

Martin Koch

**Bewertung von Spannungssensoren für die Messung
transienter Spannungen**

zur Erlangung des akademischen Grades

Master of Science

vorgelegt dem

**Fachbereich Elektro- und Informationstechnik der Technischen
Hochschule Mittelhessen**

im SS 2021

Referent: Prof. Dr. Uwe Probst

Korreferent: Dr. Sebastian Sprunck

Kurzfassung

Wide Band Gap-Halbleiter gewinnen zunehmend an Bedeutung in der Leistungselektronik. Durch ihr schnelles Schaltvermögen stellen sie neue Anforderungen an die Verlustleistungsmessung im Schaltvorgang. Teil der Leistungsmessung ist die Bestimmung der Spannung im Schaltmoment. Die dazu verwendeten Sensoren beeinflussen die Schaltung. Somit verändert sich das Spannungssignal, im Vergleich zu einer unbelasteten Schaltung. Der dadurch entstehende Fehler wird in dieser Arbeit ermittelt, wodurch die Auswahl eines passenden Sensors erleichtert wird. Des Weiteren werden verschiedene Typen von Spannungssensoren auf ihre Eignung in einer Doppelpulstestumgebung untersucht.

Schlagworte:

Wide Band Gap, Spannungssensoren, Schaltverluste, Transiente Spannungen, Doppelpulstest, Grenzfrequenz, parasitäre Kapazität

Abstract

Wide Bandgap Semiconductors are becoming more relevant in power electronics applications. Their ability to switch much faster than conventional semiconductors raises new challenges for determining switching losses. Part of determining those losses is measuring the voltage during this transient phase. Voltage sensors influence the circuit being measured. In this work the resulting error will be determined, allowing for an easier selection of the correct sensor. In addition to that, various types of voltage sensors will be analysed for their suitability in a double pulse test environment.

Keywords:

Wide Band Gap, voltage sensors, switching error, transient voltages, double pulse test, bandwidth, parasitic capacitance

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	7
2	Grundlagen	9
2.1	Wide Band Gap-Halbleiter	9
2.2	Messverfahren	10
2.2.1	Kalorimetrie	11
2.2.2	Doppelpulstest	12
3	Einfluss von Spannungssensoren auf eine Messschaltung	15
3.1	Veränderung der Spannung durch den Sensor	16
3.2	Sensormessfehler	19
3.3	Gesamtfehler	23
4	Spannungssensoren für den Doppelpulstest	25
4.1	Passive Spannungssensoren	26
4.2	Aktive Spannungssensoren	32
4.3	Differentielle Spannungssensoren	32
4.4	Isolierte Tastköpfe	33
4.5	DPT in der Praxis	36
4.6	Einfluss des Oszilloskops	38
4.7	Bestimmung der Gate Spannung und Spannung am Strom Shunt	39
4.8	Zusammenfassung	41
5	Einfluss des Sensors auf das Millerplateau	43
6	Zusammenfassung	47
	Abkürzungsverzeichnis	49
	Abbildungsverzeichnis	51
	Tabellenverzeichnis	53

1 Einleitung

Die Verringerung von Gewicht und Verlustleistung ist gerade in mobilen Anwendungen ein wichtiger Designaspekt. Dies führt auch in der Leistungselektronik zu einer zunehmenden Miniaturisierung und Effizienzsteigerung. Um diese Entwicklung weiter voran zu treiben, werden zunehmend Wide Band Gap Halbleiter eingesetzt. Sie besitzen gegenüber dem konventionell eingesetztem Silizium viele Vorteile. Zum einen können sie höheren Temperaturen standhalten, ermöglichen durch ihre kurzen Schaltzeiten aber auch höhere Schaltfrequenzen. Diese kurzen Schaltzeiten bringen jedoch auch neue Herausforderungen mit sich.

Bei der Entwicklung leistungselektronischer Systeme ist besonders die Verlustleistung von Interesse. Sie bestimmt die Dimensionierung der Kühlung und gibt Auskunft über die Effizienz der Schaltung. Teil der Gesamtverlustleistung sind die Verluste im Ein- und Ausschaltmoment. Aufgrund der kurzen Schaltzeiten stellt sich die Bestimmung der Verluste im Schaltmoment jedoch als besonders schwierig heraus.

Das Einbringen von Strom- und Spannungssensoren verfälscht das eigentliche Signal. Je höher die Schaltgeschwindigkeit, umso größer ist der Einfluss durch den Sensor. In einer vorangegangenen Arbeit [1] wurde bereits der Einfluss von Stromsensoren auf die Messung beschrieben. Es wurde eine Fehlermetrik aufgestellt die es ermöglicht den Messfehler zu bestimmen, welcher durch Einbringen eines Stromsensors in die Schaltung verursacht wird. Anhand dieser Berechnung wurden verschiedene Stromsensoren auf ihre Eignung untersucht. Dabei zeigte sich, dass Sensoren welche eine zu geringe Bandbreite besitzen, oder die Schaltung zu stark veränderten, einen großen Fehler verursachen.

Zur Bestimmung der Verlustleistung muss zusätzlich zum Strom die Spannung am Testobjekt bestimmt werden. Ziel dieser Arbeit ist daher die Untersuchung von Spannungssensoren und deren Einfluss auf die Schaltung. Dazu wird die bereits bekannte Fehlermetrik auf die Spannungsmessung angepasst und auf verschiedene Sensoren angewendet. Die Ergebnisse der Fehlerbestimmung sollen eine Entscheidungshilfe bei der Auswahl des passenden Sensors darstellen.

2 Grundlagen

2.1 Wide Band Gap-Halbleiter

Wide Bandgap (WBG) Halbleiter, also Halbleiter mit einer großen Bandlücke haben aufgrund ihrer Eigenschaften großes Potential in der Leistungselektronik. Die Bandlücke ist der Abstand zwischen der Oberkante des Valenzbandes und der Unterkante des Leitungsbandes. Sie gibt an wie hoch die Energiedifferenz sein muss, um ein Valenzelektron zu einem Leitungselektron zu befördern. Diese Differenz ist bei WBG Halbleiter deutlich größer als bei konventionellen Halbleitern. Somit ist eine höhere Betriebstemperatur möglich, da die Elektronen seltener durch thermische Anregung in das Leitungsband springen (Tabelle 1) [2].

Ebenso ist die Durchbruchfeldstärke deutlich höher im Vergleich zu herkömmlichen Halbleitern. Somit lassen sich WBG Halbleiter bei gleichen Bauteilparametern deutlich kleiner fertigen. Hierdurch wird zum einen der Kanalwiderstand gesenkt, welcher proportional zur Kanallänge ist. Andererseits werden durch geringere Bauteilgröße parasitäre Eigenschaften kleiner, wodurch die Schaltzeiten verringert werden.

Eine weitere Verringerung der Schaltzeiten ist durch die höhere Sättigungsdriftgeschwindigkeit begründet. Diese Faktoren, welche eine insgesamt deutlich höhere Schaltfrequenz mit sich bringen, ermöglichen auch die Miniaturisierung der passiven Bauelemente einer Schaltung.

Tabelle 1: Ausgewählte Eigenschaften verschiedener Halbleitermaterialien nach [3]

Eigenschaft/Material	Si	4H-SiC	GaN	Diamant
Bandlücke (eV)	1,12	3,23	3,45	5,45
Durchbruchfeldstärke (kV/cm)	300	3000	3300	10000
Elektronenmobilität (cm ² /Vs)	1500	1000	1250	4500
Sättigungsdriftgeschwindigkeit (m/s)	1	2	2,2	2,7
Thermische Leitfähigkeit (W/(cm K))	1,5	4,9	1,3	22

In der Leistungselektronik werden in erster Linie Bauteile aus Siliziumcarbid (SiC) und Galliumnitrid (GaN) verwendet.

Siliziumcarbid zeichnet sich durch seine hohe Wärmeleitfähigkeit aus. Sie ermöglicht eine bessere Kühlung der Bauteile im Vergleich zu Materialien mit geringerer Wärmeleitfähigkeit. Durch die geringere Baugröße wird auch die Raumladungszone verkleinert. Je kleiner die Raumladungszone ist, desto weniger Ladung wird in der parasitären Body Diode beim Ausschalten verschoben. Somit verringert sich auch die Verlustleistung. Die Body Diode entsteht durch einen pn-Übergang zwischen Source und Drain.

Galliumnitrid Transistoren weisen anders als SiC und Si Bauteile einen Hetero-Übergang auf. Die Übergänge im Bauteil besitzen also nicht nur unterschiedliche Dotierung, sondern bestehen auch aus unterschiedlichen Materialien. In dem Übergang der Materialien bildet sich ein zweidimensionales Elektronengas (2DEG) aus. Elektronen besitzen in dieser Zone eine sehr hohe Mobilität, welches sich durch einen geringen Kanalwiderstand bemerkbar macht. Daher werden GaN Transistoren auch als High Electron Mobility Transistors (HEMT) bezeichnet.

Das Elektronengas ist selbst leitend und weist auch keinen pn-Übergang auf wodurch das Bauteil in beide Richtungen leitfähig ist (D-HEMT). Ebenso ist keine Body Diode vorhanden, wodurch Schaltverluste weiter verringert werden. Die Selbstleitung ist jedoch für leistungselektronische Anwendungen meist unerwünscht. Um selbst sperrende Eigenschaften zu erhalten, werden die GaN Transistoren zusammen mit einem Silizium Mosfet zu einer Kaskode verschaltet [4]. Alternativ können auch enhancement mode HEMT (E-HEMT) Transistoren verwendet werden, welche selbst sperrend sind. Sie besitzen etwa die selbe Effizienz und thermisches Verhalten wie eine Kaskodenstruktur. Nachteilig ist jedoch deren geringe Schwellspannung. Sie macht Gan-E-HEMTs deutlich anfälliger für Störungen am Gate welche ungewolltes Einschalten verursachen können [5].

Die verschiedenen verbesserten Eigenschaften gegenüber konventionellen Halbleiterschaltern ermöglichen deutlich kürzere Schaltzeiten und somit auch höhere Schaltfrequenzen. Die kurzen Schaltzeiten erschweren jedoch die Bestimmung der Verlustleistung der Bauteile in der Praxis. Im nächsten Kapitel werden mögliche Ansätze zur Verlustleistungsmessung beleuchtet.

2.2 Messverfahren

In der Entwicklung elektrischer Schaltung ist die Verlustleistung der einzelnen Bauteile ein wichtiges Designkriterium. Die durch Bauteilverluste verursachte Wärme muss abgeführt werden, um Beschädigung oder Zerstörung der Schaltung zu vermeiden. Bei Schaltungen mit niedriger Systemleistung wird diese Wärme meist passiv über das Gehäuse abgegeben. Bei höheren Leistungen wird jedoch eine explizite Kühlung der Bauteile benötigt.

Zur richtigen Dimensionierung von Kühlkörpern oder einer aktiven Kühlung ist ein genaues Wissen über die Verlustleistung nötig. Wird die Kühlung zu klein gewählt, nehmen die Bauteile Schaden. Ist sie überdimensioniert, werden Ressourcen und Bauraum verschwendet. Auch WBG-Bauteile verursachen im Betrieb Verluste. Diese sind jedoch aufgrund ihrer geringen Schaltzeiten schwierig zu messen. In den folgenden Abschnitten werden zwei unterschiedliche Ansätze zur Verlustleistungsmessung diskutiert.

2.2.1 Kalorimetrie

In [1] und [6] wird die Kalorimetrie als Messmethode für Halbleiter vorgestellt. Bei der Kalorimetrie werden alle zu testenden Bauteile in eine Prüfkammer eingesetzt. Diese Prüfkammer wird durch eine Heizung auf eine stabile Temperatur geregelt. Nachdem der Prüfling eingeschaltet wird, gibt er seine eigene Verlustwärme in die Kammer ab. Abhängig von der Wärmekapazität des Prüflings und der Kammer muss eine gewisse Zeit abgewartet werden, bis sich das System im thermischen Gleichgewicht befindet (Abbildung 1).

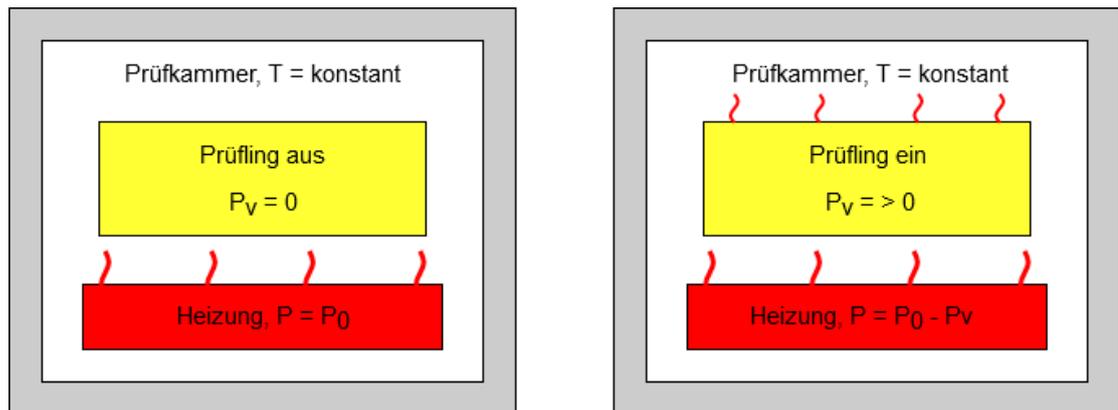


Abbildung 1: Messprinzip Kalorimetrie [1]

Aus der Differenz der Heizleistung bevor und nachdem der Prüfling eingeschaltet wurde, kann die Verlustleistung bestimmt werden. Die zu messende Temperatur und Leistung des Heizelementes verändern sich nur sehr langsam, dadurch sind die Anforderungen an die Messgeräte sehr gering. Des Weiteren ist der Test sehr realitätsnah, da er ohne Einbringen von weiteren Sensoren in die Schaltung durchgeführt werden kann.

Dies ist aber auch zugleich ein Nachteil. Die Werte für Strom und Spannung bleiben unbekannt, ebenso wie Informationen über die Funktion der Schaltung. Aus diesem Grund können nur Prüflinge vermessen werden, bei denen bereits bekannt ist, dass sie im Betrieb kritische Bauteilparameter nicht überschreiten. Aufgrund der langen thermischen Einschwingzeiten ist der Test auch sehr zeitintensiv und daher schlecht dafür geeignet, viele Arbeitspunkte zu testen.

Aus diesen Gründen wird dieses Messverfahren hier nur als Option vorgestellt, um andere Messverfahren zu validieren.

2.2.2 Doppelpulstest

Anders als bei der Kalorimetrie muss beim Doppelpulstest (DPT), die zu untersuchende Schaltung noch nicht richtig dimensioniert sein. Der DPT macht es möglich, die Verluste eines Halbleiterschalters im Schaltmoment zu bestimmen. Für den Aufbau eines DPT werden zwei baugleiche Halbleiterschalter zu einer Halbbrücke verschaltet (siehe Abbildung 2). Wird der untere Schalter Q2 eingeschaltet, beginnt ein Strom durch die Induktivität L zu fließen.

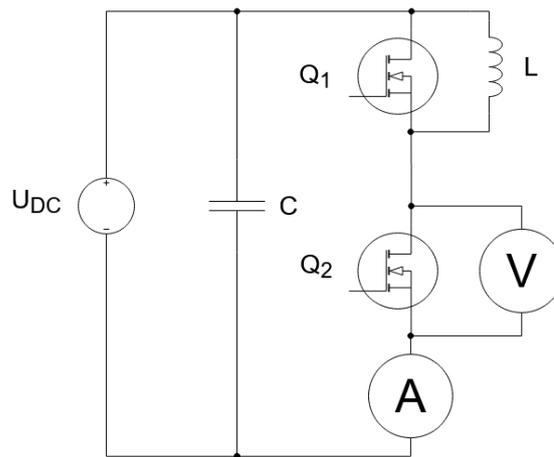


Abbildung 2: Vereinfachter Aufbau eines DPT

Der Strom steigt gemäß der Bauteilgleichung für Induktivitäten an:

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int_{t_0}^{t_1} u_C(t) dt \quad (1)$$

Die Spannung kann als Näherung als konstant angenommen werden, unter der Voraussetzung, dass die Energie im Kondensator C deutlich größer ist, als die in der Energie, die in der Spule gespeichert werden soll [1].

$$I_L(t) = \frac{U_L}{L} \cdot t \quad (2)$$

Die Länge des ersten Pulses T1 (Abbildung 3) bestimmt den maximalen Strom in der Spule I_L und somit den Strom im Arbeitspunkt. In der Praxis werden meist mehrere Arbeitspunkte nacheinander angefahren. Hierbei wird die Induktivität der Spule so gewählt, dass der kleinste Arbeitspunkt erreicht werden kann. Für die größeren Arbeitspunkte wird im Test T1 verlängert.

