

(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2017-123718

(P2017-123718A)

(43) 公開日 平成29年7月13日(2017.7.13)

(51) Int.Cl. F I テーマコード(参考)
 H02P 21/00 (2016.01) H02P 5/408 A 5H505
 H02P 27/04 (2016.01)

審査請求 未請求 請求項の数 11 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2016-944 (P2016-944)
 (22) 出願日 平成28年1月6日(2016.1.6)

(71) 出願人 00002853
 ダイキン工業株式会社
 大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号
 梅田センタービル
 (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 河野 雅樹
 大阪府摂津市西一津屋1番1号 ダイキン
 工業株式会社 淀川製作所内
 Fターム(参考) 5H505 AA04 AA06 CC05 DD03 DD05
 DD06 EE41 EE48 HB01 HB05
 LL24 MM02

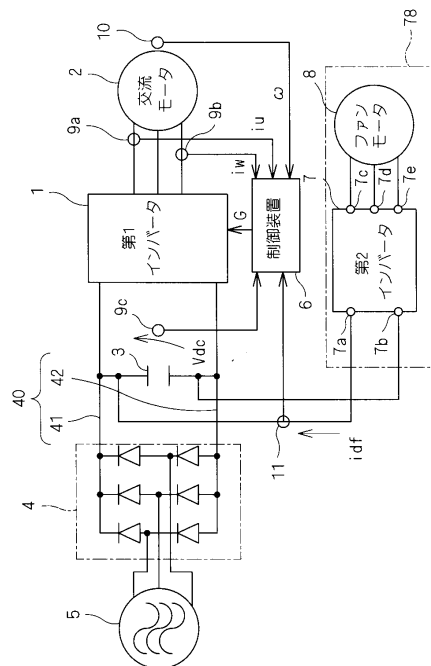
(54) 【発明の名称】 インバータ制御装置、インバータの制御方法

(57) 【要約】

【課題】 回転機から発生した回生電力を、当該回転機とは別のモータで当該モータを回転させずに消費し、以て当該モータによる駆動を避けつつ直流リンクに設けるコンデンサの静電容量の低減を可能とする。

【解決手段】 回転機78から直流リンク40に流れる流入電流 i_{df} と直流電圧 V_{dc} との積を交流モータ2の抵抗値で除した値の平方根に基づいて、d軸電流指令を生成する。交流モータ2の回転角速度 ω が第1閾値未満である状態で流入電流 i_{df} が発生した場合には第2閾値未満の値をq軸電流指令として生成する。この場合以外の場合には、回転角速度 ω の、その指令値に対する偏差に基づいてq軸電流指令を生成する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電力が供給されて駆動される回転機(78)と共に一对の直流母線(41, 42)に接続され、前記一对の直流母線間における直流電圧(V_{dc})をDC/AC変換して第1交流電圧を交流モータ(2)に出力する第1インバータ(1)を制御する制御装置(6A, 6B, 6C, 6D)であって、

前記交流モータの界磁軸方向と同相のd軸における前記第1交流電圧の成分の指令値たるd軸電圧指令(V_{d^*})と、前記第1交流電圧の前記界磁軸方向に対して直交するq軸における前記第1交流電圧の成分の指令値たるq軸電圧指令(V_{q^*})とに基づいて、前記第1インバータの動作を制御する第1制御信号(G)を生成する第1制御信号生成器(38)と、

10

前記d軸における前記第1インバータが出力する電流の成分(i_d)の、その指令値たるd軸電流指令(i_{d^*})に対する偏差に基づいて、前記d軸電圧指令(V_{d^*})を生成するd軸電圧指令生成器(17)と、

前記回転機と前記一对の直流母線との間に流れて前記直流電圧を高める電流たる流入電流(i_{df})と前記直流電圧との積を前記交流モータの抵抗成分(R)で除した値の平方根である第1値($i_{d^{**}}$)に基づいて、前記d軸電流指令を生成するd軸電流指令生成器(101)と、

前記q軸における前記第1インバータが出力する電流の成分(i_q)の、その指令値たるq軸電流指令(i_{q^*})に対する偏差に基づいて前記q軸電圧指令(V_{q^*})を生成するq軸電圧指令生成器(21)と、

20

前記交流モータの回転角速度()が第1閾値未満である状態で前記流入電流が発生した第1の場合には絶対値が第2閾値未満である値を前記q軸電流指令として生成し、それ以外の場合には前記回転角速度の、その指令値たる角速度指令()に対する偏差に基づいて前記q軸電流指令を生成するq軸電流指令生成器(102)とを備えるインバータ制御装置。

【請求項 2】

前記q軸電流指令生成器(102)は、

前記回転角速度()の前記角速度指令()に対する前記偏差を求める減算器(18)と、

30

前記偏差に基づいて前記q軸電流指令(i_{q^*})を求める速度制御器(19)とを有し、

前記第1の場合には、零から前記回転角速度を減じた値を前記偏差として採用する、請求項1記載のインバータ制御装置(6A, 6B, 6C, 6D)。

【請求項 3】

前記第1値($i_{d^{**}}$)が大きいほど高い値を有する周波数を、前記第1制御信号の基本周波数(f_{c^*})として設定する周波数設定部(103)

を更に備える、請求項1または請求項2記載のインバータ制御装置(6B, 6C, 6D)。

【請求項 4】

40

前記回転機(78)と前記一对の直流母線(41, 42)との間に接触器(33)が設けられ、

前記第1値($i_{d^{**}}$)が第3閾値を超えれば前記接触器を開放させる第2制御信号(H0)を生成する第2制御信号生成器(35)

を更に備える、請求項1から請求項3のいずれか一つに記載のインバータ制御装置(6C, 6D)。

【請求項 5】

前記回転機(78)と前記一对の直流母線(41, 42)との間に接触器(33)が設けられ、

前記回転機は、

50

交流回転機(8)と、

前記一对の直流母線(41, 42)に接続される一对の第1端子(7a, 7b)と、前記一对の第1端子間に印加される電圧をDC/AC変換して前記交流回転機に第2交流電圧を出力する複数の第2端子(7c, 7d, 7e)とを有する、電圧形インバータである第2インバータ(7)

を有し、

前記第1値($i_{d^{**}}$)が第3閾値を超えた第1時点(t_3)から所定期間(T)が経過した第2時点(t_4)において前記接触器を開放させる第2制御信号(H)と、前記第1時点から前記所定期間よりも長い期間において、前記第2インバータに前記複数の第2端子を全て短絡させる第3制御信号(J)とを生成する第2制御信号生成器(104)を更に備える、請求項1から請求項3のいずれか一つに記載のインバータ制御装置(6D)。

10

【請求項6】

直流電力が供給されて駆動される回転機(78)と共に一对の直流母線(41, 42)に接続され、前記一对の直流母線間における直流電圧(V_{dc})をDC/AC変換して第1交流電圧を交流モータ(2)に出力する第1インバータ(1)を制御する方法であって、

