

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4479570号  
(P4479570)

(45) 発行日 平成22年6月9日(2010.6.9)

(24) 登録日 平成22年3月26日(2010.3.26)

(51) Int.Cl.		F I	
<b>H03K</b>	<b>17/08</b>	<b>(2006.01)</b>	H03K 17/08 Z
<b>H02M</b>	<b>1/00</b>	<b>(2007.01)</b>	H02M 1/00 H
<b>H02M</b>	<b>7/48</b>	<b>(2007.01)</b>	H02M 7/48 M
<b>H03K</b>	<b>17/56</b>	<b>(2006.01)</b>	H03K 17/56 Z

請求項の数 4 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2005-110118 (P2005-110118)	(73) 特許権者	000003207 トヨタ自動車株式会社
(22) 出願日	平成17年4月6日(2005.4.6)		愛知県豊田市トヨタ町1番地
(65) 公開番号	特開2006-295326 (P2006-295326A)	(74) 代理人	110000291 特許業務法人コスモス特許事務所
(43) 公開日	平成18年10月26日(2006.10.26)	(72) 発明者	森下 英俊 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内
審査請求日	平成19年6月20日(2007.6.20)	(72) 発明者	山脇 秀夫 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内
		(72) 発明者	鈴木 優 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 保護機能付きスイッチング回路および保護回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

負荷への電力供給をスイッチングするスイッチング素子と、前記スイッチング素子を操作する駆動回路と、過電流に対する保護を行う保護回路とを有する保護機能付きスイッチング回路において、前記保護回路は、

前記駆動回路による前記スイッチング素子のオン動作によりオンされる第1のトランジスタと、

前記第1のトランジスタの電流経路上に設けられ、通常時には電流を阻止するとともに、前記スイッチング素子の端子間電圧が所定値以上になると電流を許容する検出素子と、

前記第1のトランジスタにより流れる電流が所定値以上になると前記スイッチング素子をシャットダウンさせるシャットダウン回路とを有することを特徴とする保護機能付きスイッチング回路。

【請求項2】

請求項1に記載の保護機能付きスイッチング回路において、

前記駆動回路による前記スイッチング素子のオン動作に対し所定時間遅延して前記第1のトランジスタをオンさせる遅延オン手段と、

前記第1のトランジスタにより流れる電流が所定値以上になると前記シャットダウン回路によるシャットダウンを行わせる第2のトランジスタとを有し、

前記シャットダウン回路は、前記スイッチング素子をソフトシャットダウンさせるソフトシャットダウン回路であることを特徴とする保護機能付きスイッチング回路。

10

20

**【請求項 3】**

請求項 1 または請求項 2 に記載の保護機能付きスイッチング回路において、

前記第 1 のトランジスタの耐圧が、前記スイッチング素子の耐圧以上であることを特徴とする保護機能付きスイッチング回路。

**【請求項 4】**

負荷への電力供給をスイッチングするスイッチング素子の過電流に対する保護を行う保護回路において、

スイッチング素子のオン動作によりオンされる第 1 のトランジスタと、

前記第 1 のトランジスタの電流経路上に設けられ、通常時には電流を阻止するとともに、スイッチング素子の端子間電圧が所定値以上になると電流を許容する検出素子と、

前記第 1 のトランジスタにより流れる電流が所定値以上になるとスイッチング素子をシャットダウンさせるシャットダウン回路とを有することを特徴とする保護回路。

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】****【0001】**

本発明は、半導体素子による負荷への電力供給において短絡その他の原因による過電流に対する保護機能を備えたスイッチング回路、およびその保護回路に関する。さらに詳細には、通常時における保護回路の消費電流の低減と、高耐圧の必要な素子数の低減とにより、集積回路に容易に内蔵できるようにした保護機能付きスイッチング回路および保護回路に関するものである。

**【背景技術】****【0002】**

従来の保護機能付きスイッチング回路の一例として、特許文献 1 に記載されているモータコントローラを挙げることができる。このモータコントローラは概略、図 4 に示すように構成されている。このモータコントローラは、多相モータの各相のコイルへの電流供給を、IGBT スイッチ 136 により行う回路である。この回路では、正常状態では、IGBT スイッチ 136 のコレクタ - エミッタ間電圧は飽和しており一定である。

