

(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  
21. Dezember 2006 (21.12.2006)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer  
**WO 2006/134009 A1**

(51) Internationale Patentklassifikation:  
**H03K 17/16** (2006.01)

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2006/062313

(22) Internationales Anmeldedatum:  
15. Mai 2006 (15.05.2006)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:  
10 2005 027 442.0 14. Juni 2005 (14.06.2005) 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): **BOLZ, Stephan** [DE/DE]; Lehenweg 14, 93102 Pfatter (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, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

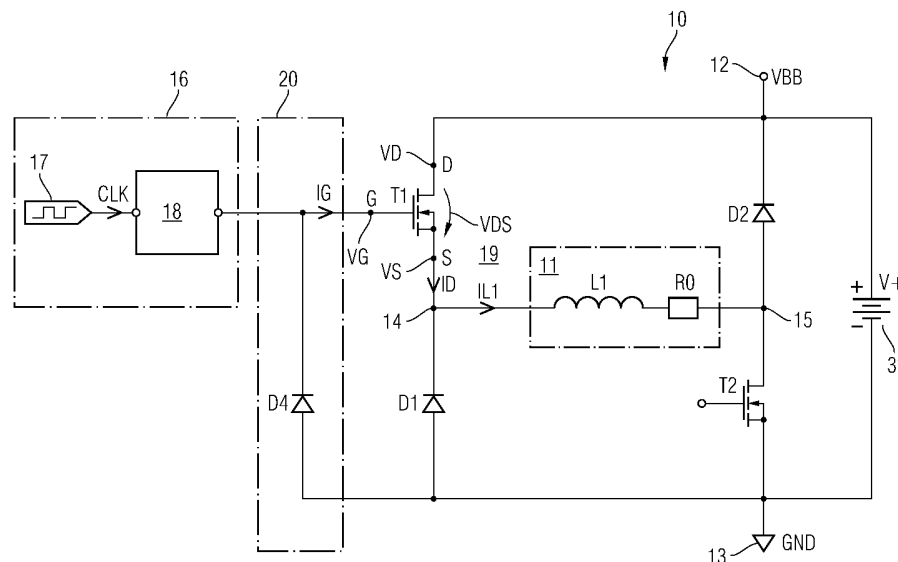
Veröffentlicht:

— mit internationalem Recherchenbericht

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: CIRCUIT ARRANGEMENT FOR SWITCHING A LOAD

(54) Bezeichnung: SCHALTUNGSANORDNUNG ZUM SCHALTEN EINER LAST



(57) Abstract: The invention relates to a circuit arrangement for switching a load, said arrangement comprising at least one at least partially inductive load, at least one high side switch that is mounted in series in relation to the load with the controlled segment thereof, between supply terminals for a supply voltage, at least one freewheeling diode that is connected to a first tap between the high side switch and the load, and at least one clamp circuit that is connected to a control terminal of the high side switch and is used to limit the control potential applied to the control terminal to a first pre-determined voltage value when the high side switch is switched off.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 2006/134009 A1



---

*Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.*

---

**(57) Zusammenfassung:** Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zum Schalten einer Last, mit zumindest einer mindestens teilweise induktiven Last, zumindest einem High-Side-Schalter, der mit seiner gesteuerten Strecke in Reihe zu der Last und zwischen Versorgungsanschlüssen für eine Versorgungsspannung angeordnet ist, zumindest einer Freilaufdiode, die an einem ersten Abgriff zwischen des High-Side-Schalters und der Last angeschlossen ist, und zumindest einer an einem Steueranschluss des High-Side-Schalters angeschlossenen Klemmschaltung zum Begrenzen des an dem Steueranschluss anliegenden Steuerpotenzials auf einen ersten vorgegebenen Spannungswert beim Ausschalten des High-Side-Schalters.

## Beschreibung

## Schaltungsanordnung zum Schalten einer Last

5 Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung zum Schalten einer insbesondere induktiv ausgebildeten Last.

Derartige Schaltungsanordnungen finden beispielsweise in der Kfz-Elektronik Anwendung, bei der zunehmend der Bedarf besteht, Lasten möglichst schnell schalten zu können. Ein besonderes Augenmerk liegt dabei bei induktiv ausgebildeten Lasten. Eine bekannte Schaltungsanordnung zur Ansteuerung einer induktiven Last ist zum Beispiel in dem Deutschen Patent DE 102 52 827 B3 beschrieben.

15

Die der vorliegenden Erfindung zu Grunde liegende Problematik sowie die damit einhergehende Aufgabenstellung sei nachfolgend beispielhaft anhand einer zu schaltenden induktiven Last bei einem elektromagnetischen Einspritzventil beschrieben, ohne jedoch die Erfindung dahingehend einzuschränken.

20

Elektromagnetische Einspritzventile weisen eine induktive Ventilspule auf, mittels der die Ventilmadel elektromagnetisch sehr schnell geöffnet und geschlossen werden kann, so dass dadurch die in den Zylinder eingespritzte Kraftstoffmenge exakt und hochdynamisch gesteuert werden kann. Der Aufbau und die Funktionsweise solcher Einspritzventile ist vielfach bekannt, so dass nachfolgend nicht näher darauf eingegangen wird. Diese Ventilspule soll dynamisch, d. h. möglichst schnell und verzögerungsfrei geschaltet werden, was einen möglichst schnellen Stromaufbau erforderlich macht. Aufgrund der der Ventilspule eigenen, relativ großen Induktivität ist dies nur mit einer erhöhten Betriebsspannung von beispielsweise 48 Volt möglich. Zum schnellen Schalten der Ventilspule verwendet man daher vorzugsweise Leistungsschalter, wie beispielsweise Leistungs-MOSFETs.

35

Anhand der nachfolgenden Fig. 1 sei zur Darstellung der all-  
gemeinen Problematik eine Schaltungsanordnung zum PWM-  
Betrieb einer induktiven Ventilspule erläutert. Fig. 1 zeigt  
einen als High-Side-Schalter ausgebildeten Leistungs-MOSFET  
5 T1 zum Schalten der Ventilspule L1 des Einspritzventils,  
welcher durch eine entsprechende PWM-Ansteuerung im PWM-  
Betrieb betrieben werden kann. Über den High-Side-Schalter  
T1 und einen weiteren, als Low-Side-Schalter ausgebildeten  
Leistungs-MOSFET T2 lässt sich die Induktivität L1 mit einer  
10 Versorgungsspannung V+ verbinden. Zudem ist eine Freilaufdi-  
ode D1 für den PWM-Betrieb und eine Rekuperationsdiode D2  
für den Spannungsabbau beim Ausschalten vorgesehen.

Fig. 2 zeigt Signal-Zeit-Diagramme beim PWM-Betrieb der Ven-  
tilspule aus Fig. 1, wobei durch Kurve a die Ventilspannung  
15 VL1 und durch Kurve b der Ventilstrom IL1 dargestellt ist.  
Zu Beginn des Einschaltvorgangs werden beide Leistungs-  
MOSFETs T1, T2 geschlossen. An der Ventilspule L1 liegt nun  
die Versorgungsspannung V+ an. Der Strom IL1 durch die Ven-  
tilspule L1 steigt sehr schnell an. Bei Erreichen eines obern  
20 Stromsollwertes IO wird der High-Side-Schalter T1 ausge-  
schaltet. Der Spulenstrom IL1 fließt nun über die Freilauf-  
diode D1, die Induktivität L1 und den Low-Side-Schalter T2,  
wodurch der Spulenstrom IL1 langsam abnimmt. Erreicht der  
25 Spulenstrom IL1 einen unteren Sollwert IU, so wird der High-  
Side-Schalter T1 wieder eingeschaltet, worauf der Spulen-  
strom IL1 wieder ansteigt. Durch wiederholtes Ein- und Aus-  
schalten des High-Side-Schalters T1 kann so der Spulenstrom  
während der Einschaltdauer T1 auf einen annähernd konstanten  
30 Wert, der zwischen dem oberen und dem unteren Stromsollwert  
IO, IU liegt, gehalten werden. Zum Ende der Einschaltdauer T  
werden beide Leistungs-MOSFETs T1, T2 ausgeschaltet. Die In-  
duktivität L1 wird dann über die Freilaufdiode D1 und die  
Rekuperationsdiode D2 in die Versorgungsspannungsquelle ent-  
35 laden.

Die in Fig. 1 dargestellte Schaltungsanordnung stellt einen idealen Fall dar, bei dem also parasitäre Einflüsse, wie beispielsweise der Einfluss von Zuleitungen, nicht berücksichtigt ist. Diese im Falle einer Ventilschleule verwendeten Leistungsbaulemente sind typischerweise auf einer Platine angeordnet und somit von dem Einspritzventil räumlich getrennt und lediglich über entsprechende Zuleitungen bzw. Leiterbahnen mit diesem elektrisch verbunden. Je nach Länge dieser Zuleitungen bzw. Leiterbahnen stellen diese mehr oder weniger große parasitäre Leitungsinduktivitäten dar.

Fig. 3 der Zeichnung zeigt zur Erläuterung dieser allgemeinen Problematik eine Schaltungsanordnung zum PWM-Betrieb einer Ventilschleule eines induktiven Einspritzventils mit parasitären Leitungsinduktivitäten LI\_D, LI\_S, LI\_K, LI\_A. Diese Leitungsinduktivitäten ergeben sich aus den Leitungen zwischen dem Drainanschluss des Leistungs-MOSFETs T1 und dem positiven Versorgungsanschluss (LI\_D), dem Sourceanschluss des Leistungs-MOSFETs T1 und der Ventilschleule L1 (LI\_S), den Kathoden- und Anodenanschlüssen der Freilaufdiode D1 und dem Masseanschluss (LI\_A) bzw. dem Sourceanschluss des Leistungs-MOSFETs T1 (LI\_K). Typische Werte der sich durch die Verbindungsleitungen ergebenden Leitungsinduktivitäten liegen im Bereich von etwa 10 nH. Da es in der Praxis aber nicht immer möglich ist, die entsprechenden Leistungen so kurz wie möglich zu gestalten, ergeben sich dadurch nicht zu vernachlässigende Induktivitäten, die bei einem schnellen Ausschalten des High-Side-Schalters einer schnellen Übergabe des Spulenstromes IL1 vom Leistungs-MOSFETs T1 zu der Freilaufdiode D1 hinderlich sind. Mit einem Abblockkondensator C1, der zwischen dem Drainanschluss des Leistungs-MOSFETs T1 und Masse angeordnet ist, wird lediglich die Wirkung der Zuleitungsinduktivität LI\_D unterdrückt, jedoch nicht die der anderen Zuleitungsinduktivitäten LI\_S, LI\_K, LI\_A.

