

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4257739号  
(P4257739)

(45) 発行日 平成21年4月22日(2009.4.22)

(24) 登録日 平成21年2月13日(2009.2.13)

(51) Int.Cl.

F 1

H05B 6/06 (2006.01)  
H02M 7/48 (2007.01)H05B 6/06 383  
H05B 6/06 366  
H02M 7/48 A  
H02M 7/48 E

請求項の数 6 (全 11 頁)

(21) 出願番号

特願2004-130691 (P2004-130691)

(22) 出願日

平成16年4月27日 (2004.4.27)

(65) 公開番号

特開2005-317223 (P2005-317223A)

(43) 公開日

平成17年11月10日 (2005.11.10)

審査請求日

平成19年2月20日 (2007.2.20)

(73) 特許権者 501137636

東芝三菱電機産業システム株式会社

東京都港区三田三丁目13番16号

(74) 代理人 100078019

弁理士 山下 一

(72) 発明者 伊藤 克郎

東京都港区三田三丁目13番16号 東芝  
三菱電機産業システム株式会社内

審査官 中村 大輔

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】負荷転流型インバータ装置

(57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項1】

交流を直流に変換する順変換器と、  
この順変換器により変換された直流を交流に変換して負荷コイルに給電する逆変換器と、  
前記順変換器を制御する制御手段と、

前記逆変換器の出力電圧を検出する電圧検出手段と

から構成され、

前記制御手段は、

前記電圧検出手段の検出電圧と第1の基準電圧との差に応じて前記順変換器の点弧位相を  
制御する第1の電圧制御器と、

前記電圧検出手段の検出電圧と、前記第1の基準電圧よりレベルが高い第2の基準電圧との  
差を演算増幅する第2の電圧制御器を備え、

前記電圧検出手段の検出電圧が前記第2の基準電圧より大きいとき、前記第2の電圧制御  
器の出力を前記第1の電圧制御器の出力に加算するようにしたことを特徴とする負荷転流  
型インバータ装置。

## 【請求項2】

交流を直流に変換する順変換器と、  
この順変換器により変換された直流を交流に変換して負荷コイルに給電する逆変換器と、  
前記順変換器を制御する制御手段と、  
前記逆変換器の出力電圧を検出する電圧検出手段と、

10

20

前記順変換器の入力電流を検出する電流検出手段と  
から構成され、  
前記制御手段は、  
前記電圧検出手段の検出電圧と第1の基準電圧との差を演算増幅する第1の電圧制御器と  
、  
前記電流検出手段の検出電流と基準電流との差を演算増幅する電流制御回路と、  
前記電圧制御回路の出力と前記電流制御回路の出力を比較して大きい方の信号を選択して  
前記順変換器の点弧位相を決定する高出力優先回路と、  
前記電圧検出手段の検出電圧と、前記第1の基準電圧よりレベルが高い第2の基準電圧との  
差を演算増幅する第2の電圧制御器とを備え、  
前記電圧検出手段の検出電圧が前記第2の基準電圧より大きいとき、前記第2の電圧制御  
器の出力を前記高出力優先回路の出力に加算するようにしたことを特徴とする負荷転流型  
インバータ装置。

## 【請求項3】

交流を直流に変換する順変換器と、  
この順変換器により変換された直流を交流に変換して負荷コイルに給電する逆変換器と、  
前記順変換器を制御する制御手段と、  
前記逆変換器の出力電圧を検出する電圧検出手段と、  
前記順変換器の入力電流を検出する電流検出手段と  
から構成され、  
前記制御手段は、  
前記電圧検出手段の検出電圧と第1の基準電圧との差を演算増幅する第1の電圧制御器と  
、  
前記電流検出手段の検出電流と基準電流との差を演算増幅する電流制御回路と、  
前記電圧制御回路の出力と前記電流制御回路の出力を比較して大きい方の信号を選択して  
前記順変換器の点弧位相を決定する高出力優先回路と、

