

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2011-36076

(P2011-36076A)

(43) 公開日 平成23年2月17日(2011.2.17)

(51) Int.Cl. F I テーマコード(参考)
HO2M 7/12 (2006.01) HO2M 7/12 A 5H006
 HO2M 7/12 6O1C

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2009-181640 (P2009-181640)	(71) 出願人	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
(22) 出願日	平成21年8月4日(2009.8.4)	(71) 出願人	000003078 株式会社東芝 東京都港区芝浦一丁目1番1号
		(71) 出願人	504151365 大学共同利用機関法人 高エネルギー加速器研究機構 茨城県つくば市大穂1番地1
		(74) 代理人	100108855 弁理士 蔵田 昌俊
		(74) 代理人	100091351 弁理士 河野 哲

最終頁に続く

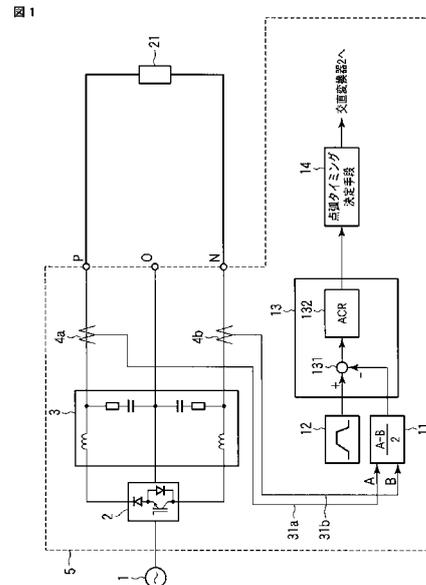
(54) 【発明の名称】 高精度電源

(57) 【要約】

【課題】 交直変換器電流制御手段の入力信号に重畳するコモンモードノイズ電流成分である外乱の影響を低減することができ、高精度で負荷に通電される電流を制御することが可能となる高精度電源を得る。

【解決手段】 負荷 21 に通電される電流を、正側負荷電流検出手段 4 a、負側負荷電流検出手段 4 b で検出し、この検出された信号 31 a、31 b は、出力電流平均演算手段 11 により平均演算した信号を、交直変換器電流制御手段 13 の入力信号とした高精度電源。

【選択図】 図 1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

スイッチング素子を用いて、交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する交直変換器と、

前記交直変換器よりの電流リップルを吸収するためのものであって、受動素子で構成される受動フィルタ回路と、

前記交直変換器から前記負荷へ通電する際の電流パターン指令値を生成する電流パターン指令生成手段と、

前記電流パターン指令値と前記負荷に流れる電流との偏差が零となるように制御する交直変換器電流制御手段と、

前記交直変換器電流制御手段の出力に応じて前記交直変換器のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段とで構成され、

前記交直変換器及び前記受動フィルタ回路は、これらを構成している、正側構成部分と負側構成部分が線対称に構成されている高精度電源において、

前記受動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ前記負荷に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段及び負側負荷電流検出手段と、

前記正側負荷電流検出手段及び前記負側負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記交直変換器電流制御手段の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段と、

を具備したことを特徴とする高精度電源。

【請求項 2】

スイッチング素子を用いて、交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する交直変換器と、

前記交直変換器よりの電流リップルを吸収するためのものであって、受動素子で構成される受動フィルタ回路と、

前記受動フィルタ回路に対して電氣的に並列に接続され、前記受動フィルタ回路が吸収できない電流リップルを、制御信号に応じて能動的にインピーダンスを可変にすることで電流リップルを吸収する能動フィルタ回路と、

前記交直変換器から前記負荷へ通電する際の電流パターン指令値を生成する電流パターン指令生成手段と、

前記電流パターン指令値と前記負荷に流れる電流との偏差を求める減算器及び前記減算器の出力が零となるように制御する電流制御器を有する能動フィルタ電流制御手段と、

前記能動フィルタ電流制御手段の減算器の出力を入力し、前記交直変換器から前記負荷に流れる電流を概略等しく制御するための交直変換器電流制御手段と、

前記交直変換器電流制御手段の出力に応じて、前記交直変換器のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段と、

前記能動フィルタ電流制御手段の出力に応じて前記能動フィルタ回路のインピーダンスを決定するインピーダンス決定手段とで構成され、

前記交直変換器、前記受動フィルタ回路、前記能動フィルタ回路は、これらを構成している、正側構成部分と負側構成部分が線対称に構成されている高精度電源において、

前記能動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ前記負荷に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段及び負側負荷電流検出手段と、

前記正側負荷電流検出手段及び前記負側負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記能動フィルタ電流制御手段に有する減算器の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段と、

を具備したことを特徴とする高精度電源。

【請求項 3】

スイッチング素子を用いて、交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する交直変換器

10

20

30

40

50

と、

前記交直変換器よりの電流リップルを吸収するためのものであって、受動素子で構成される受動フィルタ回路と、

前記受動フィルタ回路に対して電氣的に並列に接続され、前記受動フィルタ回路が吸収できない電流リップルを、制御信号に応じて能動的にインピーダンスを可変にすることで電流リップルを吸収する能動フィルタ回路と、

前記交直変換器から前記負荷へ通電する際の電流パターン指令値を生成する電流パターン指令生成手段と、

前記電流パターン指令値と前記負荷に流れる電流との偏差を求める減算器及び前記減算器の出力が零となるように制御する電流制御器を有する能動フィルタ電流制御手段と、

10

前記能動フィルタ電流制御手段の減算器の出力を入力し、前記減算器の出力が零となるように制御する電流制御器と、前記電流パターン指令生成手段からの電流パターン指令値を入力し、フィードフォワード量を演算するフィードフォワード演算器と、前記電流制御器の出力と前記フィードフォワード演算器の出力を入力し両者の加算を行う加算器を備え、前記交直変換器から前記負荷に流れる電流を概略等しく制御するための交直変換器電流制御手段と、

前記交直変換器電流制御手段の出力に応じて、前記交直変換器のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段と、

前記能動フィルタ電流制御手段の出力に応じて前記能動フィルタ回路のインピーダンスを決定するインピーダンス決定手段とで構成され、

20

前記交直変換器、前記受動フィルタ回路、前記能動フィルタ回路は、これらを構成している、正側構成部分と負側構成部分が線対称に構成されている高精度電源において、

前記能動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ前記負荷に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段及び負側負荷電流検出手段と、

前記正側負荷電流検出手段及び前記負側負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記能動フィルタ電流制御手段に有する減算器の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段と、

を具備したことを特徴とする高精度電源。

30

【請求項 4】

スイッチング素子を用いて、交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する交直変換器と、

前記交直変換器よりの電流リップルを吸収するためのものであって、受動素子で構成される受動フィルタ回路と、

前記交直変換器から前記負荷に対して電圧を印加する際の負荷電圧パターン指令値を生成する電圧パターン指令生成手段と、

前記電圧パターン指令値と前記負荷に印加される電圧との偏差が零となるように制御する負荷電圧制御手段と、

前記負荷電圧制御手段の出力に応じて前記交直変換器のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段とで構成され、

40

前記交直変換器及び前記受動フィルタ回路は、これらを構成している、正側構成部分と負側構成部分が線対称に構成されている高精度電源において、

前記受動フィルタ回路と前記負荷との間であって、それぞれ電氣的に接続する正側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間、並びに負側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間においてそれぞれ前記負荷に印加される電圧を検出する正側負荷電圧検出手段及び負側負荷電圧検出手段と、

