

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5658996号
(P5658996)

(45) 発行日 平成27年1月28日(2015.1.28)

(24) 登録日 平成26年12月5日(2014.12.5)

(51) Int.Cl. F 1
H02M 7/155 (2006.01) H02M 7/155 F

請求項の数 7 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2010-280839 (P2010-280839)	(73) 特許権者	000002037
(22) 出願日	平成22年12月16日 (2010.12.16)		新電元工業株式会社
(65) 公開番号	特開2012-130196 (P2012-130196A)		東京都千代田区大手町2丁目2番1号
(43) 公開日	平成24年7月5日 (2012.7.5)	(74) 代理人	100064908
審査請求日	平成25年5月16日 (2013.5.16)		弁理士 志賀 正武
		(74) 代理人	100108578
			弁理士 高橋 詔男
		(74) 代理人	100089037
			弁理士 渡邊 隆
		(74) 代理人	100094400
			弁理士 鈴木 三義
		(74) 代理人	100107836
			弁理士 西 和哉
		(74) 代理人	100108453
			弁理士 村山 靖彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置及び出力電圧制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

発電機から出力された交流電圧を入力とし、該交流電圧を整流及び位相制御してバッテリーを含む負荷に電圧を供給する電力変換装置であって、

前記発電機の出力部と前記負荷との間に接続され、前記交流電圧を整流及び位相制御して前記負荷に電圧を供給するスイッチ部と、

前記負荷に供給される電圧を所定の目標電圧に一致するように制御する制御部と、
を備え、

前記制御部が、

前記発電機から出力された交流電圧の各周期に対応したピーク電圧一定の三角波電圧を発生する三角波発生回路と、

前記負荷に供給される電圧の実効値を検出しこの実効値電圧の信号を生成する電圧変換回路と、

前記実効値電圧と所定の目標電圧との差分電圧に基づき、前記負荷に供給される電圧を前記所定の目標電圧に一致させるように前記スイッチ部の導通状態を制御するための第1の電圧信号を生成する差動増幅回路と、

当該装置が起動し制御が開始されるとともに、所定の初期電圧から所定の時定数を持って時間の経過とともに次第に電圧レベルが低下する信号であって、該信号の電圧が低下するのに伴い前記負荷に供給される電圧を次第に増加させるように制御する第2の電圧信号を生成するリミット電圧発生回路と、

10

20

当該装置の起動の際に、前記第 1 の電圧信号と前記第 2 の電圧信号とを比較し、前記第 1 の電圧信号と前記第 2 の電圧信号との大小関係に基づきいずれか一方の電圧信号を選択し、該選択された信号と前記三角波電圧とを比較し、該選択された信号と該三角波電圧との交差するタイミングを求め、当該タイミングにより前記スイッチ部の導通状態を制御する比較回路と、

を備える

ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

前記リミット電圧発生回路が、

前記発電機の出力に対して接続され、当該発電機が発電を開始するとともに、コンデンサに充電を開始し、前記装置が起動されると、前記コンデンサに充電した電圧を放電し、徐々に電圧が低下する前記第 2 の電圧信号を生成する

ことを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記比較回路は、

前記第 1 の電圧信号と前記第 2 の電圧信号の信号レベルを比較し、信号レベルの大きい方の信号を選択し、この選択した信号と前記三角波電圧とを比較して交差するタイミングを求め、このタイミングに基づいて前記スイッチ部の導通状態を制御する信号を生成することを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記第 2 の電圧信号の初期値は、当該装置の起動の際に、前記第 1 の電圧信号よりも大きくなるように設定され、

さらに、前記所定の時定数は、当該装置の起動の際に前記負荷に供給される電圧にオーバーシュートが発生しないように設定される

ことを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

前記交流電圧は単相交流電圧であり、前記交流電圧の正相または負相の半波のいずれか一方を前記スイッチ部により整流及び位相制御して前記負荷に直流電圧を印加する

ことを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記スイッチ部がサイリスタ素子であり、

前記比較回路は、前記サイリスタの点弧タイミングを制御するパルス信号を出力する

ことを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

発電機から出力された交流電圧を入力とし、該交流電圧を整流及び位相制御してバッテリーを含む負荷に電圧を供給する電力変換方法において、

前記発電機の出力部と前記負荷との間に接続に接続されたスイッチ部を介して、前記発電機から出力された交流電圧を整流及び位相制御して負荷に電圧を供給する手順と、

前記負荷に供給される電圧を所定の目標電圧に一致するように制御する制御手順と、

を含み、

さらに、前記制御手順には、

前記発電機から出力された交流電圧の各周期に対応したピーク電圧一定の三角波電圧を発生する三角波発生手順と、

前記負荷に供給される電圧の実効値を検出しこの実効値電圧の信号を生成する電圧変換手順と、

前記実効値電圧と所定の目標電圧との差分電圧に基づき、前記負荷に供給される電圧を前記所定の目標電圧に一致させるように前記スイッチ部の導通状態を制御するための第 1 の電圧信号を生成する差動増幅手順と、

当該装置が起動し制御が開始されるとともに、所定の初期電圧から所定の時定数を持って時間の経過とともに次第に電圧レベルが低下する信号であって、該信号の電圧が低下する

10

20

30

40

50

のに伴い前記負荷に供給される電圧を次第に増加させるように制御する第2の電圧信号を生成するリミット電圧発生手順と、

当該装置の起動の際に、前記第1の電圧信号と前記第2の電圧信号とを比較し、前記第1の電圧信号と前記第2の電圧信号との大小関係に基づきいずれか一方の電圧信号を選択し、該選択された信号と前記三角波電圧とを比較し、該選択された信号と該三角波電圧との交差するタイミングを求め、当該タイミングにより前記スイッチ部の導通状態を制御する比較手順と、

を含むことを特徴とする出力電圧制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、発電機から出力された交流電力を直流電力に変換する電力変換装置及び出力電圧制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、発電機から出力された交流電力を整流して直流電力に変換する電力変換装置が、例えば、バッテリーの充電や、車両のランプを駆動するために利用されている（特許文献1を参照）。

図9に、バッテリーの充電や、車両のランプを駆動するために利用される電力変換装置100Aの構成を示す。以下、この電力変換装置100Aの構成と動作について簡単に説明する。

20

【0003】

図9に示す電力変換装置100Aは、発電機10のコイル11から出力された交流電圧VAを直流の出力電圧Voに変換して、車体負荷（バッテリー200及びランプ等の負荷RL）に電力を供給するものであって、サイリスタ101、ゲート制御部120A、抵抗R1、R2から構成される。サイリスタ101を介して、発電機10からバッテリー200及び負荷RLに供給される出力電圧Voを検出するため、サイリスタ101のカソードとグランドとの間には、抵抗R1および抵抗R2が直列に接続されている。これら抵抗R1と抵抗R2との間の接続点Pには、これら抵抗R1及び抵抗R2によって出力電圧Voを分圧して得られる電圧VRが現れる。

30

【0004】

図10に、ゲート制御部120Aの構成を示す。ゲート制御部120Aは、サイリスタ101の導通状態の開始を制御するものであり、電圧変換回路121、基準電圧発生回路122、差動回路123、増幅回路124、三角波発生回路125、比較回路126から構成される。ここで、電圧変換回路121は、上記接続点Pに現れる電圧VRを、その実効値を表す電圧VR'に変換するものである。この電圧VR'は、出力電圧Voの検出値として用いられる。

【0005】

基準電圧発生回路122は、バッテリー200及び負荷RLに電力を供給するための目標電圧VTを発生させるものである。差動回路123は、電圧VR'と目標電圧VTとの差分電圧VD(=VR'-VT)を生成するものである。増幅回路124は、差分電圧VDを増幅した差分電圧VD'を出力するものである。三角波発生回路125は、上記発電機のコイル11から出力された交流電圧VAの各周期に対応した三角波電圧VBを生成するものである。

40

【0006】

図11は、電力変換装置100Aの動作を説明するための図であり、横方向に時間の経過を示し、縦方向に、交流電圧VA、出力電圧Vo、三角波電圧VB、差分電圧VD'、ゲートパルス信号VSCRのそれぞれを並べて示したものである。

この図に示すように、三角波電圧VBは、交流電圧VAの正相のサイクル期間に対応し、交流電圧VAが負電圧から正電圧に転じる時点を起点として0Vから一定の傾きで増加

50

し、交流電圧 V_A が正電圧から負電圧に転じる時点でピーク電圧 V_{BP} となった後に $0V$ となる波形を有する。各サイクル期間での三角波電圧 V_B のピーク電圧 V_{BP} は一定である。比較回路 126 は、差分電圧 $V_{D'}$ と三角波電圧 V_B とを比較し、この比較の結果に基づきサイリスタ 101 の導通タイミングを規定するパルス信号 V_{SCR} を生成する。具体的には、三角波電圧 V_B が電圧 $V_{D'}$ よりも大きい区間 ($V_B > V_{D'}$) でパルス信号 V_{SCR} をハイレベルとし、三角波電圧 V_B が電圧 $V_{D'}$ 未満の電圧値の区間ではパルス信号 V_{SCR} をローレベルとする。そして、比較回路 126 は、パルス信号 V_{SCR} をサイリスタ 101 のゲート電極に供給する。

