(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第4378708号
(P4378708)
(45)発行日　平成21年12月9日(2009.12.9)　(24)登録日　平成21年10月2日(2009.10.2)

(51)Int.Cl.　F I
H02M 3/28 (2006.01)　H02M 3/28 C

請求項の数 6　(全 20 頁)

(21)出願番号　特願2006-19796(P2006-19796)
(22)出願日　平成18年1月27日(2006.1.27)
(65)公開番号　特開2007-202353(P2007-202353A)
(43)公開日　平成19年8月9日(2007.8.9)
審査請求日　平成20年3月12日(2008.3.12)

(73)特許権者　000004260
株式会社デンソー
愛知県刈谷市昭和町１丁目１番地
(74)代理人　100121821
弁理士　山田　強
(72)発明者　細田　剛
愛知県刈谷市昭和町１丁目１番地　株式会社デンソー内
(72)発明者　山下　剛
愛知県刈谷市昭和町１丁目１番地　株式会社デンソー内

審査官　槻木澤　昌司

最終頁に続く

(54)【発明の名称】電圧変換回路の制御装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
入力電源の電圧を変圧してバッテリ等に出力する電圧変換回路に適用され、該電圧変換回路の出力電圧を所望の電圧に制御する電圧変換回路の制御装置において、
前記電圧変換回路の出力電圧監視用の監視ラインの電圧と前記バッテリの電力を当該制御装置に給電するための給電ラインの電圧との差圧を検出する検出手段と、
該検出手段によって検出される差圧が予め定められた閾値以上となることで、前記電圧変換回路の出力電圧が印加される経路に異常がある旨の信号を出力する出力手段と、
前記電圧変換回路の出力する電流が規定電流以上であるとき、前記異常がある旨の信号の出力を禁止する禁止手段とを備えることを特徴とする電圧変換回路の制御装置。
【請求項２】
前記出力手段は、前記差圧が前記閾値以上であるか否かを判断する判断手段と、該閾値以上である継続時間が予め定められた時間以上であるときに前記異常がある旨の信号を出力する手段とを備えて構成されることを特徴とする請求項１記載の電圧変換回路の制御装置。
【請求項３】
前記電圧変換回路は、トランスを備えて且つ、該トランスの１次側のスイッチング素子のスイッチング制御により前記電圧の制御を行うものであるとともに、前記トランスの２次側に、該２次側の電流を整流するための同期整流用スイッチング素子を備えるものであり、

前記電圧変換回路の出力電流が所定以下であるときに同期整流制御を禁止する手段を更に備え、
前記禁止手段は、前記同期整流用スイッチング素子を用いた同期整流制御が許可されているとき、前記規定電流以上であると判断することを特徴とする請求項１又は２記載の電圧変換回路の制御装置。
【請求項４】
前記電圧変換回路は、トランスを備えて且つ、該トランスの１次側のスイッチング素子のスイッチング制御により前記電圧の制御を行うものであり、
前記禁止手段は、前記１次側を流れる電流の検出値に基づき、前記電圧変換回路の出力電流が規定電流以上であるか否かを判断することを特徴とする請求項１～３のいずれか１項に記載の電圧変換回路の制御装置。
【請求項５】
入力電源の電圧を変圧してバッテリ等に出力する電圧変換回路に適用され、該電圧変換回路の出力電圧を所望の電圧に制御する電圧変換回路の制御装置において、
前記電圧変換回路の出力電圧監視用の監視ラインの電圧と前記バッテリの電力を当該制御装置に給電するための給電ラインの電圧との差圧を検出する検出手段と、
該検出手段によって検出される差圧が予め定められた閾値以上となることで、前記電圧変換回路の出力電圧が印加される経路に異常がある旨の信号を出力する出力手段とを備え、
前記出力手段は、前記電圧変換回路の出力電流が大きいほど、前記閾値を大きな値に可変設定することを特徴とする電圧変換回路の制御装置。
【請求項６】
前記バッテリと当該制御装置との間には、車両の起動スイッチがオンとされることで導通状態となるスイッチ手段が設けられており、
当該制御装置は、前記給電ライン及び前記スイッチ手段を介して取り込まれる前記バッテリからの電力に基づき所定の定電圧を生成する定電圧回路の出力を電力源とするものであって且つ、前記給電ラインの電圧として、前記定電圧回路に印加される電圧を取り込むことを特徴とする請求項１～５のいずれかに記載の電圧変換回路の制御装置。
【発明の詳細な説明】
【技術分野】
【０００１】
本発明は、入力電源の電圧を変圧してバッテリに出力する電圧変換回路に適用され、該電圧変換回路の出力電圧を所望の電圧に制御する電圧変換回路の制御装置に関する。
【背景技術】
【０００２】
図１１に、ＤＣ－ＤＣコンバータの制御装置１００の構成を示す。制御装置１００は、図示しないイグニッションスイッチがオンとされることで制御リレー３４が導通状態となると、バッテリ３０の電力が給電されるものである。制御装置１００は、バッテリ３０による給電が維持される間、ＤＣ－ＤＣコンバータのスイッチング素子をオン・オフ作動することで、入力電源の電圧を所望の電圧に変圧する制御を行う。こうして制御されるＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧は、出力ラインＯＷを介してバッテリ３０に充電される。
【０００３】
上記制御装置１００において、バッテリ３０近傍に接続される配線であるリモートセンシングラインＲＷと接地との間には、抵抗６２Ｒ，６４Ｒの直列接続体が接続されている。これら抵抗６２Ｒ，６４Ｒによって分圧されるリモートセンシングラインＲＷの電圧は、バッテリ３０の電圧の検出値として、誤差増幅器６６Ｒに取り込まれる。誤差増幅器６６Ｒは、取り込んだ電圧と、基準電圧源６８の基準電圧との差に応じた信号を、ＰＷＭコンパレータ７０Ｒの非反転入力端子に出力する。ＰＷＭコンパレータ７０Ｒの反転入力端子には、三角波生成回路７２によって生成される三角波形を有する電圧信号が印加される。上記ＰＷＭコンパレータ７０Ｒの出力する信号は、ＤＣ－ＤＣコンバータのスイッチン

グ素子をオン・オフ作動するための原型となるものである。

【０００４】

制御装置１００においては、更に、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力端子近傍の電圧を直接監視するためのローカルセンシングラインＬＷと接地との間に、抵抗６２Ｌ，６４Ｌの直列接続体が接続されている。これら抵抗６２Ｌ，６４Ｌによって分圧されるローカルセンシングラインＬＷの電圧は、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧の検出値として、誤差増幅器６６Ｌに取り込まれる。誤差増幅器６６Ｌは、取り込んだ電圧と上記基準電圧源６８の基準電圧との差に応じた信号を、ＰＷＭコンパレータ７０Ｌの非反転入力端子に出力する。ＰＷＭコンパレータ７０Ｌの反転入力端子には、上記三角波生成回路７２によって生成される三角波形を有する電圧信号が印加される。上記ＰＷＭコンパレータ７０Ｌの出力する信号も、ＤＣ－ＤＣコンバータのスイッチング素子をオン・オフ作動するための原型となるものである。

【０００５】

ＰＷＭコンパレータ７０Ｒ及びＰＷＭコンパレータ７０Ｌの出力する信号のいずれかが、選択回路７３によって選択され、ＡＮＤ回路７４に取り込まれる。ＡＮＤ回路７４の出力は、上記選択された出力信号が論理「Ｈ」であって、且つ保護回路７６の出力信号が論理「Ｈ」であるときに、論理「Ｈ」となる。ＡＮＤ回路７４の出力信号は、ＤＣ－ＤＣコンバータのスイッチング素子に印加され、これにより、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧が所望の電圧に制御される。

【０００６】

更に、ローカルセンシングラインＬＷと接地との間には、抵抗１０２，１０４の直列接続体が接続されている。そして、抵抗１０２，１０４によって分圧されたローカルセンシングラインＬＷの電圧が、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧の検出値として、断線検出コンパレータ８０の非反転入力端子に出力される。断線検出コンパレータ８０の反転入力端子には、基準電圧源８２の閾値電圧が印加されている。この閾値電圧は、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧が過度に大きな値となる状態を検出するための値に設定されている。そして、断線検出コンパレータ８０の出力は、フィルタ付きラッチ回路１０６に取り込まれる。フィルタ付きラッチ回路１０６は、断線検出コンパレータ８０の出力が論理「Ｈ」である状態が規定時間継続することで、自身の出力を論理「Ｈ」に反転してその状態を保持するものである。

【０００７】

フィルタ付きラッチ回路１０６の出力信号が論理「Ｌ」であるときには、選択回路７３がＰＷＭコンパレータ７０Ｒの出力を選択する。このため、正常時には、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧は、リモートセンシングラインＲＷの電圧に基づき制御されることとなる。そして、フィルタ付きラッチ回路１０６の出力信号が論理「Ｈ」となると、選択回路７３においてＰＷＭコンパレータ７０Ｌが選択され、また、異常状態である旨の警報信号が出力される。