前記正側負荷電圧検出手段及び前記負側負荷電圧検出手段の出力信号を加算平均し、この加算平均した結果を前記負荷電圧制御手段の入力であって前記負荷に印加される電圧とする電圧加算演算手段と、

を具備したことを特徴とする高精度電源。

50

【請求項5】

スイッチング素子を用いて、交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する交直変換器と、

前記交直変換器よりの電流リップルを吸収するためのものであって、受動素子で構成される受動フィルタ回路と、

前記交直変換器から前記負荷へ通電する際の電流パターン指令値を生成する電流パターン指令生成手段と、

前記電流パターン指令値と前記負荷に流れる電流との偏差が零となるように制御する交直変換器電流制御手段と、

前記交直変換器電流制御手段の出力を電圧パターン指令値とし、これと負荷に印加される電圧との偏差が零となるように制御する負荷電圧制御手段と、

前記負荷電圧制御手段の出力に応じて前記交直変換器のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段とで構成され、

前記交直変換器及び前記受動フィルタ回路は、これらを構成している、正側構成部分と負側構成部分が線対称に構成されている高精度電源において、

前記受動フィルタ回路と前記負荷との間であって、それぞれ電氣的に接続する正側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間、並びに負側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間においてそれぞれ前記負荷に印加される電圧を検出する正側負荷電圧検出手段及び負側負荷電圧検出手段と、

前記正側負荷電圧検出手段及び前記負側負荷電圧検出手段の出力信号を加算演算し、この加算演算した結果を前記負荷電圧制御手段の入力であって前記負荷に印加される電圧とする電圧加算演算手段と、

前記受動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ前記負荷に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段及び負側負荷電流検出手段と、

前記正側負荷電流検出手段及び前記負側負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記交直変換器電流制御手段の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段とを具備し、

前記交直変換器電流制御手段の出力と前記電圧加算演算手段の出力との偏差を前記点弧タイミング決定手段の入力とすることを特徴とする高精度電源。

【請求項6】

スイッチング素子を用いて、交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する交直変換器と、

前記交直変換器よりの電流リップルを吸収するためのものであって、受動素子で構成される受動フィルタ回路と、

前記受動フィルタ回路に対して電氣的に並列に接続され、前記受動フィルタ回路が吸収できない電流リップルを、制御信号に応じて能動的にインピーダンスを可変にすることで電流リップルを吸収する能動フィルタ回路と、

前記交直変換器から前記負荷へ通電する際の電流パターン指令値を生成する電流パターン指令生成手段と、

前記電流パターン指令値と前記負荷に流れる電流との偏差を求める減算器及び前記減算器の出力が零となるように制御する電流制御器を有する能動フィルタ電流制御手段と、

前記能動フィルタ電流制御手段の出力に応じて前記能動フィルタ回路のインピーダンスを決定するインピーダンス決定手段と

前記能動フィルタ電流制御手段の減算器の出力を入力し、前記交直変換器から前記負荷に流れる電流を概略等しく制御するための交直変換器電流制御手段と、

電圧パターン指令値と前記負荷に印加される電圧との偏差が零となるように制御する負荷電圧制御手段と、

前記負荷電圧制御手段の出力に応じて、前記交直変換器のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段と

で構成され、前記交直変換器、前記受動フィルタ回路、前記能動フィルタ回路は、これらを構成している、正側構成部分と負側構成部分が線対称に構成されている高精度電源において、

前記能動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ前記負荷に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段及び負側負荷電流検出手段と、

前記正側負荷電流検出手段及び前記負側負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記能動フィルタ電流制御手段の入力信号とする負荷電流平均演算手段と、

前記能動フィルタ回路と前記負荷との間であって、それぞれ電氣的に接続する正側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間、並びに負側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間においてそれぞれ前記負荷に印加される電圧を検出する正側負荷電圧検出手段及び負側負荷電圧検出手段と、

前記正側負荷電圧検出手段及び前記負側負荷電圧検出手段の出力信号を加算演算する電圧加算演算手段と、を設け、

前記電圧加算演算手段の出力を、前記負荷電圧制御手段の入力信号である、前記負荷に印加される電圧の代りとし、前記交直変換器電流制御手段の出力を、前記負荷電圧制御手段の入力信号である、前記電圧パターン指令値の代りとすることを特徴とする高精度電源。

【請求項 7】

スイッチング素子を用いて、交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する交直変換器と、

前記交直変換器よりの電流リップルを吸収するためのものであって、受動素子で構成される受動フィルタ回路と、

前記交直変換器から前記負荷へ通電する際の電流パターン指令値を生成する電流パターン指令生成手段と、

前記電流パターン指令値と前記負荷に流れる電流との偏差が零となるように制御する交直変換器電流制御手段と、

前記交直変換器電流制御手段の出力に応じて前記交直変換器のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段とで構成され、

前記交直変換器及び前記受動フィルタ回路は、これらを構成している、正側構成部分と負側構成部分が線対称に構成されている高精度電源において、

前記受動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれに流れる主電流方向が同一となるように接続した1台の負荷電流検出手段と、

前記負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記交直変換器電流制御手段の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段と、

を具備したことを特徴とする高精度電源。

【請求項 8】

スイッチング素子を用いて、交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する交直変換器と、

前記交直変換器よりの電流リップルを吸収するためのものであって、受動素子で構成される受動フィルタ回路と、

前記交直変換器から前記負荷へ通電する際の電流パターン指令値を生成する電流パターン指令生成手段と、

前記電流パターン指令値と前記負荷に流れる電流との偏差が零となるように制御する交直変換器電流制御手段と、

前記交直変換器電流制御手段の出力に応じて前記交直変換器のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段とで構成され、

前記交直変換器及び前記受動フィルタ回路は、これらを構成している、正側構成部分と

10

20

30

40

50

負側構成部分が線対称に構成されている高精度電源において、

前記受動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線又は負側接続線においてそれぞれに流れる主電流方向が逆となるように接続した2台の負荷電流検出手段と、

前記2台の負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記交直変換器電流制御手段の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段と、

を具備したことを特徴とする高精度電源。

【請求項9】

前記負荷電流平均演算手段はアナログ演算器にて構成し、前記交直変換器電流制御手段は前記負荷電流パターン指令生成回路からの電流パターン指令値と前記負荷電流平均演算手段出力信号との偏差を演算する差分演算アナログ演算器、その演算結果を増幅する増幅演算アナログ演算器、その増幅演算結果をデジタル変換するA/D変換器で構成し、その信号をデジタル制御する構成としたことを特徴とする請求項1、2、3、5、6、7、8のいずれか一項記載の高精度電源。

10

【請求項10】

前記負荷電流平均演算手段及び前記交直変換器電流制御手段の電流パターン指令値と、前記負荷電流平均演算手段出力信号との偏差を演算するための差分演算アナログ演算器と、その差分演算結果を増幅するための増幅演算アナログ演算器と、その結果をデジタル信号に変換するA/D変換器とを、温度制御機能を有する恒温部に格納したことを特徴とする請求項9記載の高精度電源。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば加速器用の電磁石等に使用される高精度電源に関する。