Die verwendeten Leistungs-MOSFETs T1, die auf Betriebsspannungen von einigen 10 Volt bis einige 100 ausgelegt sind,

weisen typischerweise ein Zellenfeld mit einer Vielzahl von Einzelzellen auf, wobei in jeweils einer Einzelzelle ein Einzeltransistor angeordnet ist und die Vielzahl der Einzeltransistoren bezüglich deren gesteuerten Strecken zueinander parallel geschaltet sind. Die Stromtragfähigkeit eines solchen Leistungs-MOSFETs hängt zum Einen von physikalischen Parametern, wie beispielsweise der Dotierungskonzentration im Kanal- und Driftbereich, sowie von der Anzahl der parallel zueinander angeordneten Einzeltransistoren ab. Der sich aus der Vielzahl von Einzeltransistoren ergebende Leistungs-MOSFET T1 ist auf eine (Drain-Source-)Durchbruchsspannung ausgelegt, die im Wesentlichen von der Dimensionierung des Driftbereiches, also von dessen Dicke und Dotierungskonzentration, abhängt. Je dicker der Driftbereich ist bzw. je niedriger dessen Dotierungskonzentration ist, desto höher ist der sich dadurch ergebende Einschaltwiderstand  $R_{DS(on)}$ , der im Wesentlichen die Durchbruchsspannung eines Leistungs-MOSFETs bestimmt. Der Driftbereich ist bei heutigen Leistungs-MOSFETs aus mehreren niedrig dotierten Epitaxieschichten (z.B drei bis sieben) aufgebaut, wobei für Leistungs-MOSFETs mit einer sehr hohen Durchbruchsspannung entsprechend viele Epitaxieschichten vorgesehen sind.

Heute vertriebene Leistungs-MOSFET sind für unterschiedliche Leistungsklassen und damit für unterschiedliche Durchbruchsspannungen ausgelegt. Im Allgemeinen gilt: Je höher die Durchbruchsspannung eines Leistungs-MOSFETs sein soll, desto teurer ist er auch, da der Leistungs-MOSFET dann auch eine entsprechende Anzahl an Epitaxieschichten aufweisen muss.

Die Spannungsklasse für einen Leistungs-MOSFETs, der bei einer Batteriespannung von 48 Volt zum Schalten eines induktiven Einspritzventils verwendet werden soll, wird nun so gewählt, dass sie eine Durchbruchsspannung von zumindest 48 Volt aufweist. Allerdings soll möglichst auch vermieden werden, einen hinsichtlich der Durchbruchsspannung überdimensionierten Leistungs-MOSFET mit einer zu großen Durchbruchsspannung zu verwenden.

spannung zu verwenden, da dies unter Umständen einen  
Leistungs-MOSFET einer höheren Spannungsklasse erfordert,  
der somit auch kostenintensiver ist. Somit werden zum Schal-  
ten der induktiven Last Leistungs-MOSFETs mit Durchbruch-  
5 spannungen nahe an der Betriebsspannung verwendet.

Bei der Verwendung einer Schaltungsanordnung zum PWM-Betrieb  
einer induktiven Last entsprechend den Fig. 1 und 3 gibt  
sich dabei das folgende Problem:

10

Im idealen Fall (siehe Fig. 1) beträgt im ausgeschalteten  
Zustand des High-Side-Schalters T1 dessen drainseitiges Po-  
tenzial  $V_D \approx 48$  Volt und dessen sourceseitiges Potenzial  $V_S \approx$   
 $-0,7$  Volt. Somit beträgt im ausgeschalteten Zustand die über  
15 der gesteuerten Strecke des High-Side-Schalters T1 abfallen-  
de Drain-Source-Spannung  $V_{DS}$ :

$$V_{DS} = V_D - V_S = 48,7 \text{ Volt}$$

20 Der Leistungs-MOSFET D1 muss also im Idealfall zumindest auf  
eine Durchbruchsspannung  $V_{DB} >$  von 48,7 Volt ausgelegt sein.

In der Realität (Fig. 3) beträgt das sourceseitige Potenzial  
aber eben nicht  $V_S \approx -0,7$  Volt, was der Flussspannung  $V_{D1}$   
25 der Freilaufdiode D1 entspricht, sondern ist aufgrund der  
parasitären Leitungsinduktivität  $LI_S, LI_K, LI_A$  betragsmä-  
ßig deutlich größer. Beim Ausschalten der Induktivität  $L_1$   
verursachen diese Leitungsinduktivität  $LI_S, LI_K, LI_A$  auf-  
grund der gespeicherten Energie eine negative Spannungsspit-  
30 ze  $V_{NEG}$ , die dazu führt, dass das sourceseitige Potenzial  $V_S$   
sehr viel negativer wird, als die Flussspannung  $V_{D1}$  der  
Freilaufdiode D1. Diese Spannung  $V_{NEG}$  ergibt sich wie folgt:

$$V_{DS} = V^+ + V_{D1} + V_{NEG}.$$

35

Verursacht durch die Leitungsinduktivitäten ergibt sich das sourceseitige Potenzial VS des High-Side-Schalters T1 wie folgt:

5                     $VS = VD1 + VNEG.$

Bei einer Dimensionierung der verschiedenen Leitungsinduktivitäten von beispielsweise 10 nH beträgt das sourceseitige Potenzial  $VS \approx -9,4$  Volt. Die über der Drain-Source-Spannung VDS beträgt bei diesen Leitungsinduktivitäten in der Realität somit:

$$VDS = 48 \text{ Volt} - (-9,4 \text{ Volt}) = 57,4 \text{ Volt}.$$

15 Bei einem Leistungs-MOSFET, dessen Durchbruchsspannung etwas über der Betriebsspannung  $V+ = 48$  Volt liegt, würde dies zwangsläufig zu einem Durchbruch des Leistungs-MOSFETs führen. Um dies zu vermeiden, ist ein Leistungs-MOSFET erforderlich, der für eine höhere Spannungsfestigkeit und damit  
20 zum Beispiel für eine nächsthöhere Spannungsstufe ausgelegt ist.

Dabei ist allerdings das weitere Problem zu berücksichtigen, dass neben der Abhängigkeit der Durchbruchsspannung von der  
25 Dicke und der Dotierung der Driftzone diese auch direkt proportional von der Temperatur abhängt. Je geringer die Temperatur ist, desto geringer wird auch die Durchbruchsspannung. Erschwerend kommt hinzu, dass bei sehr niedrigen Temperaturen die durch die parasitären Leitungsinduktivitäten hervorgerufene Spannungsspitze VNEG sehr viel schneller erreicht  
30 wird, was insgesamt die Drain-Source-Spannung VDS noch vergrößert. Ursache hierfür ist, dass ein MOSFET bei tiefen Temperaturen schneller schaltet als bei hohen Temperaturen. Zusammen mit der gleichsam geringeren Durchbruchsspannung  
35 kann dies insbesondere bei tiefen Temperaturen schnell dazu führen, dass ein Leistungs-MOSFET, der eine im Normalbetrieb ausreichend hohe Durchbruchsspannung aufweist, diese bei

sehr niedrigen Temperaturen nicht mehr ausreicht. In der Folge würde der Leistungs-MOSFET durchbrechen, was sich bei einem zellenartig aufgebauten Leistungs-MOSFET durch ein Durchlegieren einzelner Transistorzellen äußert und zu einem Funktionsausfall des gesamten Leistungs-MOSFETs führen würde. Dieses Problem ergibt sich insbesondere bei durch Feldeffekt steuerbaren High-Side-Schaltern.

Insgesamt hat dies die Konsequenz, dass insbesondere bei Automobil-Anwendungen, die für einen großen Temperaturbereich von  $-50^{\circ}\text{C}$  bis  $150^{\circ}\text{C}$  ausgelegt sein müssen, die verwendeten Leistungs-MOSFETs hinsichtlich ihrer Durchbruchsspannung sehr stark überdimensioniert werden, um eine erhöhte Ausfallrate zu vermeiden. Dies bringt allerdings Kostennachteile mit sich, die es insbesondere bei Automobilanwendungen möglichst zu vermeiden gilt.

Ein weiteres Problem ergibt sich wie folgt: Die Größe der negativen Spannungsspitze VNEG hängt im Wesentlichen von dem Spulenstrom  $IL1$ , der Schaltgeschwindigkeit zwischen dem Leistungs-MOSFET T1 und der Freilaufdiode D1 und den durch das Layout sich ergebenden parasitären Leitungsinduktivitäten ab. Ändert sich einer dieser Parameter, beispielsweise wenn das Layout der Schaltungsanordnung im Rahmen eines so genannten Re-Designs verändert wird, so kann sich dabei unbeabsichtigt auch der Wert der Spannungsspitze VNEG verändern. Erhöht sich dadurch bedingt die Drain-Source-Spannung VDS, so kann dies ganz erhebliche Auswirkungen auf die Produktqualität insbesondere unter Berücksichtigung der obigen Ausführungen haben. Um dies zu verhindern, wird typischerweise eine aufwändige und zeitintensive Messung dieser Spannungsspitze VNEG an den jeweiligen serienmäßigen Schaltungsanordnungen durchgeführt. Neben dem dabei einhergehenden Zeitaufwand führt dies unerwünschter Weise ebenfalls zu einer zusätzlichen Verteuerung der entsprechenden Schaltungsanordnung.

Ein weiteres Problem ergibt sich dadurch, dass die negative Spannungsspitze VNEG auf der Zuleitung zu dem Einspritzventil eine Erhöhung der elektromagnetischen (EMV-)Abstrahlung bewirkt. Insbesondere bei Anwendungen in der Kraftfahrzeugs-  
5 elektronik kann dies unerwünschte Auswirkungen bei anderen Schaltungsteilen bewirken. Zur Reduzierung der EMV-Abstrahlung können zwar Filter in der Zuleitung zum Einspritzventil verwendet werden, jedoch stellen diese einen  
10 zusätzlichen Schaltungsaufwand dar, der die gesamte Schaltungsanordnung schaltungsaufwändiger und somit kostenintensiver gestaltet. Aus diesem Grunde gilt es insbesondere in der Kfz-Elektronik EMV-Abstrahlung möglichst zu vermeiden.

Vor diesem Hintergrund liegt der vorliegenden Erfindung die  
15 Aufgabe zu Grunde, eine möglichst kostengünstige und insbesondere möglichst einfache Schaltungsanordnung zum Schalten einer induktiven Last bereit zu stellen. Eine weitere Aufgabe der Erfindung besteht darin, die beim Ausschalten durch parasitäre Leitungsinduktivitäten hervorgerufenen Spannungsspitzen  
20 möglichst zu reduzieren. Eine weitere Aufgabe besteht darin, eine geringere EMV-Abstrahlung für eine Schaltungsanordnung zum Schalten induktiver Lasten bereit zu stellen.

25 Erfindungsgemäß wird zumindest eine der oben genannten Aufgaben durch eine Schaltungsanordnung mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1 gelöst.

Die der vorliegenden Erfindung zugrunde liegende Idee besteht darin, eine Klemmung und somit eine Begrenzung des Steuerpotenzials des High-Side-Schalters auf einen vorgegebenen Spannungswert vorzunehmen. Beim Entladen des Steueranschlusses bleibt somit der Steueranschluss des High-Side-Schalters und damit auch dessen lastseitiger Anschluss (z.B.  
35 der Source-Anschluss) auf den vorgegebenen Spannungswert geklemmt. Dies lässt sich durch eine sehr einfache, kostengünstige Klemmschaltung realisieren.