【０００８】

上記ローカルセンシングラインＬＷの電圧が過度に大きくなる要因は、主として、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力端子からバッテリ３０までの出力ラインＯＷの断線がある。図１２に、出力ラインＯＷのうちどこか（図１１中、×印にてブレークポイントＢＰ１～ＢＰ３として例示）に断線が生じるときの制御装置１００の動作を示す。詳しくは、図１２（ａ）は、断線の有無を示し、図１２（ｂ）は、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧を示し、図１２（ｃ）は、断線検出コンパレータ８０の出力を示し、図１２（ｄ）は、フィルタ付きラッチ回路１０６の出力を示し、図１２（ｅ）は、選択回路７３の選択状態を示し、図１２（ｆ）は、警報出力を示す。

【０００９】

図１２（ａ）に示されるように、出力ラインＯＷに断線が生じると、バッテリ３０にＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧が印加されないために、リモートセンシングラインＲＷの電圧が低下する。これにより、ＰＷＭコンパレータ７０ＲがＤＣ－ＤＣコンバータの出力

電圧を上昇させるようにその出力信号を変化させるため、図１２（ｂ）に示すように、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧が上昇する。そして、出力電圧が、図中、一点鎖線にて示す閾値電圧以上となると、断線検出コンパレータ８０の出力が論理「Ｈ」となり、規定時間経過後、フィルタ付きラッチ回路１０６の出力が論理「Ｈ」となる。これにより、選択回路７３によってＰＷＭコンパレータ７０Ｌが選択される。ＰＷＭコンパレータ７０Ｌは、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力端子近傍の電圧を監視しているため、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧が過大であるとして、出力電圧を減少させる信号を出力する。このため、選択回路７３によってＰＷＭコンパレータ７０Ｌが選択された後には、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧が低下する。また、フィルタ付きラッチ回路１０６の出力が論理「Ｈ」となることで、図示しない警報器に異常である旨の信号が出力される。

【００１０】

ところで、ＤＣ－ＤＣコンバータの制御装置としては、出力電圧を制御するためのスイッチング素子の作動信号を生成するための回路を、リモートセンシングラインＲＷとローカルセンシングラインＬＷとの２つの系統についてそれぞれ備えるものに限らない。図１３に、ローカルセンシングラインＬＷの電圧に基づき出力電圧を制御し、リモートセンシングラインＲＷの電圧に基づく制御系統を有しない制御装置１１０を示す。なお、図１３において、先の図１１と同一の部材については、便宜上同一の符号を付している。

【００１１】

この制御装置１１０においては、出力ラインＯＷの断線時、図１４に示す動作をする。ここで、図１４（ａ）は、断線の有無を示し、図１４（ｂ）は、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電圧を示し、図１４（ｃ）は、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電流を示し、図１４（ｄ）は、断線検出コンパレータ８０の出力を示し、図１４（ｅ）は、フィルタ付きラッチ回路１０６の出力を示し、図１４（ｆ）は、警報出力を示す。

【００１２】

図示されるように、断線が生じることで、ＤＣ－ＤＣコンバータの負荷が変動するため、ＤＣ－ＤＣコンバータの出力電流は減少する。すなわち、先の図１３に示すように、ブレークポイントＢＰ３で断線した場合には、出力電流はゼロなり、また、ブレークポイントＢＰ２で断線した場合には、出力電流は、たかだか負荷ＬＯ１による電力消費相当となる。ただし、断線が生じても、ローカルセンシングラインＬＷの電圧を監視する限り、異常が見られないため、断線検出コンパレータ８０の出力やフィルタ付きラッチ回路１０６の出力は論理「Ｌ」のままである。このため、異常である旨の信号が出力されることは無い。

【００１３】

なお、電圧変換回路の制御装置としては、図１１及び図１３に示したものに限らず、例えば下記特許文献１に記載されているものがある。

【特許文献１】特開２００２－２４７８３７号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【００１４】

本発明は、上記課題を解決するためになされたものであり、その目的は、入力電源の電圧を変圧してバッテリ等に出力する電圧変換回路の出力電圧を所望に制御するに際し、電圧変換回路の出力電圧が印加される経路の異常の有無をより適切に判断することのできる電圧変換回路の制御装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【００１５】

以下、上記課題を解決するための手段、及びその作用効果について記載する。

【００１６】

請求項１記載の発明は、入力電源の電圧を変圧してバッテリ等に出力する電圧変換回路に適用され、該電圧変換回路の出力電圧を所望の電圧に制御する電圧変換回路の制御装置において、前記電圧変換回路の出力電圧監視用の監視ラインの電圧と前記バッテリの電力

を当該制御装置に給電するための給電ラインの電圧との差圧を検出する検出手段と、該検出手段によって検出される差圧が予め定められた閾値以上となることで、前記電圧変換回路の出力電圧が印加される経路に異常がある旨の信号を出力する出力手段と、前記電圧変換回路の出力する電流が規定電流以上であるとき、前記異常がある旨の信号の出力を禁止する禁止手段とを備えることを特徴とする。

【００１７】

上記構成において、電圧変換回路の出力電圧が印加される経路に異常がある場合であっても、出力端子近傍の電圧は上記所望の電圧に近似している。ただし、出力電圧がバッテリに印加されなくなるために、バッテリの電力消費に伴い、バッテリ近傍の電圧は低下していく。このため、上記異常が生じることで、出力端子近傍の電圧とバッテリ近傍の電圧との間には差が生じる。上記構成では、この性質に着目し、出力端子近傍の電圧（電圧変換回路の出力電圧監視用の監視ラインの電圧）とバッテリ近傍（バッテリの電力を当該制御装置に給電するための給電ラインの電圧）の電圧との差圧に基づき、異常がある旨の判断をすることができる。

また、上記構成において、電圧変換回路の出力する電流が大きいときには、電圧変換回路の出力端子とバッテリとを接続する経路において大きな電流が流れるため、同経路における電圧降下も大きなものとなる。このため、出力端子近傍の電圧に対してバッテリの電圧が低下するおそれがある。この場合、経路に異常が生じていないにもかかわらず、異常が生じていると誤判断するおそれがある。この点、上記構成では、電圧変換回路の出力電流が規定電流以上であるときに異常がある旨の信号の出力を禁止することで、こうした問題を回避することができる。

【００１８】

請求項２記載の発明は、請求項１記載の発明において、前記出力手段は、前記差圧が前記閾値以上であるか否かを判断する判断手段と、該閾値以上である継続時間が予め定められた時間以上であるときに前記異常がある旨の信号を出力する手段とを備えて構成されることを特徴とする。

【００１９】

上記構成では、差圧が閾値以上であることが継続するときに異常があると判断するために、検出手段等にノイズが混入することで一時的に差圧が閾値以上となった場合であっても、これにより異常があるとの誤判断をすることを回避することができる。

【００２２】

請求項３記載の発明は、請求項１又は２記載の発明において、前記電圧変換回路は、トランスを備えて且つ、該トランスの１次側のスイッチング素子のスイッチング制御により前記電圧の制御を行うものであるとともに、前記トランスの２次側に、該２次側の電流を整流するための同期整流用スイッチング素子を備えるものであり、前記電圧変換回路の出力電流が所定以下であるときに同期整流制御を禁止する手段を更に備え、前記禁止手段は、前記同期整流用スイッチング素子を用いた同期整流制御が許可されているとき、前記規定電流以上であると判断することを特徴とする。

【００２３】

上記構成においては、出力電流が少ないときには、同期整流制御が禁止される。これは、出力電流が少ないときには、電流が逆流することで同期整流用スイッチング素子の劣化を招くおそれがあるからである。この点、上記構成では、同期整流制御が禁止されているか否かを判断するという簡易な構成にて、出力電流が規定電流以上であるか否かを判断することができる。

【００２４】

請求項４記載の発明は、請求項１～３のいずれか１項に記載の発明において、前記電圧変換回路は、トランスを備えて且つ、該トランスの１次側のスイッチング素子のスイッチング制御により前記電圧の制御を行うものであるとともに、前記トランスの２次側に、該２次側の電流を整流するための同期整流用スイッチング素子を備えるものであり、前記禁止手段は、前記１次側を流れる電流の検出値に基づき、前記電圧変換回路の出力電流が規

定電流以上であるか否かを判断することを特徴とする。

【００２５】

上記構成のように１次側の電圧を変圧して２次側から出力する電圧変換回路にあっては、２次側の電流量が大きなものとなるため、２次側の電流を検出する場合には、検出手段の発熱量の増大を招く等の問題が生じる。この点、上記構成では、１次側の電流の検出値に基づき、２次側の電流が規定電流以上であるか否かを判断することで、こうした問題を回避することができる。

【００２６】

請求項５記載の発明は、入力電源の電圧を変圧してバッテリ等に出力する電圧変換回路に適用され、該電圧変換回路の出力電圧を所望の電圧に制御する電圧変換回路の制御装置において、前記電圧変換回路の出力電圧監視用の監視ラインの電圧と前記バッテリの電力を当該制御装置に給電するための給電ラインの電圧との差圧を検出する検出手段と、該検出手段によって検出される差圧が予め定められた閾値以上となることで、前記電圧変換回路の出力電圧が印加される経路に異常がある旨の信号を出力する出力手段とを備え、前記出力手段は、前記電圧変換回路の出力電流が大きいほど、前記閾値を大きな値に可変設定することを特徴とする。

