

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3561878号
(P3561878)

(45) 発行日 平成16年9月2日(2004.9.2)

(24) 登録日 平成16年6月11日(2004.6.11)

(51) Int. Cl.⁷

H02M 3/28

F I

H02M 3/28

C

請求項の数 2 (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2000-78094 (P2000-78094)	(73) 特許権者	000237662 富士通アクセス株式会社 神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号
(22) 出願日	平成12年3月21日(2000.3.21)	(74) 代理人	100105337 弁理士 眞鍋 潔
(65) 公開番号	特開2001-268903 (P2001-268903A)	(74) 代理人	100072833 弁理士 柏谷 昭司
(43) 公開日	平成13年9月28日(2001.9.28)	(74) 代理人	100075890 弁理士 渡邊 弘一
審査請求日	平成14年10月3日(2002.10.3)	(74) 代理人	100110238 弁理士 伊藤 壽郎
		(72) 発明者	安達 弘樹 神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号 富士通電装株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 過電流保護回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

出力電圧を検出して基準電圧との差分に対応してトランスの一次巻線に接続したスイッチングトランジスタのオン幅を制御する電圧安定化手段と、前記トランスの一次巻線を通る電流を検出した電流検出電圧が基準電圧を超えた時に過電流状態として前記スイッチングトランジスタのオン幅を狭くして前記出力電圧を垂下させる垂下制御手段とを有するフライバックコンバータの過電流保護回路に於いて、

前記垂下制御手段は、前記トランスの一次巻線に流れる電流を検出して充電する第1のコンデンサと、前記トランスの三次巻線の誘起電圧を、ダイオードを介して充電する第2のコンデンサと、前記第1のコンデンサの端子電圧と前記第2のコンデンサの端子電圧とを逆極性に加算した電圧と基準電圧とを誤差増幅器に入力して比較し、前記過電流状態の時の前記出力電圧の垂下により、前記加算した電圧を増大させる構成を備えたことを特徴とする過電流保護回路。

【請求項2】

出力電圧を検出して基準電圧との差分に対応してトランスの一次巻線に接続したスイッチングトランジスタのオン幅を制御する電圧安定化手段と、前記トランスの一次巻線を通る電流を検出した電流検出電圧が基準電圧を超えた時に過電流状態として前記スイッチングトランジスタのオン幅を狭くして前記出力電圧を垂下させる垂下制御手段とを有するフライバックコンバータの過電流保護回路に於いて、

前記垂下制御手段は、前記トランスの一次巻線に流れる電流を検出して充電する第1のコン

10

20

ンデンサと、該第 1 のコンデンサの端子電圧と基準電圧とを比較する誤差増幅器と、前記トランスの三次巻線の誘起電圧を、ダイオードを介して充電する第 2 のコンデンサと、前記誤差増幅器の出力信号により前記スイッチングトランジスタのオン幅を狭くして前記出力電圧を垂下させた時の前記第 2 のコンデンサの端子電圧の低下によりオンとなって前記基準電圧より高い電圧を前記誤差増幅器に入力するトランジスタとを備えたことを特徴とする

過電流保護回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、フライバックコンバータのトランスの一次側の電流を検出して、トランスの二次側の負荷電流を判定し、この負荷電流が過電流状態となった時に、出力電圧を強制的に垂下させて、過電流による焼損等を回避する過電流保護回路に関する。

【0002】

【従来の技術】

スイッチング電源装置に於いては、負荷の短絡状態や地絡等により過電流が流れることがあるから、このような過電流を検出した時に、出力電圧を垂下させる過電流保護回路が設けられている。通常は、トランスの二次側に流れる負荷電流を検出し、過電流状態となった時に、トランスの一次巻線に接続したスイッチングトランジスタのオン幅を狭くして、出力電流を垂下させることにより、過電流保護を行う構成が一般的である。このような負荷電流を直接検出する代わりに、トランスの一次側の電流を検出し、過電流状態となった時に、スイッチングトランジスタのオン幅を狭くして、出力電圧を垂下させる構成も知られている。