前記電圧検出手段の検出電圧と、前記第1の基準電圧よりレベルが高い第2の基準電圧との  
差を演算増幅する第2の電圧制御器とを備え、  
前記電圧検出手段の検出電圧が前記第2の基準電圧より大きいとき、前記第2の電圧制御  
器の出力を前記第1の電圧制御器の出力に加算するようにしたことを特徴とする負荷転流  
型インバータ装置。

## 【請求項4】

交流を直流に変換する順変換器と、  
この順変換器により変換された直流を交流に変換して負荷コイルに給電する逆変換器と、  
前記順変換器を制御する制御手段と、  
前記逆変換器の出力電圧を検出する電圧検出手段と、  
前記順変換器の入力電流を検出する電流検出手段と  
から構成され、  
前記制御手段は、

前記電圧検出手段の検出電圧と第1の基準電圧との差を演算増幅し、下限リミット値を有  
する第1の電圧制御器と、  
前記電流検出手段の検出電流と基準電流との差を演算増幅する電流制御回路と、  
前記電圧制御回路の出力と前記電流制御回路の出力を比較して大きい方の信号を選択して  
前記順変換器の点弧位相を決定する高出力優先回路と、  
前記電圧検出手段の検出電圧と、前記第1の基準電圧よりレベルが高い第2の基準電圧との  
差を演算増幅する第2の電圧制御器と、

前記電圧検出手段の検出電圧と第1の基準電圧との差を演算増幅し、その出力で前記下限  
リミット値を変化させるようにした第3の電圧制御器とを備え、  
前記電圧検出手段の検出電圧が前記第2の基準電圧より大きいとき、  
前記第2の電圧制御器の出力を前記第3の電圧制御器の出力に加算するようにしたことを

10

20

30

40

50

特徴とする負荷転流型インバータ装置。

【請求項 5】

前記第 2 の電圧制御器は、入力が上昇するときには瞬時に応答し、入力が低減するときには遅れ応答となるような入出力特性を持つことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 4 のいずれか 1 項に記載した負荷転流型インバータ装置。

【請求項 6】

前記第 2 の基準電圧は前記逆変換器の定格電圧より高く、且つ前記逆変換器の過電圧保護レベルより低い値としたことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 4 のいずれか 1 項に記載した負荷転流型インバータ装置。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば金属材料等の被加熱材料を誘導加熱するのに用いられる改良された負荷転流形インバータ装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来から、金属材料等の被加熱材料を誘導加熱するのに用いられる電力変換装置としては、負荷コイルに並列に力率改善コンデンサを接続し、この進み電圧によって逆変換器のサイリスタの転流させるようにした所謂負荷転流型インバータ装置が用いられている。誘導加熱に要求される周波数は高周波であるので、損失の少ない負荷転流型インバータ装置はこの用途に適している。この場合、順変換器は、3 相交流電力を直流電力に変換し、直流リアクトルを介して単相の逆変換器に直流電力を供給するように構成するのが普通である。

20

【0003】

この負荷転流型インバータ装置の制御方法は、インバータ装置の出力電圧が与えられた電圧基準値となるように順変換器の点弧位相を制御することが多く、場合によっては、交流入力電流の制御を併用する。交流入力電流の制御を併用する場合には、電圧制御回路の制御出力と電流制御回路の制御出力を比較し、制御出力の大きい方の制御を優先させ、制御の速さと制御の精度のバランスを取るようにしてきた。また、負荷の状態によって起動時の条件等が変化するので、安定な制御で運転を継続させようとする工夫も為されている（特許文献 1 参照。）。

30

【特許文献 1】特開平 11-26145 号公報（第 3-6 頁、図 1）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

このような負荷転流型インバータ装置では、力率改善コンデンサの容量がインバータ装置の容量の数倍になる場合がある。電圧制御回路及び電流制御回路は 1 次遅れ進みあるいは比例積分回路で構成されるが、力率改善コンデンサの容量が大きい場合は装置を安定に動作させるためには電圧制御回路及び電流制御回路の応答時間を長くする必要があった。ところで、負荷転流型インバータ装置の負荷は、被加熱材料先端が負荷コイルの内側に挿入されていれば、負荷コイル内に磁性体の被加熱材料が存在することにより、インバータ装置から見た負荷インピーダンスは、低いインピーダンスとなる。

