

(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
16. August 2012 (16.08.2012)



(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2012/107258 A2

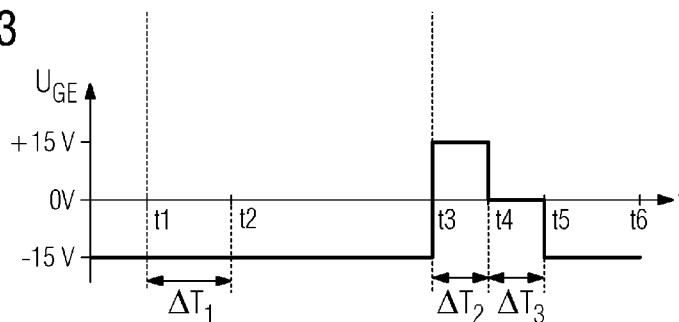
- (51) **Internationale Patentklassifikation:** Nicht klassifiziert
- (21) **Internationales Aktenzeichen:** PCT/EP2012/050503
- (22) **Internationales Anmeldedatum:** 13. Januar 2012 (13.01.2012)
- (25) **Einreichungssprache:** Deutsch
- (26) **Veröffentlichungssprache:** Deutsch
- (30) **Angaben zur Priorität:** 102011003938.4 10. Februar 2011 (10.02.2011) DE
- (71) **Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US):** SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT [DE/DE]; Wittelsbacherplatz 2, 80333 München (DE).
- (72) **Erfinder; und**
- (75) **Erfinder/Anmelder (nur für US):** ECKEL, Hans-Günter [DE/DE]; Liskowstr. 38, 18059 Rostock (DE).
- (74) **Gemeinsamer Vertreter:** SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT; Postfach 22 16 34, 80506 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, 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, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, 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, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) **Title:** METHOD FOR CONTROLLING TWO ELECTRICALLY SERIES-CONNECTED REVERSE CONDUCTIVE IGBTs OF A HALF BRIDGE

(54) **Bezeichnung :** VERFAHREN ZUR STEUERUNG ZWEIER ELEKTRISCH IN REIHE GESCHALTETER RÜCKWÄRTS LEITFÄHIGER IGBTs EINER HALBBRÜCKE

FIG 13



(57) **Abstract:** The invention relates to a method for controlling two electrically series-connected reverse conductive IGBTs (T1, T2) of a half bridge (2) on which an operating DC voltage (UG) is present, wherein said reverse conductive IGBTs (T1, T2) have three switching states. According to the invention, the method comprises the following steps: setting each reverse conductive IGBT (T1, T2) of the half bridge (2) to the "-15V" switching state during a steady OFF state of an associated target control signal (S*); maintaining a reverse conductive IGBT (T1, T2) in the "+15V" switching state after a predetermined time period (ΔT_1) has lapsed after the target control signal (S*) has changed from the OFF state to an ON state as long as a current flows from the emitter to the collector; setting a reverse conductive IGBT (T1, T2) after said predetermined time period (ΔT_1) has lapsed after the target control signal (S*) has changed from the OFF state to an ON state if a flow of current is thereby made possible from the collector to the emitter; setting each reverse conductive IGBT (T1, T2) of the half bridge (2) to the "+15V" switching state for a second predetermined time period (ΔT_2) after the associated target control signal (ST) has switched from the ON to the OFF state; and setting the reverse conductive IGBT (T1, T2) of the half bridge (2) to the "0V" switching state for a third predetermined time period (ΔT_3) after the second time period (ΔT_2) has lapsed. This creates a control method for two electrically series-connected RC-IGBTs (T1, T2) of a half bridge (2) which have three switching states, whereby the reverse recovery charge is lower than in a conventional control method, with the forward voltage remaining the same.

(57) **Zusammenfassung:**

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 2012/107258 A2

**Veröffentlicht:**

- *ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts (Regel 48 Absatz 2 Buchstabe g)*

Die Erfindung bezieht sich auf Verfahren zur Steuerung zweier elektrisch in Reihe geschalteter rückwärts leitfähiger IGBTs (T1, T2) einer Halbbrücke (2), an der eine Betriebsgleichspannung (UG) ansteht, wobei diese rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) über drei Schaltzustände verfügen. Erfindungsgemäß weist das Verfahren folgende Verfahrensschritte auf: Setzen eines jeden rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) der Halbbrücke (2) während eines stationären Aus-Zustands eines zugehörigen Soll-Steuersignals (S^*_T) in den Schaltzustand "-15V", halten eines rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) in den Schaltzustand "+15V" nach Ablauf einer vorbestimmten Zeitspanne (ΔT_1) nach Wechsel des Soll-Steuersignals (S^*_T) vom Aus-Zustand in einen Ein-Zustand, solange ein Strom vom Emitter zum Kollektor fließt, setzen eines rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) nach Ablauf dieser vorbestimmten Zeitspanne (ΔT_1) nach Wechsel des Soll-Steuersignals (S^*_T) vom Aus-Zustand in den Ein-Zustand, wenn dadurch ein Stromfluss vom Kollektor zum Emitter ermöglicht wird, setzen eines jeden rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) der Halbbrücke (2) in den Schaltzustand "+15V" für eine zweite vorbestimmte Zeitspanne (ΔT_2) nach einem Wechsel des zugehörigen Soll-Steuersignals (ST) vom Ein- in den Aus-Zustand und setzen des rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) der Halbbrücke (2) nach Ablauf der zweiten Zeitspanne (ΔT_2) für eine dritte vorbestimmte Zeitspanne (ΔT_3) in den Schaltzustand "0V". Somit erhält man ein Steuerverfahren für zwei elektrisch in Reihe geschalteten RC-IGBTs (T1, T2) einer Halbbrücke (2), die drei Schaltzustände aufweisen, wodurch die Reverse-Recovery-Ladung bei gleicher Durchlassspannung gegenüber einem herkömmlichen Steuerverfahren niedriger ist.

Beschreibung

Verfahren zur Steuerung zweier elektrisch in Reihe geschalteter rückwärts leitfähiger IGBTs einer Halbbrücke

5

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Steuerung zweier elektrisch in Reihe geschalteter rückwärts leitfähiger IGBTs einer Halbbrücke, an der eine Betriebsgleichspannung ansteht, wobei diese rückwärts leitfähigen IGBTs über drei
10 Schaltzustände "+15V", "0V" und "-15V" verfügen.

Rückwärts leitfähige IGBTs sind auch als Reverse-Conducting IGBTs (RC-IGBT) bekannt. Ein RC-IGBT unterscheidet sich von einem herkömmlichen IGBT dadurch, dass die Dioden-Funktion
15 und die IGBT-Funktion in einem Chip vereint sind. Dadurch entsteht ein Leistungshalbleiter, bei dem die Anodeneffizienz im Dioden-Modus von einer anstehenden Gate-Spannung abhängig ist.

20 Die Basisstruktur eines RC-IGBTs ist in FIG 1 als Querschnitt näher dargestellt. Dieser Aufbau ist aus der Veröffentlichung "A High Current 3300V Module Employing Reverse Conducting IGBTs Setting a New Benchmark in Output Power Capability" von M. Rahimo, U. Schlapbach, A. Kopta, J. Vobecky, D. Schneider,
25 A. Baschnagel, abgedruckt in ISPSD 2008, bekannt. Diese Basisstruktur besteht aus einem schwach n-dotierten Substrat S_n , der kollektorseitig mit einer n-dotierten Schicht F_s versehen ist. Auf dieser Schicht F_s ist eine hochdotierte p-Schicht S_p aufgebracht, die ihrerseits mit einer Metallschicht M_K versehen ist. In dieser hochdotierten p-Schicht S_p
30 sind hochdotierte n-Bereiche L_n derart angeordnet, dass diese im Schatten von in dem schwach n-dotierten Substrat S_n eingelassenen hochdotierten p-Bereichen W_p liegen. Diese sind derart ausgebildet, dass diese jeweils eine so genannte Wanne um
35 eine Absenkung einer Metallschicht M_E , die als Emitteranschluss des RC-IGBTs dient, bilden. Diese Absenkungen durchbrechen jeweils eine weitere Metallschicht M_G , die gegenüber der Metallschicht M_E , die als Emitteranschluss des RC-IGBTs

dient, und gegenüber dem schwach n-dotierten Substrat S_n von einer Siliciumoxid-Schicht umgeben ist. Außerdem ist jede Absenkung der als Emitteranschluss dienende Metallschicht M_E in dem wannenförmig ausgebildeten hochdotierten p-Bereich W_p mit einer hochdotierten n-Schicht S_{n+} umgeben.

Bei einer Gate-Emitter-Spannung unterhalb einer Schwellspannung des MOS-Kanals (-15V) eines rückwärts leitfähigen IGBTs ist die Anodeneffizienz hoch, wodurch die Ladungsträgerdichte im Durchlasszustand hoch und die Durchlassspannung niedrig sind. Die Reverse-Recovery-Ladung, die Reverse-Recovery-Verluste und die Einschaltverluste eines im Brückenweig gegenüberliegenden RC-IGBT sind dagegen hoch. Bei einer Gate-Emitter-Spannung oberhalb einer Schwellspannung (+15V) des MOS-Kanals eines rückwärts leitfähigen IGBTs ist die Anodeneffizienz niedrig, wodurch die Ladungsträgerdichte im Durchlasszustand niedrig und die Durchlassspannung hoch sind. Da der MOS-Kanal eingeschaltet ist, kann dieser RC-IGBT keine Sperrspannung aufnehmen.

Aufgrund dieser Tatsache kann eine Ansteuerung und damit ein Verfahren zur Steuerung eines herkömmlichen IGBTs nicht bei einem rückwärts leitfähigen IGBT verwendet werden. Wie ein Verfahren zur Steuerung eines RC-IGBTs aussehen kann, ist der bereits erwähnten Veröffentlichung zu entnehmen. Charakteristisch für dieses Verfahren ist, dass der Schaltzustand des rückwärts leitfähigen IGBTs nicht nur von einem Sollwert einer Ausgangsspannung eines mehrphasigen Stromrichters mit RC-IGBTs als Stromrichterventile abhängt, sondern auch von einer Stromrichtung des Kollektorstroms.

