

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4697051号
(P4697051)

(45) 発行日 平成23年6月8日(2011.6.8)

(24) 登録日 平成23年3月11日(2011.3.11)

(51) Int. Cl. F I
H05B 41/24 (2006.01) H05B 41/24 F
H05B 41/282 (2006.01) H05B 41/29 A

請求項の数 6 (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願2006-146103 (P2006-146103)
 (22) 出願日 平成18年5月26日(2006.5.26)
 (65) 公開番号 特開2007-317512 (P2007-317512A)
 (43) 公開日 平成19年12月6日(2007.12.6)
 審査請求日 平成21年2月5日(2009.2.5)

(73) 特許権者 000005832
 パナソニック電気株式会社
 大阪府門真市大字門真1048番地
 (74) 代理人 100085615
 弁理士 倉田 政彦
 (72) 発明者 中村 俊朗
 大阪府門真市大字門真1048番地
 松下電気株式会社内
 審査官 宮崎 光治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 点灯装置、灯具、車両

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

スイッチング動作によって電力変換を行うDC-DC変換回路を用いた点灯装置において、少なくともDC-DC変換回路の入力端あるいは出力端にフィルタを備え、該フィルタは第1のコンデンサと第2のコンデンサが端子間に並列接続され、第1、第2のコンデンサの間にはインダクタが接続され、前記インダクタには、ダイオードと抵抗の直列回路が並列に接続された構成であることを特徴とする点灯装置。

【請求項2】

スイッチング動作によって電力変換を行うDC-DC変換回路を用いた点灯装置において、少なくともDC-DC変換回路の入力端あるいは出力端にフィルタを備え、該フィルタは第1のコンデンサと第2のコンデンサが端子間に並列接続され、第1、第2のコンデンサの間にはインダクタと第1のダイオードの直列回路が接続され、前記インダクタと第1のダイオードの直列回路には、第2のダイオードと抵抗の直列回路が並列に接続された構成であることを特徴とする点灯装置。

【請求項3】

前記抵抗の抵抗値を R_d 、第1のコンデンサの容量を C_2 、第2のコンデンサの容量を C_o 、前記インダクタのインダクタンス値を L_f とすると、 $R_d \leq \{ L_f (C_2 + C_o) / 4 C_2 \cdot C_o \}$ としたことを特徴とする請求項1または2の点灯装置。

【請求項4】

第1及び第2のコンデンサのうち、DC-DC変換回路の動作によって発生したリップルを

抑制すべき端子側のコンデンサと前記インダクタで設定されるカットオフ周波数と、該コンデンサと前記抵抗で設定されるカットオフ周波数との比が10以下となるように各定数を設定したことを特徴とする請求項1～3のいずれかに記載の点灯装置。

【請求項5】

請求項1～4のいずれかに記載の点灯装置を搭載したことを特徴とする灯具。

【請求項6】

請求項5の灯具を搭載したことを特徴とする車両。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明はスイッチング回路を用いた点灯装置及びこれを搭載した灯具、車両に関するものである。

【背景技術】

【0002】

LEDなどのように、所定の順方向降下電圧を有し、低インピーダンス特性の負荷では、電流を安定に供給するための安定化回路が必要となる。一般的には負荷と電源の間に抵抗などを直列に接続して負荷電流の安定化を行うが、抵抗などでは電力損失が大きくなるため、スイッチング回路を利用した電力変換回路によって、負荷電流を安定化させる場合がある。また、LEDを直列に接続し、電源電圧よりも高い順方向降下電圧を有する負荷回路として動作させる場合、昇圧用のスイッチング回路を利用した電力変換回路が必要となる。

【0003】

さらに、高輝度放電灯などのように、負性抵抗特性を有する負荷の場合も、ランプ電流の安定化を図るために、安定化回路を必要とする。近年では、小型化や力率改善効果などの面でスイッチング回路を利用した電力変換回路を用いた電子安定器が多用されるようになった。

【0004】

図8に電力変換回路としてフライバックコンバータを利用したLEDのn個直列負荷の点灯装置の例を示す。直流電源Eをスイッチング素子SWによりスイッチングし、トランスTの1次側に高周波電流を流し、トランスTの2次側にLEDが必要とする電圧が得られるように電力変換し、LEDに電流を供給する。c点で出力電流を検出し、出力電流指令(Vref1)との比較によって誤差信号を得たのち、誤差増幅器Gを介することでPWM信号指令を生成する。

