

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-185082

(P2005-185082A)

(43) 公開日 平成17年7月7日(2005.7.7)

(51) Int. Cl.⁷

H02M 7/06

F I

H02M 7/06

L

テーマコード (参考)

5H006

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号 特願2004-86472 (P2004-86472)
 (22) 出願日 平成16年3月24日 (2004.3.24)
 (31) 優先権主張番号 特願2003-396613 (P2003-396613)
 (32) 優先日 平成15年11月27日 (2003.11.27)
 (33) 優先権主張国 日本国 (JP)

(71) 出願人 000002853
 ダイキン工業株式会社
 大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号
 梅田センタービル
 (74) 代理人 100089233
 弁理士 吉田 茂明
 (74) 代理人 100088672
 弁理士 吉竹 英俊
 (74) 代理人 100088845
 弁理士 有田 貴弘
 (74) 代理人 100103229
 弁理士 福市 朋弘
 (72) 発明者 中村 信広
 大阪府堺市金岡町1304番地 ダイキン
 工業株式会社堺製作所金岡工場内
 最終頁に続く

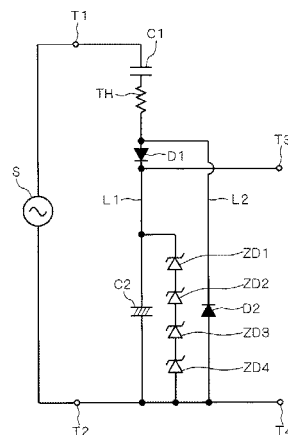
(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【要約】

【課題】 高効率化、低コスト化及び小型化等が図れる電力変換装置を提供する。

【解決手段】 この電力変換装置では、交流を入力する第1及び第2の入力側接続部T1、T2の間に、降圧用の第1のコンデンサC1、半波整流用の第1のダイオードD1及び平滑用の第2のコンデンサC2を介挿するとともに、第2の入力側接続部T2と第1のダイオードD1との入力端との間に、第1のコンデンサC1の放電用の第2のダイオードD2を介挿している。そして、交流電源Sから与えられる交流が、第1及び第2のコンデンサC1、C2により分圧(降圧)されて第1のダイオードD1によって直流化され、第2のコンデンサC2により平滑化されつつ、ツェナーダイオードZD1~ZD4により規定される出力電圧で、第1及び第2の出力側接続部T3、T4を介して負荷側に供給される。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流 (S) を降圧して直流に変換する電力変換装置であって、

前記交流の出力を入力する第 1 及び第 2 の入力側接続部 (T 1 , T 2) と、

前記第 1 の入力側接続部 (T 1) と前記第 2 の入力側接続部 (T 2) との間の第 1 の電気接続路 (L 1) に、前記第 1 の入力側接続部側から順に直列に介挿された第 1 のコンデンサ (C 1) 及び第 2 のコンデンサ (C 2) と、

前記第 1 の電気接続路における第 1 のコンデンサと前記第 2 のコンデンサとの間に、前記第 2 の入力側接続部側に向けて順方向となるように介挿された第 1 のダイオード (D 1) と、

前記第 1 の電気接続路における前記第 1 のコンデンサと前記第 1 のダイオードとの間と、前記第 2 の入力側接続部とを接続する第 2 の電気接続路 (L 2) に、前記第 2 の入力側接続部側に向けて逆方向になるように介挿された第 2 のダイオード (D 2) と、

前記第 1 の電気接続路における前記第 1 のダイオードと前記第 2 のコンデンサとの間と接続された前記直流の出力用の第 1 の出力側接続部 (T 3) と、

前記第 2 の入力側接続部と接続された前記直流の出力用の第 2 の出力側接続部 (T 4) と、

を備える、電力変換装置。

10

【請求項 2】

請求項 1 に記載の電力変換装置において、

前記第 1 の出力側接続部 (T 3) と前記第 2 の出力側接続部 (T 4) との間に、前記第 1 の出力側接続部側に向けて順方向になるように介挿されたツェナーダイオード (Z D) をさらに備える、電力変換装置。

20

【請求項 3】

請求項 1 又は 2 に記載の電力変換装置において、

前記第 1 の電気接続路 (L 1) における前記第 2 の電気接続路 (L 2) が接続された接続位置よりも前記第 1 の入力側接続部側に介挿された抵抗 (R) をさらに備える、電力変換装置。

【請求項 4】

請求項 3 に記載の電力変換装置において、

前記抵抗はサーミスタである、電力変換装置。

30

【請求項 5】

請求項 3 に記載の電力変換装置において、

前記抵抗 (R) の一端と前記第 2 の入力側接続部 (T 2) との間に接続された第 3 のコンデンサ (C 3) を更に備える、電力変換装置。

【請求項 6】

請求項 5 に記載の電力変換装置において、

前記抵抗 (R) の前記一端は前記第 2 の入力側接続部 (T 2) 側の端である、電力変換装置。

【請求項 7】

請求項 5 に記載の電力変換装置において、

前記抵抗 (R) の前記一端は前記第 1 の入力側接続部 (T 1) 側の端である、電力変換装置。

40

【請求項 8】

請求項 5 ないし 7 のいずれかに記載の電力変換装置において、

前記第 1 のコンデンサと前記第 3 のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている、電力変換装置。

【請求項 9】

請求項 1 ないし 8 のいずれかに記載の電力変換装置において、

前記第 1 のコンデンサと前記第 2 のコンデンサとの容量比が、1 対 1 0 0 0 に設定され

50

ている、電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、交流を降圧して直流に変換する電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

例えば、エアコン等においては、室外機の電源電圧が200Vの3相交流であるのに対して、室内機等に備えられる通信系統の電源には60Vの直流が必要となる場合がある。このような場合、200Vの3相交流を60Vの直流に変換して通信系統に供給する必要がある。 10

【0003】

図17は、従来電力変換装置の回路図である。この電力変換装置では、交流電源Sから第1及び第2の入力側接続部T1、T2を介して与えられる交流が、降圧されつつ半波整流により直流に変換され、第1及び第2の出力側接続部T3、T4を介して負荷（図示せず）に与えられる。

【0004】

第1及び第2の入力側接続部T1、T2の間には、第1の入力側接続部T1側から順に、複数の抵抗を備える降圧用の抵抗ユニットRUと、ダイオードD11と、コンデンサC11とがこの記載順序で直列に介挿されている。ダイオードD11は、第1の入力側接続部側T1から第2の入力側接続部T2側に向けて順方向となっている。また、直列接続された複数のツェナーダイオードZD11～ZD13が、コンデンサC11に並列に接続されている。このツェナーダイオードZD11～ZD13は、第2の入力側接続部T2側から第1の入力側接続部T1側に向けて順方向になっている。さらに、コンデンサC11の放電用の抵抗R11がコンデンサC11に並列に接続されている。 20

【0005】

第1の出力側接続部T3はダイオードD11の順方向下流側の接続部と接続されており、第2の出力側接続部T4は第2の入力側接続部T2と接続されている。

【0006】

より具体的には例えば、第2の入力側接続部T2の電位を基準として第1の入力側接続部T1に対して200V（波高値）の交流電圧が、交流電源Sから印加される。そしてこれを変換して60Vの直流電圧に変換される。これに対応して、抵抗ユニットRUは200Vの交流を60Vの直流に降圧するために必要な抵抗値を有するものが用いられる。コンデンサC11の容量としては470μFが採用され、ツェナーダイオードZD11～ZD13のツェナー電圧はいずれも20Vが採用されている。 30