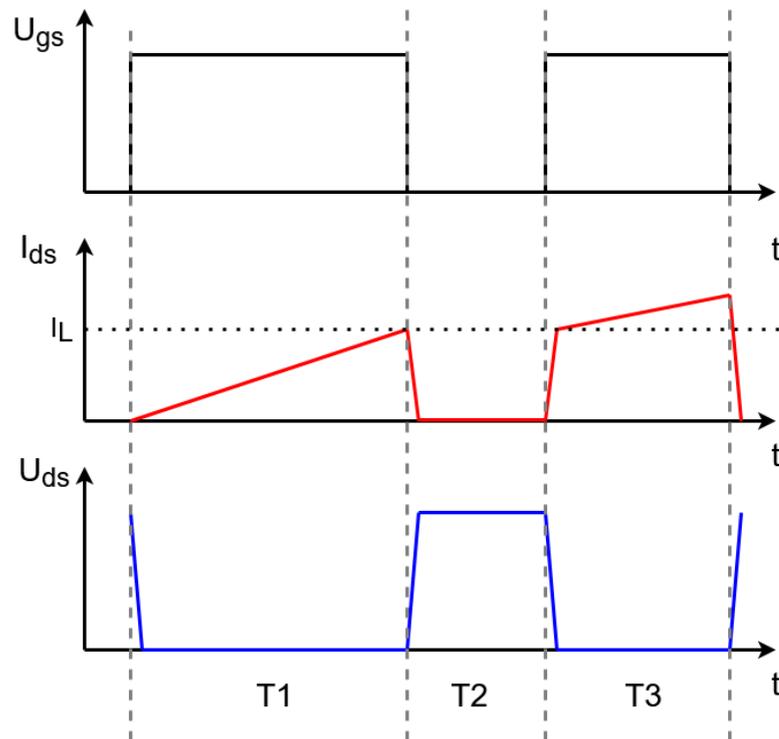


Abbildung 3: Idealisierter Ablauf eines DPT

Am Ende des ersten Pulses kann die Verlustleistung während des Ausschaltvorgangs bestimmt werden. Der in der Induktivität eingepreßte Strom läuft nun über den oberen Schalter Q1 frei. Die Pause zwischen dem ersten und zweiten Puls (T_2) wird lang genug gewählt, um jegliche durch das Abschalten verursachte Schwingungen abzuwarten. Die Wartezeit sollte jedoch auch nicht zu lange gewählt werden. Es kann sonst nicht mehr davon ausgegangen werden, dass der Strom im Ein- und Ausschaltmoment gleich ist.

Zu Beginn des zweiten Pulses T_3 werden die Verluste im Einschaltmoment bestimmt. Der Stromanstieg im Schalter wird zuerst von den parasitären Induktivitäten und der Spannungsabfall von den Kapazitäten begrenzt. Ist der Spulenstrom I_L erreicht, wird der weitere Stromanstieg durch L begrenzt. Die Dauer des zweiten Pulses sollte ebenso nicht zu lange gewählt werden. Es kann sonst zur thermischen Zerstörung des Schalters kommen.

Die Verluste im eingeschalteten Zustand sind abhängig von dem Kanalwiderstand und somit abhängig vom Strom.

Für die Leistungsberechnung wird eine Integration der Spannung und des Stromes durchgeführt. Damit die gesamte Verlustleistung während des Schaltvorgangs gemessen wird, beginnt die Integration beim Anschaltvorgang, wenn der Strom die Nulllinie verläßt. Sie endet, wenn die Spannung die Nulllinie erreicht. Äquivalent beginnt die Integration im Ausschaltmoment sobald die Spannung beginnt anzusteigen und endet sobald kein Strom mehr fließt [6].

Aufgrund der kurzen Schaltzeiten bei WBG-Halbleitern ist die Erfassung der Spannungen und Ströme jedoch nicht trivial. In dem nächsten Kapitel wird der Einfluss, den das Einbringen von Sensoren in die Schaltung hat, diskutiert.

3 Einfluss von Spannungssensoren auf eine Messschaltung

Anders als bei der Strommessung wird der Strompfad bei der Spannungsmessung nicht verändert [1]. Durch Einfügen eines Sensors tritt jedoch auch hier eine Veränderung der Schaltung auf. Somit verändert sich auch dessen Verhalten. Der Sensor verursacht somit einen Fehler gegenüber einer unveränderten Schaltung. Im Rahmen der Leistungsmessung werden Strom und Spannung parallel gemessen. Dies führt zu einer Beeinflussung der Spannungsmessung durch Einbringen eines Stromsensors. Die Strommessung wird umgekehrt auch von der Präsenz eines Spannungssensors verfälscht. Für eine Analyse der gegenseitigen Beeinflussung müssen auch die Eigenschaften des Stromsensors bekannt sein. Diese Arbeit konzentriert sich nur auf Spannungssensoren. Daher wird diese Problematik in dieser Arbeit nicht weiter diskutiert, sondern es soll nur darauf hingewiesen werden.

Das Ergebnis der Spannungsmessung wird durch zwei Faktoren beeinflusst:

- Veränderung der Kapazität der Schaltung
- Tiefpasseigenschaften des Sensors

Die Auswirkung dieser Faktoren auf eine Spannungsrampe im Einschaltmoment ist schematisch in Abbildung 4 zu sehen. Durch Erhöhung der Kapazität am Ausgang des Halbleiterschalters werden Spannungsänderungen gedämpft. Des Weiteren ist eine perfekte Abbildung des veränderten Signales nicht möglich. Die nicht idealen Bauteile des Sensors verursachen Tiefpasseigenschaften. Dies führt zu einer weiteren Verzerrung des Signals.

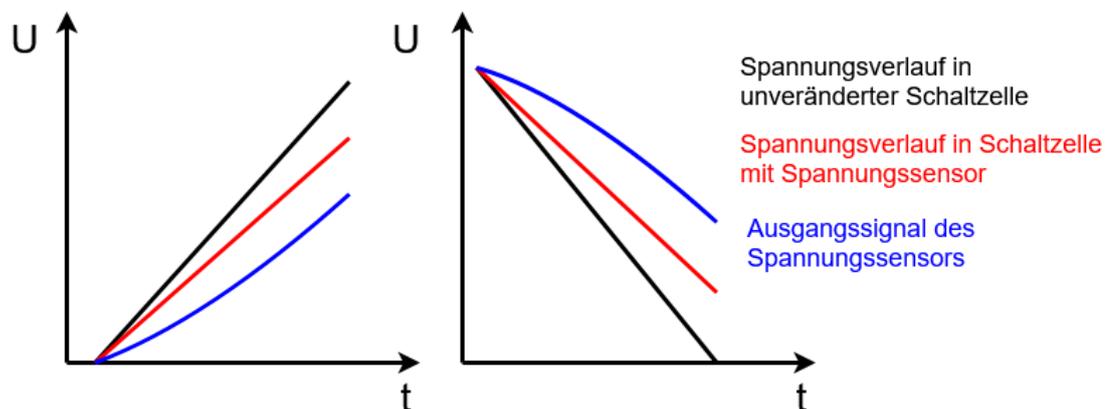


Abbildung 4: Schematische Darstellung der Veränderung der Spannung im Einschaltvorgang und Ausschaltvorgang

Diese Einflüsse auf die Messung werden in den folgenden zwei Abschnitten diskutiert. Die Berechnungen orientieren sich an der Dissertation [1]. Es wird die selbe Fehlerberechnung wie bei den Stromsensoren verwendet. Dies ist möglich, da sich auch der Spannungsanstieg als Gerade annähern lässt.

3.1 Veränderung der Spannung durch den Sensor

Die Spannungsänderung am Schalter wird maßgeblich durch dessen Ausgangskapazität beeinflusst. Im Ausschaltmoment am Ende des ersten Pulses wird die Ausgangskapazität geladen. Sie beschränkt dadurch die Zeit des Spannungsanstiegs am Schalter. Im Einschaltmoment wird sie über den Schalter entladen, wodurch das Abfallzeit der Spannung begrenzt wird.

Die Ausgangskapazität C_{OSS} setzt sich nach Abbildung 5 zusammen aus Drain-Source Kapazität C_{ds} und Gate-Drain Kapazität C_{gd} .

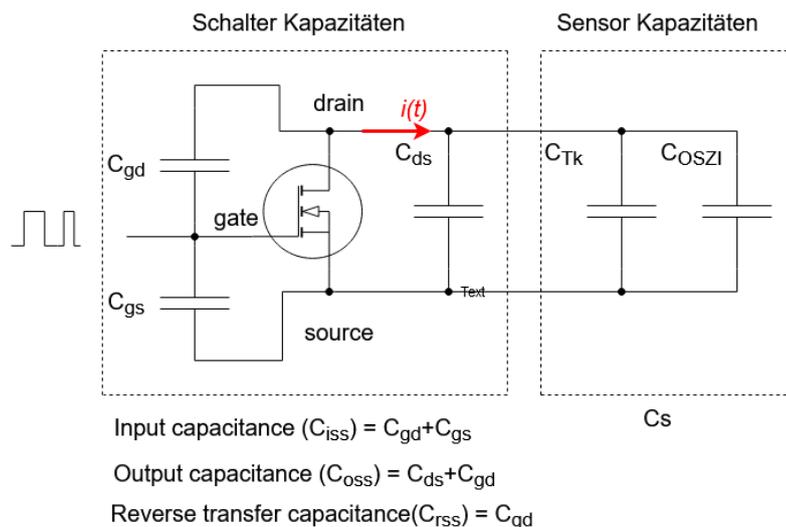


Abbildung 5: Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Halbleiterschalters bei Messung der Drain-Source Spannung

Durch Einbringen eines Sensors parallel zum Ausgang des Schalters wird die wirksame Kapazität vergrößert. Dies hat zur Folge, dass die Schaltzeiten weiter verlängert werden. Die Sensorkapazität besteht aus der Kapazität des Tastkopfes C_{Tk} . Je nach Typ des Tastkopfes wirkt sich die Eingangskapazität des Oszilloskops C_{OSZI} , auf die wirksame Gesamtkapazität aus (siehe Abschnitt 4.1)

Der Spannungsanstieg am Ausgang kann durch folgende Formel beschrieben werden (3): Zu beachten ist, dass $i(t)$ den Strom in die Kapazitäten beschreibt und nicht durch den Schalter. Der Stromverlauf wird für die Berechnung als linear ansteigend angenommen. Dies ist eine Annäherung an den tatsächlichen Verlauf.

Die lineare Betrachtung stellt ebenso für die Fehlerberechnung im dem folgenden Abschnitt 3.2, den größtmöglichen Fehler bei einer gewissen Steilheit dar.

$$u_{ds}(t) = \frac{1}{C_{OSS}} * \int_{t_1}^{t_1+t_{off}} i(t) dt = \frac{I}{C_{OSS}} * t \quad (3)$$

Durch Einbringen des Sensors in die Schaltung, vergrößert sich die Kapazität. Die Spannung steigt somit langsamer an:

$$u_s(t) = \frac{1}{C_{OSS} + C_s} * \int_{t_1}^{t_1+t_{off}} i(t) dt = \frac{I}{C_{OSS} + C_s} \quad (4)$$

Die Berechnung des relativen Ausgangsspannungsfehlers lehnt sich an die Berechnung des durch die Induktivitäten verursachten Fehlers in [1] an. Der Fehler Γ_O berechnet sich somit:

$$\begin{aligned}\Gamma_O &= \frac{u_{ds}(t) - u_s(t)}{u_{ds}(t)} \\ &= \frac{\frac{I}{C_{OSS}} t - \frac{I}{C_{OSS} + C_S} t}{\frac{I}{C_{OSS}} t} \\ &= \frac{1}{\frac{C_{OSS}}{C_S} + 1}\end{aligned}\quad (5)$$

In der Abbildung 6 ist der Fehler Γ_O in Abhängigkeit des Verhältnisses zwischen C_{OSS} und C_S zu sehen. Ist die Sensorkapazität zum Beispiel genauso groß wie die Ausgangskapazität des Schalters, ergibt sich ein Fehler von 50%.

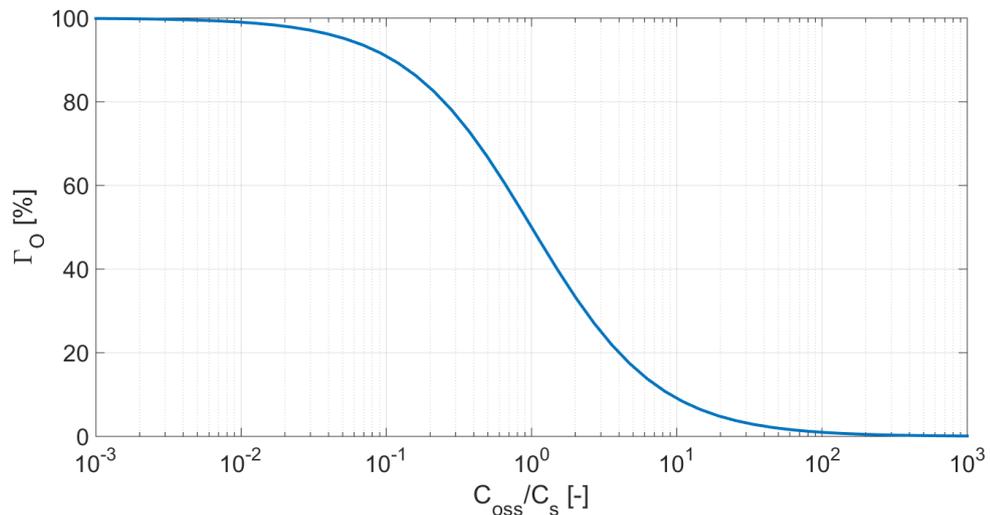


Abbildung 6: Relativer Fehler der Spannung an einer Schaltzelle, der durch parasitäre Kapazitäten des Messgerätes entsteht.

Die Ausgangskapazität des Schalters ist jedoch nicht über den gesamten Spannungsbereich, bzw. die gesamte Schaltdauer gleich. Sie sinkt gemäß Abbildung 7 mit steigender Spannung.

Unter der Annahme, dass die Sensorkapazität mit steigender Spannung konstant bleibt, ändert sich hierdurch auch das C_{OSS} zu C_S Verhältnis. Der relative Fehler ändert sich also während des Schaltvorgangs. Mit steigender Spannung wird nach Abbildung 9 der relative Fehler größer.

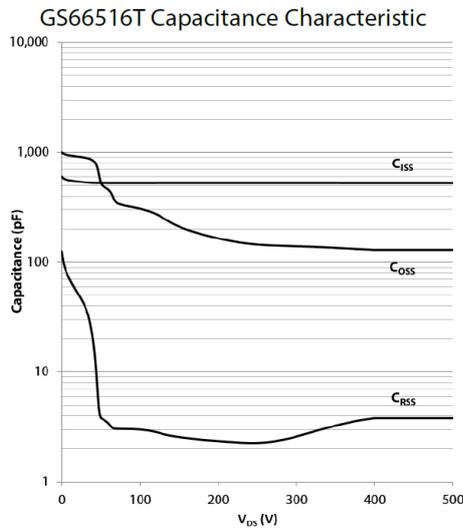


Figure 7: Typical C_{iss} , C_{oss} , C_{rss} vs. V_{DS}

Abbildung 7: Parasitäre Kapazitäten des Schalttransistors in Abhängigkeit von der Spannung [7]

GS66516T Stored Energy Characteristic

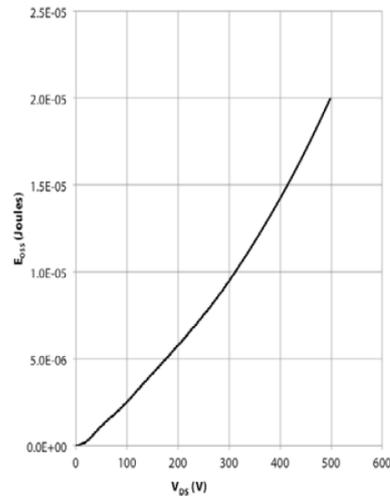


Figure 8: Typical C_{oss} Stored Energy

Abbildung 8: Energie in C_{oss} des Schalttransistors in Abhängigkeit von der Spannung [7]

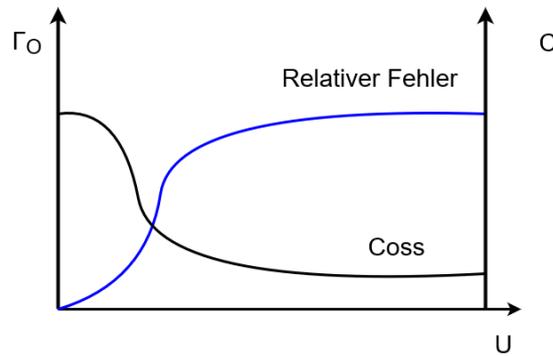


Abbildung 9: Schematische Darstellung der Veränderung des Fehlers mit steigender Spannung

Der Verlauf der Spannungsabhängigkeit der Kapazität ist jedoch abhängig vom inneren Aufbau des Schalters. Es ergibt sich also ein anderer Kapazitätsverlauf je nach verwendetem Schalter oder Spannungsbereich. Daher kann für den Einfluss der Spannungsabhängigkeit keine allgemeingültige mathematische Beschreibung gefunden werden.

Es kann jedoch für jeden verwendeten Spannungsbereich und Schalter eine Ersatzkapazität errechnet werden. Diese lässt sich über die in dem Ausgangskondensator gespeicherte Energie ermitteln. Hierfür wird die aus dem Datenblatt in Abbildung 8 ermittelte Energie bei der verwendeten Spannung in die folgende Formel eingesetzt:

$$C_{O(ER)} = \frac{2 \cdot E}{U^2} \quad (6)$$

Die errechnete Kapazität beschreibt die Kapazität am Ausgang des Schalters gemittelt über den verwendeten Spannungsbereich. Es geht jedoch die Information über die Beeinflussung der Spannungskurve in einem bestimmten Zeitpunkt verloren, welche für die Leistungsberechnung interessant ist. Eine Abweichung des gemittelten Fehlers vom tatsächlichen Fehler in einem Zeitpunkt, wirkt sich je nach Zeitpunkt unterschiedlich aus. Des Weiteren entlädt sich die Ausgangskapazität über den Schalter und führt so zu Verlusten im Einschaltvorgang. Durch das Einbringen der Sensorkapazität wird die Verlustleistung zusätzlich erhöht. Fokus dieser Arbeit ist jedoch die Beeinflussung der Messung und nicht die Berechnung der eigentlichen Verlustleistung.

3.2 Sensormessfehler

Reale Spannungssensoren besitzen in der Regel eine Tiefpasscharakteristik. Das Ausgangssignal eines solchen Sensors kann also durch Tiefpassfilterung des vorliegenden Spannungssignals ermittelt werden. Zur Verdeutlichung des Tiefpasseinflusses auf eine Spannungsrampe wird dessen Spektrum analysiert.