【0005】

このPWM信号指令を受けて、PWM信号発生回路で所定のPWM信号を発生させ、スイッチング素子SWにオン・オフ制御信号を供給し、出力を調整するように、フィードバック系を構成している。図8の例では、PWM信号発生回路は、誤差増幅器Gから出力されたPWM信号指令値と、三角波発振器OSCから出力される三角波とをコンパレータComp1で比較した結果をPWM信号とする三角波比較を例示している。

【0006】

負荷が接続されていない場合、出力端が開放状態となり、回路素子が破壊するまで出力電圧が上昇することになるため、出力電圧V2を検出し、所定の過電圧設定値(Vref3)に達したことを過電圧検出回路OVPで検知すると、コンパレータComp3の出力をLowレベルとし、PWM信号発生回路とスイッチング素子SWの間に挿入されたANDゲートを遮断することで、スイッチング素子SWの動作を停止させ、それ以上は出力電圧V2が上昇しないように動作させる。

【0007】

この回路では、スイッチング動作を用いているため、2次側の出力端には電圧リップルが発生する。LEDなどのように、ある程度の順方向電圧降下はあってもインピーダンスが低い負荷の場合、出力の僅かなりリップル電圧が大きなりリップル電流を発生させる。大きなりプ

10

20

30

40

50

ル電流はノイズ源となり、望ましいものではない。

【0008】

出力電圧リップルを抑制するため、2次側の平滑コンデンサC2の後段にフィルタとしてインダクタLfとコンデンサCoから構成されるフィルタを接続し、C-L-Cの型フィルタを構成している。

【0009】

ところが、負荷が接続されている場合は問題ないが、負荷を接続していない無負荷状態の場合、前述した過電圧保護機能によってスイッチング動作が間欠発振動作となる。

【0010】

このとき、コンデンサC2、Coの電圧差が生じると、コンデンサC2、インダクタLf、コンデンサCoの間でエネルギーが交互に移動し、振動現象が起きる。振動現象により電圧検出端(a点)の電圧が低下した場合、無負荷状態であるにもかかわらず、スイッチング動作が再開するため、さらに出力電圧V2を上昇させ、結果的に共振現象が発生し、出力端に非常に大きな振動電圧が生じる可能性がある。

10

【0011】

このようなLCフィルタの共振現象を抑制するため、特許文献1(特開2002-216988号公報)では無負荷状態において、過電圧に達した場合、スイッチング素子を完全に停止させるのではなく、2次側に送る電力が回路損失以下となるようなオン・デューティでスイッチング動作を継続し、フィルタの共振周波数以下にスイッチング周波数が低下しないように動作させ、共振現象を抑制している。この場合、制御回路がやや複雑化し

20

【0012】

一方、特許文献2(特開2004-104976号公報)ではLCフィルタの共振を抑制するため、インダクタLfと並列に抵抗またはダイオードを接続した例を示している。しかしながら、インダクタLfと並列に抵抗Rdを接続した構成の場合、抵抗RdとインダクタLfの並列インピーダンスとなり、フィルタ効果が低下しやすいうえ、抵抗Rdに交流分が流れて、ACロスが増加しやすくなる。また、インダクタLfと並列にダイオードを接続した構成の場合、ダイオード電圧が順方向の場合に合成インピーダンスが大幅に低下するためフィルタ効果が低下する。例えば、図8のインダクタLfに並列にダイオードをコンデンサC2側がカソードとなるように接続した場合、負荷に供給されるべきインダクタLfの電流の一部がコンデンサC2に戻り易く、負荷への出力電流リップルが増加しやすくなるなどの課題がある。

30

【0013】

また、特許文献3(特開平5-111251号公報)には、スイッチングレギュレータの出力端にC-L-Cの型フィルタを設け、フィルタとトランスの出力巻線の間抵抗器で構成される安定化回路を挿入することで、オーバーシュート電圧を抑制することが提案されているが、無負荷時の間欠発振動作による共振現象を防止するための構成ではないし、フィルタ用のインダクタと並列に抵抗を接続するものではない。