【0007】

サイリスタ 101 は、供給されるパルス信号 V_{SCR} がハイレベルになった時点でターンオンされる。この後、サイリスタ 101 は、供給されるパルス信号 V_{SCR} がローレベルになると共に交流電圧 V_A が負電圧に移行すると、サイリスタ 101 は逆バイアス状態とされてターンオフされる。このように、ゲート制御部 120A は、三角波発生回路 125 で発生された三角波電圧 V_B と、増幅回路 124 から出力された差分電圧 $V_{D'}$ とに基づきサイリスタ 101 の導通状態を制御することにより、電力変換装置 100A の出力電圧 V_o (実効値) が目標電圧 V_T に一致するように制御する。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【特許文献 1】 国際公開第 2007/102601 号パンフレット

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

ところで、図 9 に示す電力変換装置 100A において、この電力変換装置 100A を回転中の発電機 10 に接続して起動すると、電力変換装置 100A の制御開始時に出力電圧 V_o (実効値) が一気に上昇してオーバーシュートを起こすことがある。

【0010】

図 12 は、このような状況の具体例を示す図である。図 12 に示す例は、発電機 10 を始動した後、時刻 t_1 のタイミングで、発電機 10 に電力変換装置 100A を接続し、この電力変換装置 100A を起動した場合の例である。同図に示すように、電力変換装置 100A の制御開始時には差分電圧 $V_{D'}$ ($= V_{R'} - V_T$) が小さいので、パルス信号 V_{SCR} がハイレベル (ON) となっている期間が長くなる。その結果、バッテリー 200 に交流電圧 V_A が供給される時間 (充電時間) が長くなる。出力電圧 V_o はバッテリー 200 に交流電圧 V_A が供給されることにより上昇するが、充電時間が長いことと、ゲート制御部 120A における制御応答遅れ (出力電圧 V_o を目標電圧 V_T に一致させるための制御の遅れ) のために、出力電圧 V_o が一気に上昇してしまい、図に示すように、出力電圧 V_o が大きくなりすぎる可能性がある。

【0011】

なお、図 12 において交流電圧 V_A の振幅が変動しているが、これは発電機の出力が揺らいでいることを示している。一般に、始動時での発電機の出力は図 12 に示したように揺らぐことが多い。また、波形が歪んでいるのは、サイリスタ 101 がオン状態のときに、発電機の出力がクランプ状態になっていることを示している。

【0012】

このオーバーシュートについては、図 13 (A) に示すように、発電機 10 の回転速度が大きい場合、すなわち、発電機 10 の出力電圧及び周波数が高い場合に、この発電機 10 に電力変換装置 100A を急に接続すると、出力電圧 V_o に大きなオーバーシュートが発生する。その後、時間の経過とともに、出力電圧 V_o (実効値電圧) が次第に目標電圧 V_T になるように制御される。なお、図 13 (B) に示すように、発電機 10 の回転速度が小さい場合、すなわち、発電機 10 の出力電圧及び周波数が低い場合に、発電機 10 に電力変換装置 100A を急に接続しても、オーバーシュートは発生しない。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 3 】

このように、発電機 10 の高回転中の状態において、電力変換装置 100 A を発電機 10 の出力側に急に接続した場合、電力変換装置 100 A の出力電圧が所定の目標電圧 V_T に制御される状態になるまでに、制御応答遅れのために電力変換装置 100 A の出力電圧 V_o にオーバーシュートが発生するという問題があった。このため、例えば、負荷がランプ負荷の場合は、出力電圧 V_o が目標電圧 V_T に一致するように制御が開始されるまでにランプ電圧が高くなり、ランプの発光素子が断線してしまう恐れがあった。また、高出力の発電機では、高回転時に負荷側に大きなラッシュ電流(突入電流)が流れるため、電力変換装置のスイッチング素子(例えば、サイリスタ)の電流容量を大きくする必要があった。

10

【 0 0 1 4 】

本発明は、斯かる実情に鑑みなされたものであり、本発明の目的は、回転中の発電機に電力変換装置を接続して起動する際に、この電力変換装置の出力電圧にオーバーシュートが発生することを回避抑できる、電力変換装置及び出力電圧制御方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 5 】

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、本発明の電力変換装置は、発電機から出力された交流電圧を入力とし、該交流電圧を整流及び位相制御してバッテリーを含む負荷に電圧を供給する電力変換装置であって、前記発電機の出力部と前記負荷との間に接続され、前記交流電圧を整流及び位相制御して前記負荷に電圧を供給するスイッチ部と、前記負荷に供給される電圧を所定の目標電圧に一致するように制御する制御部と、を備え、前記制御部が、前記発電機から出力された交流電圧の各周期に対応したピーク電圧一定の三角波電圧を発生する三角波発生回路と、前記負荷に供給される電圧の実効値を検出しこの実効値電圧の信号を生成する電圧変換回路と、前記実効値電圧と所定の目標電圧との差分電圧に基づき、前記負荷に供給される電圧を前記所定の目標電圧に一致させるように前記スイッチ部の導通状態を制御するための第 1 の電圧信号を生成する差動増幅回路と、当該装置が起動し制御が開始されるとともに、所定の初期電圧から所定の時定数を持って時間の経過とともに次第に電圧レベルが低下する信号であって、該信号の電圧が低下するのに伴い前記負荷に供給される電圧を次第に増加させるように制御する第 2 の電圧信号を生成するリミット電圧発生回路と、当該装置の起動の際に、前記第 1 の電圧信号と前記第 2 の電圧信号とを比較し、前記第 1 の電圧信号と前記第 2 の電圧信号との大小関係に基づきいずれか一方の電圧信号を選択し、該選択された信号と前記三角波電圧とを比較し、該選択された信号と該三角波電圧との交差するタイミングを求め、当該タイミングにより前記スイッチ部の導通状態を制御する比較回路と、を備えることを特徴とする。

20

30

【 0 0 1 6 】

また、本発明の電力変換装置は、前記リミット電圧発生回路が、前記発電機の出力に対して接続され、当該発電機が発電を開始するとともに、コンデンサに充電を開始し、前記装置が起動されると、前記コンデンサに充電した電圧を放電し、徐々に電圧が低下する前記第 2 の電圧信号を生成することを特徴とする。

40

【 0 0 1 7 】

また、本発明の電力変換装置は、前記比較回路は、前記第 1 の電圧信号と前記第 2 の電圧信号の信号レベルを比較し、信号レベルの大きい方の信号を選択し、この選択した信号と前記三角波電圧とを比較して交差するタイミングを求め、このタイミングに基づいて前記スイッチ部の導通状態を制御する信号を生成することを特徴とする。

【 0 0 1 8 】

また、本発明の電力変換装置は、前記第 2 の電圧信号の初期値は、当該装置の起動の際に、前記第 1 の電圧信号よりも大きくなるように設定され、さらに、前記所定の時定数は、当該装置の起動の際に前記負荷に供給される電圧にオーバーシュートが発生しないように設定されることを特徴とする。

50

【 0 0 1 9 】

また、本発明の電力変換装置は、前記交流電圧は単相交流電圧であり、前記交流電圧の正相または負相の半波のいずれか一方を前記スイッチ部により整流及び位相制御して前記負荷に直流電圧を印加することを特徴とする。

【 0 0 2 0 】

また、本発明の電力変換装置は、前記スイッチ部がサイリスタ素子であり、前記比較回路は、前記サイリスタの点弧タイミングを制御するパルス信号を出力することを特徴とする。

【 0 0 2 1 】

また、本発明の出力電圧制御方法は、発電機から出力された交流電圧を入力とし、該交流電圧を整流及び位相制御してバッテリーを含む負荷に電圧を供給する電力変換方法において、前記発電機の出力部と前記負荷との間に接続に接続されたスイッチ部を介して、前記発電機から出力された交流電圧を整流及び位相制御して負荷に電圧を供給する手順と、前記負荷に供給される電圧を所定の目標電圧に一致するように制御する制御手順と、を含み、さらに、前記制御手順には、前記発電機から出力された交流電圧の各周期に対応したピーク電圧一定の三角波電圧を発生する三角波発生手順と、前記負荷に供給される電圧の実効値を検出しこの実効値電圧の信号を生成する電圧変換手順と、前記実効値電圧と所定の目標電圧との差分電圧に基づき、前記負荷に供給される電圧を前記所定の目標電圧に一致させるように前記スイッチ部の導通状態を制御するための第1の電圧信号を生成する差動増幅手順と、当該装置が起動し制御が開始されるとともに、所定の初期電圧から所定の時定数を持って時間の経過とともに次第に電圧レベルが低下する信号であって、該信号の電圧が低下するのに伴い前記負荷に供給される電圧を次第に増加させるように制御する第2の電圧信号を生成するリミット電圧発生手順と、当該装置の起動の際に、前記第1の電圧信号と前記第2の電圧信号とを比較し、前記第1の電圧信号と前記第2の電圧信号との大小関係に基づきいずれか一方の電圧信号を選択し、該選択された信号と前記三角波電圧とを比較し、該選択された信号と該三角波電圧との交差するタイミングを求め、当該タイミングにより前記スイッチ部の導通状態を制御する比較手順と、を含むことを特徴とする。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 2 】