Eine Spannungsrampe, welche in einer Zeit T_r die Amplitude U_{ds} erreicht, wird analog zu [1] als lineare Funktion in Abhängigkeit von U_{ds} und T_r beschrieben.

$$u_s(t) = \frac{U_{ds}}{T_r} \cdot t \quad (7)$$

Für eine allgemeine Betrachtung des Spektrums werden die beiden zeitlichen Größen T_r und t zu τ zusammen gefasst.

$$u_s(\tau) = U_{ds}\tau \quad (8)$$

Durch eine weitere Normierung auf die Drain-Source Spannung U_{ds} erhält man die einheitenlose Funktion v .

$$\begin{aligned} v(\tau) &= \frac{u_s(\tau)}{U_{ds}} \\ &= \tau \end{aligned} \quad (9)$$

Mit Hilfe der Fourier Transformation kann das Spektrum der zu messenden Rampe ermittelt werden. Für die Rücktransformation muss beachtet werden, dass für die zeitliche Normierung auf T_r auch eine korrespondierende Normierung mit $f_n = 1/T_r$ im Frequenzbereich durchgeführt werden sollte.

$$\nu = \frac{f}{f_n} = f \cdot T_r \cdot 2\pi \quad (10)$$

Die normierte Fouriertransformation von τ lautet:

$$\begin{aligned} F\{v(\tau)\} = v(\nu) &= \int_0^1 \tau e^{-j\nu\tau} d\tau \\ &= \frac{1}{\nu^2} (j\nu e^{-j\nu} + e^{-j\nu} - 1) \end{aligned} \quad (11)$$

In Abbildung 10 ist das Spektrum der Rampe zu sehen. Es ist kontinuierlich und unbeschränkt, jedoch nimmt dessen Amplitude mit der Einhüllenden

$$H(\nu) = \frac{1}{|\nu|} \quad (12)$$

ab. Hierdurch wird sichtbar, dass auch Rampen mit einer relativ geringen Steilheit, hohe Frequenzanteile aufweisen. Je steiler die Rampe desto mehr hohe Frequenzanteile werden angeregt. Für die Minimierung des Fehlers werden also Sensoren mit möglichst hoher Bandbreite benötigt.

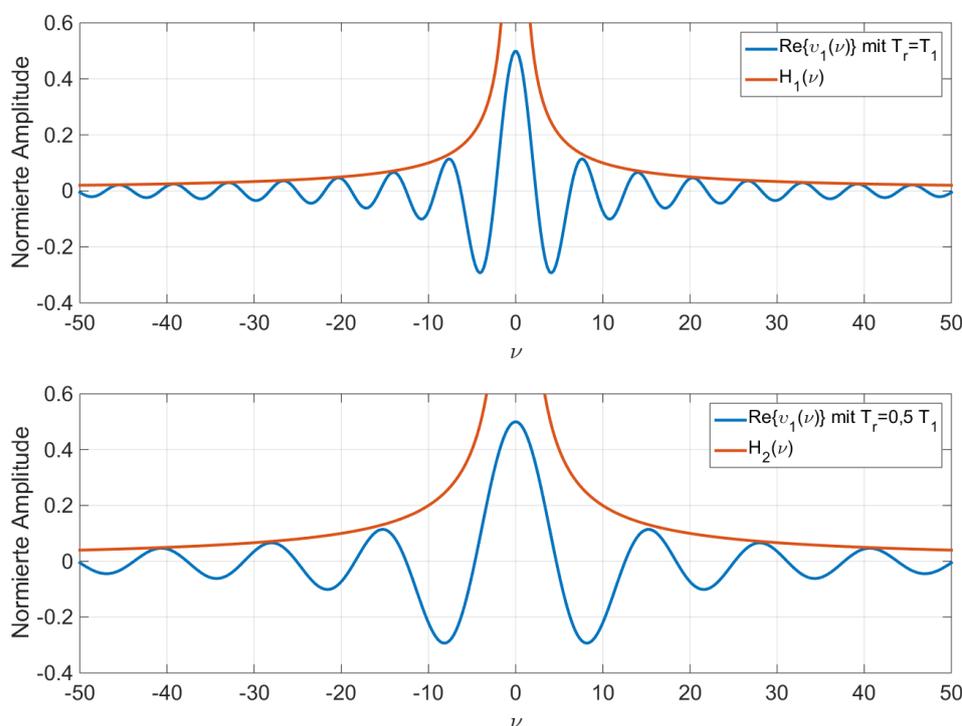


Abbildung 10: Spektren der normierten Rampenfunktion mit einfacher Anstiegszeit (oben) und halbierte Anstiegszeit (unten).

Die Filterung des Signals kann durch eine Butterworth-Tiefpass Charakteristik beschrieben werden. Sollte die Messkette aus mehreren filternden Elementen bestehen, muss für die Berechnung ein Tiefpass höherer Ordnung verwendet werden. Das durch die Filterung entstehende Signal wird durch die Verrechnung der Rampe und des Filters ermittelt. Hierfür wird die normierte Rampe in den Laplace-Bereich transformiert:

$$\begin{array}{c}
 v(\tau) = \tau \\
 \circ \\
 | \\
 \bullet \\
 v(s) = \frac{1}{s^2}
 \end{array} \quad (13)$$

Und anschließend mit der Übertragungsfunktion des Butterworthfilters multipliziert.

$$\begin{aligned}
 v(s, \tilde{\nu}) &= v(s) \cdot H_1(s, \tilde{\nu}) \\
 &= \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{\frac{s}{\tilde{\nu}} + 1} \\
 &= \frac{v}{s^3 + \tilde{\nu}s^2}
 \end{aligned} \tag{14}$$

$$\begin{aligned}
 &\bullet \\
 &\circ \\
 v(\tau, \tilde{\nu}) &= \frac{e^{-\tilde{\nu}\tau} + \tilde{\nu}\tau - 1}{\tilde{\nu}}
 \end{aligned}$$

Durch Rücktransformation erhält man den resultierenden Spannungsverlauf im Zeitbereich.

Der Effekt der Tiefpassfilterung ist in Abbildung 11 beispielhaft dargestellt. Zu sehen sind die normierte Spannungsrampe $v(\tau)$, sowie die resultierenden Verläufe mit einfacher zweifacher und fünffacher normierter Grenzfrequenz.

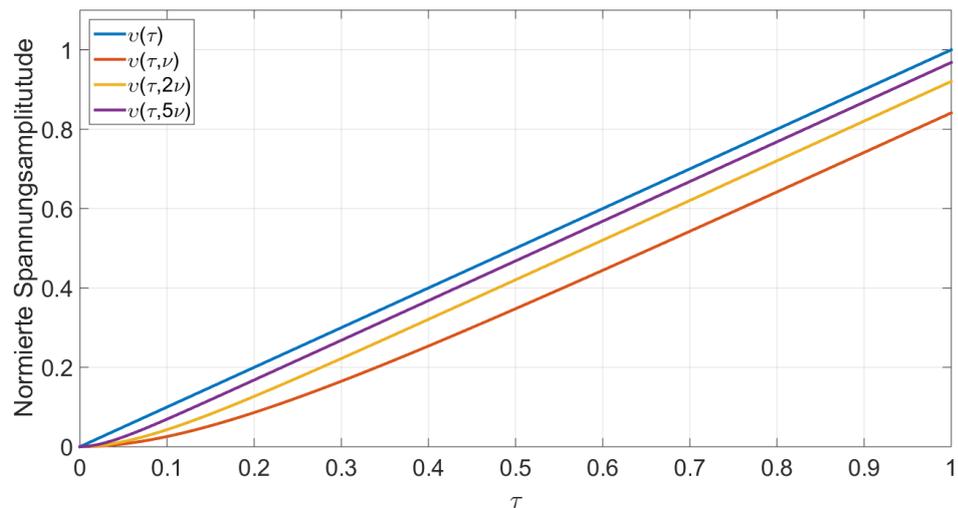


Abbildung 11: Effekt eines Tiefpasses auf eine ideale Spannungsrampe mit unterschiedlichen Grenzfrequenzen.

Der Abstand als zeitlicher Verlauf kann durch

$$\Gamma_{\text{TP1}}(\tau, \tilde{\nu}) = |u(\tau) - u_{\text{fl}}(\tau, \tilde{\nu})| = \frac{1 - e^{-\tilde{\nu}\tau}}{\tilde{\nu}} \tag{15}$$

dargestellt werden.

Zur Bestimmung des Fehlers während der Signallaufzeit wird der arithmetische Funktionsmittelwert des Abstandes (15) bestimmt und auf den der ungefilterten Funktion normiert:

$$\begin{aligned}\Gamma_{S1}(\tilde{\nu}) &= \frac{\int_0^1 \Gamma_{TP1}(\tau, \tilde{\nu}) d\tau}{\int_0^1 v(\tau) d\tau} \\ &= \frac{2(e^{-\tilde{\nu}} + \tilde{\nu} - 1)}{\tilde{\nu}^2}\end{aligned}\quad (16)$$

Die gefilterten Signale haben jedoch in diesem Zeitraum noch nicht ihr Maximum erreicht. Der Fehler in dem folgenden Zeitraum wird bei dieser Rechnung also ignoriert. Die Fehlerrechnung gilt sowohl für steigende, als auch fallende Flanken.

Für die Berechnung des Fehlers anhand konkreter Werte wird die Normierung wieder aufgehoben. Für $\tilde{\nu}$ wird $f_g * T_r * 2\pi$ eingesetzt. Wobei f_g die Grenzfrequenz des Filters ist und T_r die Anstiegszeit der Rampe.

$$\Gamma_{S1}(T_r, \omega) = \frac{2(e^{-T_r\omega} + T_r\omega - 1)}{T_r^2\omega^2}\quad (17)$$

In Abbildung 12 ist das Kennlinienfeld aufgespannt, aus welchem die Benötigte Grenzfrequenz bei einer vorhandenen Anstiegszeit und gewünschtem Fehler abgelesen werden kann.

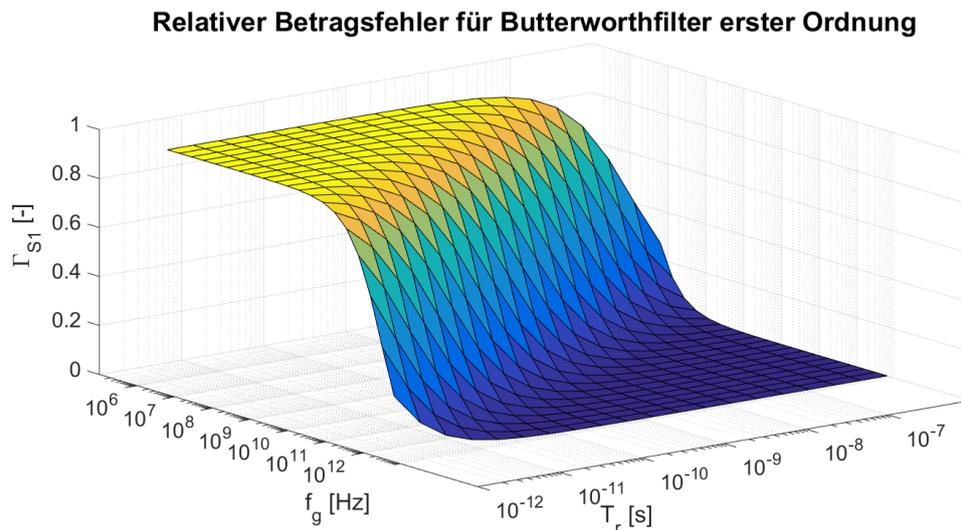


Abbildung 12: Darstellung des Fehlers in Abhängigkeit der Grenzfrequenz des Tastkopfes und der Anstiegszeit des Schalters

Aus der Abbildung 12 können beispielhaft Werte für eine Anstiegszeit von 10 ns entnommen werden, welche in Tabelle 2 zu sehen sind.

Tabelle 2: Relativer Betragsfehler für eine Anstiegszeit $T_r = 10\text{ ns}$

Grenzfrequenz	Fehler Γ_{S1}
140MHz	20%
310 MHz	10%
630 MHz	5%
3.2 GHz	1%

Ob der untersuchte Sensor mit der Tiefpasscharakteristik erster Ordnung beschrieben werden kann, lässt sich durch das Produkt von Anstiegszeit und Bandbreite ermitteln [8]. Der Richtwert für Filter erster Ordnung beträgt etwa 0,35.

$$T_r \cdot BW \approx 0,35 \quad (18)$$

Filter höherer Ordnung haben ein Faktor größer als 0,35. Zu beachten ist, dass bei gleicher Grenzfrequenz Filter höherer Ordnung einen größeren Fehler verursachen. Die hohen Frequenzanteile der Rampe werden stärker gedämpft werden.

3.3 Gesamtfehler

Das Einbringen einer Kapazität und die Tiefpassfilterung des Signals stellen aufeinanderfolgende Fehler da. Es kann somit der Gesamtfehler Γ_{ges} analog zu [1] bestimmt werden. Durch die zusätzliche Kapazität beträgt die Ähnlichkeit a_c der Spannung am Sensor zur Spannung in der unveränderten Schaltung:

$$a_c = (1 - \Gamma_C) \quad (19)$$

Durch die anschließende Filterung beträgt die Gesamtähnlichkeit a_{ges} :

$$a_{\text{ges}} = a_c \cdot (1 - \Gamma_{S_n}) \quad (20)$$

Für Filter erster Ordnung wird die in Abschnitt 3.2 errechnete Fehlerbeschreibung für Γ_{S_n} eingesetzt. Der Gesamtfehler Γ_{ges} berechnet sich somit

$$\Gamma_{\text{ges}} = 1 - a_{\text{ges}} = \Gamma_C + \Gamma_{S_n} - \Gamma_C \Gamma_{S_n} \quad (21)$$

Optional kann diese Messkette noch um den Messfehler des Oszilloskops erweitert werden. Da sich das Oszilloskop in der Messkette nach dem Sensor befindet, ist dessen Betrachtung für die Eignungsbewertung der Spannungssensoren jedoch nicht relevant. Die Oszilloskop Fehler werden daher nur in Abschnitt 4.6 erwähnt.

In der Literatur wird auch oft die folgende Formel zur Berechnung der gemessenen Anstiegszeit T_{mr} bzw. des Fehlers Γ angegeben [9–11]:

$$T_{\text{mr}} = \sqrt{t_{\text{edge}}^2 + t_{\text{probe}}^2 + t_{\text{oszi}}^2} \quad (22)$$

$$\Gamma = 1 - \frac{t_{\text{edge}}}{\sqrt{t_{\text{edge}}^2 + t_{\text{probe}}^2 + t_{\text{oszi}}^2}} \quad (23)$$

Der errechnete Fehler liegt im Gegensatz zu der hier entwickelten Fehleranalyse deutlich niedriger. Grund dafür ist die vereinfachte Rechnung welche die Verzerrung des Signals durch den Tiefpass nicht beachtet. Es werden lediglich die maximal darstellbaren Anstiegszeiten mit einander verrechnet. Die noch höheren Frequenzen, welche in den Umschaltmomenten auftauchen, werden somit außer Acht gelassen.

4 Spannungssensoren für den Doppelpulstest

Es kann Grundsätzlich zwischen zwei Arten von Spannungssensoren unterschieden werden.

- Passiv
Passive Spannungssensoren führen das Signal über ein RC-Netzwerk auf das Oszilloskop.
- Aktiv
Aktive Spannungssensoren isolieren die Anschlussleitung und das Oszilloskop durch einen Verstärker von der Schaltung.

Die Aufgabe des Sensors besteht darin, das Signal auf eine für das Messgerät verträgliche Spannung herab zu teilen. Bei den hier analysierten Spannungssensoren handelt es sich um Sensoren in Form von Tastköpfen. Deren Eigenschaften sind bereits durch das Datenblatt des Herstellers bekannt und können somit für die Fehlerberechnung verwendet werden. Eine Übersicht der Verfügbaren Tastköpfe in den verschiedenen Kategorien ist in Abbildung 13 zu sehen [12–20].

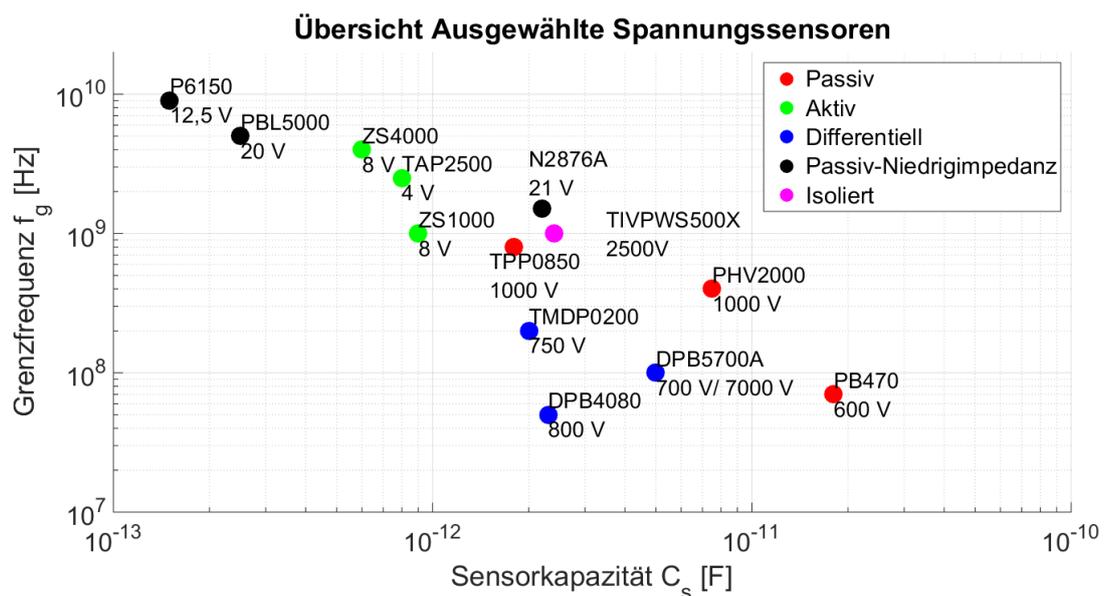


Abbildung 13: Übersicht von ausgewählten Spannungssensoren. Die angegebene Spannung bezieht sich auf die maximale dauerhafte Spannungsfestigkeit, bzw. maximale lineare Verstärkung bei aktiven Tastköpfen.