【００２７】

上記構成において、電圧変換回路の出力電圧が印加される経路に異常がある場合であっても、出力端子近傍の電圧は上記所望の電圧に近似している。ただし、出力電圧がバッテリに印加されなくなるために、バッテリの電力消費に伴い、バッテリ近傍の電圧は低下していく。このため、上記異常が生じることで、出力端子近傍の電圧とバッテリ近傍の電圧との間には差が生じる。上記構成では、この性質に着目し、出力端子近傍の電圧（電圧変換回路の出力電圧監視用の監視ラインの電圧）とバッテリ近傍（バッテリの電力を当該制御装置に給電するための給電ラインの電圧）の電圧との差圧に基づき、異常がある旨の判断をすることができる。

また、上記構成において、電圧変換回路の出力する電流が大きいときには、電圧変換回路の出力端子とバッテリとを接続する経路において大きな電流が流れるため、同経路における電圧降下も大きなものとなる。このため、出力端子近傍の電圧に対してバッテリの電圧が低下するおそれがある。この場合、経路に異常が生じていないにもかかわらず、異常が生じていると誤判断するおそれがある。この点、上記構成では、電圧変換回路の出力電流に応じて閾値を可変設定することで、こうした問題を回避することができる。

【００２８】

請求項６記載の発明は、請求項１～５のいずれかに記載の発明において、前記バッテリと当該制御装置との間には、車両の起動スイッチがオンとされることで導通状態となるスイッチ手段が設けられており、当該制御装置は、前記スイッチ手段を介して取り込まれる前記バッテリからの電力に基づき所定の定電圧を生成する定電圧回路の出力を電力源とするものであって且つ、前記バッテリ近傍の電圧として、前記定電圧回路に印加される電圧を取り込むことを特徴とする。

【００２９】

上記構成によれば、バッテリと定電圧回路とを接続する経路を利用することで、上記検出手段の構成のために新たに経路を設ける必要を回避することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【００３０】

（第１の実施形態）

以下、本発明にかかる電圧変換回路の制御装置を、ハイブリッド車に搭載されるＤＣ－ＤＣコンバータの制御装置に適用した第１の実施形態について、図面を参照しつつ説明する。

【００３１】

図１に、本実施形態にかかるＤＣ－ＤＣコンバータ及び同コンバータの制御装置の全体構成を示す。

【００３２】
図示されるように、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０は、車両において発電される電力を高圧状態で蓄電する高圧バッテリ１０の電圧を変圧し、出力ラインＯＷを介して低圧のバッテリ３０に出力するものである。詳しくは、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０は、トランス２１の１次側コイル２１ａと２次側コイル２１ｂ，２１ｃとの巻数比に応じて、１次側コイル２１ａの電圧を２次側コイル２１ｂの電圧に変換する。
【００３３】
ＤＣ－ＤＣコンバータ２０は、１次側コイル２１ａと接続される１次側回路として、上記高圧バッテリ１０に並列接続される、パワースイッチング素子２２，２３の直接接続体と、パワースイッチング素子２４，２５の直列接続体と、コンデンサ２６とを備えている。そして、１次側コイル２１ａは、パワースイッチング素子２２，２３の接続点と、パワースイッチング素子２４，２５の接続点との間に接続される。
【００３４】
一方、２次側コイル２１ｂ及び２次側コイル２１ｃ間には、同期整流用スイッチング素子２７，２８が直列接続されており、各同期整流用スイッチング素子２７，２８には、それぞれダイオード２７ａ，２８ａが並列接続されている。そして、同期整流用スイッチング素子２７，２８の接続点は接地されており、２次側コイル２１ｂ，２１ｃの端子のうち同期整流用スイッチング素子２７，２８と接続されていない端子は、平滑回路２９に接続されている。平滑回路２９は、２次側コイル２１ｂ，２１ｃの出力電圧が印加されるインダクタ２９ａと、コンデンサ２９ｃとを備えて構成されている。
【００３５】
一方、制御装置４０は、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電圧を所望の電圧に制御すべく、パワースイッチング素子２２～２５にそれぞれ作動信号ＤＳ１～ＤＳ４を出力することで、パワースイッチング素子２２～２５を作動する。この際、所定の条件下、同期整流用スイッチング素子２７，２８に作動信号ＳＳ１，ＳＳ２を出力することで、同期整流用スイッチング素子２７，２８を作動して同期整流制御を行なう。
【００３６】
制御装置４０は、車両の起動スイッチ（イグニッションスイッチ３２）がオンとされることで制御リレー３４が導通状態となると、給電ラインＬＢを介してバッテリ３０による給電がなされるものである。制御装置４０は、バッテリ３０の電力に基づき一定の電圧を生成する定電圧回路４２を備えており、定電圧回路４２の電力が、給電ラインＬ１を介してコントローラ４４に給電される。
【００３７】
コントローラ４４は、制御リレー３４と定電圧回路４２との間に接続される監視ラインＬ２と接続されており、監視ラインＬ２を介して制御リレー３４の状態を監視する機能を有する。また、コントローラ４４は、平滑回路２９とＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力端子Ｔ１との間に接続される監視ラインＬ３を介して、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電圧を監視する。そして、この監視される出力電圧に基づき、駆動回路４６を介して、上記作動信号ＤＳ１～ＤＳ４を出力する。ここで、作動信号ＤＳ１～ＤＳ４は、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電圧と所望の電圧との差に応じてオン・オフ作動の周期に対するオン時間の比（デューティ）を調節する信号である。また、コントローラ４４は、パワースイッチング素子２２，２３の接続点と１次側コイル２１ａとの間に接続される電流センサ５０によって検出される１次側コイル２１ａを流れる電流の検出値に基づき、所定の条件下、上記作動信号ＳＳ１，ＳＳ２を出力する。なお、電流センサ５０は、１次側コイル２１ａを流れる電流を整流する機能を有しており、１次側コイル２１ａを流れる電流を整流したものを検出値として出力する。
【００３８】
上記駆動回路４６は、定電圧回路４２と高圧バッテリ１０との双方を給電手段として利用するものである。すなわち、定電圧回路４２の電力に基づき作動信号ＳＳ１，ＳＳ２を生成し、また、高圧バッテリ１０の電力に基づき作動信号ＤＳ１～ＤＳ４を生成する。

【００３９】
図２に、制御装置４０のうち、特にコントローラ４４内において、作動信号ＤＳ１～ＤＳ４を生成する回路の構成を示す。
【００４０】
図示されるように、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力ラインＯＷには、バッテリ３０のみならず、負荷ＬＯ１～ＬＯ５が接続されている。また、給電ラインＬＢにも、制御装置４０を含むいくつかの負荷ＬＯ６、ＬＯ７が接続されている。
【００４１】
上記コントローラ４４において、監視ラインＬ３と接地との間には、抵抗６２，６４の直列接続体が接続されている。これら抵抗６２，６４の接続されるノードＮａの電圧は、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電圧の検出値として、誤差増幅器６６に取り込まれる。誤差増幅器６６は、演算増幅器６６ａの反転入力端子がノードＮａと接続されるとともに、演算増幅器６６ａの非反転入力端子に基準電圧源６８が接続され、且つ演算増幅器６６ａの出力が抵抗６６ｂを介して演算増幅器６６ａの反転入力端子に帰還されるものである。
【００４２】
誤差増幅器６６の出力は、ＰＷＭコンパレータ７０の非反転入力端子に印加される。ＰＷＭコンパレータ７０の反転入力端子には、三角波生成回路７２によって生成されるキャリアとしての三角波形を有する電圧信号が印加される。
【００４３】
上記ＰＷＭコンパレータ７０の出力する信号は、上記作動信号ＤＳ１～ＤＳ４の原型となるものである。ＰＷＭコンパレータ７０の出力する信号は、基準電圧源６８によって印加される基準電圧とノードＮａの電圧との差圧に応じたパルス幅の信号となっている。ＰＷＭコンパレータ７０の出力する信号は、ＡＮＤ回路７４に入力される。ＡＮＤ回路７４の出力は、ＰＷＭコンパレータ７０の出力が論理「Ｈ」であって、且つ保護回路７６の出力信号が論理「Ｈ」であるときに、論理「Ｈ」となる。このＡＮＤ回路７４の出力が、駆動回路４６において電力変換され、作動信号ＤＳ１～ＤＳ４としてパワースイッチング素子２２～２５に出力される。
【００４４】
保護回路７６は、パワースイッチング素子２２～２５の作動の禁止が所望される条件が成立するときに、その出力を論理「Ｌ」とするものである。この禁止が所望される条件としては、例えばＤＣ－ＤＣコンバータ２０の温度が過度に高くなるとの条件がある。
【００４５】
上記監視ラインＬ３上にあって抵抗６２の上流のノードＮｂの電圧と、監視ラインＬ２のノードＮｃの電圧とは、差動増幅アンプ７８に取り込まれる。差動増幅アンプ７８では、これらノードＮｂの電圧とノードＮｃの電圧との差圧に応じた信号を断線検出コンパレータ８０の非反転入力端子に出力する。断線検出コンパレータ８０の反転入力端子には、基準電圧源８２の閾値電圧が印加されている。断線検出コンパレータ８０では、差動増幅アンプ７８の出力に基づき、上記差圧が閾値電圧以上であるときに、論理「Ｈ」の信号をフィルタ回路８４に出力する。フィルタ回路８４では、断線検出コンパレータ８０の出力が論理「Ｈ」である状態が規定時間以上となると、論理「Ｈ」の信号を、先の図１に示す警報器５２に出力する。この論理「Ｈ」の信号が、出力ラインＯＷに異常がある旨を示す警報信号である。これにより、警報器５２では、出力ラインＯＷに異常がある旨の報知をする。なお、上記規定時間は、差動増幅アンプ７８の入力信号にノイズが混入するなどして差圧が一時的に大きくなったときに、これにより異常がある旨の信号を出力することを禁止するためのものである。
【００４６】
図３に、出力ラインＯＷに断線が生じた場合の制御装置４０の動作を示す。詳しくは、図３（ａ）に、出力ラインＯＷの断線の有無を示し、図３（ｂ）に、ノードＮｂの電圧を示し、図３（ｃ）に、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流を示し、図３（ｄ）に、ノー