本発明の電力変換装置においては、負荷に供給される電圧を所定の目標電圧に一致するように制御する第1の電圧信号と、負荷に供給される電圧を次第に増加させるように制御する第2の電圧信号とを生成する。そして、回転中の発電機に電力変換装置を接続して起動する際には、最初は、第2の電圧信号により出力電圧を緩やかに上昇させるように制御し、出力電圧がある程度立ち上がった後に、出力電圧を第1の電圧信号により目標電圧に一致するように制御する。

これにより、回転中の発電機に電力変換装置を接続して起動する際に、電力変換装置の出力電圧にオーバーシュートが発生することを回避できる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 2 3 】

【 図 1 】 本発明の実施形態に係わる電力変換装置の構成を示す図である。

【 図 2 】 図 1 に示すゲート制御部 120 の構成を示すブロック図である。

【 図 3 】 図 1 に示す電力変換装置の動作を説明するための波形図である。

【 図 4 】 三角波発生回路における三角波の発生メカニズム（方形波の生成過程）を説明するための波形図である。

【 図 5 】 三角波発生回路における三角波の発生メカニズム（スロープ部分の生成過程）を説明するための波形図である。

【 図 6 】 増幅回路における倍率係数 M について説明するための図である。

【 図 7 】 リミット電圧 V_L を生成する C R 回路の例を示す図である。

【 図 8 】 回転中の発電機に電力変換装置が接続された場合の起動時の動作について説明するための波形図である。

10

20

30

40

50

【図 9】従来の電力変換装置の構成を示す図である。

【図 10】図 9 に示すゲート制御部 120A の構成を示すブロック図である。

【図 11】図 9 に示す電力変換装置の動作を説明するための図である。

【図 12】電力変換装置におけるオーバーシュートの例を示す波形図である。

【図 13】発電機の回転数と電力変換装置におけるオーバーシュートについて説明するための図である。

【発明を実施するための形態】

【0024】

図 1 に、本実施形態に係る電力変換装置 100 の構成例を示す。図 1 において、前述の図 9 に示す電力変換装置 100A の構成要素と共通する要素には同一符号を付す。

10

【0025】

<概要>

図 1 に示す電力変換装置 100 の詳細な構成と動作について説明する前に、本発明の特徴部分である、オーバーシュートの抑制動作の概要について説明しておく。

本発明の電力変換装置 100 では、後述するように、回転中の発電機 10 に急に接続された場合に、出力電圧 V_o が一気に上昇してしまうことのないように、ゲート制御部 120 においてリミット電圧 V_L を導入する。このリミット電圧 V_L は、図 8 に示すように、初期値（図の例では電圧 V_z ）から、時間の経過とともに次第に減少し、やがて 0 になる信号である。

【0026】

20

ゲート制御部 120 では、リミット電圧 V_L と差分電圧 $V_{D'}$ （出力電圧 V_o を目標電圧 V_T に一致させるための制御信号）とを比較し、リミット電圧 V_L が差分電圧 $V_{D'}$ より上にある（電圧レベルが高い）期間、すなわち、時刻 t_1 から時刻 t_3 の期間では、三角波電圧 V_B とリミット電圧 V_L とが交差したタイミングで、かつリミット電圧 V_L が三角波電圧 V_B よりも大きい区間（ $V_L > V_{D'}$ ）で、パルス信号 V_{SCR} をハイレベル（サイリスタ 101 を導通）とする。それ以外の区間ではローレベルとする。

【0027】

このようにして、電力変換装置 100 の制御開始時に、最初は、パルス信号 V_{SCR} の幅を狭くし（サイリスタ 101 の導通期間を短くし）、時間の経過とともに次第に広くする（サイリスタ 101 の導通期間を広くする）。これにより、電力変換装置 100 の制御開始時において、出力電圧 V_o を低い電圧から目標電圧 V_T へとゆっくり上昇させることができる。このため、電力変換装置 100 の制御開始時に、出力電圧 V_o にオーバーシュートが発生することを回避できる。

30

【0028】

<電力変換装置の全体構成についての説明>

まず、図 1 を参照して、本実施形態における電力変換装置 100 の全体構成の例について説明する。

図 1 に示すように、本電力変換装置 100 は、発電機のコイル 11 から出力された交流電圧 V_A を整流及び位相制御して直流の出力電圧 V_o に変換し、負荷（バッテリー 200 及び負荷 R_L ）に電力に供給するものである。電力変換装置 100 は、サイリスタ 101、ゲート制御部 120、抵抗 R_1 、 R_2 から構成される。ここで、サイリスタ 101 は発電機 10 の出力部とバッテリー 200 との間に接続されている。具体的には、サイリスタ 101 のアノードは発電機 10 のコイル 11 の一端に接続され、そのカソードにはバッテリー 200 の正側及び負荷 R_L の一端に接続されている。バッテリー 200 の負側及び負荷 R_L の他端はグランド G に接続されている。

40

【0029】

また、サイリスタ 101 を介してバッテリー 200 及び負荷 R_L に供給される出力電圧 V_o を検出するため、サイリスタ 101 のカソードとグランド G との間には、抵抗 R_1 および抵抗 R_2 が直列に接続される。これら抵抗 R_1 と抵抗 R_2 との間の接続点 P には、これら抵抗 R_1 と抵抗 R_2 とによって出力電圧 V_o を分圧して得られる電圧 V_R が現れる。上

50

記接続点 P にはゲート制御部 120 の入力部が接続され、このゲート制御部 120 の出力部はサイリスタ 101 のゲート電極に接続される。

上記構成において、この電力変換装置 100 は、回転中の発電機 10 の出力側に急に接続された場合に、出力電圧 V_o にオーバーシュートが発生することを回避できるように構成されている。

【0030】

<ゲート制御部 120 の構成の説明>

次に、図 2 を用いてゲート制御部 120 の全体構成について説明する。

図 2 は、ゲート制御部 120 の構成例を示す図である。このゲート制御部 120 は、図 2 に示すように、電圧変換回路 121、基準電圧発生回路 122、差動回路 123、増幅回路 124、三角波発生回路 125、比較回路 126、スタート回路 131、及びリミット電圧発生回路 132 を含んで構成される。

10

【0031】

ここで、電圧変換回路 121 は、上記接続点 P に現れる電圧 V_R を、その実効値を表す実効値電圧 V_R' に変換するものであり、その入力部には上記接続点 P が接続されると共に、その出力部は差動回路 123 の一方の入力部に接続される。この実効値電圧 V_R' は、上記バッテリー 200 及び負荷 R_L に供給される出力電圧 V_o に対応しており、出力電圧 V_o の検出値として取り扱われる。

【0032】

基準電圧発生回路 122 は、バッテリー 200 の充電（及び負荷 R_L へ給電）するための目標電圧 V_T を発生させるものであり、その出力部は差動回路 123 の他方の入力部に接続される。差動回路 123 は、実効値電圧 V_R' と目標電圧 V_T との差分電圧 $V_D (= V_R' - V_T)$ を生成するものであり、その出力部は増幅回路 124 の入力部に接続される。

20

【0033】

増幅回路 124 は、上記差分電圧 V_D に倍率係数（増幅度） $M (> 0)$ を乗じて、差分電圧 V_D が M 倍に増幅された差分電圧 V_D' を出力するものであり、その出力部は比較回路 126 の第 2 の入力部 b に接続される。

三角波発生回路 125 は、上記発電機のコイル 11 から出力された交流電圧 V_A の各周期に対応した三角波電圧 V_B を生成し、生成した三角波電圧 V_B を比較回路 126 へ出力する。また、三角波発生回路 126 は、三角波電圧 V_B を出力する出力部が、比較回路 126 の第 1 の入力部 a に接続されている。本実施形態では、三角波電圧 V_B は、図 3 の三角波電圧 V_B に示すように、交流電圧 V_A の正相のサイクル期間に対応し、交流電圧 V_A が負電圧から正電圧に転じる時点を起点として 0 V から一定の傾きで増加し、交流電圧 V_A が正電圧から負電圧に転じる時点でピーク電圧 V_{BP} となり、ピーク電圧 V_{BP} となった直後に 0 V となる波形を有する。各サイクル期間での三角波電圧 V_B のピーク電圧 V_{BP} は一定である。この三角波電圧 V_B の発生メカニズムについては後述する。

30

【0034】

スタート回路 131 は、リミット電圧発生回路 132 の入力部と接続される。このスタート回路 131 は、三角波発生回路 125 に入力される交流電圧 V_A を監視しており、交流電圧 V_A の入力開始されたタイミングで、リミット電圧発生回路 132 に対し、リミット電圧 V_L を発生させるためのスタート信号 S_T を出力する。リミット電圧発生回路 132 は、スタート信号 S_T が入力されると、リミット電圧 V_L の出力を開始する。

40

【0035】

リミット電圧発生回路 132 は、例えば、図 7 (A) に示すような CR 回路（後述するコンデンサ C_{11} に抵抗 R_{11} を用いて電荷を充電し、抵抗 R_{12} を用いてコンデンサ C_{11} に蓄積された電荷を放電する CR 回路）を有して構成される。この CR 回路では、サイリスタ 101 のアノードとグランド G との間に、ダイオード D_{11} 、抵抗 R_{11} 、スイッチ SW_{11} 、コンデンサ C_{11} がこの順に直列接続される直列回路を有している。この直列回路では、ダイオード D_{11} がアノードからグランド G に向けて順方向接続される。すな

