

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6360442号
(P6360442)

(45) 発行日 平成30年7月18日 (2018. 7. 18)

(24) 登録日 平成30年6月29日 (2018. 6. 29)

(51) Int. Cl.

F I

H O 2 P 25/18 (2006. 01)

H O 2 P 25/18

H O 2 K 16/04 (2006. 01)

H O 2 K 16/04

B 6 O L 9/18 (2006. 01)

B 6 O L 9/18

J

H O 2 K 21/24 (2006. 01)

H O 2 K 21/24

M

H O 2 K 3/28 (2006. 01)

H O 2 K 3/28

J

請求項の数 12 (全 30 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2015-4646 (P2015-4646)
 (22) 出願日 平成27年1月14日 (2015. 1. 14)
 (65) 公開番号 特開2016-131444 (P2016-131444A)
 (43) 公開日 平成28年7月21日 (2016. 7. 21)
 審査請求日 平成29年2月6日 (2017. 2. 6)

(73) 特許権者 000005108
 株式会社日立製作所
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
 (74) 代理人 110001807
 特許業務法人磯野国際特許商標事務所
 (72) 発明者 能登原 保夫
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株
 式会社日立製作所内
 (72) 発明者 丸山 恵理
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株
 式会社日立製作所内
 (72) 発明者 初瀬 涉
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株
 式会社日立製作所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 永久磁石同期モータ、巻線切替モータ駆動装置、及び、それらを用いた冷凍空調機器、電動車両

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

1 相に複数の直列接続された巻線を有し、低速と高速とで駆動するインバータ回路を切替える複数インバータ方式の駆動装置によって前記巻線が選択されて駆動される永久磁石同期モータであって、

複数の前記巻線の特性および構造が互いに異なり、

複数の前記巻線をそれぞれ有して構成される複数のステータは、互いに形状が異なり、

複数の前記巻線にそれぞれ対向する複数の永久磁石の厚みが互いに異なり、

複数の前記永久磁石を有するロータは、複数の前記ステータとの位置関係が異なり、

低速で駆動する複数の直列接続された前記巻線の巻線全体の誘起電圧定数と d 軸インダクタンスとの比より、高速で駆動する前記巻線を構成する少なくとも 1 組の巻線の誘起電圧定数と d 軸インダクタンスとの比が大きいことを特徴とする永久磁石同期モータ。

【請求項 2】

請求項 1 において、

前記直列接続された巻線のうち、前記少なくとも 1 組の巻線は、巻線抵抗が小さいことを特徴とする永久磁石同期モータ。

【請求項 3】

請求項 1 において、

前記直列接続された巻線のうち、前記少なくとも 1 組の巻線は、分布巻である

ことを特徴とする永久磁石同期モータ。

【請求項 4】

請求項 1 乃至請求項 3 のいずれか一項に記載の永久磁石同期モータを駆動する巻線切替モータ駆動装置であって、

前記直列接続された巻線全体を駆動する第 1 のインバータ回路と、

前記巻線を構成する少なくとも 1 組の巻線を駆動する第 2 のインバータ回路と、
を備え、

前記永久磁石同期モータの運転状態に応じて、前記第 1 のインバータ回路と前記第 2 のインバータ回路のいずれかが選択される

ことを特徴とする巻線切替モータ駆動装置。

10

【請求項 5】

請求項 4 において、

前記永久磁石同期モータが低速回転時には、前記第 1 のインバータ回路が選択され、

前記永久磁石同期モータが高速回転時には、前記第 2 のインバータ回路が選択される

ことを特徴とする巻線切替モータ駆動装置。

【請求項 6】

請求項 1 乃至請求項 3 のいずれか一項に記載の永久磁石同期モータを駆動する巻線切替モータ駆動装置であって、

前記永久磁石同期モータが低速回転時には、前記永久磁石同期モータを誘起電圧定数と d 軸インダクタンスの比が小さい巻線に通電する第 1 のインバータ回路で駆動し、

前記永久磁石同期モータが高速回転時には、前記永久磁石同期モータを誘起電圧定数と d 軸インダクタンスの比が大きい巻線に通電する第 2 のインバータ回路で駆動する

ことを特徴とする巻線切替モータ駆動装置。

20

【請求項 7】

請求項 4 において、

前記永久磁石同期モータの運転状態に応じて、前記永久磁石同期モータに流れる電流が小さくなる方の第 1 のインバータ回路もしくは前記第 2 のインバータ回路のいずれかが駆動する回路として選択される