**【0003】**

負荷の短絡あるいはアーム短絡等の異常事態が発生して過電流状態になると、IGBT スイッチ 136 のコレクタ - エミッタ間電圧は、飽和状態からプルアウトされて上昇する。特許文献 1 の技術では、IGBT スイッチ 136 のコレクタ - エミッタ間電圧が上昇すると、IGBT スイッチ 136 およびこれとともに使用されている他のすべての IGBT スイッチを同時にソフトシャットダウンすることとしている。これにより、付加的なスイッチング動作あるいはミラー効果による誤動作（ショートスルー短絡等）を防止しようとしている。

**【0004】**

特許文献 1 のモータコントローラでは、過電流状態の検出のため、3 つの抵抗 144 ~ 146 とダイオード 147 とを使用している。これにより、抵抗 145 および 146 で IGBT スイッチ 136 のコレクタ - エミッタ間電圧を検出できるようになっている。抵抗 144 は、抵抗 145 の端子電圧を IGBT スイッチ 136 のゲートラインにプルアップして安定化させるものである。この抵抗 144 の両端電圧でも過電流状態の検出が可能である。

【特許文献 1】特開 2001 - 8492 号公報

**【発明の開示】****【発明が解決しようとする課題】****【0005】**

しかしながら、前記した従来の技術には次のような問題点があった。まず、過電流状態の検出のための消費電力が大きいことが挙げられる。図 4 の回路では、IGBT スイッチ 136 がオンであるときには、抵抗 144 ~ 146 とダイオード 147 にも電流が流れるからである。この電流は、検出の高速応答性を維持するためには、ある程度多めに必要で

10

20

30

40

50

ある。このため消費電力が大きいのである。

【 0 0 0 6 】

このことはまた、抵抗 1 4 4 ~ 1 4 6 が少なからず発熱するのでこれらを IC に内蔵しにくいことを意味する。これらが IC 外の個別部品として存在していると、部品点数が多く小型化が困難である。また、万一外れたときに全く動作しなくなってしまう。また、ダイオード 1 4 7 は、IGBT スイッチ 1 3 6 と同程度の耐圧を要する。このような高耐圧ダイオードは通常の IC には内蔵されない。このため、これを内蔵した IC は、標準的な IC 製造プロセスでは製造できない。このことも IC 化が困難な要因である。

【 0 0 0 7 】

また、図 4 の回路では、高温時に IGBT スイッチ 1 3 6 の誤動作を起こすことがある。高温では、ダイオード 1 4 7 のリーク電流により抵抗 1 4 4 ~ 1 4 6 に電圧が発生する。このため、IGBT スイッチ 1 3 6 がオフ状態であっても、そのゲート電圧が持ち上がり誤オンしてしまうのである。図 4 において抵抗 1 4 4 を、IGBT スイッチ 1 3 6 のゲートにつなぐ代わりに V B 端子につなげば、このような誤オンを防止することができる。しかしその代わりに、ブートストラップ動作に支障を来す。ドライバ回路 3 0 中のブートストラップコンデンサの電荷が、抵抗 1 4 4 ~ 1 4 6 を通して放電してしまうからである。

【 0 0 0 8 】

本発明は、前記した従来の保護機能付きスイッチング回路が有する問題点を解決するためになされたものである。すなわちその課題とするところは、容易に IC 化して小型化でき、消費電流や誤動作要因が少ない保護機能付きスイッチング回路および保護回路を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 9 】

この課題の解決を目的となされた本発明の保護機能付きスイッチング回路は、負荷への電力供給をスイッチングするスイッチング素子と、スイッチング素子を操作する駆動回路と、過電流に対する保護を行う保護回路とを有するものであって、その保護回路は、駆動回路によるスイッチング素子のオン動作によりオンされる第 1 のトランジスタと、第 1 のトランジスタの電流経路上に設けられ、通常時には電流を阻止するとともに、スイッチング素子の端子間電圧が所定値以上になると電流を許容する検出素子と、第 1 のトランジスタにより流れる電流が所定値以上になるとスイッチング素子をシャットダウンさせるシャットダウン回路とを有している。

