

(12)

Patentschrift

(21) Anmeldenummer: A 114/2023
(22) Anmeldetag: 06.10.2023
(45) Veröffentlicht am: 15.12.2024

(51) Int. Cl.: **H02M 3/158** (2006.01)
G05F 1/56 (2006.01)

(56) Entgegenhaltungen:
JP 2016140208 A
WO 2008024529 A2
AHAMED, M.E. et al. "Review of Bidirectional DC-DC Converters" International Journal of Advance Research and Innovation [online]. 2017 (2017). Bd. 5, Nr. 4, Seiten 33–42. [ermittelt am 11. Juli 2024]. XP055666527.
<doi:10.51976/ijari.541706>. Ermittelt von <<https://www.journalpressindia.com/international-journal-of-advance-research-and-innovation/doi/10.51976/ijari.541706>>.

(73) Patentinhaber:
Himmelstoss Felix Dipl.-Ing. Dr.
2351 Wiener Neudorf (AT)

(72) Erfinder:
Himmelstoss Felix Dipl.-Ing. Dr.
2351 Wiener Neudorf (AT)

(54) Bidirektionaler Hochtiefsetzsteller

(57) Der hier vorgeschlagene bidirektionale Hochtiefsetzsteller hat einen linearen Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und Tastverhältnis. Ein Zweiquadrantenbetrieb ist möglich. Der Konverter eignet sich zum Ansteuern von Gleichstrommaschinen, zum Laden und Entladen von Batterien, zum Ansteuern ohmsch-induktiver Aktuatoren und zum Betrieb von lichtemittierenden Dioden. Die Schaltung besteht aus vier strombidirektionalen elektronischen Schaltern (S1, S2, S3, S4) mit zugehöriger Treiberschaltung, einer Spule (L1) und einem Kondensator (C1). In einer Taktperiode laufen drei Schalterzustände hintereinander ab. Im ersten sind S1 und S2 eingeschaltet, die Spule wird aufmagnetisiert. Im zweiten leiten die Schalter S2 und S3 und der Strom in der Spule bleibt nahezu konstant, und im dritten Zustand leitet S4 und Energie der Spule (L1) wird an den Ausgangskreis abgegeben.

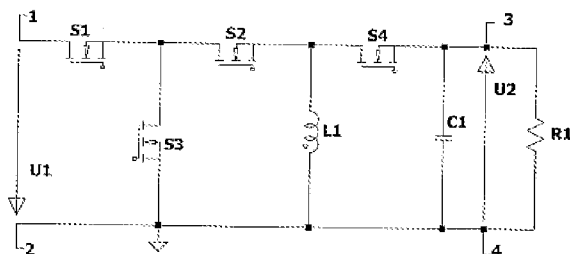


Fig. 1

Beschreibung

BIDIREKTIONALER HOCHTIEFSETZSTELLER

[0001] Die Erfindung betrifft einen bidirektionalen Hochtiefsetzsteller, bestehend aus einer positiven (1) und einer negativen Eingangsklemme (2), einer positiven (4) und einer negativen Ausgangsklemme (3), vier elektronischen strombidirektionalen Schalter (S1, S2, S3, S4), einer Spule (L1), einem Kondensator (C1).

[0002] Gleichstrommaschinen, insbesondere permanent erregte, werden noch in großem Maßstab eingesetzt. Die hier vorgeschlagene Schaltung ermöglicht die Spannung an der Maschine über die Betriebsspannung anzuheben und hat einen linearen Zusammenhang zwischen der Drehzahl und dem Tastverhältnis mit dem gesteuert wird. Ein Zweiquadrantenbetrieb ist möglich. Der Konverter eignet sich auch zum Laden und Entladen von Batterien, zum Ansteuern ohmsch-induktiver Aktuatoren und zum Betrieb von lichtemittierenden Dioden, hier ist aber nur der Einquadrantenbetrieb nötig. Die Schaltung besteht aus vier strombidirektionalen elektronischen Schaltern mit zugehöriger Treiberschaltung, einer Spule und einem Kondensator. Die Schaltung wird an Hand von Figuren erläutert. Fig. 1 zeigt die Schaltung des Leistungsteils des Konverters, Fig. 2 zeigt das Spannungsübersetzungsverhältnis und Fig. 3 zeigt einige mögliche Lasten.