【背景技術】

【0002】

例えば、サイリスタやGTO、IGBTといったスイッチング素子で構成され、交流を直流に変換する交直変換器を用いて、加速器に使用される電磁石等にパターン電流を供給する高精度電源においては、電源に許容される電流リップルの精度は $1 \times 10^{-4} \sim 1 \times 10^{-6}$ といったオーダであり、検出信号及び制御信号に重畳する外乱(ノイズ)を、できる限り小さくすることが重要である。

30

【0003】

上記高精度電源においては、特許文献1に示されるように、負荷に通電される電流を電流パターン指令値との偏差が零となるように制御するため、例えばホールCT等の負荷電流検出手段を用いて負荷に通電される電流を検出し、交直変換器電流制御手段にてフィードバック制御等により基準電流値に追従するよう制御している。

【0004】

図11のようにスイッチング素子を用いた交直変換器2を高精度電源5に適用した場合、負荷電流にはスイッチング素子のスイッチングに伴い発生する高周波ノイズが、負荷21や電源5の出力が負荷21に供給されるまでのケーブル(接続線)31等に存在するストレキャパシタンスを介して接地ラインや中性点にコモンモードノイズ電流として流れる。

40

【0005】

ここで、図11において存在するストレキャパシタンスとしては、次のようなものがある。すなわち、単相交流系統1と交直変換器2の間にある変圧器30と接地ラインとの間に発生するストレキャパシタンスC30、交直変換器2と接地ラインとの間に発生するストレキャパシタンスC2、負荷21と接地ラインとの間に発生するストレキャパシタンスC21、電源5と負荷21を接続するケーブル(接続線)31と接地ラインとの間に発生するストレキャパシタンスC31等である。

【0006】

50

このように図 1 1 に存在するストレキャパシタンスを介して接地ラインや中性点にコモンモードノイズ電流として流れるため、負荷電流検出手段によって検出された負荷電流検出信号にはノイズ電流が重畳しており、ローパスフィルタ等により十分に減衰させて、交直変換器電流制御手段に入力する必要がある。

【 0 0 0 7 】

ここで、コモンモードノイズ電流発生メカニズムを、図 1 1 の回路図及び図 1 2 の等価回路図を用いて説明する。実際の回路では、コモンモードノイズは分布定数回路として表現されるが、簡便のため集中定数を用いて説明する。高精度電源 5 の交直変換器 2 では、正側、負側の直流電圧源 V_0 にコモンモードノイズ源である交流電圧源 V_r が重ね合わせられた回路となる。それぞれのコモンモードノイズは交直変換器 2 が、正側、負側共に対称接続されているため、中性点又は接地レベルに対して振幅、位相共に等しい。高精度電源 5 を負荷 2 1 及び出力のケーブル 3 1 まで含めて線対称に構成した場合、コモンモードノイズに起因する電圧は、正側、負側がそれぞれ相殺され、負荷両端には現れない。

10

【 0 0 0 8 】

一方、図 1 0 に示すように、高精度電源 5 と負荷 2 1 までの電路と接地ラインの間に、前述したようにストレキャパシタンス C_{30} 、 C_2 、 C_{31} 、 C_{21} があり、正側、負側共に同じ振幅、位相のコモンモードノイズ電圧 $V_{r'}$ が対接地または、中性点に対して印加されるため、同じ振幅、位相のコモンモードノイズ電流が前記ストレキャパシタンスに流れる。

【 0 0 0 9 】

20

ここで、負荷 2 1 に流れる電流を I_0 、正側、負側のコモンモードノイズ電流を I_r とすると、高精度電源 5 の出力部に流れる電流は以下のとおりとなる。

【 0 0 1 0 】

$$\text{正側： } I_0 + I_r$$

$$\text{負側： } I_0 - I_r$$

また、負荷端での直流電圧分 V_0' 、コモンモードノイズ電圧を $V_{r'}$ とすると、接地ライン又は中性点から正側の電圧及び、負側から接地又は中性点の電圧は以下のとおりとなる。

【 0 0 1 1 】

$$\text{正側： } V_0' + V_{r'}$$

$$\text{負側： } V_0' - V_{r'}$$

30

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 1 2 】

【 特許文献 1 】 特開 2 0 0 3 - 7 0 2 4 1

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 3 】

前述のコモンモードノイズ電流はスイッチング素子のスイッチング動作に伴う転流サージ等により発生し、周波数は数 kHz ~ 数 MHz であり、電源の制御応答周波数と比較して周波数が高く、制御信号にとっては不要な信号となる。このため、負荷 2 1 やケーブル 3 1 のストレキャパシタンス C_{21} 、 C_{31} をできる限り小さくし、コモンモードノイズ電流を小さくすることが重要となる。

40

【 0 0 1 4 】

しかし、負荷 2 1 やケーブル 3 1 の制約等から、ストレキャパシタンス C_{21} 、 C_{31} を低減することは困難であることが多く、コモンモードノイズ電流を低減することが困難である。

【 0 0 1 5 】

従って、前述の通り負荷電流検出手段によって検出された、負荷電流検出信号には負荷電流にコモンモードノイズ電流が重畳した信号となり、本信号を制御信号として使用する

50

場合の外乱となる。このため、負荷電流検出信号にローパスフィルタを挿入し、重畳したノイズ信号を除去する方法が用いられるが、ローパスフィルタのカットオフ周波数を低くし、ノイズ信号分を十分に除去しようとする、と、応答速度が低下し電流パターンへの追従性の悪化を招くこととなるため、カットオフ周波数を低くすることが困難であるといった問題が生じていた。

【0016】

本発明は上記事情に鑑みてなされたもので、交直変換器電流制御手段の入力信号に重畳するコモンモードノイズ電流成分である外乱の影響を低減することができ、高精度で負荷に通電される電流を制御することが可能となる高精度電源を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

10

【0017】

前記目的を達成するため、請求項1に対応する発明は、スイッチング素子を用いて、交流電力を直流電力に変換して負荷に供給する交直変換器と、前記交直変換器よりの電流リップルを吸収するためのものであって、受動素子で構成される受動フィルタ回路と、前記交直変換器から前記負荷へ通電する際の電流パターン指令値を生成する電流パターン指令生成手段と、前記電流パターン指令値と前記負荷に流れる電流との偏差が零となるように制御する交直変換器電流制御手段と、前記交直変換器電流制御手段の出力に応じて前記交直変換器のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段とで構成され、前記交直変換器及び前記受動フィルタ回路は、これらを構成している、正側構成部分と負側構成部分が線対称に構成されている高精度電源において、前記受動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ前記負荷に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段及び負側負荷電流検出手段と、前記正側負荷電流検出手段及び前記負側負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記交直変換器電流制御手段の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段と、を具備した高精度電源である。

20

【0018】

前記目的を達成するため、請求項2に対応する発明は、従来の高精度電源において、前記能動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ前記負荷に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段及び負側負荷電流検出手段と、前記正側負荷電流検出手段及び前記負側負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記能動フィルタ電流制御手段に有する減算器の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段と、を具備した高精度電源である。

30

【0019】

前記目的を達成するため、請求項3に対応する発明は、従来の高精度電源において、前記能動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ前記負荷に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段及び負側負荷電流検出手段と、前記正側負荷電流検出手段及び前記負側負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記能動フィルタ電流制御手段に有する減算器の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段と、を具備した高精度電源である。