【0003】

図 5 は従来例の過電流保護回路の説明図であり、フライバックコンバータに適用した場合を示し、T 1 はトランス、N 1 は一次巻線、N 2 は二次巻線、Q 1 はスイッチングトランジスタ、E は直流電源、L D は負荷、D 1 ~ D 3 はダイオード、C 1 , C 2 はコンデンサ、R 1 ~ R 4 は抵抗、S W G は鋸歯状波発生器、A 1 , A 2 は誤差増幅器、A 3 は比較器、V r 1 , V r 2 は基準電圧、P C 1 はホトカブラ、V c はホトカブラの電源を示す。

【0004】

直流電源 E からトランス T 1 の一次巻線に電流を供給するスイッチングトランジスタ Q 1 がオンからオフとなると、トランス T 1 の二次巻線 N 2 の誘起電圧がダイオード D 1 の順方向となり、コンデンサ C 1 を充電する。このコンデンサ C 1 の端子電圧を負荷 L D に印加する出力電圧 V o とする。この出力電圧 V o をホトカブラ P C 1 の発光ダイオードに印加し、電源 V c が印加されたホトトランジスタの出力信号を誤差増幅器 A 2 に入力し、基準電圧 V r 2 に対する誤差成分をダイオード D 3 を介して比較器 A 3 に入力する。この比較器 A 3 は、鋸歯状波発生器 S W G からの鋸歯状波信号と比較し、その比較出力信号は、パルス幅制御信号となってスイッチングトランジスタ Q 1 のゲートに印加し、スイッチングトランジスタ Q 1 のオン幅を制御する。

【0005】

それにより、出力電圧 V o が設定値より上昇すると、スイッチングトランジスタ Q 1 のオン幅を狭くし、反対に出力電圧 V o が設定値より低下すると、スイッチングトランジスタ Q 1 のオン幅を広くする制御を行って、負荷 L D に印加する出力電圧 V o を安定化する。前述のホトカブラ P C 1 , 誤差増幅器 A 2 , 基準電圧 V r 2 を含む構成が電圧安定化手段を構成している。

【0006】

又抵抗 R 1 によりトランス T 1 の一次巻線 N 1 に流れる電流を検出し、抵抗 R 2 を介してコンデンサ C 2 を充電し、そのコンデンサ C 2 の端子電圧を電流検出電圧として基準電圧 V r 1 と誤差増幅器 A 1 により比較する。負荷 L D に供給する電流が増大すると、トランス T 1 の一次巻線 N 1 に流れる電流も増大するから、負荷 L D に供給する電流が過電流状

10

20

30

40

50

態となった時のコンデンサC2の端子電圧が基準電圧 V_{r1} を超えるように設定しておくことにより、負荷電流が過電流状態となると、誤差増幅器A1の出力信号は、ダイオードD2を介して比較器A3に入力され、比較器A3の出力信号は、出力電圧 V_o が上昇した場合に相当し、スイッチングトランジスタQ1のオン幅を狭くして、出力電圧 V_o を垂下させる。前述の抵抗R1, 誤差増幅器A1, 基準電圧 V_{r1} を含む構成が垂下制御手段を構成している。

【0007】

即ち、定格電流以下の場合は、誤差増幅器A2の出力信号に従ってスイッチングトランジスタQ1のオン幅を制御して、出力電圧 V_o が一定となるように制御し、定格電流を超えた過電流状態となると、誤差増幅器A1の出力信号に従ってスイッチングトランジスタQ1のオン幅を狭くして出力電圧 V_o が垂下するように制御するものである。

10

【0008】**【発明が解決しようとする課題】**

スイッチング電源装置に於いては、過電流検出により出力電圧を垂下させて過電流保護を行うもので、例えば、フォーワードコンバータの場合、図6の(A)に示すように、横軸を電流I、縦軸を電圧Vとして、定格電流を I_o とすると、この定格電流 I_o 以下の場合に、出力電圧 V_o を一定となるように制御し、この定格電流 I_o を超えると、トランスの一次巻線に接続したスイッチングトランジスタのオン幅を狭くして、出力電圧 V_o を垂下させ、負荷電流を抑制することができる。

