

(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2017-200372

(P2017-200372A)

(43) 公開日 平成29年11月2日(2017.11.2)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード(参考)
H02P 21/22 (2016.01)	H02P 21/22	5H125
B60M 3/06 (2006.01)	B60M 3/06	F 5H505
B60L 3/00 (2006.01)	B60L 3/00	C

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願2016-90853 (P2016-90853)
 (22) 出願日 平成28年4月28日(2016.4.28)

(71) 出願人 501137636
 東芝三菱電機産業システム株式会社
 東京都中央区京橋三丁目1番1号
 (74) 代理人 110001195
 特許業務法人深見特許事務所
 (72) 発明者 森島 直樹
 東京都中央区京橋三丁目1番1号 東芝三菱電機産業システム株式会社内
 (72) 発明者 小西 勝久
 東京都中央区京橋三丁目1番1号 東芝三菱電機産業システム株式会社内
 Fターム(参考) 5H125 AA05 AC02 BE01
 5H505 AA19 BB03 DD03 DD05 EE41
 EE48 EE49 GG04 HA04 HA10
 HB01 HB05 JJ05 JJ22 JJ25
 LL01 LL22 LL24 LL39

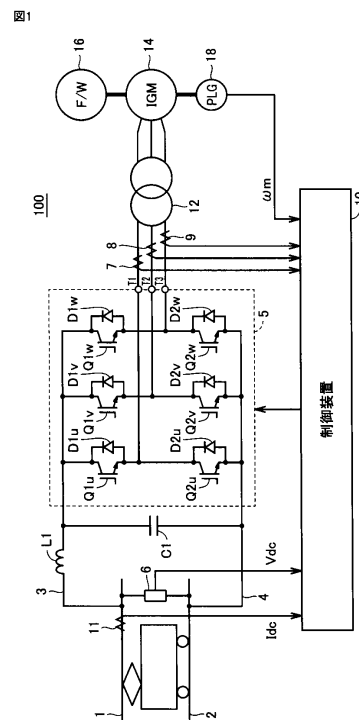
(54) 【発明の名称】 モータ駆動装置および電力貯蔵装置

(57) 【要約】

【課題】装置の小型化に可能するモータ駆動装置およびそれを備える電力貯蔵装置を提供する。

【解決手段】電力貯蔵装置100において、インバータ5は、架線1から直流電圧の供給を受けて誘導発電電動機14を制御するように構成される。制御装置10は、誘導発電電動機14を流れるトルク分電流および励磁分電流が各々の指令値に一致するように、インバータ5を制御する。制御装置10は、電圧検出器11により検出される架線電圧の検出値が基準電圧よりも低いときには、検出値が基準電圧以上であるときに比べて、励磁分電流が小さくなるように指令値を補正する。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

モータと、
直流電源に接続される直流電力線と、
前記直流電力線および前記モータの間に接続され、前記直流電力線から直流電圧の供給を受けて前記モータを制御するように構成されたインバータと、
前記直流電力線の前記直流電圧を検出するように構成された電圧検出器と、
前記モータを流れるトルク分電流および励磁分電流が各々の指令値に一致するように、前記インバータを制御するように構成された制御装置とを備え、
前記制御装置は、前記電圧検出器の検出値が基準電圧よりも低いときには、前記検出値が前記基準電圧以上であるときに比べて、前記励磁分電流が小さくなるように前記指令値を補正する、モータ駆動装置。

10

【請求項 2】

前記制御装置は、前記検出値が前記基準電圧よりも低いときには、前記検出値が低くなるほど前記励磁分電流が小さくなるように前記指令値を補正する、請求項 1 に記載のモータ駆動装置。

【請求項 3】

前記制御装置は、前記励磁分電流を受けて前記モータに発生する誘起電圧が、前記直流電圧を受けて前記インバータが出力する電圧よりも低くなるように、前記検出値に基づいて前記励磁分電流の前記指令値を補正する、請求項 1 または 2 に記載のモータ駆動装置。

20

【請求項 4】

請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載のモータ駆動装置と、
前記モータにより回転されるフライホイールとを備える、電力貯蔵装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、モータを駆動する駆動装置およびそれを備える電力貯蔵装置に関する。