40

【0020】

前記目的を達成するため、請求項4に対応する発明は、従来の高精度電源において、前記受動フィルタ回路と前記負荷との間であって、それぞれ電氣的に接続する正側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間、並びに負側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間においてそれぞれ前記負荷に印加される電圧を検出する正側負荷電圧検出手段及び負側負荷電圧検出手段と、前記正側負荷電圧検出手段及び前記負側負荷電圧検出手段の出力信号を加算平均し、この加算平均した結果を前記負荷電圧制御手段の入力であって前記負荷に印加される電圧とする電圧加算演算手段と、を具備した高精度電源である。

50

【0021】

前記目的を達成するため、請求項5に対応する発明は、従来の高精度電源において、前記受動フィルタ回路と前記負荷との間であって、それぞれ電氣的に接続する正側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間、並びに負側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間においてそれぞれ前記負荷に印加される電圧を検出する正側負荷電圧検出手段及び負側負荷電圧検出手段と、前記正側負荷電圧検出手段及び前記負側負荷電圧検出手段の出力信号を加算演算し、この加算演算した結果を前記負荷電圧制御手段の入力であって前記負荷に印加される電圧とする電圧加算演算手段と、前記受動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ前記負荷に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段及び負側負荷電流検出手段と、前記正側負荷電流検出手段及び前記負側負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記交直変換器電流制御手段の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段とを具備し、前記交直変換器電流制御手段の出力と前記電圧加算演算手段の出力との偏差を前記点弧タイミング決定手段の入力とする高精度電源である。

10

【0022】

前記目的を達成するため、請求項6に対応する発明は、従来の高精度電源において、前記能動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ前記負荷に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段及び負側負荷電流検出手段と、前記正側負荷電流検出手段及び前記負側負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記能動フィルタ電流制御手段の入力信号とする負荷電流平均演算手段と、前記能動フィルタ回路と前記負荷との間であって、それぞれ電氣的に接続する正側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間、並びに負側接続線と前記交直変換器の接地レベル又は前記交直変換器の中性点の間においてそれぞれ前記負荷に印加される電圧を検出する正側負荷電圧検出手段及び負側負荷電圧検出手段と、前記正側負荷電圧検出手段及び前記負側負荷電圧検出手段の出力信号を加算演算する電圧加算演算手段と、を設け、前記電圧加算演算手段の出力を、前記負荷電圧制御手段の入力信号である、前記負荷に印加される電圧の代りとし、前記交直変換器電流制御手段の出力を、前記負荷電圧制御手段の入力信号である、前記電圧パターン指令値の代りとする高精度電源である。

20

30

【0023】

前記目的を達成するため、請求項7に対応する発明は、従来の高精度電源において、前記受動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれに流れる主電流方向が同一となるように接続した1台の負荷電流検出手段と、前記負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記交直変換器電流制御手段の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段と、を具備した高精度電源である。

【0024】

前記目的を達成するため、請求項8に対応する発明は、従来の高精度電源において、前記受動フィルタ回路と前記負荷との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線又は負側接続線においてそれぞれに流れる主電流方向が逆となるように接続した2台の負荷電流検出手段と、前記2台の負荷電流検出手段の出力信号の平均を演算し、この演算平均を前記交直変換器電流制御手段の入力であって前記負荷に流れる電流とする負荷電流平均演算手段と、を具備した高精度電源である。

40

【発明の効果】

【0025】

本発明によれば、交直変換器電流制御手段の入力信号に重畳するコモンモードノイズ電流成分である外乱の影響を低減することができ、高精度で負荷に通電される電流を制御することが可能となる高精度電源を提供できる。

【図面の簡単な説明】

50

【 0 0 2 6 】

- 【図 1】本発明の高精度電源に係る第 1 の実施形態を示す概略構成図。
 【図 2】本発明の高精度電源に係る第 2 の実施形態を示す概略構成図。
 【図 3】本発明の高精度電源に係る第 3 の実施形態を示す概略構成図。
 【図 4】本発明の高精度電源に係る第 4 の実施形態を示す概略構成図。
 【図 5】本発明の高精度電源に係る第 5 の実施形態を示す概略構成図。
 【図 6】本発明の高精度電源に係る第 6 の実施形態を示す概略構成図。
 【図 7】本発明の高精度電源に係る第 7 の実施形態を示す概略構成図。
 【図 8】本発明の高精度電源に係る第 8 の実施形態を示す概略構成図。
 【図 9】本発明の高精度電源に係る第 9 の実施形態を示す概略構成図。
 【図 10】本発明の高精度電源に係る第 10 の実施形態を示す概略構成図。
 【図 11】従来の高精度電源における問題点を説明するための回路図。
 【図 12】図 11 の等価回路を示す図。
 【発明を実施するための形態】

10

【 0 0 2 7 】

以下本発明の実施形態について、図面を参照して説明する。

【 0 0 2 8 】

[第 1 の実施形態]

図 1 は本発明の第 1 の実施形態に係わる高精度電源の概略構成図である。本発明の高精度電源の前提は、例えば IGBT に逆並列接続されたダイオードからなるスイッチング素子を用いて、単相交流系統 1 又は単相交流電源からの交流電力を直流電力に変換して負荷 2 1 例えば加速器の電磁石に供給する交直変換器 2 と、交直変換器 2 の後段に交直変換器 2 よりのスイッチング素子によるサージ電流や、整流による脈動に伴う電流リップルを吸収するためのものであって、リアクトル、コンデンサ、抵抗からなる受動素子で構成される受動フィルタ回路 3 と、交直変換器 2 から負荷 2 1 へ通電する際の電流パターン指令値を生成する電流パターン指令生成手段例えば電流パターン指令生成回路 1 2 と、前記電流パターン指令値と負荷 2 1 に流れる電流との偏差が零となるように制御する減算器 1 3 1 と、減算器 1 3 1 の出力を入力して電流制御信号を出力する電流制御器 1 3 2 からなる交直変換器電流制御手段（出力電流制御手段）1 3 と、交直変換器電流制御手段 1 3 の出力に応じて交直変換器 2 のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段 1 4 とで構成され、交直変換器 2 及び受動フィルタ回路 3 は、これらを構成している、正側構成部分と負側構成部分が線対称に構成されている。

20

30

【 0 0 2 9 】

ここで、正側構成部分は、交直変換器 2 の正側の回路と、受動フィルタ回路 3 の正側の回路のことであり、交直変換器 2 の正側の回路及び負側の回路の接続点と、受動フィルタ回路 3 の正側の回路及び負側の回路の接続点と、図 1 の中性点 O（又は接地レベル）とを結ぶ線と、交直変換器 2 の正側端子と受動フィルタ回路 3 の正側端子と高精度電源の正側端子 P を結ぶ線で囲まれる範囲のことである。同様に、負側構成部分は、交直変換器 2 の負側の回路と、受動フィルタ回路 3 の負側の回路のことであり、交直変換器 2 の負側の回路及び負側の回路の接続点と、受動フィルタ回路 3 の正側の回路及び負側の回路の接続点と、図 1 の中性点 O（又は接地レベル）とを結ぶ線と、交直変換器 2 の負側端子と受動フィルタ回路 3 の負側端子と高精度電源の負側端子 N を結ぶ線で囲まれる範囲のことである。

40

【 0 0 3 0 】

本発明の第 1 の実施形態の高精度電源は、以上のような前提において、受動フィルタ回路 3 と負荷 2 1 との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ負荷 2 1 に流れる電流を検出する例えばホール CT のごとき正側負荷電流検出手段 4 a 及び例えばホール CT のごとき負側負荷電流検出手段 4 b と、正側負荷電流検出手段 4 a 及び負側負荷電流検出手段 4 b の出力信号の平均を演算し、これを交直変換器電流制御手段 1 3 の入力信号とする負荷電流平均演算手段（出力電流平均演算手段）1 1