ドＮｃの電圧を示し、図３（ｅ）に、差動増幅アンプ７８の出力を示し、図３（ｆ）に、断線検出コンパレータ８０の出力を示し、図３（ｇ）に、フィルタ回路８４の出力を示す。

【００４７】

図示されるように、時刻ｔ１に出力ラインＯＷに断線が生じても、出力端子Ｔ１近傍と接続される監視ラインＬ３のノードＮｂには変化はない。しかし、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流は、減少する。ここで、先の図２に示すブレークポイントＢＰ３にて断線が生じるときには、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０は、バッテリ３０及び負荷ＬＯ１～ＬＯ５のいずれにも電流を出力しないために、電流は略ゼロとなる。また、先の図２に示すブレークポイントＢＰ２にて断線が生じるときには、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力は、負荷ＬＯ１，ＬＯ２に印加されるのみであるため、出力電流は、たかだか負荷ＬＯ１，ＬＯ２に流れる電流程度となる。

【００４８】

一方、断線が生じることでＤＣ－ＤＣコンバータ２０からバッテリ３０に充電がなされなくなるため、ノードＮｃの電圧は低下していく。このため、ノードＮｂの電圧とノードＮｃの電圧との差圧が増大し、差動増幅アンプ７８の出力が上昇する。そして、この出力が基準電圧源８２の閾値電圧Ｖｔｈ以上となる時刻ｔ２において、断線検出コンパレータ８０の出力が論理「Ｈ」となる。そして、断線検出コンパレータ８０の出力が論理「Ｈ」となる状態が規定時間Δｔ以上となると、フィルタ回路８４の出力が論理「Ｈ」となる（フィルタ回路８４から警報器５２に、出力ラインＯＷに異常がある旨の信号が出力される）。

【００４９】

以上詳述した本実施形態によれば、以下の効果が得られるようになる。

【００５０】

（１）ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力端子Ｔ１近傍（ノードＮｂ）の電圧とバッテリ３０近傍（ノードＮｃ）の電圧との差圧が予め定められた閾値以上となることで（より正確には、差圧に基づく差動増幅アンプ７８の出力が閾値電圧以上となることで）、出力ラインＯＷに異常がある旨の信号を出力した。これにより、出力ラインＯＷに異常がある旨の判断をより適切に行なうことができる。

【００５１】

（２）断線検出コンパレータ８０の出力が論理「Ｈ」となる状態の継続が規定時間以上であるときに、フィルタ回路８４により、出力ラインＯＷに異常がある旨の信号を出力した。これにより、差動増幅アンプ７８の入力にノイズが混入することにより異常があると誤判断をすることを回避することができる。

【００５２】

（３）給電ラインＬＢに印加される電圧をバッテリ３０近傍の電圧として取り込むことで、バッテリ３０近傍の電圧を検出するために、新たに配線を設けることを回避することができる。しかも、監視ラインＬ２を用いることで、コントローラ４４において別の用途で用いる配線を利用することもできる。

【００５３】

（第２の実施形態）

以下、第２の実施形態について、先の第１の実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。

【００５４】

本実施形態では、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流が規定電流以上であるとき、上記異常がある旨の信号の出力を禁止する。これは、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流が大きい場合、出力端子Ｔ１及びバッテリ３０間における電圧降下が大きくなり、これによりノードＮｃの電圧とノードＮｂの電圧との差圧が大きくなるおそれがあるためである。

【００５５】

上記電圧降下は、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流によって一義的に定まるものではない。これは、先の図２に示したように、出力ラインＯＷには、バッテリ３０のみならず、様々な負荷ＬＯ１～ＬＯ５が接続されていることによる。すなわち、出力電流が一定であったとしても、例えば、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の電力が負荷ＬＯ１，ＬＯ２及びバッテリ３０に供給されるときと、負荷ＬＯ４，ＬＯ５及びバッテリ３０に供給されるときでは電圧降下の大きさは相違する。

【００５６】

図４に、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流と、出力端子Ｔ１及びバッテリ３０間における電圧降下を示す。図において、特性Ｖ１は、負荷ＬＯ１～ＬＯ３が、電力の供給されないオフの状態であるときの電圧降下の特性を示す。この場合、出力電流に比例して電圧降下量が増加している。これに対し、特性Ｖ２に、負荷ＬＯ２，ＬＯ３が電力の供給されないオフ状態であって且つ負荷ＬＯ１が電力の供給されるオン状態であるときを示し、また、特性Ｖ３に、ＬＯ３が電力の供給されないオフ状態であって且つ負荷ＬＯ１，ＬＯ２が電力の供給されるオン状態であるときを示す。図示されるように、これらの場合、出力端子Ｔ１からバッテリ３０に向かうにつれて電流量が少なくなるため、電圧降下量が低下している。

【００５７】

このように、出力電流が増大するに伴い電圧降下が大きくなり得るため、ＤＣ-ＤＣコンバータ２０の出力電流が規定電流以上であるときに、上記異常がある旨の信号の出力を禁止する。ここで、この禁止にかかる処理を行なうための構成を極力簡易なものとすべく、本実施形態では、同期整流用スイッチング素子２７，２８による同期整流制御が許可されるときを規定電流以上の電流が流れているときとする。すなわち、同期整流制御は、出力電流が小さいときには禁止されるため、同期整流制御の許可及び禁止の切り替え状態に応じて簡易に上記異常がある旨の信号の出力の禁止にかかる処理を行なう。

【００５８】

以下では、まず図５～図７を用いて同期整流制御の許可及び禁止の切り替え手法を説明し、その後、図８に基づき、出力電流が規定電流以上であるときに異常がある旨の信号の出力を禁止する処理について説明する。

【００５９】

図５に、上記同期整流用スイッチング素子２７，２８を用いた同期整流制御がなされているときの電流の挙動を示す。詳しくは、図５（ａ）に、インダクタ２９ａを流れる電流を示し、図５（ｂ）に、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流Ｉｏｕｔを示し、図５（ｃ）に、１次側コイル２１ａを流れる電流の整流後の電流を示し、図５（ｄ）に、パワースイッチング素子２２～２５のいずれかの作動態様を示し、図５（ｅ）に、同期整流用スイッチング素子２７，２８のいずれかの作動態様を示す。

【００６０】

図示されるように、パワースイッチング素子２２～２５のいずれかがオンとされ、これと同期して同期整流用スイッチング素子２７，２８のいずれかがオンとされると、インダクタ２９ａを流れる電流は、漸増する。また、スイッチング素子２２～２５のいずれかがオフとされ、これに同期して同期整流用スイッチング素子２７，２８もオフとされると、インダクタ２９ａを流れる電流は、漸減する。ちなみに、同期整流用スイッチング素子２７，２８がオフされるときには、上記同期整流用スイッチング素子２７，２８と並列に接続されたダイオード２７ａ，２８ａを介して電流が流れる。このように、インダクタ２９ａを流れる電流は、漸増及び漸減を繰り返すが、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流Ｉｏｕｔは、インダクタ２９ａを流れる電流がコンデンサ２９ｃにより平滑化されるため、図５（ｂ）のように略安定した出力値となる。

【００６１】

これに対し、図５（ｃ）に示すように、１次側コイル２１ａを流れる電流は、パワースイッチング素子２２～２５のいずれかがオン作動されることで立ち上がり、同いずれかがオフ作動されることでゼロとなる断続的な電流である。また、上記オン作動直後からオフ

作動直前まで、電流は漸増している。そして、図示されるように、１次側コイル２１ａを流れる電流の整流後の電流のうち、オン作動直後の値とオフ作動直前の値との中間の値が、上記出力電流Ｉｏｕｔをトランス２１の巻数比Ｎで除算した値「Ｉｏｕｔ／Ｎ」と略等しくなっている。これは、１次側コイル２１ａを流れる電流の整流後の電流が、出力電流Ｉｏｕｔに応じた上記電流値「Ｉｏｕｔ／Ｎ」に、インダクタ２９ａを流れる電流の交流成分を巻数比Ｎで除算した値を有する電流と、トランス２１による励磁電流とが重畳したものとなっているからである。ここで、巻数比Ｎは、１次側コイル２１ａの巻数Ｎｐと、２次側コイル２１ｂ，２１ｃの巻き数Ｎｓとによって、「Ｎ＝Ｎｐ／Ｎｓ」によって定義される。