50

わち、ダイオードD11は、アノードがサイリスタ101のアノードに接続され、カソードが接続点Q（スイッチSW11のブレーク接点b）に接続されている。また、抵抗R11とスイッチ11の接続点QからグランドGに向けてツェナーダイオードZD11が逆方向接続される。すなわち、ツェナーダイオードZD11は、アノードがグランドGに接続されて接地され、カソードが接続点Qに接続されている。スイッチSW11は、1c接点を有するスイッチであり、共通接点c1がコンデンサC11の一端（正側）に接続され、ブレーク接点bが上記接続点Qに接続される。また、スイッチSW11のメーク接点aとグランドGとの間に抵抗R12が接続される。そして、スイッチSW11の接点aと抵抗R12の接続点Nから、リミット電圧VLの信号が出力される。

【0036】

上記CR回路の構成において、スイッチSW11は、スタート回路131から入力されるスタート信号STにより駆動されるスイッチであり、初期状態においてはOFF状態（共通接点c1とブレーク接点bとが接続された状態）であり、電力変換装置100に交流電圧VAが印加されると、この交流電圧VAにより、ダイオードD11と抵抗R11を通して、直ちにコンデンサC11が充電される（電荷が蓄積される）。このコンデンサC11の充電電圧は、ツェナーダイオードZD11のツェナー電圧Vzより規定される（制限される）電圧となり、また、その充電時定数は、コンデンサC11の静電容量（キャパシタンス）と抵抗R11とで規定される。なお、この充電時定数は、ダイオードD11及びツェナーダイオードZD11に流すことができる許容電流を勘案して、できるだけ短くなるように抵抗R11の抵抗値を設定し、交流電圧VAが印加されると、ダイオードD11及び抵抗R11を介して、直ちにコンデンサC11をツェナー電圧Vzまで急速充電するようにする。

【0037】

そして、スタート回路131からスタート信号STが入力されると、スイッチSW11がON状態（共通接点c1と接点aとが接続された状態）になり、リミット電圧発生回路132は、コンデンサC11の充電電位（コンデンサC11の端子間電圧、初期値がツェナー電圧Vz）をリミット電圧VLとして出力する。このコンデンサC11に蓄積された電荷は抵抗R12を通して次第に放電され、すなわち、リミット電圧VLは、コンデンサC11の静電容量と抵抗R12の抵抗値とで規定される放電時定数を持って次第に低下し、いずれ0となる。このように、リミット電圧発生回路132は、コンデンサC11から抵抗R12を介しての放電によって次第に低下する接続点Nの電圧（コンデンサC11の端子間電圧）を、リミット電圧VLとして比較回路126に出力する。

なお、図7（B）は、時間の経過とともに、コンデンサC11の電位（リミット電圧VL）が変化する様子を示しており、この図に示すように、時刻t1において、電力変換装置100に交流電圧VAが印加されると、コンデンサC11の電位が直ちに初期値（ツェナー電圧Vz）の電圧まで充電され、時刻t2において、スタート回路131からスタート信号が入力されると、それ以降、コンデンサC11の電位（リミット電圧VL）が放電により次第に低下し、やがて0となる。

【0038】

比較回路126は、増幅回路124から入力した差分電圧VD'（出力電圧Voを目標電圧VTに一致させるように制御する制御信号）と、リミット電圧発生回路132から入力したリミット電圧VL（出力電圧Voの上昇を制限する信号）とを比較し、この電圧VD'とリミット電圧VLうちの電圧レベルが大きい方の信号を選択し、この選択した電圧（差分電圧VD'またはリミット電圧VL）と三角波電圧VBを比較する。例えば、差分電圧VD'と三角波電圧VBを比較する場合は、差分電圧VD'と三角波電圧VBとの一致点、すなわち差分電圧VD'と三角波電圧VBとが交差するクロス点のタイミングを検出する。このタイミングで、比較回路126は、サイリスタ101の導通タイミングを規定するパルス信号VSCRをハイレベルとし、このパルス信号VSCRをサイリスタ101のゲート電極に出力する。このパルス信号VSCRのハイレベルは、三角波電圧VBが差分電圧VD'よりも大きい区間（VB > VD'）において維持され、それ以外の区間で

10

20

30

40

50

はローレベルとなる。

【 0 0 3 9 】

同様に、リミット電圧 V_L と三角波電圧 V_B を比較する場合は、リミット電圧 V_L と三角波電圧 V_B との一致点、すなわちリミット電圧 V_L と三角波電圧 V_B とが交差するクロス点のタイミングを検出する。このタイミングで、比較回路 126 は、サイリスタ 101 の導通タイミングを規定するパルス信号 V_{SCR} をハイレベルとし、このパルス信号 V_{SCR} をサイリスタ 101 のゲート電極に出力する。このパルス信号 V_{SCR} のハイレベルは、三角波電圧 V_B がリミット電圧 V_L よりも大きい区間 ($V_B > V_L$) において維持され、それ以外の区間ではローレベルとなる。

【 0 0 4 0 】

パルス信号 V_{SCR} をゲート電極に入力するサイリスタ 101 は、パルス信号 V_{SCR} がハイレベルになった時点でターンオンされる。この後、パルス信号 V_{SCR} がローレベルになると共に交流電圧 V_A が負電圧に移行すると、サイリスタ 101 は逆バイアス状態とされてターンオフされる。即ち、サイリスタ 101 は、三角波電圧 V_B が、差分電圧 $V_{D'}$ 及びリミット電圧 V_L の両方よりも高い区間においてオン状態とされ、それ以外の区間ではオフ状態とされる。このように、ゲート制御部 120 は、三角波発生回路 125 で発生された三角波電圧 V_B と、増幅回路 124 から出力された差分電圧 $V_{D'}$ と、リミット電圧発生回路 132 から出力されたリミット電圧 V_L と、に基づきサイリスタ 101 の導通状態を制御する。

【 0 0 4 1 】

< 電力変換装置 100 の通常時の動作についての説明 >

次に、図 3 から図 6 を参照して、本電力変換装置 100 の通常時（定常時）の動作について説明する。なお、通常動作時には、リミット電圧 V_L は 0 V まで低下しており、ここでは、比較回路 126 において、差分電圧 $V_{D'}$ と三角波電圧 V_B のみが比較される例について説明する。なお、回転中の発電機 10 に電力変換装置 100 を接続した場合の起動時の動作については後述する。

【 0 0 4 2 】

図 3 は、電力変換装置 100 における各部の波形を示す図であり、横方向に時間の経過を示し、縦方向に、交流電圧 V_A 、三角波電圧 V_B 及び差分電圧 $V_{D'}$ 、パルス信号 V_{SCR} のそれぞれを並べて示したものである。

以下、図 3 を参照して、電力変換装置 100 の通常時の動作について説明する。ゲート制御部 120 内の差動回路 123 では、基準電圧発生回路 122 で発生された目標電圧 V_T と、電圧変換回路 121 から出力された電圧 $V_{R'}$ とを入力し、これらの差分電圧 V_D を生成する。増幅回路 124 は差分電圧 V_D を M 倍に増幅して、比較回路 126 に電圧 $V_{D'} (= M \times V_D)$ を供給する。

【 0 0 4 3 】

比較回路 126 では、リミット電圧 V_L より差分電圧 $V_{D'}$ が大きいため、差分電圧 $V_{D'}$ と三角波電圧 V_B とを比較し、この比較の結果に基づきサイリスタ 101 の導通タイミングを規定するパルス信号 V_{SCR} を生成する。そして、比較回路 126 は、三角波電圧 V_B が差分電圧 $V_{D'}$ よりも高い区間 ($V_B > V_{D'}$) でパルス信号 V_{SCR} をハイレベルとし、三角波電圧 V_B が差分電圧 $V_{D'}$ よりも低い区間 ($V_B < V_{D'}$) でパルス信号 V_{SCR} をローレベルとして、このパルス信号 V_{SCR} をサイリスタ 101 のゲート電極に供給する。すなわち、サイリスタ 101 は、三角波電圧 V_B が差分電圧 $V_{D'}$ よりも高い区間 ($V_B > V_{D'}$) においてオン状態とされ、それ以外の区間ではオフ状態とされる。このように、ゲート制御部 120 は、三角波発生回路 125 で発生された三角波電圧 V_B と、増幅回路 124 から出力された差分電圧 $V_{D'}$ とに基づきサイリスタ 101 の導通状態を制御する。

【 0 0 4 4 】

ここで、サイリスタ 101 のオン状態の区間、すなわち三角波電圧 V_B が差分電圧 $V_{D'}$ よりも高い期間は差分電圧 $V_{D'}$ のレベルに依存し、この差分電圧 $V_{D'}$ のレベルは、