[0003] JP 2016140208 A (MITSUBISHI ELECTRIC COMP) zeigt ebenfalls einen invertierenden Hochtiefsetzsteller mit vier elektronischen Schaltern, die aber anders schaltungstechnisch angeordnet sind. Ebenso ist ein zusätzlicher Kondensator vorgesehen, und auch der Ablauf der Schaltzustände ist anders.

[0004] WO 2008024529 A2 (LAWSON LABS INC) zeigt einen universalen Konverter, der sowohl bidirektional als auch bipolar ist. Damit ist Vierquadrantenbetrieb möglich. Dazu müssen aber auch sechs AC-Schalter, die sowohl beide Spannungsrichtungen aufnehmen können und den Stromfluss in beide Richtungen ermöglichen, verwendet werden. Ein solcher Schalter benötigt jeweils zwei elektronische Schalter und zwei Dioden. Diese Schaltung ist daher sehr aufwendig.

[0005] Der Artikel "Review of Bidirectional DC-DC Converters" von AHAMED, M. E. et al. erschienen im International Journal of Advance Research and Innovation Vol. 5(4), Oct-Dec 2017, pp. 33-42 bietet eine umfangreiche Darstellung von bidirektionalen Gleichspannungswandlern mit ausführlicher Literatur zum Thema.

[0006] Zusammenfassend kann man sagen, dass sich die Schaltungstopologien alle von der gegenständlichen Erfindung unterscheiden.

[0007] Fig. 1 zeigt die Grundsaltung. Als Last dient der Widerstand R1 und die strombidirektionalen Schalter sind beispielhaft mit MOSFETs gezeichnet. Zuerst wird der Betrieb von U1 auf U2 betrachtet, wie es bei Antreiben einer Gleichstrommaschine oder zum Laden von Batterien erforderlich ist. Die Maschine hat eine Ankerinduktivität und beim Laden von Batterien ist eine Induktivität in Serie zu diesen geschaltet. Der Betrieb erfolgt in drei Moden. Im Modus M1 sind die Transistoren S1 und S2 eingeschaltet, die Eingangsspannung liegt an der Spule L1 und der Strom steigt. Wird nun S1 ausgeschaltet, so schaltet automatisch die parallel zu S3 liegende Diode ein und Modus M2 beginnt. (Anmerkung: es werden strombidirektionale Schalter verwendet, d.h. antiparallel zum Schalter liegt eine Diode, bei einem MOSFET ist das die Bodydiode). Die Spule L1 ist nun kurzgeschlossen und die Spannung an ihr ist nahezu null und der Strom bleibt praktisch konstant. Der Schalter S3 kann nun eingeschaltet werden um die Durchlassverluste zu reduzieren. Schaltet man nun auch den elektronischen Schalter S2 ab, so kommutiert der Strom der Spule in die Diode von S4, nun liegt die negative Ausgangsspannung an der Spule und der Strom nimmt ab. Auch hier kann während des Freilaufs der aktive Schalter S4 eingeschaltet werden um die Durchlassverluste zu reduzieren. Im stationären Betrieb muss die Spannung an der Spule im Mittel null sein. Das Spannungszeitgleichgewicht ergibt sich mit den Tastverhältnissen (Einschaltzeit des Schalters bezogen auf die Periodendauer) d_1 für den elektronischen Schalter S1 und d_2 für den elektronischen Schalter S2 zu