【特許文献1】特開2002-216988号公報

【特許文献2】特開2004-104976号公報

【特許文献3】特開平5-111251号公報

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0014】

本発明は上述のような点に鑑みてなされたものであり、入力端あるいは出力端にLCフィルタを有するスイッチング回路を利用した電力変換回路によって、LEDのような順方向降下電圧を有する低インピーダンス負荷や高輝度放電灯のような負性抵抗負荷を点灯させる点灯装置において、無負荷時の間欠発振動作によって生じる共振電圧を簡単な構成で抑制し、フィルタ性能の低下を抑えることを課題とする。

【課題を解決するための手段】

50

【 0 0 1 5 】

本発明によれば、図 1 に示すように、スイッチング動作によって電力変換を行う DC - DC 変換回路を用いた点灯装置において、少なくとも DC - DC 変換回路の入力端あるいは出力端にフィルタを備え、該フィルタは第 1 のコンデンサ C 2 と第 2 のコンデンサ C o が端子間に並列接続され、第 1、第 2 のコンデンサ C 2, C o の間にはインダクタ L f が接続され、前記インダクタ L f には、ダイオード D c と抵抗 R d の直列回路が並列に接続された構成であることを特徴とするものである。

【 0 0 1 6 】

ここで、前記抵抗の抵抗値を R d、第 1 のコンデンサの容量を C 2、第 2 のコンデンサの容量を C o、前記インダクタのインダクタンス値を L f とすると、 $R d \leq \{ L f (C 2 + C o) / 4 C 2 \cdot C o \}$ とすることが好ましい。また、第 1 及び第 2 のコンデンサのうち、DC - DC 変換回路の動作によって発生したリップルを抑制すべき端子側のコンデンサ C o と前記インダクタ L f で設定されるカットオフ周波数と、該コンデンサ C o と前記抵抗 R d で設定されるカットオフ周波数との比が 1 0 以下となるように各定数を設定することが好ましい。さらに、図 5 に示すように、インダクタ L f にダイオード D c と逆極性となるようにダイオード D f を直列に接続しても良い。

【発明の効果】

【 0 0 1 7 】

本発明によれば、少なくとも DC - DC 変換回路の入力端あるいは出力端に設けた LC フィルタのインダクタと並列に、ダイオードと抵抗の直列回路が並列に接続された構成であるので、無負荷時や軽負荷時などに DC - DC 変換回路のスイッチング動作が間欠発振動作となって、ダイオードに電流が流れる期間では、抵抗成分を含む LCR フィルタとして作用することで、振動電流を抵抗値に応じて減衰させることができ、これにより共振現象が起きることを防止できる効果がある。また、ダイオードに電流が流れない期間には抵抗成分を含まない LC フィルタとして作用することで通常の負荷時におけるフィルタ機能を損なうことがなく、しかも振動電流減衰用の抵抗には電流が流れないことで、通常負荷時の電力ロスが増大しないという利点がある。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 8 】

(実施の形態 1)

図 1 に実施の形態 1 の回路図を示す。図 1 の実施の形態では、スイッチング動作によって電力変換を行う DC - DC 変換回路を用いた点灯装置において、DC - DC 変換回路の出力端に電圧リップル低減用のフィルタを備え、該フィルタは平滑コンデンサ C 2 と出力コンデンサ C o が端子間に並列接続され、コンデンサ C 2, C o の間にはインダクタ L f が接続され、前記インダクタ L f には、ダイオード D c と抵抗 R d の直列回路が並列に接続された構成である。なお、図示は省略するが、その他の構成については図 8 の従来例と同様であり、電流フィードバック制御のための誤差増幅器 G や PWM 信号発生回路ならびに過電圧検出回路 OVP を備えており、無負荷時や軽負荷時には間欠発振動作となることがある。

【 0 0 1 9 】

点灯装置 1 の出力端には、平滑コンデンサ C 2、インダクタ L f、出力コンデンサ C o から構成される C - L - C 構成の型フィルタを備えているが、さらに、このフィルタのインダクタ L f と並列にダイオード D c と抵抗 R d の直列回路を並列に接続したものである。ダイオード D c は出力電流の流れる方向とは逆極性となるようにコンデンサ C 2 側がカソードとなるように接続されている。