10

20

30

40

50

目標電圧 V_T に対する出力電圧 V_o のレベルに依存する。従って、出力電圧 V_o が高ければ、電圧 $V_{D'}$ のレベルも高くなり、三角波電圧 V_B が差分電圧 $V_{D'}$ より高くなる期間が減少し、サイリスタ 101 がオン状態となる期間が減少する。この結果、出力電圧 V_o が目標電圧 V_T に向けて低下する。

【0045】

逆に、出力電圧 V_o が低ければ、差分電圧 $V_{D'}$ のレベルも低くなり、この結果、三角波電圧 V_B が差分電圧 $V_{D'}$ よりも高い期間が増加し、サイリスタ 101 がオン状態となる期間が増加する。この結果、出力電圧 V_o が目標電圧 V_T に向けて上昇する。このように、発電機の交流電圧 V_A の各周期において、出力電圧 V_o が目標電圧 V_T に安定するようにサイリスタ 101 の導通期間が制御される。

10

【0046】

以上により発電機 10 の回転数が低い場合を説明したが、発電機 10 の回転数が高い場合には、図 3 (B) に示すように、発電機 10 が出力する交流電圧 V_A の振幅が大きくなると共に、その周波数も高くなるので、三角波電圧 V_B の上昇レートが大きくなるが、その他の点では、上述の図 3 (A) に示す発電機 10 の回転数が低い場合と同様であり、出力電圧 V_o の実効値が目標電圧 V_T に安定するようにサイリスタ 101 のゲート制御が実施される。

【0047】

次に、図 4 及び図 5 を参照して、三角波発生回路 125 における三角波電圧 V_B の発生メカニズムを説明する。

20

一般には発電機 10 が出力する交流電圧の周波数は急激に変化しないので、1 サイクル前の波形と現在のサイクルの波形はほとんど同じと考えることができる。例えば、図 4 において、波形 2 が現在のサイクルの波形だとすれば、波形 2 の半周期 T_2 と、その 1 サイクル前の波形 1 の半周期 T_1 とはほとんど同じである。

【0048】

上述の特性を利用して、次の手順により三角波電圧 V_B を生成する。

(手順 1) 図 4 に示すように、波形 1 のサイクルにおいて、発電機が出力する交流電圧 V_A から方形波 S を生成する。この波形 1 に対応する方形波 S の半周期は、波形 1 のサイクルにおける交流電圧 V_A の半周期 T_1 と一致する。

(手順 2) 続いて、方形波 S の半周期 T_1 の時間をカウントする。

30

(手順 3) 続いて、半周期 T_1 の時間のカウント数を所定の分解能 n で除算して、時間 $t_1 (= T_1 / n)$ を得る。ここで、分解能 n は、三角波電圧 V_B のスロープの滑らかさを規定する量であり、分解能 n が高い程、三角波電圧 V_B のスロープが滑らかになる。

(手順 4) 続いて、三角波電圧 V_B のピーク電圧 V_{BP} を所定の分解能 n で除算して、電圧 $v_1 (= V_{BP} / n)$ を得る。

(手順 5) 続いて、図 5 (B) に示すように、次のサイクルの波形 2 の立ち上がりタイミング (T_2 をカウントし始めるタイミング) で、上記電圧 v_1 だけ三角波電圧 V_B を上昇させ、この三角波電圧 V_B を上記時間 t_1 の間だけ維持する。

【0049】

(手順 6) 同じ波形 2 のサイクルにおいて、上記時間 t_1 が経過したタイミングで上記電圧 v_1 だけ三角波電圧 V_B を更に上昇させ、これを全都で n 回繰り返すと、図 5 (B) に示すような階段状の波形が得られ、波形 2 のサイクルに対応する三角波電圧のスロープ部分に相当する階段状の波形が得られる。分解能 n の値を大きくすれば、階段状の波形が滑らかになり、一層良好な三角波を得ることができる。

40

以上の手順により、1 サイクル前の交流電圧 V_A の波形を用いて、交流電圧 V_A の各周期に対応した三角波電圧であって、ピーク電圧 V_{BP} が一定の電圧波形を生成する。

【0050】

上述の三角波電圧の発生メカニズムを利用した三角波発生回路 125 は、本電力変換装置においてサイリスタ 101 の導通タイミングを制御するための三角波電圧 V_B を生成するものであって、例えば、カウンタ部と、除算部と、波形生成部とから構成することがで

50

きる。ここで、カウンタ部は、発電機が出力する第1サイクルの交流電圧波形の半周期の時間（図4の例えば波形1のサイクルにおける時間 T_1 ）をカウントするものである。除算部は、上記カウンタ部によるカウント数を所定の分解能 n （所定値）で除算するものである。波形生成部は、第1サイクル後の第2サイクル（図4の例えば波形2のサイクル）において上記第1サイクルでの除算部の除算結果で示される時間 t_1 の経過ごとに所定電圧 v_1 だけ上昇する階段状の電圧波形を生成するものである。この階段状の電圧波形は上記三角波電圧 V_B の波形として出力される。

【0051】

<増幅回路124を導入することの技術的意味>

次に、図6を参照して、増幅回路124を導入することの技術的意味を説明する。

図6(A)は、増幅回路124の増幅度である倍率係数 M を「1」とした場合の三角波電圧 V_B と差分電圧 $V_{D'}$ （ $=V_D$ ）との相対的な関係を示している。図6(A)において、区間 W_1 は、三角波電圧 V_B が差分電圧 $V_{D'}$ を上回る期間、すなわちサイリスタ101がオン状態に制御される期間を示す。また、図6(B)は、倍率係数 M を「2」に設定した場合の三角波電圧 V_B と差分電圧 $V_{D'}$ （ $=2 \times V_D$ ）との相対的な関係を示している。図6(B)に示すように倍率係数 M を「2」に設定して差分電圧 V_D を2倍に増幅すると、図6(A)に示す区間 W_1 と比較して、サイリスタ101のオン状態に対応する区間 W_2 の変動量（ $V_{D'}$ の変動量）が2倍になり、これにより、出力電圧 V_o の変動量に対してパルス信号 V_{SCR} の応答量（感度）が2倍になる。

【0052】

このことは、図6(C)に示すように、倍率係数 M が「1」のときの差分電圧 $V_{D'}$ （ $=V_D$ ）に対して三角波電圧のピーク電圧が相対的に半分（ $V_B/2$ ）になることと等価であり、出力電圧 V_o の制御幅 VW が半分になることを意味している。従って、増幅回路124を導入して、差分電圧 V_D を M 倍に増幅することにより、出力電圧 V_o の制御幅 VW が相対的に M 分の1に小さくなるため、出力電圧 V_o を精度よく目標電圧 V_T に制御できるようになる。

【0053】

ここで、三角波電圧 V_B の高さ H （ $=$ ピーク電圧 V_P ）と、倍率係数 M と、目標電圧 V_T と、出力電圧 V_o の制御幅 VW との間には、 W が、 V_T から $V_T + (H/M)$ の範囲の値となる関係が存在する。従って、本電力変換装置を実施する場合、所望の制御幅 W と目標電圧 V_T とに応じて、上記関係を満足するように三角波電圧 V_B の高さ H と倍率係数 M とを適切に設定すればよい。

【0054】

<電力変換装置が回転中の発電機に接続された場合の動作についての説明>

次に、発電機10の回転中に、この発電機10の出力側に電力変換装置100が接続された場合の動作、すなわち、電力変換装置100の起動時の動作について説明する。

【0055】

図8は、回転中の発電機に電力変換装置が接続された場合の起動時の動作について説明するための図である。図8に示す例は、前述の図12と同様に、時刻 t_1 が、回転中の発電機10に電力変換装置100が接続されたタイミングである。以下、図8を参照して、電力変換装置100の起動時の動作について説明する。

時刻 t_1 において、電力変換装置100が発電機10に接続されると、この電力変換装置100は起動し制御動作を開始する。そして、発電機10から交流電圧 V_A が入力されると、スタート回路131はこれを検出し、スタート信号 ST を生成してリミット電圧発生回路132に出力する。リミット電圧発生回路132は、スタート回路131からスタート信号 ST を入力すると、リミット電圧 V_L の出力動作を開始する。

【0056】

このリミット電圧発生回路132から出力されるリミット電圧 V_L は、例えば、図7に例示した CR 回路により生成される。このリミット電圧 V_L は起動時（時刻 t_1 ）における初期値 V_z から、次第に低下し、やがて0になる信号である。一方、差分電圧 $V_{D'}$ （

10

20

30

40

50

$= M \times (V_R' - V_T)$)については、起動直後はバッテリー200及び負荷RLにまだ電力が供給されていないため、出力電圧Vo(バッテリー200の電圧)及び電圧VR'(出力電圧Voの検出値)は目標電圧VTよりも低いため、この差分電圧VD'は負値をとる。このため、リミット電圧VLの方が差分電圧VD'よりも大きく、比較回路126では、リミット電圧VLを選択し、このリミット電圧VLと三角波電圧VBとを比較する。

そして、三角波電圧VBがリミット電圧VLよりも大きくなる区間($V_B > V_L$)でパルス信号VSCRをハイレベル(サイリスタ101を導通)にする。なお、起動直後においては、リミット電圧VLは初期値Vzであり電圧レベルが高いため、三角波電圧VBがリミット電圧VLよりも大きくなる区間(パルス信号VSCRがハイレベルなる期間)は短く、出力電圧Vo及び差分電圧VD'も僅かにだけ上昇する。