40

【0005】

しかしながら、被加熱材料が負荷コイルに挿入されていない状態でインバータ装置を起動すると、負荷コイルの中に被加熱材料が無いため、負荷インピーダンスは高インピーダンスとなる。従って、被加熱材料が高速で負荷コイルに進入する、あるいは抜け出すときにはインピーダンス変化が急激になる。このとき、電圧制御回路及び電流制御回路の応答時間が長いため追従できず、そのため出力電圧が過大になる、あるいは過電圧保護が動作して運転継続ができなくなることがあった。

【0006】

50

本発明は上記に鑑みて為されたもので、その目的は負荷インピーダンスの急変などがあつても、過電圧がなく安定に運転可能な負荷転流型インバータ装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0007】

上記目的を達成するために、本発明の負荷転流型インバータ装置は、交流を直流に変換する順変換器と、この順変換器により変換された直流を交流に変換して負荷コイルに給電する逆変換器と、前記順変換器を制御する制御手段と、前記逆変換器の出力電圧を検出する電圧検出手段とから構成され、前記制御手段は、前記電圧検出手段の検出電圧と第1の基準電圧との差に応じて前記順変換器の点弧位相を制御する第1の電圧制御器と、前記電圧検出手段の検出電圧と、前記第1の基準電圧よりレベルが高い第2の基準電圧との差を演算増幅する第2の電圧制御器を備え、前記電圧検出手段の検出電圧が前記第2の基準電圧より大きいとき、前記第2の電圧制御器の出力を前記第1の電圧制御器の出力に加算するようにしたことを特徴としている。

10

【発明の効果】

【0008】

本発明によれば、負荷インピーダンスの急変などがあつても、過電圧がなく安定に運転可能な負荷転流型インバータ装置を提供することが可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0009】

20

以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。

【実施例1】

【0010】

図1は、本発明の実施例1に係る負荷転流型インバータ装置のブロック構成図である。

【0011】

交流電源1の3相交流を順変換器2で直流に変換する。得られた直流は直流リアクトル3で電流が平滑され逆変換器4に供給される。逆変換器4の交流出力は、起動回路5を介し力率改善コンデンサ61及び負荷コイル62から成る並列共振負荷6に供給される。起動回路5は逆変換器4の起動時に逆変換器4のサイリスタをスムースに転流させるための補助回路である。また、被加熱材料7は負荷コイル62が発生する高周波磁束により渦電流損を生じて加熱されるように構成されている。順変換器2は制御回路8によって制御されている。この制御のため電圧検出器9と電圧検出回路10により検出された逆変換器4の出力電圧がフィードバック電圧信号として制御回路8に与えられている。

30

【0012】

以下制御回路8の内部構成について説明する。

【0013】

第1の電圧基準設定回路81で設定された電圧基準は、電圧検出回路10の出力と第1の差分回路82で比較され、その出力は第1の電圧制御器83で演算増幅され、加算器84の一方の入力となる。加算器84の出力は順変換器2のサイリスタの点弧位相を制御する位相制御回路85の入力となる。

40

【0014】

また、過電圧を制限するための第2の電圧基準設定回路86が設けられ、その出力と、電圧検出回路10の出力との差分を第2の差分回路87で演算する。第2の差分回路87の出力を第2の電圧制御器88に入力し、この出力を加算器84の他方の入力とする。ここで第2の電圧制御器88はその出力が負の値とならないような出力リミット機能をもつ回路で構成する。また第2の電圧基準設定回路86の出力は第1の電圧基準設定回路81の出力より高く、且つ装置の過電圧保護レベルよりも低い値、例えば定格電圧の105%に設定する。

【0015】

次に、上記構成における作用とその効果について説明する。

50

## 【0016】

通常運転中は、逆変換器4の出力電圧が第2の電圧基準設定値86の出力より低いので、第2の差分回路87の出力は負の値となる、従って第2の電圧制御器88の出力も負の値を取ろうとするが、第2の電圧制御器88には負の値と成らないように出力下限値が0に設定されているため、第2の電圧制御器88の出力は0となる。加算器84には第1の電圧制御器83と第2の電圧制御器88の出力が入力されるが、第2の電圧制御器88の出力が0であるため、加算器84の出力は第1の電圧制御器83の出力と等しくなり。順変換器2は第1の電圧制御器83の信号で制御されることになる。第2の電圧制御器88の出力は0であるので、逆変換器4の出力に影響を与えず、安定に運転できる。

