



Erfindungspatent für die Schweiz und Liechtenstein

Schweizerisch-liechtensteinischer Patentschutzvertrag vom 22. Dezember 1978

(12) **PATENTSCHRIFT**

(21) Anmeldenummer: 00194/18

(22) Anmeldedatum: 16.02.2018

(43) Anmeldung veröffentlicht: 30.08.2019

(24) Patent erteilt: 29.10.2021

(45) Patentschrift veröffentlicht: 29.10.2021

(73) Inhaber:
ETH Zürich, ETH Transfer, HG E 47-49 Rämistrasse 101
8092 Zürich ETH Zentrum (CH)

(72) Erfinder:
Mattia Guacci, 8057 Zürich (CH)
Dominik Bortis, 8052 Zürich (CH)
Johann Walter Kolar, 8044 Zürich (CH)

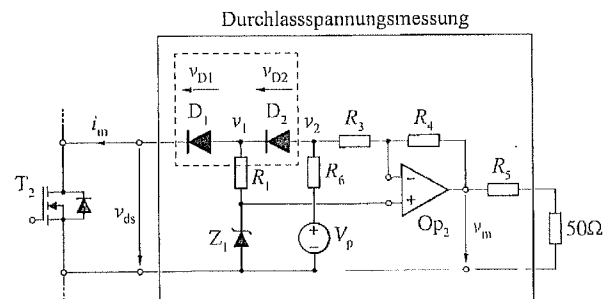
(74) Vertreter:
Frei Patentanwaltsbüro AG, Postfach
8032 Zürich (CH)

(54) **Durchlassspannung-Messschaltung.**

(57) Eine erfindungsgemässe Durchlassspannung-Messschaltung ist dazu vorgesehen, mit einem ersten und einem zweiten Mess-Anschlusspunkt an zwei Anschlusspunkte eines zu vermessenden Bauteils geschaltet zu werden. Sie weist auf:

- eine Abkopplungsschaltung mit einer ersten und einer zweiten Diode (D_1 , D_2), die an einem gemeinsamen Punkt mit einem ersten Potential (v_1) in Serie geschaltet sind, wobei die Abkopplungsschaltung mit der ersten Diode (D_1) an den ersten Mess-Anschlusspunkt und mit der zweiten Diode (D_2) an einen Messpunkt mit einem zweiten Potential (v_2) geschaltet ist, und
- eine Ausgangs-Messschaltung zum Messen einer Spannung am Messpunkt, welche ein Mass für eine zu messende Durchlassspannung ist.

Ferner betrifft die Erfindung eine Messanordnung mit einer solchen Durchlassspannung-Messschaltung.



Beschreibung

[0001] Die Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der Messtechnik, insbesondere auf eine Messschaltung zur Messung der Durchlassspannung bzw. des Einschaltwiderstands von Leistungshalbleitern, oder allgemein von Halbleiterschaltelern.

[0002] Die Durchlassspannung oder der Einschaltwiderstand von Leistungshalbleitern ist eine wichtige Kenngrösse von Halbleiterschaltelern, da sich daraus direkt proportional resultierende Leitverluste im Bauelement ergeben. Die Durchlassspannung hängt jedoch von den aktuellen Betriebsparametern des Schaltelements wie z.B. einem geführten Strom, einer Chiptemperatur oder einer angelegten Gatespannung ab. Somit ist zur genauen Bestimmung der Leitverluste eine präzise Erfassung der momentanen Durchlassspannung oder des Einschaltwiderstands unerlässlich.

[0003] Umgekehrt lassen sich aufgrund der erwähnten Abhängigkeit der Durchlassspannung von bestimmten Betriebsparametern aber auch wertvolle Informationen über den Zustand des Schaltelements wie z.B. Überstromerkennung (Entsättigungsmessung) oder die aktuelle Chiptemperatur gewinnen (Online-Überwachung und Diagnose), was schliesslich zur Vorhersage der Lebensdauer und eines möglichen Ausfalls des Schaltelements verwendet werden kann. Jedoch setzt auch dies eine hochpräzise Messung der Durchlassspannung voraus.

[0004] Bei unipolaren Schaltelementen mit ohmscher Durchlasscharakteristik (z.B. MOSFETs) kann der Einschaltwiderstand im Bereich von wenigen Milliohm liegen, was bei Strömen im Amperebereich zu Durchlassspannungen von wenigen Millivolt führt. In Abhängigkeit der geforderten Genauigkeit ist somit eine Messauflösung im unteren Millivolt- oder sogar Mikrovolt-Bereich notwendig. Bei bipolaren Schaltelementen mit Diodencharakteristik (z.B. Bipolartransistoren oder IGBTs) liegt die Durchlassspannung typischerweise bei mehreren Hundert Millivolt bzw. im unteren Volt-Bereich, wodurch hier die Anforderungen an die Messgenauigkeit etwas entschärft sind.

[0005] Wie typischerweise in Datenblättern aufgeführt, kann die Durchlasscharakteristik von Schaltelementen in Abhängigkeit von den erwähnten oder anderen Betriebsparametern statisch durchgeführt werden (Statisches Durchlassverhalten), d.h. das dauernd eingeschaltete Bauelement wird von einem geregelten kontinuierlichen Gleichstrom durchflossen. Jedoch weisen Halbleiterschaltelern auch ein dynamisches Verhalten des Durchlasswiderstandes z.B. in Abhängigkeit der Sperrspannung, Schaltfrequenz und Chiptemperatur auf, welches bei gewissen Halbleitertechnologien, wie z.B. bei Gallium-Nitrid-Schaltelern, sehr ausgeprägt sein kann und folglich mit statischen Messmethoden nicht erfasst wird.