10

【0057】

その後、時間の経過とともにリミット電圧VLの電圧値が低下することにより、三角波電圧VBがリミット電圧VLよりも大きくなる区間(パルス信号VSCRがハイレベルとなる区間)が次第に増大する。そして、時刻t2において、差分電圧VD'が正の値に転じるが、この時刻t2においても、リミット電圧VLの方が差分電圧VD'よりも大きいため、リミット電圧VLの方が選択される。

時刻t2からさらに時間が経過し、リミット電圧VLがさらに低下し、出力電圧Vo及び差分電圧VD'がさらに増加すると、やがて、時刻t3において、差分電圧VD'の方がリミット電圧VLよりも大きくなる。この時刻t3以降は、リミット電圧VLはさらに低下していくため、常に差分電圧VD'の方がリミット電圧VLよりも大きくなる。このため、時刻t3以降においては、比較回路126は、差分電圧VD'を選択し、この差分電圧VD'と三角波電圧VBを比較することによりパルス信号VSCRを生成するようになる。従って、時刻t3以降は、電力変換装置100では、差分電圧VD'を用いて出力電圧Voを目標電圧VTに一致させる通常の制御動作に移行することになる。

20

【0058】

このように、比較回路126では、時刻t1から時刻t3までの間は、リミット電圧VLを選択し、このリミット電圧VLと三角波電圧VBとを比較してパルス信号VSCRを生成する。このリミット電圧VLは、最初は電圧レベルが高く、次第に小さくなる信号であるため、最初は、パルス信号VSCRがハイレベルとなる期間が短く、リミット電圧VLが低下するに従い、パルス信号VSCRがハイレベルとなる期間が長くなる。すなわち、時間の経過とともにリミット電圧VLが低下し、これに伴い、出力電圧Voが緩やかに増加することになる。

30

【0059】

このように、電力変換装置100では、回転中の発電機10に接続して起動する際に、出力電圧Voの上昇のさせ方をリミット電圧VLにより制御することができる。このため、出力電圧Voが一気に上昇してオーバーシュートが発生することを回避できる。また、リミット電圧VLの初期値及び時定数(例えば、図7に示すCR回路における放電時定数)制御することにより、出力電圧Voの適切な上昇を図れる。

【0060】

以上、本発明の実施形態について説明したが、ここで、本発明と上記実施形態の対応関係について補足して説明しておく。

40

上記実施形態において、本発明における電力変換装置は、電力変換装置100が対応し、本発明における発電機は、発電機10が対応し、本発明におけるスイッチ部は、サイリスタ101が対応する。また、本発明における制御部は、ゲート制御部120が対応する。また、本発明における電圧変換回路は、電圧変換回路121が対応し、本発明における基準電圧発生回路は、基準電圧発生回路122が対応し、本発明における差動増幅回路は、差動回路123と増幅回路124とが対応し、本発明における三角波発生回路は三角波発生回路125が対応する。また、本発明における比較回路は、比較回路126が対応し、本発明におけるスタート回路は、スタート回路131が対応し、本発明におけるリミット電圧発生回路は、リミット電圧発生回路132が対応する。

50

また、本発明における負荷に供給される電圧は、出力電圧 V_o が対応し、本発明における第1の電圧信号は、差分電圧 $V_{D'}$ が対応し、本発明における第2の電圧信号は、リミット電圧 V_L が対応し、本発明における初期電圧はツェナー電圧 V_z が対応する。また、本発明における目標電圧は目標電圧 V_T が対応し、本発明における第2の電圧信号の初期電圧は、ツェナー電圧 V_z が対応する。

【0061】

(1)そして、上記実施形態において、電力変換装置100は、発電機10から出力された交流電圧 V_A を入力とし、該交流電圧 V_A を整流及び位相制御してバッテリーを含む負荷(バッテリー200及び負荷 R_L)に出力電圧 V_o を供給する電力変換装置100であって、発電機10の出力部と負荷との間に接続されるサイリスタ101と、負荷に供給される出力電圧 V_o を所定の目標電圧 V_T に一致するように制御するゲート制御部120と、を備え、このゲート制御部120では、負荷(バッテリー200及び負荷 R_L)に供給される出力電圧 V_o と所定の目標電圧 V_T との差分電圧の信号であって上記負荷に供給される出力電圧 V_o を所定の目標電圧 V_T に一致させるように制御する第1の電圧信号(差分電圧 $V_{D'}$)を生成すると共に、当該装置100の起動の際に、所定の初期電圧(ツェナー電圧 V_z)から時間の経過とともに次第に電圧が低下する信号であって該信号の電圧が低下するのに伴い上記負荷に供給される出力電圧 V_o を次第に増加させるように制御する第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)を生成し、当該装置100の起動の際に、第1の電圧信号(差分電圧 $V_{D'}$)と第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)との大小関係に基づきいずれか一方の電圧信号を選択し、この選択した電圧信号に基づきサイリスタ101の導通状態を制御する。

【0062】

このような構成の電力変換装置100では、負荷(バッテリー200及び負荷 R_L)に供給される出力電圧 V_o を所定の目標電圧 V_T に一致するように制御する第1の電圧信号(差分電圧 $V_{D'}$)を生成する。また、当該装置100が起動し制御が開始されるとともに初期電圧(ツェナー電圧 V_z)から時間の経過とともに次第に電圧レベルが低下する第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)を生成する。そして、回転中の発電機10に電力変換装置100を接続して当該装置100を起動する際には、最初は、第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)を選択し、この第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)が次第に低下するのに伴い、出力電圧 V_o を初期値(例えば、バッテリー200の初期電圧)から緩やかに上昇させるように制御する。そして、出力電圧 V_o がある程度上昇し(目標電圧 V_T に近づき)、第1の電圧信号(差分電圧 $V_{D'}$)が第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)よりも大きくなったときは、これ以降、第1の電圧信号(差分電圧 $V_{D'}$)を選択し、出力電圧 V_o を第1の電圧信号(差分電圧 $V_{D'}$)により目標電圧 V_T に一致するように制御する。

これにより、回転中の発電機10に電力変換装置100を接続して起動する際に、電力変換装置100の出力電圧 V_o にオーバーシュートが発生することを回避できる。

【0063】

(2)また、上記実施形態において、電力変換装置100は、発電機10の出力部と負荷(バッテリー200及び負荷 R_L)との間に接続に接続され、交流電圧 V_A を整流及び位相制御して負荷に出力電圧 V_o を供給するサイリスタ101と、発電機10から出力された交流電圧 V_A の各周期に対応したピーク電圧一定の三角波電圧 V_B を発生する三角波発生回路125と、負荷に供給される出力電圧 V_o の実効値を検出しこの実効値電圧 $V_{R'}$ の信号を生成する電圧変換回路121と、実効値電圧 $V_{R'}$ と所定の目標電圧 V_T との差分電圧 V_D に基づき、サイリスタ101の導通状態を制御するための第1の電圧信号(差分電圧 $V_{D'}$)を生成する差動増幅回路(差動回路123及び増幅回路124)と、当該装置100が起動し制御が開始されるとともに所定の初期電圧(ツェナー電圧 V_z)から所定の時定数を持って次第に電圧レベルが低下する第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)を生成するリミット電圧発生回路132と、第1の電圧信号(差分電圧 $V_{D'}$)と第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)とを比較し、大小関係によりいずれか一方の信号を選択し、該選択された信号と三角波電圧 V_B との比較結果に基づいて、サイリスタ101の導通状

態を制御する比較回路126と、を備える。

【0064】

このような構成の電力変換装置100では、図8に示すように、三角波発生回路125により、三角波電圧VBを、交流電圧VAと同位相でピーク値一定で生成する。また、電圧変換回路121により、出力電圧Voの実効値電圧VR'の信号を生成し、差動回路123及び増幅回路124により、実効値電圧VR'と目標電圧VTとの差分電圧VD' ($= M \times (VR' - VT)$)の信号を、第1の電圧信号(差分電圧VD')として生成する。また、リミット電圧発生回路132により、出力電圧Voの上昇を制御するための第2の電圧信号(リミット電圧VL)を生成する。このリミット電圧VLは、制御が開始されると共に初期値(ツェナー電圧Vz)から時間の経過とともに次第にレベルが低下し、やがて0になる信号である。

10

【0065】

そして、比較回路126では、リミット電圧VLと差分電圧VD'とを比較し、リミット電圧VLの方が差分電圧VD'より電圧レベルが高い区間($VL > VD'$)、すなわち、時刻t1から時刻t3の間では、三角波電圧VBとリミット電圧VLとが交差したタイミングで、かつリミット電圧VLが三角波電圧VBよりも大きい区間($VB > VL$)で、パルス信号VSCRをハイレベル(サイリスタ101を導通)とする。それ以外の区間ではローレベルとする。このようにして、電力変換装置100の制御開始時に、最初は、パルス信号VSCRの幅を狭くし(サイリスタ101の導通期間を短くし)、時間の経過とともに、次第に広くする(サイリスタ101の導通期間を長くする)ことにより、出力電圧Voを緩やかに上昇させる。