50

とを具備したものである。

【0031】

なお、交直変換器2は、図1に示す自励式電流形変換器或いは、図示しないサイリスタを用いた他励式変換器、自励式電圧型変換器のいずれであってもよい。

【0032】

このような構成の高精度電源5にあっては、以下の作用効果が得られる。負荷21に通電される電流を所望の値とするには、負荷電流を負荷電流検出手段4a、4bで検出し、負荷電流パターン指令生成回路12の出力との偏差が零となるように交直変換器電流制御手段13により制御され、その出力である操作量に応じて点弧タイミング決定手段14により決定されたタイミングで交直変換器2のスイッチング素子を点弧することで実現される。

10

【0033】

前述した高精度電源5において、交直変換器2及び受動フィルタ回路3は、各々正側の回路、負側の回路が対称となるよう構成してある。この対称性がないと、交直変換器2より発生したコモンモードノイズ電流が、ノーマルモードノイズ電流となって負荷21に流出してしまうためである。

【0034】

本発明の第1の実施形態では、負荷21に通電される電流を、負荷電流検出手段4a、4bを正側、負側それぞれに設け検出している。ここで、正側、負側の負荷電流検出手段4a、4bは通常電流が流れる方向を正として取り付けている。また、それぞれの負荷電流検出手段4a、4bの特性はできる限り等しくすることが望ましい。

20

【0035】

負荷電流検出手段4a、4bにより検出された信号31a、31bは、出力電流平均演算手段11により、平均演算される。ここで、負荷電流検出手段4a、4bでは、図11で説明したように、直流分 I_0 （本来負荷に通電する電流）に、コモンモードノイズ電流 I_r が重畳した電流が流れる。高精度電源は、正側の回路及び負側の回路が対称に構成されているため、負荷電流検出手段4a、4bにそれぞれ重畳するコモンモードノイズ電流は、位相、振幅ともにほぼ等しい。従って、負荷電流検出手段4a、4bにより検出される信号31a、31bは以下のとおりとなる。

【0036】

$$\text{検出信号 } 31a : I_0 + I_r$$

$$\text{検出信号 } 31b : I_0 - I_r$$

30

負荷電流平均演算手段11により、平均演算した結果は I_0 となり、交直変換器電流制御手段13の入力信号に重畳するコモンモードノイズ電流成分が取り除かれた結果となる。交直変換器電流制御手段13に対して外乱となる信号をローパスフィルタ等を挿入することなく除去することができるため、応答速度の低下による、電流パターン指令値への追従性の悪化を招くことはなく、負荷21に通電する電流の精度を向上させることができる。

【0037】

[第2の実施形態]

40

図2は本発明の第2の実施形態に係わる高精度電源の概略構成図である。図1と異なる点は、交直変換器2の後段にある受動フィルタ回路3に対して電氣的に並列に接続し、受動フィルタ回路3が吸収できない電流リップルを、吸収する能動フィルタ回路6を設け、能動フィルタ回路6は制御信号に応じて能動的にインピーダンスを可変にすることで電流リップルを吸収するものである。

【0038】

すなわち、能動フィルタ回路6と負荷21との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれ負荷21に流れる電流を検出する正側負荷電流検出手段4a及び負側負荷電流検出手段4bと、正側負荷電流検出手段4a及び負側負荷電流検出手段4bの出力信号の平均を演算し、この演算平均を、能動フィルタ電流制御手段1

50

5 に有する減算器 151 の入力であって負荷 21 に流れる電流とする負荷電流平均演算手段 11 とを具備したものである。

【0039】

ここでは、能動フィルタ回路 6 として、例えば交直変換器 2 とは別の電源を用いて、電圧リップルと逆相の電圧を印加するとことで、リップル成分をキャンセルするアクティブフィルタであって、能動フィルタ回路 6 はスイッチング素子と抵抗とを直列接続し、スイッチング素子をオンオフすることで能動フィルタ 6 のインピーダンスを可変にする方式を用いた例を示している。

【0040】

そして、図 1 の負荷電流パターン指令生成回路 12 の出力である、電流パターン指令値を能動フィルタ電流制御手段 15 に入力し、能動フィルタ電流制御手段 15 の出力をインピーダンス決定手段 16 に与え、ここで能動フィルタ電流制御手段 15 の出力に応じて能動フィルタ回路 6 のインピーダンスを決定するようになっている。

10

【0041】

能動フィルタ電流制御手段 15 は、電流パターン指令値と負荷 21 に流れる電流との偏差を求める減算器 151 及び減算器 151 の出力が零となるように制御する電流制御器 152 を有している。

【0042】

さらに、能動フィルタ電流制御手段 15 の減算器 151 の出力を入力し、交直変換器 2 から負荷 21 に流れる電流を概略等しく制御するための変換器電流制御手段 13 と、交直変換器電流制御手段 13 の出力に応じて、交直変換器 2 のスイッチング素子の点弧タイミングを決定する点弧タイミング決定手段 14 を備えている。

20

【0043】

第 2 の実施形態では、交直変換器 2 の出力電流制御はそれほど高精度である必要はなく、能動フィルタ回路 6 により最終的に高精度に制御する。

【0044】

交直変換器 2 の制御はあらかじめ決められた電流パターンと、負荷電流平均演算手段 11 の出力を、能動フィルタ電流制御手段 15 の減算器 151 に入力し、ここで得られる偏差で、変換器電流制御手段 13 を制御し、この結果を点弧タイミング決定手段 14 に入力してスイッチング素子の点弧タイミングを決定するようにしている。

30

【0045】

一方、能動フィルタ回路 6 の制御により負荷電流が高精度で決定されるため、能動フィルタ電流制御手段 15 の出力を能動フィルタ回路 6 のインピーダンス決定手段 16 に入力することで高精度電流制御を実現できる。

【0046】

[第 3 の実施形態]

図 3 は本発明の第 3 の実施形態に係わる高精度電源の概略構成図であり、図 2 と異なる点は、概略図 2 の制御追従性を向上させるようにしたことである。図 2 の変換器電流制御手段 13 を、能動フィルタ電流制御手段 15 の減算器 151 の出力を入力し、減算器 151 の出力が零となるように制御する電流制御器 132 と、電流パターン指令生成回路 12 からの電流パターン指令値を入力し、フィードフォワード量を演算するフィードフォワード演算器 133 と、電流制御器 132 の出力とフィードフォワード演算器 133 の出力を入力し両者の加算を行う加算器 134 で構成したものである。これ以外の構成は、図 2 と同一である。

40

【0047】

以上述べた第 3 の実施形態によれば、第 2 の実施形態の作用効果に加えて、変換器電流制御手段 13 はフィードフォワード制御とし、このフィードフォワード制御の出力を点弧タイミング決定手段 14 の操作量としているので、制御の追従性が向上する。

【0048】

[第 4 の実施形態]