Die der vorliegenden Erfindung zugrunde liegende Erkenntnis besteht darin, dass beim Schalten einer induktiven Last beim Ausschalten des als High-Side-Schalters ausgebildeten steuerbaren Schalttransistors, insbesondere eines Leistungsmosfets, es nicht auf ein möglichst schnelles Ausschaltvorgang ankommt. Vielmehr reicht es auch aus, wenn der Ausschaltvorgang etwas verzögert wird, wodurch aber vorteilhafterweise parasitäre Leitungsimpedanzen entladen werden und diese damit in geringerem Maße zu unerwünschten Spannungsspitzen am lastseitigen Ausgang des High-Side-Schalters führen.

Indem nun der Steueranschluss erfindungsgemäß auf ein vorgegebenes Potenzial geklemmt wird, wird somit auch verhindert, dass eine unerwünscht hohe Aufladung des Steueranschlusses des High-Side-Schalters erfolgt. Dadurch bedingt wird auch das am lastseitigen Anschluss (Source) des High-Side-Schalters anliegende Potenzial begrenzt. Der Einfluss der parasitären Leitungsinduktivitäten lässt sich zwar nicht ganz verhindern. Das sich am lastseitigen Anschluss des High-Side-Schalters einstellende Potenzial ist bei Verwendung einer erfindungsgemäßen Klemmschaltung aber signifikant geringer, als ohne Klemmschaltung. Beim Ausschalten wird damit die Belastung des High-Side-Schalters, also die über dessen gesteuerten Strecke abfallende Spannung, gegenüber solchen Anwendungen ohne Klemmschaltungen signifikant reduziert.

Die damit einhergehenden Vorteile einer solchen Schaltungsanordnung liegen auf der Hand:

Insbesondere im Automotive-Bereich, bei dem die entsprechenden Bauelemente für einen sehr hohen Temperaturbereich ausgelegt sein müssen, ist dies von besonderem Vorteil, da hier unter Umständen High-Side-Schalter mit deutlich reduzierter Durchbruchspannung zum Einsatz kommen können. Dadurch bedingt können High-Side-Schalter mit geringerer Spannungsfes-

5 tigkeit und somit einer geringeren Spannungs-  
klasse verwendet werden, die somit auch kostengünstiger sind. Die gesamte  
Schaltungsanordnung lässt sich somit kostengünstiger bereit-  
stellen, was insbesondere im Automotivbereich, bei dem sehr  
häufig der Kostenaspekt ein entscheidendes Kriterium ist,  
einen entscheidenden Betriebsvorteil mit sich bringt.

10 Ein weiterer, sehr wesentlicher Vorteil besteht darin, dass  
durch die Klemmschaltung das am lastseitigen Anschluss des  
High-Side-Schalters sich ergebende Potenzial nunmehr redu-  
zierte Spannungsspitzen aufweist, was unmittelbar zu einer  
signifikanten Reduzierung der EMV-Abstrahlung führt.

15 Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass die Amplitude des  
verbleibenden, durch einen Ausschaltvorgang sich ergebenden  
Potenzials am lastseitigen Ausgang des High-Side-Schalters  
durch die entsprechende Schaltungstopographie sehr gut defi-  
nierbar und somit gut bestimmbar ist. Aufwändige und gezeu-  
genfalls schwierige Messungen in der Fertigung zur Bestim-  
mung dieses Potenzials können somit entfallen.

20 Ein weiterer Vorteil besteht darin, dass das Funktionsprin-  
zip der Klemmschaltung sich auf verschiedenste Ansteuer-  
schaltungen, die einen entsprechenden Treiber zum Ansteuern  
eines High-Side-Schalters aufweisen, anwenden lässt.

30 Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen der Erfin-  
dung ergeben sich aus den weiteren Unteransprüchen sowie aus  
der Beschreibung unter Bezugnahme auf die Zeichnungen.

35 In einer schaltungstechnisch besonders bevorzugten und ins-  
besondere sehr einfachen Ausgestaltung enthält die Klemm-  
schaltung eine einfache Begrenzerdiode. Diese Begrenzerdiode  
ist bezogen auf den Steueranschluss des High-Side-Schalters  
in Flussrichtung gepolt und dient der Klemmung des Steuerpo-  
tenzials des High-Side-Schalters auf ein durch die Begren-  
zerdiode vorgegebenes Flusspotenzial. Für die Funktionalität

der Klemmschaltung ist hier somit lediglich eine einfache Kleinleistungsdiode erforderlich, was die erfindungsgemäße Klemmschaltung vor allem aus Kostengründen besonders attraktiv macht.

5

In einer typischen Ausgestaltung ist der High-Side-Schalter als ein durch Feldeffekt steuerbarer Schalttransistor, beispielsweise als MOSFET oder als JFET, ausgebildet.

10 Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung weist zur Energieversorgung einen ersten Versorgungsanschluss mit einem ersten Versorgungspotenzial und einem zweiten Versorgungsan-  
schluss mit einem zweiten Versorgungspotenzial auf. Für die  
15 Funktion des als High-Side-Schalter ausgebildeten steuerbaren Schalttransistors ist es dabei notwendig, dass das erste  
Versorgungspotenzial zumindest größer ist als das zweite  
Versorgungspotenzial. Typischerweise ist die Energieversor-  
gung eine Batterie, die dazu ausgelegt ist, eine Batterie-  
gleichspannung bereit zu stellen. In diesem Fall bezeichnet  
20 das erste Versorgungspotenzial ein positives Potenzial, wäh-  
rend das zweite Versorgungspotenzial ein negatives Potenzial  
oder ein Potenzial der Bezugsmasse bezeichnet.

In einer besonders bevorzugten Ausgestaltung ist die Klemm-  
25 schaltung bzw. deren Begrenzerdiode zwischen dem Steueran-  
schluss des High-Side-Schalters und dem zweiten Versorgungs-  
anschluss angeordnet. Auf diese Weise wird das Potenzial am  
lastseitigen Anschluss des High-Side-Schalters begrenzt.

30 In einer weiteren, ebenfalls typischen Ausgestaltung ist die  
Freilaufdiode für einen Freilauf bei einem Ausschalten des  
High-Side-Schalters zwischen dem ersten Abgriff und dem  
zweiten Versorgungsanschluss angeordnet und bezogen auf den  
ersten Abgriff in Flussrichtung geschaltet. Auf diese Weise  
35 kann in einem Betriebsmodus, bei dem der High-Side-Schalter  
geöffnet ist, die in der induktiven Last gespeicherte Ener-  
gie über diese Freilaufdiode abgeleitet werden.

In einer sehr vorteilhaften Ausgestaltung ist ein zweiter Schalttransistor sowie eine Rekuperationsdiode vorgesehen. Der zweite Schalttransistor ist als Low-Side-Schalter ausgebildet, dessen gesteuerte Strecke in Reihe zu der Last angeordnet ist. An einem Abgriff zwischen dem zweiten Schalttransistor und der Last ist die Rekuperationsdiode angeschlossen. Dieser Low-Side-Schalter ist im PWM-Betrieb der Schaltungsanordnung vorzugsweise eingeschaltet, so dass die induktive Last bei eingeschaltetem High-Side-Schalter über den Low-Side-Schalter mit der Versorgungsspannung verbunden und somit aufgeladen werden kann. Bei ausgeschaltetem High-Side-Schalter wird die induktive Last dann über die Freilaufdiode und den Low-Side-Schalter langsam entladen. Die Rekuperationsdiode dient dem Zweck, die induktive Last schnell gegen die Versorgungsspannung zu entladen, sofern sich die gesamte Schaltungsanordnung im ausgeschalteten Zustand befindet und somit der High-Side-Schalter und Low-Side-Schalter ausgeschaltet sind. Zu diesem Zwecke ist die Rekuperationsdiode zwischen dem zweiten Abgriff und dem ersten Versorgungsanschluss angeordnet und bezogen auf den zweiten Abgriff in Sperrrichtung geschaltet.

In einer typischen Ausgestaltung ist/sind der High-Side-Schalter und/oder der Low-Side-Schalter als Leistungs-MOSFET ausgebildet. Aus Kostengründen eignen sich hier insbesondere n-Kanal-Transistoren, die gegenüber p-Kanal-Transistoren eine geringere Chipfläche bei gleichen Transistoreigenschaften aufweisen und somit insbesondere aus Kostengründen zu bevorzugen sind.

In einer ebenfalls bevorzugten Ausgestaltung ist zumindest die Freilaufdiode als Leistungsdiode ausgebildet. Zusätzlich oder alternativ kann auch die Rekuperationsdiode als Leistungsdiode ausgebildet sein.

In einer typischen Anwendung ist die Schaltungsanordnung zum wechselseitigen schnellen Ein- und Ausschalten einer induktiven Last und insbesondere zum PWM-Betrieb der Spuleninduktivität eines elektromagnetischen Einspritzventils ausgelegt. Diese Spuleninduktivität bildet damit die induktive Last, welche über den High-Side-Schalter geschaltet werden soll. Denkbar wären aber auch beliebig andere Anwendungen, beispielsweise für 3-Phasenfrequenzumrichter zum Betrieb von Elektromotoren/Generatoren mit elektronischer Kommutierung, bidirektionale DC/DC-Konverter zur Ansteuerung elektromagnetischer Ventile und dergleichen.

In einer bevorzugten Ausgestaltung ist eine Ansteuerschaltung zumindest zum Ansteuern des High-Side-Schalters vorgesehen, die einen Treiber aufweist. Zum dynamischen Schalten des High-Side-Schalters erzeugt der Treiber einen Ansteuerstrom, beispielsweise einen PWM-modulierten Ansteuerstrom. Der Treiber ist dabei als Leistungstreiber ausgebildet. Vorzugsweise ist dabei die Ansteuerschaltung als integrierte Ansteuerschaltung ausgebildet, d. h. die Elemente des Treibers sind zumindest teilweise in einem einzigen Halbleiterchip implementiert.

In einer weiteren Ausgestaltung ist ein dem Treiber vorgeschalteter Taktgenerator vorgesehen, der zum Beispiel Bestandteil der Ansteuerschaltung selbst sein kann. Der Taktgenerator erzeugt zur Einstellung des Tastverhältnisses des Ansteuerstromes ein Taktsignal für den Treiber. Vorzugsweise wird als Taktgenerator ein einfacher Oszillator, beispielsweise ein Quarzoszillator, verwendet.

In einer bevorzugten Ausgestaltung weist die Ansteuerschaltung eine Entladeschaltung auf, die zum Ausschalten des High-Side-Schalters einen Entladestrom erzeugt, über welchen der Steueranschluss des High-Side-Schalters einem Ausschaltvorgang des High-Side-Schalters entladbar ist. Vorzugsweise, jedoch nicht notwendigerweise, weist die Entladeschaltung

eine Schaltdiode auf, die bezogen auf den Steueranschluss des High-Side-Schalters in Flussrichtung angeordnet ist und über die bei einem Ausschaltvorgang des High-Side-Schalters zumindest kurzfristig der Entladestrom zum Entladen des Steueranschlusses des High-Side-Schalters fließen kann. In einer besonders vorteilhaften, da kostengünstigen Ausgestaltung sind die Schaltdiode und die Begrenzerdiode als eine integrierte Doppeldiode ausgebildet, deren Kathoden miteinander kurzgeschlossen sind und die zusammen auf einem Halbleiterchip angeordnet sind.