Die FIG 2 zeigt ein Ersatzschaltbild eines Brückenzeigs 2 eines Stromrichters, wobei RC-IGBTs T1 und T2 als Stromrichterventile verwendet werden. Dieser Brückenzeig 2, auch als Halbbrücke bezeichnet, ist mittels zweier Stromschienen 6 und 8 elektrisch parallel zu einer Gleichspannungsquelle 4 geschaltet. Die beiden rückwärts leitfähigen IGBTs T1 und T2 des Brückenzeigs 2 sind elektrisch in Reihe geschaltet. Ein

Verbindungspunkt dieser beiden rückwärts leitfähigen IGBTs T1 und T2 bilden einen wechsellspannungsseitigen Anschluss A, an dem eine Last anschließbar ist. Die Gleichspannungsquelle 4 weist zwei Kondensatoren 10 und 12 auf, die ebenfalls elektrisch in Reihe geschaltet sind. Ein Verbindungspunkt dieser beiden Kondensatoren 10 und 12 bildet einen Mittelpunkt-Anschluss M. An diesen beiden elektrisch in Reihe geschalteten Kondensatoren 10 und 12 steht eine Gleichspannung U_d an. Alternativ kann statt der beiden Kondensatoren 10 und 12 auch nur ein Kondensator verwendet werden, der zwischen den beiden Stromschienen 6 und 8 angeordnet ist. Der Mittelpunkt M ist dann nicht mehr zugänglich. Bei einem Spannungszwischenkreis-Umrichter bildet diese Gleichspannungsquelle 4 einen Spannungszwischenkreis, wobei die anstehende Gleichspannung U_d dann als Zwischenkreisspannung bezeichnet wird. Der Brücken-zweig 2 ist bei einem dreiphasigen Stromrichter, insbesondere einem Pulsstromrichter, der als lastseitiger Stromrichter eines Spannungszwischenkreis-Umrichters verwendet wird, drei Mal vorhanden. Am wechsellspannungsseitigen Ausgang A steht bezogen auf den Mittelpunkt-Anschluss M der Gleichspannungsquelle 4 eine pulswertenmodellerte Rechteckspannung U_{AM} an.

In der FIG 3 ist ein Blockschaltbild einer Steuer- und Regeleinrichtung eines dreiphasigen Stromrichters, insbesondere eines Pulsstromrichters, eines Spannungszwischenkreis-Umrichters mit zugehörigen halbleiternahen Ansteuervorrichtungen 14 eines Brücken-zweigs 2 dieses Stromrichters dargestellt. Eine Steuereinrichtung 16 generiert in Abhängigkeit eines Sollwertes, beispielsweise eines Drehzahl-Sollwertes n^* , pro Brücken-zweig 2 zwei Soll-Steuersignale S_{T1}^* , S_{T2}^* , S_{T3}^* , S_{T4}^* , S_{T5}^* und S_{T6}^* . Aus Übersichtlichkeitsgründen ist von den drei Brücken-zweigen eines dreiphasigen Stromrichters nur der Brücken-zweig 2 dargestellt. Die beiden Soll-Steuersignale S_{T1}^* und S_{T2}^* sind jeweils einer halbleiternahen Ansteuervorrichtung 14 eines jeden rückwärts leitfähigen IGBTs T1 und T2 des Brücken-zweigs 2 zugeführt. Ausgangsseitig steht jeweils ein Ist-Steuersignal S_{T1} bzw. S_{T2} an, mit dem ein Gate G eines zugehörigen rückwärts leitfähigen IGBTs T1 bzw. T2 angesteuert

wird. In dieser Darstellung ist der wechsellspannungsseitige Anschluss des Brückenzeigs 2 nicht wie in der Darstellung der FIG 1 mit A, sondern mit R bezeichnet. Die drei Brückenzeige eines dreiphasigen Stromrichters sind mittels der beiden Stromschienen 6 und 8 zueinander und zur Gleichspannungsquelle 4 elektrisch parallel geschaltet.

Wie bereits erwähnt, ist der stationäre Schaltzustand der beiden rückwärts leitfähigen IGBTs T1 und T2 eines Brückenzeigs 2 nicht nur vom Sollwert einer Ausgangsspannung u_{AM}^* , sondern auch von der Polarität eines Ausgangsstroms i_A dieses Brückenzeigs 2 abhängig. Immer dann, wenn der rückwärts leitfähige IGBT T1 bzw. T2 in Rückwärtsrichtung Strom führen soll (negativer Kollektorstrom, Diodenmodus), wird er ausgeschaltet. Auf diese Weise wird die Ladungsträgerkonzentration im Dioden-Modus angehoben. Aus der folgenden Tabelle sind die Schaltzustände der beiden rückwärts leitfähigen IGBTs T1 und T2 des Brückenzeigs 2 entnehmbar:

| $u_{A0}(\text{soll})$ | $i_A(\text{ist})$ | T1 | T2 |
|-----------------------|-------------------|-----|-----|
| $+ U_d/2$ | > 0 | ein | aus |
| $+ U_d/2$ | < 0 | aus | aus |
| $- U_d/2$ | > 0 | aus | aus |
| $- U_d/2$ | < 0 | aus | ein |

In den FIG 4 bis 8 sind Signalverläufe jeweils in einem Diagramm über der Zeit t für den Fall dargestellt, dass für negative Polarität des Ausgangsstroms i_A der rückwärts leitfähige IGBT T1 im Dioden-Modus und der rückwärts leitfähige IGBT T2 im IGBT-Modus betrieben werden. In der FIG 4 ist der Verlauf der Soll-Ausgangsspannung u_{AM}^* über der Zeit t dargestellt. Um diese Soll-Ausgangsspannung u_{AM}^* umsetzen zu können, werden die Soll-Steuersignale S_{T1}^* und S_{T2}^* benötigt, deren zeitliche Verläufe in den FIG 5 und 6 über der Zeit t dargestellt sind.

Zum Zeitpunkt t_0 ist der Wert der Soll-Ausgangsspannung u_{AM}^* gleich der halben an der Gleichspannungsquelle 4 anstehenden Gleichspannung U_d . Dadurch ist der im Dioden-Modus betriebene rückwärts leitfähige IGBT T1 stromführend. Damit im Dioden-Modus dieser rückwärts leitfähige IGBT T1 Strom führen kann, muss dieser ausgeschaltet sein. In dem Signalverlauf des Diagramms gemäß FIG 7, der den Verlauf der Gate-Spannung $u_{GE}(T1)$ des rückwärts leitfähigen IGBTs T1 über der Zeit t veranschaulicht, befindet sich die Gate-Spannung im Aus-Zustand (-15V). Zu diesem Zeitpunkt befindet sich der Schaltzustand des rückwärts leitfähigen IGBTs T2 gemäß der Gate-Spannung $u_{GE}(T2)$ entsprechend der FIG 8 ebenfalls im Aus-Zustand. Zum Zeitpunkt t_1 wechselt die Soll-Ausgangsspannung u_{AM}^* von $+U_d/2$ auf $-U_d/2$. Zu diesem Zeitpunkt t_1 wechselt das Soll-Steuersignal S_{T1}^* von high nach low, wogegen das Soll-Steuersignal S_{T2}^* von low nach high wechselt. Dadurch wird der im Dioden-Modus betriebene rückwärts leitfähige IGBT T1 für eine vorbestimmte Zeitspanne ΔT_1 eingeschaltet, wobei der im IGBT-Modus betriebene IGBT T2 weiterhin im ausgeschalteten Zustand bleibt. In dieser vorbestimmten Zeitspanne ΔT_1 ist der im Dioden-Modus betriebene rückwärts leitfähige IGBT T1 weiterhin stromführend, wodurch die Ladungsträgerkonzentration absinkt.

Zum Zeitpunkt t_2 wird der im Dioden-Modus betriebene rückwärts leitfähige IGBT T1 wieder abgeschaltet. Nach Ablauf einer weiteren vorbestimmten Zeitspanne ΔT_V , die auch als Verriegelungszeit bezeichnet wird, wird zum Zeitpunkt t_3 der im IGBT-Modus betriebene rückwärts leitfähige IGBT T2 eingeschaltet (FIG 8). Die Kommutierung vom im Dioden-Modus betriebenen IGBT T1 auf den im IGBT-Modus betriebenen rückwärts leitfähigen IGBT T2 erfolgt zum Zeitpunkt t_3 . Die Verriegelungszeit ΔT_V ist notwendig, um einen Brückenweig-Kurzschluss zu vermeiden. Diese Verriegelungszeit ΔT_V führt aber wieder zu einem Anheben der Ladungsträgerkonzentration beim im Dioden-Modus betriebenen rückwärts leitfähigen IGBT T1 und damit zu einer Erhöhung der Schaltverluste.

Zum Zeitpunkt t_5 wechselt die Soll-Ausgangsspannung u_{AM}^* wieder von $-U_d/2$ auf $+U_d/2$. Der im IGBT-Modus betriebene rückwärts leitfähige IGBT T2 bleibt für eine vorbestimmte Zeitspanne ΔT_2 angerechnet vom Zeitpunkt t_5 weiter eingeschaltet, bevor dieser zum Zeitpunkt t_6 abgeschaltet wird und der Ausgangsstrom i_A auf den im Dioden-Modus betriebenen rückwärts leitfähigen IGBT T1 kommutiert.

Damit der Effekt der Anodeneffizienz wirkt, sollte die Verriegelungszeit ΔT_V zwischen dem Ausschalten des im Dioden-Modus betriebenen rückwärts leitfähigen IGBT T1 und dem Einschalten des im IGBT-Modus betriebenen rückwärts leitfähigen IGBT T2 möglichst klein sein. Das in der eingangs genannten Veröffentlichung offenbarte Steuerverfahren (Kommutierungsverfahren) ist zeitgesteuert, was eine hohe zeitliche Präzision erfordert. Ist die Anodeneffizienz hoch, ist die Durchlassspannung niedrig, so dass die Reverse Recovery-Verluste reduziert sind.

