

(19)



(11)

EP 1 523 617 B1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des
Hinweises auf die Patenterteilung:
19.08.2009 Patentblatt 2009/34

(51) Int Cl.:
F02D 41/20 ^(2006.01) **F01L 9/04** ^(2006.01)

(21) Anmeldenummer: **03738093.8**

(86) Internationale Anmeldenummer:
PCT/EP2003/006807

(22) Anmeldetag: **27.06.2003**

(87) Internationale Veröffentlichungsnummer:
WO 2004/009985 (29.01.2004 Gazette 2004/05)

(54) **TREIBERSTUFE FÜR EIN SOLENOIDVENTIL**

DRIVER STAGE FOR A SOLENOID VALVE

ETAGE D'ATTAQUE POUR UNE VANNE ELECTROMAGNETIQUE

(84) Benannte Vertragsstaaten:
DE FR IT SE

(72) Erfinder: **PADRONI, Gianni**
91074 Herzogenaurach (DE)

(30) Priorität: **19.07.2002 DE 10232741**

(56) Entgegenhaltungen:

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
20.04.2005 Patentblatt 2005/16

DE-A- 3 819 593 DE-A- 10 126 091
FR-A- 2 772 972 US-A- 5 159 515
US-A- 5 729 422 US-B1- 6 249 418

(73) Patentinhaber: **Schaeffler KG**
91074 Herzogenaurach (DE)

EP 1 523 617 B1

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt kann jedermann nach Maßgabe der Ausführungsordnung beim Europäischen Patentamt gegen dieses Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

Beschreibung

Anwendungsgebiet der Erfindung

5 [0001] Die Erfindung bezieht sich auf eine Treiberstufe für ein Solenoidventil eines Innenverbrennungsmotors gemäß Anspruch 1; (siehe US-B 6249418).

Hintergrund der Erfindung

10 [0002] Ein derartiges Solenoidventil wird zur Steuerung eines Ventilhubes eines Ein- oder Auslassventils durch ein hydraulisches System verwendet. Die Steuerung erfolgt hierbei in Abhängigkeit von einem Kurbelwellenwinkel, wobei im allgemeinen ein Zyklus durch zwei Kurbelwellenumdrehungen (720° Kurbelwellenwinkel) erreicht wird.

[0003] Die Treiberstufen müssen die erforderlichen Ströme schalten und sind daher mit entsprechend großer Dimensionierung herzustellen. Größere Dimensionierungen erschweren jedoch wiederum eine höhere Integration und führen zu erhöhten Herstellungskosten.

15 [0004] Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, eine Treiberstufe für ein Solenoidventil zu schaffen, die einen sicheren Betrieb ermöglicht und dennoch einen relativ geringen Energieaufwand benötigt.

Aufgabe der Erfindung

20 [0005] Diese Aufgabe wird durch eine Treiberstufe nach Anspruch 1 gelöst. Die Unteransprüche beschreiben bevorzugte Weiterbildungen.

Zusammenfassung der Erfindung

25 [0006] Der Erfindung liegt der Gedanke zugrunde, die Dimensionierung der Kanalbreiten an die Schaltbedingungen anzupassen. Hierbei wird erfindungsgemäß in überraschender Weise festgestellt, dass eine der Schalteinrichtungen eine deutlich niedrigere Verlustleistung als die andere Schalteinrichtung aufweisen kann und sie daher kleiner dimensionierbar ist. Bei Verwendung von Feldeffekttransistoren kann insbesondere ein Source-Drain-Kanal kürzer dimensioniert sein.

Kurze Beschreibung der Zeichnungen

35 [0007] Die Erfindung wird im folgenden anhand der beiliegenden Zeichnungen an einigen Ausführungsformen näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 ein Blockdiagramm einer erfindungsgemäßen Treiberstufe;

Fig. 2 ein Zeitdiagramm eines Zyklus mit den Strom- und Spannungsverläufen während einzelner Phasen des Zyklus;

40 Fig. 3 detailliertere Darstellungen von Strom-, Spannungs- und Leistungsverläufen des Kanalstroms der Schalteinrichtung M1 aus Fig.1;

Fig. 4 Zeitdiagramme verschiedener Ströme und Ansteuerspannungen während eines Zyklus;

45 Fig. 5 Zeitdiagramme verschiedener Ströme, Ansteuerspannungen und Leistungen;

Fig. 6 Zeitdiagramme verschiedener Ströme, Ansteuerspannungen und Leistungen;

50 Fig. 7 Zeitdiagramme verschiedener Ströme, Ansteuerspannungen und Leistungen;

Fig. 8 Zeitdiagramme verschiedener Ströme, Ansteuerspannungen und Leistungen.

Ausführliche Beschreibung der Zeichnungen

55 [0008] Die in Fig. 1 gezeigte Treiberstufe 1 weist eine erste Anschlussklemme A1 zum Anschluss an eine positive Versorgungsspannungsklemme VS und eine zweite Anschlussklemme A2 zum Anschluss an eine negative Versorgungsspannungsklemme GND eines Fahrzeuges auf. An die Anschlussklemmen A1, A2 sind jeweils Schalteinrichtungen

angeschlossen. Die beiden Schalteinrichtungen können insbesondere als Festkörper-Leistungsschalter M1 und M2, z. B. als MOSFETs, JFETs, HEXFETs mit Gate-Anschlüssen G1 und G2 ausgeführt sein. Die Gates G1, G2 dienen hierbei als Steuereingänge der Treiberstufe. Im folgenden wird von selbstsperrenden MOSFETs M1, M2 vom Anreicherungstyp ausgegangen, die lediglich bei Anliegen einer logischen Eins an dem jeweiligen Gate G1, G2 leiten.

[0009] Zwischen den anderen Anschlüssen der Schalter M1, M2 sind die Anschlüsse der Induktivität eines Solenoid-Ventils angeschlossen. Somit fließt lediglich ein Strom i von dem ersten Versorgungsspannungsanschluss zu dem zweiten Versorgungsspannungsanschluss, wenn beide Schalter M1, M2 leiten (logisches UND). Zwischen den zweiten (Source-) Anschlüssen der MOSFETs M1, M2 und den Versorgungsspannungsanschlüssen sind eine erste bzw. zweite Diode D1, D2 geschaltet, die somit jeweils parallel der Reihenschaltung aus der Induktivität und dem ersten bzw. zweiten MOSFET liegen.

[0010] Gemäß Fig. 2 sind in einem Zyklus aufeinanderfolgend eine Aufladephase A-B, eine Beschleunigungsphase B-C, eine Entladungsphase C-D, eine Haltephase D-E und eine Abschlussphase E-F vorgesehen sind, wobei

- in der Aufladephase A-B die beiden Schalteinrichtungen M1, M2 derartig leiten, dass ein Strom von dem positiven Versorgungsspannungsanschluss durch die erste Schalteinrichtung M1, die Induktivität und die zweite Schalteinrichtung M2 zu dem negativen Versorgungsspannungsanschluss fließt und die Dioden D1, D2 sperren,
- in der Beschleunigungsphase B-C in einem ersten Zeitabschnitt die Schalteinrichtungen M1, M2 leiten und in einem nachfolgenden zweiten Zeitabschnitt die erste Schalteinrichtung M1 sperrt und die zweite Schalteinrichtung M2 leitet,
- in der Entladungsphase C-D zumindest zeitweise beide Schalteinrichtungen M1, M2 sperren und ein von dem sich abbauenden Magnetfeld in der Induktivität L1 induzierter Strom i von dem negativen Versorgungsspannungsanschluss über die zweite Diode, die Induktivität und die erste Diode D1 zu dem positiven Versorgungsspannungsanschluss fließt,
- in der Haltephase D-E in einem ersten Haltephasen-Zeitabschnitt die beiden Schalteinrichtungen M1, M2 leiten und in einem nachfolgenden zweiten Haltephasen-Zeitabschnitt die erste Schalteinrichtung M1 sperrt und die zweite Schalteinrichtung M2 leitet, und
- in der Abschlussphase E-F die beiden Schalteinrichtungen M1, M2 sperren und ein von dem sich abbauenden Magnetfeld in der Induktivität L1 induzierter Strom i von dem negativen Versorgungsspannungsanschluss über die zweite Diode, die Induktivität und die erste Diode D1 zu dem positiven Versorgungsspannungsanschluss fließt, bis der Strom verschwindet.