50

図4は本発明の第4の実施形態に係わる高精度電源の概略構成図である。図1と異なる点は、交直変換器2の出力である、負荷電流を検出せず、この検出負荷電流に基き交直変換器2の点弧タイミングを点弧タイミング決定手段14で決定せずに、ここではその代わりに負荷電圧を検出し、この検出電圧に基き交直変換器2を制御するようにしたものである。具体的には、受動フィルタ回路3の出力側と負荷21との間であって、それぞれ電氣的に接続する正側接続線と交直変換器2の接地レベル又は交直変換器2の中性点0の間、並びに負側接続線と交直変換器2の接地レベル又は交直変換器2の中性点の間においてそれぞれ負荷21に印加される電圧を検出する正側負荷電圧検出手段7a及び負側負荷電圧検出手段7bを設けたものである。また、正側負荷電圧検出手段7a及び負側負荷電圧検出手段7bの出力信号35a、35bを加算平均し、この加算平均した結果を後述する負荷電圧制御手段(出力電圧制御手段)18の入力信号とする電圧加算演算手段17を設けたものである。負荷電圧制御手段18は、電圧加算演算手段17の出力信号と、負荷電圧パターン指令生成回路20からの負荷電圧パターン指令値との偏差を求める減算器181と、減算器181の出力を入力し電圧制御信号を、図1の点弧タイミング決定手段14に出力する電圧制御器182からなるものを設けたものである。

10

【0049】

このように構成した第4の実施形態も、前述した第1の実施形態と同様な作用効果が得られる。

【0050】

[第5の実施形態]

20

図5は本発明の第5の実施形態に係わる高精度電源の概略構成図である。図1の構成に、新たに図4と同様に正側負荷電圧検出手段7a及び負側負荷電圧検出手段7bと、正側負荷電圧検出手段7a及び負側負荷電圧検出手段7bの出力信号を加算演算し、この加算演算した結果を負荷電圧制御手段18の入力信号とする電圧加算演算手段17と、図1と同一構成の交直変換器電流制御手段13の出力と電圧加算演算手段17の出力との偏差を点弧タイミング決定手段14の入力とするようにしたものである。

【0051】

一般的に、電流パターンへの追従性を高速化するため、負荷に通電される電流の微分値である、負荷両端電圧を検出し、負荷電圧制御手段18にて交直変換器電流制御手段13の出力との偏差を零とするよう電圧制御する方法が用いられる。本信号は、特に電流パターンへの追従性を高速化するための制御信号であり、外乱を除去するため、ローパスフィルタのカットオフ周波数を低くすることなどによる応答性の低下は好ましくない。

30

【0052】

第5の実施形態では、電圧検出手段7a、7bを設け、対接地レベルまたは中性点0端子から正側、負側から対接地レベルまたは中性点0端子の電圧をそれぞれ検出している。電圧検出手段によって検出された電圧は、直流分 V_0' (本来負荷に印加される電圧)に、コモンモードノイズ電圧 V_r' が重畳した電圧となる。従って、負荷電圧検出手段7a、7bにより検出される信号35a、35bは以下のとおりとなる。

【0053】

$$\text{検出信号 } 35a : V_0' + V_r'$$

$$\text{検出信号 } 35b : V_0' - V_r'$$

40

出力電圧加算演算手段17により、加算演算した結果は $2V_0'$ となり、コモンモードノイズ電圧成分が取り除かれた結果となる。これにより、ローパスフィルタ等挿入することなく、外乱となる信号を除去することができるため、電流パターンへの高速応答性を損なうことなく、電源の精度を向上することができる。また、出力電圧加算演算手段17の出力信号 $2V_0'$ は、負荷両端電圧そのものであるため、本信号を負荷電圧制御手段18の入力とする。

【0054】

[第6の実施形態]

50

図6は本発明の第6の実施形態に係わる高精度電源の概略構成図である。図5の実施形

態に、図 2 で説明した能動フィルタ回路 6 を、受動フィルタ回路 3 に並列接続し、能動フィルタ回路 6 を制御する能動フィルタ電流制御手段 15 を、電流パターン指令生成回路 12 及び負荷電流平均演算手段 11 とインピーダンス決定手段 16 の間に設けたものである。

【 0 0 5 5 】

能動フィルタ電流制御手段 15 は、前記電流パターン指令値と負荷に流れる電流との偏差を求める減算器 151 及び減算器 151 の出力が零となるように制御する電流制御器 152 を備えている。

【 0 0 5 6 】

さらに、能動フィルタ電流制御手段 15 の減算器 151 の出力を入力し、交直変換器 2 から負荷 21 に流れる電流を概略等しく制御するための交直変換器電流制御手段 13 を、負荷電圧制御手段 18 の減算器 181 の一方の入力側に備えている。減算器 181 の他方の入力側に、電圧加算演算手段 17 の出力を入力するようにした点は、図 5 と同じである。それ以外の構成は、図 5 と同一である。

【 0 0 5 7 】

このように第 6 の実施形態によれば、電圧加算演算手段 17 の出力を、負荷電圧制御手段 18 の入力信号である、負荷 21 に印加される電圧の代りとし、交直変換器電流制御手段 13 の出力を、負荷電圧制御手段 18 の入力信号である、電圧パターン指令値の代りとする事で、前述した第 5 の実施形態と同様な作用効果が得られるばかりでなく、能動フィルタ回路 6 の制御により高精度な電源を得ることができる。

【 0 0 5 8 】

[第 7 の実施形態]

図 7 は本発明の第 7 の実施形態に係わる高精度電源の概略構成図である。この実施形態は、従来の高精度電源に 1 台の例えばホール CT からなる負荷電流検出手段 4a と負荷電流平均演算手段 11 を設けたものである。具体的には、負荷電流検出手段 4a は受動フィルタ回路 3 と負荷 21 との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線及び負側接続線においてそれぞれに流れる主電流方向が同一となるように接続したものである。

【 0 0 5 9 】

負荷電流平均演算手段 11 は、負荷電流検出手段 4a の出力信号の平均を演算し、この演算平均を交直変換器電流制御手段 13 の入力であって負荷 21 に流れる電流とするものである。

【 0 0 6 0 】

このように 1 台の負荷電流検出手段 4a を、正側接続線及び負側接続線においてそれぞれに流れる主電流方向が同一となるように接続したことで、図 1 と同様なコモンモード電流をキャンセルできる効果が得られるばかりでなく、正側負荷電流検出手段 4a のみで済むと言う効果が追加される。

【 0 0 6 1 】

なお、図 7 は図 1 の正側負荷電流検出手段 4a を設けず、負側負荷電流検出手段 4b の一端を、受動フィルタ回路 3 の正側に接続し、負側負荷電流検出手段 4b の他端を、高精度電源の正側端子 P に接続してもよい。

【 0 0 6 2 】

[第 8 実施形態]

図 8 は本発明の第 8 の実施形態に係わる高精度電源の概略構成図である。この実施形態は、従来の高精度電源に、2 台の負荷電流検出手段 4a、4b と、負荷電流平均演算手段 11 とを設けたものである。

【 0 0 6 3 】

負荷電流検出手段 4a、4b は、受動フィルタ回路 3 と負荷 21 との間を、それぞれ電氣的に接続する正側接続線又は負側接続線においてそれぞれに流れる主電流方向が逆となるように接続したものである。

【 0 0 6 4 】

10

20

30

40

50

負荷電流平均演算手段 11 は、負荷電流検出手段 4a、4b の出力信号の平均を演算し、この演算平均を、交直変換器電流制御手段 13 の入力であって、減算器 131 の一方（減算器 131 の他方には負荷電流パターン指令生成回路 12 からの電流パターン指令値が入力されている）の入力である負荷 21 に流れる電流としたものである。

