm{F}_a = 90$ kN und der Durchmesser des Thyristorkontaktes $\mathrm{D}_k = 100$ mm laut [8] eingesetzt wurden. Zur Bestimmung der notwendigen Spannungsfestigkeit der Isolationsplatte muss die Anordnung der Thyristoren berücksichtigt werden. Sind die Thyristoren in Serie geschaltet, so kann aus Abbildung 8.1 entnommen werden, dass die äußeren Stromschienen nahezu das gleiche Potential aufweisen und somit die elektrische Potentialdifferenz an der Isolationsplatte sehr gering ist. Dies ist durch die hohe Leitfähigkeit der Stromschienen und die relativ hohe Leitfähigkeit des eingesetzten Stahls bedingt.
Wird als Isolationsmaterial Hartpapier mit den Eigenschaften aus Tabelle 8.5 eingesetzt, so können die Druckfestigkeit und elektrische Isolation mit einer Plattenstärke von

$$\mathrm{h}_{gew} = 5\ \mathrm{mm}$$

problemlos erreicht werden. Um die Ausbildung von Kriechwegen zu vermindern und außerdem den Einbau der Platte zu erleichtern, soll eine quadratische Platte mit einer Seitenlänge von 200 mm verwendet werden. Die Fertigungszeichnung der Platte kann aus Anhang B entnommen werden.

Tabelle 8.5: Technische Daten von Hartpapier HP2061 nach [18].

Eigenschaften	Einheit	Mindestwert
Druckfestigkeit senkrecht zu den Schichten	$\mathrm{N/mm^2}$	300
Durchschlagfestigkeit bei 90°C in Öl senkrecht zur Schichtrichtung (Dicke 3 mm)	kV/mm	5
Durchschlagspannung (20s Stufenspannungsprüfung) bei 90°C in Öl parallel zur Schichtrichtung	kV	15
Permittivität (1 MHz)	1	$< 5{,}5$
Vergleichszahl der Kriechwegbildung	1	CTI 100
Wasseraufnahme (Dicke 3 mm)	mg	< 250

8.2. Verschaltung von Thyristor und Leistungsschalter

Nachdem im vorigen Abschnitt die Spannvorrichtung der Thyristoren ausgelegt wurde, kann nun auf die Verschaltung von Thyristor und Leistungsschalter eingegangen werden. Zu diesem Zweck wird in Abschnitt 8.2.1 ein realisierbarer Aufbau der Schaltung entworfen. Anschließend werden in Abschnitt 8.2.2 die resultierenden Kräfte analysiert.

8.2.1. Geometrischer Aufbau

Aufgabe der Verschienung zwischen Thyristor und Leistungsschalter ist es, den elektrischen Kontakt zwischen den Bauelementen herzustellen. Beim Entwurf des geometrischen Aufbaues der Verschienung müssen einige Punkte beachtet werden. Erstens sollte eine möglichst induktivitätsarme Schaltung angestrebt werden, um einen schnellen Stromübergang vom Thyristor auf den Leistungsschalter zu ermöglichen und somit die Thyristorverluste zu reduzieren. Zweitens muss der Aufbau mechanisch stabil sein, um die auftretenden Stromkräfte aufnehmen zu können. Drittens sollte die Kontaktierung der Thyristoren flexibel ausgeführt sein, da mechanische Schwingungen der Strombahnen auftreten können, welche zu ungleichmäßigen Druckverteilungen an den Thyristorkontakten beitragen.
Berücksichtigt man alle eben genannten Punkte, so kann die Verschienung der Thyristoren und des Leistungsschalters über einen Aufbau nach Abbildung 8.5 realisiert werden. In dieser Abbildung stellen die weißen Stromschienen den ersten Kontakt des hybriden Schaltsystems dar, die grauen Schienen den zweiten Kontakt. Die Verbindung des Leistungsschalters mit den Thyristoren erfolgt hierbei über flexible Stromschienen, wie in Abbildung 8.5 gekennzeichnet. Mit Hilfe dieser flexiblen Stromschienen können die Thyristorkontakte von mechanischen Schwingungen der übrigen Stromschienen entkoppelt werden. Auf Grund der hohen Stromkräfte und da die Verlustwärme der Thyristoren über die Verschienung abgeführt werden muss, sollen für den Aufbau der Schaltung Stromschienen aus Kupfer mit 100 mm Breite und 10 mm Höhe eingesetzt werden. Die Fertigungszeichnungen der Verschienung können aus Anhang B entnommen werden.

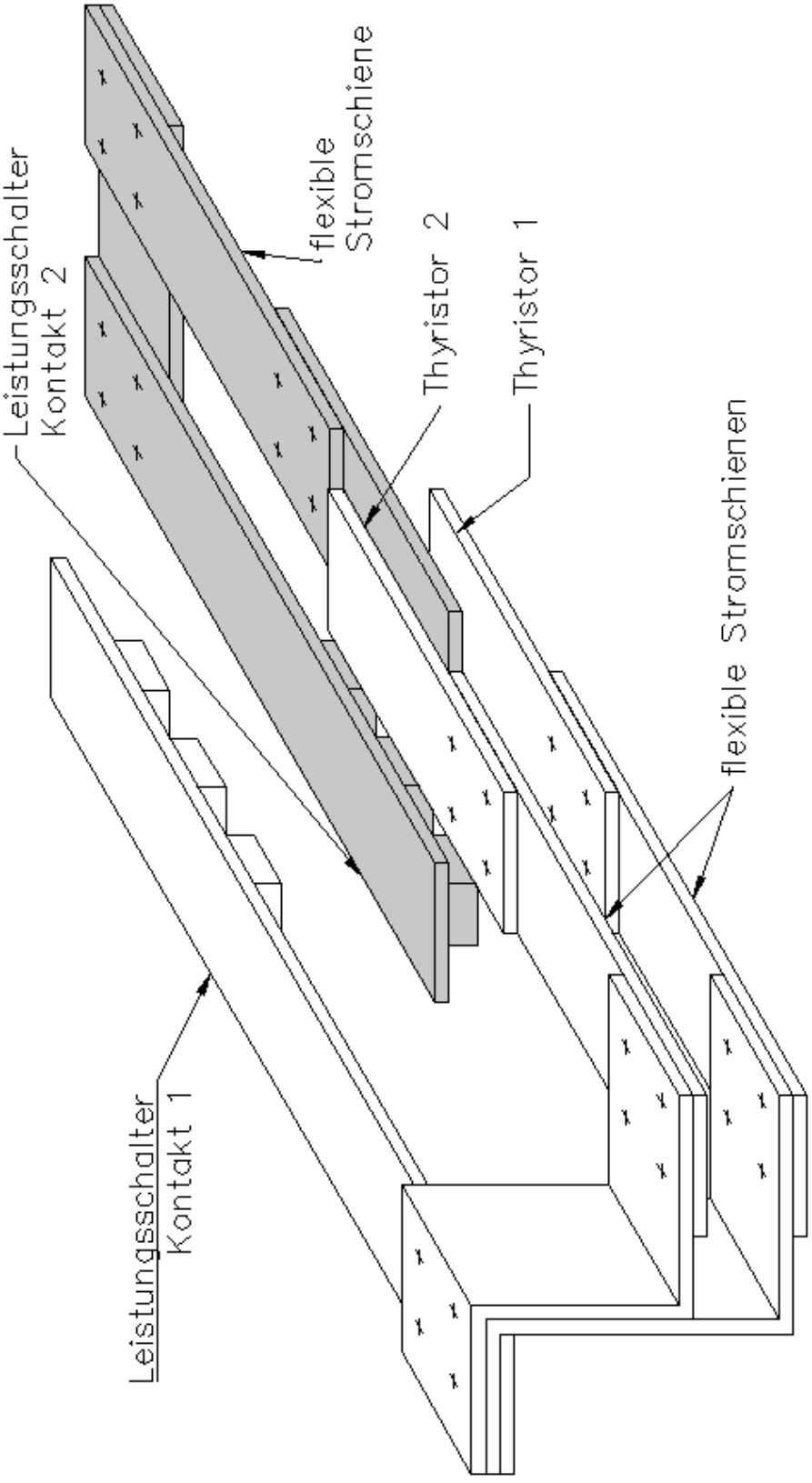


Abbildung 8.5: Aufbau der Verschienung zwischen dem Leistungsschalter und den Thyristoren.

8.2.2. Abschätzung der wirksamen Stromkräfte

Betrachtet man den Aufbau der Verschienung, wie in Abbildungen 8.5 dargestellt, so kann darauf geschlossen werden, dass die größten Kräfte an den parallel verlaufenden Schienen an Thyristor und Leistungsschalter auftreten. Berücksichtigt man weiters, dass die größte Kraft im Zeitpunkt gleichmäßiger Stromaufteilung zwischen dem Leistungsschalter und dem Thyristor auftritt, so kann die Zeitabhängigkeit des Stromes vernachlässigt werden. Zur Berechnung der Kraft soll außerdem eine vereinfachte Darstellung der Stromschienen durch Linienleiter, wie in Abbildung 8.6 dargestellt, herangezogen werden.

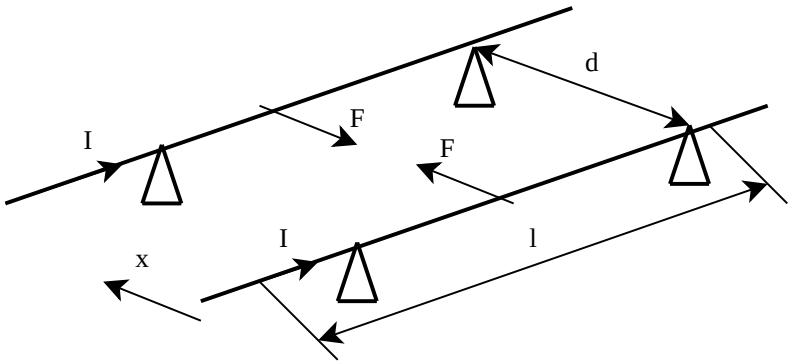


Abbildung 8.6: Vereinfachte Anordnung zur Berechnung der Kraft an den Stromschienen zwischen dem Leistungsschalter und den Thyristoren.

Der Betrag der anziehenden Kraft in der Anordnung aus Abbildung 8.6 kann nun zu

$$F = \frac{\mu_0 \, I^2}{2 \, \pi \, d} \, l \tag{8.43}$$

berechnet werden.
Da die Stromschienen über Stützisolatoren montiert werden, ist die maximal zulässige Kraft durch die Biegebruchkraft der Stützisolatoren festgelegt. Im Fall des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems sollen Epoxydharzisolatoren mit einer nach [10] maximal zulässigen Biegebruchkraft von 5 kN eingesetzt werden. Setzt man nun in (8.43) die voraussichtliche Distanz der Stromschienen von

$$d = 105 \text{ mm},$$

die voraussichtliche Länge der Anordnung von

$$l = 900 \text{ mm},$$

sowie den maximalen Einschaltstrom bei gleichmäßiger Aufteilung zwischen Thyristor und Leistungsschalter von

$$\mathrm{I} = \frac{1}{2} \, 2,5 \, \mathrm{I}_N = 25 \text{ kA}$$

ein, so folgt eine resultierende Kraft von

$$F = 1071,429 \text{ N}.$$

Diese Kraft ist deutlich geringer als die zulässige Biegebruchkraft der Stützisolatoren. Die Verschaltung von Thyristor und Leistungsschalter kann somit wie geplant über die gewählten Epoxydharzisolatoren abgestützt werden.

9. Steuerung des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems

Die Steuerung eines hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems wurde bereits in einer vorangegangenen Diplomarbeit [9] entwickelt. Des Weiteren wurde diese Steuerung in einer Bachelorarbeit [13] aktualisiert und an den eingesetzten Leistungsschalter und die eingesetzten Thyristoren angepasst.
In diesem Abschnitt sollen zuerst die Komponenten der Synchronsteuerung, siehe Abschnitt 9.1, beschrieben werden. Anschließend wird in den Abschnitten 9.2 und 9.3 auf die Ansteuerschaltungen des Leistungsschalters und des Thyristors eingegangen, da diese Schaltungen an die eingesetzte Hardware angepasst werden müssen.