In einer bevorzugten Ausgestaltung weist die Ansteuerschaltung und/oder die Klemmschaltung eine Schaltungsanordnung zur Verrundung des Potentials am lastseitigen Ausgang des High-Side-Schalters auf, die bei einem Ausschaltvorgang des High-Side-Schalters und damit bei einem Übergang in den Freilauf bewirkt, dass das Steuerpotential VG und damit auch das Potential am lastseitigen Ausgang des High-Side-Schalters langsamer abnimmt.

In einer besonders vorteilhaften Weiterbildung der Erfindung bildet die Freilaufdiode, der High-Side-Schalter und die induktive Last eine PWM-Einheit. Die Schaltungsanordnung weist dabei eine Vielzahl von solchen PWM-Einheiten auf. Vorzugsweise, jedoch nicht notwendigerweise, sind dabei ein (einziger) Low-Side-Schalter sowie eine (einzige) Rekuperationsdiode vorgesehen, die allen PWM-Einheiten zugeordnet sind. Mittels dieser Schaltungsanordnung lassen sich dann verschiedene induktive Lasten, beispielsweise, die verschiedenen elektromagnetischen Einspritzventile einer Brennkraftmaschine, mit ein und derselben Schaltungsanordnung betreiben. Besonders vorteilhaft kann es auch sein, wenn für die verschiedenen PWM-Einheiten jeweils eine einzige Ansteuerschaltung bzw. auch ein einziger Treiber vorgesehen ist, der beispielsweise über geeignete Umschaltmittel jeweils die verschiedenen Steueranschlüsse der High-Side-Schalter der unterschiedlichen PWM-Einheiten ansteuert.

Die Erfindung wird nachfolgend anhand der in den schematischen Figuren der Zeichnung angegebenen Ausführungsbeispiele beschrieben. Es zeigen dabei:

- 5
- Fig. 1 eine Schaltungsanordnung zum PWM-Betrieb einer Ventilspule zur Darstellung der allgemeinen Problematik;
- 10 Fig. 2 Signal-Zeit-Diagramme für die Ventilspannung (Kurve a) und den Ventilstrom (Kurve b) beim PWM-Betrieb der Ventilspule in Fig. 1;
- Fig. 3 eine Schaltungsanordnung entsprechend Fig. 1 mit  
15 parasitären Leistungsinduktivitäten zur Erläuterung der allgemeinen Problematik;
- Fig. 4 ein erstes, allgemeines Ausführungsbeispiel einer  
20 erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zum PWM-Betrieb einer induktiven Last;
- Fig. 5 ein zweites, detailliertes Ausführungsbeispiel einer  
erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zum PWM-Betrieb einer induktiven Last;
- 25 Fig. 6 ein drittes, detailliertes Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zum PWM-Betrieb einer induktiven Last;
- 30 Fig. 7 Signal-Zeit-Diagramme für das am Sourceanschluss des High-Side-Schalters anliegende Sourcepotenzial ohne Klemmschaltung (Kurve c), mit erfindungsgemäßer  
Klemmschaltung entsprechend Fig. 4 (Kurve d) und mit erfindungsgemäßer Klemmschaltung zur Ver-  
35 rundung des Sourcepotenzials entsprechend Fig. 6 (Kurve e).

In allen Figuren der Zeichnung sind gleiche bzw. funktionsgleiche Elemente, Merkmale und Signal - sofern nichts Anderes angegeben ist - mit denselben Bezugszeichen versehen.

5 Fig. 4 zeigt anhand eines ersten, allgemeinen Ausführungsbeispiels eine Schaltungsanordnung zum PWM-Betrieb einer zumindest teilweise induktiven Last. In Fig. 4 ist die Schaltungsanordnung mit Bezugszeichen 10 und eine Last mit Bezugszeichen 11 bezeichnet. Nachfolgend wird davon ausgegangen,  
10 dass die Last 11 ein elektromagnetisches Einspritzventil ist und einen induktiven Teil L1 und einen resistiven Teil R0 aufweist. Der induktive Teil L1, der die Spuleninduktivität L1 bildet, und der resistive Teil R0, der sich im Wesentlichen aus dem Wicklungswiderstand ergibt, sind in  
15 Reihenschaltung zueinander angeordnet. Typische Impedanzwerte sind 150  $\mu\text{H}$  für die Spuleninduktivität L1 und etwa 0,5  $\Omega$  für den Wicklungswiderstand R0.

Die Schaltungsanordnung 10 weist ferner zwei Schalttransistoren T1, T2 auf. Im vorliegenden Ausführungsbeispiel sind  
20 die Schalttransistoren als n-Kanal MOS-Leistungstransistoren (MOSFET) ausgebildet. Die Last 11 ist dabei in Reihe zu den gesteuerten Strecken der Leistungs-MOSFET T1, T2 angeordnet. Unter der gesteuerten Strecke ist dabei jeweils die Drain-  
25 Source-Strecke des jeweiligen Leistungs-MOSFETs T1, T2 zu verstehen. Die Last 11 ist jeweils mit einem Lastausgang der Leistungs-MOSFETs T1, T2 verbunden, so dass die Last 11 somit zwischen den beiden Leistungs-MOSFET T1, T2 angeordnet ist.

30 Die Reihenschaltung aus Leistungs-MOSFETs T1, T2 und Last 11 ist zwischen einem ersten Versorgungsanschluss 12 und einem zweiten Versorgungsanschluss 13 angeordnet. Am ersten Versorgungsanschluss liegt ein erstes Versorgungspotenzial VBB, beispielsweise das positive Batteriepotenzial VBB an, während  
35 am zweiten Versorgungsanschluss 13 ein zweites Versorgungspotenzial GND, beispielsweise ein negatives Versor-

gungspotenzial oder das Potenzial der Bezugsmasse GND, anliegt. Der Leistungs-MOSFET T1 ist somit als High-Side-Schalter T1 ausgebildet, während der Leistungs-MOSFET T2 als Low-Side-Schalter T2 ausgebildet ist.

5

Über die Versorgungsanschlüsse 12, 13 ist die Schaltungsanordnung somit mit einer Energieversorgung 31, beispielsweise einer Gleichspannungsbatterie 31, verbindbar. Abhängig von der Ansteuerung der Leistungs-MOSFETs T1, T2 lässt sich die Last 11 bzw. die Spuleninduktivität L1 somit mit der Versorgungsspannung  $V+ = VBB - GND$  beaufschlagen.

10

Die Schaltungsanordnung 10 weist ferner eine Freilaufdiode D1 und eine Rekuperationsdiode D2 auf. Beide Dioden D1, D2 sind hier als Leistungsdioden ausgebildet. Die Freilaufdiode D1 ist anodenseitig mit dem zweiten Versorgungsanschluss 13 und kathodenseitig mit einem am Abgriff 14 verbunden. Der Abgriff 14 definiert hier einen Anschluss zwischen dem lastseitigen Ausgang (Source) des High-Side-Schalters T1 und der Last 11. Die Rekuperationsdiode D2 ist kathodenseitig mit dem ersten Versorgungsanschluss 12 und anodenseitig mit einem Abgriff 15 zwischen der Last 11 und dem lastseitigen Ausgang (Drain) des Low-Side-Schalters T2 verbunden.

15

20

Zur Ansteuerung des High-Side-Schalters T1 ist eine Ansteuerschaltung 16 vorgesehen. Die Ansteuerschaltung 16 enthält einen Taktgenerator 17 sowie einen (Leistungs-)Treiber 18. Die Ansteuerschaltung 16 kann Bestandteil eines Mikrocontrollers oder einer sonstigen programmgesteuerten Einrichtung sein oder auch als diskrete Ansteuerschaltung 16 ausgebildet sein, was insbesondere für den Treiber 18, der zur Ansteuerung des Leistungs-MOSFETs T1 einen entsprechend hohen Ansteuerstrom bereit stellen muss, von Vorteil ist. Der Taktgenerator 17 erzeugt ausgangsseitig ein Taktsignal CLK, welches dem nachgeschalteten Treiber 18 zugeführt wird. Der Treiber 18 erzeugt abhängig von dem Taktsignal CLK ausgangsseitig ein Stromsignal IG, welches dem Steueranschluss G

30

35

(Gate) des High-Side-Schalters T1 zugeführt wird. Die Ansteuerung des Low-Side-Schalters T2 erfolgt über in Fig. 4 nicht näher dargestellte Schaltungsmittel, kann jedoch auch durch die Ansteuerschaltung 16 erfolgen.

5

Der High-Side-Schalter T1, die Freilaufdiode D1 und die Spuleninduktivität L1 der Last 11 bilden eine PWM-Einheit 19 der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung 10.

10 Erfindungsgemäß ist nun eine Klemmschaltung 20 vorgesehen, die mit dem Steueranschluss G des High-Side-Schalters T1 verbunden ist. Die Klemmschaltung 20 ist hier als einfache Schaltdiode D4 ausgebildet, deren Kathode mit dem Steueranschluss G des High-Side-Schalters T1 und dessen Anode mit  
15 dem Versorgungsanschluss 13 verbunden ist. Die Klemmschaltung 20 fungiert hier als aktive Klemmschaltung 20, die bei einem Ausschaltvorgang das Steuerpotenzial VG am Steueranschluss G des High-Side-Schalters T1 auf ein vorgegebenes Potenzial, nämlich das Flusspotenzial (-0,7 Volt) der  
20 Schaltdiode D4, aktiv festhält.

Nachfolgend sei die Funktionsweise der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung 10 und insbesondere der Klemmschaltung 20 kurz beschrieben.

25

Zum Schalten der Last 11 wird zunächst der Low-Side-Schalter T2 geschlossen. Anschließend oder gleichzeitig wird auch der High-Side-Schalters T1 geschlossen. Das Einschalten des High-Side-Schalters T1 wird durch ein Steuerstromsignal IG  
30 des Treibers 18 gesteuert. Mittels des Steuerstromsignals IG wird die Gatekapazität des High-Side-Schalters T1 aufgeladen, wodurch in gleicher Weise die Gate-Source-Spannung VGS ansteigt. Hat das Gatepotenzial VG eine vorgegebene Einschaltsschwelle  $V_{th}$  erreicht, dann wird der stromführende Kanal des High-Side-Schalters T1 geöffnet und es fließt ein  
35 Drainstrom  $I_D$ . Der High-Side-Schalter T1 ist nun eingeschaltet. Mit dem Einschalten des High-Side-Schalters T1 fließt

auch ein Strom  $I_{L1}$  durch die Spuleninduktivität  $L_1$ , wodurch diese sehr schnell aufgeladen wird. Bedingt durch die relativ geringe Induktivität, zum Beispiel  $15 \mu\text{H}$ , und die relativ hohe Versorgungsspannung  $V_+ \approx 48 \text{ Volt}$  steigt der Spulenstrom  $I_{L1}$  sehr schnell an. Erreicht der Spulenstrom  $I_{L1}$  einen vorbestimmten Wert, zum Beispiel  $20 \text{ A}$ , dann wird das der Spuleninduktivität  $L_1$  zugeordnete elektromagnetische Einspritzventil geöffnet.

