

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4079178号
(P4079178)

(45) 発行日 平成20年4月23日 (2008. 4. 23)

(24) 登録日 平成20年2月15日 (2008. 2. 15)

(51) Int. Cl.	F I
HO 2M 3/00 (2006. 01)	HO 2M 3/00 U
HO 2M 7/48 (2007. 01)	HO 2M 3/00 H
	HO 2M 7/48 F

請求項の数 22 (全 21 頁)

(21) 出願番号	特願2006-115814 (P2006-115814)	(73) 特許権者	000002853
(22) 出願日	平成18年4月19日 (2006. 4. 19)		ダイキン工業株式会社
(65) 公開番号	特開2007-288971 (P2007-288971A)		大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号
(43) 公開日	平成19年11月1日 (2007. 11. 1)		梅田センタービル
審査請求日	平成19年4月12日 (2007. 4. 12)	(74) 代理人	100088672
			弁理士 吉竹 英俊
		(74) 代理人	100088845
			弁理士 有田 貴弘
		(74) 代理人	100103229
			弁理士 福市 朋弘
		(72) 発明者	芳賀 仁
			滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の
			2 ダイキン工業株式会社滋賀製作所内
		審査官	安池 一貴
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換器及びその制御方法並びに空気調和機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電源 (1) からの入力電流 (i_{u1} , i_{v1} , i_{w1} ; i_c) を整流して第 1 電源線 (21) と第 2 電源線 (22) との間に直流電圧を出力して、第 1 負荷 (4+5) に前記直流電圧を印加する整流回路 (2) と、

前記第 1 電源線及び前記第 2 電源線の間に接続されるコンデンサ (Cd) と、

前記第 1 電源線及び前記第 2 電源線の間に接続され、前記第 1 電源線に流れる第 1 電流 ($-i_L$) に基づいたデューティでスイッチング動作を行って、前記第 1 電流の、前記入力電流の基本周波数に対する高周波成分から第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7) に電力を供給するスイッチング電源回路 (61; 62; 6) と

を備え、

前記スイッチング電源回路は、前記スイッチング動作に対する指令値 (i_{dc}^* , v^* , i_q^*) から、前記第 1 電流と所定値 (K1) を乗算して求めた補正値を減算して前記指令値を補正し、補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行う、電力変換器。

【請求項 2】

前記スイッチング電源回路 (61; 62) は、

前記スイッチング電源回路から前記第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$) に印加される出力電圧 (v_0) の、その指令値 (v_0^*) に対する偏差 (Δv_0) に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値 (i_{dc}^* , v^*) から、前記第 1 電流 ($-i_L$) と前記所定値 (K1) を乗算して求めた補正値を減算して補正された前

10

20

記補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ（S1，S2）を有する、請求項1記載の電力変換器。

【請求項3】

前記第2負荷はモータ（7）であって、

前記スイッチング電源回路（6）は、

前記モータの回転速度（ ω ）の、その指令値（ ω^* ）に対する偏差（ $\Delta\omega$ ）に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値（ i_q^* ）から、前記第1電流（ $-i_L$ ）と前記所定値（K1）を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ（S31～S36）を有する、請求項1記載の電力変換器。

10

【請求項4】

前記スイッチング電源回路（61；62；6）は、

前記補正後の指令値（ idc^* ， idc^* ， i_q^* ）と、前記第2負荷（ $Cdc+Load$ ； $C2+Load$ ；7）に流れる第2電流（ idc ； idc ； i_q ）との偏差に基づいて求められた指令値（ v^* ； v^* ； v_q^* ）に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ（S1，S2；S1，S2；S31～S36）を備える、請求項1記載の電力変換器。

【請求項5】

交流電源（1）からの入力電流（ i_{u1} ， i_{v1} ， i_{w1} ； i_c ）を整流して第1電源線（21）と第2電源線（22）との間に直流電圧を出力して、第1負荷（4+5）に前記直流電圧を印加する整流回路（2）と、

20

前記第1電源線及び前記第2電源線の間に接続されるコンデンサ（Cd）と、

前記コンデンサと共に直列共振回路を構成するリアクトル（Ld）と、

前記第1電源線及び前記第2電源線の間に接続され、前記リアクトルに印加される第1電圧（ v_L ）に基づいたデューティでスイッチング動作を行って、前記第1電源線に流れる第1電流（ $-i_L$ ）の、前記入力電流の基本周波数に対する高周波成分から第2負荷（ $Cdc+Load$ ； $C2+Load$ ；7）に電力を供給するスイッチング電源回路（61；62；6）と

を備え、

前記スイッチング電源回路は、前記スイッチング動作に対する指令値（ idc^* ， v^* ， i_q^* ）から、前記第1電圧と所定値（K1）を乗算して求めた補正値を減算して前記指令値を補正し、補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行う、電力変換器。

30

【請求項6】

前記スイッチング電源回路（61；62）は、

前記スイッチング電源回路から前記第2負荷（ $Cdc+Load$ ； $C2+Load$ ）に印加される出力電圧（ v_0 ）の、その指令値（ v_0^* ）に対する偏差（ Δv_0 ）に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値（ idc^* ， v^* ）から、前記第1電圧（ v_L ）と前記所定値（K1）を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ（S1，S2）

を有する、請求項5記載の電力変換器。

40

【請求項7】

前記第2負荷はモータ（7）であって、

前記スイッチング電源回路（6）は、

前記モータの回転速度（ ω ）の、その指令値（ ω^* ）に対する偏差（ $\Delta\omega$ ）に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値（ i_q^* ）から、前記第1電圧（ v_L ）と前記所定値（K1）を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ（S31～S36）

を有する、請求項5記載の電力変換器。

【請求項8】

前記スイッチング電源回路（61；62；6）は、

50

前記補正後の指令値 (i_{dc}^* , i_{dc}^* , i_q^*) と、前記第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7) に流れる第 2 電流 (i_{dc} ; i_{dc} ; i_q) との偏差に基づいて求められた指令値 (v^* ; v^* ; v_q^*) に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ (S_1 , S_2 ; S_1 , S_2 ; $S_{31} \sim S_{36}$) を備える、請求項 5 記載の電力変換器。

【請求項 9】

前記スイッチ (S_1 , S_2 ; S_1 , S_2 ; $S_{31} \sim S_{36}$) は、前記補正後の前記指令値 (i_{dc}^* ; i_{dc}^* ; i_q^*) と、前記第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7) に流れる第 2 電流 (i_{dc} ; i_{dc} ; i_q) との偏差に基づいて求められた指令値 (v^* ; v^* ; v_q^*) に従って前記スイッチング動作を行う、請求項 2、請求項 3、請求項 6 及び請求項 7 のいずれか一つに記載の電力変換器。

10

【請求項 10】

前記第 1 負荷 (4 + 5) は、主負荷 (5) と、前記コンデンサの両端電圧 (v_{dc}) を入力し、交流電流 (i_{u2} , i_{v2} , i_{w2}) を前記主負荷に出力するインバータ (4) とを有し、

前記補正後の前記指令値 (i_{dc} ; i_q ; v^* ; v_q^*) と前記インバータ (4) のキャリアとの比較によって前記デューティが決定される、請求項 2 乃至請求項 4、請求項 6 乃至請求項 9 のいずれか一つに記載の電力変換器。

【請求項 11】

前記第 1 負荷 (4 + 5) は、主負荷 (5) と、前記コンデンサの両端電圧 (v_{dc}) を入力し、交流電流 (i_{u2} , i_{v2} , i_{w2}) を前記主負荷に出力するインバータ (4) とで構成される、請求項 1 乃至請求項 9 のいずれか一つに記載の電力変換器。

20

【請求項 12】

請求項 10 又は 11 に記載の電力変換器と、

前記主負荷 (5) を構成する冷媒圧縮機用のモータと、

前記第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7) を構成する空冷用のファンとを備え、前記冷媒圧縮機によって圧縮された冷媒の潜熱を前記ファンによって除去することによって空気調和を行う、空気調和機。

【請求項 13】

交流電源 (1) からの入力電流 (i_{u1} , i_{v1} , i_{w1}) を整流して第 1 電源線と第 2 電源線との間に直流電圧を出力して、第 1 負荷 (4 + 5) に前記直流電圧を印加する、整流回路 (2) と、

30

前記第 1 電源線及び前記第 2 電源線の間に接続されるコンデンサ (C_d) と、

前記第 1 電源線及び前記第 2 電源線の間に接続されるスイッチング電源回路 (61; 62; 6) と

を備える電力変換器を制御する方法であって、

前記第 1 電源線に流れる第 1 電流 ($-i_L$) に基づいたデューティで前記スイッチング電源回路にスイッチング動作をさせ、前記第 1 電流の、前記入力電流の基本周波数に対する高周波成分から第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7) に電力を供給し、

