

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6566355号
(P6566355)

(45) 発行日 令和1年8月28日(2019.8.28)

(24) 登録日 令和1年8月9日(2019.8.9)

(51) Int.Cl.		F I			
HO2M	3/155	(2006.01)	HO2M	3/155	H
HO2M	7/48	(2007.01)	HO2M	3/155	U
			HO2M	7/48	E

請求項の数 13 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2015-180108 (P2015-180108)	(73) 特許権者	314012076
(22) 出願日	平成27年9月11日 (2015.9.11)		パナソニックIPマネジメント株式会社
(65) 公開番号	特開2017-55632 (P2017-55632A)		大阪府大阪市中央区城見2丁目1番61号
(43) 公開日	平成29年3月16日 (2017.3.16)	(74) 代理人	100105924
審査請求日	平成30年6月11日 (2018.6.11)		弁理士 森下 賢樹
		(74) 代理人	100123102
			弁理士 宗田 悟志
		(72) 発明者	中原 雅之
			大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内
		(72) 発明者	平田 俊之
			大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電源から出力される直流電圧を異なるレベルの直流電圧に変換する第1DC-DCコンバータと、

前記第1DC-DCコンバータから出力される直流電力を交流電力に変換して交流負荷に供給するDC-ACコンバータと、

前記第1DC-DCコンバータと前記DC-ACコンバータの間のノードから分岐される電流路に接続される可変負荷部と、

前記交流負荷の消費電力と前記可変負荷部の消費電力の合計値が所定電力値以上となるよう、前記可変負荷部を調整する制御部と、

を備えることを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】

前記制御部は、前記交流負荷に供給される有効電力をもとに、前記可変負荷部の消費電力を決定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】

前記制御部は、前記DC-ACコンバータの出力電圧および出力電流をもとに、前記交流負荷に供給される有効電力を求めることを特徴とする請求項2に記載の電力変換装置。

【請求項4】

前記制御部は、前記DC-ACコンバータの入力電圧および入力電流をもとに、前記交流負荷に供給される有効電力を求めることを特徴とする請求項2に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

前記可変負荷部は、

前記ノードに接続され、固定負荷とスイッチとが直列接続された直列回路を含み、

前記制御部は、前記スイッチのデューティ比を調整して前記固定負荷で消費される電力を調整することを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記可変負荷部は、

前記ノードに接続された補助電源用の第 2 DC - DC コンバータと、所定の処理を実行する処理装置を含み、

前記制御部は、前記第 2 DC - DC コンバータを制御して前記処理装置で消費される電力を調整することを特徴とする請求項 1 から 4 のいずれかに記載の電力変換装置。

10

【請求項 7】

前記所定電力値は、前記第 1 DC - DC コンバータの出力電流が連続的に流れる最小の電力値に設定されることを特徴とする請求項 1 から 6 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 8】

前記制御部は、前記交流負荷の消費電力と前記可変負荷部の消費電力の合計値が、前記所定電力値になるよう、前記可変負荷部を調整することを特徴とする請求項 1 から 7 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 9】

前記制御部は、前記交流負荷の消費電力と前記可変負荷部の消費電力の合計値が、前記所定電力値にオフセット値を加えた値となるよう、前記可変負荷部を調整することを特徴とする請求項 1 から 7 のいずれかに記載の電力変換装置。

20

【請求項 10】

前記オフセット値は、前記交流負荷の変動に対して前記第 1 DC - DC コンバータの出力電流が途切れない値に設定されることを特徴とする請求項 9 に記載の電力変換装置。

【請求項 11】

前記制御部は、前記交流負荷の消費電力と前記可変負荷部の消費電力の合計値が、前記所定電力値を下限とした所定のレンジ内に収まるよう、前記可変負荷部を調整することを特徴とする請求項 1 から 10 のいずれかに記載の電力変換装置。

【請求項 12】

前記レンジの幅は、前記所定電力値より小さいことを特徴とする請求項 11 に記載の電力変換装置。

30

【請求項 13】

前記 DC - AC コンバータは、変換した交流電力を通常時において系統に出力し、停電時において前記交流負荷に出力することを特徴とする請求項 1 から 12 のいずれかに記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電力を交流電力に変換する電力変換装置に関する。

40

【背景技術】

【0002】

太陽光発電システムや蓄電池に接続されるパワーコンディショナ（例えば、特許文献 1 参照）は停電時、系統連系モードから自立運転モードに切り替わり、パワーコンディショナから特定の負荷に電力を供給することができる。自立運転モードにおいて無負荷または軽負荷のとき、パワーコンディショナ内の DC - DC コンバータの出力電流がゼロになる期間が発生する（以下、電流不連続モードという）。電流不連続モードでは急激な負荷変動に应答できないため、自立出力端子の負荷が急激に増加した場合、負荷への電力供給を正常に行うことができなくなる。例えば、自立出力用のコンセントに電気機器のプラグが差し込まれた際、出力電圧が急低下し、電圧不足で当該電気機器を起動することが困難