ことを特徴とする巻線切替モータ駆動装置。

30

【請求項 8】

請求項 4 において、

前記第 1 のインバータ回路は、第 1 種のスイッチング素子で構成され、

前記第 2 のインバータ回路は、第 2 種のスイッチング素子で構成され、

前記第 1 種のスイッチング素子は、前記永久磁石同期モータの低電流動作領域で、前記第 2 種のスイッチング素子より低導通損失特性に優れた素子であり、

前記第 2 種のスイッチング素子は、前記永久磁石同期モータの高電流動作領域で、前記第 1 種のスイッチング素子より低導通損失特性に優れた素子である

ことを特徴とする巻線切替モータ駆動装置。

【請求項 9】

請求項 4 において、

前記第 1 のインバータ回路のスイッチング周波数より、前記第 2 のインバータ回路のスイッチング周波数を高く設定する

ことを特徴とする巻線切替モータ駆動装置。

40

【請求項 10】

請求項 4 において、

前記第 1 のインバータ回路、および第 2 のインバータ回路は、前記永久磁石同期モータの発生する誘起電圧以上に、直流電圧が高い電圧を保つように制御される

ことを特徴とする巻線切替モータ駆動装置。

【請求項 11】

請求項 1 に記載の永久磁石同期モータと、

50

請求項 4 に記載の巻線切替モータ駆動装置と、
前記永久磁石同期モータによって駆動される圧縮機と、
を備える
ことを特徴とする冷凍空調機器。

【請求項 1 2】

請求項 1 に記載の永久磁石同期モータと、
請求項 4 に記載の巻線切替モータ駆動装置と、
前記永久磁石同期モータによって駆動される電動車輪と、
を備える
ことを特徴とする電動車両。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、永久磁石同期モータ、巻線切替モータ駆動装置、及び、それらを用いた冷凍空調機器、電動車両に関する。

【背景技術】

【0002】

永久磁石同期モータ（以下、適宜「モータ」と表記する）は、誘導モータに比べて高効率な特性を有するため、家電製品から産業機器あるいは電動車分野へと適用範囲が広がっている。

また、前記モータ、及び機器は、地球温暖化防止や省エネルギー化の動きに伴い、低速回転域（軽負荷）の高効率化が求められるとともに、機器の使用感（快適性）を向上させるために高速回転域（高負荷）における駆動範囲の拡大も求められている。

例えば、家電製品のルームエアコンの場合、省エネルギーの指標である年間エネルギー消費効率（Annual Performance Factor、以下「APF」と適宜、表記する）の向上及び、高出力化の指標である外気温 2 での暖房能力（低温暖房能力）の向上の両立が求められている。

また、電気自動車等の主機では、低速高トルク、高速低トルクの運転状態となり、この運転条件においての高効率化が要求される。

モータ駆動装置による（特に低速回転域における）高効率化の手段としては、磁石量及び巻線を増加させることによるモータの低速設計化があるが、モータの低速設計をすると、高速回転域で発生する誘起電圧が増大するため、駆動可能領域が狭くなり、高速回転域での効率が大幅に低下することが起こりうる。

そこで、低速設計されたモータの高速回転域の拡大手段として、直流電圧を昇圧する方式が実用化されているが、直流電圧を昇圧するための回路が追加となり、回路規模の増加や昇圧回路等の損失の増加が課題となる。

