



Bernhard Tscharre, BSc

Entwicklung einer Hochspannungsprüfanlage für die Prüfung von Generatorstäben mit Spannungsspitzen

MASTERARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades

Diplom-Ingenieur

Masterstudium Elektrotechnik

eingereicht an der

Technischen Universität Graz

Betreuer

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Uwe Schichler

Dipl.-Ing. Michael Walch

Institut für

Hochspannungstechnik und Systemmanagement

EIDESSTATTLICHE ERKLÄRUNG

Ich erkläre an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig verfasst, andere als die angegebenen Quellen/Hilfsmittel nicht benutzt, und die den benutzten Quellen wörtlich und inhaltlich entnommenen Stellen als solche kenntlich gemacht habe. Das in TUGRAZonline hochgeladene Textdokument ist mit der vorliegenden Masterarbeit identisch.

Datum

Unterschrift

Danksagung

Die Masterarbeit stellt neben dem Höhepunkt in meinem Studium auch den Abschluss einer großartigen Studentenzeit dar. Ich möchte diese Arbeit all jenen widmen, die mich in dieser Lebensphase begleitet und unterstützt haben.

Ich bedanke mich bei meinem Betreuer *Univ.-Prof. Dr.-Ing. Uwe Schichler* für die Vergabe dieser interessanten Masterarbeit und der guten Betreuung. Durch seine Inputs ist es mir gelungen Ziele zu erreichen, die mir im ersten Moment unerreichbar schienen.

Mein Dank geht auch an meinen Zweitbetreuer *Dipl.-Ing. Michael Walch*, der immer ein offenes Ohr für mich hatte und mich in allen Phasen des Entwicklungsprozesses aktiv unterstützt hat. Weiters möchte ich mich bei allen Mitarbeitern des Instituts für Hochspannungstechnik und Systemmanagement, insbesondere der Werkstatt, für die gute Zusammenarbeit bedanken.

Der *DynamobauZeichenSaal* prägte mein Studentenleben und wurde im Laufe des Studiums zu meinem zweiten Zuhause. Gerne erinnere ich mich an das „*System Engelskreis*“ insbesondere mit meinen Kumpanen *Johannes Gstöhl, Julius Hübner, Christoph Kreuzberger* und *Andreas Sulzenbacher* zurück.

Ich möchte mich auch bei meinen Jugendfreunden, Bewohnern bzw. Kenner der „*Almstube*“ *Paul Ertl, Daniel Heitzmann* und *Michael Muffat*, für all die unvergesslichen gemeinsamen Erlebnisse bedanken.

Herzlichen Dank liebe *Carina* für die wunderschöne gemeinsame Zeit und deine moralische Unterstützung in allen Lebenslagen, thank you *Stuffi*.

Mein besonderer Dank geht an meine Eltern *Rosi* und *Bernhard sen.* alias *B. Čarre Naso* und meine Geschwister *Marlen* und *Tabea*. Ihr habt mir dieses Studium ermöglicht und den nötigen Rückhalt gegeben. Vielen Dank!

Kurzfassung

Der Marktanteil von elektrischen Maschinen, die von Frequenzumrichtern gespeist werden, steigt in Europa stetig. Durch die Fortschritte in der Leistungselektronik sind mittlerweile Umrichter mit Leistungen über 100 MW in Betrieb. Das Spannungsausgangssignal, das an umrichtergespeisten elektrischen Maschinen anliegt, unterscheidet sich jedoch grundlegend von der konventionellen sinusförmigen 50/60-Hz-Netzspannung und stellt daher eine Herausforderung für das Isolationssystem dar. Thema dieser Arbeit ist die Entwicklung einer Hochspannungsprüfanlage, die das Prüfen von Generatorstäben mit Spannungsspitzen ermöglicht. Auf Grund der Bewertung der Simulationsergebnisse verschiedener Schaltungsmöglichkeiten werden eine *Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke* und eine *Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul*, die in der Lage sind repetitive Hochspannungsimpulse mit bis zu 17 kV/1 kHz zu erzeugen, praktisch realisiert. Mit beiden Prüfanlagen werden bereits Generatorstäbe geprüft. Aus den Erkenntnissen der praktischen Versuche ergeben sich die erforderlichen Adaptierungen an den Anlagen, um in weiterer Folge Qualifizierungsprüfungen nach IEC/TS 60034-18-42 durchführen zu können.

Abstract

Rotating machines fed by frequency converters are gaining an increasing market share in Europe. Due to technical progress in power electronics, converters with power ratings above 100 MW are already in operation. However, voltages at the terminals of converter-fed machines are completely different than a conventional sinus voltage of 50/60 Hz, which represents a challenge for the insulation system. Topic of this thesis is to develop a high voltage-pulse-generator in order to test generator bars with spikes. Due to simulation results of several circuit options a *test system based on a rotary spark gap* and a *test system based on a semiconductor switching module* are practically implemented. These test systems generate repetitive high voltage impulses up to 17 kV/1 kHz and are already used for testing generator bars. The results of the practical tests deliver the required adaptations in order to perform qualification tests according to IEC/TS 60034-18-42.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	7
2	Grundlagen	8
2.1	Isoliersystem rotierender Maschinen	8
2.1.1	Isoliersystem Typ II	8
2.1.2	Hauptisolation von Röbelstäben.....	8
2.1.3	Außenglimmschutz.....	8
2.1.4	Endenglimmschutz.....	9
2.2	Spannungen an den Anschlussklemmen einer umrichter gespeisten Maschine	9
2.3	Einfluss der Umrichtersignale auf das Isolationssystem	10
2.4	Definition Spannungspuls	11
2.5	Anforderungsprofil.....	12
2.6	Stand der Technik.....	13
2.6.1	Repetitives Schalten von Hochspannung.....	13
2.6.2	Hochspannungsprüfanlage nach IEC/TS 60034-18-42.....	14
2.6.3	Solid-State Marxgenerator	15
3	Schaltungsvarianten	17
3.1	Schaltungen mit rotierender Funkenstrecke	17
3.1.1	Allgemeines	17
3.1.2	Schaltungsaufbau angelehnt an IEC/TS 60034-18-42.....	17
3.1.3	High-Side-Switching.....	17
3.1.4	Simulationsergebnisse	18
3.2	Schaltungen mit Halbleiterschaltmodul	19
3.2.1	Allgemeines	19
3.2.2	Single-Switch	19
3.2.3	Push-Pull.....	19
3.2.4	Simulationsergebnisse	20
3.3	Auswahl der Schaltung zur praktischen Umsetzung	22
4	Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke	24
4.1	Rotierende Funkenstrecke	24
4.2	Schaltungsaufbau	26
4.3	Ausgangssignal.....	28
4.3.1	Zündverhalten	28
4.3.2	Signalform	29
4.3.3	Ermittlung der Kenndaten	30
4.4	Kenndaten	33

5	Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul	34
5.1	Beschreibung des Halbleiterschaltmoduls	34
5.1.1	Allgemeines	34
5.1.2	Integrierte Zusatzoptionen	35
5.1.3	Datenblatt.....	36
5.2	Schaltungsaufbau	36
5.3	Ausgangssignal.....	38
5.3.1	Messsignal	38
5.3.2	Simulation und Berechnung der Kenndaten.....	39
5.4	Kenndaten	41
6	Belastungstest der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke.....	42
6.1	Allgemeines	42
6.2	Versuchsaufbau	42
6.3	Sicherheitsvorkehrungen	43
6.4	Verlauf des Belastungstests.....	44
6.4.1	Zündverhalten	44
6.4.2	Signalform	45
6.4.3	Testverlauf	47
6.5	Veränderungen an der Anlage.....	48
6.5.1	Rotierende Funkenstrecke	48
6.5.2	Widerstände.....	49
6.6	Veränderungen am Generatorstab I und II	50
7	Diskussion.....	51
8	Zusammenfassung	53
9	Literaturverzeichnis.....	55
10	Anhang	57
10.1	Simulationen	57
10.1.1	Rotierende Funkenstrecke – Schaltungsaufbau angelehnt an IEC/TS 60034-18-42	57
10.1.2	Rotierende Funkenstrecke – High-Side-Switching.....	59
10.1.3	Halbleiterschaltmodul – Single-Switch	60
10.1.4	Halbleiterschaltmodul – Push-Pull-Switch.....	63
10.2	Datenblatt Halbleiterschaltmodul	67
10.3	Geräteverzeichnisse	69
11	Abkürzungsverzeichnis.....	71

1 Einleitung

Aufgrund der Liberalisierung des Elektrizitätsmarktes, dem rasanten Anstieg des Anteils der dargebotsabhängigen Erneuerbaren Energien [1] und der physikalischen Tatsache, dass die erzeugte und verbrauchte Energie im Gleichgewicht sein muss, sind die Netz- und Kraftwerksbetreiber in Europa mit neuen Herausforderungen konfrontiert.

Pumpspeicherwasserkraftwerke sind eine Schlüsseltechnologie, um diese großen Mengen von Erneuerbaren Energien aus Wind- bzw. Sonnenkraft zu speichern. Auf Grund der Vorteile in der Regelung und der höheren Effizienz sind Umrichter mittlerweile ein fester Bestandteil der elektrischen Antriebe in Industrieanwendungen, Schiffen, Lokomotiven und weiteren Transportsystemen [2]. Die Fortschritte in der Leistungselektronik machen es möglich, dass mittlerweile Umrichter mit einer Nennleistung von bis zu 100 MVA am Markt sind und somit auch für die Speisung von drehzahlvariablen Asynchron- und Synchronmaschinen direkt am Netz verwendet werden. Die Möglichkeit die Leistung als auch die Drehzahl zu verändern bewirkt einen Effizienzgewinn und führt dazu, dass der Marktanteil von Pumpspeicherwasserkraftwerken, die von umrichter gespeisten elektrischen Maschinen betrieben werden steigt [3, 4].

Der Nachteil von Umrichtern liegt in den hochfrequenten Komponenten im Ausgangssignal, dass zu Überspannungen und einer schnelleren Alterung der Isolierung von Generatorstäben führt. Den größten Einfluss auf das Isoliersystem von umrichter gespeisten elektrischen Maschinen haben drei wesentliche Effekte:

- die kurze Anstiegszeit der Impulse
- die Überspannungen, verursacht durch das Kabel zwischen Umrichter und der elektrischen Maschine
- die Wiederholrate der Impulse [2].

Die Norm IEC/TS 60034-18-42 wurde entwickelt, um den Motorenherstellern das Entwickeln von Lösungen für die neuen Anforderungen an das Isolationssystem aufgrund der Umrichteranspeisung zu ermöglichen. Als Prüfanlage wird in der Norm ein Impulsgenerator nach dem Prinzip eines Lichtbogenoszillators beschrieben [5, 6]. Ziel dieser Masterarbeit ist es eine Hochspannungsprüfanlage zur Prüfung von Generatorstäben mit Spannungsspitzen zu entwickeln. Es werden einige Schaltungsvarianten simuliert und in weiterer Folge eine Hochspannungsprüfanlage mit einer rotierenden Funkenstrecke und eine Prüfanlage mit einem Halbleiterschaltmodul praktisch realisiert. Abschließend wird die Prüfanlage mit der rotierenden Funkenstrecke einem 100-h-Belastungstest unterzogen.

2 Grundlagen

2.1 Isoliersystem rotierender Maschinen

2.1.1 Isoliersystem Typ II

In Bild 2-1 ist der Aufbau eines Isoliersystems Typ II abgebildet. In weiterer Folge werden die Isolationskomponenten Hauptisolation, Außenglimmschutz (AGS) und Endenglimmschutz (EGS) näher betrachtet. Diese stellen die wichtigsten Komponenten der Isolation dar, da sie die Windung zum Blechpaket isolieren und zur Teilentladungsbeständigkeit beitragen [7].

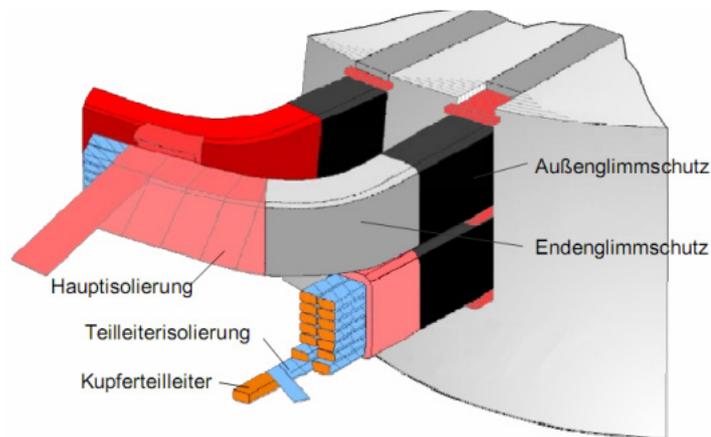


Bild 2-1: Aufbau eines Isoliersystems Typ II [8]

2.1.2 Hauptisolation von Röbelstäben

Bei einem Fehler in der Hauptisolation können sich Teilentladungen bilden, die einen Ausfall der Isolation verursachen können. Um eine Funktionsweise über die gesamte Lebensdauer zu gewährleisten muss die Hauptisolation der elektrischen, thermischen und mechanischen Belastung standhalten [7, 9].

2.1.3 Außenglimmschutz

Zur Vermeidung von Teilentladungen zwischen der Staboberfläche und dem Blechpaket, die das Isolationssystem beschädigen und einen Ausfall der Maschine verursachen können, wird ein Außenglimmschutz verwendet. Dieser AGS wird in Form von Lackschichten oder Bändern auf die Hauptisolation aufgebracht und im VPI-Herstellungsverfahren verbunden. Da der AGS mit dem Blechpaket am selben Potential liegt, treten keine Teilentladungen mehr auf. In Bild 2-2 ist die Wirkung des AGS dargestellt. Ist der Widerstand zu hoch, treten hohe Verluste auf. Bei einem zu

tiefen Widerstand besteht jedoch die Gefahr der Bildung von Teilentladungen. Der Widerstand liegt üblicherweise zwischen 0,1 und 10 k Ω [7, 9].

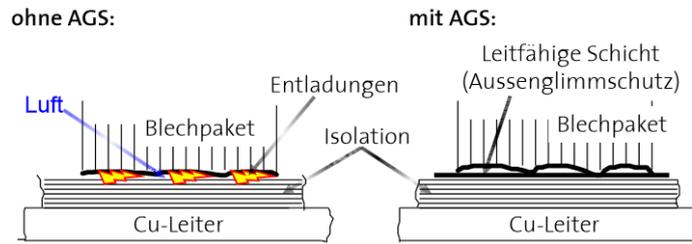


Bild 2-2: Wirkung des Außenglimmschutzes [10]

2.1.4 Endenglimmschutz

Am Nutausgang treten bei Nennspannungen im kV-Bereich ohne Verwendung eines Endenglimmschutzes inhomogene Felder auf, die Teilentladungen verursachen können. Um diesen abrupten Potentialanstieg an dieser Stelle zu vermeiden wird ein Endenglimmschutz aufgebracht, der eine Feldsteuerung zur Folge hat. Dabei handelt es sich meist um Silizium Carbid, das auf einem Trägermaterial aus Glasgewebe aufgebracht wird. Entscheidend für die feldsteuernde Maßnahme ist die nichtlineare Strom-Spannungs-Charakteristik des Siliziumkarbids. Durch eine Überlappung des EGS und dem AGS von ca. 1 cm wird eine Verminderung der Feldstärke auf unter 3 kV/mm am Nutausgang erreicht. In Bild 2-3 ist der Potentialverlauf mit und ohne EGS dargestellt [7, 9, 10].

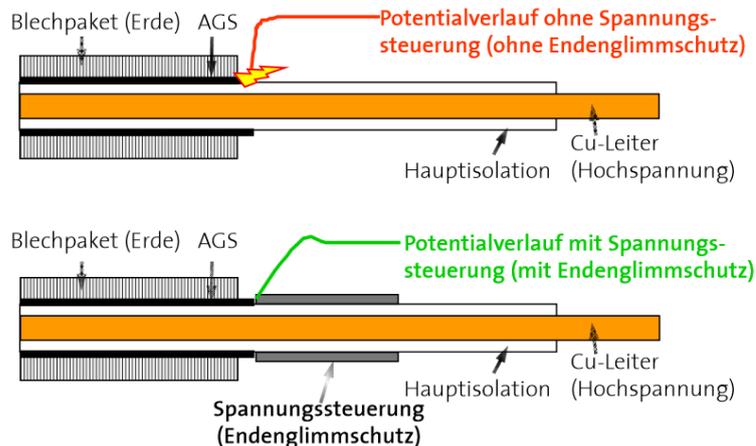


Bild 2-3: Wirkung des Endenglimmschutzes [10]

2.2 Spannungen an den Anschlussklemmen einer umrichter- gespeisten Maschine

„Auf Grund der Schaltkennlinien der Leistungshalbleiter können die Anstiegszeiten der Ausgangsspannung moderner Umrichter im Bereich von 50 ns bis 2000 ns liegen. Die an den Anschlussklemmen einer umrichtergespeisten Maschine

auftretende Spannung hängt von mehreren Kennwerten des Systems der Leistungsansteuerung ab, wie z. B.:

- Betriebsnetzspannung des Umrichters
- Aufbau und Steuerbetriebsart des Umrichters
- Filter zwischen Umrichter und Motor
- Länge und Kennwerte der dazwischen liegenden Kabel und Leitungen
- Auslegung der Maschinenwicklungen
- Erdungssystem

Im Falle von Zweipunkt- oder anderen Spannungsumrichtern, abhängig von der Anstiegszeit der Spannungsstöße am Umrichterausgang und der Kabellänge sowie der Motorimpedanz erzeugen die Stöße Überschwingspannungen an den Motoranschlussklemmen. Dieses Spannungsüberschwingen wird von reflektierenden Wellen an der Schnittstelle zwischen Kabel und Maschine oder Umrichteranschlüssen aufgrund der Impedanzfehlانpassung erzeugt.“ [11] In Bild 2-4 ist die an den Motoranschlussklemmen auftretende Spannung bei Speisung mit einem Dreipunktumrichter dargestellt.

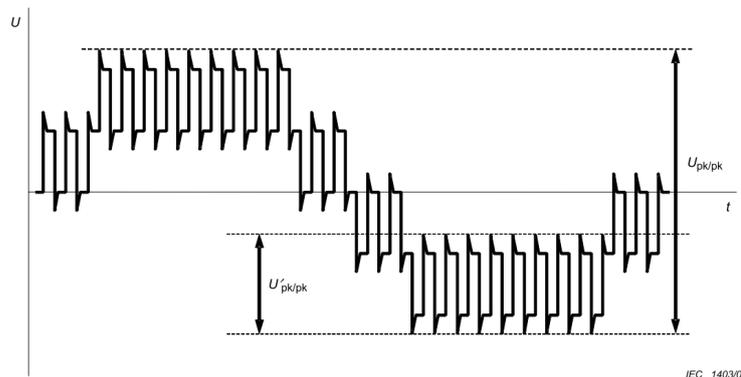


Bild 2-4: Spannung an den Anschlussklemmen einer elektrischen Maschine, die von einem Dreipunktumrichter gespeist wird [5]

2.3 Einfluss der Umrichtersignale auf das Isolationssystem

Im Falle umrichtergespeister Systeme wird die von der Ansteuerung erzeugte komplexere Spannungswellenform eine andere Beanspruchungsverteilung in der Wicklung erzeugen als eine sinusförmige Versorgungsspannung mit 50/60 Hz [5]. Den größten Einfluss auf das Isoliersystem von umrichtergespeisten elektrischen Maschinen haben drei wesentliche Effekte:

- die kurze Anstiegszeit der Impulse,
- die Überspannungen, verursacht durch das Kabel zwischen Umrichter und der elektrischen Maschine,
- die Wiederholrate der Impulse [2].

Aufgrund von Messungen unter verschiedenen Frequenzen konnte festgestellt werden, dass die Leitfähigkeit des AGS frequenzunabhängig und somit für den Einsatz bei umrichter gespeisten Maschinen geeignet ist [12, 13].

In Bild 2-5 ist die Leitfähigkeit des EGS in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke bei unterschiedlichen Frequenzen ersichtlich. Bei Gleichspannung bzw. einer Frequenz von 60 Hz ist die gewünschte Abhängigkeit der Leitfähigkeit von der Feldstärke gegeben. Bei 3 bzw. 5 kHz ist die Leitfähigkeit unabhängig von der Feldstärke und somit geht der gewünschte Effekt der Potentialsteuerung am Nutausgang verloren [12, 13].

Die Feldsteuerung des Isolationssystems von elektrischen Maschinen mit Hilfe von Materialien, die auf Siliziumkarbid basieren, ist für eine sinusförmige Versorgung mit einer Frequenz von 50/60 Hz sehr gut geeignet und eine ausgereifte Technologie. Umrichter gesteuerte Antriebe benötigen jedoch modifizierte Isolationssysteme wie z. B. das „Sleeved Design“, in dem das halbleitende Material in Schichten innerhalb der Hauptisolierung angebracht wird [2, 14]. Weitere Informationen bezüglich der Beeinflussung der Umrichtersignale auf das Isolationssystem sind den Literaturquellen [2, 13, 14] zu entnehmen.

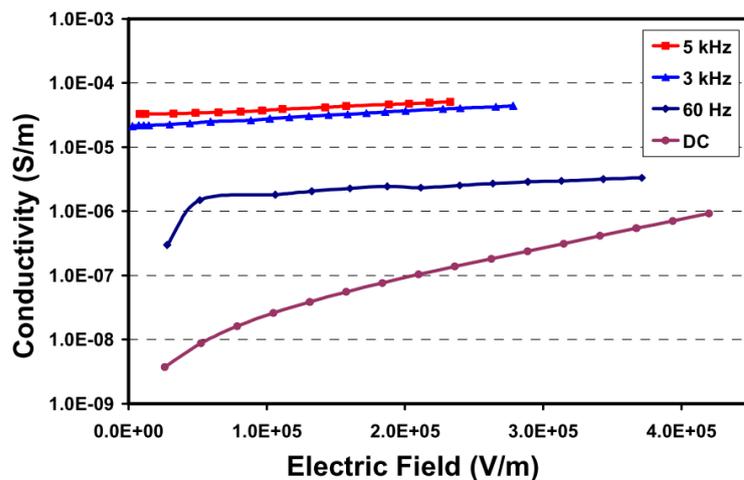


Bild 2-5: Leitfähigkeit des EGS in Abhängigkeit der Feldstärke [12]

2.4 Definition Spannungspuls

„Ein Einzelimpuls kann in der unterschiedlichsten Form, wie z.B. als Nadelimpuls, Rechteckimpuls oder auch Sägezahnimpuls, auftreten. Von einem Einzelimpuls spricht man, wenn die Impulsdauer wesentlich kleiner als die Pulspause ist und das Auftreten der Impulse nichtperiodisch erfolgt. Jeder Einzelimpuls ist unabhängig von seiner Form durch eine Anstiegszeit (rise time – t_r), die Abfallzeit (fall time – t_f) und der Impulsdauer t_i gekennzeichnet. Treten die Einzelimpulse mit regelmäßiger Wiederholung auf, also periodisch, wird von einer Pulsfolge oder kurz vom Puls gesprochen (Bild 2-6)“ [15].

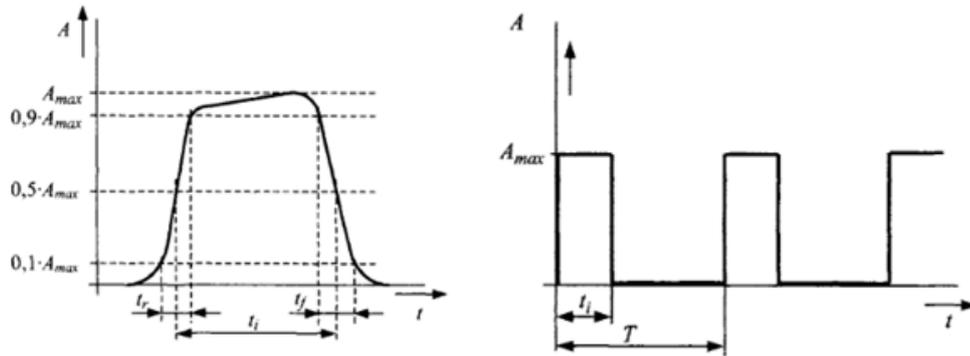


Bild 2-6: links: Impuls, rechts: Folge von Impulsen bzw. Puls [15]

Kenngroßen Impuls: t_i Impulsdauer, t_r Anstiegszeit, t_f Abfallzeit, A_{max} Amplitude
Kenngroßen Puls: t_i Impulsdauer, T Periodendauer, $K_V = t_i/T$ Tastverhältnis,
 $f = 1/T$ Wiederholrate

Im Bild 2-7 sind die Parameter der Wellenformen von Spannungsimpulsen laut IEC/TS 60034-18-42 dargestellt [5].

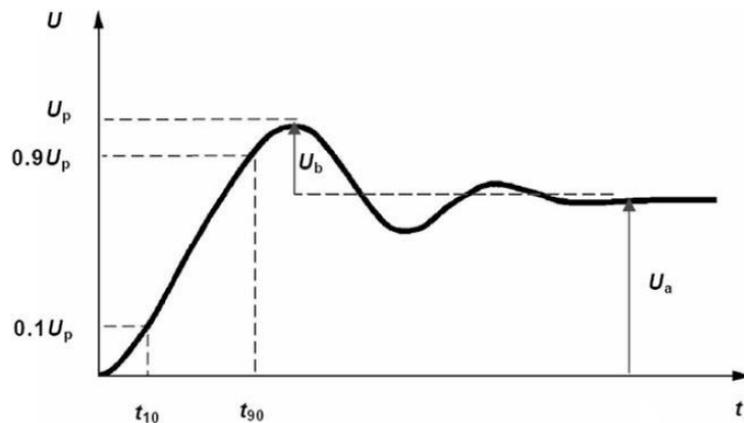


Bild 2-7: Parameter der Wellenformen von Spannungsimpulsen [5]

Kenngroßen laut IEC/TS 60034-18-42:

- U_p Scheitelwert der Spannung des Spannungsimpulses
- U_a Impulsspannung im eingeschwungenen Zustand
- U_b Überschwingspannung

2.5 Anforderungsprofil

Für die zu entwickelnde Hochspannungsprüfanlage für die Prüfung von Generatorstäben mit Spannungsspitzen wurden die Parameter laut Tabelle 2-1 festgelegt. Das Ziel ist die Möglichkeit der Durchführung von Qualifizierungsprüfungen laut IEC/TS 60034-18-42 mit Prüflingen der Feldsteuerung.