[0011] Gemäß Fig. 2 sind die Schaltelemente M1 und M2 nicht denselben Schaltbedingungen unterworfen; während M1 zwei Mal pro Zyklusperiode T_{zyklus} schaltet, schaltet M2 erfindungsgemäß nur vier mal pro Ventilperiode T_{ventil} . Da ein Großteil der von einer Leistungsschalteinrichtung verbrauchten Energie bzw. Leistung während der Schaltphase verbraucht wird, sind die Schalteinrichtungen unterschiedlichen thermischen Beanspruchungen unterworfen.

[0012] Erfindungsgemäß wird vorgeschlagen, die beiden Schalteinrichtungen der Treiberstufe unterschiedlich zu dimensionieren. Ein einzelner Zyklus der Schalteinrichtung M1 hat eine momentane Leistungsaufnahme mit pulsartiger Form gemäß Fig. 3. Hierbei werden ohne Verlust der Allgemeingültigkeit Phänomene des Aufladens der Gatekapazitäten und so weiter vernachlässigt. Als Schaltmodel wird das mit Approx bezeichnete Model der Fig. 3 genommen. Es ergibt sich eine mittlere Leistungsaufnahme P_s von

$$P_s = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DS}(t) * i(t) dt = \dots$$

$$= \frac{1}{T} \left\{ \int_0^{T_s} V_{DS}(t) * i(t) dt + \int_{T_s 0}^{Ton} V_{DS}(t) * i(t) dt + \int_{ton}^{Ton+Ts} V_{DS}(t) * i(t) dt + \int_{Ton+Ts}^T V_{DS}(t) * i(t) dt \right\} = \dots$$

$$= \frac{1}{T} \left\{ T * P_s^A + T * P_s^B + T * P_s^C + T * P_s^D \right\}$$

wobei $T = T_{on} + T_{off}$ und T_{off} und T_{on} die Zeiten sind, in denen M1 an bzw. aus ist, V_{DS} die Spannung über den Drain-Source-Kanal, I_{DS} der über die Leistungseinrichtung fließende Strom (Kanalstrom) und P_s die mittlere Leistung während einer Periode T ist. Bei getrennter Berechnung der Anteile ergibt sich:

$$P_s^A = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} \left\{ \left(V_{DSMax} \frac{T_s - t}{T_s} + V_{DSon} \frac{t}{T_s} \right) * \left(I_{DSmax} \frac{t}{T_s} \right) \right\} dt = \frac{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} + \frac{1}{3} V_{DSon} I_{DSmax} \right) T_s}{T}$$

$$P_s^B = \frac{1}{T} \int_{T_s}^{Ton} \left\{ V_{DSon} * I_{DSmax} \right\} dt = \frac{V_{DSon} I_{DSmax} (Ton - Ts)}{T}$$

$$P_s^C = \frac{1}{T} \int_{Ton}^{Ts+Ton} \left\{ \left(V_{DSMax} \frac{t - Ton}{T_s} + V_{DSon} \frac{Ton + Ts - t}{T_s} \right) * \left(I_{DSmax} \frac{Ton + Ts - t}{T_s} \right) \right\} dt = \dots$$

$$\dots = \frac{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} + \frac{1}{3} V_{DSon} I_{DSmax} \right) T_s}{T}$$

$$P_s^D = 0..$$

[0013] Die für den Schaltvorgang aufgewandte Leistung (P_{schalt}) kann hieraus durch Überlagerung (Superposition) gebildet werden:

$$P_{Schalt} = \frac{\left(\frac{1}{6} V_{DS\max} I_{DS\max} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DS\max} \right) T_s}{T}$$

$$P_{Leitung} = \frac{V_{DSon} I_{DS\max} T_{on}}{T} = \frac{I_{DS\max}^2 R_{DSon} T_{ON}}{T}$$

wobei $P_{Leitung}$ die nur in der Gleichgewichtsphase verbrauchte Leistung ist, und bei der

$$P_{Mittel} = P_{Schalt} + P_{Leitung}$$

wobei P_{Mittel} die mittlere Leistung ist.

[0014] Bei einer Standard-Bedingung kann überprüft werden, dass P_{Schalt} die gleiche Größenordnung wie $P_{Leitung}$ aufweist:

$$V_{DS\max} = 15 \text{ V}$$

$$I_{DS\max} = 20 \text{ A}$$

$$V_{DSon} = 100 \text{ mV}$$

$$T_s = 500 \text{ ns}$$

$$T_{ON} = 10 \text{ } \mu\text{s}$$

$$T = 30 \text{ } \mu\text{s}$$

$$P_{Schalt} = 2 \frac{\left(\frac{1}{6} 15 * 20 - \frac{2}{3} 0.1 * 20 \right) 0.5}{30} \cong 1.62 \text{ W}$$

$$P_{Leitung} = \frac{0.1 * 20 * 10}{30} \cong 0.67 \text{ W}$$

[0015] Die maximal kontinuierlich verfügbare Leistung für Leistungselemente ist gegeben durch

$$P_{Leitung}^{max} = V_{DSon} * I_{DSmax} = I_{DSmax}^2 R_{dson} = 0.1 * 20 \cong 2 \text{ W (wirksamer Zyklus 100%)}$$

wobei $T = T_{on}$ gesetzt ist, d.h. der wirksame Zyklus bei 100% liegt.

[0016] Die Leistungseinrichtung ist wie folgt zu dimensionieren:

$$P_{total}^{max} = P_{Schalt} + P_{Leitung}^{max} = 2 + 1.62 \cong 3.6 \text{ W (wirksamer Zyklus 99%)}$$

[0017] Die bei M2 verbrauchte Leistung berechnet sich wie folgt: M2 wird nicht mit der gleichen Frequenz wie M1 geschaltet (vgl. Fig. 2). M2 wird bei Beginn der Betätigung geschlossen (siehe Figur 4 und Figur 5). M2 wird geöffnet und geschlossen bei Beginn und am Ende der ersten Entladungsphase (siehe Figur 6 und Figur 7) und schließlich wird es geöffnet, wenn der Strom durch das Solenoid geschlossen wird (siehe Fig. 8).

[0018] Somit liegen vier Schaltvorgänge in jedem Zyklus des Verbrennungsmotors, d.h. bei 720° Kurbelwellenwinkel vor. Die mittlere Leistungsaufnahme bzw. Verlustleistung aufgrund der Schaltvorgänge an M2 berechnet sich wie folgt

$$P_{SchaltM2} = 2 \frac{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DSmax} \right) T_s}{T_{Dis}}$$

[0019] Für Standardwerte ergibt sich $T_{Dis} = 600 \mu s$, $P_{SchaltM2} \cong 0.08 \text{ W}$, so dass sich ein Verhältnis von $P_{SchaltM2}$ zu P_{Schalt} gleich 20 ergibt.