[0006] Zur korrekten Erfassung des statischen und dynamischen Durchlassverhaltens muss somit die Messung der Schalterspannung im realen Betrieb unter realen Betriebsbedingungen direkt am schaltenden Bauelement erfolgen (vgl. Figur 1). Im Gegensatz zu den im statischen Fall bzw. eingeschalteten Zustand zu messenden tiefen Durchlassspannungen im Millivoltbereich, kann hier die Messspannung des Schaltelements im sperrenden Zustand Spannungen von mehreren Hundert Volt bis Kilovolt erreichen (vgl. V_{DC} in Figur 1). Somit wird von der Messschaltung ein hoher dynamischer Messbereich gefordert, was aber zugleich auch die erreichbare Auflösung für die Durchlassspannungsmessung limitiert. Zum Beispiel führt ein Messspannungsbereich von 1000V trotz hoher digitaler Auflösung heutiger Messgeräte, beispielsweise Oszilloskope, von 12Bit auf Quantisierungsschritte von etwa 250mV, was in Abhängigkeit des zu vermessenden Schaltelements bereits über dessen Durchlassspannung liegt. Zwar könnte mit einer wesentlich höheren digitalen Auflösung die Quantisierungsschrittweite reduziert und somit die Messgenauigkeit erhöht werden, jedoch führt die nötige Spannungsanpassung, z.B. mittels eines 1:100-Teilers, des Messspannungsbereich von 1000V auf den Eingangsspannungsbereich standardmässiger Messgeräte, beispielsweise Oszilloskope, zu einer Herabsetzung des analogen Messsignals und somit zu einer starken Reduktion des Rauschabstands bzw. Signal-Rausch-Verhältnisses.

[0007] Da jedoch für die Bestimmung der Leitverluste sowie für die Zustandserfassung des Schaltelements ausschliesslich das Durchlassverhalten von Interesse ist, kann alternativ der Messbereich auf den Durchlassbereich, z.B. $\pm 1V \dots \pm 5V$, reduziert werden und somit die Messauflösung genau um den Faktor der Messbereichsreduktion erhöht werden. Vorteilhaft ist dabei zudem, dass keine Teilung der Messspannung mehr erforderlich ist und somit das Signal-Rausch-Verhältnis unverändert bleibt. Sobald das Schaltelement ausgeschaltet wird und die Schaltelementspannung den reduzierten Messbereich überschreitet, muss in diesem Fall jedoch die Messschaltung vom zu vermessenden Schaltelement durch ein Serienelement, welches mindestens dieselbe Sperrspannungsfähigkeit wie das zu vermessende Schaltelement aufweist, abgekoppelt werden. In der Literatur werden für das Serienelement häufig ein Transistor (z.B. MOSFET) [1,2] oder eine Diode [3]-[6] verwendet (vgl. Figur 2 und Figur 3).

[0008] Bei der Messschaltung mit einem Transistor T_p als aktives Serienelement, wird der Transistor T_p entweder durch eine separate Gateschaltung aktiv gesteuert, d.h. sobald das zu vermessende Schaltelement T_2 eingeschaltet ist, wird T_p mit einer gewissen Verzögerungszeit ebenfalls eingeschaltet und bevor T_2 ausgeschaltet wird, ist T_p bereits mit einer gewissen Vorlaufzeit ausgeschaltet, oder durch entsprechende Beschattung, z.B. durch eine konstant angelegte Gatespannung V_p , automatisch in Abhängigkeit des Schaltzustandes von T_2 umgeschaltet.

[0009] Sobald der Transistor T_p durchgeschaltet ist, kann in beiden Fällen die zu messende Durchlassspannung v_{ds} als Messspannung $v_{1,a}$ abgegriffen werden. Vorteilhaft ist dabei, dass MOSFETs im eingeschalteten Zustand nur einen ohmschen Spannungsabfall v_{T_p} aufweisen und dieser somit bei kleinen Messströmen im, d.h. bei hochohmigem Abgriff der Spannung $v_{1,a}$, im Verhältnis zur messenden Spannung v_{ds} vernachlässigbar klein ($v_{1,a} \approx v_{ds}$) bzw. relativ genau bestimmbar ist (vgl. Figur 2).

[0010] Nachteilig ist jedoch, dass bei der separaten Gateansteuerung die erwähnte Verzögerungs- oder Vorlaufzeit (allg. Verriegelungszeit) zwischen den Schaltzeiten der beiden Schaltelemente T_2 und T_p entsprechend gross gewählt werden muss, damit eine Überspannung am Messpotential $v_{1,a}$ und somit eine Zerstörung der nachgeschalteten Messschaltung sicher verhindert werden kann [2]. Für langsam schaltende Halbleiterelemente wie z.B. IGBTs stellt diese Verriegelungszeit kein Problem dar, jedoch ist diese vor allem bei schnellschaltenden Halbleitern nachteilig, da somit eine rasche und quasi verzögerungsfreie Erfassung der Durchlassspannung nach dem Einschaltvorgang und vor dem Ausschaltvorgang verunmöglicht wird. Zudem wird durch die zusätzliche Gateschaltung und Ansteuerlogik die Komplexität der Messschaltung wesentlich erhöht, weshalb die automatische Umschaltung des Serienelements T_p in vielen Fällen bevorzugt wird.

[0011] Jedoch muss während des Ein- und Ausschaltvorganges des zu vermessenden Schaltelements T_2 , d.h. während des Ab- und Aufbaus der Schalterspannung v_{ds} zwischen der Durchlassspannung und der Sperrspannung, auch die Spannung am Serienelement T_p ab- und aufgebaut werden und somit die parasitäre Kapazität C_{Tp} des MOSFETs T_p entladen und aufgeladen werden. Der entsprechende Ladestrom wird dabei von der Testschaltung geliefert, was vor allem bei hohen Spannungssteilheiten zu einer zusätzlichen Belastung der Test- und Messschaltung und folglich zu einer Reduktion der Spannungssteilheit am zu vermessenden Schaltelement T_2 führt. Des Weiteren resultiert die parasitäre Ausgangskapazität in einem verzögerten Umschalten des Transistors T_p , wodurch die Durchlassspannung direkt nach der Schaltflanke noch nicht korrekt erfasst werden kann.

