

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3608868号
(P3608868)

(45) 発行日 平成17年1月12日(2005.1.12)

(24) 登録日 平成16年10月22日(2004.10.22)

(51) Int. Cl.⁷

F I

A 6 1 B 5/055
G O 1 R 33/28
G O 1 R 33/381

A 6 1 B 5/05 3 7 0
A 6 1 B 5/05 3 4 0
G O 1 N 24/02 Y
G O 1 N 24/06 5 1 0 H

請求項の数 1 (全 11 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平8-86002 (22) 出願日 平成8年3月15日(1996.3.15) (65) 公開番号 特開平9-248287 (43) 公開日 平成9年9月22日(1997.9.22) 審査請求日 平成15年2月24日(2003.2.24)</p>	<p>(73) 特許権者 000153498 株式会社日立メディコ 東京都千代田区内神田1丁目1番14号 (72) 発明者 堂本 拓也 東京都千代田区内神田一丁目1番14号 株式会社 日立メ ディコ内 (72) 発明者 高野 博司 東京都千代田区内神田一丁目1番14号 株式会社 日立メ ディコ内 審査官 伊藤 幸仙</p>
---	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 磁気共鳴イメージング装置用電源装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

商用交流電源と接点によって接続し、交流を直流に変換する交流直流変換器と、前記交流直流変換器の出力を入力し、磁気共鳴イメージング装置の磁場発生コイルに任意波形の電流を供給する電流増幅器と、前記電流増幅器を切り換え制御する制御回路とを備えた磁気共鳴イメージング装置用電源装置において、

前記接点に並列接続された突入電流防止用の電流制限手段及びこの電流制御手段と直列接続された第2の接点を備え、前記交流直流変換器は、複数対のダイオードが並列接続されたブリッジ回路と前記ダイオードの対の少なくとも一方のダイオードに並列接続された半導体スイッチング素子と、前記ブリッジ回路の交流入力側と前記接点との間に接続するリアクトルとから成り、前記半導体スイッチング素子を駆動制御する制御手段と、前記制御手段、前記接点及び前記電流増幅器の制御回路に接続するシーケンサとを備え、前記シーケンサは、

1) パワーオンもしくはパワーオンを要求する信号によって前記突入電流防止用の電流制限手段と直列接続された接点を短絡し、

2) 一定時間の後か電圧検出器によって一定の出力電圧に達するか、またはその両方の条件が満たされることによって前記商用電源とリアクトルとを直接接続する接点を短絡し、

3) さらに一定時間の後に前記交流直流変換器を駆動制御する制御手段に動作信号を送り、前記電圧検出器によって所望する出力電圧に達した場合、前記電流増幅器を制御する制御回路に動作可能であることを知らせる信号を送り、

10

20

4) 一方、パワーオフ信号によって、前記電流増幅器を制御する制御回路に動作不可能であることを知らせる信号と、前記交流直流変換器を駆動制御する制御手段に動作終了信号を送り、

5) 一定時間の後か電圧検出器によって一定の出力電圧に達するか、またはその両方の条件が満たされることによって前記商用電源とリアクトルとを直接接続する接点を開放し、

6) 一定時間の後か電圧検出器によって一定の出力電圧に達するか、またはその両方の条件が満たされることによって前記突入電流防止用の電流制限手段と接続された接点を開放することを特徴とする磁気共鳴イメージング装置用電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

10

【発明の属する技術分野】

本発明は磁気共鳴イメージング装置（以下、MRI装置という）用の電源装置に係り、特に大電力を要求される静磁場、傾斜磁場、高周波磁場の発生に必要な各種電源に好適な電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

MRI装置は、静磁場中に置かれた検査対象に高周波磁場をパルス状に印加し、検査対象から発生する核磁気共鳴信号を検出し、この検出信号をもとにスペクトルや画像を再構成するものであり、MRI装置には磁場発生用コイルとして静磁場を発生する超電導或いは常電導コイル、静磁場に重畳される傾斜磁場を発生するための傾斜磁場コイル、さらに高周波磁場を発生するための高周波コイルが備えられている。これら磁場発生用コイルは所定の磁場強度の磁場を発生するために印加電流の大きさとタイミングを制御するためのスイッチング電源を備えている。