$$U_1 d_1 T = |-U_2|(1 - d_2)T$$

und das führt zum Spannungsübersetzungsverhältnis

$$M = \frac{U_2}{U_1} = \frac{d_1}{1 - d_2}.$$

[0008] Man sieht, dass zwei Eingriffsmöglichkeiten vorhanden sind. Das Tastverhältnis von S2 wird größer als das von S1 gewählt. Sind beide Tastverhältnisse gleich groß, so ergibt sich das Spannungsübersetzungsverhältnis eines Hochtiefsetzstellers, ebenso, wenn das Tastverhältnis von S2 kleiner als das von S1 ist. Auch hier ergibt sich dann das Übersetzungsverhältnis eines Hochtiefsetzstellers mit dem Tastverhältnis von d_2 . In diesen beiden Fällen fehlt die Phase des Kurzschlusses und der Konverter wechselt von Modus M1 direkt in den Modus M3. Fig. 2 zeigt das Gleichspannungsübersetzungsverhältnis bei konstantem Tastverhältnis von S2 als Parameter und variablem Tastverhältnis von S1. Man sieht, dass das Gleichspannungsübersetzungsverhältnis linear ist und nicht mehr gekrümmt. Die gekrümmte Kennlinie ist die Kennlinie eines Hochtiefsetzstellers. Neben dieser Linearisierung findet man noch einen weiteren interessanten Aspekt dieses Konverters, der für die Regelung von Vorteil ist. Dazu wird das dynamische Modell des idealen Konverters (die Bauteile haben keine parasitären Widerstände und der Schaltvorgang ist unendlich schnell) betrachtet. Die Zustandsgleichungen für den Modus M1 (S1 und S2 leiten) lauten

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{u_1}{L_1} \quad \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{-u_{C1}/R_1}{C_1}.$$

[0009] Im zweiten Zustand M2, wenn S2 und S3 (oder die parallel liegende Diode) leiten, ergibt sich

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{0}{L_1} \quad \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{-u_{C1}/R_1}{C_1}.$$

[0010] Der dritte Modus M3 wird durch

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{u_{C1}}{L_1} \quad \frac{du_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1} - u_{C1}/R_1}{C_1}$$

beschrieben. Um das gemittelte Modell zu bekommen werden die Gleichung im Modus M1 mit d_1 , im Modus M2 mit $(d_2 - d_1)$ und im Modus M3 mit $(1 - d_2)$ gewichtet und addiert. Damit erhält man das Modell des Konverters zu

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{L1} \\ u_{C1} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{d_2 - 1}{L_1} \\ \frac{1 - d_2}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_{L1} \\ u_{C1} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1}{N_1} \\ 0 \end{bmatrix} (u_1)$$

[0011] Dieses Modell ist nichtlinear. Um die Laplace Transformation anzuwenden und die Übertragungsfunktionen zu bestimmen, wird das Modell um den Arbeitspunkt linearisiert. Die Arbeitspunktgrößen sind mit Großbuchstaben mit Index 0 gekennzeichnet und die Störung durch Kleinbuchstaben mit einem Dach darüber. Es ergibt sich das lineare Kleinsignalmodell des Konverters zu

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{u}_{C1} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D_{20} - 1}{L_1} \\ \frac{1 - D_{20}}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{u}_{C1} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D_{10}}{L_1} & \frac{U_{10}}{L_1} & \frac{U_{C10}}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{I_{L10}}{C_1} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \hat{u}_1 \\ \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{pmatrix}.$$

[0012] Mit Abkürzungen für die Elemente der Zustandsmatrix und der Eingangsmatrix kann man schreiben

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{u}_{C1} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{u}_{C1} \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} \\ 0 & 0 & B_{23} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \hat{u}_1 \\ \hat{d}_1 \\ \hat{d}_2 \end{pmatrix}.$$

[0013] Laplace Transformation liefert

$$\begin{bmatrix} s & -A_{12} \\ -A_{21} & s - A_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} I_{L1}(s) \\ U_{C1}(s) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} \\ 0 & 0 & B_{23} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_1(s) \\ D_1(s) \\ D_2(s) \end{pmatrix}.$$

[0014] Der Nenner für alle möglichen sechs Übertragungsfunktionen ergibt sich zu

$$N = s^2 - A_{22}s - A_{12}A_{21}.$$

[0015] Von besonderem Interesse sind die Übertragungsfunktionen der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Tastverhältnisse, weil über diese die Steuerung (Regelung) des Konverters erfolgt.