[0012] Um den Einfluss der Messschaltung auf das Schaltverhalten von T_2 zu minimieren, muss deshalb für das Serienelement T_p ein MOSFET mit möglichst geringer parasitärer Ausgangskapazität C_{Tp} , d.h. um Größenordnungen kleiner als die parasitäre Ausgangskapazität des zu vermessenden Schaltelements C_{T2} , gewählt werden. Bei leistungsstarken Schaltelementen, d.h. Schaltelemente mit grossen Chipflächen die somit eine grosse Ausgangskapazität C_{T2} aufweisen, kann problemlos ein Serienelement T_p mit verhältnismässig kleiner Ausgangskapazität gefunden werden. Für Schaltelemente kleinerer Leistung sowie Schaltelemente mit grossem Bandabstand, wie z.B. Gallium-Nitrid-MOSFETs welche sehr geringe Ausgangskapazitäten aufweisen, wird es jedoch zunehmend schwieriger, MOSFETs mit noch kleinerer Ausgangskapazität zu finden.

[0013] Deshalb wird vor allem bei den schnellschaltenden Halbleiterelementen kleiner Leistung anstelle eines MOSFET T_p eine Diode D_1 als abkoppelndes Serienelement verwendet, da Dioden gleicher Leistungsklasse im Verhältnis zur Ausgangskapazität C_{T2} von MOSFETs eine wesentlich geringere parasitäre Sperrschichtkapazität C_{D1} aufweisen. Vorteilhaft ist zudem, dass die Diode im Vergleich zum Transistor ein passives Serienelement darstellt und somit die zusätzliche Gateschaltung mit Ansteuerlogik entfallen.

[0014] Die Messschaltung vereinfacht sich somit auf eine Spannungsquelle V_p , einen Serienwiderstand R_6 und die Diode D_1 , welche vielfach bei IGBTs als Entsättigungsschaltung, d.h. für die Überstromdetektion, eingesetzt wird (vgl. Figur 3). Liegt die Schalterspannung v_{ds} über der Spannung V_p , sperrt die Diode D_1 und sobald die Spannung v_{ds} unterhalb der Spannung V_p liegt, wird die Diode D_1 leitend und es fliesst ein Messstrom i_m , welcher über den Serienwiderstand R_6 eingestellt werden kann.

[0015] Nachteilig ist jedoch, dass Dioden im Vergleich zu MOSFETs einen Vorwärtsspannungsabfall v_{D1} im Volt-Bereich aufweisen und somit die eigentlich zu messende Spannung v_{ds} (zum Teil nur im Millivolt-Bereich) wesentlich überschreitet. D.h. die am Messpotential $v_{1,b}$ abgegriffene Messspannung ist um den Vorwärtsspannungsabfall V_{D1} grösser als die eigentlich zu messende Durchlassspannung v_{ds} , was aufgrund der starken Abhängigkeit des Vorwärtsspannungsabfalls v_{D1} von den Betriebsparametern wie z.B. Durchlassstrom und Temperatur bereits bei leichten Änderungen der Durchlasscharakteristik zu beträchtlichen Messfehlern führen und auch durch entsprechende Spannungs Korrektur nicht behoben werden kann.

[0016] Aufgabe der Erfindung ist, eine Messschaltung zur präzisen und möglichst verzögerungsfreien Messung der Durchlassspannung von Halbleiterschaltern bereitzustellen.

[0017] Die Aufgabe wird gelöst durch eine Durchlassspannung-Messschaltung gemäss den Patentansprüchen.

[0018] Eine entsprechende Durchlassspannung-Messschaltung ist dazu vorgesehen, mit einem ersten und einem zweiten Mess-Anschlusspunkt der Durchlassspannung-Messschaltung an zwei Anschlusspunkte eines zu vermessenden Bauteils geschaltet zu werden. Sie weist auf:

- eine Abkopplungsschaltung mit einer ersten und einer zweiten Diode, die an einem gemeinsamen Punkt mit einem ersten Potential in Serie geschaltet sind, wobei die Abkopplungsschaltung mit der ersten Diode an
- eine Ausgangs-Messschaltung zum Messen einer Spannung am Messpunkt, welche ein Mass für eine zu messende Durchlassspannung ist.

[0019] Aufgrund der vor allem für schnellschaltende Halbleiterelemente im Nanosekunden-Bereich genannten Vorteile der Schaltung mit Diode gegenüber der Schaltung mit MOSFET, wird das Prinzip der Schaltung mit Serienelemente angewendet, wobei der obengenannte Nachteil bezüglich Messgenauigkeit beseitigt wird. Zudem kann die Messschaltung um eine galvanisch getrennte Versorgung mit geringer Koppelkapazität erweitert werden, was einerseits ein Aufbrechen von

Erdschleifen ermöglicht und somit Störeinflüsse durch Gleichtaktspannungen und Gleichtaktströmen verhindert, oder andererseits auch die Messung der Durchlassspannung eines sich auf springenden Bezugspotential befindlichen Schaltelements erlaubt.

[0020] In Ausführungsformen weist das Messsystem zwei identische in Serie geschaltete Dioden D_1 und D_2 als Serienelemente zur Abkopplung der Messschaltung vom Schaltelement auf.

[0021] In Ausführungsformen weisen die erste und die zweite Diode (D_1 und D_2) möglichst identische Parameter auf. Sie stammen insbesondere aus einer gleichen Produktionsserie und/oder sind in einem gemeinsamen Gehäuse angeordnet. Insbesondere werden Dioden mit kleiner Sperrschichtkapazität und/oder gleicher Vorwärtscharakteristik verwendet. Insbesondere ist eine gute thermisch Kopplung gewährleistet.