【背景技術】**【0002】**

電力貯蔵装置は、電気車のブレーキ時に発生する回生電力を地上に設置した貯蔵媒体に蓄電し、蓄電した電力を電気車が加速する際に使用することで、省エネルギーを実現する装置である。電力貯蔵装置における貯蔵媒体には、フライホイールがある。フライホイール電力貯蔵装置は、装置の内部にある大型の円盤（フライホイール）を回転させることによって回線電力を回転エネルギーとして蓄え、必要に応じて回転力を電力に変換して放出する。

30

【0003】

フライホイール電力貯蔵装置では、フライホイールに連結された発電電動機により、回転エネルギーを電気エネルギーに変換する。発電電動機としては、高速回転が可能な交流モータが用いられる。発電電動機はインバータにより可変速制御される。このような発電電動機には、誘導モータや永久磁石同期モータを適用することができる。

40

【0004】

永久磁石同期モータは、ロータに永久磁石を備え、その磁束を利用してトルクを出力する。一方、誘導モータは、磁束自体を電機子からの励磁電流によって作り出す。なお、永久磁石同期モータには、固定磁石および可変磁石を有し、インバータによる励磁電流によって磁石の磁束量を可変にする可変磁束モータも提案されている（たとえば、特開 2012-95529 号公報（特許文献 1）参照）。

【先行技術文献】**【特許文献】****【0005】**

50

【特許文献1】特開2012-95529号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

上述したフライホイール電力貯蔵装置において、発電電動機にはその回転速度に比例した誘起電圧が発生する。インバータにより発電電動機を制御するためには、インバータの出力交流電圧を発電電動機に発生する誘起電圧よりも高い電圧値に保つ必要がある。

【0007】

しかしながら、架線からの直流電圧が低下した場合には、インバータの出力交流電圧も低下する。これにより、インバータの出力交流電圧が誘起電圧よりも低くなり、発電電動機を制御できなくなる可能性がある。

10

【0008】

このような事態を未然に防ぐためには、電力貯蔵装置の内部に、インバータの入力直流電圧の定電圧制御を行なうためのチョッパを搭載することが考えられる。しかしながら、チョッパを搭載することで装置が大型化するという問題がある。また、チョッパとインバータとを並行して制御するため、制御が複雑になるという問題がある。

【0009】

この発明は、上記のような課題を解決するためになされたものであり、その目的は、装置の小型化を可能するモータ駆動装置およびそれを備える電力貯蔵装置を提供することである。

20

【課題を解決するための手段】

【0010】

この発明のある局面に従うモータ駆動装置は、モータと、直流電源に接続される直流電力線と、直流電力線およびモータの間に接続されるインバータと、電圧検出器と、制御装置とを備える。インバータは、直流電力線から直流電圧の供給を受けてモータを制御するように構成される。電圧検出器は、直流電力線の直流電圧を検出するように構成される。制御装置は、モータを流れるトルク分電流および励磁分電流が各々の指令値に一致するように、インバータを制御するように構成される。制御装置は、電圧検出器の検出値が基準電圧よりも低いときには、検出値が基準電圧以上であるときに比べて、励磁分電流が小さくなるように指令値を補正する。

30

【発明の効果】

【0011】

この発明によれば、装置の小型化を可能するモータ駆動装置およびそれを備える電力貯蔵装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】本発明の実施の形態に係る電力貯蔵装置の回路構成を示す概略ブロック図である。

【図2】図1における制御装置の構成を説明するブロック図である。

【図3】補正部の構成を説明するブロック図である。

40

【図4】補正係数演算部における補正係数の演算方法を説明する図である。

【図5】第1の比較例に係る電力貯蔵装置の構成を示す概略ブロック図である。

【図6】第2の比較例に係る電力貯蔵装置の構成を示す概略ブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0013】

以下に本発明の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。なお、以下図中における同一または相当部分には同一の符号を付してその説明は繰返さない。

【0014】

図1は、本発明の実施の形態に係るモータ駆動装置の回路構成を示す概略ブロック図である。図1を参照して、本実施の形態に係るモータ駆動装置は、たとえば電力貯蔵装置に

50

適用することができる。

【0015】

図1を参照して、架線1は、変電所などの直流電源に接続されている。電力貯蔵装置100は、架線1およびレール2に電氣的に接続される。電力貯蔵装置100は、電気車のブレーキ時に発生する回生電力を貯蔵媒体に蓄電し、蓄電した電力を電気車が加速する際に使用するための装置である。