50

になる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2004-357390号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

急激な負荷変動に対して、大型のコンデンサを接続して負荷への電流を維持する方法が考えられる。ただしこの方法ではコスト及び回路面積が増大する。そこで、ダミー負荷を接続してDC-DCコンバータの出力電流がゼロになる期間が発生しないように電流を連続的に流し続ける（以下、電流連続モードという）方法が考えられる。この方法ではダミー負荷の消費電力を抑えることが重要となる。

10

【0005】

本発明はこうした状況に鑑みなされたものであり、その目的は、無駄な消費電力を抑えつつ、急激な負荷変動に対応できる電力変換装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0006】

上記課題を解決するために、本発明のある態様の電力変換装置は、直流電源から出力される直流電圧を異なるレベルの直流電圧に変換する第1DC-DCコンバータと、前記第1DC-DCコンバータから出力される直流電力を交流電力に変換して交流負荷に供給するDC-ACコンバータと、前記第1DC-DCコンバータと前記DC-ACコンバータの間のノードから分岐される電流路に接続される可変負荷部と、前記交流負荷の消費電力と前記可変負荷部の消費電力の合計値が所定電力値以上となるよう、前記可変負荷部を調整する制御部と、を備える。

20

【0007】

なお、以上の構成要素の任意の組み合わせ、本発明の表現を方法、装置、システムなど間で変換したもののもまた、本発明の態様として有効である。

【発明の効果】

【0008】

本発明によれば、無駄な消費電力を抑えつつ、急激な負荷変動に対応できる電力変換装置を実現できる。

30

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】本発明の実施の形態に係る電力変換装置の構成を説明するための図である。

【図2】図2(a)-(d)は、可変負荷部を制御する際に使用される所定の電力値を説明するための図である。

【図3】変形例1に係る電力変換装置の構成を説明するための図である。

【図4】変形例2に係る電力変換装置の構成を説明するための図である。

【発明を実施するための形態】

40

【0010】

図1は、本発明の実施の形態に係る電力変換装置20の構成を説明するための図である。電力変換装置20は直流電源10と系統30との間に設置され、直流電源10から供給される直流電力を交流電力に変換して系統30に逆流させる。本実施の形態では直流電源10として太陽電池を想定し、電力変換装置20が太陽電池により発電された直流電力を交流電力に変換するパワーコンディショナとして機能する例を説明する。

【0011】

パワーコンディショナとして機能する電力変換装置20は、基本構成として第1DC-DCコンバータ21、DC-ACコンバータ22及び制御部25を備える。DC-ACコンバータ22はインバータ部22aとフィルタ部22bを含む。電力変換装置20は、系

50

統連系モードと自立運転モードを有し、停電時、系統連系モードから自立運転モードに切り替わる。電力変換装置20の出力となるフィルタ部22bの出力経路は2つに分岐され、系統連系用の経路は系統連系スイッチRY1を介して系統連系端子T1に繋がり、自立出力用の経路は自立出力スイッチRY2を介して自立出力端子T2に繋がる。系統連系スイッチRY1及び自立出力スイッチRY2には例えば、リレーを使用することができる。

【0012】

制御部25は系統連系モードでは、系統連系スイッチRY1をオン状態に制御し、自立出力スイッチRY2をオフ状態に制御する。自立運転モードでは、系統連系スイッチRY1をオフ状態に制御し、自立出力スイッチRY2をオン状態に制御する。本明細書では自立運転モード時の電力変換装置20の動作に注目する。自立出力端子T2には交流負荷40が接続され、停電時にも直流電源10から給電を受けることができる。

10

【0013】

例えば、電力変換装置20が家庭用の小型パワーコンディショナである場合、当該パワーコンディショナの筐体に自立出力端子T2としてACコンセントが設けられることが多い。また室内の非常用ACコンセントと自立出力端子T2が配線接続されていてもよい。ユーザは停電時、電気製品のACプラグを当該ACコンセントに差し込むことにより、当該電気製品を使用することができる。

【0014】

また電力変換装置20がオフィスやマンション用の大型パワーコンディショナである場合、自立出力端子T2と特定の交流負荷40(例えば、照明灯やエレベータ)を予め接続しておいてもよい。

20

【0015】

第1DC-DCコンバータ21は、直流電源10から出力される直流電圧を異なるレベルの直流電圧に変換してDC-ACコンバータ22に出力する。図1では第1DC-DCコンバータ21として昇圧チョッパを使用する例を描いている。当該昇圧チョッパは、直流電源10としての太陽電池の出力電圧を昇圧してDC-ACコンバータ22に出力する。

【0016】

当該昇圧チョッパは、第1リアクトルL1、第1ダイオードD1、第1スイッチング素子S1を含む。第1リアクトルL1及び第1ダイオードD1は、直流電源10の正極に接続されるハイサイド基準線に直列に挿入される。第1スイッチング素子S1は、第1リアクトルL1と第1ダイオードD1との間のノードと、直流電源10の負極に接続されるローサイド基準線との間に接続される。