【0009】

20

これに対して、フライバックコンバータの場合は、トランスの一次側から二次側への変換は電力として行われる。従って、図5に示す従来例に於いて、トランスT1の一次側の電流を検出し、その一次側の電流が設定値以上流れないようにスイッチングトランジスタQ1のオン幅を制御している場合、オン幅を狭くすることにより、トランスT1の二次側の出力電圧は垂下することになるが、一次側の電力は、一次側電流の最大値 I_{max} と直流電源Eの電圧 V_e との積となり、トランスT1の二次側の出力電圧を垂下させるに伴って出力電流が増加する。即ち、図6の(B)に示すように、定格電流 I_o 以下では出力電圧 V_o を一定に維持し、定格電流 I_o を超える電流が流れた時に、出力電圧を垂下させると、電力一定の為に、出力電流が増加し、二次側の過電流状態を十分に保護することができない問題がある。従って、従来は、このような過電流状態に耐え得る二次側の回路部品を

30

用いる必要があり、コストアップとなる問題もあった。
本発明は、フライバックコンバータに於ける過電流状態の検出により、二次側の電流を確実に抑制することを目的とする。

【0010】**【課題を解決するための手段】**

本発明の過電流保護回路は、(1)出力電圧 V_o を検出して基準電圧 V_{r2} との差分に対応してトランスT1の一次巻線N1に接続したスイッチングトランジスタQ1のオン幅を制御する電圧安定化手段と、前記トランスT1の一次巻線N1を流れる電流を検出した電流検出電圧が基準電圧 V_{r1} を超えた時に過電流状態として前記スイッチングトランジスタQ1のオン幅を狭くして前記出力電圧 V_o を垂下させる垂下制御手段とを有するフライバックコンバータの過電流保護回路であって、過電流状態の時の出力電圧 V_o の垂下により、電流検出電圧を増大させる手段を垂下制御手段に設けたものである。

40

【0011】

又(2)前記垂下制御手段は、前記トランスT1の三次巻線N3の誘起電圧を、前記電流検出電圧と逆極性として、基準電圧と比較する誤差増幅器A1に入力する構成を有するものである。

【0012】

又(3)前記垂下制御手段は、前記トランスT1の三次巻線N3の誘起電圧の垂下によってオンとなり、前記電流検出電圧より高い電圧を、電流検出電圧と基準電圧とを比較する誤差増幅器に入力するトランジスタを設けた構成を有するものである。

50

【 0 0 1 3 】

又(4)前記垂下制御手段は、ホトトランジスタを介して前記電流検出電圧と逆極性の電圧を誤差増幅器に入力し、且つ発光ダイオードに前記出力電圧を印加するホトカプラを設けた構成を有するものである。

【 0 0 1 4 】

【 発明の実施の形態 】

図1は本発明の第1の実施の形態の説明図であり、T1はトランス、N1は一次巻線、N2は二次巻線、N3は三次巻線、Q1はスイッチングトランジスタ、Eは直流電源、LDは負荷、D1～D4はダイオード、C1～C3はコンデンサ、R1～R5は抵抗、SWGは鋸歯状波発生器、A1、A2は誤差増幅器、A3は比較器、Vr1、Vr2は基準電圧、PC1はホトカプラ、Vcはホトカプラの電源を示す。

10

【 0 0 1 5 】

この実施の形態は、フライバックコンバータのトランスT1に三次巻線N3を設け、この三次巻線N3にダイオードD4を介して充電する第2のコンデンサC2と、この第2のコンデンサC2の端子電圧Vfを、第1のコンデンサC2の端子電圧Vaとは逆極性に抵抗R5を介して加算して、誤差増幅器A1に入力し、基準電圧Vr1と比較して、その出力信号を、ダイオードD2を介して比較器A3に入力する。又フライバックコンバータとしての動作は、前述の従来例と同様であるから、重複した説明は省略する。