【 0 0 2 0 】

コンデンサ C 2 からコンデンサ C o 側に電流が流れるときには、インダクタ L f を介して流れ、フィルタ特性はコンデンサ C 2、インダクタ L f、コンデンサ C o の定数に起因する。コンデンサ C o の電圧がコンデンサ C 2 の電圧よりも高くなると、ダイオード D c がオンし、インダクタ L f を介する電流と同時に、ダイオード D c、抵抗 R d を介しても

10

20

30

40

50

電流が流れる。このとき、インダクタ L_f には抵抗 R_d が並列に接続されるため、フィルタ特性はインダクタ L_f と抵抗 R_d の合成インピーダンスとコンデンサ C_2 、 C_o の定数に起因することになる。

【0021】

すなわち、無負荷状態で出力端に振動現象が発生した場合、インダクタ L_f に蓄えられたエネルギーは抵抗 R_d にて消費され、振動を抑制する。しかし、抵抗 R_d の抵抗値が大きすぎると、抵抗 R_d でのエネルギー消費が少なく、振動の抑制効果が低い。

【0022】

例えば、抵抗 R_d の抵抗値が高すぎると、図2(a)に示すように、コンデンサ C_2 の電圧 V_2 がコンデンサ C_o の電圧 V_o に比べて V_c だけ高くなった場合、減衰振動を伴い、やがて $V_2 = V_o$ となるが、振動を伴うため、過電圧保護のための間欠発振機能による共振現象を抑制する力が弱い。

10

【0023】

そこで、抵抗 R_d の抵抗値を適当な値に選定することで、図2(b)に示すような非振動の減衰波形とすることが望ましく、このような所定条件にすることで、コンデンサ C_o からコンデンサ C_2 へのエネルギー移動量を減らし、共振現象を抑制することが可能となる。図中、 I_{L_f} はインダクタ L_f に流れる電流であり、 I_d はダイオード D_c に流れる電流である。

【0024】

非振動波形とするための抵抗 R_d の値の条件を以下に示す。フィルター部のみを取り出すと、図3(a)のようになるが、コンデンサ C_2 と C_o は直列回路として合成し、図3(b)のようになる。このとき、合成容量 C_{2o} は、 $C_{2o} = C_2 \cdot C_o / (C_2 + C_o)$ となる。

20

【0025】

ダイオード D_c を含めて挙動を数式化するのは難しいが、図2(b)のような振動を伴わない減衰波形を意図するならば、コンデンサ C_2 と C_o の間に $V_{C_{2o}} = V_c$ の電位差が発生した場合、 $t = 0 \sim T_1$ の期間は、図3(c)のような等価回路(LC回路)となり、 $V_2 = V_o$ 以降、すなわち、 $t = T_1$ 以降は図3(d)のような等価回路(LCR回路)で考えられる。

【0026】

$t = 0 \sim T_1$ では、図3(c)より、

30

【数1】

$$\frac{1}{C_{2o}} \int i(t) dt + L_f \frac{di(t)}{dt} = 0$$

なる微分方程式をラプラス変換し、

$(1/C_{2o}) \int i(0) dt = VC_{2o}$ 、 $i(0) = 0$ より、

【数2】

$$\frac{1}{C_{2o}} \frac{1}{s} \{ I(s) + \int i(0) dt \} + L_f \{ s \cdot I(s) - i(0) \} = 0$$

40

$$I(s) = \frac{VC_{2o}}{L_f} \frac{1}{L_f \cdot C_{2o} \cdot s^2 + 1}$$

をラプラス逆変換し、

【数3】

$$i(t) = VC_{2o} \cdot \sqrt{\frac{C_{2o}}{L_f}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_f \cdot C_{2o}}}$$

50

【0027】

$t = T_1$ では、 $V_2 - V_0 = 0$ となり、このとき、 $i(T_1)$ は最大となるので、
 $i(T_1) = VC_0 \quad (C_0 / L_f)$