Der Erfindung liegt nun die Aufgabe zugrunde, das bekannte Verfahren zur Steuerung eines rückwärts leitfähigen IGBTs derart weiterzubilden, dass die Reverse-Recovery-Ladung möglichst niedrig wird in Kombination mit einer möglichst niedrigen Durchlassspannung, und dass im Dioden-Modus eine hohe Stoßstromfestigkeit erreicht wird.

Diese Aufgabe wird mit den Merkmalen des Anspruchs 1 erfindungsgemäß gelöst.

Dieser Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, dass rückwärts leitfähige IGBTs parasitäre hochdotierte p-Gebiete zwischen kontaktierten p-Wannen auf der Vorderseite des RC-IGBTs aufweisen. Diese hochdotierten p-Gebiete sind nicht kontaktiert. Durch diese parasitären p-Gebiete weist der zugehörige rückwärts leitfähige IGBT anstelle von zwei nun drei Schaltzustände auf, nämlich die Schaltzustände "+15V", "0V" und "-15V".

Eine Untersuchung ergab folgende Tabelle, die die resultierenden Zustände für einen so genannten Tri-State-RC-IGBT zeigen:

| Zustandsbezeichnung | U_{GE} | Ladungsträgerkonzentration im Durchlass | sperrfähig | Q_{RR} W_{RR} |
|---------------------|---|---|------------|----------------------|
| +15 V | $U_{GE} > U_{th(plus)}$ z.B. +15 V | sehr niedrig | nein | |
| 0 V | $U_{th(plus)} > U_{GE} > U_{th(minus)}$ z.B. 0 V | mittel | ja | mittel |
| -15 V | $U_{th(minus)} > U_{GE}$ z.B. - 15 V | hoch | ja | hoch |

5

Der Schaltzustand "+15V" (erster Schaltzustand) wird dabei dadurch eingestellt, dass die Gate-Emitter-Spannung des IGBT auf einen Wert oberhalb der Einsetzspannung gebracht wird, wobei die Gate-Emitter-Spannung typischerweise aber nicht notwendigerweise auf 15V eingestellt wird. Mittels diesem Schaltzustand bildet sich ein leitfähiger Elektronenkanal derart in der p-Wanne aus, dass bei Stromführung vom Emitter zum Kollektor die Ladungsträgerkonzentration sehr niedrig ist, und dass der IGBT nicht sperrfähig ist.

15

Der Schaltzustand "0V" (dritter Schaltzustand) wird dadurch eingestellt, dass die Gate-Emitter-Spannung des IGBT auf einen Wert unterhalb der Einsetzspannung gebracht wird, wobei die Gate-Emitter-Spannung typischerweise aber nicht notwendigerweise auf 0V eingestellt wird, Dadurch bildet sich kein leitfähiger Elektronenkanal in der p-Wanne aus, wodurch bei Stromführung vom Emitter zum Kollektor die Ladungsträgerkonzentration mittelhoch ist, und wodurch der IGBT sperrfähig ist.

25

Der Schaltzustand "-15V" (zweiter Schaltzustand) wird dadurch eingestellt, dass die Gate-Emitter-Spannung des IGBT auf einen Wert unterhalb der Einsetzspannung gebracht wird, wobei die Gate-Emitter-Spannung typischerweise aber nicht notwendigerweise auf -15V eingestellt wird. Dadurch bildet sich kein leitfähiger Elektronenkanal in der p-Wanne aus, wodurch bei Stromführung vom Emitter zum Kollektor die Ladungsträgerkonzentration sehr hoch ist, und wodurch der IGBT sperrfähig ist.

10

Die Erfindung beruht nun darauf, dass die vorhandenen drei Schaltzustände "+15V", "0V" und "-15V" für ein Steuerverfahren verwendet werden, um die Reverse-Recovery-Ladung in Kombination mit einer möglichst niedrigen Durchlassspannung zu erniedrigen. Außerdem soll die Stoßstromfestigkeit im Dioden-Modus erhöht werden.

15

Mit diesem Verfahren wird bei einer Kommutierung von einem im Dioden-Modus betriebenen RC-IGBT auf einen im IGBT-Modus betriebenen RC-IGBT einer Halbbrücke durch Zwischenschaltung des dritten Schaltzustands "0V" beim Wechsel vom ersten Schaltzustand "+15V" zum zweiten Schaltzustand "-15V" des RC-IGBT erreicht, dass die Reverse-Recovery-Ladung bei gleicher Durchlassspannung gegenüber einem herkömmlichen Verfahren niedriger ist. Da dieser im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT mit Ausnahme des Kommutierungs-Vorgangs im zweiten Schaltzustand "-15V" gesteuert wird, erhöht sich die Stoßstromfestigkeit.

20

25

30

Soll nur die Reverse-Recovery-Ladung bei einer möglichst niedrigen Durchlassspannung möglichst niedrig sein, so werden der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT und der im IGBT-Modus betriebene RC-IGBT im stationären Aus-Zustand jeweils nicht in den zweiten Schaltzustand "-15V", sondern in den dritten Schaltzustand "0V" gesteuert.

35

Soll die Stoßstromfestigkeit beim im Dioden-Modus betriebenen RC-IGBT möglichst hoch sein, bei nur etwas reduzierter Reverse-Recovery-Ladung, so werden dieser RC-IGBT und der im IGBT-Modus betriebene RC-IGBT einer Halbbrücke während einer zweiten vorbestimmten Zeitspanne nicht in den ersten Schaltzustand "+15V", sondern jeweils in den dritten Schaltzustand "0V" gesteuert.

Soll hingegen nur die Stoßstromfestigkeit eines im Dioden-Modus betriebenen RC-IGBTs möglichst hoch sein, so wird dieser RC-IGBT einer Halbbrücke während einer vorbestimmten zweiten und dritten Zeitspanne in den zweiten Schaltzustand "-15V" gesteuert. Somit befindet sich der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT während einer gesteuerten Schaltperiode im zweiten Schaltzustand "-15V".

Die beim erfindungsgemäßen Verfahren verwendeten vorbestimmten Zeitspannen sind derart bemessen, dass die erste Zeitspanne gegenüber der zweiten Zeitspanne größer ist, aber gegenüber einer Summe der zweiten und dritten Zeitspanne kleiner ist. Diese drei vorbestimmten Zeitspannen sind als Zahlenwerte in einer Vorrichtung zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens, insbesondere jeweils einer Ansteuerungsvorrichtung eines RC-IGBTs einer Halbbrücke, hinterlegt. Diese Zeitspannen werden von der positiven bzw. negativen Schaltflanke eines Soll-Steuersignals eines anzusteuernenden RC-IGBTs getriggert. Mit diesen hinterlegten Zeitspannen kann das erfindungsgemäße Verfahren einfach umgesetzt werden.

Zur weiteren Erläuterung der Erfindung wird auf die Zeichnung Bezug genommen, in der mehrere Ausführungsformen des erfindungsgemäßen Verfahrens schematisch veranschaulicht sind.

FIG 1 zeigt einen Querschnitt einer Basisstruktur eines rückwärts leitfähigen IGBTs, in der
FIG 2 ist ein Ersatzschaltbild eines Brückenzeigs eines Stromrichters mit zwei rückwärts leitenden IGBTs dargestellt, die

- FIG 3 zeigt ein Blockschaltbild einer Steuer- und Regeleinrichtung eines dreiphasigen Stromrichters mit rückwärts leitfähigen IGBTs als Stromrichterventile, die
- 5 FIG 4 bis 8 zeigen Signalverläufe zweier rückwärts leitfähiger IGBTs für den Fall eines negativen Ausgangsstroms dieser Halbbrücke, in der
- FIG 9 ist ein Querschnitt durch einen rückwärts leitfähigen IGBT mit drei Schaltzuständen
- 10 dargestellt, die
- FIG 10, 19, 23, 27 und 12, 21, 25 und 29 zeigen jeweils in einem Diagramm über der Zeit t ein Soll-Steuersignal eines RC-IGBTs im IGBT-Modus und im Dioden-Modus, in den
- 15 FIG 11 und 13 sind jeweils in einem Diagramm über der Zeit t zugehörige Gate-Spannungen gemäß dem erfindungsgemäßen Verfahren dargestellt, in den
- FIG 14 bis 18 sind Signalverläufe zweier rückwärts leitfähiger IGBTs einer Halbbrücke für den Fall eines negativen Ausgangsstroms der Halbbrücke des erfindungsgemäßen Verfahrens dargestellt, die
- 20
- FIG 20 und 22 zeigen jeweils in einem Diagramm über der Zeit t Gate-Spannungen gemäß einem modifizierten erfindungsgemäßen Verfahren, wogegen in den
- 25
- FIG 24, 26 und 28, 30 jeweils Gate-Spannungen weiterer modifizierter erfindungsgemäßer Verfahren jeweils in einem Diagramm über der Zeit t dargestellt sind.
- 30

In FIG 9 ist ein Querschnitt eines RC-IGBTs mit drei schaltbaren Zuständen (+15V, 0V, -15V) schematisch dargestellt.

35 Dieser RC-IGBT unterscheidet sich vom RC-IGBT gemäß FIG 1 dadurch, dass dieser parasitäre hochdotierte p-Gebiete P_p aufweist. Diese hochdotierten p-Gebiete P_p sind zwischen kontak-

tierten p-Wannen W_p auf der Vorderseite des RC-IGBTs angeordnet. Diese hochdotierten p-Gebiete P_p sind nicht mit einer Elektrode des RC-IGBTs kontaktiert.