## 【0017】

10

次に、負荷変動等の要因により逆変換器4の出力電圧が第2の電圧基準設定値86の出力より高くなった場合を考える。この時には、第2の差分回路87の出力は正の値となり、第2の電圧制御器88の出力は第2の差分回路87の出力に比例する。従って加算器84の出力は第1の電圧制御器83の出力に第2の電圧制御器88の出力を加えた値となる。位相制御回路85はこれにより順変換器2の点弧位相を遅らせるように動作するので、順変換器2の出力電圧が下がり、従って逆変換器4の出力電圧も下がり、逆変換器4の出力電圧が過電圧保護レベルに達するのを抑制する。

## 【0018】

20

以上の説明で明らかなように、本発明によれば負荷変動等によって生じる過電圧を効果的に抑制できる。また、通常運転中は第2の電圧制御器88の出力は0になるので、第1の電圧制御器83の応答時間を早くした場合に生じるような不安定現象の発生はない。

## 【実施例2】

## 【0019】

図2は、本発明の実施例2に係る負荷転流型インバータ装置の回路構成図である。この実施例2の各部について、図1の実施例1に係る負荷転流型インバータ装置の各部と同一部分は同一符号で示し、その説明を省略する。この実施例2が実施例1と異なる点は、順変換器2の入力電流を検出する電流検出器11と電流検出回路12を設け、この出力と電流基準設定回路89で設定された電流基準を差分回路90で比較し、電流制御器91で演算増幅するようにした点、この電流制御器91の出力と第1の電圧制御器83の出力を高出力優先回路92の入力とし、高出力優先回路92に入力された信号の大きい方を選択して加算器93の一方の入力とするようにした点、更に第2の電圧制御器88の出力を加算器93の他方の入力とし、加算器93の出力を位相制御回路85に与えるようにした点である。

30

## 【0020】

次に、上記構成における作用とその効果について説明する。

## 【0021】

通常運転中は、逆変換器4の出力電圧が第2の電圧基準設定値86の出力より低いので、第2の差分回路87の出力は負の値となる、従って第2の電圧制御器88の出力も負の値を取ろうとするが、第2の電圧制御器88には負の値とならないように出力下限値が0に設定されているため、第2の電圧制御器88の出力は0となる。また、通常は第1の電圧制御器83の出力値が電流制御器91の出力より大きいので、高出力優先回路92の出力は第1の電圧制御器83の出力と等しい。加算器93には高出力優先回路92と第2の電圧制御器88の出力が入力されるが、第2の電圧制御器88の出力は0であるため、加算器93の出力は高出力優先回路92の出力と等しい。したがって順変換器2は第1の電圧制御器83の信号で制御されることになり、第2の電圧制御器88の出力は運転に寄与しない。

40

## 【0022】

また、電流変動等があり第1の電圧制御器83の出力値が電流制御器91の出力より小さくなり、高出力優先回路92の出力が電流制御器91の出力と等しくなる場合は、逆変換器4の出力電圧が第1の電圧基準設定回路81の設定値より低い場合であるから、第1

50

の差分回路 8 2 の出力は負の値となる。同様に第 2 の電圧制御器 8 8 の出力も負の値をとろうとするが、第 2 の電圧制御器 8 8 には負の値とならないように出力下限値が 0 に設定されているため、第 2 の電圧制御器 8 8 の出力は 0 となる。従って順変換器 2 は第 1 の電圧制御器 8 3 の出力で制御されることになり、第 2 の電圧制御器 8 8 の出力は運転に寄与しない。