【0007】

そして、交流電源Sから与えられる交流電圧が抵抗ユニットRUで降圧されつつダイオードD11に通されて半波整流され、コンデンサC11及びツェナーダイオードZD11～ZD13で安定化されて、60Vの直流電圧として負荷側に出力される。

【0008】

ここで、図18及び図19は、図17の回路上における各部の電位変化及び電流変化を例示した波形図である。図18の波形WD11は第2の入力側接続部T2の電位を基準とした第1の入力側接続部T1の電位変化を示し、同図の波形WD12は抵抗ユニットRUの両端電圧の変化を示し、同図の波形WD13は第2の入力側接続部T2の電位を基準とした第2の出力側接続部T3の電位変化を示している。波形WD12が正の領域では、抵抗ユニットRUにおいてジュール損が発生する。 40

【0009】

また、図19の波形WD14は、第1の入力側接続部T1から交流電源S側に流れる電流の向きを正とした場合における交流電源Sから第1の入力側接続部T1に流れる電流の変化を示している。同図の波形WD15は、第1のダイオードD11を介してコンデンサ 50

C 1 1 側に流れる電流の向きを正とした場合におけるコンデンサ C 1 1 に供給される電流の変化を示している。同図の波形 W D 1 6 は、ツェナーダイオード Z D 1 1 ~ Z D 1 3 の順方向に流れる電流の向きを正とした場合におけるツェナーダイオード Z D 1 1 ~ Z D 1 3 に流れる電流の変化を示している。

【 0 0 1 0 】

なお、平滑コンデンサの端子電圧を一定にする先行技術としては、全波整流回路における特許文献 1 に記載のものがある。

【 0 0 1 1 】

【特許文献 1】特開平 6 - 2 8 4 7 2 9 号公報

【発明の開示】

10

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 2 】

図 1 7 に示す従来の電力変換装置では、抵抗ユニット R U により降圧を行うため、抵抗ユニット R U でのジュール損失が大きく、効率が悪いとともに、高価でしかも大型である大容量の抵抗ユニット R U を使用しなければならず、効率、コスト及び装置サイズ等の点で問題がある。

【 0 0 1 3 】

そこで、本願発明の解決すべき課題は、高効率化、低コスト化及び小型化等が図れる電力変換装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

20

【 0 0 1 4 】

請求項 1 にかかる発明は、交流 (S) を降圧して直流に変換する電力変換装置であって、前記交流の出力を入力する第 1 及び第 2 の入力側接続部 (T 1 , T 2) と、前記第 1 の入力側接続部 (T 1) と前記第 2 の入力側接続部 (T 2) との間の第 1 の電気接続路 (L 1) に、前記第 1 の入力側接続部側から順に直列に介挿された第 1 のコンデンサ (C 1) 及び第 2 のコンデンサ (C 2) と、前記第 1 の電気接続路における第 1 のコンデンサと前記第 2 のコンデンサとの間に、前記第 2 の入力側接続部側に向けて順方向となるように介挿された第 1 のダイオード (D 1) と、前記第 1 の電気接続路における前記第 1 のコンデンサと前記第 1 のダイオードとの間と、前記第 2 の入力側接続部とを接続する第 2 の電気接続路 (L 2) に、前記第 2 の入力側接続部側に向けて逆方向になるように介挿された第 2 のダイオード (D 2) と、前記第 1 の電気接続路における前記第 1 のダイオードと前記第 2 のコンデンサとの間と接続された前記直流の出力用の第 1 の出力側接続部 (T 3) と、前記第 2 の入力側接続部と接続された前記直流の出力用の第 2 の出力側接続部 (T 4) とを備える。

30

【 0 0 1 5 】

請求項 2 にかかる発明は、請求項 1 に記載の電力変換装置において、前記第 1 の出力側接続部 (T 3) と前記第 2 の出力側接続部 (T 4) との間に、前記第 1 の出力側接続部側に向けて順方向になるように介挿されたツェナーダイオード (Z D) をさらに備える。

【 0 0 1 6 】

請求項 3 にかかる発明は、請求項 1 又は 2 に記載の電力変換装置において、前記第 1 の電気接続路 (L 1) における前記第 2 の電気接続路 (L 2) が接続された接続位置よりも前記第 1 の入力側接続部側に介挿された抵抗 (R) をさらに備える。

40

【 0 0 1 7 】

請求項 4 にかかる発明は、請求項 3 に記載の電力変換装置において、前記抵抗はサーミスタである。

【 0 0 1 8 】

請求項 5 にかかる発明は、請求項 3 に記載の電力変換装置において、前記抵抗 (R) の一端と前記第 2 の入力側接続部 (T 2) との間に接続された第 3 のコンデンサ (C 3) を更に備える。

【 0 0 1 9 】

50

請求項 6 にかかる発明は、請求項 5 に記載の電力変換装置において、前記抵抗 (R) の前記一端は前記第 2 の入力側接続部 (T 2) 側の端である。

【 0 0 2 0 】

請求項 7 にかかる発明は、請求項 5 に記載の電力変換装置において、前記抵抗 (R) の前記一端は前記第 1 の入力側接続部 (T 1) 側の端である。

【 0 0 2 1 】

請求項 8 にかかる発明は、請求項 5 ないし 7 のいずれかに記載の電力変換装置において、前記第 1 のコンデンサと前記第 3 のコンデンサとの容量比はほぼ同程度に設定されている。

【 0 0 2 2 】

請求項 9 にかかる発明は、請求項 1 ないし 8 のいずれかに記載の電力変換装置において、前記第 1 のコンデンサと前記第 2 のコンデンサとの容量比が、1 対 1 0 0 0 に設定されている。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 3 】

請求項 1 に記載の発明によれば、第 1 及び第 2 の入力側接続部を介して与えられる交流を、第 1 及び第 2 のコンデンサにより分圧 (降圧) して第 1 のダイオードによって直流化し、第 2 のコンデンサにより平滑化しつつ、第 1 及び第 2 の出力側接続部を介して負荷側に供給することができる。

【 0 0 2 4 】

このように、電圧降下を抵抗でなくコンデンサにより行うため、電圧降下時にジュール損失が発生せず高効率であるので、周辺部品に対する熱対策を考慮する必要がない。また従来のように高価な大容量の降圧用抵抗を使用する必要がなく、低コスト化が図れる。

【 0 0 2 5 】

また、大型化しやすい降圧用抵抗を使用する必要がないため、部品の実装面積を小さくでき、プリント基板等の装置構成の小型化が図れ、構造面及びコスト面で有利である。

【 0 0 2 6 】

請求項 2 に記載の発明によれば、ツェナーダイオードにより安定した直流電圧を出力することができる。

【 0 0 2 7 】

請求項 3 や請求項 4 に記載の発明によれば、抵抗、例えばサーミスタにより第 1 及び第 2 の電気接続路に流れる突入電流を効果的に抑制することができる。

【 0 0 2 8 】

請求項 5 に記載の発明によれば、交流に脈動が存在した場合に招来される、第 1 の電気接続路での過電流を抑制することができる。特にツェナーダイオードを採用している場合には、その熱負荷を軽減することができる。

【 0 0 2 9 】

請求項 6 に記載の発明によれば、第 1 コンデンサと抵抗とが成す C R 直列回路の時定数により、交流の脈動の影響を効果的に抑制できる。

【 0 0 3 0 】

請求項 7 に記載の発明によれば、交流が脈動する周波数が高い場合であっても、抵抗の定格を大きくする必要がない。

【 0 0 3 1 】

請求項 8 に記載の発明によれば、交流の脈動振幅が出力される直流電圧の二倍程度であってもツェナーダイオードに流れる不要な電流を抑制できる。

【 0 0 3 2 】

請求項 9 に記載の発明によれば、入力される交流を、第 1 及び第 2 のコンデンサにより効果的に分圧して直流化することができる。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 3 3 】

10

20

30

40

50

第 1 の実施の形態 .