前記回転機と前記一对の直流母線との間に流れて前記直流電圧を高める電流たる流入電流(i_{df})と前記直流電圧との積たる回生電力を前記交流モータに消費させ、

前記回生電力の消費によっても前記交流モータが回転しないように前記第1交流電圧を前記第1インバータに出力させる、インバータの制御方法。

20

【請求項7】

前記第1インバータが出力する電流の前記交流モータの界磁軸方向と同相のd軸における成分(i_d)の指令値たるd軸電流指令(i_{d^*})を、前記回生電力を前記交流モータの抵抗成分(R)で除した値の平方根である第1値($i_{d^{**}}$)に基づいて生成し、

前記第1インバータが出力する電流の前記交流モータの前記界磁軸方向に対して直交するq軸における成分(i_q)の指令値たるq電流指令(i_{q^*})を、前記交流モータの回転角速度(ω)が第1閾値未満である状態で前記流入電流が発生した第1の場合には絶対値が第2閾値未満である値で生成し、それ以外の場合には前記回転角速度の、その指令値たる角速度指令(ω^*)に対する偏差に基づいて生成する、請求項6記載のインバータの制御方法。

30

【請求項8】

前記第1の場合には、零から前記回転角速度を減じた値を前記偏差として採用する、請求項7記載のインバータの制御方法。

【請求項9】

前記第1値($i_{d^{**}}$)が大きいほど高い値を有する周波数を、前記第1インバータの動作を制御する第1制御信号(G)の基本周波数(f_{c^*})として設定する、請求項7又は請求項8記載のインバータの制御方法。

【請求項10】

前記回転機(78)と前記一对の直流母線(41, 42)との間に接触器(33)が設けられ、

40

前記第1値($i_{d^{**}}$)が第3閾値を超えれば前記接触器を開放させる、請求項7から請求項9のいずれか一つに記載のインバータの制御方法。

【請求項11】

前記回転機(78)と前記一对の直流母線(41, 42)との間に接触器(33)が設けられ、

前記回転機は、

交流回転機(8)と、

前記一对の直流母線(41, 42)に接続される一对の第1端子(7a, 7b)と、前記一对の第1端子間に印加される電圧をDC/AC変換して前記交流回転機に第2交流電

50

圧を出力する複数の第2端子(7c, 7d, 7e)とを有する、電圧形インバータである第2インバータ(7)

を有し、

前記第1値(id**)が第3閾値を超えた第1時点(t3)から所定期間(T)が経過した第2時点(t4)において前記接触器を開放させ、前記第1時点から前記所定期間よりも長い期間において、前記第2インバータに前記複数の第2端子を全て短絡させる、請求項7から請求項9のいずれか一つに記載のインバータの制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明はインバータを制御する技術に関し、特に交流モータを制御するインバータによって、当該交流モータを回転させることなく電力を消費する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

交流/直流変換(以下「AC/DC変換」と称す)を行うコンバータと、直流/交流変換(以下「DC/AC変換」と称す)を行うインバータとの間に直流リンクを設けた電力変換装置が公知である。そして複数のインバータが直流リンクに対して並列に接続され、それぞれ個別の負荷、例えばモータを駆動する技術も公知である。例えば空気調和機において冷媒圧縮用の圧縮機モータを駆動するインバータと、ファンモータを駆動するインバータとが直流リンクに対して並列に接続される。

【0003】

このような構成において、一方のモータが外力によって回転し、当該モータが発電機として機能する場合がある。例えば当該モータがファンを駆動する機能を担うファンモータである場合、風力によるファンの回転が、ファンモータを発電機として機能させる場合である。このとき、ファンモータを制御するためのインバータは直流リンクに直流電力を、いわゆる回生電力として供給する。

【0004】

他方、直流リンクにおいてコンデンサを設ける技術も公知であり、当該コンデンサに平滑機能を担わせるために静電容量を大きくする技術もよく知られている。他方、非特許文献1のように、当該コンデンサには平滑機能を期待せず、専らインバータのスイッチングによる高調波が電源側に影響を与えない機能を担わせる技術も公知である。後者の技術は、「電解コンデンサレスインバータ」と通称されている。電解コンデンサレスインバータは、電力変換装置の小型化の観点で望ましいものの、回生電力を吸収する観点では望ましくない。直流リンクに設けられるコンデンサの静電容量が小さいと、直流リンクの電圧が上昇しやすく、インバータに要求されるデバイスの耐圧が高まるからである。

【0005】

特許文献1では、このような回生電力を消費するために、ファンモータを制御するためのインバータではなく、直流リンクに接続された他のインバータ及びこれが駆動する負荷(具体的には空気調和機の圧縮機モータ)によって電力を消費する技術が提案されている。

【0006】

なお、上記特許文献1は直流リンクに設けられるコンデンサに平滑コンデンサを採用しており、電解コンデンサレスインバータについての示唆はない。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開2003-274694号公報

【非特許文献】

【0008】

【非特許文献1】高橋、伊東、「コンデンサレスインバータの制御法」、昭和63年電気

10

20

30

40

50

学会全国大会、No. 527、pp 624 - 626

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

特許文献1で開示されたように圧縮機モータで回生電力を消費すれば、平滑コンデンサの静電容量を小さくすることができるかもしれない。しかしながら外力でファンが回転する場合は、通常、圧縮機は停止しており、従って圧縮機モータによって回生電力を消費する際に圧縮機モータが回転することは望ましくない。例えば台風が発生している状況下で圧縮機を停止しているはずが、風力によってファンモータが回転して圧縮機が動作することは望ましくない。

10

【0010】

しかしながら特許文献1には、圧縮機モータを回転させずに回生電力を消費する具体的な技術については全く触れられていない。

【0011】

そこでこの発明は、回転機から発生した回生電力を、当該回転機とは別のモータで当該モータを回転させずに消費し、以て当該モータによる駆動を避けつつ直流リンクに設けるコンデンサの静電容量を小さくすることができる（つまり電解コンデンサレスインバータにも適用可能な）技術を提供することを目的とする。

【0012】

このような技術は、電力変換器を構成する素子やコンデンサの過電圧破壊を防止できる観点で望ましい。また、各部品の耐電圧を上げる必要がないため、コストアップを回避する観点でも望ましい。

20

【課題を解決するための手段】

【0013】

この発明に係るインバータ制御装置は、直流電力が供給されて駆動される回転機（78）と共に一对の直流母線（41，42）に接続され、前記一对の直流母線間における直流電圧（ V_{dc} ）をDC/AC変換して第1交流電圧を交流モータ（2）に出力する第1インバータ（1）を制御する制御装置（6A，6B，6C，6D）である。

【0014】

そしてその第1の態様は、前記交流モータの界磁軸方向と同相のd軸における前記第1交流電圧の成分の指令値たるd軸電圧指令（ V_{d*} ）と、前記第1交流電圧の前記界磁軸方向に対して直交するq軸における前記第1交流電圧の成分の指令値たるq軸電圧指令（ V_{q*} ）とに基づいて、前記第1インバータの動作を制御する第1制御信号（G）を生成する第1制御信号生成器（38）と、前記d軸における前記第1インバータが出力する電流の成分（ i_d ）の、その指令値たるd軸電流指令（ i_{d*} ）に対する偏差に基づいて、前記d軸電圧指令（ V_{d*} ）を生成するd軸電圧指令生成器（17）と、前記回転機と前記一对の直流母線との間に流れて前記直流電圧を高める電流たる流入電流（ i_{df} ）と前記直流電圧との積を前記交流モータの抵抗成分（R）で除した値の平方根である第1値（ i_{d**} ）に基づいて、前記d軸電流指令を生成するd軸電流指令生成器（101）と、前記q軸における前記第1インバータが出力する電流の成分（ i_q ）の、その指令値たるq軸電流指令（ i_{q*} ）に対する偏差に基づいて前記q軸電圧指令（ V_{q*} ）を生成するq軸電圧指令生成器（21）と、前記交流モータの回転角速度（ ω ）が第1閾値未満である状態で前記流入電流が発生した第1の場合には絶対値が第2閾値未満である値を前記q軸電流指令として生成し、それ以外の場合には前記回転角速度の、その指令値たる角速度指令（ ω^* ）に対する偏差に基づいて前記q軸電流指令を生成するq軸電流指令生成器（102）とを備える。