【0003】

上記課題を解決する手段として、特許文献 1 ～ 6 がある。

特許文献 1 には、モータの巻線を機械式スイッチで切替える方式によって、発生する誘起電圧を低減する方式が記載されている（[要約]、図 1 参照）。

特許文献 2 には、モータの中性点をモータの外部に接続した半導体スイッチ群を用いて切替える方式が記載されている（[要約]、図 1 参照）。半導体スイッチ群を使用しているため、モータ駆動中にも切替えが可能である。

特許文献 3 には、モータ巻線には中性点を作らず、2 台のインバータ主回路をそれぞれ巻線に接続して、2 台のインバータ主回路の駆動位相を調整することで、モータへの印加電圧を通常のインバータ駆動時より増加させることが可能となる方式が記載されている（[要約]、図 1 参照）。これらの方式もモータを停止せずに駆動範囲が拡大できる。

特許文献 4 には、一対（2 台）のインバータ主回路をそれぞれ巻線に接続して、巻線の逆起電力波形及び電流波形の少なくとも一方を疑似矩形波状とする方式が記載されている（[要約]、図 7 参照）。これらの方式もモータを停止せずに駆動範囲が拡大できる。

10

20

30

40

50

特許文献 5 は、直列接続されたモータ巻線の各巻線の端子に複数のインバータ主回路を接続し、低速回転時は直列接続された巻線に接続されたインバータ主回路で駆動し、高速回転時は、直列接続された巻線の間端子に接続されたインバータ主回路で駆動する方式が記載されている（〔要約〕、図 1 参照）。この方式は、インバータ主回路をモータの運転状態に応じて切替えて駆動するため、モータを停止せずに連続的に巻線切替が可能となり、更に、駆動しているインバータ主回路は常に 1 台であるため、インバータ主回路等の損失増加もない。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献 1】特開 2010-200439 号公報

【特許文献 2】特開 2008-178207 号公報

【特許文献 3】特開 2008-219956 号公報

【特許文献 4】特開 2006-136144 号公報

【特許文献 5】特開 2013-121222 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら、前記特許文献 1～5 には、次のような各課題がある。

特許文献 1 に開示された技術では、機械式スイッチ等の機械的な変更が必要であるため、一旦、駆動中のモータを停止させて切替える必要があり、電気自動車主機等連続運転が必要な機器への適用は困難であるという課題がある。

特許文献 2 に開示された技術では、半導体スイッチ群を用いて切替える方式であるため、モータ駆動中にも切替えが可能であるものの、半導体スイッチ群の損失が常に発生するという課題がある。

特許文献 3、4 に開示された技術では、モータを駆動するインバータ主回路を 2 台同時に駆動する必要があり、インバータ主回路損失が 2 倍となり回路効率が低下するという課題がある。

特許文献 5 に開示された技術においては、前記の特許文献 1～4 であげた課題については解決しているものの、モータについては従来の構造であるので、さらに低速回転域の高効率化と高速回転域の駆動範囲の拡大において、改良の余地を残しているという課題がある。

【0006】

本発明は、前記した課題に鑑みて創案されたものであり、低速回転域の高効率化と高速回転域の駆動範囲の拡大の両立をするとともに、更なる高出力化を可能とする永久磁石同期モータ、巻線切替モータ駆動装置、及び、それらを用いた冷凍空調機器、電動車両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】

【0007】

前記の課題を解決して、本発明の目的を達成するために、以下のように構成した。

すなわち、本発明の永久磁石同期モータは、1 相に複数の直列接続された巻線を有し、低速と高速とで駆動するインバータ回路を切替える複数インバータ方式の駆動装置によって前記巻線が選択されて駆動される永久磁石同期モータであって、複数の前記巻線の特性および構造が互いに異なり、複数の前記巻線をそれぞれ有して構成される複数のステータは、互いに形状が異なり、複数の前記巻線にそれぞれ対向する複数の永久磁石の厚みが互いに異なり、複数の前記永久磁石を有するロータは、複数の前記ステータとの位置関係が異なり、低速で駆動する複数の直列接続された前記巻線の巻線全体の誘起電圧定数と d 軸インダクタンスとの比より、高速で駆動する前記巻線を構成する少なくとも 1 組の巻線の誘起電圧定数と d 軸インダクタンスとの比が大きいことを特徴とする。