図 1 は本発明の第 1 の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。この電力変換装置は、交流電源 S から与えられる交流を降圧して直流に変換して出力する。その構成要素として、図 1 に示すように、交流を入力する第 1 及び第 2 の入力側接続部 T 1 , T 2 と、直流を出力する第 1 及び第 2 の出力側接続部 T 3 , T 4 と、第 1 及び第 2 のコンデンサ C 1 , C 2 と、第 1 及び第 2 のダイオード D 1 , D 2 と、複数のツェナーダイオード Z D 1 ~ Z D 4 と、サーミスタ T H を備えている。

【 0 0 3 4 】

第 1 及び第 2 のコンデンサ C 1 , C 2 は、この記載の順序で、第 1 の入力側接続部 T 1 と第 2 の入力側接続部 T 2 との間を接続する第 1 の電気接続路 L 1 に第 1 の入力側接続部側から順に直列に介挿されている。第 1 のコンデンサ C 1 は分圧による電圧降下を行うため、第 2 のコンデンサ C 2 は平滑化のため、それぞれ設けられている。第 1 のコンデンサ C 1 での電圧降下を有効に行うため、第 1 のコンデンサ C の容量と第 2 のコンデンサ C 2 の容量比は、例えば 1 対 1 0 0 0 に設定される。

10

【 0 0 3 5 】

第 1 のダイオード D 1 は半波整流を行うために、第 1 の電気接続路 L 1 における第 1 のコンデンサ C 1 と第 2 のコンデンサ C 2 との間に、第 1 の入力側接続部 T 1 側から第 2 の入力側接続部 T 2 側に向けて順方向となるように介挿されている。

【 0 0 3 6 】

第 2 のダイオード D 2 は、第 1 のコンデンサ C 1 の放電用のためのものであり、第 1 の電気接続路 L 1 における第 1 のコンデンサ C 1 と第 1 のダイオード D 1 との間と、第 2 の入力側接続部 T 2 とを接続する第 2 の電気接続路 L 2 に、第 2 の入力側接続部 T 2 側に向けて逆方向になるように介挿されている。

20

【 0 0 3 7 】

第 1 の出力側接続部 T 3 は、第 1 の電気接続路 L 1 における第 1 のダイオード D 1 と第 1 のコンデンサ C 1 との間と接続されており、第 2 の出力側接続部 T 4 は、第 2 の入力側接続部 T 2 と接続されている。

【 0 0 3 8 】

複数のツェナーダイオード Z D 1 ~ Z D 4 は、第 1 の出力側接続部 T 3 と第 2 の出力側接続部 T 4 との間に、第 2 の出力側接続部 T 4 側から第 1 の出力側接続部 T 3 側に向けて順方向になるように直列に介挿されている。

30

【 0 0 3 9 】

サーミスタ T H は、突入電流抑制のためのものであり、第 1 の電気接続路 L 1 における第 2 の電気接続部 L 2 が接続された接続位置よりも第 1 の入力側接続部 T 1 側に介挿される。図 1 の構成では、サーミスタ T H をコンデンサ C 1 の第 2 の入力側接続部 T 2 側に介挿しているが、コンデンサ C 1 の第 1 の入力側接続部 T 1 側に介挿してもよい。

【 0 0 4 0 】

ここで、図 1 に示す回路の構成要素のうち、少なくとも第 1 及び第 2 のダイオード D 1 , D 2 及びツェナーダイオード Z D 1 ~ D 4 については単一のハイブリッド I C (H I C) に組み込んで構成してもよい。

40

【 0 0 4 1 】

より具体的には、この電力変換装置は、交流電源 S が供給する例えば 2 0 0 V (波高値) の交流電圧を 6 0 V の直流電圧に変換する。例えば第 2 の入力側接続部 T 2 がグランド電位に保たれた状態で、第 1 の入力側接続部 T 1 に対して 2 0 0 V の交流電圧が印加される。

【 0 0 4 2 】

これに対応して、例えば、第 1 のコンデンサ C 1 の容量は 0 . 4 7 μ F 、最大許容電圧は 2 5 0 V であり、第 2 のコンデンサ C 2 の容量は 4 7 0 μ F 、最大許容電圧が 1 0 0 V である。また例えば、第 1 及び第 2 のダイオード D 1 , D 2 の最大許容電圧及び電流は、それぞれ 6 0 0 V 、 1 A である。

50

【0043】

60Vの直流電圧を安定して得るために、いずれもツェナー電圧が15VであるツェナーダイオードZD1～ZD4を4つ直列に接続して用いているが、いずれもツェナー電圧が20Vであるツェナーダイオードを3つ直列に接続して用いてもよい。なお、ここでは交流電源Sの供給する交流電圧が200V（波高値）の場合について説明するが、交流電源Sの供給する交流電圧が283V（波高値）の場合、即ち実効値が200Vの場合についてもほぼ同様に適用可能である。

【0044】

サーミスタTHには、例えば、使用周囲温度範囲（例えば、-20～70）にて抵抗値が3.73以上、かつ47以下の値をとるものが用いられ、より具体的には例えば村田製作所製の品番：NTPA7220LBMB0の製品が用いられる。なお、3.73の下限値は、電源投入時に生じ得る突入電流の大きさと第1及び第2のダイオードD1、D2の電流耐性とを基準に設定されたものであり、47の上限値は、コンデンサC1、C2のインピーダンスに対して無視し得る値とするためである。あるいはサーミスタTHの代わりに22程度の抵抗を採用してもよい。

10

【0045】

次に、この電力変換装置の動作原理について説明する。大略的には、交流電源Sから第1及び第2の入力側接続部T1、T2を介して与えられる交流電圧が、第1及び第2のコンデンサC1、C2により分圧（降圧）されて第1のダイオードD1によって直流化され、第2のコンデンサC2により平滑化されつつ、ツェナーダイオードZD1～ZD4により規定される出力電圧（60V）で、第1及び第2の出力側接続部T3、T4を介して負荷側に供給される。

20

【0046】

より詳細には、交流電源Sが第1の入力側接続部T1側に対して正極性であるとき、第1の電気接続路L1にて、第1のコンデンサC1及び第1のダイオードD1を介して第2のコンデンサC2側に電流（電荷）が流れる。これにより、第1及び第2のコンデンサC2にはいずれも第1の入力側接続部T1側が第2の入力側接続部T2側よりも高電位となる充電が行われる。この際、コンデンサC2はツェナーダイオードZD1～ZD4により規定される電圧まで、充電される。上述のように両コンデンサC1、C2の容量比が大きく、例えば1対1000に設定されているため、第1のコンデンサC1にて十分な降圧が行われ、かつ第2のコンデンサC2で60Vが確保される。

30

【0047】

ここで、図2ないし図4は、図1の回路上における各部の電位変化及び電流変化を例示した波形図である。各素子の値は上記で例示した値を採用している。図2の波形WD1は第1の入力側接続部T1の電位変化を示し、同図の波形WD2は第1のコンデンサC1の両端電圧の変化を示し、同図の波形WD3は第2の出力側接続部T3の電位変化を示している。但し、波形WD2は第1の入力側接続部T1側が第2の入力側接続部T2側よりも高電位となる場合を正に採っている。

【0048】

また、図3の波形WD4は、交流電源Sから第1の入力側接続部T1側に流れる電流の向きを正とした場合における交流電源Sから第1の入力側接続部T1に流れる電流の変化を示している。