30

40

【0015】

この発明に係るインバータ制御装置の第2の態様（6A，6B，6C，6D）は、その第1の態様であって、前記q軸電流指令生成器（102）は、前記回転角速度（ ω ）の前記角速度指令（ ω^* ）に対する前記偏差を求める減算器（18）と、前記偏差に基づいて

50

前記 q 軸電流指令 (i_q^*) を求める速度制御器 (19) とを有し、前記第 1 の場合には、零から前記回転角速度を減じた値を前記偏差として採用する。

【0016】

この発明に係るインバータ制御装置の第 3 の態様 (6B, 6C, 6D) は、その第 1 の態様または第 2 の態様であって、前記第 1 値 (i_{d}^{**}) が大きいほど高い値を有する周波数を、前記第 1 制御信号の基本周波数 (f_c^*) として設定する周波数設定部 (103) を更に備える。

【0017】

この発明に係るインバータ制御装置の第 4 の態様 (6C, 6D) は、その第 1 の態様から第 3 の態様のいずれかであって、前記回転機 (78) と前記一对の直流母線 (41, 42) との間に接触器 (33) が設けられ、前記インバータ制御装置は、前記第 1 値 (i_{d}^{**}) が第 3 閾値を超えれば前記接触器を開放させる第 2 制御信号 (H0) を生成する第 2 制御信号生成器 (35) を更に備える。

10

【0018】

この発明に係るインバータ制御装置の第 5 の態様 (6D) は、その第 1 の態様から第 3 の態様のいずれかであって、前記回転機 (78) と前記一对の直流母線 (41, 42) との間に接触器 (33) が設けられる。前記回転機は、交流回転機 (8) と、前記一对の直流母線 (41, 42) に接続される一对の第 1 端子 (7a, 7b) と、前記一对の第 1 端子間に印加される電圧を DC / AC 変換して前記交流回転機に第 2 交流電圧を出力する複数の第 2 端子 (7c, 7d, 7e) とを有する電圧形インバータである第 2 インバータ (7) を有する。前記インバータ制御装置は、前記第 1 値 (i_{d}^{**}) が第 3 閾値を超えた第 1 時点 (t_3) から所定期間 (T) が経過した第 2 時点 (t_4) において前記接触器を開放させる第 2 制御信号 (H) と、前記第 1 時点から前記所定期間よりも長い期間において、前記第 2 インバータに前記複数の第 2 端子を全て短絡させる第 3 制御信号 (J) とを生成する第 2 制御信号生成器 (104) を更に備える。

20

【0019】

この発明に係るインバータの制御方法は、直流電力が供給されて駆動される回転機 (78) と共に一对の直流母線 (41, 42) に接続され、前記一对の直流母線間における直流電圧 (V_{dc}) を DC / AC 変換して第 1 交流電圧を交流モータ (2) に出力する第 1 インバータ (1) を制御する方法である。

30

【0020】

そしてその第 1 の態様は、前記回転機と前記一对の直流母線との間に流れて前記直流電圧を高める電流たる流入電流 (i_{df}) と前記直流電圧との積たる回生電力を前記交流モータに消費させ、前記回生電力の消費によっても前記交流モータが回転しないように前記第 1 交流電圧を前記第 1 インバータに出力させる。

【0021】

この発明に係るインバータの制御方法の第 2 の態様は、その第 1 の態様であって、前記第 1 インバータが出力する電流の前記交流モータの界磁軸方向と同相の d 軸における成分 (i_d) の指令値たる d 軸電流指令 (i_d^*) を、前記回生電力を前記交流モータの抵抗成分 (R) で除した値の平方根である第 1 値 (i_{d}^{**}) に基づいて生成し、前記第 1 インバータが出力する電流の前記交流モータの前記界磁軸方向に対して直交する q 軸における成分 (i_q) の指令値たる q 電流指令 (i_q^*) を、前記交流モータの回転角速度 (ω) が第 1 閾値未満である状態で前記流入電流が発生した第 1 の場合には絶対値が第 2 閾値未満である値で生成し、それ以外の場合には前記回転角速度の、その指令値たる角速度指令 (ω^*) に対する偏差に基づいて生成する。

40

【0022】

この発明に係るインバータの制御方法の第 3 の態様は、その第 2 の態様であって、前記第 1 の場合には、零から前記回転角速度を減じた値を前記偏差として採用する。

【0023】

この発明に係るインバータの制御方法の第 4 の態様は、その第 2 の態様又は第 3 の態様

50

であって、前記第 1 値 ($i d^{**}$) が大きいほど高い値を有する周波数を、前記第 1 インバータの動作を制御する第 1 制御信号 (G) の基本周波数 ($f c^{*}$) として設定する。

【 0 0 2 4 】

この発明に係るインバータの制御方法の第 5 の態様は、その第 2 の態様から第 4 の態様のいずれかであって、前記回転機 (7 8) と前記一对の直流母線 (4 1 , 4 2) との間に接触器 (3 3) が設けられる。当該方法は前記第 1 値 ($i d^{**}$) が第 3 閾値を超えれば前記接触器を開放させる。

【 0 0 2 5 】

この発明に係るインバータの制御方法の第 6 の態様は、その第 2 の態様から第 4 の態様のいずれかであって、前記回転機 (7 8) と前記一对の直流母線 (4 1 , 4 2) との間に接触器 (3 3) が設けられ、前記回転機は、交流回転機 (8) と、前記一对の直流母線 (4 1 , 4 2) に接続される一对の第 1 端子 (7 a , 7 b) と、前記一对の第 1 端子間に印加される電圧を DC / AC 変換して前記交流回転機に第 2 交流電圧を出力する複数の第 2 端子 (7 c , 7 d , 7 e) とを有する、電圧形インバータである第 2 インバータ (7) を有する。当該方法は、前記第 1 値 ($i d^{**}$) が第 3 閾値を超えた第 1 時点 ($t 3$) から所定期間 (T) が経過した第 2 時点 ($t 4$) において前記接触器を開放させ、前記第 1 時点から前記所定期間よりも長い期間において、前記第 2 インバータに前記複数の第 2 端子を全て短絡させる。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 6 】

この発明に係るインバータ制御装置の第 1 の態様及び第 2 の態様並びにこの発明に係るインバータの制御方法の第 1 乃至第 3 の態様によれば、回転機から発生した回生電力を、交流モータで当該交流モータを回転させずに消費し、以て交流モータによる駆動を避けつつ直流リンクに設けるコンデンサの静電容量を小さくすることができる。