【0016】

電力貯蔵装置100は、貯蔵媒体として、大型の円盤（フライホイール）16を有している。電力貯蔵装置100は、フライホイール16を回転させることによって回生電力を回転エネルギーとして貯蔵し、必要に応じて回転力を再び電力に変換するように構成されている。

10

【0017】

電力貯蔵装置100は、リアクトルL1と、コンデンサC1と、インバータ5と、電圧検出器6と、電流検出器7, 8, 9, 11と、変圧器12と、誘導発電電動機（IGM）14と、フライホイール（F/W）16と、速度検出器（PLG）18と、制御装置10とを備える。

【0018】

直流正母線3は架線1に電氣的に接続され、直流負母線4はレール2に電氣的に接続されている。リアクトルL1およびコンデンサC1はLCフィルタを構成する。

【0019】

インバータ5は、直流正母線3および直流負母線4に接続されている。インバータ5は、直流正母線3および直流負母線4の間の直流電圧（すなわち、架線1とレール2との間の直流電圧）と交流電圧とを相互に変換可能に構成される。

20

【0020】

インバータ5は、半導体スイッチング素子を含む半導体スイッチにより構成される。本実施の形態では、半導体スイッチング素子としてIGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）が用いられる。インバータ5は、IGBT素子Q1u, Q1v, Q1w（総称してIGBT素子Q1とも称する）、IGBT素子Q2u, Q2v, Q2w（総称してIGBT素子Q2とも称する）、ダイオードD1u, D1v, D1w（総称してダイオードD1とも称する）、およびダイオードD2u, D2v, D2w（総称してダイオードD2とも称する）を含む。

30

【0021】

IGBT素子Q1u, Q1v, Q1wのドレインはともに直流正母線3に接続され、それらのソースはそれぞれ交流端子T1, T2, T3に接続される。IGBT素子Q2u, Q2v, Q2wのドレインはそれぞれ交流端子T1, T2, T3に接続され、それらのソースはともに直流負母線4に接続される。

【0022】

ダイオードD1, D2のアノードはそれぞれIGBT素子Q1, Q2のソースに接続され、それらのカソードはそれぞれIGBT素子Q1, Q2のドレインに接続される。すなわち、ダイオードD1, D2は、それぞれIGBT素子Q1, Q2に逆並列に接続される。

40

【0023】

インバータ5の出力交流電圧は、変圧器12にて誘導発電電動機14の駆動に適した電圧に変換された後、誘導発電電動機14に供給される。誘導発電電動機14は、インバータ5から供給される交流電圧を受けて駆動する。

【0024】

フライホイール16は、誘導発電電動機14の回転軸に結合されており、当該回転軸と一体となって回転する。これにより、フライホイール16は、電気エネルギーを回転エネルギーとして保存する。

【0025】

50

速度検出器 18 は、誘導発電電動機 14 の回転軸に設けられ、誘導発電電動機 14 の回転速度を検出する。速度検出器 18 は、誘導発電電動機 14 の機械的回転角周波数 m を示す信号を制御装置 10 に出力する。

【0026】

電圧検出器 6 は、架線 1 とレール 2 との間の直流電圧 V_{dc} (以下、架線電圧 V_{dc} とも称する) を検出し、架線電圧 V_{dc} を示す信号を制御装置 10 に出力する。電流検出器 7, 8, 9 は、インバータ 5 の出力電流 (U 相電流 I_u , V 相電流 I_v , W 相電流 I_w) を検出し、出力電流 I_u , I_v , I_w を示す信号を制御装置 10 に出力する。電流検出器 11 は、架線 1 を流れる直流電流 I_{dc} (以下、架線電流 I_{dc} とも称する) を検出し、架線電流 I_{dc} を示す信号を制御装置 10 に出力する。

10

【0027】

制御装置 10 は、架線電圧 V_{dc} 、架線電流 I_{dc} および、インバータ 5 の出力電流 I_u , I_v , I_w などをも니터しながらゲート信号を供給することにより、インバータ 5 の動作を制御する。

【0028】

本実施の形態では、半導体スイッチング素子の制御方式として、PWM (Pulse Width Modulation) 制御を適用することができる。制御装置 10 は、電圧検出器 5 からの架線電圧 V_{dc} を示す信号、電流検出器 11 からの架線電流 I_{dc} を示す信号、および電流検出器 7, 8, 9 からのインバータ 5 の出力電流 I_u , I_v , I_w を示す信号等を受けて PWM 制御を実行する。