前記スイッチング動作に対する指令値 (i_{dc}^* , v^* , i_q^*) から、前記第 1 電流と所定値 (K_1) を乗算して求めた補正値を減算して前記指令値を補正し、補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路に前記スイッチング動作をさせる、電力変換器の制御方法。

40

【請求項 14】

前記スイッチング電源回路 (61; 62) から前記第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$) に印加される出力電圧 (v_0) の、その指令値 (v_0^*) に対する偏差 (Δv_0) に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値 (i_{dc}^* , v^*) から、前記第 1 電流 ($-i_L$) と前記所定値 (K_1) を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路に前記スイッチング動作をさせる、請求項 13 記載の電力変換器の制御方法。

50

【請求項 15】

前記第2負荷はモータ(7)であって、

前記モータの回転速度(ω)の、その指令値(ω^*)に対する偏差($\Delta\omega$)に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値(i_q^*)から、前記第1電流($-i_L$)と前記所定値(K_1)を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路(6)に前記スイッチング動作をさせる、請求項13記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 16】

前記補正後の指令値(i_{dc}^* , i_{dc}^* , i_q^*)と、前記第2負荷($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7)に流れる第2電流(i_{dc} ; i_{dc} ; i_q)との偏差に基づいて求められた指令値(v^* ; v^* ; v_q^*)に従って、前記スイッチング電源回路(61; 62; 6)に前記スイッチング動作をさせる、請求項13記載の電力変換器の制御方法。

10

【請求項 17】

交流電源(1)からの入力電流(i_{u1} , i_{v1} , i_{w1})を整流して第1電源線と第2電源線との間に直流電圧を出力して、第1負荷(4+5)に前記直流電圧を印加する、整流回路(2)と、

前記第1電源線及び前記第2電源線の間に接続されるコンデンサ(C_d)と、

前記コンデンサと共に直列共振回路を構成するリアクトル(L_d)と、

前記第1電源線及び前記第2電源線の間に接続されるスイッチング電源回路(61; 62; 6)と

20

を備える電力変換器を制御する方法であって、

前記リアクトルに印加される第1電圧(v_L)に基づいたデューティで前記スイッチング電源回路にスイッチング動作をさせ、前記第1電源線に流れる第1電流($-i_L$)の、前記入力電流の基本周波数に対する高周波成分から第2負荷($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7)に電力を供給し、前記スイッチング動作に対する指令値(i_{dc}^* , v^* , i_q^*)から、前記第1電圧と所定値(K_1)を乗算して求めた補正値を減算して前記指令値を補正し、補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路に前記スイッチング動作をさせる、電力変換器の制御方法。

【請求項 18】

前記スイッチング電源回路(61; 62)から前記第2負荷($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$)に印加される出力電圧(v_0)の、その指令値(v_0^*)に対する偏差(Δv_0)に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値(i_{dc}^* , v^*)から、前記第1電圧(v_L)と前記所定値(K_1)を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路に前記スイッチング動作をさせる、請求項17記載の電力変換器の制御方法。

30

【請求項 19】

前記第2負荷はモータ(7)であって、

前記モータの回転速度(ω)の、その指令値(ω^*)に対する偏差($\Delta\omega$)に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値(i_q^*)から、前記第1電圧(v_L)と前記所定値(K_1)を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路(6)に前記スイッチング動作をさせる、請求項17記載の電力変換器の制御方法。

40

【請求項 20】

前記補正後の指令値(i_{dc}^* , i_{dc}^* , i_q^*)と、前記第2負荷($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7)に流れる第2電流(i_{dc} ; i_{dc} ; i_q)との偏差に基づいて求められた指令値(v^* ; v^* ; v_q^*)に従って、前記スイッチング電源回路(61; 62; 6)に前記スイッチング動作をさせる、請求項17記載の電力変換器の制御方法。

【請求項 21】

前記補正後の前記指令値(i_{dc}^* ; i_{dc}^* ; i_q^*)と、前記第2負荷($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7)に流れる第2電流(i_{dc} ; i_{dc} ; i_q)との偏差に基

50

づいて求められた指令値 (v^* ; v^* ; v_q^*) に従って、前記スイッチング電源回路 (61; 62; 6) に前記スイッチング動作をさせる、請求項14、請求項15、請求項18及び請求項19のいずれか一つに記載の電力変換器の制御方法。

【請求項22】

前記第1負荷 (4+5) は、主負荷 (5) と、前記コンデンサの両端電圧 (v_{dc}) を入力し、交流電流 (i_u , i_v , i_w) を前記主負荷に出力するインバータ (4) とを有し、

前記補正後の前記指令値 (i_{dc} ; i_q ; v^* ; v_q^*) と前記インバータ (4) のキャリアとの比較によって前記デューティを決定する、請求項14乃至請求項16、請求項18乃至請求項21のいずれか一つに記載の電力変換器の制御方法。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は電力変換器及びその制御方法に関し、特にコンデンサレスと通称される方式の電力変換器及びその制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

空気調和機は、冷媒圧縮機用のモータと、当該モータに所望の電力を供給する電力変換器とを備える。一般の電力変換器は、コンバータ、インバータ及びこれらの間に平滑コンデンサを有し、交流電源から供給される電力を変換する。また、入力力率の改善のためリアクトルが設けられる。例えば、リアクトル容量は約2mH、コンデンサ容量は約2000 μ Fである。

20

【0003】

しかし、これらのリアクトル及びコンデンサは、電力変換器を構成する部品の中でも大型で重い。そして、発熱による損失増加の原因にもなっている。

【0004】

そこで、コンデンサ容量を小さくすることで、コンデンサを小型化する技術が提案されている。この技術は「コンデンサレス」と通称される。

【0005】

なお、本発明に関連する技術を以下に示す。特に、非特許文献3ではリアクトルをも省略した技術を開示する。

30

【0006】

【非特許文献1】Myint Ko Tun、外1名、「New Type Sinusoidal Input UPS Controlled by DC Chopper Type Active Filter」、平成14年電気学会産業応用部門大会講演論文集III、電気学会、平成14年8月、p. 1301-1306

【非特許文献2】伊藤洋一、外1名、「コンデンサレスPWMインバータ」、昭和63年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集、電気学会、昭和63年8月、p. 445-450

【非特許文献3】芳賀仁、外1名、「単相電界コンデンサレスIPMモータ駆動用インバータの入力電流波形改善法」、平成14年電気学会産業応用部門大会講演論文集I、平成14年8月、p. 415-418

40

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかし、リアクトル容量及びコンデンサ容量を小さくすると、リアクトルと平滑コンデンサとで決まる共振周波数が高くなるため、電源電流波形に多くの高周波成分が含まれ、交流電源への高周波障害を招く。これは例えばJIS規格 (JIS 61000-3-2) の観点からは好ましくない。

【0008】

例えば、インバータのスイッチング動作を制御することで、当該高周波障害を抑制でき

50

る。しかしその場合、インバータのスイッチング周波数を高める必要、例えば当該共振周波数の十倍程度にも高める必要がある。これは当該インバータでのスイッチング損失が大きくなるのであまり望ましくない。

【0009】

本発明は、上述した事情に鑑みてなされたものであり、交流電源への高周波障害を抑制することが目的とされる。

【課題を解決するための手段】

【0010】

この発明の請求項1にかかる電力変換器は、交流電源(1)からの入力電流(i_{u1} , i_{v1} , i_{w1} ; i_c)を整流して第1電源線(21)と第2電源線(22)との間に直流電圧を出力して、第1負荷(4+5)に前記直流電圧を印加する整流回路(2)と、前記第1電源線及び前記第2電源線の間に接続されるコンデンサ(C_d)と、前記第1電源線及び前記第2電源線の間に接続され、前記第1電源線に流れる第1電流($-i_L$)に基づいたデューティでスイッチング動作を行って、前記第1電流の、前記入力電流の基本周波数に対する高周波成分から第2負荷($C_{dc}+Load$; C_2+Load ; 7)に電力を供給するスイッチング電源回路(61; 62; 6)とを備え、前記スイッチング電源回路は、前記スイッチング動作に対する指令値(i_{dc}^* , v^* , i_q^*)から、前記第1電流と所定値(K_1)を乗算して求めた補正値を減算して前記指令値を補正し、補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行う。

【0011】

この発明の請求項2にかかる電力変換器は、請求項1記載の電力変換器であって、前記スイッチング電源回路(61; 62)は、前記スイッチング電源回路から前記第2負荷($C_{dc}+Load$; C_2+Load)に印加される出力電圧(v_0)の、その指令値(v_0^*)に対する偏差(Δv_0)に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値(i_{dc}^* , v^*)から、前記第1電流($-i_L$)と前記所定値(K_1)を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ(S_1 , S_2)を有する。