20

【0003】

このようなMRI装置の磁場発生用のスイッチング電源として、特に傾斜磁場発生用のスイッチング電源の構成を図7に示す。このスイッチング電源は、3相交流商用電源10に接続された接点11～16と、接点11～13にそれぞれ直列に接続された突入電流防止用の電流制限手段ここでは抵抗17～19と、整流回路120と、平滑用のコンデンサ71と、電流アンプ40とからなり、電流アンプ40の出力は傾斜磁場コイル70に印加される。電流アンプ40は制御回路制御回路50により制御され、任意波形の電流が傾斜磁場コイル70に印加されるようにする。整流回路120としては、図示するようなダイオード124～128から成るダイオードブリッジによる全波整流回路や、その他サイリスタによる電圧制御型整流回路やスイッチングレギュレータによる電圧制御などが用いられている。

30

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

ところで近年MRI装置では、EPI（エコープレナーイメージング）法等の高速撮像手法が開発され、それに伴い傾斜磁場コイルにおける出力電流の増大とその立ち上がり時間の短縮が要求され、大電流化、大電圧化する傾向にある。

【0005】

40

出力電流アンプの電流変化速度を向上させるためには、その入力電圧の高電圧化が必要である。ところが図5に示したような従来のサイリスタ等による整流回路ではピーク充電時においても電源電圧の1.4倍程度までしか昇圧できず、このような大電圧化に対応するためには倍電圧整流回路方式、チョッパ回路やトランスなどの付加回路をつける必要があった。

【0006】

また出力電力の増大から電源設備の大容量化が問題となっている。そこで本発明は高電圧、大容量のMRI装置用電源装置を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】

50

上記目的を達成するために、本発明のMRI装置用電源装置は、商用交流電源と接点によって接続し、交流を直流に変換する交流直流変換器と、交流直流変換器の出力を入力し、MRI装置の磁場発生コイルに任意波形の電流を供給する電流増幅器と、電流増幅器を切り換え制御する制御回路とを備えた磁気共鳴イメージング装置用電源装置であって、前記接点に並列接続された突入電流防止用の電流制限手段及びこの電流制御手段と直列接続された第2の接点を備え、交流直流変換器は、複数対のダイオードが並列接続されたブリッジ回路と前記ダイオードの対の少なくとも一方のダイオードに並列接続された半導体スイッチング素子と、前記ブリッジ回路の交流入力側と前記接点との間に接続するリアクトルとから成り、前記半導体スイッチング素子を駆動制御する制御手段と、前記制御手段、電流増幅器の制御回路及び接点に接続するシーケンサとを備えるものである。

10

【0008】

ダイオードブリッジとダイオードに並列接続された半導体スイッチング素子と、交流入力側の接続されたリアクトルとを組み合わせることにより、所定の半導体スイッチング素子を短絡したときにリアクトルにエネルギーを蓄えることができ、当該スイッチング素子の開放により、この蓄えられたエネルギーを交流直流変換器の本来の出力に加えることができる。これにより交流直流変換器の出力電圧を上げることができる。このリアクトルに蓄えられるエネルギーは半導体スイッチング素子の短絡時間に依存するので、この短絡及び開放を制御手段によって制御することにより、所望の出力電圧を得ることができる。従って、小容量の電源設備でも、チョッパ回路等を付加することなく少ない構成要素で、より安全に高電圧を供給することができ、磁場発生コイルに供給される出力電流を高速に変化させることができる。

20

【0009】

これにより所望の波形の出力電流を応答性よく傾斜磁場コイルに供給することができるので、安価で信頼性が高く、しかもEPIなどの高速撮像シーケンスを実行できるMRI装置を提供することが可能となる。