20

【0029】

(動作)

次に、本実施の形態に係る電力貯蔵装置 100 の動作について説明する。

【0030】

電力貯蔵装置 100 では、架線電圧 V_{dc} に基づいて、電力の貯蔵および放出が制御される。具体的には、架線電圧 V_{dc} が基準電圧 (例えば、直流 1500V) よりも上昇したときには、近隣に回生ブレーキを使用している電気車が存在し、かつ、その回生電力を消費する別の電気車がほとんど存在しない状況であると判断して、電力を貯蔵する。このとき、電力貯蔵装置 100 は、電気車からの回生電力をインバータ 5 によって交流電力に変換して誘導発電電動機 14 に供給する。フライホイール 16 は、供給された交流電力を回転エネルギーとして蓄える。

30

【0031】

一方、架線電圧 V_{dc} が基準電圧よりも低下したときには、近隣に力行している電気車が多数存在すると判断し、架線電圧 V_{dc} の低下具合に応じて電力を放出する。このとき、電力貯蔵装置 100 は、フライホイール 16 の回転エネルギーを誘導発電電動機 14 によって電気エネルギーに変換する。変換された電気エネルギーは、インバータ 5 によって直流電力に変換されて架線 1 に供給される。

【0032】

このように、近隣に存在する電気車の力行および回生状態の総和を反映して、架線電圧 V_{dc} は上昇または低下する。例えば、架線電圧 V_{dc} は、直流 1500V の基準電圧に対して 800V ~ 1800V の範囲で変動する場合がある。電力貯蔵装置 100 では、この架線電圧 V_{dc} の変動に基づいて電力の貯蔵および放出が制御される。電力の貯蔵では、架線 1 から電力を吸収してフライホイール 16 が加速する。一方、電力の放出では、回生動作によりフライホイール 16 が減速する。そのため、誘導発電電動機 14 も可変速度で運転する。

40

【0033】

ここで、インバータを用いて誘導モータを可変速制御する方法としては、一般的に、 V/f 制御とベクトル制御とが用いられる。 V/f 制御は、誘導モータを開ループ速度制御するものである。ベクトル制御は、2次磁束と発生トルクとを独立に制御するものである。 V/f 制御はベクトル制御に比べて簡便である一方で、ベクトル制御は V/f 制御に比

50

べて速度制御性が優れている。

【0034】

誘導モータのベクトル制御では、通常、誘導モータの2次磁束が一定になるように励磁分電流を一定レベルに制御するとともに、トルク分電流を制御することで誘導モータの発生トルクを制御するという方法が採られている。誘導モータには、その回転速度と2次磁束との積に比例する誘起電圧が発生する。

【0035】

ここで、インバータを用いて誘導モータを制御するためには、インバータの出力交流電圧が誘導モータに発生する誘起電圧よりも高い電圧値に保つことが必要である。誘起電圧がインバータの出力交流電圧よりも高くなると、インバータから誘導モータにトルク分電流を流すことができなくなるためである。

10

【0036】

しかしながら、図1に示す電力貯蔵装置100においては、架線電圧 V_{dc} が低下した場合、入力直流電圧が低下するため、インバータ5が出力できる電圧も低下する。その結果、インバータ5の出力交流電圧が誘導発電電動機14の誘起電圧を下回ってしまい、誘導発電電動機14を制御できなくなる可能性がある。

【0037】

このような不具合を未然に回避する手法としては、例えば、図5に示す第1の比較例のように、電力貯蔵装置1000を、LCフィルタとインバータ1200との間にチョッパ1100を設けた構成を採ることができる。

20

【0038】

図5を参照して、第1の比較例による電力貯蔵装置1000では、チョッパ1100は、インバータ1200の入力直流電圧(コンデンサC2の両端の電圧 V_H に相当)を一定にするための定電圧制御を実行する。インバータ1200はすべり周波数の制御を行なう。

【0039】

第1の比較例によれば、チョッパ1100の定電圧制御によって、架線電圧 V_{dc} の変動に拘らず、インバータ1200に対して一定の直流電圧を供給することができる。したがって、架線電圧 V_{dc} が低下した場合であっても、インバータ1200の出力交流電圧を誘導発電電動機14に発生する誘起電圧よりも高い電圧値に保つことができる。