【0065】

このように 2 台の負荷電流検出手段 4a、4b を正側接続線又は負側接続線においてそれぞれに流れる主電流方向が逆となるように接続したので、負荷電流検出手段 4a、4b はコモンモード電流だけを検出できる。通常、ホール CT の検出から、コモンモード電流を差し引けば、本来必要とする電流のみを検出できる。

【0066】

[第 9 の実施形態]

図 9 は本発明の第 9 の実施形態に係わる高精度電源であって、前述の実施形態の出力電流平均演算手段 11 及び交直変換器電流制御手段 13 の概略構成図を示している。本発明の第 9 の実施形態では、負荷電流平均演算手段 11 をアナログ演算器とし、図 9 では、オペアンプによる加算回路（ゲイン 0.5）を適用している。

【0067】

また、交直変換器電流制御手段 13 は、負荷電流平均演算手段 11 の出力信号と、負荷電流パターン指令生成回路 12 の出力信号との偏差を差分演算アナログ演算器 13a により演算し、その信号を増幅演算アナログ演算器 13b により増幅した後、A/D 変換器 13c を用いてデジタル変換する構成としている。図 8 では、差分演算アナログ演算器 13a は、オペアンプによる減算回路とし、増幅演算アナログ演算器 13b は、オペアンプによる反転増幅器を 2 段（これに限るものではない）で構成している。

【0068】

一般的に、デジタルデータの精度は A/D 変換器 13c の精度（ビット）で決定されている。加速器等の電磁石に通電される電流の精度は 1×10^{-6} のオーダとなるため、A/D 変換器 13c に必要なビット数は 17 bit 以上となり、汎用品の適用が困難となる。

【0069】

また、A/D 変換器 13c 自身の変換精度も問題となるため、負荷電流検出手段 4a、4b よりの検出信号 31a、31b を直接デジタルデータに変換するのは現実的ではない。

【0070】

一方、負荷電流検出手段 4a、4b からの信号をアナログ演算器で構成される負荷電流平均演算手段 11 により演算し、そのアナログ信号と電流パターン指令値との偏差を差分演算アナログ演算器 13a により演算し、更に増幅演算アナログ演算器 13b により増幅した後、A/D 変換器 13c によりデジタル変換すれば、A/D 変換器 13c は汎用ビット数のものが適用できるといった利点がある。

【0071】

[第 10 の実施形態]

図 10 は本発明の第 10 の実施形態に係わる高精度電源であって、前述の実施形態の負荷電流平均演算手段 11 及び交直変換器電流制御手段 13 の概略構成図を示している。第 10 の実施形態では第 9 の実施形態の負荷電流平均演算手段 11 と、交直変換器電流制御手段 13 内の差分演算アナログ演算器 13a、増幅演算アナログ増幅器 13b、及び A/D 変換器 13c とを、温度制御機能を有する恒温部 19 に格納している。

【0072】

一般的にアナログ演算器及び A/D 変換器は周囲温度の影響により特性が変化する。本発明の対象となる高精度電源に要求されるオーダは $1 \times 10^{-4} \sim 1 \times 10^{-6}$ であり、温度ドリフトによる影響が無視できない。このため図 9 に示す該当部分を、温度制御機能を有する恒温部 19 に格納し、温度ドリフトの影響を最小化することで高精度を実現できる。

10

20

30

40

50

【符号の説明】

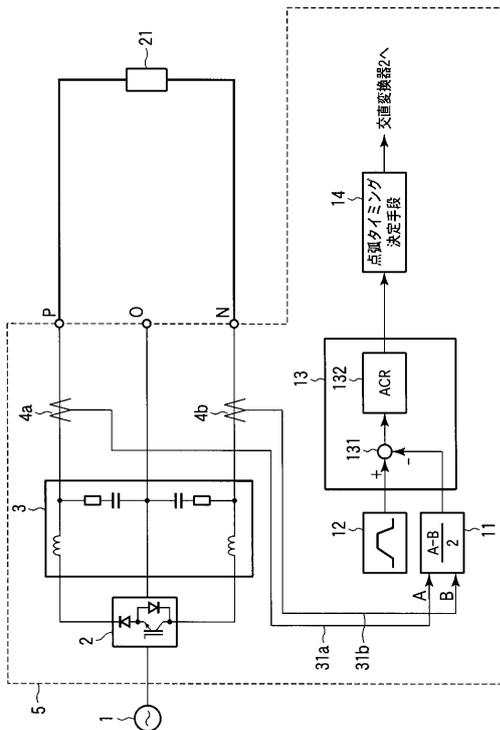
【0073】

1 ... 単相交流系統、2 ... 交直変換器、3 ... 受動フィルタ回路、4 a ... 正側負荷電流検出手段、4 b ... 負側負荷電流検出手段、5 ... 高精度電源、6 ... 能動フィルタ回路、7 a ... 正側負荷電圧検出手段、7 b ... 負側負荷電圧検出手段、11 ... 負荷電流平均演算手段、12 ... 負荷電流パターン指令生成回路、13 ... 交直変換器電流制御手段、13 a ... 差分演算アナログ演算器、13 b ... 増幅演算アナログ演算器、13 c ... A/D変換器、14 ... 点弧タイミング決定手段、15 ... 能動フィルタ電流制御手段、16 ... インピーダンス決定手段、17 ... 出力電圧加算演算手段、18 ... 負荷電圧制御手段、19 ... 恒温部、20 ... 負荷電圧パターン指令生成回路、21 ... 負荷、30 ... 変圧器、31 ... ケーブル、131 ... 減算器、132 ... 電流制御器、133 ... フィードフォワード演算器、134 ... 加算器、181 ... 減算器、182 ... 電圧制御器。