9.1. Komponenten des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems

Die Steuerung des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems wird aus einem Steuergerät, welches in der Messkabine angeordnet ist, und mehreren Ansteuereinheiten, welche im Prüffeld aufgebaut sind, zusammengesetzt. Abbildung 9.1 stellt den Aufbau der Synchronsteuerung aus den unterschiedlichen Einzelkomponenten schematisch dar.
Das Steuergerät besitzt eine Synchronisationseinheit um die Phasenlage der Netzspannung zu ermitteln. Ist die Synchronisierung des Steuergeräts vorhanden, so kann der Einschaltzeitpunkt des Hybridschalters festgelegt werden. Die Steuersignale für die Hybridschalter werden basierend auf dem Einschaltzeitpunkt anhand einer Parametrierungstabelle im Steuergerät berechnet, siehe Abbildung 9.1.

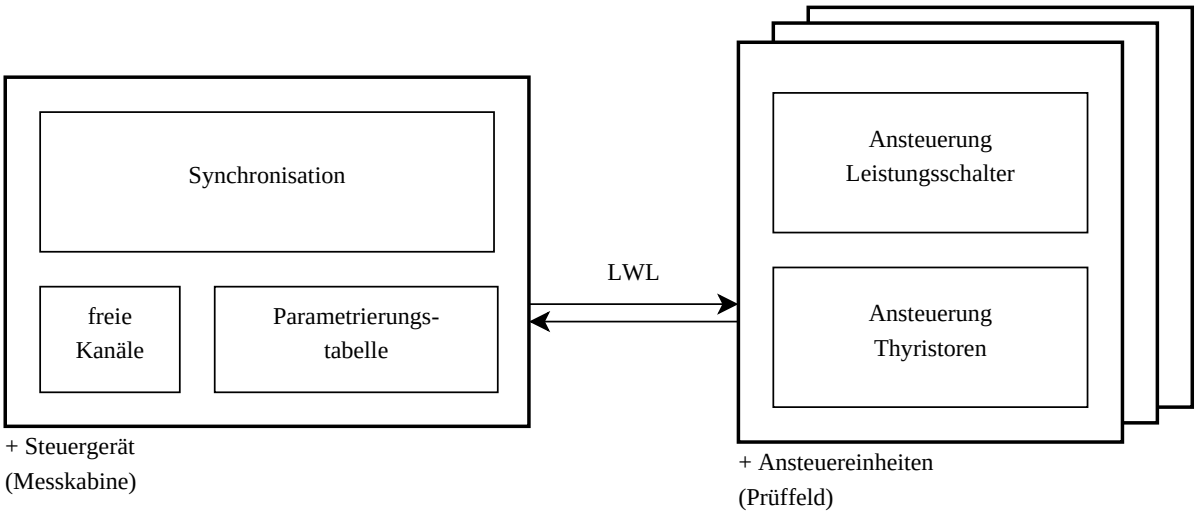


Abbildung 9.1: Komponenten der Steuerung des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems nach [9].

Da in Prüfabläufen häufig zusätzliche Steuersignale, wie z.B. zum Starten einer Messung, benötigt werden, stellt das Steuergerät außerdem 15 frei verfügbare, synchronisierte Kanäle zur Verfügung.
Die Ansteuereinheiten werden benötigt um eine galvanische Trennung zwischen dem Steuergerät in der Messkabine und den Anlagen im Prüffeld herzustellen. Es werden daher Lichtwellenleiter zur Realisierung der Datenübertragung eingesetzt. Außerdem beinhalten die Ansteuereinheiten Treiberschaltungen zum Schalten des Leistungsschalters, sowie zum Zünden der Thyristoren.

9.2. Ansteuerschaltung des Leistungsschalters

Zum Einschalten des Leistungsschalters werden die Schaltkontakte durch das Auslösen eines Federspeichers in die geschlossene Position bewegt. Die Auslösung des Federspeichers zum Einleiten des Schaltvorganges kann durch eine Spule gesteuert werden, wobei die Kenndaten dieser Spule aus Tabelle 9.1 entnommen werden können. Nachdem der Leistungsschalter geschlossen ist, wird der Federspeicher automatisch über einen Elektromotor gespannt um für einen erneuten Schaltzyklus zur Verfügung zu stehen.

Tabelle 9.1: Kenndaten der Spule zum Einschalten des Leistungsschalters [21].

Nenn-spannung [Vdc]	zulässige Spannung [V]	maximaler Strom [A]	Widerstand [Ω]
220	$187 - 242$	$0,12$	$1710 - 2090$

Wie aus Tabelle 9.1 entnommen werden kann, benötigt die Einschaltspule eine Spannung von 220 V. Um diese Spannung über die Steuerung schalten zu können, soll ein Solid-State-Relais eingesetzt werden. Dieses Bauelement ist ein Halbleiterschalter, welcher über Optokoppler gesteuert wird um eine galvanische Trennung zwischen dem Steuerstromkreis und dem Laststromkreis herzustellen. Die Spezifikationen des verwendten Solid-State-Relais vom Typ SSR-D4D07 sind in Tabelle 9.2 angegeben.

Tabelle 9.2: Spezifikationen des Solid-State-Relais SSR-D4D07.

Steuerspannung [V]	maximaler Eingangsstrom [mA]	maximale Ausgangsspannung [Vdc]	maximaler Ausgangsstrom [A]
$3,5 - 32$	28	400	7

Mittels dieses Solid-State-Relais kann der Leistungsschalter über eine Schaltung wie in Abbildung 9.2 gesteuert werden. In dieser Schaltung wird die Ansteuereinheit des Leistungsschalters durch eine Spule L dargestellt, wobei außerdem eine Freilaufdiode an

den Steueranschlüssen des Leistungsschalters zum Abbau des Spulenstromes vorzusehen ist. Die Steuerspannung U_g stellt weiters das Eingangssignal des Solid-State-Relais dar.

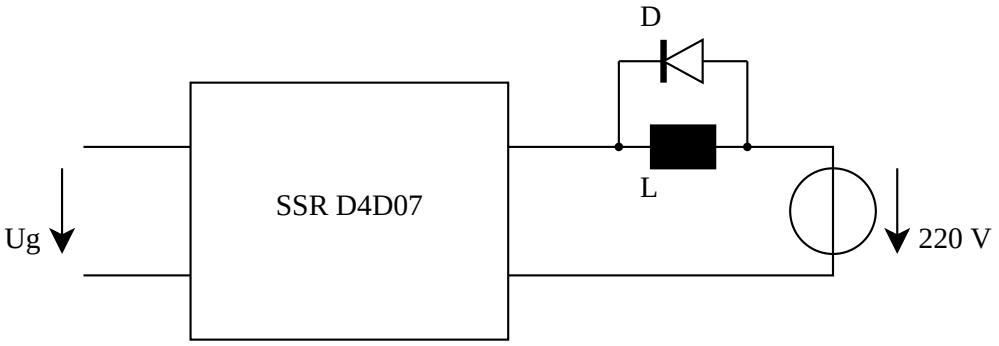


Abbildung 9.2: Schaltung zur Steuerung des Leistungsschalters nach [9].

9.3. Ansteuerschaltung des Thyristors

Zum Zünden der Thyristoren werden Stromimpulse eingesetzt, siehe Abschnitt 3.2.5. Um unter allen Betriebsbedingungen ein zuverlässiges Zünden der Halbleiter zu gewährleisten sind im Datenblatt des eingesetzten Thyristors [8] die folgenden Anforderungen an den Zündstromimpuls definiert:

1. Die Stromanstiegsgeschwindigkeit des Zündimpulses di_G/dt muss 6 A/μs betragen, um einen Primärstrom mit einer Stromanstiegsgeschwindigkeit von $di_T/dt = 300\text{A}/\mu\text{s}$ schalten zu können.

2. Die Amplitude des Zündstromimpulses soll $\hat{\text{I}}_G = 3$ A betragen.

3. Der 5-fache Wert des Zündstromes $\text{I}_G = 350$ mA soll nicht unterschritten werden.

Um diese Anforderungen zu erfüllen, soll eine Steuerschaltung wie in Abbildung 9.3 eingesetzt werden.

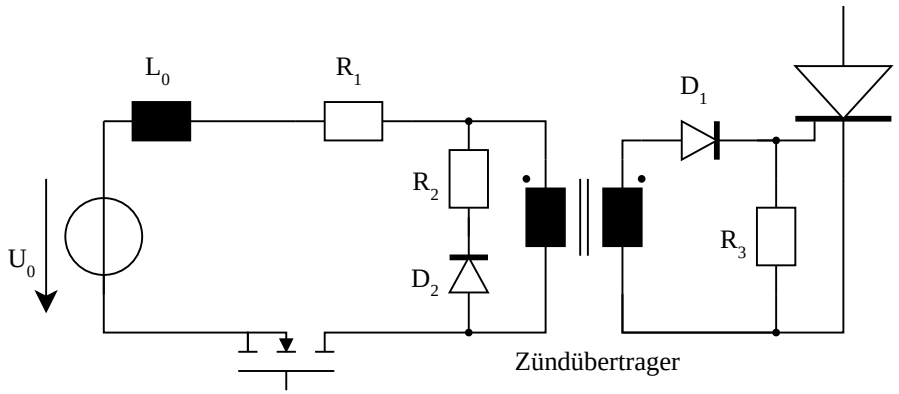


Abbildung 9.3: Ansteuerschaltung des Thyristors zur Erzeugung eines Zündimpulses.

Der Widerstand R_1 dient in dieser Schaltung zur Einstellung der Amplitude des Zündstromimpulses. Da mit einer Leitungslänge von 5 m zwischen der Zündspannungsquelle und den Thyristoren zu rechnen ist, kann die Leitungsinduktivität, wie in Abbildung 9.3 ersichtlich, nicht vernachlässigt werden. Soll eine verdrillte Leitung eingesetzt werden, so kann mit $L' \approx 1\,\mu H/m$ eine Leitungsinduktivität von

$$L_0 = 5\,\mu H \tag{9.1}$$

abgeschätzt werden.
In der Schaltung aus Abbildung 9.3 wird außerdem ein Transformator verwendet, um eine galvanische Trennung zwischen dem Steuerstromkreis und dem Leistungsstromkreis herzustellen. Diese Maßnahme ist notwendig, da im Leistungsstromkreis gefährliche Spannungen bis zu einigen kV auftreten können. Die Kenndaten des eingesetzten Zündübertragers vom Typ IT258 der Firma Schaffner sind in Tabelle 9.3 angegeben [20].

Tabelle 9.3: Kenndaten des Zündübertragers, IT258 [20].

Übersetzungs-Verhältnis ü [1]	Spitzen-spannung $\hat{U}$ [kV]	Spannungs-Zeit-Fläche $\int u_{Tr}\,dt$ [μVs]	Haupt-induktivität L_h [mH]	Streu-induktivität L_k [μH]	Widerstand R_k [Ω]
1	3,2	250	2,5	3	1,37

Zur Dimensionierung der Schaltung soll der Zündübertrager durch das Transformatorersatzschaltbild, wie in Abbildung 9.4, dargestellt werden.

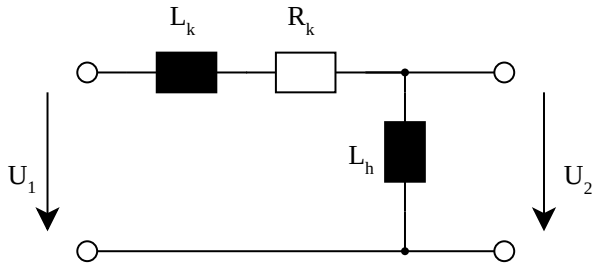


Abbildung 9.4: Ersatzschaltbild des Zündübertragers.

Die Spannungen und Ströme der Sekundärseite müssen hierbei nicht umgerechnet werden, da der Transformator ein Übersetzungsverhältnis von ü= 1 aufweist, siehe Tabelle 9.3.
Um negative Spannungen am Gate des Thyristors zu verhindern, ist eine Diode D_1 zwischen dem Transformator und dem Gate des Thyristors vorzusehen. Die Diode D_2 ist eine Freilaufdiode und dient mit R_2 zur Entmagnetisierung des Transformators im ausgeschalteten Zustand des MOSFET.

Ist der MOSFET hingegen durchgeschaltet, so wird eine Schaltung wie in Abbildung 9.5 wirksam, wobei die Flussspannung des Schalters vernachlässigt wurde.