[0016] Für den Zähler der Übertragungsfunktion zwischen der Kondensatorspannung und dem Tastverhältnis von S1 ergibt sich

$$ZaehlerUC1zuD1 = \begin{vmatrix} s & B_{12} \\ -A_{21} & 0 \end{vmatrix} = A_{21}B_{12}.$$

[0017] Es gibt keine Nullstelle, das System ist ein Phasenminimumsystem. Betrachtet man aber den Einfluss des Tastverhältnisses für den Schalter S2, so ergibt sich

$$ZaehlerUC1zuD2 = \begin{vmatrix} s & B_{13} \\ -A_{21} & B_{23} \end{vmatrix} = sB_{23} + A_{21}B_{13}.$$

[0018] Da B_{23} negativ ist, bedeutet dies, dass die Nullstelle rechts liegt, also ein Nichtphasenminimumsystem vorliegt. Eine Nullstelle rechts schiebt den Phasengang um weitere minus 90 Grad. Das geregelte System wird dadurch langsamer (der Durchtrittspunkt des offenen Kreises muss mehr nach links verschoben werden) und die Dynamik sinkt.

[0019] Aus dieser Betrachtung erkennt man, dass man den Konverter so betreiben wird, dass das Tastverhältnis d_2 konstant gehalten wird und die (rasche) Regelung des Konverters über d_1 erfolgt. Es sei hier angemerkt, dass Konverter, die hochsetzendes Verhalten aufweisen, Nichtphasenminimumsysteme sind, also Nullstellen auf der rechten Seite der komplexen Zahlenebene aufweisen und daher schwerer zu regeln sind als Konverter, die keine oder Nullstellen auf der linken Seite haben.

[0020] Damit ist der Einquadrantenbetrieb beschrieben. Will man die angeschlossene Maschine kontrolliert bremsen bzw. Energie rückspeisen (auch von einer Batterie), so sind die Schalter S4 und S3 anzusteuern. Die anderen Schalter dienen dann wieder nur zur Überbrückung der Dioden von S1 und S2.

[0021] Schaltet man S4 ein, so baut sich der Strom umgekehrt zur ursprünglichen Zählrichtung, also negativ auf. Schaltet man S4 aus, so schalten automatisch die Dioden von S1 und S2 ein und Energie wird in die Eingangsquelle gespeist. Das Spannungszeitgleichgewicht ergibt sich zu

$$U_2 d_4 = U_1 (1 - d_4).$$

[0022] Es ergibt sich ein klassisches Hochtiefsetzsteller Spannungsübersetzungsverhältnis.

[0023] Schaltet man aber gleichzeitig mit S4 auch S3 ein, so liegt an L1 die Ausgangsspannung. Schaltet man nun S4 aus, so kommutiert der Strom der Spule in den Kreis Diode von S2 und S3. Die Spannung an der Spule ist daher null und der Strom der Spule bleibt gleich. Wird nun auch S3 abgeschaltet, so schaltet nun die Diode von S1 ein und der Strom fließt zurück zur Quelle U1. Es ergibt sich daher wieder (hier wird d_3T als das Zeitintervall angesehen vom Einschalten des

Schalters S4 bis zum Ausschalten von S3, obwohl der Schalter S3 nur innerhalb von d_4T eingeschaltet werden muss) ein Spannungszeitgleichgewicht von

$$U_2 d_4 = U_1 (1 - d_3).$$

[0024] Geregelt wird aber dann der Strom beim Bremsbetrieb, oder beim Rückspeisen aus der Batterie.