5 Es wurde nun erkannt, dass durch diese parasitären hochdotierten p-Gebiete P_p dieser RC-IGBTs gegenüber einem herkömmlichen RC-IGBT (FIG 1) einen dritten Schaltzustand "0V" aufweist, der auch gezielt angesteuert werden kann. Neben den beiden Schaltzuständen "+15V" und "-15V" des herkömmlichen
10 RC-IGBT gemäß FIG 1 weist der RC-IGBT gemäß FIG 9 zusätzlich den Schaltzustand "0V" auf.

Die Signalverläufe der FIG 10 bis 30 sind für den Fall dargestellt, dass der Ausgangsstrom i_A der Halbbrücke 2 negative
15 Polarität aufweist, der RC-IGBT T1 dieser Halbbrücke im Dioden-Modus (negativer Kollektorstrom) und der RC-IGBT T2 dieser Halbbrücke 2 im IGBT-Modus (positiver Kollektorstrom) betrieben werden. Die FIG 10 und 11 zeigen die Verläufe eines Soll-Steuersignals S_T^* und einer zugehörigen Gate-Spannung u_{GE}
20 eines im IGBT-Modus betriebenen RC-IGBTs, wogegen die FIG 12 und 13 die Verläufe eines Soll-Steuersignals S_T^* und einer zugehörigen Gate-Spannung u_{GE} eines im Dioden-Modus betriebenen RC-IGBTs zeigen.

25 Gemäß dem Diagramm der FIG 10 wechselt das Soll-Steuersignal S_T^* zum Zeitpunkt t_1 vom Aus-Zustand in den Ein-Zustand. Mit dieser positiven Schaltflanke wird eine erste vorbestimmte Zeitspanne ΔT_1 gestartet. Zum Zeitpunkt t_2 ist diese vorbestimmte Zeitspanne ΔT_1 abgelaufen. Ab diesem Zeitpunkt t_2
30 wechselt die Gate-Spannung u_{GE} des im IGBT-Modus betriebenen RC-IGBTs von Schaltzustand "-15V" in den Schaltzustand "+15V". Zum Zeitpunkt t_3 wechselt wieder das Soll-Steuersignal S_T^* eines im IGBT-Modus betriebenen RC-IGBTs vom Ein-Zustand in den Aus-Zustand. Mit dieser negativen Schaltflanke
35 wird eine zweite vorbestimmter Zeitspanne ΔT_2 gestartet, die zum Zeitpunkt t_4 abgelaufen ist. Mit Ablauf dieser zweiten vorbestimmten Zeitspanne ΔT_2 wird eine dritte vorbestimmte Zeitspanne ΔT_3 gestartet. Diese endet zum Zeitpunkt t_5 . Wäh-

rend der zweiten Zeitspanne ΔT_2 verharret die Gate-Spannung u_{GE} des im IGBT-Modus betriebenen RC-IGBTs in den Schaltzustand "+15V". Zum Zeitpunkt t_4 , zu dem die zweite Zeitspanne ΔT_2 abgelaufen ist und die dritte vorbestimmte Zeitspanne ΔT_3 gestartet ist, wechselt die Gate-Spannung u_{GE} vom Schaltzustand "+15V" in den Schaltzustand "0V". Nach Ablauf dieser dritten vorbestimmten Zeitspanne ΔT_3 , also zum Zeitpunkt t_5 , wechselt die Gate-Spannung u_{GE} seinen Zustand vom Schaltzustand "0V" in den Schaltzustand "-15V".

10

Der Verlauf der Gate-Spannung u_{GE} eines im Dioden-Modus betriebenen RC-IGBTs ist in dem Diagramm über der Zeit t der FIG 13 dargestellt. Diese Gate-Spannung u_{GE} verharret im Schaltzustand "-15V" bis zum Zeitpunkt t_3 der negativen Schaltflanke des Soll-Steuersignals S_T^* . Zu diesem Zeitpunkt t_3 wird die zweite vorbestimmte Zeitspanne ΔT_2 gestartet und die Gate-Spannung u_{GE} wechselt vom Schaltzustand "-15V" in den Schaltzustand "+15V" und verharret in diesem Zustand für die Dauer der zweiten vorbestimmten Zeitspanne ΔT_2 . Zum Zeitpunkt t_4 ist diese zweite vorbestimmte Zeitspanne ΔT_2 abgelaufen. Nach Ablauf dieser zweiten vorbestimmten Zeitspanne ΔT_2 , wechselt die Gate-Spannung u_{GE} vom Schaltzustand "+15V" in den Schaltzustand "0V" und verharret in diesem Schaltzustand, bis die dritte vorbestimmte Zeitspanne ΔT_3 abgelaufen ist. Zum Zeitpunkt t_6 endet eine Pulsperiode T_P des Soll-Steuersignals S_T^* und es beginnt eine neue Pulsperiode T_P .

15

20

25

Diese erfindungsgemäße Steuerung eines im IGBT-Modus betriebenen RC-IGBTs und eines im Dioden-Modus betriebenen RC-IGBTs zweier elektrisch in Reihe geschalteter rückwärts leitfähiger IGBTs der Halbleiterbrücke 2 ist gemäß FIG 3 angewendet worden. Die zugehörigen Signalverläufe sind in den Diagrammen der FIG 14 bis 18 dargestellt. In dem Diagramm der FIG 14 ist der Verlauf der Soll-Ausgangsspannung u_{AM}^* über der Zeit t dargestellt. Dieser Verlauf entspricht dem Verlauf der Soll-Ausgangsspannung u_{AM}^* der FIG 4. Um diese Soll-Ausgangsspannung u_{AM}^* umsetzen zu können, werden die beiden Soll-Steuersignale S_{T1}^* und S_{T2}^* für die beiden RC-IGBTs T1 und T2 der

30

35

Halbleiterbrücke 2 benötigt, die jeweils in einem Diagramm über der Zeit t in den FIG 15 und 16 dargestellt sind. Diese entsprechen den Steuersignalen S_{T1}^* und S_{T2}^* der FIG 5 und 6. Wie bereits erwähnt, wird bei negativer Polarität des Ausgangsstroms i_A der Halbbrücke 2 der RC-IGBT T1 im Dioden-Modus und der RC-IGBT T2 im IGBT-Modus betrieben. In den FIG 5
10 17 und 18 sind die Verläufe der jeweiligen Gate-Spannungen $u_{GE}(T1)$ und $u_{GE}(T2)$ der beiden RC-IGBTs T1 und T2 der Halbbrücke 2 zeitlich dargestellt. Das heißt, die Gate-Spannungsverläufe gemäß FIG 13 und 11 sind entsprechend den Verläufen der Soll-Steuersignale S_{T1}^* und S_{T2}^* der FIG 15 und 16 in den FIG 17 und 18 eingetragen.

Gemäß dem erfindungsgemäßen Verfahren befindet sich der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT T1 während seiner stationären Leitphase ($t < t_1$ und $t > t_7$) im Schaltzustand "-15V". Dadurch weist dieser RC-IGBT T1 eine minimale Durchlassspannung auf. Vor dem Reverse-Recovery wird der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT T1 in den Schaltzustand "+15V" ($t = t_1$) und nach Ablauf der zweiten vorbestimmten Zeitspanne ΔT_2 in den Schaltzustand "0V" gesteuert. Während der zweiten Zeitspanne ΔT_2 ist der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT T1 stromführend, wodurch die Ladungsträgerkonzentration abnimmt. Nach Ablauf der zweiten Zeitspanne ΔT_2 wird dieser im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT T1 wieder abgeschaltet.
25

Gegenüber dem bekannten Steuerverfahren wird der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT T1 nicht in den Schaltzustand "-15V" gesteuert, sondern in den neuen Schaltzustand "0V". In diesem neuen Schaltzustand verharret dieser RC-IGBT T1 so lange, bis die dritte vorbestimmte Zeitspanne ΔT_3 abgelaufen ist. Während dieser dritten Zeitspanne ΔT_3 läuft ebenfalls die Verriegelungszeit ΔT_V ab, die ebenfalls nach Ablauf der zweiten vorbestimmten Zeitspanne ΔT_2 gestartet worden ist. Sobald diese Verriegelungszeit ΔT_V abgelaufen ist, wird der im IGBT-Modus betriebene RC-IGBT T2 vom Schaltzustand "-15V" in den Schaltzustand "+15V" gesteuert. Damit erfolgt die Kommutie-
35

5 rung vom im Dioden-Modus betriebenen RC-IGBT T1 auf den im
IGBT-Modus betriebenen RC-IGBT T2.

5 Gemäß dem erfindungsgemäßen Verfahren gelangt der im Dioden-
Modus betriebene RC-IGBT T1 während der dritten vorbestimmten
Zeitspanne ΔT_3 nicht wieder in den Schaltzustand (-15V) hoher
Ladungsträgerkonzentration, sondern in einem Zustand middle-
10 rer Ladungsträgerkonzentration, weil dieser sich unmittelbar
vor dem Reverse-Recovery im Schaltzustand "0V", und nicht wie
beim bekannten Steuerverfahren im Schaltzustand "-15V" befin-
det. Dadurch sinkt die Reverse-Recovery-Ladung bei gleicher
Durchlassspannung gegenüber dem Stand der Technik. Somit ist
das erste Ziel erreicht.

15 Wenn der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT T1 ein- bzw. aus-
geschaltet wird, treten Stoßstrombelastungen in Diodenrich-
tung dieses RC-IGBTs T1 auf. Damit der im Dioden-Modus be-
triebene RC-IGBT T1 eine höhere Stoßstromfestigkeit aufweist,
befindet sich dieser im Schaltzustand "-15V" ($t < t_1$ und $t > t_4$).

20 In den FIG 20 und 22 ist eine erste Modifikation des erfin-
dungsgemäßen Verfahrens dargestellt. Die Modifikation besteht
darin, dass im stationären Aus-Zustand ($t < t_2$ und $t > t_5$) die
beiden RC-IGBTs T1 und T2 nicht in den Schaltzustand "-15V",
25 sondern in den Schaltzustand "0V" gesteuert werden. Mit die-
ser Modifikation des erfindungsgemäßen Verfahrens wird nur
die Reverse-Recovery-Ladung bei einer möglichst niedrigen
Durchlassspannung erniedrigt. Die Stoßstromfestigkeit des im
Dioden-Modus betriebenen RC-IGBTs T1 wird nicht wesentlich
30 erhöht.