Die folgenden Betrachtungen werden unter der Annahme getroffen, dass der Tastkopf direkt an die Teststellen angeschlossen wird. Die Anschlüsse des Tastkopfes werden ohne weitere Adapter oder Verlängerungen mit dem Messpunkt verbunden. Dies ist in der Praxis nicht immer der Fall. Längere Leitungen am Tastkopf führen zu einer Vergrößerung der Induktivität und somit unweigerlich zu einer Reduktion der Bandbreite. Dies ist unabhängig davon welcher Tastkopf verwendet wird.

Zur Bewertung des relativen Fehlers und des Sensor Messfehlers werden die Kapazitäts- und Bandbreiten-Angaben des Herstellers herangezogen.

4.1 Passive Spannungssensoren

Die Funktion passiver Spannungssensoren beruht allein auf passiven Komponenten. Unterschieden wird hier generell zwischen Hoch-Impedanz (High Impedance) und Niedrig-Impedanz (Low Impedance) Tastköpfen.

Hoch-Impedanz Tastköpfe sind für den $1\text{ M}\Omega$ Eingang des Oszilloskop ausgelegt. Der beispielhafte Aufbau eines passiven Tastkopfes mit 10:1 Teilung ist in Abbildung 14 zu sehen. Die Tastteilung bei Gleichspannung wird über den Spannungsteiler zwischen dem $9\text{ M}\Omega$ Widerstand R_{IN} im Tastkopf und den $1\text{ M}\Omega$ Widerstand R_O im Oszilloskop erreicht.

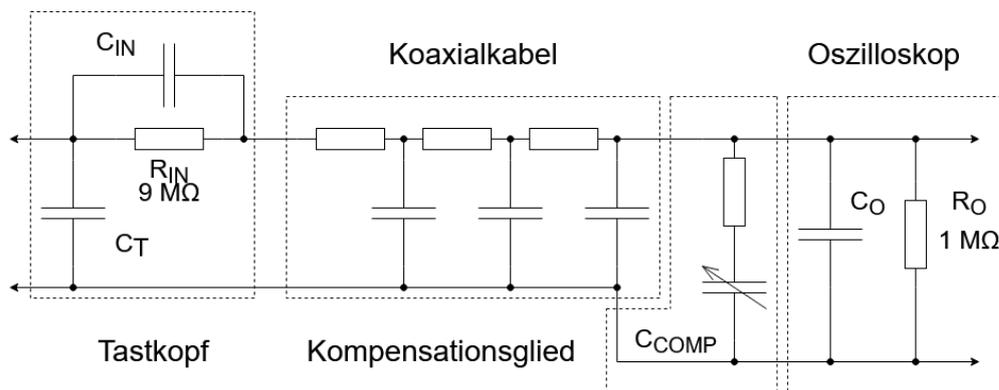


Abbildung 14: Schematischer Aufbau eines 10:1 Hoch-Impedanz Tastkopfes

Mit zunehmender Frequenz wird jedoch die Impedanz der Eingangskapazität des Oszilloskops kleiner. Damit die 10:1 Tastteilung auch bei höheren Frequenzen gewährleistet wird, verfügt der Tastkopf über einen Kondensator C_{in} in der Spitze. Das richtige Teilungsverhältnis zwischen der Kapazität des Tastkopfes und der des Oszilloskops wird über den einstellbaren Kondensator C_{COMP} im Kompensationsglied erreicht. Je nach Bauart ist auch der Eingangskondensator C_{in} einstellbar.

Der Kapazitäts- und Widerstandsbelag des Koaxialkabels ist durch einzelne Widerstände und Kondensatoren dargestellt. Der Widerstandsbelag vermindert Reflektionen, welche durch den hohen Eingangswiderstand des Oszilloskops verursacht werden.

Der Kondensator C_T stellt die Kapazität an der Spitze des Tastkopfes dar. Diese entsteht zwischen dem vorderen Ende des Tastkopfes bis zum Teilungswiderstand, im Bezug zu ground. Je weiter der Spannungsteiler von der Spitze des Tastkopfes entfernt ist, desto größer ist diese Kapazität.

Je größer die Kapazität, desto kleiner ist dessen Impedanz. Um die Tastteilung beizubehalten muss C_{in} also ein Zehntel der Kapazität aufweisen, wie die Parallelschaltung der folgenden Kapazitäten. Die Gesamtkapazität der Reihenschaltung ist kleiner als die kleinste Kapazität in der Reihenschaltung. Für die Eingangskapazität des Systems stellen die Kapazitäten des Kabels, des Oszilloskops sowie die Kompensationskapazität also nur einen geringen Einfluss dar.

Unabhängig von Bandbreite und Kapazität des Tastkopfes, ist auch dessen maximale Spannung zu beachten. Das "voltage derating" bei passiven Tastköpfen gibt an mit welcher Spannung der Tastkopf bei einer gewissen Frequenz betrieben werden darf (Abbildung 15). Diese Beschränkung ist durch die sinkende Eingangsimpedanz und somit

höherer thermische Belastung des Tastkopfes begründet (siehe Abbildung 16). Jedoch spielt dies aufgrund der geringen Dauer der Spannungsänderung eine untergeordnete Rolle. Die Gesamtenergie, die durch die Hochfrequenten Anteile der Rampe verursacht wird ist zu gering um zu einer Überhitzung des Tastkopfes zu führen.

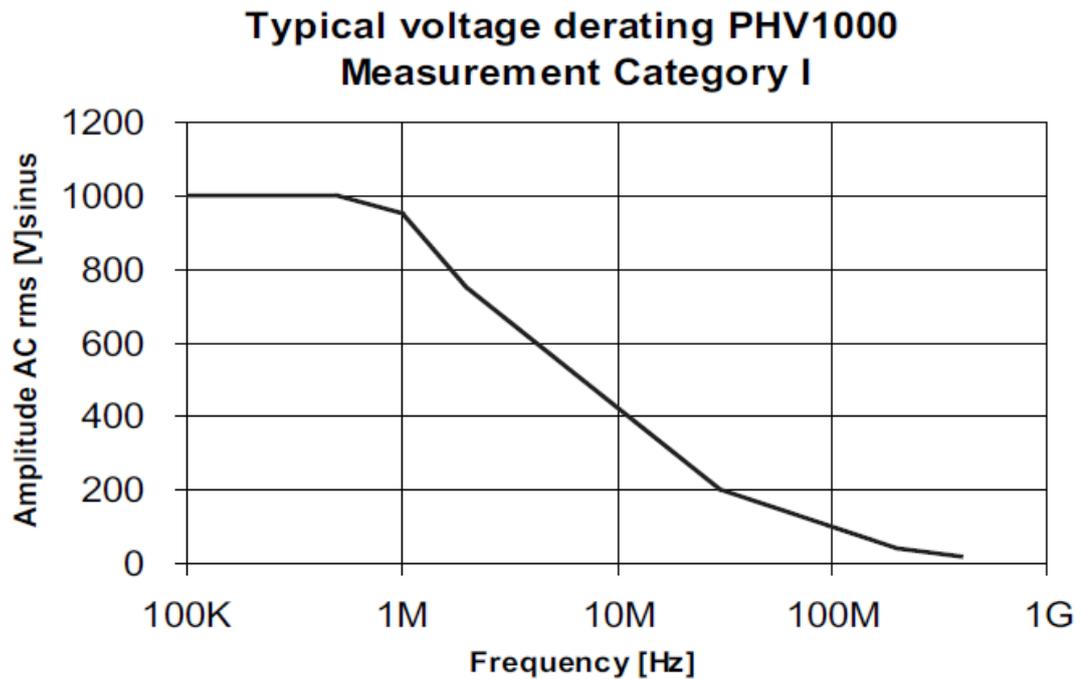


Abbildung 15: Beispiel für eine voltage derating Kurve [21]

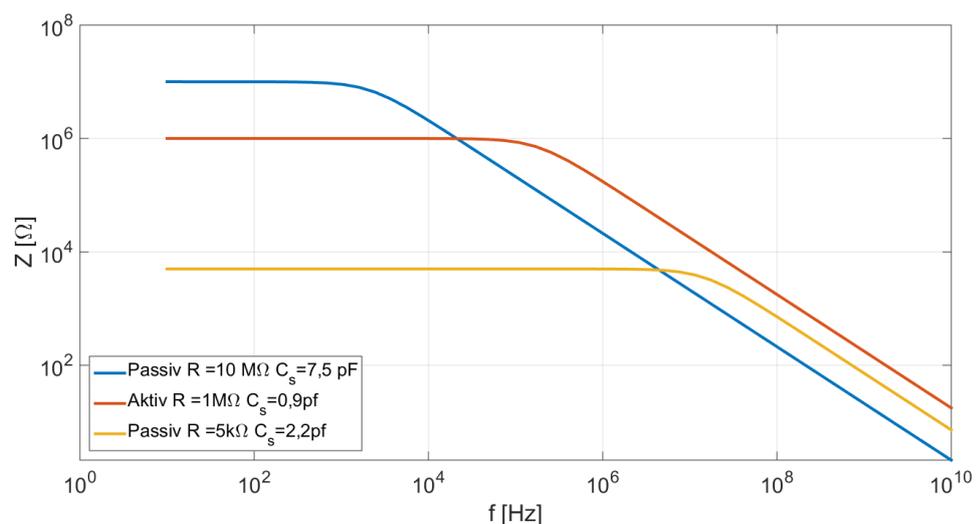


Abbildung 16: Beispielhafte Eingangsimpedanz verschiedener Tastköpfe in Abhängigkeit der Frequenz

Der Fehler, den die abnehmende Impedanz verursacht, wird durch die Tiefpasseigenschaften des Sensors beschrieben (Abschnitt 3.2). Es handelt sich hier also nicht um einen zusätzlichen Fehler.

Niedrig-Impedanz Tastköpfe sind für den $50\ \Omega$ Eingang des Oszilloskops ausgelegt. Die Tastteilung wird hier anstatt eines $9\ \text{M}\Omega$ Widerstandes durch einen $450\ \Omega$ Widerstand erreicht (oder $4950\ \Omega$ bei 100:1). C_R ist hier beispielhaft für die parasitäre Kapazität des Teilungswiderstandes R_{in} eingezeichnet (Abbildung 17) [22]. Diese Kapazität ist im Vergleich zu Hoch-Impedanz Tastköpfen sehr klein und somit ist auch die Eingangskapazität des Tastkopfes sehr gering. Die parasitären Kapazitäten welche durch das Oszilloskop und das Koaxialkabel verursacht werden, haben wie auch bei Hochimpedanz Tastköpfen nur einen geringen Einfluss auf die Gesamtkapazität. Des Weiteren kann auf eine Kapazitätskompensation verzichtet werden. Aufgrund des geringen Widerstandes, ist die Impedanz erst bei sehr hohen Frequenzen von der Kapazität abhängig. Somit bleibt auch die Tastteilung ohne Kompensation bis in hohe Frequenzbereiche stabil.

Die niedrige Impedanz belastet jedoch die Schaltung deutlich stärker. Hierdurch wird auch die maximale Spannung begrenzt, da die Widerstände in Oszilloskop und Tastkopf nur für gewisse Leistungen ausgelegt sind.

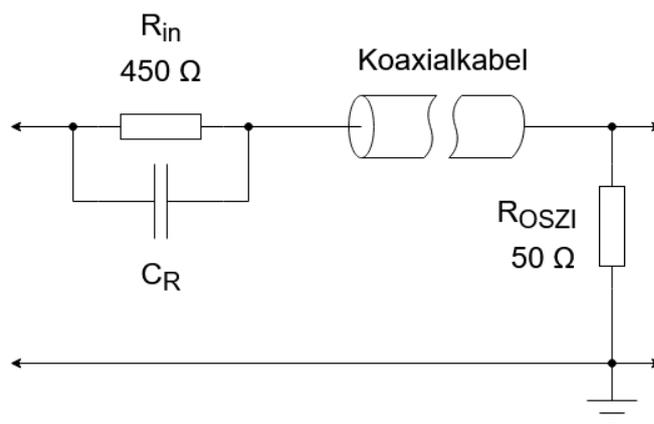


Abbildung 17: Niedrig-Impedanz Tastkopf

Aufgrund der hohen Bandbreite sind Niedrig-Impedanz Tastköpfe sehr gut zur Messung schneller Transiente geeignet. Für DPTs mit höherer Spannung können sie aufgrund ihrer geringen Eingangsspannungsfestigkeit jedoch nicht direkt verwendet werden. Das dauerhafte Anlegen einer zu hohen Spannung führt zur Überhitzung des Tastkopfes.

Durch eine Anpassung des üblichen Aufbaus, kann die Beschränkung durch die maximale Eingangsspannung überwunden werden. In Abbildung 18 ist ein Testaufbau zu sehen, der die Verwendung von Niedrig-Impedanz Tastköpfen auch bei höheren Spannungen erlaubt.

Da im DPT nur die Verluste im Schaltmoment bestimmt werden, können Gleichspannungsanteile durch einen DC-Blocker ausgekoppelt werden. Für die spätere Leistungsberechnung muss jedoch die Gleichspannung separat bestimmt werden, um den Startpunkt der Spannungskurve festzulegen. Durch die Entkopplung wird die Belastung des Oszilloskops und des Tastkopfes vermindert. Durch eine 100:1 Teilung wird des Weiteren der maximale Spannungswert des Oszilloskops bei Spannungen bis zu $500\ \text{V}$ nicht überschritten. Für höhere Spannungen ist eine höhere Tastteilung nötig. Die maximale

Eingangsspannung des Tastkopfes wird durch die Entkopplung nur für den Schaltvorgang überschritten. Die Gesamtenergie in diesem Zeitraum ist zu gering um zu einer Überhitzung zu führen.

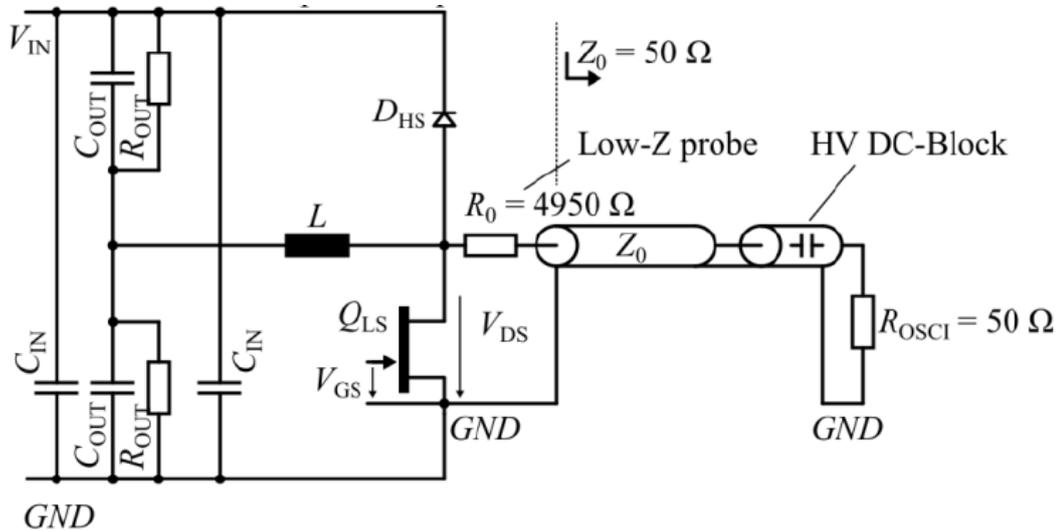


Abbildung 18: Alternativer DPT Aufbau mit Niedrig-Impedanz Tastkopf [23]

Die folgenden Abbildungen zeigen den Fehler anhand ausgewählter Passiv Hoch- und Niedrigimpedanz Tastköpfe.