#### 【0023】

負荷変動等の要因により逆変換器 4 の出力電圧が第 2 の電圧基準設定値 8 6 の出力より高くなると、第 2 の差分回路 8 7 の出力は正の値となり、入力に比例した出力が得られる。加算器 9 3 の出力は高出力優先回路 9 2 の出力に第 2 の電圧制御器 8 8 の出力を加えた値となり、これが位相制御回路 8 5 に与えられる。位相制御回路 8 5 はこの信号により順変換器 2 の点弧位相を遅らせるので、順変換器 2 の出力電圧が下がり、逆変換器 4 の出力電圧も下がり、過電圧保護レベルに達することなく安定に運転を継続することができる。10

#### 【0024】

以上の説明で明らかなように、第 2 の実施例によれば、電流変動を抑制することが可能で且つ負荷変動等によって生じる過電圧を効果的に抑制することができる。また、通常運転中は第 2 の電圧制御器 8 8 の出力は 0 になるので、第 1 の電圧制御器 8 3 の応答時間を速くした場合に生じるような不安定現象の発生はない。

#### 【実施例 3】

#### 【0025】

図 3 は、本発明の実施例 3 に係る負荷転流型インバータ装置の回路構成図である。この実施例 3 の各部について、図 2 の実施例 2 に係る負荷転流型インバータ装置の各部と同一部分は同一符号で示し、その説明を省略する。この実施例 3 が実施例 2 と異なる点は、加算器 9 3 に代えて第 1 の電圧制御器 8 3 の出力を一方の入力とする加算器 9 4 を設け、第 2 の電圧制御器 8 8 の出力を加算器 9 4 の他方の入力とし、加算器 9 4 の出力を高出力優先回路 9 2 に与えるようにした点である。20

#### 【0026】

実施例 2 で説明したように、通常運転中は第 2 の電圧制御器 8 8 の出力は 0 となり、また第 1 の電圧制御器 8 3 の出力は電流制御器 9 1 の出力より大きいので高出力優先回路 9 2 の出力は第 1 の電圧制御器 8 3 の出力と等しくなる。

#### 【0027】

電流変動等により第 1 の電圧制御器 8 3 の出力値が電流制御器 9 1 の出力より小さく、高出力優先回路 9 2 の出力が電流制御器 9 1 の出力と等しくなる場合は、逆変換器 4 の出力電圧が第 1 の電圧基準設定回路 8 1 の設定値より低い場合であるので、上記と同様に、第 2 の電圧制御器 8 8 の出力は運転に寄与しない。30

#### 【0028】

負荷変動等の要因により逆変換器 4 の出力電圧が第 2 の電圧基準設定回路 8 6 の出力より高くなると、第 2 の差分回路 8 7 の出力は正の値となり、入力に比例した出力が得られる。加算器 9 4 の出力は第 1 の電圧制御器 8 3 の出力に第 2 の電圧制御器 8 8 の出力を加えた値を高レベル優先回路 9 2 に入力する。

#### 【0029】

このように逆変換器 4 の出力電圧が高いときは、もともと電流制御器 9 1 の出力より第 1 の電圧制御器 8 3 の出力のほうが大きいので、高出力優先回路 9 2 の出力は加算器 9 4 の出力を選択し、これを位相制御回路 8 5 に与える。位相制御回路 8 5 はこれにより順変換器 2 の点弧位相を遅らせるので、順変換 2 の出力電圧が下がり、従って逆変換器 4 の出力電圧も下がり、過電圧保護レベルに達することなく安定に運転できる。40

#### 【0030】

以上の説明で明らかなように、第 3 の実施例によっても負荷変動等によって生じる過電圧を効果的に抑制できる。また、通常運転中は第 2 の電圧制御器 8 8 の出力は 0 になるので、第 1 の電圧制御器 8 3 の応答時間を早くした場合に生じるような不安定現象の発生はない。50

## 【実施例4】

## 【0031】

図4は、本発明の実施例4に係る負荷転流型インバータ装置の回路構成図である。この実施例4の各部について、図2の実施例2に係る負荷転流型インバータ装置の各部と同一部分は同一符号で示し、その説明を省略する。この実施例4が実施例2と異なる点は、加算器92を除去し、優先回路92の出力を直接位相制御回路85に与えるようにした点、また第1の差分回路82の出力を第3の電圧制御器95で演算増幅し、この電圧制御器95の出力と第2の電圧制御器88の出力を加算回路96で加算し、加算回路96の出力で第1の電圧制御器83Aの下限リミット値を変化させるようにした点である。