40

【0049】

また、図4の波形WD5は、第1のダイオードD1の順方向に流れる電流の向きを正とした場合における第1のダイオードD1に流れる電流の変化を示している。同図の波形WD6は、第2のダイオードD2に逆方向に流れる電流の向きを正とした場合における第2のダイオードD2に流れる電流の変化を示している。同図の波形WD7は、第1のダイオードD1側から第2のコンデンサC2側に流れる電流の向きを正とした場合における第2のコンデンサC2に供給される電流の変化を示している。同図の波形WD8は、ツェナーダイオードZD1～ZD4に順方向に流れる電流の向きを正とした場合におけるツェナー

50

ダイオード Z D 1 ~ Z D 4 に流れる電流の変化を示している。

【 0 0 5 0 】

まず図 2 について説明する。以下、簡単のためにダイオードの順方向電圧は無視する。波形 W D 1 として示されるように、交流電源 S が出力する交流電圧は周期 T で変動し、時刻 t_0 において電圧値 0 を採り、時刻 $t_1 = t_0 + T / 4$ において極大値を採る。

【 0 0 5 1 】

時刻 t_1 ではツェナーダイオード Z D 1 ~ Z D 4 の直列接続（以下ツェナーダイオード Z D と総称する）とコンデンサ C 2 との並列接続によって 6 0 V の電圧が支えられている。従って、ダイオード D 2 には 6 0 V の逆方向電圧が印可されていて導通しておらず、コンデンサ C 1 の両端電圧は、時刻 t_1 における波形 W D 2 が示すように、1 4 0 V を採ることになる。つまりダイオード D 1 のアノード電位は 6 0 V となる。

10

【 0 0 5 2 】

その後、交流電源 S が出力する交流電圧が低下すると、ダイオード D 1 のアノード電位が低下するので非導通であり、コンデンサ C 1 を放電する経路がないので、コンデンサ C 1 の両端電圧が 1 4 0 V を維持したままダイオード D 1 のアノード電位が低下し続ける。つまり時刻 $t_1 \sim t_2$ においてはダイオード D 1 , D 2 のいずれもが非導通となる。

【 0 0 5 3 】

そして時刻 t_2 において交流電圧が 1 4 0 V にまで低下すると、ダイオード D 2 が導通する。これによりダイオード D 1 のアノード電位は急激にほぼ零にまで低下し、コンデンサ C 2 とツェナーダイオード Z D との並列接続がダイオード D 1 のカソード電位を 6 0 V 程度に維持しているので、依然としてダイオード D 1 は非導通状態が維持される。よってその後に交流電圧が低下しても、ダイオード D 2 が導通している限り、コンデンサ C 1 の両端電圧は交流電源 S が出力する交流電圧と一致し続け、時刻 $t_3 = t_0 + 3 T / 4$ において - 2 0 0 V となる。この間、ダイオード D 1 のアノード電位は零である。

20

【 0 0 5 4 】

その後、時刻 t_3 から交流電圧が上昇し始めると、コンデンサ C 1 で電圧が保持されたままダイオード D 1 のアノード電位が上昇し、ダイオード D 2 は導通しない。ダイオード D 1 も導通していないので、コンデンサ C 1 の両端電圧は - 2 0 0 V に維持されたままである。

【 0 0 5 5 】

そして時刻 t_4 において交流電圧が - 1 4 0 V にまで上昇すると、コンデンサ C 1 の両端電圧が - 2 0 0 V を維持していたので、ダイオード D 1 のアノード電位は $(- 1 4 0) - (- 2 0 0) = 6 0 [V]$ となって、ダイオード D 1 が導通する。つまり時刻 $t_3 \sim t_4$ においてはダイオード D 1 , D 2 のいずれもが非導通であったが、時刻 t_4 以降はダイオード D 1 が導通している。

30

【 0 0 5 6 】

その後、交流電圧とコンデンサ C 1 の両端電圧とは 6 0 V の差を維持したまま時刻 $t_0 + T$ に至る。

【 0 0 5 7 】

図 3 において波形 W D 4 が正の電流値を示している場合はダイオード D 1 が導通している期間であり、負の電流値を示している場合はダイオード D 2 が導通している期間である。図 4 において波形 W D 5 , W D 6 は、それぞれ波形 W D 4 の正の電流値、負の電流値に対応している。いずれの波形もダイオード D 1 , D 2 の導通開始時に幾分はオーバーシュートしているが、サーミスタ T H の機能により、そのピークは抑制されている。

40

【 0 0 5 8 】

ツェナーダイオード Z D に逆方向に電流が流れ（波形 W D 8 ）、第 1 及び第 2 の出力側接続部 T 3 , T 4 を介して接続される負荷に電流が供給されるので、図 4 において、第 2 のコンデンサ C 2 に供給される電流（波形 D 7 ）がダイオード D 1 に流れる電流（波形 D 5 ）よりも負側にシフトしている。

【 0 0 5 9 】

50

もしダイオードD2がなければ、ダイオードD1のアノード電位が60Vになった後はダイオードD1は導通しない。コンデンサC1が蓄積する電荷を移動せさせる経路がなく、その両端電圧は140Vを維持し続けるため、ダイオードD1のアノード電位は-340~60Vの間で遷移するからである。この場合、コンデンサC1を充電する経路も存在しないので、負荷に与える電圧は低下することになる。

【0060】

これに対し、ダイオードD2が存在することにより、コンデンサC2の電荷を引き抜くことなくコンデンサC1を放電し、更に逆方向に充電する。よってコンデンサC1の両端電圧は低下し、ダイオードD1の導通が可能となり、コンデンサC2が充電可能となる。

【0061】

以上のように、本実施の形態によれば、電圧降下を抵抗でなく第1のコンデンサC1により行うため、電圧降下時にジュール損失が発生せず高効率であるので、周辺部品に対する熱対策を考慮する必要がない。また、従来のように高価な大容量の降圧用抵抗を使用する必要がなく、低コスト化が図れる。

【0062】

また、大型化しやすい降圧用抵抗を使用する必要がないため、部品の実装面積を小さくでき、プリント基板等の装置構成の小型化が図れ、構造面及びコスト面で有利である。

【0063】

また、ツェナーダイオードZDにより安定した直流電圧を出力することができる。

【0064】

また、サーミスタTHにより第1及び第2の電気接続路L1, L2に流れる突入電流を効果的に抑制することができる。

【0065】

また、第1及び第2のコンデンサC1, C2の容量比が1対1000に設定されているため、入力される交流を、第1及び第2のコンデンサC1, C2により効果的に分圧して直流化することができる。

【0066】

第2の実施の形態

上述のように、交流電源Sから第1及び第2の入力側接続部T1, T2を介して与えられる交流電圧の変化により、コンデンサC1の両端電圧は変動する。そのため、上記交流に対して大きな脈動が発生した場合にもコンデンサC1の充放電が招来され、ツェナーダイオードZDに流れる電流が多くなる。これはツェナーダイオードZDの熱負荷を高め、熱破壊を招来する可能性もある。

【0067】

例えば第1の実施の形態において、交流電源Sから入力される交流電圧が200V近傍にある時点で急激に上昇した場合を想定する。この場合、コンデンサC1が支えていて約140Vの両端電圧が保れるので、ダイオードD1のアノード電位も急激に上昇し、ダイオードD1は導通する。ダイオードD1の導通によって引き上げられようとする第1の出力側接続部T3の電位(即ちダイオードD1のカソード電位)は、ツェナーダイオードZDの導通により60Vに維持される。つまり時刻t0~t1におけるコンデンサC1の充電と類似した現象が当該脈動によって招来される。かかる現象は交流電圧が200V近傍で急激に上昇にある場合に限らず、当該脈動によってダイオードD1のアノード電位が60Vを越えて上昇する局面で生じ得る。