30

【0040】

その一方で、チョッパ1100を設けることで電力貯蔵装置が大型化するという問題がある。また、チョッパ1100とインバータ1200とを並行して制御するため、制御が複雑になるという問題がある。

【0041】

あるいは、図5に示す第1の比較例に代わるものとして、図6に示す第2の比較例のように、複数のインバータを、変圧器12を介して誘導発電電動機14に直列多重接続する構成を採用することができる。

【0042】

図6を参照して、第2の比較例に係る電力貯蔵装置2000では、2個のインバータ2100, 2200を直列接続することで、当該2個のインバータの出力交流電圧を足し合わせることができる。したがって、架線電圧 V_{dc} の低下によって各インバータの出力交流電圧が低下した場合であっても、2個のインバータの出力交流電圧の合計値を、誘導発電電動機14に発生する誘起電圧よりも高い電圧値に保つことができる。

40

【0043】

しかしながら、第2の比較例では、複数のインバータ2100, 2200を設けるため、第1の比較例と同様に、電力貯蔵装置が大型化するという問題がある。また、複数のインバータ2100, 2200を並行して制御するため、第1の比較例と同様に、制御が複雑になるという問題がある。

【0044】

50

本実施の形態は、このような新たな問題を回避するため、チョッパまたは複数のインバータを不要とする装置構成（図 1 参照）において、インバータ 5 の出力交流電圧を誘導発電電動機 14 の誘起電圧よりも高く保つことを可能とする誘導発電電動機の制御を提案するものである。

【 0 0 4 5 】

（制御装置の構成）

次に、制御装置 10 の構成について説明する。

【 0 0 4 6 】

図 2 は、制御装置 10 の構成を説明するブロック図である。制御装置 10 において、励磁分電流およびトルク分電流はそれぞれ、d 軸、q 軸とする回転座標系（d q 座標系）で制御される。制御装置 10 は、d 軸電流 I_d によって 2 次磁束を、q 軸電流 I_q によって発生トルクをそれぞれ独立に制御する。

10

【 0 0 4 7 】

図 2 を参照して、制御装置 10 は、磁束制御部 22 と、トルク制御部 23 と、補正部 24 と、減算器 21, 25, 26 と、電流制御部 27, 28 と、座標変換部 29, 30 と、電氣的回転角周波数演算部 32 と、すべり角周波数・1 次角周波数演算部 33 と、積分部 34 とを含む。

【 0 0 4 8 】

座標変換部 30 には、電流検出器 7, 8, 9 により検出されたインバータ 5 の出力電流 I_u, I_v, I_w が与えられる。座標変換部 30 にはさらに、積分部 34 から、2 次磁束ベクトルの方向（位相）が与えられる。座標変換部 30 は、位相を用いて出力電流 I_u, I_v, I_w を d 軸電流（励磁分電流） I_d および q 軸電流（トルク分電流）に変換する。座標変換部 30 は、変換した励磁分電流 I_d を、減算器 25 に出力する。また、座標変換部 30 は、変換したトルク分電流 I_q を減算器 26 およびすべり角周波数・1 次角周波数演算部 33 に出力する。

20

【 0 0 4 9 】

電氣的回転角周波数演算部 32 は、速度検出器 18 により検出された機械的回転角周波数 m を受けると、 $r = P_m \times m$ （ P_m ：誘導発電電動機 14 の極対数）の関係を用いて、電氣的回転角周波数 r を演算する。

【 0 0 5 0 】

すべり角周波数・1 次角周波数演算部 33 は、座標変換部 30 により演算されたトルク分電流 I_q および 2 次磁束指令値 d^* に基づいて、すべり角周波数 s を演算する。次に、すべり角周波数・1 次角周波数演算部 33 は、すべり角周波数 s に電氣角回転周波数 r を加算することにより、1 次角周波数 ω を演算する。すべり角周波数・1 次角周波数演算部 33 は、演算した 1 次角周波数 ω を磁束制御部 22 に出力する。

30

【 0 0 5 1 】

積分部 34 は、この 1 次角周波数 ω を積分することによって、座標変換に必要な 2 次磁束ベクトルの方向（位相）を演算する。積分部 34 は、演算した位相 θ を座標変換部 29, 30 に出力する。