また、その他の手段は、発明を実施するための形態のなかで説明する。

10

20

30

40

50

【発明の効果】

【0008】

本発明によれば、低速回転域の高効率化と高速回転域の駆動範囲の拡大の両立をするとともに、更なる高出力化を可能とする永久磁石同期モータ、巻線切替モータ駆動装置、及び、それらを用いた冷凍空調機器、電動車両を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】本発明の第1実施形態に係る永久磁石同期モータの概略の構成を示す断面図である。

【図2】巻線切替モータ駆動装置に備えられたインバータ回路で、本発明の第1実施形態の永久磁石同期モータに備えられた巻線2を駆動する回路構成と、相互の関係を示す図である。

【図3】本発明の第1実施形態のモータ巻線、および各種巻線構造のモータ定数に対する回転速度対出力トルク特性を示す図である。

【図4】本発明の第1実施形態のモータ巻線、および各種巻線構造の諸特性の一覧を示す図である。

【図5】従来技術であるモータ巻線を直列／並列切替える方式の巻線構造を示す図であり、(a)は直列接続、(b)は並列接続を示している。

【図6】図4における「1巻線(1)」のモータ特性を示す図であり、(a)は回転速度に対する電圧／電流位相、(b)は回転速度に対するd軸／q軸電流値を示す図である。

【図7】図4における「1巻線(2)」のモータ特性を示す図であり、(a)は回転速度に対する電圧／電流位相、(b)は回転速度に対するd軸／q軸電流値を示す図である。

【図8】「1巻線(1)」と「1巻線(2)」のモータ印加電圧位相と出力トルクの特性を示す図である。

【図9】本発明の第2実施形態に係る永久磁石同期モータの巻線構造を示す図である。

【図10】本発明の第2実施形態に係るアキシアル型の永久磁石同期モータのステータの巻線配置を示す図である。

【図11】本発明の第2実施形態に係るラジアル型の永久磁石同期モータのステータの巻線配置を示す図である。

【図12】本発明の第3実施形態に係る永久磁石同期モータをインホイールモータに適用したモータ構造例を示す図である。

【図13】本発明の第4実施形態に係る永久磁石同期モータをラジアルギャップ構造に適用したモータ構造の第2例を示す図である。

【図14】本発明の第5実施形態に係る永久磁石同期モータをラジアルギャップ構造に適用したモータ構造の第3例を示す図である。

【図15】本発明の第6実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置のインバータA、インバータBの構成例を示す図である。

【図16】本発明の第7実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置のインバータA、インバータBの構成例を示す図である。

【図17】本発明の第8実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置のインバータA、インバータBのスイッチング周波数を変更する第1の駆動例を示す図である。

【図18】本発明の第9実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置のインバータA、インバータBのスイッチング周波数を変更する第2の駆動例を示す図である。

【図19】本発明の第10実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の電力回生の防止をする回路構成の第1例を示す図である。

【図20】本発明の第11実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の電力回生の防止をする回路構成の第2例を示す図である。

【図21】本発明の第12実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の倍電圧昇圧する回路構成例を示す図である。

【図22】本発明の第13実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の任意電圧昇圧する回

10

20

30

40

50

路構成例を示す図である。

【図 2 3】本発明の第 1 2 実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の回転速度に対する全波 / 倍電圧切替整流回路の動作特性例を示す図である。

【図 2 4】本発明の第 1 3 実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の回転速度に対する昇圧チョッパ回路の動作特性例を示す図である。

【図 2 5】本発明の第 1 4 実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置のインバータ回路を 3 台用いた場合の回路構成例を示す図である。

