

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges
Eigentum

Internationales Büro

(43) Internationales
Veröffentlichungsdatum
29. Oktober 2015 (29.10.2015)



(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2015/162045 A1

(51) Internationale Patentklassifikation:

H03K 17/16 (2006.01) H02M 1/00 (2007.01)
G01R 19/12 (2006.01)

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2015/058187

(22) Internationales Anmeldedatum:
15. April 2015 (15.04.2015)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:
14165895.5 24. April 2014 (24.04.2014) EP
10 2014 214 252.0 22. Juli 2014 (22.07.2014) DE

(71) Anmelder: **FRAUNHOFER-GESELLSCHAFT ZUR
FÖRDERUNG DER ANGEWANDTEN FORSCHUNG
E.V.** [DE/DE]; Hansastraße 27c, 80686 München (DE).

(72) Erfinder: **HOPPERDIETZEL, René**; Johannisstr. 23,
90419 Nürnberg (DE).

(74) Anwälte: **ZINKLER, Franz** et al.; Radlkofenstr.2, 81373
München (DE).

(81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), europäisches (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: DEVICE FOR SWITCHING A SEMICONDUCTOR-BASED SWITCH, AND SENSOR FOR DETECTING A CURRENT CHANGE RATE AT A SEMICONDUCTOR-BASED SWITCH

(54) Bezeichnung : VORRICHTUNG ZUM SCHALTEN EINES HALBLEITERBASIERTEN SCHALTERS UND SENSOR ZUR ERFASSUNG EINER STROMÄNDERUNGSGESCHWINDIGKEIT AN EINEM HALBLEITERBASIERTEN SCHALTER

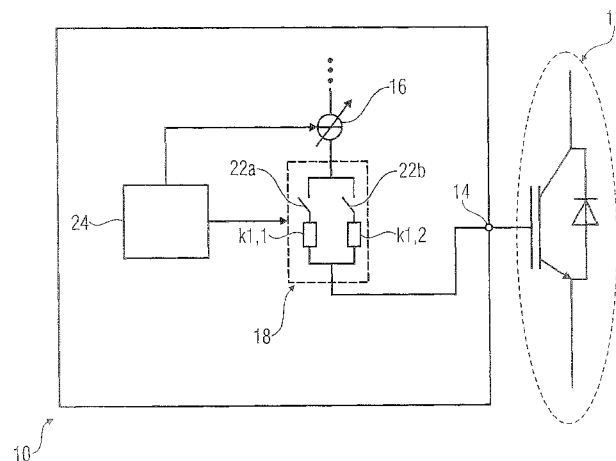


FIG 1

(57) Abstract: The invention relates to a device for switching a semiconductor-based switch, comprising a connection which is designed to be connected to a control connection of the semiconductor-based switch. A controllable activation voltage source is designed to provide a time-variant activation voltage potential. A controllable resistive circuit has at least two ohmic resistors which are connected in parallel and which can be controlled in at least three resistance values of the parallel circuit. A controller is designed to control the controllable activation voltage source and the controllable resistive circuit independently of each other. The controllable activation voltage source and the controllable resistive circuit are connected into a series circuit which is connected to the connection. The controller is designed to control the controllable activation voltage source and the controllable resistive circuit in a time-variant manner in order to obtain time-variant resistance values of the controllable resistive circuit and the time-variant activation voltage potential

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]



WO 2015/162045 A1



Veröffentlicht:

- mit internationalem Recherchenbericht (Artikel 21 Absatz 3)

of the controllable activation voltage source so that a time-variant voltage potential can be applied to the control connection on the basis of the time-variant resistance values and the time-variant activation voltage potential.

(57) Zusammenfassung: Eine Vorrichtung zum Schalten eines halbleiterbasierten Schalters umfasst einen Anschluss, der ausgebildet ist, um mit einem Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters verbunden zu werden. Eine steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle ist ausgebildet, um ein zeitvariantes Aktivierungs-Spannungspotential bereitzustellen. Eine steuerbaren Widerstandsschaltung weist zumindest zwei parallel geschaltete ohmsche Widerstände auf, die in zumindest drei Widerstandswerte der Parallelschaltung steuerbar sind. Eine Steuervorrichtung ist ausgebildet ist, um die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle und die steuerbare Widerstandsschaltung unabhängig voneinander zu steuern. Die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle und die steuerbare Widerstandsschaltung sind zu einer Serienschaltung verschaltet, die mit dem Anschluss verschaltet ist. Die Steuervorrichtung ist ausgebildet, um die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle und die steuerbare Widerstandsschaltung zeitvariant zu steuern, um zeitvariante Widerstandswerte der steuerbaren Widerstandsschaltung und das zeitvariante Aktivierungs-Spannungspotential der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle zu erhalten, so dass ein zeitvariantes Spannungspotential basierend auf den zeitvarianten Widerstandswerten und dem zeitvarianten Aktivierungs-Spannungspotential an dem Steueranschluss anlegbar ist.

Vorrichtung zum Schalten eines halbleiterbasierten Schalters und Sensor zur Erfassung einer Stromänderungsgeschwindigkeit an einem halbleiterbasierten Schalter

5

Beschreibung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf Vorrichtungen zum Schalten eines halbleiterbasierten Schalters und auf einen Sensor zur Erfassung einer Stromänderungsgeschwindigkeit eines Leistungsstroms, der durch einen halbleiterbasierten Schalter fließt.

Für die Umwandlung elektrischer Energie werden heutzutage sogenannte Leistungsumrichter verwendet. Diese ermöglichen Energiequellen mit gegebenen Spannungen, Strömen und Frequenzen mit Energiesenken bzw. Lasten zu verbinden. Der Umrichter wandelt dabei ein- oder mehrstufig elektrische Energie einer Form, etwa Wechselspannung, (alternating current – AC), Gleichspannung (direct current – DC) oder eine Mischform daraus, in eine andere Form um. Der Umrichter besteht im Allgemeinen aus halbleiterbasierten Schaltern, die in der erforderlichen Topologie verschaltet sind, beispielsweise als H-Brückeninverter oder als 3-phasiger 6-Puls-Inverter. Die am häufigsten eingesetzten elektronischen Schalter sind Bipolartransistoren mit isolierter Steuerelektrode (engl.: Insulated Gate Bipolar Transistor – IGBT) oder Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (engl.: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET). Diese Halbleiterschalter werden über sogenannte Gate-Treiber angesteuert und stellen damit die Schnittstelle zwischen dem Leistungsschalter und der Kleinsignalhauptsteuerung des Umrichters dar.

Die Anforderungen an eine solche Gate-Treiber-Einheit (engl.: Gate Driving Unit – GDU) sind folgende: geringer Bauraum (meist bestimmt vom Formfaktor des Leistungsschalter-Packages), eine ausreichende Treiberleistung (bei der Aktivierung oder Deaktivierung der Schalter werden extreme Pulsenergien für die sichere Umschaltung benötigt), Sicherstellung geringer Schaltverluste der Leistungsschalter (Schaltverluste sind meist der Hauptfokus beim Optimieren von Umrichtern), Sicherstellung geringer Leitverluste der Leistungsschalter, geringer Aufwand für Treiberanpassungen beim Verwenden neuer oder anderer Leistungsschalter (Plug & Play), eine flexible, skalierbare GDU für verschiedene Applikationen (Wiederverwendbarkeit, Vermeidung von Designvarianten), eine geringe Tot- bzw.

Verzögerungszeit im Signalpfad der Umrichterregelung, ein hoher konfigurierbarer Schutzgrad und/oder eine normgerechte Störabstrahlung in möglichst jedem Arbeitspunkt.

- In Fig. 10 ist die Standardtopologie einer GDU mit ihren Funktionsblöcken dargestellt. Ein
- 5 Einschalten eines halbleiterbasierten Schalters 12 erfolgt mit einer Spannungsquelle V_{On} und einem Übertragungsfaktor k_1 . Damit wird ein Gate-Strom I_{Gon} geprägt. Ein Ausschalten erfolgt mit einer Spannungssenke V_{off} und dem Übertragungsfaktor k_2 . Damit wird der Gate-Strom I_{Goff} geprägt. Im Fehlerfall "Überstrom" wird ein alternativer Ausschaltpfad über den Übertragungsfaktork₃, mit dem ein Gate-Strom $I_{Goff, err}$ geprägt wird, verwendet.
- 10 Dies ermöglicht einen geringen Bauraum, eine Sicherstellung geringer Leitungsverluste im Leistungsschalter 12, eine günstige Herstellung und einen Basisschutzgrad.

- Nachteilhaft an einer derartigen Ausführung ist, dass die Treiberleistung nicht für jeden Schaltzeitpunkt/Betriebspunkt optimal ist, dass die Schaltverluste nur für einen Betriebs-
- 15 punkt optimierbar sind (Spannung, Laststrom, Temperatur). Ferner muss ein Kompromiss eingegangen werden, zwischen einer geringen Tot-/Verzögerungszeit und di/dt -Verhalten, du/dt -Verhalten sowie Leitungsverlusten in der Tail-Phase. Weiterhin ist nachteilhaft, dass der Schaltverlauf keine Bauteilstreuungen kompensiert, dass ein hoher Aufwand beim Verwenden neuer oder anderer Leistungsschalter erforderlich ist, um die Topologie abzu-
- 20 ändern bzw. das Schaltverhalten durch Bauteiländerungen anzupassen, dass keine flexible Anpassung oder Skalierbarkeit gegeben ist sowie kein hoher oder kein konfigurierbarer Schutzgrad möglich ist. Eine normgerechte Störabstrahlung beeinflusst die Schaltverluste stark und passt nicht für eine Teillast an dem Schalter 12.
- 25 Die Topologie in der Fig. 10 wird auch als einstufig resistiv gesteuert oder als GDU resistiv mit SoftTurnOff (SoftTurnOff = weiches Abschalten) beschrieben.

- Fig. 11 zeigt einen prinzipiellen Aufbau einer einstufig/mehrstufig analog gesteuerten GDU mit aktiver Veränderung des Gate-Vorwiderstandes. Dabei sind zwei bis hin zu bei-
- 30 spielsweise maximal acht Schaltstufen für das Einschalten sowie das Ausschalten des halbleiterbasierten Schalters 12 sinnvoll. Bekannt sind weitestgehend zwei oder drei Stufen. Das Einschalten erfolgt mit je einer Spannungsquelle V_{On} und den Übertragungsfaktoren $k_{1,1...k,n}$. Damit wird in verschiedenen Pfaden der Gate-Strom $I_{Gon,x}$ mit $x = 1, ..., n$ geprägt. Die Steuerung der Abfolge kann direkt von der übergeordneten Steuerungs-
- 35 instanz erfolgen. Alternativ kann die Ansteuerung mit einer konfigurierten Zeitsteuerung auf der GDU erfolgen.

Das Ausschalten erfolgt mit einer Spannungssenke V_{Off} und den Übertragungsfaktoren $k_{2,1} \dots k_{2,n}$. Damit wird der Gate-Strom $I_{\text{Goff},x}$ mit $x = 1, \dots, n$ geprägt. Die Abfolge kann direkt von der übergeordneten Steuerungsinstanz erfolgen. Alternativ kann die Abfolge mit einer konfigurierten Zeitsteuerung auf der GDU erfolgen. Im Fehlerfall "Überstrom" wird ein alternativer Ausschaltpfad über den Übertragungsfaktor k_3 verwendet. Dies bietet den Vorteil einer besseren Anpassung der Treiberleistung für jeden Schaltzeitpunkt, eine verbesserte Optimierung zwischen geringer Tot-/Verzögerungszeit, di/dt -Verhalten, du/dt -Verhalten und Leitungsverlusten in der Tail-Phase, eine verringerte Beeinflussung der Schaltverluste bei normgerechter Störabstrahlung, eine Sicherstellung geringer Leitungsverluste im Leistungsschalter sowie einen Basisschutzgrad. In anderen Worten zeigt Fig. 11 ein GDU mit variablen Gate-Widerständen.

Nachteilhaft an einer derartigen Ausführungsform ist ein erhöhter Bauteilbedarf, eine komplexere Ablaufsteuerung sowie zusätzliche (galvanisch getrennte) Ansteuerkanäle. Dies führt zu erhöhten Kosten. Ferner ist nachteilhaft, dass Schaltverluste nur für einen Betriebspunkt (Spannung, Laststrom, Temperatur) optimierbar sind, dass der Schaltverlauf keine Bauteilstreuungen kompensiert, dass ein hoher Aufwand beim Verwenden neuer/anderer Leistungsschalter resultiert, dass keine flexible Anpassung/Skalierbarkeit der Schaltung möglich ist, dass kein hoher oder gar konfigurierbarer Schutzgrad erhaltbar ist. Wegen einer fehlenden Rückkopplung ist eine Schaltsequenzdrift möglich.

Fig. 12 zeigt einen prinzipiellen Aufbau einer GDU mit zwei Spannungslevel. Allgemein kann dies als GDU mit mehreren Spannungslevel bezeichnet werden. Dokumentiert sind jeweils zwei Spannungsebenen für Einschalten und Ausschalten des halbleiterbasierten Schalters 12. Das Einschalten erfolgt beginnend mit einer Spannungsquelle $V_{\text{On}2}$ und reduziertem Gate-Strom I_{Gon} . Danach erfolgt die Umschaltung auf Spannungsquelle $V_{\text{On}1}$ und maximalem Gate-Strom I_{Gon} . Die Steuerung der Abfolge kann direkt von der übergeordneten Steuerungsinstanz erfolgen. Alternativ kann die Abfolge mit einer konfigurierten Zeitsteuerung auf der GDU erfolgen. Das Ausschalten erfolgt beginnend mit einer Spannungssenke $V_{\text{Off}2}$ und reduziertem Gate-Strom I_{Goff} . Danach erfolgt die Umschaltung auf Spannungssenke $V_{\text{Off}1}$ und maximalem Gate-Strom I_{Goff} . Die Abfolge kann direkt von der übergeordneten Steuerungsinstanz erfolgen. Alternativ kann die Abfolge mit einer konfigurierten Zeitsteuerung auf der GDU erfolgen. Im Fehlerfall "Überstrom" wird ein alternativer Ausschaltpfad über dem Übertragungsfaktor k_3 verwendet.

Dies bietet den Vorteil einer besseren Anpassung der Treiberleistung für jeden Schaltzeitpunkt, einer besseren Optimierung zwischen geringer Tot-/Verzögerungszeit, di/dt -Verhalten, du/dt -Verhalten und Leitungsverlusten in der Tail-Phase. Ferner kann eine normgerechte Störabstrahlung erhalten werden, die Schaltverluste weniger beeinflusst.

- 5 Geringere Leitverluste im Leistungsschalter können sichergestellt sowie ein Basisschutzgrad erhalten werden.

Nachteilhaft ist, dass ein erhöhter Bauteilbedarf, eine komplexere Ablaufsteuerung sowie zusätzliche (galvanisch getrennte) Ansteuerkanäle resultieren, die zu erhöhten Kosten
10 führen. Schaltverluste sind nur für einen Betriebspunkt optimierbar (Spannung, Laststrom, Temperatur). Ferner kompensiert der Schaltverlauf keine Bauteilstreuungen. Es resultiert ein hoher Aufwand beim Verwenden neuer/anderer Leistungsschalter, es ist keine flexible Anpassung/Skalierbarkeit des Systems möglich sowie kein hoher oder gar konfigurierbarer Schutzgrad erreichbar. Eine Schaltsequenzdrift wegen fehlender Rückkopplung kann
15 auftreten. Die Implementierung eines zweiten Spannungslevels verursacht je nach Realisierung zusätzliche Verluste.

Fig. 13 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer analog einstufig/mehrstufig geregelten GDU. Für dieses Prinzip existieren verschiedene dokumentierte Ausbaustufen. Alle basieren
20 jedoch auf der Rückführung des Kollektorpotenzials/Drain-Potenzials zur Erfassung des du/dt bzw. dud/dt (Ableitung Drain-Spannung nach der Zeit) sowie der Spannung der modulinternen Streuinduktivität zwischen Hilfsemitter/Source- und Lastemitter/-Source als Maß für das di/dt (Ableitung des Kollektorstroms nach der Zeit) bzw. did/dt (Ableitung Drain-Strom nach der Zeit). Das Einschalten erfolgt im Allgemeinen über eine Spannungsquelle V_{On} und dem Basiswiderstand (Impedanz) $k1$. Damit wird der Gate-Strom I_{Gon}
25 geprägt. Je nach Ausführung erfolgen dann in der Schaltflanke eine Reduzierung des Gate-Stroms während der di/dt -Phase und eine Erhöhung/Reduzierung während der du/dt -Phase. Das Ausschalten erfolgt im Allgemeinen über eine Spannungsquelle V_{Off} und der Basisimpedanz $k2$. Damit wird der Gate-Strom I_{Goff} geprägt. Je nach Ausführungsform
30 erfolgen dann in der Schaltflanke eine Reduzierung des Gate-Stroms während der di/dt -Phase und eine Erhöhung/Reduzierung während der du/dt -Phase. Im Fehlerfall "Überstrom" wird ein alternativer Ausschaltpfad über die Impedanz $k3$ verwendet.

Dies ermöglicht eine bessere Anpassung der Treiberleistung für jeden Schaltzeitpunkt/Betriebspunkt und eine gute Optimierung zwischen geringer Tot-/Verzögerungszeit,
35 di/dt -Verhalten, du/dt -Verhalten und Leitungsverlusten in der Tail-Phase. Eine normge-

rechte Störabstrahlung beeinflusst Schaltverluste in einem geringeren Umfang. Ferner können geringe Leitverluste im Leistungsschalter sichergestellt werden. Das Konzept bietet einen Basisschutzgrad und eine gute Anpassung an Bauteile (d. h. Leistungsschalter) und Randparameteränderungen durch Feedbacksignale.

5

Nachteilhaft an diesem Konzept ist, dass ein deutlich erhöhter Bauteilbedarf entsteht, meist teure analoge Bauteile mit hoher Bandbreite nötig sind, erhöhte Verluste in der GDU durch Bauteile mit hoher Bandbreite auftreten, dass Feedbackkreise durch Eingriff zusätzliche Verluste verursachen, dass erhöhte Kosten entstehen, dass Schaltverluste nur für einen Betriebspunkt optimierbar sind (Spannung, Laststrom, Temperatur), dass der Schaltverlauf keine Bauteilstreuungen kompensiert, dass ein hoher Aufwand beim Verwenden neuer/anderer Leistungsschalter entsteht, dass keine flexible Anpassung oder Skalierbarkeit des Konzepts möglich ist, dass lediglich ein konfigurierbarer, jedoch kein hoher Schutzgrad erreichbar ist, dass ein Hochspannungspotenzial (Kollektor) auf einer Treiberinsel Bauraum erfordert, da Luft- und Kriechstrecken zu berücksichtigen sind, dass Hochspannungsbauteile große Streuungen aufweisen, dass keine Anpassung der Steuerungsebene durch Eingriffe der Rückführungen ermöglicht ist, dass die Verwendung der gemessenen parasitären Streuinduktivität des Leistungsschalters keine eng spezifizierte Eigenschaft des Leistungsschalters selbst ist, dass bei kleinen Streuinduktivitäten kein direktes Verarbeiten des Signals möglich ist und dass der direkte Eingriff mit Rückkopplung eine Phasenverschiebung aufweist, so dass der Eingriff je nach Impedanzen in der Gate-Leitung nur bedingt bis gar nicht bei schnellen Schaltvorgängen wirkt und zu unerwünschten Oszillationen führen kann.

Fig. 14 zeigt eine Ausführungsform einer einstufig/mehrstufig digital geregelten GDU. Sie dient dem Synchronisieren von parallelen Leistungsschaltern. Mithilfe eines di/dt-Sensors wird der Stromanstiegsbeginn (Stromänderung) beim Einschalten sowie der Stromabfallbeginn beim Abschalten erfasst. Die Unterschiede im Einschaltbeginn und Ausschaltbeginn werden gespeichert und mit weiteren Daten in einer DSP-Instanz (DSP = digitaler Signalprozessor) verarbeitet. Damit werden dann für den nächsten Schaltzeitpunkt Verzögerungen für den jeweiligen Einschaltzeitpunkt und Ausschaltzeitpunkt ermittelt und dem FPGA (FPGA = Field Programmable Gate Array, feldprogrammierbares Gatterfeld) übertragen.

Dieses Konzept bietet unter anderem die Vorteile, dass geringe Leitverluste im Leistungsschalter sichergestellt werden, dass ein Basisschutzgrad erreichbar ist, dass eine gute An-

passung an das Bauteil und Randparameteränderungen durch Feedbacksignale ermöglicht ist, dass eine gute Aussymmetrierung der Schaltflanken ermöglicht ist, dass keine zusätzlichen Verluste durch einen direkten Eingriff der Feedbackkreise in den Gate-Strom auftreten, dass eine gute Anpassung des Schaltzeitpunktes an Bauteilstreuungen der Leistungsschalter ermöglicht ist und dass eine modulunabhängige Erfassung der Stromänderungsgeschwindigkeit di/dt möglich ist.

Nachteilig an diesem Konzept ist, dass ein deutlich erhöhter Bauteilbedarf durch zwei programmierbare Instanzen entsteht, dass meist teure analoge Bauteile mit hoher Bandbreite nötig sind, dass erhöhte Verluste in der GDU durch zwei programmierte Instanzen entstehen, dass erhöhte Kosten bei der Verwendung hochperformanter DSP und/oder FPGA entstehen können, dass keine Optimierung des eigentlichen Schaltflankenverlaufs nötig/möglich ist, dass Schaltverluste nur für einen Betriebspunkt optimierbar sind (Spannung, Laststrom, Temperatur), dass der Schaltverlauf keine Bauteilstreuungen kompensiert, dass ein hoher Aufwand beim Verwenden neuer/anderer Leistungsschalter resultiert, dass keine flexible Anpassung/Skalierbarkeit möglich ist und dass lediglich ein konfigurierbarer jedoch kein hoher Schutzgrad erreichbar ist.

Fig. 15 zeigt eine weitere Ausführungsform einer digitalen Steuerung. In dieser Ausführungsstufe sind bis zu $n = 7$ rein resistive Einschaltpfade sowie bis zu $n = 7$ rein resistive Ausschaltpfade implementiert. Über eine Konfiguration wird dem FPGA eine gewünschte Ablauffolge eingespielt. Zusätzlich werden weitere Betriebsparameter wie Zwischenkreisspannung, maximaler Kollektorstrom, Schaltfrequenz, IGBT-Typ und Leistungsteiltopologie eingespeichert. Diese dienen alle zum Konfigurieren der Schutzfunktionen. Die Schutzfunktionen umfassen eine zweistufige di/dt -Erfassung und eine 4-stufige Voltage Collector-Emitter (Kollektor-Emitterspannung) VCE-Erfassung. Das Einschalten erfolgt mittels eines zeitgesteuerten Zustandsautomats (engl.: State-Machine), welche die konfigurierten resistiven Einschaltpfade nacheinander aktiviert. Die VCE und di/dt -Stati werden lediglich für die Kurzschluss- und Entsättigungsüberwachung verarbeitet.

Das Ausschalten erfolgt ebenfalls zeitgesteuert (über ein Timing) über die konfigurierten resistiven Ausschaltpfade.

Zu den Vorteilen des Konzeptes gehört die Sicherstellung geringer Leitverluste in dem Leistungsschalter 12, ein hoher konfigurierbarer Schutzgrad, ein geringer Hardware-Änderungsaufwand für Treiberanpassungen beim Verwenden neuer/anderer Leistungs-

schalter im Sinne von Plug & Play (Plug & Play = Anstecken und Spielen), eine flexible, skalierbare GDU für verschiedene Applikationen sowie eine Optimierung des eigentlichen Schaltflankenverlaufs für (jedoch nur einen) Betriebspunkt (Spannung, Laststrom, Temperatur).

5

Hingegen ist nachteilhaft an diesem Konzept, dass ein deutlich erhöhter Bauteilbedarf durch insgesamt 14 Schaltpfade entsteht, wobei ebenfalls deutlich erhöhte Kosten durch 14 Schaltpfade anfallen. Das Konzept weist eine schlechte Effektivität auf, da zu keinem Zeitpunkt alle Pfade verwendet werden. Ferner entsteht ein großer Platzbedarf durch eine
10 Vielzahl an Steuerpfaden und Rückmeldepfaden. Die Verwendung der parasitären Streuinduktivität des Leistungsschalters ist keine eng spezifizierte Eigenschaft des Leistungsschalters, was zu Messungenauigkeiten führt. Das Konzept erfordert eine Signalaufbereitung der Streuinduktivität wegen der kleinen Signalamplituden. Die Verwendung hochperformanter DSP und FPGA führt zu erhöhten Kosten bei der Konzeptumsetzung.
15 Die Schaltverluste sind dabei lediglich für einen Betriebspunkt optimierbar (Spannung, Laststrom, Temperatur). Ferner kompensiert der Schaltverlauf keine Bauteilstreuung.

Es existieren weitere digitale Ansätze, die aber im Wesentlichen nur eine Konfiguration verschiedener resistiver Ein- und Ausschaltpfade auch zur Laufzeit ermöglichen.

20

Ein weiterer Ansatz beinhaltet einen vollständig geschlossenen Regelkreis mit digitalem Steuerkern. Die Erfassung der Daten erfolgt dabei mit schnellen analogen Bauteilen und anschließender Digitalisierung. Im Rechnerkern werden die digitalisierten Daten verarbeitet und mittels Digital-Analog-Umsetzer (engl.: Digital to Analog Converter – DAC) wieder
25 analogisiert, um als Steuerungsinformationen an die Endstufen weitergegeben zu werden. Hauptproblem ist hier die Verzögerung durch die Signalverarbeitungszeiten. Ein direktes Eingreifen auf das dynamische Schaltverhalten ist daher nur bei sehr langsamen Flankenverläufen möglich.

30 Zusammenfassend ist das Hauptproblem aller gesteuerter Methoden, ob analog oder digital, die fehlende Anpassung an den Betriebspunkt des Leistungsteils. Es kann nur auf einen oder wenige Arbeitspunkte hin optimiert werden. Eigene Bauteilstreuungen und Parametervarianzen der Leistungsschalter können nicht kompensiert werden.

35 Alle analog geregelten Verfahren haben, sofern sie einen direkten Einfluss auf die gerade stattfindende Schaltflanke nehmen, das Problem, dass hierfür sehr teure, energiehungrige

Komponenten mit hoher Bandbreite benötigt werden, was zu einer geringen Energieeffizienz führt. Der Eingriff erfolgt immer durch Gegenkopplung in die Gate-Endstufe. Somit werden hier zusätzliche Ansteuerungsverluste generiert.

- 5 Bei der di/dt -Regelung mittels Streuinduktivität zwischen Hilfsemitter/-Source und Lastemitter/-Source existieren große Abweichungen dieses nicht detailliert spezifizierten und/oder zugesicherten Parameters des Leistungsmoduls. Zusätzlich wird eine Masse-
schleife eingestreut. Da die Streuinduktivität im Allgemeinen sehr klein ist und ständig
optimiert wird, kann eine direkte Verarbeitung nicht erfolgen.

10

Die Rückführung und Verarbeitung des Hilfskollektors/-Drain-Potenzials für Schutzfunktionen und/oder eine du/dt -Regelung erfordert eine Verwendung von Bauteilen mit hoher
Spannungsfestigkeit, oftmals gar kaskadiert. Diese sind meist teuer und für die Signalverarbeitung oft zu ungenau, da sie nicht im optimalen Arbeitspunkt betrieben werden. Da-
neben führt das Einschleifen dieses Potenzials zu großer ungenutzter Baufläche wegen
der erforderlichen Spannungsabstände.

15

Weiter ist der Ansatz der analogen Regelkreise nur für eine Topologie/Applikation für genau einen Leistungsschalter entwickelt und qualifiziert. Eine Anpassung der Topologie an
andere oder Second Source-Schalter (Second Source = zweite Quelle, d. h. bspw. ein
baugleicher Schalter eines anderen Herstellers) mit leicht veränderten Eigenschaften erfordert eine Hardware-Variante der Topologie und mithin eine Neuauslegung der Topologie.

20

- 25 Das Problem der bekannten digital gesteuerten Lösungen liegt ebenfalls in der fehlenden eigenständigen Anpassung an den aktuellen Betriebspunkt oder die Bauteilstreuung. Es können lediglich mehrere resistive Pfade ausgewählt und verwendet werden. Dabei nicht genutzte Pfade stellen ungenutzte Flächen dar und stellen trotzdem, weil bestückt, Bauteilkosten dar.

30

Die Aufgabe der nachfolgend beschriebenen Ausführungsbeispiele besteht darin, Konzepte zu schaffen, die eine effiziente und/oder exakte Ansteuerung von halbleiterbasierten Schaltern ermöglichen.

35

Gemäß einem ersten Aspekt nachfolgend beschriebene Ausführungsbeispiele wird effiziente und kompakte Vorrichtung geschaffen, die ausgebildet ist, um mit einem Einschalt-

pfad bzw. Aktivierungspfad zum Einschalten (Aktivieren) eines halbleiterbasierten Schalters eine Vielzahl von Spannungs- und Widerstandswerten an einen Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters anzulegen. Die Vielzahl der Spannungs- und Widerstandswerte schafft ein vorteilhaftes Konzept, um den halbleiterbasierten Schalter exakt anzusteuern. Ein Verwendung von einem Einschaltpfad ermöglicht eine kompakte Realisierung des Konzeptes. Vorteilhaft an diesem Konzept ist, dass unter Verwendung eines Schaltungspfades (und mithin einer reduzierten Anzahl) eine Vielzahl von Spannungswerten und/oder Widerstandswerten einstellbar ist und der Übertragungs-Parameter des Pfades dynamisch veränderbar sind.

Eine Vorrichtung zum Schalten eines halbleiterbasierten Schalters gemäß dem ersten Aspekt umfasst eine steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle, die ausgebildet ist, um ein zeitvariantes Spannungspotenzial bereitzustellen. Die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle ist mit einer steuerbaren Widerstandsschaltung zu einer Serienschaltung verschaltet. Die steuerbare Widerstandsschaltung weist zumindest zwei parallel geschaltete ohm'sche Widerstände auf, die in zumindest drei Widerstandswerte der Parallelschaltung steuerbar sind. Eine Steuervorrichtung der Vorrichtung ist ausgebildet, um die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle und die steuerbare Widerstandsschaltung unabhängig voneinander zu steuern, so dass basierend auf zeitvarianten Widerstandswerten und zeitvarianten Spannungen ein zeitvariantes Spannungspotenzial erhalten wird, das über einen Schaltungspfad an einen Steuer-Anschluss eines Leistungsschalters angelegt wird.

Gemäß einem zweiten Aspekt nachfolgend beschriebene Ausführungsbeispiele wird eine Effizienz eines Gate-Treibers dadurch gesteigert, dass während eines Umschaltvorgangs aus einer Steuer-Kapazität, etwa ein isoliertes Gate eines IGBT, entfernte Ladungsträger für einen Betrieb der Steuervorrichtung genutzt werden und so recycelt werden. Vorteilhaft an dem zweiten Aspekt ist, dass durch eine Verwendung der Ladungsträger für einen Betrieb der Steuervorrichtung Umschaltverluste reduziert werden und der Betrieb energieeffizienter erfolgen kann.

Eine Vorrichtung gemäß dem zweiten Aspekt umfasst einen Anschluss, der ausgebildet ist, um mit einem Steuer-Anschluss, etwa einem Gate-Anschluss, eines halbleiterbasierten Schalters verbunden zu werden. Die Vorrichtung umfasst ferner eine steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle, die ausgebildet ist, um zumindest zeitweise ein Umschaltpotential an einem Potentialknoten, der mit dem Anschluss verschaltet ist, bereitzustellen,

und Steuervorrichtung, die ausgebildet ist, um die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle dementsprechend zu steuern. Das Umschaltpotential ist galvanisch mit einem Versorgungsknoten, an dem ein Versorgungspotential der Steuervorrichtung gekoppelt ist, gekoppelt und weist einen geringeren Potentialwert auf, als eine Schwellenspannung des halbleiterbasierten Schalters. Die Steuervorrichtung ist ausgebildet, um die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle so zu steuern, dass basierend auf dem bereitgestellten Umschaltpotential Ladungsträger aus der Steuerkapazität abfließen und basierend auf der galvanischen Kopplung zu einem Betrieb der Steuervorrichtung beitragen.

Gemäß einem dritten Aspekt nachfolgend beschriebener Ausführungsbeispiele wird ein Konzept zur berührungslosen Erfassung eines Schaltzustandes des halbleiterbasierten Schalters geschaffen, der eine präzise Erfassung einer Stromänderungsgeschwindigkeit eines Leistungsstroms, der durch einen halbleiterbasierten Schalter fließt, bereitstellt.

Eine elektrische Schaltung gemäß dem dritten Aspekt umfasst einen halbleiterbasierten Schalter mit einem ersten Anschluss und einem zweiten Anschluss zum Leiten eines Leistungsstroms und einen Sensor zur Erfassung einer Stromänderungsgeschwindigkeit des Leistungsstroms. Der Sensor umfasst eine isolierende Folie, die ausgebildet ist, um mit dem ersten oder zweiten Anschluss des halbleiterbasierten Schalters verbunden zu werden und eine Induktivität, die an der isolierenden Folie an einer Seite derselben angeordnet ist, die gegenüberliegend von einer Seite, die während eines Messbetriebs des Sensors dem halbleiterbasierten Schalter zugewandt angeordnet ist. Die Induktivität ist ausgebildet, um ein durch den Leistungsstrom erzeugtes magnetisches Feld zu erfassen, und um eine Messspannung basierend auf dem erfassten magnetischen Feld bereitzustellen. Die Induktivität ist während des Messbetriebs zumindest durch die isolierende Folie von dem halbleiterbasierten Schalter beabstandet, so dass eine berührungslose Messung der Stromänderungsgeschwindigkeit durch den Sensor ermöglicht ist. Die isolierende Folie weist einen Befestigungsabschnitt auf, der mit dem ersten oder zweiten Anschluss des halbleiterbasierten Schalters verbunden ist.