Tabelle 2-1: Anforderungsprofil der Hochspannungsprüfanlage

Parameter	Abk.	Wert
Impulsspannung im eingeschwingenen Zustand	U_a	0 - 15 kV
Wiederholrate	f	1 kHz
Anstiegsgeschwindigkeit	dU/dt	1,6 kV/ μ s
Unipolar/Bipolar	-	unipolar
Overshoot	U_p/U_a	variabel
Lastkapazität	CL	0,8 nF
Durchgehende Betriebsdauer	-	100 h
Bauform	-	Laboraufbau

2.6 Stand der Technik

2.6.1 Repetitives Schalten von Hochspannung

Die größte technische Herausforderung Hochspannungspulse laut dem Anforderungsprofil zu generieren, stellt das repetitive Schalten einer Spannung im kV-Bereich dar.

Zum repetitiven Schalten von Hochspannung im geforderten Spannungsbereich werden Funkenstrecken, Thyristoren, IGBTs oder Halbleiterschaltmodule verwendet. Funkenstrecken sind einfach aufgebaut, robust und eine ausgereifte Technologie. Die rotierende Funkenstrecke ist eine spezielle Art von Funkenstrecke mit dem Vorteil, dass die Schaltfrequenz durch Verändern der Drehzahl variabel ist. Diese wird häufig in Tesla-Transformatoren eingesetzt. In den letzten Jahren wurden in der Leistungshalbleiterbranche große technologische Fortschritte erzielt. Neben der Produktion einzelner Halbleiterbauelemente, gibt es Unternehmen, die sich auf die Entwicklung von Halbleiterschaltmodulen, die aus Serien- bzw. Parallelschaltung von einzelnen Transistoren aufgebaut sind, spezialisiert haben. Diese Module ermöglichen das repetitive Schalten von Spannungen bis zu 150 kV [16].

Halbleiterschaltmodule haben viele Vorteile gegenüber einer herkömmlichen Funkenstrecke wie z. B.:

- Höhere Schaltfrequenz
- Wartungsfreiheit
- Keine Geräuschentwicklung
- Kompakter Aufbau

Die Nachteile sind die begrenzten Schaltströme und der höhere Preis im Vergleich zur Funkenstrecke.

2.6.2 Hochspannungsprüfanlage nach IEC/TS 60034-18-42

In Bild 2-8 ist eine Schaltung eines Laborprüfaufbaus dargestellt, mit dem Impulse erzeugt werden können, die hinsichtlich Amplitude, Wiederholrate und Anstiegszeit vergleichbar mit denen sind, die gegenwärtig in handelsüblichen Umrichter-Motor-Baugruppen zur Anwendung kommen. Die Funkenstrecke ist aus zwei Wolframstäben aufgebaut, die an den Enden halbkugelförmig geformt sind. Quer dazu ist eine Druckluftstrecke mit 2 bar erforderlich. Die Erfahrung hat gezeigt, dass die Spitzen der Wolframelektroden nach etwa 24 h nachzuschleifen sind. Mit den Schaltungsparametern lassen sich die Wiederholrate, Anstiegszeit und der Höchstwert der Spannung verändern [5].

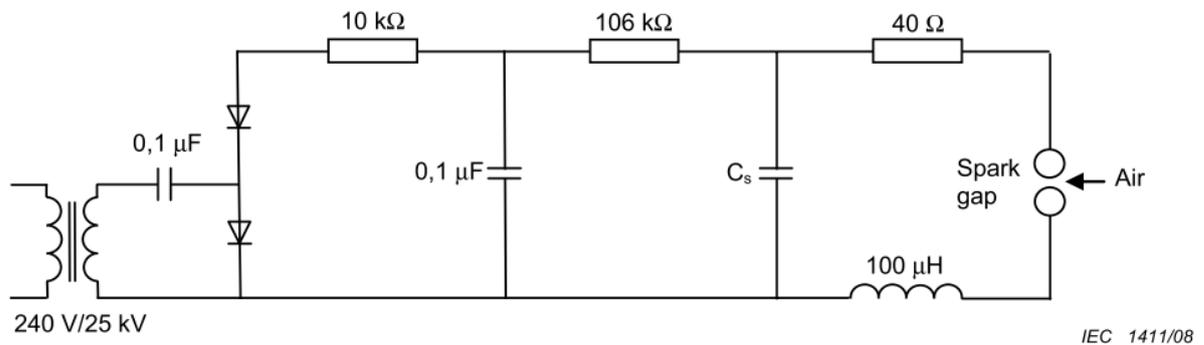


Bild 2-8: Prüfschaltung auf Basis eines Lichtbogenoszillators nach IEC/TS 60034-18-42 [5]

Im Bild 2-9 ist das erzeugte Ausgangsspannungssignal, das mit dem Pulsspannungsgenerator der laut IEC/TS 60034-18-42 empfohlen wird, ersichtlich.

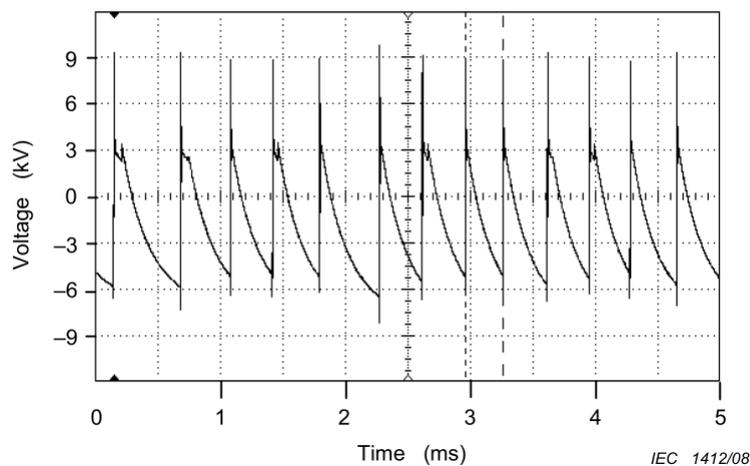


Bild 2-9: Typisches Ausgangssignal der Lichtbogenoszillatorschaltung nach IEC/TS 60034-18-42 [5]

2.6.3 Solid-State Marxgenerator

„Die Spannung eines einstufigen Stoßkreises ist durch die Belastbarkeit der Bauelemente meist auf ca. 100 bis 300 kV begrenzt. Für höhere Stoßspannungen werden mehrstufige Generatoren nach E. Marx, sogenannte „Marx-Generatoren“, eingesetzt. Durch parallele Aufladung der Stufen und serielle Entladung erfolgt kurzzeitig eine Vervielfachung der Spannung.“ [17]

Durch das Prinzip der parallelen Aufladung der Stufen und der seriellen Entladung bzw. das Ersetzen der Funkenstrecken durch Halbleiterschalter ist es möglich Hochspannungspulse zu erzeugen. Die Höhe der Ausgangsspannung ist abhängig von den verwendeten Halbleitern und der Anzahl der Stufen. Der große Vorteil dieses Aufbaus liegt darin, dass die einzelnen Halbleiter bei dieser Topologie nur die Spannungen bzw. Ströme einer Stufe schalten müssen. Die einzelnen Halbleiter müssen synchron angesteuert werden, um die volle Spannung am Ausgang zu erreichen. Bei einer asynchronen Ansteuerung kommt es zu einer Verringerung der Ausgangsspannung, nicht jedoch zu einer Erhöhung der Spannungsbelastung für einen einzelnen Halbleiterschalter. Um die Beeinflussung der Hochspannung auf die Ansteuerung zu vermeiden ist eine optische Ansteuerung der Halbleiter notwendig [18].

Die Funktionsweise des Generators ist in zwei Prozesse geteilt, die durch zwei kontrollierte Gruppen von Schaltern gesteuert werden. Während des Ladeprozesses (SW_1 in allen Stufen AUS, SW_2 in allen Stufen EIN) werden die Kapazitäten C_1 in allen Stufen parallel von einer gemeinsamen DC-Quelle geladen. Während des Entladeprozesses (SW_1 in allen Stufen EIN, SW_2 in allen Stufen AUS) werden die Kapazitäten C_1 in allen Stufen seriell über die Entladewiderstände entladen und die Ausgangsspannung entspricht der Summe der Spannungsabfälle über die Widerstände in jeder einzelnen Stufe (Bild 2-10 bis Bild 2-12). Um einen Kurzschluss der DC-Spannungsquelle zu vermeiden müssen die zwei Prozesse immer abwechselnd ablaufen [18].

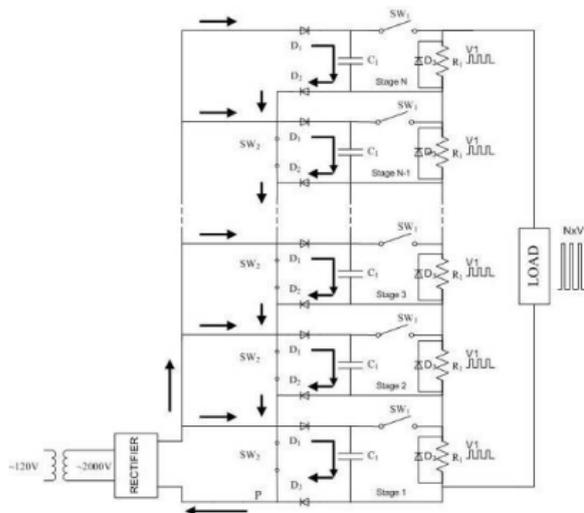


Bild 2-10: Ladeprozess - Solid-State Marxgenerator [18]

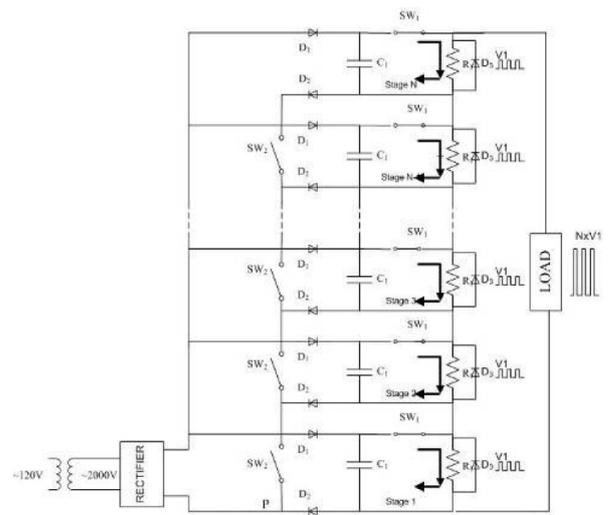


Bild 2-11: Entladeprozess - Solid-State Marxgenerator [18]

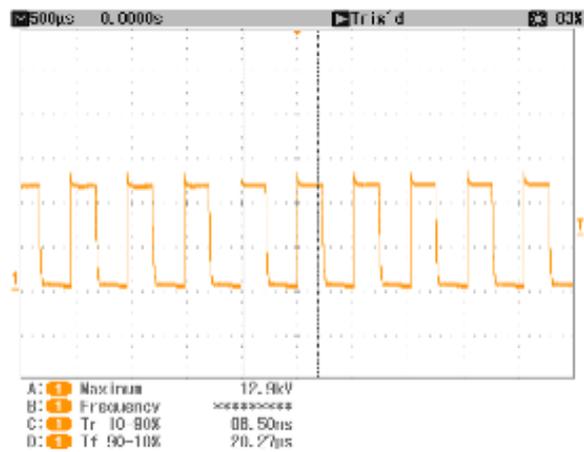


Bild 2-12: Ausgangssignal - Solid-State Marxgenerator

3 Schaltungsvarianten

3.1 Schaltungen mit rotierender Funkenstrecke

3.1.1 Allgemeines

Bei dem Schaltungsaufbau nach IEC/TS 60034-18-42 ist die Schaltfrequenz nur indirekt durch das Verändern der Beschaltung steuerbar (Bild 2-8). Um die Schaltfrequenz auch während des Betriebes und ohne Umbau der Beschaltung verändern zu können, wird die Druckluftfunkenstrecke aus Wolframstäben durch eine rotierende Funkenstrecke ersetzt. Die Veränderung der Motordrehzahl, bewirkt eine stufenlose Variation der Schaltfrequenz.

3.1.2 Schaltungsaufbau angelehnt an IEC/TS 60034-18-42

In Bild 3-1 ist die Schaltung nach IEC/TS 60034-18-42 mit der rotierenden Funkenstrecke anstelle der Druckluftfunkenstrecke ersichtlich [5].

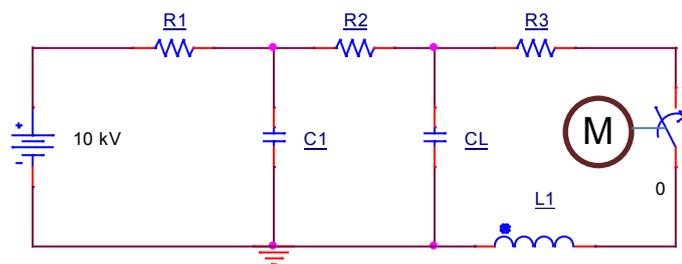


Bild 3-1: Schaltungsaufbau angelehnt an IEC/TS 60034-18-42 mit rotierender Funkenstrecke

3.1.3 High-Side-Switching

In Bild 3-2 befindet sich die rotierende Funkenstrecke direkt zwischen Hochspannung und Last. In Abhängig von der Lastkapazität C_L wird der Parallelwiderstand R_4 variiert, um eine optimale Zündung der Funkenstrecke zu erreichen. Durch Verändern des Serienwiderstandes R_2 kann die Anstiegszeit variiert werden.

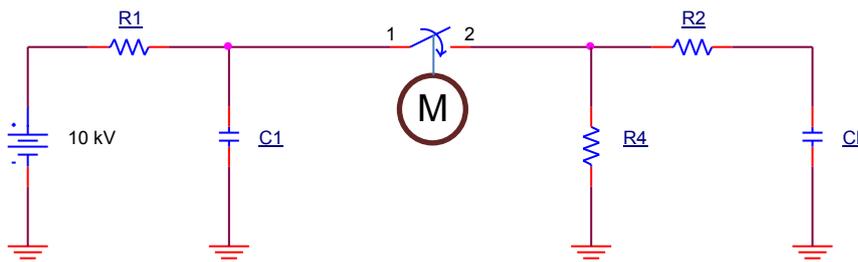


Bild 3-2: High-Side-Switching-Schaltung mit rotierender Funkenstrecke

3.1.4 Simulationsergebnisse

Die Simulation der an die IEC/TS 60034-18-42 angelehnten Beschaltung zeigt eine Oszillation mit einem Überspringen von 83 %. Im Signalverlauf der High-Side-Switching-Schaltung tritt keine Oszillation und somit auch kein Überspringen auf. Die Variation des Widerstandes R_2 führt zu einer Veränderung der Anstiegszeit. Über das Zündverhalten der rotierenden Funkenstrecke bzw. die Auswirkung des Lichtbogens auf das Signal, kann auf Grund der Simulation keine Aussage getroffen werden, da anstelle der rotierenden Funkenstrecke ein idealer Schalter angenommen wird. In Tabelle 3-1 sind die Parameter der simulierten Ausgangssignale angegeben. In Bild 3-3 sind die Signalformen der beiden Schaltungen abgebildet. Weitere Diagramme sind dem Anhang zu entnehmen.

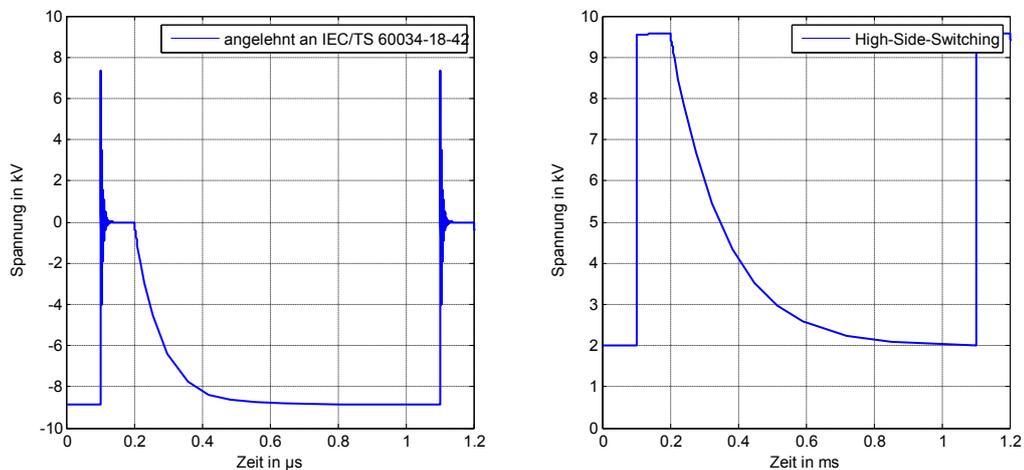


Bild 3-3: Simulation der Ausgangssignale der beiden Varianten mit rotierender Funkenstrecke ($U = 10 \text{ kV}$, $K_V = 10 \%$, $T = 1000 \text{ } \mu\text{s}$, $C = 0,8 \text{ nF}$)

Tabelle 3-1: Simulationsergebnisse für Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke

Parameter	Einheit	Schaltungs- aufbau angelehnt an IEC/TS 60034-18-42	High-Side-Switching	
R_2	$\text{k}\Omega$	0	0	12
C_4	nF	0,8	0,8	0,8
$U_{P+\text{Offset}}$	kV	16,2	9,6	9,6
$U_{pk/pk}$	kV	16,2	7,6	7,6
U_a	kV	8,9	7,6	7,6
U_b	kV	7,4	-	-
t_r	μs	0,5	0,02	20,8
t_f	μs	171	342	362
+ dU/dt	$\text{kV}/\mu\text{s}$	25	305	0,3
- dU/dt	$\text{kV}/\mu\text{s}$	0,08	0,02	0,02

3.2 Schaltungen mit Halbleiterschaltmodul

3.2.1 Allgemeines

Die Elektroden einer Funkenstrecke die zum Schalten von Hochspannung im kHz-Bereich verwendet werden nützen sich mit zunehmender Betriebsdauer ab. Anstatt einer Funkenstrecke wird ein Halbleiterschaltmodul zum repetitiven Schalten von Hochspannung in Erwägung gezogen. Diese Module sind je nach Ausführungsform in der Lage Spannungen bis zu 150 kV und Pulsleistungen bis zu 1500 MW zu übertragen (Abschnitt 5.1) [16].

3.2.2 Single-Switch

In Bild 3-4 ist eine Schaltung eines Pulsspannungsgenerators mit einem Single-Switch-Halbleiterschaltmodul ersichtlich. Dieses Modul besteht aus einer Schaltstrecke, die als Serien- und Parallelschaltung von MOSFET-Transistoren, aufgebaut ist. Dies bedeutet, dass die Kapazität der Last und des Schalters durch einen Arbeitswiderstand R_2 entladen wird.

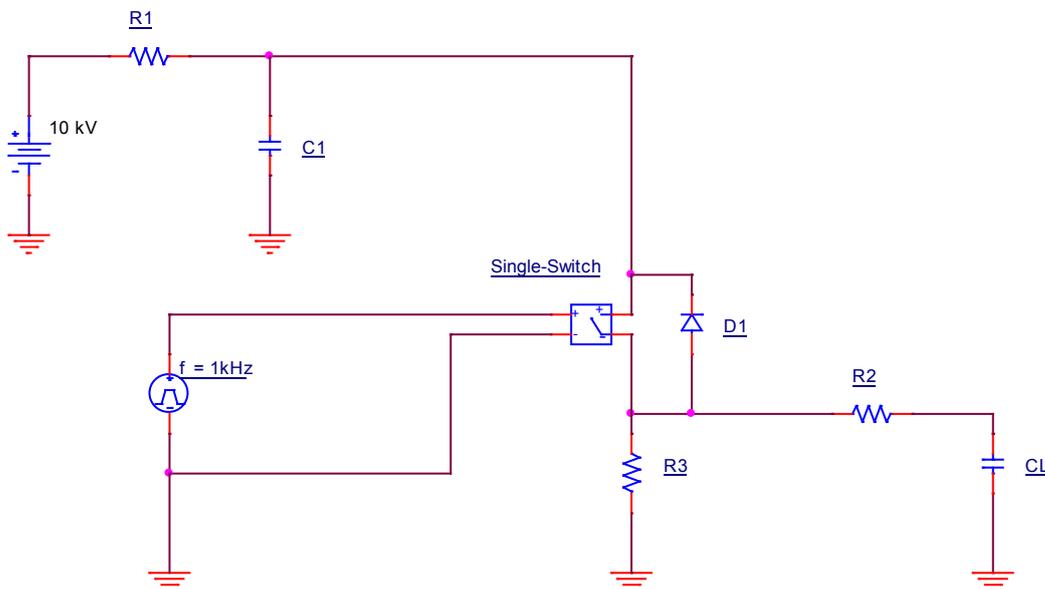


Bild 3-4: High-Side-Switching Schaltung mit Single-Switch-Halbleiterschaltmodul

3.2.3 Push-Pull

In Bild 3-5 ist eine Schaltung mit einem Push-Pull-Halbleiterschaltmodul ersichtlich, das speziell bei kapazitiven Lasten eingesetzt wird, um die Abhängigkeit der Fall-Time von der Last zu verringern. Es handelt sich dabei um ein Halbleiterschaltmodul, das als Halbbrücke mit zwei identischen MOSFET-Schaltstrecken ausgeführt ist.

Durch die interne Verschaltung kann ein Kurzschluss innerhalb der Halbbrücke ausgeschlossen werden. Speziell für die Anwendung als Pulsgenerator mit kapazitiver Last hat das Push-Pull-Prinzip Vorteile gegenüber eines Single-Switch mit einem Arbeitswiderstand. Push-Pull-Netzwerke brauchen keine großen Pufferkondensatoren, um einen niedrigen Pulsabfall zu gewährleisten. Darüber hinaus ist die Effizienz des Puls-Netzwerks sehr hoch, da keine Verluste durch einen Arbeitswiderstand entstehen [19].

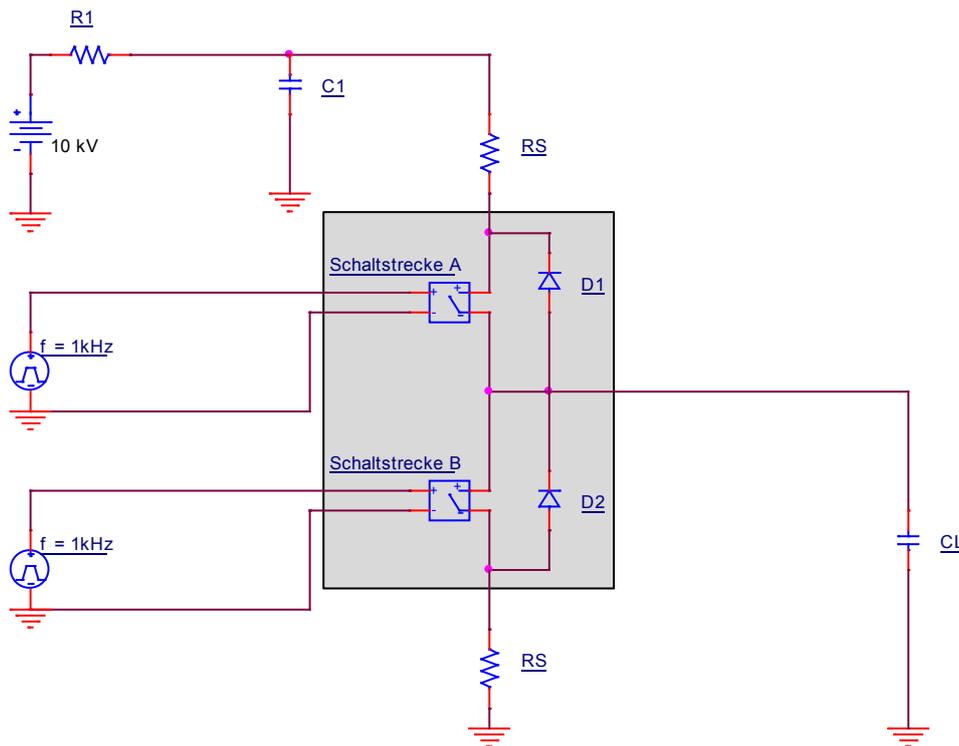


Bild 3-5: Schaltung mit Push-Pull-Halbleiterschaltmodul zur Erzeugung positiver Pulse

3.2.4 Simulationsergebnisse

Die Anstiegszeit der Single-Switch-Schaltung und der Push-Pull-Schaltung sind jeweils $1,7 \mu\text{s}$. Die Abfallzeit der Single-Switch-Variante beträgt $160 \mu\text{s}$, die der Push-Pull-Variante beträgt $1,7 \mu\text{s}$ (Tabelle 3-2). Der wesentliche Unterschied der beiden Schaltungsvarianten ist die Abfallzeit, die beim Single-Switch wesentlich größer als die Anstiegszeit ist, während beim Push-Pull-Switch die Abfall- bzw. die Anstiegszeit identisch sind.