[0020] Da die schlechtesten Gleichgewichtsbedingungen an M1 und M2 gleich sind, kann angenommen werden, dass

$P_{Leitung}^{max}$ gleich ist für M1 und M2. Die maximal an M2 verbrauchte Leistung ergibt sich zu

$$P_{totalM2}^{max} = P_{SchaltM2} + P_{Leitung}^{max} = 2 + 0.08 \cong 2.1 \text{ W}$$

[0021] Somit ergibt sich ein Verhältnis zwischen M1 und M2 von

$$\frac{P_{totalM2}^{max}}{P_{total}^{max}} = \frac{2 \frac{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DSmax} \right) T_S}{T_{Dis}} + V_{DSon} I_{DSmax}}{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DSmax} \right) T_S + V_{DSon} I_{DSmax}} = \dots$$

$$\dots = \frac{2 \frac{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DSmax} \right) T_S}{T_{Dis}} + I_{DSmax}^2 R_{DSon}}{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DSmax} \right) T_S + I_{DSmax}^2 R_{DSon}}$$

(Gleichung

1)

[0022] Bei Einsetzen der Standardwerte ergibt sich $\frac{P_{totalM2}^{max}}{P_{total}^{max}} \cong \frac{2.1}{3.6} \cong 0.583$

[0023] Dies bedeutet, dass M2 eine Verlustleistung aufweist, die um 71 % niedriger als die von M1 ist.

[0024] Erfindungsgemäß wird daher die Schalteinrichtung M2 mit einem kürzeren Kanal ausgebildet und dementsprechend ein niedrigeres R_{DSon} und somit auch ein niedrigeres V_{DSon} erreicht als mit M1. Gleichung 1 bedeutet für den "thermischen Widerstand" R_Θ (Temperaturdifferenz zur Umgebungstemperatur pro Verlustleistung):

$$P_{total}^{max} = \frac{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DSmax} \right) T_S}{T} + I_{DSmax}^2 R_{DSon}$$

$$T_{Verbindung} = T_A + R_\Theta * P_{TotalM2}^{max}$$

wobei $T_{Verbindung}$ die Temperatur der Leistungseinrichtungs-Verbindung bzw. Verbindung der Leistungsschalter ist. Für den Anpassungsfaktor mit der gleichen Umgebungstemperatur T_A wird gewählt

$$T_{VerbindungM1} = T_{VerbindungM2}$$

somit ergibt sich

$$R_{\Theta M1} * P_{TotalM1}^{max} = R_{\Theta M2} * P_{TotalM2}^{max}$$

$$\frac{R_{\Theta M1}}{R_{\Theta M2}} = \frac{P_{TotalM2}^{max}}{P_{TotalM1}^{max}} \quad (\text{Gleichung 2})$$

[0025] Unter der erfindungsgemäßen Annahme, dass R_{Θ} direkt mit der Dimension des Kanals der Leistungs-Schalteneinrichtung zusammenhängt, ist M2 kleiner als M1 zu wählen entsprechend den Gleichungen 1, 2.

[0026] Erfindungsgemäß sollte die ermittelte Beziehung innerhalb eines Variationsbereiches von z. B. 0,7 bis 1,3, insbesondere des 0,9 bis 1,1 - fachen des ermittelten Wertes liegen.

Patentansprüche

1. Treiberstufe für ein Solenoidventil eines Innenverbrennungsmotors, wobei die Stufe aufweist:

einen ersten Versorgungsspannungsanschluss (A1) zum Anschluss an eine positive Versorgungsspannungsklemme (VS),
einen zweiten Versorgungsspannungsanschluss (A2) zum Anschluss an eine negative Versorgungsspannungsklemme (GND),
ein Solenoid-Ventil mit einer Induktivität (L1),
eine zwischen dem ersten Versorgungsspannungsanschluss und einem ersten Anschluss (LA1) der Induktivität (L1) angeordnete erste Schalteinrichtung (M1) mit einem ersten Steuereingang (G1),
eine zwischen dem zweiten Versorgungsspannungsanschluss und einem zweiten Anschluss (LA2) der Induktivität (L1) angeordnete zweite Schalteinrichtung (M2) mit einem zweiten Steuereingang (G2),
einer zwischen dem zweiten Anschluss (LA2) der Induktivität (L1) und dem ersten Versorgungsspannungsanschluss angeordneten ersten Diodeneinrichtung (D1),
einer zwischen dem ersten Anschluss (LA1) der Induktivität (L1) und dem zweiten Versorgungsspannungsanschluss angeordneten zweiten Diodeneinrichtung (D2),

wobei die Steuereingänge (G1, G2) in Abhängigkeit von einem Kurbelwellenwinkel schaltbar sind, und
die erste und zweite Diodeneinrichtung (D1, D2) jeweils bei leitenden Schalteinrichtungen (M1, M2) in Sperrrichtung zwischen den Versorgungsspannungsanschlüssen geschaltet sind, und
wobei die zweite Schalteinrichtung (M2) eine kleinere Dimensionierung als die erste Schalteinrichtung (M1) aufweist.

2. Treiberstufe nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass** die erste und zweite Schalteinrichtung (M1, M2) jeweils einen Feldeffekttransistor aufweist, vorzugsweise einen MOSFET, JFET oder HEXFET, und ein Verhältnis der thermischen Widerstände (R_{Θ}) der beiden Feldeffekttransistoren (M1, M2) innerhalb eines Variationsbereiches durch die Beziehung

$$\frac{R_{\Theta M1}}{R_{\Theta M2}} = \frac{2 \frac{\left(\frac{1}{6} V_{DS \max} I_{DS \max} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DS \max} \right) T_S}{T_{Dis}} + I_{DS \max}^2 R_{DSon}}{\frac{\left(\frac{1}{6} V_{DS \max} I_{DS \max} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DS \max} \right) T_S}{T} + I_{DS \max}^2 R_{DSon}}$$

gegeben ist, wobei V_{DS} , I_{DS} und R_{DS} Spannung, Strom und Widerstand über den Drain-Source-Kanal des Feldeffekttransistors bezeichnen und on als Index einen Wert bei leitendem Feldeffekttransistor und max als Index einen maximal zulässigen Wert bezeichnet, und der Variationsbereich zwischen dem 0,7- fachen und 1,3-fachen, vor-

zugsweise dem 1,1 - fachen und 0,9 - fachen des durch die Beziehung ermittelten Wertes liegt.

3. Treiberstufe nach einem der vorherigen Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** die erste und zweite Diodeneinrichtung aus jeweils einer Diode (D1, D2) oder Transistordiode gebildet sind.
4. Treiberstufe nach einem der vorherigen Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet, dass** in einem Zyklus aufeinanderfolgend eine Aufladephase (A-B), eine Beschleunigungsphase (B-C), eine Entladungsphase (C-D), eine Haltephase (D-E) und eine Abschlussphase (E-F) vorgesehen sind, wobei
in der Aufladephase (A-B) die beiden Schalteinrichtungen (M1, M2) derartig leiten, dass ein Strom von dem ersten Versorgungsspannungsanschluss durch die erste Schalteinrichtung (M1), die Induktivität und die zweite Schalteinrichtung (M2) zu dem zweiten Versorgungsspannungsanschluss fließt und die Diodeneinrichtungen (D1, D2) sperren,
in der Beschleunigungsphase (B-C) in einem ersten Zeitabschnitt die Schalteinrichtungen (M1, M2) leiten und in einem nachfolgenden zweiten Zeitabschnitt die erste Schalteinrichtung (M1) sperrt und die zweite Schalteinrichtung (M2) leitet,
in der Entladungsphase (C-D) zumindest zeitweise beide Schalteinrichtungen (M1, M2) sperren und ein von dem sich abbauenden Magnetfeld in der Induktivität (L1) induzierter Strom (i) von dem zweiten Versorgungsspannungsanschluss über die zweite Diodeneinrichtung, die Induktivität und die erste Diodeneinrichtung (D1) zu dem ersten Versorgungsspannungsanschluss fließt,
in der Haltephase (D-E) in einem ersten Haltephasen-Zeitabschnitt die beiden Schalteinrichtungen (M1, M2) leiten und in einem nachfolgenden zweiten Haltephasen-Zeitabschnitt die erste Schalteinrichtung (M1) sperrt und die zweite Schalteinrichtung (M2) leitet, und
in der Abschlussphase (E-F) die beiden Schalteinrichtungen (M1, M2) sperren und ein von dem sich abbauenden Magnetfeld in der Induktivität (L1) induzierter Strom (i) von dem zweiten Versorgungsspannungsanschluss über die zweite Diodeneinrichtung, die Induktivität und die erste Diodeneinrichtung (D1) zu dem ersten Versorgungsspannungsanschluss fließt, bis der Strom verschwindet.