【００６２】

上記同期整流用スイッチング素子２７，２８のオン作動は常時行なえるものではない。すなわち、図５（ａ）に示す漸減から漸増への切り替わり時（オン作動直前）の電流値Ｉ０がゼロよりも小さくなるときには、２次側回路において電流が逆流し、同期整流用スイッチング素子２７，２８の劣化が促進されるおそれがあるため、同期整流用スイッチング素子２７，２８のオン作動を禁止する。この同期整流制御の禁止及び許可の切り替えを、出力電流を直接検出することで行なう場合には、２次側に流れる電流が大きいため、発熱量が増大する等の問題がある。そこで、本実施形態では、１次側コイル２１ａに流れる電流の検出値に基づき、２次側回路を流れる電流を把握することで、同期整流制御の許可及び禁止の切り替えを行なう。ここで、１次側コイル２１ａを流れる電流を検出するうえでの留意点について説明する。

【００６３】

図６（ａ）に、出力電流Ｉｏｕｔが一定であるとの条件下、１次側コイル２１ａに流れる電流が整流されたものの上記デューティによる変化態様を示す。図示されるように、１次側コイル２１ａに流れる電流のピーク値（オフ作動直前の電流値）は、デューティが大きくなるほど減少する傾向にある。また、オン作動による電流の立ち上がり時の値も、デューティの変化に応じて変化する。このため、１次側コイル２１ａを流れる電流を整流したものに基づき、インダクタ２９ａを流れる電流の漸減から漸増への切り替わり時の電流値Ｉ０（先の図５（ａ））を把握することは困難である。

【００６４】

更に、図６（ｂ）に示すように、１次側コイル２１ａを流れる電流には、実際にはスイッチングノイズ（サージノイズ）が重畳する。このノイズは、オン作動直後においてもっとも大きく、その後時間の経過とともに減衰していく。

【００６５】

以上により、１次側コイル２１ａを流れる電流を検出するに際しては、オフ作動直前の電流を検出することが、サージノイズの影響を抑制する観点からは望ましい。また、１次側コイル２１ａを流れる電流に応じて２次側回路を流れる電流値を把握するためには、１次側コイル２１ａを流れる電流を整流したものと２次側を流れる電流との関係のデューティによる変化を補償することが望まれる。

【００６６】

ここで本実施形態では、図６（ａ）に２点鎖線にて示すように、オフ作動直前の電流がデューティの増加に比例して減少することに着目する。この関係によれば、図７に斜線にて示す鋸波を１次側コイル２１ａに流れる電流を整流した電流値に重畳することで、オフ作動直前において、その値を、出力電流Ｉｏｕｔが一定である限り、同一とすることができる。

【００６７】

ここで、上記鋸波の形状について考察する。

【００６８】

同期整流用スイッチング素子２７，２８がオンとされるときにインダクタ２９ａを流れる電流ＩＬは、先の図５（ａ）に示す電流値Ｉ０、入力電圧Ｖｉｎ、出力電圧Ｖｏｕｔ、トランス２１の巻数比Ｎ、インダクタ２９ａのリアクタンスＬ、時間ｔを用いると、下記

の式（ｃ１）となる。

ＩＬ＝（Ｖｉｎ／Ｎ－Ｖｏｕｔ）ｔ／Ｌ＋Ｉ０　…（ｃ１）

先の図５（ａ）に示すインダクタ２９ａに流れる電流の変化量ｈ、すなわちオン作動からオフ作動までの間の電流の変化量ｈは、上記の式（ｃ１）の右辺第１項において、時間ｔをオン時間ｔｏｎとすることで算出することができる。ここで、オン時間ｔｏｎは、パワースイッチング素子２２～２５を作動する際のスイッチング制御のデューティＤと、スイッチング周波数ｆとを用いて、「ｔｏｎ＝Ｄ／ｆ」と表されるため、変化量ｈは、下記の式（ｃ２）となる。

ｈ＝（Ｖｉｎ／Ｎ－Ｖｏｕｔ）Ｄ／ｆＬ　…（ｃ２）

これにより、１次側コイル２１ａを流れる電流Ｉｃは、出力電流Ｉｏｕｔを用いることで、下記の式（ｃ３）となる。

Ｉｃ＝Ｉｏｕｔ／Ｎ－（Ｖｉｎ／Ｎ－Ｖｏｕｔ）Ｄ／２ｆＬＮ
＋（Ｖｉｎ／Ｎ－Ｖｏｕｔ）ｔ／ＮＬ…（ｃ３）

上記の式（ｃ３）において、１次側コイル２１ａを流れる電流は、出力電流Ｉｏｕｔを巻数比Ｎで徐算したものと、インダクタ２９ａを流れる電流の交流成分を巻数比Ｎで徐算したものとの和として算出されている。すなわち、トランス２１による励磁電流による交流成分についてはこれを無視している。これは、本実施形態では、インダクタ２９ａのリアクタンスＬと比較して、トランス２１のリアクタンスの方がはるかに大きな値となっているため、トランス２１による励磁電流の効果は、インダクタ２９ａによる交流成分の効果と比べて無視し得るほど小さいことを理由とする。

【００６９】

上記式（ｃ３）において、右辺第２項は、オン作動に伴う電流の立ち上がり時（ｔ＝０における値を定めるためのものである。また、右辺第３項は、オン作動に伴う電流の変化を表す項である。

【００７０】

上記式（ｃ３）において、時間ｔをオン時間ｔｏｎとすることで、オフ作動直前の電流値を算出することができる。ここで、「ｔｏｎ＝Ｄ／ｆ」を用いると、オフ作動直前の電流（ピーク値Ｉｐ）は、下記の式（ｃ４）となる。

Ｉｐ＝Ｉｏｕｔ／Ｎ＋（Ｖｉｎ／Ｎ－Ｖｏｕｔ）Ｄ／２ｆＬＮ　…（ｃ４）

ここで、定常状態においては、入力電圧Ｖｉｎと、出力電圧Ｖｏｕｔと、デューティＤとの間に「Ｄ＝ＮＶｏｕｔ／Ｖｉｎ」の関係が成立することに鑑みれば、上記式（ｃ４）の右辺第２項は、下記の式（ｃ５）となる。

（ｃ４）の右辺第２項＝（Ｖｉｎ／Ｎ－Ｖｏｕｔ）Ｄ／２ｆＬＮ
＝（１－Ｄ）Ｖｏｕｔ／２ｆＬＮ　　…（ｃ５）

ここで、先の図７に示す鋸波の高さＨは、上記式（ｃ４）の右辺第２項において、「Ｄ＝０」とすることで、下記の式（ｃ６）となる。

Ｈ＝Ｖｏｕｔ／２ｆＬＮ　…（ｃ６）

これにより、鋸波は、時間ｔの関数Ｆ（ｔ）として、下記の式（ｃ７）となる。

Ｆ（ｔ）＝（Ｖｏｕｔ／２ＬＮ）×ｔ　…（ｃ７）

図８に、本実施形態にかかるコントローラ４４の回路構成を示す。なお、図８において、先の図２と同一の機能を有する部材には、便宜上、同一の符号を付している。

【００７１】

上記三角波生成回路７２は、キャリアとともに、上記式（ｃ７）にて示される鋸波を生成する。そして、三角波生成回路７２の生成した鋸波は、加算器８６に出力される。加算器８６では、上記鋸波と、電流センサ５０の出力とを加算し、禁止処理用コンパレータ８７の非反転入力端子に出力する。禁止処理用コンパレータ８７の反転入力端子には、基準電圧源８８の所定電圧が印加されている。この所定電圧は、２次側回路を流れる電流が逆流することのない規定電流に応じて設定される。

【００７２】

禁止処理用コンパレータ８７の出力は、ＡＮＤ回路７４の出力の立ち下がりエッジに同期してフリップフロップ８９にラッチされる。そして、ＡＮＤ回路９０では、ＡＮＤ回路７４の出力と、フリップフロップ８９によってラッチされた値との論理積信号を生成し、上記駆動回路４６を介して同期整流用スイッチング素子２７，２８に出力する。

【００７３】

ここで、ＡＮＤ回路７４の出力の立ち下がりのタイミングで、加算器８６の出力が基準電圧源８８の所定電圧以上となる場合には、同期整流制御を許可すべく、フリップフロップ８９の出力が論理「Ｈ」となる。

【００７４】

一方、ＡＮＤ回路９１は、上記断線検出コンパレータ８０の出力と、フリップフロップ８９の出力との論理積信号を上記フィルタ回路８４に出力する。このため、ＡＮＤ回路９１では、断線検出コンパレータ８０の出力が論理「Ｈ」であって且つ、フリップフロップ８９の出力が論理「Ｈ」であるときにのみ論理「Ｈ」となる。

【００７５】

以上説明した本実施形態によれば、先の第１の実施形態の上記（１）～（３）の効果に加えて、更に以下の効果が得られるようになる。

【００７６】

（４）ＤＣ－ＤＣコンバータの出力する電流が規定電流以上であるとき、異常がある旨の信号の出力を禁止することで、断線が生じていないにもかかわらず、出力ラインＯＷにおける電圧降下によって上記異常がある旨の信号が出力されることを回避することができる。

【００７７】

（５）同期整流用スイッチング素子２７，２８を用いた同期整流制御が許可されているとき、上記規定電流以上であると判断することで、同期整流制御が禁止されているか否かを判断するという簡易な構成にて、出力電流が規定電流以上であるか否かを判断することができる。