【0012】

この発明の請求項3にかかる電力変換器は、請求項1記載の電力変換器であって、前記第2負荷はモータ(7)であって、前記スイッチング電源回路(6)は、前記モータの回転速度(ω)の、その指令値(ω^*)に対する偏差($\Delta \omega$)に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値(i_q^*)から、前記第1電流($-i_L$)と前記所定値(K_1)を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ($S_{31} \sim S_{36}$)を有する。

【0013】

この発明の請求項4にかかる電力変換器は、請求項1記載の電力変換器であって、前記スイッチング電源回路(61; 62; 6)は、前記補正後の指令値(i_{dc}^* , i_{dc}^* , i_q^*)と、前記第2負荷($C_{dc}+Load$; C_2+Load ; 7)に流れる第2電流(i_{dc} ; i_{dc} ; i_q)との偏差に基づいて求められた指令値(v^* ; v^* ; v_q^*)に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ(S_1 , S_2 ; S_1 , S_2 ; $S_{31} \sim S_{36}$)を備える。

【0014】

この発明の請求項5にかかる電力変換器は、交流電源(1)からの入力電流(i_{u1} , i_{v1} , i_{w1} ; i_c)を整流して第1電源線(21)と第2電源線(22)との間に直流電圧を出力して、第1負荷(4+5)に前記直流電圧を印加する整流回路(2)と、前記第1電源線及び前記第2電源線の間に接続されるコンデンサ(C_d)と、前記コンデンサと共に直列共振回路を構成するリアクトル(L_d)と、前記第1電源線及び前記第2電源線の間に接続され、前記リアクトルに印加される第1電圧(v_L)に基づいたデューティでスイッチング動作を行って、前記第1電源線に流れる第1電流($-i_L$)の、前記入力電流の基本周波数に対する高周波成分から第2負荷($C_{dc}+Load$; C_2+Loa

d ; 7) に電力を供給するスイッチング電源回路 (6 1 ; 6 2 ; 6) とを備え、前記スイッチング電源回路は、前記スイッチング動作に対する指令値 (i_{dc}^* , v^* , i_q^*) から、前記第 1 電圧と所定値 (K_1) を乗算して求めた補正値を減算して前記指令値を補正し、補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行う。

【0015】

この発明の請求項 6 にかかる電力変換器は、請求項 5 記載の電力変換器であって、前記スイッチング電源回路 (6 1 ; 6 2) は、前記スイッチング電源回路から前記第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$) に印加される出力電圧 (v_0) の、その指令値 (v_0^*) に対する偏差 (Δv_0) に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値 (i_{dc}^* , v^*) から、前記第 1 電圧 (v_L) と前記所定値 (K_1) を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ (S_1 , S_2) を有する。

10

【0016】

この発明の請求項 7 にかかる電力変換器は、請求項 5 記載の電力変換器であって、前記第 2 負荷はモータ (7) であって、前記スイッチング電源回路 (6) は、前記モータの回転速度 (ω) の、その指令値 (ω^*) に対する偏差 ($\Delta \omega$) に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値 (i_q^*) から、前記第 1 電圧 (v_L) と前記所定値 (K_1) を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ ($S_{31} \sim S_{36}$) を有する。

20

【0017】

この発明の請求項 8 にかかる電力変換器は、請求項 5 記載の電力変換器であって、前記スイッチング電源回路 (6 1 ; 6 2 ; 6) は、前記補正後の指令値 (i_{dc}^* , i_{dc}^* , i_q^*) と、前記第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7) に流れる第 2 電流 (i_{dc} ; i_{dc} ; i_q) とに基づいて求められた指令値 (v^* ; v^* ; v_q^*) に従って前記スイッチング動作を行うスイッチ (S_1 , S_2 ; S_1 , S_2 ; $S_{31} \sim S_{36}$) を備える。

【0018】

この発明の請求項 9 にかかる電力変換器は、請求項 2、請求項 3、請求項 6 及び請求項 7 のいずれか一つに記載の電力変換器であって、前記スイッチ (S_1 , S_2 ; $S_{31} \sim S_{36}$) は、前記補正後の前記指令値 (i_{dc}^* ; i_{dc}^* ; i_q^*) と、前記第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7) に流れる第 2 電流 (i_{dc} ; i_{dc} ; i_q) とに基づいて求められた指令値 (v^* ; v^* ; v_q^*) に従って前記スイッチング動作を行う。

30

【0019】

この発明の請求項 10 にかかる電力変換器は、請求項 2 乃至請求項 4、請求項 6 乃至請求項 9 のいずれか一つに記載の電力変換器であって、前記補正後の前記指令値 (i_{dc} ; i_q ; v^* ; v_q^*) と前記インバータ (4) のキャリアとの比較によって前記デューティが決定される。

【0020】

この発明の請求項 11 にかかる電力変換器は、請求項 1 乃至請求項 9 のいずれか一つに記載の電力変換器であって、前記第 1 負荷 (4 + 5) は、主負荷 (5) と、前記コンデンサの両端電圧 (v_{dc}) を入力し、交流電流 (i_{u2} , i_{v2} , i_{w2}) を前記主負荷に出力するインバータ (4) とで構成される。

40

【0021】

この発明の請求項 12 にかかる空気調和機は、請求項 10 又は 11 に記載の電力変換器と、前記主負荷 (5) を構成する冷媒圧縮機用のモータと、前記第 2 負荷 ($C_{dc} + Load$; $C_2 + Load$; 7) を構成する空冷用のファンとを備え、前記冷媒圧縮機によって圧縮された冷媒の潜熱を前記ファンによって除去することによって空気調和を行う。

【0022】

この発明の請求項 13 にかかる電力変換器の制御方法は、交流電源 (1) からの入力電

50

流 (i_{u1} , i_{v1} , i_{w1}) を整流して第 1 電源線と第 2 電源線との間に直流電圧を出力して、第 1 負荷 (4+5) に前記直流電圧を印加する、整流回路 (2) と、前記第 1 電源線及び前記第 2 電源線の間に接続されるコンデンサ (C_d) と、前記第 1 電源線及び前記第 2 電源線の間に接続されるスイッチング電源回路 (61; 62; 6) とを備える電力変換器を制御する方法であって、前記第 1 電源線に流れる第 1 電流 ($-i_L$) に基づいたデューティで前記スイッチング電源回路にスイッチング動作をさせ、前記第 1 電流の、前記入力電流の基本周波数に対する高周波成分から第 2 負荷 ($C_{dc} + L_{oad}$; $C_2 + L_{oad}$; 7) に電力を供給し、前記スイッチング動作に対する指令値 (i_{dc}^* , v^* , i_q^*) から、前記第 1 電流と所定値 (K_1) を乗算して求めた補正値を減算して前記指令値を補正し、補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路に前記スイッチング動作をさせる。

10

【0023】

この発明の請求項 14 にかかる電力変換器の制御方法は、請求項 13 記載の電力変換器の制御方法であって、前記スイッチング電源回路 (61; 62) から前記第 2 負荷 ($C_{dc} + L_{oad}$; $C_2 + L_{oad}$) に印加される出力電圧 (v_0) の、その指令値 (v_0^*) に対する偏差 (Δv_0) に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値 (i_{dc}^* , v^*) から、前記第 1 電流 ($-i_L$) と前記所定値 (K_1) を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路に前記スイッチング動作をさせる。

20

【0024】

この発明の請求項 15 にかかる電力変換器の制御方法は、請求項 13 記載の電力変換器の制御方法であって、前記第 2 負荷はモータ (7) であって、前記モータの回転速度 (ω) の、その指令値 (ω^*) に対する偏差 ($\Delta \omega$) に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値 (i_q^*) から、前記第 1 電流 ($-i_L$) と前記所定値 (K_1) を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路 (6) に前記スイッチング動作をさせる。

【0025】

この発明の請求項 16 にかかる電力変換器の制御方法は、請求項 13 記載の電力変換器の制御方法であって、前記補正後の指令値 (i_{dc}^* , i_{dc}^* , i_q^*) と、前記第 2 負荷 ($C_{dc} + L_{oad}$; $C_2 + L_{oad}$; 7) に流れる第 2 電流 (i_{dc} ; i_{dc} ; i_q) との偏差に基づいて求められた指令値 (v^* ; v^* ; v_q^*) に従って、前記スイッチング電源回路 (61; 62; 6) に前記スイッチング動作をさせる。