【 0 0 2 7 】

この発明に係るインバータ制御装置の第 3 の態様及びこの発明に係るインバータの制御方法の第 4 の態様によれば、第 1 インバータを構成する素子や直流リンクに設けるコンデンサの過電圧破壊を防止する効果が高まる。

【 0 0 2 8 】

この発明に係るインバータ制御装置の第 4 の態様及びこの発明に係るインバータの制御方法の第 5 の態様によれば、回生電力を遮断することにより、この発明に係るインバータ制御装置の第 2 の態様の効果及びこの発明に係るインバータの制御方法の第 3 の態様の効果が高められる。

【 0 0 2 9 】

この発明に係るインバータ制御装置の第 5 の態様及びこの発明に係るインバータの制御方法の第 6 の態様によれば、この発明に係るインバータ制御装置の第 4 の態様及びこの発明に係るインバータの制御方法の第 5 の態様と比較して安価な接触器を採用できる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 3 0 】

【 図 1 】 実施の形態 1 における電力変換装置の構成を例示するブロック図である。

【 図 2 】 実施の形態 1 における制御装置の構成を例示するブロック図である。

【 図 3 】 実施の形態 2 における制御装置の構成を例示するブロック図である。

【 図 4 】 実施の形態 2 の動作を例示するタイミングチャートである。

【 図 5 】 実施の形態 3 における電力変換装置の構成を例示するブロック図である。

【 図 6 】 実施の形態 3 における制御装置の構成を例示するブロック図である。

【 図 7 】 実施の形態 3 の動作を例示するタイミングチャートである。

【 図 8 】 実施の形態 4 における電力変換装置の構成を例示するブロック図である。

【 図 9 】 実施の形態 4 における制御装置の構成を例示するブロック図である。

【 図 1 0 】 実施の形態 4 の動作を例示するタイミングチャートである。

【 発明を実施するための形態 】

10

20

30

40

50

【0031】

実施の形態 1 .

図 1 は実施の形態 1 における電力変換装置を例示するブロック図である。当該電力変換装置は直流リンク 40 に接続される第 1 インバータ 1 を備える。制御装置 6 は第 1 インバータ 1 を制御するインバータ制御装置として機能する。

【0032】

直流リンク 40 は一対の直流母線、具体的には高電位線 41 と低電位線 42 とを有しており、これらには直流電力が供給されて駆動される回転機 78 と、コンデンサ 3 と、第 1 インバータ 1 の入力側とが並列に接続される。

【0033】

コンデンサ 3 は必ずしも平滑機能が要求されず、当該電力変換装置が電解コンデンサレスインバータとして機能できる程度、例えば数十 μ F 程度のフィルムコンデンサやセラミックコンデンサを採用してもよい。

【0034】

回転機 78 は第 2 インバータ 7 とファンモータ 8 とを有しており、第 2 インバータ 7 の入力側は直流リンク 40 に、その出力側はファンモータ 8 に、それぞれ接続されている。ファンモータ 8 は例えば三相の交流回転機であり、ファン（不図示）を駆動する。通常運転時には、直流リンク 40 から第 2 インバータ 7 へ直流電力が供給され、回転機 78 が駆動される。

【0035】

第 2 インバータ 7 は、それぞれ高電位線 41 と低電位線 42 に接続される一対の端子 7a, 7b と、ファンモータ 8 に交流電圧（ここでは三相交流）を出力する複数の端子 7c, 7d, 7e とを有する。第 2 インバータ 7 は、端子 7a, 7b 間に印加される電圧を DC/AC 変換して端子 7c, 7d, 7e に出力する。第 2 インバータ 7 は電圧形インバータである。

【0036】

第 1 インバータ 1 は、高電位線 41 と低電位線 42 との間における直流電圧 V_{dc} を DC/AC 変換して交流電圧を交流モータ 2 に出力する。通常運転時には、直流リンク 40 から第 1 インバータ 1 へ直流電力が供給され、交流モータ 2 が駆動される。ここでは交流モータ 2 は三相の交流モータであり、第 1 インバータ 1 は三相交流電力を出力する。

【0037】

交流モータ 2 は例えば空気調和機の圧縮機（不図示）を機械負荷として駆動する。交流モータ 2 は誘導機や同期機のどちらであっても下記の本実施の形態の効果が期待できる。

【0038】

整流回路 4 は、三相交流電源 5 の交流電圧を直流電圧に変換する。整流回路 4 は、図 1 ではダイオードブリッジで構成される場合が例示されるが、ダイオード整流回路に限定されない。整流回路 4 は、例えばブリッジ整流回路を用いる他励式整流回路、もしくは PWM (Pulse width modulation: パルス幅変調) 制御を行うコンバータを用いた自励式整流回路でもよい。本実施の形態は三相交流電源を用いた場合を例にとって説明するが、単相交流電源を用いた場合にも本実施の形態を適用し、同様の効果を得られることは明白である。

【0039】

直流電圧検出器 9c は直流電圧 V_{dc} を検出する。速度検出器 10 は交流モータの回転角速度 を検出する。これらは公知の技術を用いて実現できる。

【0040】

電流検出器 9a, 9b は、第 1 インバータ 1 と交流モータ 2 の間に流れる U 相電流 i_u 、W 相電流 i_w を検出する。U 相電流 i_u 、W 相電流 i_w から V 相電流 i_v を、 $i_u + i_v + i_w = 0$ の関係から求めることができる。なお、当然ながら W 相電流 i_w 及び V 相電流 i_v から U 相電流 i_u を求めてもよい。

【0041】

10

20

30

40

50

電流検出器 9 a、9 b にはカレントトランスを採用することができる。あるいは他の公知の手法を用いて、直流リンク 4 0 に流れる電流など第 1 インバータ 1 の内部に流れる電流を用いて相電流を検出してよい。

【0042】

電流検出器 1 1 は第 2 インバータ 7 に入力する電流 i_{df} を検出する。但し本実施の形態では第 2 インバータ 7 からの回生電流について説明を行うので、電流 i_{df} は端子 7 a から高電位線 4 1 に向かう向きを正に採る。つまり電流 i_{df} が正のとき、回転機 7 8 と直流リンク 4 0 との間に流れて直流電圧 V_{dc} を高める電流である。よって以下、電流 i_{df} が正のときには、電流 i_{df} を流入電流 i_{df} と称することがある。

【0043】

図 2 は本実施の形態における制御装置 6 A の構成を例示するブロック図である。制御装置 6 A は図 1 に示された制御装置 6 として採用される。制御装置 6 A は制御信号生成器 3 8、d 軸電流指令生成器 1 0 1、q 軸電流指令生成器 1 0 2、積分器 2 2、dq 変換器 2 3、減算器 1 6、2 0、d 軸電流制御器 1 7、q 軸電流制御器 2 1 を備えている。

【0044】

制御信号生成器 3 8 は、d 軸電圧指令 V_d^* と q 軸電圧指令 V_q^* とに基づいて、第 1 インバータ 1 の動作を制御する制御信号 G を生成する。ここでは例えば第 1 インバータ 1 として、一对のスイッチが直列に接続されたレグが、直流リンク 4 0 に対して並列に 3 つ接続された構成を考える。第 1 インバータ 1 はスイッチを 6 個有するので、制御信号 G は 6 個のスイッチ制御信号を含むことになる。