30

【0017】

第1スイッチング素子S1には例えば、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)またはMOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)を使用することができる。第2ダイオードD2は還流用のダイオードであり、第1スイッチング素子S1に並列に、逆向きに接続される。第1スイッチング素子S1にMOSFETが使用される場合、ソースからドレイン方向に形成される寄生ダイオードを利用できる。制御部25は、第1スイッチング素子S1のゲート端子に入力する駆動信号により、第1スイッチング素子S1のデューティ比を制御して、当該昇圧チョッパの昇圧率を調整する。なお図1では第1DC-DCコンバータ21として昇圧チョッパを使用する例を示したが、絶縁型DC-DCコンバータ等の他のコンバータを使用してもよい。

40

【0018】

第1コンデンサC1は第1DC-DCコンバータ21の出力電圧を平滑化する。DC-ACコンバータ22は、第1DC-DCコンバータ21から出力された直流電力を交流電力に変換して出力する。本実施の形態では自立運転モード時を想定しているため、変換した交流電力を交流負荷40に供給する。

【0019】

図1ではDC-ACコンバータ22のインバータ部22aをフルブリッジ回路で構成す

50

る例を示している。フルブリッジ回路は、ハイサイド基準線とローサイド基準線の間、第2スイッチング素子S2と第3スイッチング素子S3が直列接続された第1アームと、第4スイッチング素子S4と第5スイッチング素子S5が直列接続された第2アームを含み、第1アームと第2アームが並列接続される。第1アームの midpoint と第2アームの midpoint から交流電力が出力される。

【0020】

第2スイッチング素子S2～第5スイッチング素子S5には例えば、IGBTを使用できる。第2スイッチング素子S2のコレクタ端子および第4スイッチング素子S4のコレクタ端子がハイサイド基準線に接続される。第3スイッチング素子S3のエミッタ端子および第5スイッチング素子S5のエミッタ端子がローサイド基準線に接続される。第2スイッチング素子S2のエミッタ端子と第3スイッチング素子S3のコレクタ端子が接続され、第4スイッチング素子S4のエミッタ端子と第5スイッチング素子S5のコレクタ端子が接続される。

10

【0021】

第3ダイオードD3～第6ダイオードD6は還流用のダイオードであり、第2スイッチング素子S2～第5スイッチング素子S5にそれぞれ並列に、逆向きに接続される。なお第2スイッチング素子S2～第5スイッチング素子S5にMOSFETを使用する場合、第3ダイオードD3～第6ダイオードD6は、ソースからドレイン方向に形成される寄生ダイオードを利用できる。

【0022】

フィルタ部22bは、第2リアクトルL2、第3リアクトルL3及び第2コンデンサC2を含み、インバータ部22aから出力される交流電力の高調波成分を減衰させて、インバータ部22aの出力電圧および出力電流を正弦波に近づける。

20

【0023】

電流検出部23は、DC-ACコンバータ22から出力される交流電流を電流センサCTを用いて検出する。電流検出部23は、電流センサCTで検出された電流の瞬時値を電圧信号に変換して制御部25に出力する。電圧検出部24は、DC-ACコンバータ22から出力される交流電圧の瞬時値を検出して制御部25に出力する。

【0024】

制御部25は電力変換装置20全体を制御する。制御部25の構成は、ハードウェア資源とソフトウェア資源の協働、またはハードウェア資源のみにより実現できる。ハードウェア資源としてアナログ素子、マイクロコンピュータ、DSP、ROM、RAM、FPGA、その他のLSIを利用できる。ソフトウェア資源としてファームウェア等のプログラムを利用できる。

30

【0025】

制御部25は、電圧指令値をもとにインバータ部22aの駆動信号を生成し、当該駆動信号をインバータ部22aに供給する。本実施の形態では駆動信号としてPWM信号を生成して、第2スイッチング素子S2～第5スイッチング素子S5のゲート端子に供給する。PWM信号のデューティ比を上げることによりインバータ部22aの出力電力を上げることができ、PWM信号のデューティ比を下げることでインバータ部22aの出力電力を下げるができる。制御部25は、検出されるDC-ACコンバータ22の出力電圧および/または出力電流をもとに、当該出力電圧および/または出力電流が安定化するよう当該PWM信号のデューティ比を調整する。

40

【0026】

可変負荷部26は、第1DC-DCコンバータ21とDC-ACコンバータ22の間のノードN1(第1コンデンサC1の後段であることが望ましい。)から分岐される電流路に接続される。可変負荷部26は、自立出力端子T2に接続された交流負荷40を実負荷とした場合の、ダミー負荷としての役割を担う。図1に示す例では、可変負荷部26は固定負荷26a及び第7スイッチS7を含む。固定負荷26a及び第7スイッチS7は、ノードN1と所定の基準電位(例えば、グラウンド電位)との間に直列に接続される。固定