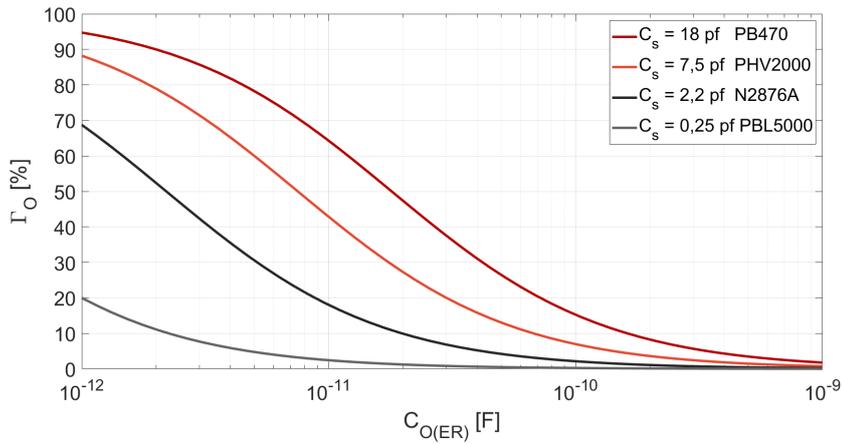


Abbildung 19: Fehler durch Einfügen der Sensorkapazitäten

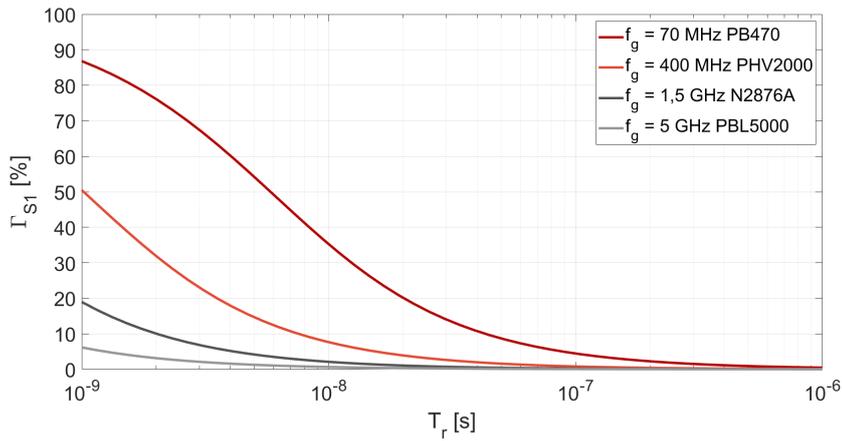


Abbildung 20: Fehler durch die begrenzte Bandbreite der Tastköpfe

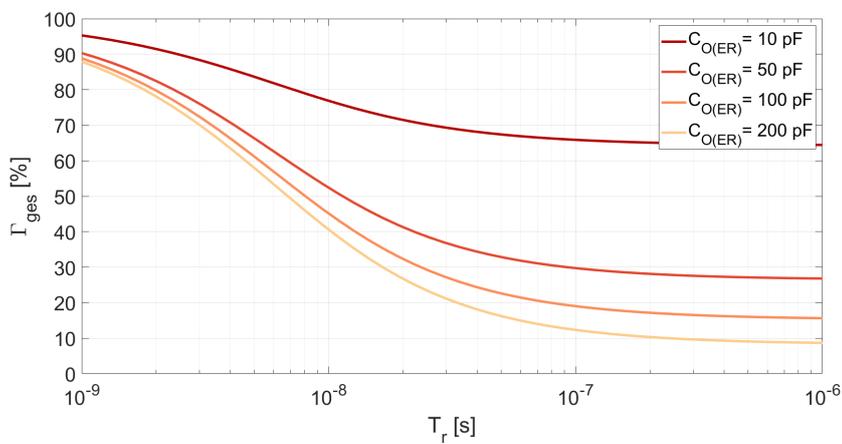


Abbildung 21: Gesamtfehler PB470 Tastkopf $f_g = 70$ MHz $C_s = 18$ pF

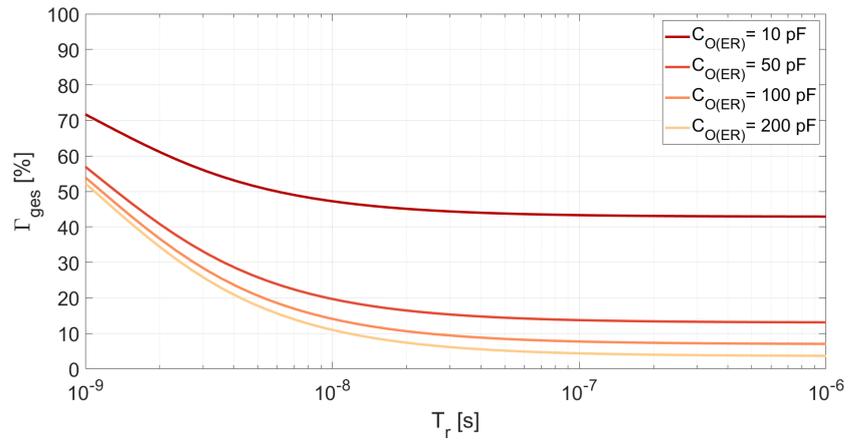


Abbildung 22: Gesamtfehler PHV2000 Tastkopf $f_g = 400 \text{ MHz}$ $C_s = 7,5 \text{ pF}$

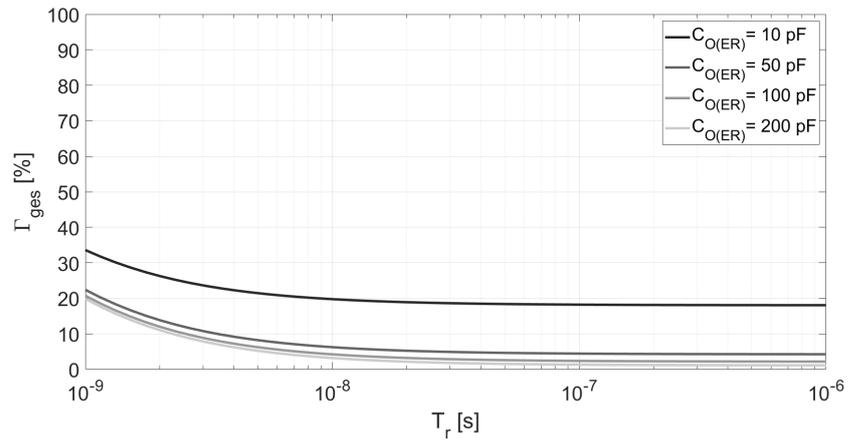


Abbildung 23: Gesamtfehler N2876 Tastkopf $f_g = 1,5 \text{ GHz}$ $C_s = 2,2 \text{ pF}$

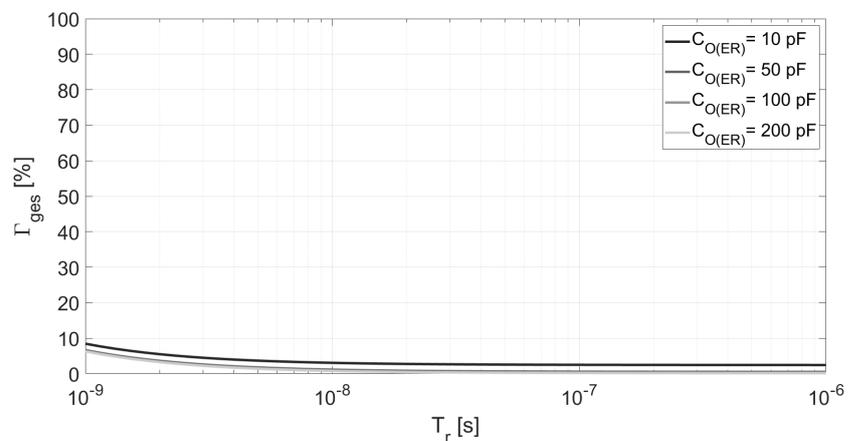


Abbildung 24: Gesamtfehler PBL5000 Tastkopf $f_g = 5 \text{ GHz}$ $C_s = 0,25 \text{ pF}$

4.2 Aktive Spannungssensoren

Aktive Spannungssensoren enthalten anders als passive Spannungssensoren einen Verstärker (Abbildung 25). Sie benötigen somit eine externe Spannungsversorgung. Der Verstärker entkoppelt das Oszilloskop und Koaxialkabel von der Teststelle. Der Verstärker selbst besteht meist aus Feld Effekt Transistoren und weist daher eine sehr geringe Eingangskapazität auf. Diese wird durch den kompensierten Spannungsteiler am Eingang weiter reduziert (Abbildung 25). Die gesamte Eingangskapazität bewegt sich je nach Modell des Tastkopfes zwischen einigen pF und weniger als 1 pF. Somit wird die zu messende Schaltung bei höheren Frequenzen im Vergleich zu passiven Tastköpfen weniger belastet (siehe Vergleich Abbildung 16). Ebenso ist die Bandbreite deutlich größer im Vergleich zu passiven Tastköpfen. Die Eingangsimpedanz bei niedrigeren Frequenzen ist jedoch geringer als bei passiven Hoch-Impedanz Tastköpfen und beträgt in der Regel 1 M Ω . Der Ausgang des Verstärkers wird über ein Koaxialkabel auf den 50 Ω Eingang des Oszilloskops geführt.

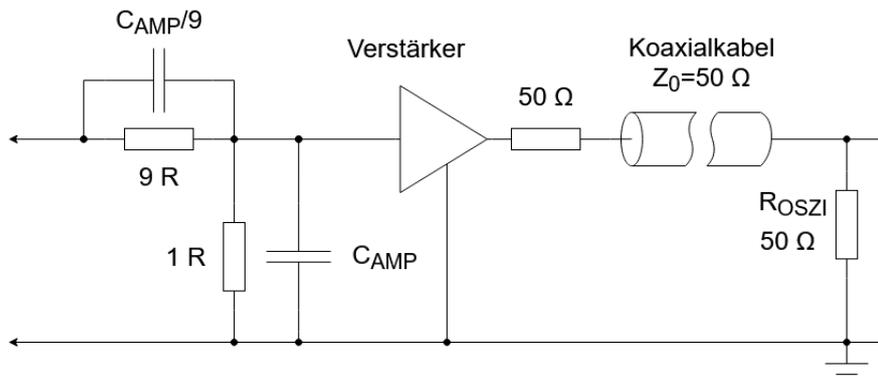


Abbildung 25: Schematischer Aufbau eines aktiven Tastkopfes mit 10:1 Tastteilung

Aufgrund der geringen Eingangsspannungsfestigkeit eignen sich aktive Tastköpfe nur für die Messung in Kleinspannungsanwendungen. Die maximale Eingangsspannung beträgt meist nicht mehr als 20 V.

4.3 Differentielle Spannungssensoren

Bei differentiellen Spannungssensoren handelt es sich ebenfalls um aktive Spannungssensoren. Sie ermöglichen jedoch auch Messungen von Spannungen ohne ground Bezug, sowie das Messen differentieller Signale. Differentielle Spannungssensoren, welche zur Messung von differentiellen Signalen (z.B. in Bussystemen) optimiert sind, haben wie aktive Spannungssensoren meist nur eine geringe Eingangsspannungsfestigkeit. Für Messungen in Leistungselektronischen Anwendungen sind jedoch auch Hochspannungsversionen verfügbar. Diese können mit mehreren hundert oder sogar tausend Volt belastet werden. Sie haben jedoch generell eine deutlich geringere Bandbreite.

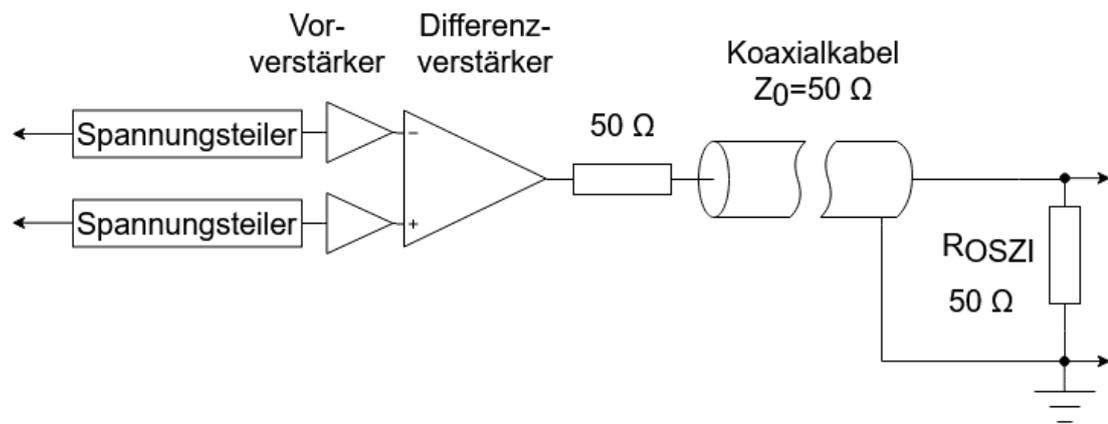


Abbildung 26: Schematischer Aufbau eines Differentiellen Tastkopfs

Ein Vorteil differentieller Spannungssensoren ist deren Gleichtaktunterdrückung (CMRR common mode rejection ratio). Störungen, welche für beide Eingänge gleich sind, werden nur stark gedämpft auf dem Oszilloskop angezeigt. Je höher die Gleichtaktunterdrückung desto geringer ist der zusätzliche Fehler. Die Gleichtaktunterdrückung nimmt jedoch mit steigender Frequenz ab. Bei schnellen Schaltflanken wird der Fehler somit größer. Da die Eingänge nicht direkt mit ground verbunden sind, können auch Messungen an high-side Schaltern durchgeführt werden, bei denen sich das Bezugspotential im Schaltmoment ändert.

4.4 Isolierte Tastköpfe

Bei isolierten Tastköpfen handelt es sich um differentielle Tastköpfe. Der Anschluss an das Oszilloskop wird jedoch anders als bei konventionellen Tastköpfen über eine Glasfaserverbindung hergestellt. Hierdurch wird eine galvanische Trennung vom Oszilloskop ermöglicht. Die optische Verbindung dient zum einen zur Übertragung des Signals, wird aber auch gleichzeitig als Spannungsversorgung für den Tastkopf genutzt (Power over Fiber). Dieser Aufbau ermöglicht eine sehr hohe Gleichtaktunterdrückung [24]. Bei gleicher Eingangsspannung, ist die Bandbreite im Vergleich zu differentiellen Tastköpfen auch deutlich höher [25]. Zu beachten ist wie auch bei anderen Tastköpfen, dass mit einer geringeren Tasterteilung die Kapazität des Sensors steigt. Für die geringste Beeinflussung sollte also die größtmögliche Tasterteilung gewählt werden.

In den folgenden Abbildungen sind die Fehler für ausgewählte aktive und differentielle Tastköpfe zu sehen.