## 【0032】

10

実施例2で説明したように、通常運転中は第2の電圧制御器88の出力は0となり、また第1の電圧制御器83Aの出力は電流制御器91の出力より大きいので、高出力優先回路92の出力は第1の電圧制御器83Aの出力と等しくなる。

## 【0033】

電流変動等により第1の電圧制御器83Aの出力値が電流制御器91の出力より小さく、高出力優先回路92の出力が電流制御器91の出力となっている場合は、逆変換器4の出力電圧が第1の電圧基準設定回路81の設定値より低い場合である。上記と同様、第2の電圧制御器88の出力は運転に寄与しない。

## 【0034】

20

第1の電圧制御器83Aと第3の電圧制御器95には同一信号が入力されるので基本的にその出力は同じである。第1の電圧制御器83Aの下限値は加算回路96の出力で制限されるが、通常条件では加算回路96の出力は前述のとおり第3の電圧制御器95の出力と等しいため、第1の電圧制御器83Aの出力は、下限リミット値制限のない時の第1の電圧制御器83Aの出力と等しい値となる。この信号は電流制御器91の出力より大きいので高出力優先回路92の出力は第1の電圧制御器83Aの出力と等しい。従って順変換器2は第1の電圧制御器83Aの信号で制御されることになり、第2の電圧制御器88の出力は運転に寄与しない。

## 【0035】

30

負荷変動等の要因により逆変換器4の出力電圧が第2の電圧基準設定回路86の出力より高くなると、第2の差分回路87の出力は正の値となり、入力に比例した出力が得られる。加算器96の入力は第3の電圧制御器95の出力と第2の電圧制御器88の出力が加えられた値となり、この加算された出力が第1の電圧制御器83Aの下限リミット値となる。その結果、第1の電圧制御器83Aの出力は加算器96の出力値まで持ちあがる。このように逆変換器4の出力電圧が高いときは、もともと電流制御器91の出力より第1の電圧制御器83Aの出力の方が大きいので、高出力優先回路92の出力は第1の電圧制御器83Aの出力が選択される。高出力優先回路92の出力信号は位相制御回路85に入力され、位相制御回路85はこれにより順変換器2の点弧位相を遅らせるので、順変換器2の出力電圧が下がり、逆変換器4の出力電圧も下がり、過電圧保護レベルに達することなく安定に運転できる。

## 【0036】

40

また、一旦上昇した逆変換器4の出力電圧が上記の制御動作により低減し、第2の差分回路87の出力がある値から0に低下し、第1の電圧制御器83Aの下限リミット値が急激に低減しても、第1の電圧制御器83Aの出力は本来の第1の電圧制御器83Aの応答時間で変化するため、逆変換器4の出力電圧の変化は他の実施例に比較し滑らかとなる。

## 【0037】

以上の説明で明らかなように、第4の実施例によっても負荷変動等によって生じる過電圧を効果的に抑制できる。また、通常運転中は第2の電圧制御器88の出力は0になるので、第1の電圧制御器83Aの応答時間を早くした場合に生じるような不安定現象の発生はない。

## 【実施例5】

50

## 【0038】

図5は、本発明の実施例5に係る負荷転流型インバータ装置の回路構成図である。この実施例5の各部について、図1の実施例1に係る負荷転流型インバータ装置の各部と同一部分は同一符号で示し、その説明を省略する。この実施例5が実施例1と異なる点は、第2の電圧制御器88Aの制御特性を、入力値が下限リミットとなるようにし、且つ1次遅れの制御要素を付加するようにした点である。

## 【0039】

このように構成することによって、第2の差分回路87の出力がステップ状に上昇したときには第2の電圧制御器88Aの出力はその下限リミットが押し上げられることにより瞬時のステップ状に上昇し、逆に第2の差分回路87の出力がステップ状に低減しても第2の電圧制御器88Aの1次遅れの制御特性により第2の電圧制御器88Aの出力は所定の時定数をもって滑らかに低減する。