Die isolierende Folie ermöglicht eine berührungslose Erfassung des Leistungsstroms, so dass eine hohe Spannungssicherheit erreicht wird. Ferner weist die Erfassung eine hohe Genauigkeit auf, da ein Induktivitätswert der Induktivität genau bestimmt ist. Ferner kann mittels eines einstellbaren Abstands und/oder einer einstellbaren Orientierung zwischen

der Induktivität und stromführenden Elementen eine Messspannung des Sensors präzise eingestellt werden.

5 Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nachfolgend näher erläutert. In den Figuren sind gleiche oder gleichwirkende Elemente mit den gleichen Bezugszeichen versehen.

Ausführungsbeispiele der drei Aspekte sind mit einander kombinierbar und ermöglichen so eine wechselseitige vorteilhafte Weiterbildung des jeweiligen Aspekts.

10 Bevorzugte Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung werden nachfolgend Bezug nehmend auf die beiliegenden Zeichnungen erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein schematisches Blockschaltbild einer Vorrichtung zum Schalten eines halbleiterbasierten Schalters gemäß dem ersten Aspekt;

15

Fig. 2 ein schematisches Blockschaltbild einer Vorrichtung zum Schalten des halbleiterbasierten Schalters gemäß dem zweiten Aspekt;

20 Fig. 3 eine schematische perspektivische Ansicht einer elektrischen Schaltung mit dem halbleiterbasierten Schalter und einem Sensor zur Erfassung einer Stromänderungsgeschwindigkeit eines Leistungsstroms, der durch den halbleiterbasierten Schalter fließt, gemäß dem dritten Aspekt;

25 Fig. 4a eine schematische Aufsicht auf den Sensor, bei dem eine isolierende Folie einen Befestigungsabschnitt umfasst, der eine offene Aussparung aufweist;

Fig. 4b eine schematische Aufsicht auf den Sensor, bei dem ein Befestigungsabschnitt eine Aussparung umfasst, in Form eines Lochs (geschlossene Aussparung) ausgeführt ist;

30

Fig. 4c eine schematische Aufsicht auf den Sensor, bei dem die isolierende Folie einen Befestigungsabschnitt aufweist, und bei der der Stromleiter Teil einer Zwischenkreis-Verschienung ist;

- Fig. 5 ein schematisches Blockschaltbild einer Vorrichtung, die eine Kombination des ersten, zweiten und dritten Aspekts aufweist und ausgebildet ist, um den halbleiterbasierten Schalter zu steuern;
- 5 Fig. 6 eine schematische Darstellung des halbleiterbasierten Schalters, bei dem an dem ersten Leistungsanschluss ein erster Sensor zur Erfassung der Stromänderungsgeschwindigkeit des Leistungsstroms angeordnet ist und bei dem an dem zweiten Leistungsanschluss ein zweiter Sensor zur Erfassung der Stromänderungsgeschwindigkeit des Leistungsstroms angeordnet ist;
- 10 Fig. 7 ein schematisches Blockschaltbild einer elektrischen Schaltung, die einen Kommutierungskreis mit einem ersten Spannungspotenzial und einem zweiten Spannungspotenzial aufweist;
- 15 Fig. 8 schematische Diagramme von Strom- bzw. Spannungsverläufen an dem halbleiterbasierten Schalter während eines Aktivierungsvorgangs;
- Fig. 9 die Spannungsverläufe und sowie den Stromverlauf aus Fig. 8 für einen Deaktivierungsvorgang, beispielsweise einen Ausschaltvorgang;
- 20 Fig.10 eine Standardtopologie einer GDU mit ihren Funktionsblöcken gemäß dem Stand der Technik;
- Fig.11 einen prinzipiellen Aufbau einer einstufig/mehrstufig analog gesteuerten GDU mit aktiver Veränderung des Gate-Vorwiderstandes, gemäß dem Stand der Technik;
- 25 Fig. 12 einen prinzipiellen Aufbau einer GDU mit zwei Spannungslevel, gemäß dem Stand der Technik;
- 30 Fig. 13 den prinzipiellen Aufbau einer analog einstufig/mehrstufig geregelten GDU, gemäß dem Stand der Technik;
- Fig.14 eine Ausführungsform einer einstufig/mehrstufig digital geregelten GDU, gemäß dem Stand der Technik; und
- 35 Fig.15 eine weitere Ausführungsform einer digitalen Steuerung, gemäß dem Stand der Technik.

Bevor nachfolgend Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung im Detail anhand der Zeichnungen näher erläutert werden, wird darauf hingewiesen, dass identische, funktionsgleiche oder gleichwirkende Elemente, Objekte und/oder Strukturen in den unterschiedlichen Figuren mit den gleichen Bezugszeichen versehen sind, so dass die in unterschiedlichen Ausführungsbeispielen dargestellte Beschreibung dieser Elemente untereinander austauschbar ist bzw. aufeinander angewendet werden kann.

10 Nachfolgend beschriebene Ausführungsbeispiele beziehen sich auf das Schalten eines halbleiterbasierten Schalters, etwa eines Metall-Oxid-Halbleiterfeldeffekttransistors (engl.: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor – MOSFET) oder eines Bipolartransistors mit isolierter Gate-Elektrode (Insulated-Gate Bipolar Transistor - IGBT).

15 Der halbleiterbasierte Schalter kann von einem Typ n-Kanal oder p-Kanal sein. Ferner kann der halbleiterbasierte Schalter eine normal leitende oder eine normal sperrende Konfiguration aufweisen. Basierend auf einer Konzentration von Ladungsträgern, die auf einer Steuer-Kapazität (Gate-Kapazität), die mit dem Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters (Gate-Anschluss) verbunden ist, gespeichert ist, kann ein Schalterzustand, beispielsweise leitend oder sperrend, verändert werden.

Der Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters kann somit beispielsweise ein Gate-Anschluss eines MOSFET sein. Alternativ kann es sich bei dem Steuer-Anschluss um den Anschluss einer isolierten Gate-Elektrode eines IGBT oder eines anderen steuerbaren halbleiterbasierten Schalters handeln.

Für eine bessere Klarheit wird der halbleiterbasierte Schalter nachfolgend so beschrieben, dass der halbleiterbasierte Schalter einen sperrenden Zustand (d. h. nicht oder gering leitend) aufweist, wenn die Konzentration an Ladungsträgern in der Steuer-Kapazität so gering ist, dass ein Steuer-Potenzial oder Steuer-Spannung an dem Steuer-Anschluss unterhalb eines Schalter-Schwellwertes (engl.: Threshold-Spannung) liegt (deaktivierter Zustand). Weist die Konzentration an Ladungsträgern einen höheren Wert auf, so dass die Steuer-Spannung oberhalb des Schwellwertes liegt, weist der halbleiterbasierte Schalter einen leitenden Zustand auf (aktivierter Zustand). Es versteht sich, dass diese Zustände basierend auf der Konfiguration des halbleiterbasierten Schalters, beispielsweise normal leitend/normal sperrend wechselseitig vertauschbar sind. Bei einer dynamischen Um-

schaltung des Schalters kann ein millerbedingtes Wiederaufsteuern (reaktivieren) des halbleiterbasierten Schalters auftreten, so dass in diesem Fall ein Wechsel in den aktivierten Zustand ermöglicht ist, wenn eine Steuer-Spannung größer als eine Millerspannung des halbleiterbasierten Schalters, die größer ist, als die Schwellwertspannung ist. Ein Wechsel in den deaktivierten Zustand ist ermöglicht, wenn die Steuer-Spannung geringer ist als die Threshold-Spannung.

Eine Zuführung von Ladungsträgern an die Steuer-Kapazität zum Schalten des halbleiterbasierten Schalters in einen aktiven Zustand wird nachfolgend als Aktivierung beschrieben. Eine Abführung von Ladungsträgern aus der Steuer-Kapazität zum Schalten des halbleiterbasierten Schalters in den deaktivierten Zustand wird als Deaktivierung beschreiben. Der halbleiterbasierte Schalter kann, wenn er in einem sperrenden, d. h. nichtleitenden Zustand vorliegt, durch eine Zuführung oder Abführung von Ladungsträgern an oder von dem Steuer-Anschluss in den leitenden bzw. nicht leitenden Zustand überführt, d. h. umgeschaltet werden.

Fig. 1 zeigt ein schematisches Blockschaltbild einer Vorrichtung 10 zum Schalten eines halbleiterbasierten Schalters 12 gemäß dem ersten Aspekt. Die Vorrichtung 10 umfasst einen Anschluss 14, der ausgebildet ist, um mit einem Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters 12 verbunden zu werden und eine steuerbare Aktivierungsspannungsquelle 16, die ausgebildet ist, um eine elektrische Spannung und Ladungsträger bereitzustellen, die in einer Steuer-Kapazität des halbleiterbasierten Schalters 12 zu einer Steuer-Spannung und einem aktiven Zustand des halbleiterbasierten Schalters führen, wenn die Steuer-Spannung größer oder gleich ist als eine Schwellenspannung desselben. Die Vorrichtung 10 umfasst eine steuerbare Widerstandsschaltung 18, die zumindest zwei parallel geschaltete ohm'sche Widerstände $k_{1,1}$ und $k_{1,2}$ umfasst. Die zwei ohm'schen Widerstände $k_{1,1}$ und $k_{1,2}$ sind basierend auf der Parallelschaltung in vier Widerstandswerte der steuerbaren Widerstandsschaltung schaltbar. Dafür weist die steuerbare Widerstandsschaltung 18 einen steuerbaren Schalter 22a auf, der mit dem ohm'schen Widerstand $k_{1,1}$ zu einem Schaltungspfad seriell verschaltet ist. Die Serienschaltung ist mit dem Anschluss 14 verschaltet und bildet einen Aktivierungspfad. Ferner weist die steuerbare Widerstandsschaltung 18 einen zweiten steuerbaren Schalter 22b auf, der mit dem ohm'schen Widerstand $k_{1,2}$ zu einem Schaltungspfad seriell verschaltet ist. Die beiden Schaltungspfade sind zu einer Parallelschaltung verschaltet.

Bspw. sind in einem ersten Zustand der steuerbaren Widerstandsschaltung 18 die steuerbaren Schalter 22a und 22b jeweils in einem geschlossenen Zustand, so dass beide ohm'schen Widerstände $k_{1,1}$ und $k_{1,2}$ in der steuerbaren Widerstandsschaltung 18 wirksam sind. In einem zweiten bzw. dritten Zustand ist beispielsweise entweder der steuerbare Schalter 22a oder der steuerbare Schalter 22b in dem geschlossenen Zustand und der jeweils andere steuerbare Schalter 22b bzw. 22a in einem geöffneten Zustand, so dass in der steuerbaren Widerstandsschaltung 18 entweder der ohm'sche Widerstand $k_{1,1}$ oder $k_{1,2}$ wirksam ist. In einem vierten Zustand der steuerbaren Widerstandsschaltung 18 sind die steuerbaren Schalter 22a und 22b beispielsweise in einem geöffneten Zustand, so dass beide Schaltungspfade unterbrochen sind und die steuerbare Widerstandsschaltung 18 einen hohen bis ggf. unendlich hohen Widerstandswert aufweist, d. h. die ohm'schen Widerstände $k_{1,1}$ und $k_{1,2}$ sind unwirksam.

Die Vorrichtung 10 umfasst eine Steuervorrichtung 24, die ausgebildet ist, um die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle 16 und die steuerbare Widerstandsschaltung 18 unabhängig voneinander zeitvariant zu steuern. Beispielsweise ist die Steuervorrichtung 24 ausgebildet, um die Zustände der steuerbaren Schalter 22a und/oder 22b zeitvariant einzustellen. Die steuerbaren Schalter 22a und/oder 22b können als Transistoren ausgeführt sein.

20

Dies ermöglicht, dass, ausgehend von der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 16 hin zu dem Anschluss 14, lediglich ein Pfad auf einer Schaltung, beispielsweise einer Leiterplatte, implementiert (verdrahtet) werden kann, um die Funktionalität von veränderlichen Spannungen und veränderlichen Widerstandswerten zu erhalten. Das bedeutet, dass eine Implementierung (Verdrahtung) mehrerer Pfade, zwischen denen umgeschaltet wird, vermieden werden kann und lediglich ein Pfad angeordnet sein kann, der stets genutzt wird.

Die unabhängige Ansteuerung der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 16 und der steuerbaren Widerstandsschaltung 18 ermöglicht einen hohen Freiheitsgrad bei der Konfiguration eines Ein- oder Ausschaltpfades, da gegenüber fest verdrahteten Pfaden sowohl die Spannung als auch der wirksame ohm'sche Widerstand unabhängig voneinander änderbar ist.

Die Steuervorrichtung 24 ist ferner ausgebildet, um eine Ausgangsspannung der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 16 einzustellen. Die Ausgangsspannung der steuer-

baren Aktivierungs-Spannungsquelle 16 kann beispielsweise einen Spannungsbereich von größer oder gleich -100 V und kleiner oder gleich $+100\text{ V}$, größer oder gleich -10 V und kleiner oder gleich $+10\text{ V}$ oder einen Bereich von größer oder gleich 0 V und kleiner oder gleich 5 V umfassen.

5

Die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle 16 ist seriell mit der steuerbaren Widerstandsschaltung 18 zu einer Serienschaltung verschaltet. Basierend auf der zeitvarianten Ansteuerung der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 16 und zeitvarianten Widerstandswerten der steuerbaren Widerstandsschaltung 18 ist ein zeitvariantes Spannungspotenzial an einem Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters 12 anlegbar. Das bedeutet, dass das zeitvariante Spannungspotenzial variierbar ist, indem die Steuervorrichtung 24 eine Ausgangsspannung der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 16 zeitvariant verändert und/oder den Widerstandswert der steuerbaren Widerstandsschaltung 18 zeitvariant ändert, d. h. steuert.

15

Eine Menge von Ladungsträgern, die pro Zeiteinheit hin zu dem Steuer-Anschluss oder weg von dem Steuer-Anschluss geführt werden und mithin eine Umschalt-Geschwindigkeit des halbleiterbasierten Schalters 12 kann basierend auf der Spannung der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 16 und basierend auf den Widerständen $k_{1,1}$ und $k_{1,2}$ einstellbar sein.

20

Alternativ kann die steuerbare Widerstandsschaltung 18 beispielsweise auch derart ausgeführt sein, dass stets einer der ohm'schen Widerstände, $k_{1,1}$ oder $k_{1,2}$, wirksam ist und so ein erster oder ein zweiter Zustand der Widerstandswerte einstellbar ist. Basierend auf einer Ansteuerung des jeweils anderen Schalters 22b bzw. 22a kann ein dritter Zustand der steuerbaren Widerstandsschaltung 18 einstellbar sein, das bedeutet, die zwei parallel geschalteten ohm'schen Widerstände $k_{1,1}$ und $k_{1,2}$ sind in drei Widerstandswerte steuerbar. Alternativ kann der dritte Zustand auch erhalten werden, wenn beide ohm'schen Widerstände $k_{1,1}$ und $k_{1,2}$ inaktiv sind. Alternativ können die steuerbaren Schalter 22a und 22b auch im Sinne einer logischen ODER-Verknüpfung ansteuerbar sein, so dass zumindest einer der ohm'schen Widerstände $k_{1,1}$ oder $k_{1,2}$ oder beide wirksam (bestromt) sind, so dass die zwei ohm'schen Widerstände $k_{1,1}$ und $k_{1,2}$ in drei Widerstandswerte ansteuerbar sind. Einer der Widerstandswerte der ohm'schen Widerstände $k_{1,1}$ oder $k_{1,2}$ kann bezüglich seines Widerstandswertes im Hinblick auf eine gewünschte Stromänderungsgeschwindigkeit (di/dt) während der Schaltphase ausgelegt sein. Der jeweils andere ohm'sche Widerstand $k_{1,2}$ oder $k_{1,1}$ kann bezüglich seines Widerstands-

25

30

35

werts bezüglich einer gewünschten Spannungsänderung (du/dt) an einem Lastpfad des halbleiterbasierten Schalters 12 ausgelegt sein. Die Spannungsänderung bezieht sich bspw. auf einen veränderten Spannungsabfall zwischen einem Kollektor- und einem Emittteranschluss (IGBT) oder einem veränderten Spannungsabfall zwischen einem Source- und einem Drainanschluss (MOSFET). Die beiden Widerstände $k_{1,1}$ und $k_{1,2}$ können einen gleichen oder von einander verschiedenen Wert aufweisen.

Alternativ kann die steuerbare Widerstandsschaltung 18 auch mehr als zwei ohm'sche Widerstände aufweisen, die in drei, vier oder mehr Widerstandswerte ansteuerbar ist.

Obwohl die Vorrichtung 10 derart beschrieben wurde, dass mittels der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 16 und der steuerbaren Widerstandsschaltung 18 ein Einschaltverhalten des halbleiterbasierten Schalters 12 steuerbar ist, kann die Vorrichtung 10 auch zur Steuerung eines Ausschaltverhaltens des halbleiterbasierten Schalters 12 genutzt werden. Beispielsweise kann die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle 16 als Spannungssenke angesteuert werden, etwa indem die bereitgestellte Spannung geringer ist als die Schwellenspannung des halbleiterbasierten Schalters 12.

Dies ermöglicht eine vorteilhafte Ansteuerung des halbleiterbasierten Schalters während einer Ein- und/oder einer Ausschaltphase des halbleiterbasierten Schalters 12.

Eine steuerbare Spannungsquelle in Verbindung mit einer steuerbaren Widerstandsschaltung kann zusätzlich auch in einem Deaktivierungspfad angeordnet werden, um eine exakte und störungsarme Deaktivierung des halbleiterbasierten Schalters 12 zu ermöglichen. In anderen Worten kann der erste Aspekt auch zur Deaktivierung genutzt werden.

Fig. 2 zeigt ein schematisches Blockschaltbild einer Vorrichtung 20 zum Schalten des halbleiterbasierten Schalters 12 gemäß dem zweiten Aspekt. Die Vorrichtung 20 umfasst den Anschluss 14 und eine steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle 26, die mit dem Anschluss 14 verschaltet ist, und die ausgebildet ist, um zumindest zeitweise, d. h. zeitvariant, an einem Potenzialknoten 27 ein Umschalt-Potenzial V_{DD} bzw. ein Potential, das auf dem Umschaltpotential V_{DD} basiert, bereitzustellen. Die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle 26 bildet einen Deaktivierungspfad.

Die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle 26 umfasst eine steuerbare Impedanz 27 und einen Ausgangswiderstand R_{off} . Die steuerbare Impedanz 25 ist ausgebildet, um

einen veränderlichen Steuer-Strom I_{var} zu prägen. Alternativ kann die steuerbare Impedanz 25 auch eine Ausgangsimpedanz der Deaktivierungs-Spannungsquelle 26 sein. Die Deaktivierungs-Spannungsquelle 26 ausgebildet sein, um einen veränderlichen Ausgangsstrom I_{var} an den Ausgangswiderstand R_{off} der steuerbaren Deaktivierungs-Spannungsquelle 26 anzulegen. Alternativ oder zusätzlich kann auch die bereitgestellte Spannung steuerbar und mithin veränderlich sein.

Die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle 26 umfasst einen steuerbaren Schalter 33, der zwischen die steuerbare Impedanz 25 und den Versorgungsknoten 29 verschaltet ist, so dass, wenn der steuerbare Schalter 33 einen geschlossenen Zustand aufweist, eine galvanische Kopplung zwischen einem Versorgungsknoten 29 und der steuerbaren Impedanz 25 besteht.

Die Vorrichtung 20 umfasst eine Steuervorrichtung 28, die ausgebildet ist, um die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle 26 zeitvariant zu steuern. Basierend auf der Ansteuerung der Steuervorrichtung 28 ist die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle 26 ausgebildet, um das Umschalt-Potenzial V_{DD} bzw. ein Potential, das auf dem Umschaltpotential V_{DD} basiert, während einem Umschaltintervall, während dem der halbleiterbasierte Schalter 12 deaktiviert wird, bereitzustellen. Das Umschaltpotential ermöglicht einen Abfluss von Ladungsträgern aus der Steuer-Kapazität des halbleiterbasierten Schalters 12, so dass dieser in den deaktivierten Zustand überführt wird. Das Umschalt-Potenzial V_{DD} weist einen Potenzialwert auf, der geringer ist als die Schwellenspannung des halbleiterbasierten Schalters 12.

Das Umschalt-Potenzial V_{DD} ist galvanisch mit dem Versorgungsknoten 29, an dem ein Versorgungspotenzial U_{S} der Steuervorrichtung 28 anliegt, gekoppelt, wenn der steuerbare Schalter 33 geschlossen ist. Dies ermöglicht, dass, wenn der halbleiterbasierte Schalter 12 den Aktiv-Zustand aufweist, das bedeutet, dass Ladungsträger auf oder in der Steuer-Kapazität gespeichert sind, und das Umschalt-Potenzial V_{DD} an den Anschluss 14 angelegt wird, die Ladungsträger zumindest teilweise aus der Steuer-Kapazität in Richtung des Umschalt-Potenzials V_{DD} abfließen können

Basierend auf der galvanischen Kopplung des Versorgungspotenzials U_{S} der Steuervorrichtung 28 mit dem Umschalt-Potenzial V_{DD} tragen diese Ladungsträger zum Betrieb der Steuervorrichtung 28 bei. Die Ladungsträger, die während eines Umschaltvorgangs des halbleiterbasierten Schalters 12 (Deaktivierung) aus der Steuer-Kapazität abfließen wie-

der- bzw. weiterverwendet werden, was auch als ein Recycling bezeichnet werden kann. Eine derartige Rückspeisung der Ansteuerenergie beim Abschalten ermöglicht eine Reduzierung des Energieverbrauchs der Steuervorrichtung 28 und mithin der Vorrichtung 20. Der reduzierte Energieverbrauch führt zu einer erhöhten Effizienz der Vorrichtung 20.

5

Alternativ oder zusätzlich kann die Vorrichtung 20 zusätzlich eine steuerbare Widerstandsschaltung aufweisen, etwa die steuerbare Widerstandsschaltung 18. Die steuerbare Widerstandsschaltung kann mit der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 26 verschaltet werden, beispielsweise zu einer Serienschaltung. Die Steuervorrichtung 28 kann ausgebildet sein, um die steuerbare Widerstandsschaltung zu steuern. Dies ermöglicht eine exakte Steuerung des Umschaltverhaltens des halbleiterbasierten Schalters 12 während der Deaktivierung und der Aktivierung. Ferner kann das Versorgungspotential U_S an weiteren aktiven Schaltungselementen oder Schaltungsgruppen der Vorrichtung 20 anliegen, etwa weiteren Schaltern oder Verstärkungsschaltungen. Diese können als Niederspannungs- (engl.: Low Voltage – LV-)Peripherie bezeichnet werden, wohingegen Strompfade, durch die der Leistungsstrom fließt als Hochvolt- (engl.: High Voltage – HV-) Komponenten bezeichnet werden können. Mithin können die weiterverwendeten Ladungsträger auch zu einem Betrieb der LV-Peripherie beitragen.

10

15

Eine Kombination des zweiten Aspekts mit dem ersten Aspekt kann bspw. derart erfolgen, dass der zweiten Aspekt, etwa Vorrichtung 20 ebenfalls eine steuerbare Widerstandsschaltung aufweist. Die steuerbare Spannungsquelle kann bspw. mittels einer konstanten spannungsquelle oder eines Potentials realisiert werden, das mit einer steuerbaren Impedanz verschaltet wird, um an der steuerbaren Impedanz einen veränderlichen Spannungswert zu erhalten, so dass die steuerbare Impedanz und das Potential die Funktionalität der steuerbare Spannungsquelle zumindest teilweise bilden, wobei die steuerbaren Spannungsquelle weitere Komponenten umfassen kann.

20

25

30

Dies kann alternativ zu einer Nutzung des ersten Aspekts, wie er bezüglich der Fig. 1 beschreiben wurde, erfolgen.

Fig. 3 zeigt eine schematische perspektivische Ansicht einer elektrischen Schaltung 30 mit dem halbleiterbasierten Schalter 12 und einem Sensor 31 zur Erfassung einer Stromänderungsgeschwindigkeit eines Leistungsstroms I , der durch den halbleiterbasierten Schalter 12 fließt, gemäß dem dritten Aspekt. Der Sensor 31 umfasst eine isolierende Folie 32. An der isolierenden Folie 32 ist eine Induktivität 34 angeordnet. Der halbleiterba-

35

sierte Schalter 12 weist einen ersten Leistungsanschluss 36a und einen zweiten Leistungsanschluss 36b auf. Bei dem ersten Leistungsanschluss 36a kann es sich beispielsweise um einen Drain-Anschluss (Drain = Abfluss) oder um einen Source-Anschluss (Source = Quelle) handeln, wenn der halbleiterbasierte Schalter 12 ein MOSFET-basierter Schalter ist. Alternativ kann es sich bei dem ersten Leistungsanschluss 36a um einen Kollektor-Anschluss oder um einen Emitter-Anschluss handeln, wenn der halbleiterbasierte Schalter 12 ein Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode ist. Bei dem zweiten Leistungsanschluss 36b kann es sich jeweils um den anderen Anschluss Source bzw. Drain oder Emitter bzw. Kollektor handeln. Alternativ kann der Leistungsanschluss 36a und/oder 36b auch in dem halbleiterbasierten Schalter angeordnet sein, und mit einem Stromleiter, der einen Anschluss mit einem Stromanschluss ermöglicht, verbunden sein.

Fließt der Leistungsstrom I durch den halbleiterbasierten Schalter 12, etwa von dem ersten Leistungsanschluss 36a zu dem zweiten Leistungsanschluss 36b, so wird durch den Leistungsstrom I ein magnetisches Feld 38 erzeugt. Die Induktivität 34 ist ausgebildet, um das magnetische Feld 38 zu erfassen und, um ein Messpotenzial 42 basierend auf einer Stromänderungsgeschwindigkeit dI/dt bereitzustellen.

Die Induktivität 34 ist an einer Seite der isolierenden Folie 32 angeordnet, die dem halbleiterbasierten Schalter 12 bzw. einem Leistungsanschluss 36a oder 36b des halbleiterbasierten Schalters 12 abgewandt angeordnet ist. Das bedeutet, dass die Induktivität 34 zumindest durch die isolierende Folie 32 von dem halbleiterbasierten Schalter 12 beabstandet ist. Zwischen der isolierenden Folie 32 und dem halbleiterbasierten Schalter 12 können weitere Abstandslagen angeordnet sein, die isolierende Materialien umfassen können. Die isolierende Folie 32 sowie die optionalen Abstandslagen führen zu einer elektrischen Isolation der Induktivität 34 gegenüber dem halbleiterbasierten Schalter 12. Ein durch die Abstandslagen erhöhter Abstand zwischen der Induktivität 34 und dem halbleiterbasierten Schalter 12 kann somit zu einer erhöhten elektrischen Isolation führen. Dies ermöglicht, dass die Erfassung des Magnetfelds 38 und mithin die Erfassung der Stromänderungsgeschwindigkeit dI/dt berührungslos erfolgen kann, das bedeutet, dass eine direkte, beispielsweise galvanische, Kopplung zwischen dem halbleiterbasierten Schalter 12 und dem Sensor 31 vermieden werden kann. Dies führt zu einer erhöhten Spannungssicherheit gegenüber einer Messung einer Stromänderungsgeschwindigkeit basierend auf Streuinduktivitäten, die in dem halbleiterbasierten Schalter 12 angeordnet sind. Ferner kann die Induktivität 34 eine hohe, durch einen Herstellungsprozess bedingten, Genauigkeit des Induktivitätswertes aufweisen. Dies ermöglicht, dass auf eine Verwendung von

Streuinduktivitäten zu Erfassung der Stromänderungsgeschwindigkeit in dem halbleiterbasierten Schalter 12 verzichtet werden kann. Alternativ oder zusätzlich kann mittels des durch die isolierende Folie 32 und eventueller Abstandslagen einstellbaren Abstands die Amplitude der Messspannung 42 eingestellt werden. Eine Erhöhung des Abstands kann zu einer Verringerung der Messspannung genutzt werden. Alternativ kann mittels einer Reduzierung des Abstands, etwa mittels einer geringeren Foliendicke, die Amplitude erhöht werden.

Der Befestigungsabschnitt 45 kann beispielsweise eine Aussparung der isolierenden Folie 32 umfassen. Die Aussparung kann so ausgeführt sein, dass beispielsweise, wenn der erste und/oder zweite Leistungsanschluss 36a und/oder 36b als Schraubverbindung zum Verbinden mit einer Schraube 46 ausgeführt sind, die isolierende Folie 32 zwischen den halbleiterbasierten Schalter 12 und die Schraube 46 angeordnet werden kann, ohne dass eine Entfernung der Schraube 46 von dem Leistungsanschluss 36a bzw. 36b erforderlich ist. Dies kann beispielsweise durch ein Einschieben der isolierenden Folie 32 zwischen die Schraube 46 und den halbleiterbasierten Schalter 12 erfolgen. Ein Stromanschluss 47 kann beispielsweise in Form eines Kabelschuhs oder anderer geeigneter Mittel ebenfalls zwischen die Schraube 46 und den halbleiterbasierten Schalter 12 angeordnet werden, so dass bei einem Befestigen der Schraube 46 gegenüber dem Leistungsanschluss 36a bzw. 36b neben einer elektrischen auch eine mechanische Fixierung des Sensors 31 und des Stromleiters 47 erreicht wird. Alternativ kann der Stromleiter 47 auch in einer Richtung an den Leistungsanschluss 36a geführt werden, die einen Winkel zu einer Oberflächennormalen einer Fläche des halbleiterbasierten Schalters 12, an der der Leistungsanschluss 36a angeordnet ist, aufweist. Der Winkel kann kleiner oder gleich 90° sein. Vereinfacht ausgedrückt kann der Stromleiter 47 in einem in etwa (ggf. rechten) Winkel an den halbleiterbasierten Schalter 12 herangeführt werden, etwa im Sinne einer Sammelschiene (engl.: Busbar Terminal). Die isolierende Folie 32 kann parallel (etwa direkt benachbart oder daran angeordnet) zu dem Stromleiter 47 angeordnet werden. Dies ermöglicht einer erhöhte magnetische Durchflutung der Induktivität 34. Alternativ oder zusätzlich kann der Leistungsanschluss 36a bzw. ein Ort, an dem dieser mit dem Stromleiter 47 verbunden ist, auch eine Beabstandung von dem halbleiterbasierten Schalter aufweisen, so dass das magnetische Feld 38 am Ort der Induktivität 34 eine homogene Ausprägung aufweist.

Der Befestigungsabschnitt 45 ist ausgebildet, um den Stromleiter, etwa in Form eines Abschnitts des Leistungsanschlusses oder eines daran angeordneten Stromleiters, zumindest teilweise zu umschließen.

- 5 Die Induktivität 34 weist zumindest eine Vorzugsrichtung 44 auf. Die Vorzugsrichtung 44 kann beispielsweise eine axiale Richtung sein, entlang derer Windungen einer Spule, die die Induktivität 34 zumindest teilweise bildet, angeordnet sind. Eine Sensitivität der Induktivität 34 gegenüber dem magnetischen Feld 38 kann basierend auf einer Orientierung der Vorzugsrichtung 44 gegenüber einer Richtung des Stromflusses I einstellbar sein. So
10 kann die Sensitivität hoch oder gar maximal sein, wenn die Vorzugsrichtung 44 senkrecht zu der Stromflussrichtung 44 angeordnet ist. Alternativ kann, wenn die Vorzugsrichtung 44 einen anderen Winkel zu der Stromflussrichtung aufweist, eine Sensitivität geringer als maximal sein, um beispielsweise ein Übersteuern, das bedeutet einen hohen oder zu hohen Signalpegel des Messspannung 42 zu verhindern.

15

- Die Induktivität 34 ermöglicht, beispielsweise durch Induktion, eine Erfassung einer Stromänderungsgeschwindigkeit des Stroms I. Eine derartige Erfassung kann, verglichen mit einer Nutzung von parasitären Streuinduktivitäten in dem halbleiterbasierten Schalter 12 eine hohe Präzision aufweisen. Während konventionell genutzte Streuinduktivitäten eine
20 ggf. nicht spezifizierte Eigenschaft des halbleiterbasierten Schalters 12 sind, kann die Induktivität 34 geringe Parameterschwankungen aufweisen, so dass das Messpotenzial 42 eine präzise Auswertung der Stromänderungsgeschwindigkeit ermöglicht. Die präzise Auswertung ermöglicht eine Präzise Überwachung und/oder Einstellung eines Zustandes des halbleiterbasierten Schalters 12, etwa während eines Umschaltvorgangs.

25

- Die Vorzugsrichtung 44 kann, beispielsweise fertigungsbedingt, einen Toleranzbereich aufweisen, in welcher die Vorzugsrichtung 44 senkrecht zu der Richtung des Stromflusses I ist. Der Toleranzbereich kann beispielsweise einen Wert von weniger oder gleich $\pm 15^\circ$, weniger oder gleich $\pm 10^\circ$ oder weniger gleich $\pm 5^\circ$ aufweisen. Alternativ kann die Induktivität 34 auch eine zweite Vorzugsrichtung aufweisen, etwa entlang einer Richtung, die entgegengesetzt zu der Vorzugsrichtung 44 ist, etwa wenn die Induktivität 34 eine symmetrische Spule ist.
30

- Die Induktivität 34 kann einen Flusskonzentrator aufweisen, der ausgebildet ist, um einen magnetischen Fluss des Magnetfeldes zu konzentrieren. Bei dem Flusskonzentrator kann
35

es sich beispielsweise um einen Ferritkern handeln, der als Spulenkern bezüglich der Induktivität 34 angeordnet ist.

Die Messspannung 42 kann beispielsweise über eine elektrisch geschirmte Übertragungs-
5 leitung übertragen werden, etwa zu einer Steuervorrichtung, beispielsweise die Steuervorrichtung 24 oder 28.