【0010】

さらに、本発明の電源装置において、シーケンサは、1) パワーオンもしくはパワーオンを要求する信号によって前記突入電流防止用の電流制限手段と直列接続された接点を短絡し、2) 一定時間の後か電圧検出器によって一定の出力電圧に達するか、またはその両方の条件が満たされることによって前記商用電源とリアクトルとを直接接続する接点を短絡し、3) さらに一定時間の後に前記交流直流変換器を駆動制御する制御手段に動作信号を送り、前記電圧検出器によって所望する出力電圧に達した場合、前記電流増幅器を制御する制御回路に動作可能であることを知らせる信号を送る。また4) パワーオフ信号によって、前記電流増幅器を制御する制御回路に動作不可能であることを知らせる信号と、前記交流直流変換器を駆動制御する制御手段に動作終了信号を送り、5) 一定時間の後か電圧検出器によって一定の出力電圧に達するか、またはその両方の条件が満たされることによって前記商用電源とリアクトルとを直接接続する接点を開放し、6) 一定時間の後か電圧検出器によって一定の出力電圧に達するか、またはその両方の条件が満たされることによって前記突入電流防止用の電流制限手段と接続された接点を開放するものである。

30

【0011】

このようなシーケンサを備えることによって電源との接続、スイッチング素子の制御及び電流増幅器の切り替え制御をシーケンシャルに制御することが可能となり、安全に電源の投入遮断が可能となる。

40

【0012】**【発明の実施の形態】**

以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。

【0013】

図1は本発明の電源装置の一実施例を示す図で、3相電源設備を用いた傾斜磁場発生用の電源装置1を示す。この電源装置1は、3相交流商用電源10に接続される接点11~16と、接点11~13に直列に接続される突入電流防止用の電流制限手段ここでは抵抗1

50

7～19と、電圧型交流直流変換器20と、平滑用のコンデンサ71と、電流アンプ40と、電流アンプ40の制御回路50とを備えており、アンプである電流アンプ40の出力は、傾斜磁場コイル70の接続されている。尚、図5に示す従来の電源装置と同様の構成の要素については同じ番号で示した。

【0014】

商用電源10と電圧型交流直流交換器20の入力側とを直接接続する接点14～16は、本電源装置の主電源接点である。また商用電源10と電圧型交流直流交換器20の入力側とを抵抗17～19を介して接続する接点11～13は、電圧型交流直流交換器20Iのダイオードを介して平滑コンデンサ71に突入電流が流れ込むのを防止するための電流制限手段として接続されるもので、電源投入時に接続される。

10

【0015】

電圧型交流直流交換器20は、交流入力側に接続するリアクトル21～23と、そのリアクトルに接続され直流電圧を発生させるフルブリッジのフライホイールダイオード（以下、単にダイオードという）と並列接続された半導体スイッチング素子24～29、ここではIGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）とから成る。このようなダイオードとスイッチング素子との組み合わせにおいて、スイッチング素子を短絡した場合には、スイッチング素子を介して1方向に電流が流れるのを許容し、スイッチング素子を開放した場合には、ダイオードを介して他方向に電流が流れるのを許容する。

【0016】

電圧型交流直流変換器20は、更に各スイッチング素子を駆動制御する制御手段として制御回路30及びシーケンサ60を備えており、電圧型交流直流交換器20の出力電圧を電圧検出器72が検出する。

20

【0017】

シーケンサ60は、3相交流商用電源10と電圧型交流直流変換器20とを接続する接点11～16及び電流アンプ40の制御回路50にも接続され、接点の駆動、制御回路50の切り替えタイミングを制御するとともに、電圧検出器72からの検出値を入力し、これに基づき電圧型交流直流交換器20の制御回路30を制御する。

【0018】

図2に示すように、シーケンサ60は、3相交流商用電源10と電圧型交流直流変換器20とを抵抗を介して接続する接点11～13をオン/オフ制御するSwR信号120と、3相交流商用電源10と電圧型交流直流変換器20とを直接接続する接点14～16をオン/オフ制御するSwT信号121と、電圧型交流直流変換器20の制御回路30をオン/オフ制御するConv信号122と、電流アンプ40の制御回路50をオン/オフ制御するAmp信号123と、外部に核磁気共鳴イメージング装置用電源装置1の準備完了を示す準備完信号124を出力し、それぞれの制御回路からの異常終了処理を要求する異常信号125、126と、電圧検出器72からの検出値128、外部から核磁気共鳴イメージング装置用電源装置1を動作させるためのパワー信号127を入力する。