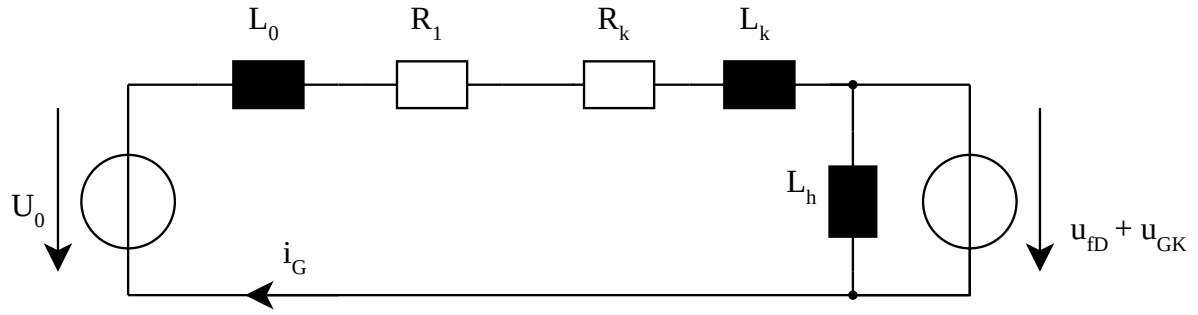


Abbildung 9.5: Vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Dimensionierung der Zündschaltung des Thyristors.

Die Flussspannung der Diode D_1 wurde zu $U_{fD} = 2$ V angenommen und für die Flussspannung der Gate-Kathoden-Strecke des Thyristors wurde aus dem Datenblatt [8] ein mittlerer Wert von $U_{GK} = 3$ V entnommen. Betrachtet man nochmals die Schaltung aus Abbildung 9.5 für den Einschaltzeitpunkt t_0, so wird ersichtlich, dass die Stromanstiegsgeschwindigkeit

$$\frac{di_G}{dt} = \frac{1}{L_k + L_0} \left(U_0 - U_{GK} - U_{fD}\right) \tag{9.2}$$

nur durch die Streuinduktivität des Transformators und die Induktivität der Leitung begrenzt wird. Anhand dieser Gleichung kann die benötigte Versorgungsspannung

$$U_0 = U_{GK} + U_{fD} + (L_k + L_0) \frac{di_G}{dt} = 53 \text{ V} \tag{9.3}$$

zur Erzielung der laut Datenblatt des Thyristors geforderten Stromanstiegsgeschwindigkeit berechnet werden. Um die Kosten des Steuergerätes zu reduzieren, soll ein Netzteil mit einer Spannung von

$$U_0 = 48 \text{ V}$$

eingesetzt werden. Die Amplitude des Zündimpulses kann anschließend über den Widerstand

$$R_1 = \frac{U_0 - U_{GK} - U_{fD}}{\hat{I}_G} - R_k = 12,963\,\Omega \approx 10\,\Omega \tag{9.4}$$

festgelegt werden.
Um ein sicheres Einschalten des Thyristors in der Nähe des Spannungsnulldurchganges der Netzspannung zu gewährleisten, muss der Zündimpuls ausreichende Zeit am Gate des Thyristors anliegen. Zur Bestimmung der maximalen Impulsdauer müssen die Hauptinduktivität des Transformators und die zulässige Spannungs-Zeit-Fläche bis zur Sättigung des Transformators berücksichtigt werden. Betrachtet man die Schaltung aus Abbildung 9.5, so wird ersichtlich, dass die Spannung an der Hauptinduktivität des

Transformators durch die Flussspannungen der Gate-Kathoden-Strecke des Thyristors und der Diode gegeben sind. Die Spannungs-Zeit-Fläche des Transformators kann somit über

$$\int \mathrm{u}_{Tr}\, dt = \mathrm{T}_p\, (\mathrm{U}_{GK} + \mathrm{U}_{fD}) = \mathrm{L}_h\, \Delta \mathrm{I}_G \tag{9.5}$$

abgeschätzt werden, wobei T_p die Dauer des Zündimpulses und $\Delta \mathrm{I}_G$ die Änderung des Gatestromes während der Dauer des Zündimpulses darstellen. Soll der 5-fache Zündstrom nicht unterschritten werden, so kann die maximale Impulsdauer zu

$$\mathrm{T}_{p\,max} = \frac{\mathrm{L}_h \left(\hat{\mathrm{I}}_G - 5\,\mathrm{I}_G\right)}{\mathrm{U}_{GK} + \mathrm{U}_{fD}} = 625\,\mu\mathrm{s} \tag{9.6}$$

berechnet werden. Da die Schaltfrequenz des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems sehr gering ist, kann der Widerstand zur Entmagnetisierung des Transformators zu

$$\mathrm{R}_2 = 10\,\Omega$$

festgelegt werden.
Um Überspannungen am Gate des Thyristors zu reduzieren, soll die Gate-Kathoden-Strecke des Halbleiters über den Widerstand $\mathrm{R}_3 = 270\,\Omega$ bedämpft werden.
Die Bauteilwerte der Ansteuerschaltung sind nun nochmals in Tabelle 9.4 zusammengefasst. Eine detaillierte Dimensionierung, Simulation und Messung der eben behandelten Zündschaltung kann außerdem aus [13] entnommen werden.

Tabelle 9.4: Bauteilwerte der Ansteuerschaltung des Thyristors.

Bauteile	Wert
R_1	10 Ω
R_2	10 Ω
R_3	270 Ω
Zündübertrager	Schaffner IT258
MOSFET	IRF840
D_1, D_2	MUR8100

10. Messungen

10.1. Messung der Einschaltgenauigkeit

Um zu überprüfen ob die in Abschnitt 1 geforderte Einschaltgenauigkeit des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems von $55,56\,\mu$s erfüllt werden kann, soll diese anhand einiger Messungen verifiziert werden. Da die Einschaltgenauigkeit lediglich durch den Thyristor und die Steuerung bestimmt wird, hat der Leistungsschalter keinen Einfluss auf das Ergebnis dieser Messung. Aus diesem Grund soll der Leistungsschalter bei diesem Messaufbau nicht inkludiert werden. Es kann daher eine Messschaltung wie in Abbildung 10.1 dargestellt verwendet werden.

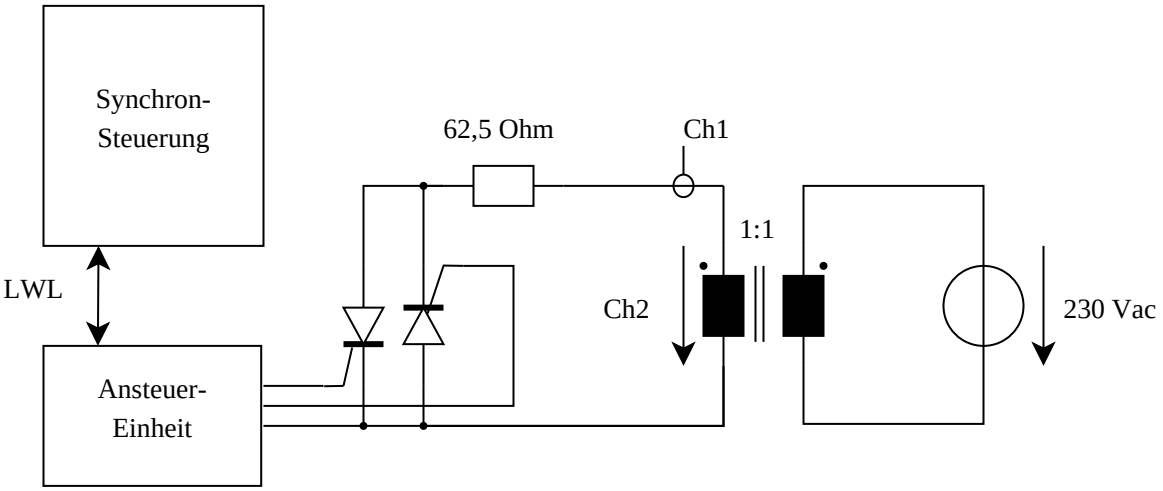


Abbildung 10.1: Messschaltung zur Ermittlung der Einschaltgenauigkeit.

Bei dieser Messschaltung wird der Hauptstromkreis des Thyristors über einen Trenntransformator mit 230 V versorgt und durch einen Widerstand mit $3,68$ A belastet. Der Thyristor kann daher nicht in der Nähe des Spannungsnulldurchganges gezündet werden, da die Dauer des Zündimpulses bei dieser geringen Belastung nicht ausreichend ist um den Haltestrom von 350 mA zu überschreiten. Für die folgenden Messungen soll daher das Einschalten im Spannungsmaximum betrachtet werden.
Die Bestimmung des Einschaltzeitpunktes erfolgt nun bei jeder Messung durch die Ermittlung der Zeitdifferenz zwischen dem Nulldurchgang der Versorgungsspannung und der Flanke des Thyristorstromes. Hierbei werden die Spannung am Trenntransformator über einen Differentialtastkopf und der Thyristorstrom mittels einer Stromzange gemessen. Eine Auflistung der gemessenen Einschaltzeitpunkte t_{ein} und den Abweichungen vom Sollwert,

$$\Delta \mathrm{t}_{ein} = \mathrm{t}_{ein} - 5\ \mathrm{ms},$$

kann aus Tabelle 10.1 entnommen werden.

Aus den Abweichungen der Einschaltzeitpunkte vom Sollwert laut Tabelle 10.1, kann festgestellt werden, dass die Einschaltzeitpunkte des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems innerhalb der zulässigen Abweichung von $55,56\,\mu$s liegen.

Tabelle 10.1: Gemessene Einschaltzeitpunkte beim Einschalten des hybriden, synchronen Hochstromeinschaltsystems im Spannungsmaximum.

positives Spannungsmaximum		negatives Spannungsmaximum	
t_{ein} [ms]	Δt_{ein} [μs]	t_{ein} [ms]	Δt_{ein} [μs]
5,0063	6,3	4,9943	-5,7
5,0063	6,3	5,0003	0,3
5,0003	0,3	5,0103	10,3
4,9823	-17,7	5,0063	6,3
5,0163	16,3	5,0063	6,3
4,9983	-1,7	4,9843	-15,7
4,9963	-3,7	5,0183	18,3
5,0023	2,3	4,9963	-3,7
4,9983	-1,7	5,0163	16,3
5,0043	4,3	4,9779	-22,1

10.2. Messung der Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters

Die Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters, insbesondere die Streuung der Einschaltverzögerung, ist maßgeblich für die Stromleitdauer des Thyristors während des Einschaltvorganges des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems. Somit sind auch die Thyristorverluste von der Streuung der Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters abhängig.
Es soll daher die Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters über eine Messschaltung wie in Abbildung 10.2 festgestellt werden. Bei dieser Messschaltung wird der mechanische Leistungsschalter über die Synchronsteuerung eingeschaltet. Das Schaltsignal des Leistungsschalters wird wie im realen Einsatz über die Ansteuereinheit und ein Solid-State-Relais (SSR) an den Leistungsschalter übertragen, siehe Abbildung 10.2.
Die Messung der Einschaltverzögerung erfolgt nun durch die Erfassung der Verzögerungszeit zwischen dem Eingangssignal des Solid-State-Relais und dem Schließen der Schalterkontakte. Um den Einschaltzeitpunkt der Schalterkontakte feststellen zu können, werden die parallel geschalteten Hauptkontakte und ein Hilfskontakt des Leistungsschalters über Widerstände belastet. Somit können die Einschaltzeitpunkte der unterschiedlichen Kontakte des Leistungsschalters anhand von Strommessungen erfasst werden.

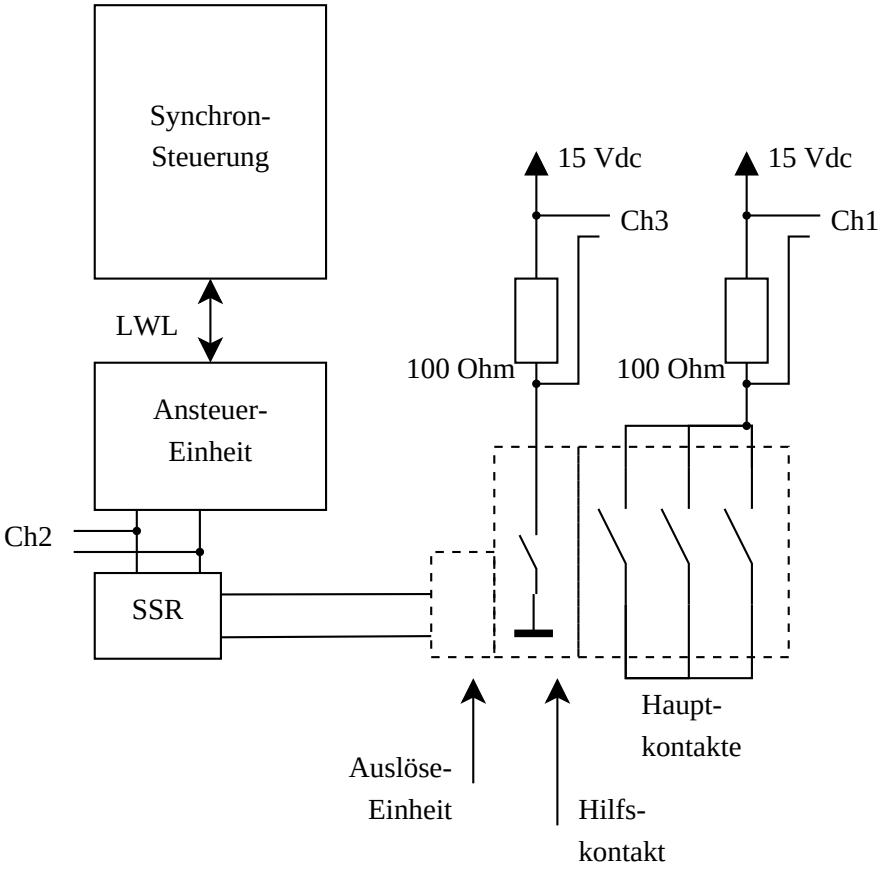


Abbildung 10.2: Messschaltung zur Ermittlung der Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters.