Alternativ kann es sich bei der Induktivität auch um eine Serienschaltung aus induktiven
Elementen handeln, etwa eine Serienschaltung mehrerer Spulen. Die Spulen können,
10 wenn sie einen Flusskonzentrator aufweisen, einen gemeinsamen oder voneinander getrennte Flusskonzentratoren aufweisen. Die vorangegangenen beschriebenen Aspekte sind untereinander kombinierbar. Beispielsweise kann der erste Aspekt mit dem zweiten Aspekt und/oder dem dritten Aspekt kombiniert werden. Alternativ oder zusätzlich kann der zweite Aspekt mit dem dritten Aspekt und/oder dem ersten Aspekt kombiniert werden.

15

Alternativ kann der erste und/oder zweite Leistungsanschluss 36a und/oder 36b ausgebildet sein, um mittels einer Steckverbindung, einer Klemmverbindung, einer Lötverbindung oder anderen mechanischen Mitteln mit dem Stromleiter 47 verbunden zu werden. Dem-
entsprechend kann der Stromleiter 47 alternativ zur Ausführung mit einem Kabelschuh
20 der entsprechenden mechanischen Verbindung gemäß ausgeführt sein.

Die Messspannung 42 kann über eine Messleitung 49, beispielsweise eine Eindraht- oder Zweidraht-Leitung übertragen werden. Die Messleitung 49 kann eine Schirmung aufweisen, die ausgebildet ist, um elektromagnetische Störeinflüsse der Messspannung 42
25 und/oder gegenüber der Messspannung 42 zu reduzieren. Alternativ oder zusätzlich kann die Messspannung über eine verdrehte Zweidrahtleitung übertragen werden.

Fig. 4a zeigt eine schematische Aufsicht auf den Sensor 31, bei dem die isolierende Folie 32 einen Befestigungsabschnitt 45a umfasst, der eine offene Aussparung aufweist (offener Befestigungsabschnitt). Die Aussparung ermöglicht, dass die isolierende Folie 32 ohne ein Abnehmen von eventuellen Befestigungsschrauben an dem halbleiterbasierten Schalter angeordnet werden kann. Die Induktivität 34 weist die Vorzugsrichtung 44 auf, die in einer Orientierung parallel zu dem Befestigungsabschnitt 45a angeordnet ist. Der Befestigungsabschnitt 45a umschließt den Stromleiter 47 teilweise.

35

Fig. 4b zeigt eine schematische Aufsicht auf den Sensor 31, bei dem ein Befestigungsabschnitt 45b eine Aussparung umfasst, die in Form eines Lochs (geschlossene Aussparung) ausgeführt ist. Die geschlossene Aussparung bzw. das Loch kann eine runde, eckige, elliptische oder freiförmige Umfangsgeometrie aufweisen. Die geschlossene Aussparung ermöglicht eine Führung eines Stromleiters durch den Befestigungsabschnitt 45b hindurch, beispielsweise wenn der Stromleiter 47 mittels einer Steckverbindung an den halbleiterbasierten Schalter 12 geführt wird. Ist der Stromleiter 47 durch den Befestigungsabschnitt 45b hindurchgeführt, so umschließt der Befestigungsabschnitt 45b den Stromleiter 47 vollständig. Die isolierende Folie 32 weist Anschlussterminals 166a und 166b auf, die mit der Induktivität 34 verschaltet sind und ausgebildet sind, um während eines Betriebs des Sensors 31 eine Messspannung bzw. ein Messpotential der Induktivität 34 bereitzustellen. An den Anschlussterminals 166 und 166b kann die Messleitung 49 angeschlossen werden, etwa durch eine mechanisch feste Verbindung, wie sie durch ein Anlöten oder eine Verschraubung erhalten werden kann.

Die Induktivität 34 weist die Vorzugsrichtung 44 auf, die gegenüber der Darstellung in der Fig. 4a verdreht ist, so dass die Vorzugsrichtung 44 in Richtung (oder 180° versetzt hierzu) zu dem Befestigungsabschnitt 45b angeordnet ist.

Fig. 4c zeigt eine schematische Aufsicht auf den Sensor 31, bei der einen Befestigungsabschnitt 45c aufweist, der als geschlossene Aussparung ausgeführt ist. Der Stromleiter 47 ist Teil einer Zwischenkreis-Verschienung 51, die ausgebildet ist, um den halbleiterbasierten Schalter 12 mit elektrischer Energie zu versorgen oder von diesem zu empfangen. Der Sensor 31 weist die zwei Induktivitäten 34a und 34b auf, die mit der Vorzugsrichtung 44 senkrecht zu einer Richtung des Stromflusses I angeordnet sind.

Nachfolgend wird eine Kombination des ersten Aspekts, des zweiten Aspektes und des dritten Aspektes beschrieben.

Fig. 5 zeigt ein schematisches Blockschaltbild einer Vorrichtung 50, die ausgebildet ist, um den halbleiterbasierten Schalter 12 zu steuern.

Die Vorrichtung 50 weist einen steuerbaren Einschaltpfad (Aktivierungspfad) 48, einen steuerbaren Ausschaltpfad (Deaktivierungspfad) 52, den Sensor 31 zur Erfassung der Stromänderungsgeschwindigkeit des Leistungsstroms, der durch den halbleiterbasierten Schalter 12 fließt, und eine Steuervorrichtung 56 auf. Die Steuervorrichtung 56 ist ausge-

bildet, um den Aktivierungspfad 48 während einer Aktivierungsphase des halbleiterbasierten Schalters 12 zu steuern. Während einer Deaktivierungsphase ist die Steuervorrichtung 56 ausgebildet, um den Deaktivierungspfad 52 zu steuern. Wie es nachfolgend detailliert ausgeführt ist, weist der Aktivierungspfad 48 Merkmale des ersten Aspektes auf.

- 5 Der Deaktivierungspfad 52 weist Merkmale des ersten und des zweiten Aspektes auf. Der Sensor 31 weist Merkmale des dritten Aspektes auf.

Der Aktivierungspfad 48 umfasst eine steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle 58, die als Funktionseinheit "VonMid-Control" bezeichnet ist. Die steuerbare Aktivierungs-
10 Spannungsquelle 58 weist einen Digital-Analog-Umsetzer (Digital to Analog Converter – DAC) 62 auf, der ausgebildet ist, um von der Steuervorrichtung 56 ein zeitvariantes digitales Signal VonMidRef zu empfangen und in ein zeitvariantes analoges Signal zu überführen. Die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle 58 weist ferner einen Differenzverstärker 64 auf, der ausgebildet ist, um das von dem DAC 62 bereitgestellte zeitvariante ana-
15 loge Signal gegenüber einer Quellenspannung V_{CC} zu vergleichen und um eine Differenz der beiden Signale VonMidRef (bzw. dessen analoger Repräsentation) und V_{CC} zu verstärken und so eine zeitvariante Spannung VonMid bereitzustellen. Die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle 58 ist ausgebildet, um basierend auf der zeitvarianten Differenz eine zeitvariante Ausgangsspannung bereitzustellen. Alternativ kann bspw. der DAC
20 62 ausgebildet sein, um einen Spannungsregler zu verstimmen. Dieser ist ausgebildet, um gespeist aus der Quellenspannung V_{CC} (somit die max. mögliche Spannung) die gewünschte Spannung VonMid bereitzustellen.

Der Aktivierungspfad 48 umfasst eine steuerbare Schaltervorrichtung „Von-Control“ 66,
25 die zwei steuerbare Schalter 68a und 68b sowie einen Multiplexer „Von Mux“ 72 aufweist. Der Multiplexer 72 ist bspw. ausgebildet, um Steuerbefehle von der Steuervorrichtung 56 zu empfangen, diese zu multiplexen und basierend auf den gemultiplexten Steuersignalen die steuerbaren Schalter 68a und 68b zu steuern. Alternativ kann die steuerbare Schaltervorrichtung 66 auch ausgebildet sein, um bezüglich eines oder aller steuerbaren Schal-
30 ter 68a/68b ein Steuersignal zu erhalten. Der steuerbare Schalter 68a ist eingangsseitig mit der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 58 verschaltet. Der steuerbare Schalter 68b ist eingangsseitig mit dem Quellenpotenzial V_{CC} verschaltet. Ausgangsseitig sind die beiden steuerbaren Schalter 68a und 68b miteinander verschaltet und über eine gemeinsame Potenzialverbindung mit einer steuerbaren Widerstandsschaltung 74 verschal-
35 tet. Wenn der steuerbare Schalter 68a einen geschlossenen Zustand und der steuerbare Schalter 68b einen geöffneten Zustand aufweisen, ist die variable Spannung VonMid und,

wenn der steuerbare Schalter 68a den geöffneten Zustand und der steuerbare Schalter 68b den geschlossenen Zustand aufweist, die Quellenspannung V_{CC} an die steuerbare Widerstandsschaltung 74 anlegbar. Die Quellenspannung kann bspw. einen nahezu konstanten Wert von bspw. in etwa 5 V oder 10 V (etwa für MOSFET basierte Schalter) oder
5 15 V (etwa für IGBT basierte Schalter) aufweisen. Die Quellenspannung V_{CC} kann prinzipiell der Spannung entsprechen, mit der der jeweilige halbleiterbasierte Schalter statisch im Ein-Zustand gespeist wird und mithin auch einen anderen Wert aufweisen.

Die steuerbare Widerstandsschaltung 74 umfasst die ohm'schen Widerstände $k_{1,1}$ und
10 $k_{1,2}$, die parallel zueinander verschaltet sind, wie es für die steuerbare Widerstandsschaltung 18 beschrieben ist. Die steuerbare Widerstandsschaltung 74 weist ferner einen Multiplexer 76 auf, der ausgebildet ist, um von der Steuervorrichtung 56 Steuersignale zu empfangen und, um basierend auf den empfangenen Steuersignalen steuerbare Schalter 75a und 75b der steuerbaren Widerstandsschaltung 74 zu steuern, wie es für die steuerbare Widerstandsschaltung 18 beschrieben ist. Alternativ kann die steuerbare Widerstandsschaltung 74 auch ausgebildet sein, um bezüglich eines oder aller steuerbaren Schalter derselben ein Steuersignal zu erhalten, d. h., der Multiplexer ist ein optionales Element.

20 Ausgangsseitig ist der Aktivierungspfad 48 mit dem Anschluss 14 verschaltet, wobei zwischen einem Knotenpunkt 78 und dem Anschluss 14 ein ohm'scher Widerstand R_S verschaltet ist. Der Aktivierungspfad 48 ist ausgebildet, um basierend auf Ladungsträgern, die von der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 58 oder der Quellenspannung V_{CC} bereitgestellt werden und in die Steuer-Kapazität gelangen, den halbleiterbasierten Schalter 12 von einem deaktivierten Zustand hin zu einem aktiven Zustand überführt, d. h. geschaltet, werden kann (Aktivierung).
25

Der Deaktivierungspfad 52 ist ausgebildet, um in Funktion einer Spannungssenke Ladungsträger aus der Steuer-Kapazität des halbleiterbasierten Schalters 12 zu empfangen (abzuführen) und so den halbleiterbasierten Schalter 12 in einen deaktivierten Zustand zu
30 überführen. Dies kann derart erfolgen, dass während des deaktivierten Zustands, d. h. an einem Ende des Umschaltvorgangs, eine Haltespannung d. h. eine statische AUS-Spannung V_{EE} an dem Steuer-Anschluss anliegt. Die Spannung V_{EE} kann gegenüber einer Referenzspannung, etwa einer dem Emitterpotential des halbleiterbasierten Schalters 12 und/oder einer Ground-Spannung (Masse = Ground - GND) ein negatives Potential
35

aufweisen, so dass basierend auf dem negativen Potential der Steuer-Anschluss entladen und/oder mit einem negativen Potential vorgespannt werden kann.

Der Deaktivierungspfad 52 weist eine Serienschaltung aus einer steuerbaren Widerstandsschaltung 82 und eine steuerbare (Deaktivierungs-)Spannungsquelle (Voff-Control) 84 auf, die ausgebildet ist, um das Umschaltpotential V_{DD} an dem Potentialknoten 27 bereitzustellen. Der Deaktivierungspfad 52 ist mit dem Knoten 78 und mithin mit dem Anschluss 14 verschaltet. Die steuerbare Spannungsquelle 84 weist zwei steuerbare Schalter 86a und 86b auf. Der steuerbare Schalter 86b ist an einem Anschluss mit der statischen AUS-(engl.: OFF-) Spannung V_{EE} verschaltet. Der steuerbare Schalter 86a ist mit dem Umschalt-Potenzial V_{DD} verschaltet, wobei zwischen dem steuerbaren Schalter 86a und dem Umschalt-Potenzial V_{DD} eine steuerbare Impedanz 88 verschaltet ist, die ausgebildet ist, um basierend auf Steuerbefehlen der Steuervorrichtung 56 eine zeitvariante Impedanz zwischen dem steuerbaren Schalter 86a und dem Umschalt-Potenzial V_{DD} einzustellen.

Das Umschalt-Potenzial V_{DD} ist galvanisch mit einem Versorgungspotenzial der Steuervorrichtung 56 verbunden, so dass Ladungsträger, die von der Steuer-Kapazität des halbleiterbasierten Schalters 12 über die steuerbare Widerstandsschaltung 82 und über den steuerbaren Schalter 86a hin zu dem Umschalt-Potenzial V_{DD} fließen, zu dem Betrieb der Steuervorrichtung 56 beitragen. Die statische AUS-Spannung V_{EE} kann einen Spannungswert aufweisen, der geringer ist als die Schwellenspannung des halbleiterbasierten Schalters 12 und/oder einen Spannungswert aufweisen, der geringer ist als eine Referenzspannung, etwa Masse (engl.: Ground – GND), so dass eine Aktivierung des halbleiterbasierten Schalters 12 verhindert ist, wenn die statische OFF-Spannung V_{EE} über die steuerbare Widerstandsschaltung 82 und den steuerbaren Schalter 86b an den Anschluss 14 angelegt ist. In anderen Worten kann die statische OFF-Spannung V_{EE} bezogen auf GND negativ oder gleich GND sein und einen beliebigen Wert zwischen einer maximalen Emitterspannung und 0 V aufweisen.

30

Die steuerbare Spannungsquelle 84 ist ausgebildet, um Steuerbefehle von einer Ablaufsteuerung der Steuervorrichtung 56 zu empfangen. Basierend auf einer Ansteuerung der steuerbaren Schalter 86a und 86b kann das Umschalt-Potenzial V_{DD} an den Potentialknoten 27, der mit einer Eingangsseite der steuerbaren Widerstandsschaltung 82 verschaltet ist, angelegt werden, wenn der steuerbare Schalter 86a geschlossen ist. Alternativ kann, wenn der steuerbare Schalter 86b geschlossen ist, die statische OFF-Spannung V_{EE} an

35

den Potentialknoten 27 bzw. an die steuerbare Widerstandsschaltung 82 angelegt werden. An jeweils dem Spannungspotenzial V_{DD} bzw. V_{EE} abgewandten Anschluss sind die beiden steuerbaren Schalter 86a und 86b miteinander verbunden. Der Potentialknoten 27 kann ein beliebiger Punkt oder Abschnitt entlang einer elektrischen Verbindung zwischen
5 der steuerbaren Deaktivierungs-Spannungsquelle 84 und der steuerbaren Widerstandsschaltung 82 sein. Ein an den Potentialknoten 27 gelegtes Potenzial ist somit während der Deaktivierung zwischen dem über eine steuerbare Impedanz (Ioff-Control) 88 geführten Umschalt-Potenzial V_{DD} und der statischen OFF-Spannung V_{EE} zeitlich veränderlich umschaltbar .

10

Die steuerbare Widerstandsschaltung 82 weist zwei ohm'sche Widerstände $k_{2,1}$ und $k_{2,2}$ auf, die parallel zueinander verschaltet sind. Zwischen den ohm'schen Widerstand $k_{2,1}$ und die steuerbare Spannungsquelle 84 ist ein steuerbarer Schalter 22c verschaltet. Zwischen den ohm'schen Widerstand $k_{2,2}$ und die variable Spannungsquelle 84 ist ein steuerbarer Schalter 22d verschaltet, so dass basierend auf einer Ansteuerung der steuerbaren Schalter 22c und 22d zumindest drei Widerstandswerte einstellbar sind, wie es für die steuerbare Widerstandsschaltung 18 beschrieben ist.

15

20

Die steuerbare Widerstandsschaltung 82 weist einen Multiplexer 92 auf, der ausgebildet ist, um von der Steuervorrichtung 56 Steuerbefehle zur Ansteuerung der steuerbaren Schalter 22c und 22d zu empfangen. Alternativ kann die steuerbare Widerstandsschaltung 82 auch ausgebildet sein, um bezüglich eines oder aller steuerbaren Schalter 68c/68d ein Steuersignal zu erhalten.

25

30

35

Der Sensor 31 ist ausgebildet, um die Messspannung 42 bereitzustellen. Eine Vergleicherschaltung 94, die zwischen den Sensor 31 und die Steuervorrichtung 56 verschaltet ist, ist ausgebildet, um die Messspannung 42 zu empfangen und um Datensignale an die Steuervorrichtung 56 zu liefern, die Informationen bezüglich der Stromänderungsgeschwindigkeit, etwa beim Einschalten (Aktivieren) des halbleiterbasierten Schalters 12, die Stromänderung im aktiven Zustand als auch die Stromabfallgeschwindigkeit beim Deaktivieren des halbleiterbasierten Schalters aufweisen. Die Steuervorrichtung 56 ist ausgebildet, um den halbleiterbasierten Schalter 12 zumindest teilweise basierend auf der Messspannung 42 zu steuern. Hierfür kann die Vergleicherschaltung 94 zwei Komparatoren 96a und 96b aufweisen, an die die Messspannung 42 jeweils an einen ersten vergleichenden Anschluss anlegbar ist. Ein jeweils zweiter vergleichender Anschluss (Eingang) ist mit einem veränderlichen Referenzpotenzial verbindbar. Das veränderliche Referenz-

potenzial kann von Multiplexern 98a bzw. 98b bereitgestellt werden, die von der Steuervorrichtung 56 ansteuerbar sind. Die entsprechenden Datensignale, die auf den Vergleichsergebnissen basieren, werden der Steuervorrichtung 56 bereitgestellt. Die Vergleicherschaltung 94 ist somit ausgebildet, um eine Amplitude der Messspannung 42 mit von der Steuervorrichtung 56 bereitgestellten Vergleichswerten zu vergleichen. Der Sensor 31 und/oder die Vorrichtung 50 kann ferner eine Anpassungsschaltung zum Anpassen, d. h. Skalieren der Amplitude der Messspannung 42 aufweisen, etwa in Form eines Dämpfungsglieds.

Die Vorrichtung 50 weist ein Active GateClamping 102 (Active GateClamping = aktive Schaltung an dem Steueranschluss zur Verhinderung eines millerbedingten (Wieder-) Einschaltens des halbleiterbasierten Schalters 12) auf, die einen steuerbaren Schalter, beispielsweise einen Transistor, 104 umfasst, der zwischen den Anschluss 14 und die statische AUS-Spannung V_{EE} verschaltet ist, so dass, wenn der steuerbare Schalter 104 geschlossen ist, der Anschluss 14 und mithin der Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters 12 mit der statischen AUS-Spannung V_{EE} . Dies ermöglicht einen Abfluss von Ladungsträgern aus der Steuer-Kapazität und eine Verhinderung einer Überschreitung der Schwellenspannung. Alternativ kann der Transistor auch mit einem Bezugspotenzial, beispielsweise 0V oder Masse (Masse = Ground – GND) verschaltet sein.

Der steuerbare Schalter 104 ist ausgebildet, um basierend auf einem Spannungsabfall eines parallel zu dem steuerbaren Schalter 104 geschalteten Widerstands R_s gesteuert zu werden, wobei zwischen den (Sensor-)Widerstand R_s und einen Steuer-Eingang des steuerbaren Schalters 104 ein Tiefpassfilter (engl.: Lowpass Filter – LPF) 106 angeordnet ist, das ausgebildet ist, um kurzfristige Spannungseinbrüche zu filtern. Ein Spannungsabfall über dem Sensorwiderstand R_s kann zu einem Schließen des steuerbaren Schalters 104 führen. In Abhängigkeit der dynamischen Spannungsdifferenz zwischen dem Anschluss 14 und dem Knoten 78 kann der Pfad über die Active GateClamp 102 hochohmig oder entsprechend niederohmig sein. Je stärker die Abweichung zwischen einer Spannung an dem Anschluss 14 und dem Knoten 78 ist, desto niederimpedanter wird die Active GateClamp, d. h., der Shuntpfad 102, und wirkt somit millerbedingtem Spannungsanstieg am Gate entgegen. Die Active GateClamp ist konfiguriert, um ggf. nur während des Deaktivierungsvorgangs wirksam zu sein, so dass ein Einschalten (Aktivierung) des halbleiterbasierten Schalters 12 zu diesen Zeiten verhindert ist. Dies ermöglicht die Vermeidung von Miller-bedingten Wiedereinschalten des halbleiterbasierten Schalters 12. Das Tiefpassfilter 106 ermöglicht, dass lediglich kurze Störungen, etwa durch Umschaltvor-

gänge des halbleiterbasierten Schalters 12 oder Ähnliches ausgefiltert werden und so ein ungewolltes Kurzschließen des Steuer-Anschlusses verhindert ist. Ferner ist das Tiefpassfilter 106 bzw. der Sensorwiderstand 104 mit einer Überwachungseinrichtung (Vge/Vgs-Monitor) 122 verschaltet, die eine Detektion des Potentials Anschluss 14 mittels der Steuervorrichtung 56 ermöglicht.

Mit dem Anschluss 14 ist ein erster Anschluss eines steuerbaren Schalters (ActiveOff) 108 verschaltet. Ein zweiter Anschluss des steuerbaren Schalters 108 ist mit dem Bezugspotenzial verbunden. Die Steuervorrichtung 56 ist ausgebildet, um den steuerbaren Schalter 108 anzusteuern, so dass basierend auf der Ansteuerung der Anschluss 14 mit dem Bezugspotenzial bzw. der statischen AUS-Spannung V_{EE} verbindbar ist. Beispielsweise kann, wenn die Steuer-Spannung des halbleiterbasierten Schalters 12 während der Deaktivierung einen konfigurierten Schwellwert unterschreitet, die Steuervorrichtung 56 ausgebildet sein, um den steuerbaren Schalter 108 anzusteuern, um so den Steuer-Anschluss kurzzuschließen. Als ein derartiger Schwellwert kann beispielsweise ein Spannungspegel der Steuer-Spannung definiert sein, bei dem der Ausschaltvorgang (Deaktivierung) abgeschlossen ist. Dies ermöglicht die Reduzierung der Steuer-Spannung durch ein weiteres Entladen der Steuer-Kapazität, etwa um die Störreserve des halbleiterbasierten Schalters 12 zu erhöhen. Eine Störung kann beispielsweise durch eine variierende Spannung an dem Anschluss 14 oder dem Knoten 78 erfolgen, beispielsweise durch eine elektromagnetische Einkopplung. Gleichzeitig ermöglicht eine solche Struktur das Abschalten des halbleiterbasierten Schalters auf die statische Ausspannung V_{EE} , so dass in diesem Fall das Abschalten unter Umgehung des Deaktivierungspfades 52 ermöglicht ist. Die Quellenspannung V_{CC} ist in diesem Fall als Gegenkopplungspotential nutzbar. Alternativ kann der steuerbare Schalter 108 auch mit dem Bezugspotential GND verbunden sein.

Die Vorrichtung 50 umfasst ferner einen ersten Gegenkopplungszweig 112 (Active di/dtoff-Clamp = Aktive di/dt-Aus-Klemmung), der ausgebildet ist, um die Stromsteilheit des Leistungsstroms, der durch den Schalter 12 fließt, während der Deaktivierungsphase zu begrenzen. Der Gegenkopplungszweig ist an einem Steuereingang mit der Messspannung 42 des Sensors 31 verbunden. Eine erhöhte Stromabfallgeschwindigkeit (Stromänderungsgeschwindigkeit außerhalb des Regebereichs) während einer Deaktivierungsphase kann zu einem reduzierten Potenzialwert der Messspannung 42 führen. Für eine maximal zulässig und/oder eine gewünschte Stromabfallgeschwindigkeit, die oberhalb der Sollgröße des Regelbereiches im Normalbetrieb liegt, kann ein entsprechender Schwell-

wert der Messspannung 42 bestimmbar sein. Basierend auf dem entsprechenden Schwellwert kann eine Auslegung einer Zener-Diode 114 erfolgen, die in den ersten Gegenkopplungspfad 112 zwischen die Messspannung 42 und einen Steuer-Anschluss eines Transistors 115 verschaltet ist.

5

Überschreitet die Stromabfallgeschwindigkeit den Schwellwert, sinkt die Ausgangsspannung des di/dt-Sensors 31 unter den Grenzwert. Dadurch wird die Zener-Diode 114 leitfähig und die Gegenkopplung wird mittels eines leitenden Zustandes des Transistors 115 aktiv. Das bedeutet, dass das Umschalt-Potenzial V_{CC} über einen ohm'schen Widerstand R an den Anschluss 14 angelegt wird. Der Stromabfall an dem Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters 12 kann somit durch Einspeisen eines Steuer-Stroms (Gate-Strom) der Active di/dt-Off-Clamp reduziert sein, so dass die Stromabfallgeschwindigkeit sinkt. In anderen Worten besteht die di/dt-Off-Clamp aus einem Transistor mit Widerstand R, der gegen die Spannungsquelle V_{CC} der Treiberendstufe geschaltet ist. Als Ansteuerquelle dient der di/dt-Sensor 31. Der Transistor 115 kann mithin als Begrenzungsschalter zur Begrenzung der Stromänderungsgeschwindigkeit während des Deaktivierungsvorgangs bezeichnet werden.

Ferner umfasst die Vorrichtung 50 einen zweiten Gegenkopplungszweig (Active di/dt-on-Clamp = Aktive di/dt-Aus-Klemmung) 116, der ausgebildet ist, um eine Stromänderungsgeschwindigkeit, etwa während der Aktivierungsphase, zu begrenzen. Während eines Fehlerfalls, beispielsweise im Falle eines Fehlers in der Ablaufsteuerung der Steuervorrichtung 56 oder Fehlerfällen im Lastkreis des Leistungsschalters, d. h. des halbleiterbasierten Schalters 12, die zu Stromänderungsgeschwindigkeiten deutlich oberhalb des definierten Sollwertes führen, ist der Gegenkopplungszweig 116 ausgebildet, um als Gegenkopplungszweig die Stromsteilheit zu begrenzen. Im Gegensatz zur Normalsteuerung (Steuerung im Normalfall) geschieht dies verlustbehaftet. Der Gegenkopplungszweig 116 umfasst einen Transistor 119 mit einem ohm'schen Widerstand R, der gegenüber der statischen OFF-Spannung V_{EE} der Treiberendstufe geschaltet ist. Als Ansteuerquelle kann der di/dt-Sensor 31 nutzbar sein. Überschreitet die Stromänderungsgeschwindigkeit einen Schwellwert, steigt die Ausgangsspannung des Sensors 31 über einen Grenzwert, auf dem basierend eine Zener-Diode 118 ausgelegt ist. Dadurch wird die Zener-Diode 118 und mithin der Transistor 119 leitfähig und die Gegenkopplung wird aktiv. Die statische OFF-Spannung ist in diesem Fall als Gegenkopplungspotential nutzbar. Die Gate-Stromänderung wird nun durch Abführen eines Teils des Gate-Stroms in die di/dt-On-Clamp (Gegenkopplungszweig 116) reduziert und die Stromänderungsgeschwindigkeit

sinkt. Somit kann die Active-di/dt-On-Clamp als eine übergeordnete Schutzinstanz bezeichnet werden, die Teil des Sicherungskonzeptes ist.

Die Vorrichtung 50 umfasst ferner den Spannungs-Monitor (Vge/Vgs-Monitor) 122, der ausgebildet ist, um die Steuer-Spannung (Gate-Spannung) bzw. die Spannung an einem dem Steuer-Anschluss abgewandten Anschluss des Sensorwiderstands R_s zu erfassen und mit einem von der Steuervorrichtung 56 bereitgestellten Schwellwert zu vergleichen. Der Spannungs-Monitor 122 ist ausgebildet, um ein Differenzsignal basierend auf dem Vergleich bereitzustellen und an die Steuer-Vorrichtung 56 zu liefern.

Dafür kann der Spannungs-Monitor 122 beispielsweise eine Komparatorschaltung aufweisen, die ausgebildet ist, um die Steuer-Spannung mit einer statischen Schwelle zu vergleichen. Die statische Schwelle kann beispielsweise die Schwellenspannung (Threshold-Spannung) des halbleiterbasierten Schalters 12 sein. Die Schwellenspannung kann während des Betriebs, das heißt zur Laufzeit veränderbar sein. Somit kann der Spannungs-Monitor ausgebildet sein, um zu überprüfen, ob die Gate-Threshold-Spannung unterschritten wird. Die Steuervorrichtung 56 kann ausgebildet sein, um basierend auf dem von dem Spannungs-Monitor 122 bereitgestellten Signal den steuerbaren Schalter 108 zu steuern. Dies ermöglicht, dass ein ungewolltes (Wieder) Aufsteuern, d. h. eine Aktivierung, des halbleiterbasierten Schalters 12 durch einen Spannungsanstieg über den halbleiterbasierten Schalter 12 verhindert wird. Der Spannungsanstieg kann über die Millerkapazität das Gatepotential des halbleiterbasierten Schalters 12 erhöhen.

Nachfolgend wird Bezug genommen auf Funktionen der Steuervorrichtung 56, die als Funktionsblöcke in einem schematischen Blockschaltbild dargestellt sind. Die Steuervorrichtung 56 kann beispielsweise als eine digital programmierte Schaltung, etwa in Form eines digitalen Signalprozessors (DSP) eines programmierbaren Gatter-Arrays (PGA) oder in Form eines Mikroprozessors vorliegen.

Die Steuervorrichtung 56 umfasst eine Eingangsschnittstelle 124 (Eingangssignalinterface), die als RX-IF bezeichnet ist. Die Eingangsschnittstelle 124 ist ausgebildet, um Ansteuerbefehle zu empfangen, beispielsweise von einer übergeordneten Steuerungseinheit 126. Die übergeordnete Steuerungseinheit 126 kann galvanisch getrennt von der Vorrichtung 50 und/oder der Steuervorrichtung 56 sein. Die Ansteuerbefehle können beispielsweise als pulswidenmoduliertes (PWM)-Signal empfangen werden. Die Ansteuerbefehle können über einen Empfangskanal beispielsweise als 1-Bit-Datenstrom empfangen wer-

den, um beispielsweise eine EIN-AUS-Information zu empfangen. Alternativ kann der Empfangskanal auch Symbole mit mehr als einem Bit umfassen.

Die Übertragung und mithin der Empfang der Ansteuerbefehle an der Eingangsschnittstelle 124 kann optisch mittels einer optischen Schnittstelle erfolgen. Hierfür kann die Eingangsschnittstelle die optische Schnittstelle aufweisen. Dies ermöglicht eine galvanische Trennung zu der übergeordneten Schnittstelle 126. Eine optische Datenübertragung ermöglicht ferner eine Überlagerung des Datenstroms mit Zusatzinformationen von der übergeordneten Steuerungseinheit 126, beispielsweise einer Hauptsteuerung zu der digital gesteuerten aktiven Gate-Treiber-Einheit (engl.: Digital Controlled Active Gate Drive Unit – DCAGDU). Die überlagerte Zusatzinformation kann zur Laufzeit, innerhalb der PWM-EIN Botschaft als n-Bit-Datenstrom moduliert werden. Auf diese Weise können Parameteranpassungen, wie beispielsweise die aktuelle Zwischenkreisspannung, mit der die Vorrichtung 50 verbunden ist, mit übertragen werden. Alternativ kann die Übertragung auch mittels elektrischer Signale erfolgen.

Derartige Informationen können von der Steuervorrichtung 56 verwendet werden, um die Einschalt- bzw. Abschaltsequenz im Bereich der du/dt -Phasen anzupassen. Es können aber auch andere Informationen zur Anpassung der Schaltsequenzen zur Laufzeit übertragen werden. Ferner kann die Eingangsschnittstelle 124 ausgebildet sein, um eine sogenannte Watchdog-Funktion, d. h. eine Funktionalitätsüberprüfung durch die Primärseite (übergeordnete Steuerung 126) zu implementieren. Das bedeutet, dass die übergeordnete Steuerung 126 ausgebildet sein kann, um, wenn das PWM-Signal nicht oder nur teilweise empfangen wird, eine Fehlfunktion der Steuervorrichtung 56 bzw. der Übertragungstrecke festzustellen. Die überlagerte Information kann beispielsweise durch einen 8-Bit-Wert innerhalb der PWM-Signale implementiert werden. Ein realisiertes Protokoll kann beispielsweise zwei Funktionen aufweisen.

Eine erste Funktion kann eine Steuerinformation umfassen. Hierfür kann die übergeordnete Steuerung 126 ein primärseitiges Schaltkommando EIN oder AUS zur GCU übertragen. Eine zweite Funktion kann eine Übermittlung eines aktuellen Werts der Zwischenkreisspannung (UZK), die an dem halbleiterbasierten Schalter anliegen kann, während dem EIN-Kommando in Echtzeit umfassen. Dieser kann von der GCU verwendet werden um die Spannungsänderungsgeschwindigkeit zu bestimmen und entsprechend anzupassen. Daneben erfolgt eine implizite Watchdog-Funktion der Primärseite, indem überwacht wird, ob das primärseitige PWM-Muster permanent erzeugt wird.

Der Ablauf ist bspw. folgendermaßen:

5 Der primärseitige Modemcontroller erhält das Einschaltsignal der Steuerung sowie einen digitalisierten Wert für die Höhe der Zwischenkreisspannung. Aus diesen Werten wird das entsprechende PWM-Muster generiert. Die Periodendauer des PWM-Signals ist identisch und muss kürzer als die sekundärseitige Kurzimpulsunterdrückungszeitkonstante sein. Zunächst wird ein statisch EIN-Signal gesendet, bis der sekundärseitige Rückmeldekanal nach Durchlauf der Kurzimpulsunterdrückung ein EIN-Signal zurücksendet. Ab jetzt wird
10 vom Modemsender ein LOW-HIGH-Muster mit fester Periodendauer gesendet. Das Verhältnis von HIGH zu LOW ist proportional der Höhe der Zwischenkreisspannung. Bei einem 8Bit-Digitalwert ergeben sich entsprechend folgende Grenzwerte:

15 $UZK = 0 \rightarrow t_{low}/t_{high} = 1/255$; $UZK = 0,5 \cdot UZK_{max} \rightarrow t_{low}/t_{high} = 127/128$; $UZK = UZK_{max} \rightarrow t_{low}/t_{high} = 255/1$.