【 0 0 5 2 】

磁束制御部 22 は、2 次磁束指令値 d^* および 1 次角周波数 ω に基づいて、インバータ 5 に要求される励磁分電流の指令値 I_d^* （以下、励磁分電流指令値とも称する）を生成する。具体的には、磁束制御部 22 は、弱め磁束制御を行なうことにより、1 次角周波数 ω に応じて励磁分電流指令値 I_d^* を生成する。

40

【 0 0 5 3 】

減算器 21 は、架線電流指令値 I_{dc}^* と電流検出器 11 により検出された架線電流 I_{dc} との偏差 ΔI_{dc} を演算し、その偏差 ΔI_{dc} をトルク制御部 23 に与える。トルク制御部 23 は、少なくとも比例要素（P：Proportional element）および積分要素（I：Integral element）を含んで構成され、偏差 ΔI_{dc} を入力として比例積分演算を行なうことにより、インバータ 5 に要求されるトルク分電流の指令値 I_q^* （以下、トルク

50

分電流指令値とも称する)を生成する。

【0054】

補正部24は、磁束制御部22により生成された励磁分電流指令値 I_d^* を補正する。励磁分電流指令値 I_d^* の補正は、電圧検出器11により検出された架線電圧 V_{dc} に基づいて行なわれる。補正部24は、励磁分電流指令値 I_d^* を補正することにより、インバータ5から出力すべき励磁分電流 I_d として、励磁分電流指令値 I_d^{**} を生成する。補正部24の詳細な構成については後述する。

【0055】

減算器25は、補正部24により生成された励磁分電流指令値 I_d^{**} と、座標変換部30により算出された励磁分電流 I_d との偏差 I_d を演算し、その偏差 I_d を電流制御部27に与える。電流制御部27は、少なくとも比例積分要素を含んで構成され、偏差 I_d を入力として比例積分演算を行なうことにより、インバータ5に要求されるd軸電圧の指令値 V_d^* を生成する。

10

【0056】

減算器26は、トルク分電流指令値 I_q^* と座標変換部30により算出されたトルク分電流 I_q との偏差 I_q を演算し、その偏差 I_q を電流制御部28に与える。電流制御部38は、少なくとも比例積分要素を含んで構成され、偏差 I_q を入力として比例積分演算を行なうことにより、インバータ5に要求されるq軸電圧の指令値 V_q^* を生成する。

【0057】

座標変換部29は、位相 θ を用いて、d軸電圧指令値 V_d^* およびq軸電圧指令値 V_q^* を、インバータ5から出力すべき電圧である電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に変換する。

20

【0058】

インバータ5は、図示しないゲート制御回路を含んでいる。ゲート制御回路は、PWM制御に従って、インバータ5が電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に相当する三相交流電圧を出力するためのゲート信号を生成する。このゲート信号により、インバータ5の出力交流電圧は、電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に追従するように制御される。

【0059】

(補正部の構成)

次に、図2における補正部24の構成を説明する。図3は、補正部24の構成を説明するブロック図である。図3を参照して、補正部24は、乗算器40および補正係数演算部42を含む。

30

【0060】

補正係数演算部42は、励磁分電流指令値 I_d^* を補正するための係数(以下、補正係数とも称する) k を演算する。図4を参照して、補正係数演算部42における補正係数 k の演算方法について説明する。

【0061】

図4には、補正係数 k および架線電圧 V_{dc} の関係の一例が示されている。この関係によれば、架線電圧 V_{dc} が基準電圧 V_{std} 以上であるときには、補正係数 k が1に設定される。なお、基準電圧 V_{std} は、例えば、直流1500Vに設定されている。

40

【0062】

一方、架線電圧 V_{dc} が基準電圧 V_{std} よりも低いときには、補正係数 k は1よりも小さい値に設定される。詳細には、架線電圧 V_{dc} が低くなるほど補正係数 k は小さい値に設定されている。

【0063】

図3に戻って、補正係数演算部42は、図4に示す関係をマップまたは関係式として、予めメモリに記憶している。補正係数演算部42は、電圧検出器11により検出された架線電圧 V_{dc} を受けると、図4に示す関係を参照することにより、補正係数 k を演算する。補正係数演算部42は、演算された補正係数 k を乗算器40に出力する。