Wie in Abbildug 10.2 dargestellt, werden die parallel geschalteten Hauptkontakte, sowie ein Hilfskontakt des Leistungsschalters hierbei jeweils mit einer Gleichspannung von 15 V versorgt und jeweils über einen Widerstand von $100\,\Omega$ belastet. Der resultierende Strom von $0,15$ A kann schließlich direkt an den Widerständen mittels Differentialtastköpfen abgegriffen werden, siehe Abbildung 10.2.
Tabelle 10.2 enthält die aus den Messwerten errechneten Einschaltverzögerungen zwischen dem Steuersignal und dem Hilfskontakt, sowie zwischen dem Hilfskontakt und den Hauptkontakten des Leistungsschalters, wobei für die Messung der Verzögerung zwischen dem Steuersignal und den Hilfskontakten drei Messreihen durchgeführt wurden. Aus den Werten in Tabelle 10.2 kann entnommen werden, dass die Verzögerung zwischen dem Hilfskontakt und den Hauptkontakten im Mittel einen Wert von $687,5\,\mu$s ergibt, wobei eine Streuung von $200\,\mu$s auftritt. Diese Streuung beträgt nur 10% der erwarteten Streuung der Einschaltzeit von 2 ms und stellt daher kein Problem für die Belastung des Thyristors dar. Trägt man jedoch die Verzögerung zwischen dem Steuersignal und dem Hilfskontakt in einem Diagramm auf, so wird ersichtlich, dass die Verzögerung eine Streuung von 5 ms aufweist, siehe Abbildung 10.3.

Tabelle 10.2: Gemessene Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters.

Steuersignal - Hilfskontakt			Hilfskontakt - Hauptkontakte
[ms]	[ms]	[ms]	[μs]
60,5	59,3	59,9	708
60,3	57,9	58,1	689
59,5	58,1	58,1	595
59,3	58,3	58,1	617
62,1	58,7	58,7	690
59,9	58,7	58,7	691
58,3	57,9	58,3	799
59,3	57,5	58,1	688
59,3	58,5	59,1	703
58,5	58,3	58,7	695

Diese Streuung stellt einen unerwartet hohen Wert dar, da in der Auslegung des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems mit einer Streuung der Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters von nur 2 ms gerechnet wurde.
Sollten weitere Messungen ergeben, dass die Streuung der Einschaltzeit auch bei höheren Strömen 5 ms beträgt, so ist es notwendig, dass der Thyristor den Einschaltstrom für bis zu 5 ms führen kann. Da der Thyristor jedoch nur für eine Einschaltdauer von 2 ms ausgelegt ist, muss damit gerechnet werden, dass der Nennstrom des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems reduziert werden muss, um den Thyristor nicht zu überlasten.

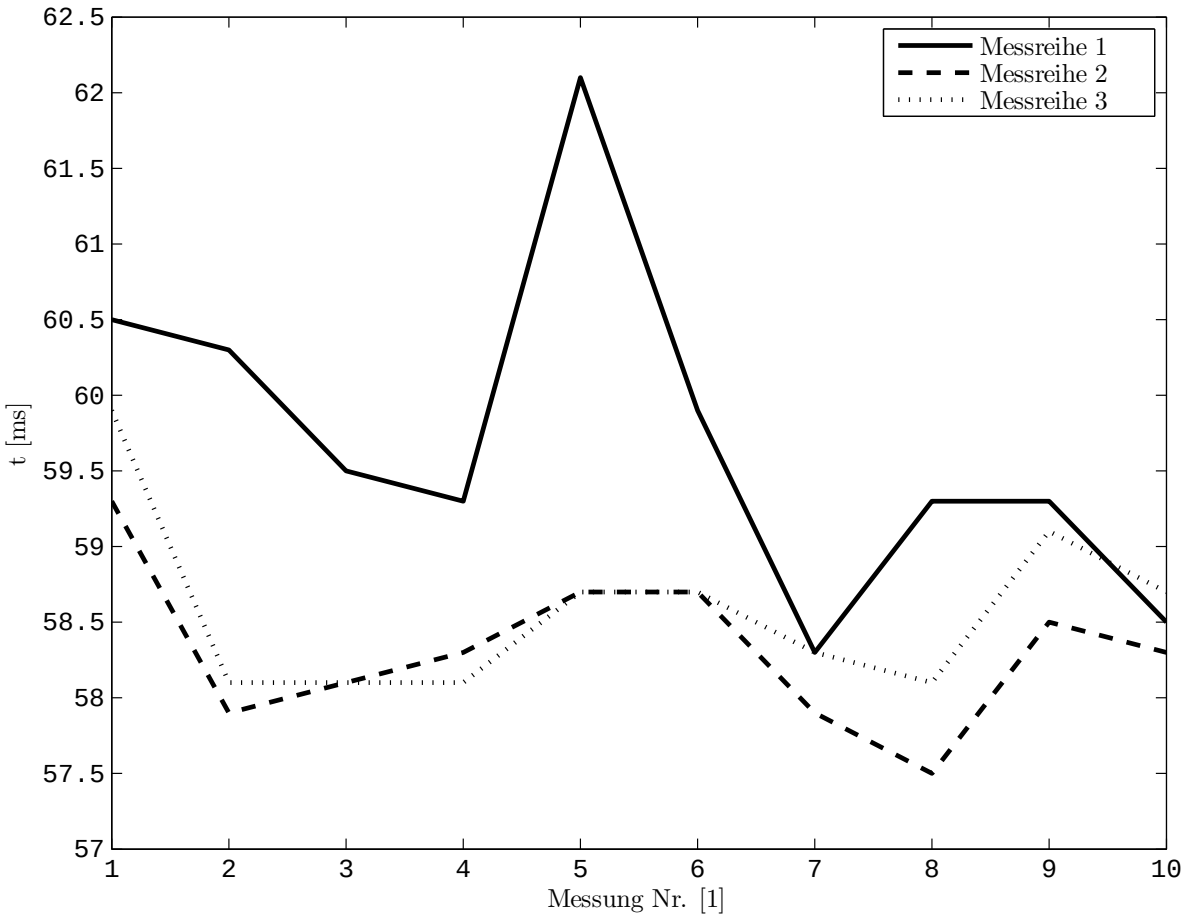


Abbildung 10.3: Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters für jeweils 10 Schaltversuche.

10.3. Messung des Einschaltvorganges

Nachdem die einzelnen Komponenten des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems getestet wurden, soll nun die Funktionalität des Gesamtsystem verifiziert werden. Im Speziellen sollen die Stromtragfähigkeit des Systems, sowie die Kommutierung des Laststromes vom Thyristor auf den Leistungsschalter während des Einschaltvorganges überprüft werden. Zu diesem Zweck wird eine Messschaltung wie in Abbildung 10.4 eingesetzt. Bei diesem Messaufbau wird das hybride synchrone Hochstromeinschaltsystem über den Prüftransformator, einen Vorwiderstand und einen Nachwiderstand zwischen zwei Phasen des Drehstromnetzes geschaltet. Die Spannung am Prüfaufbau wird hierbei über den Stufenschalter des Transformators zu

$$\mathrm{U}_{vw2} = 400\,\mathrm{V}$$

eingestellt. Da die Verschienung zwischen den Thyristoren und dem Leistungsschalter zum Zeitpunkt des Versuchsaufbaues noch nicht fertiggestellt war, musste der Aufbau über Kabel realisiert werden. Aus diesem Grund kann der Versuchsaufbau nicht mit dem

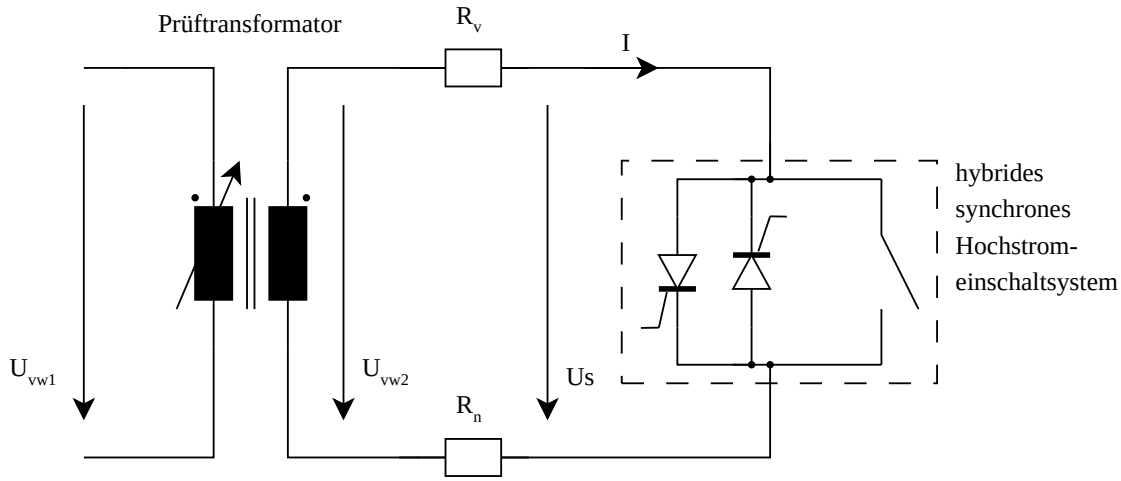


Abbildung 10.4: Messschaltung zur Aufnahme des Einschaltvorganges des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems.

vollen Strom belastet werden. Um dennoch eine möglichst hohe Belastung zu erzielen, soll ein Strom von 6 kA für die Tests herangezogen werden.
Vor- und Nachwiderstand werden daher zu

$$\mathrm{R}_v = \mathrm{R}_n = 33,34\,\mathrm{m}\Omega$$

eingestellt.
Abbildung 10.5 zeigt den Einschaltvorgang des Versuchsaufbaues im Spannungsnulldurchgang, wobei die Kanäle von oben nach unten wie folgt belegt sind:

1. Laststrom, I
2. Spannung am hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystem, U_s
3. Netzspannung, U_{vw1}

Aus Abbildung 10.5 wird ersichtlich, dass das hybride synchrone Hochstromeinschaltsystem einen Strom von 6 kA zuverlässig einschalten, und über die Dauer von einigen Netzperioden führen kann.