10

## 【0040】

以上の実施例5によれば、逆変換器4が過電圧になったときには素早くこれを抑え、一旦過電圧が抑えられれば、過電圧制御を1次遅れの特性とすることにより制御の発散を防止するので、より安定な過電圧抑制を可能とした負荷転流型インバータ装置を提供することが可能となる。

## 【0041】

尚、本発明の実施例1乃至実施例5によれば、第1の電圧制御器83の内部の制御定数については変更することなく、そのままの形で使用するようにしているので、運転信頼性が高く、また第1の電圧制御器83の制御定数の調整と第2の電圧制御器88の制御定数の調整を互いに独立して行うことができる、現場での調整作業が容易な負荷転流型インバータ装置を提供することができる。

20

## 【図面の簡単な説明】

## 【0042】

【図1】本発明の実施例1に係る負荷転流型インバータ装置のブロック構成図。

【図2】本発明の実施例2に係る負荷転流型インバータ装置のブロック構成図。

【図3】本発明の実施例3に係る負荷転流型インバータ装置のブロック構成図。

【図4】本発明の実施例4に係る負荷転流型インバータ装置のブロック構成図。

【図5】本発明の実施例5に係る負荷転流型インバータ装置のブロック構成図。

30

## 【符号の説明】

## 【0043】

- 1 交流電源
- 2 順変換器
- 3 直流リアクトル
- 4 逆変換器
- 5 起動回路
- 6 並列共振負荷
- 6 1 力率改善コンデンサ
- 6 2 負荷コイル
- 7 被加熱材料
- 8 制御回路
- 9 電圧検出器
- 10 電圧検出回路
- 11 電流検出器
- 12 電流検出回路
- 8 1 第1の電圧基準設定回路
- 8 2 第1の差分回路
- 8 3、8 3A 第1の電圧制御器
- 8 4 加算回路

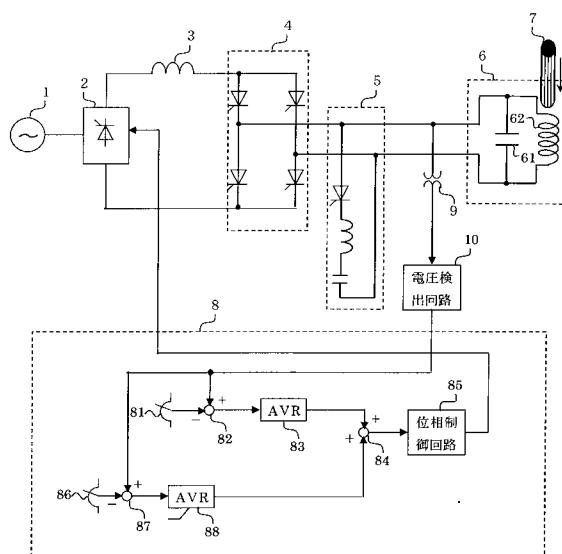
40

50

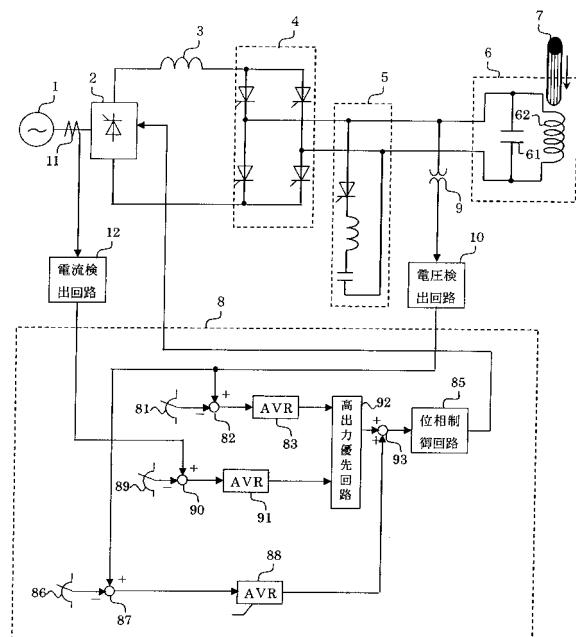
- 8 5 位相制御回路  
 8 6 第2の電圧基準設定回路  
 8 7 第2の差分回路  
 8 8、8 8 A 第2の電圧制御器  
 8 9 電流基準設定回路  
 9 0 差分回路  
 9 1 電流制御器  
 9 2 高出力優先回路  
 9 3、9 4 加算回路  
 9 5 第3の電圧制御器  
 9 6 加算回路