【 0 0 1 0 】

この保護機能付きスイッチング回路では、負荷への電力供給を、スイッチング素子のスイッチング動作によりコントロールしている。スイッチング素子の操作は、駆動回路が行っている。ここにおいて、駆動回路によりスイッチング素子がオンされると、第 1 のトランジスタもオン状態とされる。しかし通常時では、その電流経路上の検出素子が電流を阻止している。このため実際には、第 1 のトランジスタに電流は流れない。すなわち通常時であれば、スイッチング素子から負荷へ流れる電流以外の余計な電流は流れない。このため、第 1 のトランジスタの電流経路上に抵抗があったとしても、通常時に発熱することがない。よって、その抵抗を IC に内蔵することに特段の支障はない。また、第 1 のトランジスタは MOS トランジスタで構成でき、これの IC への内蔵も容易である。また、通常時には、スイッチング素子のオンオフに関わらず、第 1 のトランジスタの電流経路に余計な電流が流れないので、誤動作要因がない。

【 0 0 1 1 】

スイッチング素子が過電流状態になると、スイッチング素子の端子間電圧が上昇する。スイッチング素子の端子間電圧が所定値以上になると、検出素子が電流を許容する。これにより第 1 のトランジスタに電流が流れる。この電流が所定値以上になると、シャットダウン回路がスイッチング素子をシャットダウンさせる。このためスイッチング素子はオフ状態となるので、過電流状態はそれ以上続かない。これにより、過電流からの保護が図ら

10

20

30

40

50

れている。

【0012】

本発明の保護機能付きスイッチング回路はさらに、駆動回路によるスイッチング素子のオン動作に対し所定時間遅延して第1のトランジスタをオンさせる遅延オン手段を有することが望ましい。これにより、スイッチング素子がオンした直後のサージ電圧が検出素子に影響することが防止される。このため、誤って過電流検出することがない。

【0013】

また、本発明の保護機能付きスイッチング回路は、第1のトランジスタにより流れる電流が所定値以上になるとシャットダウン回路によるシャットダウンを行わせる第2のトランジスタとを有することが望ましい。このようにすると、検出素子により過電流が検出されたときには、第2のトランジスタによりシャットダウン回路のシャットダウン動作が開始されることになる。

10

【0014】

また、本発明の保護機能付きスイッチング回路におけるシャットダウン回路は、スイッチング素子をソフトシャットダウンさせるソフトシャットダウン回路であることが望ましい。このようにすると、過電流検出の際にスイッチング素子は緩やかにオフされることになる。これによりサージが防止され、スイッチング素子の破壊が防止されるのである。

【0015】

本発明の保護機能付きスイッチング回路においては、第1のトランジスタの耐圧が、スイッチング素子の耐圧以上であることが望ましい。

20

【0016】

本発明はまた、負荷への電力供給をスイッチングするスイッチング素子の過電流に対する保護を行う保護回路であって、スイッチング素子のオン動作によりオンされる第1のトランジスタと、第1のトランジスタの電流経路上に設けられ、通常時には電流を阻止するとともに、スイッチング素子の端子間電圧が所定値以上になると電流を許容する検出素子と、第1のトランジスタにより流れる電流が所定値以上になるとスイッチング素子をシャットダウンさせるシャットダウン回路とを有するものにも及ぶ。

【発明の効果】

【0017】

本発明によれば、容易にIC化して小型化でき、消費電流や誤動作要因が少ない保護機能付きスイッチング回路および保護回路が提供されている。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

以下、本発明を具体化した最良の形態について、添付図面を参照しつつ詳細に説明する。本形態は、電動モータへの駆動電流を供給するスイッチング回路である。例えば、車両に搭載され動力源として使用される可搬型モータのコントローラとして使用される回路である。