[0025] Der Konverter eignet sich (Fig. 3) unter anderem zum Ansteuern von permanent- oder felderregten Gleichstrommaschinen, zum Laden und Entladen von Batterien und zum Ansteuern von lichtemittierenden Dioden. Bei letzterer Anwendung ist der bidirektionale Betrieb nicht notwendig, aber kann aus energetischer Sicht sinnvoll sein; da Verluste an den Dioden oft deutlich größer sind als z.B. an einem MOSFET.

[0026] Die Aufgabe, einen Hochtiefsetzsteller mit linearem Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und Tastverhältnis zu realisieren, wird erfindungsgemäß dadurch bewerkstelligt, dass an die positive Eingangsklemme (1) der positive Anschluss des ersten strombidirektionalen Schalters (S1) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des ersten strombidirektionalen Schalters (S1) die positiven Anschlüsse des zweiten (S2) und des dritten strombidirektionalen Schalters (S3) geschaltet sind, an den negativen Anschluss des zweiten strombidirektionalen Schalters (S2) der positive Anschluss des vierten strombidirektionalen Schalters (S4) und der erste Anschluss der Spule (L1) geschaltet sind, an den negativen Anschluss des vierten strombidirektionalen Schalters (S4) die negative Ausgangsklemme (3) und der negative Anschluss des Kondensators (C1) geschaltet sind und die negative Eingangsklemme (2), der negative Anschluss des dritten strombidirektionalen Schalters (S3), der zweite Anschluss der Spule (L1), und die positive Ausgangsklemme (4) miteinander verschaltet sind, und der positive Anschluss des Kondensators (C1) ist entweder an die positive Eingangsklemme (1) oder an die positive Ausgangsklemme (4) geschaltet.

[0027] Um parasitäre Induktivitäten und einen kompakten Aufbau zu ermöglichen wird man den ersten (S1) und den dritten strombidirektionalen Schalter (S3) und den zweiten (S2) und den vierten strombidirektionalen Schalter (S4) als Halbbrückenmodul ausführen, oder den ersten (S1), den zweiten (S2), den dritten (S4) und den vierten strombidirektionalen Schalter (S4) gemeinsam in einem Modul verschalten.

[0028] Für kleine Leistungen ist es sinnvoll, dass der erste (S1), der zweite (S2), der dritte (S3) und der vierte strombidirektionale Schalter (S4), die zugehörigen Treiberstufen und weitere Steuerelektronik in einem integrierten Schaltkreis verschaltet sind.

[0029] Zur Vermeidung von Überspannungen, verursacht durch die Induktivität der Zuleitung, ist es manchmal notwendig, dass zwischen der positiven (1) und der negativen Eingangsklemme (2) ein Kondensator geschaltet ist.

[0030] Als Last wird zwischen der positiven (4) und der negativen Ausgangsklemme (3) die Serienschaltung einer Spule und einer Batterie, oder eine Gleichstrommaschine, oder ein ohmsch-induktiver Aktuator, oder eine Spule in Serie mit einer oder mehreren in Serie geschalteten Licht emittierenden Dioden geschaltet.

[0031] Es sollte hier noch angeführt werden, dass, wenn nur ein Einquadrantenbetrieb benötigt wird, es genügt, wenn statt des dritten (S3) und des vierten strombidirektionalen Schalters (S4) nur eine Diode verwendet wird.