【0028】

$t = T_1$ 以降では、図3(d)より、

【数4】

$$\frac{1}{C_0} \int i(t) dt + R_d \cdot i_c(t) = 0$$

$$\frac{1}{C_0} \int i(t) dt + L_f \cdot \frac{d\{i(t) - i_c(t)\}}{dt} = 0 \quad 10$$

【0029】

上式を変形して $i_c(t)$ を消去すると、

【数5】

$$\frac{1}{C_0} \int i(t) dt + L_f \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{L_f}{R_d \cdot C_0} i(t) = 0$$

【0030】

これをラプラス変換し、 $i(T_1) = VC_0 \quad (C_0 / L_f) = I_{T_1}$ 、 $(1 / C_0) \int i(T_1) dt = 0$ より、
 20

【数6】

$$\frac{1}{C_0} \frac{1}{s} \{I(s) + \int i(T_1) dt\} + L_f \{s \cdot I(s) - i(T_1)\} + \frac{L_f}{R_d \cdot C_0} I(s) = 0$$

【0031】

$i(T_1) = VC_0 \quad (C_0 / L_f) = I_{T_1}$ とし、
 $(1 / C_0) \int i(T_1) dt = 0$ より、

【数7】

$$\frac{1}{C_0} \frac{1}{s} I(s) + s \cdot L_f \cdot I(s) - L_f \cdot I_{T_1} + \frac{L_f}{R_d \cdot C_0} I(s) = 0 \quad 30$$

$$I(s) = \frac{s \cdot I_{T_1}}{s^2 + \frac{s}{R_d \cdot C_0} + \frac{1}{L_f \cdot C_0}} = \frac{s \cdot I_{T_1}}{(s - \alpha)(s - \beta)}$$

ここで、

【数8】

$$\alpha = -\frac{1}{2R_d \cdot C_0} + \sqrt{\frac{1}{(2R_d \cdot C_0)^2} - \frac{1}{L_f \cdot C_0}} \quad 40$$

$$\beta = -\frac{1}{2R_d \cdot C_0} - \sqrt{\frac{1}{(2R_d \cdot C_0)^2} - \frac{1}{L_f \cdot C_0}}$$

【0032】

$I(s)$ をラプラス逆変換し、

【数 9】

$$i(t) = IT1 \left[\lim_{s \rightarrow \alpha} \frac{d}{ds} \left\{ e^{st} \frac{s}{s-\beta} \right\} + \lim_{s \rightarrow \beta} \frac{d}{ds} \left\{ e^{st} \frac{s}{s-\alpha} \right\} \right]$$

$$= \frac{(\alpha^2 t - \alpha\beta t - \beta) e^{\alpha t} + (\beta^2 t - \alpha\beta t - \alpha) e^{\beta t}}{(\alpha - \beta)^2}$$

となる。ここで、 $i(t)$ が非振動的であるためには、上式の ならびに に虚数項が含まれていなければよい。 10

【0033】

すなわち、

【数10】

$$\frac{1}{(2R_d \cdot C_2)^2} - \frac{1}{L_f \cdot C_2} \geq 0$$

であれば良く、この場合、

$$\frac{1}{R_d^2} \geq \frac{4C_2}{L_f}$$

となる。よって、 R_d が次式を満足すれば、図 2 (b) のような非振動の減衰波形とすることができる。 20

$$R_d \geq \sqrt{L_f (C_2 + C_0) / 4C_2 \cdot C_0}$$

【0034】

上式を満足すれば、振動現象を抑制できるが、抵抗 R_d の値があまり小さすぎると、コンデンサ C_0 からコンデンサ C_2 に電流が戻る極性では、インダクタ L_f とコンデンサ C_0 の合成インピーダンスが低下しすぎてしまい、フィルタ効果が低下することになる。

【0035】

そこで、抵抗 R_d は前記条件に加えて、以下の条件をも満足させるようにする。

【0036】

図 1 の実施の形態の場合、コンデンサ C_2 によって電力変換回路からの断続的なエネルギー供給をある程度平滑するが、幾らかはリップル電圧が残っている。残ったリップル電圧をインダクタ L_f 、コンデンサ C_0 によってさらに取り除く。 30