【0019】

本形態のスイッチング回路は、図1の回路図に示すように構成されている。このスイッチング回路は、ICチップ50と、IGBTスイッチQ2、Q12を有している。IGBTスイッチQ2、Q12は、高位電圧源Pと低位電圧源Nとの間に直列接続されており、それらの間のノードが出力端子Voutとなっている。IGBTスイッチQ2、Q12のそれぞれに対して並列に、保護ダイオードD1、D11が設けられている。IGBTスイッチQ12のコレクタは、高位電圧源PとICチップ50の端子21とに接続されている。IGBTスイッチQ2、Q12の間のノードは、ICチップ50の端子20に接続されている。IGBTスイッチQ2、Q12は、飽和状態でのコレクタ-エミッタ間電圧が約2.5Vのものである。

40

【0020】

このスイッチング回路は、高位側と低位側との2段構成になっている。IGBTスイッチQ12を含めた図1中上半分が高位側であり、IGBTスイッチQ2を含めた図1中下

50

半分が低位側である。ICチップ50内においては、端子20に繋がるアーム中点22が、高位側と低位側との境をなしている。高位側と低位側との両者は同じ構成であるため、以下では主として低位側について説明する。

**【0021】**

ICチップ50の内部のうち低位側の部分には、NチャネルMOSトランジスタM1、NPNのトランジスタQ1、抵抗R1～R4、コンデンサC1、ツェナーダイオードZ1が設けられている。これらの他さらに、駆動回路1、2、ソフトシャットダウン回路3が設けられている。このうち、ツェナーダイオードZ1、抵抗R1～R3、およびNチャネルMOSトランジスタM1は、アーム中点22と低位電圧源Nとの間に直列接続されている。ツェナーダイオードZ1の向きは、アーム中点22から低位電圧源Nへ向かう電流に対して逆向きである。これより、ツェナーダイオードZ1がツェナー降伏しない限り、NチャネルMOSトランジスタM1が仮にオン状態であってもそこに電流が流れないようになっている。すなわち、NチャネルMOSトランジスタM1に電流が流れるためには、NチャネルMOSトランジスタM1自体がオン状態であり、かつ、ツェナーダイオードZ1がツェナー降伏していることが必要なのである。ツェナーダイオードZ1のツェナー電圧は、6.3Vである。

10

**【0022】**

抵抗R1～R3のうちNチャネルMOSトランジスタM1より低位側の抵抗R2、R3の間のノードが、トランジスタQ1のベースに接続されている。また、このノードと低位電圧源Nとの間にコンデンサC1が配置されており、抵抗R2、R3とともにフィルタを構成している。トランジスタQ1のコレクタ電圧が、駆動回路2およびソフトシャットダウン回路3に入力されるようになっている。トランジスタQ1のベース-エミッタ間電圧は0.7Vである。

20

**【0023】**

上記のうち、NチャネルMOSトランジスタM1は、IGBTスイッチQ2と同程度もしくはそれ以上の高耐圧の素子である。NチャネルMOSトランジスタM1以外の各素子は、低耐圧(25V程度)のものでよい。図1に示す本形態のスイッチング回路のうち、ICチップ50の内部の部分に、過電流の検出および保護の機能が内蔵されている。

**【0024】**

駆動回路1は、操作信号に基づいてNチャネルMOSトランジスタM1をオンオフ操作する回路である。駆動回路2は、操作信号に基づいてIGBTスイッチQ2をオンオフ操作する回路である。駆動回路1、2は、同一の操作信号に基づいて動作する。ソフトシャットダウン回路3は、オン状態にあるIGBTスイッチQ2を緩やかにオフ状態に移行させるソフトシャットダウン動作を実行する回路である。駆動回路2およびソフトシャットダウン回路3のいずれか一方が、トランジスタQ1の状態により動作するようになっている。すなわち、トランジスタQ1がオフであるときには駆動回路2が動作しソフトシャットダウン回路3は動作しない。トランジスタQ1がオンであるときにはソフトシャットダウン回路3が動作し、駆動回路2は動作しない。

30

**【0025】**

ICチップ50の外部のうち低位側の部分には、IGBTスイッチQ2の他、抵抗R5、R6が設けられている。抵抗R5は、IGBTスイッチQ2のゲートと駆動回路2との間に設けられている。抵抗R6は、IGBTスイッチQ2のゲートとソフトシャットダウン回路3との間に設けられている。ICチップ50の外部にはさらに、各部に必要な動作電圧を印加する副電源4(15V)が設けられている。