Die Variation des Serienwiderstandes R_S (Push-Pull) bzw. des Arbeitswiderstandes R_2 (Single-Switch) hat eine Veränderung der Anstiegszeit zur Folge. Die Abfallzeit verändert sich bei der Push-Pull-Schaltung gleichermaßen wie die Anstiegszeit, während bei der Single-Switch-Schaltung die Veränderung der Abfallzeit vernachlässigbar klein ist (Bild 10-12 und Bild 10-19).

Die Variation der kapazitiven Last bewirkt bei beiden Schaltungen eine wesentliche Veränderung der Anstiegs- bzw. Abfallzeit. In Tabelle 3-2 sind die Parameter der simulierten Ausgangssignale angegeben. In Bild 3-6 sind die Signalformen der beiden Schaltungen abgebildet. Weitere Diagramme sind dem Anhang zu entnehmen.

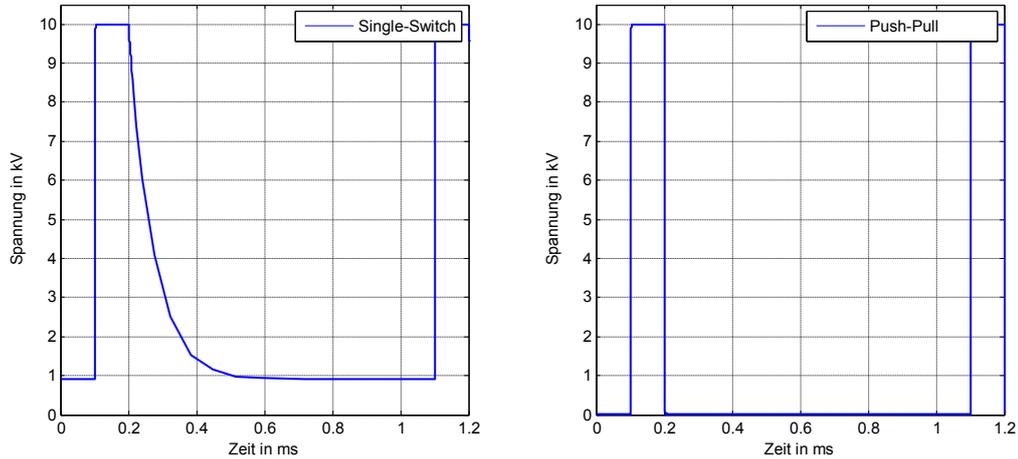


Bild 3-6: Simulation der Ausgangssignale der Schaltungsvarianten „Single-Switch“ und „Push-Pull-Switch“ ($U = 10 \text{ kV}$, $K_V = 10 \%$, $T = 1000 \text{ } \mu\text{s}$, $C = 0,8 \text{ nF}$)

Tabelle 3-2: Simulationsergebnisse für Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul

Parameter	Einheit	Single-Switch	Push-Pull
R_2	Ω	900	900
C_4	nF	0,8	0,8
U_P	kV	9,1	10,0
U_a	kV	9,1	10,0
U_b	kV	-	-
t_r	μs	1,7	1,7
t_f	μs	160	1,7
+ dU/dt	kV/ μs	4,3	5,3
- dU/dt	kV/ μs	0,05	5,3

3.3 Auswahl der Schaltung zur praktischen Umsetzung

Die Schaltungsvarianten werden laut dem Bewertungsprofil (Tabelle 3-3) kategorisiert (Tabelle 3-4). Diese Kategorisierung dient als Entscheidungsgrundlage für die Auswahl der Schaltungen, die im Zuge dieser Masterarbeit praktisch realisiert werden.

Tabelle 3-3: Bewertungsprofil

Parameter	Soll	Nice-to-have	Zukunft
Amplitude	10 kV	20 kV	40 kV
max. Wiederholrate	1 kHz	1,5 kHz	3 kHz
Anstiegsgeschwindigkeit	1,6 kV/μs	10 kV/μs	100 kV/μs
Unipolar/Bipolar	unipolar	unipolar	variabel
Overshoot	fix	variabel	variabel
Kapazität Prüfmuster	0,8 nF	1,6 nF	4 nF
Durchgehende Betriebsdauer	100 h	500 h	1000 h
Bauform	Laboraufbau	Prototyp	Kompakt

Tabelle 3-4: Kategorisierung laut Bewertungsprofil und qualitativer Bewertung

Schaltungs- variante	Grundlagen		Rotierende Funkenstrecke		Halbleiterschalt- modul	
	Schalt- ung nach IEC/TS 60034- 18-42	Solid- State Marx- generator	angelehnt an DIN IEC/TS 60034- 18-42	High-Side Switching	Single- Switch	Push-Pull
Soll						
Nice-to-have						
Zukunft						
Qualitative Bewertung						
Komplexität						
Risiko						
Lieferzeit						
Kosten						

Grün: Positive Bewertung

Gelb: Positive Bewertung, jedoch mit Einschränkungen

Rot: Negative Bewertung

Laut Tabelle 3-4 erfüllen alle Schaltungsvarianten die „Soll“-Anforderung des Bewertungsprofils.

Die Schaltung nach IEC/TS 60034-18-42 wird ausgeschlossen, da ein durchgehender Betrieb von 100 h aufgrund der Elektrodenabnutzung nicht möglich ist.

Der Solid-State-Marxgenerator erfüllt die Bewertungsprofile „Soll“, „Nice-to-have“ und „Zukunft“ und eignet sich hervorragend für die Erzeugung des geforderten Ausgangssignals. Von einer praktischen Umsetzung wird jedoch abgesehen, da aufgrund der qualitativen Faktoren Komplexität, Risiko, Lieferzeiten und Kosten eine Realisierung in Form dieser Masterarbeit auszuschließen ist.

Die Kategorisierung laut Bewertungsprofils als auch die qualitative Bewertung ergibt für beide Halbleiterschaltungen dasselbe Ergebnis. Für die Schaltungen Single-Switch und Push-Pull werden unterschiedliche Halbleiterschaltmodule benötigt. Das Push-Pull-Modul besteht aus zwei Single-Switch-Modulen, die eine Halbbrücke bilden und von einem gemeinsamen Treiber angesteuert werden. Dies hat den Vorteil, dass sowohl die Anstiegs- als auch die Abfallzeit identisch sind, im Gegensatz zur Single-Switch-Variante (Bild 3-6). Des Weiteren bewirkt eine Variation der Widerstände der Push-Pull-Beschaltung sowohl eine Veränderung der Anstiegs- als auch der Abfallzeit. Aus diesen Gründen wurde die Halbleiterschaltung Push-Pull-Switch für die praktische Realisierung gewählt.

Die Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke wurde ebenfalls realisiert, da die „Soll“-Anforderungen erfüllt werden und die Bewertung aller qualitativen Faktoren positiv ausfällt. Die Beschaltungsvariante „High-Side-Switching“ wird gewählt, da die Simulation keine Oszillation aufweist (Bild 3-3).

4 Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke

4.1 Rotierende Funkenstrecke

Die rotierende Funkenstrecke gemäß Bild 4-1 und Bild 4-2 ist ein Eigenbau des Instituts für Hochspannungstechnik und Systemmanagement, die im Zuge dieser Masterarbeit für die geforderte Anwendung erweitert und optimiert wurde. Beim elektrischen Antrieb handelt es sich um einen Universalmotor, der bis zu einer Drehzahl von 12500 U/min regelbar ist.



Bild 4-1: Rotierende Funkenstrecke

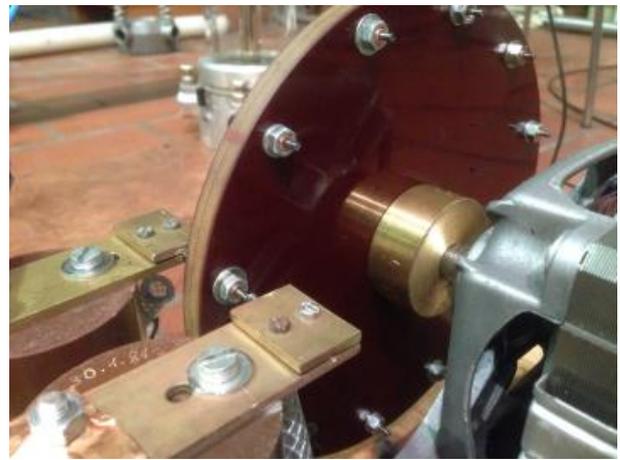


Bild 4-2: Rotierende Funkenstrecke - Detail

Die größte Herausforderung an der Konstruktion der rotierenden Funkenstrecke stellt das Befestigen der Wolframelektroden an der Pertinax-Scheibe (Bild 4-3) dar. Die Wolframelektrode mit einem Durchmesser von 2,5 mm wird in eine hohle Kupfergewindestange, die auf beiden Stirnseiten eingeschlitzt ist, gegeben. Durch das Anbringen der zwei Schraubmuttern wird die Kupfergewindestange zusammengedrückt und die Wolframelektrode ist ohne das Anbringen eines Klebers fest verankert. Diese Konstruktion ermöglicht eine Einstellung des Elektrodenabstandes mit einer Genauigkeit von $\pm 0,1$ mm und ermöglicht das rasche Austauschen von abgenutzten Elektroden. Der Abstand zwischen der feststehenden und der rotierenden Wolframelektrode beträgt 0,2 mm ($\pm 0,1$ mm). Insgesamt befinden sich auf der Pertinax-Scheibe 12 Elektroden, die mit einem Winkel von $\varphi = 30^\circ$ versetzt angebracht sind (Bild 4-4).

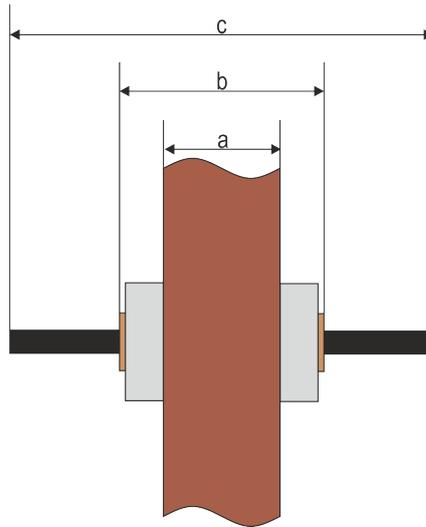


Bild 4-3: Schematische Darstellung – Befestigung Wolframelektrode

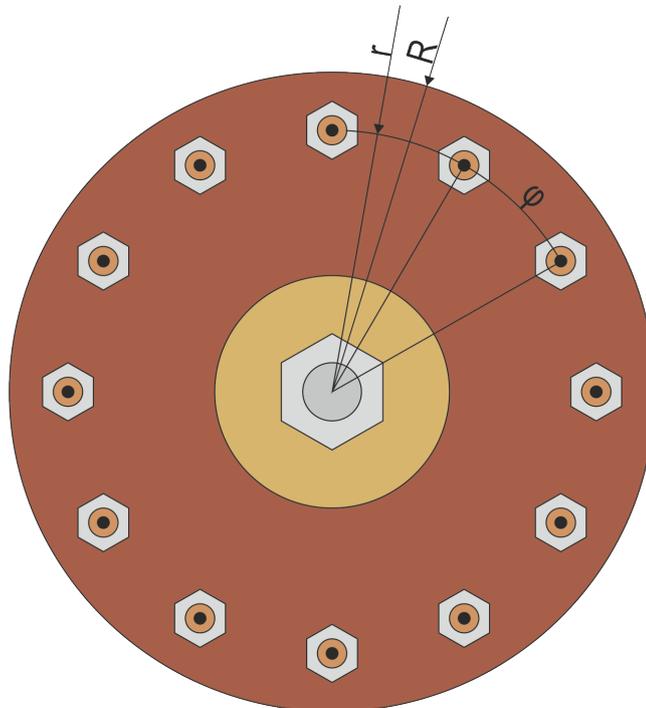


Bild 4-4: Schematische Darstellung der rotierenden Scheibe

Tabelle 4-1: Abmessungen

Abk.	Wert	Abk.	Wert
r	8,8 cm	a	10,3 mm
R	9,8 cm	b	20,0 mm
φ	30°	c	30,0 mm

Die maximale theoretische Schaltfrequenz ergibt sich aufgrund der Drehzahl und der Anzahl der Elektroden:

$$f = \frac{n \text{ Umdrehungen/min}}{60 \text{ s/min}} \cdot x \text{ Elektroden} = \frac{12500 \text{ U/min}}{60 \text{ s/min}} \cdot 12 = 2,5 \text{ kHz} \quad (1)$$

Dies entspricht einer minimalen Periodendauer von:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{2500 \text{ Hz}} = 400 \mu\text{s} \quad (2)$$

Die Anzahl der Elektroden der rotierenden Funkenstrecke wurde so gewählt, dass bei einer geforderten Wiederholrate von 1 kHz sich der Motor in einem Drehzahlbereich befindet, in dem er ruhig läuft bzw. es zu keinen Resonanzerscheinungen oder Vibrationen kommt. Darüber hinaus muss auch gewährleistet sein, dass der Lichtbogen sowohl regelmäßig zündet als auch erlischt.

4.2 Schaltungsaufbau

Im Bild 4-5 ist der Schaltungsaufbau der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke abgebildet. Der Pufferkondensator C_1 mit einer Kapazität von 16 nF wird über den Begrenzungswiderstand R_1 mit einer DC-Gleichspannungsquelle (negative Polarität) geladen. Parallel zur kapazitiven Last befinden sich die zwei Hochspannungs-Leistungswiderstände R_3 und R_4 . Diese Widerstände beeinflussen das Zündverhalten bzw. die Form des Lichtbogens der rotierenden Funkenstrecke und sind für eine kapazitive Last $C_4 = 0,8 \text{ nF}$ ausgelegt. Der Widerstand R_2 bildet gemeinsam mit dem kapazitiven Prüfling einen Tiefpass und beeinflusst die Anstiegszeit sowie den Overshoot des Ausgangssignals. Parallel zur Lastkapazität C_4 befindet sich ein kapazitiver Messteiler mit einer Oberkapazität von $C_2 = 37,3 \text{ pF}$ und einer Unterkapazität $C_3 = 37,3 \text{ nF}$.

Der Universalmotor der rotierenden Funkenstrecke wird über einen regelbaren Trenntransformator gespeist. Durch Variieren der Drehzahl kann die Frequenz des Ausgangssignals in einem Bereich von 750 – 1250 Hz festgelegt werden, ohne das Zündverhalten der rotierenden Funkenstrecke bzw. die Ausgangssignalfom zu verändern.

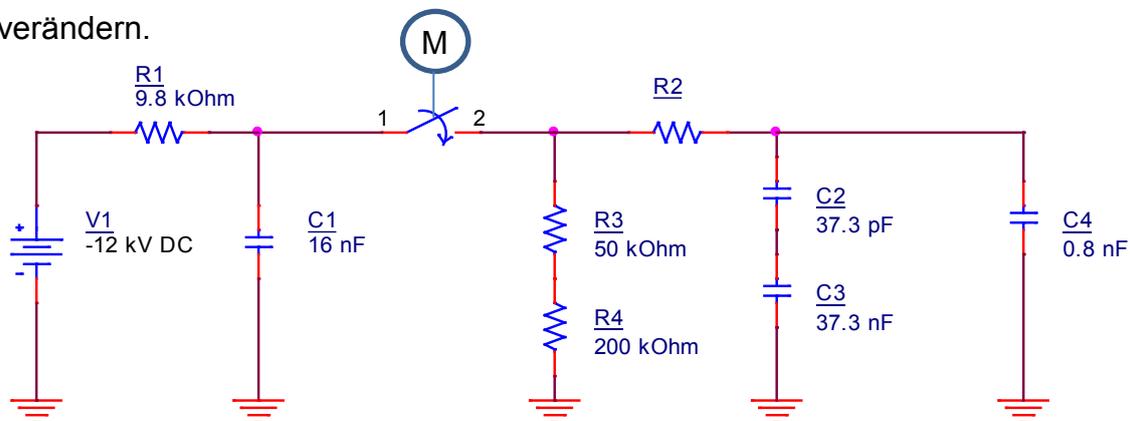


Bild 4-5: ESB – Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke

In Bild 4-6 ist der Schaltungsaufbau der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke abgebildet. Die verwendeten Komponenten stammen aus dem Hochspannungsbaukastensystem mit Ausnahme der rotierenden Funkenstrecke.

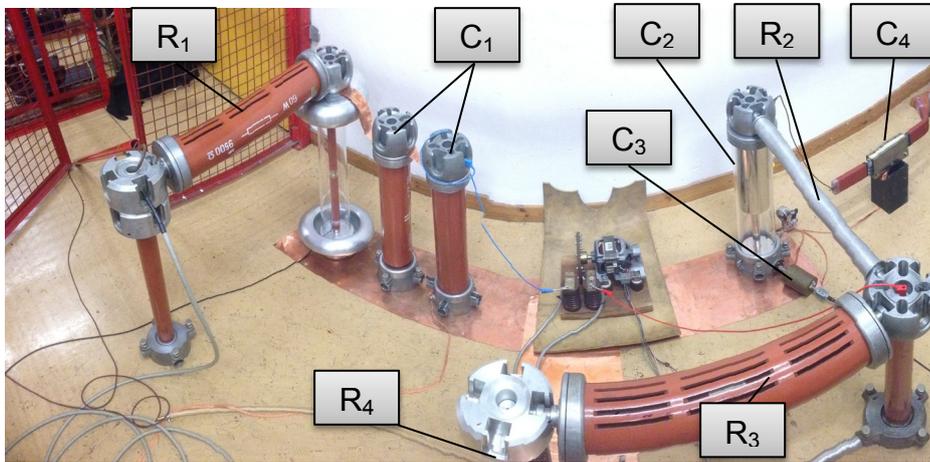


Bild 4-6: Laboraufbau – Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke ohne Tiefpasswiderstand R_2

Zur Ermittlung des Ausgangssignals wird die Beschaltung der rotierenden Funkenstrecke ohne und mit einem Widerstand $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ verwendet. Ein Generatorstabmodell (Bild 4-7) mit einer Kapazität von $0,8 \text{ nF}$ bildet die Last. Die Prüflinge, die in Zukunft mit dieser Anlage geprüft werden sollen, weisen denselben Kapazitätswert und ähnliche Eigenschaften auf. Der Widerstand $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ wurde gewählt, da dieser als Bauteil vorhanden war und zur Ermittlung der Veränderung des Signals aufgrund des Tiefpasses geeignet ist.

Das Ausgangsspannungssignal wird mit dem Tastkopf „Tektronix P 6015“, der sich parallel zur Last befindet, erfasst und mit Hilfe eines Speicheroszilloskops gespeichert.



Bild 4-7: Generatorstabmodell zur Ermittlung des Ausgangssignals [20]

4.3 Ausgangssignal

4.3.1 Zündverhalten

In Bild 4-8 bis Bild 4-11 ist das Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke mit und ohne Tiefpasswiderstand R_2 über einen Zeitraum von 20 ms und 50 ms abgebildet. Eine regelmäßige Zündung der Funkenstrecke ist sowohl bei der Schaltung mit $R_2 = 0 \Omega$ (d. h. ohne Tiefpass) bzw. $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ (d. h. mit Tiefpass) gegeben, da keine Lücken im Signalverlauf erkennbar sind.

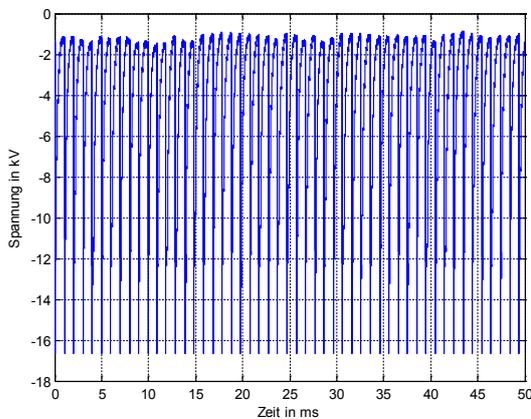


Bild 4-8: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke ohne Tiefpass (5 ms/div)

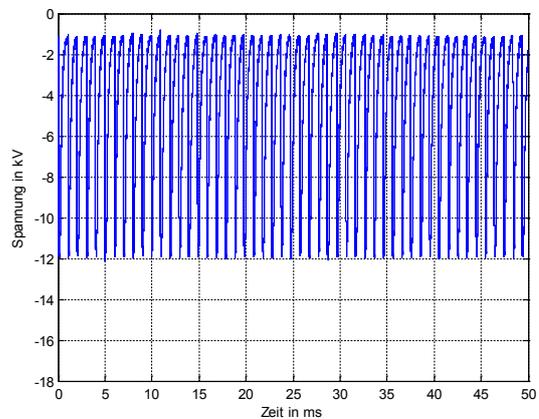


Bild 4-9: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke mit Tiefpass (5 ms/div)

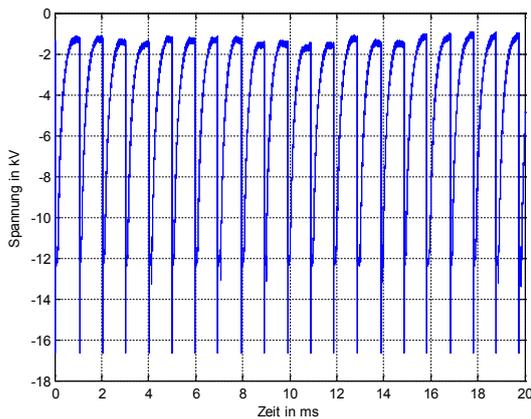


Bild 4-10: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke ohne Tiefpass (2 ms/div)

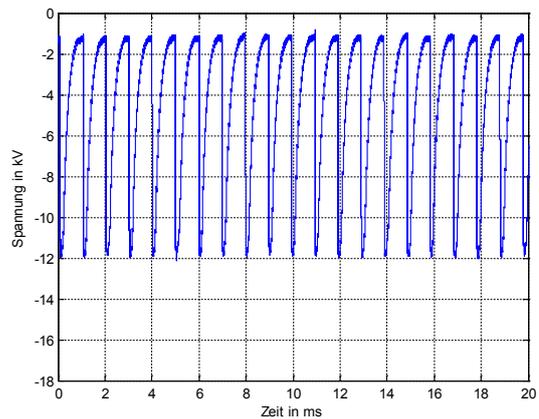


Bild 4-11: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke mit Tiefpass (2 ms/div)

4.3.2 Signalform

In Bild 4-12 bis Bild 4-17 ist das Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke mit und ohne Tiefpass über einen Zeitraum von 4 μ s bis 5 ms abgebildet. Es ist ersichtlich, dass die Verwendung des Widerstandes $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$, eine Auswirkung auf die Signalform hat. Die Anstiegsgeschwindigkeit verringert sich und die Schwingung ist soweit gedämpft, dass kein Überschwingen mehr festzustellen ist. Der Offset ist unabhängig von der Tiefpassbeschlaltung. Die Parameter der Ausgangssignale sind dem Abschnitt 4.3.3 zu entnehmen.

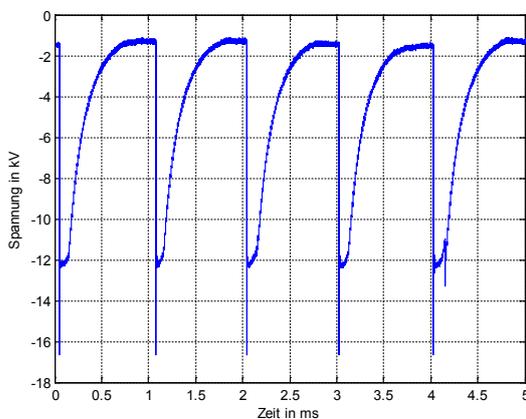


Bild 4-12: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke ohne Tiefpass (0,5 ms/div)

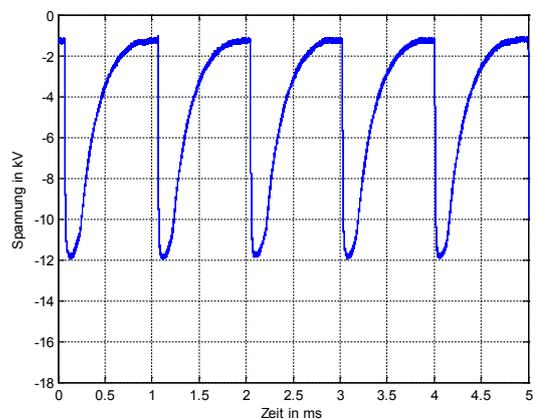


Bild 4-13: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke mit Tiefpass (0,5 ms/div)

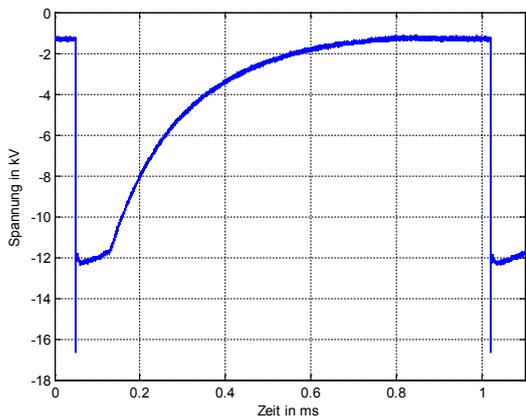


Bild 4-14: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke ohne Tiefpass (0,2 ms/div)

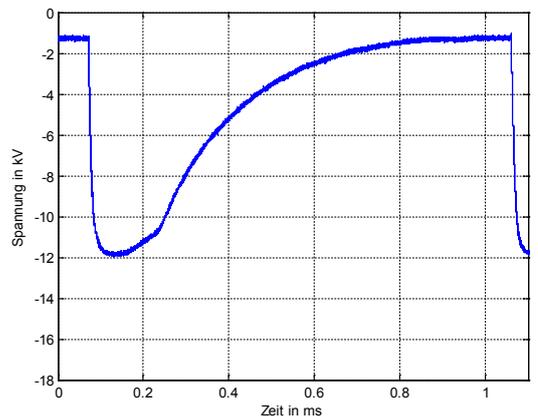


Bild 4-15: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke mit Tiefpass (0,2 ms/div)

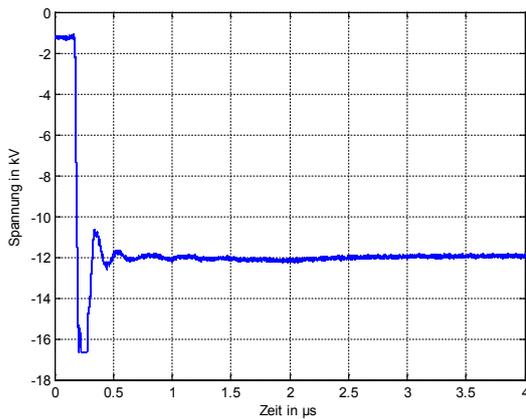


Bild 4-16: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke ohne Tiefpass (500 ns/div)

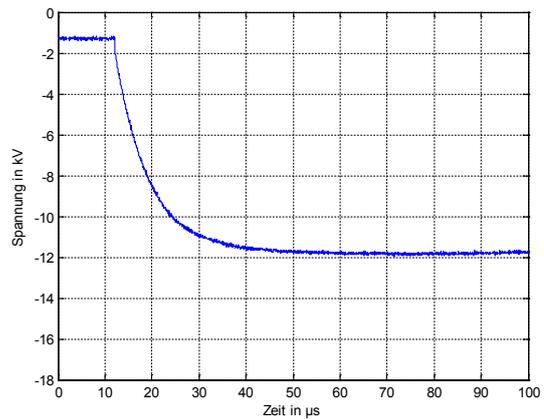


Bild 4-17: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke mit Tiefpass (10 µs/div)

4.3.3 Ermittlung der Kenndaten

In Bild 4-18 ist das Ausgangssignal der Prüfanlage mit $R_2 = 0 \Omega$ (d. h. ohne Tiefpass) und in Bild 4-19 mit $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ ersichtlich. Die Signale, die in schwarz dargestellt sind, entsprechen dem Messsignal ohne Gleichspannungsanteil. Diese werden in weiterer Folge zur Ermittlung der Parameter des Ausgangssignals verwendet (Tabelle 4-2).