10 Um zu verhindern, dass der Spulenstrom  $I_{L1}$  bei geschlossenem High-Side-Schalter  $T_1$  weiter ansteigt, wird der High-Side-Schalter  $T_1$  wieder geöffnet. Hierzu wird das Steuerstromsignal  $I_G$  wieder zurückgesetzt (zum Beispiel auf  $0 \text{ Ampere}$ ). Ferner wird das Potenzial  $V_G$  am Steueranschluss  $G$  des High-Side-Schalters  $T_1$  so lange verringert, beispielsweise durch  
15 einen entsprechenden Entladestrom, bis die Gate-Source-Spannung  $V_{GS}$  des High-Side-Schalters  $T_1$  ein Abschnüren des stromführenden Kanals (Drainstrom) bewirkt. Der High-Side-Schalter  $T_1$  wird somit wieder geöffnet. Nach dem Öffnen des  
20 High-Side-Schalters  $T_1$  fließt der Spulenstrom  $I_{L1}$  in diesem so genannten Freilaufbetrieb getrieben von der Spuleninduktivität  $L_1$  über die Freilaufdiode  $D_1$ , die Spuleninduktivität  $L_1$  und den Low-Side-Schalter  $T_2$  weiter, wobei der Spulenstrom  $I_{L1}$  dabei langsam abklingt.

25 Durch periodisches Schließen und Öffnen des High-Side-Schalters  $T_1$  (siehe auch Fig. 2) kann so ein mittlerer Spulenstrom  $I_{L1}$  in der Spuleninduktivität  $L_1$  erzeugt werden. Zum wechselseitigen Schließen wechselt die Ansteuerschaltung  
30 in einen PWM-Betrieb und erzeugt ein beispielsweise rechteckförmiges pulsweiten-moduliertes Steuerstromsignal  $I_G$ .

Soll das der Last  $11$  zugeordnete Ventil wieder geschlossen werden, beispielsweise wenn die gewünschte Kraftstoffmenge  
35 in den Motor des Kraftfahrzeuges eingespritzt wurde, dann werden beide MOSFET  $T_1$ ,  $T_2$  ausgeschaltet bzw. geöffnet. Der in der Spuleninduktivität  $L_1$  gespeicherte Strom  $I_{L1}$  fließt

nun über die Freilaufdiode D1, die Last 11 und die Rekuperationsdiode D2 ab. Bedingt durch die relativ hohe Versorgungsspannung  $V+ \approx 48$  Volt klingt der Spulenstrom IL 1 sehr schnell ab, d. h. das Ventil wird sehr schnell geschlossen.

5

Wie bereits eingangs erwähnt, kann es beim Ausschaltvorgang des High-Side-Schalters T1 bedingt durch die in den parasitären Leitungsimpedanzen gespeicherte Energie dazu kommen, dass der Sourceanschluss S des High-Side-Schalters T1 betragsmäßig kurzfristig ein relativ hohes Potenzial VS aufweist. Man spricht hier von Spannungsspitzen beim Ausschalten des High-Side-Schalters T1. Mittels der erfindungsgemäßen Klemmschaltung 20 wird nun der Steueranschluss G des High-Side-Schalters T1 auf ein vorgegebenes Steuerpotenzial VG festgehalten, unabhängig von dem Entladevorgang der Gatekapazität des High-Side-Schalters T1. Dies bewirkt, dass zwar der Steueranschluss G des High-Side-Schalters T1 langsamer entladen wird, was den Ausschaltvorgang insgesamt etwas verzögert. Jedoch wird dadurch vorteilhafterweise auch der lastseitige Anschluss S des High-Side-Schalters T1 auf ein vorgegebenes Sourcepotenzial VS begrenzt.

Fig. 5 zeigt ein zweites Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zum PWM-Betrieb einer induktiven Last, bei dem insbesondere die Treiberschaltung 18 detaillierter dargestellt ist.

Die Treiberschaltung 18 weist eingangsseitig einen Schalttransistor T3 auf, dessen Steueranschluss und Versorgungsanschluss über Schaltwiderstände R1, R2 mit der Bezugsmasse GND verbunden sind. Dem Schalttransistor T3 wird somit das Taktsignal CLK des Taktgenerators 17 zugeführt. Der Schalttransistor T3 erzeugt ausgangseitig ein Steuerstromsignal S1.

35

Der Treiber 18 weist ferner einen ersten Stromspiegel 21 auf, der eingangsseitig mit dem Ausgang 28 des Schalttran-

sistors T3 verbunden ist. Der erste Stromspiegel 21 weist zwei Stromspiegelwiderstände R3, R4 sowie eine Diode D3 und einen Schalttransistor T4 auf. Der Steueranschluss des Schalttransistor T4 wird über das Steuerstromsignal S1 angesteuert. Der erste Stromspiegel 21 ist versorgungsseitig mit einer Hilfsspannungsquelle 22 verbunden, die beispielsweise eine gegenüber der Versorgungsspannung  $V+ = VBB - GND$  der Spannungsversorgungsquelle 31 geringere Hilfsspannung VHILF bereit stellt. Beispielsweise beträgt die Hilfsspannung VHILF  $\approx 12$  Volt, während die Versorgungsspannung  $V+ \approx 48$  Volt beträgt. Das von dem ersten Stromspiegel 21 an seinem Ausgang 29 bereit gestellte Steuerstromsignal S2 hängt im Wesentlichen von dem Steuerstromsignal S1, dem Verhältnis der Stromspiegelwiderstände R3, R4 und dem Verstärkungsfaktor des Schalttransistors T4 ab.

Der Treiber 18 weist ferner einen zweiten Stromspiegel 22 mit zwei weiteren Stromspiegelwiderständen R5, R6 und einem weiteren Schalttransistor T5 auf. Eingangsseitig ist der zweite Stromspiegel 22 mit dem Ausgang 29 des ersten Stromspiegels verbunden, so dass der Schalttransistor T5 durch das vom ersten Stromspiegel 21 ausgangsseitig bereitgestellte Steuerstromsignal S2 angesteuert wird. Der weitere Stromspiegel 22 ist versorgungsseitig mit dem zweiten Versorgungsanschluss 13 für die Bezugsmasse GND verbunden. Der zweite Stromspiegel 22 ist ausgangsseitig mit einem Steueranschluss G des High-Side-Schalters T1 verbunden und steuert diesen mit dem Steuerstromsignal IG an. Mittels der Stromspiegelwiderstände R5, R6 des zweiten Stromspiegels 22 lässt sich eine entsprechende Rampe für das Steuerstromsignal IG und damit eine Durchschaltzeit einstellen.

Der Treiber 18 weist ferner eine Entladeschaltung zum Entladen der Gatekapazität des High-Side-Schalters T1 und somit zum Öffnen des High-Side-Schalters T1 im PWM-Betrieb auf. Die Entladeschaltung weist hierzu eine weitere Schaltdiode D6 auf. Die Schaltdiode D6 ist zwischen dem Steueranschluss

und dem Ausgang 30 des Schalttransistor T5 des zweiten Stromspiegels 23 angeordnet. Diese Schaltdiode D6 dient dem Zweck, beim Ausschalten des High-Side-Schalters T4 das Einschalten des Schalttransistors T5 zu ermöglichen, um so über  
5 den Widerstand R6 die Gatekapazität des High-Side-Schalters T1 zu entladen.

Die erfindungsgemäße Klemmschaltung 20 bzw. die Schaltdiode D4 ist in dem Ausführungsbeispiel in Fig. 5 Bestandteile des  
10 Treibers 18. Dabei ist die Schaltdiode D4 zwischen dem zweiten Versorgungsanschluss 13 und dem Steueranschluss G des High-Side-Schalters T1 angeordnet.

Solange das Gatepotenzial VG kleiner als -0,7 Volt und somit  
15 größer als die Flussspannung der Schaltdiode D4 ist, sperrt die Schaltdiode D4. Sinkt das Gatepotenzial VG, getrieben durch den durch den Schalttransistor T5 und den Stromspiegelwiderstand R6 fließenden Entladestrom, weiter, so wird die Schaltdiode D4 leitend und verhindert ein weiteres Ab-  
20 sinken des Gatepotenzials VG. Da der High-Side-Schalter T1 in dieser Konfiguration in einer Source-Folgerschaltung betrieben wird, ist das Sourcepotenzial VS nun durch die Flussspannung der Schaltdiode D4 und die zum Führen des Sourcestromes IS erforderlichen Gate-Source-Spannung VGS wie  
25 folgt definiert:

$$VS = VD4 + VGS$$

Im Falle von parasitären Leitungsinduktivitäten von etwa 30  
30 nH ergibt sich beim Ausschalten des High-Side-Schalters T1 ein Sourcepotenzial von etwa -5,6 Volt, die zusätzlich zu der Versorgungsspannung  $V+ = 48$  Volt für die Belastung des High-Side-Schalters zu berücksichtigen ist. Gegenüber einer Schaltungsanordnung ohne Klemmschaltung stellt dies eine  
35 signifikante Verbesserung dar.

Fig. 5 zeigt eine besonders vorteilhafte Ausgestaltung, bei der die beiden Schaltdioden D4, D6 der Klemmschaltung 20 und der Entladeschaltung als Doppeldiode 24 ausgebildet sind. Bei dieser Anordnung sind die Kathoden 32 der beiden Schaltdioden D4, D6 miteinander kurzgeschlossen.

Der prinzipielle Aufbau und die prinzipielle Funktionsweise des in Fig. 5 dargestellten Treibers 18 ist in der eingangs genannten DE 102 52 827 B3 ausführlich beschrieben, so dass nachfolgend verzichtet wird, dessen Aufbau und Funktionsweise weiter im Detail zu erläutern. Diese Druckschrift DE 102 52 827 B3 wird hinsichtlich des Aufbaus und der Funktionsweise der Treiberschaltung 18 vollinhaltlich in die vorliegende Patentanmeldung mit einbezogen.

Fig. 6 zeigt ein drittes, detaillierteres Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zum PWM-Betrieb einer induktiven Last.

Im Unterschied zu dem Ausführungsbeispiel in Fig. 5 weist die erweiterte Schaltungsanordnung 10 in Fig. 6 eine Einrichtung 25 auf, die der Verrundung des Sourcepotenzials VS des High-Side-Schalters T1 dient. Diese Einrichtung 25 ist zwischen dem zweiten Stromspiegel 23 und dem zweiten Versorgungsanschluss 13 angeordnet. Die Einrichtung 25 weist einen Kondensator C2 und eine Zehnerdiode D5 auf, die in Parallelschaltung zueinander angeordnet sind und die über einen Widerstand R7 mit dem Versorgungsanschluss 26 des zweiten Stromspiegels 23 verbunden sind.