【図 2 6】本発明の第 1 5 実施形態に係る空調機器として、第 1 実施形態の永久磁石同期モータを空調機器が備える圧縮機に組込んだ場合の概略の構成を示す図である。

【図 2 7】本発明の第 1 5 実施形態に係る空調機器が備える永久磁石同期モータと巻線切替モータ駆動装置の動作特性を示す図である。

10

【図 2 8】本発明の第 1 6 実施形態に係る電動車両として、電動車両の駆動用モータとして適用した場合の概略の動作特性と動作範囲を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0010】

以下、本発明を実施するための形態（以下においては「実施形態」と表記する）を、図面を参照して説明する。なお、実施の形態を説明するための全図において、同一の部材には原則として同一の符号を付し、重複する説明は、適宜、省略する。

【0011】

第 1 実施形態：永久磁石同期モータ

20

本発明の第 1 実施形態に係る永久磁石同期モータについて以下に説明する。

なお、本発明の第 1 実施形態に係る永久磁石同期モータは、駆動方式と密接に関連しているので、巻線切替モータ駆動装置の説明を、適宜、間に挿む。

また、主要な項目の構成としては、＜永久磁石同期モータの概略の構成＞、＜永久磁石同期モータと巻線切替モータ駆動装置との関係＞、＜永久磁石同期モータの詳細な構成＞、＜特性比較について＞、＜第 1 実施形態の効果＞の内容と順番で説明する。

また、＜特性比較について＞の項目では、適宜、内容を細分化して記載している。

【0012】

＜永久磁石同期モータの概略の構成＞

図 1 は、本発明の第 1 実施形態に係る永久磁石同期モータの概略の構成を示す断面図である。

30

図 1 に示す永久磁石同期モータは、ダブルステータ型のアキシアルギャップ構造の永久磁石同期モータである。

図 1 において、永久磁石同期モータは、ロータ 2 1 とステータ（2 2 A、2 2 B）とシャフト 2 3 を備えて構成されている。

ロータ 2 1 は、永久磁石 2 1 A と永久磁石 2 1 B とを有し、この永久磁石 2 1 A と永久磁石 2 1 B をロータ 2 1 の両面に配置している。

また、ステータ（2 2 A、2 2 B）は、巻線 2 A を有して構成されるステータ 2 2 A と、巻線 2 B を有して構成されるステータ 2 2 B とによって構成されている。

【0013】

40

図 1 において、巻線 2 A と巻線 2 B とは、巻数等の特性や構造が異なるので、それらの大きさが異なって図示されている。また、永久磁石 2 1 A と永久磁石 2 1 B のそれぞれの厚み I_{ma} 、 I_{mb} が異なって図示されている。

また、巻線 2 A と永久磁石 2 1 A との間隔 I_{ga} と、巻線 2 B と永久磁石 2 1 B との間隔 I_{gb} とが異なって図示されている。

以上のように、本発明の第 1 実施形態に係る永久磁石同期モータは、巻線 2 A を有して構成されるステータ 2 2 A と、巻線 2 B を有して構成されるステータ 2 2 B とが異なり、また、永久磁石 2 1 A と永久磁石 2 1 B とを有するロータ 2 1 は、ステータ 2 2 A とステータ 2 2 B との関係が異なっていることに特徴がある。

この特徴の詳細を説明する前に、第 1 実施形態の永久磁石同期モータと、この永久磁石

50

同期モータを駆動する巻線切替モータ駆動装置との関係について説明し、その後で、本発明の第1実施形態に係る永久磁石同期モータの詳細について、再度、説明する。

【0014】

<永久磁石同期モータと巻線切替モータ駆動装置との関係>

永久磁石同期モータと巻線切替モータ駆動装置との関係、すなわち巻線切替モータ駆動装置を用いて、永久磁石同期モータを駆動する構成と基本動作について説明する。

図2は、巻線切替モータ駆動装置に備えられたインバータ回路(1A、1B)で、本発明の第1実施形態の永久磁石同期モータに備えられた巻線2を駆動する回路構成と、相互の関係を示す図である。