50

負荷 26 a には例えば、ヒータ抵抗を使用することができる。第 7 スイッチ S 7 には例えば、半導体スイッチまたはリレーを使用することができる。

【 0 0 2 7 】

制御部 25 は、交流負荷 40 の消費電力と可変負荷部 26 の消費電力の合計値が所定電力値以上となるよう可変負荷部 26 を調整する。即ち、実負荷としての交流負荷 40 の大きさが、第 1 DC - DC コンバータ 21 が間欠動作してしまう大きさの場合（電流不連続モード）、交流負荷 40 とダミー負荷としての可変負荷部 26 の合計が、第 1 DC - DC コンバータ 21 が間欠動作しない大きさを超えるように（電流連続モード）、ダミー負荷の大きさを調整する。図 1 に示す例では制御部 25 は、第 7 スイッチ S 7 のオン / オフ時間のデューティ比を調整することにより、可変負荷部 26 で消費される電力を調整する。

10

【 0 0 2 8 】

制御部 25 は可変負荷部 26 で消費すべき電力を、交流負荷 40 に供給される有効電力をもとに決定する。即ち、電力変換装置 20 から交流負荷 40 に供給される有効電力を、可変負荷部 26 を調整するためのパラメータとして使用する。制御部 25 は、DC - AC コンバータ 22 の出力電圧および出力電流をもとに、交流負荷 40 に供給される有効電力を求める。具体的には制御部 25 は、電流検出部 23 で検出される瞬時的な電流値と、電圧検出部 24 で検出される瞬時的な電圧値を乗算して瞬時電力を算出する。制御部 25 は、瞬時電力の単位周期の平均を算出して有効電力を算出する。なお有効電力は、出力電圧の位相を測定し、回転座標変換により求めてもよい。三相交流の場合、有効電力は回転座標変換により求める。交流負荷 40 に供給される電力には無効電力も含まれるため、可変負荷部 26 で消費されるべき電力は、電力変換装置 20 から出力される電流ではなく有効電力に基づき判断することが精度の観点から望ましい。

20

【 0 0 2 9 】

なお図 1 に示す例では DC - AC コンバータ 22 の出力電流および出力電圧をもとに、交流負荷 40 に供給される有効電力を算出したが、DC - AC コンバータ 22 の入力電流および入力電圧をもとに、交流負荷 40 に供給される有効電力を算出してもよい。この場合、DC - AC コンバータ 22 の入力側にも電流検出部と電圧検出部を設ける必要があるが、DC - AC コンバータ 22 の損失の影響を計測値に含めることができるため、第 1 DC - DC コンバータ 21 の負荷をより正確に計測することができる。

【 0 0 3 0 】

30

図 2 (a) - (d) は、可変負荷部 26 を制御する際に使用される所定の電力値を説明するための図である。図 2 (a) は、所定の電力値を、第 1 DC - DC コンバータ 21 が電流連続モードで動作する電力値の範囲と、電流不連続モードで動作する電力値の範囲の境界値に設定する例を示している。即ち、所定の電力値を、第 1 DC - DC コンバータ 21 が電流連続モードで動作する下限の電力値に設定する。制御部 25 は、実負荷とダミー負荷の和が所定の電力値と一致するよう、ダミー負荷の大きさを制御する。具体的には実負荷が低下するとダミー負荷を上昇させ、実負荷が上昇するとダミー負荷を低下させる。

【 0 0 3 1 】

なお電流連続モードと電流不連続モードの境界は第 1 DC - DC コンバータ 21 の入力電力に依存するため、所定の電力値を固定値ではなく、第 1 DC - DC コンバータ 21 の入力電力をパラメータとする変動値としてもよい。制御部 25 は、第 1 DC - DC コンバータ 21 の入力電力に応じて所定の電力値を適応的に変化させる。

40

【 0 0 3 2 】

図 2 (b) は、制御部 25 が、実負荷とダミー負荷の和が所定の電力値以上となるよう、ダミー負荷の大きさを制御する例である。図 2 (a) に示したように、実負荷とダミー負荷の和が所定の電力値と一致した状態が最も損失が少ない状態であるが、実負荷の急低下に対して制御部 25 によるダミー負荷の上昇制御が追従できなくなると、電流不連続モードに突入してしまう。図 2 (b) に示す例では、マージンを持たせて運用することにより、実負荷の急低下に対して電流不連続モードに突入してしまうことを回避する設定である。

50

【 0 0 3 3 】

図 2 (c) は、制御部 2 5 が、実負荷とダミー負荷の和が、所定の電力値 + オフセット値 と一致するよう、ダミー負荷の大きさを制御する例である。図 2 (b) に示す例と比較して、実負荷とダミー負荷の和が所定の電力値から大きく離れることがなくなるので、損失を抑えることができる。オフセット値 は、想定される実負荷の急低下および使用する制御部 2 5 の応答性を考慮して、実負荷の急低下時にも第 1 D C - D C コンバータ 2 1 が電流連続モードを維持することができる値に設定される。設計者は仕様値、実験により得られた実験値、シミュレーションにより得られたシミュレーション値の少なくとも 1 つに基づき、オフセット値 を設定する。