【0068】

逆に、ダイオードD1のアノード電位が0Vを下回って下降する局面でも生じ得る。交流電圧の急激な減少によりダイオードD1のアノード電位が急激に低下してかかる局面を迎えると、一旦、ダイオードD2が導通する。そして時刻t2~t3におけるコンデンサC1の放電及び逆方向の充電と類似した現象によってダイオードD1のアノード電位は0Vに戻る。しかし交流電圧の急激な減少から本来の交流電圧の電位に回復すれば、コンデンサC1で支えていた分圧が不足しているため、ダイオードD1のアノード電位は急激に

10

20

30

40

50

上昇してダイオード D 1、ツェナーダイオード Z D が導通する。

【 0 0 6 9 】

観点を変えれば、ダイオード D 1 のアノード電位は 0 V に、カソード電位は 6 0 V に、それぞれクランプされるので、これらから電位が脈動すればコンデンサ C 1 の充放電が脈動して発生し、ツェナーダイオード Z D に不要な電流が流れることになる。

【 0 0 7 0 】

図 5 及び図 6 はかかる現象を説明するグラフであり、第 1 の実施の形態で示された電力変換装置において、それぞれ交流電圧に脈動が無い場合と有る場合の特性を示している。但し第 1 のコンデンサ C 1 の容量は 0 . 4 7 μ F、第 2 のコンデンサ C 2 の容量は 4 7 0 μ F、サーミスタ T H の抵抗値は 2 2 とした。

10

【 0 0 7 1 】

これらの図において波形 W D 8 0 はツェナーダイオード Z D に逆方向に流れる電流の向きを正とした場合におけるツェナーダイオード Z D に流れる電流の変化を示しており、波形 W D 8 (図 4) とは符号が反対となる。波形 W D 6 0 は第 2 のダイオード D 2 に順方向に流れる電流の向きを正とした場合における第 2 のダイオード D 2 に流れる電流の変化を示しており、波形 W D 6 (図 4) とは符号が反対となる。波形 W D 1 0 は波形 W D 1 (図 2) と同様に第 1 の入力側接続部 T 1 の電位変化を示すが、ここでは交流電圧として波高値 2 8 3 V、周波数 5 0 H z を採用した場合が示されている。波形 W D 1 2 はダイオード D 1 のアノード電位であり、波形 W D 1 , W D 2 で示される値の差に相当する。

【 0 0 7 2 】

なお、図示は省略しているが、脈動の有無によらず、第 1 及び第 2 の出力側接続部 T 3 , T 4 間の電圧は 6 0 V が維持されている。

20

【 0 0 7 3 】

図 5 は、交流電圧の波高値が相違し、波形の正負を替えているものの、図 2、図 4 と同じ内容が示されている。波形 W D 1 2 は 0 ~ 6 0 V の間で推移する。

【 0 0 7 4 】

図 6 は波高値 5 0 V、周波数 1 0 0 0 H z の脈動が交流電圧に重畳した場合が例示されている。波形 W D 1 2 からはコンデンサ C 1 の充放電が繰り返されていることが判り、波形 W D 8 0 に示されるようにツェナーダイオード Z D に流れる電流にも脈動が生じており、図 5 と比較して明らかに増大している。

30

【 0 0 7 5 】

そこで第 2 の実施の形態では、上記脈動が生じてもツェナーダイオード Z D に流れる電流の増量を抑制する技術を提供する。

【 0 0 7 6 】

図 7 は本発明の第 2 の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。この電力変換装置は、第 1 の実施の形態に係る電力変換装置のサーミスタ T H の代わりに抵抗 R を採用し、更に抵抗 R の第 1 の入力側接続部 T 1 側の一端と第 2 の入力側接続部 T 2 との間に接続されたコンデンサ C 3 を追加した構成を有している。

【 0 0 7 7 】

コンデンサ C 3 の存在により、ダイオード D 1 , D 2 及びツェナーダイオード Z D 以外にコンデンサ C 1 の電荷の移動を許す経路が得られる。つまりコンデンサ C 1 が支えていた両端電圧は、交流電圧の脈動に応じて変動可能となる。

40

【 0 0 7 8 】

これを定式化すれば次のようになる。脈動の振幅電圧 V d、ツェナーダイオード Z D によって支えられていた電圧 V z を導入し、コンデンサ C 1 , C 3 の容量値も同じ記号を採用すれば、この脈動によってコンデンサ C 1 から移動する電荷量は $Q 1 = C 1 \cdot (V d - V z)$ である。この電荷量が、電圧 V z でコンデンサ C 3 に充電されていた電荷 $Q 3 = C 3 \cdot V z$ でまかなわれれば、ツェナーダイオード Z D を経由した電荷の移動、即ち電流を低減できる。よって $C 3 = C 1 \cdot (V d - V z) / V z$ とすればよい。つまりコンデンサ C 1 , C 3 の容量値を同程度に設定すれば、交流電圧の脈動振幅が、出力される直流電圧

50

の二倍程度あってもツェナーダイオード Z D に流れる不要な電流を抑制できる。

【 0 0 7 9 】

例えば上述の例では 1 0 0 V の振幅で脈動が生じるので、容量値 0 . 4 7 μ F のコンデンサ C 1 を採用する場合には、コンデンサの規格値の系列を考慮して容量値 0 . 3 3 μ F のコンデンサ C 3 を採用することができる。

【 0 0 8 0 】

なお、上述の計算では抵抗 R は無関係となっているが、実際には定常時や突入時の両方の電流を制限するため、第 1 の実施の形態よりも 1 桁程度大きめの、例えば 2 2 0 の抵抗を採用して C R 時定数を大きくすることも望ましい。

【 0 0 8 1 】

図 8 は第 2 の実施の形態にかかる電力変換装置において電源歪みが無い場合の波形を示すグラフである。コンデンサ C 1 , C 2 には図 5 、図 6 で示された第 1 の実施の形態と同じ容量値を採用し、コンデンサ C 3 には容量値 0 . 3 3 μ F を採用し、抵抗 R には抵抗値 2 2 0 を採用した。波形の記号は図 5 及び図 6 と共通して用いている。図 8 で示される波形は、第 1 の実施の形態にかかる電力変換装置において電源歪みが無い場合の波形 (図 5) とほぼ同じである。

【 0 0 8 2 】

図 9 は交流電圧に脈動が無い場合であって、これが正である周期の初期において波形 W D 8 0 を比較したものであり、グラフ L 1 , L 2 がそれぞれ第 1 の実施の形態、第 2 の実施の形態の波形 W D 8 0 に相当する。脈動が無い場合においてさえ、第 2 の実施の形態の方が、第 1 の実施の形態と比較してツェナーダイオード Z D に流れる電流を低減できていることが判る。

【 0 0 8 3 】

図 1 0 は波高値 5 0 V 、周波数 1 0 0 0 H z の脈動が交流電圧に重畳した場合が例示され、第 1 の実施の形態に関する図 6 と対応する。なお、図示は省略しているが、脈動の有無によらず、第 1 及び第 2 の出力側接続部 T 3 , T 4 間の電圧は 6 0 V が維持されている。

【 0 0 8 4 】

図 1 1 は図 6 , 図 1 0 の交流電圧が正である周期の初期において波形 W D 8 0 を比較したものであり、グラフ L 3 , L 4 がそれぞれ第 1 の実施の形態、第 2 の実施の形態の波形 W D 8 0 に相当する。第 2 の実施の形態の方が、第 1 の実施の形態と比較してツェナーダイオード Z D に流れる電流を大きく低減できていることが判る。

【 0 0 8 5 】

第 3 の実施の形態 .