図2において、インバータ回路1A(インバータA、第1のインバータ回路)と、インバータ回路1B(インバータB、第2のインバータ回路)と、コンデンサ3は、巻線切替モータ駆動装置に備えられている。

10

また、以下において、インバータ回路1A、1Bを、それぞれ「インバータA」、「インバータB」と、適宜、表記する。

また、前記のように、巻線2Aと巻線2Bとを有する巻線2は、3相巻線構造の永久磁石同期モータ(以下において、適宜「モータ」と表記する)に備えられている。

なお、巻線2を、永久磁石同期モータを代表するものとして、「モータ2」と、適宜、表記する。

【0015】

3相巻線構造のモータ2(巻線2)は、各相で、それぞれの巻線(巻線2A、巻線2B)が直列接続されている。この直列接続された各接続点を含む、複数の接続点を介して、外部と接続できる構造となっている。

20

そして、これらの複数の接続点にインバータA及びインバータBの出力が接続されている。

具体的には、インバータAの出力は、3相巻線の端部である接続点A(81)に接続されており、インバータBの出力は、巻線2Aと巻線2Bの接続点であるモータ2の接続点B(82)に接続されている。

ここで、モータ2が回転した時に発生する誘起電圧は、接続点Aが接続点Bより高くなる構成、構造である。

また、平滑コンデンサ3は、交流電源を整流する整流回路もしくは電池等(不図示)から直流電力を供給される。

30

また、インバータA、インバータBの制御は、PWM(Pulse Width Modulation)制御である。ただし、インバータの個別の制御方式に関しては特に限定されるものではない。

【0016】

以上の構成において、モータ2の動作状態に応じて、インバータAもしくはインバータBのどちらか一方でモータ2の巻線2A、2Bを駆動する。

具体的には、低速回転時にはインバータAを用いて、直列に接続された巻線2A、2Bを駆動する。

直列に接続された巻線2A、2Bが発生する誘起電圧が大きいため、モータ2のモータ電流は少なく済み、インバータ損失である導通損、スイッチング損及びモータ損失である銅損、鉄損が低減できる。

40

【0017】

一方、高速回転時にはインバータBを用いて、巻線2Bのみを駆動する。

それは、高速駆動時にインバータAを用いて直列に接続された巻線2A、2Bを駆動すると、巻線2A、2Bによる誘起電圧が増大して、この誘起電圧がインバータAの直流電圧より高くなり、モータ2の動作を不安定にする可能性があるからである。

そのため、弱め界磁制御等を用いて誘起電圧を打ち消しながら駆動する必要があるため、インバータ損失及びモータ損失が増大する。

よって、接続点Bに接続されたインバータBを用いて、巻線2Bのみを駆動することで、誘起電圧は半減し、弱め界磁制御等を使用しなくても高速駆動が可能となり、インバー

50

タ損失及びモータ損失の低減が図れる。

なお、前記した低速回転時には、インバータAを用いて直列に接続された巻線2A、2Bを駆動し、高速回転時には、インバータBを用いて巻線2Bのみを駆動する方法は、結果的には、永久磁石同期モータに流れる電流が小さくなるように、インバータAとインバータBのいずれかを選択していることと同等になる。

【0018】

<永久磁石同期モータの詳細な構成>

図1において、前記したように、ステータ22Aには巻線2Aが備えられ、ステータ22Bには巻線2Bが備えられている。

ここで、巻線2Bのインダクタンスは、巻線2Aのインダクタンスの半分(50%)になるように設定されている。具体的には、巻線2Bの巻数は、巻線2Aの巻数の約70%に設定されている。