30

【0026】

この発明の請求項 17 にかかる電力変換器の制御方法は、交流電源 (1) からの入力電流 (i_{u1} , i_{v1} , i_{w1}) を整流して第 1 電源線と第 2 電源線との間に直流電圧を出力して、第 1 負荷 (4+5) に前記直流電圧を印加する、整流回路 (2) と、前記第 1 電源線及び前記第 2 電源線の間に接続されるコンデンサ (C_d) と、前記コンデンサと共に直列共振回路を構成するリアクトル (L_d) と、前記第 1 電源線及び前記第 2 電源線の間に接続されるスイッチング電源回路 (61; 62; 6) とを備える電力変換器を制御する方法であって、前記リアクトルに印加される第 1 電圧 (v_L) に基づいたデューティで前記スイッチング電源回路にスイッチング動作をさせ、前記第 1 電源線に流れる第 1 電流 ($-i_L$) の、前記入力電流の基本周波数に対する高周波成分から第 2 負荷 ($C_{dc} + L_{oad}$; $C_2 + L_{oad}$; 7) に電力を供給し、前記スイッチング動作に対する指令値 (i_{dc}^* , v^* , i_q^*) から、前記第 1 電圧と所定値 (K_1) を乗算して求めた補正値を減算して前記指令値を補正し、補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路に前記スイッチング動作をさせる。

40

【0027】

この発明の請求項 18 にかかる電力変換器の制御方法は、請求項 17 記載の電力変換器の制御方法であって、前記スイッチング電源回路 (61; 62) から前記第 2 負荷 ($C_{dc} + L_{oad}$; $C_2 + L_{oad}$) に印加される出力電圧 (v_0) の、その指令値 (v_0^*)

50

）に対する偏差（ Δv_0 ）に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値（ i_{dc}^* 、 v^* ）から、前記第1電圧（ v_L ）と前記所定値（ K_1 ）を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路に前記スイッチング動作をさせる。

【0028】

この発明の請求項19にかかる電力変換器の制御方法は、請求項17記載の電力変換器の制御方法であって、前記第2負荷はモータ（7）であって、前記モータの回転速度（ ω ）の、その指令値（ ω^* ）に対する偏差（ $\Delta \omega$ ）に基づいて求められた、前記スイッチング動作に対する前記指令値（ i_q^* ）から、前記第1電圧（ v_L ）と前記所定値（ K_1 ）を乗算して求めた補正値を減算して補正された前記補正後の前記指令値に従って、前記スイッチング電源回路（6）に前記スイッチング動作をさせる。

10

【0029】

この発明の請求項20にかかる電力変換器の制御方法は、請求項17記載の電力変換器の制御方法であって、前記補正後の指令値（ i_{dc}^* 、 i_{dc}^* 、 i_q^* ）と、前記第2負荷（ $C_{dc} + L_{oad}$ ； $C_2 + L_{oad}$ ；7）に流れる第2電流（ i_{dc} ； i_{dc} ； i_q ）との偏差に基づいて求められた指令値（ v^* ； v^* ； v_q^* ）に従って、前記スイッチング電源回路（61；62；6）に前記スイッチング動作をさせる。

【0030】

この発明の請求項21にかかる電力変換器の制御方法は、請求項14、請求項15、請求項18及び請求項19のいずれか一つに記載の電力変換器の制御方法であって、前記補正後の前記指令値（ i_{dc}^* ； i_{dc}^* ； i_q^* ）と、前記第2負荷（ $C_{dc} + L_{oad}$ ； $C_2 + L_{oad}$ ；7）に流れる第2電流（ i_{dc} ； i_{dc} ； i_q ）との偏差に基づいて求められた指令値（ v^* ； v^* ； v_q^* ）に従って、前記スイッチング電源回路（61；62；6）に前記スイッチング動作をさせる。

20

【0031】

この発明の請求項22にかかる電力変換器の制御方法は、請求項14乃至請求項16、請求項18乃至請求項21のいずれか一つに記載の電力変換器の制御方法であって、前記補正後の前記指令値（ i_{dc} ； i_q ； v^* ； v_q^* ）と前記インバータ（4）のキャリアとの比較によって前記デューティを決定する。

30

【発明の効果】

【0032】

この発明の請求項1、請求項4、請求項5及び請求項8のいずれか一つにかかる電力変換器、もしくは請求項13、請求項16、請求項17及び請求項20のいずれか一つにかかる電力変換器の制御方法によれば、第1電流に含まれる、入力電流の基本周波数に対する高周波成分を、第2負荷が消費するので、整流回路への入力電流の高周波成分を抑制し、交流電源への高周波障害を抑制する。

【0033】

この発明の請求項2または請求項6にかかる電力変換器、もしくは請求項14または請求項18にかかる電力変換器の制御方法によれば、第2負荷に対して、安定して出力電圧を印加することができる。

40

【0034】

この発明の請求項3または請求項7にかかる電力変換器、もしくは請求項15または請求項19にかかる電力変換器の制御方法によれば、モータを安定して回転させることができる。

【0035】

この発明の請求項9にかかる電力変換器、もしくは請求項21にかかる電力変換器の制御方法によれば、第2負荷の消費電力を精度良く制御できる。

【0036】

この発明の請求項10にかかる電力変換器もしくは請求項22にかかる電力変換器の制

50

御方法によれば、スイッチング電源回路のスイッチングを、インバータのスイッチングに同調させることができる。

【0037】

この発明の請求項11にかかる電力変換器によれば、インバータでのスイッチング損失が小さい。

【0038】

この発明の請求項12にかかる空気調和機によれば、空冷用のファンは冷媒圧縮機用のモータと比較して、消費電力及び回転制御の精度のいずれも小さいので、請求項11に記載の電力変換器を用いた制御に好適である。

【発明を実施するための最良の形態】

10

【0039】

第1の実施の形態.

<電力変換器の構成>

図1及び図2は、本実施の形態にかかる電力変換器を概念的に示す。当該電力変換器は、第1電源線21、第2電源線22、整流回路2、コンデンサCd、リアクトルLd、インバータ4及びスイッチング電源回路61（あるいはスイッチング電源回路62）を備える。

【0040】

図1及び図2では、当該電力変換器に電力を供給する交流電源1、インバータ4からの出力が供給されるモータ5が示されている。また、図1では、スイッチング電源回路61の出力が供給されるコンデンサCdc及び駆動部Loadが、図2では、スイッチング電源回路62の出力が供給されるコンデンサC2及び駆動部Loadが、それぞれ示されている。コンデンサCdc、C2は、スイッチング電源回路61、62の出力を平滑化して駆動部Loadに供給する。また、本実施の形態では、交流電源1として3相交流電源が採用されている。

20

【0041】

なお、モータ5は主負荷、モータ5とインバータ4とで構成される負荷を第1負荷（文中では符号「4+5」と記載）、コンデンサCdcと駆動部Loadとで構成される負荷（図1）を第2負荷（文中では符号「Cdc+Load」と記載）、コンデンサC2と駆動部Loadとで構成される負荷（図2）を第2負荷（文中では符号「C2+Load」と記載）と、それぞれ把握することができる。

30

【0042】

整流回路2は、本実施の形態ではブリッジダイオードであって、交流電源1からの入力電流iu1、iv1、iw1を整流して第1電源線21及び第2電源線22の間に直流電圧を出力する。

【0043】

コンデンサCdは、第1電源線21と第2電源線22との間に接続される。リアクトルLdは、整流回路2とコンデンサCdとの間で第1電源線21に設けられる。コンデンサCdとリアクトルLdとは、直流共振回路を構成する。

【0044】

40

インバータ4は、本実施の形態では3相インバータであって、コンデンサCdの両端電圧vdcを入力し、交流電流iu2、iv2、iw2をモータ5に出力する。モータ5は、インバータ4の出力が供給されることで駆動する。

【0045】

スイッチング電源回路61、62の各々は、第1電源線21と第2電源線22との間に接続される。図1及び図2ではコンデンサCdの両端に接続されているが、例えばコンデンサCdとリアクトルLdとで構成される直列共振回路の両端に接続されても良い。

【0046】

図1では、スイッチング電源回路61に降圧チョッパが採用されている。当該降圧チョッパは、スイッチS1、S2、コイルLdc及び出力端611、612を有する。スイッ

50

チ S_1 , S_2 は、第 1 電源線 21 と第 2 電源線 22 との間で直列に接続される。出力端 611, 612 はスイッチ S_2 の両端にそれぞれ接続される。コイル L_{dc} は、出力端 611, 612 の間でスイッチ S_2 と直列に接続される。出力端 611, 612 の間には第 2 負荷 $C_{dc} + Load$ が接続される。