30

【0019】

シーケンサ60は、これらの入力信号と、内部のタイマによって、図3に示す状態遷移図のように動作し、核磁気共鳴イメージング装置用電源装置1全体が安全に起動し、終了するようにシーケンシャルコントロールする。右下の凡例に示す通り、四角い箱が状態を表し、矢印は遷移を表す。矢印についている記号は上側に状態遷移条件、下側には状態を遷移させるための動作を示す。

40

【0020】

電源投入時等、初期状態は開始位置100で示す位置から開始され、検査状態101に遷移する。この状態でそれぞれの制御回路からの異常信号125、126を検査し、正常であれば（検査正常終了条件）待機状態102に遷移する。その後外部からのパワーオン信号127によって、電流制限手段17～18と直列接続された接点11～13を短絡（SwR信号120をオン）し、電流制限手段17～18、接点11～13、リアクトル21

50

～ 23、スイッチング素子 24～29 に逆並列接続されたダイオードを介してコンデンサ 71 に充電する（制限充電状態 103）。充電電圧が一定の電圧に達するか、一定時間が経過するか、あるいは両方の条件が満たされた場合、商用電源 10 とリアクトル 21～23 と直接接続されている接点 14～16 を短絡（S w T 信号 121 をオン）し、コンデンサ 71 にスイッチング素子 24～29 に逆並列接続されたダイオードによってピーク充電する（完全充電状態 104）。接点 14～16 を短絡後一定時間経過した後、電圧型直流交流変換器 20 の制御回路 30 をオン/オフ制御する C o n v 信号 122 をオンし、電圧型直流交流変換器 20 による昇圧を行う（昇圧状態 105）。出力電圧が所望する電圧に達すると、電流アンプ 40 の制御回路 50 に対して A m p 信号 123 を送り、電流アンプの入力電圧が所望する電圧となり、電流アンプが動作可能な状態になったことを知らせる（電圧安定状態 106）。 10

【0021】

電源遮断時は、パワーオフ信号 127 によって A m p 信号 123 と C o n v 信号 122 をオフし、電流アンプが動作不可能な状態になったことを知らせ、電圧型直流交流変換器 20 による昇圧を止める（昇圧停止状態 107）。一定時間が経過したのち、商用電源 10 とリアクトル 21～23 と直接接続されている接点 14～16 を開放（S w T 信号 121 をオフ）し、放電状態 108 となる。その後一定時間が経過すると、電流制限手段 17～18 と直列接続された接点 11～13 を開放（S w R 信号 120 をオフ）し、待機状態 102 に戻る。

【0022】

エラーが検出された場合や状態遷移の途中でパワーオフ信号 127 を受け取った場合は、図に示す通りである。 20

【0023】

なお、図 2、3 においては、外部からのパワーオン信号 127 により起動したが、シーケンサの主電源投入と同時に自らパワーオン信号 127 を発してもよい。外部に出力するレディ信号も便宜上設けただけで、なくてもかまわない。また、内部タイマによって、状態を遷移させているが、外部のタイマやタイマを使わずに電圧検出器 72 からの検出値のみによって状態を遷移させてもかまわない。エラー処理においてはそれぞれの制御回路からエラー信号を入力して処理しているが、必ずしもその必要はなく、異常昇圧停止状態 109、異常放電状態 110、検査状態 101 はなくてもかまわない。 30

【0024】

次にこのような構成における電源装置の動作について説明する。

図 4 は 3 相交流商用電源 10 の各相の電源中点からみた電圧の時間軸波形を示すものであり、電圧型交流直流交換器 20 の入力側端子 20 a、20 b、20 c にそれぞれ入力される U 相、V 相、W 相の電圧を表している。この電圧が時間 t において $U > V > W$ であるとする。この場合、図 5 (a) に示すように、W 相に接続された上側の I G B T 28 を短絡すると、端子 20 a、20 c 間の電圧差 $E W U$ により、U 相に接続したリアクトル 21、I G B T 24 に接続されたダイオード、I G B T 28、W 相に接続したリアクトル 23 を介して電源電圧 $E W U$ が短絡される。このためこれらの中に短絡電流が流れ、リアクトル 21、23 にエネルギーが蓄えられる。同様に端子 20 b、20 c 間の電圧差 $E W V$ によって、V 相に接続したリアクトル 22、I G B T 26 に接続されたダイオード、I G B T 28、W 相に接続したリアクトル 23 を介して短絡電流が流れ、リアクトル 22、23 にエネルギーが蓄えられる。 40