Die Abschaltsignalisierung erfolgt abhängig vom aktuellen PWM-Abschnitt. Ist aktuell ein HIGH-Abschnitt aktiv, so wird das Modem statisch auf LOW wechseln. Mit der Bestätigung des Rückmeldesignals nach Ablauf der Kurzimpulsunterdrückung ist die Modemsequenz erfolgreich beendet und erlaubt neue Ein-Befehle.
20

Ist aktuell ein LOW-Abschnitt aktiv, so wechselt das Modem von LOW auf statisch HIGH. Das sekundärseitige Rückmeldesignal erkennt den statisch HIGH-Zustand nach Ablauf der Kurzimpulsunterdrückung und wechselt auf LOW. Damit geht auch der Modemausgang statisch auf LOW und erlaubt neue EIN-Befehle.
25

Die Steuervorrichtung 56 weist ferner eine Ausgangssignalschnittstelle (Ausgangssignalschnittstelle) 128 auf, die als TX-IF gekennzeichnet ist. Die Ausgangssignalschnittstelle kann ausgebildet sein, um ein aktives Signal zur primärseitigen Steuerinstanz, d. h. der übergeordneten Steuerungseinheit 126 zu senden, beispielsweise wenn ein Fehlerzustand, wie etwa Unterspannung, Timeout, Kurzschluss oder Übertemperatur, erkannt wurde. Die Steuervorrichtung 56 ist ausgebildet, um einen derartigen Fehlerzustand mittels einer internen Überwachung zu bestimmen.
30

35 Alternativ kann die Ausgangssignalschnittstelle 128 ausgebildet sein, um die entsprechende Signalübertragungsstrecke hin zu der übergeordneten Steuerungseinheit 126 als

Watchdog der Sekundärseite (d. h. der Vorrichtung 50) zu implementieren. Beispielsweise kann permanent ein wechselndes On/Off-Signalmuster von der Ausgangsschnittstelle 128 gesendet werden, um zu signalisieren, dass die DCAGDU aktiv ist, d. h. die Vorrichtung 50 operabel ist. Im Fehlerfall kann ein permanentes Fehlersignal gesendet werden. Alternativ kann das Fehlersignal auch intervallweise oder einmalig gesendet werden. Alternativ kann die Ausgangssignalschnittstelle 128 ausgebildet sein, um in einem deaktivierten Zustand der Vorrichtung 50 das Signal mit einer konstanten Polarität und/oder einem konstanten Intensitätspegel zu senden, so dass das Signal ebenfalls statisch bzw. konstant bleibt.

Alternativ kann die Ausgangssignalschnittstelle 128 ausgebildet sein, um ein Rückmeldesignal (Feedback) der Eingangssignalschnittstelle 124 zu senden. Beispielsweise kann die Ausgangssignalschnittstelle ausgebildet sein, um, wenn kein PWM-Signal an der Eingangssignalschnittstelle 124 anliegt, ein statisches "GUT"-Signal zu senden, um so zu signalisieren, dass kein Fehler erkannt ist. Im Fehlerfall kann die Ausgangssignalschnittstelle 128 ausgebildet sein, um ein Fehlersignal (SCHLECHT- oder BAD-Signal) zu senden. Trifft ein PWM-EIN-Signal an der Eingangssignalschnittstelle 124 ein, kann das Feedback-Signal nach der Signaldurchlaufkette (Signalverarbeitung) von der Ausgangssignalschnittstelle 128 so gesendet werden, dass das entsprechende Signal einen Pegelwechsel oder einen Polaritätswechsel aufweist, um zu signalisieren, dass das PWM-Signal eingetroffen ist und verarbeitet wird.

Vorteilhaft daran ist, dass die übergeordnete Steuerungseinheit 126 ausgebildet sein kann, um basierend auf einer Zeitdifferenz zwischen einem Signal, das zu der Vorrichtung 50 gesendet wird und einem Signal, das von der Vorrichtung 50 basierend darauf erhalten wird, eine Signallaufzeit in Echtzeit zur Laufzeit zu ermitteln und beispielsweise bei Parallelschaltung von Leistungsschaltern, d. h. mehreren Vorrichtungen 10, 20 und/oder 50, Anpassungen zur Synchronisation der PWM-Signale durchzuführen sind. Alternativ oder zusätzlich können während einer PWM-AUS-Phase, d. h. während ein Befehl zur Deaktivierung des halbleiterbasierten Schalters 12 empfangen wird, zusätzlich Statusinformationen der Treiberseite als serieller Datenstrom übertragen werden.

Die Steuervorrichtung 56 umfasst ferner eine Registerdatenbank (TimingConfig Register = Zeitglied-Konfigurations-Register) 132, beispielsweise in Form eines Speichers, die Steuerzeiten für die dynamischen Schaltphasen teilweise oder vollständig aufweist. Die Steuerzeiten können beispielsweise als Basiskonfiguration bzw. als Kriterium für eine Zeit-

überschreitung (engl.: Timeout) von der Steuervorrichtung 56 für die Ablaufsteuerung von Umschaltvorgängen verwendet werden. Die Steuerzeiten können als Konfigurationsdaten innerhalb einer Programmierung der Steuervorrichtung 56 eingespielt, d. h. gespeichert werden. Alternativ oder zusätzlich können die Steuerzeiten während eines Betriebs, d. h. zur Laufzeit, etwa des PWM-Protokolls von der übergeordneten Steuerungseinheit 26 (Primärseitensteuerung) verändert oder ersetzt werden. Die Steuervorrichtung 56 ist ausgebildet, um die Steuerzeiten einzelner Schaltabschnitte bei Umschaltvorgängen je nach Betriebspunkt nachzuregeln, d. h. eine selbstständige Anpassung der Steuerzeiten vorzunehmen.

Die Registerdatenbank 132 ist logisch mit der Eingangssignalschnittstelle 124 verbunden und ausgebildet, um von dieser Informationen zu erhalten.

Die Steuervorrichtung 56 umfasst ein Statusregister in Form einer Registerdatenbank (Status Register) 134. Das Statusregister 134 ist mit der Ausgangssignalschnittstelle 128 gekoppelt und ausgebildet, um dieser Informationen bereitzustellen.

In dem Statusregister 134 können Zustandsinformationen der Vorrichtung 50, d. h. der DCAGDU, gespeichert werden. Dies können beispielsweise Parameter zur Erkennung von Unterspannungsfehlern, von Timeouts der Ablaufsteuerung (Protokoll der Steuervorrichtung 56), Überstrom- und/oder Kurzschlussfehler sein. Die Steuervorrichtung 56 kann ausgebildet sein, um über den Rückmeldepfad, d. h. die Ausgangssignalschnittstelle 128 ein entsprechendes Zustandssignal an die Primärseitensteuerung 126 zurückzumelden. Alternativ kann die Steuervorrichtung 56 ausgebildet sein, um der übergeordneten Steuerungseinheit 126 detaillierte Informationen zu übermitteln, etwa in Form eines seriellen Statusdatenstroms.

Die Steuervorrichtung 56 umfasst eine Funktionseinheit zur Fehlerbehandlung (ErrorHandler) 136. Diese ist ausgebildet, um im Falle eines Überstroms und/oder eines Kurzschlusses bzw. einer Unterspannung einen sicheren Zustand der Vorrichtung 50 einzustellen. Die Quittierung eines Fehlers kann beispielsweise durch ein "AUS"-Signal erfolgen, das über das PWM-Eingangssignal übertragen und an der Eingangssignalschnittstelle 124 empfangen wird. Alternativ oder zusätzlich kann die Quittierung derart erfolgen, dass beispielsweise das AUS-Signal (OFF-Signal) eine definierte Zeitdauer anliegen muss. Ein derartiges Quittierungs-Timeout (Zeitdauer des Signalpegels) kann frei definiert werden, bspw. zu mehr als 100 ns, mehr als 1 ms oder mehr als 10 ms oder auch länger.

Die Steuervorrichtung 56 umfasst einen Funktionsblock (Config Vge/Vgs-Monitor) 138 zur Konfiguration des Vge/Vgs-Monitors 122. Der Config Vge/Vgs-Monitor 138 ist ausgebildet, um dem Vge/Vgs-Monitor 122 die definierten Schwellwerte bereitzustellen, das bedeutet
5 entsprechende Informationen an diesen zu übermitteln. Dies kann in Form eines digitalen Signals erfolgen, das von einem DAC des Vge/Vgs-Monitors 122 in eine analoge Vergleichsspannung $Ref\ V_{ge,th}$ umgewandelt werden kann. Der Vge/Vgs-Monitor 122 ist ausgebildet, um basierend auf dem erhaltenen Signal einen bestimmten Schwellwert an
10 einem Differenzverstärker oder einer vergleichbaren Schaltung einzustellen und die Gate-Spannung bezüglich einer Überschreitung oder Unterschreitung des Schwellwertes zu vergleichen und die Überschreitung oder Unterschreitung an einen Funktionsblock zur digitalen Überwachung der Gate-Ansteuerspannung (Sens Vge/Vgs-Monitor) 142 bereit-
zustellen.

15 Der Schwellwert kann beispielsweise über ein Zuschalten einer festen oder variablen Referenzspannung an dem Vge/Vgs-Monitor 122 erzeugbar sein. Alternativ kann die Schwellerzeugung variabel durch Generierung eines PWM-Tastverhältnisses in Kombination mit einem daran angeschlossenen Tiefpass und Funktion eines DACs erfolgen. Damit kann der Analogwert der erfassten Gate-Spannung in diskreten Stufen erfasst werden.

20 Die Steuervorrichtung 56 umfasst den Funktionsblock Sens Vge/Vgs-Monitor 142 zur digitalen Überwachung der Gate-Ansteuerspannung. Dieser ist ausgebildet, um ein von dem Vge/Vgs-Monitor 122 übermitteltes Signal zu empfangen und um so den digitalen Schwellwert zu überwachen. Eine Information, beispielsweise beruhend auf einem Vergleich " $V_{gs}/V_{ge} < Ref\ V_{ge,th}$ " kann einem Funktionsblock "Active Off-Controller" 144 be-
25 bereitgestellt werden. Der Active Off-Controller 144 ist ausgebildet, um den steuerbaren Schalter 108 zu steuern. Alternativ oder zusätzlich kann der Sens Vge/Vgs-Monitor 142 ausgebildet sein, um die Threshold-Spannung, ab der der halbleiterbasierte Schalter 12 beginnt, Strom zu führen, zu ermitteln. Dies kann mittels einer Auswertung der von dem
30 Vge/Vgs-Monitor 122 bereitgestellten Ausgangssignale, basierend auf den veränderlichen Schwellwerten, erfolgen. Der Sens Vge/Vgs-Monitor 142 kann somit mit dem Config Vge/Vgs-Monitor 122 einen Analog-Digital-Umsetzer (Analog to Digital Converter – ADC) bilden.

35 Die Steuervorrichtung 56 umfasst ferner den mit dem Funktionsmodul 142 gekoppelten

Active Off-Controller 144. Der Active Off-Controller 144 ist ein Aktuatormodul zur Ansteuerung des steuerbaren Schalters 108. Wird von der Steuervorrichtung 56 ein Unterschreiten der Gate-Spannung unter die definierte Schwelle erkannt, kann die Steuervorrichtung 56 eine Aktivierung des Active Off 108 (Kurzschließer) auslösen, der direkt an dem Gate-Signal, d. h. dem Steuer-Anschluss angebunden ist, d. h. damit verschaltet ist. Damit kann ein ungewolltes (Wieder) Aufsteuern des halbleiterbasierten Schalters 12, etwa durch du/dt -Einkopplung verhindert werden.

Die Steuervorrichtung 56 umfasst ein Konfigurationsmodul Config di/dt -Monitor 146, das ausgebildet ist, um den di/dt -Monitor 94 zu konfigurieren, d. h. diesem die Vergleichswerte bereitzustellen. Der Config di/dt -Monitor 146 ist ausgebildet, um die Multiplexer 98a und 98b einzustellen und so die Vergleichsschwellen der Komparatoren 96a und 96b zu verändern.

Der di/dt -Monitor 94 ist ausgebildet, um bidirektional sowohl die Stromänderungsgeschwindigkeit beim Einschalten (Aktivieren) des halbleiterbasierten Schalters 12, die Stromänderung im eingeschalteten Zustand als auch die Stromabfallgeschwindigkeit beim Ausschalten (Deaktivieren) des halbleiterbasierten Schalters 12 zu erfassen bzw. zu überwachen. Der Config di/dt -Monitor 146 ist ausgebildet, um die Referenzschwellen des di/dt -Monitors 94 dynamisch zu verändern.

Die Steuervorrichtung 56 umfasst ferner einen Überwachungs-Funktionsblock Sens di/dt -Monitor 148, der mit dem Config di/dt -Monitor 146 gekoppelt ist. Der Sens di/dt -Monitor ist ausgebildet, um die Vergleichsergebnisse des di/dt -Monitors 94 zu empfangen und mithin um die Stromänderungsgeschwindigkeit (di/dt) zweistufig zu überwachen. Die Steuervorrichtung 56 ist ausgebildet, um mittels des Sens di/dt -Monitors 148 einen Zeitpunkt, zu dem sich der Stromfluss in dem halbleiterbasierten Schalter 12 ändert (Stromänderungsbeginn), einen Kurzschluss im aktiven Zustand des halbleiterbasierten Schalters 12 sowie den Sollwert der Stromänderungsgeschwindigkeit während der Aktivierung (Einschalten) und der Deaktivierung (Abschalten) des halbleiterbasierten Schalters 12 zu erfassen.

Die Steuervorrichtung 56 umfasst einen Funktionsblock Config VonMid 152, der ausgebildet ist, um den DAC 62 der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 58 zu steuern bzw. diesem ein zu wandelndes Digitalsignal bereitzustellen. Der Funktionsblock Config VonMid 152 kann somit als digitale Konfiguration einer Steuer-Spannung für eine stufenweise Anpassung der Stromänderungsgeschwindigkeit während des Aktivierungsvor-

gangs beschrieben werden. Basierend auf einer stufenweisen Ansteuerung des DACs 62 zur stufenweisen Verstellung der Vergleichsspannung des Differenzverstärkers 64 kann somit auch eine Spannung der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 58 eingestellt werden. Ein von der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle 58 vorgegebener Sollwert kann durch einen Schwellwert des di/dt-Monitors 94 bestimmt werden, der einen Sollzustand mit dem Ist-Zustand abgleicht. Beispielsweise kann der Funktionsblock Config VonMid ausgebildet sein, um eine derartige Steuer-Spannung in 256 Stufen (8 Bit) im Bereich oberhalb der Gate-Threshold-Spannung und der statischen Gate-On-Spannung bzw. der Quellenspannung V_{CC} zu verstellen. Dies ermöglicht eine Regelung des Gate-Stroms und damit der Stromänderungsgeschwindigkeit des halbleiterbasierten Schalters 12 bzgl. des vorgegebenen Sollwerts je nach Betriebspunkt. Alternativ kann auch eine variable Ausgangsspannung der Aktivierungs-Spannungsquelle 58 dadurch erhalten werden, dass ein konstantes Spannungspotenzial mit einem variablen Ausgangswiderstand verschaltet wird.

Ist die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle 58 bspw. ausgebildet, um ein konstantes Spannungspotenzial mit variablen Ausgangswiderständen zu versehen, kann der Funktionsblock Config VonMid 152 ausgebildet sein, um den Ausgangswiderstand stufenweise einzustellen, beispielsweise in 128, 256 oder 512 bzw. mehr Stufen. Alternativ oder zusätzlich kann, wenn die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle 58 sowohl eine stufenweise verstellbare Ausgangsspannung als auch einen stufenweisen verstellbaren Ausgangswiderstand aufweist, der Funktionsblock Config VonMid 152 ausgebildet sein, um sowohl das Spannungspotenzial als den Ausgangswiderstand stufenweise zu verändern.

Die Steuervorrichtung 56 weist ferner einen Konfigurationsblock Config Ioff 154 auf, der ausgebildet ist, um die steuerbare Impedanz 88 einzustellen. Dies kann beispielsweise über eine digitale Konfiguration der steuerbaren Impedanz 88 (Stromsenke) für eine stufenweise Anpassung der Stromabfallgeschwindigkeit während des Deaktivierungsvorgangs an einen definierbaren Sollwert erfolgen. Der Sollwert kann durch einen Schwellwert des di/dt-Monitors 94 bestimmbar sein. Der Funktionsblock Config Ioff 154 ist ausgebildet, um die steuerbare Impedanz 88 mittels einer Steuer-Spannung, die in bspw. 256 Stufen im Bereich unterhalb der statischen Gate-On-Spannung und einer Spannung oberhalb der Gate-Threshold-Spannung einzustellen. Alternativ kann der Funktionsblock Config Ioff ausgebildet sein, um die Steuer-Spannung in einer von 256 verschiedenen Anzahl von Stufen zu variieren, beispielsweise 128, 512, 1024 oder höher. Damit kann ein

Gate-Widerstand (R_{goff}) und damit die Stromabfallgeschwindigkeit je nach Betriebspunkt an den Sollwert geregelt werden.

5 Ferner umfasst die Steuervorrichtung 56 einen Funktionsblock zur zentralen Ablaufsteuerung (FSM Closed Loop ON-Control/OFF-Control) 156. Die zentrale Ablaufsteuerung 156 ist ausgebildet, um Informationen von dem TimingConfig Register 132 zu erhalten und dessen Informationen zu aktualisieren, um Informationen von dem ErrorHandler 136 zu erhalten, um dem Statusregister 134 Informationen bereitzustellen, um den Funktionsblock Config di/dt-Monitor 146 zu steuern, um Informationen von dem Modul Sens di/dt-Monitor 148 zu erhalten und um die Funktionsblöcke Config VonMid 152 und Config Ioff 154 zu steuern. Die zentrale Ablaufsteuerung 156 ist ferner ausgebildet, die steuerbaren Schalter 68a und 68b zu steuern, um die steuerbaren Schalter 75a und 75b und mithin die steuerbare Widerstandsschaltung 74 zu steuern, um die steuerbaren Schalter 22c und 22d und mithin die steuerbare Widerstandsschaltung 82 zu steuern und um die steuerbare Spannungsquelle 84 zu steuern.

Die zentrale Ablaufsteuerung 156 ist dabei ausgebildet, um basierend auf einer Ist-Wert-Analyse eines gegenwärtigen Zeitintervalls, beispielsweise eine derzeitige Stromanstiegsgeschwindigkeit oder eine derzeitige Stromabfallgeschwindigkeit Sollwerte für eine nächste Schaltperiode zu bestimmen bzw. um in der gegenwärtigen Schaltperiode die Sollwerte basierend auf den Ist-Werten der vorangegangenen Schaltperiode zu bestimmen. Eine Schaltperiode kann beispielsweise eine Zeitdauer von weniger als 50 ns, weniger als 100 ns oder weniger als 200 ns aufweisen. In anderen Worten ist die zentrale Ablaufsteuerung 156 ausgebildet, um die Ansteuerung der Endstufen für die Einschaltsequenz, die Ausschaltsequenz, die feste und variable Einschaltspannung sowie die feste Ausschaltspannung, die variable Abschaltimpedanz, die Konfiguration des di/dt-Monitors und die dynamische Änderung der Ansteuerzeiten auszuführen. Ausgeführt ist sie bspw. als nachlaufende digitale Regelschleife. Die digitale Regelschleife kann einen direkten Durchgriff aufweisen, so dass ein Sequenz- oder Zeitabschnitt bereits in der laufenden Periode (k) angepasst werden kann. Da es gerade für schnelle Schaltvorgänge im 100 nsec-Bereich schwer möglich ist, eine unmittelbare Regelung der Schaltverläufe zu realisieren, kann hier der Ansatz der nachgeführten Regelung mit direktem Durchgriff verwendet werden. Das bedeutet, dass in der Schaltperiode k alle Regelparameter gemäß des Schaltverhaltens in Schaltperiode $k-1$ angepasst und in der Schaltperiode k für die Steuerung verwendet werden. Entsprechend der Regelabweichung für das di/dt sowie der Zeitpunkte (Timings) für die Steuer-Abschnitte werden die Regelparameter verändert

und für die nächste Schaltperiode $k+1$ verwendet. Die Timings können basierend auf dem direkten Durchgriff bereits für die aktuelle Schaltperiode k angepasst werden. Die Regelparameteranpassung erfolgt unabhängig sowohl für die Einschaltsequenz als auch für die Ausschaltsequenz.

5

- In anderen Worten: Die VonMid-Control 58 stellt die Ausführungseinheit eines Config VonMid-Moduls 142 dar und regelt die Stromänderungsgeschwindigkeit in der Einschaltphase nach. Es wird hier bspw. der Ansatz der verstellbaren Quellspannung mit fixem Widerstand R_{gon} verwendet. Bekanntlich lässt sich die Stromänderungsgeschwindigkeit im aktiven Bereich durch die Spannungsänderungsgeschwindigkeit der Gate-Spannung einstellen. Diese ist somit über die Veränderung des Gate-Steuerstroms in diesem Zeitabschnitt variierbar. Der Gate-Strom kann daher bei festem Widerstand R_{gon} durch Veränderung der treibenden Quellspannung beeinflusst werden. Durch die Rückmeldung des di/dt -Monitors 94 während der letzten Einschaltflanke wurde ermittelt ob die Stromänderungsgeschwindigkeit größer als der Sollwert war oder kleiner. War der Ist-Wert kleiner wird die Steuer-Spannung für den di/dt -Abschnitt um mindestens eine Stufe erhöht. Damit erfolgt im nächsten Einschaltabschnitt eine Erhöhung des Gate-Stroms und damit eine Erhöhung der Stromänderungsgeschwindigkeit.
- Wurde in der letzten Einschaltflanke hingegen eine Stromänderungsgeschwindigkeit größer als der Sollwert ermittelt, wird die Steuer-Spannung für den di/dt -Abschnitt um mindestens eine Stufe verringert. Damit erfolgt im nächsten Einschaltabschnitt eine Verringerung des Gate-Stroms und damit eine Verringerung der Stromänderungsgeschwindigkeit.
- In einer Ausführungsvariante erfolgt die Steuer-Spannungsanpassung mittels eines digital verstellbaren Spannungsreglers. Dessen Ausgangsspannung wird bspw. in 256-Stufen vom Digitalen Reglerkern (Digital Core), d. h. der Steuervorrichtung 56 nach Durchlauf jeder Einschaltflanke neu berechnet und angepasst.
- Die VOn-Control 66 stellt entsprechend dem Einschaltabschnitt die erforderliche Treiber-Spannung der Gate-On Pfade ein. Bis zum Ende der di/dt -Phase während der Einschaltflanke stellt Von-Control die dynamisch verstellbare Steuer-Spannung VonMid an die Ansteuerpfade. Danach wird auf die statische On-Spannung VCC umgeschaltet und das Gate über die entsprechenden Ansteuerpfade mit dieser Spannung betrieben.

35

Es ist damit auch möglich die Ansteuerendstufe komplett spannungsfrei zu setzen und somit ungewolltes Einschalten des Leistungsschalters durch Fehler in den nachgelagerten Ansteuerpfaden zu verhindern.

- 5 Die ROn-Control 76 stellt entsprechend dem aktuellen Einschaltabschnitt die dafür passende Widerstandspfadkonfiguration ein. In einer ersten Ausführungsvariante besteht diese aus zwei parallelen schaltbaren Widerstandspfaden mit festen Werten. Damit ergeben sich prinzipiell 4 Konfigurationsmöglichkeiten. Für Einschaltabschnitt I und -abschnitt IV sind dabei beide Pfade gleichzeitig aktiv. In Abschnitt II nur Pfad k1.1 und in Abschnitt
- 10 III nur Pfad k1.2. Damit kann der di/dt -Abschnitt unabhängig vom du/dt -Abschnitt gesteuert werden. In einer weiteren Ausführungsvariante kann die Anzahl der unabhängigen Pfade nach Bedarf erweitert werden.

- Die ROff-Control 82 stellt entsprechend dem aktuellen Ausschaltabschnitt die dafür passende Widerstandspfadkonfiguration ein. In einer ersten Ausführungsvariante besteht diese aus zwei parallelen schaltbaren Widerstandspfaden mit festen Werten. Damit ergeben sich prinzipiell 4 Konfigurationsmöglichkeiten. Für Ausschaltabschnitt I und -abschnitt IV sind dabei beide Pfade gleichzeitig aktiv. In Abschnitt II nur Pfad k2.1 und in Abschnitt III nur Pfad k2.2. Damit kann der di/dt -Abschnitt unabhängig vom du/dt -Abschnitt gesteuert werden. In einer weiteren Ausführungsvariante kann die Anzahl der unabhängigen Pfade nach Bedarf erweitert werden.
- 15
- 20

- Die VOff-Control 84 stellt entsprechend dem Ausschaltabschnitt die erforderliche Treiber-
spannung der Gate-Off Pfade ein. In einer ersten Ausführungsvariante stellt Voff-Control
- 25 bis zum Ende der di/dt -Phase während der Ausschaltflanke die Spannung V_{DD} als Spannungssenke an die Ansteuerpfade.

- V_{DD} ist dieser Variante die Versorgungsspannung des Digital Core sowie LV-Peripherie, d. h. der weiteren aktiven Schaltungsteile der Vorrichtung 50. Damit wird ein Großteil der
- 30 beim Einschalten in das Gate des Leistungsschalters gespeisten Ladung wieder „recycelt“. Dies stellt eine smarte Möglichkeit der Minimierung des Energieverbrauchs der GDU dar. Funktionieren kann das Recycling, wenn die Spannung V_{DD} kleiner ist als die Gate-Threshold-Spannung des Leistungsschalters. Danach wird auf die statische Off-Spannung V_{EE} umgeschaltet und das Gate vollständig bis zur definierten OFF-Spannung V_{EE} entladen.
- 35

Es ist damit auch möglich die Ansteuerendstufe komplett spannungsfrei zu setzen und somit ungewolltes Einschalten des Leistungsschalters durch Fehler in den nachgelagerten Ansteuerpfaden zu verhindern.

- 5 Die IOff-Control 88 stellt die Regelinstanz für die Verstellung der Stromabfallgeschwindigkeit dar. Es wird bspw. in einer ersten Ausführungsvariante der Ansatz einer stufenweise verstellbaren Impedanz/Stromsenke verwendet.

- 10 Während der Abschaltabschnitte I und II ist die Impedanz auf den Minimalwert konfiguriert und es wirkt lediglich der feste Widerstand der Pfade in ROff-Control. Beim Eintritt in den di/dt-Abschnitt wird die Impedanz auf einen Wert konfiguriert der zur erwünschten Stromabfallgeschwindigkeit führt.

- 15 Bekanntlich lässt sich die Stromabfallgeschwindigkeit im aktiven Bereich durch die Spannungsänderungsgeschwindigkeit der Gate-Spannung einstellen. Diese ist somit über die Veränderung des Gate-Steuerstroms in diesem Zeitabschnitt variierbar. Der Gate-Strom kann daher bei fester Entladespannungssenke durch Veränderung des Entladewiderstands R_{Goff} beeinflusst werden. Durch die Rückmeldung des di/dt-Monitors 94 während der letzten Ausschaltflanke wurde ermittelt, ob die Stromabfallgeschwindigkeit größer als
20 der Sollwert war oder kleiner. War der Ist-Wert kleiner wird die verstellbare Impedanz für den di/dt-Abschnitt um mindestens eine Stufe verringert. Damit erfolgt im nächsten Ausschaltabschnitt eine Erhöhung des Gate-Stroms und damit eine Erhöhung der Stromabfallgeschwindigkeit.

- 25 Wurde in der letzten Ausschaltflanke hingegen eine Stromänderungsgeschwindigkeit größer als der Sollwert ermittelt, wird die verstellbare Impedanz für den di/dt-Abschnitt um mindestens eine Stufe erhöht. Damit erfolgt im nächsten Ausschaltabschnitt eine Verringerung des Gate-Stroms und damit eine Verringerung der Stromabfallgeschwindigkeit.

- 30 In einer Ausführungsvariante erfolgt die Impedanzänderung mittels eines digital geregelten Transistors im Analogbetrieb. Dessen Durchlasswiderstand wird bspw. in 256-Stufen vom Digital Core nach Durchlauf jeder Ausschaltflanke neu berechnet und angepasst. In einer alternativen Ausführungsvariante kann die Anzahl der Stufen weiter erhöht werden. In einer alternativen Ausführungsvariante kann der verstellbare Pfad als komplett unab-
35 hängiger Pfad ohne dynamische Umschaltung der Impedanz von Schaltbetrieb zu Analogbetrieb erfolgen.

Die Active GateClamp 102 ist Teil des Sicherheitskonzepts und stellt eine Schutzinstanz gegen Miller-bedingtes Wiedereinschalten des Leistungsschalters 12 dar. Sie wirkt in einer ersten Ausführungsvariante nur während der Abschaltsequenz und im deaktivierten Zustand. Realisiert wird sie dabei durch einen Kurzschluss transistor 104 der zwischen die Gate-Steuerleitung und das Bezugspotenzial GND der GDU geschaltet ist. Aktiviert wird er über einen unzulässigen Spannungsabfall an einem Senswiderstand R_s . Liegt das Leistungsschalter seitige Potenzial um mindestens einen Schwellwertbetrag höher als das treiberseitige Potenzial liegt eine energiereiche Rückspeisung z. B. durch Miller-Kopplung vor. Dadurch kann es zum ungewollten Überschreiten der Gate-Threshold des Leistungsschalters kommen und er wird wieder leitfähig. Die Active GateClamp verhindert dies durch dynamisches Kurzschließen des Steuer-Gate.

Die Active Off 108 ist Teil des Sicherheitskonzepts und stellt eine weitere Instanz dar, die als statischer Kurzschließer des Steuer-Gate-Anschlusses fungiert. Diese greift jedoch nicht dynamisch eigenverantwortlich wie die Active GateClamp 102 ein sondern gesteuert durch den Digital Core. Es wird die Gate-Spannung durch den Vge/Vgs-Monitor 122 erfasst. Unterschreitet die Gate-Spannung einen konfigurierten Schwellwert wird dies dem Digital Core gemeldet und der ActiveOff-Controller 144 aktiviert den Kurzschließer Active GateClamp 102. Als Schwellwert wird ein Spannungspegel definiert, bei dem der Ausschaltvorgang abgeschlossen ist und lediglich die Gate-Spannung weiter entladen werden soll um die Störreserve zu erhöhen. Die ActiveOff 108 unterstützt somit die Ausschaltsequenz frühestens ab Abschaltabschnitt IV und wirkt als Entladebeschleuniger und gleichzeitig als niederimpedanter statischer Kurzschließer.

Die Active di/dt-Off-Clamp 112 ist Teil des Sicherheitskonzepts und stellt eine übergeordnete Schutzinstanz gegen unzulässig hohe Stromabfallgeschwindigkeiten dar. Im Falle eines Fehlers in der Ablaufsteuerung des Digital Core oder Fehlerfälle im Lastkreis des Leistungsschalters 12 die zu Stromabfallgeschwindigkeiten deutlich oberhalb des definierten Sollwertes führen, greift die di/dt-Off-Clamp 112 und wirkt als Gegenkopplungsweig um die Stromsteilheit zu begrenzen. Im Gegensatz zur Normalsteuerung geschieht dieser Eingriff verlustbehaftet.

Die Digital Controlled Active Gate Drive Unit (DCAGDU) kann folgende Funktionseinheiten umfassen: Digital Core, di/dt-Monitor, VonMid-Control, Von-Control, Ron-Control,

Roff-Control, Voff-Control, Ioff-Control, Active GateClamp, ActiveOff, Active di/dt-Off-Clamp, Active di/dt-On-Clamp, di/dt-Scaling, di/dt-Sens sowie Vge/Vgs-Monitor.

Fig. 6 zeigt eine schematische Darstellung des halbleiterbasierten Schalters 12, bei dem an dem ersten Leistungsanschluss 36a ein erster Sensor 31a zur Erfassung der Stromänderungsgeschwindigkeit des Leistungsstroms, der durch den halbleiterbasierten Schalter 12 fließt, angeordnet ist und bei dem an dem zweiten Leistungsanschluss 36b ein zweiter Sensor 31b zur Erfassung der Stromänderungsgeschwindigkeit des Leistungsstroms angeordnet ist. Bei dem ersten Leistungsanschluss 36a kann es sich beispielsweise um einen Source-Anschluss eines MOSFET oder um einen Kollektor-Anschluss eines IGBT handeln. Bei dem zweiten Leistungsanschluss kann es sich beispielsweise um einen Drain-Anschluss des MOSFET oder um einen Emitter-Anschluss des IGBT handeln. Alternativ können der erste Leistungsanschluss 36a und der zweite Leistungsanschluss 36b vertauscht sein. Die Sensoren 31a bzw. 31b umfassen je eine isolierende Folie 32a bzw. 32b, wie es für den Sensor 31 beschrieben ist. An der isolierenden Folie 32a bzw. 32b sind Induktivitäten 34a und 34b bzw. 34c und 34d angeordnet, die ausgebildet sind, um das magnetische Feld an dem jeweiligen Leistungsanschluss 36a bzw. 36b zu erfassen. Die isolierenden Folien 32a bzw. 32b umfassen den Befestigungsabschnitt 45a bzw. 45b, der ausgebildet ist, um eine Montage an dem jeweiligen Leistungsanschluss 36a bzw. 36b zu ermöglichen. Beispielsweise kann an dem Leistungsanschluss 36a bzw. 36b eine Stromzuleitung oder eine Stromableitung, etwa ein Kabel, montiert, etwa verschraubt, werden, so dass die jeweilige Montage, etwa die Verschraubung, nutzbar sein kann, um den Sensor 31a bzw. 31b an dem Leistungsanschluss 36a bzw. 36b zu fixieren.