[0022] In Ausführungsformen weist die Durchlassspannung-Messschaltung eine Klemmschaltung auf, welche das erste Potential auf eine maximale Spannung bezüglich des zweiten Mess-Anschlusspunktes begrenzt.

[0023] In Ausführungsformen weist die Durchlassspannung-Messschaltung eine Serienschaltung einer Zenerdiode und eines Vorwiderstands auf, wobei die Zenerdiode zwischen den zweiten Mess-Anschlusspunkt und einen Referenzpunkt geschaltet ist und der Vorwiderstand zwischen den Referenzpunkt und den gemeinsamen Punkt der Abkoppelungsschaltung geschaltet ist.

[0024] In Ausführungsformen ist eine Zenerspannung der Zenerdiode so gewählt, dass zu keinem Zeitpunkt ein Strom von der Ausgangs-Messschaltung durch die zweite Diode in die Zenerdiode mit Vorwiderstand fließen kann, wodurch somit ein Messstrom durch die beiden Dioden im Wesentlichen identisch ist.

[0025] In Ausführungsformen weist die Durchlassspannung-Messschaltung eine Operationsverstärkungsschaltung auf, welche dazu ausgebildet ist, aus dem ersten Potential (v_1) und dem zweiten Potential (v_2) einen Messwert entsprechend der zu messenden Durchlassspannung zu bilden, insbesondere einen Messwert im Wesentlichen gleich der zu messenden Durchlassspannung.

[0026] Die Operationsverstärkerschaltung verrechnet die beiden Spannungspotentiale v_1 und v_2 derart miteinander, dass die zu messende Durchlassspannung am Ausgang der Messschaltung resultiert.

[0027] In Ausführungsformen ist die die Operationsverstärkungsschaltung dazu ausgebildet, einen Messwert im Wesentlichen proportional zu der zu messenden Durchlassspannung zu bilden. Dazu kann das Messsystem eine Operationsverstärkerschaltung bestehend aus zwei Operationsverstärkern aufweisen, welche eine skalierte Durchlassspannung am Ausgang der Messschaltung bereitstellt.

[0028] In Ausführungsformen ist eine Operationsverstärkerausgangsimpedanz an das Kabel oder Lastimpedanz angepasst, womit eine breitbandige Übertragung des Messsignals gewährleistet werden kann.

[0029] In Ausführungsformen kann ein Messsystem mit der Durchlassspannung-Messschaltung zum Messen der Durchlassspannung in einer Halbbrückenkonfiguration verwendet werden, d.h. zum Messen der Durchlassspannung bzw. des Einschaltwiderstands beider Schaltelemente.

[0030] In Ausführungsformen wird das Messsystem direkt aus einer Versorgungsspannung des Gatetreibers versorgt, wobei die Messschaltung zur Zustandsanalyse direkt in die Gatetreiberschaltung integriert sein kann (Intelligent Gatedrive).

[0031] In Ausführungsformen wird das Messsystem über eine separate galvanisch getrennte Versorgung mittels eines Transformators mit geringer parasitärer Koppelkapazität C_{it} versorgt, falls die Messschaltung nur zur Diagnosezwecken eingesetzt wird.

[0032] In Ausführungsformen wird für das Messsystem allgemein eine galvanisch getrennten Versorgung der Messschaltung vorgesehen, auch wenn sich das Referenzpotential des Schaltelements und das Referenzpotential der Messeinheit auf demselben ruhenden oder springenden Potential befinden, zum möglichen Aufbrechen von Erdschleifen und verhindern von Störeinflüssen durch Gleichtaktspannungen und Gleichtaktströmen.

[0033] Im Folgenden wird der Erfindungsgegenstand anhand von bevorzugten Ausführungsbeispielen, welche in den beiliegenden Zeichnungen dargestellt sind, näher erläutert. Es zeigen jeweils schematisch:

Figur 1: Beispiel einer typischen Messanordnung zur Messung der Durchlassspannung des Schaltelements T_2 , wobei die Messung der Schalterspannung im realen Betrieb unter realen Betriebsbedingungen direkt am schaltenden Bauelement erfolgt. Im Gegensatz zu den im statischen Fall, d.h. im dauernd eingeschalteten Zustand, kann hier die Messspannung des Schaltelements im sperrenden Zustand Spannungen von mehreren Hundert Volt bis Kilovolt erreichen.

Figur 2: Beispiel einer Durchlassspannung-Messschaltung nach dem Stand der Technik mit aktivem Serienelement (z.B. MOSFET) zur Abkopplung der Messschaltung vom zu vermessenden Schaltelement sobald die Schalterspannung den Messbereich überschreitet, wobei das Serienelement mindestens dieselbe Sperrspannungsfähigkeit wie das zu vermessenden Schaltelement aufweisen muss.

Figur 3: Beispiel einer Durchlassspannung-Messschaltung nach dem Stand der Technik mit passivem Serienelement (z.B. Diode) zur Abkopplung der Messschaltung vom zu vermessenden Schaltelement sobald die Schalterspannung den Messbereich überschreitet, wobei das Serienelement mindestens dieselbe Sperrspannungsfähigkeit wie das zu vermessenden Schaltelement aufweisen muss.