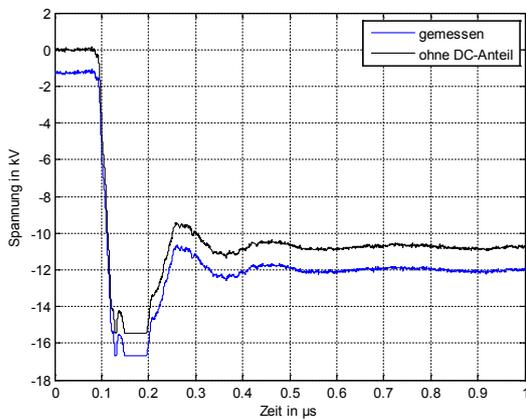


Bild 4-18: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke ohne Tiefpass (0,1 µs/div)

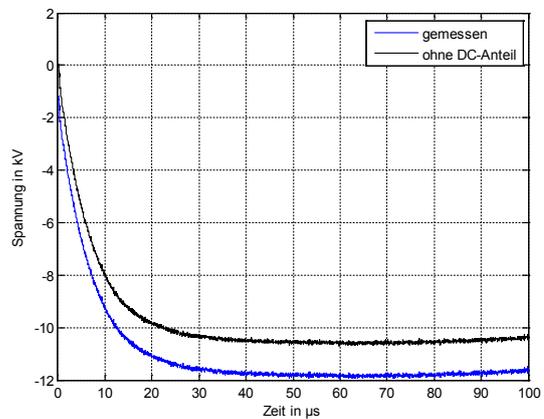


Bild 4-19: Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke mit Tiefpass (10 µs/div)

Der Widerstand R_2 und die Lastkapazität C_4 bilden einen Tiefpass. Um das berechnete und das gemessene Signal vergleichen zu können wird die Spannung in normierter Form angegeben. Das berechnete und gemessene Signal ist in Bild 4-20 abgebildet und die Gegenüberstellung der Parameter sind der Tabelle 4-3 zu entnehmen. Die Abweichung der beiden Signale ist auf die Annahme von idealen Bauelementen in der Berechnung zurückzuführen. Eine Berechnung des

Ausgangssignals ohne Tiefpasses ist nicht möglich, da ein theoretischer Widerstand von $R_2 = 0 \Omega$ eine unendlich hohe Anstiegsgeschwindigkeit zur Folge hätte.

Laut Anforderungsprofil wird eine Anstiegsgeschwindigkeit von $1,6 \text{ kV}/\mu\text{s}$ gefordert. Diese geforderte Anstiegsgeschwindigkeit wird laut Berechnung bei einem Tiefpasswiderstand $R_2 = 3,75 \text{ k}\Omega$ erreicht. Im Bild 4-21 ist das berechnete Ausgangssignal mit den Widerständen $R_2 = 3,75 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ ersichtlich und die berechneten Parameter sind der Tabelle 4-4 zu entnehmen.

Ermittlung der Zeitkonstante:

$$\tau = R_2 \cdot C_2 = 12 \text{ k}\Omega \cdot 0,8 \text{ nF} = 9,6 \mu\text{s} \quad (3)$$

Zeitlicher Spannungsverlauf:

$$U(t) = (-1) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4)$$

Ermitteln der Anstiegszeit:

$$t_r = t_{90} - t_{10} = 22,1 \mu\text{s} - 1 \mu\text{s} = 21,1 \mu\text{s} \quad (5)$$

Berechnung der Anstiegsgeschwindigkeit:

$$\frac{dU}{dt} = \frac{U_{P_{90\%}} - U_{P_{10\%}}}{t_r} = \frac{9,54 \text{ kV} - 1,06 \text{ kV}}{21,1 \mu\text{s}} = 0,5 \text{ kV}/\mu\text{s} \quad (6)$$

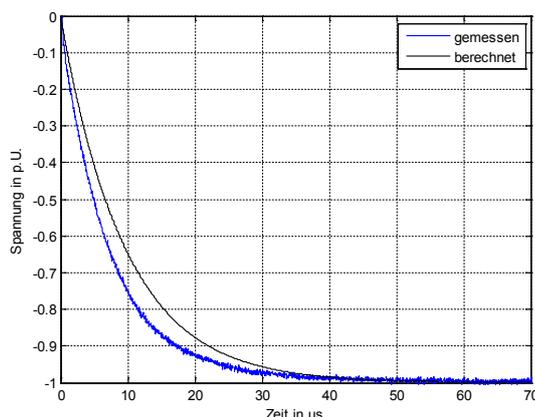


Bild 4-20: Gemessenes und berechnetes Ausgangssignal der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke mit Tiefpass ($10 \mu\text{s}/\text{div}$)

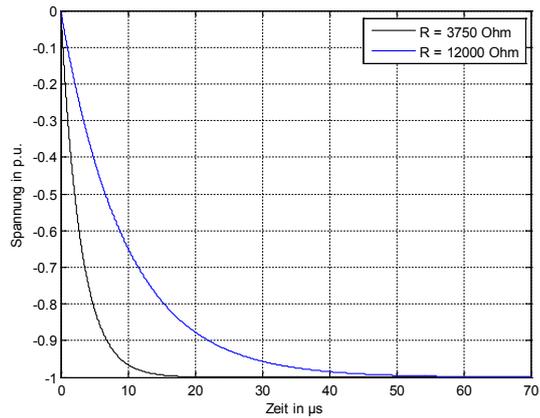


Bild 4-21: Berechnetes Ausgangssignal mit $R_2 = 3,75 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ ($10 \mu\text{s}/\text{div}$)

Tabelle 4-2: Parameter der gemessenen Ausgangssignale

Bezeichnung	Einheit	Messung	
R_2	$\text{k}\Omega$	0	12
C_4	nF	0,8	0,8
U_P	kV	15,4	10,6
U_a	kV	10,8	10,6
U_b	kV	4,6	-
$U_{P_10\%}$	kV	1,54	1,06
$U_{P_90\%}$	kV	13,86	9,54
t_{10}	μs	0,0967	0,6
t_{90}	μs	0,1203	16,8
t_r	μs	0,0236	16,2
dU/dt	$\text{kV}/\mu\text{s}$	522	0,52
U_b/U_a	p.u.	0,4	-

Tabelle 4-3: Vergleich der Berechnung mit der Messung

Bezeichnung	Einheit	Messung	Berechnung
R_2	$\text{k}\Omega$	12	12
C_4	nF	0,8	0,8
U_P	p.u.	1	1
U_P	kV	10,6	10,6
U_a	p.u.	1	1
U_a	kV	10,6	10,6
U_b	p.u.	-	-
$U_{P_10\%}$	p.u.	0,1	0,1
$U_{P_90\%}$	p.u.	0,9	0,9
t_{10}	μs	0,6	1,00
t_{90}	μs	16,8	22,1
t_r	μs	16,2	21,1
dU/dt	p.u./ μs	0,049	0,038
dU/dt	$\text{kV}/\mu\text{s}$	0,52	0,40
U_b/U_a	p.u.	-	-

Tabelle 4-4: Parameter des berechneten Ausgangssignals für $R_2 = 3,75 \text{ k}\Omega$

Bezeichnung	Einheit	Berechnung
R_2	k Ω	3,75
C_4	nF	0,8
U_P	p.u.	1
U_P	kV	10,6
U_a	p.u.	1
U_a	kV	10,6
U_b	p.u.	-
$U_{P_10\%}$	p.u.	0,1
$U_{P_90\%}$	p.u.	0,9
t_{10}	μs	0,32
t_{90}	μs	6,91
t_r	μs	6,59
dU/dt	p.u./ μs	0,12
dU/dt	kV/ μs	1,6
U_b/U_a	p.u.	-

4.4 Kenndaten

Der Tabelle 4-5 sind die Kenndaten in Bezug auf das Anforderungsprofil der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke zu entnehmen. Es ist zu bemerken, dass durch eine Veränderung der Elektrodenanzahl und des Widerstandes R_2 diese Parameter verändert werden können.

Tabelle 4-5: Kenndaten der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke

Parameter	Abk.	Wert	
Schaltungsvariante	-	$R_2 = 0 \Omega$	$R_2 = 12 \text{ k}\Omega$
Amplitude	U_a	12 -17 kV	
Wiederholrate	f	750 Hz – 1250 Hz	
Anstiegsgeschwindigkeit	dU/dt	522 kV/ μs	0,52 kV/ μs
Unipolar/Bipolar	-	unipolar	
Overshoot	U_p/U_a	40 %	0 %
Lastkapazität	C_L	0,8 nF	
Bauform	-	Laboraufbau	

5 Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul

5.1 Beschreibung des Halbleiterschaltmoduls

5.1.1 Allgemeines

Bei dem Halbleiterschaltmodul handelt es sich um den „Fast High Voltage Transistor Switch HTS 151-03-GSM (Options: FH, LS-C, I-FWDN)“ der Firma Behlke.

Die Schaltmodule der Serie HTS-GSM bestehen aus zwei identischen MOSFET-Schaltstrecken, die eine Halbbrücke bzw. eine Push-Pull-Schaltung bilden. Beide Schaltstrecken werden von einem gemeinsamen Treiber angesteuert. Da die Schaltstrecken gegenseitig gesperrt sind kann ein Kurzschluss innerhalb der Brücke ausgeschlossen werden, auch für den Fall, dass das Eingangssteuersignal durch elektromagnetische Störungen beeinflusst wird [19].

Speziell bei Anwendungen für gepulste Ausgangsspannungen mit kapazitiven Lasten hat das Push-Pull-Prinzip entscheidende Vorteile gegenüber einer herkömmlichen Schaltung mit einer Schaltstrecke und einem Arbeitswiderstand. Push-Pull-Schaltungen benötigen keine großen Speicherkondensatoren für einen kleinen Pulsabfall. Da kein Arbeitswiderstand benötigt wird ist die Effizienz eines „Push-Pull-Pulser“ weit höher im Vergleich zu einem „Single-Switch-Pulser“. Da die Ansteuerung der Schalter sehr präzise erfolgt, treten nahezu keine Querströme in der Brücke auf, abgesehen von den Ladestromspitzen aufgrund der natürlichen Kapazitäten der Schaltstrecken [19].

Die Ansteuerung des Schaltmoduls erfolgt über ein Signal mit positiver Flanke bei einer Amplitude von 3 bis 10 V [19].

Im Fehlerfall (Überfrequenz, langzeitige thermische Überlast bzw. fehlerhafte Versorgungsspannung) befindet sich die Schaltstrecke A im „AUS-Status“ und die Schaltstrecke B im „EIN-Status“. Bei Fehlen der +5-VDC-Versorgungsspannung schalten beide Schaltstrecken in den „AUS-Status“. Dies bedeutet, dass ohne die +5-VDC-Versorgungsspannung das Ausgangspotential undefiniert sein kann, wenn die Hochspannung noch am Ausgang anliegt. Um in diesem Fall ein definiertes Potential sicherzustellen müssen Pull-up- bzw. Pull-down-Widerstände verwendet werden [19].

In Bild 5-1 sind die Beschaltungen abgebildet, die der Hersteller des Moduls empfiehlt. Mit der Wahl der äußeren Beschaltung wird die Polarität bzw. der Offset des Ausgangspulses festgelegt. Um bei induktiven Lasten das Modul vor etwaigen Rückströmen durch die internen Dioden zu schützen, muss ein äußeres Dioden-Netzwerk verwendet werden.

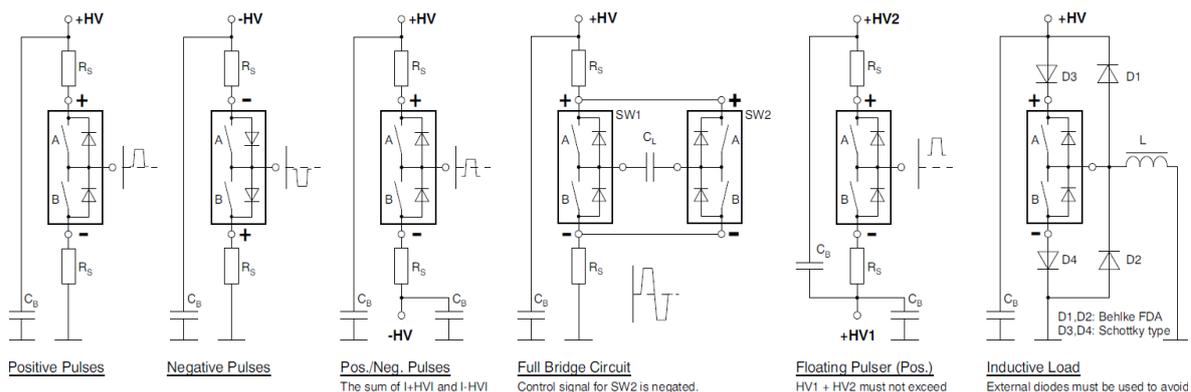


Bild 5-1: Beschaltungsvarianten - HTS 151-03-GSM laut Datenblatt [19]

5.1.2 Integrierte Zusatzoptionen

Bei der Gehäuseoption FH handelt sich um ein isoliertes Gehäuse, dass empfohlen wird, wenn das Modul nicht auf eine Leiterplatte montiert wird.

Das Freilaufdioden-Netzwerk (I-FWDN) ist direkt in das Halbleiterschaltmodul integriert, da bei einem Laboraufbau mit nicht vernachlässigbaren Induktivitäten zu rechnen ist und das Modul in weiterer Folge auch für induktive Lasten verwendet werden kann.

Die Steuersignale des Halbleiterschaltmoduls werden in Form einer LEMO-Buchse (LS-C) herausgeführt. Dieser Anschluss für das Steuersignal wird für Laboranwendungen empfohlen, da die Rauschunterdrückung besser ist im Vergleich zum Standardanschluss. Der Steuereingang ist intern mit einer Impedanz $Z = 100 \Omega$ abgeschlossen und die PIN-Belegung ist der Tabelle 5-1 zu entnehmen.

Der Tabelle 10-1 im Anhang sind alle verbauten Zusatzoptionen mit Erläuterung laut Hersteller zu entnehmen.

Tabelle 5-1: PIN-Belegung der LEMO-Buchse

Anschluss	Signal	Beschreibung
Pin 1	TTL-level trigger input	Low = Schalter A offen, Schalter B geschlossen High = Schalter A geschlossen, Schalter B offen
Pin 2	INHIBIT input	Intern wird dieser Eingang durch einen Pull-Up-Widerstand auf 5 VDC hochgezogen. Dieser Eingang ist zum Anschluss externer Sensoren gedacht, um z. B. bei Übertemperatur in einem Kühlsystem den Schalter zu sperren, um den Schalter vor Übertemperatur zu schützen.
Pin 3	Fault signal output	High = Schalter in fehlerfreien Betriebsmodus Low = Fehlerfall
Pin 4	DC - Input	+5 VDC +/- 5 %

5.1.3 Datenblatt

In Tabelle 5-2 sind die wesentlichsten Parameter des Halbleiterschaltmoduls HTS 151-03-GSM angeführt. Weitere Daten sind dem Datenblatt im Anhang zu entnehmen [19].

Tabelle 5-2: Auszug aus dem Datenblatt des HTS 151-03-GSM [19]

Bezeichnung	Abk.	Bemerkung	Wert	
Maximale Betriebsspannung	$V_{O(max)}$	$I_{Off} < 10 \mu ADC$	2 x 15000 VDC	
Galvanische Isolierung	V_I	HV-Anschlüsse vorne	40000 VDC	
Maximaler Spitzenstrom	$I_{P(max)}$	$t_p < 10 \mu s$, Tastverhältnis < 1%	2 x 30 ADC	
Maximaler dauerhafter Laststrom	I_L	$T_{case} = 25^\circ C$, Standard Kunststoffgehäuse	2 x 0,41 ADC	
Maximale Ausgangspulsweite	$t_{p(max)}$		∞	
Maximale dauerhafte Schaltfrequenz	$f_{(max)}$	$P_{d(max)}$ - Limit beachten	10 kHz	
Maximale dauerhafte Verlustleistung	$P_{d(max)}$	$T_{case} = 25^\circ C$, Standard Kunststoffgehäuse	2 x 15 W	
Statischer Ein-Widerstand	R_{Stat}	$T_{case} = 25^\circ C$	$0,1 \times I_{P(max)}$	2 x 36 Ω
			$1,0 \times I_{P(max)}$	2 x 90 Ω

5.2 Schaltungsaufbau

In Bild 5-2 ist die Schaltung der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul ersichtlich. Alle Bauelemente die sich innerhalb der grauen Box befinden sind im Modul integriert. Die Schalter A und B symbolisieren die beiden Transistorschaltstrecken. Die Dioden D_1 bis D_4 bilden das bereits in Abschnitt 5.1 beschriebene Freilaufdioden-Netzwerk. Die Hochspannung der positiven Gleichspannungsquelle V_1 wird durch den Pufferkondensator C_1 mit einer Kapazität von 5 nF stabilisiert. Die beiden Widerstände R_2 und R_3 begrenzen den Strom der durch den Halbleiter fließt. Durch Variation dieser beiden Widerstände kann die Anstiegszeit bzw. Abfallzeit des Ausgangssignals beeinflusst werden. Es ist jedoch darauf zu achten, dass das Halbleiterschaltmodul innerhalb der Verlustleistungsgrenze betrieben wird, um eine irreversible Beschädigung zu vermeiden. Der Kondensator C_2 mit einer Kapazität von 0,8 nF entspricht der Kapazität eines Generatorstabmodelles bzw. der Last der Prüfanlage. Die Ansteuerung des Halbleiterschaltmoduls erfolgt mit Hilfe eines Frequenzgenerators.

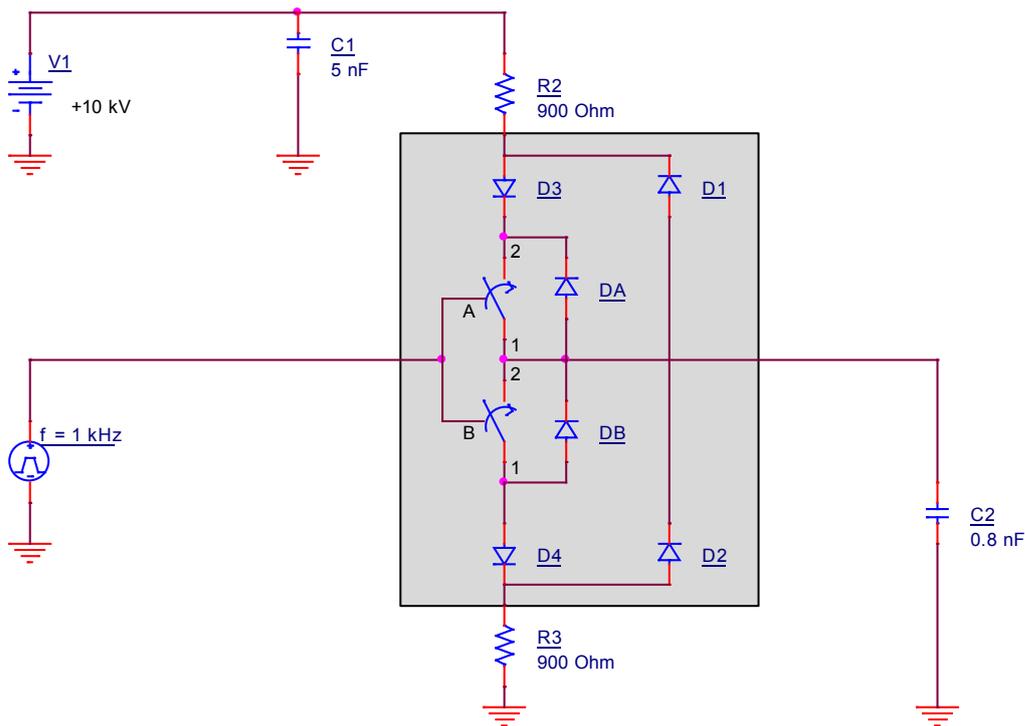


Bild 5-2: ESB – Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul

In Bild 5-3 ist der Schaltungsaufbau der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul abgebildet. Es handelt sich dabei um einen kompakten Aufbau, um die Induktivität der äußeren Beschaltung möglichst gering zu halten. Die Serienwiderstände ($R_2, R_3 = 900 \Omega$) bestehen aus einer Serien- bzw. Parallelschaltung von 1,8-k Ω -Widerständen. Dieses Netzwerk aus Widerständen wurde gewählt, um durch unterschiedliche Verschaltungen den Gesamtwiderstand variieren zu können.

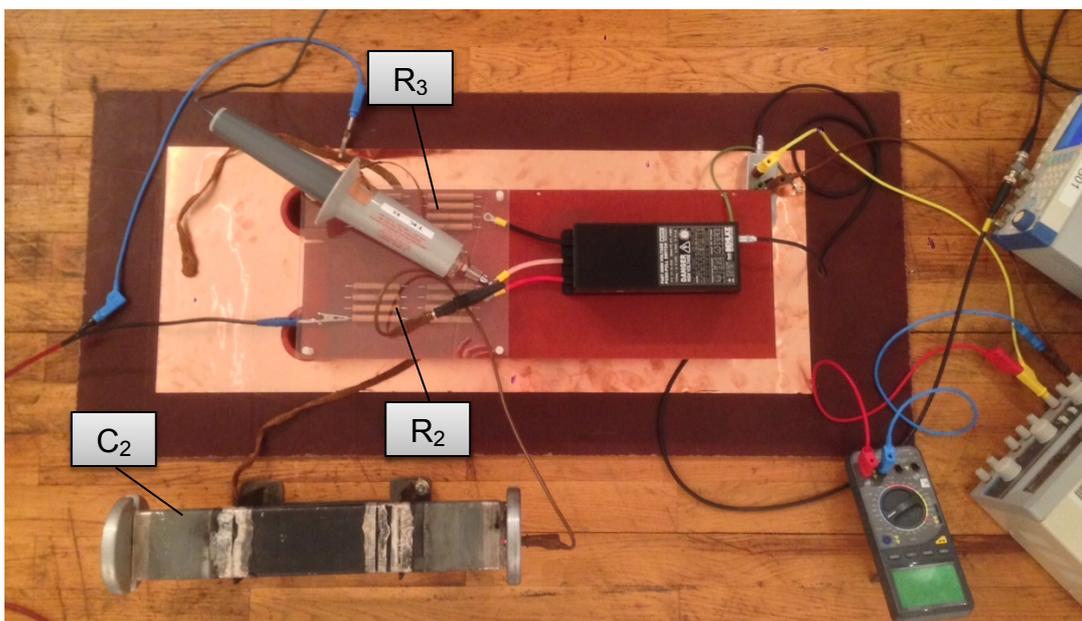


Bild 5-3: Laboraufbau – Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul

5.3 Ausgangssignal

5.3.1 Messsignal

Für den Test unter Last wird ein Generatorstabmodell mit einer Kapazität von 0,8 nF als Belastung verwendet (Bild 4-7). Das Ausgangssignal wird mit dem Tastkopf „Tektronix P 6015“ erfasst und mit Hilfe eines Speicheroszilloskops gespeichert. In Bild 5-4 bis Bild 5-6 ist das Steuersignal als auch das Ausgangssignal der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul dargestellt.