【 0 0 3 4 】

図 2 (d) は、制御部 2 5 が、実負荷とダミー負荷の和が、所定の電力値 1 と所定の電力値 2 の間のレンジに収まるよう、ダミー負荷の大きさを制御する例である。所定の電力値 1 は、上記の所定の電力値に対応する。所定の電力値 2 は、所定の電力値 1 との差が、所定の電力値 1 より小さくなる値に設定される。制御部 2 5 は、実負荷とダミー負荷の和が、所定の電力値 1 を下回るとダミー負荷を上昇させ、実負荷とダミー負荷の和が、所定の電力値 2 を上回るとダミー負荷を低下させる。

【 0 0 3 5 】

これにより、ダミー負荷のつなぎ過ぎとならない制御が実現でき、かつ実負荷とダミー負荷の和が一定のレンジ内でよいため、制御が容易である。例えば、ダミー負荷の制御単位が大きい場合（例えば、後述の図 4 参照）、ダミー負荷の大きさを切り替える度に、実負荷とダミー負荷の和が図 2 (a) - (c) の所定の電力値を上下に超えてしまう現象（チャタリング）が発生し得る。一例としてダミー負荷の制御単位が 1 0 0 W 単位で、所定の電力値が 1 5 0 W の場合、ダミー負荷が 1 0 0 W 2 0 0 W 1 0 0 W 2 0 0 W ・ ・ ・ とチャタリングしてしまう。図 2 (d) に示すレンジを使用すれば、このようなチャタリングを防止することができる。

【 0 0 3 6 】

図 3 は、変形例 1 に係る電力変換装置 2 0 の構成を説明するための図である。図 3 に示す電力変換装置 2 0 は、図 1 に示した電力変換装置 2 0 と比較して可変負荷部 2 6 の構成が異なる。変形例 1 の可変負荷部 2 6 は、補助電源用の第 2 D C - D C コンバータ 2 6 b と、マイコン 2 6 c を含み、第 2 D C - D C コンバータ 2 6 b とマイコン 2 6 c は、ノード N 1 と所定の基準電位との間に直列に接続される。第 2 D C - D C コンバータ 2 6 b は、マイコン 2 6 c の電源電圧を生成する降圧チョッパである。マイコン 2 6 c は、電力変換装置 2 0 内において所定の処理を実行する処理装置の一例である。当該処理装置は、図 3 に示すように制御部 2 5 の内部に設けられる装置であってもよいし、外部に設けられる装置であってもよい。制御部 2 5 は、補助電源用の第 2 D C - D C コンバータ 2 6 b を制御して可変負荷部 2 6 で消費される電力を調整する。具体的には交流負荷 4 0 が低下した場合は第 2 D C - D C コンバータ 2 6 b の出力電圧を上昇させ、交流負荷 4 0 が上昇した場合は第 2 D C - D C コンバータ 2 6 b の出力電圧を低下させる。

【 0 0 3 7 】

図 4 は、変形例 2 に係る電力変換装置 2 0 の構成を説明するための図である。図 4 に示す電力変換装置 2 0 は、図 1 に示した電力変換装置 2 0 と比較して可変負荷部 2 6 の構成が異なる。変形例 2 の可変負荷部 2 6 は、ノード N 1 と所定の基準電位との間に、第 1 抵抗 R 1 と第 7 スイッチ S 7 が直列に接続された第 1 直列回路と第 2 抵抗 R 2 と第 8 スイッチ S 8 が直列に接続された第 2 直列回路の並列回路を含む。なお並列に接続される直列回路の数は 2 に限るものではなく、3 以上であってもよい。また並列に接続される抵抗の抵抗値は同じであってもよいし、異なってもよい。

【 0 0 3 8 】

制御部 2 5 は、スイッチのオン / オフ期間のデューティ比を調整するのではなく、オン状態に制御するスイッチの数を調整することにより、可変負荷部 2 6 で消費される電力を調整する。並列数を多くすれば制御単位を細かくでき、並列数を少なくすれば回路面積お

10

20

30

40

50

よびコストを低減できる。

【0039】

以上説明したように本実施の形態によれば、可変負荷部26を第1DC-DCコンバータ21の出力に接続することにより、自立運転モード時において、無駄な消費電力を抑えつつ、急激な交流負荷40の変動に対応できる。即ち、第1DC-DCコンバータ21が電流不連続モードに突入することを回避でき、交流負荷40の電圧不足を回避できる。

【0040】

また変形例1によれば、マイコン26c等の処理装置の消費電力により、第1DC-DCコンバータ21の電流連続モードを維持することにより、ヒータ抵抗などの負荷を使用する場合と比較して、無駄な損失を低減することができる。また変形例2によれば、スイッチのデューティ制御が不要になるため、制御系の構成を簡素化することができる。