【００７８】

（第３の実施形態）

以下、第３の実施形態について、先の第２の実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。

【００７９】

上記第２の実施形態では、同期整流用スイッチング素子２７，２８を用いた同期整流制御が許可されているときに、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流が、上記異常がある旨の信号の出力を禁止する規定電流以上であると判断した。しかし、この場合、例えば先の図２に示すブレークポイントＢＰ２にて断線が生じて且つ負荷ＬＯ１及び負荷ＬＯ２がオン状態であるときにも、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流が増大し、同期整流制御が許可されることで異常がある旨の信号の出力が禁止される懸念がある。そこで、本実施形

態では、先の図４に示す特性Ｖ１による電圧降下によっても断線がないにもかかわらず断線検出コンパレータ８０の出力が論理「Ｈ」となることはない出力電流の上限値に基づき、上記規定電流を設定する。

【００８０】

図９に、本実施形態にかかるコントローラ４４の回路構成を示す。なお、図９において、先の図８に示した部材と同一の機能を有する部材には、便宜上、同一の符号を付している。

【００８１】

図示されるように、本実施形態においては、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流が上記規定電流以上であるか否かを判断する規定電流判定コンパレータ９２を備えている。この規定電流判定コンパレータ９２の反転入力端には、上記加算器８６の出力が印加され、非反転入力端子には、基準電圧源９３の規定電圧が印加されている。このため、規定電流判定コンパレータ９２の出力は、加算器８６の出力が規定電流以上となるときには、論理「Ｌ」を出力する。この規定電圧は、上記規定電流を判断するためのものである。

【００８２】

そして、規定電流判定コンパレータ９２の出力は、ＡＮＤ回路７４の出力の立ち下がりエッジに同期してフリップフロップ９４にラッチされる。そして、フリップフロップ９４の出力と、断線検出コンパレータ８０の出力との論理積信号が、フィルタ回路８４に出力される。

【００８３】

以上説明した本実施形態によれば、先の第１の実施形態の上記（１）～（３）の効果や、先の第２の実施形態の上記（４）の効果に加えて、更に以下の効果が得られるようになる。

【００８４】

（６）先の図４に示す特性Ｖ１による電圧降下によっても断線がないにもかかわらず断線検出コンパレータ８０の出力が論理「Ｈ」となることはない出力電流の上限値に基づき、上記規定電流を設定することで、断線の有無をより適切に判断することができる。更に、１次側を流れる電流の検出値（１次側を流れる電流の整流されたものの検出値）に基づき、出力電流が規定電流以下であるか否かを判断することで、大電流が流れる２次側の電流を直接検出する場合に生じる発熱量の増大を招く等の問題を回避することができる。

【００８５】

（第４の実施形態）

以下、第４の実施形態について、先の第１の実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。

【００８６】

本実施形態では、ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流に応じて、上記異常がある旨の信号の出力を禁止するための基準となる規定電流を可変設定する。

【００８７】

図１０に、本実施形態にかかるコントローラ４４の回路構成を示す。なお、図１０において、先の図２に示した部材と同一の機能を有する部材には、便宜上、同一の符号を付している。

【００８８】

本実施形態では、閾値電圧補正部９５を備えている。閾値電圧補正部９５は、電流センサ５０の検出値に基づき把握されるＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流に応じて、基準電圧源８２の閾値電圧を可変設定する。詳しくは、出力電流が大きいほど閾値電圧を大きな値に設定する。これは、出力電流が大きいほど、電圧降下が大きくなる傾向にあるため、ノードＮｃの電圧とノードＮｂの電圧との差圧も大きくなる傾向にあるからである。

【００８９】

上記閾値電圧補正部９５は、出力電流に応じて連続的又は３値以上の段階的に閾値電圧を可変設定する構成であってもよい。また、閾値電圧を２値的に可変設定してもよい。こ

れを実現する構成の一例としては、例えば先の図９に示すフリップフロップ９４等を備えて且つ、フリップフロップ９２の出力が論理「Ｈ」であるか論理「Ｌ」であるかに応じて、閾値電圧を２値的に変更するものが考えられる。

【００９０】

以上説明した本実施形態によれば、先の第１の実施形態の上記（１）～（３）の効果に加えて、更に以下の効果が得られるようになる。

【００９１】

（７）ＤＣ－ＤＣコンバータ２０の出力電流に応じて、基準電圧源８２の閾値電圧を可変設定した。これにより、出力ラインＯＷに断線が生じていないにもかかわらず、出力端子Ｔ１及びバッテリ３０間における電圧降下が大きいためにノードＮｂの電圧とノードＮｃの電圧との差圧が大きくなる場合であっても、出力ラインＯＷに異常がある旨の信号を出力することを回避することができる。

【００９２】

（その他の実施形態）

なお、上記各実施形態は、以下のように変更して実施してもよい。

【００９３】

・上記第４の実施形態において、出力端子Ｔ１及びバッテリ３０間における電圧降下が、同一の出力電流であっても負荷ＬＯ１～ＬＯ３の作動状態に応じて変化することに着目して、負荷ＬＯ１～ＬＯ３のそれぞれが作動しているか否かに応じて、閾値電圧を更に可変してもよい。

【００９４】

・上記第３の実施形態では、オフ作動直前に出力電流に鋸波を重畳したものと、規定電圧とを比較したがこれに限らない。例えば、基準電圧源９２の閾値電圧から三角波生成回路７２の出力する鋸波の電圧値を減算したものを、規定電流判定コンパレータ９２の非反転入力端子に印加するようにしてもよい。また、規定電流判定コンパレータ９２に印加される２つの入力のいずれか一方の値を、出力電圧に応じて更に補正してもよい。ここで、出力電圧によって補正を行なう理由は、オフ作動直前の電流センサ５０の検出値に三角波を重畳したものが、出力電流Ｉｏｕｔの変化にかかわらず一定となるのは、出力電圧が一定であることを前提としているためである。

【００９５】

更に例えば、電流センサ５０の検出値と規定電圧とを比較するのみであっても、出力電流が大きいときに上記異常がある旨の信号の出力を禁止することはできる。

【００９６】

・上記第２の実施形態では、同期整流制御の許可を判断するための信号としてフリップフロップ８９の出力を利用したが、これに限らず、例えばＡＮＤ回路９０の出力を利用してもよい。すなわち、ＡＮＤ回路９０の出力が、スイッチング周期内で論理「Ｌ」から論理「Ｈ」へ変化するなら、同期整流制御が許可されていると判断できる。

【００９７】

・上記各実施形態では、コントローラ４４を専用のハードウェア手段として構成したが、これに限らず、ＰＷＭコンパレータ７０や、三角波生成回路７２、断線検出コンパレータ８０による処理を記述したプログラムと、中央処理装置（ＣＰＵ）にて構成してもよい。