Patentansprüche

1. Bidirektionaler Hochtiefsetzsteller, bestehend aus einer positiven (1) und einer negativen Eingangsklemme (2), einer positiven (4) und einer negativen Ausgangsklemme (3), vier elektronischen strombidirektionalen Schalter (S1, S2, S3, S4), einer Spule (L1), einem Kondensator (C1), **dadurch gekennzeichnet**, dass an die positive Eingangsklemme (1) der positive Anschluss des ersten strombidirektionalen Schalters (S1) geschaltet ist, an den negativen Anschluss des ersten strombidirektionalen Schalters (S1) die positiven Anschlüsse des zweiten (S2) und des dritten strombidirektionalen Schalters (S3) geschaltet sind, an den negativen Anschluss des zweiten strombidirektionalen Schalters (S2) der positive Anschluss des vierten strombidirektionalen Schalters (S4) und der erste Anschluss der Spule (L1) geschaltet sind, an den negativen Anschluss des vierten strombidirektionalen Schalters (S4) die negative Ausgangsklemme (3) und der negative Anschluss des Kondensators (C1) geschaltet sind und die negative Eingangsklemme (2), der negative Anschluss des dritten strombidirektionalen Schalters (S3), der zweite Anschluss der Spule (L1), und die positive Ausgangsklemme (4) miteinander verschaltet sind, und der positive Anschluss des Kondensators (C1) ist entweder an die positive Eingangsklemme (1) oder an die positive Ausgangsklemme (4) geschaltet.
2. Bidirektionaler Hochtiefsetzsteller gemäß Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass der erste (S1) und der dritte strombidirektionale Schalter (S3) und der zweite (S2) und der vierte strombidirektionale Schalter (S4) als Halbbrückenmodul ausgeführt sind.
3. Bidirektionaler Hochtiefsetzsteller gemäß Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass der erste (S1), der zweite (S2), der dritte (S4) und der vierte strombidirektionale Schalter (S4) gemeinsam in einem Modul verschaltet sind.
4. Bidirektionaler Hochtiefsetzsteller gemäß Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass der erste (S1), der zweite (S2), der dritte (S4) und der vierte strombidirektionale Schalter (S4) und die zugehörigen Treiberstufen in einem integrierten Schaltkreis verschaltet sind.
5. Bidirektionaler Hochtiefsetzsteller gemäß Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass der erste (S1), der zweite (S2), der dritte (S3) und der vierte strombidirektionale Schalter (S4), die zugehörigen Treiberstufen und weitere Steuerelektronik in einem integrierten Schaltkreis verschaltet sind.
6. Bidirektionaler Hochtiefsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 bis 5, **dadurch gekennzeichnet**, dass zwischen der positiven (1) und der negativen Eingangsklemme (2) ein Kondensator geschaltet ist.
7. Bidirektionaler Hochtiefsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass zwischen der positiven (4) und der negativen Ausgangsklemme (3) die Serienschaltung einer Spule (LB) und einer Batterie geschaltet ist.
8. Bidirektionaler Hochtiefsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass zwischen der positiven (4) und der negativen Ausgangsklemme (3) eine Gleichstrommaschine oder ein ohmsch-induktiver Aktuator geschaltet ist.
9. Bidirektionaler Hochtiefsetzsteller gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass zwischen der positiven (4) und der negativen Ausgangsklemme (3) eine Spule (L2) in Serie mit einer oder mehreren in Serie geschalteten Licht emittierenden Dioden geschaltet ist.