Figur 4: Erfindungsgemässe Realisierung einer Durchlassspannung-Messschaltung mit zwei identischen in Serie geschalteten Dioden, einer ersten Diode D_1 und einer zweiten Diode D_2 , zur Abkopplung der Messschaltung vom zu vermessenden Schaltelement sobald die Schalterspannung den Messbereich überschreitet, wobei aufgrund einer Klemmschaltung bestehend aus einer Zenerdiode Z_1 und einem Vorwiderstand R_1 nur die erste Diode D_1 die Sperrspannung des zu vermessenden Schaltelements aufnimmt. Die zweite Diode D_2 wird zur Kompensation des Spannungsabfalls der ersten Diode D_1 verwendet. Eine Verstärkerschaltung mit einem Operationsverstärker Op_2 liefert eine Ausgangsspannung v_m welche der Durchlassspannung v_{ds} entspricht. Die Verstärkerschaltung greift die Messsignale v_1 und v_2 hochimpedant ab und treibt eine niederimpedante Last mit angepasster Impedanz R_5 .

Figur 5: Erfindungsgemässe Realisierung einer Durchlassspannung-Messschaltung basierend auf der Realisierung in Figur 4, wobei mittels eines zusätzlichen Operationsverstärkers Op_1 die Ausgangsspannung v_m gegenüber der gemessenen Durchlassspannung v_{ds} noch um einen gewissen, vorgebbaren Faktor verstärkt werden kann.

Figur 6: Mögliche Realisierung der Versorgungsspannung der Messschaltung über einen Transformator (hier beispielhaft mit Sekundärwicklung mit Mittelanzapfung) mit geringer parasitärer Koppelkapazität C_{it} , damit Erdschleifen aufgebrochen und Störeinfluss von Gleichtaktspannungen und Gleichtaktströmen unterdrückt werden.

[0034] Die obengenannte Messschaltung gemäss Figur 3 mit der ersten Diode D_1 als Serienelement wird mit einer zweiten zu D_1 in Serie geschalteten zweiten Diode D_2 mit möglichst identischen Parametern erweitert (vgl. Figur 4).

[0035] Die Durchlassspannung-Messschaltung ist mit einem ersten und einem zweiten Mess-Anschlusspunkt an zwei Anschlusspunkte des zu vermessenden Bauteils geschaltet. Die Durchlassspannung-Messschaltung weist auf:

- Eine Abkopplungsschaltung, aufweisend eine erste und eine zweite Diode D_1 und D_2 die an einem gemeinsamen Punkt mit einem ersten Potential v_1 in Serie geschaltet sind. Die Abkopplungsschaltung ist zwischen den ersten Mess-Anschlusspunkt und einen Messpunkt mit einem zweiten Potential v_2 geschaltet.
- Eine Spannungsquelle V_p mit Seriewiderstand R_6 . Diese sind zwischen den Messpunkt und den zweiten Mess-Anschlusspunkt geschaltet.
- Eine Klemmschaltung, beispielsweise mit einer Zenerdiode Z_1 , welche an einem gemeinsamen Referenzpunkt mit einem in Serie angeordneten Vorwiderstand R_1 verbunden ist. Diese Klemmschaltung ist zwischen den gemeinsamen Punkt der Abkoppelungsschaltung und den zweiten Mess-Anschlusspunkt geschaltet. Sie begrenzt das Potential v_1 zwischen den in Serie geschalteten Dioden auf eine maximal zulässige Messspannung. D.h., sie schützt eine nachfolgende Messschaltung. Die Zenerdiode kann zwischen den zweiten Mess-Anschlusspunkt und den Referenzpunkt geschaltet sein. Der Vorwiderstand kann zwischen den Referenzpunkt und den gemeinsamen Punkt der Abkoppelungsschaltung geschaltet sein.
- Eine Messschaltung zur Messung einer Spannung zwischen dem gemeinsamen Punkt (mit dem ersten Potential v_1) und dem Messpunkt (mit dem zweiten Potential v_2). Diese Spannung ist ein Mass für die zu messende Durchlassspannung. Die Messschaltung kann für diese Messung am Messpunkt und am Referenzpunkt der Klemmschaltung angeschlossen sein.

[0036] Somit wird die Sperrspannung des zu vermessenden Schaltelements v_{ds} weiterhin hauptsächlich von der Diode D_1 aufgenommen. Die Zenerspannung ist in diesem Fall grösser als die Quellenspannung V_p zu wählen, damit zu keinem Zeitpunkt ein Strom von der Quelle V_p durch die Diode D_2 in die Zenerdiode Z_1 mit Vorwiderstand R_1 fliessen kann. Dadurch wird garantiert, dass während des Leitintervalls des zu vermessenden Schaltelements der Messstrom i_m durch die beiden Dioden D_1 und D_2 immer identisch ist.

[0037] Vorteilhaft werden Dioden mit kleiner Sperrschichtkapazität und aus gleicher Produktionsserie, d.h. mit geringen Bauteiltoleranzen, verwendet. Zudem werden die beiden Dioden D_1 und D_2 thermisch gut gekoppelt, d.h. layouttechnisch nahe beieinander platziert oder wenn möglich in einem Gehäuse untergebracht, sodass beide Kriterien, geringe Bauteiltoleranz und möglichst gleiche Temperatur, erfüllt sind. Die beiden Dioden D_1 und D_2 weisen somit dieselbe Vorwärtscharakteristik und aufgrund der Serienschaltung der Dioden, d.h. beide Dioden werden von denselben Strom durchflossen, auch dieselbe Vorwärtsspannung auf. Durch hochimpedante Messung der Potentiale v_1 und v_2 ergibt sich nun die Möglichkeit die Durchlassspannung v_{D1} der Diode D_1 , welche zumindest annähernd gleich der Durchlassspannung v_{D2} der Diode D_2 entspricht, zu messen und diese von der Spannung v_1 zu subtrahieren, um schliesslich die Durchlassspannung des zu vermessenden Schaltelements v_{ds} zu erhalten. Diese Operation kann mithilfe eines einzigen Operationsverstärkers Op_2 und den hochohmigen Widerständen R_3 und R_4 durchgeführt werden (vgl. Figur 4). Zudem übernimmt der Operati-

onsverstärker die Funktion eines Puffers, was über den Widerstand R_5 eine breitbandige und an ein Kabel und dessen Eingangsimpedanz angepasste Übertragung des Messsignals, z.B. mit einer 50 Ohm-Wellenimpedanz, erlaubt.