図 1 2 は本発明の第 3 の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。この電力変換装置は、第 2 の実施の形態に係る電力変換装置のコンデンサ C 3 と抵抗 R の接続箇所が異なっている。つまり抵抗 R の第 2 の入力側接続部 T 2 側の一端と第 2 の入力側接続部 T 2 との間にコンデンサ C 3 が接続されている。

【 0 0 8 6 】

図 1 3 は第 3 の実施の形態にかかる電力変換装置において電源歪みが無い場合の波形を示すグラフである。コンデンサ C 1 , C 2 , C 3 、抵抗 R には第 2 の実施の形態と同じ仕様を採用した。波形の記号は図 5 、図 6 、図 8 等と共通して用いている。図 1 3 で示される波形は、第 2 の実施の形態にかかる電力変換装置において電源歪みが無い場合の波形 (図 8) とほぼ同じである。

【 0 0 8 7 】

図 1 4 及び図 1 5 は波高値 7 5 V 、周波数 1 0 0 0 H z の脈動が交流電圧に重畳した場合が例示されており、図 1 4 は第 3 の実施の形態にかかる電力変換装置の特性であり、図 1 5 は第 2 の実施の形態にかかる電力変換装置の特性である。なお、図示は省略しているが、脈動の有無によらず、第 1 及び第 2 の出力側接続部 T 3 , T 4 間の電圧は 6 0 V が維持されている。

10

20

30

40

50

【0088】

図16は図14, 図15の交流電圧が正である周期の初期において波形WD80を比較したものであり、グラフL5, L6がそれぞれ第2の実施の形態、第3の実施の形態の波形WD80に相当する。第3の実施の形態の方が、第2の実施の形態と比較してツェナーダイオードZDに流れる電流を大きく低減できていることが判る。

【0089】

これはコンデンサC1, C3間の電荷の移動において、第3実施の形態の方が、第2の実施の形態と比較して抵抗Rによる時定数の効果を大きく得ているためと考えられる。換言すれば、コンデンサC1と抵抗Rとが成すCR直列回路の時定数により、交流の脈動の影響を効果的に抑制できる。

【0090】

しかしながら、抵抗Rの電力定格を下げ、部品の寸法を小さくできる点では第2の実施の形態にかかる電力変換装置の方が望ましい。抵抗Rを介したコンデンサC1, C3間の電荷の移動が顕著でなく、従って脈動する周波数が高い場合であっても、抵抗Rに流れる電流は小さくできるからである。

【図面の簡単な説明】

【0091】

【図1】本発明の第1の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。

【図2】図1の回路上における各部の電位変化を例示した波形図である。

【図3】図1の回路上における第1の入力側接続部に流れる電流の変化を例示した波形図である。

【図4】図1の回路上における各部の電流変化を例示した波形図である。

【図5】第1の実施の形態に係る電力変換装置の特性を示すグラフである。

【図6】第1の実施の形態に係る電力変換装置の特性を示すグラフである。

【図7】本発明の第2の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。

【図8】第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

【図9】第1の実施の形態にかかる電力変換装置の特性と第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性とを比較して示すグラフである。

【図10】第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

【図11】第1の実施の形態にかかる電力変換装置の特性と第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性とを比較して示すグラフである。