Claims

1. Driver stage for a solenoid valve of an internal combustion engine, the stage exhibiting:

a first supply voltage connection (A1) for connection to a positive supply voltage terminal (VS),
a second supply voltage connection (A2) for connection to a negative supply voltage terminal (GND),
a solenoid valve with an inductance (L1),
a first switching device (M1) arranged between the first supply voltage connection and a first connection (LA1) of the inductance (L1), with a first control input (G1),
a second switching device (M2), arranged between the second supply voltage connection and a second connection (LA2) of the inductance (L1), with a second control input (G2),
a first diode device (D1) arranged between the second connection (LA2) of the inductance (L1) and the first supply voltage connection,
a second diode device (D2) arranged between the first connection (LA1) of the inductance (L1) and the second supply voltage connection,
the control inputs (G1, G2) being switchable in dependence on a crankshaft angle, and
the first and second diode device (D1, D2) in each case being connected in the reverse direction between the supply voltage connections when the switching devices (M1, M2) are conducting, and
the second switching device (M2) exhibiting smaller dimensioning than the first switching device (M1).
2. Driver stage according to Claim 1, **characterized in that** the first and second switching device (M1, M2) in each case exhibits a field effect transistor, preferably a MOSFET, JFET or HEXFET, and a ratio of the thermal resistances (R_{Θ}) of the two field effect transistors (M1, M2) is given by the relation

$$\frac{R_{EM1}}{R_{EM2}} = \frac{2 \frac{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DSmax} \right) T_s}{T_{Dis}} + I_{DSmax}^2 R_{DSon}}{\frac{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} - \frac{2}{3} V_{DSon} I_{DSmax} \right) T_s}{T} + I_{DSmax}^2 R_{DSon}}$$

within a range of variations, where V_{DS} , I_{DS} and R_{DS} designate voltage, current and resistance over the drain-source channel of the field effect transistor and on, as index, designates a value when the field effect transistor is conducting and max, as index, designates a maximum permissible value, and the range of variations lies between 0.7-times and 1.3-times, preferably 1.1-times and 0.9-times the value determined by the relation.

3. Driver stage according to one of the preceding claims, **characterized in that** the first and second diode device are formed of in each case a diode (D1, D2) or transistor diode.
4. Driver stage according to one of the preceding claims, **characterized in that** a charging phase (A-B), an acceleration phase (B-C), a discharge phase (C-D), a holding phase (D-E) and a finishing phase (E-F) are successively provided in one cycle, wherein
 - in the charging phase (A-B), the two switching devices (M1, M2) conduct in such a manner that a current flows from the first supply voltage connection through the first switching device (M1), the inductance and the second switching device (M2) to the second supply voltage connection and the diode devices (D1, D2) shut off, in the acceleration phase (B-C), in a first time interval, the switching devices (M1, M2) conduct and in a subsequent second time interval, the first switching device (M1) is shut off and the second switching device (M2) conducts,
 - in the discharge phase (C-D) both switching devices (M1, M2) are shut off at least from time to time and a current (i) induced by the decaying magnetic field in the inductance (L1) flows from a second supply voltage connection via the second diode device, the inductance and the first diode device (D1) to the first supply voltage connection,
 - in the holding phase (D-E), in a first holding phase time interval, the two switching devices (M1, M2) conduct and in a subsequent second holding phase time interval, the first switching device (M1) is shut off and the second switching device (M2) conducts, and
 - in the finishing phase (E-F), the two switching devices (M1, M2) are shut off and a current (i) induced by the decaying magnetic field in the inductance (L1) flows from the second supply voltage connection via the second diode device, the inductance and first diode device (D1) to the first supply voltage connection until the current disappears.

Revendications

1. Étage exciteur pour une électrovanne d'un moteur à combustion interne, l'étage présentant :

un premier raccord d'alimentation électrique (A1) pour raccorder à une borne d'alimentation électrique positive (VS), un deuxième raccord d'alimentation électrique (A2) pour raccorder à une borne d'alimentation électrique négative (GND), une électrovanne qui présente une inductance (L1), un premier dispositif de commutation (M1) possédant une première entrée de commande (G1) et disposé entre le premier raccord d'alimentation électrique et un premier raccord (LA1) de l'inductance (L1), un deuxième dispositif de commutation (M2) possédant une deuxième entrée de commande (G2) et disposé entre le deuxième raccord d'alimentation électrique et un deuxième raccord (LA2) de l'inductance (L1), un premier dispositif à diode (D1) disposé entre le deuxième raccord (LA2) de l'inductance (L1) et le premier raccord d'alimentation électrique, un deuxième dispositif à diode (D2) disposé entre le premier raccord (LA1) de l'inductance (L1) et le deuxième raccord d'alimentation électrique, les entrées de commande (G1, G2) pouvant être commutées en fonction d'un angle de vilebrequin, et le premier et le deuxième dispositifs à diode (D1, D2), lorsque les dispositifs de commutation (M1, M2) sont conducteurs, étant respectivement commutés en position de blocage entre les raccords d'alimentation électrique, et le deuxième dispositif de commutation (M2) présentant une dimension inférieure à celle du premier dispositif de commutation (M1).

2. Étage exciteur selon la revendication 1, **caractérisé en ce que** le premier et le deuxième dispositifs de commutation (M1, M2) présentent respectivement un transistor à effet de champ, de préférence un MOSFET, un JFET ou un HEXFET et un rapport des résistances thermiques (Re) des deux transistors à effet de champ (M1, M2) est donné au sein d'une plage de variation par la relation

$$\frac{R_{\theta M1}}{R_{\theta M2}} = \frac{2 \left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} - \frac{2}{3} V_{DSmax} I_{DSmax} \right) T_{\varepsilon} + I_{DSmax}^2 R_{DSon}}{\left(\frac{1}{6} V_{DSmax} I_{DSmax} - \frac{2}{3} V_{DSmax} I_{DSmax} \right) T_{\varepsilon} + I_{DSmax}^2 R_{DSon}}$$

V_{DS} , I_{DS} et R_{DS} désignant la tension, le courant et la résistance du canal drain-source du transistor à effet de champ et on en index désignant une valeur lorsque le transistor à effet de champ est conducteur et max en index une valeur maximale admissible, et la plage de variation étant comprise entre 0,7 fois et 1,3 fois, de préférence 1,1 fois et 0,9 fois la valeur déterminée par l'équation.

3. Étage exciteur selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** le premier et le deuxième dispositifs à diode sont respectivement formés par une diode (D1, D2) ou une diode de transistor.