40

**【0026】**

高位側にも、上記の低位側と同様の回路が設けられている。すなわちICチップ50の内部に、NチャネルMOSトランジスタM11、トランジスタQ11、抵抗R11～R14、コンデンサC11、ツェナーダイオードZ11、駆動回路11、12、ソフトシャットダウン回路13が設けられている。ICチップ50の外部に、IGBTスイッチQ12の他に、抵抗R15、R16、副電源14が設けられている。

50

## 【 0 0 2 7 】

上記のように構成された本形態のスイッチング回路では、低位側の駆動回路2および駆動回路1は、同一の操作信号に基づいて、IGBTスイッチQ2およびNチャンネルMOSトランジスタM1を、基本的には同様にオンオフ操作する。ただし、図2のタイミングチャートに示すように、IGBTスイッチQ2がオンされてからNチャンネルMOSトランジスタM1がオンされるまでの間には、タイムラグ $t$ がある。つまり、IGBTスイッチQ2がオンされると、タイムラグ $t$ （ $2\mu\text{s}$ 程度）を置いてNチャンネルMOSトランジスタM1もオンとなる。高位側においても同様に、IGBTスイッチQ12がオンされると、タイムラグ $t$ を置いてNチャンネルMOSトランジスタM11もオンとなる。なお通常の動作状況では、IGBTスイッチQ2とIGBTスイッチQ12とが同時にオンされることはない。

10

## 【 0 0 2 8 】

上記のように構成された本形態のスイッチング回路の基本動作は、操作信号に基づいて駆動回路2および駆動回路12により、IGBTスイッチQ2およびIGBTスイッチQ12を反復的にオンオフ操作することである。これにより出力端子Voutの電圧が制御され、負荷である電動モータへコイル電流を供給する。かくして電動モータが駆動される。

## 【 0 0 2 9 】

ここで、低位側のIGBTスイッチQ2は、通常の運転状態でのオン時には、飽和状態にある。飽和状態でのIGBTスイッチQ2のコレクタ-エミッタ間電圧は、約 $2.5\text{V}$ 程度でほぼ一定である。すなわち、通常の運転状態では、ツェナーダイオードZ1から抵抗R2に至る電流経路に、約 $2.5\text{V}$ の電圧が掛かる。その向きは、ツェナーダイオードZ1に対して逆向きである。しかしこの程度の逆電圧ではツェナーダイオードZ1はツェナー降伏しない。このため、この電流経路に電流I1が流れることはない。すなわち、通常の運転状態では、駆動回路1によりNチャンネルMOSトランジスタM1がオン状態とされるときには必ず、ツェナーダイオードZ1により電流I1が阻止されるのである。

20

## 【 0 0 3 0 】

さらに、NチャンネルMOSトランジスタM1にドレイン電流I1が流れないことから、トランジスタQ1のベース電圧はローレベルである。このためトランジスタQ1もオフである。よって、抵抗14およびトランジスタQ1の電流経路にも電流I2が流れない。高位側も同様である。よって通常の運転状態では、負荷への供給電流以外の電流はほとんど流れない。このため、ICチップ50内の電力消費はほとんどゼロで、発熱もほとんどない。

30

## 【 0 0 3 1 】

なお、上記の通常の運転状態では、低位側のトランジスタQ1がオフであることにより、トランジスタQ1のコレクタ電圧はハイレベルにある。このため、駆動回路2は動作しソフトシャットダウン回路3は動作しない。これにより、駆動回路2によるIGBTスイッチQ2のオンオフ操作がなされるのである。

## 【 0 0 3 2 】

負荷の地絡やアーム短絡等によりIGBTスイッチQ2、Q12の電流が過大な状態、すなわち過電流状態が発生すると、以下の動作となる。まず、IGBTスイッチQ2が飽和状態から逸脱し、そのコレクタ-エミッタ間電圧が上昇する。IGBTスイッチQ2のコレクタ-エミッタ間電圧が $6.3\text{V}$ を超えると、ツェナーダイオードZ1がツェナー降伏する。これにより、NチャンネルMOSトランジスタM1にドレイン電流I1が流れうる状態となる。この状態で、IGBTスイッチQ2のオンに対してタイムラグ $t$ だけ遅れて駆動回路1によりNチャンネルMOSトランジスタM1がオンされると、実際にドレイン電流I1が流れる。これによりトランジスタQ1のベース電圧が上昇する。