10

なお、巻線のインダクタンスは、巻数の2乗に比例するので、 $(0.7)^2 = 0.49$ 0.5の関係から前記の巻数比が選択される。

【0019】

また、発生する誘起電圧(誘起電圧定数)は、巻線2Aと巻線2Bは同一となるように、永久磁石21A、21Bの厚さ(l_{m_a} 、 l_{m_b})と、無負荷時の動作点での永久磁石の磁束密度(β_{m_a} 、 β_{m_b})、及びエアギャップ長(l_{g_a} 、 l_{g_b})が設定されている。

なお、永久磁石21A、21Bの厚さとは、磁化方向の磁石長(l_{m_a} 、 l_{m_b})である。

20

また、エアギャップ長には、カーター係数が考慮されている。

【0020】

以上を換言すれば、巻線2Aの誘起電圧定数 K_{e_a} とd軸インダクタンス L_{d_a} の比(K_{e_a}/L_{d_a})より、巻線2Bの誘起電圧定数 K_{e_b} とd軸インダクタンス L_{d_b} の比(K_{e_b}/L_{d_b})は、2倍になるように設定されている。

また、巻線2Aと巻線2Bの直列接続巻線の誘起電圧定数 $K_{e_{ab}}$ とd軸インダクタンス $L_{d_{ab}}$ の比($K_{e_{ab}}/L_{d_{ab}}$)と比較すると、前記の巻線2Bの誘起電圧定数 K_{e_b} とd軸インダクタンス L_{d_b} の比(K_{e_b}/L_{d_b})は、1.5倍に設定されている。

30

ここで、エアギャップの磁束密度は、次に示す式(1)のとおり、磁石の厚さ(l_{m_a} 、 l_{m_b})と、無負荷時の動作点での永久磁石の磁束密度(β_{m_a} 、 β_{m_b})とエアギャップ長(l_{g_a} 、 l_{g_b})で調整が可能である。

【0021】

【数1】

$$\beta = \frac{\beta_m \cdot l_m}{l_g + l_m} \quad \dots (1)$$

【0022】

ここで、 β はエアギャップの磁束密度、 β_m は無負荷時の動作点での永久磁石の磁束密度、 l_m は磁化方向の磁石長、 l_g はカーター係数考慮したエアギャップ長である。

40

つまり、巻数が低下した分をエアギャップの磁束密度を上げるとで発生する誘起電圧が同一となるように設計する。

【0023】

本実施形態では、誘起電圧定数、及びインダクタンスを巻線の巻数や磁石の厚さ、残留磁束密度、エアギャップ長で調整する手法で説明したが、巻線仕様や磁石形状や磁石配置及びロータ形状等を変更することで対応しても可能である。

また、誘起電圧定数やインダクタンスの低減量も、適用するシステムの要求仕様に従って設定すれば良い。

50

巻線仕様を変更する手法については、後記する第2実施形態で説明する。

【0024】

<特性比較について>

次に図3～図8を用いて各種の特性比較を示す。これらの特性を比較することによって、本実施形態の効果を説明する。

【0025】

《各種巻線構造の回転速度対出力トルク特性：その1》

図3は、本発明の第1実施形態のモータ巻線、および各種巻線構造（図4）のモータ定数に対する回転速度対出力トルク特性（適宜、「NT特性」と表記する）を示す図である。

10

図4は、本発明の第1実施形態のモータ巻線、および各種巻線構造の諸特性の一覧を示す図である。

図5は、従来技術であるモータ巻線を直列／並列切替える方式の巻線構造を示す図であり、（a）は「直列接続」、（b）は「並列接続」を示している。

図3の各種巻線構造のモータ定数に対する回転速度対出力トルク特性を説明する前に、図4の各種巻線構造の諸特性の一覧と、図5の直列／並列切替える方式の巻線構造を先に説明する。その後、あらためて図3の各種巻線構造のモータ定数に対する回転速度対出力トルク特性を説明する

【0026】

《各種巻線構造の諸特性の一覧》

20

前記したように、図4は、各種巻線構造の諸特性の一覧を示す図である。

図4において、各種巻線構造の諸特性の「項目」として、「巻線抵抗（ Ω ）」、「d軸インダクタンス（mH）」、「q軸インダクタンス（mH）」、「誘起電圧定数（V / (rad / s)）」、「Id最大電流値 = $-K_e / L_d$ （A）」、「極対数」がある。