【0045】

d 軸電圧指令 V_d^* は第 1 インバータ 1 が出力する交流電圧の d 軸成分の指令値であり、q 軸電圧指令 V_q^* は当該交流電圧の q 軸成分の指令値である。ここで d 軸とは交流モータ 2 の界磁軸方向と同相の座標軸であり、q 軸とは d 軸に対して 90 度で進相して直交する座標軸である。

【0046】

d 軸電流制御器 1 7 は、d 軸電圧指令 V_d^* を生成する d 軸電圧指令生成器として機能する。q 軸電流制御器 2 1 は、q 軸電圧指令 V_q^* を生成する q 軸電圧指令生成器として機能する。これらの具体的な構成は公知であるので詳細な説明は省略するが、それぞれ後述する d 軸電流の偏差及び q 軸電流の偏差に基づいて、d 軸電圧指令 V_d^* 及び q 軸電圧指令 V_q^* を生成する。

【0047】

d 軸電流の偏差は減算器 1 6 によって、d 軸電流 i_d を、その指令値たる d 軸電流指令 i_d^* から減じた値として得られる。ここで d 軸電流 i_d とは三相電流 i_u, i_v, i_w の d 軸成分である。

【0048】

q 軸電流の偏差は減算器 2 0 によって、q 軸電流 i_q を、その指令値たる q 軸電流指令 i_q^* から減じた値として得られる。ここで q 軸電流 i_q とは三相電流 i_u, i_v, i_w の q 軸成分である。

【0049】

d 軸電流 i_d 及び q 軸電流 i_q は、dq 変換器 2 3 によって d 軸及び q 軸で構成される回転座標系に則って、三相電流 i_u, i_v, i_w から求められる。実際には上述の様に三相電流の内の一相分は他の二相分から求められるので、図 2 では U 相電流 i_u と V 相電流 i_v とが、回転角 θ と共に dq 変換器 2 3 に入力する。

【0050】

回転角 θ は、速度検出器 1 0 から得られた回転角速度 ω を積分器 2 2 で積分することによって得られる。回転角 θ を用いた dq 変換器 2 3 の動作及びその動作を実現するための構成は公知であるので、ここではその説明を省略する。

【0051】

q 軸電流指令生成器 1 0 2 は、減算器 1 8 及び速度制御器 1 9 を有する。減算器 1 8 は

10

20

30

40

50

回転角速度 ω をその指令値たる角速度指令 ω^* から減じて回転角速度の偏差を得る。速度制御器 19 は当該偏差及び回転角速度 ω 並びに電流 i_{df} に基づいて q 軸電流指令 i_{q^*} を生成する。電流 i_{df} が非正であれば q 軸電流指令 i_{q^*} は、回転角速度 ω に拘わらず、当該偏差に基づいて q 軸電流指令 i_{q^*} を生成する。このような場合の q 軸電流指令 i_{q^*} の生成は通常の動作であり、公知の技術でもあるので、その詳細な説明は省略する。

【0052】

他方、本実施の形態で特有の動作として、電流 i_{df} が正であり、かつ回転角速度 ω が零であれば、q 軸電流指令 i_{q^*} は小さな値を採る。このような回転角速度 ω の値及び電流 i_{df} の正/非正による q 軸電流指令 i_{q^*} の生成の切り分けは、公知の技術によって容易に実現できるため、その詳細な説明は省略する。

10

【0053】

電流 i_{df} が正である場合とは、回転機 78 から直流リンク 40 へと回生電力が与えられる場合である。空気調和機を稼働せず、交流モータ 2 及びファンモータ 8 を駆動させない状況で、交流モータ 2 を回転させないためには、そのトルクを零にすべく q 軸電流 i_q を零にすることが望まれる。よって上述の様に、電流 i_{df} が正であれば、q 軸電流指令 i_{q^*} の値を小さくする。

【0054】

実際は、例えば以下のように制御する。交流モータ 2 が駆動されない状況における回転機 78 からの回生電力を取り扱うのであるから、回転角速度 ω が所定の閾値未満である状態で流入電流 $i_{df} (> 0)$ が発生している場合(「第 1 の場合」と仮称)において、上記特有の動作を行う。具体的にはこのような場合において q 軸電流指令 i_{q^*} は、絶対値が所定の閾値未満となる値を採る。これに対して第 1 の場合以外の場合には、回転角速度の偏差に基づいて、通常通り q 軸電流指令 i_{q^*} を生成する。

20

【0055】

第 1 の場合における q 軸電流指令 i_{q^*} として、所定の閾値未満の固定値を採用することができる。あるいは速度制御器 19 が採用する偏差として、零から回転角速度 ω を差し引いた値を採用してもよい。第 1 の場合においては角速度指令 ω^* は実質的には零であり、回転角速度 ω も(制御への追従性によっては若干の変動はあるものの)小さな値を採るからである。このような小さな回転角速度 ω も、その後の制御によりインバータが出力するトルクが零となるので、このような小さな回転角速度 ω も零となる。

30

【0056】

以上のようにして q 軸電流指令生成器 102 は、交流モータ 2 が駆動されない状況において回転機 78 からの回生電力が発生したときに、交流モータ 2 を回転させない機能を担う。これに対し、d 軸電流指令生成器 101 は、このような回生電力を交流モータ 2 において消費させる機能を担う。

【0057】

d 軸電流指令生成器 101 は、流入電流 i_{df} と直流電圧 V_{dc} とに基づいて、d 軸電流指令 i_{d^*} を生成する。具体的には、d 軸電流指令生成器 101 は乗算器 12、除算器 13、平方根演算器 14、及びリミッタ 15 を有している。乗算器 12 は流入電流 i_{df} と直流電圧 V_{dc} との積を求め、除算器 13 は当該積を交流モータ 2 の抵抗成分 R で除した値(商)を求め、平方根演算器 14 は当該商の平方根を求めて d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ を求める。

40

【0058】

なお、直流リンク 40 から回転機 78 に電力が供給されている場合、電流 i_{df} が負となる。直流電圧 V_{dc} は正であるので、電流 i_{df} が負となれば上記商も負となり、数学的には当該商の平方根を実数として求めることができない。よって電流 i_{df} が負の場合(あるいは更に零の場合)には、乗算器 12、除算器 13、平方根演算器 14 のいずれかが値零を出力すればよい。

【0059】

リミッタ 15 は d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が所定の上限を超えた場合に d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$

50

d^{**} を当該上限値でクリップしたd軸電流指令 i_d^* を生成する。これは、回生電力を交流モータ2で消費させる際に、交流モータ2の磁石が減磁したり、巻線を損傷させたりすることがないようにするためである。

【0060】

なお、d軸電流 i_d が負になることはないので、d軸電流指令 i_d^* も非負の値を採る。上述の様に電流 i_{df} が負の場合にはd軸電流原指令 i_d^{**} が零となるので、リミッタ15は下限を設定する必要はない。