40

## 【 0 0 3 3 】

IGBTスイッチQ2のコレクタ-エミッタ間電圧が $7\text{V}$ （ $6.3\text{V} + 0.7\text{V}$ ）を超えると、トランジスタQ1がオンする。このため、トランジスタQ1にエミッタ電流I2が

50

流れる。これにより、トランジスタQ1のコレクタ電圧は低下する。このため、駆動回路2は動作を停止し、代わってソフトシャットダウン回路3が動作を開始する。かくして、IGBTスイッチQ2は緩やかにオフ状態に移行する。なお、IGBTスイッチQ2がオフ状態に移行することにより、NチャンネルMOSトランジスタM1のドレイン電流I1およびトランジスタQ1のエミッタ電流I2も停止される。高位側も同様の動作をする。これが、過電流保護動作である。

**【0034】**

この過電流保護動作では、ICチップ50内にNチャンネルMOSトランジスタM1のドレイン電流I1およびトランジスタQ1のエミッタ電流I2が流れる。しかしその期間中は、ツェナーダイオードZ1がブレークダウンしてからソフトシャットダウンが実行されるまでである。これは約10 $\mu$ s程度に過ぎず、ICチップ50の発熱が問題となるほどではない。

10

**【0035】**

上記の過電流保護動作では、種々の誤動作防止措置が講じられている。まず、IGBTスイッチQ2がオンされてからNチャンネルMOSトランジスタM1がオンされるまでのタイムラグtである(図2)。これは、IGBTスイッチQ2がオンされた直後のサージ電圧による誤動作を防止するものである。IGBTスイッチQ2とNチャンネルMOSトランジスタM1とが同時にオンされると、IGBTスイッチQ2のサージ電圧がまともにNチャンネルMOSトランジスタM1に影響してしまう。これを、タイムラグtにより防止しているのである。

20

**【0036】**

また、NチャンネルMOSトランジスタM1の低位側の、抵抗R2、R3、およびコンデンサC1によるフィルタも、誤動作防止措置である。このフィルタのため、トランジスタQ1の実際のターンオンは、NチャンネルMOSトランジスタM1のドレイン電流I1の立ち上がりよりさらに若干遅延する。これにより、電圧性のスイッチングノイズによる過電流検出の誤動作が防止されている。

**【0037】**

また、トランジスタQ1がオンされたときにソフトシャットダウン回路3により行われるIGBTスイッチQ2のシャットダウン動作は、ゲートオフ時のIGBTスイッチQ2のゲートのインピーダンスを高くすることで緩やかにシャットダウンするソフトシャットダウンである。このことは、IGBTスイッチQ2の破壊を防止する措置である。IGBTスイッチQ2を急激にシャットダウンさせると、そのコレクタ電流の $di/dt$ が大きい。このためサージ電圧が発生してIGBTスイッチQ2の破壊に繋がるからである。むしろこれらのことも、高位側でも同様である。

30

**【0038】**

以上詳細に説明したように本形態のスイッチング回路は、IGBTスイッチQ2、Q12に遅れてオンされるNチャンネルMOSトランジスタM1、M11を有している。そして、IGBTスイッチQ2、Q12が飽和状態から脱しているときに限りNチャンネルMOSトランジスタM1、M11のドレイン電流I1を許容するツェナーダイオードZ1、Z11を有している。さらに、IGBTスイッチQ2、Q12が飽和状態から脱したときにIGBTスイッチQ2、Q12を緩やかにシャットダウンさせるソフトシャットダウン回路3、13を有している。これにより、電力消費が軽微で、誤動作や素子破壊の可能性も少ない保護機能付きのスイッチング回路が実現されている。