Eine Stromrichtung des Leistungsstroms kann beispielsweise senkrecht zu einer Ebene, in der die isolierende Folie 32a oder 32b angeordnet ist, im Raum angeordnet sein. Eine Stromerfassungsrichtung der Induktivitäten 34a-d kann beispielsweise parallel zu einer Betrachtungsebene angeordnet sein. Das bedeutet, dass die Vorzugsrichtung 44, die in diesem Ausführungsbeispiel für alle Induktivitäten 34a-d gleich ist, senkrecht zu der Stromflussrichtung im Raum angeordnet ist.

Die Sensoren 31a bzw. 31b weisen die Anschlussterminals, d. h. Anschlusspunkte, 166a und 166b bzw. 166c und 166d auf, die ausgebildet sind, um die Messspannung des jeweiligen Sensors 31a bzw. 31b bereitzustellen. Die Anschlussterminals 166a-d sind an den isolierenden Folien 32a und 32b angeordnet. Das bedeutet, dass ein von den Induktivitäts-

ten 34a-d bereitgestelltes Signal an oder in der isolierenden Folie 32a oder 32b, etwa mittels einer Leiterbahn, zu dem jeweiligen Anschlussterminal 166a-d geleitet werden kann und so ein Abstand zwischen einer Messleitung und dem Leistungsanschluss 36a bzw. 36b vergrößert werden kann. Die Anschluss terminals 166a-d können so beabstandet von der Induktivität 34a bzw. 34b angeordnet sein. Dies ermöglicht eine erhöhte elektrische Isolation und eine Reduzierung von Störeinflüssen. Beispielsweise können die Anschluss terminals 166a und 166b bzw. 166c und 166d mit einer geschirmten oder ungeschirmten Zweidrahtleitung verbunden werden, die ausgebildet ist, um die jeweilige Messspannung zu übertragen. Die Terminals können bspw. mittels einer Schraub- oder Lötverbindung mit der Zweidrahtleitung mechanisch und elektrisch fest verbunden werden.

Alternativ können die Sensoren 31a und 31b auch verschieden voneinander ausgeführt sein. Beispielsweise kann einer der Sensoren 31a oder 31b eine von zwei verschiedene Anzahl von Induktivitäten 34a/34b bzw. 34c/34d aufweisen. Alternativ oder zusätzlich können eine oder mehrere Induktivitäten eine Vorzugsrichtung aufweisen, die von der Vorzugsrichtung 44 verschieden ist.

In anderen Worten stellt die di/dt -Sens (Sensor 31a bzw. 31b) eine zentrale Sensorinstanz dar, die sowohl Teil der normalen Regelung als auch Teil des Sicherungskonzeptes ist. In einer ersten Ausführungsvariante kann der Sensor als externe Messeinrichtung in Form einer kleinen Platinenfolie 32a bzw. 32b ausgeführt werden. Diese Folie 32a bzw. 32b erfüllt die Anforderungen der Funktionalisierung und kann direkt auf das Terminal des Lastemitters/Last-Source des Leistungsschalters, der bspw. am Zwischenkreis, etwa am Minuspotenzial angeschlossen ist, montiert und mittels Schraubloch (Befestigungsabschnitt) 45b_1 bzw. 45b_2 mit dem Terminalanschluss 36a bzw. 36b verschraubt werden.

An dem Leistungsschalter, der bspw. am Lastkollektor/Last-Drain am Zwischenkreis, etwa am Pluspotenzial, angeschlossen ist, kann ebenfalls ein di/dt -Sensor 31a bzw. 31b angeordnet werden, der an diesem Terminal 36a bzw. 36b verschraubt wird. Somit kann jeder Leistungsschalter entsprechend seiner Anordnung in der Topologie des Leistungsteils einen di/dt -Sensor aufweisen, der im jeweiligen Kommutierungskreis angeordnet ist. Als eigentliches Sense-Element kommt in der ersten Ausführungsvariante eine gewickelte Induktivität zum Einsatz. Die Größe der Induktivität ist frei wählbar und hängt von den benötigten Ausgangssignalen ab. Die Induktivität 34a/34b bzw. 34c/34d kann als Einzelkomponente oder in Serienschaltung angeordnet sein. Ein Bauteil mit Ferritkern als Feldkonzentrator ist von Vorteil. Die Induktivität(en) 34a/34b bzw. 34c/34d kann/können als

handelsübliches oberflächenmontierbares Bauteil (Surface Mounted Device -SMD)-Ferritdrossel in SMD-Bauform ausgeführt sein oder auch eine beliebige andere Bauform aufweisen, etwa in einer Durchstecktechnologie (Through Hole-Technology – THT). Die Induktivitäten 34a/34b bzw. 34c/34d können einen beliebige Induktivitätswert aufweisen, etwa 100 μ H, 1 mH oder 10 mH.

Einen relevanten Einfluss kann der Abstand des Sensors bzw. der Induktivität zur Stromschiene, auf der die Sensorplatine montiert ist sowie die Orientierung der Induktivität bezüglich der Stromrichtung aufweisen. Die Orientierung kann möglichst senkrecht zur Stromrichtung sein, um das maximale Feld zu erfassen. Mit entsprechenden Abstandslagen unter der Sensorfolie, das bedeutet zwischen der isolierenden Folie 32a bzw. 32b und dem halbleiterbasierten Schalter 12, kann die Isolationsfähigkeit erhöht werden und/oder eine Skalierung der Signalamplitude erfolgen, da die Feldstärke und mithin die Messspannung mit dem Abstand von Sensor 31a bzw. 31b zum Stromschiene abnimmt.

Die Empfindlichkeit kann somit sowohl über die Auswahlparameter Länge, Breite, Windungsanzahl, Flusskonzentrator, Anzahl Bauteile in Reihe der Induktivität erfolgen als auch durch die Variation des Abstandes zwischen Sensorfolie und Stromschiene.

Der di/dt -Sensor 31a und/oder 31b kann mit einer geeigneten Zweidrahtanbindung über das Anschlussterminal 166a/166b bzw. 166c/166d an die GDU, d. h. die Steuervorrichtung, angebunden werden. Dies kann beispielsweise als reine Zweidrahtverbindung erfolgen. Die Zweidrahtanbindung kann verdreht sein, um eine Störempfindlichkeit zu erhöhen. Alternativ oder zusätzlich kann die Anbindung als geschirmte Zweidrahtanbindung mit einer Schirmanbindung auf einem geeigneten Potenzial auf der GDU erfolgen.

Zur weiteren Verarbeitung der Messspannung ist der di/dt -Sensor 31a bzw. 31b mit einer Hochfrequenz (HF)/Tieffrequenz (Low Frequency – LF)-Skalierung (Anpassungsschaltung) auf der GDU versehen (di/dt -Scaling). Damit kann sowohl der Signalabschluss der Messspannung als auch die Anpassung der Messamplitude an die weiteren Verarbeitungsinstanzen ermöglicht werden. Der Abschluss bzw. die Skalierung kann über einen passiven resistiven und/oder kapazitiven Spannungsteiler auf der GDU realisiert werden. Damit kann ein Signalverzug durch eine aktive Signalanpassung vermieden werden. Alternativ kann die Skalierung durch eine aktive Impedanzwandlung erfolgen. Dies ermöglicht eine Skalierung bzw. eine Anpassung derselben. Alternativ oder zusätzlich kann die Skalierung durch ein digital verstellbares Übertragerverhältnis, etwa mittels eines pro-

grammierbaren Gatter Arrays (Programmable Gate Array – PGA) oder mittels eines Digitalpotenziometers erfolgen.

Alternativ kann der Leistungsanschluss 36a auch an einem ersten halbleiterbasierten Schalter 12 und der Leistungsanschluss 36b an einem zweiten halbleiterbasierten Schalter 12 angeordnet sein, wobei die beiden halbleiterbasierten Schalter 12 zu einer Halbbrückenkonfiguration verschaltet sind. Zwischen den beiden halbleiterbasierten Schaltern kann eine Last angeordnet sein.

Vorteilhaft an oben beschriebenen Aspekten ist sowohl einzeln als auch in Kombination mehrerer Aspekte, dass eine kompakte Bauform von Schaltungen für eine kostengünstige und einfache Integrationsmöglichkeit der Systeme erreicht werden kann. Ferner ist eine Anzahl von aktiven und passiven Bauteilen bezogen auf die erreichte Funktionalität gering, was zu einer hohen Zuverlässigkeit und einer hohen Kosteneffizienz führt. Die Implementierung bzw. Kombination der oben beschriebenen Aspekte mit einem digital konfigurierbaren Funktionskern ermöglicht die Realisierung bisher schwerer und nicht möglicher Funktionalitäten sowie eine leichte Rekonfiguration, d. h. Anpassung an andere Applikationen, Randparameter und/oder Funktionseigenschaften und damit einen hohen Wiederverwendbarkeitsgrad und eine hohe Anpassungsfreiheit, so dass eine langwierige und ggf. teure Neuentwicklung oder ein Neu-Design (Re-Design) einer Ansteuerung vermieden werden kann, wenn ein anderer Typ von Schaltern angesteuert werden soll. Mittels des Sensors wird eine vom Leistungsschaltermodul, d. h. vom halbleiterbasierten Schalter unabhängige Messinstanz geschaffen, die nicht auf den parasitären Induktivitäten innerhalb des Schalters aufsetzen. Ein jeweiliger Formfaktor ist in hohem Maße an eine jeweilige Terminalanbindung (Anschluss des halbleiterbasierten Schalters) anpassbar.

Ein Verzicht auf hochperformante analoge aktive Komponenten erspart Signalverzugszeiten, Bauteilkosten und ermöglicht einen reduzierten Energieverbrauch.

Die Statusbestimmung basierend auf dem Sensor gemäß dem dritte Aspekt ermöglicht die Vermeidung einer Verwendung des Kollektor- bzw. Drain-Potenzials für Status- und/oder Schutzzwecke. Dies ermöglicht eine Vermeidung einer Verwendung ungenauer und ggf. einer großen Anzahl von Hochvolt (HV)-Komponenten, die ggf. einen hohen Bauraumbedarf aufweisen und wegen der erforderlichen Spannungsabstände zusätzlich ungenutzten Bauraum erfordern. Bei einigen HV-Schaltern ist eine derartige ausreichende

Isolation direkt auf dem jeweiligen Formfaktor der GDU-Baugruppe gemäß dem Stand der Technik nicht möglich, so dass deren sicherer Betrieb gemäß den oben beschriebenen Aspekten erst ermöglicht wird.

- 5 Die beschriebene nachgeregelterte Steuerung der Schaltvorgänge ermöglicht für nahezu jeden Betriebspunkt ein optimales Verhalten und kann somit einen erheblichen Teil der Schaltungsverluste einsparen. Der beschriebene direkte Durchgriff ermöglicht eine Anpassung des Schaltverhaltes bereits während der aktuellen Schaltperiode. Das Schalten, das bedeutet, das Schaltverhalten, kann an den Abschnittsgrenzen sanfter ausführbar
10 sein, so dass eine Störabstrahlung im Betrieb verringert ist und beispielsweise Normanforderungen erfüllt oder höhere Normanforderungen erfüllt werden können. Dies ermöglicht den Entfall von ggf. teuren externen Filtermaßnahmen.

Eine oder mehrere Signalschnittstellen zur übergeordneten Steuerung, etwa RX-IF 124
15 und/oder TX-IF 128, ermöglichen eine kreuzweise Watchdog-Funktionalität, die zu einer erhöhten Zuverlässigkeit führen kann. Die Implementierung des zweiten Aspektes in der GDU ermöglicht eine Eigenverbrauchseinsparung durch das Recyclen der Ansteuerenergie des halbleiterbasierten Schalters. Die mögliche Rekonfiguration der Schaltparameter zur Laufzeit ermöglicht eine übergelagerte Verhaltensanpassung.

20

Fig. 7 zeigt ein schematisches Blockschaltbild einer elektrischen Schaltung 70, die einen Kommutierungskreis mit einem ersten Spannungspotenzial U_1 , beispielsweise einem Plus-Pluspotenzial, und einem zweiten Spannungspotenzial U_2 , beispielsweise einem Minus-Potenzial aufweist. Das bedeutet, dass zwischen den Potenzialen U_1 und U_2 die elektrische Spannung U anliegt. Die elektrische Schaltung 70 umfasst zwei halbleiterbasierte Schalter 12a und 12b, die zu einer Halbbrückenschaltung verschaltet sind. Die Halbbrückenschaltung weist zwischen den halbleiterbasierten Schaltern 12a und 12b einen Lastanschluss auf, der mit einer Lastimpedanz 172, etwa eines elektrischen Verbrauchers verschaltet ist. Die Lastimpedanz 172 kann mittels der halbleiterbasierten Schalter
25 12a und 12b zwischen den Potentialen U_1 und U_2 bezogen auf ein Potential U_3 umgeschaltet werden.

30

Bei der Lastimpedanz 172 kann es sich um eine Impedanz eines jedweden elektrischen Verbrauchers, beispielsweise eines Elektromotor, eines Aktuators, eines Sensors oder
35 beispielsweise einer Licht- oder Strahlungsquelle handeln. Alternativ kann es sich bei der Lastimpedanz auch um die Impedanz eines Generators handeln, der mittels der halblei-

terbasierten Schalter 12a und/oder 12b zwischen den Potentialen U_1 und U_2 umschaltbar ist.

Eine Vorrichtung 10a ist ausgebildet, um den halbleiterbasierten Schalter 12a zu steuern.

- 5 Ferner ist eine Vorrichtung 10b ausgebildet, um den halbleiterbasierten Schalter 12b zu steuern. An dem Leistungsanschluss 36a, etwa ein Lastkollektor- oder Last-Drain-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters 12a ist der Sensor 31a angeordnet, wobei der Leistungsanschluss 36a mit dem Potenzial U_1 verbunden ist. An dem Leistungsanschluss 36b, beispielsweise dem Lastemitter oder ein Last-Source-Anschluss des halbleiterbasierten Schalter 12b ist der Sensor 31b angeordnet, wobei der Leistungsanschluss 36b mit dem Potenzial U_2 verbunden ist.

- Alternativ kann anstelle der Vorrichtung 10a und/oder 10b eine Vorrichtung 20 angeordnet sein, um den halbleiterbasierten Schalter 12a und/oder 12b zu steuern. Auch kann lediglich eine Vorrichtung 10, 20 oder 50 angeordnet sein, um beide Schalter 12a und 12b zu steuern. Alternativ kann die Lastimpedanz 172 auch lediglich mittels eines Schalters 12a oder 12b bezüglich eines der Potentiale U_1 oder U_2 schaltbar sein., d. h., alternative Vorrichtungen weisen bspw. lediglich einen halbleiterbasierten Schalter 12a oder 12b auf, der zwischen die Last und das Potenzial U_1 oder U_2 verschaltet ist.

20

- Fig. 8 zeigt schematische Diagramme von Strom- bzw. Spannungsverläufen an dem halbleiterbasierten Schalter während eines Aktivierungsvorgangs. Der halbleiterbasierte Schalter ist bspw. ein IGBT. Für den IGBT ist ein Verlauf der Gate-Spannung (U_{Gate}), ein Verlauf eines Kollektor-Stroms I_C und ein Verlauf einer Kollektor-Emitter-Spannung U_{ce} über eine gemeinsame Zeitachse t dargestellt. Die Zeitachse t weist fünf Zeitpunkte t_1 , t_2 , t_3 , t_4 und t_5 auf, die in der genannten Reihenfolge aufeinander an der Zeitachse t angeordnet sind. Zwischen den Zeitpunkten t_1 und t_2 ist das Aktivierungsintervall I (Abschnitt AI) angeordnet. Zwischen den Zeitpunkten t_2 und t_3 ist das Aktivierungspotenzial AII angeordnet. Zwischen den Zeitpunkten t_3 und t_4 ist das Aktivierungsintervall III (Abschnitt AIII) angeordnet. Zwischen den Zeitpunkten t_4 und t_5 ist das Aktivierungsintervall IV (Abschnitt IV) angeordnet. Das bedeutet, dass die Aktivierungsintervalle I-IV verschiedene Abschnitte (AI-AIV) des Aktivierungsvorgangs des halbleiterbasierten Schalters beschreiben. In den verschiedenen Abschnitten AI-AIV kann die Steuervorrichtung ausgebildet sein, basierend auf verschiedenen Regelungszielen, den halbleiterbasierten Schalter verschieden anzusteuern. Je nach Aktivierungsintervall I-IV kann der halbleiterbasierte Schalter von unterschiedlichen physikalischen Effekten beeinflusst sein, was zu den ver-

35

5 verschiedenen Regelungszielen der entsprechenden Steuervorrichtungen, etwa der Steuervorrichtung 24 oder der Steuervorrichtung 56, führen kann. Basierend auf den Regelungszielen kann die entsprechende Steuervorrichtung 24 oder 56 ausgebildet sein, um eine variierende Schaltungskonfiguration an einer elektrischen Schaltung oder weiteren Komponenten einzustellen, um so die Gate-Spannung direkt oder indirekt zu beeinflussen.

Das Aktivierungsintervall I (Abschnitt I) ist repräsentiert durch die Verzugszeit $t_{d1,on}$. Die Spannung U_{ce} und der Strom I_C bleiben während dieser Zeit nahezu unverändert. Das bedeutet, dass während einer Änderung (Steigerung) der Gate-Spannung U_{Gate} unterhalb der Threshold-Spannung $U_g(th)$ eine Leitfähigkeit des Schalters nahezu unverändert bleibt. Weist der halbleiterbasierte Schalter die Konfiguration "normal sperrend" auf, so ist der Schalter in diesem Abschnitt AI in dem geöffneten Zustand. Die Gate-Spannung U_{Gate} kann basierend auf der Messspannung eines Stromsensors, etwa dem Stromsensor 31, von der Steuervorrichtung bestimmt werden. Die Bestimmung kann direkt, etwa durch eine Rechenoperation, indirekt, etwa indem die Steuervorrichtung ausgebildet ist, um die Stromänderungsgeschwindigkeit mit einem vordefinierten Schwellwert zu vergleichen, bestimmt werden.

20 Erreicht die Gate-Spannung U_{Gate} die Threshold-Spannung $U_g(th)$, so ist der halbleiterbasierte Schalter ausgebildet, um in einen leitenden Zustand überzugehen, das bedeutet, der Leistungsstrom I_C beginnt zu steigen. Basierend auf wirksamen Streuinduktivitäten in dem halbleiterbasierten Schalter sinkt die Spannung U_{ce} in einem geringen Umfang. In dem Abschnitt AI kann ein Regelungsziel in einer möglichst kurzen Verzugszeit beschrieben werden, das bedeutet, dass ein Ziel ist, die Gate-Spannung U_{Gate} in einer möglichst kurzen Zeitspanne zu erhöhen. Unter Verweis auf Fig. 5 kann beispielsweise die Spannung der steuerbaren Aktivierungsspannungsquelle im Bereich der Miller-Spannung sein. Eine in dem Aktivierungspfad 48 eingestellte Konfiguration der steuerbaren Widerstandsschaltung 76 kann beispielsweise derart erfolgen, dass beide Widerstände, $k1,1$ und $k1,2$ wirksam sind, das bedeutet, dass der ohm'sche Widerstand R_{gon} aus einer Parallelschaltung der Widerstände $k1,1$ und $k1,2$ gebildet wird. Der Übergang in den Abschnitt AII (Abschnittwechseltrigger) wird ausgelöst, wenn die Gate-Spannung U_{Gate} größer ist, als die Threshold-Spannung $U_g(th)$ und/oder eine Sens-Spannung U_{sens} (di/dt), etwa des Sensors 31, kleiner ist als eine Triggerspannung $U_{trig,off}$, die einen geringen positiven Spannungswert aufweisen kann. Die Steuervorrichtung ist bspw. ausgebildet, um die Triggerspannung mit der Messspannung zu vergleichen. Alternativ kann der Übergang in den

Abschnitt All auch ausgelöst werden, wenn die Gate-Spannung größer ist, als eine Trip-Schwelle des halbleiterbasierten Schalters 12.

In dem Aktivierungsintervall II (Abschnitt All) ist die Stromänderungsgeschwindigkeit di/dt wesentlich. Der Strom I_C steigt bis zu einer Stromspitze I_{C1} , die Spannung U_{ce} fällt entsprechend der parasitären Induktivitäten. Das bedeutet, dass die Leitfähigkeit des halbleiterbasierten Schalters zunimmt. Ein Regelungsziel der Steuervorrichtung in dem Abschnitt All kann beispielsweise sein, eine möglichst flache Flanke der Spannung U_{ce} zur Verringerung der Rückstromspitze sowie eine geringe Ausklingoszillation und eine geringe Störabstrahlung des halbleiterbasierten Schalters zu erhalten. Eine entsprechende Schaltungskonfiguration kann durch die Steuervorrichtung beispielsweise derart erfolgen, dass die Spannung der steuerbaren Aktivierungsspannungsquelle im Bereich der Miller-Spannung eingestellt wird, um eine sanfte Rückstromspitze durch die abfallende Stromänderungsgeschwindigkeit di/dt zu erzielen.

Während des Abschnitts All kann die entsprechende steuerbare Widerstandsschaltung, beispielsweise die steuerbare Widerstandsschaltung 18 oder 74 ausgebildet sein, um einen für den Abschnitt All optimierten, d. h. ausgelegten ohm'schen Widerstand $k_{1,1}$ oder $k_{1,2}$, bspw. denjenigen mit dem größeren Widerstandswert wirksam zu schalten. Ein Übertritt in das nachfolgende Aktivierungsintervall AIII kann durch einen Abschnittswchseltrigger beschrieben werden, der ausgelöst wird, wenn die Gate-Spannung U_{Gate} größer ist als die Miller-Spannung $U_g(mil)$ und/oder wenn die Sens-Spannung U_{sens} (di/dt), etwa die Messspannung 42, kleiner ist als eine Triggerspannung $U_{trigg,on}$. Die Steuervorrichtung ist ausgebildet, um zu überprüfen, ob eine Stromänderungsgeschwindigkeit (Stromanstiegsgeschwindigkeit) auftritt. Ferner ist die Steuervorrichtung ausgebildet, um einen Wert der Stromänderungsgeschwindigkeit mit der Triggerspannung zu vergleichen. Alternativ kann der Übergang in den Abschnitt AIII auch ausgelöst werden, wenn die Gate-Spannung kleiner ist, als eine (kleine) Trip-Schwelle des halbleiterbasierten Schalters 12.

Das Aktivierungsintervall III (Abschnitt AIII) kann derart beschrieben werden, dass es die Spannungsabfallgeschwindigkeit dU_{ce}/dt bestimmt. Der Strom I_C kann entsprechend der externen Last, beispielsweise der Lastimpedanz 172, verlaufen. Die Spannung U_{ce} kann in dem Bereich des statischen Minimums $U_{ce,sat}$ abfallen. Ein Regelungsziel der entsprechenden Steuervorrichtung kann sein, eine möglichst steile Flanke der Gate-Spannung U_{ce} zur Verringerung der Schaltverluste einzustellen, gleichzeitig jedoch eine geringe

Störabstrahlung zu erzielen. Eine entsprechende Schaltungskonfiguration kann beispielsweise sein, die Spannung der steuerbaren Aktivierungsspannungsquelle, etwa der steuerbaren Spannungsquelle 16 oder 58, in dem Bereich der Spannung $U_g(\text{on})$, der statischen EIN-Spannung einzustellen, um ein großes dU_{ce}/dt zu erzielen. Die Spannung $U_g(\text{on})$ kann einen Wert in einem Bereich aufweisen, dessen Untergrenze größer ist, als die Millerspannung $U_g(\text{mil})$ und dessen Obergrenze durch eine maximalen Gate-Spannung $U_g(\text{on})_{\text{max}}$ des halbleiterbasierten Schalters bestimmt ist. Ferner kann die Steuervorrichtung ausgebildet sein, um die steuerbare Widerstandsschaltung so zu steuern, dass ein für den Abschnitt AIII optimierter ohm'scher Widerstand wirksam ist, bspw. den Widerstand $k_{1,1}$ oder $k_{1,2}$ der den kleineren Widerstandwert aufweist. Dies kann beispielsweise wegen einer steigenden Gate-Kollektor-Kapazität C_{gc} erfolgen.

Ein Abschnittswechseltrigger von dem Aktivierungsintervall III hin zu dem Aktivierungsintervall IV (Abschnitt AIV) kann ausgelöst werden, wenn die Gate-Spannung U_{Gate} größer oder um Potenzen größer ist, als die Miller-Spannung $U_g(\text{mil})$ und/oder ein Zeitintervall $\Delta t_{\text{conf,mil}}$, dessen Zeitdauer bspw. in dem Timing Register 132 hinterlegt sein kann, abgelaufen ist. Das bedeutet, dass eine Laufzeitanpassung, etwa bei unterschiedlichen Zwischenkreisspannungen ausführbar ist. In dem Aktivierungsintervall IV (Abschnitt IV) ist die Verzugszeit $t_{d2,\text{on}}$ wesentlich. Während dieser Zeit sinkt die Spannung U_{ce} auf einen statischen Sättigungswert $U_{ce,\text{sat}}$. Ein Regelungsziel der Steuervorrichtung kann beispielsweise eine möglichst kurze Verzugszeit zur Verringerung der Schaltverluste sein. Eine entsprechende Schaltungskonfiguration kann beispielsweise derart erfolgen, dass die Spannung der steuerbaren Aktivierungsspannungsquelle im Bereich $U_g(\text{on})$ eingestellt wird. Der Einschaltwiderstand R_{gon} kann durch eine Parallelschaltung der beiden Widerstände $k_{1,1}$ und $k_{1,2}$ erfolgen, also einer Parallelschaltung der jeweils für den Abschnitt AII ($R_{\text{on}} di/dt$) und AIII ($R_{\text{on}} du/dt$) optimierten Widerstände.

Am Ende des Aktivierungsintervalls IV befindet sich der halbleiterbasierte Schalter in einem statischen EIN-Zustand, der von einem Deaktivierungsvorgang (beispielsweise ein Ausschaltvorgang) abgelöst wird. Bspw. kann während des statischen EIN-Zustands mittels des Sensors 31 von der Steuervorrichtung ermittelt werden, ob durch den halbleiterbasierten Schalter 12 ein Kurzschlussstrom fließt. Ein derartiger Fehlerfall kann durch die Steuervorrichtung an eine übergeordnete Primärsteuerungsinstanz übermittelt werden. Alternativ oder zusätzlich kann die Steuervorrichtung ausgebildet sein, um eine Abschalt- bzw. Deaktivierungssequenz einzuleiten.

Alternativ kann in den Abschnitt AII, AIII oder AIV übergegangen werden, wenn ein entsprechendes Zeitintervall abgelaufen ist, etwa eine hinterlegte Zeitdauer bezüglich des Abschnitts AII ($t_{d1,on}$), eine Zeitdauer des Abschnitts AII, $\Delta t_{conf,mil}$ oder $t_{d2,on}$. Stellt die Steuervorrichtung fest, dass ein entsprechendes Regelungsziel des Abschnitts in einem

5 Regelungsintervall erreicht ist, so kann eine Anpassung des Zeitintervalls, d. h. eine Verlängerung oder eine Verkürzung desselben, erfolgen, etwa indem aktuelle Werte in dem Timingregister hinterlegt werden. Ferner kann darauf basierend in den nachfolgenden Abschnitt übergegangen werden.

- 10 In anderen Worten stellt der Digital Core (Steuervorrichtung) die intelligente Instanz der DCAGDU dar. Die Ausführung kann als Komplex programmierbares logisches Gerät (complex programmable logic device -CPLD), FPGA, DSP oder Ähnlichem erfolgen. Hauptziel des Treibers (DCAGDU) ist bspw. die möglichst optimale Einschaltflankensteuerung und Ausschaltflankensteuerung für jeden Betriebspunkt, um die Schaltverluste so
- 15 gering wie möglich zu halten, den Leistungsschalter im sicheren Arbeitsbereich zu betreiben, die komplementäre Freilaufdiode mit möglichst wenig Sperrstrom zu belasten und ein normgerechtes Störabstrahlverhalten zu erzielen. Die DCAGDU kann daher den Ansatz einer abschnittswisen Gate-Ansteuerung mit Rückmeldung des Schaltzustandes auf Basis des di/dt -Sensors und einer geregelten Nachführung der Steuerparameter implementieren.
- 20

Der prinzipielle Ablauf dieser Treibereinheit unterteilt die Einschaltphase des Leistungsschalters in vier Abschnitte: Im Abschnitt AI ist ein Ziel eine maximale Treiberleistung, um die Einschaltverzugszeit zu minimieren. In dem Abschnitt AII ist ein Ziel, eine angepasste

25 Treiberleistung zu erhalten, um für jeden Betriebspunkt im gewünschten di/dt (Stromänderungsgeschwindigkeit) zu bleiben. Im Abschnitt AIII ist bspw. ein Ziel, eine hohe definierte Treiberleistung zu erhalten, um das du/dt im gewünschten Bereich zu erhalten und gleichzeitig das Miller-Plateau schnellstmöglich zu durchlaufen, um Verluste zu minimieren. Im Abschnitt AIV ist ein Ziel, eine maximale Treiberleistung zu erhalten, um die Tail-Phase

30 schnellstmöglich zu durchlaufen und die statische Sättigung zu erreichen.

Fig. 9 zeigt die Spannungsverläufe U_{Gate} und U_{ce} sowie den Stromverlauf I_C für einen Deaktivierungsvorgang, beispielsweise einen Ausschaltvorgang, der vor dem in der Fig. 8 gezeigten Aktivierungsvorgang angeordnet sein kann oder, alternativ, danach. Entlang

35 der Zeitachse sind die Zeitpunkte t_6 , t_7 , t_8 , t_9 und t_{10} in der genannten Reihenfolge angeordnet. Zwischen den Zeitpunkten t_6 und t_7 ist das Deaktivierungsintervall DI angeordnet.

Zwischen den Zeitpunkten t_7 und t_8 ist das Deaktivierungsintervall DII angeordnet. Zwischen den Zeitpunkten t_8 und t_9 ist das Deaktivierungsintervall DIII angeordnet. Zwischen den Zeitpunkten t_9 und t_{10} ist das Deaktivierungsintervall DIV angeordnet.

- 5 Das Deaktivierungsintervall DI (Abschnitt DI) repräsentiert die Verzugszeit $t_{d,off}$. Während dieses Intervalls bleiben die Spannung U_{ce} und der Strom I_C im Wesentlichen unverändert. Ein mögliches Ansteuerziel der entsprechenden Steuervorrichtung ist eine möglichst kurze Verzugszeit. Eine entsprechende Schaltungskonfiguration kann beispielsweise sein, die Spannung der steuerbaren Deaktivierungs-Spannungsquelle im Bereich der Miller-
- 10 Spannung einzustellen. Weist die Vorrichtung eine steuerbare Widerstandsschaltung in dem Deaktivierungspfad auf, wie etwa die steuerbare Widerstandsschaltung 82, so kann der entsprechende Ausschaltwiderstand R_{goff} aus einer Parallelschaltung der ohm'schen Widerstände $k_{2,1}$ und $k_{2,2}$ gebildet sein, wobei jeweils einer der Widerstände $k_{2,1}$ und $k_{2,2}$ für einen der Abschnitte DII ($R_{goff} du/dt$) oder DIII ($R_{goff} di/dt$) optimiert ist. Ein Ab-
- 15 schnittswechseltrigger zum Übertritt in das Deaktivierungsintervall DII kann ausgelöst werden, wenn die Spannung U_{Gate} in etwa in den Bereich der Miller-Spannung $U_g(mil)$ gefallen ist, und/oder ein Zeitintervall $\Delta t_{d,off}$ abgelaufen ist.

- Das Deaktivierungsintervall II (Abschnitt DII) ist bestimmt durch die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit dU_{ce}/dt . Die Spannung U_{ce} steigt bis zu einem Wert U_{ZK} (Zwischenkreisspannung). Ein Ziel der Steuervorrichtung 56 kann in einer möglichst kurzen Plateauverweildauer (Zeit in der die Spannung U_{gate} im Bereich der Miller-Spannung $U_g(mil)$ ist) und einer relativ flachen Flanke zur Verringerung der Störabstrahlung und der Rückwirkungseffekte implementiert sein. Eine entsprechende Schaltungskonfiguration kann beispielsweise
- 25 derart erfolgen, dass die Spannung der steuerbaren Deaktivierungs-Spannungsquelle gleich einer Spannung $V_{CC,off}$ gesetzt wird und der wirksame Ausgangswiderstand $R_{goff} du/dt$ auf den für diesen Abschnitt optimierten Widerstände $k_{2,1}$ und $k_{2,2}$ gestellt bzw. gesteuert wird, etwa denjenigen mit dem kleineren Widerstandswert.. Ein Abschnittswechseltrigger für einen Übertritt in das Deaktivierungsintervall DIII kann in
- 30 der Erfüllung der Bedingung, dass die Gate-Spannung U_{Gate} kleiner ist als die Miller-Spannung $U_g(mil)$ und/oder die Sens-Spannung $U_{sens} (di/dt)$ kleiner ist als eine kleine, ggf. negative Referenz- oder Triggerspannung $U_{trigg,off1}$.

- Die Triggerspannungen $U_{trigg,on}$ und/oder $U_{trigg,off1}$ können einen geringen Spannungswert aufweisen, der bspw. 5 %, 10 % oder 15 % der maximalen Gatespannung aufweisen. Ist die Vorrichtung bspw. ausgebildet, um den Steuer-Anschluss negativ vor-
- 35

zuspannen, so können die Triggerspannungen $U_{trigg,on}$ und $U_{trigg,off1}$ auch einen negativen Spannungswert aufweisen.