Hierzu 1 Blatt Zeichnungen

Figuren

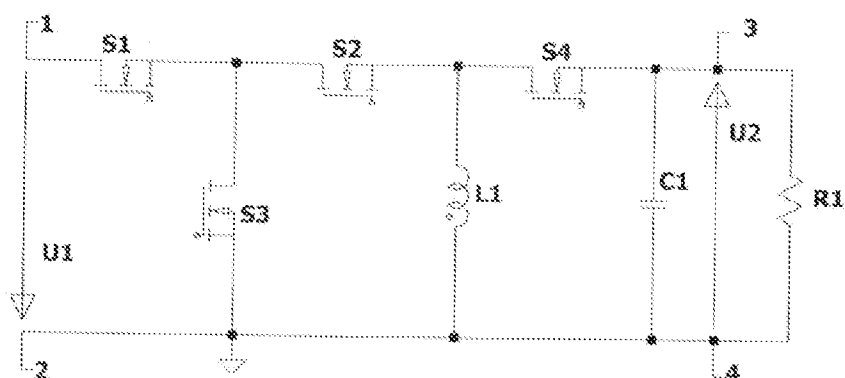


Fig. 1

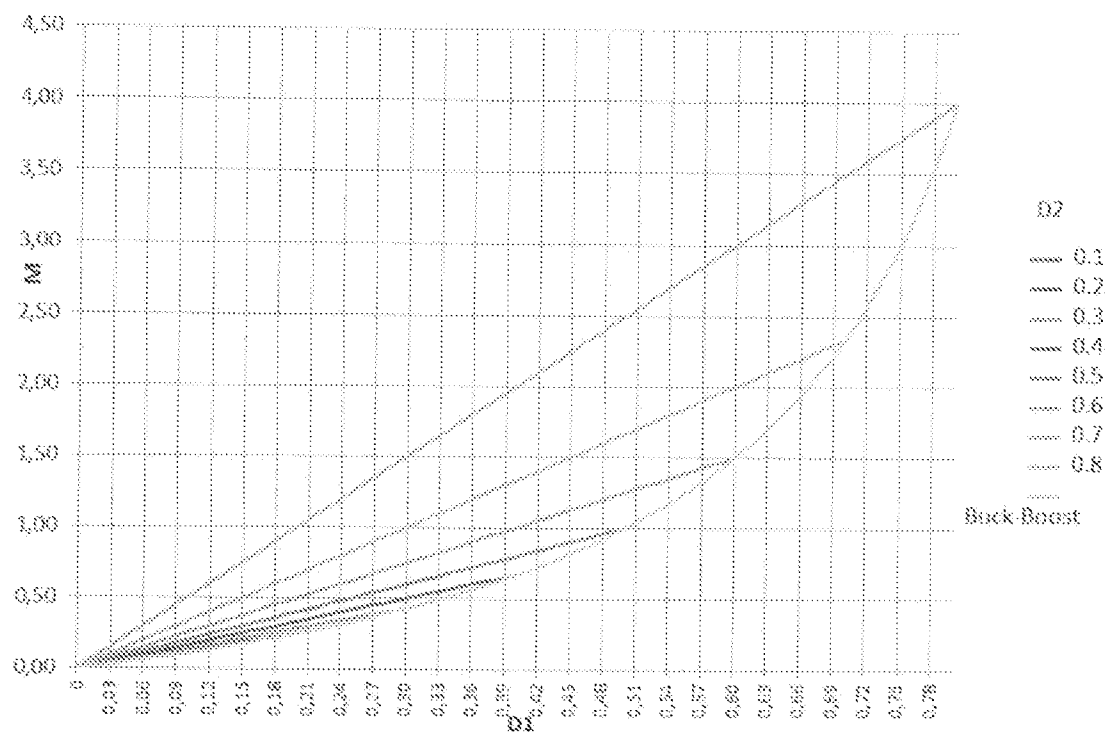


Fig. 2

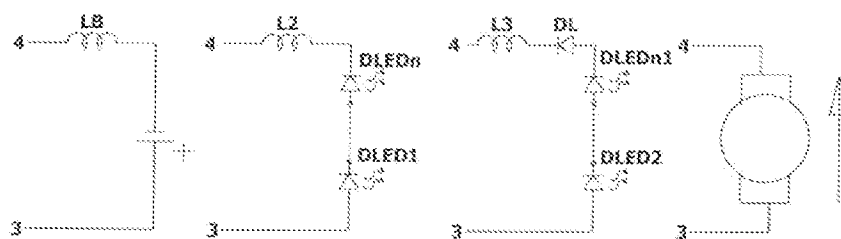


Fig. 3