40

**【0039】**

ここで、本形態のスイッチング回路では、IGBTスイッチQ2、Q12のオンオフと連動させてNチャンネルMOSトランジスタM1、M11をオンさせることで過電流の検出を行っている。このため、従来技術のようにIGBTスイッチのゲート電圧や副電源を過電流検出に用いることがない。したがって高温時でも、IGBTスイッチQ2、Q12の誤動作やブートストラップ動作への悪影響等がない。

**【0040】**

50

さらに、図1のICチップ50内には、高耐圧のNチャネルMOSトランジスタM1、M11が含まれている。しかしこのことは、本形態のスイッチング回路のIC化に対して何ら障害とはならない。1チップインバータ等で代表される高耐圧の半導体プロセスでは、NチャネルMOSトランジスタは標準的に装備されるからである。レベルシフト回路で必ずMOSトランジスタを要するからである。なお、それ以外の抵抗、ツェナーダイオード、NPNトランジスタ等は、半導体プロセスで使用可能な素子としては一般的である。このため、本形態のスイッチング回路は容易にIC化できるのである。また、過電流検出の部分の抵抗R1~R4、R11~R14などがICチップ50に内蔵されていることから、これらの部品の外れを心配する必要がないことも利点である。

#### 【0041】

10

図3は、第2の形態のスイッチング回路の構成を示している。図3のスイッチング回路は、図1のスイッチング回路に比して、低位側のツェナーダイオードZ1~Z3のカソード側の接続先を変更したものである。すなわち、図1のスイッチング回路では、ツェナーダイオードZ1の接続先はアーム中点22であった。これに対し図3のスイッチング回路では3つのツェナーダイオードZ1~Z3が直列接続されており、その接続先は高位側の副電源14のプラス側とされている。3つのツェナーダイオードZ1~Z3を直列接続している理由は、副電源14の電圧(15V)が加わっている分を調整して高位側の閾値と合わせるためである。図3の構成でも、図1のスイッチング回路と同様の作用効果が得られる。

#### 【0042】

20

前記の実施の形態は単なる例示であり、本発明を何ら拘束するものではない。よって本発明は当然に、その要旨を逸脱しない範囲内で種々の改良、変形が可能である。例えば、トランジスタQ1および抵抗R4の部分で低消費電力型コンパレータで構成することもできる。トランジスタQ11および抵抗R14の部分も同様である。この場合、通常時における過電流検出の消費電力はゼロではない。その一方、トランジスタおよび抵抗による構成と比較して、脱飽和状態閾値の温度特性に優れる。あるいは、抵抗R2と抵抗R3との間のノードの電圧を直接に駆動回路2およびソフトシャットダウン回路3に入力する構成も可能である(高位側も同様)。

#### 【0043】

また、前記の実施の形態では、過電流検出の閾値をツェナーダイオードZ1、Z11のツェナー電圧のみで行っていた。しかしこれに限らず、ダイオードや抵抗、トランジスタ等を組み合わせることにより任意の閾値とすることは可能である。また、駆動回路1に替えて、駆動回路2からの入力を遅延させて出力する遅延回路でもよい。