10

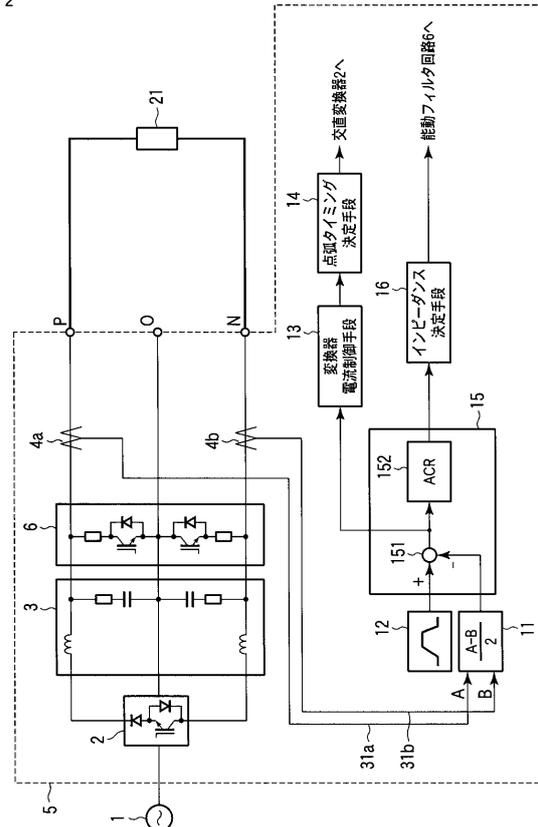
【図1】

図1



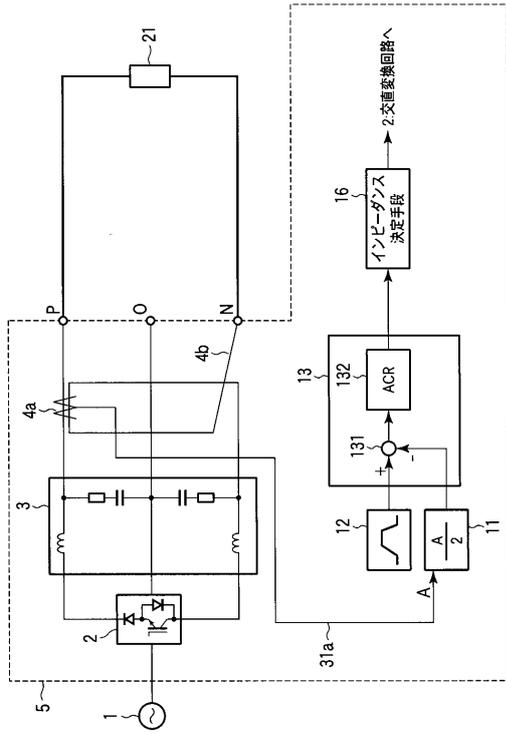
【図2】

図2



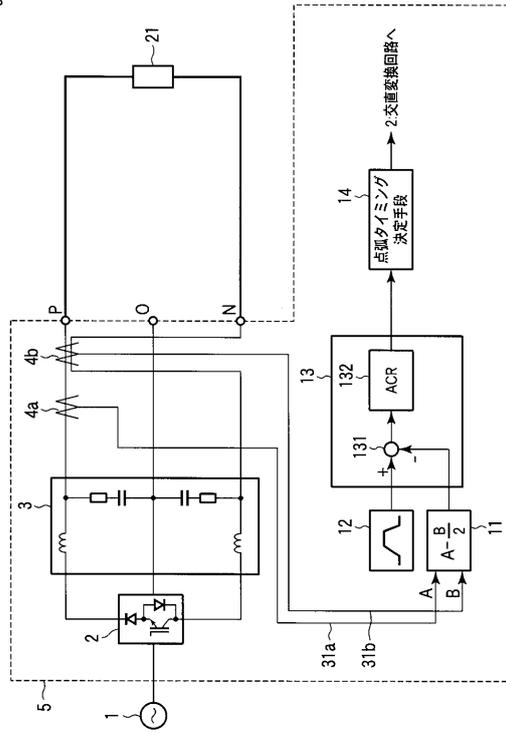
【 図 7 】

図 7



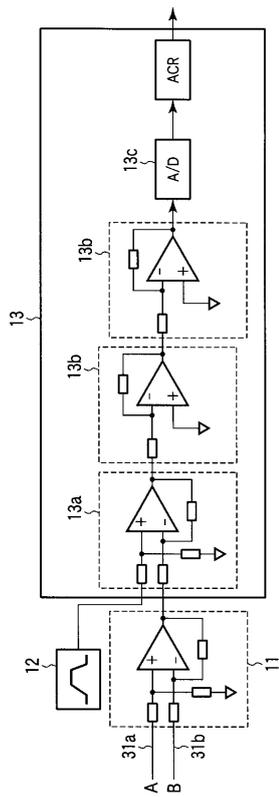
【 図 8 】

図 8



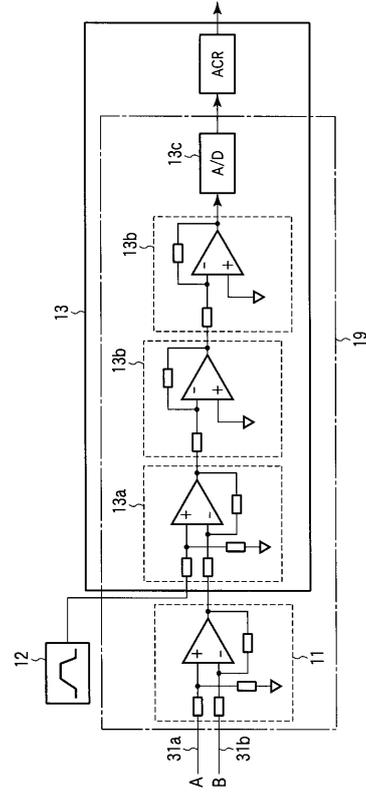
【 図 9 】

図 9



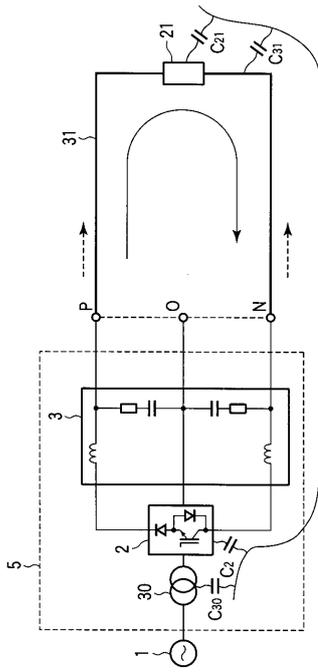
【 図 10 】

図 10



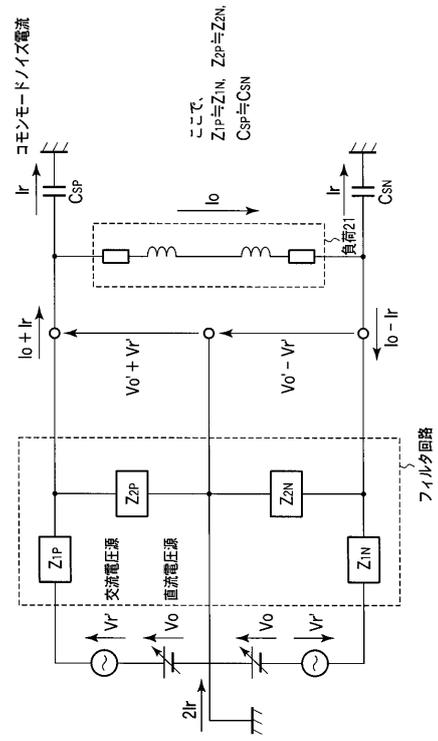
【 図 1 1 】

図 11



【 図 1 2 】

図 12



フロントページの続き

- (74)代理人 100088683
弁理士 中村 誠
- (74)代理人 100109830
弁理士 福原 淑弘
- (74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
- (74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
- (74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎
- (74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
- (74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100101812
弁理士 勝村 紘
- (74)代理人 100070437
弁理士 河井 将次
- (74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
- (74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
- (74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
- (74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓
- (74)代理人 100127144
弁理士 市原 卓三
- (74)代理人 100141933
弁理士 山下 元
- (74)代理人 100100952
弁理士 風間 鉄也
- (72)発明者 左右田 学
東京都港区三田三丁目1番16号 東芝三菱電機産業システム株式会社内
- (72)発明者 山崎 長治
東京都港区三田三丁目1番16号 東芝三菱電機産業システム株式会社内
- (72)発明者 井川 英一
東京都港区三田三丁目1番16号 東芝三菱電機産業システム株式会社内
- (72)発明者 斎藤 房男
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 佐藤 耕輔
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 岡村 勝也
茨城県つくば市大穂1番地1 大学共同利用機関法人高エネルギー加速器研究機構内

Fターム(参考) 5H006 AA01 BB08 CA01 CB01 CC02 DA02 DB01 DC02