[0038] Eine Erweiterung der Schaltung mit dem Operationsverstärker Op_1 und den Widerständen R_{2a} , R_{2b} und R_{1b} ermöglicht es zudem, das vom zum vermessenden Schaltelement abhängige und zum Teil niedrige Messsignal direkt und lokal um einen gewissen, vorgebbaren Faktor zu verstärken, d.h. den Signal-Rausch-Abstand für die Übertragung zu erhöhen, und erst dann über das Messkabel zu übertragen (vgl. Figur 5).

[0039] In einer Halbbrückenkonfiguration, oder einer allgemeinen Schalterkonfiguration mit zwei (oder mehr) Schaltelementen auf springendem Bezugspotential, ist es zum Teil erwünscht, die Durchlassspannung bzw. Einschaltwiderstand beider Schaltelemente zu messen, d.h. beispielsweise mit einer zweiten Messschaltung auch die Durchlassspannung des oberen Schalters T_1 in Figur 1 zu messen, da aufgrund von Bauteiltoleranzen und unterschiedlichem Layout die Durchlasscharakteristiken oder aufgrund der Modulations- und Betriebsart der Halbbrücke die Belastung der beiden Bauelemente verschieden sein können und somit entweder zu unterschiedlichen Leitverlusten führen oder der Zustand, die Lebensdauer bzw. die Ausfallwahrscheinlichkeit der Bauelemente unterschiedlich sind.

[0040] Die Versorgung der Messschaltung, welche jeweils auf das Bezugspotential des zu vermessenden Schaltelements referenziert ist, muss aufgrund des springenden Bezugspotentials des oberen Schalters T_1 von den ruhenden Zwischenkreispotentialen (wie sie beispielsweise an einer Spannungsquelle V_{DC} in Figur 1 anliegen) galvanisch getrennt werden.

[0041] Wird z.B. zur Zustandsanalyse die Messschaltung direkt in die Gatetreiberschaltung integriert („Intelligent Gate-drive“), so kann für die Versorgung der Messschaltung direkt die Spannungsversorgung der Gatetreiberschaltung verwendet werden. Wird das Messsignal durch den intelligenten Gatetreiber ausgewertet, so ist keine galvanische Trennung des Messsignals erforderlich; d.h. der intelligente Gatetreiber sendet möglicherweise nur galvanisch getrennte Statussignale an die Steuereinheit, welche sich auf einem ruhenden Potential befindet. Wird das Messsignal jedoch an eine Messeinheit auf einem anderen Referenzpotential weitergeleitet, so ist auch eine galvanische Trennung, d.h. in digitaler oder analoger Form, des Ausgangssignals notwendig.

[0042] Wird die Messschaltung nur zu Diagnosezwecken eingesetzt, d.h. die Messschaltung wird nicht in die eigentliche Schaltung eingeplant, so ist eine separate galvanische Versorgung vorzusehen (vgl. Figur 6). Die Versorgung der Messschaltung kann dabei beispielsweise über eine Glättungskapazität C_S , einen H-Brücken Treiber und einen Transformator (hier beispielhaft mit Sekundärwicklung mit Mittelanzapfung) und einen anschließenden Gleichrichter erfolgen. Der Transformator weist eine geringe parasitäre Koppelkapazität C_{it} auf, damit ein Störeinfluss von Gleichtaktspannungen und Gleichtaktströmen minimal gehalten werden kann. Wird das Messsignal an eine Messeinheit auf einem anderen Referenzpotential weitergeleitet, gilt auch in diesem Fall, dass eine galvanische Trennung, d.h. in digitaler oder analoger Form, des Ausgangssignals vorzusehen ist.

[0043] Allgemein ist es möglich, dass eine galvanisch getrennte Versorgung der Messschaltung auch dann eingesetzt wird, wenn sich das Referenzpotential des Schaltelements und das Referenzpotential der Messeinheit auf demselben ruhenden oder springenden Potential befinden. Durch die Entkopplung der Versorgungsspannungen können z.B. mögliche Erdschleifen aufgebrochen werden, und somit die Störunterdrückung verbessert werden, was in sich schliesslich in einem geringeren Messrauschen und höherer Messqualität/Messauflösung widerspiegelt.

REFERENZEN

[0044]

[1] A. Griffo, J. Wang, K. Colombage, and T. Kamel, „Real-Time Measurement of Temperature Sensitive Electrical Parameters in SiC Power MOSFETs,“ IEEE Transaction on Industrial Electronics, no. 99, 2017.

[2] M. Denk and M.-M. Bakran, „IGBT Gate Driver with Accurate Measurement of Junction Temperature and Inverter Output Current,“ in Proc. of the International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe 2017), Nuremberg, Germany, 2017.

[3] B. Carsten, „Clipping Pre-Amplifier for Accurate Scope Measurement of High Voltage Switching Transistor and Diode Conduction Voltages,“ in Proc. of the 31st International Power Conversion Electronics Conference and Exhibit, 1995.

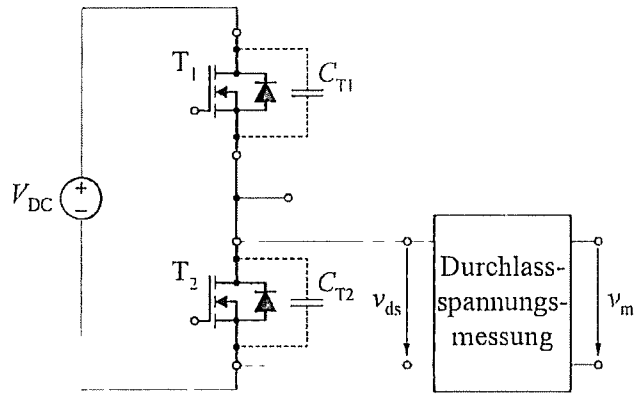
[4] N. Badawi and S. Dieckerhoff, „A New Method for Dynamic Ron Extraction of GaN Power HEMTs,“ in Proc. of the International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM Europe 2015), Nuremberg, Germany, 2015.