【0025】

この後、I G B T 28 を開放することにより、各リアクトル 21～23 に蓄えられていたエネルギーは I G B T 24、26 に並列接続されたダイオード、平滑コンデンサ 71、I G B T 29 に接続されたダイオードを介して放出し、コンデンサ 71 に電圧エネルギーとして充電する。

【0026】

また図 5 (b) に示すように、W 相に接続された下側の I G B T 25 を短絡すると、端子 50

端子 20 a、20 c 間の電圧差 E_{WU} により、U 相に接続したリアクトル 21、IGBT 25、IGBT 29 に接続されたダイオード、W 相に接続したリアクトル 23 を介して短絡電流が流れ、リアクトル 21、23 にエネルギーが蓄えられる。また端子 20 a、20 b 間の電圧差 E_{VU} によって、U 相に接続したリアクトル 21、IGBT 25、IGBT 27 に接続されたダイオード、V 相に接続したリアクトル 22 を介して短絡電流が流れ、リアクトル 21、22 にエネルギーが蓄えられる。

【0027】

この後、IGBT 25 を開放することにより、各リアクトル 21 ~ 23 に蓄えられていたエネルギーは図 5 (a) の場合と全く同様にコンデンサ 71 に電圧エネルギーとして充電する。

10

【0028】

次に図 5 (c) に示すように、V 相に接続された上側の IGBT 26 を短絡した場合には、端子端子 20 a、20 b 間の電圧差 E_{VU} により、U 相に接続したリアクトル 21、IGBT 24 に並列接続されたダイオード、IGBT 26、V 相に接続したリアクトル 22 を介して短絡電流が流れ、リアクトル 21、22 にエネルギーが蓄えられる。この後、IGBT 26 を開放することにより、各リアクトル 21、22 に蓄えられていたエネルギーは、IGBT 24 に並列接続されたダイオード、平滑コンデンサ 71、IGBT 27 に接続されたダイオードを介して放出し、コンデンサ 71 に電圧エネルギーとして充電する。

【0029】

更に図 5 (d) に示すように、W 相に接続された下側の IGBT 27 を短絡した場合には、端子端子 20 b、20 c 間の電圧差 E_{WV} により、V 相に接続したリアクトル 22、IGBT 27、IGBT 29 に並列接続されたダイオード、W 相に接続したリアクトル 23 を介して短絡電流が流れ、リアクトル 22、23 にエネルギーが蓄えられる。この後、IGBT 26 を開放することにより、各リアクトル 22、23 に蓄えられていたエネルギーは、IGBT 26 に並列接続されたダイオード、平滑コンデンサ 71、IGBT 29 に接続されたダイオードを介して放出し、コンデンサ 71 に電圧エネルギーとして充電する。

20

【0030】

このように U 相、V 相、W 相の電圧が $U > V > W$ である時間内に、これら IGBT 25 ~ 28 をそれぞれ短絡、開放することによって、コンデンサ 71 には各相間の電位差によって蓄えられるエネルギーに加えて、リアクトルに蓄えられたエネルギーが充電される。制御回路 30 はコンデンサ 71 に所望の電気エネルギーが充電されるように各 IGBT 等のスイッチング素子の短絡、開放を制御する。ここでスイッチのオン時間 (短絡時間) が長いほどリアクトルに蓄えられるエネルギーは大きい。

30

【0031】

またこれら IGBT 24 ~ 29 のスイッチングのデューティを制御することにより、出力電圧と同時に入力電流波形も制御可能であるため、入力電圧波形と入力電流波形との位相をそろえるように制御することにより、装置の力率を向上させることができる。これにより電源設備容量の小さな施設においても大出力電力を得ることができる。

【0032】

このように図 1 の電源装置では、スイッチング素子とダイオードとを組合せたブリッジを用いるとともに、ブリッジを構成する各ダイオード対の接続点と入力端子との間にそれぞれリアクトルを接続することにより、スイッチング素子のオン時に、リアクトルにエネルギーを蓄積し、スイッチング素子のオフ時にこのエネルギーをコンデンサ 71 に充電することが可能となる。従って、電源電圧の 1.4 倍以上の電圧が蓄えられ、高電圧電源をすることができる。このコンデンサ 71 に蓄えられた電圧は、制御回路 50 によって出力アンプ 40 が切り換えられることによって傾斜磁場コイル 70 に印加され、この際出力電流を高速に変化させることができる。