Das Deaktivierungsintervall III (Abschnitt DIII) bestimmt die Stromabfallgeschwindigkeit di/dt . Die Spannung U_{ce} steigt entsprechend der parasitären Induktivität des halbleiterbasierten Schalters auf einen Abschaltüberspannungswert U_{OV} . Ein Ziel der entsprechenden Steuervorrichtung kann darin liegen, eine möglichst steile Flanke der Spannung U_{Gate} und/oder des Stroms I_C zu erhalten. Ferner kann ein Ziel darin liegen, gleichzeitig eine geringe Störabstrahlung sowie eine geringe Abschaltüberspannung zu erhalten. Eine mögliche Schaltungskonfiguration zum Erreichen dieses Ziels kann darin umgesetzt werden, dass die Spannung der steuerbaren Deaktivierungs-Spannungsquelle im Bereich $U_g(th)$ oder einer Spannung $V_{CC,off}$ eingestellt wird, um ein sich verringernes di/dt zu erzielen. Von dem zunächst während des Abschnitts DII wirksamen Widerstand kann zu Beginn des Deaktivierungsintervalls DIII auf den für den Abschnitt DIII optimierten Widerstand, etwa derjenige mit dem größeren Widerstandswert, d. h. bspw. $k_{2,2}$ umgeschaltet werden, so dass dieser wirksam ist. Ein Abschnittwechseltrigger zum Übertritt in das Deaktivierungsintervall DIV kann ausgelöst werden, wenn die Spannung $U_g(t)$ kleiner ist als die Threshold-Spannung $U_g(th)$ und/oder die Sens-Spannung $U_{sens}(di/dt)$ kleiner ist als die positive Triggerspannung $+U_{trig,off}$. Dafür kann die Steuervorrichtung ausgebildet sein, um zu überprüfen, ob eine Stromänderungsgeschwindigkeit (Stromabfallgeschwindigkeit) auftritt. Ferner ist die Steuervorrichtung ausgebildet, um einen Wert der Stromänderungsgeschwindigkeit mit der Triggerspannung oder einer anderen Referenzspannung verglichen.

Das Deaktivierungsintervall DIV (Abschnitt IV) bestimmt die Verzugszeit $td_{2,off}$. Während dieser Zeit sinkt der Strom I_C auf seinen statischen Wert, beispielsweise 0 Ampere, 0,001 Ampere oder 0,01 Ampere. Ein Ziel der Steuerungsvorrichtung kann eine möglichst kurze Verzugszeit zur Verringerung der Schaltverluste und zur Verhinderung eines Wiedereinschaltens sein. Eine mögliche Schaltkonfiguration, die dies umsetzt, kann erhalten werden, wenn die Spannung der steuerbaren Deaktivierungs-Spannungsquelle auf einen Wert $V_{CC,off}$ gesetzt wird und/oder beide Ausschaltwiderstände $k_{2,1}$ und $k_{2,2}$ wirksam sind, das bedeutet eine Parallelschaltung derselben in der entsprechenden steuerbaren Widerstandsschaltung eingestellt ist.

Alternativ kann in den Abschnitt DII, DIII oder DIV übergegangen werden, wenn ein entsprechendes Zeitintervall abgelaufen ist, etwa eine hinterlegte Zeitdauer bezüglich td_{off} ,

- eine Zeitdauer des Abschnitts DII, oder DIII. Stellt die Steuervorrichtung fest, dass ein entsprechendes Regelungsziel des Abschnitts in einem Regelungsintervall erreicht ist, so kann eine Anpassung des Zeitintervalls erfolgen, etwa indem aktuelle Werte in dem Timingregister hinterlegt werden. Ferner kann darauf basierend in den nachfolgenden Abschnitt übergegangen werden. Alternativ kann eine Zeitdauer des Abschnitts DI, DII 5 und/oder DIII auch verlängert werden, etwa, wenn das Regelungsziel nicht erreicht ist, d. h. eine Verlängerung oder eine Verkürzung der entsprechenden Zeitdauer kann bestimmt werden.
- 10 Gegenüber Verfahren im Stand der Technik ermöglicht ein derartiger bzw. derartige Abschnittswechseltrigger einen basierend auf Ereignissen (Events) getriggerten Eingriff in die Ablaufsteuerung. Das bedeutet, dass anders als reine zeitbasierte Steuerungen die Zustandssteuerung des halbleiterbasierten Schalters basierend auf erfassten Zuständen erfolgen kann. Dies kann als nachgeführte Regelung mit direktem Durchgriff für Ab- 15 schnittswechselkorrekturen implementiert sein.

In anderen Worten ist ein Ziel des Deaktivierungsintervalls I (Abschnitt DI) eine maximale Treiberleistung, um die Ausschaltverzugszeit zu minimieren. In einem Deaktivierungsintervall II (Abschnitt DII) kann ein Ziel eine hohe definierte Treiberleistung sein, um das du/dt im gewünschten Bereich zu halten und gleichzeitig das Miller-Plateau schnellstmöglich zu durchlaufen, um Verluste zu minimieren. Im Deaktivierungsintervall III (Abschnitt 20 DIII) kann ein Ziel eine angepasste Treiberleistung sein, um für jeden Betriebspunkt im gewünschten di/dt zu bleiben. Im Deaktivierungsintervall IV (Abschnitt DIV) kann ein Ziel eine maximale Treiberleistung sein, um die Tail-Phase schnellstmöglich zu durchlaufen und den sicheren OFF-Zustand zu erreichen. Das bedeutet, dass auch die Abschaltphase 25 in vier Abschnitte unterteilt sein kann.

Ein Recycling der aus dem Steueranschluss empfangenen Ladungsträger gemäß dem zweiten Aspekt kann bspw. bis zum Ende des dritten Abschnitts DIII erfolgen. Alternativ 30 kann eine Umschaltung auf die statische OFF-Spannung auch zu einem andern Zeitpunkt erfolgen, etwa während des dritten Abschnitts DIII. Dies kann zu einem schnelleren Erreichen der statischen AUS-Steuerspannung unter Reduzierung einer Konzentration der wiedergewonnenen Ladungsträger erfolgen. In anderen Worten kann ein Wechsel zwischen Quellspannung VCC und statischer AUS-Spannung VEE während des Abschnitts 35 DIII zu einem beschleunigten Ausklingen führen bzw. die Regelgrenze für die maximal Stromsteilheit prinzipiell erhöht werden. Ein Wechsel zu Beginn oder innerhalb des Ab-

schnitts DIV führt zu einem sanfteren Ausklingen und einem erhöhten Anteil restaurierter Energie.

5 Vorangegangen beschriebene Vorrichtungen und/oder Ansteuerungsmethoden sind geeignet für die geregelte Ansteuerung von MOSFET's und IGBT's in hartschaltenden Anwendungen in 2-Level oder Multi-Level-Topologien. Prinzipiell sind alle denkbaren Modul-Packages sowie kundenspezifische und/oder applikationsspezifische Aufbauversionen verwendbar. Es sind alle Spannungsklassen von wenigen 100 V bis zu Hochvolt (HV)-Applikationen, etwa in einem Bereich von mehr als 3,3 kV, mehr als 4,5 kV oder größer
10 adressierbar. Die Lösung eignet sich auch für schnell schaltende Applikationen.

Die vorgestellten Ausführungsvarianten beschreiben eine Funktionseinheit aus digitalem Reglerkern, der mithilfe eines di/dt-Sensors als Rückkoppelpfad zur Laufzeit die Ein- und Abschaltflanke eines Leistungsschalters für jeden Arbeitspunkt optimal regelt. Dies kann
15 beispielsweise mit mindestens einem resistiven Einschaltpfad in Kombination mit mindestens einer einstellbaren Spannungsquelle sowie mit mindestens einem resistiven Ausschaltpfad in Kombination mit mindestens einer einstellbaren Spannungsquelle/Senke erfolgen. In Ausführungsbeispielen dienen die Informationen aus dem di/dt-Sensor zur Anpassung der Ablaufzeiten, Steuerung der Schaltpfade und Regelung der einstellbaren
20 Spannungsquellen/Senken. Ferner schaffen Ausführungsbeispiele eine gleichzeitige Regelmöglichkeit der Abschaltflanke und Rückspeisung der Ansteuerenergie beim Abschalten des halbleiterbasierten Schalters in eine allgemein verwendete Hilfsenergiequelle der GDU. Dies kann mit mindestens einem einstellbaren resistiven Ausschaltpfad in Kombination mit mindestens einer festen Hilfsenergiequelle realisiert werden.

25

Ferner beschreiben obige Ausführungsbeispiele gemäß dem dritten Aspekt eine Realisierung des di/dt-Sensors. Dieser ist in einer speziellen Ausführungsvariante ausgeführt. Ferner wird eine dynamische Gate-Spannungsgegenkopplung als Schutz gegen unerwünschtes (Wieder-) Einschalten aufgrund Miller-bedingter Rückkopplung von Spannungsänderungen am Leistungsschalter beschrieben. Eine derartige Realisierung kann
30 durch eine Erfassung der Spannungsdifferenz zwischen Sollwert der Gate-Spannung und Istwert der Gate-Spannung am Leistungsschalter erfolgen und einem aktiven Schalter als Gegenkopplungspfad zur Reduzierung des Istwertes bereitgestellt werden.

35 Obwohl manche Aspekte im Zusammenhang mit einer Vorrichtung beschrieben wurden, versteht es sich, dass diese Aspekte auch eine Beschreibung des entsprechenden Ver-

fahrens darstellen, sodass ein Block oder ein Bauelement einer Vorrichtung auch als ein entsprechender Verfahrensschritt oder als ein Merkmal eines Verfahrensschrittes zu verstehen ist. Analog dazu stellen Aspekte, die im Zusammenhang mit einem oder als ein Verfahrensschritt beschrieben wurden, auch eine Beschreibung eines entsprechenden
5 Blocks oder Details oder Merkmals einer entsprechenden Vorrichtung dar.

Je nach bestimmten Implementierungsanforderungen können Ausführungsbeispiele der Erfindung in Hardware oder in Software implementiert sein. Die Implementierung kann unter Verwendung eines digitalen Speichermediums, beispielsweise einer Floppy-Disk,
10 einer DVD, einer Blu-ray Disc, einer CD, eines ROM, eines PROM, eines EPROM, eines EEPROM oder eines FLASH-Speichers, einer Festplatte oder eines anderen magnetischen oder optischen Speichers durchgeführt werden, auf dem elektronisch lesbare Steuersignale gespeichert sind, die mit einem programmierbaren Computersystem derart zusammenwirken können oder zusammenwirken, dass das jeweilige Verfahren durchgeführt
15 wird. Deshalb kann das digitale Speichermedium computerlesbar sein. Manche Ausführungsbeispiele gemäß der Erfindung umfassen also einen Datenträger, der elektronisch lesbare Steuersignale aufweist, die in der Lage sind, mit einem programmierbaren Computersystem derart zusammenzuwirken, dass eines der hierin beschriebenen Verfahren durchgeführt wird.

20

Allgemein können Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung als Computerprogrammprodukt mit einem Programmcode implementiert sein, wobei der Programmcode dahin gehend wirksam ist, eines der Verfahren durchzuführen, wenn das Computerprogrammprodukt auf einem Computer abläuft. Der Programmcode kann beispielsweise
25 auch auf einem maschinenlesbaren Träger gespeichert sein.

30

Andere Ausführungsbeispiele umfassen das Computerprogramm zum Durchführen eines der hierin beschriebenen Verfahren, wobei das Computerprogramm auf einem maschinenlesbaren Träger gespeichert ist.

Mit anderen Worten ist ein Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Verfahrens somit ein Computerprogramm, das einen Programmcode zum Durchführen eines der hierin beschriebenen Verfahren aufweist, wenn das Computerprogramm auf einem Computer abläuft. Ein weiteres Ausführungsbeispiel der erfindungsgemäßen Verfahren ist somit ein
35 Datenträger (oder ein digitales Speichermedium oder ein computerlesbares Medium), auf

dem das Computerprogramm zum Durchführen eines der hierin beschriebenen Verfahren aufgezeichnet ist.

Ein weiteres Ausführungsbeispiel des erfindungsgemäßen Verfahrens ist somit ein Datenstrom oder eine Sequenz von Signalen, der bzw. die das Computerprogramm zum Durchführen eines der hierin beschriebenen Verfahren darstellt bzw. darstellen. Der Datenstrom oder die Sequenz von Signalen kann bzw. können beispielsweise dahin gehend konfiguriert sein, über eine Datenkommunikationsverbindung, beispielsweise über das Internet, transferiert zu werden.

Ein weiteres Ausführungsbeispiel umfasst eine Verarbeitungseinrichtung, beispielsweise einen Computer oder ein programmierbares Logikbauelement, die dahin gehend konfiguriert oder angepasst ist, eines der hierin beschriebenen Verfahren durchzuführen.

Ein weiteres Ausführungsbeispiel umfasst einen Computer, auf dem das Computerprogramm zum Durchführen eines der hierin beschriebenen Verfahren installiert ist.

Bei manchen Ausführungsbeispielen kann ein programmierbares Logikbauelement (beispielsweise ein feldprogrammierbares Gatterarray, ein FPGA) dazu verwendet werden, manche oder alle Funktionalitäten der hierin beschriebenen Verfahren durchzuführen. Bei manchen Ausführungsbeispielen kann ein feldprogrammierbares Gatterarray mit einem Mikroprozessor zusammenwirken, um eines der hierin beschriebenen Verfahren durchzuführen. Allgemein werden die Verfahren bei einigen Ausführungsbeispielen seitens einer beliebigen Hardwarevorrichtung durchgeführt. Diese kann eine universell einsetzbare Hardware wie ein Computerprozessor (CPU) sein oder für das Verfahren spezifische Hardware, wie beispielsweise ein ASIC.

Die oben beschriebenen Ausführungsbeispiele stellen lediglich eine Veranschaulichung der Prinzipien der vorliegenden Erfindung dar. Es versteht sich, dass Modifikationen und Variationen der hierin beschriebenen Anordnungen und Einzelheiten anderen Fachleuten einleuchten werden. Deshalb ist beabsichtigt, dass die Erfindung lediglich durch den Schutzbereich der nachstehenden Patentansprüche und nicht durch die spezifischen Einzelheiten, die anhand der Beschreibung und der Erläuterung der Ausführungsbeispiele herein präsentiert wurden, beschränkt sei.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zum Schalten eines halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) mit folgenden Merkmalen:
- 5 einem Anschluss (14), der ausgebildet ist, um mit einem Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) verbunden zu werden;
- 10 einer steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58), die ausgebildet ist, um ein zeitvariantes Aktivierungs-Spannungspotential bereitzustellen;
- einer steuerbaren Widerstandsschaltung (18; 74), die zumindest zwei parallel geschaltete ohmsche Widerstände ($k_{1,1}$, $k_{1,2}$) aufweist, die in zumindest drei Widerstandswerte der Parallelschaltung steuerbar sind; und
- 15 einer Steuervorrichtung (24; 28; 56), die ausgebildet ist, um die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58) und die steuerbare Widerstandsschaltung (18; 74) unabhängig voneinander zu steuern;
- 20 wobei die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58) und die steuerbare Widerstandsschaltung (18; 74) zu einer Serienschaltung verschaltet sind, die mit dem Anschluss (14) verschaltet ist; und
- 25 wobei die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58) und die steuerbare Widerstandsschaltung (18; 74) zeitvariant zu steuern, um zeitvariante Widerstandswerte der steuerbaren Widerstandsschaltung (18; 74) und das zeitvariante Aktivierungs-Spannungspotential der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58) zu erhalten, so dass ein zeitvariantes Spannungspotential basierend auf den zeitvarianten Widerstandswerten und dem zeitvarianten Aktivierungs-Spannungspotential an dem Steueranschluss anlegbar ist.
- 30
2. Vorrichtung gemäß Anspruch 1, bei der die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58) einen ersten Schaltungspfad, der mit einem Quellenpotential (V_{CC}) verschaltet ist und einen ersten steuerbaren Schalter (68b) aufweist, und einen zweiten Schaltungspfad, der mit einem verstellbaren Spannungspotential (VonMid) verschaltet ist und einen zweiten steuerbaren Schalter (68a) aufweist, um-
- 35

fasst, wobei der erste Schaltungspfad und der zweite Schaltungspfad an einem dem Quellenpotential (V_{CC}) und dem verstellbaren Spannungspotential (VonMid) abgewandten Ende an einem Schaltungsknoten mit einander verschaltet sind, wobei der Schaltungsknoten mit der steuerbaren Widerstandsvorrichtung (18; 74) verschaltet ist, so dass basierend auf einer Stellung des ersten und des zweiten steuerbaren Schalters (68a, 68b) das verstellbare Spannungspotential (VonMid) oder das Quellenpotential (V_{CC}) an die steuerbare Widerstandschaltung (18; 74) anlegbar ist.

3. Vorrichtung gemäß Anspruch 2, bei der die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58) ein digital verstellbarer Spannungsregler (58) ist, bei der die Quellenspannung (V_{CC}) eine Betriebsspannung der Vorrichtung ist und bei der der Spannungsregler (58) ausgebildet ist, um das verstellbare Spannungspotential (VonMid) stufenweise zwischen einem Minimalwert und dem Quellenpotential (V_{CC}) zu regeln.

4. Vorrichtung gemäß Anspruch 3, bei der der Minimalwert eine Schwellenspannung ($U_{g(th)}$) des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) oder ein Steuerpotential des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) ist, welches einen Aktivzustand des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) ermöglicht.

5. Vorrichtung gemäß Anspruch 2-4, bei der die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um den ersten steuerbaren Schalter (68a) und den zweiten steuerbaren Schalter (68b) gleichzeitig in einen geöffneten Zustand zu versetzen, so dass ein Stromfluss von der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 74) hin zu dem Anschluss (14) verhindert ist.

6. Vorrichtung gemäß einem der Ansprüche 2-5, bei der die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um während einer Aktivierungsphase den halbleiterbasierten Schalter (12; 12a-b) von dem ersten Schaltzustand in den zweiten Schaltzustand zu überführen und, um während der Aktivierungsphase die steuerbare Widerstandschaltung (18; 74) mit dem verstellbaren Spannungspotential (VonMid) zu verbinden und, um während eines Zeitintervalls, das vor der Aktivierungsphase angeordnet ist, das Quellenpotential (V_{CC}) mit der steuerbaren Widerstandschaltung (18; 74) zu verbinden.

7. Vorrichtung gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, bei der die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um intervallweise in einem vorangehendem Ansteuerzeitintervall ($k-1$) ein Vergleichsergebnis basierend auf einem Vergleich einer

Stromänderungsgeschwindigkeit (di/dt ; dic/dt) eines Leistungsstroms (I ; I_C), der durch den halbleiterbasierten Schalter (12; 12a-b) fließt, mit einem Vergleichswert zu erhalten, und um die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58) basierend auf dem Vergleichsergebnis für ein Ansteuerzeitintervall (k), das auf das vorangehende Ansteuerzeitintervall ($k-1$) folgt, einzustellen, so dass das zeitvariante Spannungspotential vergrößert ist, wenn das Vergleichsergebnis kleiner ist, als eine vordefinierte Untergrenze und so dass das zeitvariante Spannungspotential verkleinert ist, wenn das Vergleichsergebnis größer ist, als eine vordefinierte Obergrenze.

8. Vorrichtung gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, bei der die Steuervorrichtung (24; 28; 56) eine digitale Reglereinrichtung (156) umfasst, die ausgebildet ist, um die steuerbare Widerstandschaltung (18; 74) und die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58) für ein aktuelles Ansteuerzeitintervall (k) basierend auf einem Vergleich von Sollwerten einer Stromänderungsgeschwindigkeit (di/dt ; dic/dt) eines Leistungsstroms (I ; I_C), der durch den halbleiterbasierten Schalter (12; 12a-b) fließt, und eines Steuerstroms, der hin zu oder weg von dem Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) fließt, mit Messwerten der Stromänderungsgeschwindigkeit (di/dt ; dic/dt) des Leistungsstroms zu steuern, wobei die Sollwerte für ein aktuelles Ansteuerzeitintervall (k) gültig sind, wobei die Sollwerte aus Ist-Werten eines vorangegangenen Ansteuerzeitintervalls ($k-1$) abgeleitet sind und wobei die digitale Reglereinrichtung (156) ausgebildet ist, um basierend auf dem Vergleich eine veränderte Zeitdauer eines Zeitintervalls ($td1, on$, $\Delta t_{conf, mil}$, $td2, on$; td, off ; AI-AIV; DI-DIV) für das aktuelle Ansteuerzeitintervall (k) zu bestimmen.

9. Vorrichtung gemäß einem der vorangegangenen Ansprüche, die ferner eine steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle (26; 84) umfasst, die mit dem Anschluss (14) verschaltet ist, und die ausgebildet ist, um zumindest zeitweise ein Umschaltpotential (V_{DD}) bereitzustellen, wobei das Umschaltpotential (V_{DD}) galvanisch mit einem Versorgungspotential (U_S) der Steuervorrichtung (24; 28; 56) gekoppelt ist und einen geringeren Potentialwert aufweist als eine Schwellenspannung ($U_{g(th)}$) des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b), und wobei die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle (26; 84) so zu steuern, dass basierend auf dem bereitgestellten Umschaltpotential (V_{DD}) Ladungsträger, die in einer Steuer-Kapazität des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) gespeichert sind, aus der Steuer-Kapazität abfließen und basierend auf der galvanischen Kopplung zu einem Betrieb der Steuervorrichtung (24; 28; 56) beitragen.

10. Vorrichtung gemäß einem der vorangegangenen Ansprüche, die ferner einen Sensor (31; 31a-b) zur Erfassung einer Stromänderungsgeschwindigkeit (di/dt ; dic/dt) eines Leistungsstroms (I ; I_C), der durch den halbleiterbasierten Schalter (12; 12a-b) fließt, umfasst, wobei der Sensor (31; 31a-b) der folgende Merkmale aufweist:

5

eine isolierenden Folie (32), die ausgebildet ist, um mit dem ersten oder zweiten Anschluss (36a-b) des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) verbunden zu werden; und

10

eine Induktivität (34; 34a-d), die an der isolierenden Folie (32) an einer Seite derselben angeordnet ist, die gegenüberliegend von einer Seite, die während eines Messbetriebs des Sensors (31; 31a-b) dem halbleiterbasierten Schalter (12; 12a-b) zugewandt angeordnet ist, um ein durch den Leistungsstrom (I ; I_C) erzeugtes magnetisches Feld (38) zu erfassen, und um eine Messspannung (42) basierend auf dem erfassten magnetischen Feld (38) bereitzustellen;

15

wobei die Induktivität (34; 34a-d) während des Messbetriebs zumindest durch die isolierende Folie (32) von dem halbleiterbasierten Schalter (12; 12a-b) beabstandet ist, so dass eine berührungslose Messung der Stromänderungsgeschwindigkeit (di/dt ; dic/dt) durch den Sensor (31; 31a-b) ermöglicht ist;

20

wobei die isolierende Folie (32) ferner einen Befestigungsabschnitt (45; 45a-b) aufweist; und

25

wobei der erste oder zweite Anschluss (36a-b) des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) mit dem Befestigungsabschnitt (45; 45a-b) der isolierenden Folie (32) verbunden ist.

11. Vorrichtung gemäß einem der vorangegangenen Ansprüche, die ferner einen Gegenkopplungszweig (116) umfasst, der ausgebildet ist, um basierend auf einer Stromanstiegsgeschwindigkeit (di/dt ; dic/dt) eines Leistungsstroms, der durch den halbleiterbasierten Schalter (12; 12a-b) fließt, den Anschluss (14) mit einer statischen AUS-Spannung (V_{EE}) zu verbinden, so dass ein Strom, der von dem Anschluss (14) zu dem Steuer-Anschluss des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) fließt, reduziert ist, wobei der Gegenkopplungszweig (116) ausgebildet ist, um wirksam zu sein, wenn die Stromanstiegsgeschwindigkeit (di/dt ; dic/dt) einen vordefinierten Schwellwert erreicht oder überschreitet.

30

35

12. Vorrichtung gemäß Anspruch 10 oder 11, bei der der Gegenkopplungszweig (116) einen Transistor (119) umfasst, und bei dem die Stromanstiegsgeschwindigkeit als ein Messsignal (42) eines Sensors (31; 31a-b) repräsentiert ist, das mit dem Transistor (119) an einem Steuereingang des Transistors (119) verschaltet ist.

5

13. Vorrichtung gemäß einem der vorangehenden Ansprüche, ferner umfassend:

10

eine steuerbaren Deaktivierungs-Spannungsquelle (26; 84), die mit dem Anschluss (14) verschaltet ist, und die ausgebildet ist, um zumindest zeitweise ein Umschaltpotential (V_{DD}) an einem Potentialknoten (27) bereitzustellen;

15

eine weitere steuerbare Widerstandsschaltung (82), die zumindest zwei parallel geschaltete ohmsche Widerstände ($k_{2,1}$, $k_{2,2}$) aufweist, die in zumindest drei Widerstandswerte der Parallelschaltung (82) steuerbar sind; und

20

wobei die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle (26; 84) und die weitere steuerbare Widerstandsschaltung (82) unabhängig voneinander zeitvariant zu steuern;

25

wobei die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle (26; 84) und die weitere steuerbare Widerstandsschaltung (82) zu einer weiteren Serienschaltung verschaltet sind;

wobei die Serienschaltung und die weitere Serienschaltung seriell mit einander verschaltet sind, wobei ein Schaltungsknoten (78) zwischen der Serienschaltung und der weiteren Serienschaltung mit dem Anschluss (14) verschaltet ist; und

30

wobei die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle (26; 84) und die weitere steuerbare Widerstandsschaltung (82) zeitvariant zu steuern, um zeitvariante Widerstandswerte der weiteren steuerbaren Widerstandsschaltung (82) und eine zeitvariante Spannung der steuerbaren Deaktivierungs-Spannungsquelle zu erhalten, so dass ein zeitvariantes Spannungspotential basierend auf den zeitvarianten Widerstandswerten und der zeitvarianten Spannung an dem Steueranschluss anlegbar ist;

35

wobei der halbleiterbasierte Schalter (12; 12a-b) einen ersten Schaltzustand aufweist, wenn eine Steuerspannung (U_{gate}) an dem Steueranschluss einen Wert $U_{g(on)}$ aufweist, der größer oder gleich ist als eine Millerspannung ($U_{g(mil)}$) und ei-

nen zweiten Schaltzustand aufweist, wenn das Steuerpotential kleiner ist als eine Schwellenspannung ($U_g(th)$).

14. Vorrichtung gemäß Anspruch 13, bei der die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um die steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle (26; 84), die steuerbare Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58), die steuerbare Widerstandsschaltung (18; 74) und die weitere steuerbare Widerstandsschaltung (82) zeitvariant und unabhängig von einander zu steuern, um, während einer Aktivierungsphase den halbleiterbasierten Schalter (12; 12a-b) von dem zweiten Schaltzustand in den ersten Schaltzustand und während einer Deaktivierungsphase von dem ersten Schaltzustand in den zweiten Schalterzustand zu überführen,

wobei die Aktivierungsphase ein erstes Aktivierungszeitintervall (AI), ein zweites Aktivierungszeitintervall (AII), ein drittes Aktivierungszeitintervall (AIII) und ein viertes Aktivierungszeitintervall (AIV) aufweist, die in der genannten Reihenfolge zeitlich aufeinander folgend angeordnet sind;

wobei die Deaktivierungsphase ein erstes Deaktivierungszeitintervall (DI), ein zweites Deaktivierungszeitintervall (DII), ein drittes Deaktivierungszeitintervall (DIII) und ein viertes Deaktivierungszeitintervall (DIV) aufweist, die in der genannten Reihenfolge zeitlich aufeinander folgend angeordnet sind;

wobei die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um während der Aktivierungsphase einen Stromfluss von der steuerbaren Aktivierungs-Spannungsquelle (16; 58) hin zu dem Steueranschluss bereitzustellen und, um während der Deaktivierungsphase einen Stromfluss von dem Steueranschluss hin zu der steuerbaren Deaktivierungs-Spannungsquelle (26; 84) bereitzustellen;

wobei die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um

während des ersten Aktivierungszeitintervalls (AI) die steuerbare Widerstandsschaltung (18; 74) so anzusteuern, dass ein erster ohmscher Widerstand ($k_{1,1}$), der einen ersten Widerstandswert aufweist, und ein zweiter ohmscher Widerstand ($k_{1,2}$), der einen zweiten Widerstandswert aufweist und der parallel zu dem ersten ohmschen Widerstand ($k_{1,1}$) verschaltet ist, wirksam sind;

während des zweiten Aktivierungszeitintervalls (AII) die steuerbare Widerstandsschaltung (18; 74) so anzusteuern, dass der erste ohmsche Widerstand ($k_{1,1}$) wirksam ist und der zweite ohmsche Widerstand ($k_{1,2}$) unwirksam ist;

5

während des dritten Aktivierungszeitintervalls (AIII) die steuerbare Widerstandsschaltung (18; 74) so anzusteuern, dass der erste ohmsche Widerstand ($k_{1,1}$) unwirksam ist und der zweite ohmsche Widerstand ($k_{1,2}$) wirksam ist;

10

während des vierten Aktivierungszeitintervalls (AIV) die steuerbare Widerstandsschaltung (18; 74) so anzusteuern, dass der erste ($k_{1,1}$) und der zweite ($k_{1,2}$) ohmsche Widerstand wirksam sind; und

15

wobei der erste Widerstandswert von dem zweiten Widerstandswert verschieden ist;

wobei die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um

20

während des ersten Deaktivierungszeitintervalls (DI) die weitere steuerbare Widerstandsschaltung (82) so anzusteuern, dass ein dritter ohmscher Widerstand ($k_{2,1}$), der einen dritten Widerstandswert aufweist, und ein vierter ohmscher Widerstand ($k_{2,2}$), der einen vierten Widerstandswert aufweist und der parallel zu dem dritten ohmschen Widerstand ($k_{2,1}$) verschaltet ist, wirksam sind;

25

während des zweiten Deaktivierungszeitintervalls (DII) die weitere steuerbare Widerstandsschaltung (82) so anzusteuern, dass der dritte ohmsche Widerstand ($k_{2,1}$) wirksam ist und der vierte ohmsche Widerstand ($k_{2,2}$) unwirksam ist;

30

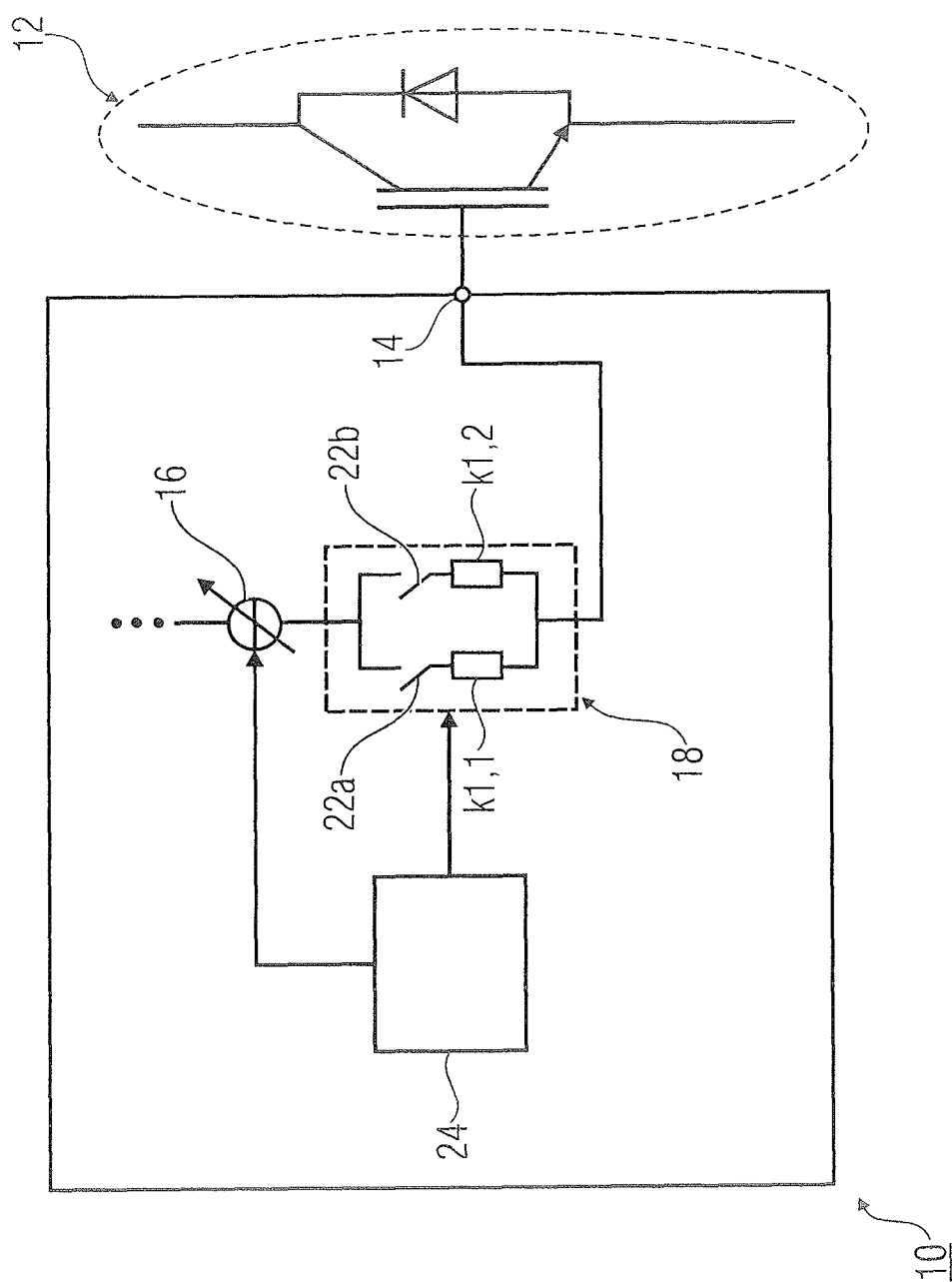
während des dritten Deaktivierungszeitintervalls (DIII) die weitere steuerbare Widerstandsschaltung (82) so anzusteuern, dass der dritte ohmsche Widerstand ($k_{2,1}$) unwirksam ist und der vierte ohmsche Widerstand ($k_{2,2}$) wirksam ist;

35

während des vierten Deaktivierungszeitintervalls (DIV) die weitere steuerbare Widerstandsschaltung (82) so anzusteuern, dass der dritte ($k_{2,1}$) und der vierte ($k_{2,2}$) ohmsche Widerstand wirksam sind; und

wobei der dritte Widerstandswert von dem vierten Widerstandswert verschieden ist.