【 0 0 1 6 】

定常時は、コンデンサC2の端子電圧VaとコンデンサC3の端子電圧Vfと基準電圧Vr1とを、 $Vr1 > (Va - Vf)$ の関係となるように設定する。従って、誤差増幅器A2の出力信号による出力電圧Voの安定化制御が行われる。即ち、電圧安定化手段による制御が行われ、垂下制御手段はスイッチング制御には作用していない。この状態に於ける出力電圧Voは一定であるから、コンデンサC3の端子電圧Vfはほぼ一定となる。しかし、電流検出電圧に相当するコンデンサC2の端子電圧Vaは、抵抗R1に流れる電流に対応して変化するが、前述の条件が維持されるから、誤差増幅器A1の出力信号はダイオードD2によって阻止されることになる。

20

【 0 0 1 7 】

又負荷LDに供給する電流が増大して過電流状態となると、トランスT1の一次側に流れる電流も増大して、この電流を検出する抵抗R1の両端の電圧が上昇し、それにより、コンデンサC2の端子電圧Vaが上昇し、 $Vr1 < (Va - Vf)$ の関係となる。従って、誤差増幅器A1の出力信号がダイオードD2を介して比較器A3に入力され、スイッチングトランジスタQ1のオン幅を狭くする制御が行われる。

30

【 0 0 1 8 】

このような過電流検出による制御が開始されると、トランスT1の二次巻線N2と三次巻線N3との誘起電圧が低下する。従って、コンデンサC3の端子電圧Vfも低下する。それにより、 $Vr1 < (Va - Vf)$ の関係となる。即ち、電流検出電圧を増大させた場合と同様となり、スイッチングトランジスタQ1のオン幅を一層狭くするように制御し、出力電圧Voを一層垂下させて、二次側の電流の上昇を抑制し、過電流保護を確実に行うことができる。

40

【 0 0 1 9 】

図2は本発明の第2の実施の形態の説明図であり、図1と同一符号は同一部分を示し、D5はダイオード、Q2はトランジスタ、R6～R8は抵抗、VbはトランジスタQ2の電源電圧を示す。この電源電圧Vbは、基準電圧Vr1より高い電圧とするものである。

【 0 0 2 0 】

定常時は、第2のコンデンサC3の端子電圧によりダイオードD5に逆方向電圧が印加される状態とし、基準電圧Vr1より高い電圧Vbが印加されるトランジスタQ2はオフ状態となる。又第1のコンデンサC2の端子電圧は基準電圧、Vr1以下であるから、誤差増幅器A2の出力信号がダイオードD3を介して比較器A3に入力されてスイッチングトランジスタQ1のオン幅の制御が行われる。

50

【0021】

そして、負荷LDに供給する電流に対応して、トランスT1の一次側の電流が上昇し、コンデンサC2の端子電圧が基準電圧 V_{r1} を超えると、負荷LDに供給する電流が過電流状態となった時であり、この過電流検出による誤差増幅器A1の出力信号によって、スイッチングトランジスタQ1のオン幅を狭くするように制御が開始される。それにより、トランスT1の二次巻線N2と三次巻線N3との誘起電圧が低下し、コンデンサC3の端子電圧も低下し、ダイオードD5に順方向電流が流れる状態となる。従って、トランジスタQ2のベース電流が流れて、トランジスタQ2はオンとなり、電圧 V_b が誤差増幅器A1に入力される。従って、誤差増幅器A1の出力信号が大きくなるから、スイッチングトランジスタQ1のオン幅を一層狭くして、出力電圧 V_o を一層垂下させ、負荷LDに供給する電流の増大を抑制して、過電流保護を確実に行うことができる。