Bei eingeschaltetem High-Side-Schalter T1 wird der Kondensator C2 über den Source-Anschluss S des High-Side-Schalters T1 aufgeladen. Die Ladespannung des Kondensators C2 ist dabei durch die parallel dazu geschaltete Zehnerdiode D5 auf eine vorgegebene Spannung begrenzt, beispielsweise auf einen Spannungswert von etwa 10 Volt. Wird der High-Side-Schalter T1 nun ausgeschaltet, so fällt getrieben über die Spulenin-

duktivität L1 das Gatepotenzial VG ab, bis es einen Spannungswert von etwa  $VG \approx -0,7$  Volt unterhalb der Ladespannung des Kondensators C2 erreicht. Dadurch wird die Diode D4 leitend. Der Kondensator C2 ist nun der Gatekapazität des High-Side-Schalters T1, insbesondere den Gatekapazitäten zwischen Gate- und Source-Anschluss und Gate- und Drain-Anschluss, parallel geschaltet und übernimmt einen Teil des durch den Widerstand R5 und den Schalttransistor T5 fließenden Entladestromes. In der Folge sinkt das Gatepotenzial VG und damit nimmt auch das Sourcepotenzial VS des High-Side-Schalters T1 etwas langsamer ab. Die Spannung am Kondensator C2 sinkt so lange, bis die Zehnerdiode D5 in Flussrichtung gepolt ist. Dann wirkt die bereits oben anhand von Fig. 4 beschriebene Klemmschaltung 20, wobei dann die Funktion der Klemmschaltung 20 durch die Schaltdiode D4 und zusätzlich durch die Zehnerdiode D5 bewirkt wird, d. h. die Klemmung erfolgt hier auf der Basis der Flussspannungen der beiden Dioden D4, D5.

Die Schaltungsanordnung in Fig. 6 stellt gegenüber der Schaltungsanordnung in Fig. 5 eine weitere vorteilhafte Ausgestaltungsmöglichkeit dar, bei der eine dynamische Anhebung des Anodenpotenzials der Schaltdiode D4 vorgenommen wird. Hierzu wird eine eigens dafür vorgesehene Einrichtung 25 bereit gestellt, die eine gezielte Abrundung des Verlaufs des Sourcepotenzials VS des High-Side-Schalters T1 beim Übergang in den Freilauf ermöglicht.

Fig. 7 zeigt diesen Zusammenhang anhand von drei Signal-Zeit-Diagrammen, wobei als Signal das Sourcepotenzial VS des High-Side-Schalters T1 bezeichnet ist und wobei parasitäre Leitungsinduktivitäten in der Höhe von etwa 30 nH angenommen wurden.

Die mit c bezeichnete Kurve stellt das Sourcepotenzial VS am High-Side-Schalter T1 dar, welches ohne erfindungsgemäße Klemmschaltung 20 (siehe Fig. 3) beim Ausschalten des High-Side-Schalters T1 auftritt. Eine deutliche Verbesserung er-

gibt sich, sofern eine erfindungsgemäße Klemmschaltung 20 verwendet wird, wie die Kurven d und e darstellen. Die Kurve d zeigt dabei das Sourcepotenzial VS entsprechend einer Schaltungsanordnung entsprechend den Fig. 4 und 5. Es zeigt  
5 sich, dass dadurch eine signifikante Reduzierung des Sourcepotenzial VS beim Ausschalten des High-Side-Schalters T1 realisiert werden kann. Eine insbesondere hinsichtlich der EMV-Abstrahlung weiter verbesserte Abschaltcharakteristik zeigt die Kurve e, bei der beim Abschalten eine Verrundung  
10 des Sourcepotenzials VS entsteht und damit ein Knick 27 vermieden wird. Eine entsprechende Kurve lässt sich beispielsweise mit einer Schaltungsanordnung entsprechend Fig. 6 realisieren. Durch die Verwendung der Schaltungsanordnung ergibt sich bei einem Ausschaltvorgang eine Abrundung des  
15 Sourcepotenzials VS, was insbesondere hinsichtlich der zeitlichen Änderung des Sourcepotenzials ( $dVS/dt$ ) und damit hinsichtlich der EMV-Abstrahlung sehr vorteilhaft ist.

Obgleich die vorliegende Erfindung vorstehend anhand bevorzugter Ausführungsbeispiele beschrieben wurde, sei sie nicht  
20 darauf beschränkt, sondern ist auf beliebige Art und Weise modifizierbar.

So sei die Erfindung nicht ausschließlich auf die Verwendung  
25 bei einem elektromagnetischen Einspritzventil beschränkt, sondern lässt sich bei beliebigen induktiven Lasten einsetzen. Zum Schalten der Last ist auch nicht notwendigerweise ein Leistungs-MOSFET erforderlich. Vielmehr kann hierzu zusätzlich oder alternativ auch ein beliebig anderer Leistungsschalter und/oder ein beliebig anderes durch Feldeffekt  
30 steuerbares Halbleiterbauelement verwendet werden.

In der vorliegenden Erfindung wurde die erfindungsgemäße Klemmschaltung zur Begrenzung des Steuerpotenzials des High-Side-Schalters durch eine einfache Schaltdiode realisiert.  
35 Die Erfindung sei aber nicht darauf beschränkt, sondern ließe sich auch beliebig anders realisieren, wengleich die

Verwendung einer Schaltdiode insbesondere aus Kostengründen besonders bevorzugt ist.

5      Statt der Verwendung einer in den Fig. 5 und 6 dargestellten, als Entladeschaltung ausgebildeten Schaltdiode kann zusätzlich oder alternativ das Entladen der Gatekapazität des High-Side-Schalters auch über einen Ableitungswiderstand erfolgen, der zum Beispiel zwischen dessen Gate- und Source-Anschluss angeordnet ist, oder einer beliebig anderen Ein-  
10     richtung erfolgen.

Patentansprüche

1. Schaltungsanordnung (20) zur Reduzierung von durch parasitäre Leitungsinduktivitäten hervorgerufenen lastseitigen Spannungsspitzen beim Schalten einer mindestens teilweise induktiven Last (11), mit:
- (a) zumindest einer mindestens teilweise induktiven Last (L1),
  - (b) zumindest einem High-Side-Schalter (T1), der mit seiner gesteuerten Strecke in Reihe zu der Last (L1) und zwischen Versorgungsanschlüssen (12, 13) für eine Versorgungsspannung (V+) angeordnet ist,
  - (c) zumindest einer Freilaufdiode (D1), die an einem ersten Abgriff (14) zwischen dem High-Side-Schalter (T1) und der Last (L1) angeschlossen ist, und
  - (d) zumindest einer Klemmschaltung (20), die an einem Steueranschluss (G) des High-Side-Schalters (T1) angeschlossen ist und die dazu ausgelegt ist, beim Ausschalten des High-Side-Schalters (T1) sowohl das an dem Steueranschluss (G) anliegende Steuerpotenzial (VG) wie auch ein lastseitiges Potenzial auf einen vorgegebenen Potenzialwert zu klemmen.
2. Schaltungsanordnung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Klemmschaltung (20) eine bezogen auf den Steueranschluss (G) des High-Side-Schalters (T1) in Flussrichtung geschaltete Begrenzerdiode (D4) zum Klemmen des Steuerpotenzials (VG) auf ein durch die Begrenzerdiode (D4) vorgegebenes Flusspotenzial aufweist.
3. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der High-Side-Schalter (T1) als ein durch Feldeffekt steuerbarer Schalttransistor ausgebildet ist.

4. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Schaltungsanordnung (20) einen ersten Versorgungsanschluss (12) mit einem ersten Versorgungspotenzial (VBB) und einen zweiten Versorgungsanschluss (13) mit einem zweiten, gegenüber dem ersten Versorgungspotenzial (VBB) niedrigeren Versorgungspotenzial (GND) aufweist.
- 5
- 10 5. Schaltungsanordnung nach Anspruch 4,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Klemmschaltung (20) zwischen dem Steueranschluss (G) des High-Side-Schalters (T1) und dem zweiten Versorgungsanschluss (13) angeordnet ist.
- 15
6. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der Ansprüche 4 oder 5,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Freilaufdiode (D1) für einen Freilauf bei einem  
20 Ausschalten des High-Side-Schalters (T1) zwischen dem ersten Abgriff (14) und dem zweiten Versorgungsanschluss (13) angeordnet ist und bezogen auf den ersten Abgriff (14) in Flussrichtung geschaltet ist.
- 25
7. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass ein Low-Side-Schalter (T2) vorgesehen ist, dessen gesteuerte Strecke in Reihe zu der Last (L1) angeordnet ist  
30 und dass an einem zweiten Abgriff (15) zwischen dem Low-Side-Schalter (T2) und der Last (L1) eine Rekuperationsdiode (D2) angeschlossen ist.
- 35
8. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,

dass der High-Side-Schalter (T1) und/oder der Low-Side-Schalter (T2) als Leistungs-MOSFET, insbesondere als n-Kanal Leistungs-MOSFET, ausgebildet ist/sind.

- 5 9. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Rekuperationsdiode (D2) und/oder die Freilaufdiode (D1) als Leistungsdiode ausgebildet ist/sind.
- 10 10. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die mindestens teilweise induktive Last (L1) die Spuleninduktivität eines elektromagnetischen Einspritzventils ist.
- 15 11. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass eine Ansteuerschaltung (16) zum Ansteuern des High-Side-Schalters (T1) vorgesehen ist, die einen Treiber (18) aufweist, der zum Aufladen des Steueranschlusses (G) des High-Side-Schalters (T1) und damit zum Einschalten des High-Side-Schalters (T1) einen Ansteuerstrom (IL1) bereitstellt.
- 20 25 12. Schaltungsanordnung nach Anspruch 11,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass ein dem Treiber (18) vorgeschalteter Taktgenerator (17) vorgesehen ist, der zur Einstellung des Tastverhältnisses des Ansteuerstroms (IL1) ein Taktsignal (CLK) für den Treiber (18) bereitstellt.
- 30 35 13. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,

dass die Ansteuerschaltung (16) eine Entladeschaltung (D6) aufweist, die zum Ausschalten des High-Side-Schalters (T1) einen Entladestrom erzeugt, über welchen der Steueranschluss (G) des High-Side-Schalters (T1) bei einem Ausschaltvorgang des High-Side-Schalters (T1) entladbar ist.

14. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Ansteuerschaltung (16) und/oder die Klemmschaltung (20) eine Schaltungsanordnung (25) zur Verrundung des Potentials (VS) am lastseitigen Ausgang des High-Side-Schalters (T1) aufweist, die bei einem Ausschaltvorgang des High-Side-Schalters (T1) und damit bei einem Übergang in den Freilauf bewirkt, dass das Steuerpotential (VG) und damit auch das Potential am lastseitigen Ausgang (VS) des High-Side-Schalters (T1) langsamer abnimmt.

15. Schaltungsanordnung nach wenigstens einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Freilaufdiode (D1), der High-Side-Schalter (T1) und die induktive Last (L1) eine PWM-Einheit (19) bilden und  
dass die Schaltungsanordnung eine Vielzahl solcher PWM-Einheiten (19) aufweist.

16. Schaltungsanordnung nach Anspruch 15,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass ein Low-Side-Schalter (T2) sowie eine Rekuperationsdiode (D2) vorgesehen sind, die allen PWM-Einheiten (19) zugeordnet sind und dass über die Rekuperationsdiode (D2) bei einem Ausschalten sowohl des High-Side-Schalters (T1) zumindest einer dieser PWM-Einheiten (19) und bei einem Ausschalten des Low-Side-Schalters (T2) der in der induktiven Last (L1) gespeicherte Strom abgeleitet werden kann.