20

【0066】

これにより、回転中の発電機10に電力変換装置100を接続して起動する際に、出力電圧Voを低い電圧から目標電圧VTへと緩やかに上昇させることができる。すなわち、電力変換装置100が起動し制御を開始する際に、出力電圧Voにオーバーシュートが発生することを回避できる。このため、例えば、ランプ(照明用のランプ)にオーバーシュートによる高電圧が印加されることを抑止でき、高電圧印加によるランプ切れの発生を抑止できる。また、リミット電圧VLの初期値(ツェナー電圧Vz)や、電圧レベルが低下する時間(時定数)を設定することにより、出力電圧Voの上昇のさせ方(例えば、上昇時間等)を制御することができる。さらには、電力変換装置100の起動の際に、発電機10から負荷側に大きなラッシュ電流(突入電流)が流れることを抑止できる。

30

【0067】

(3)また、上記実施形態において、比較回路126は、第1の電圧信号(差分電圧VD')と第2の電圧信号(リミット電圧VL)の信号レベルを比較し、信号レベルの大きい方の信号を選択し、この選択した信号と三角波電圧VBとを比較して交差するタイミングを求め、このタイミングに基づいてサイリスタ101の導通状態を制御する信号を生成する。

このような構成の電力変換装置では、比較回路126が、リミット電圧VLと差分電圧VD'とを比較し、信号レベルの大きい方の信号を選択して三角波電圧VBと比較する。例えば、電力変換装置100の起動時には、第2の電圧信号(リミット電圧VL)の方が第1の電圧信号(差分電圧VD')よりも大きいので、比較回路126では、第2の電圧信号(リミット電圧VL)を選択して三角波電圧VBと比較する。そして、三角波電圧VBと第2の電圧信号(リミット電圧VL)とが交差したタイミングで、かつリミット電圧VLが三角波電圧VBよりも大きい区間($VB > VL$)で、パルス信号VSCRをハイレベル(サイリスタ101を導通)とする。それ以外の区間ではローレベルとする。このようにして、電力変換装置100の制御開始時に、最初は、パルス信号VSCRの幅を狭くし(サイリスタ101の導通期間を短くし)、時間の経過とともに、次第に広くする(サイリスタ101の導通期間を長くする)ことにより、出力電圧Voを緩やかに上昇させることができる。

40

これにより、回転中の発電機10に電力変換装置100を接続して起動する際に、出力

50

電圧 V_o を低い電圧から目標電圧 V_T へとゆっくり上昇させることができる。すなわち、電力変換装置100の制御開始時に、出力電圧 V_o にオーバーシュートが発生することを回避できる。

【0068】

(4)また、上記実施形態において、第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)の初期値(ツェナー電圧 V_z)は、当該装置100の起動の際に、第1の電圧信号(差分電圧 V_D')よりも大きくなるように設定され、さらに、上記時定数(第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)の電圧レベルを次第に低下させる時定数)は、当該装置100の起動の際に負荷に供給される出力電圧 V_o にオーバーシュートが発生しないように設定される。

これにより、回転中の発電機10に電力変換装置100を接続して起動した場合に、第2の電圧信号(リミット電圧 V_L)により出力電圧 V_o の上昇のさせ方(例えば、上昇時間等)を制御できる。このため、電力変換装置100の出力電圧 V_o にオーバーシュートが発生することを回避できる。

10

【0069】

(5)また、上記実施形態において、交流電圧 V_A は単相交流電圧であり、交流電圧 V_A の正相または負相の半波のいずれか一方をサイリスタ101により整流及び位相制御して負荷に直流電圧を印加する。

これにより、車両(例えば、2輪車)に搭載された単相発電機(回転中の発電機)に、電力変換装置100を接続する場合に、電力変換装置100の出力電圧 V_o にオーバーシュートが発生することを回避できる。

20

【0070】

(6)また、上記実施形態において、電力変換装置100はサイリスタ101を用いて構成されており、比較回路126は、サイリスタ101の点弧タイミングを制御するパルス信号 V_{CSR} を出力する。

これにより、サイリスタ101を用いた電力変換装置100において、この電力変換装置100を、回転中の発電機10に接続して起動した場合に、出力電圧 V_o にオーバーシュートが発生することを回避できる。

【0071】

以上、本発明の実施の形態について説明したが、本発明の電力変換装置は、上述の図示例にのみ限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲内において種々変更を加え得ることは勿論である。

30

【0072】

例えば、図1に示す実施形態では、発電機から出力される交流電力の正相成分についてのみサイリスタ101を介して負荷に電力を供給するものとし、発電機の出力を半波整流する場合を説明したが、これに限定されることなく、発電機から出力された交流電力の負相成分について同様に半波整流することにより、全波整流するように構成することもできる。また、図1に示した実施形態では、単相の交流電力を変換するものとしたが、多相の交流電力に対しても適用することができる。

【0073】

また、例えば、図1に示す実施形態では、電圧変換回路121において出力電圧 V_o の実効値を求める例について説明したが、本発明は、出力電圧 V_o の平均値を算出する場合にも同様に適用できるものである。出力電圧 V_o の平均値を生成するための構成としては公知技術を利用できる。

40

【符号の説明】

【0074】

10 発電機

11 コイル

100, 100A 電力変換装置

101 サイリスタ

120, 120A ゲート制御部

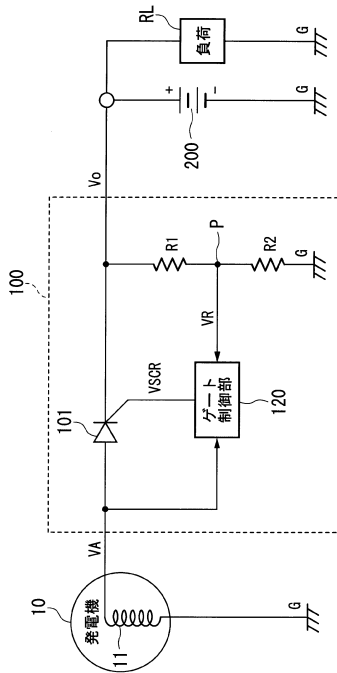
50

- 1 2 1 電圧変換回路
- 1 2 2 基準電圧発生回路
- 1 2 3 差動回路
- 1 2 4 増幅回路
- 1 2 5 三角波発生回路
- 1 2 6 比較回路
- 1 3 1 スタート回路
- 1 3 2 リミット電圧発生回路
- 2 0 0 バッテリ
- C 1 1 コンデンサ
- D 1 1 ダイオード
- R 1 , R 2 , R 1 1 , R 1 2 抵抗
- SW 1 1 スイッチ
- V B 三角波電圧
- V D 差分電圧
- V D ' 差分電圧 (第 1 の電圧信号)
- V L リミット電圧 (第 2 の電圧信号)
- V o 出力電圧
- V R ' 実効値電圧 (実効値の検出電圧)
- V S C R ゲートパルス信号
- V T 目標電圧
- V z ツェナー電圧
- Z D 1 1 ツェナーダイオード