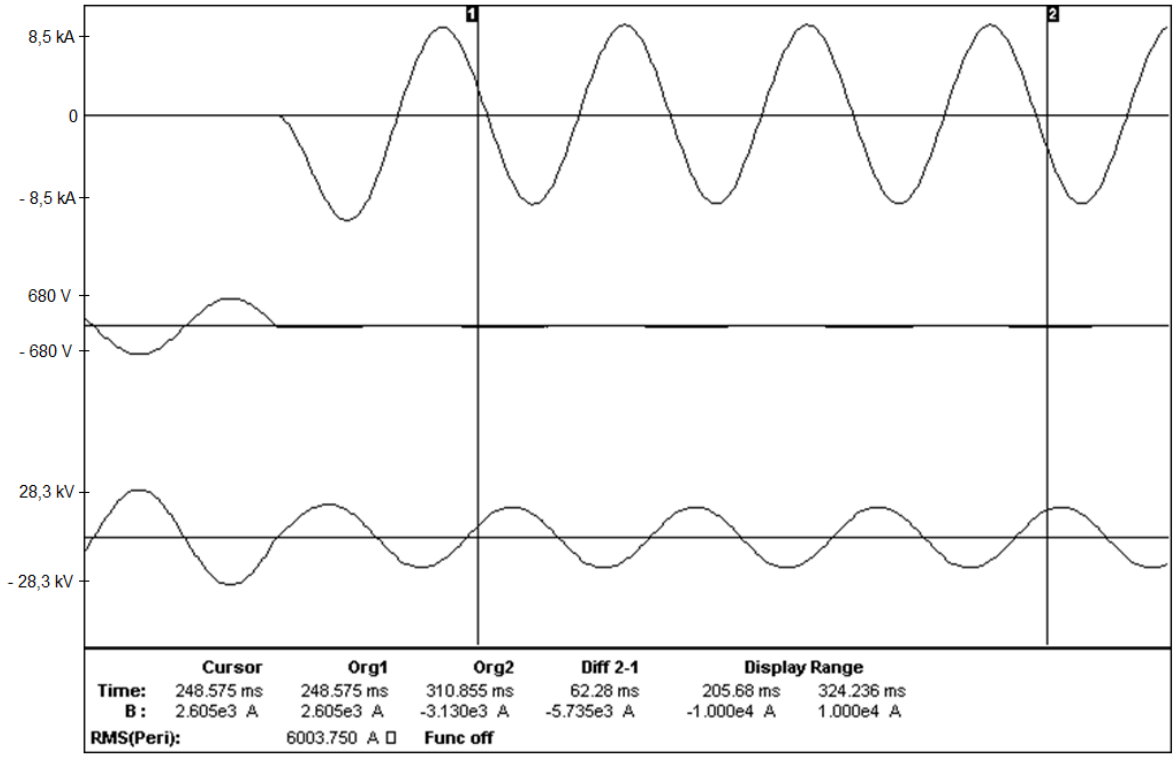


Abbildung 10.5: Messung des Einschaltvorganges des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems bei 6 kA.

11. Ausblick

Im Zuge der Diplomarbeit konnte ein einphasiger Prototyp des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems entworfen und in einem Versuchsaufbau realisiert werden. Da die Verschienung zwischen den Thyristoren und dem Leistungsschalter zum Zeitpunkt des Versuchsaufbaues jedoch noch nicht vollständig verfügbar war, konnte der Aufbau nur mittels Kabel realisiert werden. Der zulässige Laststrom war somit auf 6 kA begrenzt.
Anhand des Versuchsaufbaues konnte dennoch die Funktionalität des hybriden Schaltsystems bei Strömen von bis zu 6 kA, unter Einhaltung der Einschaltgenauigkeit von 1° elektrisch, anhand von Messungen bestätigt werden.
Bei der Überprüfung des Leistungsschalters musste jedoch festgestellt werden, dass der eingesetzte Leistungsschalter(Terasaki AR216s) eine unerwartet hohe Streuung der Einschaltverzögerung aufweist. Aus diesem Grund muss davon ausgegangen werden, dass der Nennstrom des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems reduziert werden muss um eine Überlastung des Thyristors zu vermeiden. Nach ersten Abschätzungen ist hierbei mit einem maximal zulässigen Strom von etwa 12 kA zu rechnen.
Im nächsten Schritt ist der Aufbau des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems mit den vorgesehenen Stromschienen am Stützgerüst durchzuführen. Anschließend können weitere Messungen durchgeführt werden, um die Stabilität der Stützkonstruktion zu verifizieren.
Sind diese Schritte abgeschlossen, so kann eine Phase des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems im Prüffeld N30 montiert werden. Die weiteren Phasen können anschließend realisiert werden.

A. Implementierung in Matlab/ Simulink

A.1. Elektrisches Verhalten der Schaltung

```
function circuit_sfunction(block)
  %------------------------------------------------------------
  % DEFINITION DER VARIABLEN
  %------------------------------------------------------------
  % Zustände
  % x(1)= i_T
  % x(2)= i_S
  %
  % Eingänge
  % u1(1)= U_q
  % u2(1)= x
  %
  % Ausgänge
  % y(1)= i_T
  % y(2)= i_S
  % y(3)= i_v
  % y(4)= u_T
  %
  % Parameter
  % p(1)= R_v
  % p(2)= L_v
  % p(3)= L_pT
  % p(4)= L_pS
  % p(5)= a
  % p(6)= b
  % p(7)= c
  % p(8)= d
  % p(9)= r_S
  % p(10)= U_LB

setup(block);

function setup(block)

  % Anzahl der Eingangs- und Ausgangsports
  block.NumInputPorts  = 2;
  block.NumOutputPorts = 4;

  % Anzahl der zeitkontinuierlichen Zustaende
  block.NumContStates = 2;
```

```
% Anzahl der Parameter
block.NumDialogPrms = 1;

% Dimensionen der Eingangsports
% Flag DirectFeedthrough kennzeichnet, ob ein Eingang direkt an einem
% Ausgang auftritt, d.h. y=f(u)
block.InputPort(1).Dimensions        = 1;
block.InputPort(1).SamplingMode = 'Sample';
block.InputPort(1).DirectFeedthrough = false;
block.InputPort(2).Dimensions        = 1;
block.InputPort(2).SamplingMode = 'Sample';
block.InputPort(2).DirectFeedthrough = false;

% Dimensionen der Ausgangsports
block.OutputPort(1).Dimensions       = 1;
block.OutputPort(1).SamplingMode = 'Sample';
block.OutputPort(2).Dimensions       = 1;
block.OutputPort(2).SamplingMode = 'Sample';
block.OutputPort(3).Dimensions       = 1;
block.OutputPort(3).SamplingMode = 'Sample';
block.OutputPort(4).Dimensions       = 1;
block.OutputPort(4).SamplingMode = 'Sample';

% Einstellen der Abtastzeit: [0 0] wird verwendet fuer die
% zeitkontinuierliche Simulation.
block.SampleTimes = [0 0];

%-----------------------------------------------------------
% NICHT VERAENDERN
%-----------------------------------------------------------
%
% Registrieren der einzelnen Methoden
% Hier: InitializeConditions ... Initialisierung
%       Outputs ...          Berechnung der Ausgaenge
%       Derivatives ...      Berechnung der Zustaende
%       Terminate ...        Konsistentes Beenden der Simulation

block.RegBlockMethod('InitializeConditions',    @InitConditions);
block.RegBlockMethod('Outputs',                 @Output);
block.RegBlockMethod('Derivatives',             @Derivatives);
block.RegBlockMethod('Terminate',               @Terminate);

%-----------------------------------------------------------
```

```
% Setzen der Anfangsbedingungen der Zustaende
%-------------------------------------------------------------------

function InitConditions(block)

  % Eingabe der Anfangsbedingungen
  s0= [0  0];

  % Schreiben auf Objekt block (NICHT VERAENDERN)
  block.ContStates.Data = s0;

%-------------------------------------------------------------------
% Berechnen der Ausgaenge
%-------------------------------------------------------------------

function Output(block)

  % Einlesen der Parameter des Systems
  a= block.DialogPrm(1).Data(5);
  b= block.DialogPrm(1).Data(6);
  c= block.DialogPrm(1).Data(7);
  d= block.DialogPrm(1).Data(8);


  % Shortcut fuer den Zustand
  s = block.ContStates.Data;
  i_T= s(1);
  i_S= s(2);

  % Shortcut fuer den Eingang
  U_q = block.InputPort(1).Data(1);
  x = block.InputPort(2).Data(1);

  % Berechnung der Ausgaenge
  i_v = i_T + i_S;
  if(i_T < 0)
      u_T= 0;
  else
      u_T = a + (b * i_T) + c * log((i_T + 1)) + d * sqrt(i_T);
  end

  % Schreiben auf Objekt block
  block.OutputPort(1).Data = i_T;
  block.OutputPort(2).Data = i_S;
```

```
  block.OutputPort(3).Data = i_v;
  block.OutputPort(4).Data = u_T;

%------------------------------------------------------------------
% Berechnen der Zustaende
%------------------------------------------------------------------

function Derivatives(block)

 % Einlesen der Parameter des Systems
  R_v= block.DialogPrm(1).Data(1);
  L_v= block.DialogPrm(1).Data(2);
  L_pT= block.DialogPrm(1).Data(3);
  L_pS= block.DialogPrm(1).Data(4);
  a= block.DialogPrm(1).Data(5);
  b= block.DialogPrm(1).Data(6);
  c= block.DialogPrm(1).Data(7);
  d= block.DialogPrm(1).Data(8);
  r_S= block.DialogPrm(1).Data(9);
  U_LB= block.DialogPrm(1).Data(10);

  % Shortcut fuer den Zustand
  s = block.ContStates.Data;
  i_T= s(1);
  i_S= s(2);

  % Shortcut fuer den Eingang
  U_q = block.InputPort(1).Data(1);
  x = block.InputPort(2).Data(1);


  % Berechnen der Ableitungen
  % Schalter ist offen
  if(x < 1)
      % Schalter war schon geschlossen,
      % Lichtbogen erloschen
      if(i_S < 0)
                  i_S = 0;

      end

      % kein Lichtbogen
      if(i_S == 0)
          i_Tp = -(-U_q + (R_v * i_T) + a +..
```

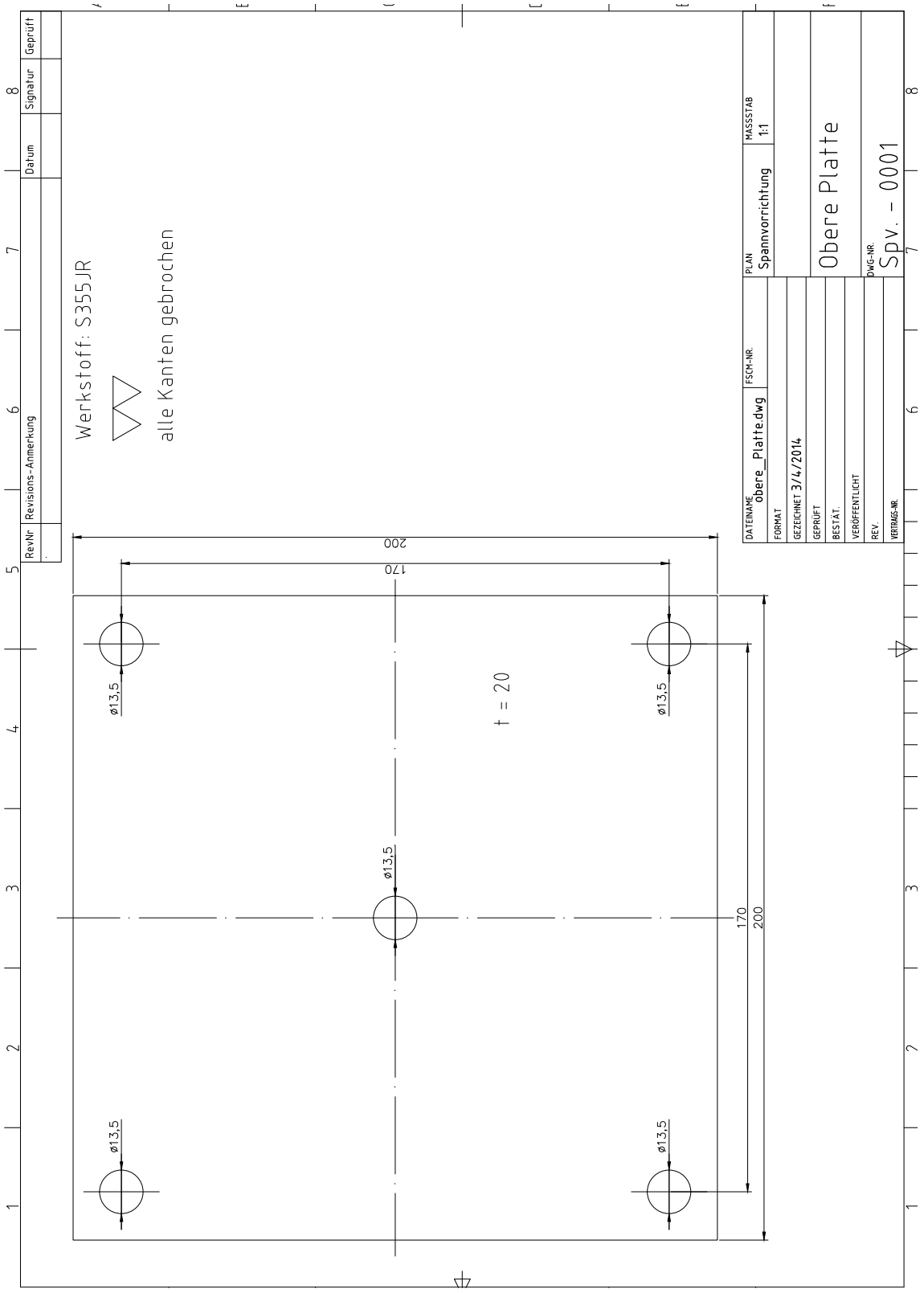
```
                (b * i_T) + c * log((i_T + 1)) +..
                d * sqrt(i_T)) / (L_v + L_pT);
        i_Sp = 0;

    % Lichtbogen
    else
        % anscheinend nur wegen Datentyp
        if(i_T < 0)
            i_T = 0;

        end
            i_Tp = -(-U_q * L_pS + R_v * i_S * L_pS +..
                        R_v * i_T * L_pS - L_v * U_LB +..
                        d * sqrt(i_T) * L_v + d * sqrt(i_T) * L_pS +..
                        a * L_v + a * L_pS + b * i_T * L_v +..
                        b * i_T * L_pS + c * log(i_T + 0.1e1) * L_v +..
                        c * log(i_T + 0.1e1) * L_pS) /..
                        (L_v * L_pS + L_pT * L_v + L_pT * L_pS);

            i_Sp = -(-U_q * L_pT + R_v * i_S * L_pT +..
                        R_v * i_T * L_pT - d * sqrt(i_T) * L_v -..
                        a * L_v - b * i_T * L_v -..
                        c * log(i_T + 0.1e1) * L_v + L_v * U_LB +..
                        U_LB * L_pT) /..
                        (L_v * L_pS + L_pT * L_v + L_pT * L_pS);

        %end

    end

% Schalter ist geschlossen
else
    if(i_T < 0)
        i_Tp = 0;
        i_Sp = 0;
    else
        i_Tp = -(-U_q * L_pS + R_v * i_S * L_pS +..
                R_v * i_T * L_pS - L_v * r_S * i_S +..
                d * sqrt(i_T) * L_v + d * sqrt(i_T) * L_pS +..
                a * L_v + a * L_pS + b * i_T * L_v +..
                b * i_T * L_pS + c * log(i_T + 0.1e1) * L_v +..
                c * log(i_T + 0.1e1) * L_pS) /..
                (L_v * L_pS + L_pT * L_v + L_pT * L_pS);
```

```
        i_Sp = -(-U_q * L_pT + R_v * i_S * L_pT +..
                 R_v * i_T * L_pT - d * sqrt(i_T) * L_v -..
                 a * L_v - b * i_T * L_v -..
                 c * log(i_T + 0.1e1) * L_v +..
                 L_v * r_S * i_S + r_S * i_S * L_pT) /..
                 (L_v * L_pS + L_pT * L_v + L_pT * L_pS);

    end

end

% Schreiben auf Objekt block
ds= [i_Tp i_Sp];
block.Derivatives.Data = ds;

%-------------------------------------------------------------
% Operationen am Ende der Simulation
%-------------------------------------------------------------

% Die function Terminate wird hier nicht verwendet,
% muss aber vorhanden sein!
function Terminate(block)
```