4. Étage exciteur selon l'une des revendications précédentes, **caractérisé en ce que** dans un cycle sont prévues une phase de charge (A-B), une phase d'accélération (B-C), une phase de décharge (C-D), une phase d'arrêt (D-E) et une phase de clôture (E-F),

dans la phase de charge (A-B), les deux dispositifs de commutation (M1, M2) conduisant de telle sorte qu'un courant provenant du premier raccord d'alimentation électrique circule à travers le premier dispositif de commutation (M1), l'inductance et le deuxième dispositif de commutation (M2) vers le deuxième raccord d'alimentation électrique et les deux dispositifs à diode (D1, D2) étant bloqués, dans la phase d'accélération (B-C), les dispositifs de commutation (M1, M2) conduisant pendant une première portion de temps et dans une deuxième portion de temps qui suit, le premier dispositif de commutation (M1) étant bloqué et le deuxième dispositif de commutation (M2) conduisant, dans la phase de décharge (C-D), les deux dispositifs de commutation (M1, M2) étant au moins partiellement bloqués et un courant (i) induit dans l'inductance (L1) par le champ magnétique qui diminue circulant du deuxième raccord d'alimentation électrique vers le premier raccord d'alimentation électrique en passant par le deuxième dispositif à diode, l'inductance et le premier dispositif à diode (D1), dans la phase d'arrêt (D-E), les deux dispositifs de commutation (M1, M2) conduisant pendant une première portion de temps de phase d'arrêt et, dans une deuxième portion de temps de phase d'arrêt qui suit, le premier dispositif de commutation (M1) étant bloqué et le deuxième dispositif de commutation (M2) conduisant, et dans la phase de clôture (E-F), les deux dispositifs de commutation (M1, M2) étant bloqués et un courant (i) induit dans l'inductance (L1) par le champ magnétique qui diminue circulant du deuxième raccord d'alimentation électrique vers le premier raccord d'alimentation électrique en passant par le deuxième dispositif à diode, l'inductance et le premier dispositif à diode (D1), jusqu'à ce que le courant disparaisse.