Bei einer weiteren Modifikation des erfindungsgemäßen Verfah-
rens wird der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT während des
Soll-Ein-Zustandes ($t_1 < t < t_3$ der FIG 25) und während des sta-
35 tionären Sperrzustands ($t < t_1$ und $t > t_5$ der FIG 26) in den
Schaltzustand "-15V" gesteuert. Dadurch wird erreicht, dass
der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT eine hohe Stoßstrom-
festigkeit aufweist. Da dieser im Dioden-Modus betriebene RC-

IGBT während der zweiten und dritten vorbestimmten Zeitspanne ΔT_2 und ΔT_3 im Schaltzustand "0V" herharret, sinkt die Ladungsträgerkonzentration während der zweiten vorbestimmten Zeitspanne ΔT_2 nicht zu sehr ab, wie beim Stand der Technik bzw. beim erfindungsgemäßen Verfahren (FIG 13). Diese Ladungsträgerkonzentration nimmt aber auch während der dritten vorbestimmten Zeitspanne ΔT_3 nur minimal zu, da der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT während dieser Zeitspanne ΔT_3 im Schaltzustand "0V" gehalten wird.

10

Wird nur eine hohe Stoßstromfestigkeit im Dioden-Modus eines RC-IGBTs verlangt, so kann der im Dioden-Modus betriebene RC-IGBT während der gesamten Pulsperiode in den zweiten Schaltzustand "-15V" gesteuert werden (FIG 30). Bei dieser Modifikation des erfindungsgemäßen Verfahrens wird die Reverse-Recovery-Ladung nicht reduziert.

15

Damit dieses erfindungsgemäße Verfahren ohne großen Aufwand realisiert werden kann, werden in den Aussteuervorrichtungen 14 eines jeden RC-IGBTs T1 bzw. T2 der Halbbrücke 2 (FIG 3) die vorbestimmten Zeitspannen ΔT_1 , ΔT_2 und ΔT_3 als konstante Zahlenwerte hinterlegt. Für das Umsetzen des erfindungsgemäßen Verfahrens werden diese drei Zeitspannen ΔT_1 , ΔT_2 und ΔT_3 derart bemessen, dass Folgendes gilt: $\Delta T_2 < \Delta T_1 < \Delta T_2 + \Delta T_3$.

25

Voraussetzung für die Verwendung des erfindungsgemäßen Verfahrens besteht darin, dass die rückwärts leitfähigen IGBTs parasitäre nicht kontaktierte hoch dotierte p-Gebiete zwischen kontaktierten p-Wannen auf der Vorderseite des RC-IGBTs aufweisen. Durch diese parasitären p-Gebiete weist der RC-IGBT anstelle von zwei Schaltzuständen (" +15V" und "-15V") nun drei Schaltzustände (" +15V", "0V" und "-15V") auf. Erfindungsgemäß werden diese parasitären p-Gebiete eines RC-IGBTs gezielt beim Steuerverfahren dieses RC-IGBTs verwendet, um vorrangig möglichst eine niedrige Reverse-Recovery-Ladung mit einer möglichst niedrigen Durchlassspannung zu erhalten.

35

Patentansprüche

1. Verfahren zur Steuerung zweier elektrisch in Reihe geschalteter rückwärts leitfähiger IGBTs (T1, T2) einer Halbbrücke (2), an der eine Betriebsgleichspannung (U_G) ansteht, wobei diese rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) über drei Schaltzustände "+15V", "0V", "-15V" verfügen, mit folgenden Verfahrensschritten:

- a) Setzen eines jeden rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) der Halbbrücke (2) während eines stationären Aus-Zustands eines zugehörigen Soll-Steuersignals (S_T^*) in den Schaltzustand "-15V",
- b) Halten eines rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) in den Schaltzustand "+15V" nach Ablauf einer vorbestimmten Zeitspanne (ΔT_1) nach Wechsel eines zugehörigen Soll-Steuersignals (S_T^*) vom Aus-Zustand in einen Ein-Zustand, solange ein Strom vom Emitter zum Kollektor fließt,
- c) Setzen eines rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) in den Schaltzustand "+15V" nach Ablauf dieser vorbestimmten Zeitspanne (ΔT_1) nach Wechsel eines zugehörigen Soll-Steuersignals (S_T^*) vom Aus-Zustand in den Ein-Zustand, wenn dadurch ein Stromfluss vom Kollektor zum Emitter ermöglicht wird,
- d) Setzen eines jeden rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) der Halbbrücke (2) in den Schaltzustand "+15V" für eine zweite vorbestimmte Zeitspanne (ΔT_2) nach Wechsel eines zugehörigen Soll-Steuersignals (S_T^*) vom Ein- in den Aus-Zustand, und
- e) Setzen eines jeden rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) der Halbbrücke (2) nach Ablauf der zweiten vorbestimmten Zeitspanne (ΔT_2) für eine dritte vorbestimmte Zeitspanne (ΔT_3) in den Schaltzustand "0V".

2. Verfahren nach Anspruch 1,

- d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass die Amplitude der Gate-Spannung (u_{GE}) eines jeden rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) der Halbbrücke (2) während eines stationären Aus-Zustands und für die erste vorbestimmte Zeitspanne

(ΔT_1) eines zugehörigen Soll-Steuersignals (S_T^*) in den Schaltzustand "0V" gesetzt wird.

3. Verfahren nach Anspruch 1,

5 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass die Amplitude der Gate-Spannung (u_{GE}) eines jeden rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) der Halbbrücke (2) für die zweite vorbestimmte Zeitspanne (ΔT_2) in den Schaltzustand "0V" gesetzt wird.

10

4. Verfahren nach Anspruch 1,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass die Amplitude der Gate-Spannung (u_{GE}) eines jeden rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) der Halbbrücke (2) für die zweite und
15 dritte vorbestimmte Zeitspanne (ΔT_2 , ΔT_3) in den Schaltzustand "-15V" gesetzt wird.

5. Verfahren nach Anspruch 1,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass die erste
20 vorbestimmte Zeitspanne (ΔT_1) zeitlich größer ist als die zweite vorbestimmte Zeitspanne (ΔT_2).

6. Verfahren nach Anspruch 1,

d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass die erste
25 vorbestimmte Zeitspanne (ΔT_1) zeitlich kleiner ist als die Summe der zweiten und dritten vorbestimmten Zeitspannen (ΔT_2 , ΔT_3).

7. Verfahren nach Anspruch 1,

30 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass die drei vorbestimmten Zeitspannen (ΔT_1 , ΔT_2 , ΔT_3) in einer Vorrichtung zur Durchführung des Verfahrens hinterlegt sind.

8. Verfahren nach Anspruch 1,

35 d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass die Polarität eines Kollektorstroms eines jeden rückwärts leitfähigen IGBTs (T1, T2) einer Halbbrücke (2) ermittelt wird.

9. Verfahren nach Anspruch 5,
d a d u r c h g e k e n n z e i c h n e t, dass die Polari-
tät eines Kollektorstroms durch Auswertung einer ermittelten
Kollektor-Emitter-Spannung bestimmt wird.