30

#### 【図面の簡単な説明】

#### 【0044】

【図1】第1の形態のスイッチング回路の構成を示す回路図である。

【図2】IGBTスイッチとNチャネルMOSトランジスタのオンオフ動作を示すタイミングチャートである。

【図3】第2の形態のスイッチング回路の構成を示す回路図である。

【図4】従来のスイッチング回路の構成を示すブロック図である。

40

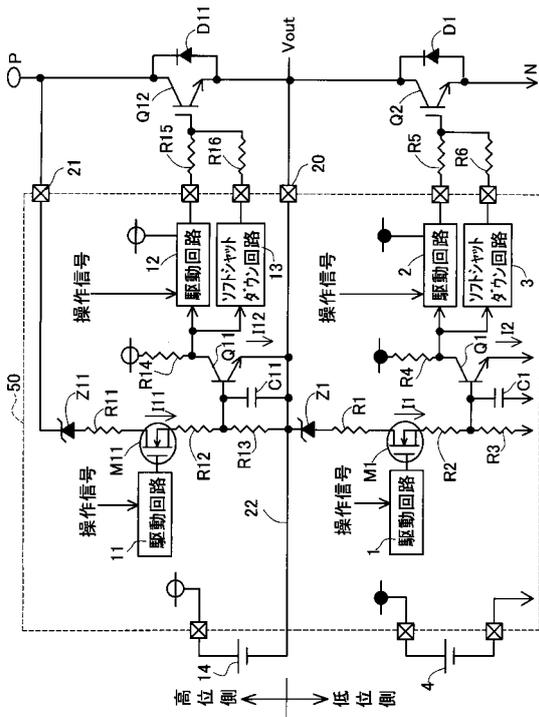
#### 【符号の説明】

#### 【0045】

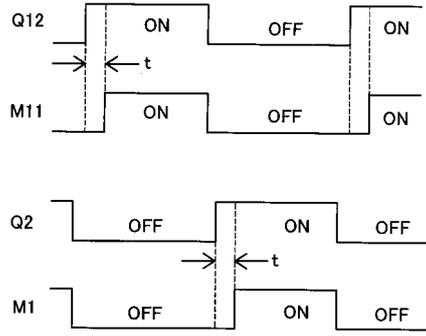
1, 11	駆動回路
2, 12	駆動回路
50	ICチップ
M1, M11	NチャネルMOSトランジスタ
Q1, Q11	トランジスタ
Q2, Q12	IGBTスイッチ
Z1, Z11	ツェナーダイオード
3, 13	ソフトシャットダウン回路

50

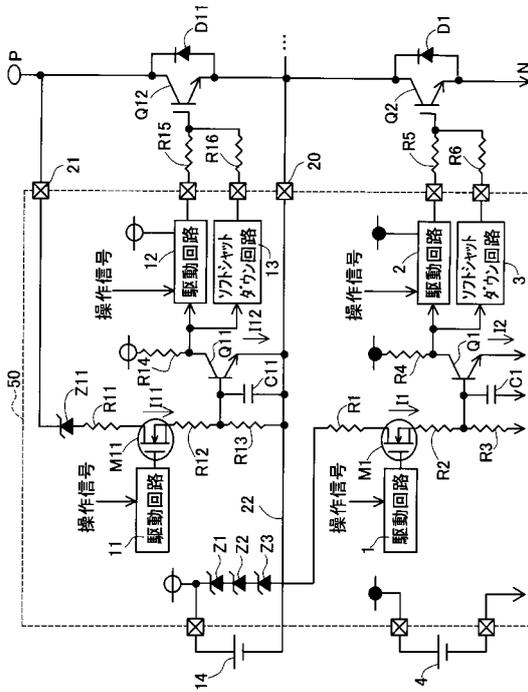
【図1】



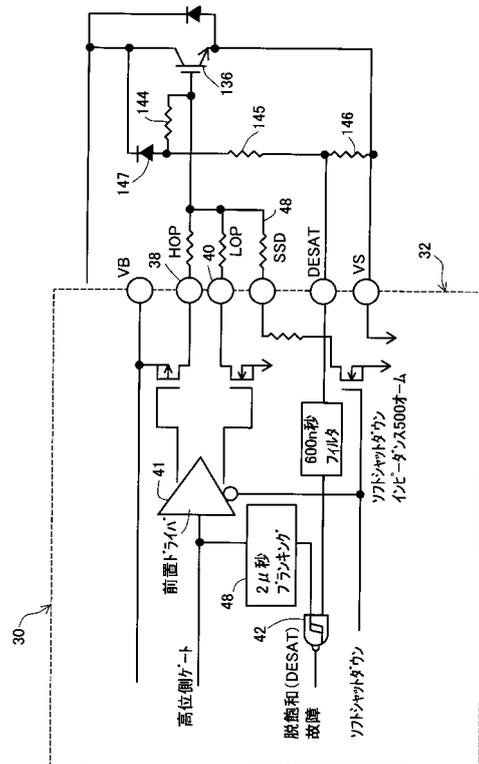
【図2】



【図3】



【図4】



---

フロントページの続き

審査官 矢頭 尚之

(56)参考文献 特開平10-276075(JP,A)  
特開平02-037828(JP,A)  
特開平10-094269(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03K	17/08
H02M	1/00
H02M	7/48
H03K	17/56