【００９８】

・その他、ハイブリッド車に搭載されるものに限らず、例えば電気自動車に搭載されるものであってもよい。

【図面の簡単な説明】

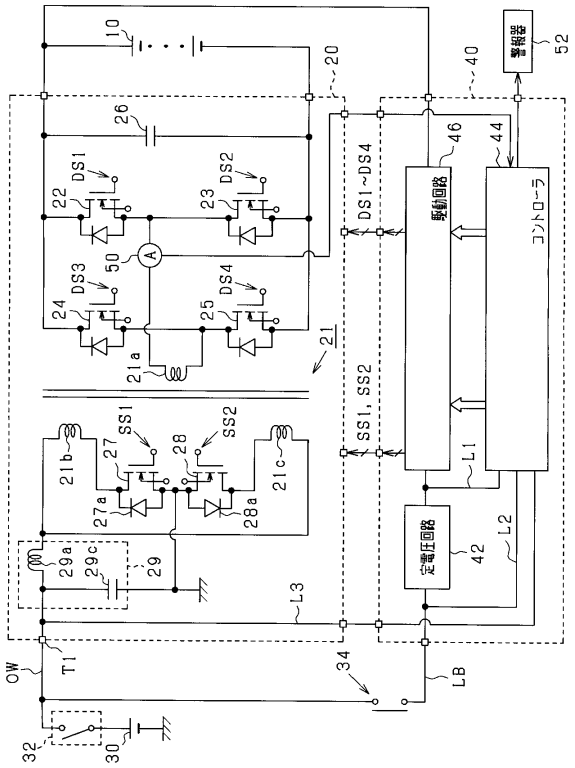
【００９９】

【図１】第１の実施形態におけるＤＣ－ＤＣコンバータ及びその制御装置の全体構成を示す図。

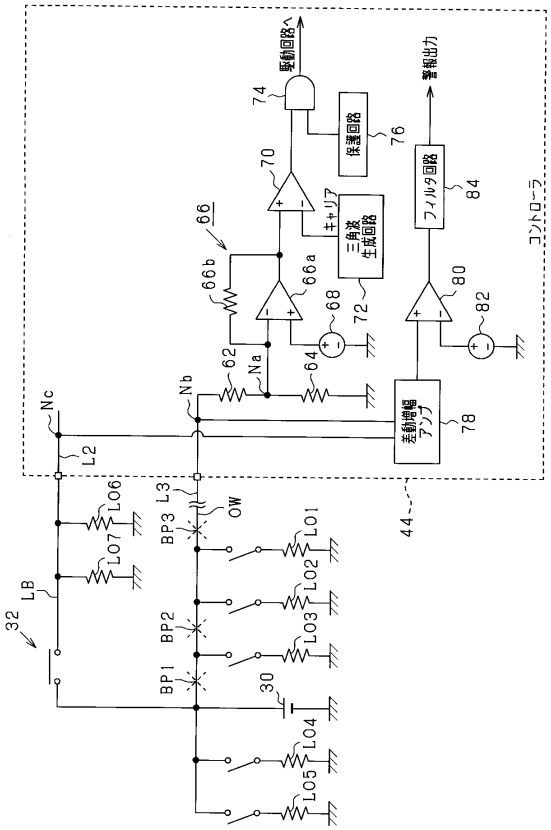
【図２】同実施形態における制御装置内の構成を示す図。

【図３】同実施形態における出力ラインの断線時の制御装置の動作を示すタイムチャート。
【図４】出力電流と、出力ラインにおける電圧降下との関係を示す図。
【図５】ＤＣ－ＤＣコンバータの作動及び電流の流通態様を示すタイムチャート。
【図６】１次側を流れる電流の検出に伴う問題点を説明する図。
【図７】第２の実施形態において電流センサの検出値に重畳する鋸波を示す図。
【図８】同実施形態における制御装置内の構成を示す図。
【図９】第３の実施形態における制御装置内の構成を示す図。
【図１０】第４の実施形態における制御装置内の構成を示す図。
【図１１】従来のＤＣ－ＤＣコンバータの制御装置の回路構成を示す図。
【図１２】出力ラインの断線時における上記制御装置の動作を示すタイムチャート。
【図１３】従来のＤＣ－ＤＣコンバータの制御装置の別の回路構成を示す図。
【図１４】出力ラインの断線時における上記制御装置の動作を示すタイムチャート。
【符号の説明】
【０１００】
１０…高圧バッテリ、２０…ＤＣ－ＤＣコンバータ、２１…トランス、２１ａ…１次側コイル、２１ｂ，２１ｃ…２次側コイル、２２～２５…パワースイッチング素子、３０…バッテリ、４０…制御装置、７０…ＰＷＭコンパレータ、７８…差動増幅アンプ、８０…断線検出コンパレータ、８４…フィルタ回路。

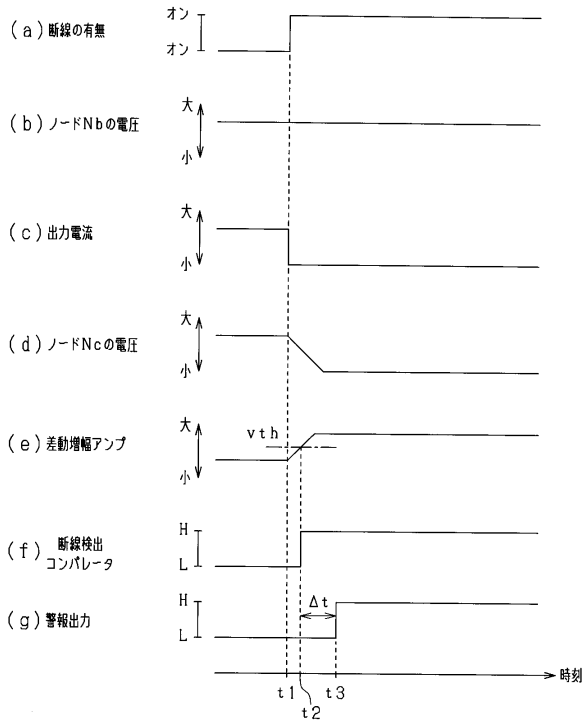
【図１】



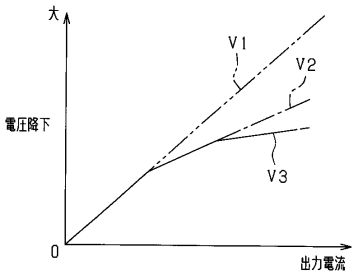
【図２】



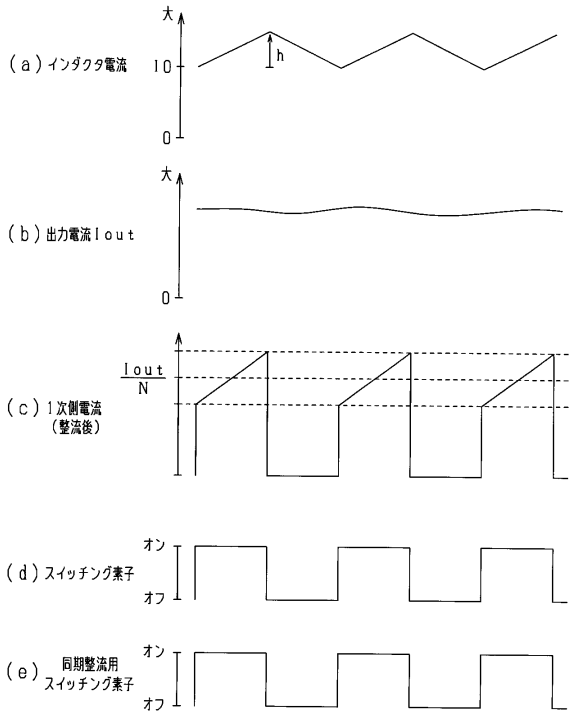
【図３】


(a)断線の有無
オン
オン
(b)ノードNbの電圧
大
小
(c)出力電流
大
小
(d)ノードNcの電圧
大
小
(e)差動増幅アンプ
大
小
vth
(f)断線検出コンパレータ
H
L
(g)警報出力
H
L
Δt
時刻
t1
t2
t3

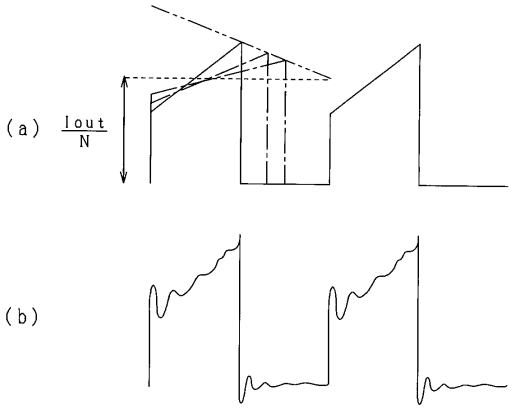
【図４】


大
V1
V2
V3
電圧降下
0
出力電流

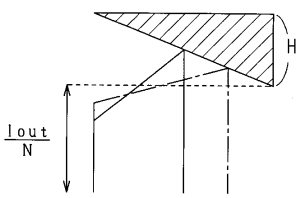
【図５】


(a)インダクタ電流
大
IO
0
h
(b)出力電流Iout
大
0
(c)1次側電流(整流後)
Iout
N
(d)スイッチング素子
オン
オフ
(e)同期整流用スイッチング素子
オン
オフ

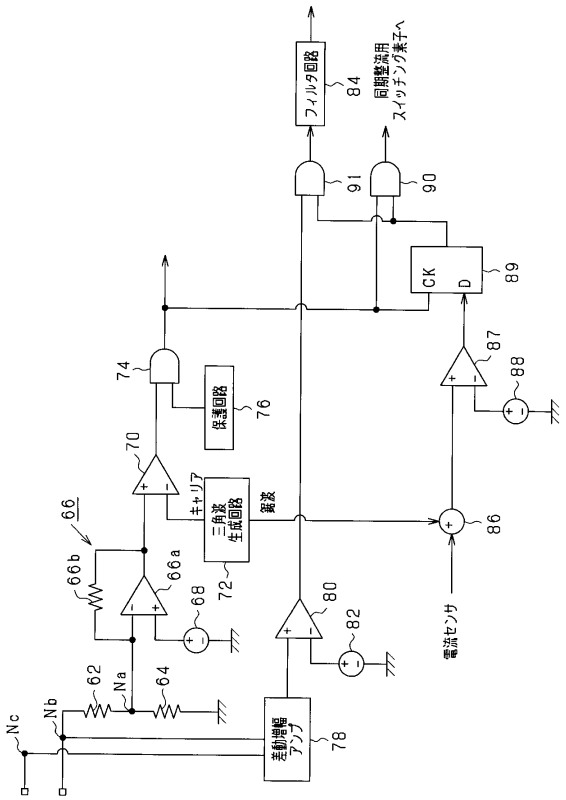
【図６】


(a)
Iout
N
(b)