FIG 1

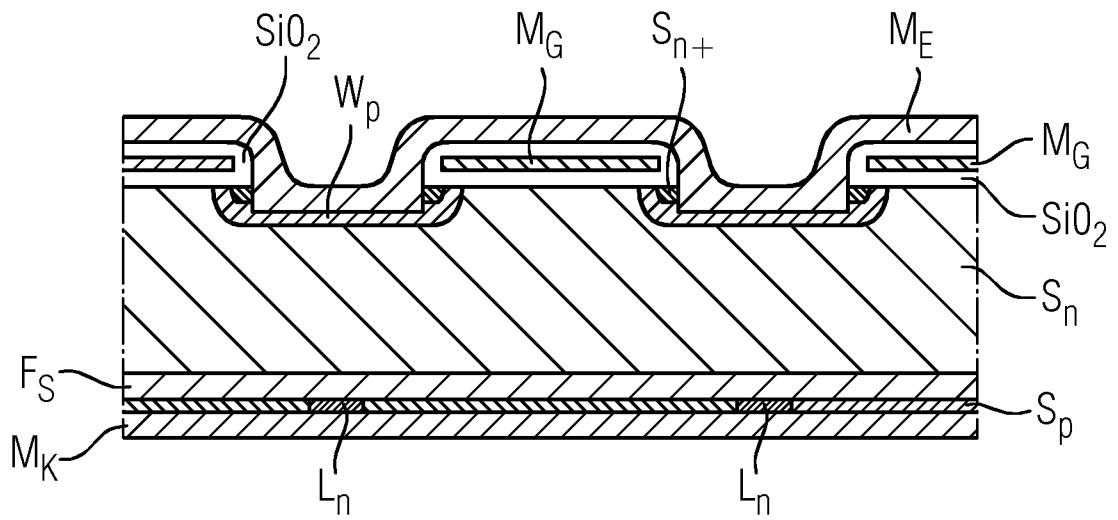


FIG 2

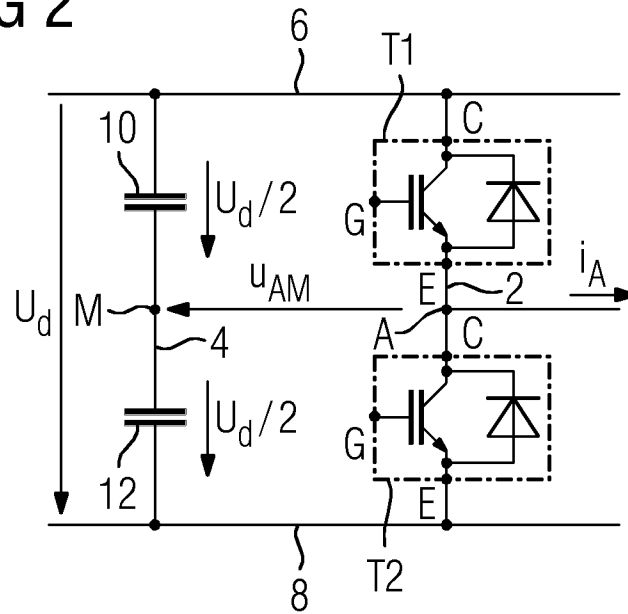


FIG 3

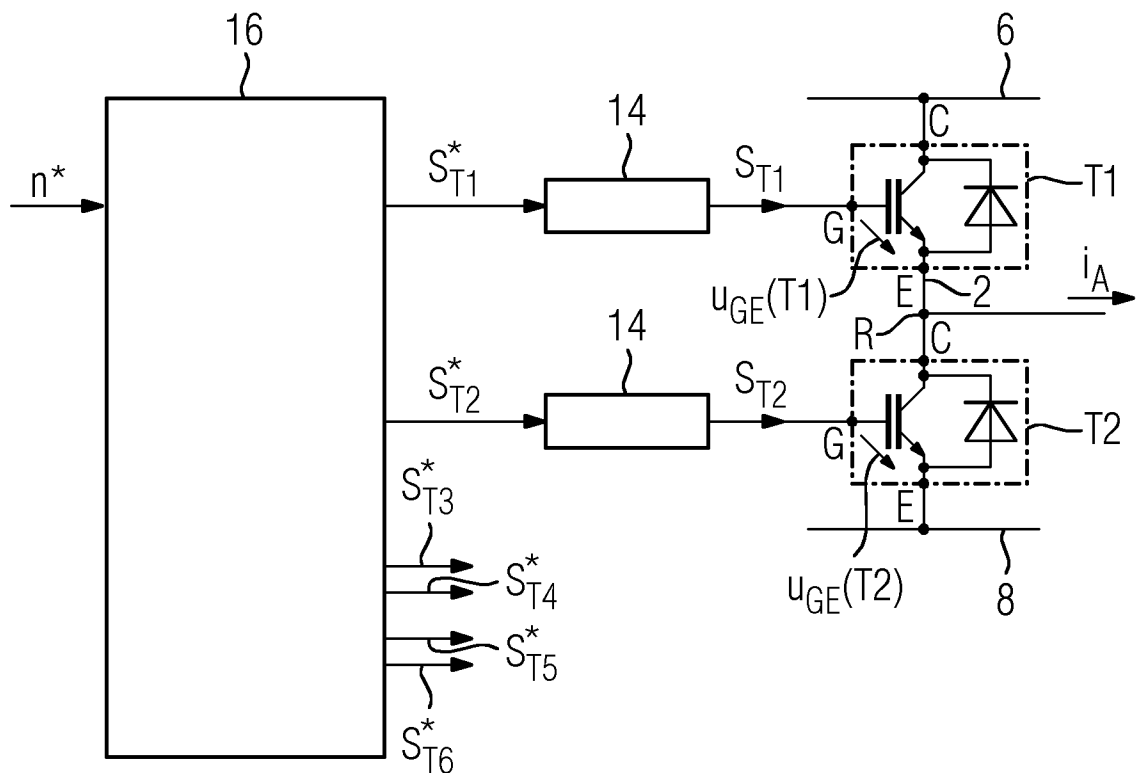


FIG 4

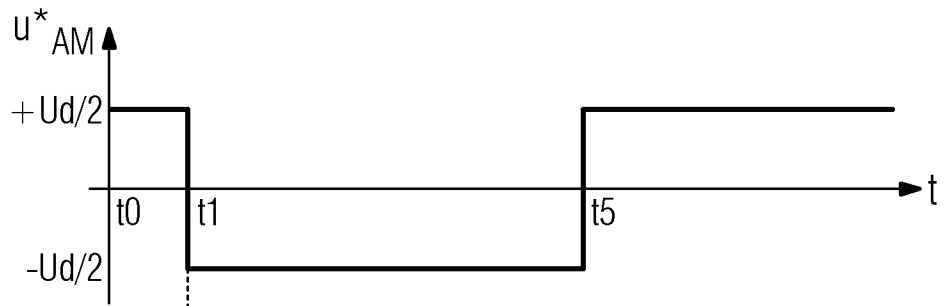


FIG 5

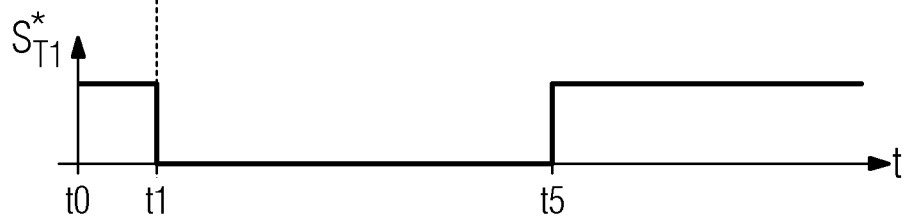


FIG 6

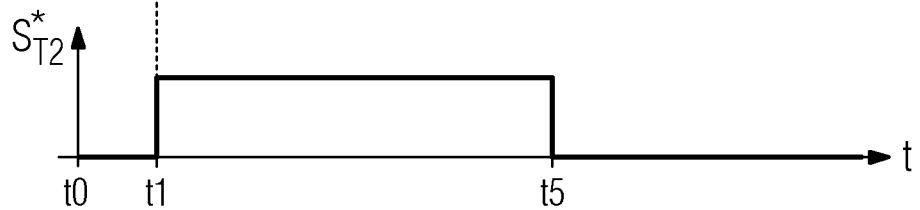


FIG 7

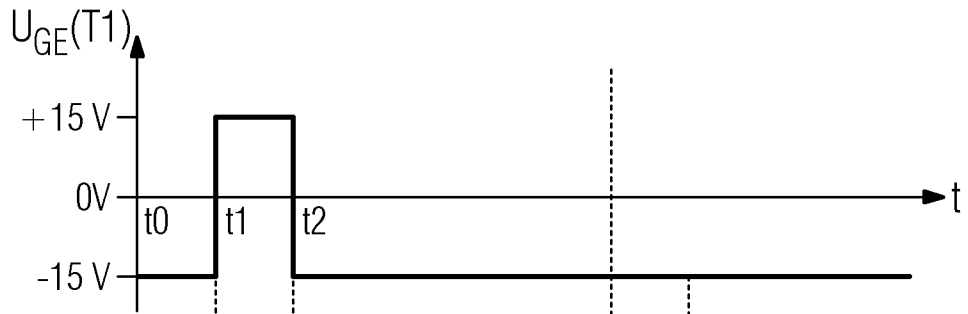


FIG 8

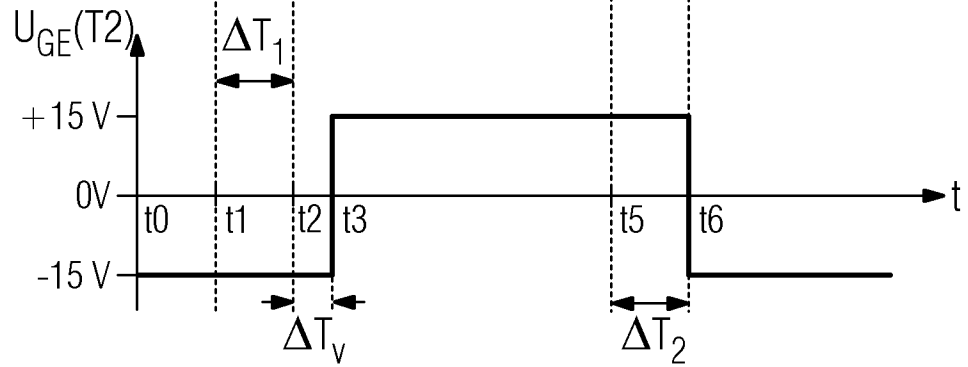


FIG 9

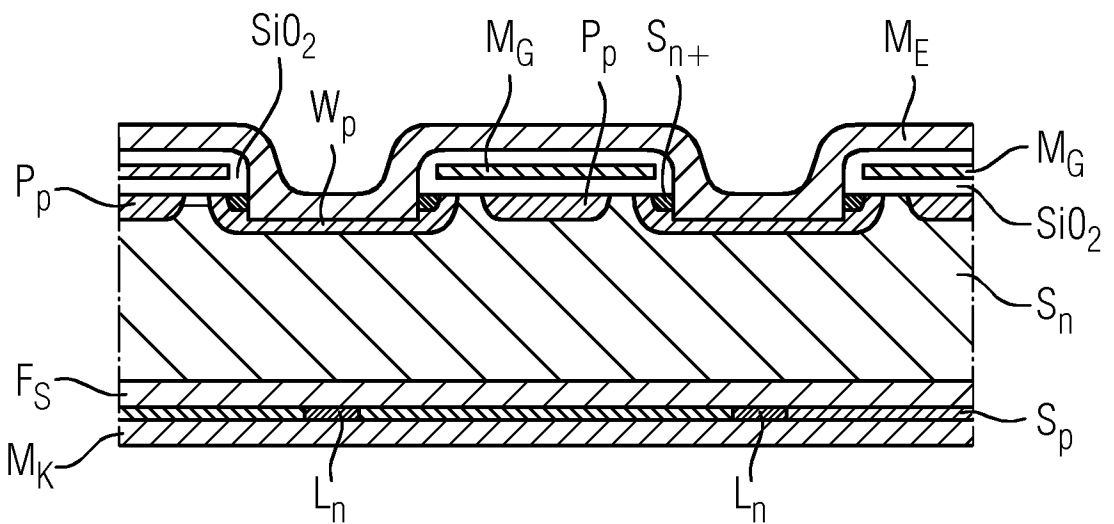


FIG 10

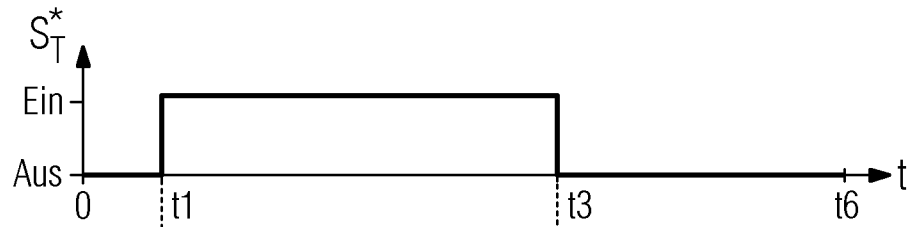