【0047】

図 2 では、スイッチング電源回路 62 にフライバックコンバータが採用されている。当該フライバックコンバータ 62 は、スイッチ S_1 , S_2 、トランス T 及び出力端 621, 622 を有する。トランス T の 1 次側のコイル L_1 は、第 1 電源線 21 と第 2 電源線 22 との間に接続され、2 次側のコイル L_2 は出力端 621, 622 の間に接続される。スイッチ S_1 は、第 1 電源線 21 と第 2 電源線 22 との間で、コイル L_1 と直列に接続される。スイッチ S_2 は、出力端 621, 622 の間でコイル L_2 と直列に接続される。出力端 621, 622 の間には、第 2 負荷 $C_2 + Load$ が接続される。

10

【0048】

なお、本実施の形態ではスイッチ S_1 , S_2 に、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) とダイオードとで構成される IGBT モジュールが採用されている。

【0049】

<電力変換器の制御 1>

図 3 は、図 1 で示される電力変換器を制御する制御装置 10 を概念的に示す。

【0050】

制御装置 10 は、減算器 101, 105、指令値補正部 103、制御部 102, 104, 106、三角波キャリア発生部 107、比較部 108 及び NOT 回路 109 を備える。

20

【0051】

減算器 101 は、スイッチング電源回路 61 から第 2 負荷 $C_{dc} + Load$ に印加される出力電圧 v_0 の、その指令値 v_0^* に対する偏差 Δv_0 を求める。

【0052】

制御部 102 は、偏差 Δv_0 に基づいて PI 制御を実行することで、コイル L_{dc} に流れる電流 i_{dc} の指令値 i_{dc}^* を生成する。かかる制御によれば、電圧 v_0 を指令値 v_0^* に近づけることができるので、第 2 負荷 $C_{dc} + Load$ に対して、安定して出力電圧を印加することができる。

【0053】

30

指令値補正部 103 は、第 1 電源線 21 に流れる電流 i_L の、入力電流 i_{u1} , i_{v1} , i_{w1} の基本周波数に対する高周波成分をスイッチング電源回路 61 で消費すべく、指令値 i_{dc}^* を補正する。

【0054】

本実施の形態では指令値補正部 103 は、リアクトル L_d に印加される電圧 v_L に基づいて指令値 i_{dc}^* を補正している。具体的には、制御部 104 が電圧 v_L にゲイン K_1 を乗算して補正值 Δi_{dc}^* を求め、指令値補正部 103 は、指令値 i_{dc}^* から補正值 Δi_{dc}^* を減算し、その結果を新たな指令値 i_{dc}^* として出力する。なお、本実施の形態では、電圧 v_L は、リアクトル L_d の整流回路 2 側の電位を基準としたものが採用されている。

40

【0055】

ところで、制御部 102 及び後述する制御部 106 では PI 制御が実行されるため、制御部 102, 106 では出力の位相が入力の位相に対して遅れる。よって、位相の遅れに即して、補正指令値 Δi_{dc}^* の位相を電圧 v_L の位相からずらせても良い。

【0056】

また、制御部 102, 106 において位相の遅れがない場合であっても、補正指令値 Δi_{dc}^* の位相を電圧 v_L の位相から 90° だけ遅らせても良い。なぜなら、リアクトル L_d において電流 i_L の位相は電圧 v_L の位相に対して 90° だけ遅れているからである。

【0057】

50

減算器105は、補正後の指令値 i_{dc}^* と、電流 i_{dc} との偏差 Δi_{dc} を求める。

【0058】

制御部106は、偏差 Δi_{dc} に基づいてPI制御を実行することで、スイッチS2の両端に印加される電圧 v の指令値 v^* を生成する。かかる制御によれば、電流 i_{dc} を指令値 i_{dc}^* に近づけることができるので、第2負荷 $C_{dc}+Load$ の消費電力を精度良く制御することができる。

【0059】

三角波キャリア生成部107は、インバータ4に同調した三角波キャリアを生成する。

【0060】

比較部108は、指令値 v^* と、三角波キャリアとを比較して、スイッチS1に対する10
スイッチング指令 r_1 を生成する。スイッチング指令 r_1 によって、スイッチS1は、オン及びオフのいずれか一方に制御される。スイッチS2は、スイッチS1とは相補的に制御されるので、スイッチS2に対する指令 r_2 は、指令 r_1 をNOT回路109に入力することで、その出力として得られる。

【0061】

制御装置10によって指令値 r_1 、 r_2 を得ることができるので、スイッチング電源回路61の制御に高速のマイコン処理は不要である。一般に、インバータ4のスイッチング周波数(6kHz)よりも、フライバックコンバータや降圧チョッパなどのコンバータのスイッチング周波数(50~100kHz)を大きくすることができる。

【0062】

なお、上述した内容は、リアクトル L_d に印加される電圧 v_L に基づいたデューティで、スイッチング電源61のスイッチング動作を行うことで、第1電源線21に流れる電流(− i_L)の、入力電流 i_{u1} 、 i_{v1} 、 i_{w1} の基本周波数に対する高周波成分から第2負荷 $C_{dc}+Load$ に電力を供給する、と把握することができる。

【0063】

上述した制御装置10及びその制御によれば、電流(− i_L)に含まれる、入力電流 i_{u1} 、 i_{v1} 、 i_{w1} の基本周波数に対する高周波成分を、第2負荷 $C_{dc}+Load$ で消費することができる。よって、整流回路2への入力電流 i_{u1} 、 i_{v1} 、 i_{w1} の高周波成分を抑制し、交流電源1への高周波障害を抑制することができる。

【0064】

図4は、本実施の形態にかかる制御を実行した場合の、(a)入力電流 i_{u1} 及び(b)コンデンサ C_d の両端の電圧 v_{dc} の時間変化をグラフで示す。なお、図4との比較のために、本実施の形態にかかる制御を実行する前の、入力電流 i_{u1} 及び電圧 v_{dc} の波形がそれぞれ、図5(a)、(b)に示されている。リアクトル L_d とコンデンサ C_d との直列共振に起因して、この波形には多くの高周波成分が含まれている。なお、図4及び図5のグラフは、指令値 v_0^* に20V、駆動部 $Load$ に抵抗、第2負荷 $C_{dc}+Load$ の消費電力に20W、モータ5での消費電力に1.5kWを採用した場合に得られた結果である。

【0065】

図4と図5とを比較すれば、かかる制御を実行することで入力電流 i_{u1} (よって入力電流 i_{v1} 、 i_{w1} も)及び電圧 v_{dc} に含まれていた高周波成分が抑制されていることが判る。

【0066】

しかも、電力の高周波成分は、第1負荷4+5に供給される直流電力よりも小さいので、これを消費する第2負荷 $C_{dc}+Load$ の消費電力は第1負荷4+5での消費電力よりも小さくて済む。このことに鑑みれば、スイッチング電源回路61の消費電力が小さくても、高周波障害が抑制できることが判る。よって、インバータ4のスイッチング素子に流れる電流よりもスイッチング電源回路61のスイッチS1、S2に流れる電流を小さくできる。つまり、インバータ4における制御で高調波を制御するスイッチングと比較して、スイッチング電源回路61における制御での抑制の方が、スイッチング損失を小さくで

10

20

30

40

50

きる。これにより、スイッチ $S1$ 、 $S2$ に電流容量の小さいものを採用することができ、
 以ってスイッチング電源回路 61 の小型化が可能となる。

【0067】

図 2 で示される電力変換器の制御についても、制御装置 10 が適用できる。ただし、電
 流 i_{dc} 及びその指令値 i_{dc}^* に代えて、コイル $L1$ に流れる電流 $i1$ 及びその指令値
 $i1^*$ が採用される。また、指令値 v^* には、コイル $L2$ の両端の電圧の指令値が採用され
 る。

【0068】

<電力変換器の制御 2>

第 2 負荷 $Cdc + Load$ 、 $C2 + Load$ の消費電力の制御にあまり高い精度が必要
 とされない場合には、制御装置 10 において、減算器 105 及び制御部 106 はなくても
 良い。図 6 では、かかる態様が制御装置 11 として示されている。

10

【0069】

制御装置 11 は、減算器 111、制御部 112、114、補正指令値 113、三角波キ
 ャリア発生部 115、比較部 116 及び NOT 回路 117 を備える。

【0070】

減算器 111 は、図 3 で示される減算器 101 と同様に、偏差 $\Delta v0$ を求める。

【0071】

制御部 112 は、偏差 $\Delta v0$ に基づいて PI 制御を実行することで、指令値 v^* を生成
 する。

20

【0072】

指令補正部 113 は、第 1 電源線 21 に流れる電流 iL の、入力電流 i_{u1} 、 i_{v1} 、
 i_{w1} の基本周波数に対する高周波成分をスイッチング電源回路 61 で消費すべく、指令
 値 v^* を補正する。具体的には、制御部 114 が電圧 vL にゲイン $K2$ を乗算して補正值
 Δv^* を求め、指令値補正部 113 は、指令値 v^* から補正值 Δv^* を減算し、その結果を
 新たな指令値 v^* として出力する。