A.2. Mechanisches Verhalten des Leistungsschalters

```
function xm= position(q)

t= q(1);
Tm= q(2);
dm= q(3);
Tdelay= q(4);

% if(t > Tdelay)
%       t= t-Tdelay;
%       xm=   1.01 + sin(2*pi/Tm.*t).*exp(-dm*t);
%
% else
%       xm= 0;

xm = 0;

if(t > Tdelay)&&(t < Tdelay + 1000e-6)
    xm = 2;
%elseif(t > Tdelay + 2000e-6)&&(t < Tdelay + 3000e-6)
%    xm = 2;
elseif(t > Tdelay + 2000e-6)
    xm = 2;
end

end
```

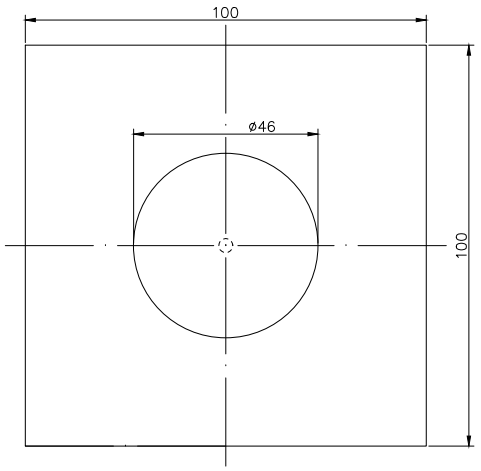
B. Fertigungszeichnungen


RevNr
Revisions-Anmerkung
Datum
Signatur
Geprüft
Werkstoff: S355JR
alle Kanten gebrochen
DATEINAME obere_Platte.dwg
FSCM-NR.
PLAN Spannvorrichtung
MASSSTAB 1:1
FORMAT
GEZEICHNET 3/4/2014
GEPRÜFT
BESTÄT.
VERÖFFENTLICHT
REV.
VERTRAGS-NR.
DWG-NR. Spv. - 0001
Obere Platte
200
170
ø13,5
t = 20

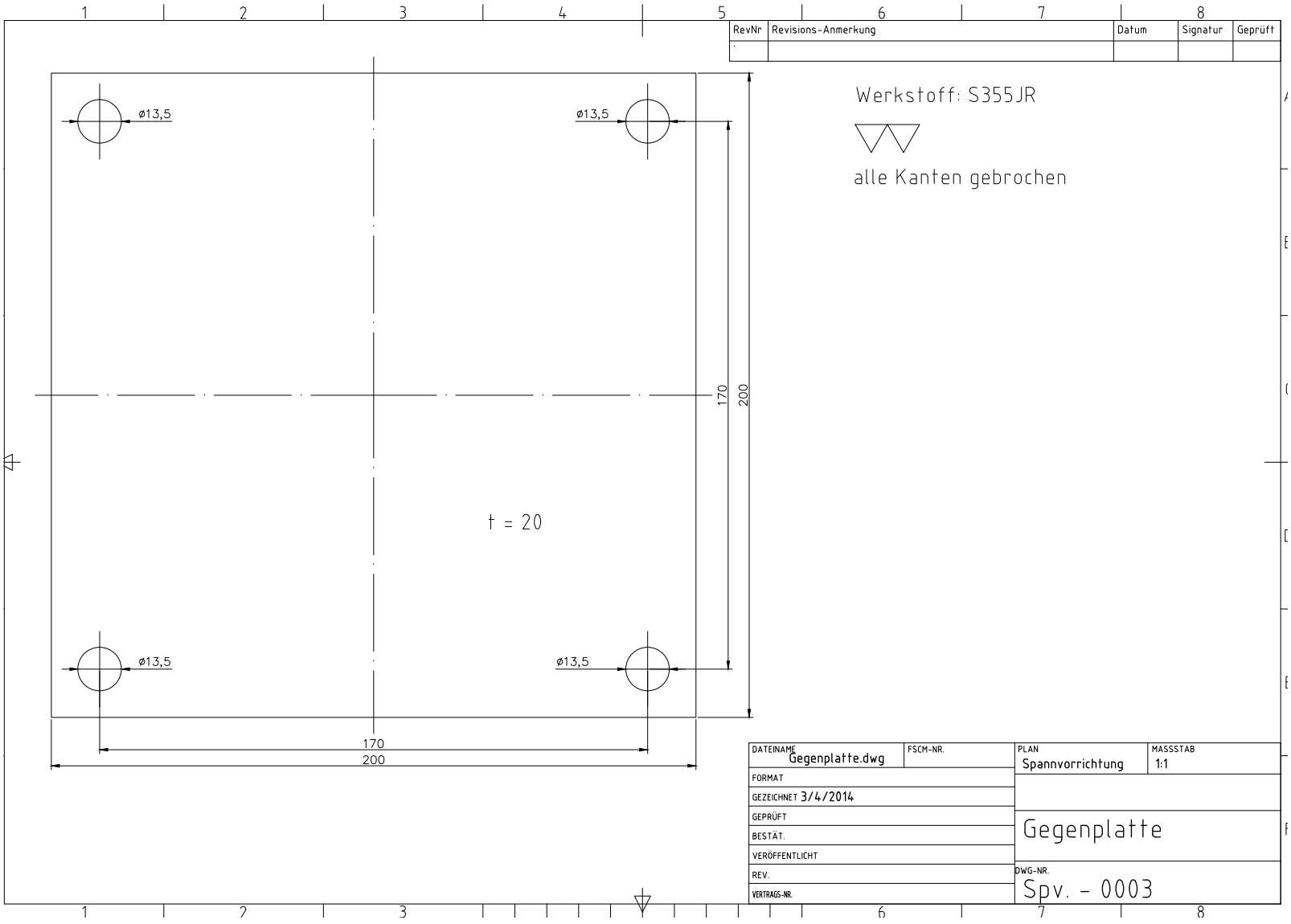
RevNr	Revisions-Anmerkung	Datum	Signatur	Geprüft
.				

Werkstoff: S355JR

alle Kanten gebrochen



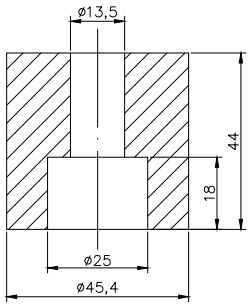
DATEINAME untere_Platte.dwg	FSCM-NR.	PLAN Spannvorrichtung	MASSSTAB 1:1
FORMAT			
GEZEICHNET 3/4/2014			
GEPRÜFT		Untere Platte	
BESTÄT.			
VERÖFFENTLICHT			
REV.		DWG-NR. Spv. - 0002	
VERTRAGS-NR.			


1 2 3 4 5 6 7 8
RevNr | Revisions-Anmerkung | Datum | Signatur | Geprüft
Werkstoff: S355JR
alle Kanten gebrochen
ø13,5
ø13,5
ø13,5
ø13,5
170
200
t = 20
170
200
DATEINAME Gegenplatte.dwg
FSCM-NR.
PLAN Spannvorrichtung
MASSSTAB 1:1
FORMAT
GEZEICHNET 3/4/2014
GEPRÜFT
BESTÄT.
VERÖFFENTLICHT
REV.
VERTRAGS-NR.
Gegenplatte
DWG-NR.
Spv. - 0003

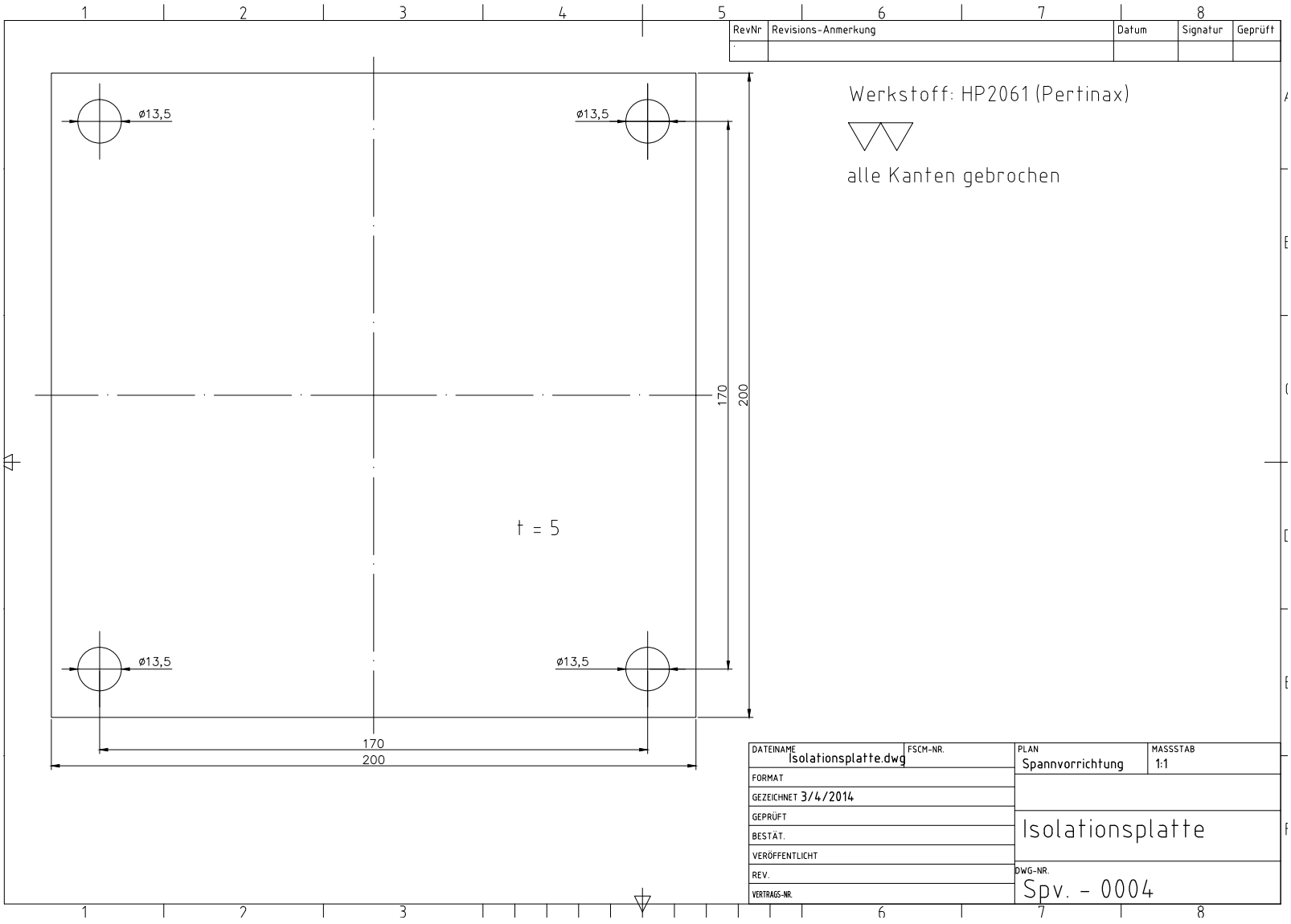
RevNr	Revisions-Anmerkung	Datum	Signatur	Geprüft
.				