FIG 11

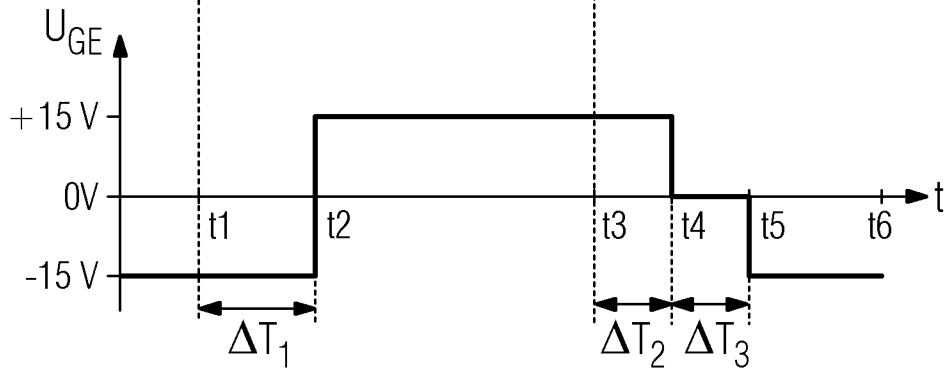


FIG 12

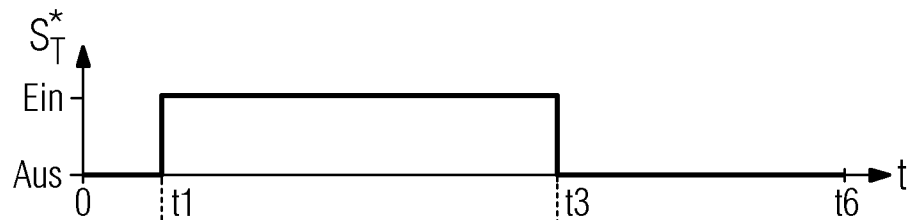


FIG 13

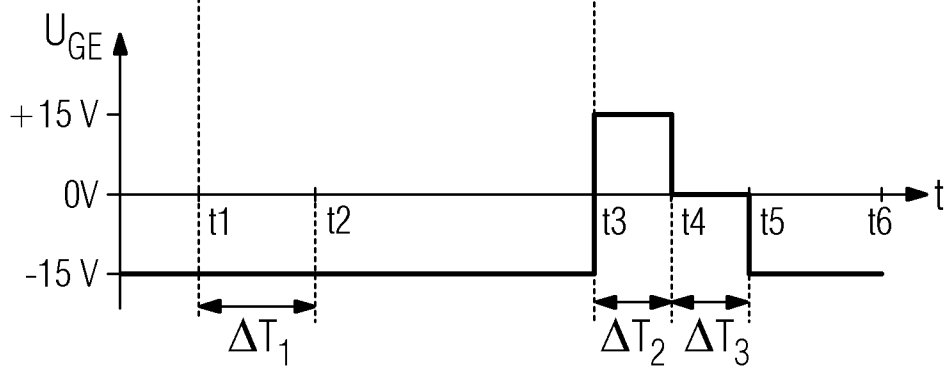


FIG 14

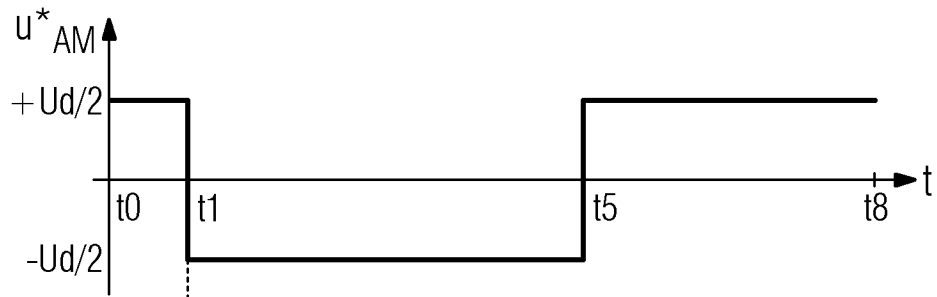


FIG 15

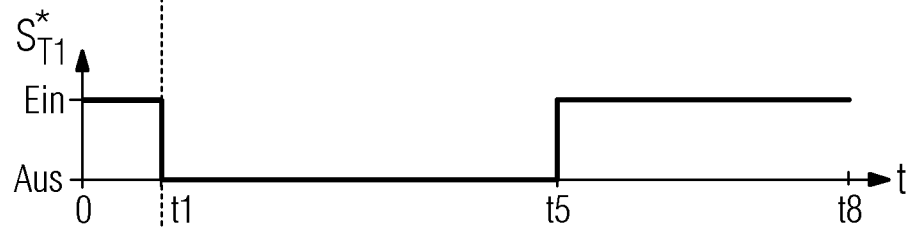


FIG 16

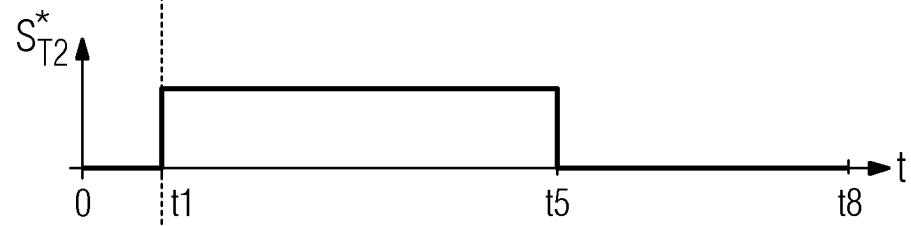


FIG 17

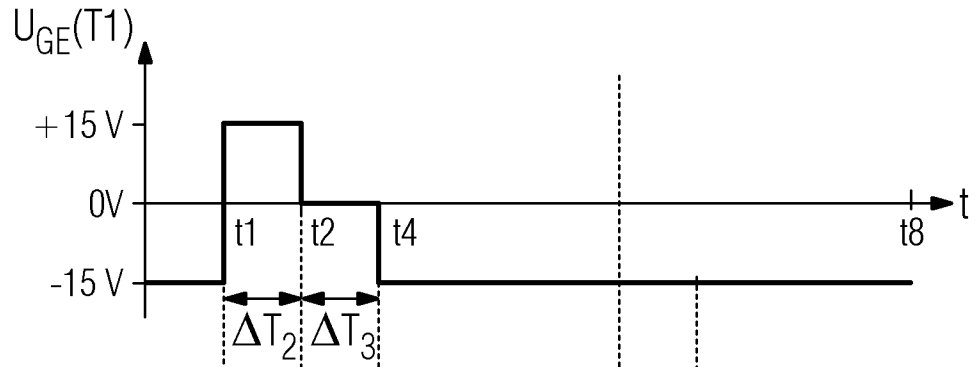


FIG 18

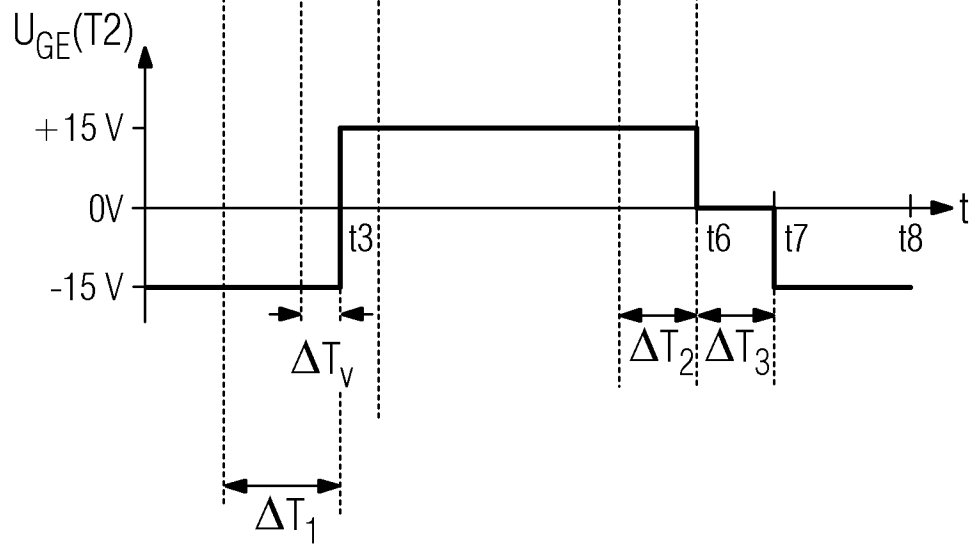


FIG 19

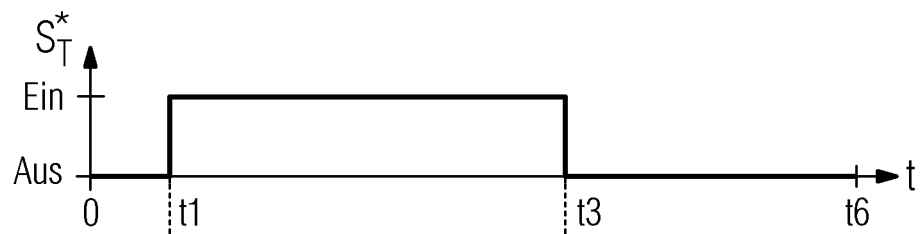


FIG 20