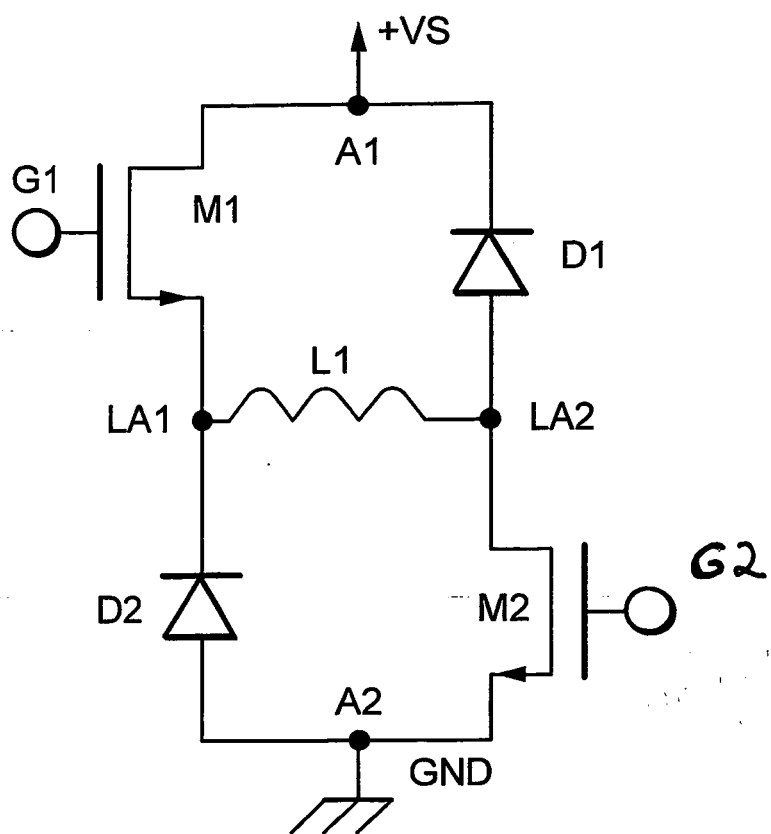


Fig. 1

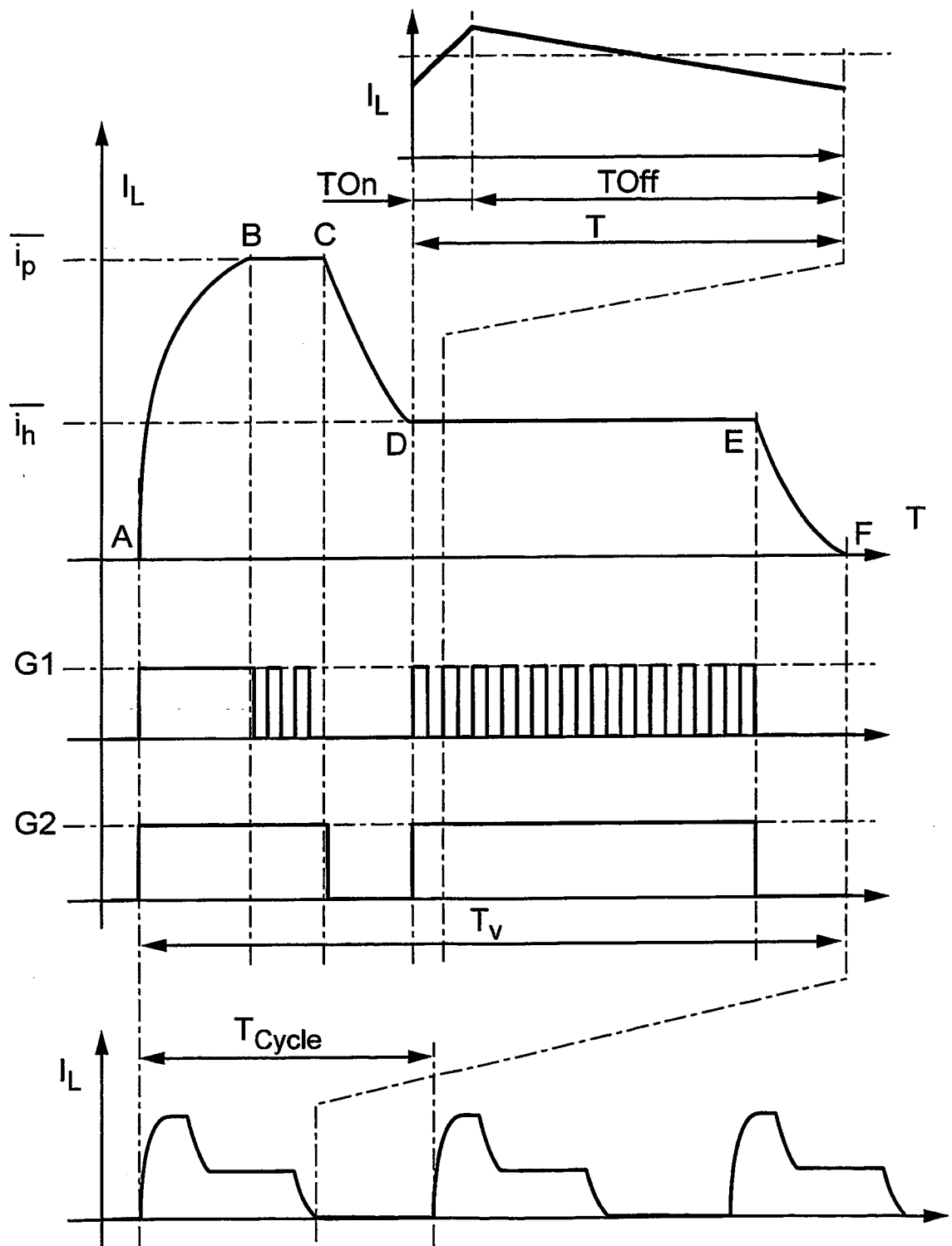


Fig. 2

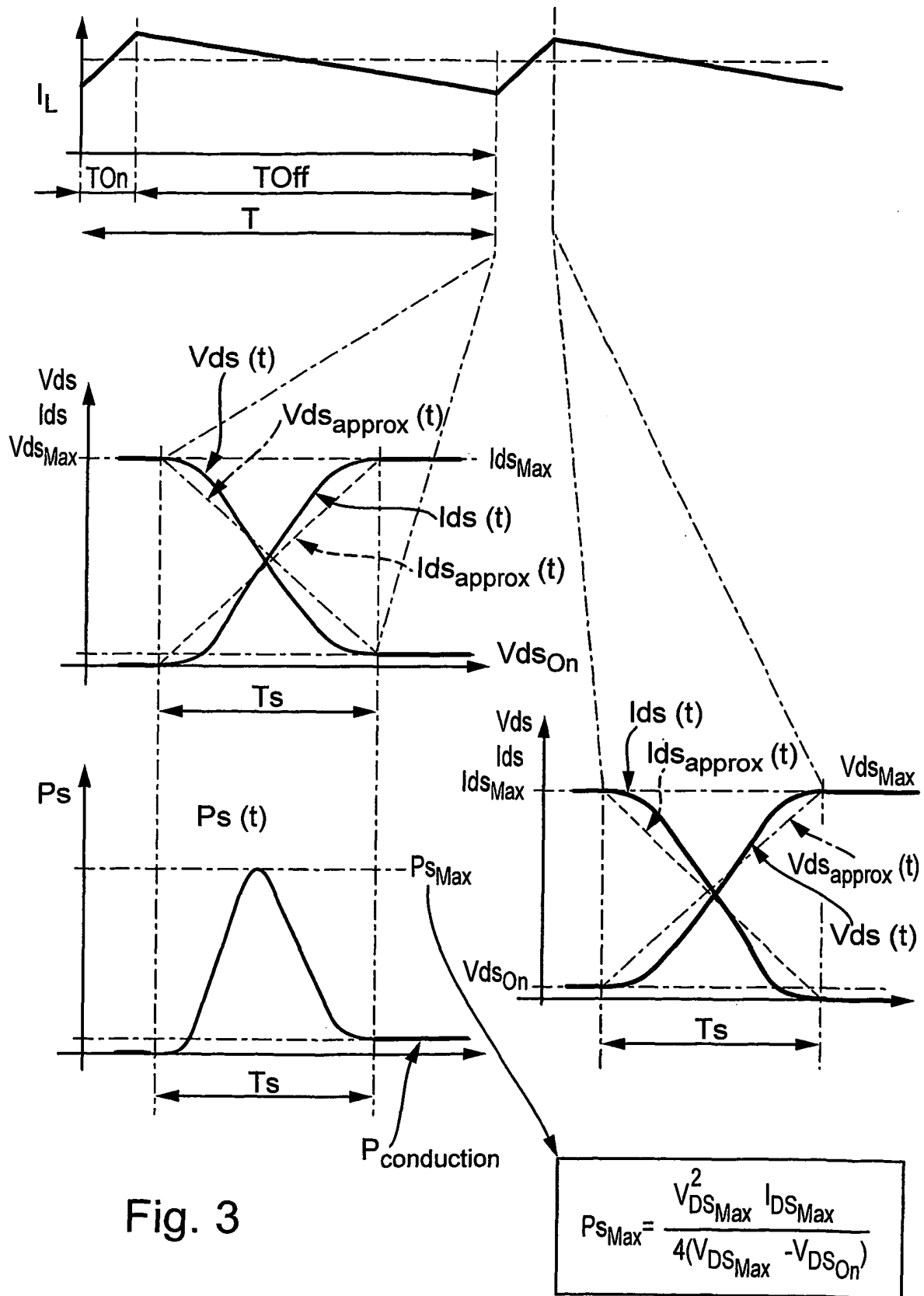


Fig. 3

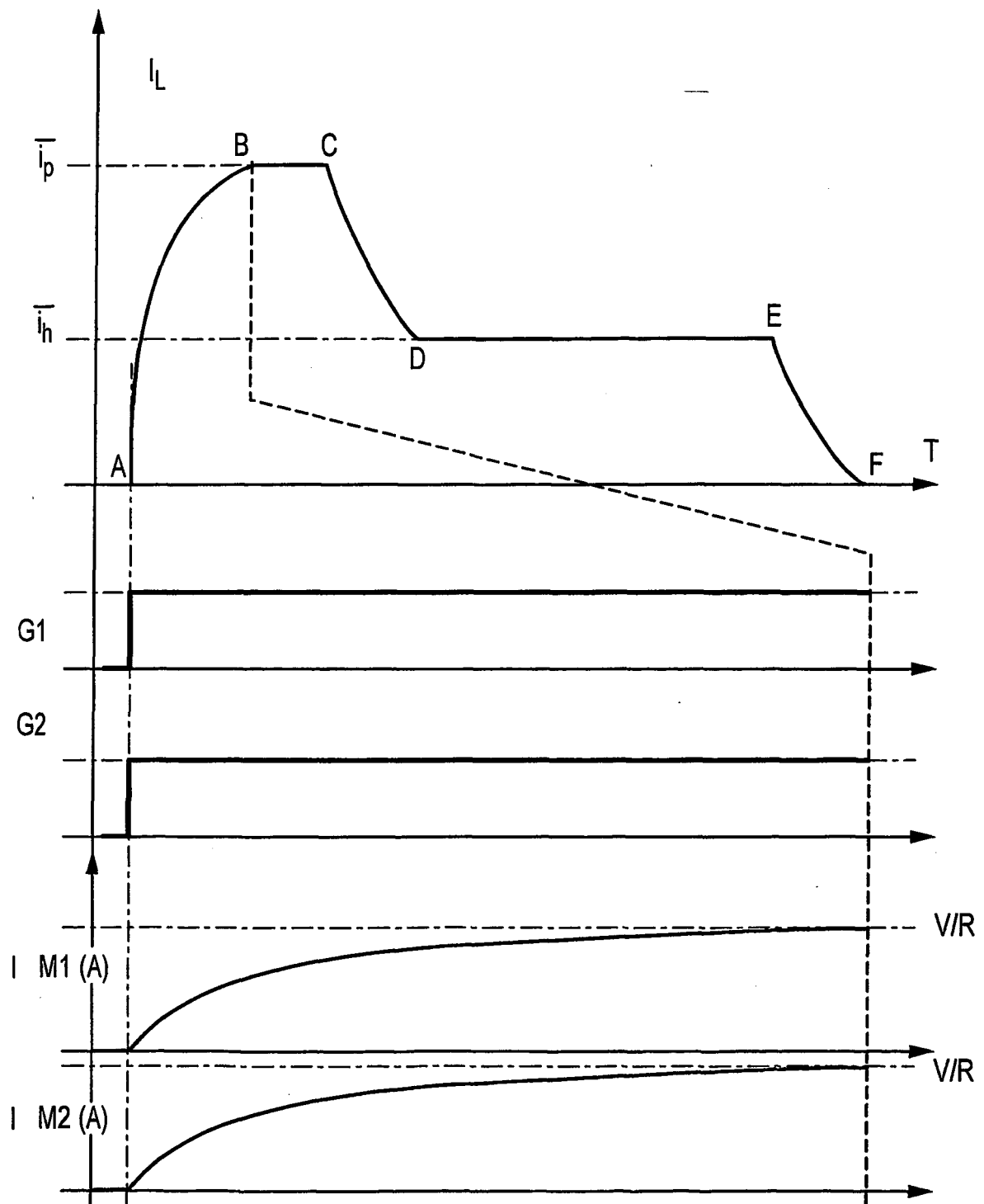


Fig. 4

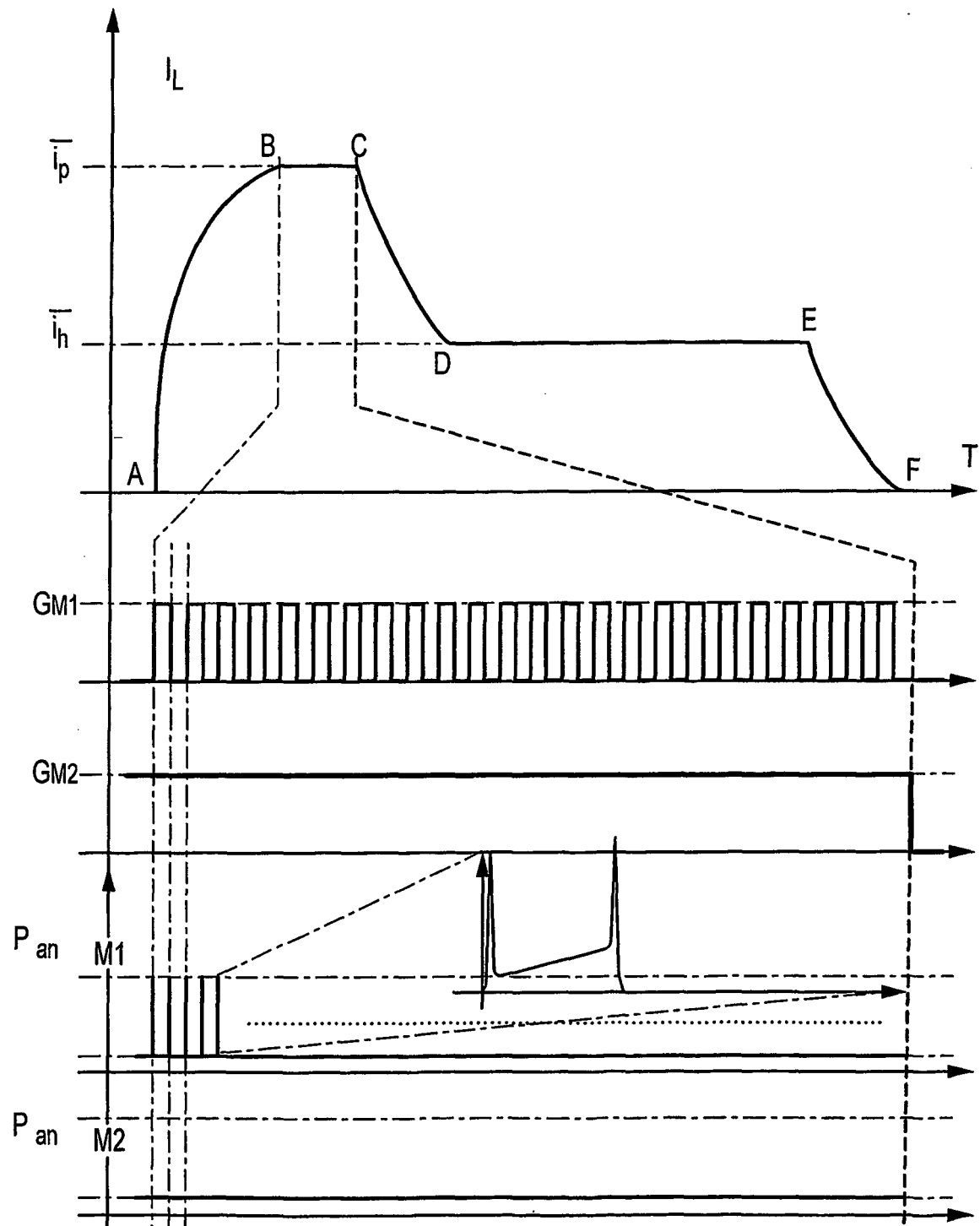


Fig. 5

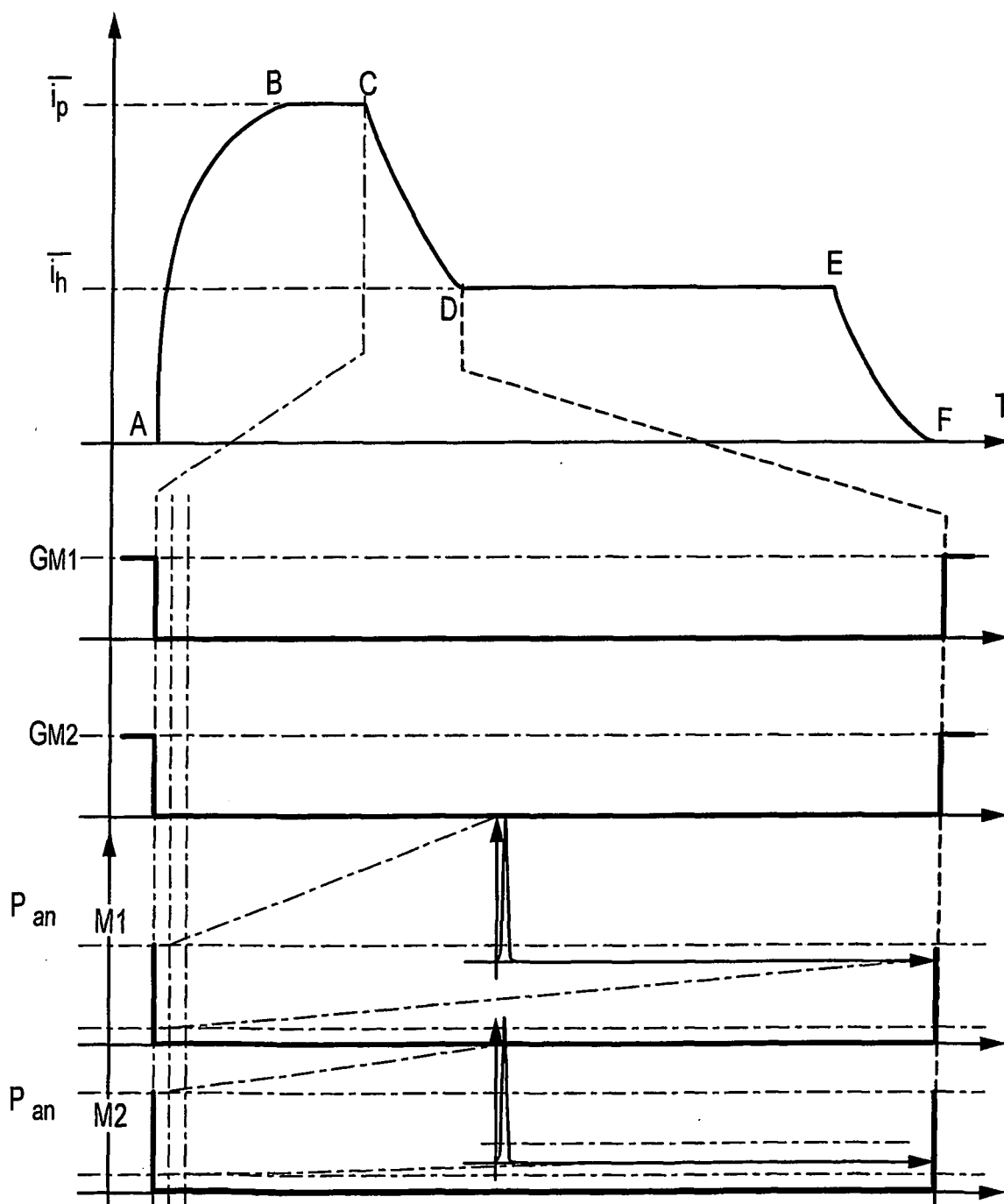