10

【0041】

以上、本発明を実施の形態をもとに説明した。実施の形態は例示であり、それらの各構成要素や各処理プロセスの組み合わせにいろいろな変形例が可能なこと、またそうした変形例も本発明の範囲にあることは当業者に理解されるところである。

【0042】

上述の実施の形態では直流電源10として太陽電池を想定したが、燃料電池や蓄電池であってもよい。蓄電池の場合、系統30からの交流電力を電力変換装置20で直流電力に変換して蓄電池に充電することもできる。この場合、第1DC-DCコンバータ21及びDC-ACコンバータ22には、それぞれ双方向タイプが用いられる。

20

【0043】

上述の実施の形態ではDC-ACコンバータ22、系統30、及び交流負荷40が単相交流の例を示したが、DC-ACコンバータ22、系統30、及び交流負荷40が三相交流の場合にも適用可能である。

【0044】

上述の実施の形態では、電力変換装置20として系統連系モードと自立運転モードを有するパワーコンディショナを想定したが、上述の実施の形態に係る技術は、系統連系しない電力変換装置20にも適用可能である。例えば、照明灯に固定的に接続されている用途でも、照度センサに応じて点灯/消灯する際に負荷変動が生じるため、本技術が有効である。

30

【0045】

なお、実施の形態は、以下の項目によって特定されてもよい。

【0046】

[項目1]

直流電源(10)から出力される直流電圧を異なるレベルの直流電圧に変換する第1DC-DCコンバータ(21)と、

前記第1DC-DCコンバータ(21)から出力される直流電力を交流電力に変換して交流負荷(40)に供給するDC-ACコンバータ(22)と、

前記第1DC-DCコンバータ(21)と前記DC-ACコンバータ(22)の間のノード(N1)から分岐される電流路に接続される可変負荷部(26)と、

40

前記交流負荷(40)の消費電力と前記可変負荷部(26)の消費電力の合計値が所定電力値以上となるよう、前記可変負荷部(26)を調整する制御部(25)と、

を備えることを特徴とする電力変換装置(20)。

交流負荷(40)の大きさに応じて、可変負荷部(26)の大きさを変化させることにより、交流負荷(40)の急激な変動に対しても、交流負荷(40)に安定的な電力供給を行うことができる。

[項目2]

前記制御部(25)は、前記交流負荷(40)に供給される有効電力をもとに、前記可変負荷部(26)の消費電力を決定することを特徴とする項目1に記載の電力変換装置(20)。

50

交流負荷(40)は力率によって電力値が負になることがあるため、力率が小さくなると可変負荷部(26)を適切に制御できなくなるが、有効電力を測定することにより、交流負荷(40)で実際に消費される電力に基づいた、可変負荷部(26)の適切な調整が可能となる。

[項目3]

前記制御部(25)は、前記DC-ACコンバータ(22)の出力電圧および出力電流をもとに、前記交流負荷(40)に供給される有効電力を求めることを特徴とする項目2に記載の電力変換装置(20)。

電力変換装置(20)はDC-ACコンバータ(22)の出力側に電流検出回路と電圧検出回路を設ける構成が一般的であるため、交流負荷(40)に供給される有効電力を、
10 新たな検出回路を追加することなく計測することができる。

[項目4]

前記制御部(25)は、前記DC-ACコンバータ(22)の入力電圧および入力電流をもとに、前記交流負荷(40)に供給される有効電力を求めることを特徴とする項目2に記載の電力変換装置(20)。

これによれば、DC-ACコンバータ(22)の損失も計測することができる。第1DC-DCコンバータ(21)にとっては、DC-ACコンバータ(22)の損失も負荷になるため、より正確に第1DC-DCコンバータ(21)の負荷を計測することができる。
。

[項目5]

前記可変負荷部(26)は、
前記ノード(N1)に接続され、固定負荷(26a)とスイッチ(S6)とが直列接続された直列回路を含み、
前記制御部(25)は、前記スイッチ(S6)のデューティ比を調整して前記固定負荷(26a)で消費される電力を調整することを特徴とする項目1から4のいずれかに記載の電力変換装置(20)。

簡単な構成で可変負荷部(26)を実現できる。

[項目6]

前記可変負荷部(26)は、
前記ノード(N1)に接続された補助電源用の第2DC-DCコンバータ(26b)と
30 所定の処理を実行する処理装置(26c)を含み、
前記制御部(25)は、前記第2DC-DCコンバータ(26b)を制御して前記処理装置(26c)で消費される電力を調整することを特徴とする項目1から4のいずれかに記載の電力変換装置(20)。

負荷として抵抗ではなく処理装置を使用することにより、可変負荷部(26)での電力消費を有効活用することができる。

[項目7]