[5] R. Gelagae, P. Jacqmaer, and J. Driesen, „A Fast Voltage Clamp Circuit for the Accurate Measurement of the Dynamic On-Resistance of Power Transistors,“ IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 62, no. 2, pp. 1241-1250, 2015.

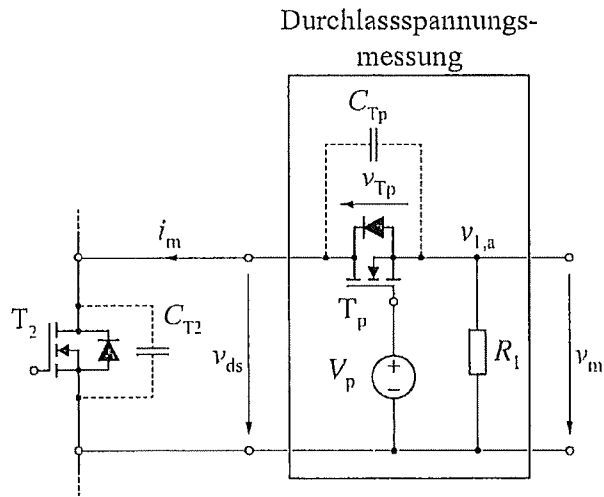
[6] T. Foulkes, T. Modeer, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, „Developing a Standardized Method for Measuring and Quantifying Dynamic On-State Resistance via a Survey of Low Voltage GaN HEMTs,“ in Proc. of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2018), San Antonio, TX, USA, 2018.

Patentansprüche

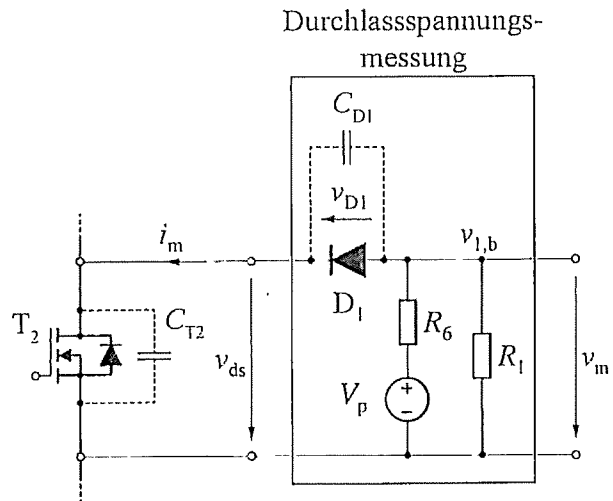
1. Durchlassspannung-Messschaltung, welche dazu vorgesehen ist, mit einem ersten und einem zweiten Mess-Anschlusspunkt der Durchlassspannung-Messschaltung an zwei Anschlusspunkte eines zu vermessenden Bauteils geschaltet zu werden, aufweisend
 - eine Abkopplungsschaltung mit einer ersten und einer zweiten Diode (D_1 und D_2), die an einem gemeinsamen Punkt mit einem ersten Potential (v_1) in Serie geschaltet sind, wobei die Abkopplungsschaltung mit der ersten Diode (D_1) an den ersten Mess-Anschlusspunkt und mit der zweiten Diode (D_2) an einen Messpunkt mit einem zweiten Potential (v_2) geschaltet ist, und
 - eine Ausgangs-Messschaltung zum Messen einer Spannung am Messpunkt, welche ein Mass für eine zu messende Durchlassspannung ist.
2. Durchlassspannung-Messschaltung gemäss Anspruch 1, wobei die erste und die zweite Diode (D_1 und D_2) möglichst identische Parameter aufweisen, und insbesondere in einem gemeinsamen Gehäuse angeordnet sind.
3. Durchlassspannung-Messschaltung gemäss Anspruch 1 oder 2, aufweisend eine Klemmschaltung, welche das erste Potential (v_1) auf eine maximale Spannung bezüglich des zweiten Mess-Anschlusspunktes begrenzt.
4. Durchlassspannung-Messschaltung gemäss Anspruch 3, aufweisend eine Serienschaltung einer Zenerdiode (Z_1) und eines Vorwiderstands (R_1), wobei die Zenerdiode (Z_1) zwischen den zweiten Mess-Anschlusspunkt und einen Referenzpunkt geschaltet ist und der Vorwiderstand (R_1) zwischen den Referenzpunkt und den gemeinsamen Punkt der Abkopplungsschaltung geschaltet ist.
5. Durchlassspannung-Messschaltung gemäss Anspruch 4, wobei eine Zenerspannung der Zenerdiode (Z_1) so gewählt ist, dass zu keinem Zeitpunkt ein Strom von der Ausgangs-Messschaltung durch die zweite Diode (D_2) in die Zenerdiode (Z_1) mit Vorwiderstand (R_1) fließen kann, wodurch somit ein Messstrom durch die erste und die zweite Diode (D_1 und D_2) im Wesentlichen identisch ist.
6. Durchlassspannung-Messschaltung gemäss einem der vorangehenden Ansprüche, aufweisend eine Operationsverstärkungsschaltung welche dazu ausgebildet ist, aus dem ersten Potential (v_1) und dem zweiten Potential (v_2) einen Messwert entsprechend der zu messenden Durchlassspannung zu bilden, insbesondere einen Messwert im Wesentlichen gleich der zu messenden Durchlassspannung.
7. Durchlassspannung-Messschaltung gemäss Anspruch 6, wobei die Operationsverstärkungsschaltung dazu ausgebildet ist, einen Messwert im Wesentlichen proportional zu der zu messenden Durchlassspannung zu bilden.
8. Durchlassspannung-Messschaltung gemäss Anspruch 6 oder 7, wobei, die Operationsverstärkungsschaltung eine Impedanzanpassung an ein Kabel oder eine Lastimpedanz aufweist, insbesondere an eine 50 Ohm Wellenimpedanz.
9. Messanordnung mit einer Durchlassspannung-Messschaltung gemäss einem der Ansprüche 1-8 sowie mit einer Gatetreiberschaltung eines Halbleiterschalt-elementes, wobei die Durchlassspannung-Messschaltung in die Gatetreiberschaltung integriert ist und eine Versorgung der Gatetreiberschaltung zur Spannungsversorgung der Durchlassspannung-Messschaltung angeordnet ist.
10. Messanordnung mit einer Durchlassspannung-Messschaltung gemäss einem der Ansprüche 1 bis 8, mit einer galvanisch getrennten Spannungsversorgung der Durchlassspannung-Messschaltung