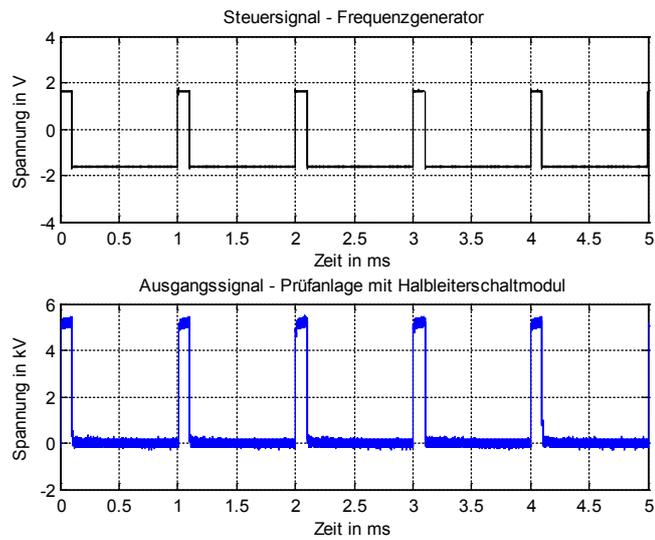


Bild 5-4: Signalverlauf der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul (0,5 ms/div)

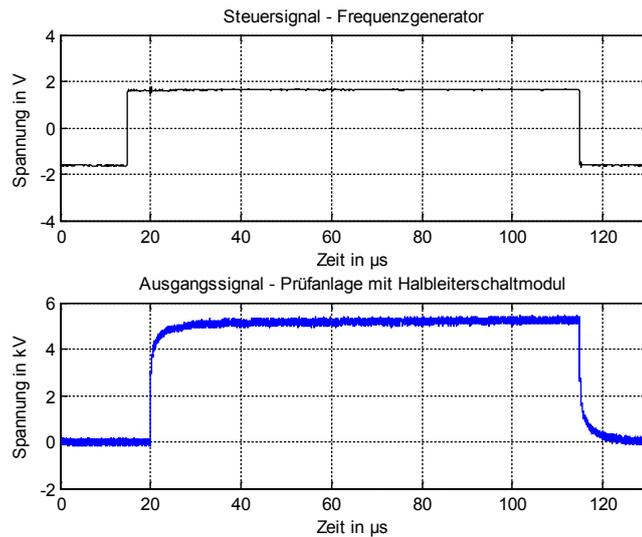


Bild 5-5: Signalverlauf der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul (20 μs/div)

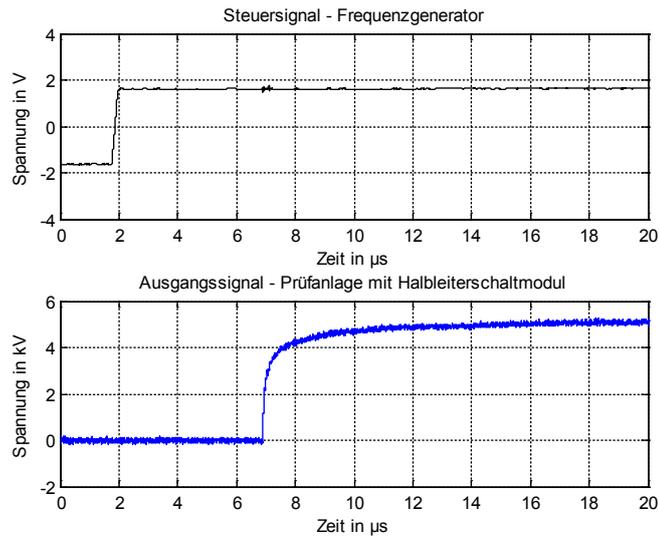


Bild 5-6: Signalverlauf der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul (2 µs/div)

5.3.2 Simulation und Berechnung der Kenndaten

Die Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul wurde mit Hilfe von OrCAD PSpice Lite simuliert. Dabei ist zu bemerken, dass ideale Bauelemente verwendet wurden. Die beiden Halbleiterschaltstrecken werden als Schalter mit einem Widerstand von 36Ω (Statischer EIN-Widerstand laut Datenblatt) idealisiert abgebildet. In Bild 5-7 bis Bild 5-10 sind die Ergebnisse der Simulation ersichtlich. Weitere Diagramme sind dem Anhang zu entnehmen.

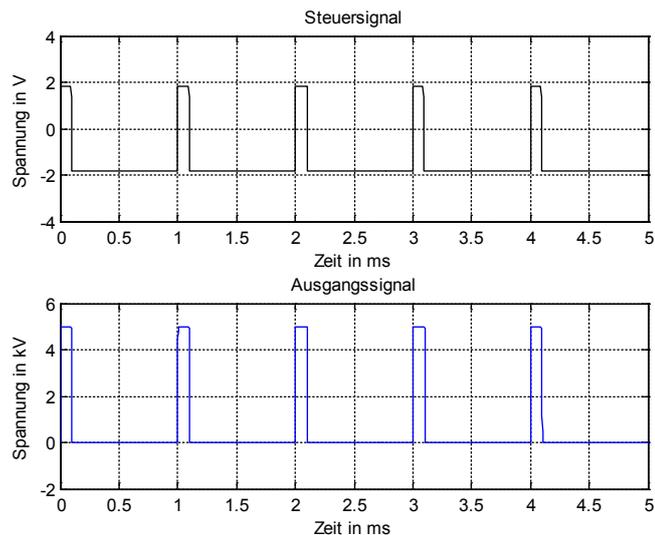


Bild 5-7: Simulation - Signalverläufe der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul (0,5 ms/div)

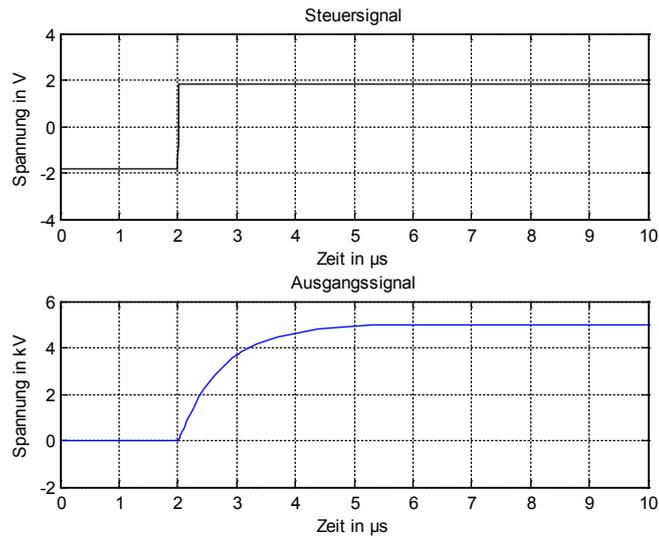


Bild 5-8: Simulation - Signalverläufe der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul (1 µs/div)

Um das Messsignal mit dem Signal der Simulation in einem Diagramm vergleichen zu können, wird die Spannung in normierter Form angegeben. Im Bild 5-9 ist das gemessene und simulierte Signal dargestellt. Um das Messsignal besser ablesen zu können, wurden die Störsignale weggefiltert (Bild 5-10). Es ist eine Abweichung des Messsignals vom Simulationsergebnis zu erkennen, die auf das Verwenden idealer Bauelemente in der Simulation und der Strombegrenzung der Hochspannungsquelle, erklärbar ist. Sämtliche gemessene und berechnete Größen sind der Tabelle 5-3 zu entnehmen.

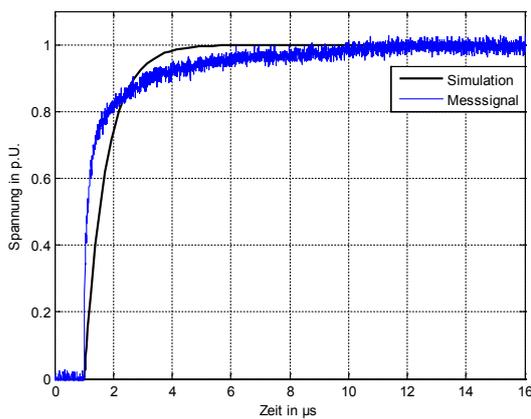


Bild 5-9: Vergleich der Simulation mit dem originalen Messsignal

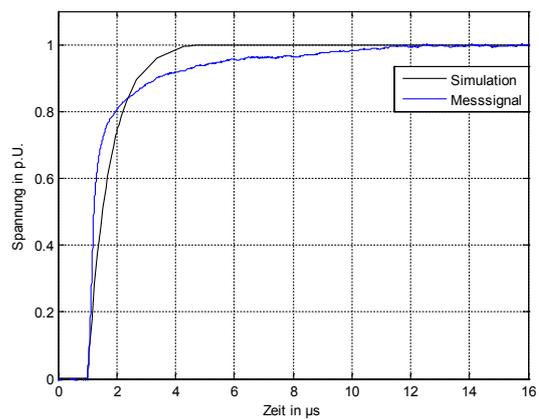


Bild 5-10: Vergleich der Simulation mit dem störungsfreien Messsignal

Ermitteln der Anstiegszeit:

$$t_r = t_{90} - t_{10} = 8,9 \mu\text{s} - 6,9 \mu\text{s} = 2,0 \mu\text{s} \quad (7)$$

Berechnung der Anstiegsgeschwindigkeit:

$$\frac{dU}{dt} = \frac{U_{P_90\%} - U_{P_10\%}}{t_r} = \frac{4,5 \text{ kV} - 0,5 \text{ kV}}{2,0 \mu\text{s}} = 2,0 \text{ kV}/\mu\text{s} \quad (8)$$

Tabelle 5-3: Parameter des Ausgangssignals

Bezeichnung	Einheit	Messung	Simulation
R _{3,4}	Ω	900	900
C ₂	nF	0,8	0,8
U _P	kV	5,0	5,0
U _a	kV	5,0	5,0
U _b	kV	-	-
U _{P_10%}	kV	0,5	0,5
U _{P_90%}	kV	4,5	4,5
t ₁₀	μs	6,9	2,1
t ₉₀	μs	8,9	3,8
t _r	μs	2,0	1,7
dU/dt	kV/μs	2,0	2,4

5.4 Kenndaten

Der Tabelle 5-4 sind die Kenndaten der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul in Bezug auf das Anforderungsprofil zu entnehmen.

Tabelle 5-4: Kenndaten der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul

Parameter	Abk.	Wert
Amplitude	U _a	0 - 5 kV
Wiederholrate	f	0 - 1 kHz
Anstiegsgeschwindigkeit	dU/dt	2 kV/μs
Unipolar / Bipolar	-	unipolar
Overshoot	U _p /U _a	0 %
Lastkapazität	C _L	0,8 nF
Durchgehende Betriebsdauer	-	10 min
Bauform	-	kompakter Laboraufbau

6 Belastungstest der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke

6.1 Allgemeines

Die Norm IEC/TS 60034-18-42 beschreibt für eine Prüfung von Generatorstäben mit repetitiven Spannungspulsen eine Prüfdauer von 100 h [5]. Aus diesem Grund wurde ein 100-h-Belastungstest der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke durchgeführt. Dieser Test dient zur Ermittlung der Belastbarkeit der Prüfanlage.

6.2 Versuchsaufbau

Es hat sich in den Vorversuchen gezeigt, dass sich der Tiefpasswiderstand $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ bereits nach 20 min stark erwärmt hat. Der Widerstand $R_4 = 200 \text{ k}\Omega$ erwärmte sich bei der Beschaltung mit $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$ ebenfalls stärker als bei der Beschaltung mit $R_2 = 0 \Omega$. Die Belastung für den Prüfling als auch für die Elektroden der rotierenden Funkenstrecke ist bei der Beschaltung ohne Tiefpasswiderstand höher als bei der Beschaltung mit $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$. Um einen Ausfall der Anlage durch Überlastung der Widerstände zu vermeiden, wurde die Beschaltung mit $R_2 = 0 \Omega$ für den 100-h-Belastungstest gewählt (Bild 6-1 und Bild 6-2).

Das Ausgangssignal wird mit dem Pressgaskondensator-Messteiler gemessen und mit Hilfe eines Speicheroszilloskops gespeichert. Dieser kapazitive Messteiler erfasst im Gegensatz zum Tastkopf „Tektronix P 6015“ ausschließlich den Wechselspannungsanteil des Ausgangssignals. Dieser Messteiler wird für den Dauerversuch gewählt, da dieser für Betriebsspannungen bis 120 kV verwendet werden kann und der Gleichspannungsanteil nicht von Interesse ist. Während des Betriebes der Anlage werden Messdaten gespeichert, um das Zündverhalten der rotierenden Funkenstrecke als auch die Signalform der einzelnen Hochspannungsimpulse im zeitlichen Verlauf des 100-h-Belastungstests darzustellen.

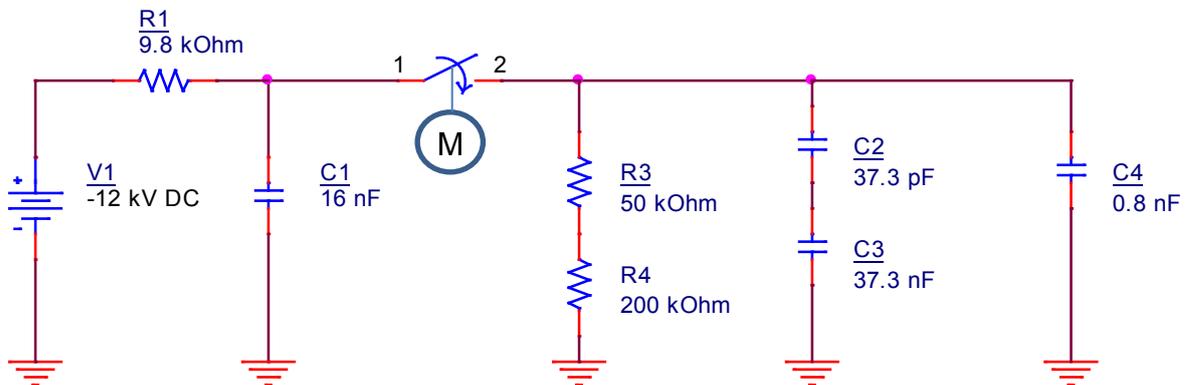


Bild 6-1: Ersatzschaltbild – Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke, Belastungstest



Bild 6-2: Laboraufbau – Belastungstest – Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke

Die Generatorstabmodelle, die in Bild 6-3 abgebildet sind werden als Last verwendet.

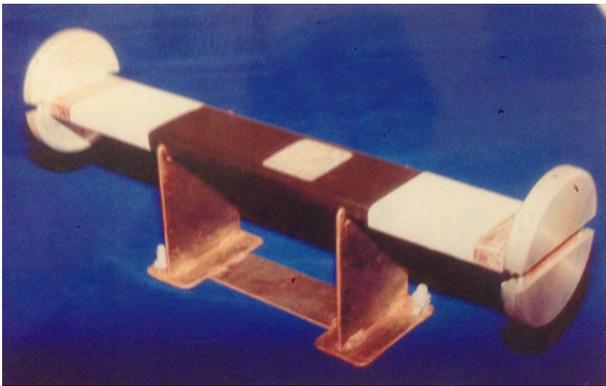


Bild 6-3: links: Generatorstab I [20], rechts: Generatorstab II

6.3 Sicherheitsvorkehrungen

Zum Schutz der Anlage wird eine Relais-Schutz-Schaltung verwendet, die im Kurzschlussfall die gesamte Anlage abschaltet. Der Personenschutz ist gegeben, da die Tür die zum Gefahrenbereich der Anlage führt in den Sicherheitskreis eingebunden ist. Darüber hinaus ist im gewählten Dauerversuchsraum eine Brandmeldeanlage installiert, die bei Auslösung auch die Spannungsversorgung unterbricht. Eine Webcam dient zur optischen Überwachung der Prüfanlage.

6.4 Verlauf des Belastungstests

6.4.1 Zündverhalten

Anhand von Bild 6-4 bis Bild 6-12 wird das Zündverhalten der rotierenden Funkenstrecke analysiert. Das regelmäßige Zünden der Funkenstrecke ist gegeben, solange keine Lücken im Signalverlauf festzustellen sind.

Eine Veränderung des Zündverhaltens der rotierenden Funkenstrecke wurde erst nach 95 h festgestellt. In Bild 6-10 ist klar zu erkennen, dass eine regelmäßige Zündung nicht mehr gegeben ist. Dies ist auf die Abnutzung der Elektroden zurückzuführen. Nach Erhöhen der Versorgungsspannung von 12 kV auf 14 kV war eine regelmäßige Zündung wieder gegeben (Bild 6-11). Kurz vor Ablauf der 100 h setzt erneut eine unregelmäßige Zündung ein (Bild 6-12). Die Ursache liegt vermutlich am Durchschlag des Hochspannungswiderstandes R_4 (Abschnitt 6.5.2).

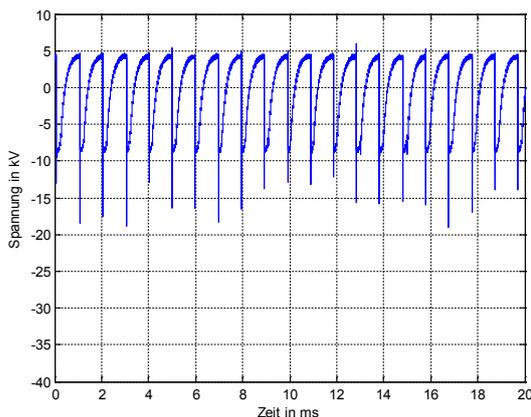


Bild 6-4: Start – Generatorstab I

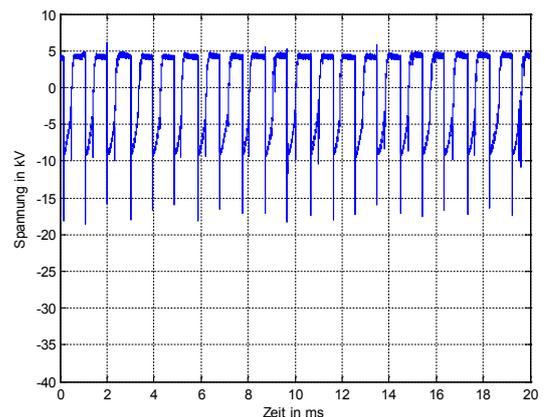


Bild 6-5: 24 h – Generatorstab I

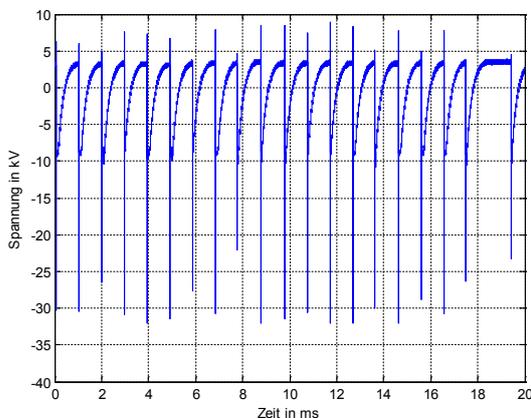


Bild 6-6: 24 h – Generatorstab II

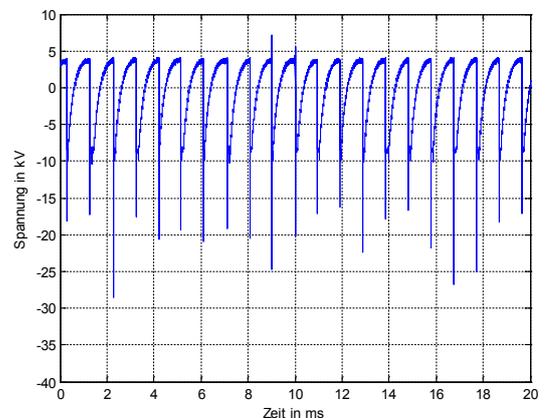


Bild 6-7: 48 h – Generatorstab II

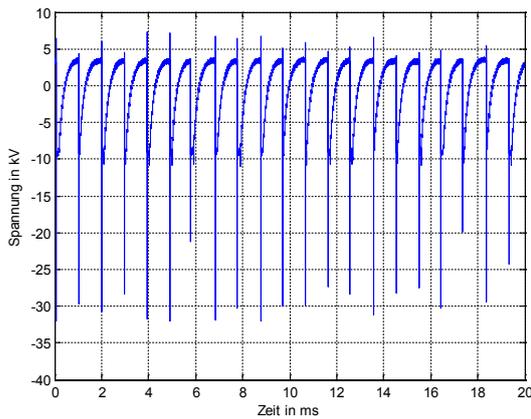


Bild 6-8: 72 h – Generatorstab II

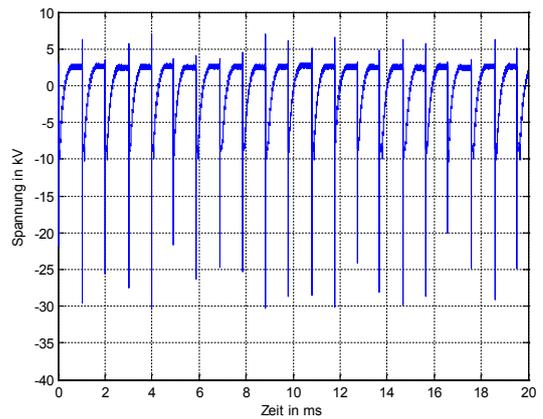


Bild 6-9: 80 h – Generatorstab II

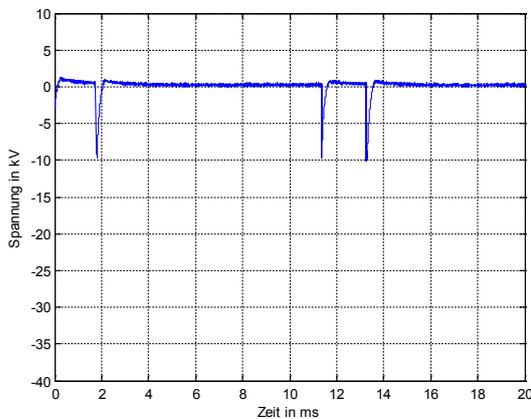


Bild 6-10: 95 h – Generatorstab II

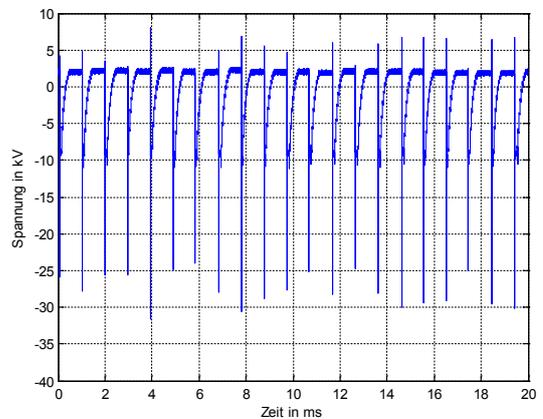


Bild 6-11: 99 h – Generatorstab II

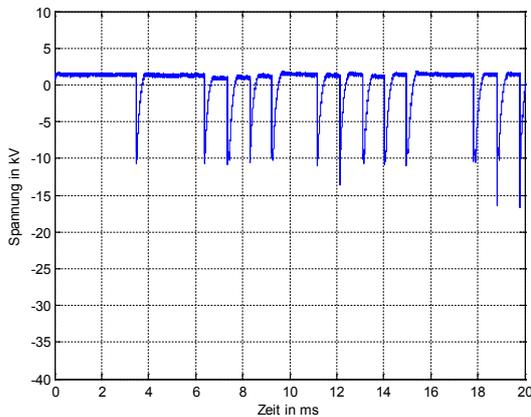


Bild 6-12: 100 h – Generatorstab II

6.4.2 Signalform

Anhand von Bild 6-13 bis Bild 6-24 wird die Signalform der einzelnen Hochspannungsimpulse analysiert. Eine Veränderung der Signalform kann durch eine Veränderung an der Prüfanlage oder des Generatorstabmodelles verursacht werden. Eine signifikante Veränderung der Signalform wurde bereits nach 10 h festgestellt (Bild 6-16). Die Ursache für diese Veränderung ist auf eine starke Veränderung des

Generatorstabs I zurückzuführen. Nach 24 h wurde der Generatorstab I durch den Generatorstab II ersetzt. Die Signalform entspricht wieder der anfänglichen Signalform. Wie in Bild 6-18 bis Bild 6-24 ersichtlich, hat sich die Signalform bis zum Ablauf der 100 h nicht mehr verändert.