【0037】

このとき、インダクタ L_f と最終的にリップルを取り除くコンデンサ C_0 で決まるカットオフ周波数： $1 / 2 (L_f \cdot C_0)$ と、抵抗 R_d とコンデンサ C_0 で決まるカットオフ周波数： $1 / 2 (R_d \cdot C_0)$ との比が 10 以下となるように、抵抗 R_d を設定する。抵抗 R_d を低くしすぎて、前記それぞれのカットオフ周波数が 10 倍以上も違うとフィルタの特性がカットオフ周波数の高い方でほとんど決まってしまうため、カットオフ周波数の比を 10 以下とすることで、コンデンサ C_0 からコンデンサ C_2 に電流が戻る極性でのフィルタ効果の低下を防止できる。 40

【0038】

(実施の形態 2)

図 4 に実施の形態 2 を示す。図 4 の実施の形態では、スイッチング動作によって電力変換を行う DC - DC 変換回路を用いた点灯装置において、DC - DC 変換回路の入力端にフィルタを備え、該フィルタは入力コンデンサ C_i とコンデンサ C_1 が端子間に並列接続され、コンデンサ C_i 、 C_1 の間にはインダクタ L_f が接続され、前記インダクタ L_f には、ダイオード D_c と抵抗 R_d の直列回路が並列に接続された構成である。図示は省略するが、出力制御回路 2 の構成については図 8 の従来例と同様であり、電流フィードバック制御のための誤差増幅器 G や PWM 信号発生回路ならびに過電圧検出回路 OVP を備えて 50

おり、無負荷時や軽負荷時には間欠発振動作となることがある。なお、インバータ I N V とインバータ駆動回路 3 は出力極性の反転を制御しており、イグナイタ I G N は始動パルス発生用である。

【 0 0 3 9 】

この実施の形態は高輝度放電灯点灯装置の例を示しており、また、本発明のフィルタを入力側に設置した例を示している。高輝度放電灯の場合、ランプが外れている場合のほか、点灯装置が動作を開始し、放電開始するまでの間、無負荷状態となる。このため、無負荷状態では前述と同様に過電圧保護のため、出力電圧 V 2 が所定値を超えると、スイッチング動作を停止し、間欠発振動作となることで、過度の電圧上昇を防止する機能を有している。

10

【 0 0 4 0 】

スイッチング方式の電力変換回路の場合、1次側の電流もスイッチング動作によって断続するので、入力電流リップルを抑制するため、一般的に容量の大きな電解コンデンサを接続する。しかし、電解コンデンサは高周波特性が悪く、リップル除去能力の大きな電解コンデンサは比較的大型となり、点灯装置の小型化が困難となる。

【 0 0 4 1 】

そこで、高周波特性が良く、比較的小容量でもリップル除去が可能なフィルムコンデンサやセラミックコンデンサを用いて、C - L - C 構成の型フィルタを構成し、1次側のリップル電流を抑制する場合がある。このとき、負荷が無負荷状態で間欠発振動作を行うと、前述と同様な共振現象が発生する。よって、インダクタ L f に並列にダイオード D c と抵抗 R d の直列回路を並列接続し、抵抗 R d を前記所定条件とすることで共振現象を抑制できる。

20

【 0 0 4 2 】

(実施の形態 3)

図 5 に実施の形態 3 を示す。図 5 の実施の形態では、スイッチング動作によって電力変換を行う D C - D C 変換回路を用いた点灯装置において、D C - D C 変換回路の出力端にフィルタを備え、該フィルタは平滑コンデンサ C 2 と出力コンデンサ C o が端子間に並列接続され、コンデンサ C 2 , C o の間にはインダクタ L f と第 1 のダイオード D f の直列回路が接続され、前記インダクタ L f と第 1 のダイオード D f の直列回路には、第 2 のダイオード D c と抵抗 R d の直列回路が並列に接続された構成であることを特徴とする。

30

【 0 0 4 3 】

図 1 の実施の形態 1 と比べると、図 5 の実施の形態 3 では、フィルタ回路におけるインダクタ L f にダイオード D f を直列接続したものである。ダイオード D f は出力電流に対し、順方向すなわち出力側をカソードとするように接続されている。これによって、コンデンサ C o の電圧がコンデンサ C 2 の電圧よりも高くなった場合、インダクタ L f には電流が流れず、抵抗 R d のみに電流が流れるため、フィルタ効果の低下を図 1 の実施の形態より抑制できる。