10

【0022】

図3は本発明の第3の実施の形態の説明図であり、図1と同一符号は同一部分を示し、R9, R10は抵抗である。この実施の形態は、誤差増幅器A1の-端子に印加する基準電圧 V_{r1} の極性を前述の図1及び図2に示す実施の形態の場合と逆極性とし、又コンデンサC2の端子電圧 V_a とコンデンサC3の端子電圧 V_f と基準電圧 V_{r1} とを、定常時は、 $-V_{r1} > (-V_a + V_f)$ の関係となるように設定する。

【0023】

トランスT1の二次側の電流の増加に対応して、一次側の電流が増加し、抵抗R1の両端の電圧が上昇し、それによってコンデンサC2の端子電圧 V_a が大きくなり、 $-V_{r1} <$

20

【0024】

$(-V_a + V_f)$ の関係となると、過電流状態であるから、誤差増幅器A1の出力信号をダイオードD2を介して比較器A3に入力し、スイッチングトランジスタQ1のオン幅を狭くするように制御が開始される。

それによって、トランスT1の二次巻線N2と三次巻線N3との誘起電圧が低下し、コンデンサC3の端子電圧 V_f も低下する。この端子電圧 V_f の低下と、コンデンサC2の端子電圧 V_a の上昇とによって、 $-V_{r1} < (-V_a + V_f)$ の関係となり、誤差増幅器A1の出力信号は一層大きくなり、スイッチングトランジスタQ1のオン幅は一層狭くなるように制御される。従って、出力電圧 V_o の垂下が一層急激となって、過電流保護を行うことができる。

30

【0025】

図4は本発明の第4の実施の形態の説明図であり、図1と同一符号は同一部分を示し、PC2はホトカブラ、R11は抵抗、 V_d は電源電圧を示す。この実施の形態は、出力電圧 V_o の垂下をホトカブラPC2によって検出して、過電流状態の時の出力電圧 V_o の垂下を更に制御する構成であり、定格電流の時のコンデンサC2の端子電圧 V_a とホトカブラPC2を介した電圧 V_d との差が、基準電圧 V_{r1} とほぼ等しくなるように設定する。即ち、定格電流以下の時に、 $V_{r1} > (V_a - V_d)$ の関係とし、定格電流を超えた過電流状態となると、コンデンサC2の端子電圧 V_a の上昇により、 $V_{r1} < (V_a - V_d)$ となって、スイッチングトランジスタQ1のオン幅を狭くする出力電圧 V_o の垂下制御に入る。

40

【0026】

それによる出力電圧 V_o の垂下により、ホトカブラPC2を介して誤差増幅器A1に入力される電圧 V_d が低下するから、 $V_{r1} < (V_a - V_d)$ の関係となって、誤差増幅器A1の出力信号は更に大きくなり、スイッチングトランジスタQ1のオン幅を一層狭くするように制御して、出力電圧 V_o の垂下を更に大きくし、過電流保護を行うことができる。

【0027】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明は、負荷LDに供給する出力電圧 V_o を検出し、基準電圧 V_{r2} との差分に対応してトランスT1の一次巻線N1に接続したスイッチングトランジスタQ1のオン幅を制御する電圧安定化手段と、トランスT1の一次巻線N1を流れる電流

50

を抵抗 R_1 により検出した電流検出電圧が基準電圧 V_{r1} を超えた時に過電流状態として、スイッチングトランジスタ Q_1 のオン幅を狭くし、出力電圧 V_o を垂下させる垂下制御手段とを有するフライバックコンバータの過電流保護回路であって、過電流状態の時の出力電圧 V_o の垂下により、誤差増幅器 A_1 に入力するコンデンサ C_2 の端子電圧 V_a に相当する電流検出電圧を増大させる手段を垂下制御手段に設けたもので、トランス T_1 の三次巻線 N_3 の誘起電圧を利用することができる。このような構成により、フライバックコンバータに於いて、過電流検出時の出力電圧 V_o の垂下制御による二次側の電流増大の問題を解決することができる利点がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の第 1 の実施の形態の説明図である。