前記所定電力値は、前記第1DC-DCコンバータ(21)の出力電流が連続的に流れる最小の電力値に設定されることを特徴とする項目1から6のいずれかに記載の電力変換装置(20)。
40

可変負荷部(26)で消費すべき電力の算出が容易となり、より正確に電流不連続モードを回避することができる。

[項目8]

前記制御部(25)は、前記交流負荷(40)の消費電力と前記可変負荷部(26)の消費電力の合計値が、前記所定電力値になるよう、前記可変負荷部(26)を調整することを特徴とする項目1から7に記載の電力変換装置(20)。

第1DC-DCコンバータ(21)の電流不連続モードを回避できる最小の消費電力で、可変負荷部(26)を動作させることができ、可変負荷部(26)での無駄な電力消費をなくすることができる。

[項目9]

10

20

30

40

50

前記制御部(25)は、前記交流負荷(40)の消費電力と前記可変負荷部(26)の消費電力の合計値が、前記所定電力値にオフセット値を加えた値となるよう、前記可変負荷部(26)を調整することを特徴とする項目1から7に記載の電力変換装置(20)。

オフセット値がマージンとして作用し、第1DC-DCコンバータ(21)の電流不連続モードをより確実に回避することができる。

[項目10]

前記オフセット値は、前記交流負荷(40)の変動に対して前記第1DC-DCコンバータ(21)の出力電流が途切れない値に設定されることを特徴とする項目9に記載の電力変換装置(20)。

第1DC-DCコンバータ(21)の電流不連続モードを回避しつつ、損失を抑えることができる。

10

[項目11]

前記制御部(25)は、前記交流負荷(40)の消費電力と前記可変負荷部(26)の消費電力の合計値が、前記所定電力値を下限とした所定のレンジ内に収まるよう、前記可変負荷部(26)を調整することを特徴とする項目1から10に記載の電力変換装置(20)。

可変負荷部(26)の制御単位(分解能)が粗い場合において、可変負荷部26がチャタリングすることを防止することができる。

[項目12]

前記レンジの幅は、前記所定電力値より小さいことを特徴とする項目10に記載の電力変換装置(20)。

20

ダミー負荷を単純に接続/非接続する制御を行う構成と比較して、無駄な電力消費を確実に減らすことができる。

[項目13]

前記DC-ACコンバータ(22)は、変換した交流電力を通常時において系統に出力し、停電時において前記交流負荷(40)に出力することを特徴とする項目1から12のいずれかに記載の電力変換装置(20)。