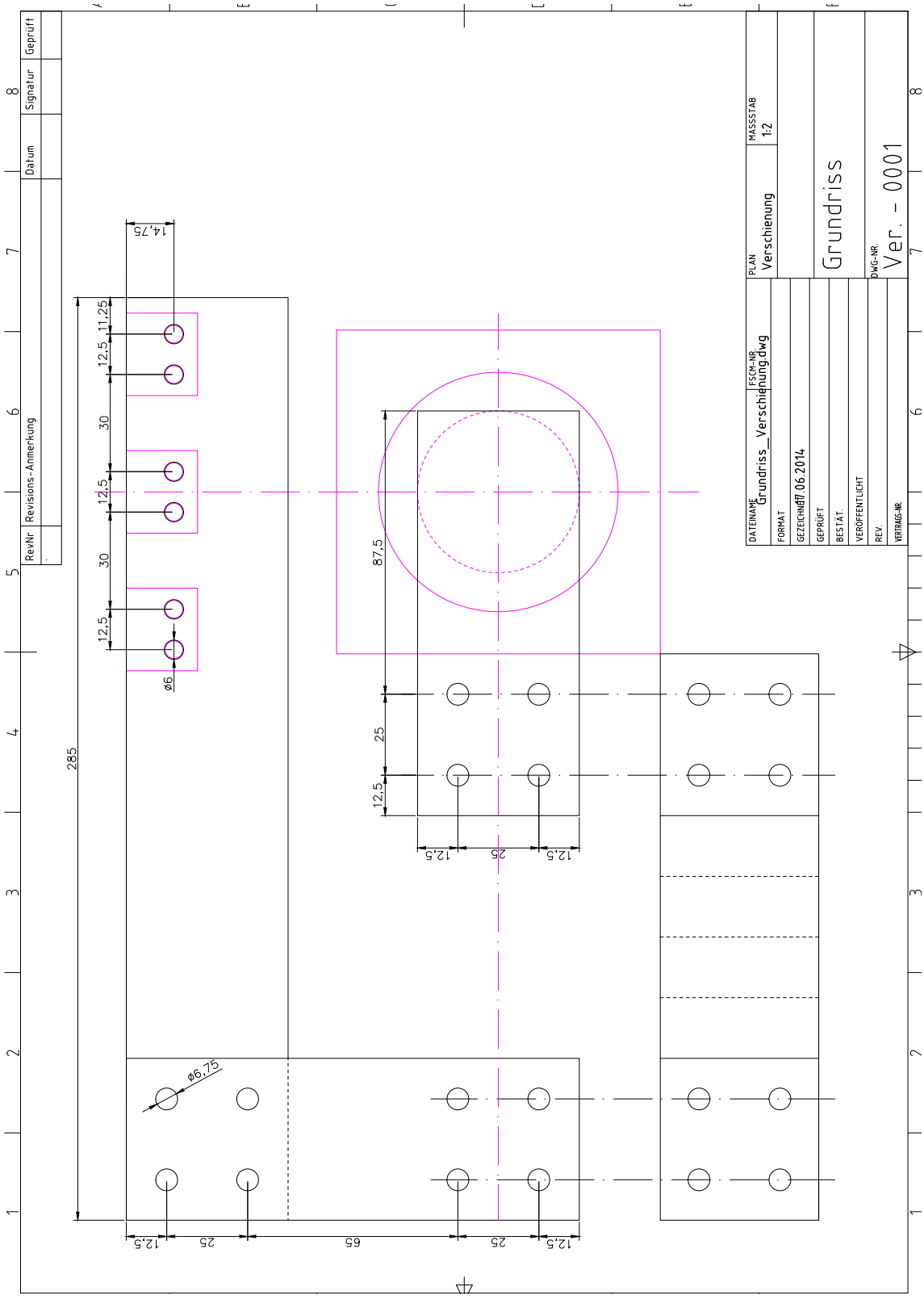
Werkstoff: Aluminium

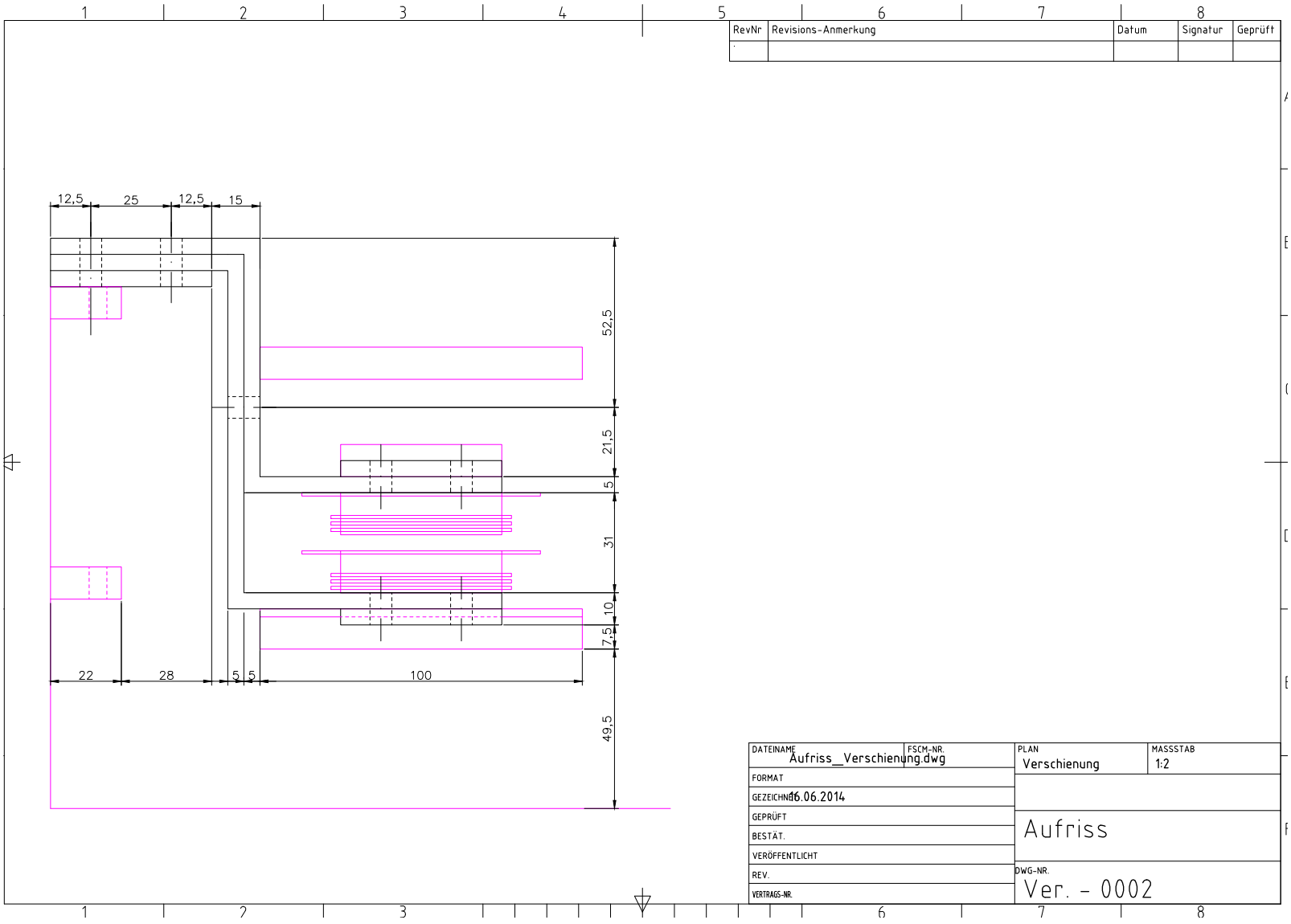
alle Kanten gebrochen

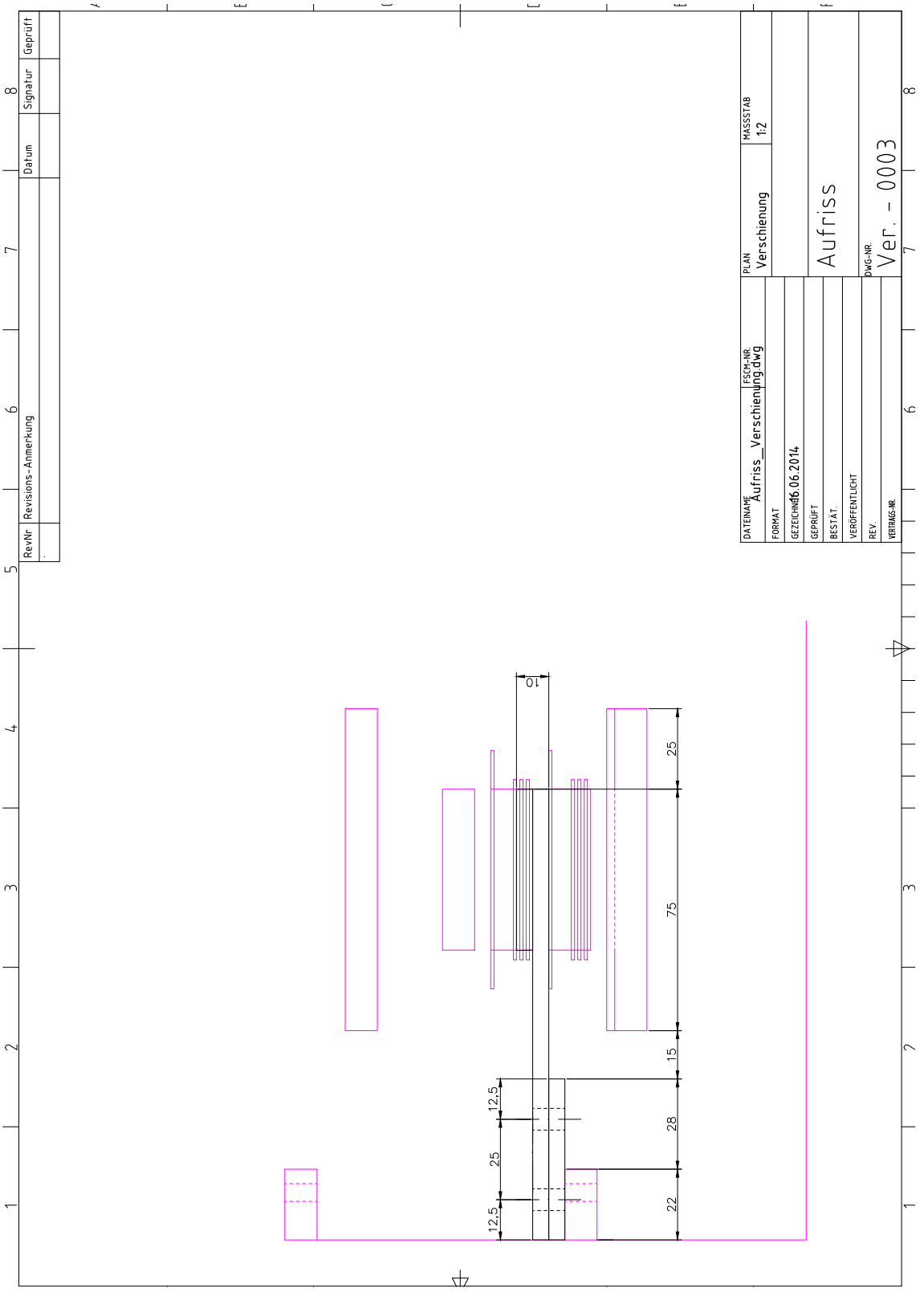


DATEINAME Zentrierungsbolzen.dwg	FSCM-NR.	PLAN Spannvorrichtung	MASSSTAB 1:1
FORMAT			
GEZEICHNET 3/4/2014			
GEPRÜFT		Zentrierungsbolzen	
BESTÄT.			
VERÖFFENTLICHT			
REV.		DWG-NR. Spv. - 0005	
VERTRAGS-NR.			