10

【図 2】本発明の第 2 の実施の形態の説明図である。

【図 3】本発明の第 3 の実施の形態の説明図である。

【図 4】本発明の第 4 の実施の形態の説明図である。

【図 5】従来例の過電流保護回路の説明図である。

【図 6】出力電圧垂下特性説明図である。

【符号の説明】

T_1 トランス

N_1 一次巻線

N_2 二次巻線

N_3 三次巻線

20

Q_1 スwitchingトランジスタ

A_1, A_2 誤差増幅器

A_3 比較器

SWG 鋸歯状波発生器

$D_1 \sim D_4$ ダイオード

$C_1 \sim C_3$ コンデンサ

V_{r1}, V_{r2} 基準電圧

PC_1 ホトカブラ

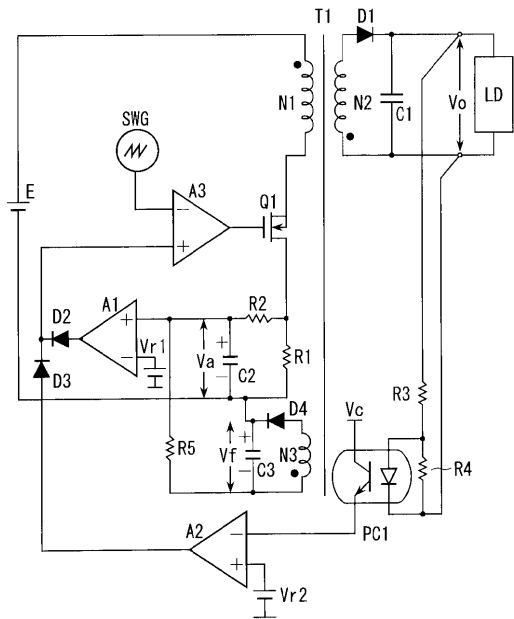
LD 負荷

E 直流電源

30

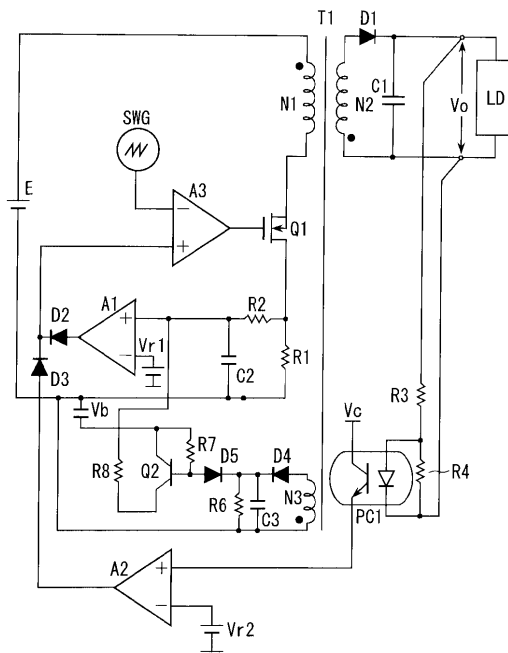
【 図 1 】

本発明の第1の実施の形態の説明図



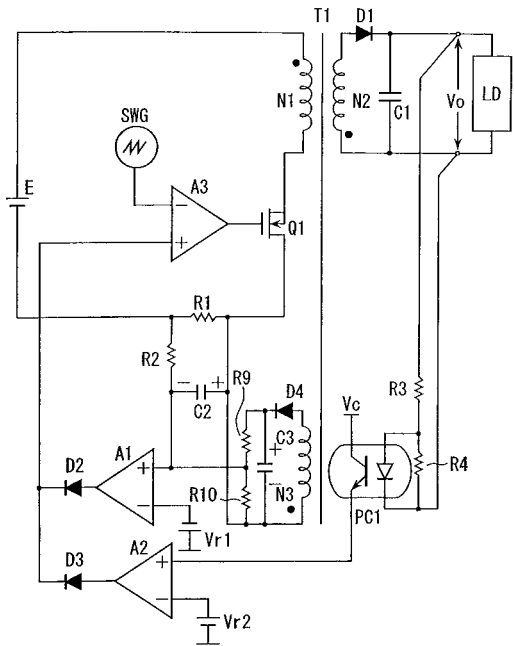
【 図 2 】

本発明の第2の実施の形態の説明図