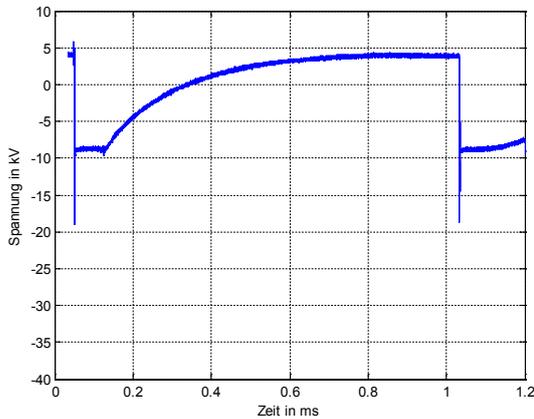


Bild 6-13: Start – Generatorstab I

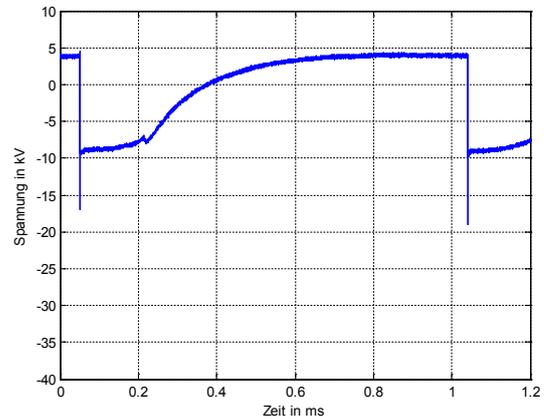


Bild 6-14: 4 h – Generatorstab I

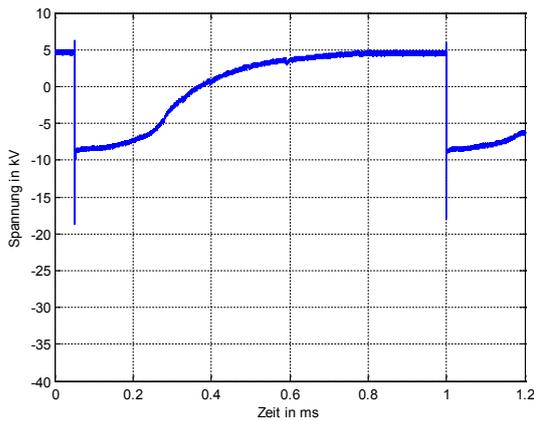


Bild 6-15: 7 h – Generatorstab I

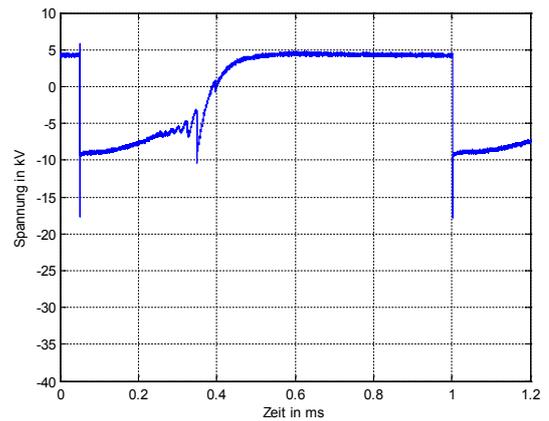


Bild 6-16: 10 h – Generatorstab I

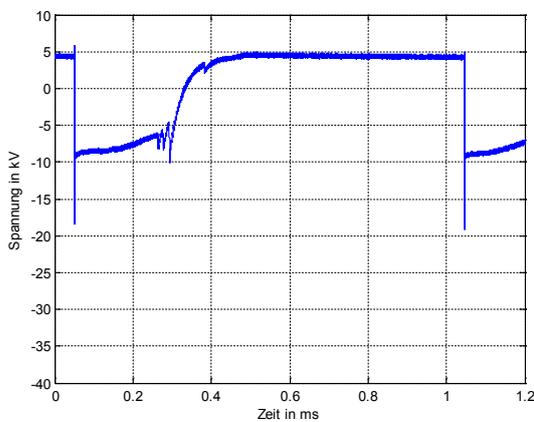


Bild 6-17: 24 h – Generatorstab I

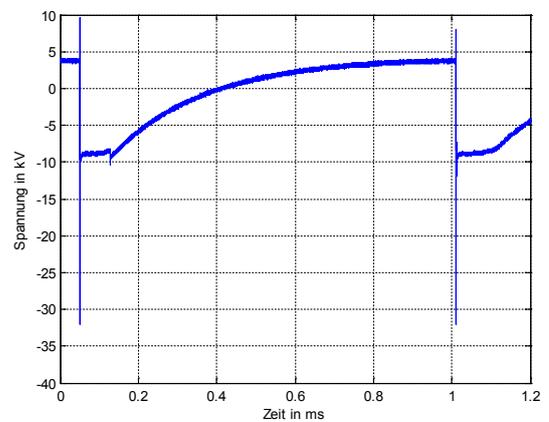


Bild 6-18: 24 h – Generatorstab II

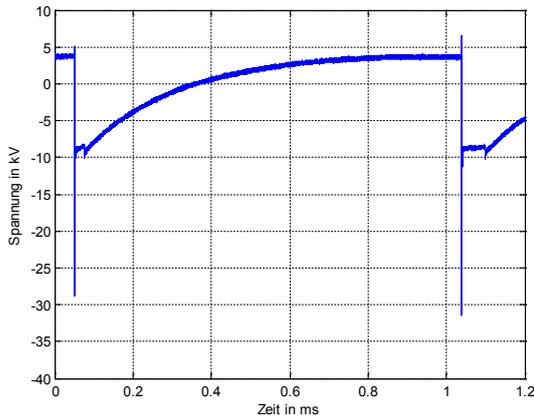


Bild 6-19: 48 h – Generatorstab II

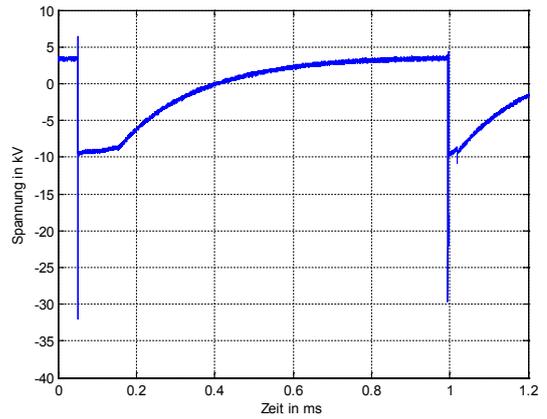


Bild 6-20: 72 h – Generatorstab II

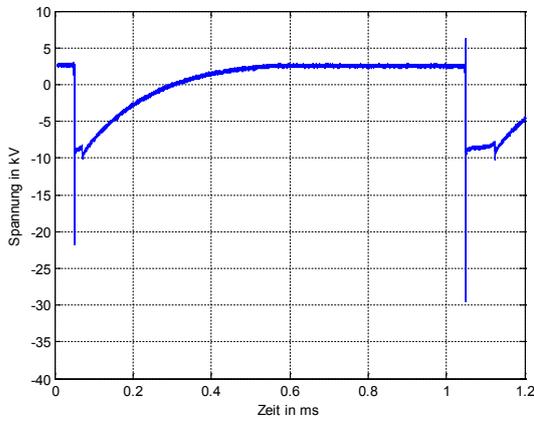


Bild 6-21: 80 h – Generatorstab II

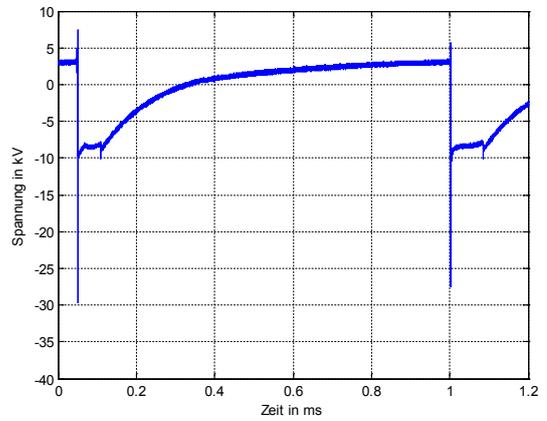


Bild 6-22: 95 h – Generatorstab II

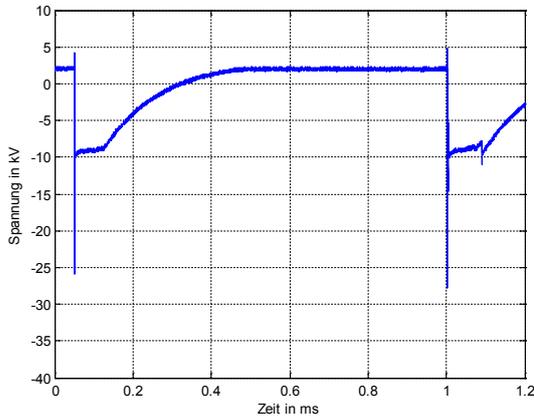


Bild 6-23: 99 h – Generatorstab II

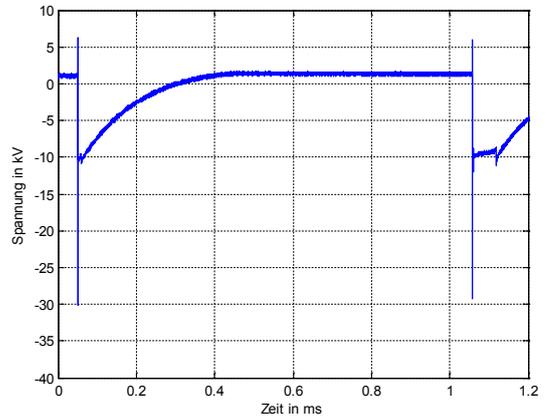


Bild 6-24: 100 h – Generatorstab II

6.4.3 Testverlauf

In der nachfolgenden Tabelle 6-1 sind alle praktischen Eingriffe bzw. besonderen Vorkommnisse während des 100-h-Belastungstests dokumentiert.

Tabelle 6-1: Prüfverlauf 100 h-Belastungstest

Zeit	Spannung	Last	Bemerkung
Start	U = 12 kV	Generatorstab I	-
6 h	U = 12 kV	Generatorstab I	Unterbrechung des Belastungstests zur thermischen und optischen Kontrolle der Elektroden der rotierenden Funkenstrecke. Es konnte keine Erwärmung bzw. Veränderung der Elektroden festgestellt werden.
24 h	U = 12 kV	Generatorstab II	Veränderung der Signalform, da sich der Generatorstab I stark verändert hat. Unterbrechung des Belastungstests und Ersetzen des Generatorstab I durch Generatorstab II.
95 h	U = 14 kV	Generatorstab II	Unregelmäßige Zündung der Funkenstrecke - Unterbrechung des Belastungstests zur thermischen und optischen Kontrolle der Elektroden der rotierenden Funkenstrecke. Es konnte keine Erwärmung der Elektroden festgestellt werden, jedoch hat sich die Form verändert und der Abstand vergrößert. Durch die Spannungserhöhung von 12 kV auf 14 kV setzte die regelmäßige Zündung wieder ein.
100 h	U = 14 kV	Generatorstab II	Kurz vor Ablauf der 100 h setzt erneut eine unregelmäßige Zündung der rotierenden Funkenstrecke ein. Die Ursache liegt vermutlich am Durchschlag des Hochspannungswiderstandes R ₄ (Abschnitt 6.5.2).

6.5 Veränderungen an der Anlage

6.5.1 Rotierende Funkenstrecke

An der rotierenden Funkenstrecke sind Veränderungen an den Elektroden aufgetreten. In Bild 6-25 ist die Elektrode vor dem 100-h-Belastungstest und im Bild 6-26 nach dem 100-h-Belastungstest abgebildet. Dabei ist zu erkennen, dass sich die feststehende linke Elektrode stärker als die Elektrode an der rotierenden Scheibe verändert hat. Es hat sich einerseits der Abstand zwischen den Elektroden vergrößert und andererseits ist die Planarität der Elektrodenoberflächen nicht mehr gegeben.

Eine Erwärmung der rotierenden Funkenstrecke bzw. der Elektroden konnte nicht festgestellt werden. Dies ist darauf zurückzuführen, dass durch die Rotation der Scheibe eine Kühlung der Elektroden gegeben ist.

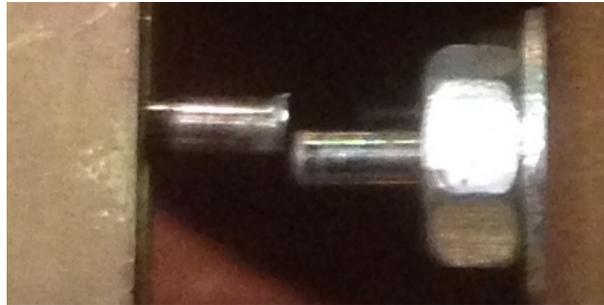


Bild 6-25: Elektrode der rotierenden Funkenstrecke vor dem Belastungstest



Bild 6-26: Elektrode der rotierenden Funkenstrecke nach dem Belastungstest

6.5.2 Widerstände

Der Widerstand R_4 ist ein Eigenbau des Instituts für Hochspannungstechnik und Systemmanagement, der durch eine Serienschaltung vieler kleiner Widerstände ausgeführt ist. Es ist anzumerken, dass dieser Widerstand bereits Vorbeschädigungen hatte, da einige Einzelwiderstände bereits durch Drähte ersetzt worden sind. In den Vorversuchen wurde eine erhöhte Temperatur des Widerstandes R_4 festgestellt, die jedoch unterhalb der zulässigen Betriebstemperatur lag.

In Bild 6-27 ist ein Ausschnitt des Widerstandes R_4 abgebildet an dem es während des 100-h-Belastungstest zu einem Durchschlag gekommen ist. Dabei wurden zwei Einzelwiderstände zerstört.



Bild 6-27: Widerstand R_4 nach dem Belastungstest

6.6 Veränderungen am Generatorstab I und II

Da es sich um einen Belastungstest der Anlage mit rotierender Funkenstrecke handelt, steht die Betrachtung der Auswirkung der Prüfung auf das Isolationssystem der Generatorstäbe nicht im Fokus. Der Vollständigkeit halber werden daher nur wesentliche Veränderungen dokumentiert.

Bereits zu Beginn des Belastungstests sind Teilentladungen am Generatorstab I zu erkennen, die eine sukzessive Auflösung des Außenglimmschutzes (als Lack aufgebracht) bewirken. Diese Veränderung des Isolationssystems verursacht schon nach einer Prüfdauer von 10 h Rückwirkungen auf die Signalform der Prüfanlage (Bild 6-16), auf Grund dessen das Generatorstabmodell I durch das Generatorstabmodell II nach 24 h ersetzt wurde. In Bild 6-28 und Bild 6-29 sind die optischen Veränderungen am Generatorstabmodell I zu erkennen.



Bild 6-28: Generatorstab I nach 24 h
(Oberseite)



Bild 6-29: Generatorstab I nach 24 h
(Unterseite)

Am Generatorstabmodell II treten von Beginn an starke Teilentladungen am Nutausgang auf, die zur Veränderung des Isolationssystems führen. Eine Rückwirkung auf die Signalform der Prüfanlage konnte nicht festgestellt werden. Nach 76 h sind am Generatorstabmodell II starke Veränderungen des Isolationssystems auch optisch zu erkennen (Bild 6-30).



Bild 6-30: Generatorstab II nach 76 h

7 Diskussion

Als Abschluss dieser Arbeit steht eine Hochspannungsprüfanlage mit rotierender Funkenstrecke zur Prüfung von Generatorstäben mit Spannungsspitzen zur Verfügung. Eine Hochspannungsprüfanlage mit Halbleiterschaltmodul wurde ebenfalls realisiert, jedoch bedarf es einer Weiterentwicklung, um die Prüfspannung zu erhöhen.

Die Simulationen der Schaltungsvarianten sind die Grundlage für die Entscheidung welche Variante praktisch realisiert wird. Mit Hilfe eines Bewertungsprofils wurden die einzelnen Schaltungen kategorisiert und bewertet.

Die Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke ohne Tiefpass wurde einem 100-h-Belastungstest unterzogen, da diese Prüfdauer laut IEC/TS 60034-18-42 für die Qualifizierungsprüfung mit Prüflingen der Feldsteuerung erforderlich ist. Dabei wurden Veränderungen sowohl an der Anlage, am Generatorstab als auch am Ausgangssignal festgestellt. Das Generatorstabmodell I wurde bereits nach 24 h durch ein zweites Modell ersetzt, da durch die hohe Belastung sich der AGS auflöste und dies eine Veränderung der Ausgangssignalform zur Folge hatte. Die Abnutzung der Wolframelektroden der rotierenden Funkenstrecke führte dazu, dass nach 95 h die Versorgungsspannung von 12 kV auf 14 kV erhöht werden musste, um eine regelmäßige Zündung wiederherzustellen. Der Hochspannungswiderstand R_4 , der sich parallel zur Lastkapazität C_4 befindet, wurde während des Tests beschädigt. Bevor weitere 100-h-Tests durchgeführt werden können, sind die Wolframelektroden der rotierenden Funkenstrecke nachzuschleifen und der Hochspannungswiderstand R_4 durch einen Widerstand, der für transiente Beanspruchung geeignet ist, zu ersetzen. Für Qualifizierungsprüfungen laut IEC/TS 60034-18-42 ist diese Beanspruchung des Prüflings definitiv zu hoch, da bei beiden verwendeten Generatorstabmodellen sofort Teilentladungen aufgetreten sind und der AGS bereits nach 100 h stark beschädigt war. Um die Anstiegsgeschwindigkeit der Prüfanlage von 522 kV/ μ s zu verringern, wurde ein Widerstand R_2 mit 12 k Ω verwendet, der mit dem kapazitiven Generatorstabmodell ($C_L = 0,8$ nF) einen Tiefpass bildet. Die gemessene Anstiegsgeschwindigkeit mit dem Tiefpasswiderstand beträgt 0,52 kV/ μ s. Der Widerstand $R_2 = 12$ k Ω wurde gewählt, da dieser bereits als Bauteil vorhanden war und zur Ermittlung der Signalveränderung aufgrund des Tiefpasses geeignet ist. Die geringe Abweichung der berechneten Kurve des Tiefpasses vom gemessenen Ausgangssignal ist auf das Annehmen idealer Bauteilwerte in der Berechnung zurückzuführen. Eine Variation des Tiefpasswiderstandes R_2 beeinflusst die Anstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals und mit Hilfe der Berechnung ist eine Dimensionierung des Widerstandes R_2 , um ein Ausgangssignal mit einer bestimmten

Anstiegsgeschwindigkeit zu generieren, möglich. Für die laut Anforderungsprofil geforderte Anstiegsgeschwindigkeit von $1,6 \text{ kV}/\mu\text{s}$ wurde der Tiefpasswiderstand berechnet und beträgt $3,75 \text{ k}\Omega$.

Durch die Fortschritte in der Leistungselektronik werden zunehmend in der Hochspannungstechnik Funkenstrecken durch Halbleiter ersetzt. Die zweite Prüfanlage wurde als kompakter Laboraufbau realisiert und zum repetitiven Schalten der Hochspannung wird das Halbleiterschaltmodul „HTS 151-03-GSM“ der Firma Behlke verwendet. Dieses Modul besteht aus zwei MOSFET-Schaltstrecken, die eine Halbbrücke bilden und von einem gemeinsamen Treiber mittels TTL-Signal angesteuert werden. Die maximale mögliche Schaltspannung beträgt 15 kV bei einem Spitzenstrom von 30 A . Dieses Modul wurde gewählt, da die Ausführung als Halbbrücke, zum Schalten kapazitiver Lasten sehr gut geeignet ist, da aufgrund der aktiven Entladung der Kapazität durch die zweite Schaltstrecke die Abfallzeit identisch der Anstiegszeit ist. Die Beschaltung wurde so gewählt, dass die Anstiegsgeschwindigkeit von mindestens $1,6 \text{ kV}/\mu\text{s}$ mit einer kapazitiven Last von $0,8 \text{ nF}$ laut dem Anforderungsprofil erreicht wird. Der kompakte Schaltungsaufbau wurde gewählt, um die parasitären Induktivitäten möglichst gering zu halten. Diese sind gefährlich, da beim schnellen Schalten Überspannungen auftreten können, die sich zur Betriebsspannung addieren und unter Umständen den Halbleiter irreversibel zerstören. Die Amplitude des gemessenen Ausgangssignals der Prüfanlage mit einem Generatorstabmodell ($C_L = 0,8 \text{ nF}$) als Last beträgt 5 kV bei einer Wiederholrate von 1 kHz . Die gemessene Anstiegsgeschwindigkeit dU/dt beträgt $2 \text{ kV}/\mu\text{s}$. Die Serienwiderstände R_S sind eine Serien- bzw. Parallelschaltung aus $1800\text{-}\Omega$ -Widerständen, die unterschiedlich verschaltet werden können. Der Widerstandswert dieser Serienwiderstände bestimmt die Anstiegs- bzw. die Abfallgeschwindigkeit des Ausgangssignals.

Mit den beiden realisierten Prüfanlagen ist der Grundstein für Untersuchungen des Isoliersystems von Generatorstäben mit repetitiven Hochspannungsspitzen mit Amplituden von bis zu 17 kV , Wiederholraten von 0 bis 1250 Hz und Anstiegsgeschwindigkeiten zwischen $0,5$ und $522 \text{ kV}/\mu\text{s}$, gelegt.

8 Zusammenfassung

Die Versorgung von elektrischen Maschinen mit Frequenzumrichtern stellt eine große Herausforderung für das Isolationssystem dar, da das Spannungssignal an den Klemmen der Maschine hochfrequente Komponenten enthält. Den größten Einfluss auf das Isoliersystem haben die kurzen Anstiegszeiten der Impulse, die Überspannungen, verursacht durch das Kabel zwischen Umrichter und der elektrischen Maschine und die Wiederholrate der Impulse.

In Rahmen dieser Masterarbeit wird eine Hochspannungsprüfanlage entwickelt, um in Zukunft Qualifizierungsprüfungen von Generatorstäben laut IEC/TS 60034-18-42 durchführen zu können.

Die Simulationsergebnisse als auch Erkenntnisse aus der Literaturrecherche dienen als Grundlage für die Bewertung sechs verschiedener Schaltungsvarianten hinsichtlich der Bewertungsprofile „Soll“, „Nice-to-have“ und „Zukunft“ bzw. den qualitativen Faktoren „Komplexität“, „Risiko“, „Lieferzeit“ und „Kosten“.

Eine Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke und eine Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul wurden praktisch realisiert. Die wichtigsten Ergebnisse sind wie folgt zusammengefasst:

1. Mit der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke können bei einer Belastung mit einem Generatorstabmodell ($C = 0,8 \text{ nF}$) Spannungspulse mit einer Amplitude zwischen 12 und 17 kV bei einer variablen Wiederholrate von 750 bis 1250 Hz generiert werden.
2. Die kapazitive Last und der Tiefpasswiderstand R_2 beeinflussen die Anstiegsgeschwindigkeit dU/dt des Ausgangssignals. Die Anstiegsgeschwindigkeit der zwei praktisch realisierten Schaltungen entspricht $522 \text{ kV}/\mu\text{s}$ bei $R_2 = 0 \Omega$ bzw. $0,52 \text{ kV}/\mu\text{s}$ bei $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$. Mit Hilfe einer Berechnung kann der Widerstand R_2 dimensioniert werden, um eine bestimmte Anstiegsgeschwindigkeit zu erreichen.
3. Es wurde ein 100-h-Belastungstest mit der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke durchgeführt, da diese Prüfdauer laut IEC/TS 60034-18-42 empfohlen wird. Nach dem Belastungstest werden Veränderungen an der Anlage bzw. am Generatorstabmodell festgestellt. Um einen weiteren 100-h-Test durchführen zu können müssen die Elektroden der rotierenden Funkenstrecke nachgeschliffen und der Parallelwiderstand R_4 durch einen Widerstand, der für transiente Beanspruchungen besser geeignet ist, ersetzt werden.
4. Für Qualifizierungsprüfungen nach IEC/TS 60034-18-42 ist die Beanspruchung der Schaltungsvariante ohne Tiefpasswiderstand R_2 ($dU/dt = 522 \text{ kV}/\mu\text{s}$) zu hoch, da nach Ablauf des Belastungstests das Isolationssystem am Nutausgang des Generatorstabmodelles sehr starke Beschädigungen aufweist.

5. Mit der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul können bei einer Belastung mit einem Generatorstabmodell ($C = 0,8 \text{ nF}$) Spannungspulse mit einer Amplitude zwischen 0 und 5 kV bei einer variablen Wiederholrate von 0 bis 1 kHz generiert werden. Das Tastverhältnis K_V kann zwischen 0 und 100 % variiert werden.
6. Die Anstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals wird durch den Widerstand R_S und der kapazitiven Last beeinflusst. Bei der praktischen Realisierung mit $R_S = 1800 \Omega$ und einem Generatorstabmodell ($C = 0,8 \text{ nF}$) als Last wird eine Anstiegsgeschwindigkeit von $2 \text{ kV}/\mu\text{s}$ erreicht. Je kleiner der Widerstand R_S gewählt wird, desto größer ist die Anstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals. Es ist zu beachten, dass bei größerer Anstiegsgeschwindigkeit die maximale dauerhafte Verlustleistung des Halbleiterschaltmoduls nicht überschritten wird.

Die Prüfanlage mit der rotierenden Funkenstrecke erfüllt bereits das Anforderungsprofil. Es ist eine Weiterentwicklung der Anlage notwendig, um in weiterer Folge Qualifizierungsprüfungen nach IEC/TS 60034-18-42 durchführen zu können. Der Tiefpasswiderstand R_2 muss so dimensioniert werden, dass die Anstiegsgeschwindigkeit des Ausgangssignals der Norm bzw. der Anforderung des Kunden entspricht. Um eine regelmäßige Zündung der Funkenstrecke auch bei Spannungsamplituden kleiner als 12 kV zu ermöglichen, ist ein Spannungsteiler zu dimensionieren. Laut IEC/TS 60034-18-42 wird eine Prüfung von mindestens fünf Generatorstabmodellen bei derselben Umgebungstemperatur empfohlen. Um die Durchführung der Prüfungen zu beschleunigen wäre eine gleichzeitige Prüfung von Vorteil. Die Kapazität der Parallelschaltung von fünf Generatorstabmodellen beträgt ca. 4 nF und stellt für die einzelnen Komponenten der Anlage eine größere Belastung dar, die mit Hilfe der Simulation und praktischen Versuchen eruiert werden muss.

Die nächsten Schritte in der Weiterentwicklung der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul sind die Erhöhung der Amplitude auf 10 kV und die Durchführung eines 100-h-Belastungstest. Die Möglichkeit einer Teilentladungsmessung während des Prüfbetriebes stellt eine weitere Herausforderung dar. Für die gleichzeitige Prüfung von fünf Generatorstabmodellen mit einer Gesamlastkapazität von 4 nF und einer Wiederholrate von 1 kHz kann dieselbe Beschaltung verwendet werden, jedoch wird unter Umständen ein leistungsstärkeres Halbleiterschaltmodul benötigt.