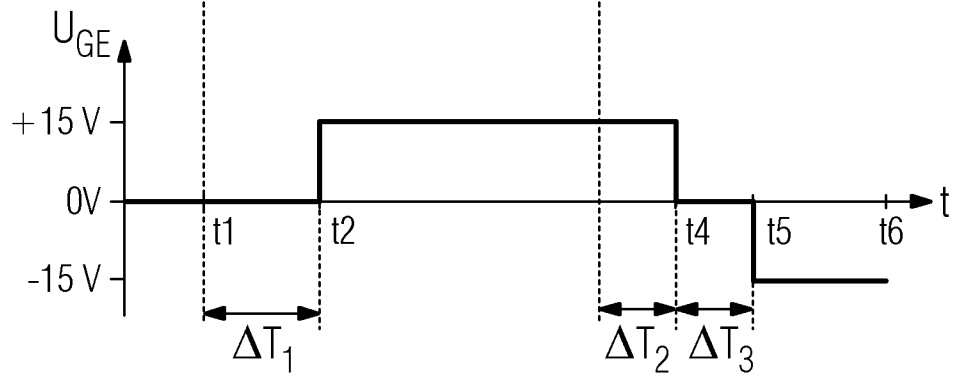


FIG 21

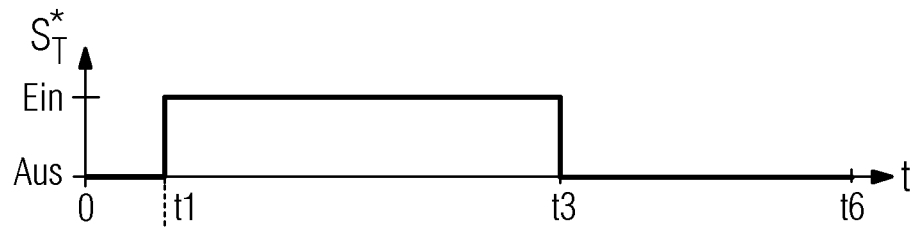


FIG 22

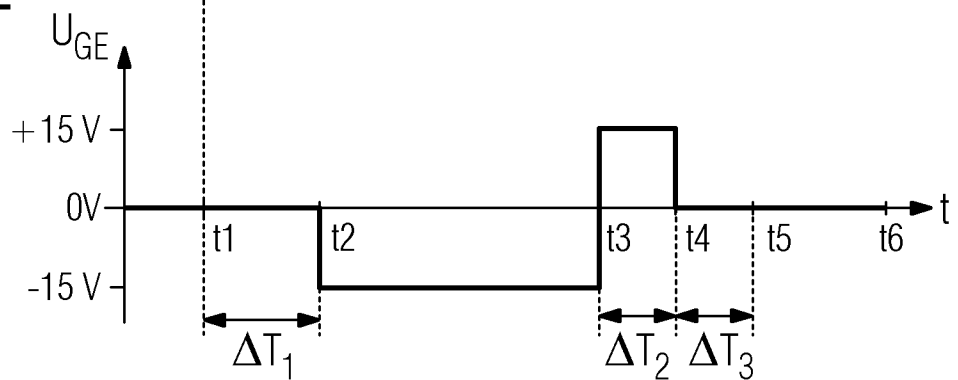


FIG 23

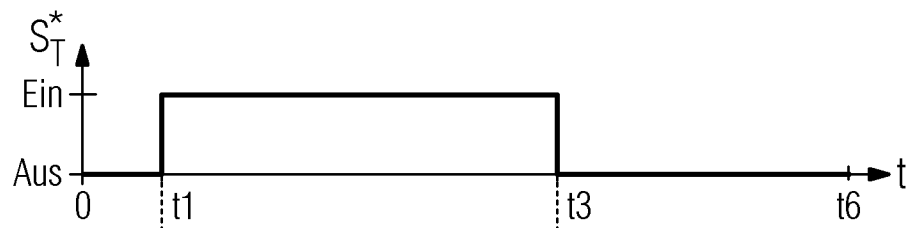


FIG 24

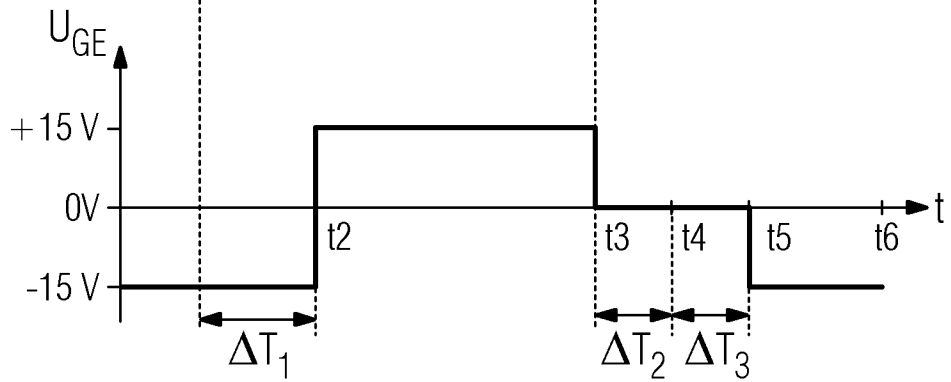


FIG 25

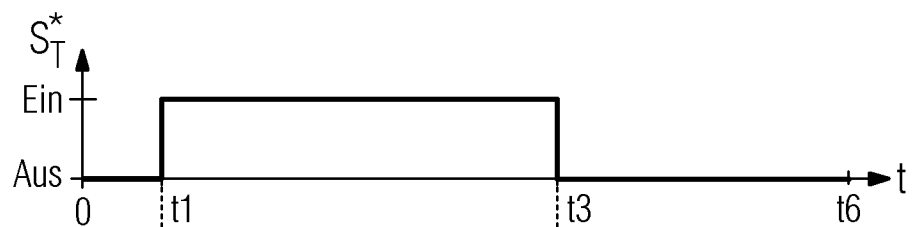


FIG 26

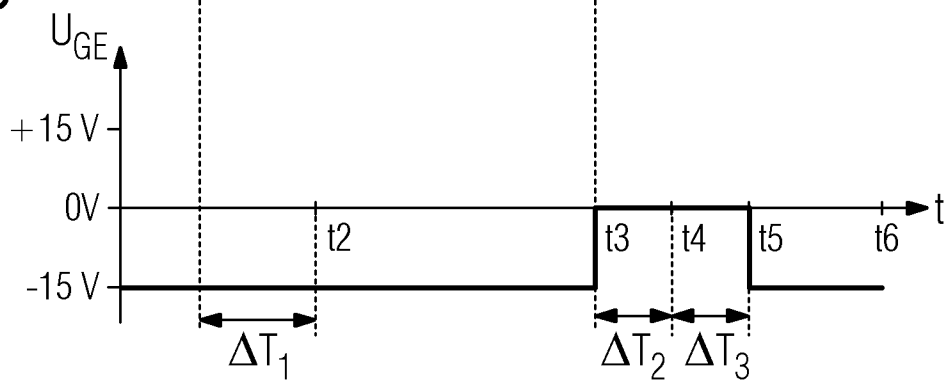


FIG 27

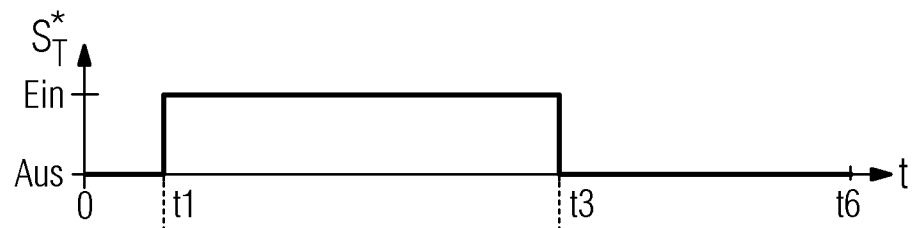


FIG 28

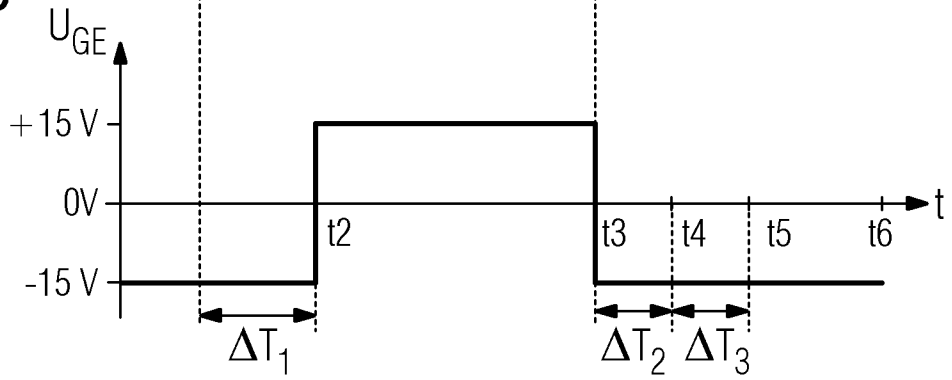


FIG 29

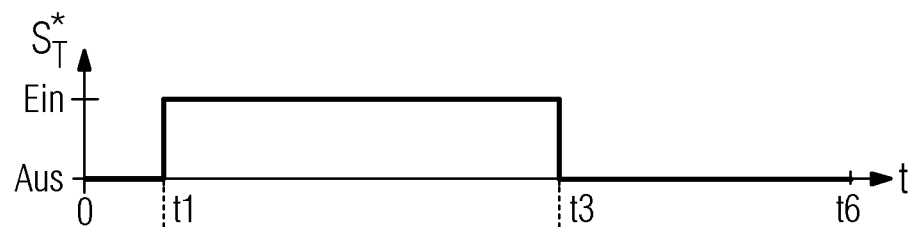


FIG 30