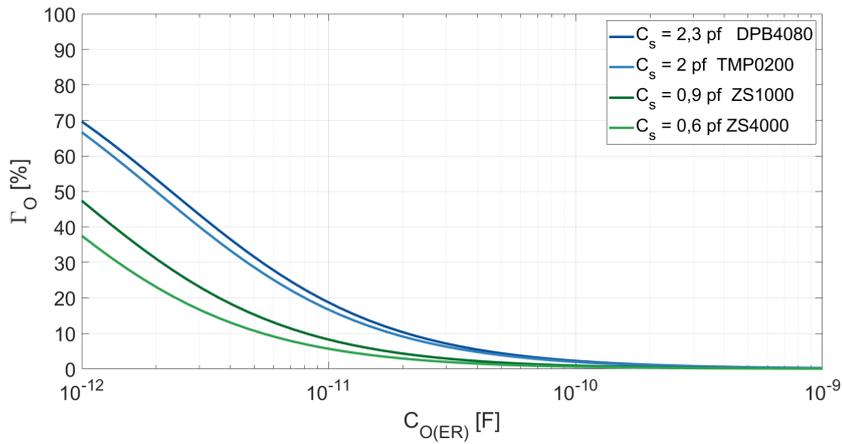


Abbildung 27: Fehler durch Einfügen der Sensorkapazitäten

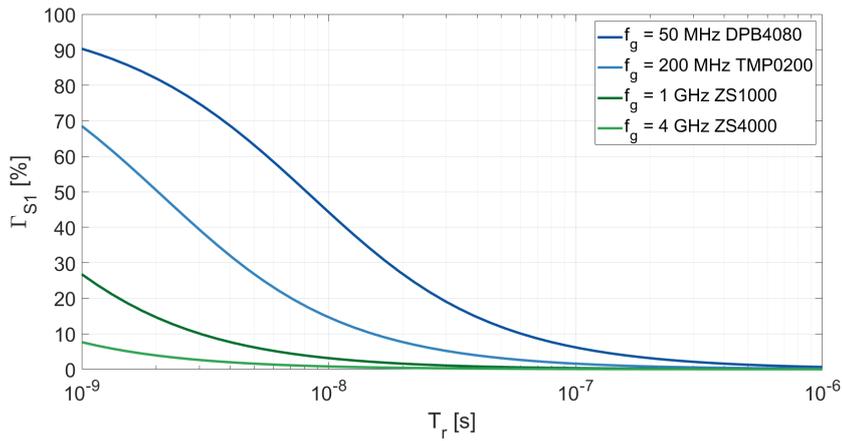


Abbildung 28: Fehler durch die begrenzte Bandbreite der Sensoren

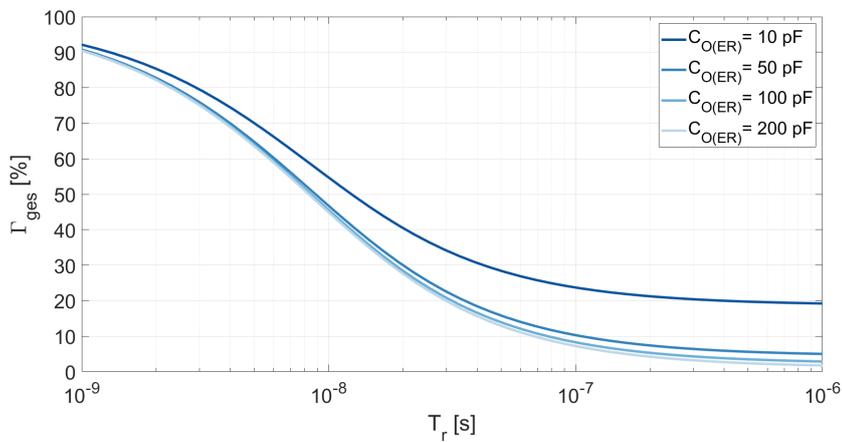


Abbildung 29: Gesamtfehler DPB4080 $f_g = 50$ MHz $C_s = 2,3$ pF

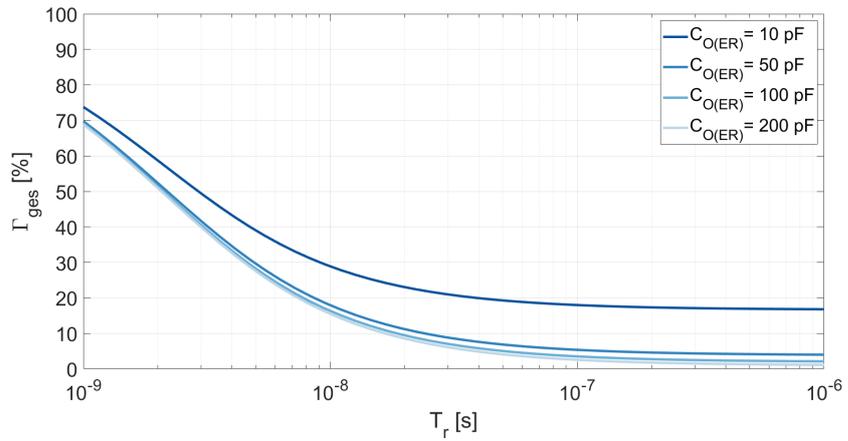


Abbildung 30: Gesamtfehler TMDP0200 $f_g = 200 \text{ MHz}$ $C_s = 2 \text{ pF}$

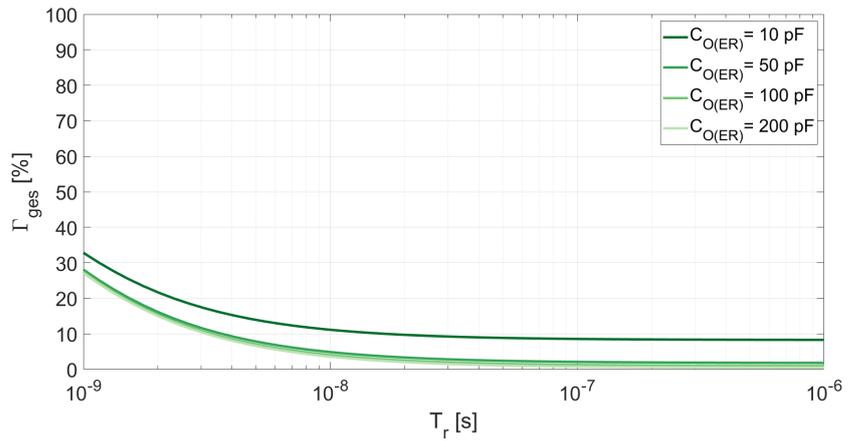


Abbildung 31: Gesamtfehler ZS1000 $f_g = 1 \text{ GHz}$ $C_s = 0,9 \text{ pF}$

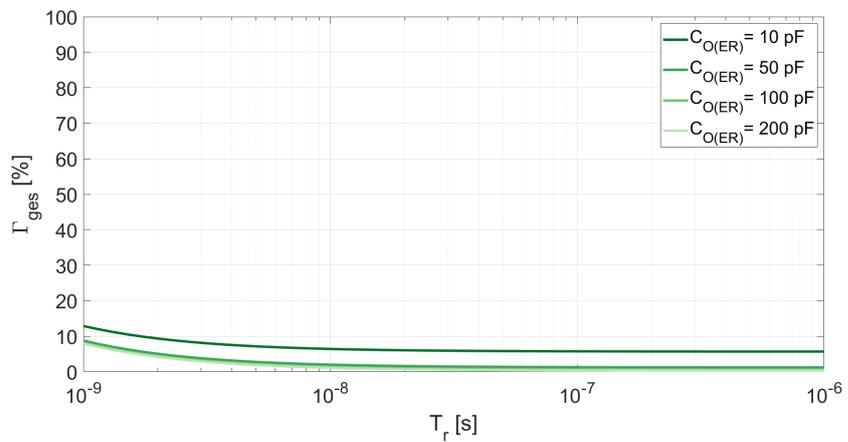


Abbildung 32: Gesamtfehler ZS4000 $f_g = 4 \text{ GHz}$ $C_s = 0,6 \text{ pF}$

4.5 DPT in der Praxis

Zur Verifizierung der Ergebnisse wurde der DPT in der Praxis durchgeführt. In Abbildung 33 ist der Versuchsaufbau zu sehen. Gemessen wurde an einem SiC Halbbrückenmodul (FF2MR12KM1 [33]).

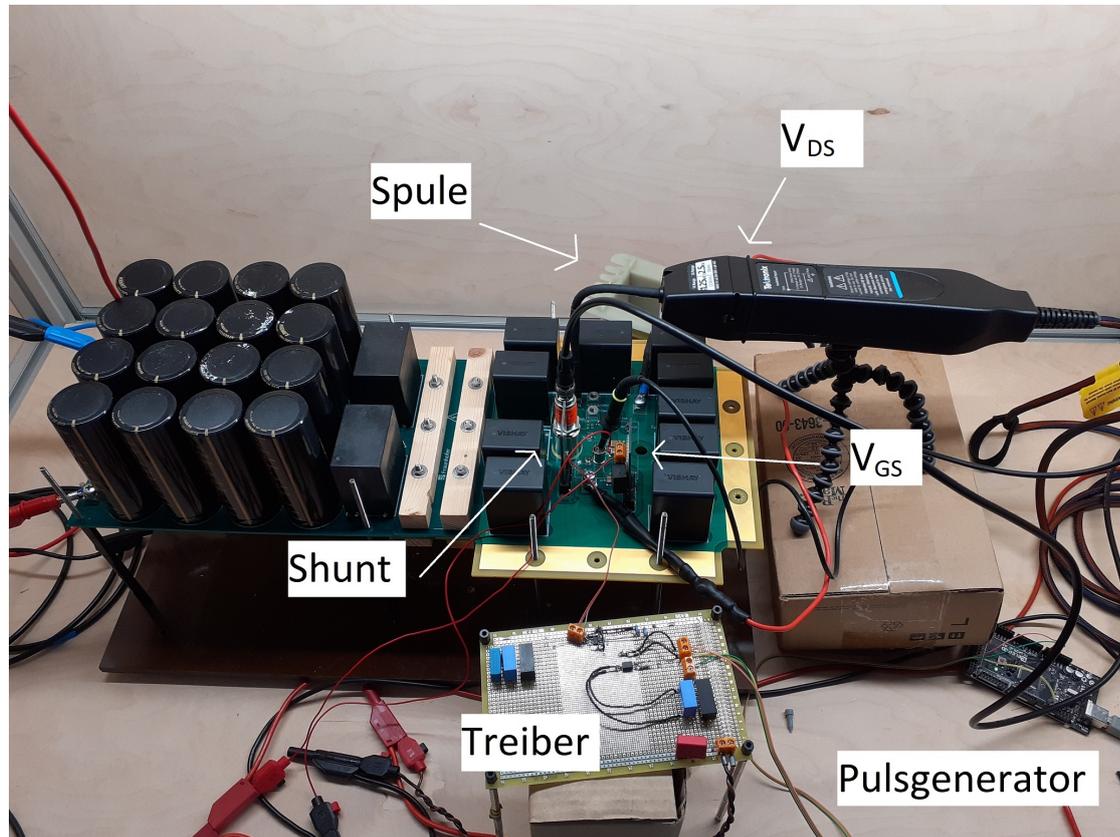


Abbildung 33: Versuchsaufbau Doppelpulstest

Der Test wurde mit unterschiedlichen Tastköpfen im selben Arbeitspunkt von 13 A durchgeführt.

Abbildung 34 zeigt den Spannungsanstieg am Ausgang des Halbleiterschalters (V_{DS}) am Ende des ersten Pulses. Aufgrund der relativ langen Schaltzeit sowie der hohen Kapazität im Vergleich zu den verwendeten Sensoren, unterscheiden sich die Ergebnisse nur minimal. Lediglich bei einer Grenzfrequenz von 5 MHz wird der Einfluss der Bandbreite deutlich sichtbar. Das Signal ist stark verzerrt und braucht deutlich länger bis es den Endwert erreicht hat. Die Kapazität der Sensoren verursacht hier nur einen minimalen Fehler deutlich unter einem Prozent, da sie deutlich kleiner ist im Vergleich zur Kapazität des Transistors.

Die Unterschiede, die bei den Sensoren mit höherer Grenzfrequenz vorliegen, lassen sich jedoch auch nicht zwingend auf deren Eigenschaften zurückführen. Grund dafür ist, dass die Sensoren mit unterschiedlichen Leitungen bzw. Messadaptern auf die Platine geführt wurden. Der Unterschied zwischen den Messfehlern hängt somit nicht mehr nur vom Sensor selbst ab.

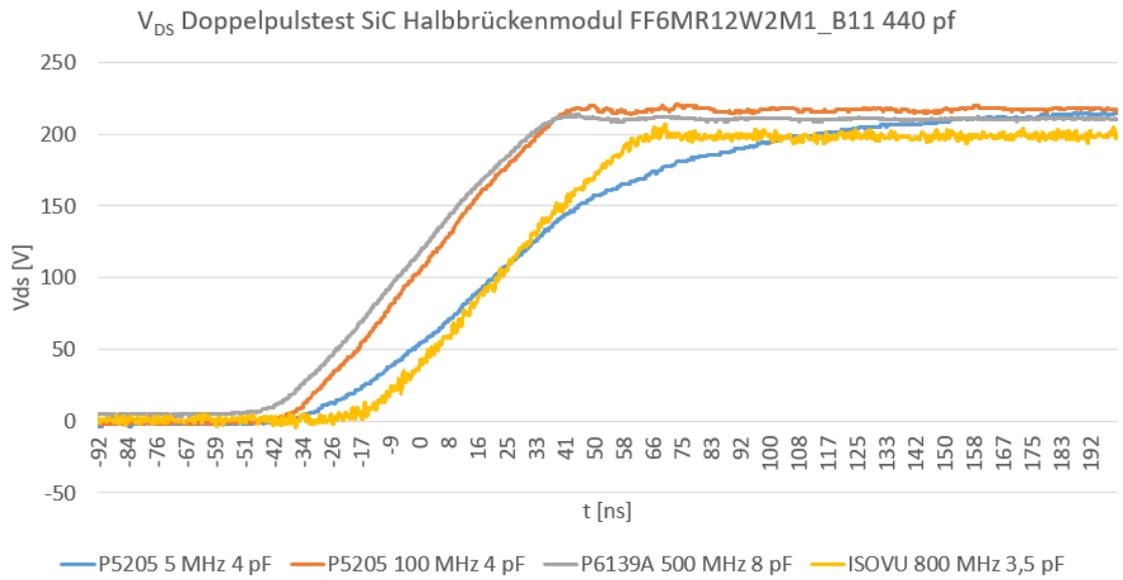


Abbildung 34: Spannungsverläufe verschiedener Tastköpfe in Ausschaltmoment

4.6 Einfluss des Oszilloskops

Auch wenn es in dieser Arbeit vorrangig um die Untersuchung und Auswahl von Spannungssensoren geht, sollen im Folgenden kurz die relevanten Einflüsse des Oszilloskops vorgestellt werden.

Eingangskapazität

Die Eingangskapazität stellt eine Belastung für die zu messende Schaltung dar. Diese Belastung ist jedoch von dem verwendeten Tastkopf abhängig. Bei aktiven so wie differentiellen Tastköpfen belastet die Kapazität des Oszilloskops die Schaltung nicht, da der Verstärker die Schaltung vom Oszilloskop entkoppelt. Bei passiven Tastköpfen hängt die Belastung vom vorliegendem Teilungsfaktor ab. Je größer die Tastteilung desto geringer ist der Einfluss der Kapazität. Dies ist durch die Reihenschaltung der Eingangskapazität C_{in} und der Oszilloskop Kapazität C_{OSZI} begründet (Abbildung 35).

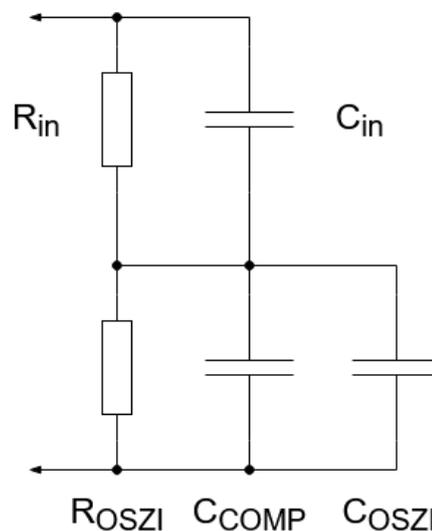


Abbildung 35: Ersatzschaltbild eines Oszilloskops mit passiven Tastkopf

Bandbreite/Anstiegszeit

Die Bandbreite des Oszilloskops hat den selben Einfluss wie die Bandbreite des Tastkopfes. Durch die Dämpfung höherer Frequenzen wird das zu messende Signal nicht mehr realitätsgetreu dargestellt. Jedoch besitzen nicht alle Oszilloskope dieselbe Tiefpass-Charakteristik. Die Bandbreite wirkt sich also anders auf die zu messende Rampe aus. Oft haben Oszilloskope mit höherer Bandbreite haben ein Tiefpassverhalten höherer Ordnung. Sie erzeugen bei gleicher Bandbreite einen größeren Fehler gegenüber Oszilloskopen mit Tiefpassverhalten erster Ordnung (Fehler nach Abschnitt 3.2) [8].

Abtastrate/Aliasing

Die begrenzte Abtastrate eines digitalen Oszilloskops kann zu Aliasing-Effekten führen. Ist die Frequenz des Signals mehr doppelt so hoch wie die Abtastrate kommt es zur Darstellung eines nichtexistierenden Signals (Nyquist Shannon Theorem). Diese Frequenzen können entweder durch Nichtbeachten des Abtasttheorems oder hochfrequente Störungen verursacht werden. Dieser Effekt wird jedoch durch die begrenzte analoge Bandbreite des Oszilloskops gemindert, da höhere Frequenzen bereits gedämpft werden.

Deskew (Laufzeitkompensation)

Die Art des Sensors und dessen Kabellänge kann zu einer zeitlichen Verschiebung der zu messenden Signale führen. Unterscheidet sich diese Verschiebung zwischen Signalen, welche verrechnet werden sollen, kommt es zu einem Fehler. Aus diesem Grund sollte die Synchronität vor einer Leistungsmessung mit dem Oszilloskop, durch manuellen Abgleich mit einem Referenzsignal, sichergestellt werden. In Abbildungen 36 und 37 ist der Effekt auf die Leistungsbestimmung zu sehen. Wird eines der Signale im Vergleich zu dem anderen Signal verschoben, ändert sich die gemessene Verlustleistung.

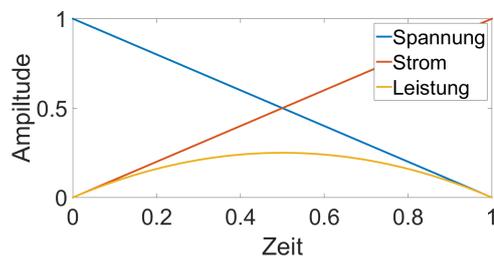


Abbildung 36: Tatsächliche Signale in der Schaltung

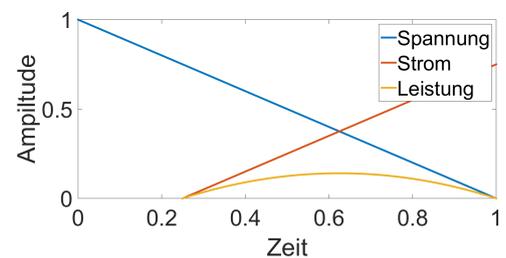


Abbildung 37: Verschiebung eines Signals

4.7 Bestimmung der Gate Spannung und Spannung am Strom Shunt

Die allgemeine Analyse der Spannungssensoren ermöglicht auch eine gezielte Auswahl für weitere Messungen von transienten Spannungen in der DPT-Umgebung.

Neben der Verlustleistungsbestimmung, ist der Verlauf der Gatespannung (U_{GS}) von Interesse (Abbildung 38). Anders als die Drain Source Spannung liegt hier keine lineare Steigung vor. Die Auswirkung der Bandbreite des Sensors wird im Kapitel 5 genauer untersucht.

Die Eingangskapazität des Gates C_{ISS} ist in der Regel deutlich größer als die Ausgangskapazität des Schalters. Die Sensorkapazität ist somit relativ gesehen kleiner und verursacht einen kleineren Fehler.

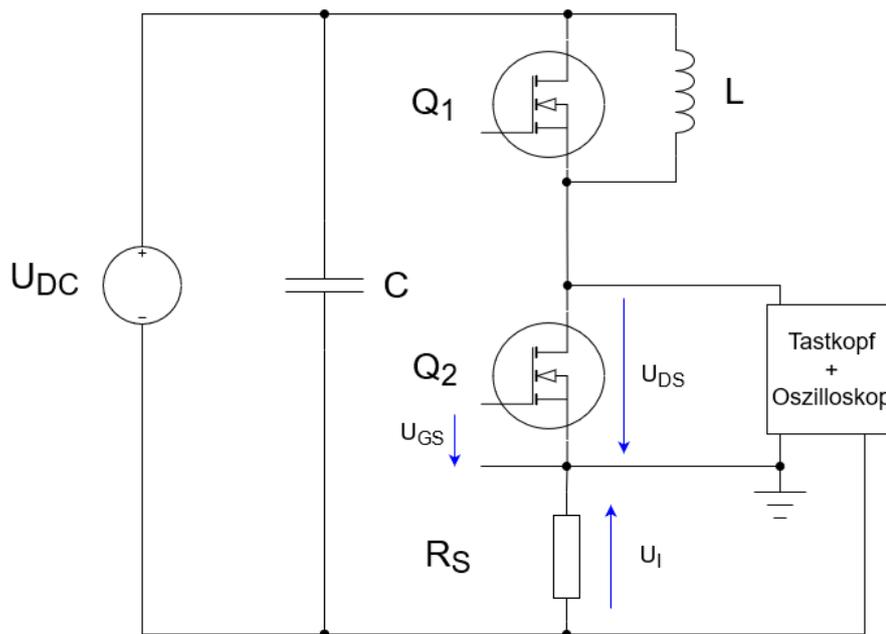


Abbildung 38: Messung der Spannungen im Doppelpulstest

Wie in [1] bereits festgestellt wurde, lässt sich der Strom durch den Halbleiterschalter am besten mit Hilfe eines Shuntwiderstandes ermitteln. Wird für die Messung der Drain-Source Spannung oder der Gate-Source Spannung ein nicht-differentieller Tastkopf verwendet, ist auf die Anschlussrichtung des Spannungssensors bei der Strommessung zu achten. Das Bezugspotential passiver und aktiver Tastköpfe ist über das Oszilloskop mit PE verbunden. Wird also ein solcher Tastkopf in die Schaltung eingebracht, wird auch das Bezugspotential für die Schaltung festgelegt. Um eine Überbrückung des Shuntwiderstandes durch den PE Leiter zu vermeiden, muss also das Bezugspotential der Spannungssensoren übereinstimmen (siehe Abbildung 38).