Fig. 6

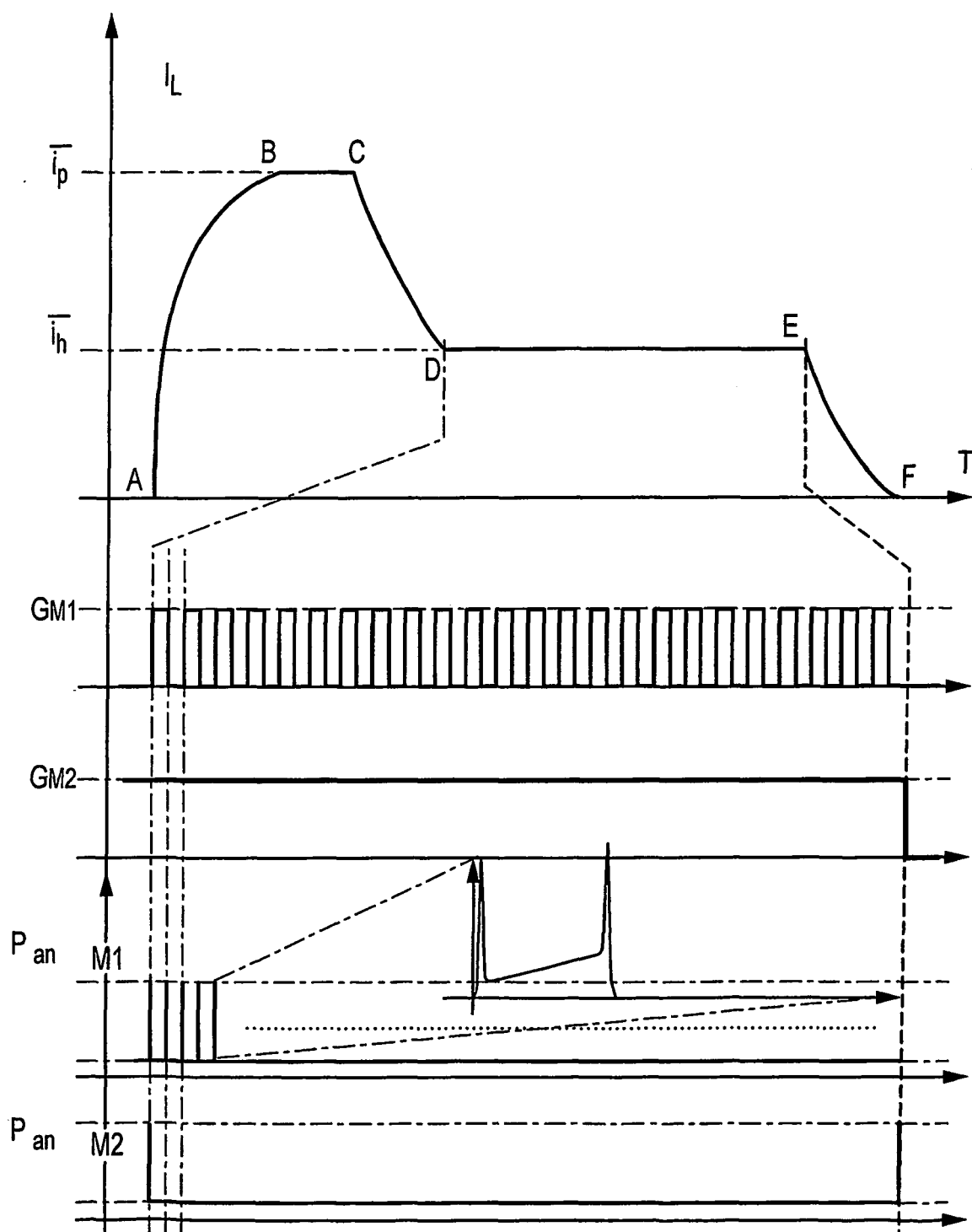


Fig. 7

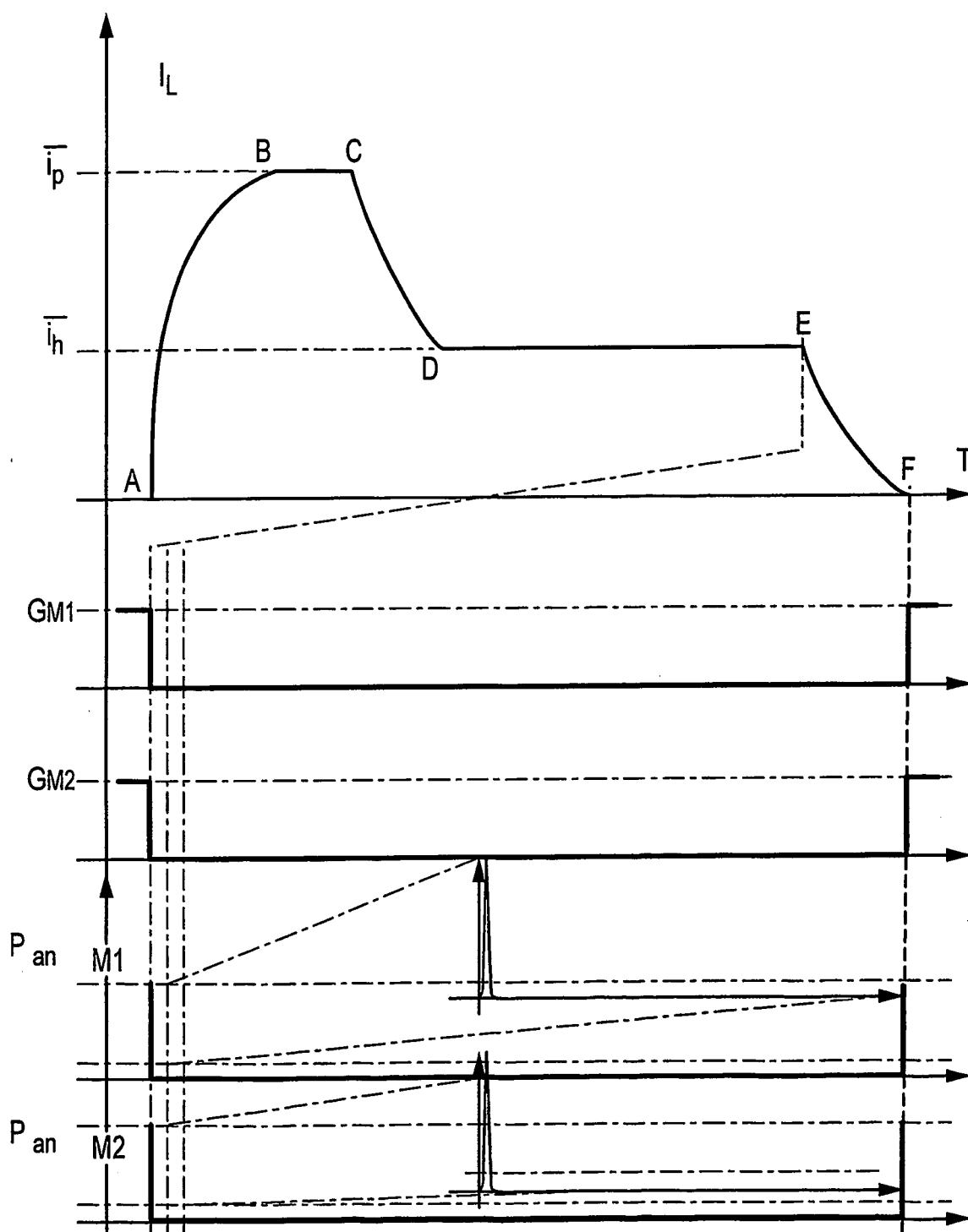


Fig. 8

IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE

Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde ausschließlich zur Information des Lesers aufgenommen und ist nicht Bestandteil des europäischen Patentdokumentes. Sie wurde mit größter Sorgfalt zusammengestellt; das EPA übernimmt jedoch keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.

In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente

- US 6249418 B [0001]