10

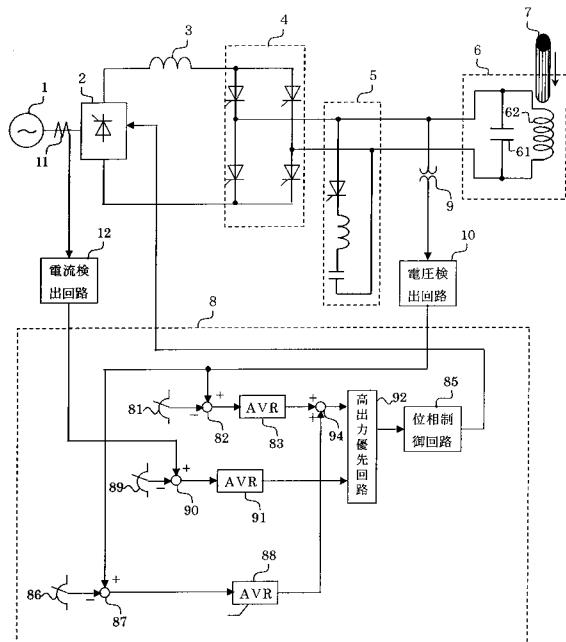
【図1】



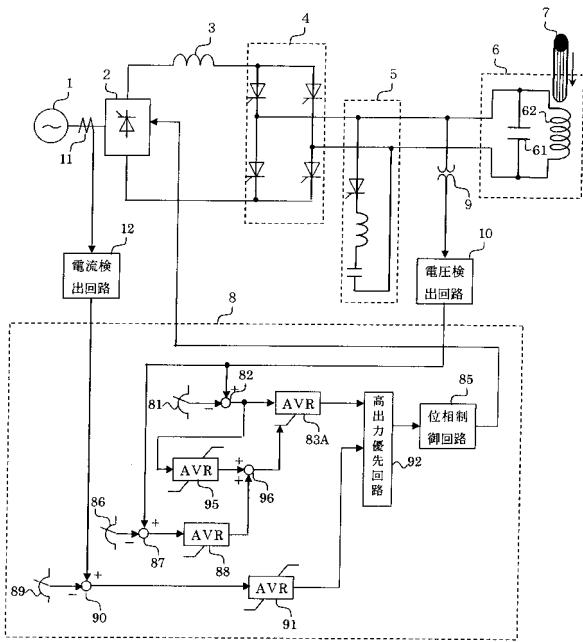
【図2】



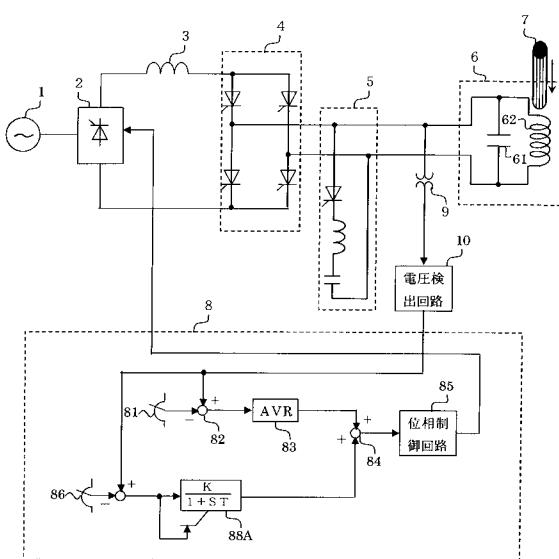
【 図 3 】



【 図 4 】



【 図 5 】



---

フロントページの続き

(56)参考文献 特開平01-137586(JP,A)  
特開平05-207755(JP,A)  
特開平09-161961(JP,A)  
特開平11-026145(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H05B 6/06  
H02M 7/48