1 2 3 4 5 6 7 8
RevNr | Revisions-Anmerkung | Datum | Signatur | Geprüft
Werkstoff: HP2061 (Pertinax)
alle Kanten gebrochen
ø13,5
ø13,5
ø13,5
ø13,5
170
200
t = 5
170
200
DATEINAME Isolationsplatte.dwg
FSCM-NR.
PLAN Spannvorrichtung
MASSSTAB 1:1
FORMAT
GEZEICHNET 3/4/2014
GEPRÜFT
BESTÄT.
VERÖFFENTLICHT
REV.
VERTRAGS-NR.
Isolationsplatte
DWG-NR.
Spv. - 0004


RevNr
Revisions-Anmerkung
Datum
Signatur
Geprüft
DATEINAME Grundriss_Verschiednung.dwg
FSCM-NR.
PLAN Verschienung
MASSSTAB 1:2
FORMAT
GEZEICHNET 06.2014
GEPRÜFT
BESTAT.
VERÖFFENTLICHT
REV.
VERTRAGS-NR.
DWG-NR. Ver. - 0001
Grundriss
14,75
11,25
12,5
30
12,5
30
12,5
ø6
285
87,5
25
12,5
12,5
25
12,5
ø6,75
12,5
25
65
25
12,5


1
2
3
4
5
6
7
8
RevNr
Revisions-Anmerkung
Datum
Signatur
Geprüft
12,5
25
12,5
15
52,5
21,5
5
31
10
7,5
49,5
22
28
5
5
100
DATEINAME
Aufriss__Verschienung.dwg
FSCM-NR.
FORMAT
GEZEICHNET
16.06.2014
GEPRÜFT
BESTÄT.
VERÖFFENTLICHT
REV.
VERTRAGS-NR.
PLAN
Verschienung
MASSSTAB
1:2
Aufriss
DWG-NR.
Ver. - 0002


RevNr
Revisions-Anmerkung
Datum
Signatur
Geprüft
DATEINAME Aufriss_Verschienung.dwg
FSCM-NR.
PLAN Verschienung
MASSSTAB 1:2
FORMAT
GEZEICHNET 6.06.2014
GEPRÜFT
BESTÄT.
VERÖFFENTLICHT
REV.
VERTRAGS-NR.
DWG-NR. Ver. - 0003
Aufriss
10
25
75
15
28
22
12.5
25
12.5

Abbildungsverzeichnis

2.1. Einlinienschaltbild des Leistungsversuchsfeldes N30 [22]. 8
3.1. Schaltung zur Untersuchung des Einschaltvorganges in Wechselstromkreisen. 10
3.2. Verlauf des Einschaltstromes in rein induktiven Wechselstromnetzen. . . 12
3.3. Aufbau und Schaltsymbol des Thyristors. 13
3.4. Kennlinien des Thyristors. 14
3.5. Ersatzschaltbild des Thyristors zur Beschreibung des Zündvorganges. . . 15
3.6. Zeitlicher Verlauf des Einschaltvorganges eines Thyristors. 17
3.7. Zeitlicher Verlauf des Ausschaltvorganges eines Thyristors. 18
3.8. Steuercharakteristik mit Zündbereichen eines Thyristors. 19
5.1. Einphasiges Ersatzschaltbild des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems. 24
7.1. Vereinfachtes Ersatzschaltbild des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems bestehend aus einer Phase und einer Stromrichtung. 28
7.2. Skizze des Schaltungsaufbaues zur Bestimmung der Kommutierungsinduktivität. 30
7.3. Vergleich unterschiedlicher Darstellungsformen der Durchlasskennlinie für den Thyristor Infineon T1901N [7]. 33
7.4. Dynamisches System zur Modellierung des thermischen Thyristorverhaltens. 34
7.5. Transienter Wärmeübergangswiderstand des Thyristors Infineon T1901N [7]. 36
7.6. Vereinfachte Funktion zur Abbildung des mechanischen Verhaltens eines Leistungsschalters. 38
7.7. Gliederung der Simulation in physikalische Domänen. 38
8.1. Aufbau der Spannvorrichtung des Thyristors. 42
8.2. Federkraft der Federsäule nach (8.13) mit Tellerfedern aus Tabelle 8.1. . 45
8.3. Approximierung der Platte durch einen Stab zur groben Auslegung der oberen Druckplatte nach [19]. 46
8.4. Approximierung der Platte durch einen Stab zur Auslegung der unteren Druckplatte nach [19]. 49
8.5. Aufbau der Verschienung zwischen dem Leistungsschalter und den Thyristoren. 56
8.6. Vereinfachte Anordnung zur Berechnung der Kraft an den Stromschienen zwischen dem Leistungsschalter und den Thyristoren. 57
9.1. Komponenten der Steuerung des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems nach [9]. 59
9.2. Schaltung zur Steuerung des Leistungsschalters nach [9]. 61
9.3. Ansteuerschaltung des Thyristors zur Erzeugung eines Zündimpulses. . . 61
9.4. Ersatzschaltbild des Zündübertragers. 62
9.5. Vereinfachtes Ersatzschaltbild zur Dimensionierung der Zündschaltung des Thyristors. 63
10.1. Messschaltung zur Ermittlung der Einschaltgenauigkeit. 65

10.2. Messschaltung zur Ermittlung der Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters. 67
10.3. Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters für jeweils 10 Schaltversuche. 69
10.4. Messschaltung zur Aufnahme des Einschaltvorganges des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems. 70
10.5. Messung des Einschaltvorganges des hybriden synchronen Hochstromeinschaltsystems bei 6 kA. 71

Tabellenverzeichnis

4.1. Werte der Prüfspannungen bei entsprechenden Nennisolationsspannungen U_i laut [16]. 21
4.2. Zusammenfassung der Anforderungen an den Leistungsschalter bei $U_n = 2$ kV und $I_n = 20$ kA. 22
4.3. Sperr- und Blockierspannungen des Thyristors bei unterschiedlichen Nennstrangspannungen U_n. 23
4.4. Zusammenfassung der Anforderungen an den Thyristor bei $U_n = 2$ kV. . 23
6.1. Kennwerte des Leistungskreises, Terasaki AR216s nach [21]. 25
7.1. Vorauswahl von Thyristoren für $U_n = 1,5$ kV. 26
7.2. Vorauswahl von Thyristoren für $U_n = 2$ kV. 27
7.3. Werte der Vorimpedanz für $\cos(\varphi_v) = 0,1$. 29
7.4. Vergleich der Thyristorbelastungen anhand der Simulation nach Abschnitt 7.2.8. 40
8.1. Kennwerte der eingesetzten Tellerfeder nach [14]. 43
8.2. Plattenstärke der oberen Druckplatte in Abhängigkeit vom eingesetzten Material. 48
8.3. Plattenstärke der unteren Druckplatte in Abhängigkeit vom eingesetzten Material. 52
8.4. Zulässige Vorspannkraft bei $\sigma_{red\,zul} = 0,9\,R_{p02}$ und das dafür notwendige Anziehdrehmoment bei Kopf- und Gewindereibung von $\mu = 0,14$ für Schrauben mit metrischem Gewinde nach [4]. 53
8.5. Technische Daten von Hartpapier HP2061 nach [18]. 54
9.1. Kenndaten der Spule zum Einschalten des Leistungsschalters [21]. 60
9.2. Spezifikationen des Solid-State-Relais SSR-D4D07. 60
9.3. Kenndaten des Zündübertragers, IT258 [20]. 62
9.4. Bauteilwerte der Ansteuerschaltung des Thyristors. 64
10.1. Gemessene Einschaltzeitpunkte beim Einschalten des hybriden, synchronen Hochstromeinschaltsystems im Spannungsmaximum. 66
10.2. Gemessene Einschaltverzögerung des mechanischen Leistungsschalters. . . 68

Literatur

[1] Ausschuss Federn im DIN: *DIN 2092 Tellerfedern - Berechnung*. Norm, DIN Deutsches Institut für Normung e.V., März 2006.

[2] Backlund, B. und Schweizer, T.: *Mechanical clamping of press-pack high power semiconductors*. Application Note, ABB Switzerland Ltd Semiconductors, Aug. 2013.

[3] Czichos, H. und Hennecke, M.: *HÜTTE Das Ingenieurwissen*. Akademischer Verein Hütte e.V., Berlin, 34. Aufl., 2012.

[4] DIN 13: *Metrisches ISO-Gewinde; Auswahlreihen für Schrauben, Bolzen und Muttern von 1 bis 52 mm Gewindedurchmesser und Grenzmaße*. Norm, DIN Deutsches Institut für Normung e.V., Okt. 1983.

[5] Fenz, C. J.: *Hybrides synchrones Hochstromeinschaltsystem*. Diplomarbeit, Technikum Wien, Mengergasse 50-54, 1210 Wien, Mai 2002.

[6] Hoffmann, A., Stocker, K. *et al.*: *Thyristor-Handbuch*. Berlin, München: Siemens-Aktiengesellschaft, 4. Aufl., 1967.

[7] Infineon Technologies Bipolar GmbH u. Co.KG: *Technische Information Netz-Thyristor T1901N*. Datenblatt, Feb. 2011.

[8] Infineon Technologies Bipolar GmbH u. Co.KG: *Technische Information Netz-Thyristor T2251N*. Datenblatt, Feb. 2011.

[9] Jonke, P.: *Dreiphasige Synchronsteuerung für hybride Hochstromeinschaltsysteme*. Diplomarbeit, TU Wien, A-1130 Wien, Wattmanngasse 24/13, September 2011.

[10] Kuvag: *Gießharz Innenraum Stützer bis 38,5 kV*. Datenblatt.

[11] Lindmayer, M., Prätsch, R., Edlmayr, F. *et al.*: *Schaltgeräte Grundlagen, Aufbau, Wirkungsweise*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1987.

[12] Müller, R.: *Bauelemente der Halbleiter-Elektronik*. Nr. 2 in *Halbleiter-Elektronik*. Springer -Verlag Berlin Heidelberg, 4. Aufl., 1991.

[13] Mötz, M.: *Design, Realisation and Test of a Controller for a Hybrid Synchronous Switching Device for Short-Circuit Tests*. Bachelorarbeit, Technikum Wien, Juni 2014.

[14] Normenausschuss Federn, Stanzteile und Blechformteile (NAFS) im DIN: *DIN 2093 Tellerfedern - Qualitätsanforderungen - Maße*. Norm, DIN Deutsches Institut für Normung e.V., Dez. 2013.

[15] Ollendorff, F.: *Berechnung magnetischer Felder*, Bd. 1 d. Reihe *Technische Elektrodynamik*. Springer-Verlag Wien, 1952.

[16] OVE 60947: *Niederspannungsschaltgeräte Teil 1: Allgemeine Festlegungen*. Norm, OVE Österreichischer Verband für Elektrotechnik, Nov. 2011.

[17] Rieder, W.: *Plasma und Lichtbogen*. Nr. 10 in *Hochschullehrbuch für Ingenieure, technische Physiker*. Braunschweig : Vieweg, 1967.

[18] Rotek Handels GmbH: *Hartpapier HP 2061 (Pertinax)*. Datenblatt, Aug. 2008.

[19] Sass, F., Bouche, C. und Leitner, A.: *DUBBEL Taschenbuch für den Maschinenbau*, Bd. 1. Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, 13. Aufl., 1974.

[20] Schaffner Group: *Pulse Transformers IT series*. Datenblatt, Mai 2011.

[21] Terasaki Electric Co., Ltd.: *TemPower2*. Katalog 00-P55E, Aug. 2000.

[22] Vasko + Partner Ingenieure: *Ausschreibungsunterlagen zum Neubau des Leistungsversuchsfeldes Teil C. Beilage 1: Funktionale Beschreibung*. Techn. Ber., 2004.