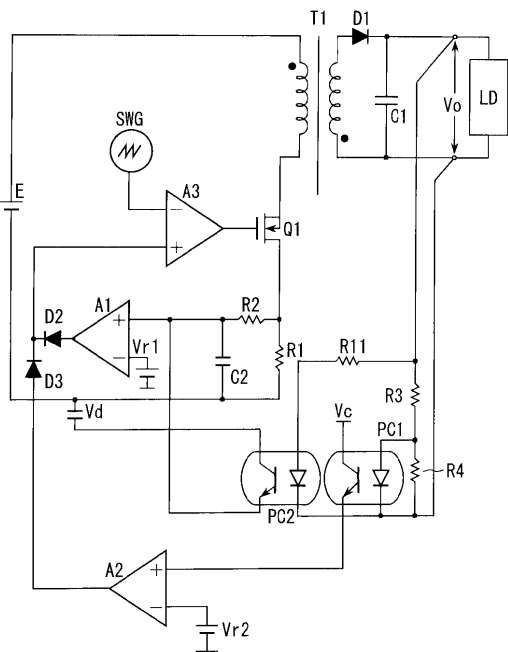
【 図 3 】

本発明の第3の実施の形態の説明図



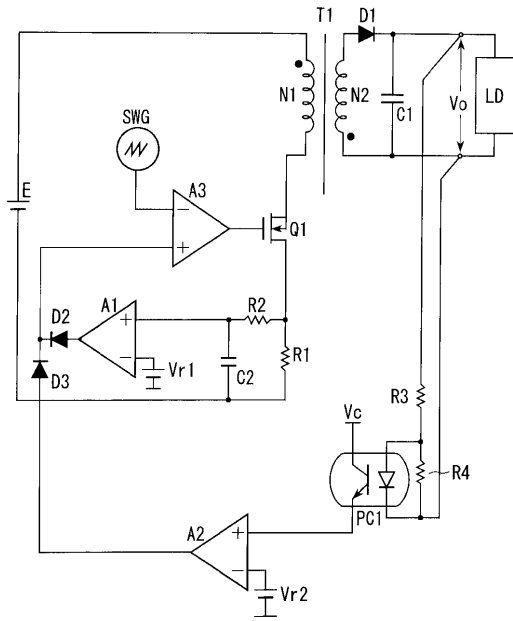
【 図 4 】

本発明の第4の実施の形態の説明図



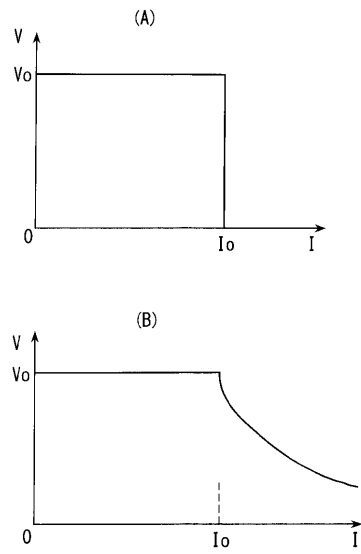
【 図 5 】

従来例の過電流保護回路の説明図



【 図 6 】

出力電圧垂下特性説明図



フロントページの続き

- (72)発明者 小林 和雄
神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号 富士通電装株式会社内
- (72)発明者 西村 勝彦
神奈川県川崎市高津区坂戸1丁目17番3号 富士通電装株式会社内

審査官 川端 修

- (56)参考文献 特開平10-295075(JP,A)
特開平01-286774(JP,A)
特開平09-182419(JP,A)
実開平01-162784(JP,U)
特開平07-107740(JP,A)
特開平6-149396(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)
H02M 3/28