FIG 1

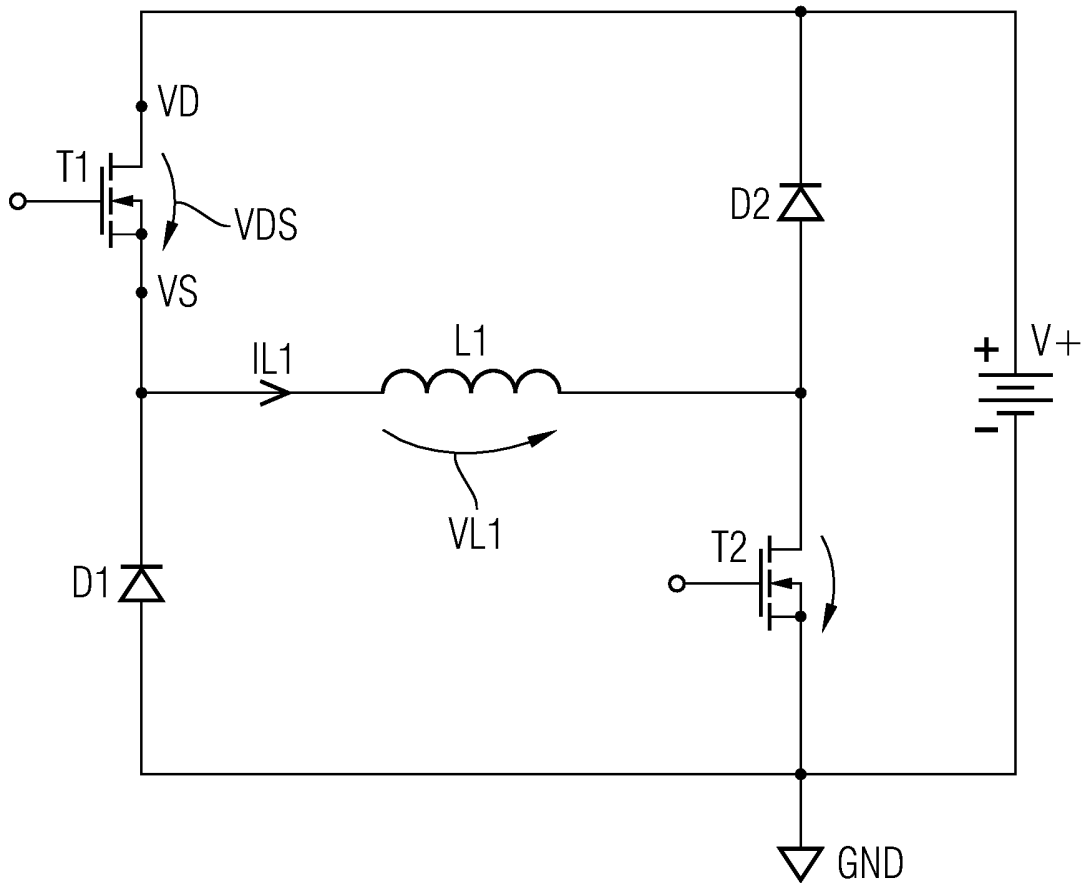


FIG 2

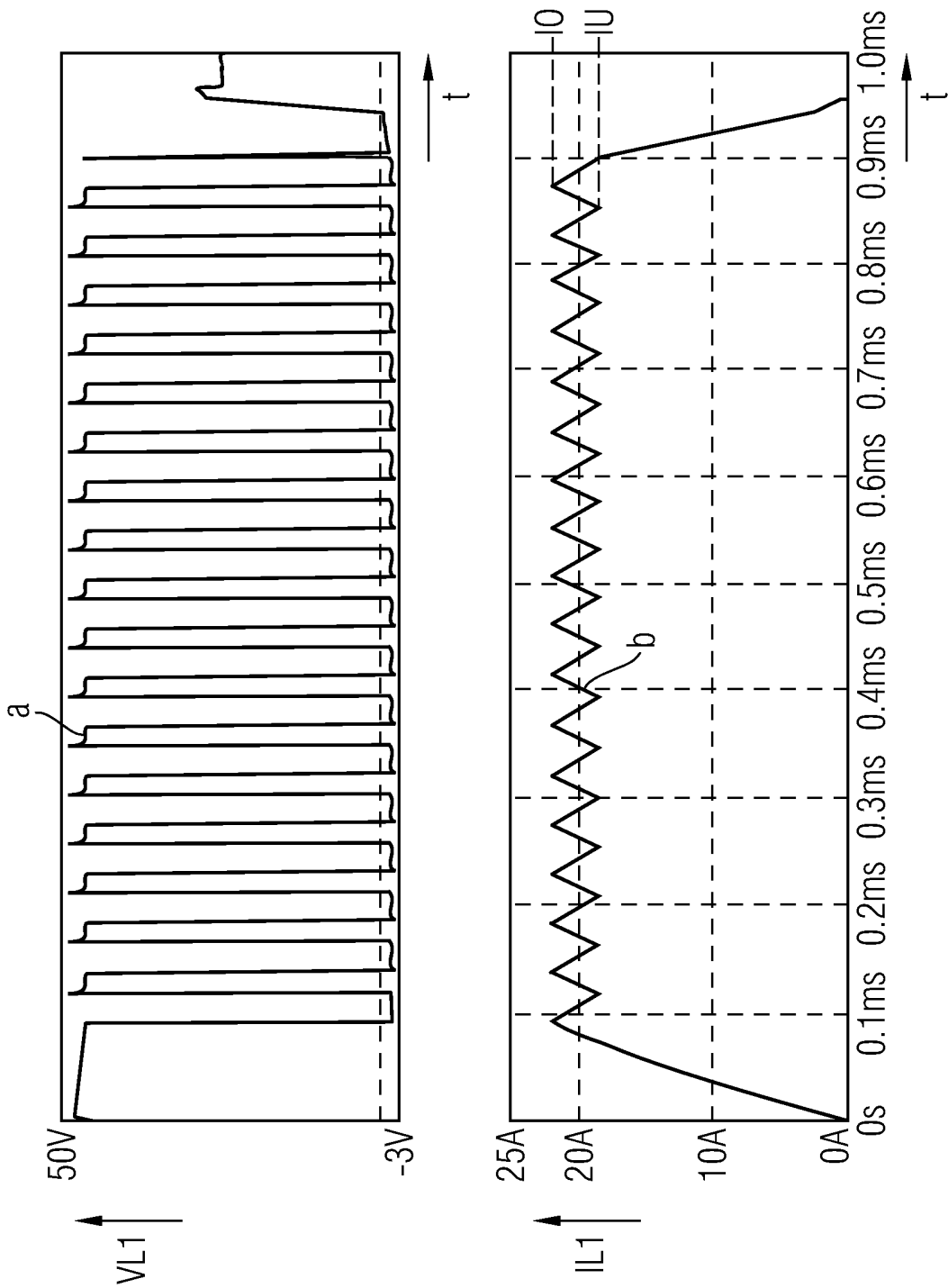
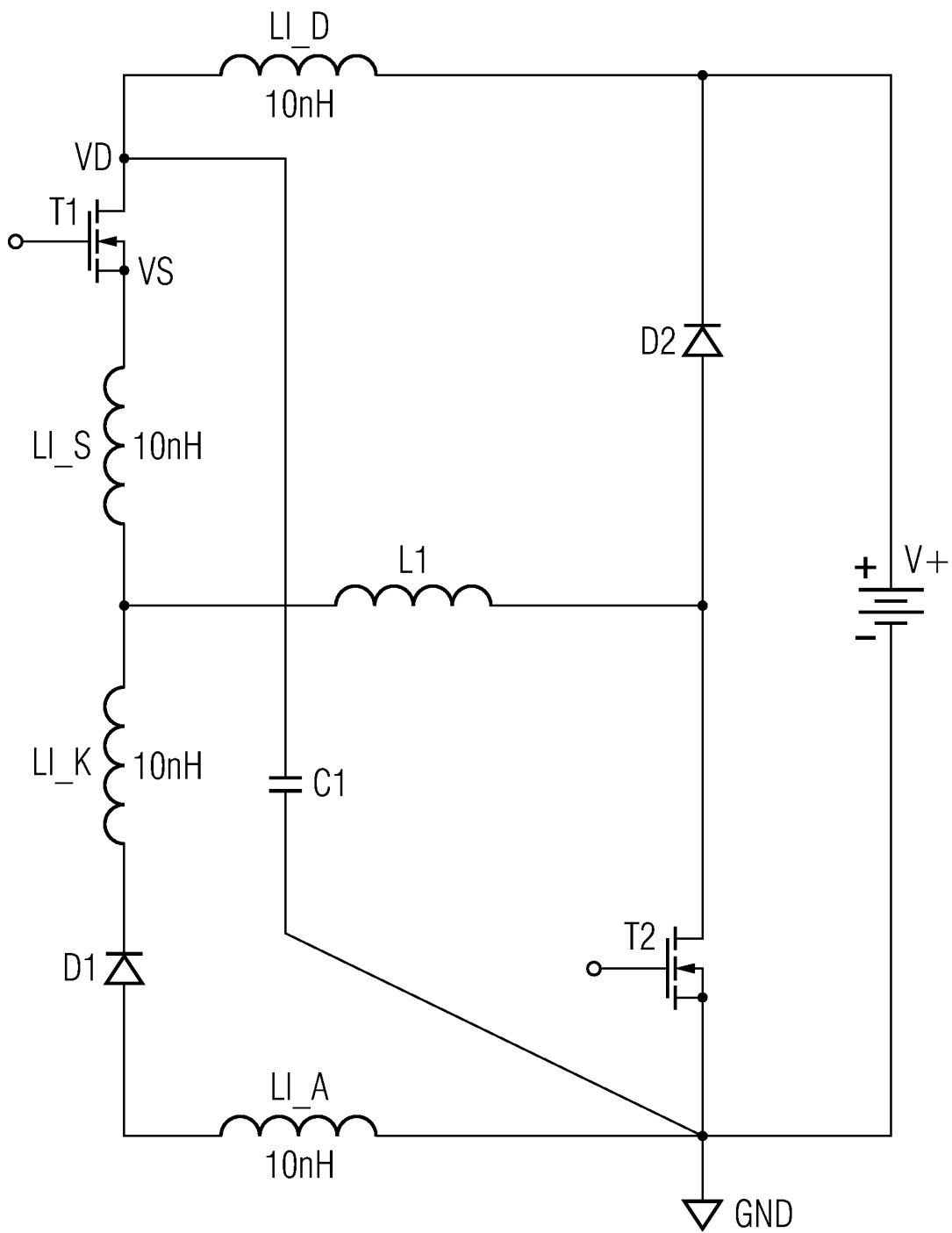