50

【0064】

乗算器40は、励磁分電流指令値 I_d^* に補正係数 k を掛け合わせるにより、励磁分電流指令値 I_d^{**} を生成する。乗算器40は、生成した励磁分電流指令値 I_d^{**} を減算器25(図2)に出力する。これにより、補正後の励磁分電流指令値 I_d^{**} に一致するように励磁分電流 I_d が制御される。

【0065】

図4に示す関係によれば、励磁分電流指令値 I_d^{**} は、架線電圧 V_{dc} が基準電圧 V_{std} 以上であるときには、補正係数 k が1であるため、実質的に補正されず、励磁分電流指令値 I_d^* と等しい値となる。したがって、誘導発電電動機14の2次磁束 d は2次磁束指令値 d^* に等しい大きさに制御される。

10

【0066】

これに対して、架線電圧 V_{dc} が基準電圧 V_{std} よりも低いときには、補正係数 k が1よりも小さいため、励磁分電流指令値 I_d^{**} は励磁分電流指令値 I_d^* よりも小さい値に補正される。したがって、誘導発電電動機14の2次磁束 d も2次磁束指令値 d^* よりも小さくなる。2次磁束 d が減少したことで、誘導発電電動機14に発生する誘起電圧が低下する。

【0067】

上記のように、架線電圧 V_{dc} が低下した場合、インバータ5の出力交流電圧が低下する。このインバータ5の出力交流電圧よりも誘起電圧が低くなるように、誘導発電電動機14の2次磁束 d を減少させることで、架線電圧 V_{dc} が低下した場合であっても、インバータ5を用いて誘導発電電動機14を制御することが可能となる。

20

【0068】

図4に示す関係によれば、架線電圧 V_{dc} が低くなるほど補正係数 k は小さくなる。よって、架線電圧 V_{dc} が低くなるほど、励磁分電流指令値 I_d^{**} も小さくなる。この結果、架線電圧 V_{dc} が低くなるほど、誘導発電電動機14に発生する誘起電圧も低くなる。インバータ5の出力交流電圧よりも誘起電圧が低くなるように、架線電圧 V_{dc} ごとの補正係数 k を設定することで、インバータ5の出力交流電圧を誘起電圧よりも高い値に保つことができる。

【0069】

なお、図4の例では、架線電圧 V_{dc} が基準電圧 V_{std} よりも低いときの架線電圧 V_{dc} と補正係数 k との関係を直線で近似しているが、この関係はインバータ5および誘導発電電動機14の特性等に基づいて適宜設定することができる。

30

【0070】

以上のように、本実施の形態に係るモータ駆動装置によれば、誘導発電電動機14における磁束制御によって、インバータ5の出力交流電圧を誘導発電電動機14の誘起電圧よりも高く保つことができる。これにより、チョッパ(図5参照)または複数のインバータ(図6参照)が不要となるため、モータ駆動装置の小型化が可能となる。この結果、電力貯蔵装置100の小型化を実現することができる。

【0071】

なお、本実施の形態では誘導モータ(誘導発電電動機)を例示したが、励磁電流と電機子電流とを分けて制御することが可能なモータであれば、本発明を適用することが可能である。したがって、例えば、インバータによる励磁電流によって磁石の磁束量を可変にする可変磁束モータを本発明に適用することができる。

40

【0072】

また、本実施の形態では2レベルインバータを例示したが、インバータ5は、直流電圧と交流電圧とを相互に変換する回路であればよい。したがって、たとえば直流電圧と3つの電圧値を有する交流電圧とを相互に変換する3レベルインバータを、インバータ5に適用することができる。

【0073】

今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えら

50

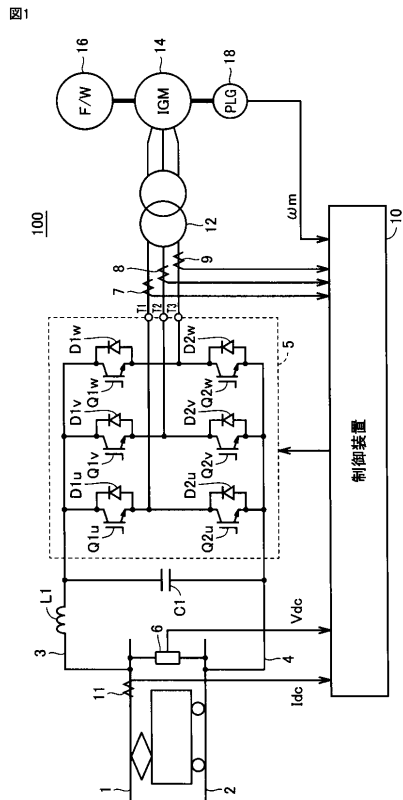
れるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