40

【0033】

尚、図 1 に示す実施例では商用電源が 3 相である場合について説明したが、本発明は 3 相に限定されず単相であってもよい。またスイッチング素子は IGBT の他、バイポーラト

50

ランジスタ、MOSFETなどのスイッチング素子を用いることもできる。更に図1の実施例ではブリッジの各アームの上側と下側の両方にこのようなスイッチング素子とフライホイールダイオードとの組み合わせを用いた場合を説明したが、出力電圧を降圧制御する必要がない場合には上側又は下側の一方をダイオードで代替することも可能である。これにより制御の簡略化とコストの低減を図ることができる。

【0034】

図6は、商用電源として単相のものを用い、ブリッジのアームの上側のみをIGBT24、26とし、下側にはダイオード125、127を用いた場合を示した。尚、図6では、交流直流変換器20'と平滑コンデンサ71のみが示されているが、この交流直流変換器20'の入力側端子20e、20fには接点を介して商用交流電源が接続され、コンデンサ71の出力側は出力アンプを介して傾斜磁場コイルに接続されること、また交流直流変換器20'のブリッジを構成するIGBTの駆動を制御する制御回路(30)が接続されること、更にこれら出力アンプの制御回路及び交流直流変換器20'の制御回路はシーケンサの指令により制御されることは図1の実施例と同様である。またこの実施例では入力側端子の一方のみにリアクトル21が接続されているが、図1の実施例と同様に両側にリアクトルを接続してもよい。

10

【0035】

このような図6の電源装置では一方の端子20eの入力電圧値が他方の端子20fの入力電圧値よりも高い時間において、IGBT26を短絡させることにより、リアクトル21、IGBT24に接続されたダイオード、IGBT26を介して短絡電流が流れ、リアクトル21にエネルギーが蓄積され、IGBT26を開放することにより、そのエネルギーはコンデンサ71を充電する。また端子20fの入力電圧値が端子20eの入力電圧値よりも高い時間において、IGBT24を短絡させることにより、IGBT26に接続されたダイオード、IGBT24、リアクトル21を介して短絡電流が流れ、リアクトル21にエネルギーが蓄積され、IGBT24を開放することにより、そのエネルギーはコンデンサ71を充電する。このように電圧値が低い方の端子側のIGBTを短絡、開放制御することにより、コンデンサ71には電源電圧より高い電圧が蓄積されるので、図1の実施例と同様に大出力電力を得ることができる。

20

【0036】

【発明の効果】

以上で説明したように本発明によれば、交流直流変換器として、フライホイールダイオードと並列接続したスイッチング素子アームのブリッジ回路と、このブリッジ回路の交流入力側に接続されたリアクトルとを組み合わせた電圧型交流直流変換器を用いるとともに、この交流直流変換器の出力電圧が所望の値となるようにスイッチング素子を制御手段によって制御することにより、小容量の電源設備でも、安全に、磁場発生コイルに接続された電流増幅器に高電圧を供給することができ、これにより磁場発生コイルへの出力電流を高速に変化させることができる。