【0073】

制御部 112 で位相の遅れが生じる場合には、当該位相の遅れに即して補正指令値 Δv^*
 * の位相を電圧 vL の位相からずらせても良い。

【0074】

三角波キャリア発生部 115 は、インバータ 4 に同調した三角波キャリアを生成する。

30

【0075】

比較部 116 は、補正後の指令値 v^* と、三角波キャリアとを比較して、指令値 $r1$ を
 生成する。なお、指令値 $r2$ は、NOT 回路 117 によって指令値 $r1$ とは相補的に求め
 られる。

【0076】

かかる制御装置 11 及びその制御によっても、電流 ($-iL$) に含まれる、入力電流 i_{u1} 、
 i_{v1} 、 i_{w1} の基本周波数に対する高周波成分を、第 2 負荷 $Cdc + Load$ 、
 $C2 + Load$ で消費することができる。よって、整流回路 2 への入力電流 i_{u1} 、 i_{v1} 、
 i_{w1} の高周波成分を抑制し、交流電源 1 への高周波障害を抑制することができる。

40

【0077】

本実施の形態における電圧 $v0$ は、空気調和機用のモータの駆動システムに用いられる
 電装品の電源電圧や、インバータの制御用の電源電圧などに採用することができる。

【0078】

第 2 の実施の形態.

<電力変換器の構成>

図 7 は、本実施の形態にかかる電力変換器を概念的に示す。当該電力変換器では、第 1
 電源線 21、第 2 電源線 22、整流回路 2、コンデンサ Cd 、リアクトル Ld 及びインバ
 ータ 4 が第 1 の実施の形態の電力変換器と同様に構成され、更にスイッチング電源回路 6
 が第 1 電源線 21 と第 2 電源線 22 の間に接続されている。図 7 では、図 1 や図 2 と同様

50

に交流電源 1 及びモータ 5 が示されており、更にはスイッチング電源回路 6 の出力が供給されるモータ 7 も示されている。なお、モータ 7 は、第 1 負荷 4 + 5 と把握されるインバータ 4 とモータ 5 とで構成される負荷に対して、第 2 負荷と把握することができる。

【0079】

スイッチング電源回路 6 は 3 相インバータであって、スイッチ S 3 1 ~ S 3 6 を有する。本実施の形態では、スイッチ S 3 1 ~ S 3 6 に I G B T モジュールが採用されている。一般に、3 相インバータはマイコン処理によって制御される。

【0080】

<電力変換器の制御>

図 8 は、図 7 で示される電力変換器を制御する制御装置 2 0 を概念的に示す。

10

【0081】

制御装置 2 0 は、減算器 2 0 1, 2 0 5, 2 0 7、指令値補正部 2 0 3、制御部 2 0 2, 2 0 4, 2 0 6, 2 0 8、変換部 2 0 9、三角キャリア発生部 2 1 0 及び PWM (Pulse Width Modulation) 制御部 2 1 1 を備える。

【0082】

減算器 2 0 1 は、モータ 7 の回転速度 ω の、その指令値 ω^* に対する偏差 $\Delta \omega$ を求める。

【0083】

制御部 2 0 2 は、偏差 $\Delta \omega$ に基づいて P I 制御を実行することで、モータに流れる q 軸電流 i_q の指令値 i_q^* を生成する。かかる制御によれば、回転速度 ω を指令値 ω^* に近づけることができるので、モータ 7 を安定して回転させることができる。

20

【0084】

指令値補正部 2 0 3 は、入力電流 i_{u1} , i_{v1} , i_{w1} の基本周波数に対する高周波成分をスイッチング電源回路 6 で消費すべく、指令値 i_q^* を補正する。

【0085】

本実施の形態では、指令値補正部 2 0 3 は、リアクトル L_d に印加される電圧 v_L に基づいて指令値 i_q^* を補正している。具体的には、制御部 2 0 4 が電圧 v_L にゲイン K を乗算して補正值 Δi_q^* を求め、指令値補正部 2 0 3 は、指令値 i_q^* から補正值 Δi_q^* を減算し、その結果を新たな指令値 i_q^* として出力する。

【0086】

30

ところで、第 1 の実施の形態で説明したのと同様に、P I 制御が実行される制御部 2 0 2 及び制御部 2 0 6 での位相の遅れに即して、補正指令値 Δi_q^* の位相を電圧 v_L の位相からずらせても良い。また、制御部 2 0 2, 2 0 6 において位相の遅れがない場合であっても、補正指令値 Δi_q^* の位相を電圧 v_L の位相から 90° だけ遅らせても良い。

【0087】

減算器 2 0 5 は、補正後の指令値 i_q^* と、q 軸電流 i_q との偏差 Δi_q を求める。

【0088】

制御部 2 0 6 は、偏差 Δi_q に基づいて P I 制御を実行することで、モータ 7 に印加される q 軸電圧 v_q の指令値 v_q^* を生成する。かかる制御によれば、q 軸電流 i_q を指令値 i_q^* に近づけることができる。

40

【0089】

減算器 2 0 7 は、モータ 7 に流れる d 軸電流 i_d の、その指令値 i_d^* に対する偏差 Δi_d を求める。

【0090】

制御部 2 0 8 は、偏差 Δi_d に基づいて P I 制御を実行することで、モータ 7 に印加される d 軸電圧 v_d の指令値 v_d^* を生成する。かかる制御によれば、d 軸電流 i_d を指令値 i_d^* に近づけることができる。上述したとおり電流 i_q も、その指令値 i_q^* に近づくので、モータ 7 の消費電力を精度良く制御することができる。

【0091】

変換部 2 0 9 は、d - q 軸座標系から 3 相座標系へと座標を変換する。よって、変換部

50

209に入力された指令値 v_q^* 、 v_d^* は、3相電圧 v_u 、 v_v 、 v_w の指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* に変換されて変換部209から出力される。

【0092】

三角波キャリア生成部210は、インバータ4に同調した三角波キャリアを生成する。

【0093】

PWM制御部211は、指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* と、三角波キャリアとに基づいて、スイッチS31～S36のそれぞれに対する指令 r_{31} ～ r_{36} を生成する。なお、スイッチS31とスイッチS34、スイッチS32とスイッチS35、スイッチS33とスイッチS36は、それぞれ相補的に制御される。

【0094】

なお、上述した内容は、リアクトル L_d に印加される電圧 v_L に基づいたデューティで、スイッチング電源6のスイッチング動作を行うことで、第1電源線21に流れる電流($-i_L$)の、入力電流 i_{u1} 、 i_{v1} 、 i_{w1} の基本周波数に対する高周波成分からモータ7に電力を供給する、と把握することができる。

【0095】

上述した制御装置20及びその制御によれば、電流($-i_L$)に含まれる、入力電流 i_{u1} 、 i_{v1} 、 i_{w1} の基本周波数に対する高周波成分を、モータ7で消費することができる。よって、整流回路2への入力電流 i_{u1} 、 i_{v1} 、 i_{w1} の高周波成分を抑制し、交流電源1への高周波障害を抑制することができる。

【0096】

図9は、本実施の形態にかかる制御を実行した場合の、(a)入力電流 i_{u1} 及び(b)コンデンサ C_d の両端の電圧 v_{dc} の時間変化をグラフで示す。なお、図9との比較のために、本実施の形態にかかる制御を実行する前の、入力電流 i_{u1} 及び電圧 v_{dc} の波形がそれぞれ、図10(a)、(b)に示されている。リアクトル L_d とコンデンサ C_d との直列共振に起因して、この波形には多くの高周波成分が含まれている。なお、図9及び図10のグラフは、モータ5での消費電力に1.5kW、モータ7の指令値 ω^* に500rpm、モータ7の出力電力に20Wを採用した場合に得られた結果である。

【0097】

図9と図10とを比較すれば、かかる制御を実行することで入力電流 i_{u1} (よって入力電流 i_{v1} 、 i_{w1} も)及び電圧 v_{dc} に含まれていた高周波成分が抑制されていることが判る。

【0098】

しかも、モータ7の消費電力を20Wに設定したこと、更にはモータ5での消費電力が1.5kW程度であることに鑑みれば、スイッチング電源回路6での消費電力が小さくても、高周波障害を抑制できることが判る。よって、スイッチング電源回路6でのスイッチング損失の低減が可能となる。これにより、スイッチS31～S36に電流容量の小さいものを採用することができる。延いては、スイッチング電源回路6の小型化が可能となる。