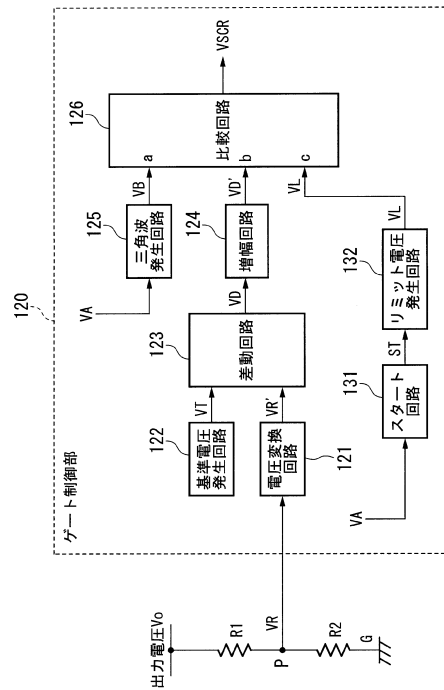
10

20

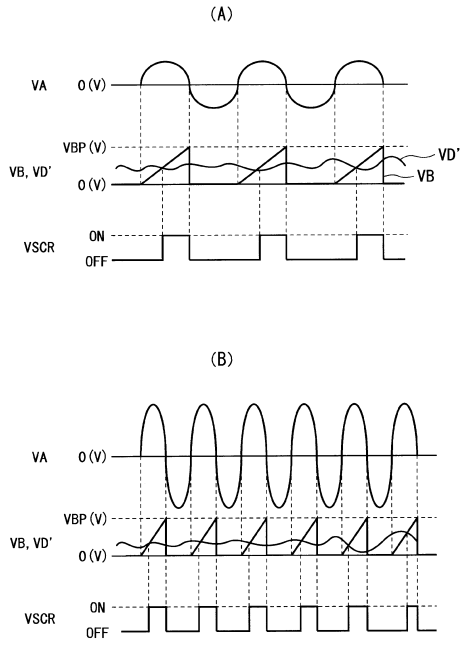
【図 1】



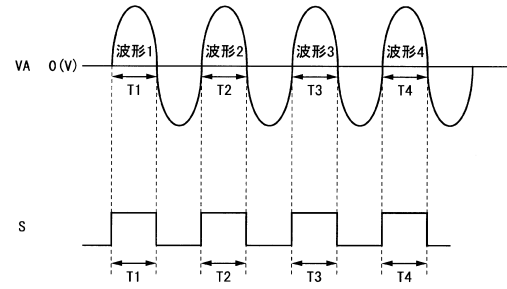
【図 2】



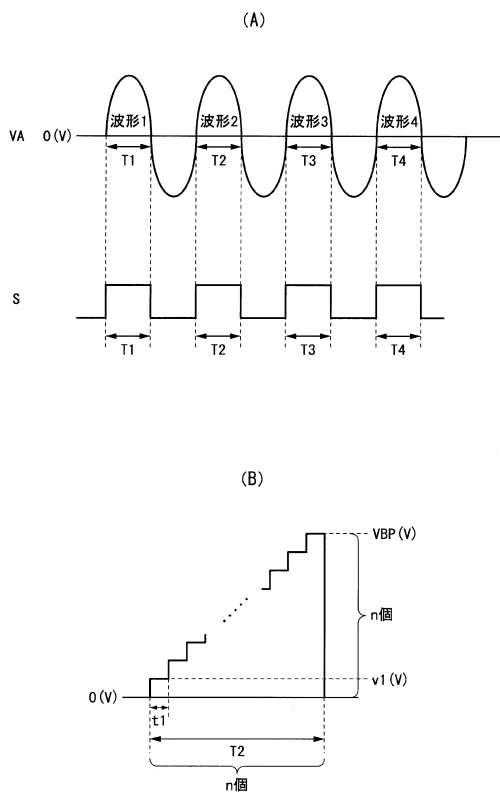
【 図 3 】



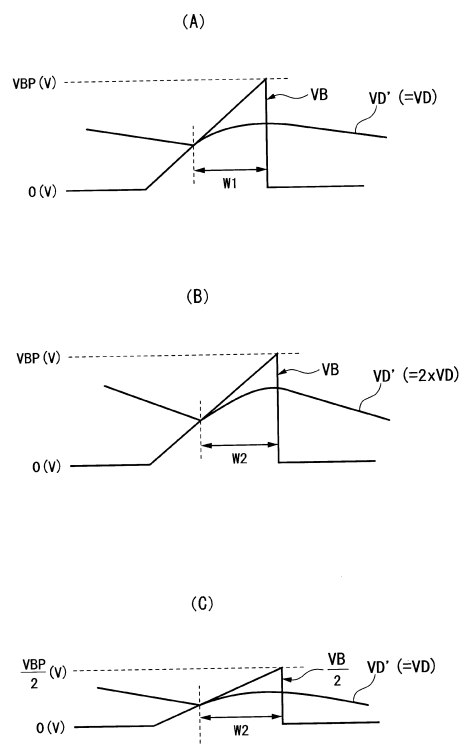
【 図 4 】



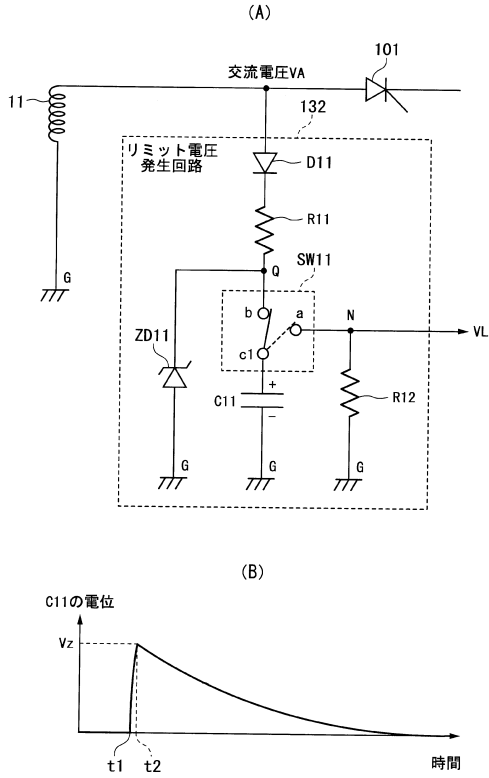
【 図 5 】



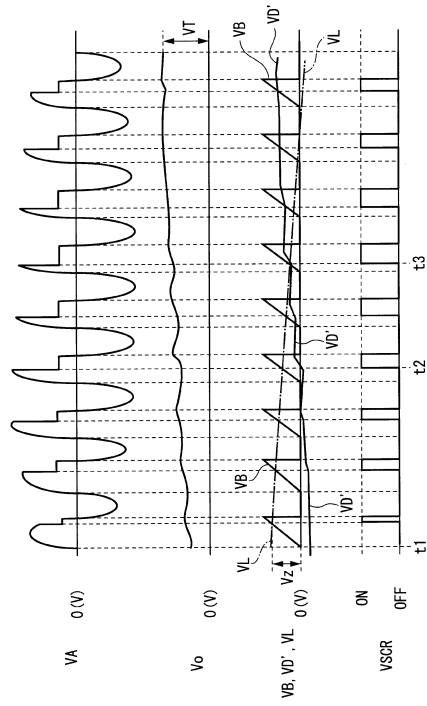
【 図 6 】



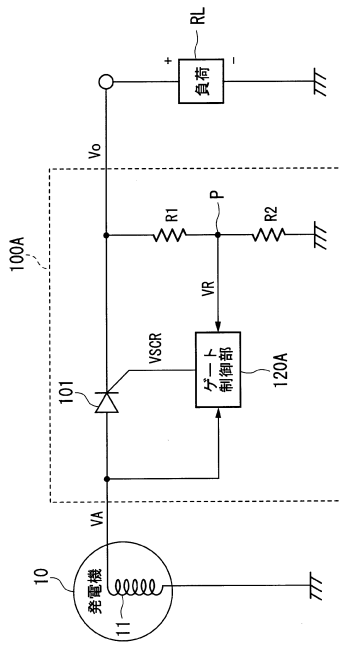
【図7】



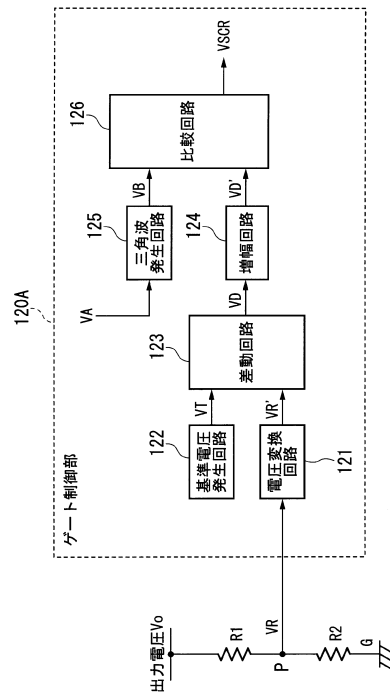
【図8】



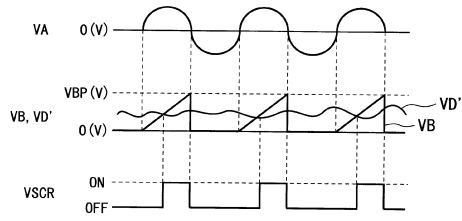
【図9】



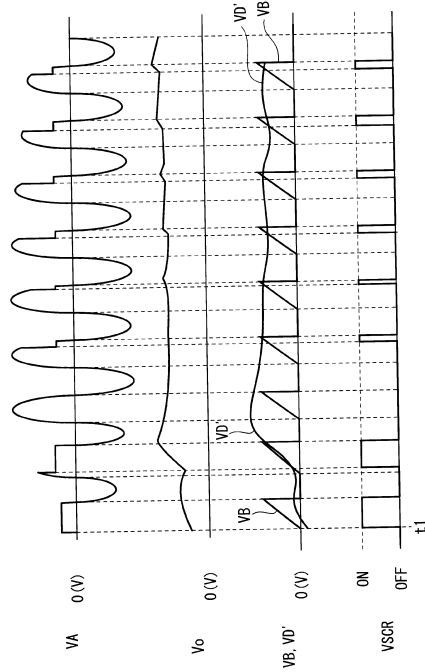
【図10】



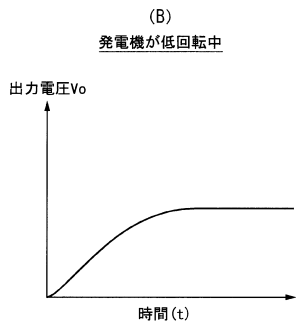
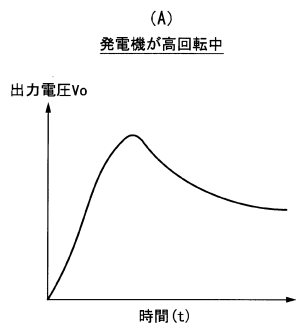
【図 1 1】



【図 1 2】



【図 1 3】



フロントページの続き

(72)発明者 高嶋 豊隆

埼玉県飯能市南町10番13号 新電元工業株式会社工場内

審査官 今井 貞雄

(56)参考文献 国際公開第2007/102601(WO, A1)

特開平08-214599(JP, A)

特開平04-156275(JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/155