【0061】

d軸電流指令生成器101が上記の処理を行う理由を以下に説明する。交流モータ2のインダクタンスのd軸成分 L_d 及びq軸成分 L_q 、抵抗成分 R 、第1インバータ1が出力する三相電圧のd軸成分 v_d 及びq軸成分 v_q 、及び交流モータ2の回転トルク T を導入して、式(1)が成立する。

10

【0062】

【数1】

$$v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q = R \cdot (i_d^2 + i_q^2) + L_d \cdot i_d \cdot \frac{d}{dt}(i_d) + L_q \cdot i_q \cdot \frac{d}{dt}(i_q) + \omega \cdot T \quad \dots(1)$$

20

【0063】

空気調和機を稼働せず、交流モータ2及びファンモータ8を駆動させない場合、三相交流電源5からの電力供給を無視することにより、インバータから出力する電力、即ち交流モータ2が消費する電力と、回生電力とを一致させることができる。即ち式(2)が成立すればよい。式(2)において左辺はインバータが出力する電力を、右辺は回生電力を、それぞれ示す。

【0064】

【数2】

$$v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q = V_{dc} \cdot i_{df} \quad \dots(2)$$

30

【0065】

式(1)、(2)から、式(3)が成り立つ。

【0066】

【数3】

$$V_{dc} \cdot i_{df} = R \cdot (i_d^2 + i_q^2) + L_d \cdot i_d \cdot \frac{d}{dt}(i_d) + L_q \cdot i_q \cdot \frac{d}{dt}(i_q) + \omega \cdot T \quad \dots(3)$$

40

【0067】

このような状況において交流モータ2を回転させないためには、回転トルク T を零にすべく、上述の様にq軸電流 i_q を零にするので、式(4)が成り立つ。

【0068】

【数 4】

$$V_{dc} \cdot i_{df} = R \cdot i_d^2 + L_d \cdot i_d \cdot \frac{d}{dt} (i_d) \quad \dots (4)$$

【0069】

式(4)の右辺第2項については、瞬時電力としては考慮する必要があるが、ファンモータ8の回生電力を消費するためには、瞬時的でなく時間が長いと考えられる。よって当該第2項を無視して、式(5)が得られる。

【0070】

10

【数 5】

$$V_{dc} \cdot i_{df} = R \cdot i_d^2 \quad \dots (5)$$

【0071】

式(5)から式(6)が得られる。よってd軸電流原指令*i_d**として式(6)の右辺を採用すればよい。

【0072】

【数 6】

20

$$i_d = \sqrt{\frac{V_{dc} \cdot i_{df}}{R}} \quad \dots (6)$$

【0073】

よって上述の様にd軸電流指令生成器101は、回生電力を交流モータ2の抵抗成分Rにおいて消費させるようにd軸電流指令*i_d**を生成する。また上述の様に、q軸電流指令生成器102は、回転機78からの回生電力が発生したときに交流モータ2を回転させないようにq軸電流指令*i_q**を生成する。

【0074】

30

従って、本実施の形態によれば、回転機78から発生した回生電力を、別の交流モータ2でこれを回転させずに消費し、以て交流モータ2による駆動を避けつつ直流リンク40に設けるコンデンサ3の静電容量を小さくすることができる。このような技術は電解コンデンサレスインバータにも適用可能である。

【0075】

このような技術により、電力変換器を構成する素子やコンデンサの過電圧破壊を防止できる。また、各部品の耐電圧を上げる必要がないため、コストアップを回避できる。

【0076】

実施の形態2.

図3は本実施の形態における制御装置6Bの構成を例示するブロック図である。制御装置6Bは図1に示された制御装置6として採用される。制御装置6Bは実施の形態1で示された制御装置6Aに対して、周波数設定部103が追加された構成を有している。

40

【0077】

周波数設定部103はd軸電流原指令*i_d**を入力し周波数指令*f_c**を設定する。周波数指令*f_c**は制御信号生成器38に入力し、制御信号Gの基本周波数として採用される。外部から与えられた周波数指令*f_c**を基本周波数として制御信号Gを生成する技術それ自体は公知であるので、ここではそれを実現するための制御信号生成器38の具体的な構成の説明を省略する。

【0078】

回転機78からの回生電力と交流モータ2の特性によっては、交流モータ2で回生電力

50

を消費できない可能性もある。よって流入電流 i_{df} が大きいほど、第 1 インバータ 1 のスイッチング損失を高め、以て回生電力の消費を促進する。

【0079】

具体的には d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が大きいほど、周波数指令 f_c^* を高め、第 1 インバータ 1 のスイッチング周波数を高める。流入電流 i_{df} が大きいほど d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が大きく、周波数指令 f_c^* が高いほど制御信号 G の基本周波数が高まるからである。

【0080】

図 3 での例示では、周波数設定部 103 は、大小判断器 27, 28、乗算器 29, 30、切替器 31, 32 を備えている。

【0081】

大小判断器 27 は、 d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ と第 1 閾値 i_{t1} との大小関係を判断して、切替信号 27a を出力する。大小判断器 28 は、 d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ と第 2 閾値 i_{t2} (但し $i_{t2} > i_{t1}$) との大小関係を判断して、切替信号 28a を出力する。ここでは d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が第 1 閾値 i_{t1} より大きいかに否かに応じて、切替信号 27a はそれぞれ活性 / 非活性になる場合を考える。また d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が第 2 閾値 i_{t2} より大きいかに否かに応じて、切替信号 28a はそれぞれ活性 / 非活性になる場合を考える。

【0082】

切替器 31 は一対の入力端と一つの出力端とを有する。一方の入力端には予め設定された周波数原指令 f_c が入力する。他方の入力端には周波数 $2f_c$ が入力する。周波数 $2f_c$ は、乗算器 29 が周波数原指令 f_c と乗数 2 との積を求めることによって得られる。

【0083】

切替器 32 は一対の入力端と一つの出力端とを有する。一方の入力端には切替器 31 の出漁端が接続される。他方の入力端には周波数 $10f_c$ が入力する。周波数 $10f_c$ は、乗算器 30 が周波数 $2f_c$ と乗数 5 との積を求めることによって得られる。切替器 32 の出力端からは周波数指令 f_c^* が出力する。

【0084】

切替器 31 は切替信号 27a によって制御される。具体的には切替器 31 の出力端には、切替信号 27a の非活性 / 活性によって、それぞれ一方の入力端 / 他方の入力端が接続される。つまり、 d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が第 1 閾値 i_{t1} より大きい場合には切替器 31 の出力端から周波数 $2f_c$ が出力され、 d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が第 1 閾値 i_{t1} 以下である場合には切替器 31 の出力端から周波数原指令 f_c が出力される。

【0085】

切替器 32 は切替信号 28a によって制御される。具体的には切替器 32 の出力端には、切替信号 28a の非活性 / 活性によって、それぞれ一方の入力端 / 他方の入力端が接続される。つまり、 d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が第 2 閾値 i_{t2} より大きい場合には切替器 32 の出力端から周波数 $10f_c$ が出力され、 d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が第 2 閾値 i_{t2} 以下である場合には切替器 31 の出力端から得られる周波数が切替器 32 の出力から出力される。