Sowohl die Gate-Source Spannung also auch die Spannung über den Shuntwiderstand sind deutlich geringer als die Drain-Source Spannung. Hierdurch ist die Auswahl an Sensoren deutlich größer. Es können also auch passive Niedrigimpedanz-Tastköpfe sowie aktive Tastköpfe verwendet werden sofern deren maximale Eingangsspannung nicht überschritten wird.

4.8 Zusammenfassung

Fehler in der Spannungs- sowie Strombestimmung stellen nicht nur Fehler in sich dar, sondern wirken sich auch auf die anschließende Leistungsberechnung aus. Für eine akkurate Verlustleistungsbestimmung sollte daher der Messfehler minimiert werden. Hierfür ist ein Sensor mit möglichst geringer Kapazität im Verhältnis zur Ausgangskapazität des Halbleiterschalters zu wählen. Die Schaltung wird somit weniger belastet wodurch die Spannungsänderungen weniger gedämpft werden.

Die Darstellung der hohen Frequenzanteile einer Rampe und somit eine genaue Wiedergabe des realen Signals, setzt einen Sensor mit hoher Bandbreite voraus. Je kürzer die Anstiegszeit des Signals desto höher sollte die Bandbreite des Sensors gewählt werden.

Mit der Formel 21 aus Abschnitt 3.3 lässt sich der Gesamtfehler für einen beliebigen Sensor bestimmen. Die Konturlinien für ausgewählte Sensoren bei einem Fehler von 10% sind in Abbildung 39 zu sehen. Die Konturlinien dienen nicht als absolute Grenze für den Einsatz der Sensoren, sondern nur als grobe Einordnung. Das grau markierte Feld zeigt den Bereich in dem sich die Anstiegzeit (T_r) und die Ausgangskapazität (C_{OSS}) von diskreten WBG Halbleiterschalter in der Praxis befinden.

Eine Auswahl der Schalter ist in Abbildung 40 zu sehen [26–34]. Die Abbildung dient lediglich der Übersicht. Die Ausgangskapazität ist C_{OSS} ist abhängig von der Spannung und nicht immer im selben Messpunkt ermittelt wurden. Ebenso ist die Anstiegszeit nicht gleich der Abfallzeit.

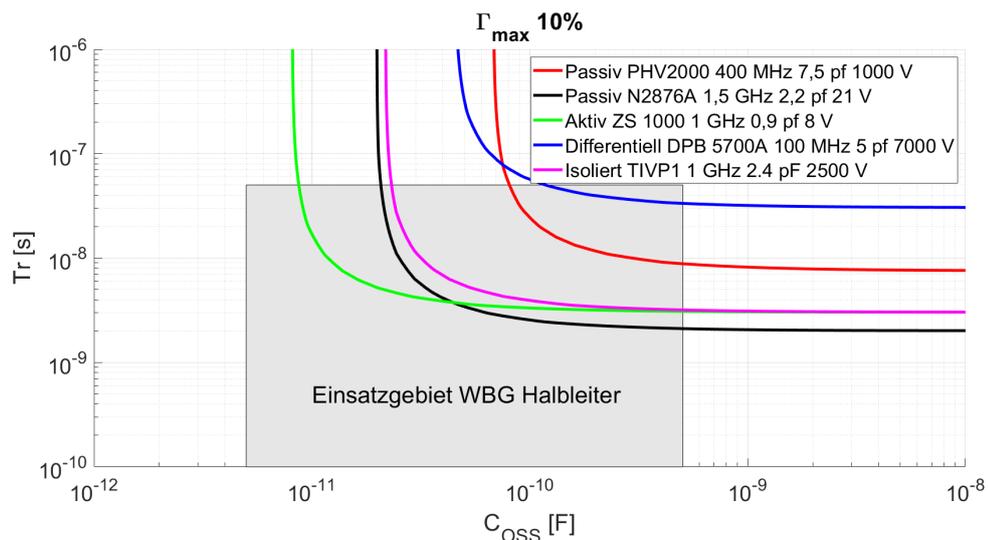


Abbildung 39: Einsatzbereich für die untersuchten Sensoren mit einem Gesamtfehler von $\Gamma=10\%$. Fehler kleiner als 10% befinden sich rechts oberhalb der Kennlinie.

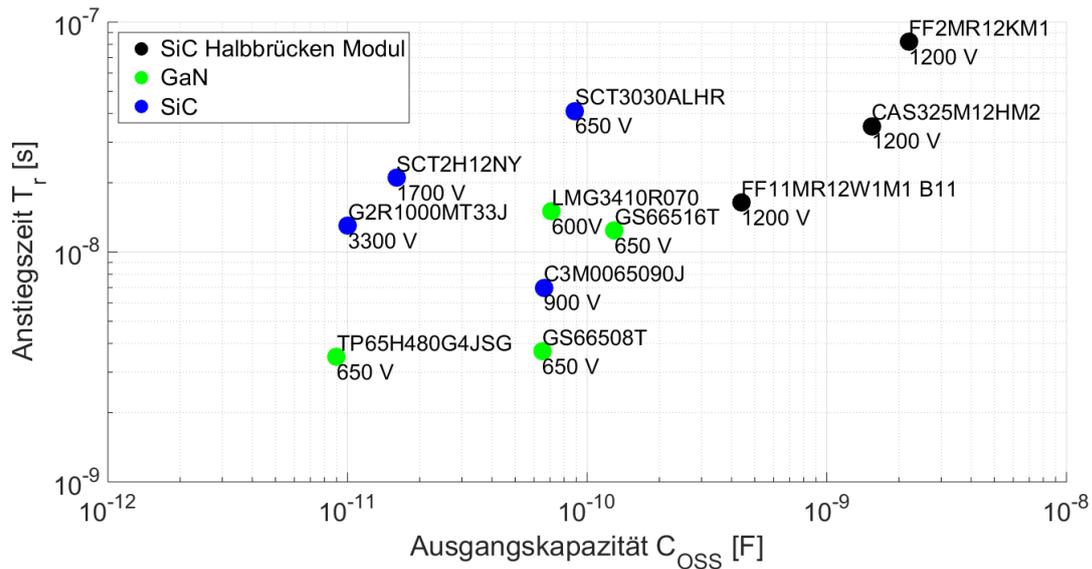


Abbildung 40: Übersicht WBG-Halbleiterschalter in Abhängigkeit der Ausgangskapazität und der Anstiegszeit (10-90%)

Über den Fehler hinaus ist bei der Auswahl des Sensors noch auf die Spannungsfestigkeit zu achten. Je höher die Spannung desto geringer ist die Auswahl der Sensoren.

Für eine direkte Messung der drain-source Spannung bei Leistungshalbleitern im Hochspannungsbereich, eignen sich in erster Linie passive Tastköpfe. Sie besitzen eine hohe Spannungsfestigkeit und sind auch mit Bandbreiten von bis zu 800 MHz erhältlich. Einen noch geringeren Fehler versprechen isolierte Tastköpfe. Sie sind abgesehen von ihrer höheren Bandbreite (bis zu 1 GHz) auch deutlich flexibler einsetzbar. Durch ihre galvanische Trennung ermöglichen sie auch differentielle Messungen mit sehr guter Gleichtaktunterdrückung.

Spannungssensoren mit noch höherer Bandbreite und geringerer Kapazität, also mit einem geringeren Fehler, sind nur für sehr niedrige Spannungen erhältlich. Mit einem veränderten Aufbau des Doppelpulstests können auch Niedrig-Impedanz Tastköpfe für höhere Spannungen verwendet werden.

Konventionelle differentielle Tastköpfe besitzen zum einen sehr hohe Eingangsspannungen und können flexibel eingesetzt werden. Andererseits verfügen sie aber auch über die geringste Bandbreite der untersuchen Sensoren und sind daher zum Messen von schnellen Transienten ungeeignet.

5 Einfluss des Sensors auf das Millerplateau

Wie in Abschnitt 4.7 bereits beschrieben wurde, lassen sich durch die allgemeine Analyse der Spannungssensoren auch geeignete Sensoren für andere transiente Vorgänge finden. Bei der Bestimmung der Gatespannung treten jedoch weitere Effekte auf welche die Genauigkeit der Messung beeinflussen können. Anders als bei dem Spannungsanstieg am Ausgang des Transistors, handelt es sich bei der Spannung am Gate nicht um eine annähernd linear steigende Funktion (du/dt nicht konstant). Das Umladen der Kapazitäten im Schaltmoment verursacht eine Unterbrechung des Spannungsanstieges, oder sogar ein Umkehren. Dieser Effekt wird auch Miller Effekt genannt. In diesem Kapitel wird daher der Einfluss der Sensorbandbreite auf solche Unregelmäßigkeiten im Spannungsverlauf untersucht.

Im ausgeschalteten Zustand ist die Miller Kapazität(C_{rss}) durch die Spannung am Ausgang geladen. Zu Beginn des Einschaltvorgangs, wird C_{gs} geladen. C_{gd} entlädt sich zum Teil, da durch Ansteigen der Gatespannung die Gate Drain Spannung sinkt. Erreicht die Spannung am Gate des Transistors dessen Schwellspannung, wird der Transistor leitend. Sinkt die Spannung am Ausgang U_{DS} wird somit auch C_{rss} entladen. Der Gatestrom lädt nun nicht mehr ausschließlich die Gatekapazität, sondern lädt auch die Kapazität zwischen Gate und Drain um. Diese negative Rückkopplung auf den Eingang führt dazu, dass die Gate Spannung für einen Moment nicht weiter ansteigt (Miller Plateau), oder sogar zeitweise wieder abfällt (Abbildung 41). Sobald der Transistor die Sperrspannung Abgebaut hat, werden C_{gd} sowie C_{gs} weiter bis auf die Gate Spannung aufgeladen.

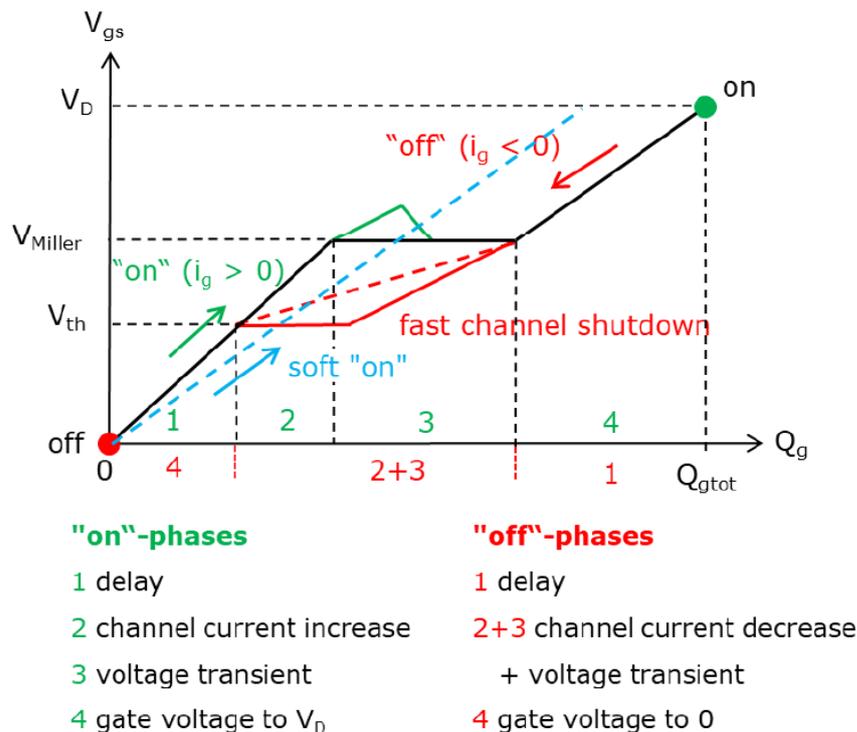


Abbildung 41: Verlauf der Gate spannung [35]

Dieser Effekt tritt jedoch nur bei hartem Schalten auf. In zero voltage switching Topolo-

gien liegt im Schaltmoment keine Spannung an Drain an. Der Spannungsanstieg am Gate wird in diesem Fall nur durch die nichtlinearen Kapazitäten am Eingang bestimmt [35].

Die Dauer des Plateaus wird in erster Linie von der zur verschiebenden Ladung bestimmt. Wie in Abbildung 42 zu sehen ist wird bei höheren Drain-Source Spannungen mehr Ladung umgeladen. Das Millerplateau hält somit länger an. Wobei dieser Zusammenhang aufgrund der nichtlinearen Kapazitäten ebenso nichtlinear ist. Des Weiteren wird die Länge des Plateaus durch den Treiber sowie die angelegte Gatespannung beeinflusst.

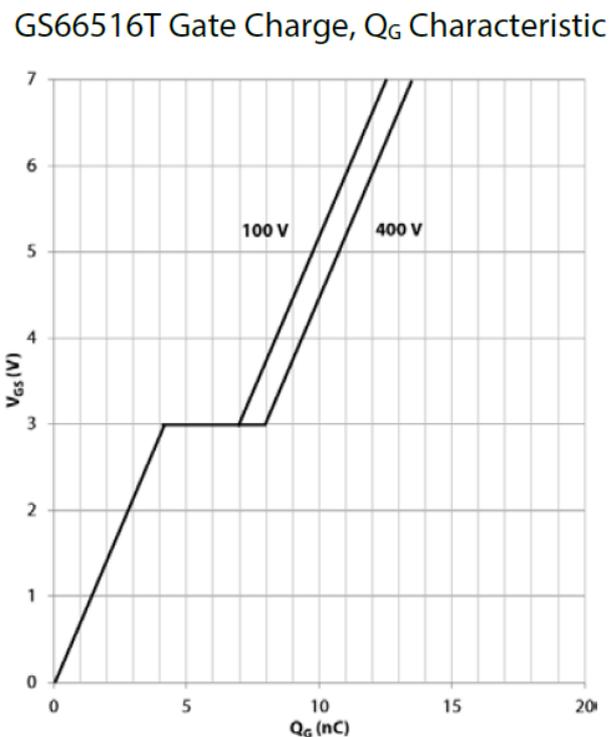


Abbildung 42: Gatespannung in Abhängigkeit der Gateladung [7]

Für die Optimierung des Treibers und die Dimensionierung des Gatenetzwerkes ist die tatsächliche Form der Gate Spannung wichtig. Zum einen gibt sie eine Aussage über die Schaltzeit, welche im Zusammenhang mit der Verlustleistung steht. Andererseits deuten Schwingungen im Spannungsverlauf auf eventuelle Fehlinterpretation des Gatenetzwerkes oder des Treibers hin.

Für eine realitätsgetreue Darstellung wird also ein Sensor mit entsprechender Bandbreite benötigt.

Um dies zu verdeutlichen sind in Abbildungen 43 und 44 idealisierte Gatespannungskurven dargestellt, sowie deren Tiefpassfilterung bei einfacher und fünffacher Grenzfrequenz.

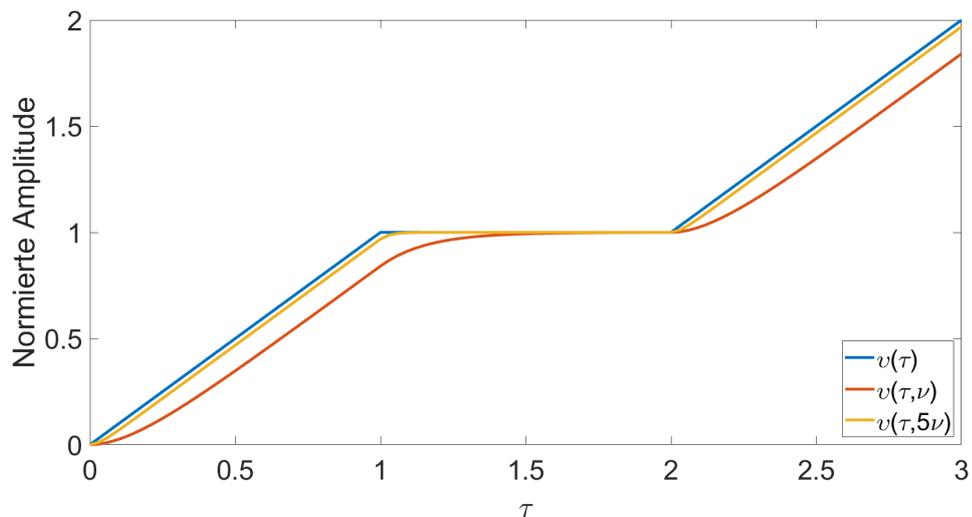


Abbildung 43: Einfluss der Sensorbandbreite auf einen idealisierten Spannungsverlauf am Gate

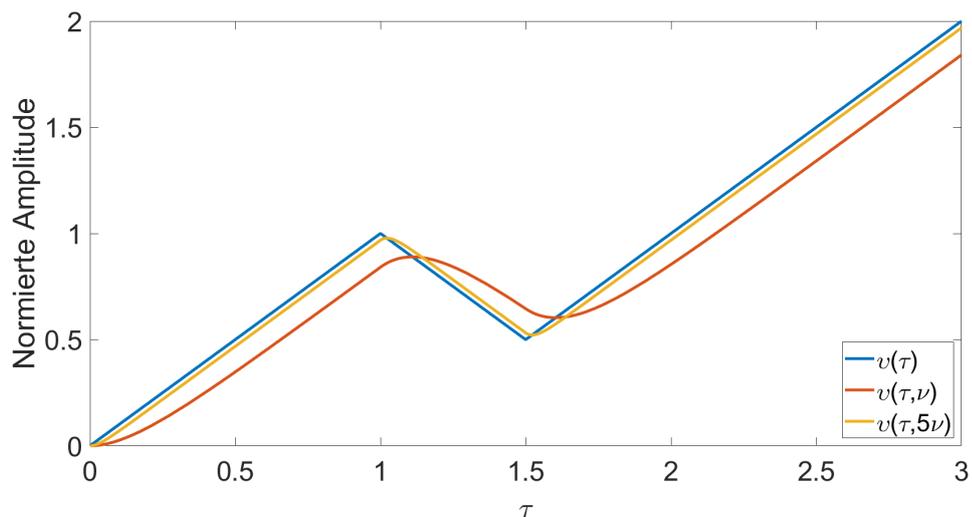


Abbildung 44: Einfluss der Sensorbandbreite auf ein absinkendes Miller Plateau

In Abbildung 45 ist die Kurvenform in Abhängigkeit von der Grenzfrequenz des Sensors zu sehen. Je höher diese gewählt wird, desto näher kommt das gemessene Signal an das Ausgangssignal. Wird jedoch eine gewisse Frequenz unterschritten, ist der temporäre Spannungsabfall nicht mehr sichtbar.