30

【0037】

また傾斜磁場電流を高速に変化できることにより、信頼性が高くEPI等の高速撮像シーケンサに対応できるMRI装置を安価に提供することができる。

40

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明によるMRI装置用電源装置の一実施例を示すブロック図

【図2】図1の電源装置におけるシーケンサの入出力信号を示す図

【図3】図2のシーケンサにおける状態遷移図

【図4】図1の電源装置における入力電圧波形を示す図

【図5】(a)~(d)はそれぞれ図1の電源装置におけるスイッチング素子の駆動制御を説明する図

【図6】本発明によるMRI装置用電源装置の一実施例を示すブロック図

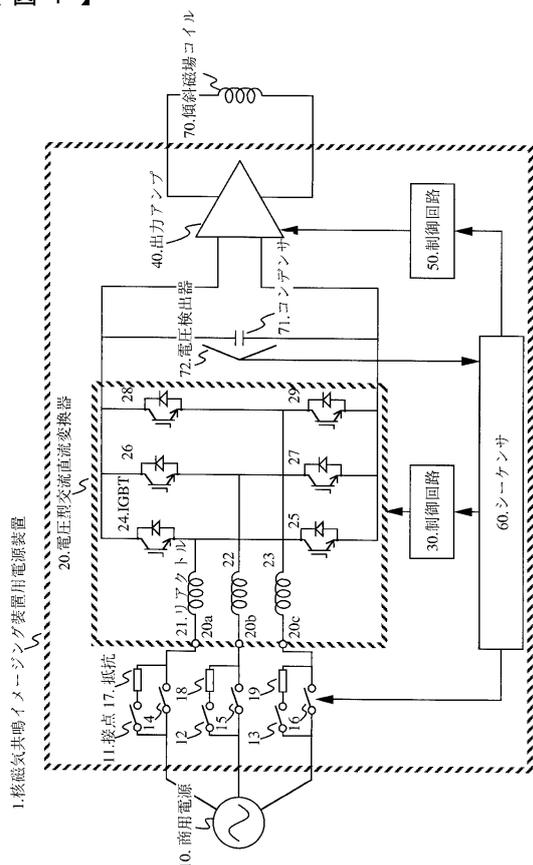
【図7】従来の電源装置を示すブロック図

【符号の説明】

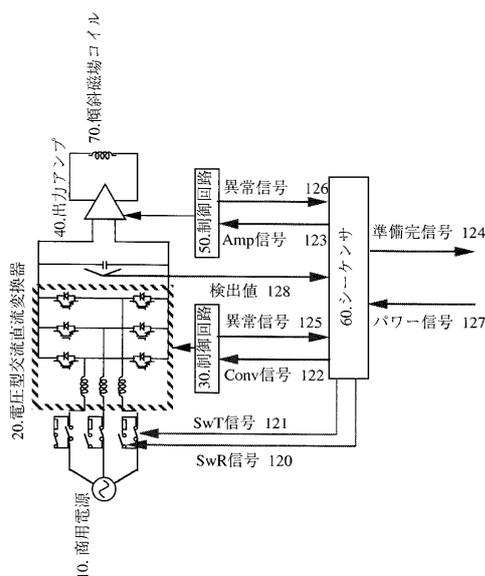
50

- 10 商用電源
- 11 ~ 13 接点 (第2の接点)
- 14 ~ 16 接点
- 17 抵抗 (電流制限手段)
- 20、20' 電圧型交流直流変換器
- 21 ~ 23 リアクトル
- 24 ~ 29 スwitching素子
- 30 制御回路 (制御手段)
- 40 出力電流増幅器 (電流アンプ)
- 50 制御回路
- 60 シーケンサ (制御手段)
- 70 傾斜磁場コイル (磁場発生コイル)
- 71 コンデンサ
- 72 電圧検出器