【0086】

以上の構成から、周波数設定部 103 は、下記の機能を有することになる： $i_{d^{**}} > i_{t1}$ のとき $f_c^* = f_c$; $i_{t1} < i_{d^{**}} < i_{t2}$ のとき $f_c^* = 2f_c$; $i_{t2} < i_{d^{**}}$ のとき $f_c^* = 10f_c$ 。このようにして d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が大きいほど、周波数指令 f_c^* が高くなり、第 1 インバータ 1 のスイッチング周波数を高め、以て第 1 インバータ 1 でのスイッチング損失による回生電力の消費を促進する。

【0087】

図 4 は実施の形態 2 の動作を示すタイミングチャートであり、横軸には時間を採っている。図 4 は流入電流 i_{df} (> 0) の他、回生電力 $V_{dc} \cdot i_{df}$ 、 d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ 及び d 軸電流指令 i_{d^*} 、切替信号 27a, 28a、周波数指令 f_c^* を示す。但し

10

20

30

40

50

切替信号 27a, 28a はいずれもハイレベルが活性していることを、ローレベルが非活性となっていることを、それぞれ示す。

【0088】

時点 t_0 は、交流モータ 2 を駆動させる第 1 インバータ 1 が停止中に、逆風でファンが回転して回生電力が発生した時点である。流入電流 i_{df} が流れることにより、交流モータ 2 でファンの回生電力を消費させるべく d 軸電流指令 i_d^* が増大する。この時点ではまだ d 軸電流指令 i_d^* は d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ と一致する。

【0089】

しかし、時点 t_0 以降、回生電力が増え続けており、d 軸電流指令 i_d^* が増加しても回生電力を消費できない可能性がある。よって d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が第 1 閾値 i_{t1} を超えた時点 t_1 において、周波数指令 f_c^* を周波数原指令 f_c からその二倍の値 $2f_c$ に増大させる。

【0090】

更に回生電力は増え続け、d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が第 2 閾値 i_{t2} を超えた時点 t_2 において、周波数指令 f_c^* を周波数 $2f_c$ から周波数 $10f_c$ に増大させる。その後も d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ は増加する（図 4 において破線で示す）が、リミッタ 15 の機能により、d 軸電流指令 i_d^* は時間に対して平坦となる波形を示す（図 4 において実線で示す）。

【0091】

なお、図 4 において流入電流 i_{df} が時間に対して平坦となっても、回生電力 $V_{dc} \cdot i_{df}$ は増大する。これは直流電圧 V_{dc} の増大に起因する。

【0092】

このように実施の形態 2 では実施の形態 1 と同様の効果が得られる上に、電力変換器を構成する素子やコンデンサの過電圧破壊を防止する効果が高まる。

【0093】

実施の形態 3 .

図 5 は実施の形態 3 における電力変換装置を例示するブロック図である。当該電力変換装置は実施の形態 1 において図 1 で示された構成に対して、接触器 33 を追加した構成を有している。

【0094】

具体的には接触器 33 は、回転機 78 と直流リンク 40 との間に設けられる。接触器 33 が接触状態を採ることにより、端子 7a は高電位線 41 に、端子 7b は低電位線 42 に、それぞれ接続される。この場合、図 5 に示された構成は、図 1 に示された構成と等価になる。また接触器 33 が開放状態を採ることにより、回転機 78 と直流リンク 40 との間は遮断される。

【0095】

接触器 33 が開放状態を採るか、接触状態を採るかは、接触器 33 に入力する制御信号 H_0 で制御される。ここでは制御信号 H_0 の活性 / 非活性に対応して接触器 33 がそれぞれ開放状態 / 接触状態を採る場合を考える。制御信号 H_0 は制御装置 6 によって生成される。

【0096】

図 6 は本実施の形態における制御装置 6C の構成を例示するブロック図である。制御装置 6C は図 5 に示された制御装置 6 として採用される。制御装置 6C は実施の形態 2 で示された制御装置 6B に対して、大小判断器 35 が追加された構成を有している。大小判断器 35 は、d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ と第 3 閾値 i_{t3} ($> i_{t2}$) との大小関係を判断して、制御信号 H_0 を出力する。大小判断器 35 は、制御信号 H_0 を生成する制御信号生成器として機能する。

【0097】

d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が第 3 閾値 i_{t3} よりも大きい場合には制御信号 H_0 は活性であり、d 軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ が第 3 閾値 i_{t3} 以下であれば制御信号 H_0 は非活性であ

10

20

30

40

50

る。但し、制御信号 H 0 は一旦活性化すると、d 軸電流原指令 $i d^{**}$ のその後の値に依らずに活性を維持する。このような制御信号 H 0 は例えばマルチバイブレータを利用することで容易に実現できる。

【0098】

回転機 7 8 からの回生電力が大きいほど、交流モータ 2 や第 1 インバータ 1 に流す電流が大きくなるが、これらを構成する素子やコンデンサ 3 等の過電圧破壊や交流モータ 2 の減磁を防止することが望ましい。

【0099】

よって流入電流 $i d f$ が第 2 閾値 $i t 2$ を超えて更に第 3 閾値 $i t 3$ よりも大きくなった場合、制御信号 H 0 を活性化させて接触器 3 3 を遮断状態とし、以て回転機 7 8 からの回生電力を遮断する。これにより、実施の形態 3 では実施の形態 2 の効果が高められる。

10

【0100】

図 7 は、実施の形態 3 の動作を示すタイミングチャートである。実施の形態 2 の図 4 と同様、横軸には時間を採り、流入電流 $i d f$ 、回生電力 $V d c \cdot i d f$ 、d 軸電流原指令 $i d^{**}$ 及び d 軸電流指令 $i d^{*}$ 、切替信号 2 7 a, 2 8 a、周波数指令 $f c^{*}$ を示す。但し図 7 では更に、制御信号 H 0 をも示す。但し制御信号 H 0 も切替信号 2 7 a, 2 8 a と同様、ハイレベルが活性していることを、ローレベルが非活性となっていることを、それぞれ示す。

【0101】

初期的には d 軸電流原指令 $i d^{**}$ は第 3 閾値 $i t 3$ よりも小さく、制御信号 H 0 は非活性であり、接触器 3 3 は導通状態を採る。よって時点 $t 0$, $t 1$, $t 2$ において、本実施の形態の動作は実施の形態 2 の動作と同様であり、説明は繰り返さない。

20

【0102】

但し時点 $t 2$ 以降、更に流入電流 $i d f$ が増え続けることにより、交流モータ 2 でファンの回生電力を消費させるべく d 軸電流原指令 $i d^{**}$ が増大し、時点 $t 3$ において第 3 閾値 $i t 3$ を超えた場合が示される。

【0103】

これにより制御信号 H 0 は時点 $t 3$ において活性化し、接触器 3 3 が接触状態から開放状態へと遷移し、回転機 7 8 は直流リンク 4 0 から切り離されるので、流入電流 $i d f$ は零となる。従って、d 軸電流原指令 $i d^{**}$ 、ひいては d 軸電流指令 $i d^{*}$ も零となり、d 軸電流 $i d$ が過大となることが回避される。

30

【0104】

なお、このような接触器 3 3 の動作に鑑みて、本実施の形態では制御装置 6 C からリミッタ 1 5 を省略し、d 軸電流原指令 $i d^{**}$ を d 軸電流指令 $i d^{*}$ として採用してもよい。

【0105】

実施の形態 4 .