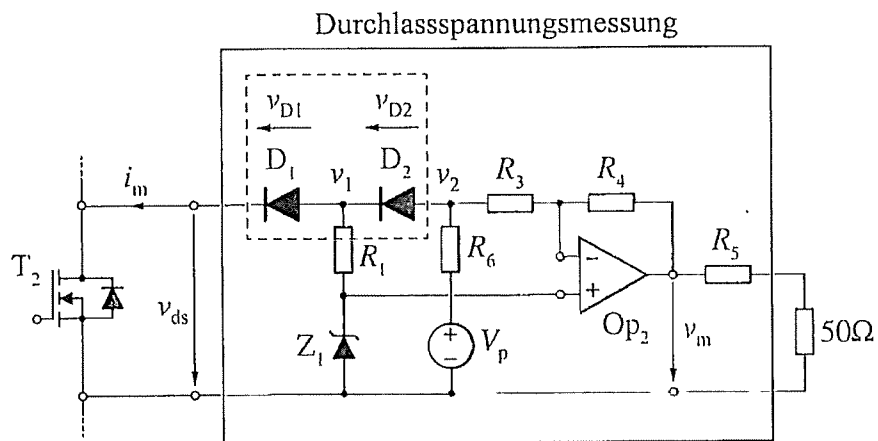
Figur 1



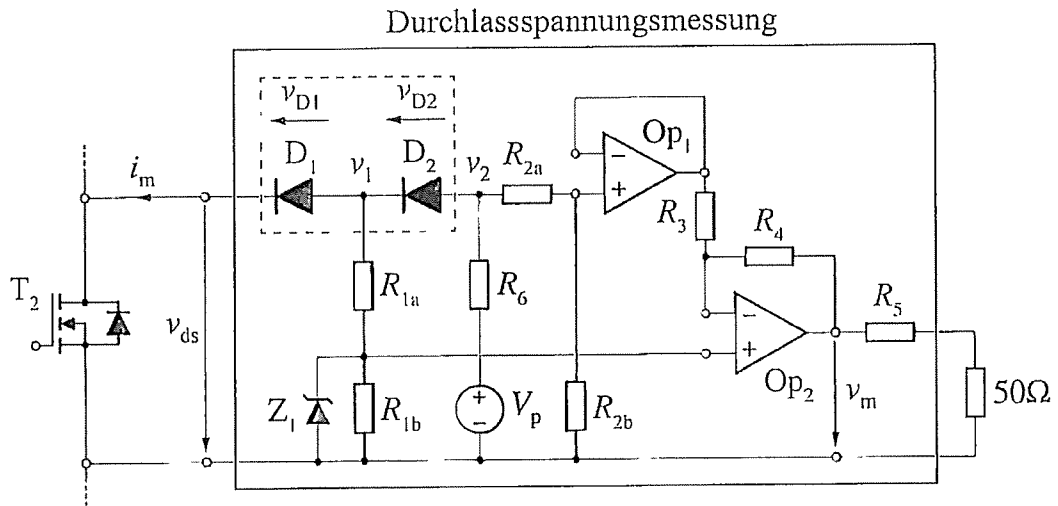
Figur 2



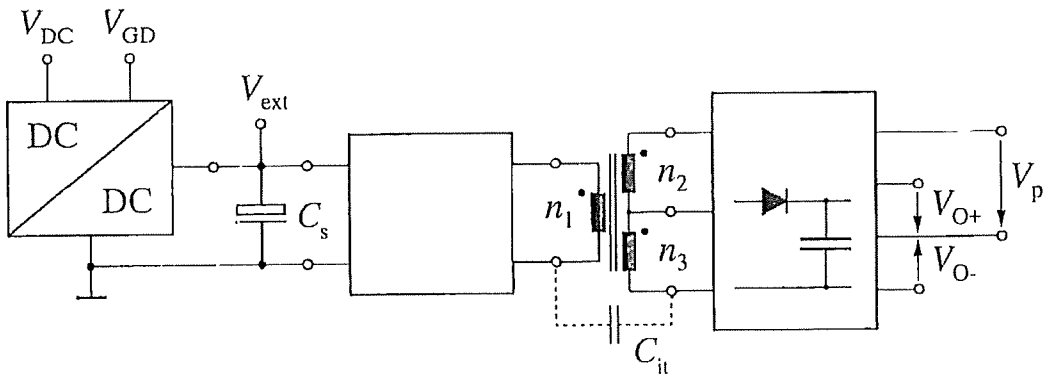
Figur 3



Figur 4



Figur 5



Figur 6