【図12】本発明の第3の実施の形態に係る電力変換装置の回路図である。

【図13】第3の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

【図14】第3の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

【図15】第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性を示すグラフである。

【図16】第2の実施の形態にかかる電力変換装置の特性と第3の実施の形態にかかる電力変換装置の特性とを比較して示すグラフである。

【図17】従来電力変換装置の回路図である。

【図18】図17の回路上における各部の電位変化を例示した波形図である。

【図19】図17の回路上における各部の電流変化を例示した波形図である。

【符号の説明】

【0092】

C1, C2, C3 第1、第2、及び第3のコンデンサ

D1, D2 第1及び第2のダイオード

R 抵抗

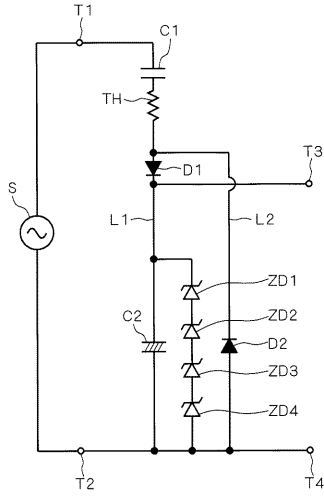
T1, T2 第1及び第2の入力側接続部

T3, T4 第1及び第2の出力側接続部

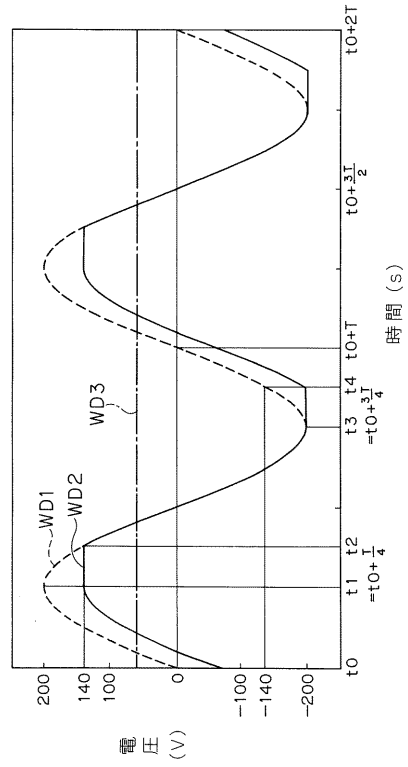
TH サーミスタ

ZD1 ~ ZD4 ツェナーダイオード

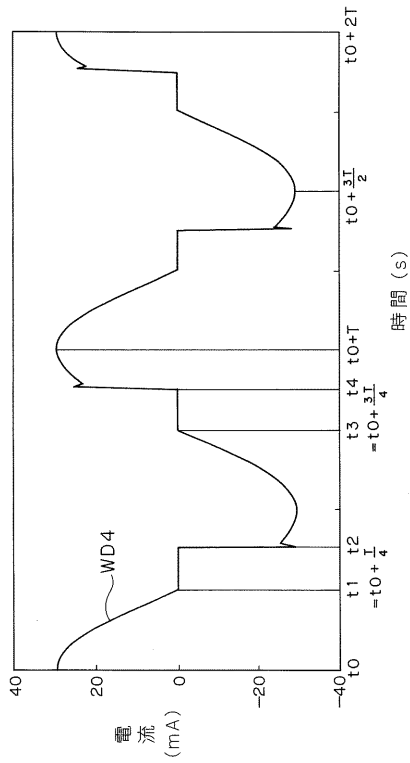
【 図 1 】



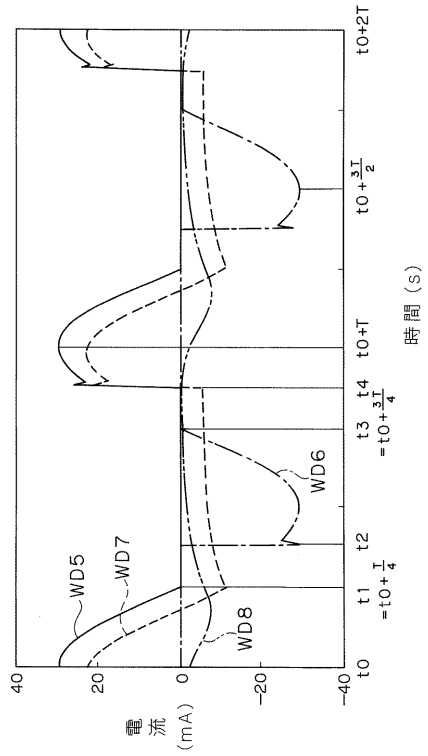
【 図 2 】



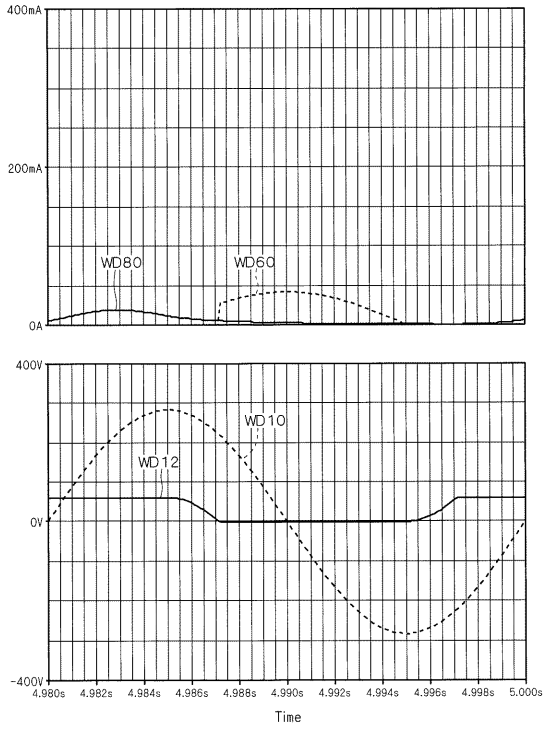
【 図 3 】



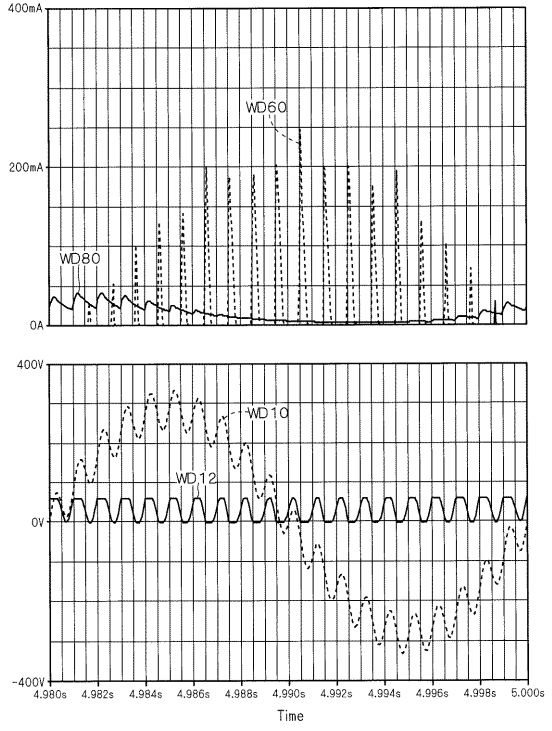