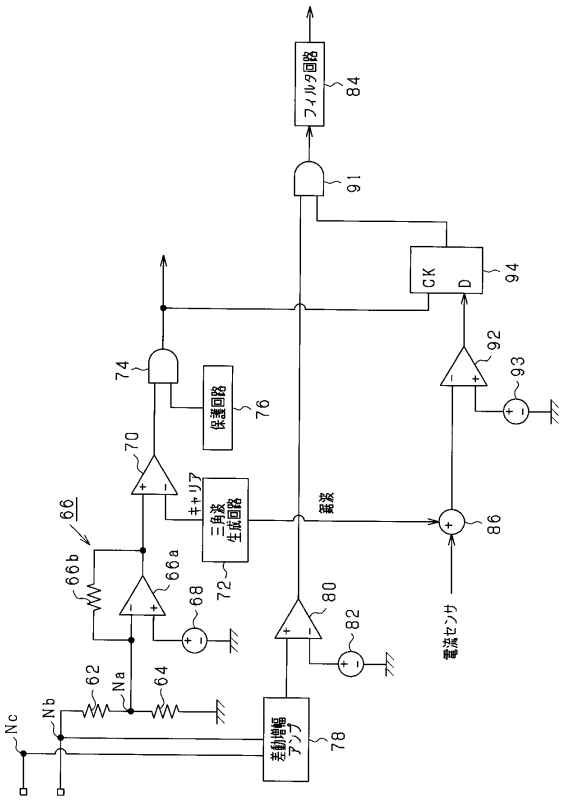
【図７】


H
Iout
N

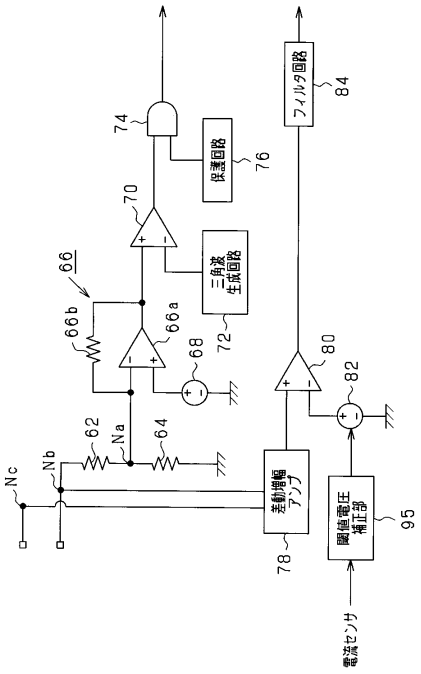
【図８】


フィルタ回路
84
同期整流用
スイッチング素子へ
91
90
CK
D
89
87
88
74
保護回路
76
70
キャリア
三角波
生成回路
72
鋸波
66
66b
66a
68
86
80
82
電流センサ
62
Na
64
Nb
Nc
差動増幅
アンプ
78

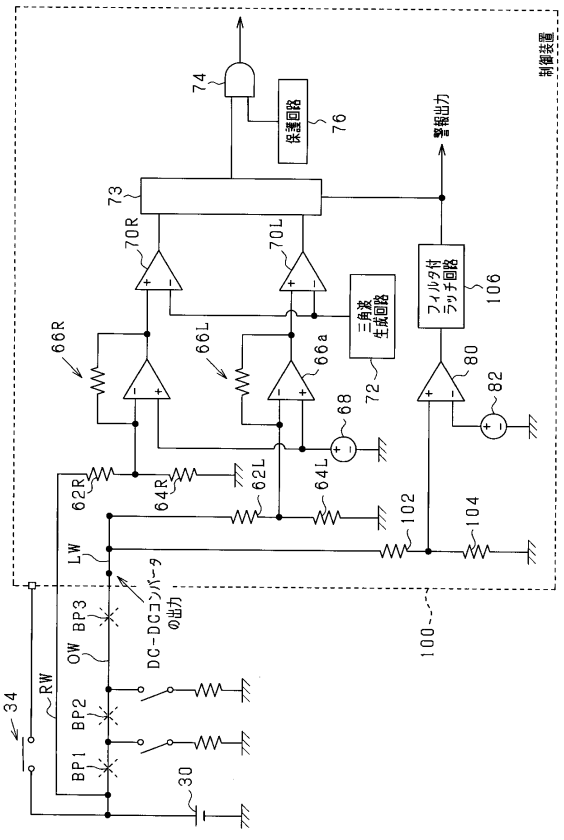
【図９】


フィルタ回路
84
91
CK
D
94
92
93
74
保護回路
76
70
キャリア
三角波
生成回路
72
鋸波
66
66b
66a
68
86
80
82
電流センサ
62
Na
64
Nb
Nc
差動増幅
アンプ
78

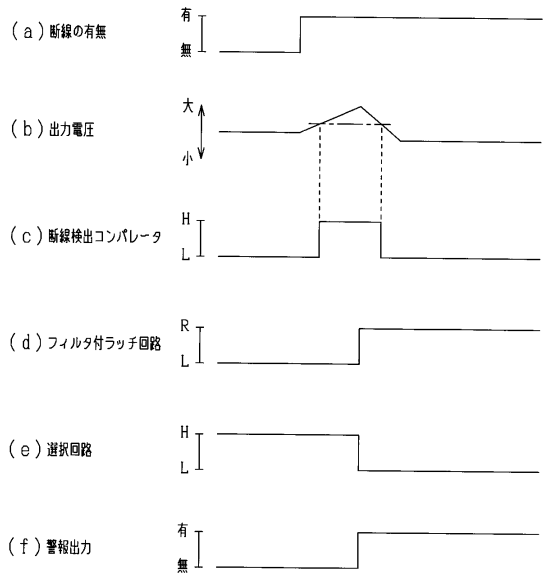
【図１０】


フィルタ回路
84
74
保護回路
76
70
三角波
生成回路
72
66
66b
66a
68
80
82
62
Na
64
Nb
Nc
差動増幅
アンプ
78
閾値電圧
補正部
95
電流センサ

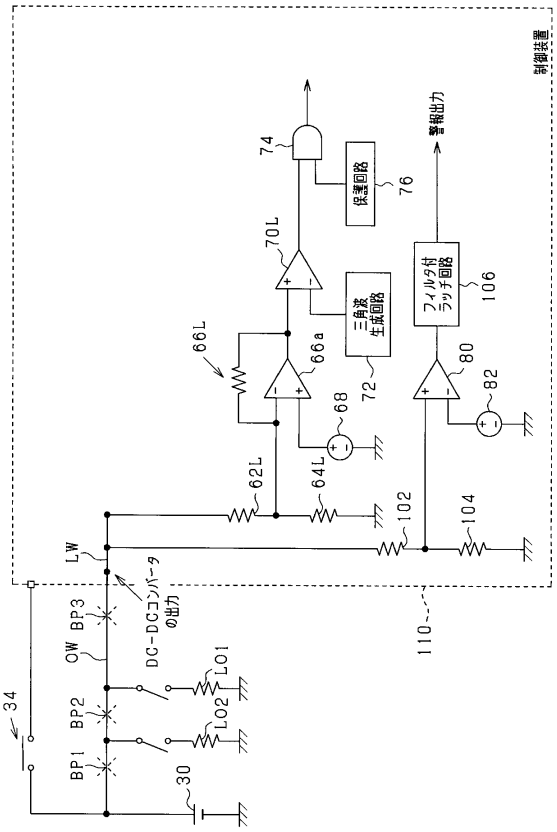
【図１１】


制御装置
74
保護回路
76
警報出力
73
70R
70L
三角波
生成回路
72
フィルタ付
ラッチ回路
106
66R
66L
66a
68
80
82
62R
64R
62L
64L
102
104
LW
DC-DCコンバータ
の出力
100
34
RW
OW
BP3
BP2
BP1
30

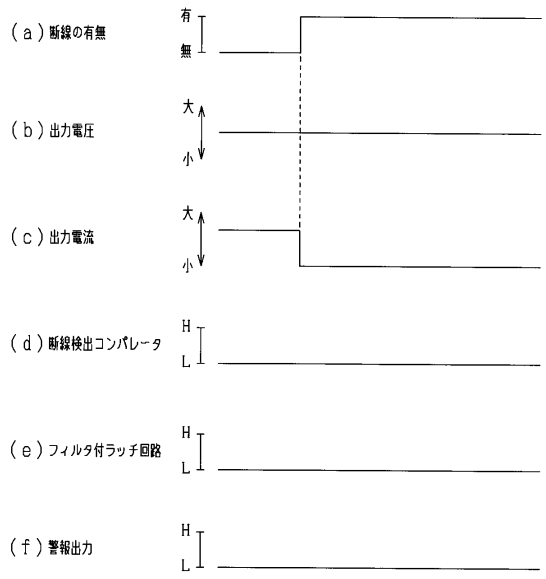
【図１２】


(a)断線の有無
有
無
(b)出力電圧
大
小
(c)断線検出コンパレータ
H
L
(d)フィルタ付ラッチ回路
R
L
(e)選択回路
H
L
(f)警報出力
有
無

【図１３】


制御装置
74
保護回路
76
警報出力
70L
三角波生成回路
フィルタ付ラッチ回路
106
66L
66a
72
80
82
68
62L
64L
102
104
LW
DC-DCコンバータの出力
110
BP3
OW
LO1
BP2
LO2
34
BP1
30

【図１４】


(a)断線の有無
有
無
(b)出力電圧
大
小
(c)出力電流
大
小
(d)断線検出コンパレータ
H
L
(e)フィルタ付ラッチ回路
H
L
(f)警報出力
H
L

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平１１－２２５４２９（ＪＰ，Ａ）
特開２００５－０４５９４５（ＪＰ，Ａ）
実開昭６４－０３７３３８（ＪＰ，Ｕ）
特開平０１－２３８４５８（ＪＰ，Ａ）
特開平１１－２１５８１０（ＪＰ，Ａ）
特開２００４－１６６３７０（ＪＰ，Ａ）
特開平０６－１５３５０２（ＪＰ，Ａ）
特開２００５－０８０３３６（ＪＰ，Ａ）
特開２００２－２９１２４１（ＪＰ，Ａ）
特開２００５－２６１０４７（ＪＰ，Ａ）
特開２００５－２１８２５２（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.，ＤＢ名)
Ｈ０２Ｍ　　３／２８