Sowohl die Prüfanlage mit der rotierenden Funkenstrecke als auch die Anlage mit dem Halbleiterschaltmodul können zukünftig verwendet werden, um Qualifizierungsprüfungen nach IEC/TS 60034-18-42 von Prüflingen der Feldsteuerung durchzuführen. Darüber hinaus können diese Prüfgeneratoren unter Umständen auch für andere Materialprüfungen eingesetzt werden.

9 Literaturverzeichnis

- [1] DIRECTIVE 2009/28/EC: "Promotion of the use of energy from renewable sources and amending and subsequently repealing Directives 2001/77/EC and 2003/30/EC", Official Journal of the European Union, 2009.
- [2] J. C. G. Wheeler: "Effects of Converter Pulses on the Electrical Insulation in Low and Medium Voltage Motors", IEEE, Electrical Insulation Magazine, Bd. 21, Nr. 2, 2005.
- [3] P. K. Steimer, O. Senturk, S. Aubert und S. Linder: "Converter-fed synchronous machine for pumped hydro storage plants", IEEE, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014.
- [4] H. Schlunegger und A. Thöni: "100 MW Full-Size Converter in the Grimsel 2 PumpedStorage Plant", Hydro 2013 conference, Innsbruck, 2013.
- [5] IEC/TS 60034-18-42: "Qualification and acceptance tests for Type II electrical insulation systems used in rotating electrical machines when fed from voltage converters", 2008.
- [6] Y. T. Yu und S. H. Jayaram: "Form wound stator insulation system under different voltage waveform stresses", IEEE, Electrical Insulation Conference, Montreal, S. 425-429, 2009.
- [7] M. Walch: "Verhalten der Isolationskomponenten Endenglimmschutz, Außen-
glimmschutz und Mica-Tape einer Asynchronmaschine unter höherfrequenten
Spannungen", Bachelorarbeit, Institut für Hochspannungstechnik und
Systemmanagement, TU Graz, Graz, 2010.
- [8] IEC/TS 60034-18-4: "Qualification and acceptance tests for partial discharge
resistant electrical insulation systems (Type II) used in rotating electrical
machines fed from voltage converters", 2008.
- [9] G. Stone, E. A. Boulter, I. Culbert und H. Dhirani: "Electrical Insulation for
Rotating Machines: Design, Evaluation, Aging, Testing, and Repair", IEEE,
Electrical Insulation Magazine, Bd. 20, Nr. 3, 2004.
- [10] Durchschlag in Feststoffen: "[http://www.eeh.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethstudies/
Vorlesung_Nr4_Feststoffe_FS09.pdf](http://www.eeh.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethstudies/Vorlesung_Nr4_Feststoffe_FS09.pdf)", ETH Zürich, 2009 [Online].

- [11] DIN IEC/TS 60034-18-42: "Qualifizierungs- und Abnahmeprüfungen von drehenden elektrischen Maschinen mit elektrischen Isoliersystemen Typ II, die von Spannungsumrichtern gespeist werden", 2006.
- [12] E. Sharifi, E. A. Cherney und S. H. Jayaram: "Anisotropic dielectric properties of stress grading materials used in medium voltage form-wound motor coils to study thermal effects of repetitive fast pulses", IEEE, Electrical Insulation Conference, Montreal, S. 333-337, 2009.
- [13] E. Sharifi-Ghazvini: "Analysis of electrical and thermal stresses in the stress relief system of inverter fed medium voltage induction motors", PhD thesis, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 2010.
- [14] J. C. G. Wheeler, A. Baker und A. Gully: "Stress grading materials for use in electrical machines", International Insulation Conference, Berlin, 2002.
- [15] R. Parthier: "Messtechnik, Grundlagen und Anwendungen der elektrischen Messtechnik für alle technischen Fachrichtungen und Wirtschaftsingenieure", Friedr. Vieweg & Sohn Verlag, 2006.
- [16] BEHLKE: "<http://www.behlke.com>", 2015 [Online].
- [17] A. Küchler: "Hochspannungstechnik", Springer, 2009.
- [18] Y. Yu: "Design and Development of IGBT-Based Pulse Voltage Generator for Insulation Testing", Masterthesis, University of Waterloo, Waterloo, Canada, 2009.
- [19] BEHLKE: "Datenblatt HVS 151-03-GSM", 2015.
- [20] M. Muhr, R. Schwarz, C. Sumereder und G. Knollseisen: "Vergleich von Verlustfaktormessverfahren sowie das Teilentladungsverhalten von Generatorstabmodellen", ETG-Fachtagung: Diagnostik elektrischer Betriebsmittel, Kassel, 2006.
- [21] BEHLKE: "http://www.behlke.com/separations/separation_c8.htm", 2015 [Online].
- [22] J. C. G. Wheeler, A. M. Gully, A. E. Baker und F. A. Perrot: "Novel stress grading systems for converter-fed motors", IEEE, Electrical Insulation Magazine, Bd. 23, Nr. 1, 2007.

10 Anhang

10.1 Simulationen

Alle Simulationen wurden mittels OrCAD PSpice Lite durchgeführt. Die Simulationsergebnisse dienen als Grundlage für die Bewertung der einzelnen Schaltungsvarianten. Es werden ideale Bauelemente verwendet. Parasitäre Kapazitäten und die Induktivität des Aufbaus werden in der Simulation nicht berücksichtigt.

10.1.1 Rotierende Funkenstrecke – Schaltungsaufbau angelehnt an IEC/TS 60034-18-42

10.1.1.1 Beschreibung

Die rotierende Funkenstrecke wird durch einen spannungsgesteuerten Schalter nachgebildet, der mit einer Frequenz von 1 kHz angesteuert wird. Das Tastverhältnis beträgt 10%. Anstelle der Gleichrichterschaltung wird in der Simulation eine Gleichspannungsquelle verwendet.

10.1.1.2 Schaltung

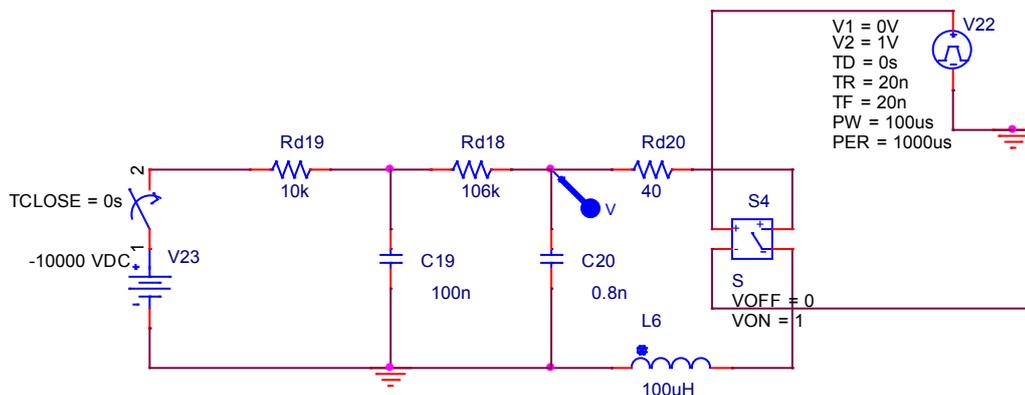


Bild 10-1: Schaltungsaufbau angelehnt an IEC/TS 60034-18-42

10.1.1.3 Simulation

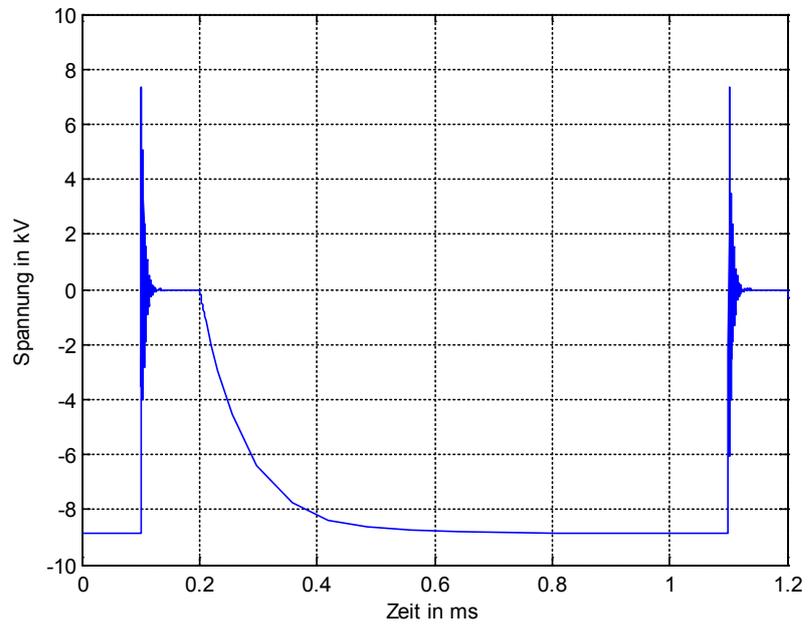


Bild 10-2: Ausgangssignal - $U = -10$ kV, $K_V = 10$ %, $T = 1000$ μ s, $C = 0,8$ nF

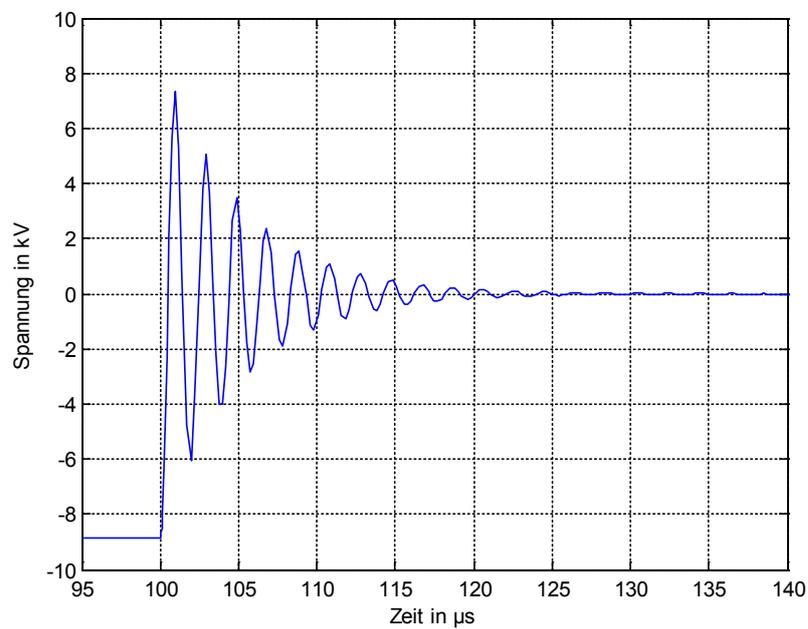


Bild 10-3: Ausgangssignal - $U = -10$ kV, $K_V = 10$ %, $T = 1000$ μ s, $C = 0,8$ nF

10.1.2 Rotierende Funkenstrecke – High-Side-Switching

10.1.2.1 Beschreibung

Die rotierende Funkenstrecke wird durch einen spannungsgesteuerten Schalter nachgebildet, der mit einer Frequenz von 1 kHz angesteuert wird. Das Tastverhältnis beträgt 10%. Die Simulation wird mit und mit dem Widerstand $R_2 = 12\text{ k}\Omega$ durchgeführt.

10.1.2.2 Schaltung

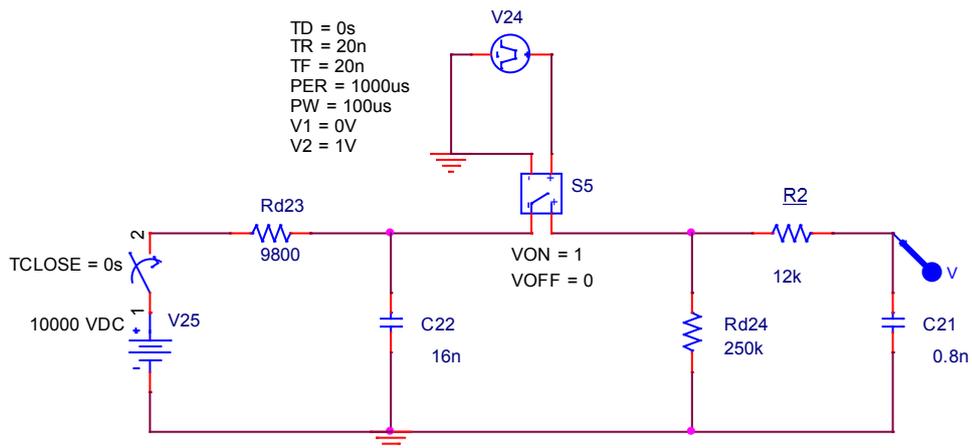


Bild 10-4: High-Side-Switching

10.1.2.3 Simulation

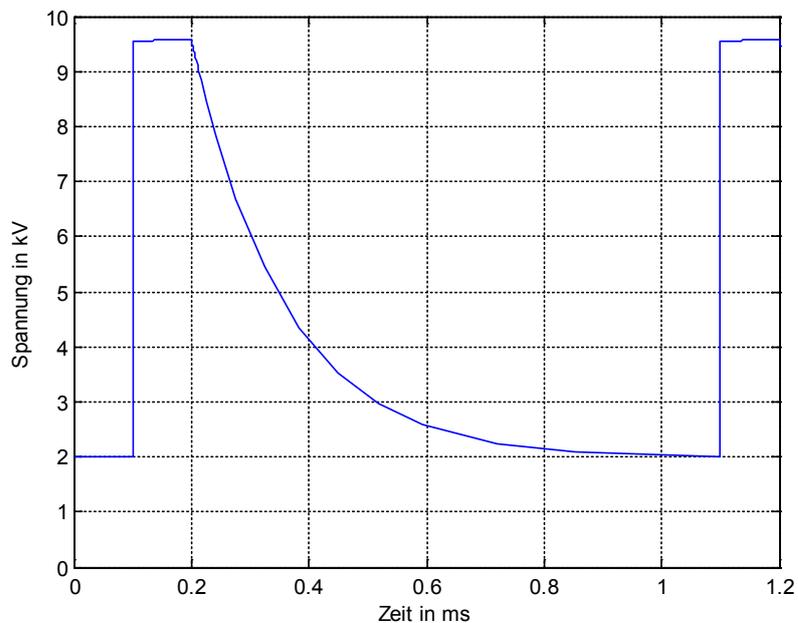


Bild 10-5: Ausgangssignal - $U = 10\text{ kV}$, $K_V = 10\%$, $T = 1000\text{ }\mu\text{s}$, $C = 0,8\text{ nF}$, $R_2 = 0\text{ }\Omega$

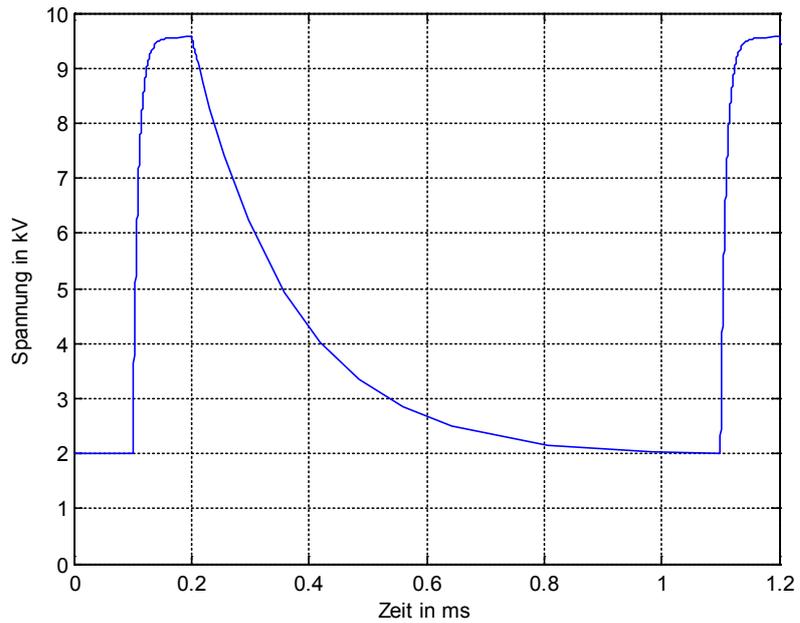


Bild 10-6: Ausgangssignal - $U = 10 \text{ kV}$, $K_V = 10 \%$, $T = 1000 \mu\text{s}$, $C = 0,8 \text{ nF}$, $R_2 = 12 \text{ k}\Omega$

10.1.3 Halbleiterschaltmodul – Single-Switch

10.1.3.1 Beschreibung

Das Halbleiterschaltmodul wird durch einen spannungsgesteuerten Schalter nachgebildet, der mit einer Frequenz von 1 kHz angesteuert wird. Das Tastverhältnis beträgt 10%. Die kapazitive Last wird zwischen 0,4 nF und 1,6 nF und der Arbeitswiderstand R_2 zwischen 450 Ω und 1800 Ω variiert.

10.1.3.2 Schaltung

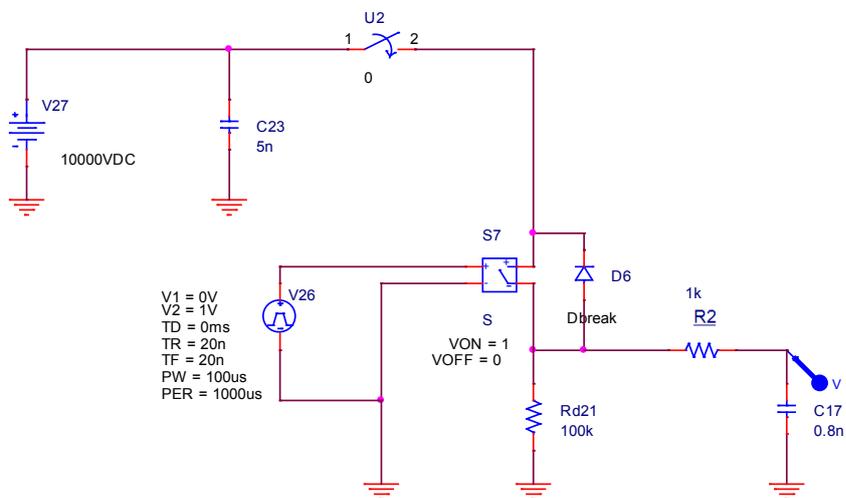


Bild 10-7: Halbleiterschaltmodul – Single-Switch

10.1.3.3 Simulation

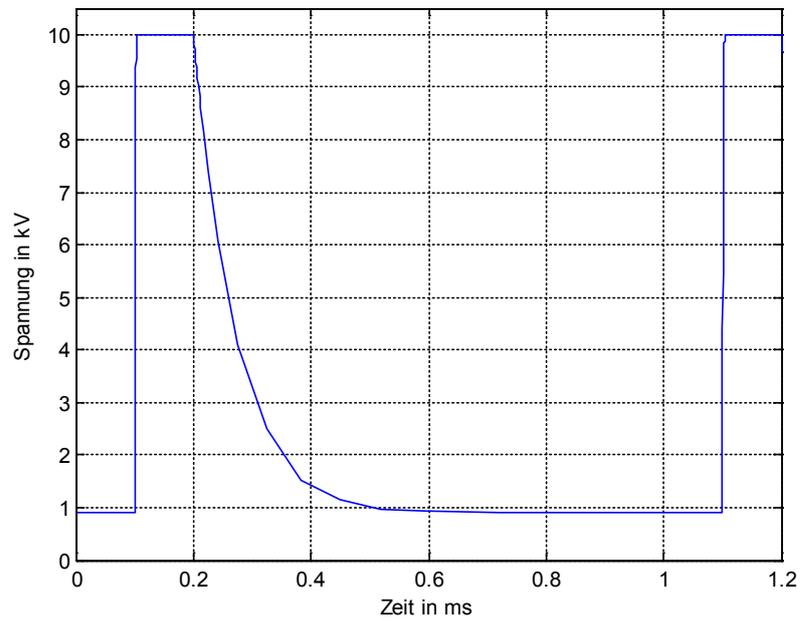


Bild 10-8: Ausgangssignal – Halbleiterschaltung – Single-Switch
 $U = 10 \text{ kV}$, $K_V = 10 \%$, $T = 1000 \mu\text{s}$, $C = 0,8 \text{ nF}$

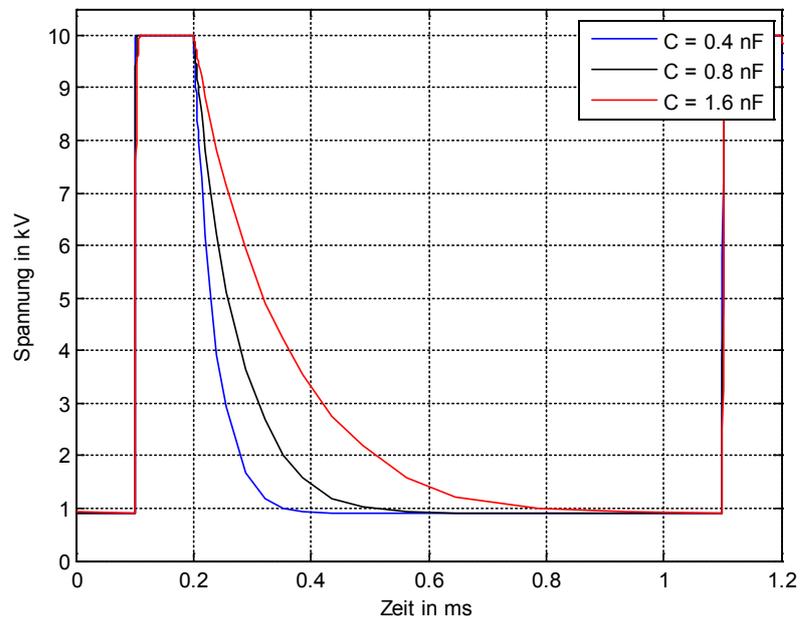


Bild 10-9: Ausgangssignal – Halbleiterschaltung – Single-Switch
Variation der Lastkapazität C_{17}

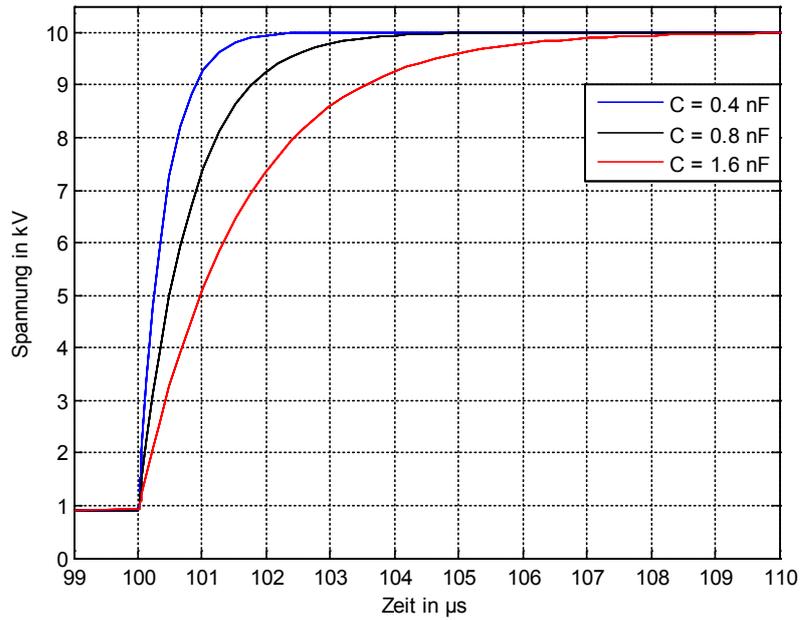


Bild 10-10: Ausgangssignal – Halbleiterschaltung – Single-Switch
Variation der Lastkapazität C_{17}

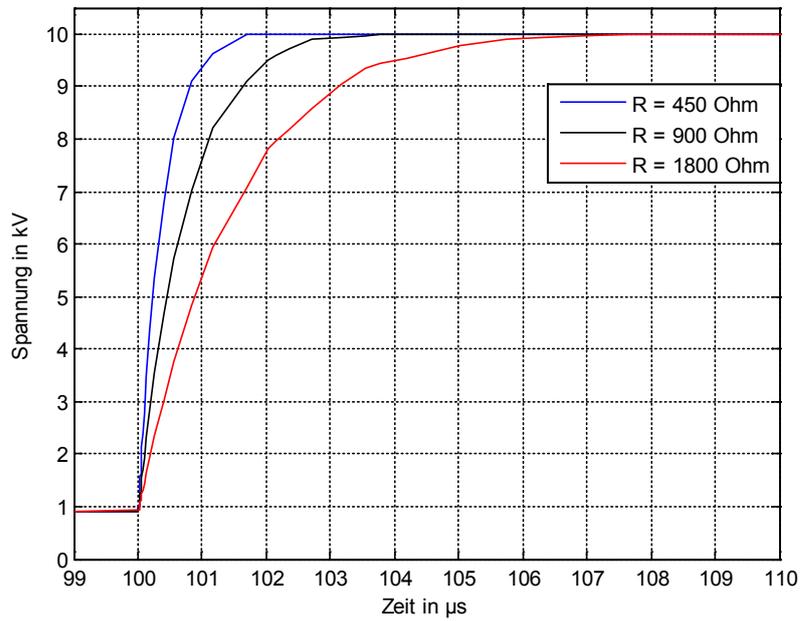


Bild 10-11: Ausgangssignal – Halbleiterschaltung – Single-Switch
Variation des Begrenzungswiderstandes R_2