【 0 0 4 4 】

なお、特に図示はしないが、図 4 の実施の形態においても、フィルタのインダクタ L f と直列に、入力電流に対し順方向すなわち入力側をアノードとするようにダイオード D f を接続しても良く、図 4 の実施の形態よりもフィルタ効果の低下を抑制できる。

40

【 0 0 4 5 】

(実施の形態 4)

図 6 に L E D 1 0 0 を複数個直列接続して灯具に収めた例を示す。点灯装置 1 の構成は図 1 または図 5 のいずれであっても良い。図 6 の灯具では、光学特性改善のため、レンズ機能を有するカバー 1 0 1 を有し、L E D の放熱器 1 0 2 が取り付けられている。点灯装置 1 は灯具から分離した構成となっているが、灯具に直付けした構成でもよい。

【 0 0 4 6 】

(実施の形態 5)

図 6 の灯具を図 7 のような自動車の前照灯 2 0 1 や方向指示器 2 0 2、尾灯 2 0 3 等に

50

用いてもよく、点灯装置 1 を車室内などに設置して、出力線を延長してもリップル電流を抑制しているためノイズの発生を小さく出来る。

【 0 0 4 7 】

なお、電力変換回路や制御回路の構成は上述の各実施の形態に例示した構成に限るものではない。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 4 8 】

【図 1】本発明の実施の形態 1 の回路図である。

【図 2】図 1 の回路の動作説明のための波形図である。

【図 3】図 1 の回路の動作説明のための等価回路図である。

【図 4】本発明の実施の形態 2 の回路図である。

【図 5】本発明の実施の形態 3 の回路図である。

【図 6】本発明の実施の形態 4 の灯具の断面図である。

【図 7】本発明の実施の形態 5 の車両の斜視図である。

【図 8】従来例の回路図である。

【符号の説明】

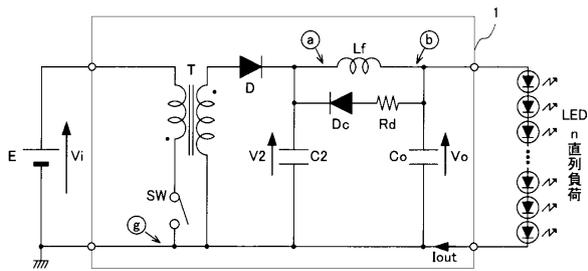
【 0 0 4 9 】

- T トランス
- S W スイッチング素子
- C 2 平滑コンデンサ
- C o 出力コンデンサ
- L f フィルタ用インダクタ
- D c ダイオード
- R d 抵抗

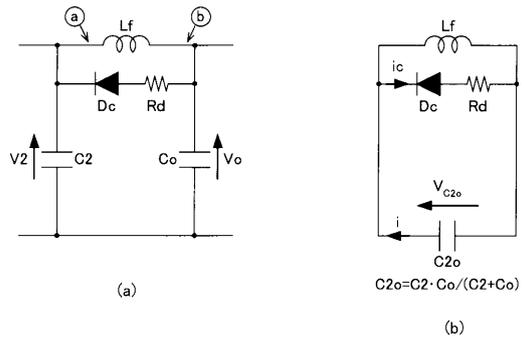
10

20

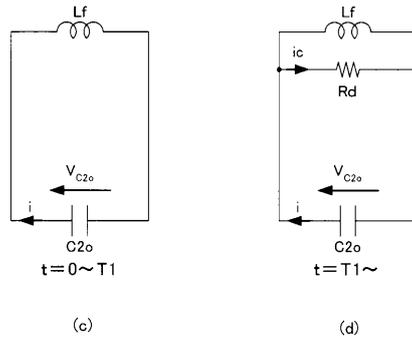
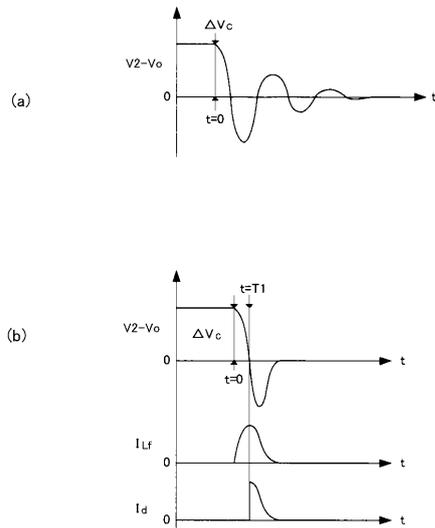
【図 1】