- 5 15. Vorrichtung gemäß einem der vorangegangenen Ansprüche, bei der zwischen den Anschluss (14) und eine steuerbare Deaktivierungs-Spannungsquelle (26; 84) ein steuerbarer Masseschalter (108) geschaltet ist, der ausgebildet ist, um den Anschluss (14) mit einem Referenzpotential (V_{EE}) zu verbinden, wenn der steuerbare Masseschalter (108) in einen leitenden Zustand gesteuert ist, so dass eine Zunahme von in einer Steuer-Kapazität des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) gespeicherte Ladungsträger verhindert ist, wobei die Steuervorrichtung ausgebildet ist, um den steuerbaren Masseschalter (108) zu steuern und bei der die Steuervorrichtung (24; 28; 56) ausgebildet ist, um eine Steuerspannung (U_{gate}), die zwischen dem Steueranschluss des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) und einem weiteren Anschluss (36a-b) des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b) anliegt zumindest indirekt zu bestimmen, und um den steuerbaren Masseschalter (108) anzusteuern, wenn die Steuerspannung (U_{gate}) kleiner ist, als eine Ausschaltspannung des halbleiterbasierten Schalters (12; 12a-b).
- 10
- 15



TE

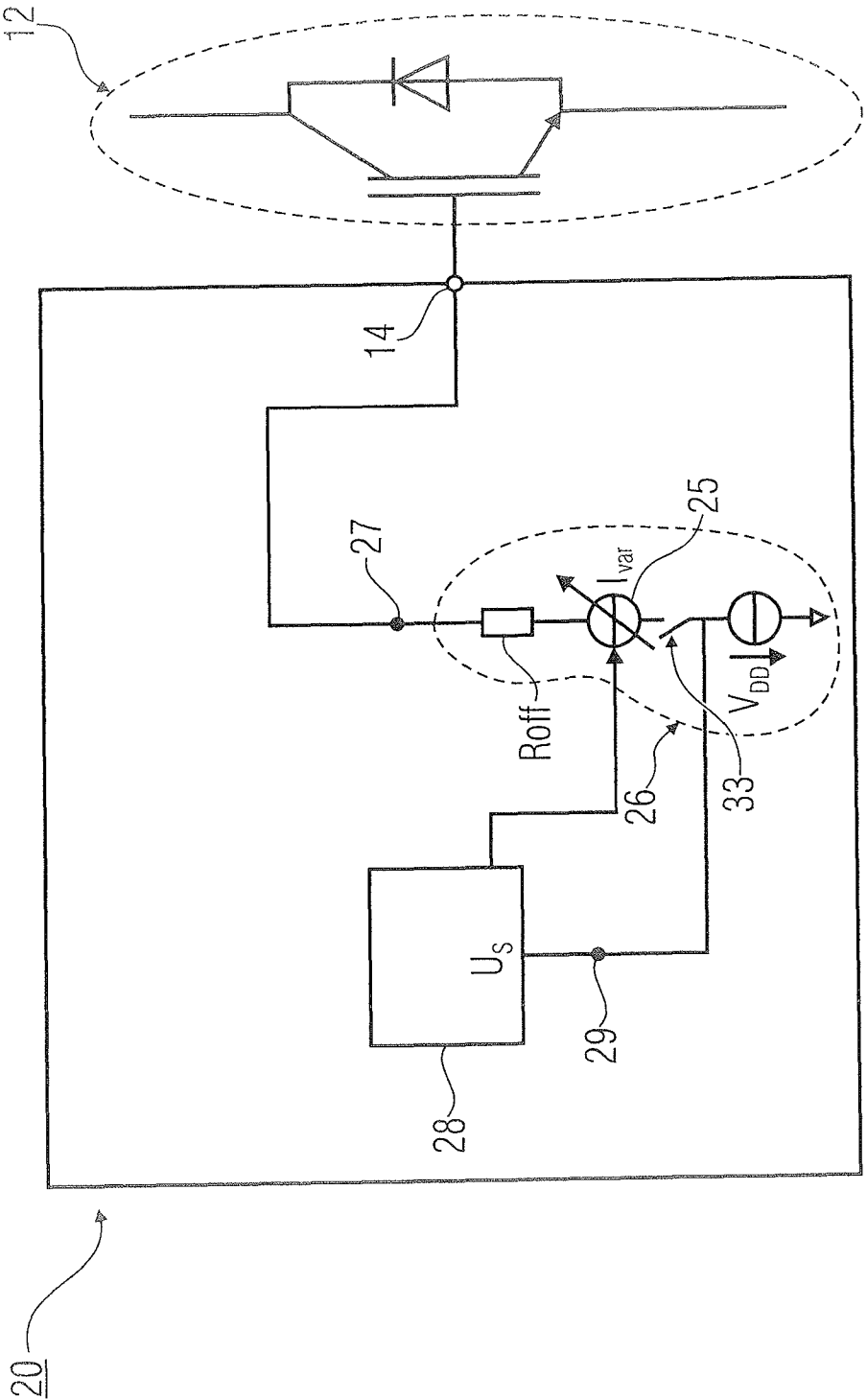
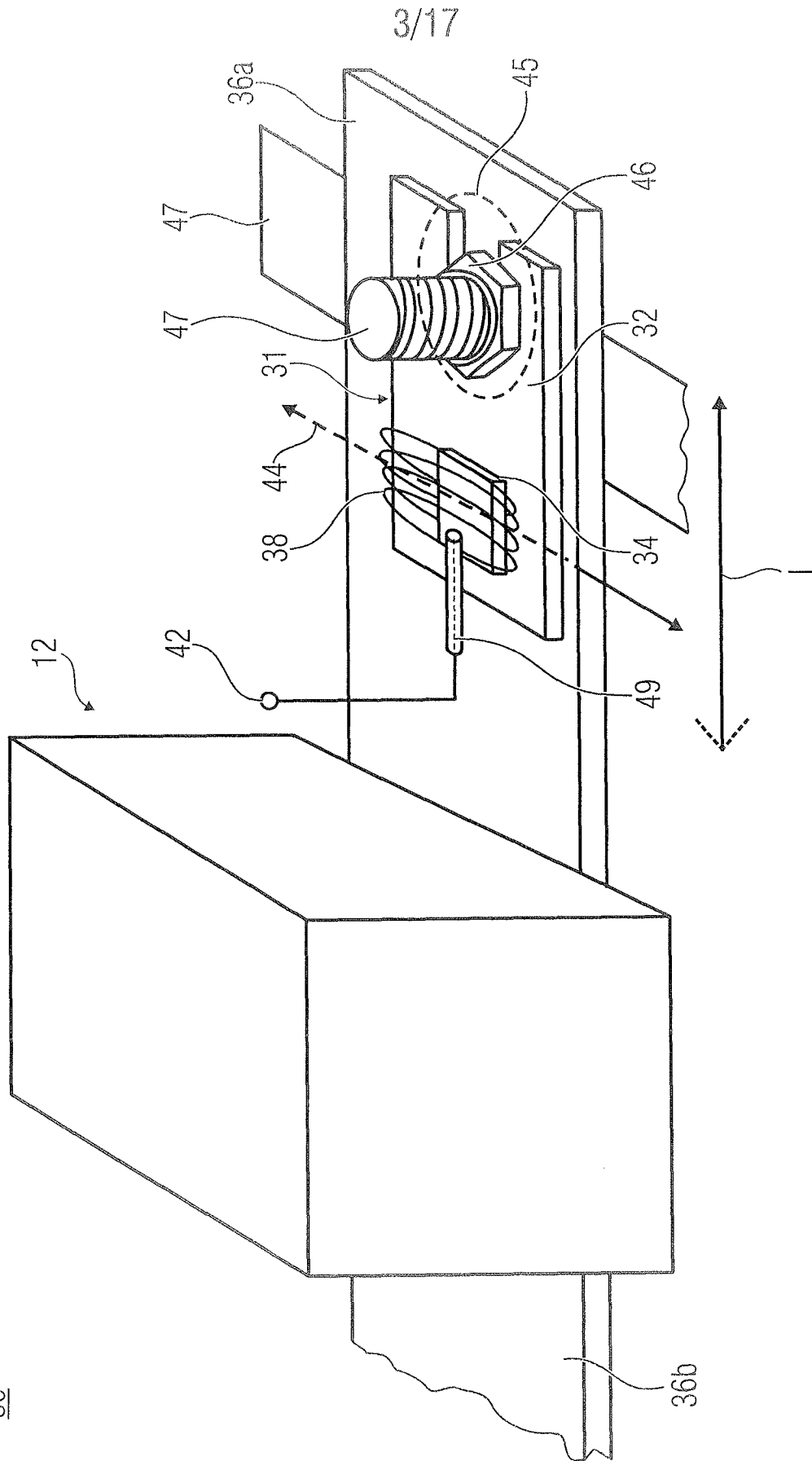


FIG 2



354

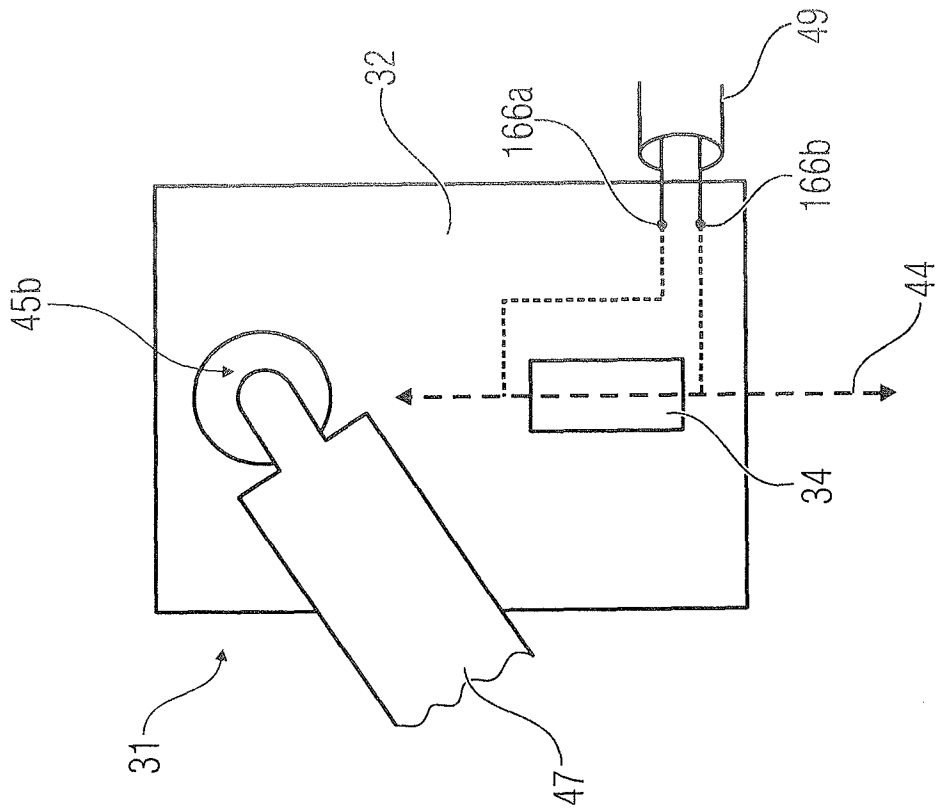


FIG 4B

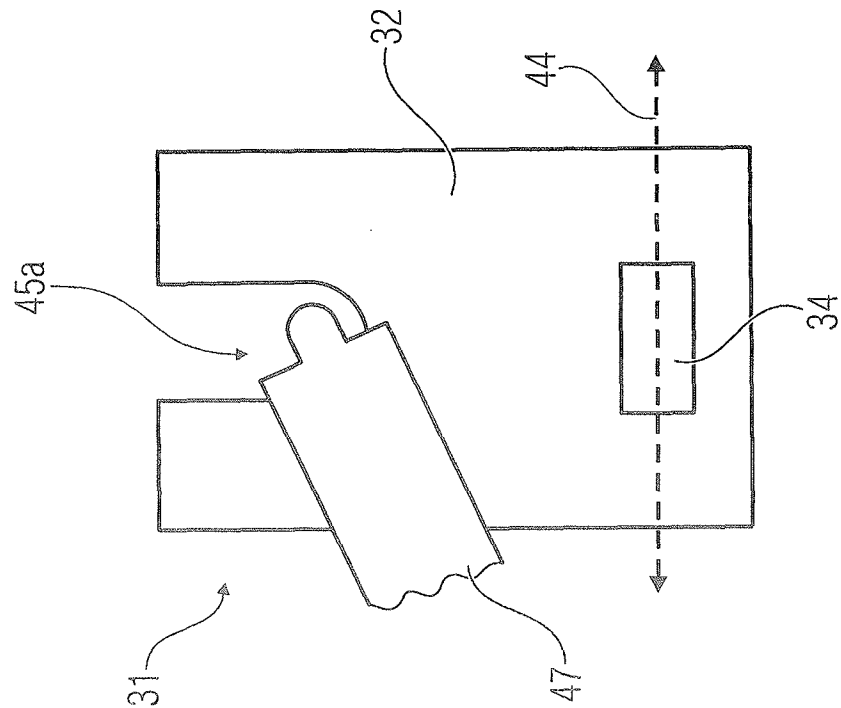
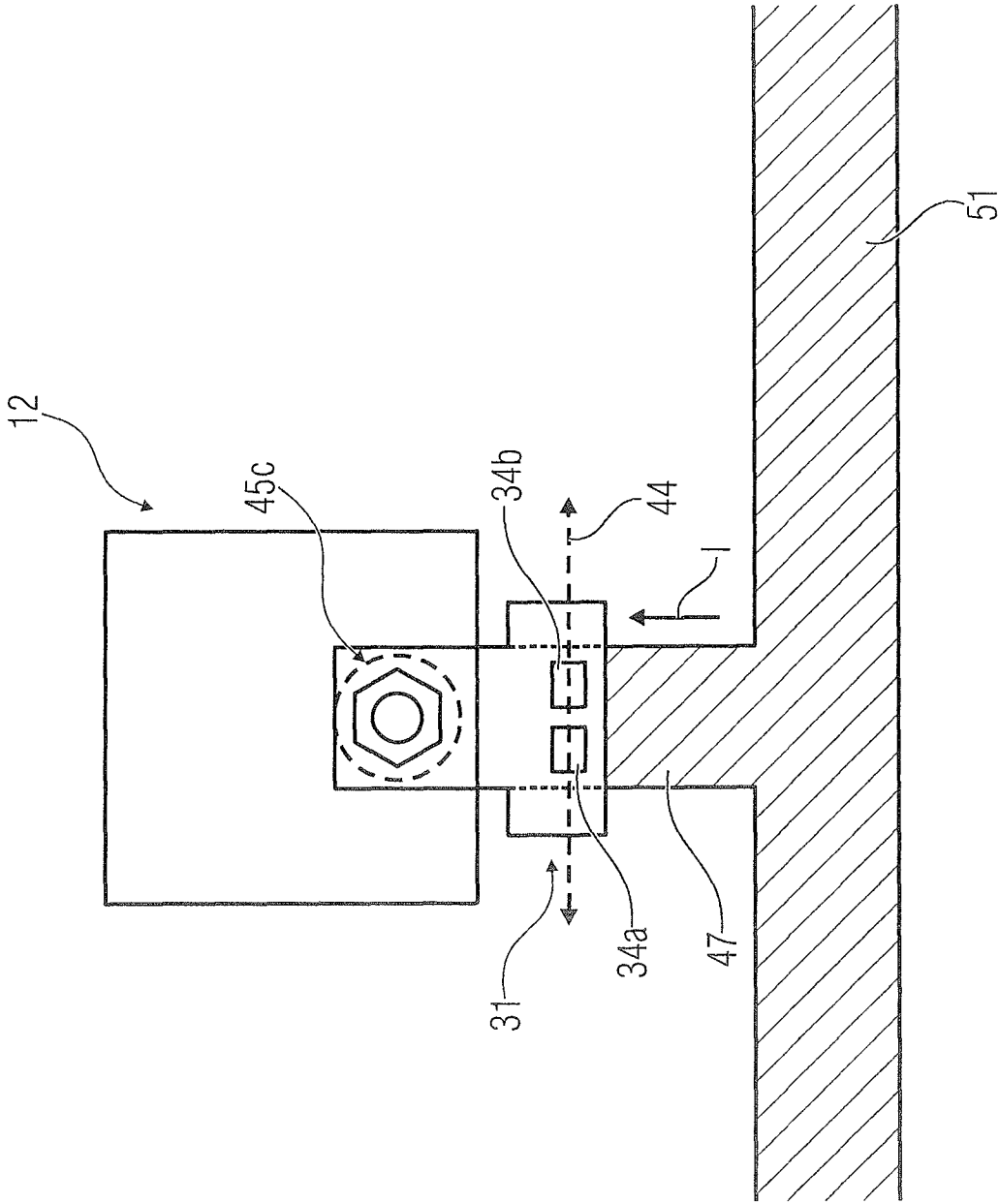