10.1.4.3 Simulation

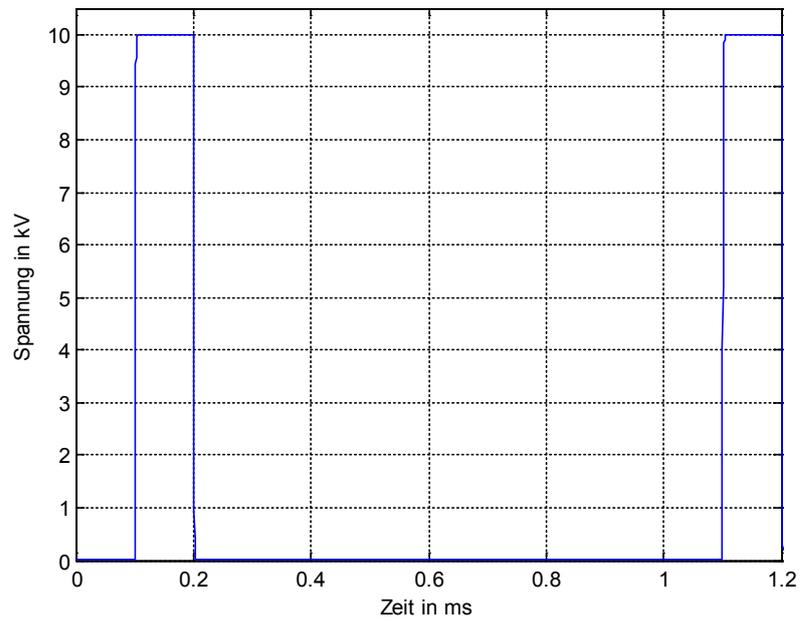


Bild 10-14: Ausgangssignal – Halbleiterschaltung – Push-Pull-Switch
 $U = 10 \text{ kV}$, $K_V = 10 \%$, $T = 1000 \mu\text{s}$, $C = 0,8 \text{ nF}$

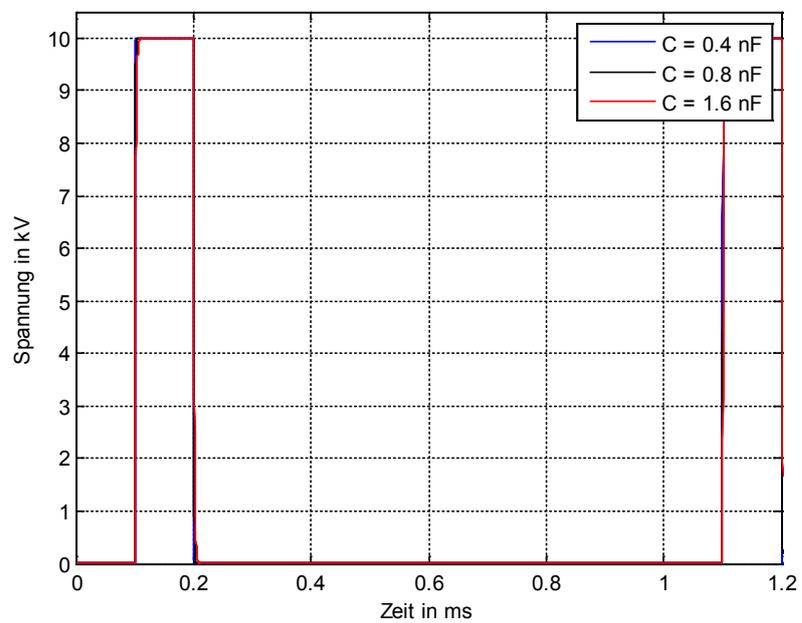


Bild 10-15: Ausgangssignal – Halbleiterschaltung – Push-Pull-Switch
Variation der Lastkapazität C_{14}

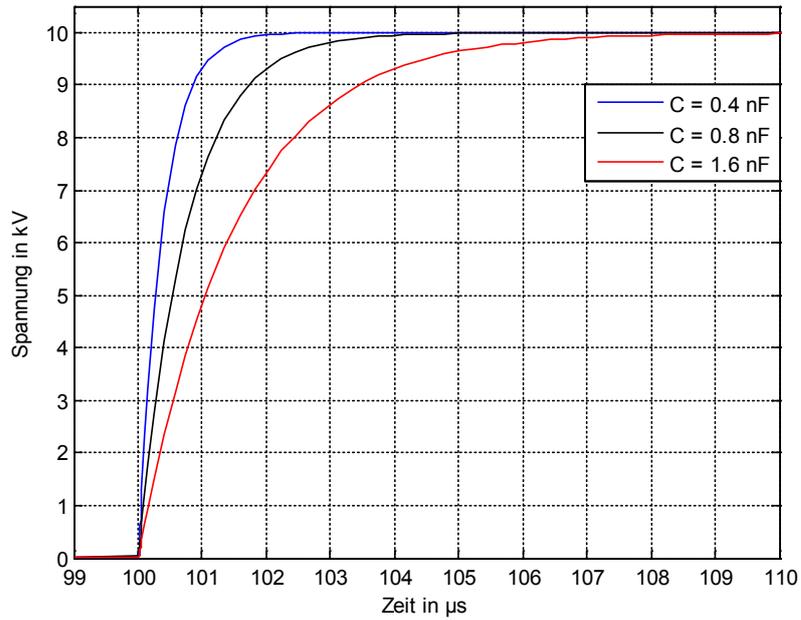


Bild 10-16: Ausgangssignal – Halbleiterschaltung – Push-Pull-Switch
Variation der Lastkapazität C_{14}

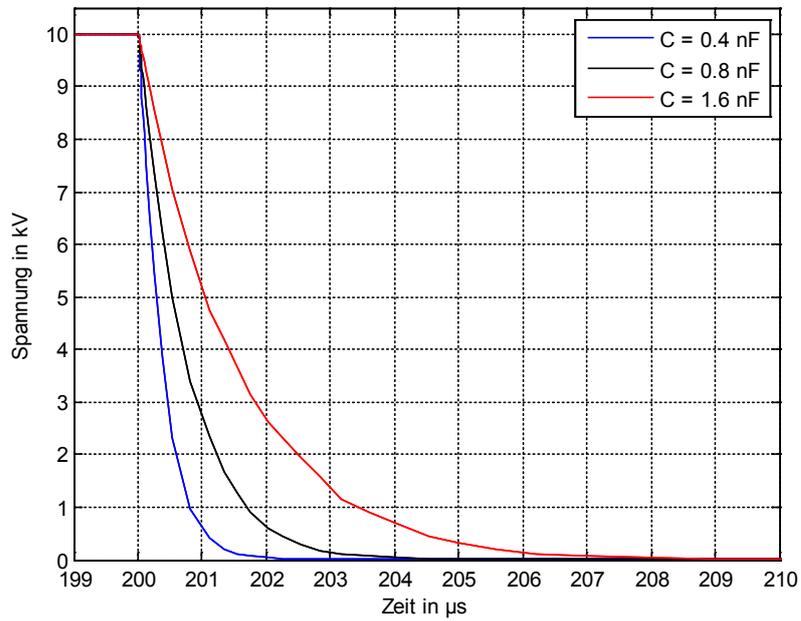


Bild 10-17: Ausgangssignal – Halbleiterschaltung – Push-Pull-Switch
Variation der Lastkapazität C_{14}

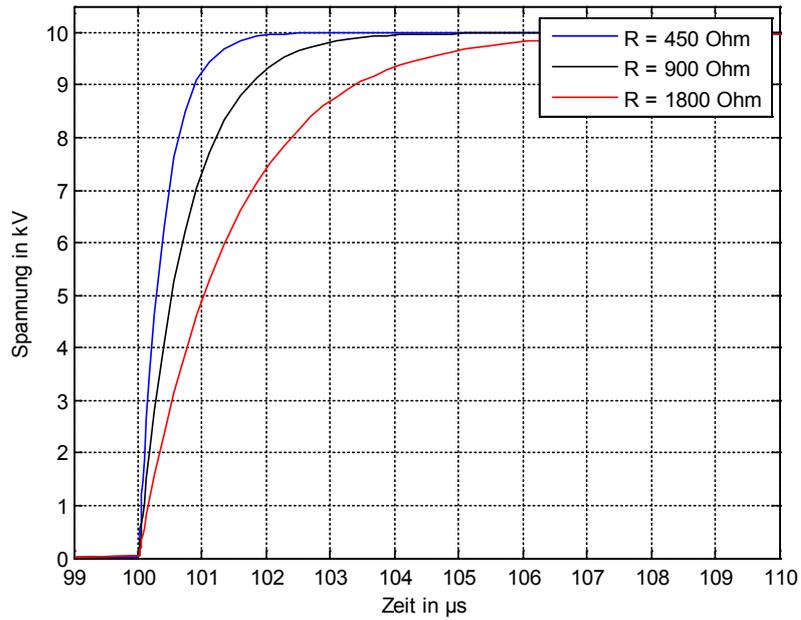


Bild 10-18: Ausgangssignal – Halbleiterschaltung – Push-Pull-Switch
Variation der Serienwiderstände R_{d22} und R_{d16}

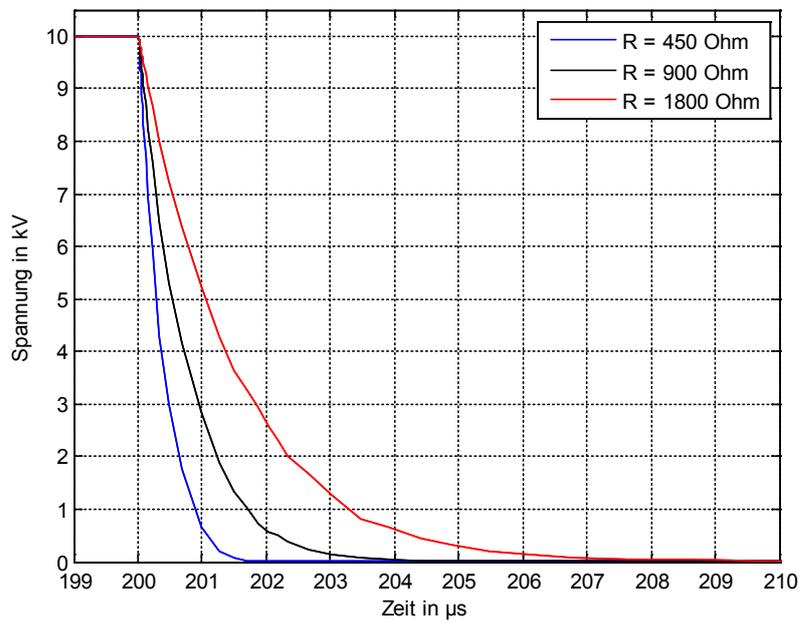


Bild 10-19: Ausgangssignal – Halbleiterschaltung – Push-Pull-Switch
Variation der Serienwiderstände R_{d22} und R_{d16}

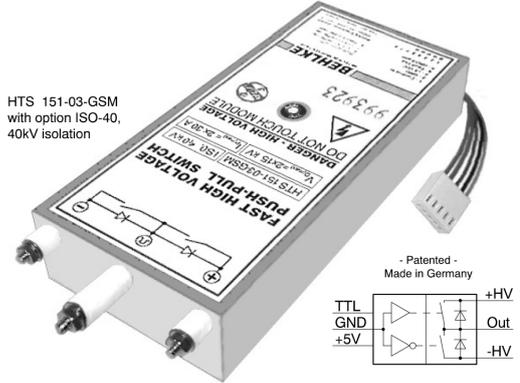
10.2 Datenblatt Halbleiterschaltmodul

FAST HIGH VOLTAGE TRANSISTOR SWITCHES

The switching modules of the series HTS-GSM consist of two identical MOSFET switching paths that form a so-called half bridge circuit respectively push-pull circuit. Both switching paths are controlled by a common driver, which also provides a logic signal negation for one of the switches. The switches are mutually passively locked, so that a short in the bridge is excluded under all circumstances, including if the control input is disturbed by electromagnetic interferences (due to bad EMC design, for example). Especially in pulse generator applications with capacitive load, the push-pull principle has considerable advantages in comparison with the conventional circuitry using a single-switch with a working resistor. Push-pull circuits do not require large energy storage capacitors for a low pulse drop and, because there are no working resistor power losses, the efficiency of a push-pull pulser is excellent regardless of pulse width, frequency and duty cycle. The pulsers draw only currents for charging the connected load capacitance. Thanks to an extremely precise timing of the switches, there are also almost no cross currents in the bridge, except peak charging currents of the switch natural capacitances.

The switches are controlled by positive going signals of 3 to 10 Volts amplitude. Fault conditions as overfrequency, thermal overload (long-term overload) and incorrect auxiliary supply set the switching path A in off-state and the switching path B in on-state. Faults are indicated as an "L" signal at the fault signal output. Without 5VDC supply, both switching paths (A and B) are in off-state. That implies, without 5VDC the output potential could be undefined if the HV is still applied. To ensure a defined high voltage output potential in such cases, pull-up or pull-down resistors must be connected to the output. For further design recommendations, please refer to the general instructions.

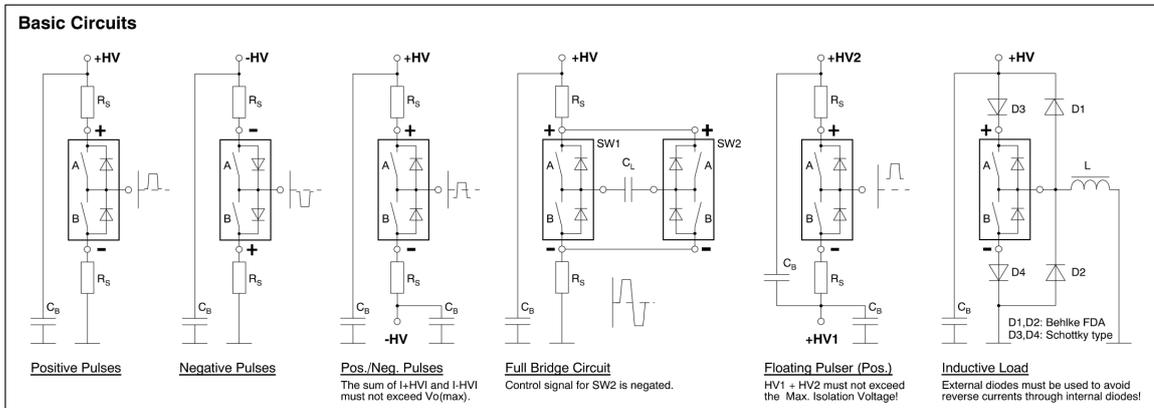
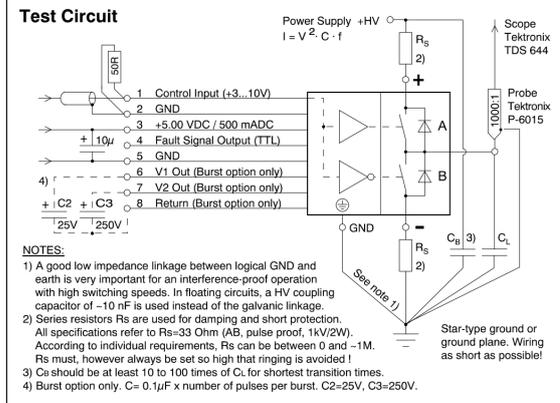
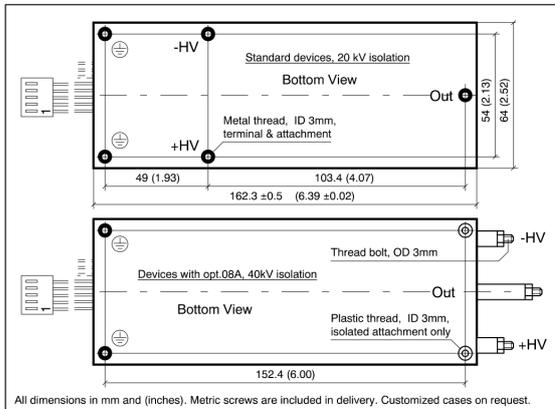
HTS 81-06-GSM 2x 8 kV / 60A
HTS 151-03-GSM 2x15kV / 30A



- Fast transition times, rise time and fall time ~15 ns
- Variable pulse width from 150 ns to infinity
- No pulse drop and very low ripple on the pulse top
- No working resistor power, small buffer capacitors

PUSH-PULL

MOSFET TECHNOLOGY



TECHNICAL DATA

Specification	Symbol	Condition / Comment	81-06-GSM	151-03-GSM	Unit
Maximum Operating Voltage	$V_{O(max)}$	$I_{off} < 10 \mu ADC$	2 x 8000	2 x 15000	VDC
Minimum Operating Voltage	$V_{O(min)}$	Increased transition times below $0.1 \times V_{O(max)}$	0		VDC
Typical Breakdown Voltage	V_{br}	Static voltage, $I_{off} > 1 \text{ mADC}$, $T_{case} = 70^\circ C$	2 x 9500	2 x 18000	VDC
Galvanic Isolation	V_i	Continuously HV terminals at bottom (Standard) HV terminals at front (Opt.ISO-40)	20000 40000		VDC
Max. Peak Current Capability	$I_{P(max)}$	$T_{case} = 25^\circ C$ $t_p < 10 \mu s$, duty cycle $< 1\%$	2 x 60	2 x 30	ADC
Max. Continuous Load Current	I_L	$T_{case} = 25^\circ C$ $T_{fin} = 25^\circ C$ Standard plastic case Opt. ITC, incr. thermal conductivity Opt. CF, cooling fins (air $> 4\text{m/s}$)	2 x 0.91 2 x 1.05 2 x 2.89	2 x 0.41 2 x 0.47 2 x 1.29	ADC
Static On-Resistance	R_{stat}	$T_{case} = 25^\circ C$ $0.1 \times I_{P(max)}$ $1.0 \times I_{P(max)}$	2 x 8 2 x 18	2 x 36 2 x 90	Ω
Maximum Off-State Current	I_{off}	$0.8 \times V_O$, $T_{case} = 25...70^\circ C$, reduced I_{off} on request	10		μADC
Propagation Delay Time	t_d	Resistive Load	150		ns
Typical Output Transition Time (Rise Time & Fall Time)	t_r, t_f	$0.8 \times V_O$ 10-90% Standard device (Bottom terminals)	$R_S = 33 \Omega$, $C_L = 10 \text{ pF}$ $R_S = 33 \Omega$, $C_L = 50 \text{ pF}$ $R_S = 33 \Omega$, $C_L = 100 \text{ pF}$ $R_S = 33 \Omega$, $C_L = 200 \text{ pF}$ $R_S = 22 \Omega$, $C_L = 1000 \text{ pF}$	14 18 26 45 80	ns
Minimum Output Pulse Width	$t_{p(min)}$	Reduced output pulse width on request.	150		ns
Maximum Output Pulse Width	$t_{p(max)}$		No limitation, up to ∞		
Minimum Pulse Spacing	$t_{ps(min)}$	(Switch recovery time)	400		ns
Typical Output Pulse Jitter	t_j	$V_{aux} = 5.0 \text{ VDC}$ $V_{tr} = 5.0 \text{ VDC}$ Fixed switching frequency, $> 2\text{kHz}$ Sweepled frequency, $< 2\text{kHz}$	0.1 2		ns
Max. Continuous Switching Frequency	$f_{(max)}$	@ $V_{aux} = 5.00 \text{ VDC}$ Please note possible $P_{d(max)}$ limitations. Increased switching frequency on request.	10		kHz
Maximum Burst Frequency	$f_{b(max)}$	Use option HFB for > 10 pulses per $20 \mu s$ burst	2.5		MHz
Maximum Continuous Power Dissipation	$P_{d(max)}$	$T_{case} = 25^\circ C$ $T_{fin} = 25^\circ C$ Standard plastic case Opt. ITC, incr. thermal conductivity Opt. CF, cooling fins (air $> 4\text{m/s}$)	2 x 15 2 x 20 2 x 150		Watts
Linear Derating		Above $25^\circ C$ Standard plastic case Opt. ITC, incr. thermal conductivity Opt. CF, cooling fins (air $> 4\text{m/s}$)	2 x 0.33 2 x 0.44 2 x 3.33		W/K
Temperature Range	T_O		-40...70		$^\circ C$
Typical Natural Capacitance	C_N	Capacitance between + and - terminal of one switch path $0.1 \times V_{O(max)}$ $0.8 \times V_{O(max)}$	< 90 < 30		pF
Typical Coupling Capacitance	C_C	Both switches against ground respectively control	< 30		pF
Reverse Recovery Time of the intrinsic diodes (Parasitic MOSFET Diodes)	t_{rrc}	Note: The internal diodes are too slow to be used periodically in forward direction (danger of bridge-short). Free-wheeling diode networks must be applied in case of inductive load or high stray inductance! $I_F = 2A$	500...1000		ns
Auxiliary Supply Voltage	V_{aux}	Stabilized to $\pm 5\%$	5.00		VDC
Auxiliary Supply Current	I_{aux}	$V_{aux} = 5.00 \text{ VDC}$ $T_{case} = 25^\circ C$ @ $f < 1\text{kHz}$ @ f_{max}	< 150 < 1000		mADC
Control Signal	V_{tr}	$> 3\text{VDC}$ recommended for low jitter	3...10		VDC
Fault Signal Output		Short circuit proof, source/sink current max. 10 mA Ready = High Fault = Low	≥ 4.0 ≤ 0.8		VDC
Dimensions	LxWxH	Standard plastic case (Without connectors) With option CF (cooling fins)	163x64x27 163x64x62		mm ³
Weight		Standard plastic case With option CF (cooling fins)	460 650		g

Ordering Information

HTS 81-06-GSM	Push-pull transistor switch	Option PIN-C	Control connection: Pins instead of pigtail & plug
HTS 151-03-GSM	Push-pull transistor switch	Option ISO-40*	40kV isolation, HV front terminals
Option HFB	High frequency burst	Option ISO-80*	80kV isolation, HV front terminals, enlarged case
Option ITC	Increased thermal conductivity		* Not recommended for switching speeds $< 15\text{ns}$
Option CF	Cooling fins, non isolated, for vertical air stream only		

Tabelle 10-1: Zusatzoptionen HTS 151-03-GSM [21]

Option	Name	Beschreibung
FH	Flange Housing	Plastic flange housing for isolated attachment on conductive surfaces. Ideal if the switch is not intended for printed circuit boards.
LS-C	LEMO socket for Control Connection	Input $Z = 100 \Omega$. An assembled linkage cable (1 m/3 ft) with two plugs and one socket is included in supply. For improved noise immunity.
I-FWDN	Integrated Free-Wheeling Diode Network	Integrated Free-Wheeling Diode Network: Built-in parallel diode plus serial blocking diode with short recovery time. In connection with inductive load only.

10.3 Geräteverzeichnisse

In Tabelle 10-2 bis Tabelle 10-4 sind die Geräte der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke, der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul und des Prüfaufbaus des Belastungstests gelistet.

Tabelle 10-2: Geräteverzeichnis der Prüfanlage mit rotierender Funkenstrecke

Gerät	Typ	Beschreibung
Oszilloskop	YOKOGAWA DL8040	5 GS/s 500 MHz
Tastkopf	Tektronix P 6015	
Pressgaskondensator	Messwandler-Bau GmbH Bamberg F.-Nr.80 / 367409	Betriebs-/Prüfsg. 120/140 kV Messteiler 1000:1
DC-Quelle	Fug HCV 1608M-20000	0 – 20 kV 0 – 80 mA Polarität: negativ
Regel-/Trenntransformator	Grundig RT5	0 – 250 V 750 VA – max. 3,2 A
Universalmotor	C.E.SET MCA 45/64-148/RN1	12500 U/min 370 W – 1,7 A

Tabelle 10-3: Geräteverzeichnis der Prüfanlage mit Halbleiterschaltmodul

Gerät	Typ	Beschreibung
Halbleiterschaltmodul	HTS 151-03-GSM	2 x 15 kV / 30 A
Oszilloskop	YOKOGAWA DL9140	5 GS/s 1 GHz
Tastkopf	Tektronix P 6015	
DC-Quelle	Heinzinger HNC 30 000-4 pos	0 – 30 kV 0 – 4 mA Polarität: positiv
Frequenzgenerator	NF Wave Factory WF1974	30 MHz Multifunction Generator
DC-Labornetzteil	BLANKO QJ-3003C III	0 – 30 V, 0 – 3 A

Tabelle 10-4 Geräteverzeichnis Belastungstest

Gerät	Typ	Beschreibung
Oszilloskop	YOKOGAWA DL8040	5 GS/s 500 MHz
Pressgaskondensator	Messwandler-Bau GmbH Bamberg F.-Nr.80 / 367409	Betriebs-/Prüfspg. 120/140 kV Messteiler 1000:1
DC-Quelle	Fug HCV 1608M-20000	0 – 20 kV 0 – 80 mA Polarität: negativ
Regel-/Trenntransformator	Grundig RT5	0 – 250 V 750 VA – max. 3,2 A
Universalmotor	C.E.SET MCA 45/64- 148/RN1	12500 U/min 370 W – 1,7 A

11 Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bezeichnung	Formel
C	Kapazität	
R	Widerstand	
U	Spannung	
f	Wiederholrate	$f = 1/T$
K_V	Tastverhältnis	$K_V = t_i/T$
T	Periodendauer	
t_f	Abfallzeit	
t_i	Impulsdauer	
t_r	Anstiegszeit	
U_a	Impulsspannung im eingeschwungenen Zustand	
U_b	Überschwingenspannung	
U_p	Scheitelwert der Spannung des Spannungsimpulses	
$U_{pk/pk}$	Scheitel-zu-Scheitel-Spannung	
$U'_{pk/pk}$	Impulsfrequenz-Scheitel-zu- Scheitel-Spannung	
AGS	Außenglimmschutz	
EGS	Endenglimmschutz	
ESB	Ersatzschaltbild	
VPI	Vacuum-Pressure-Impregnation	