自立運転モード時における第1DC-DCコンバータ(21)の電流不連続モードを回避することができる。

【符号の説明】

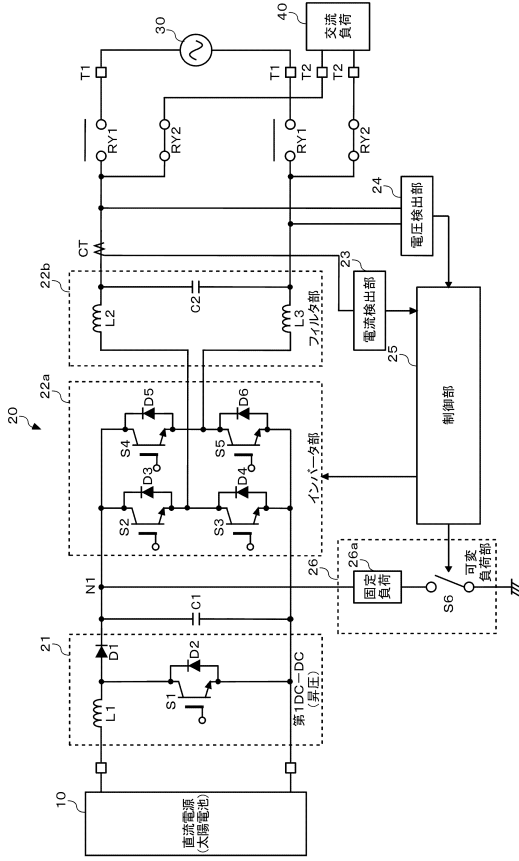
30

【0047】

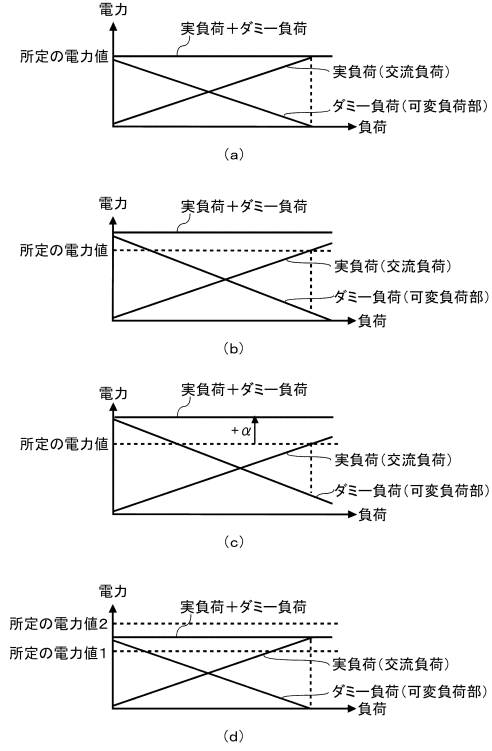
10 直流電源、 20 電力変換装置、 21 第1DC-DCコンバータ、 22 DC-ACコンバータ、 22a インバータ部、 22b フィルタ部、 23 電流検出部、 24 電圧検出部、 25 制御部、 26 可変負荷部、 26a 固定負荷、 26b 第2DC-DCコンバータ、 26c マイコン、 30 系統、 40 交流負荷、 L1 第1リアクトル、 L2 第2リアクトル、 L3 第3リアクトル、 D1 第1ダイオード、 D2 第2ダイオード、 D3 第3ダイオード、 D4 第4ダイオード、 D5 第5ダイオード、 D6 第6ダイオード、 C1 第1コンデンサ、 C2 第2コンデンサ、 S1 第1スイッチング素子、 S2 第2スイッチング素子、 S3 第3スイッチング素子、 S4 第4スイッチング素子、 S5 第5スイッチング素子、 S6 第6スイッチ、 S7 第7スイッチ、 S8 第8スイッチ、 R1 第1抵抗、 R2 第2抵抗、 RY1 系統連系スイッチ、 RY2 自立出力スイッチ。

40

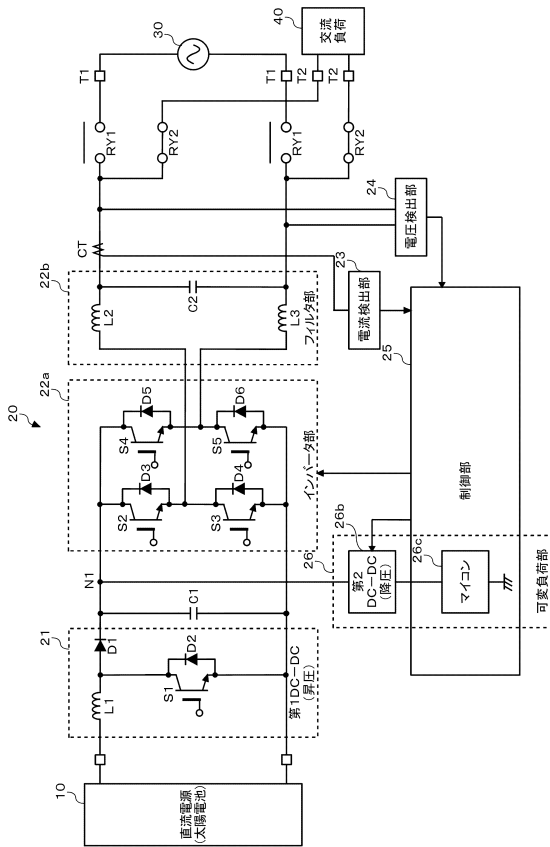
【図1】



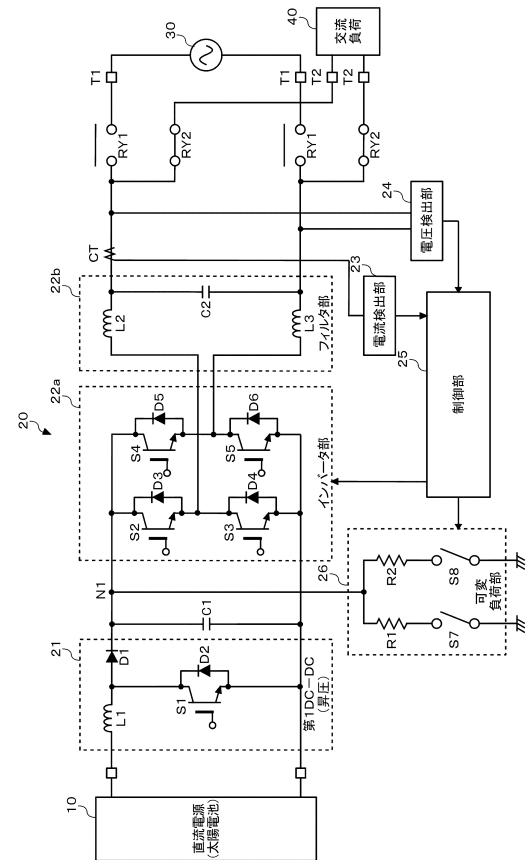
【図2】



【図3】



【図4】



フロントページの続き

- (72)発明者 井平 靖久
大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内
- (72)発明者 辻本 直生
大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

審査官 北嶋 賢二

- (56)参考文献 特開平10-302991(JP,A)
特開2002-51548(JP,A)
特開2012-79648(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
- | | |
|------|-------|
| H02M | 3/155 |
| H02M | 7/48 |