図 8 は実施の形態 4 における電力変換装置を例示するブロック図である。当該電力変換装置は実施の形態 4 において図 5 で示された構成に対して、ファンモータ制御装置 3 7 を追加した構成を有している。

40

【0106】

実施の形態 1 ~ 3 では第 2 インバータ 7 を動作させない状況を説明するために省略されていたが、ファンモータ制御装置 3 7 は第 2 インバータ 7 のスイッチング動作を制御するスイッチング信号 S を出力するために、通常設けられている要素である。よってその具体的な構成はここでは説明を省略する。

【0107】

但し、本実施の形態においてファンモータ制御装置 3 7 は制御装置 6 から制御信号 J を入力する。そして制御信号 J が活性である場合のスイッチング信号 S は、第 2 インバータ 7 にいわゆる零電圧ベクトルによる動作を行わせる。この零電圧ベクトルによる動作それ自体は公知の技術であるが、本実施の形態では、制御信号 J の活性時においてこのような

50

動作が採用される。

【0108】

具体的には、第2インバータ7は電圧形インバータであるので、一对のスイッチが直列に接続されたレグが、端子7a, 7b間で並列に3つ接続された構成を備える。そして零電圧ベクトルによる動作では、これらのスイッチを制御することにより、端子7c, 7d, 7eの全てが端子7a, 7bの少なくともいずれか一方に接続される。

【0109】

本実施の形態でも実施の形態3の制御信号H0と同様に、接触器33の動作を制御する制御信号Hを採用する。接触器33は制御信号Hの活性/非活性によってそれぞれ開放状態/接触状態を採る。但し、制御信号Hの活性/非活性は実施の形態3の制御信号H0とは異なる。

10

【0110】

図9は本実施の形態における制御装置6Dの構成を例示するブロック図である。制御装置6Dは図8に示された制御装置6として採用される。制御装置6Dは実施の形態3で示された制御装置6Cに対して、遅延器36及びパルス発生器34が追加された構成を有している。

【0111】

パルス発生器34、大小判断器35、遅延器36は制御信号生成器104を構成し、制御信号H, Jを生成する。具体的には、大小判断器35は実施の形態3で説明されたようにして制御信号H0を生成する。遅延器36は制御信号H0を所定の遅延時間で遅延させて制御信号Hを生成する。パルス発生器34は制御信号H0から制御信号Jを生成する。制御信号Jは、制御信号H0が非活性状態から活性化した時点から、遅延時間よりも長い所定時間において活性化するパルス状の信号である。

20

【0112】

図10は、実施の形態4の動作を示すタイミングチャートである。実施の形態3の図4と同様、横軸には時間を採り、流入電流 i_{df} 、回生電力 $V_{dc} \cdot i_{df}$ 、d軸電流原指令 i_{d**} 及びd軸電流指令 i_{d*} 、切替信号27a, 28a、周波数指令 f_{c*} を示す。但し図10では更に、制御信号H, Jをも示す。但し制御信号H, Jも切替信号27a, 28aと同様、ハイレベルが活性していることを、ローレベルが非活性となっていることを、それぞれ示す。

30

【0113】

時点 t_3 よりも前の動作は実施の形態3のそれと同じであるので説明を省略する。本実施の形態では時点 t_3 においてd軸電流原指令 i_{d**} が第3閾値 i_{t3} を超えると、制御信号Jが活性化し、第2インバータ7の端子7c, 7d, 7eを全て短絡させる。これにより、ファンモータ8の回転による電流はファンモータ8内を環流することになる。これにより、流入電流 i_{df} は零となり、回生電力 $V_{dc} \cdot i_{df}$ 及びd軸電流原指令 i_{d**} も零となる。但しこの時点では制御信号Hは非活性のままであり、接触器33は接触状態を保ったまま、流入電流 i_{df} は零となる。よって実施の形態3の効果が得られる。

【0114】

そして時点 t_3 から遅延時間Tが経過した時点 t_4 において制御信号Hが活性化し、接触器33は開放状態に移行する。このように、接触器33が接触状態から開放状態へと遷移する際に、接触器33に電流が流れていないことは、接触器33のコストを低減する観点で望ましい。接触器33に電流が流れていない場合の方が、流れている場合と比較して、これを接触状態から開放状態へと遷移させるために必要な仕事量が小さくて済むからである。

40

【0115】

時点 t_4 の後、時点 t_5 において制御信号Jは非活性となり、第2インバータ7において端子7c, 7d, 7e同士の短絡は解除される。これによりファンモータ8では電流が環流せず、その損傷が回避される。また時点 t_5 においても接触器33は開放状態にあるので、流入電流 i_{df} は流れない。

50

【0116】

このように本実施の形態では、実施の形態3の効果に加え、安価な接触器33を採用できるという効果がある。

【0117】

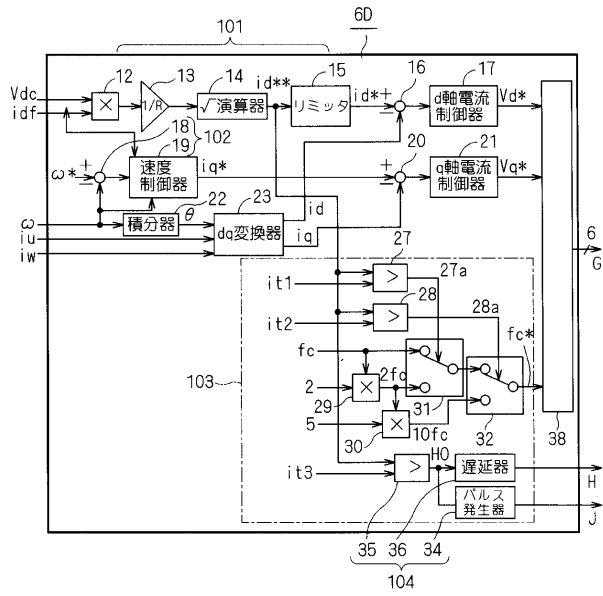
なお、実施の形態3と同様に、接触器33の動作に鑑みて、本実施の形態でも制御装置6Cからリミッタ15を省略し、d軸電流原指令 $i_{d^{**}}$ をd軸電流指令 i_{d^*} として採用してもよい。

【符号の説明】

【0118】

- | | | |
|--------------------|-----------|----|
| 1 | 第1インバータ | 10 |
| 2 | 交流モータ | |
| 6, 6A, 6B, 6C, 6D | 制御装置 | |
| 7 | 第2インバータ | |
| 7a, 7b, 7c, 7d, 7e | 端子 | |
| 8 | ファンモータ | |
| 17 | d軸電流制御器 | |
| 18 | 減算器 | |
| 19 | 速度制御器 | |
| 21 | q軸電流制御器 | |
| 33 | 接触器 | 20 |
| 35 | 大小判断器 | |
| 38 | 制御信号生成器 | |
| 41 | 高電位線 | |
| 42 | 低電位線 | |
| 78 | 回転機 | |
| 101 | d軸電流指令生成器 | |
| 102 | q軸電流指令生成器 | |
| 103 | 周波数設定部 | |
| 104 | 制御信号生成器 | |

【 図 9 】



【 図 1 0 】