【符号の説明】

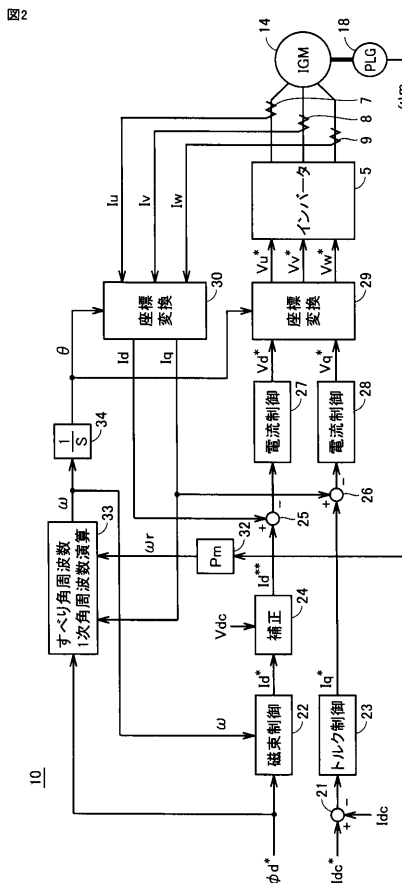
【0074】

1 架線、2 レール、3 直流正母線、4 直流負母線、5, 1200, 2100, 2200 インバータ、6 電圧検出器、7, 8, 9, 11 電流検出器、10 制御装置、14 誘導発電電動機、16 フライホイール、18 速度検出器、21, 25, 26 減算器、22 磁束制御部、24 補正部、27, 28 電流制御部、29, 30 座標変換部、31 磁束演算部、34 積分部、40 補正係数演算部、42 乗算器、100, 1000, 2000 電力貯蔵装置、1100 チョッパ。

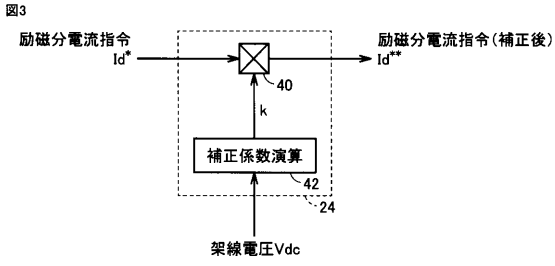
【図1】



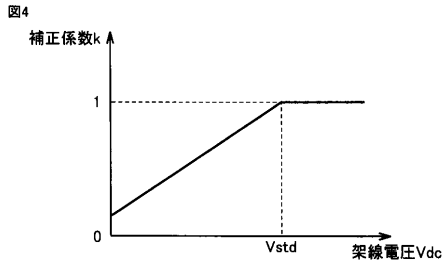
【図2】



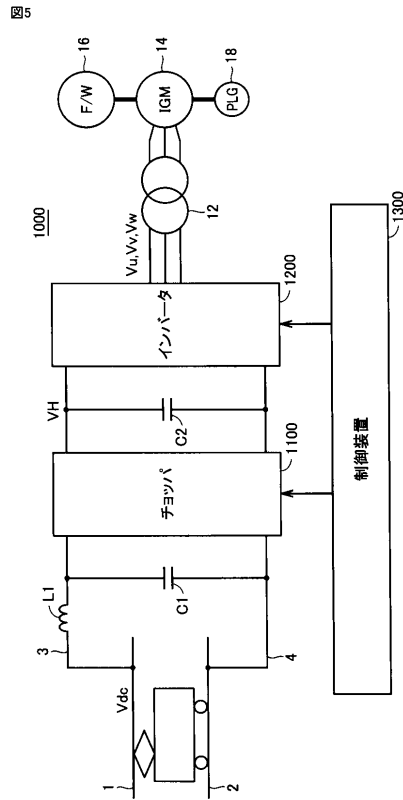
【図3】



【図4】



【図5】



【図6】