In Abbildung 46 wird dieses Effekt noch deutlicher sichtbar. Die Differenz der Maxima und Minima beschreibt die Amplitude des dreiecksförmigen Millerplateaus. Zum Vergleich ist die Amplitude eines tiefpassgefilterten periodischen Sinus Signals eingezeichnet. Ist die Grenzfrequenz des Filters größer Null, weist dieses gefilterte Signal eine Amplitude auf. Die Dreiecksschwingung, welche innerhalb eines transienten Vorgangs stattfindet, wird jedoch erst bei einer höheren Grenzfrequenz überhaupt sichtbar.

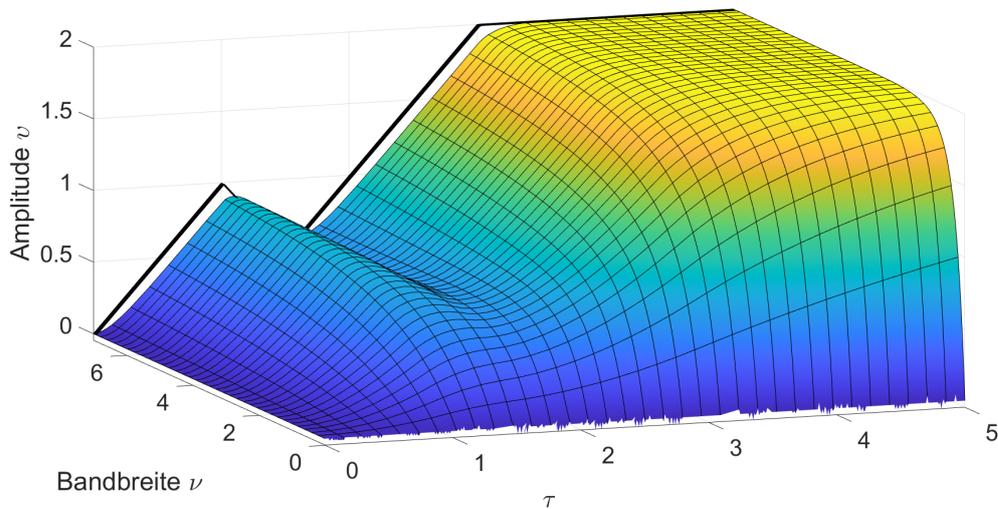


Abbildung 45: Einfluss der Sensorbandbreite auf ein absinkendes Miller Plateau

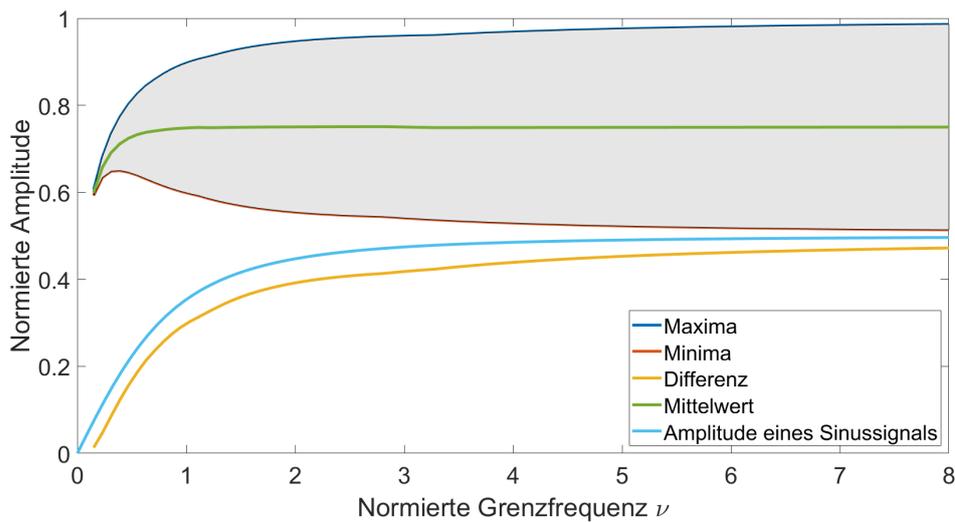


Abbildung 46: Änderung der Amplitude mit steigender Grenzfrequenz des Sensors

Diese Analyse zeigt, dass anders als bei einem linearen Anstieg der Spannung oder einer periodischen Schwingung, die begrenzte Bandbreite des Sensors zu einem weiteren Fehler führt. Auch wenn das resultierende Signal nicht für weitere Berechnungen verwendet werden soll, kann eine zu niedrig gewählte Bandbreite des Sensors die Analyse der Schaltung erschweren. Somit können hochfrequente Störungen komplett unbemerkt bleiben selbst wenn zum Beispiel das Plateau selbst sichtbar ist.

6 Zusammenfassung

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Verwendung von Spannungssensoren im DPT und stellt eine Entscheidungshilfe zur Auswahl eines passenden Sensors dar.

In Kapitel 3 wurden die verschiedenen Einflüsse des Sensors auf die Messung identifiziert. Zum einen erhöht die parasitäre Kapazität des Sensors die effektive Kapazität am Messpunkt. Des Weiteren wird durch die Tiefpasseigenschaften des Sensors das Messsignal verzerrt, wodurch ein weiterer Fehler verursacht wird. Anhand dieser Komponenten kann der Messfehler für einen beliebigen Sensor unter den gegebenen Bedingungen bestimmt werden. Dabei wurde deutlich, dass der Messfehler des Sensors mit wachsender Kapazität und sinkender Bandbreite größer wird.

Mit dieser Analyse konnten in Kapitel 4 verschiedene Sensoren auf ihre Eignung untersucht werden. Dabei stellte sich heraus, dass für Messungen bei sehr schnellen WBG Halbleitern nur wenige Sensoren in Frage kommen. Die meisten Sensoren besitzen eine zu geringe Bandbreite.

Je nach Anwendung begrenzen dabei nicht nur die Kapazität und Bandbreite die Auswahl der Sensoren. Besonders in der Leistungselektronik werden Sensoren mit hoher Spannungsfestigkeit benötigt. Die meisten Sensoren, welche über eine hohe Bandbreite besitzen, verfügen jedoch nicht über eine hohe Spannungsfestigkeit. Nur einige passive sowie isolierte Tastköpfe besitzen sowohl die nötige Spannungsfestigkeit und Bandbreite, um den Spannungsverlauf realitätsgetreu nachzustellen.

Weitere Untersuchung von Spannungstransienten welche zum Beispiel am Gate von Transistoren auftreten können, zeigten, dass eine zu geringe Bandbreite auch zur Fehlinterpretation von Signalen führen kann. Anders als bei periodischen Schwingungen können bei zu niedriger Grenzfrequenz des Sensors, Details in transienten Vorgängen komplett unbemerkt bleiben.

Für eine noch genauere Bestimmung des Messfehler kann die Analyse über den untersuchten Zeitraum hinaus erweitert werden. Ebenso kann eine Zusammenführung mit den bereits untersuchten Stromsensoren Aufschluss über den Fehler in der Verlustleistungsmessung bringen.

Summary

This research paper looked into voltage sensors for use in a double pulse test environment and aims to aid with the selection of suitable sensors.

The various influences caused by the sensors were identified in chapter 3. On the one hand, the sensor increases the effective capacitance of the setup. On the other hand, the limited bandwidth of the sensor causes the signal to be distorted. With those two components, the measurement error can be calculated for any desired sensor under the given conditions. The error increases with higher sensor capacitance and lower bandwidth.

In chapter 4 various sensors were examined based on this analysis. It became clear that only very few sensors are suitable to accurately measure the transients of fast switching wide bandgap semiconductors. Most sensors don't have the necessary bandwidth. Depending on the type of measurement, the maximum voltage of the sensor also limits the selection. Most sensors with a high bandwidth are only suitable for very low voltages. Only certain passive and insulated voltage probes have both the necessary voltage rating and bandwidth to display the signal with minimal distortion.

Additional research was conducted into transient voltages that appear for example at the gate of transistors. It showed that unlike with periodic oscillations, oscillations that appear within a transient can be completely hidden if the bandwidth of the sensor is too low.

For a more accurate determination of the measurement error the analysis can be expanded beyond the time frame that was considered in this paper. In addition to that, combining this work with the previously analyzed current sensors could give a more accurate picture of measurement regarding power losses.

Abkürzungsverzeichnis

DPT Doppelpulstest

GaN Galliumnitrid

SiC Siliziumcarbid

WBG Wide Bandgap

Abbildungsverzeichnis

1	Messprinzip Kalorimetrie [1]	11
2	Vereinfachter Aufbau eines DPT	12
3	Idealisierter Ablauf eines DPT	13
4	Schematische Darstellung der Veränderung der Spannung im Einschaltvorgang und Ausschaltvorgang	15
5	Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Halbleiterschalters bei Messung der Drain-Source Spannung	16
6	Relativer Fehler der Spannung an einer Schaltzelle, der durch parasitäre Kapazitäten des Messgerätes entsteht.	17
7	Parasitäre Kapazitäten des Schalttransistors in Abhängigkeit von der Spannung [7]	18
8	Energie in C_{OSS} des Schalttransistors in Abhängigkeit von der Spannung [7]	18
9	Schematische Darstellung der Veränderung des Fehlers mit steigender Spannung	18
10	Spektren der normierten Rampenfunktion mit einfacher Anstiegszeit (oben) und halbiertes Anstiegszeit (unten).	20
11	Effekt eines Tiefpasses auf eine ideale Spannungsrampe mit unterschiedlichen Grenzfrequenzen.	21
12	Darstellung des Fehlers in Abhängigkeit der Grenzfrequenz des Tastkopfes und der Anstiegszeit des Schalters	22
13	Übersicht von ausgewählten Spannungssensoren. Die angegebene Spannung bezieht sich auf die maximale dauerhafte Spannungsfestigkeit, bzw. maximale lineare Verstärkung bei aktiven Tastköpfen.	25
14	Schematischer Aufbau eines 10:1 Hoch-Impedanz Tastkopfes	26
15	Beispiel für eine voltage derating Kurve [21]	27
16	Beispielhafte Eingangsimpedanz verschiedener Tastköpfe in Abhängigkeit der Frequenz	27
17	Niedrig-Impedanz Tastkopf	28
18	Alternativer DPT Aufbau mit Niedrig-Impedanz Tastkopf [23]	29
19	Fehler durch Einfügen der Sensorkapazitäten	30
20	Fehler durch die begrenzte Bandbreite der Tastköpfe	30
21	Gesamtfehler PB470 Tastkopf $f_g = 70$ MHz $C_s = 18$ pF	30
22	Gesamtfehler PHV2000 Tastkopf $f_g = 400$ MHz $C_s = 7,5$ pF	31
23	Gesamtfehler N2876 Tastkopf $f_g = 1,5$ GHz $C_s = 2,2$ pF	31
24	Gesamtfehler PBL5000 Tastkopf $f_g = 5$ GHz $C_s = 0,25$ pF	31
25	Schematischer Aufbau eines aktiven Tastkopfes mit 10:1 Tastteilung	32
26	Schematischer Aufbau eines Differentiellen Tastkopfs	33
27	Fehler durch Einfügen der Sensorkapazitäten	34
28	Fehler durch die begrenzte Bandbreite der Sensoren	34
29	Gesamtfehler DPB4080 $f_g = 50$ MHz $C_s = 2,3$ pF	34
30	Gesamtfehler TMDP0200 $f_g = 200$ MHz $C_s = 2$ pF	35
31	Gesamtfehler ZS1000 $f_g = 1$ GHz $C_s = 0,9$ pF	35
32	Gesamtfehler ZS4000 $f_g = 4$ GHz $C_s = 0,6$ pF	35
33	Versuchsaufbau Doppelpulstest	36
34	Spannungsverläufe verschiedener Tastköpfe in Ausschaltmoment	37

35	Ersatzschaltbild eines Oszilloskops mit passiven Tastkopf	38
36	Tatsächliche Signale in der Schaltung	39
37	Verschiebung eines Signals	39
38	Messung der Spannungen im Doppelpulstest	40
39	Einsatzbereich für die untersuchten Sensoren mit einem Gesamtfehler von $\Gamma=10\%$. Fehler kleiner als 10% befinden sich rechts oberhalb der Kennlinie.	41
40	Übersicht WBG-Halbleiterschalter in Abhängigkeit der Ausgangskapazität und der Anstiegszeit (10-90%)	42
41	Verlauf der Gate spannung [35]	43
42	Gatespannung in Abhängigkeit der Gateladung [7]	44
43	Einfluss der Sensorbandbreite auf einen idealisierten Spannungsverlauf am Gate	45
44	Einfluss der Sensorbandbreite auf ein absinkendes Miller Plateau	45
45	Einfluss der Sensorbandbreite auf ein absinkendes Miller Plateau	46
46	Änderung der Amplitude mit steigender Grenzfrequenz des Sensors	46

Tabellenverzeichnis

1	Ausgewählte Eigenschaften verschiedener Halbleitermaterialien nach [3]	9
2	Relativer Betragsfehler für eine Anstiegszeit $T_r = 10 ns$	23

Literatur

- [1] S. Sprunck. *Charakterisierung der Schaltverluste diskreter Wide Band Gap Leistungshalbleiter und Entwärmung kompakter Bauteile*. PhD thesis, University of Kassel, 2021.
- [2] Alexander Klös. *Nanoelektronik Bauelemente der Zukunft*. Carl Hanser Verlag, 2018.
- [3] Werner Obermayr. Wide-bandgap-halbleiter übernehmen die leistungselektronik. *elektronik industrie (ISSN 0174-5522)*, page 58, 05 2017.
- [4] Howard Sin. Echte alternativen zum mosfet. *Elektrokiknet*, 5/2014.
- [5] Dilder Chowdhury. Gan fets: Why cascode. Technical report, nexperia, 2020.
- [6] S. Bolte. Calorimetric measurement of wide bandgap semiconductors switching losses. In *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pages 1–6, 2017.
- [7] GaN Systems Inc. *GS66516T Top-side colled 650V E-mode GaN transistor*.
- [8] Klaus Höing. Die passende bandbreite eines oszilloskops auswählen, Oktober 2014.
- [9] Steve Sandler. Faster-switching gan: Presenting a number of interesting measurement challenges. *IEEE Power Electronics Magazine*, 2015. MPEL.2015.2420232.
- [10] J. Sroka. Oscilloscope influence on the calibration uncertainty of the pulse rise time of esd simulators. In *2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2003. EMC '03.*, volume 1, pages 378–381 Vol.1, 2003.
- [11] Lecroy Cooperation. *Lecroy Probing Tutorial*.
- [12] Tectronix. *P6150 Data Sheet*, 2011.
- [13] Yokogawa. *PBL5000 5 GHz Low Capacitance Probe (10:1/20:1)*.
- [14] Keysight. *N2870A Series Passive Probes and Accessories*.
- [15] Teledyne Lecroy. *ZS Series High Impedance Active Probes*, 2010.
- [16] PMK. *PHV Series High Poltage Passive Probes*, 2020.
- [17] Siglent. *DataSheet SIGLENT Series Probe*.
- [18] Siglent. *User Manual High Voltage Differential Probe Series*.
- [19] Tektronix. *High-voltage Differential Probes TMDP0200 - THDP0200 - THDP0100 - P5200A - P5202A - P5205A - P5210A*, 2016.
- [20] Teledyne Lecroy. *High Voltage Differential Probes HVD3605A, HVD3206A HVD310xA*, 2018.
- [21] PMK GmbH. *PHV 1000-RO Passiver Hochspannungstatsteiler Bedinungsanleitung*, 2012.

-
- [22] Bonnie Baker. Analogtechnik für digitalentwickler, November 2017.
- [23] S. Moench. Pulsed measurement of sub-nanosecond 1000 v/ns switching 600 v gan hemts using 1.5 ghz low-impedance voltage probe and 50 ohm scope. In *2017 IEEE 5th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, pages 132–137, 2017.
- [24] Tom Neville. *Isolation Addresses Common Sources of Differential Measurement Error*, 2016.
- [25] Tektronix. *Isolierte Messsysteme TIVP1, TIVP05, TIVP02 Datasheet*, 2021.
- [26] Dr. Gerald Deboy. Technologien richtig einsetzen, 2019.
- [27] Transphorm. *TP65H480G4JSG 650V SuperGaNTM GaN FET in PQFN*, 2019.
- [28] Texas Instruments. *LMG341xR070 600-V 70-mOhm GaN with Integrated Driver and Protection*, 2020.
- [29] Rohm Semiconductor. *SCT2H12NY N-channel SiC power MOSFET*, 2016.
- [30] GeneSic Semiconductor. *G2R1000MT33J 3300V 1000mOhm SiC MOSFET*, 2021.
- [31] Rohm Semiconductor. *SCT3030ALHR Automotive Grade N-channel SiC power MOSFET*, 2018.
- [32] Cree. *CAS325M12HM2 Data Sheet*, 2018.
- [33] Infineon. *FF2MR12KM1 Preliminary Datasheet*, 2020.
- [34] Infineon. *FF11MR12W1M1 B11 Datasheet*, 2018.
- [35] Bernhard Zojer. Coolmos gate driver and switching dynamics. Technical report, infineon, 2020.

Erklärung

Hiermit versichere ich, Martin Koch, geboren am 22.04.1995, dass ich die vorliegende Abschlussarbeit selbständig verfasst und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel verwendet habe. Textstellen, die anderen Werken im Wortlaut oder sinngemäß entnommen wurden, sind mit Quellenangaben kenntlich gemacht.

Baunatal, den 14.05.2021