【0099】

スイッチング電源回路6に採用されるインバータのスイッチング周波数は一般に、インバータ4のスイッチング周波数(6kHz)と同程度である。しかし、スイッチング電源回路6で上記制御を行えば、50kHz程度のスイッチング周波数でスイッチS31～S36がスイッチングされる。よって、マイコン処理の観点からは、第1の実施の形態で説明した電力変換器での制御が望ましい。

【0100】

第3の実施の形態。

図11は、図1で示される電力変換器において、交流電源1に単相交流電源を採用した場合が示されている。この場合、整流回路2は、交流電源1から入力電流 i_c を整流して第1電源線21及び第2電源線22の間に直流電圧を出力する。他の構成については、図

10

20

30

40

50

1で示される電力変換器と同様である。

【0101】

かかる電力変換器についても、第1の実施の形態で説明したのと同様の制御を実行することで、同様の効果を得ることができる。

【0102】

図12は、本実施の形態にかかる制御を実行した場合の、(a)入力電流 i_c 及び(b)電圧 v_{dc} の時間変化をグラフで示す。なお、図12との比較のために、本実施の形態にかかる制御を実行する前の入力電流 i_c 及び電圧 v_{dc} の波形がそれぞれ、図13(a)、(b)に示されている。リアクトル L_d とコンデンサ C_d との直列共振に起因して、この波形には多くの高周波成分が含まれている。

10

【0103】

図12と図13とを比較すれば、かかる制御を実行することで入力電流 i_c 及び電圧 v_{dc} に含まれていた高周波成分が抑制されていることが判る。

【0104】

また、本実施の形態にかかる制御を実行せずに、インバータ4で高周波を低減した場合の入力電流 i_c 及び電圧 v_{dc} の波形がそれぞれ、図14(a)、(b)に示されている。

【0105】

図12と図14とを比較すれば、インバータ4によっても本実施の形態にかかる制御と同程度に高周波を低減できることが判る。しかし、インバータ4でのスイッチング周波数が高くなるためスイッチング損失が増大する。なお、図14には、インバータ4のスイッチング周波数に50kHzのスイッチング周波数でインバータを制御した場合に得られる結果が示されている。

20

【0106】

図2及び図7で示される電力変換器において、交流電源1に単相交流電源を採用した場合についても同様である。

【0107】

第1乃至第3の実施の形態のいずれにおいても、指令値補正部103、203に入力する補正值 Δi_{dc}^* 、 Δi_q^* を第1電源線に流れる電流($-i_L$)に基づいて算出しても良い。

30

【0108】

かかる内容は、スイッチング電源回路61、62、6が、第1電源線21に流れる電流($-i_L$)に基づいたデューティでスイッチング動作を行って、電流($-i_L$)の、入力電流 i_{u1} 、 i_{v1} 、 i_{w1} 、 i_c の基本周波数に対する高周波成分から第2負荷 $C_{dc} + Load$ 、 $C_2 + Load$ 、7に電力を供給する、と把握することができる。

【0109】

この制御によれば、リアクトル L_d のない電力変換器の制御にも適用することができ、第1乃至第3の実施の形態と同様の効果が得られる。つまり、リアクトル L_d がない場合にも、交流電源1と整流回路2との間で生じるインピーダンス z と、コンデンサ C_d との直列共振により高調波が発生するという問題があり、この場合にも上記制御を行うことで、高調波を抑制することができる。

40

【0110】

また、上述したいずれの実施の形態においても、電圧 v_0 または回転速度 ω について高い制御性が不要でない場合には、制御装置10、11、20においてそれぞれ、減算器101、111、201及び制御部102、112、202はなくても良い。つまり、電圧 v_L または電流($-i_L$)と、電流 i_{dc} 、 i_q とに基づいて指令値 v^* 、 v_q^* を求め、指令値 v^* 、 v_q^* に従ってスイッチング電源回路61、62、6のスイッチング動作を制御しても良い。

【0111】

上述した電圧変換器はいずれも、例えば空気調和機に搭載することができる。当該空気

50

調和機には、冷媒圧縮機用のモータ及び空冷用のファンが設けられ、冷媒圧縮機用のモータにはインバータ4の出力が、空冷用のファンにはスイッチング電源回路61, 62, 6の出力が、それぞれ供給される。そして、冷媒圧縮機によって圧縮された冷媒の潜熱をファンによって除去することで、空気調和が行われる。

【0112】

空冷用のファンは冷媒圧縮機用のモータと比較して、消費電力及び回転制御の精度のいずれも小さい。よって、電圧変換器を用いた制御は上記空気調和機に好適である。

【図面の簡単な説明】

【0113】

【図1】第1の実施の形態で説明される、電力変換器を概念的に示す図である。

10

【図2】第1の実施の形態で説明される、電力変換器を概念的に示す図である。

【図3】電力変換器の制御装置10を概念的に示す図である。

【図4】第1の実施の形態で説明される制御を実行した場合の、(a)入力電流 i_{u1} 、(b)電圧 v_{dc} をグラフで示す図である。

【図5】第1の実施の形態で説明される制御を実行する前の、(a)入力電流 i_{u1} 、(b)電圧 v_{dc} をグラフで示す図である。

【図6】電力変換器の制御装置11を概念的に示す図である。

【図7】第2の実施の形態で説明される、電力変換器を概念的に示す図である。

【図8】電力変換器の制御装置20を概念的に示す図である。

【図9】第2の実施の形態で説明される制御を実行した場合の、(a)入力電流 i_{u1} 、(b)電圧 v_{dc} をグラフで示す図である。

20

【図10】第2の実施の形態で説明される制御を実行する前の、(a)入力電流 i_{u1} 、(b)電圧 v_{dc} をグラフで示す図である。

【図11】第3の実施の形態で説明される、電力変換器を概念的に示す図である。

【図12】第3の実施の形態で説明される制御を実行した場合の、(a)入力電流 i_c 、(b)電圧 v_{dc} をグラフで示す図である。

【図13】第3の実施の形態で説明される制御を実行する前の、(a)入力電流 i_c 、(b)電圧 v_{dc} をグラフで示す図である。

【図14】インバータ4で高調波抑制を実行した場合の、(a)入力電流 i_c 、(b)電圧 v_{dc} をグラフで示す図である。

30

【符号の説明】

【0114】

1 交流電源

2 整流回路

4 インバータ

5 モータ（主負荷）

4+5 第1負荷

21 第1電源線

22 第2電源線

61, 62, 6 スwitchング電源回路

40

i_{u1} , i_{v1} , i_{w1} , i_c 入力電流

i_{u2} , i_{v2} , i_{w2} 交流電流

Cd コンデンサ

Ld リアクトル

$-i_L$, i_{dc} , i_q 電流

Cdc+Load, C2+Load, 7 第2負荷

v_0 出力電圧

v_L 電圧

v_{dc} 両端電圧

v_0^* , i_{dc}^* , ω^* , i_q^* , v^* , v_q^* 指令値

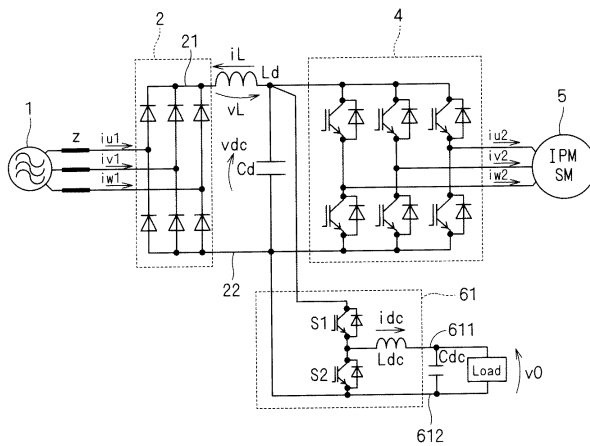
50

Δv 0, $\Delta \omega$ 偏差

 $S_1, S_2, S_{31} \sim S_{36}$ スイッチ

 ω 回転速度

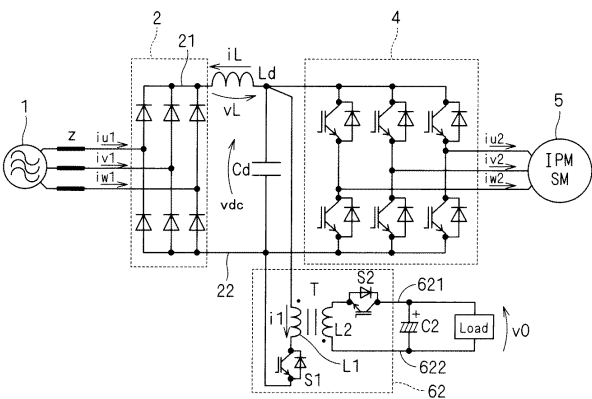
【図 1】



1 : 交流電源
 2 : 整流回路
 4 : インバータ
 5 : モータ (主負荷)
 21 : 第1電源線
 22 : 第2電源線
 61 : スイッチング電源回路
 iu1, iv1, iw1 : 入力電流
 iu2, iv2, iw2 : 交流電流