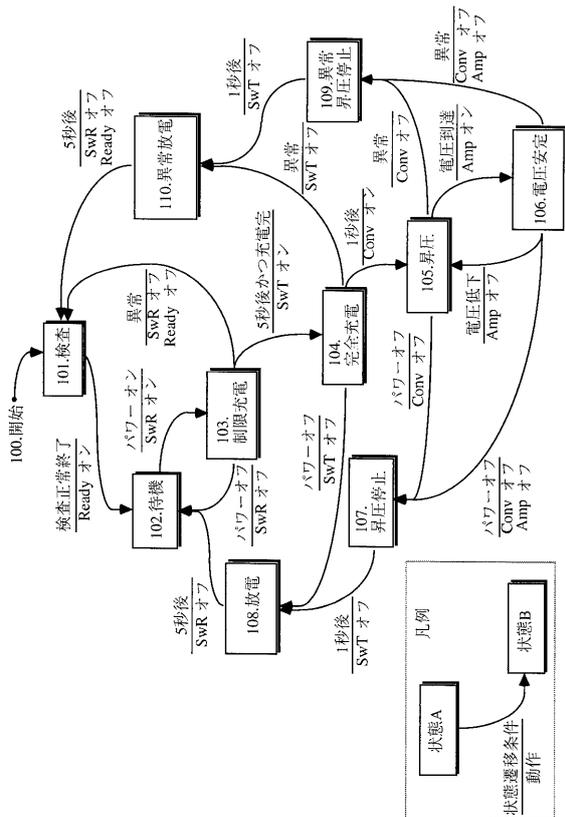
【 図 1 】



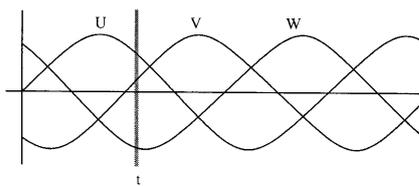
【 図 2 】



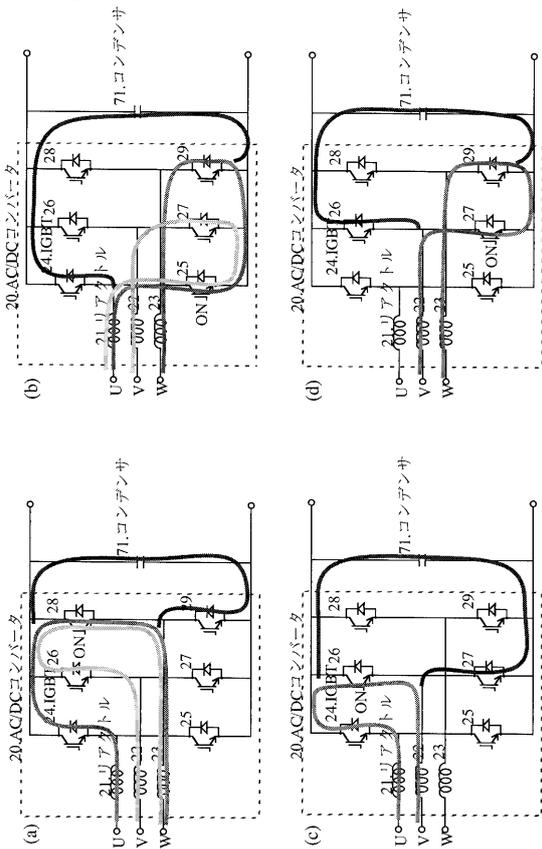
【 図 3 】



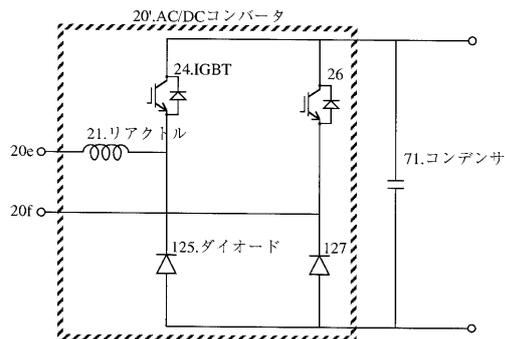
【 図 4 】



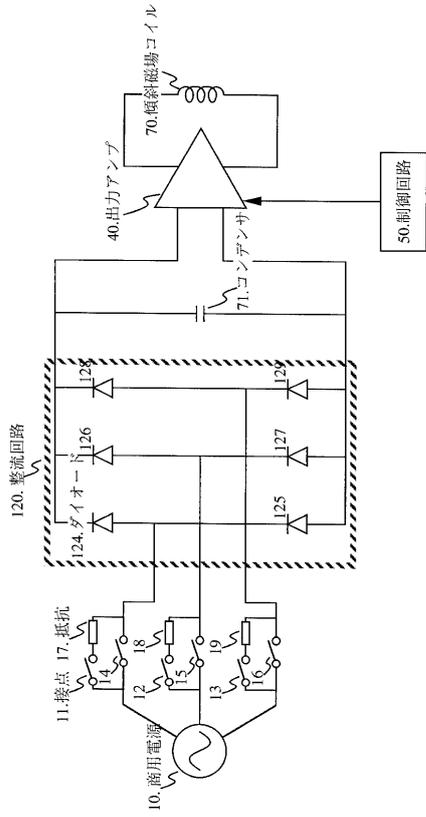
【 図 5 】



【 図 6 】



【図7】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平01-175842(JP,A)
特開平07-065988(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)
A61B 5/055
H05G 1/00 - 1/70