FIG 3







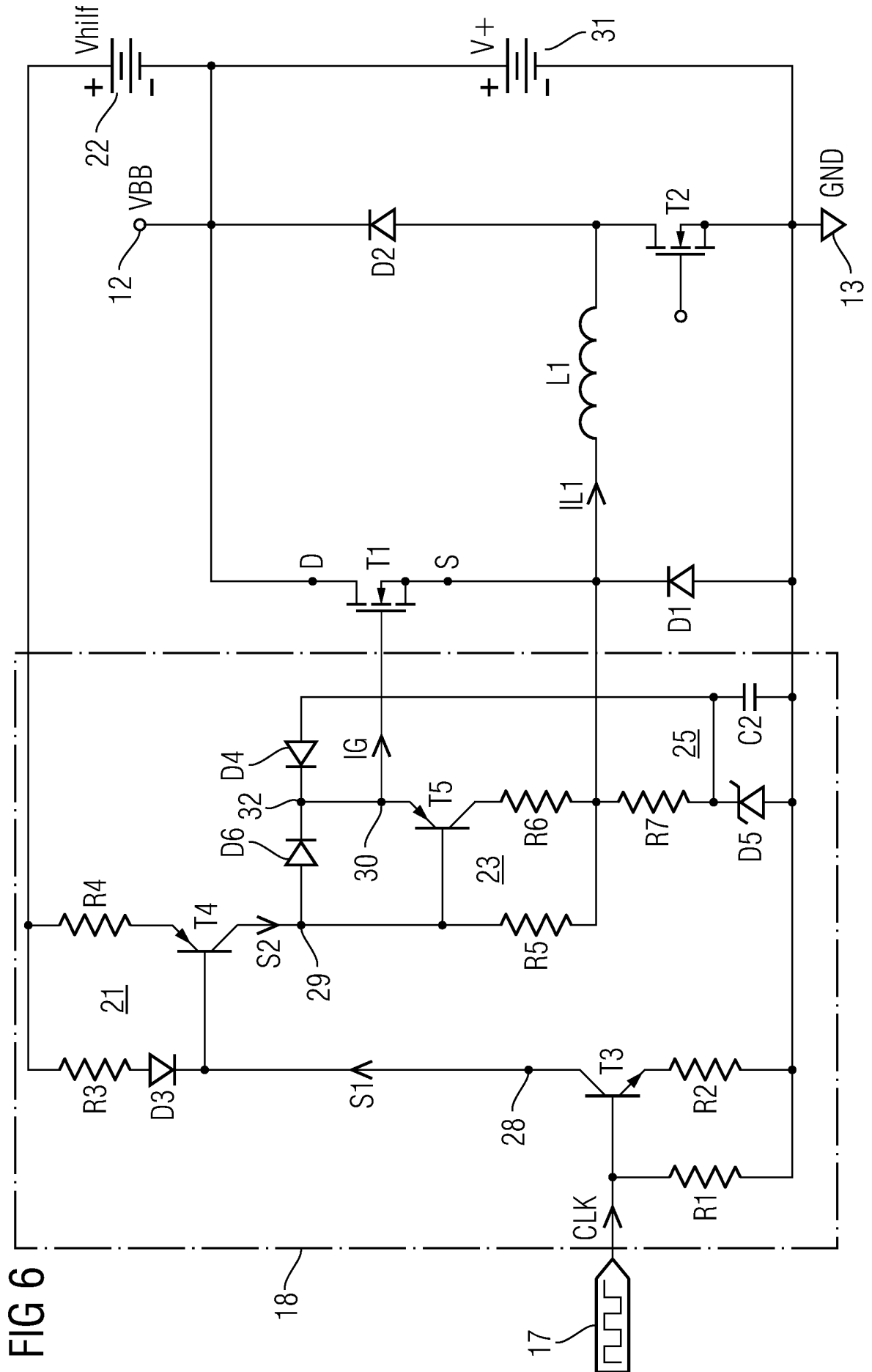
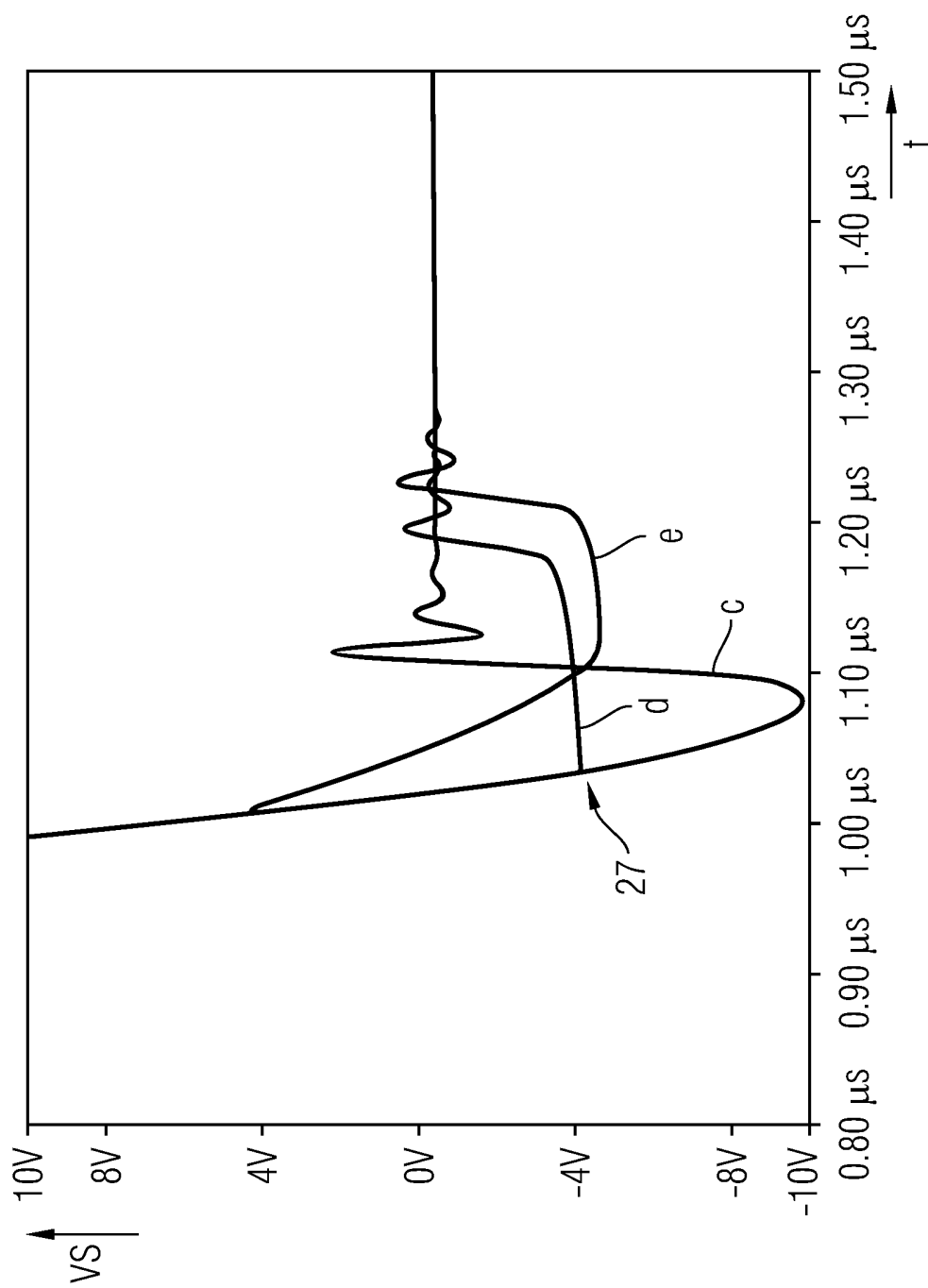


FIG 6

FIG 7



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2006/062313

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
INV. H03K17/16

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

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 practical, 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.
X	DE 102 52 827 B3 (SIEMENS AG) 5 August 2004 (2004-08-05) cited in the application the whole document	1-16
A	DE 100 46 668 A1 (DENSO CORP., KARIYA) 22 March 2001 (2001-03-22) column 6, line 40 - line 61	
X	EP 0 352 828 A (SGS-THOMSON MICROELECTRONICS S.R.L.) 31 January 1990 (1990-01-31)	1-6, 8-11, 13-15
Y	column 3, line 16 - column 4, line 29 figure 2	7, 12, 16
	----- -/--	

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 document 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

31 August 2006

Date of mailing of the international search report

06/09/2006

Name and mailing address of the ISA/

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Simon, V

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No

PCT/EP2006/062313

C(Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 4 540 899 A (PELLEY ET AL) 10 September 1985 (1985-09-10) the whole document -----	7,12,16
A	DE 198 38 109 A1 (SIEMENS AG; INFINEON TECHNOLOGIES AG) 24 February 2000 (2000-02-24) the whole document -----	

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No

PCT/EP2006/062313

Patent document cited in search report		Publication date		Patent family member(s)	Publication date
DE 10252827	B3	05-08-2004	US	2004130379 A1	08-07-2004
DE 10046668	A1	22-03-2001	JP	3610890 B2	19-01-2005
			JP	2001160748 A	12-06-2001
EP 0352828	A	31-01-1990	DE	68924107 D1	12-10-1995
			DE	68924107 T2	28-11-1996
			IT	1226557 B	24-01-1991
			JP	2075222 A	14-03-1990
			US	5010439 A	23-04-1991
US 4540899	A	10-09-1985	NONE		
DE 19838109	A1	24-02-2000	WO	0011785 A1	02-03-2000

**INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT**

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2006/062313

**A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES**  
INV. H03K17/16

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPC) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPC

**B. RECHERCHIERTE GEBIETE**

Recherchierter Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)  
H03K

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.
X	DE 102 52 827 B3 (SIEMENS AG) 5. August 2004 (2004-08-05) in der Anmeldung erwähnt das ganze Dokument -----	1-16
A	DE 100 46 668 A1 (DENSO CORP., KARIYA) 22. März 2001 (2001-03-22) Spalte 6, Zeile 40 - Zeile 61 -----	
X	EP 0 352 828 A (SGS-THOMSON MICROELECTRONICS S.R.L.) 31. Januar 1990 (1990-01-31)	1-6, 8-11, 13-15
Y	Spalte 3, Zeile 16 - Spalte 4, Zeile 29 Abbildung 2 ----- -/--	7,12,16

Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen  Siehe Anhang Patentfamilie

- |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                               |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <ul style="list-style-type: none"> <li>* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :</li> <li>*A* Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist</li> <li>*E* älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist</li> <li>*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)</li> <li>*O* Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, eine Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht</li> <li>*P* Veröffentlichung, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>*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</li> <li>*X* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden</li> <li>*Y* Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderischer Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist</li> <li>*Z* Veröffentlichung, die Mitglied derselben Patentfamilie ist</li> </ul> |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche  31. August 2006	Absenddatum des internationalen Recherchenberichts  06/09/2006
Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016	Bevollmächtigter Bediensteter  Simon, V

C. (Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN		
Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
Y	US 4 540 899 A (PELLY ET AL) 10. September 1985 (1985-09-10) das ganze Dokument -----	7,12,16
A	DE 198 38 109 A1 (SIEMENS AG; INFINEON TECHNOLOGIES AG) 24. Februar 2000 (2000-02-24) das ganze Dokument -----	

**INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT**

Angaben zu Veröffentlichungen, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/EP2006/062313

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
DE 10252827 B3	05-08-2004	US 2004130379 A1	08-07-2004
DE 10046668 A1	22-03-2001	JP 3610890 B2 JP 2001160748 A	19-01-2005 12-06-2001
EP 0352828 A	31-01-1990	DE 68924107 D1 DE 68924107 T2 IT 1226557 B JP 2075222 A US 5010439 A	12-10-1995 28-11-1996 24-01-1991 14-03-1990 23-04-1991
US 4540899 A	10-09-1985	KEINE	
DE 19838109 A1	24-02-2000	WO 0011785 A1	02-03-2000