【 図 4 】



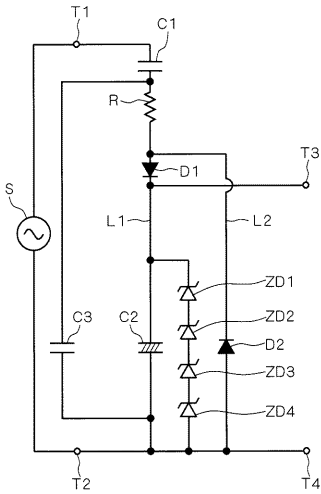
【 図 5 】



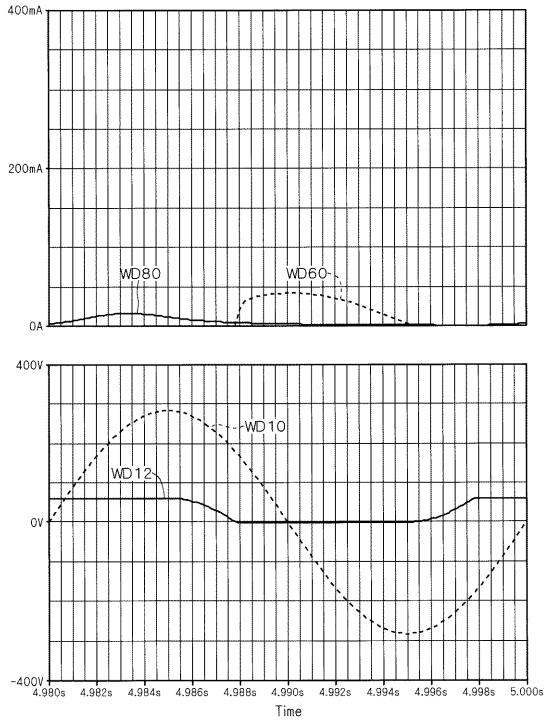
【 図 6 】



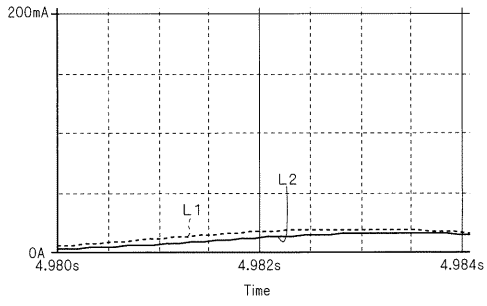
【 図 7 】



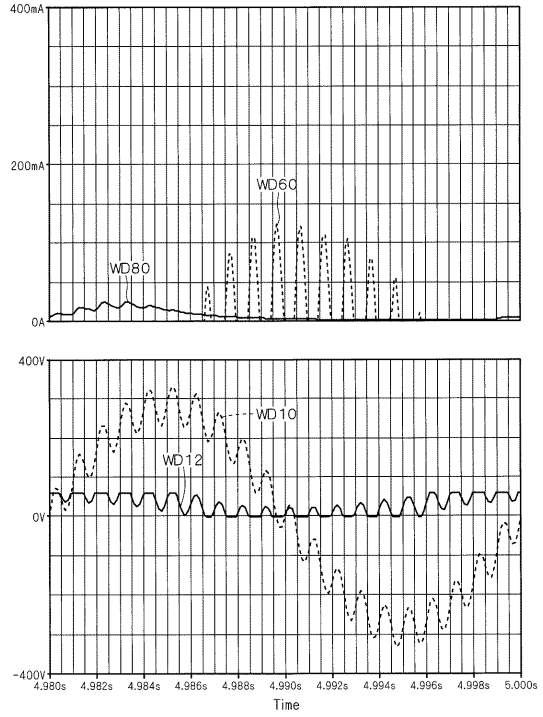
【 図 8 】



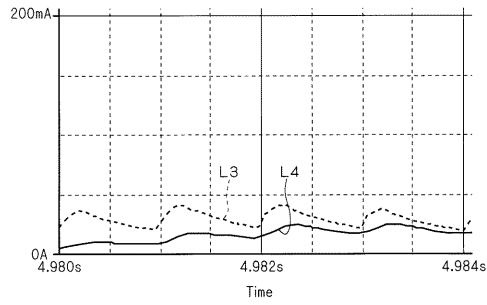
【 図 9 】



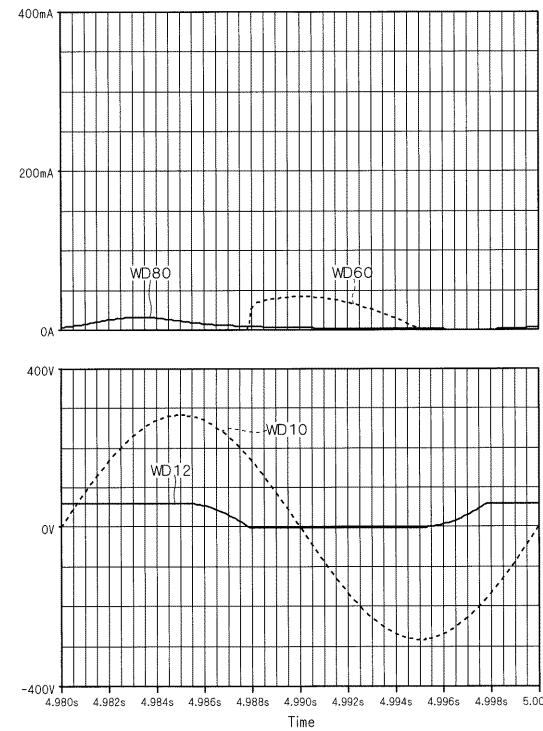
【 図 10 】



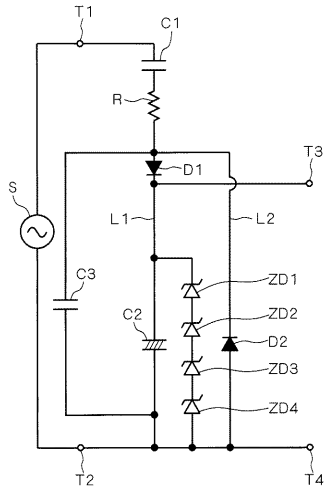
【 図 11 】



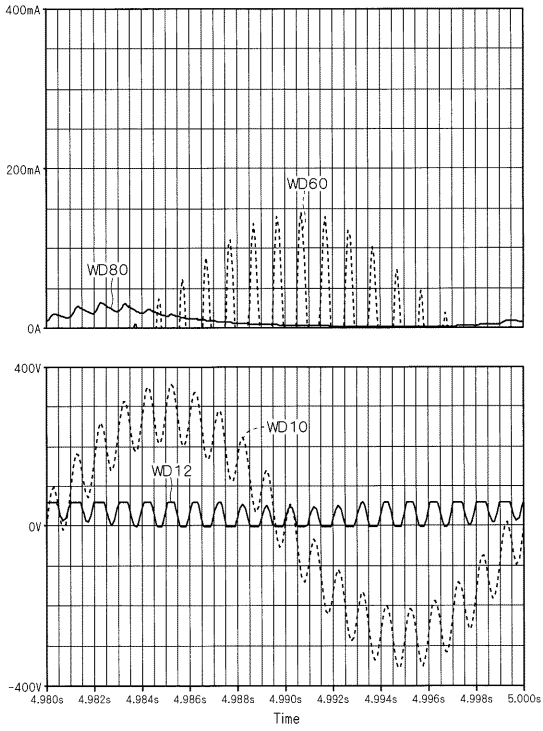
【 図 13 】



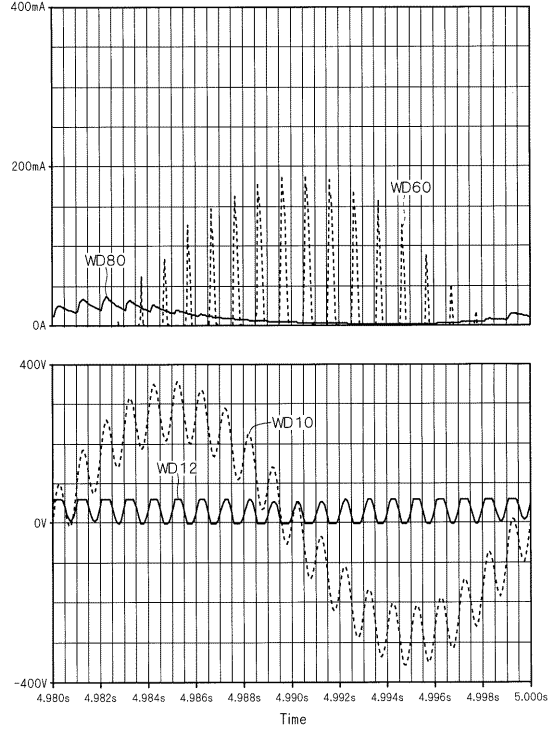
【 図 12 】



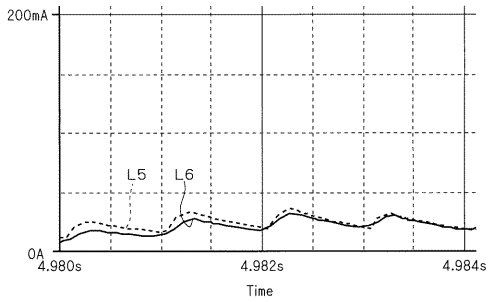
【 図 1 4 】



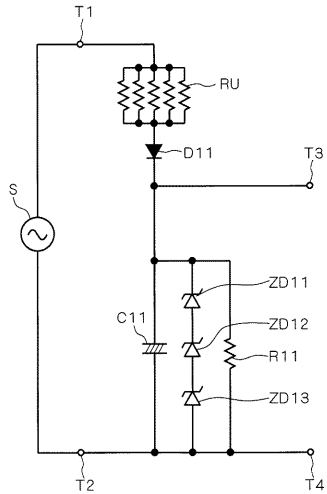
【 図 1 5 】



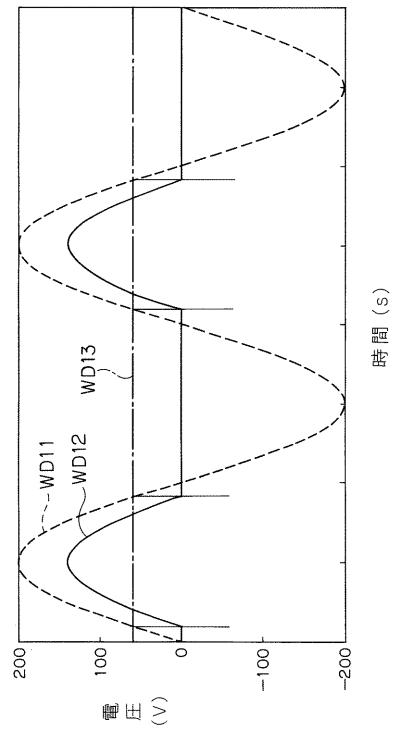
【 図 1 6 】



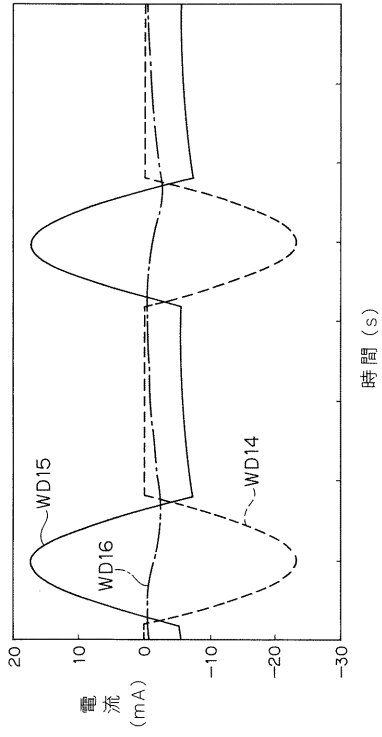
【 図 1 7 】



【 図 1 8 】



【 図 1 9 】



フロントページの続き

(72)発明者 橋本 雅文

大阪府堺市金岡町1 3 0 4 番地 ダイキン工業株式会社堺製作所金岡工場内

Fターム(参考) 5H006 BB07 CA07 CB03 CC02 CC08