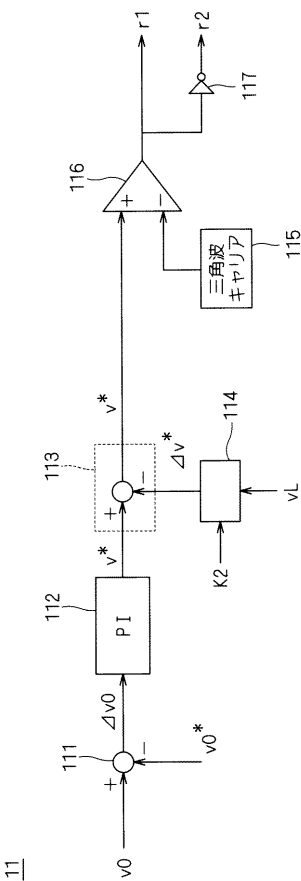
Cd : コンデンサ
 Ld : リアクトル
 -iL, idc : 電流
 vL : 電圧
 vdc : 両端電圧
 S1, S2 : スイッチ
 Cdc, Load : 第2負荷

【図 2】



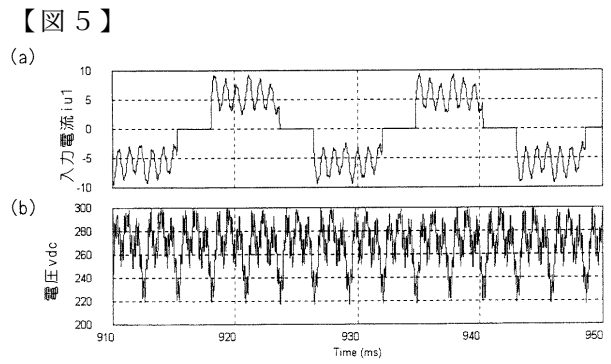
62 : スイッチング電源回路
 C2, Load : 第2負荷

【図 6】

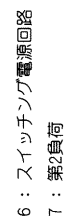


111

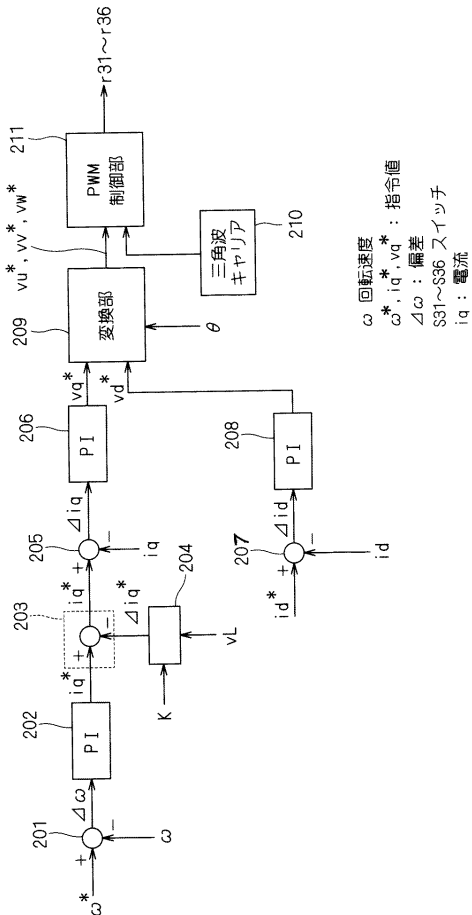
【图 7】



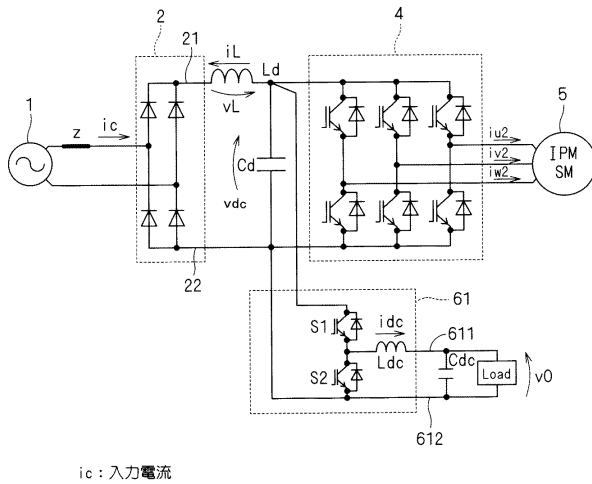
【图 7】



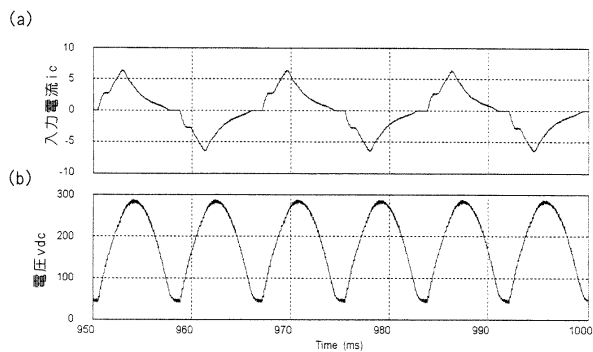
【図 8】



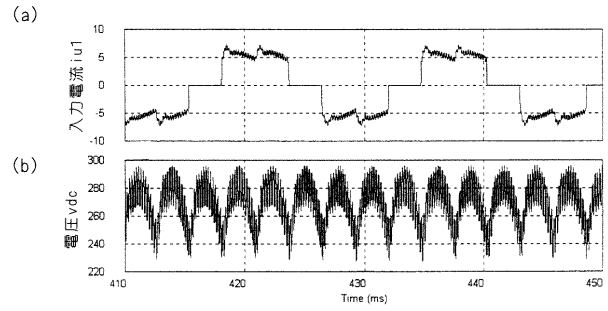
【図 11】



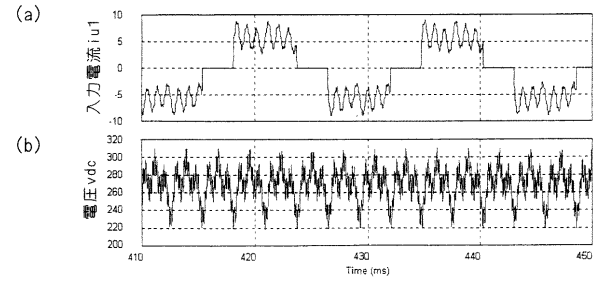
【図 12】



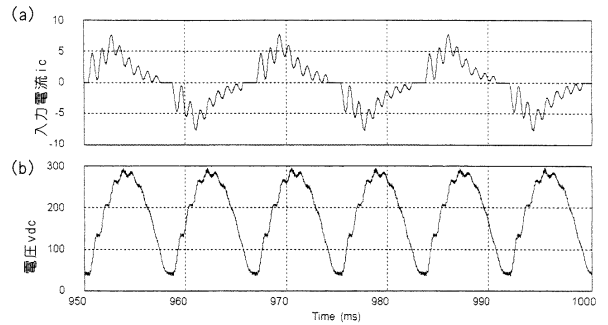
【図 9】



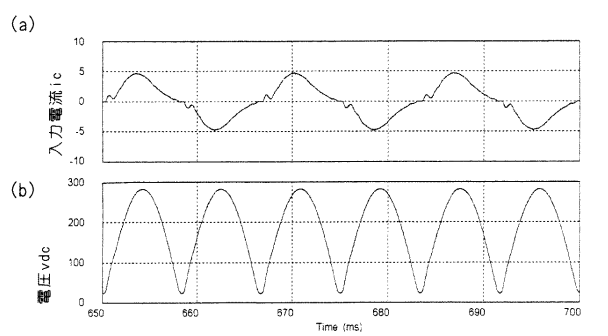
【図 10】



【図 13】



【図 14】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開平10-080150 (JP, A)
特開平11-187671 (JP, A)
特開平11-098850 (JP, A)
特開2003-061382 (JP, A)
国際公開第03/032478 (WO, A1)
特開2006-081261 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/00
H02M 7/48