FIG 4A



6/17

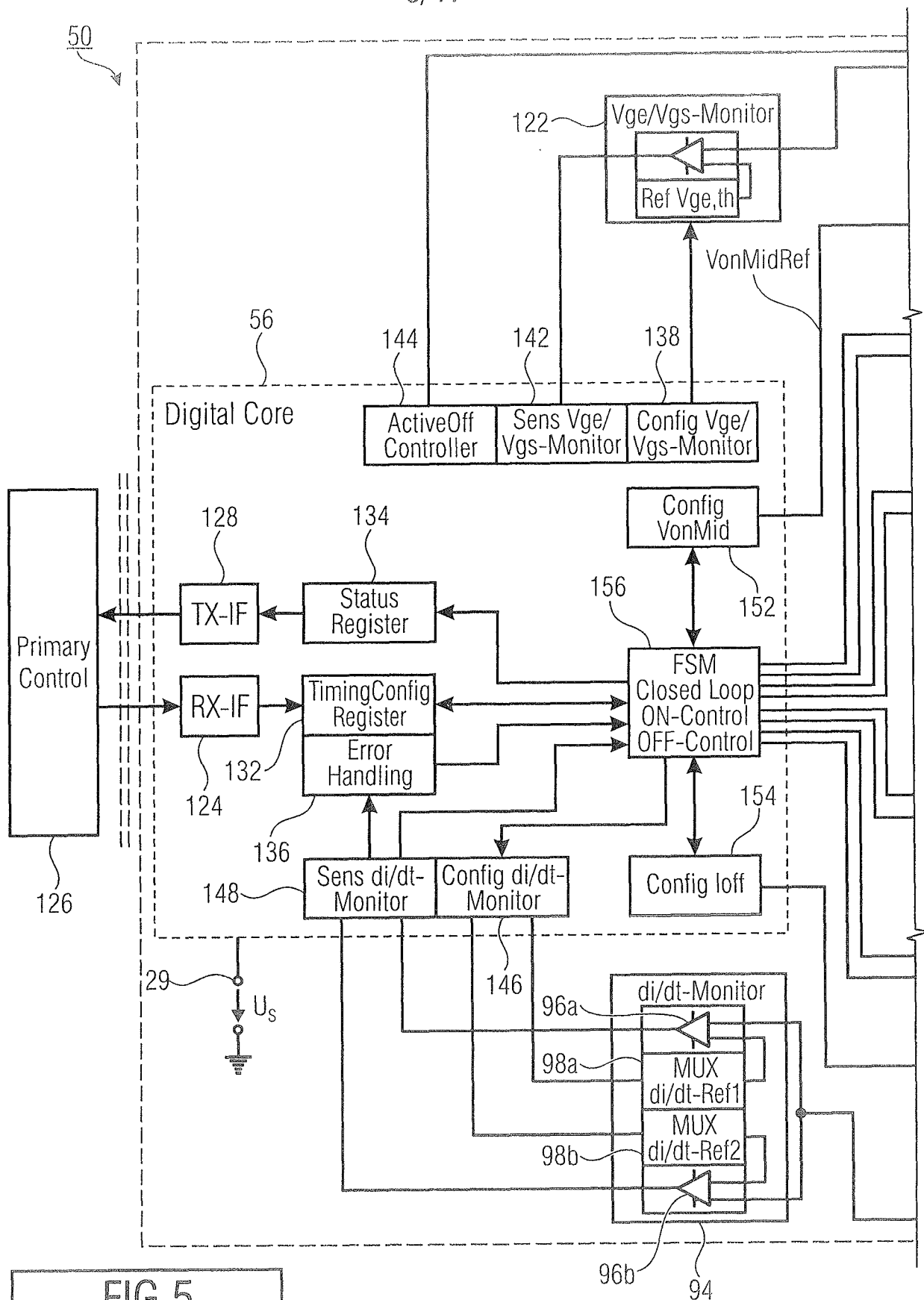


FIG 5
FIG 5A | FIG 5B

FIG 5A

7/17

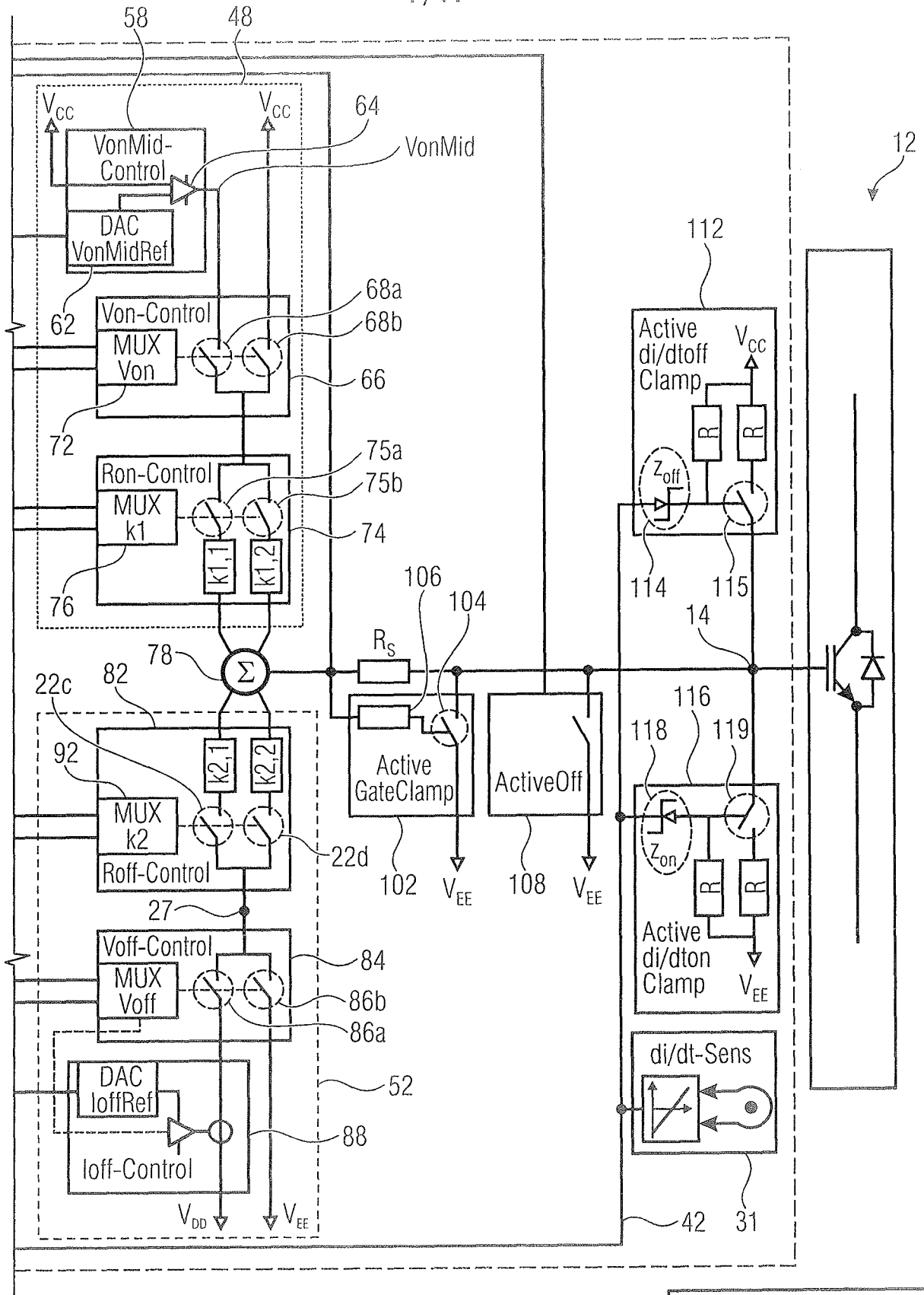


FIG 5B

FIG 5
FIG 5A | FIG 5B

8/17

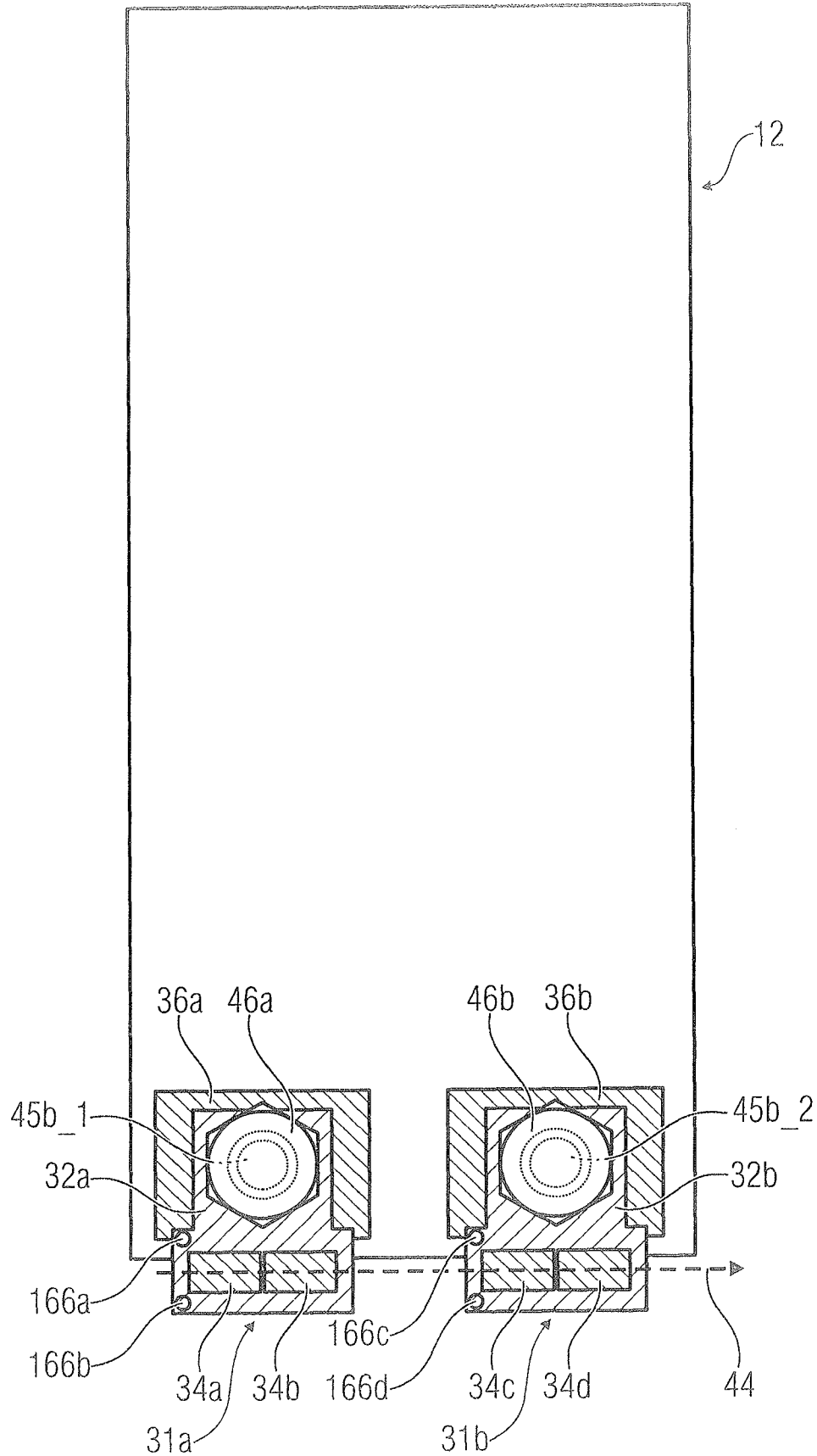


FIG 6

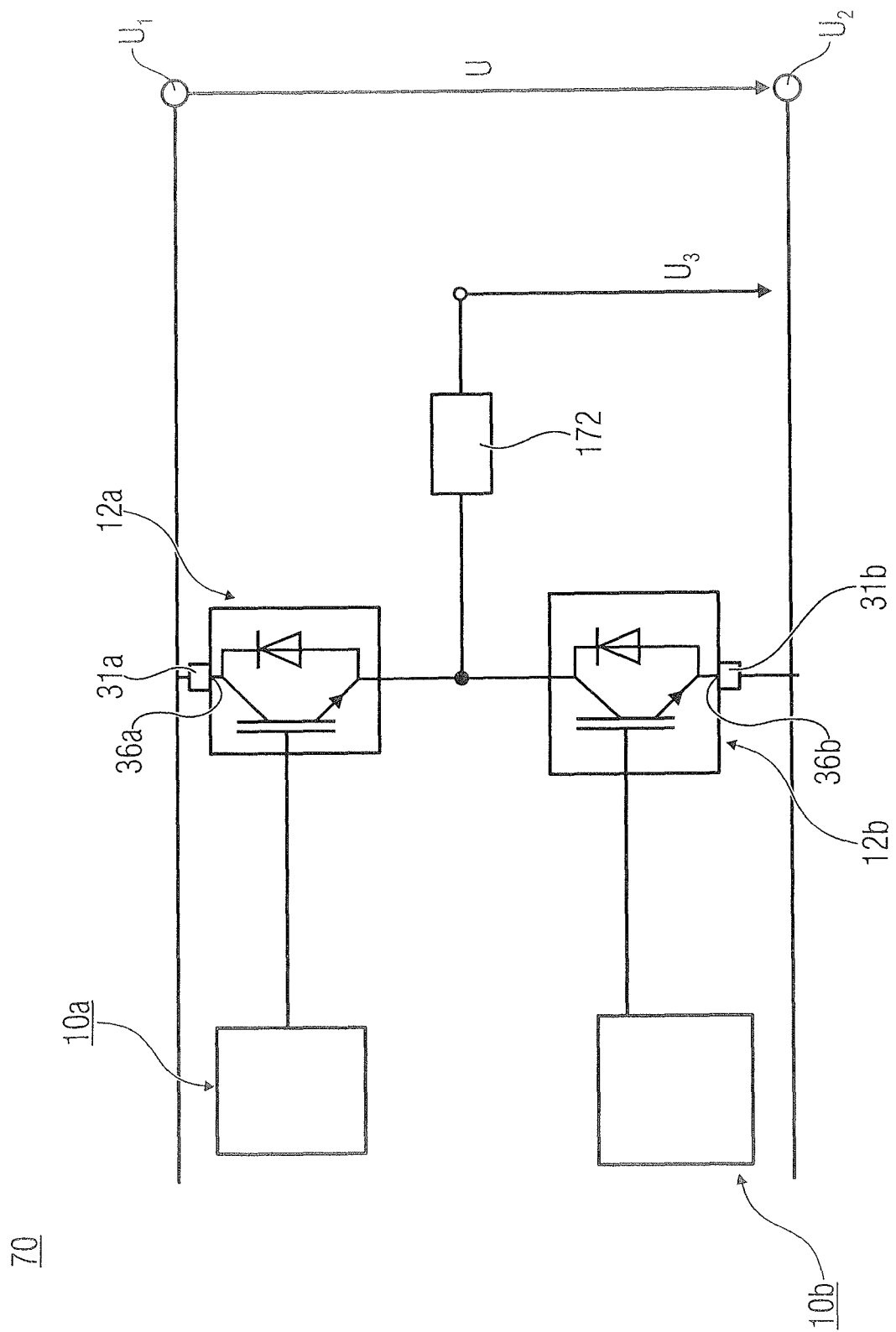


FIG 7

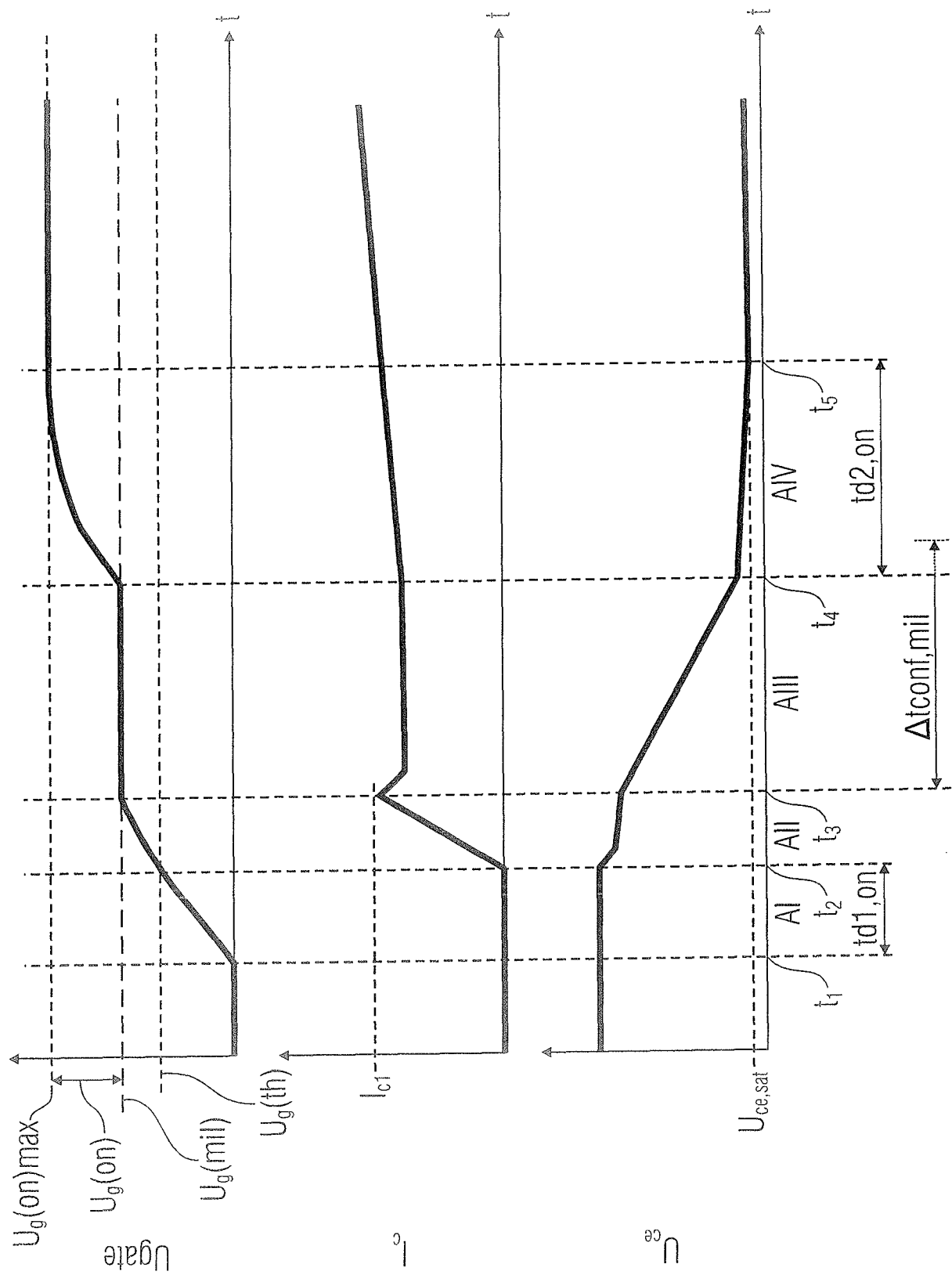


FIG 8

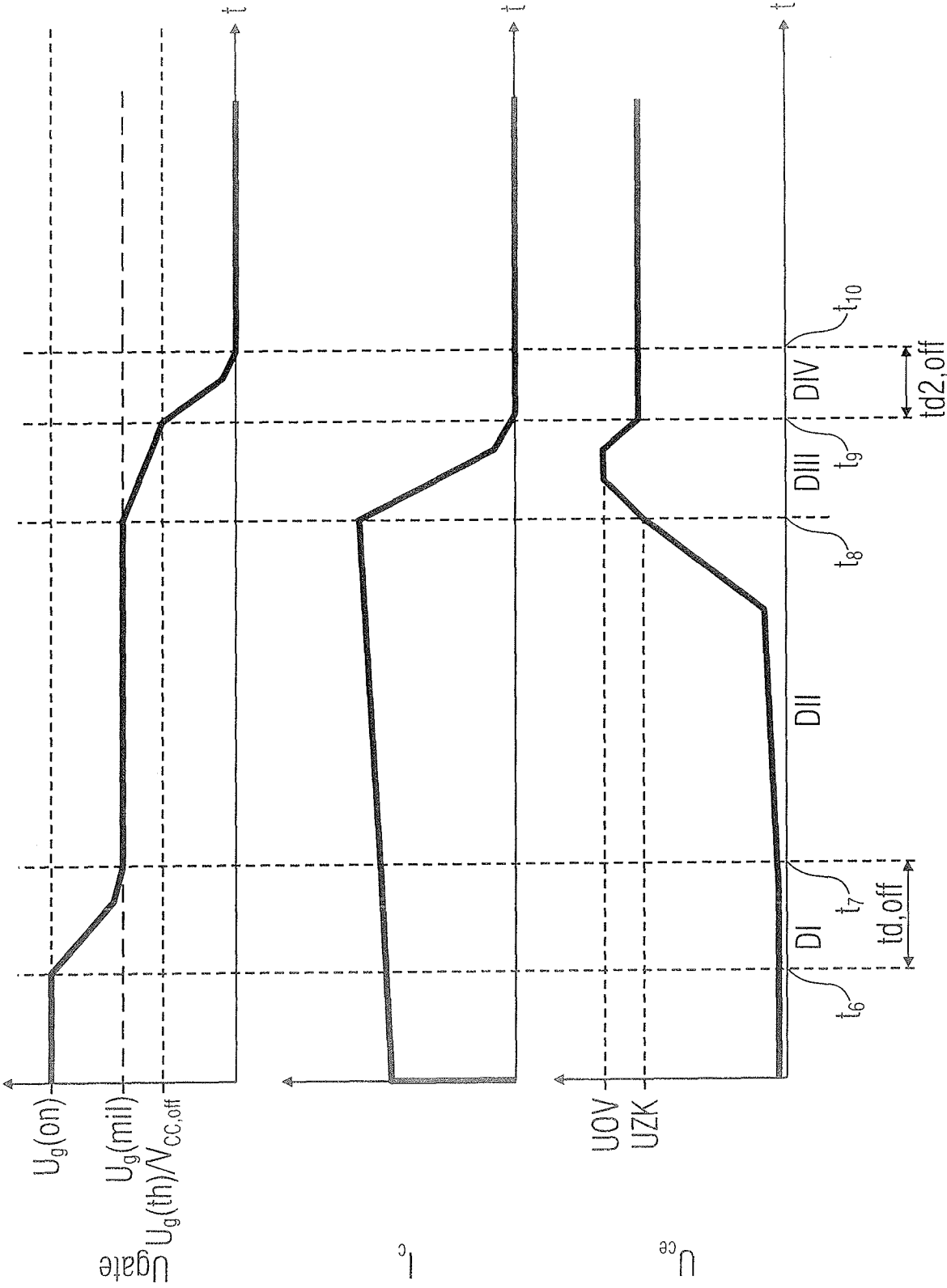


FIG 9

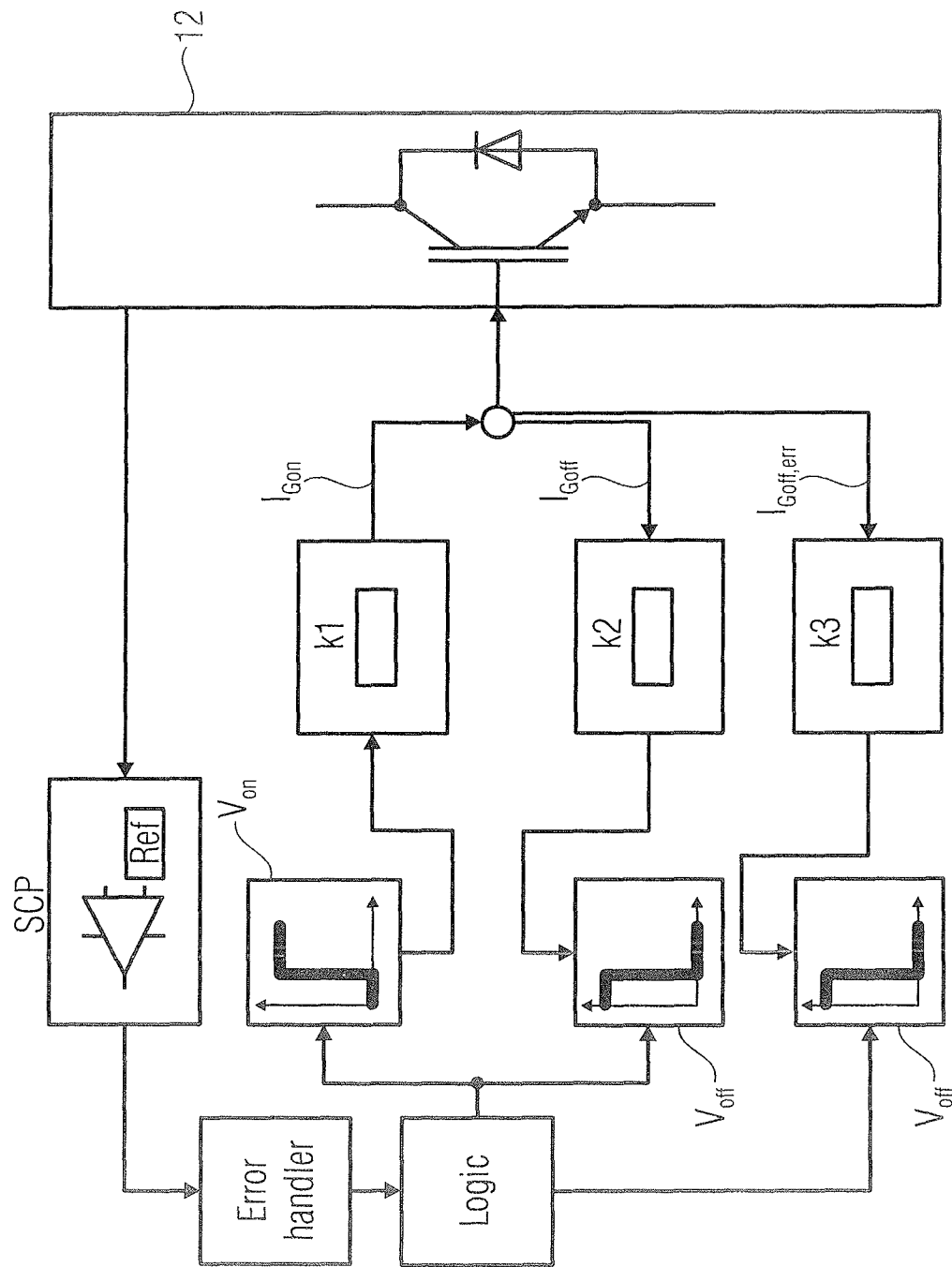


FIG 10

13/17

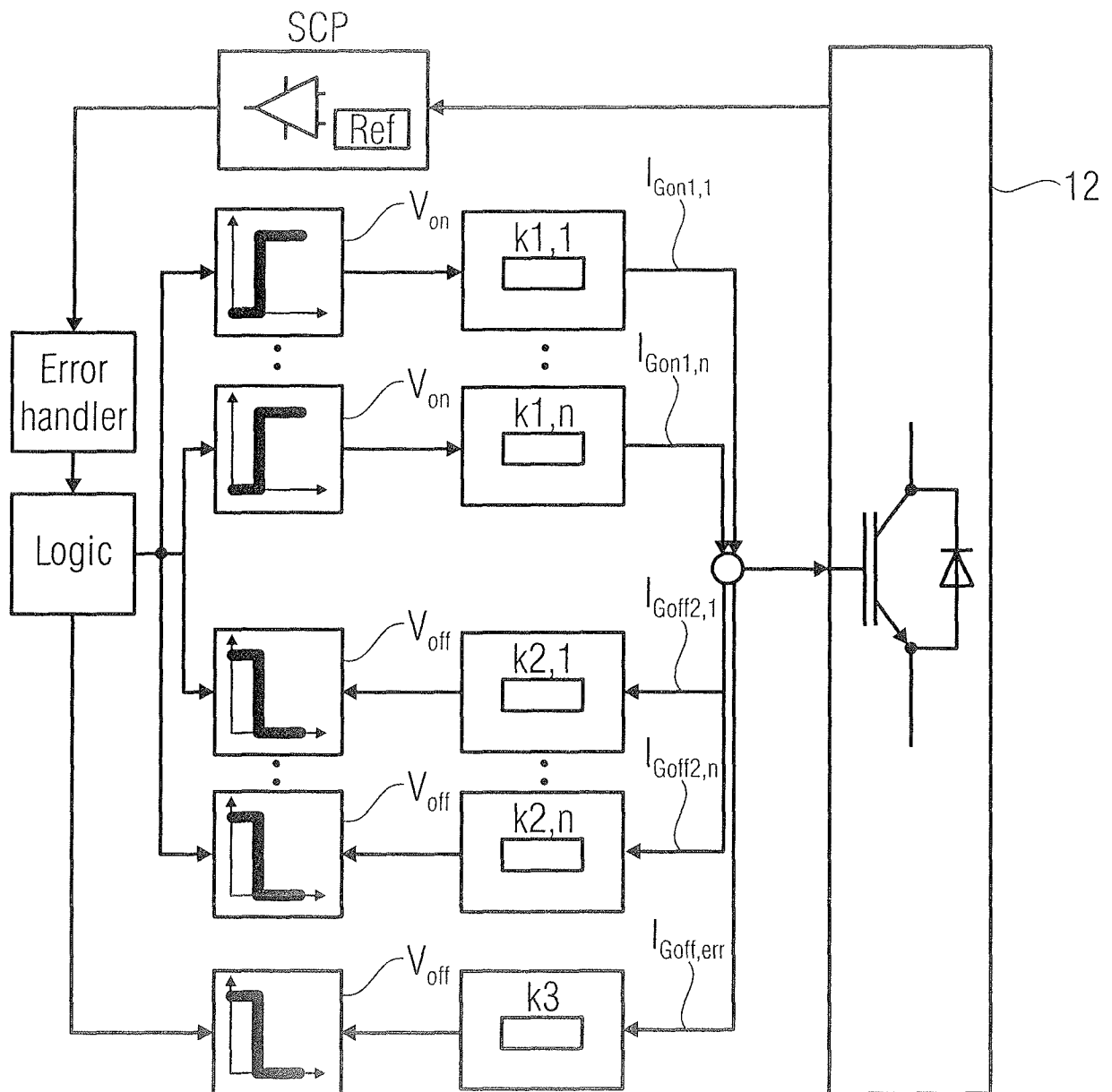


FIG 11

14/17

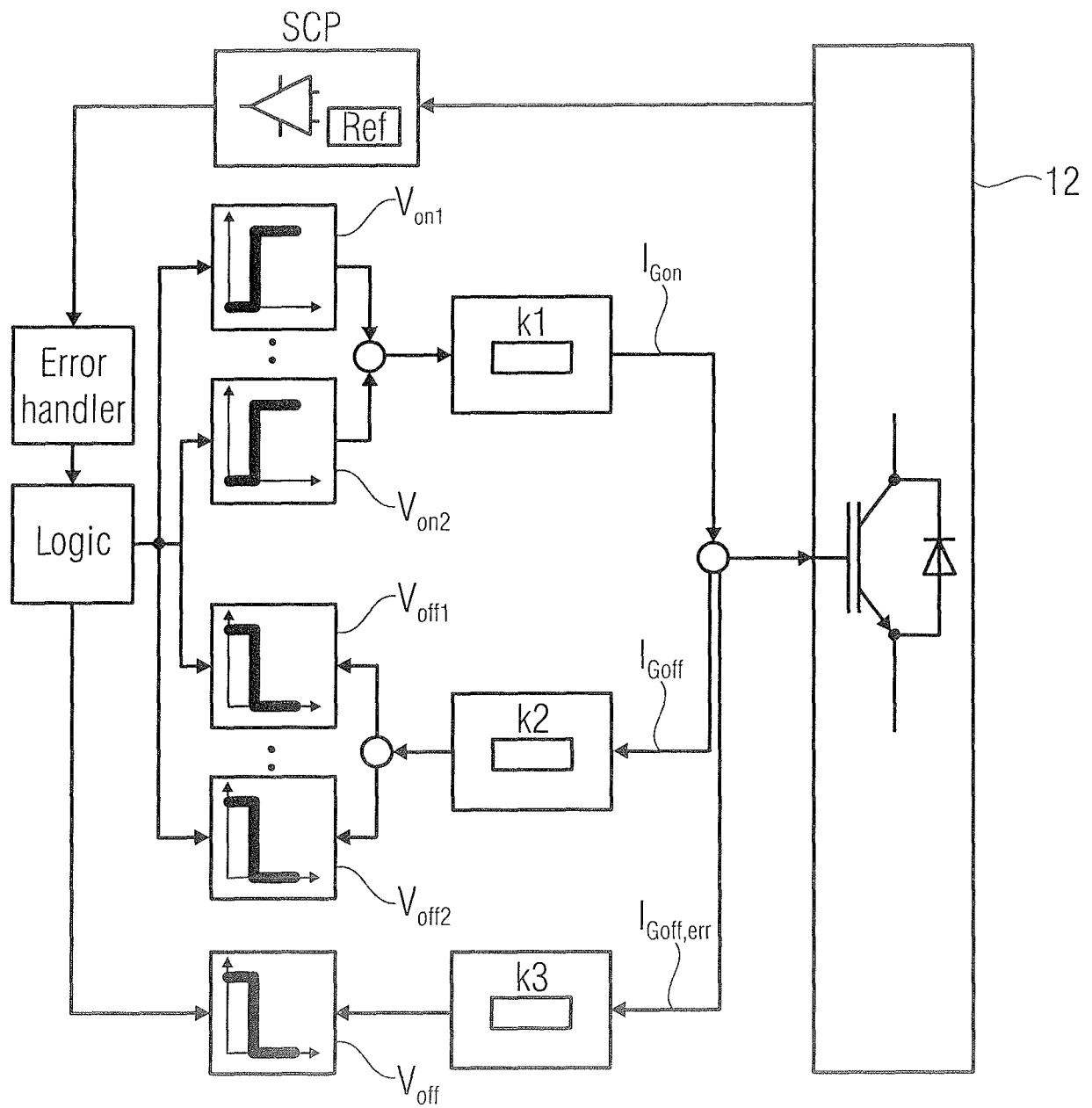


FIG 12

15/17

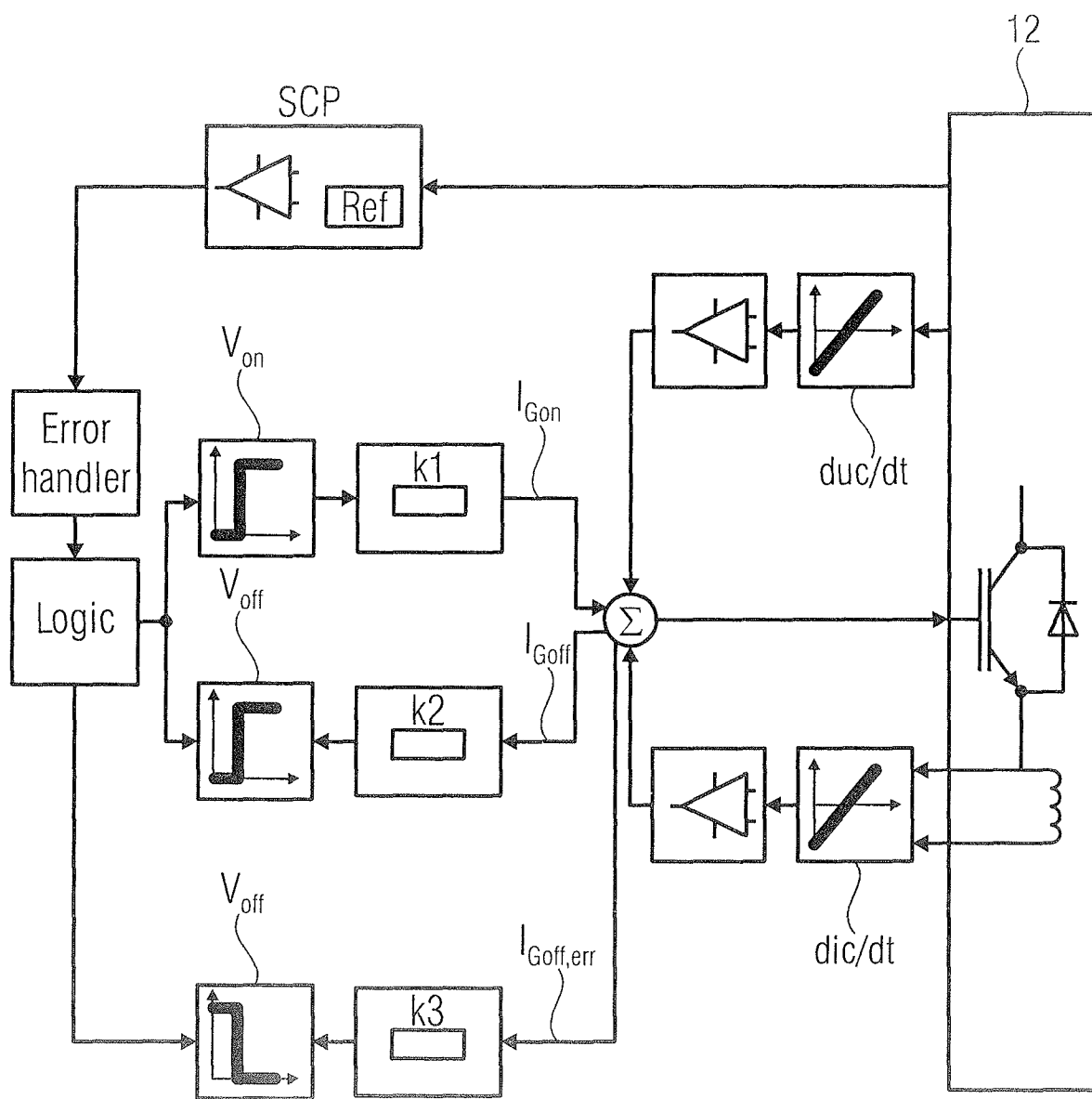


FIG 13

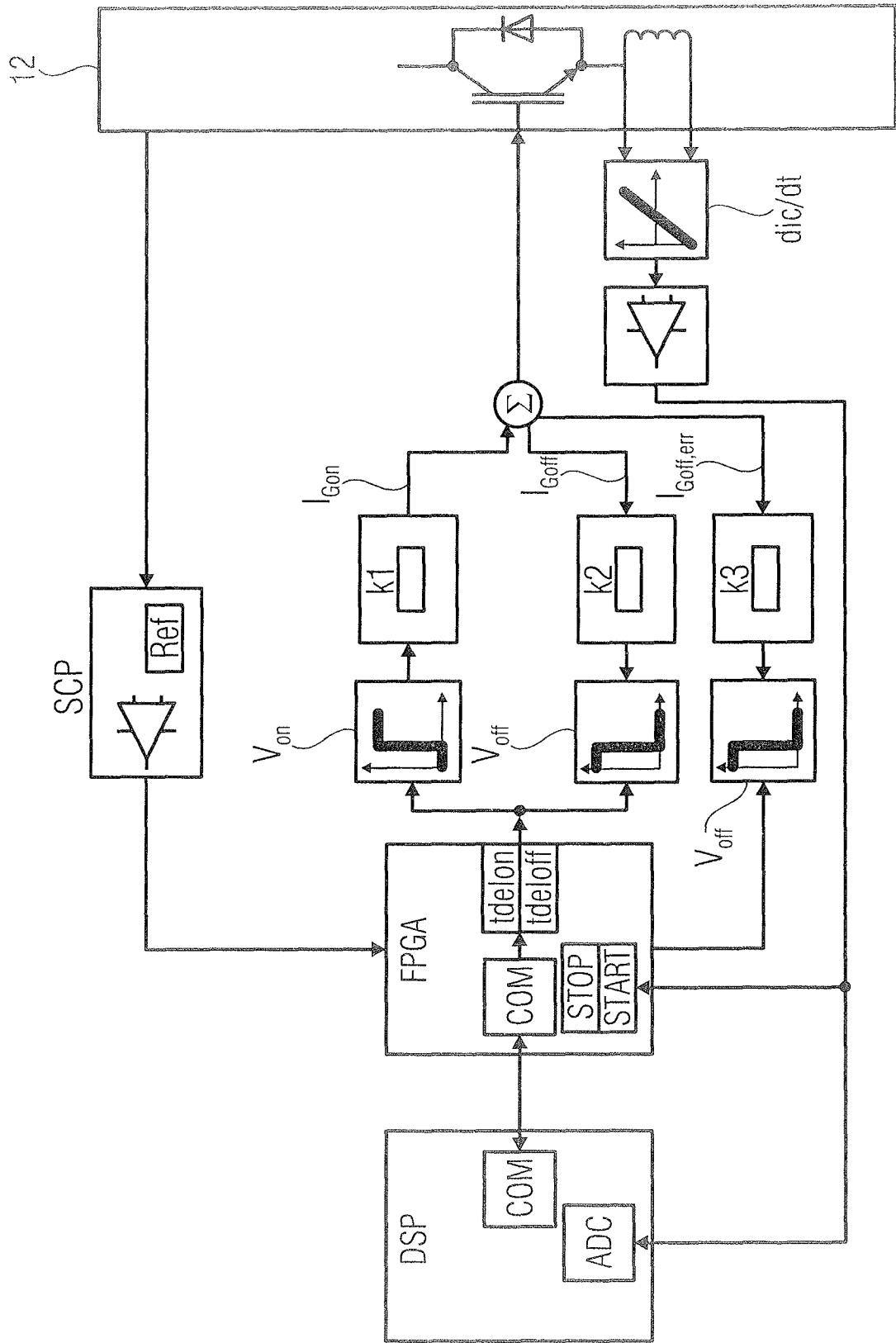


FIG 14

17/17

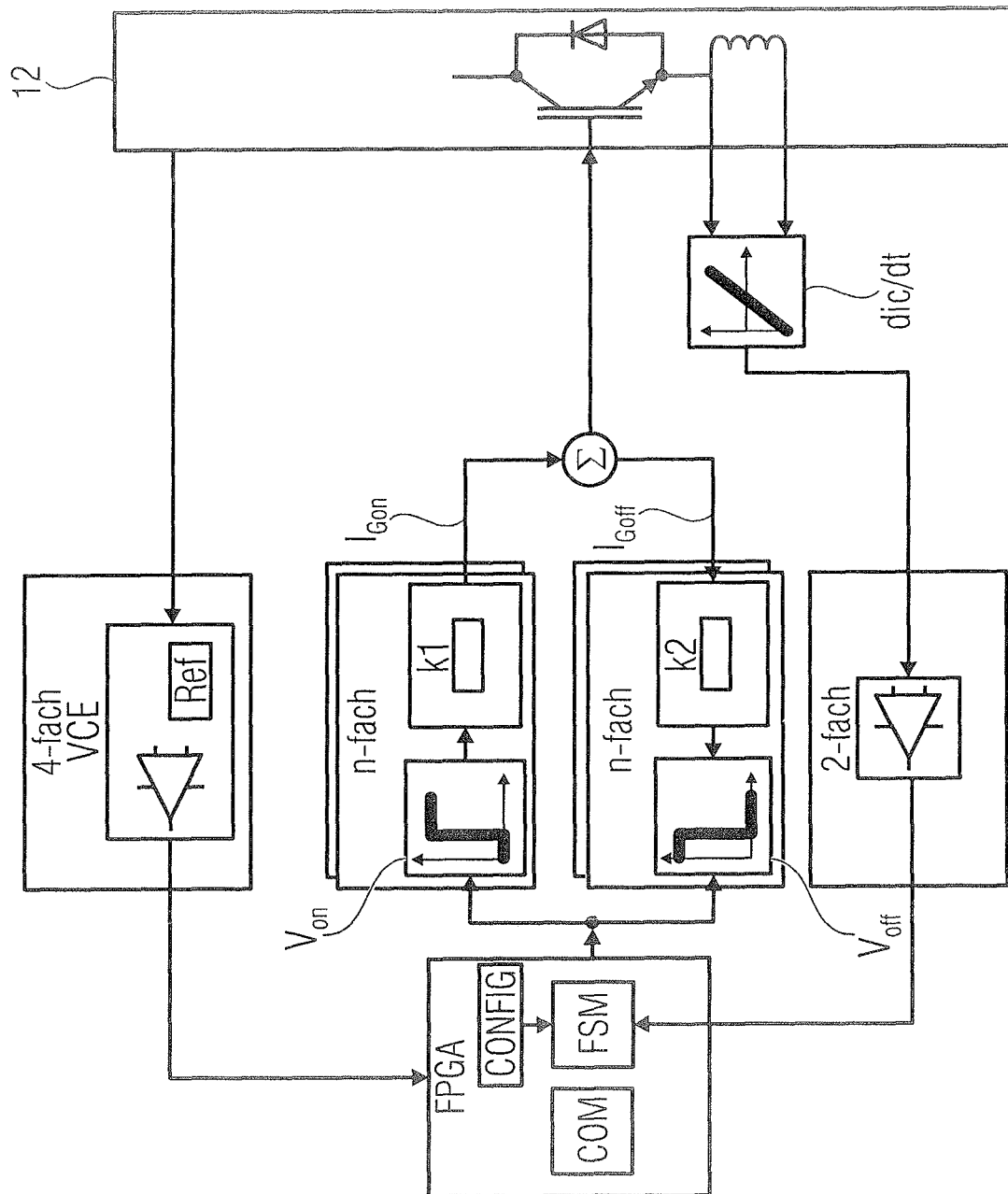


FIG 15

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2015/058187

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

INV. H03K17/16

ADD. G01R19/12 H02M1/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H03K G01R H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP 0 817 381 A2 (MITSUBISHI ELECTRIC CORP [JP]) 7 January 1998 (1998-01-07) column 7, line 54 - column 11, line 11; figures 1-4	1-15
A	----- US 5 440 260 A (HAYASHI YOKICHI [JP] ET AL) 8 August 1995 (1995-08-08) figure 20	1-15
A	----- US 2012/299624 A1 (SUGAHARA SATOSHI [JP]) 29 November 2012 (2012-11-29) the whole document	1-15
A	----- EP 1 414 143 A2 (MARVELL WORLD TRADE LTD [BB]) 28 April 2004 (2004-04-28) the whole document	1-15
	----- -/-	



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

6 July 2015

Date of mailing of the international search report

23/07/2015

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Jepsen, John

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No
PCT/EP2015/058187

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	ZHIQIANG WANG ET AL: "Switching performance improvement of IGBT modules using an active gate driver", APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2013 TWENTY-EIGHTH ANNUAL IEEE, IEEE, 17 March 2013 (2013-03-17), pages 1266-1273, XP032410498, DOI: 10.1109/APEC.2013.6520462 ISBN: 978-1-4673-4354-1 the whole document -----	1-15

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2015/058187

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0817381	A2	07-01-1998	DE 69728715 D1 27-05-2004
			DE 69728715 T2 14-04-2005
			EP 0817381 A2 07-01-1998
			JP 3421507 B2 30-06-2003
			JP H1023743 A 23-01-1998
			US 5986484 A 16-11-1999

US 5440260	A	08-08-1995	US 5440260 A 08-08-1995
			US 5495197 A 27-02-1996

US 2012299624	A1	29-11-2012	JP 2012249357 A 13-12-2012
			US 2012299624 A1 29-11-2012
			US 2015002208 A1 01-01-2015
			US 2015137872 A1 21-05-2015

EP 1414143	A2	28-04-2004	CN 1531177 A 22-09-2004
			EP 1414143 A2 28-04-2004
			JP 3887368 B2 28-02-2007
			JP 4332166 B2 16-09-2009
			JP 2005137033 A 26-05-2005
			JP 2006314197 A 16-11-2006
			TW I233250 B 21-05-2005
			US 2004080302 A1 29-04-2004
			US 2005237046 A1 27-10-2005
			US 2006273778 A1 07-12-2006

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES INV. H03K17/16 ADD. G01R19/12 H02M1/00		
Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC		
B. RECHERCHIERTE GEBIETE Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole) H03K G01R H02M		
Recherchierte, aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen		
Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe) EPO-Internal, WPI Data		
C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	EP 0 817 381 A2 (MITSUBISHI ELECTRIC CORP [JP]) 7. Januar 1998 (1998-01-07) Spalte 7, Zeile 54 - Spalte 11, Zeile 11; Abbildungen 1-4	1-15
A	US 5 440 260 A (HAYASHI YOKICHI [JP] ET AL) 8. August 1995 (1995-08-08) Abbildung 20	1-15
A	US 2012/299624 A1 (SUGAHARA SATOSHI [JP]) 29. November 2012 (2012-11-29) das ganze Dokument	1-15
A	EP 1 414 143 A2 (MARVELL WORLD TRADE LTD [BB]) 28. April 2004 (2004-04-28) das ganze Dokument	1-15
	- / - -	
☒ Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen ☒ Siehe Anhang Patentfamilie		
* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen : "A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist "E" frühere Anmeldung oder Patent, die bzw. das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist "L" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden soll oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie ausgeführt) "O" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht "P" Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist "T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist "X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden "Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist "&" Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist		
Datum des Abschlusses der internationalen Recherche		Absendedatum des internationalen Recherchenberichts
6. Juli 2015		23/07/2015
Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Fax: (+31-70) 340-3016		Bevollmächtigter Bediensteter Jepsen, John

C. (Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	ZHIQIANG WANG ET AL: "Switching performance improvement of IGBT modules using an active gate driver", APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEC), 2013 TWENTY-EIGHTH ANNUAL IEEE, IEEE, 17. März 2013 (2013-03-17), Seiten 1266-1273, XP032410498, DOI: 10.1109/APEC.2013.6520462 ISBN: 978-1-4673-4354-1 das ganze Dokument -----	1-15

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2015/058187

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
EP 0817381	A2	07-01-1998	DE 69728715 D1 27-05-2004
			DE 69728715 T2 14-04-2005
			EP 0817381 A2 07-01-1998
			JP 3421507 B2 30-06-2003
			JP H1023743 A 23-01-1998
			US 5986484 A 16-11-1999

US 5440260	A	08-08-1995	US 5440260 A 08-08-1995
			US 5495197 A 27-02-1996

US 2012299624	A1	29-11-2012	JP 2012249357 A 13-12-2012
			US 2012299624 A1 29-11-2012
			US 2015002208 A1 01-01-2015
			US 2015137872 A1 21-05-2015

EP 1414143	A2	28-04-2004	CN 1531177 A 22-09-2004
			EP 1414143 A2 28-04-2004
			JP 3887368 B2 28-02-2007
			JP 4332166 B2 16-09-2009
			JP 2005137033 A 26-05-2005
			JP 2006314197 A 16-11-2006
			TW I233250 B 21-05-2005
			US 2004080302 A1 29-04-2004
			US 2005237046 A1 27-10-2005
			US 2006273778 A1 07-12-2006