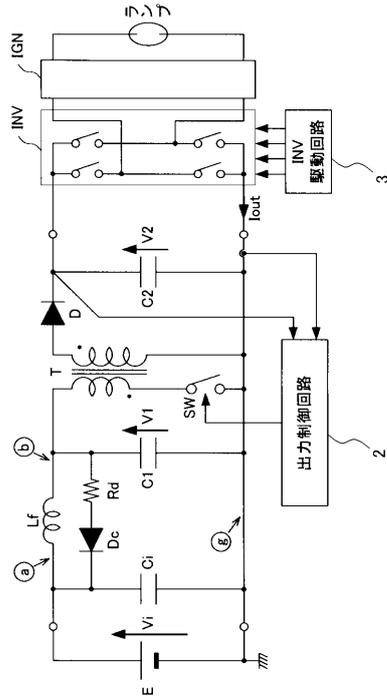
【図 3】



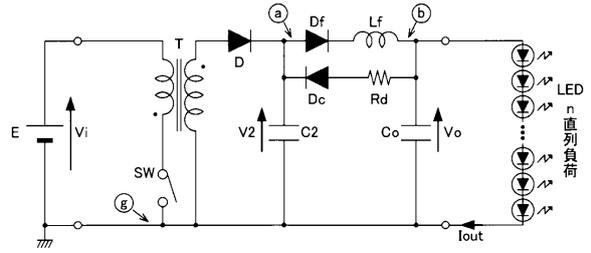
【図 2】



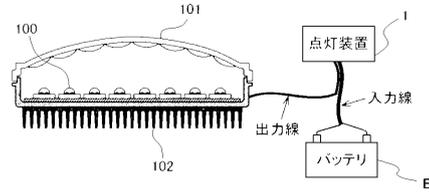
【図4】



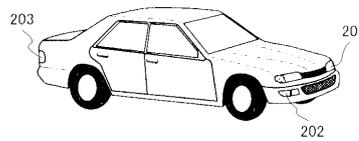
【図5】



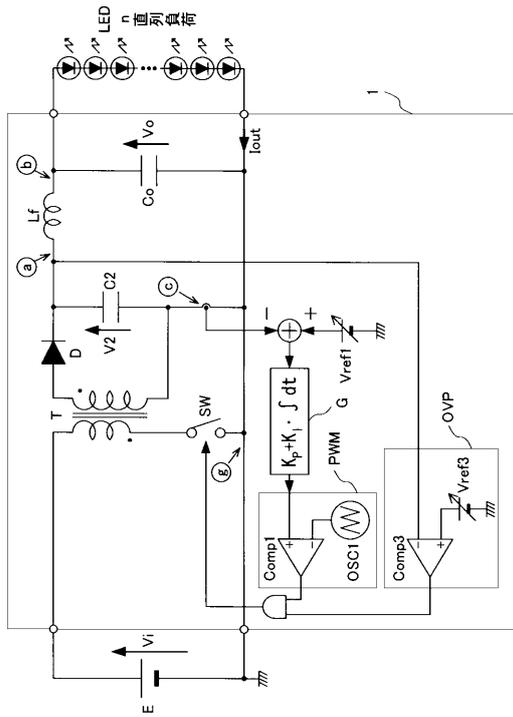
【図6】



【図7】



【図8】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2002-216988(JP,A)
特開昭60-131025(JP,A)
実開平05-006796(JP,U)
特開平09-331697(JP,A)
特開2004-104976(JP,A)
特開平06-310287(JP,A)
特開2001-043984(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H05B41/24-41/298
H02M3/00-3/44
H02M1/00-1/44
H02M7/00-7/40
H02M7/42-7/98