また、各種巻線構造として、「直列接続」、「並列接続」、「1巻線（1）」、「1巻線（2）」と表記した4種類をあげている。

図4は、これら4種類の巻線構造に対して、前記の各「項目」の特性値を一覧表として示している。

なお、前記の各項目の具体的な意味については、適宜、必要に応じて、該当する箇所の説明で行う。

30

まず、前記のように表記した4種の巻線構造の具体的に意味する構造、構成について、次に説明する。

【0027】

《各種巻線構造について：その1》

まず、図3、図4において、「直列接続」、「並列接続」と表記した巻線構造の具体的に意味する構造、構成について説明する。

図5は、前記したように、従来技術であるモータ巻線を直列／並列切替える方式の巻線構造を示す図である。

図5において、（a）は「直列接続」、（b）は「並列接続」と、それぞれ表記した巻線構造の具体的な構造、構成を示している。

40

図5の（a）においては、同一仕様（誘起電圧定数、d軸インダクタンス）の巻線2A、2Bを各相（U相、V相、W相）毎に、直列接続している。この構造、構成を「直列接続」と表記する。

【0028】

また、図5の（b）においては、同一仕様（誘起電圧定数、d軸インダクタンス）の巻線2A、2Bを各相（U相、V相、W相）毎に、並列接続している。この構造、構成を「並列接続」と表記する。

したがって、図4における「並列接続」は「直列接続」に対して、回路的に合成された全体としての「巻線抵抗（ Ω ）」、「d軸インダクタンス（mH）」、「q軸インダクタンス（mH）」の各項目が、それぞれ約（1 / 4）の値となっている。

50

なお、誘起電圧定数は約 (1 / 2) となっている。

【 0 0 2 9 】

《 各種巻線構造について：その 2 》

次に、「 1 巻線 (1) 」、「 1 巻線 (2) 」の巻線構造の具体的に意味する構造、構成について説明する。

「 1 巻線 (1) 」および「 1 巻線 (2) 」は、図 2 において、ともに巻線 2 B のみの場合を示している。すなわち、インバータ B (1 B) のみで駆動し、インバータ A (1 A) は出力していない場合である。

ただし、「 1 巻線 (1) 」の巻線 2 B は、巻線 2 A と同一仕様 (d 軸インダクタンス、誘起電圧定数) である。

この場合を「 1 巻線 (1) 」と表記する。

それに対して、「 1 巻線 (2) 」の巻線 2 B は、巻線 2 A と異なる仕様で設定される。具体的には、巻線 2 B の d 軸インダクタンスおよび q 軸インダクタンスは、巻線 2 A の半分、誘起電圧定数は同一として設定される。

この場合を「 1 巻線 (2) 」と表記する。

なお、前記のように、誘起電圧定数は、インダクタンスと独立して設定が可能である。

【 0 0 3 0 】

《 各種巻線構造の回転速度対出力トルク特性：その 2 》

図 4 を参照しながら、あらためて、図 3 の各種巻線構造のモータ定数に対する回転速度対出力トルク特性を説明する

図 3 に示す各種巻線構造のモータ定数に対する回転速度対出力トルク特性 (以下、適宜、「 N T 特性」と表記する) は、直流電圧 2 7 0 V 、モータ電流実効値 (制限値) 4 0 A 、変調率 (交流成分と直流成分との比) 1 . 1 5 の条件での特性である。

図 3 に示す「直列接続：実線の太線」は、図 2 に示すインバータ A でモータ 2 を駆動した時の N T 特性に相当する。

「直列接続」の場合、図 4 に示すように、誘起電圧定数及び巻線のインダクタンスが大きいので、低速回転では高トルクが図れるが高速回転では出力トルクが低下する。

【 0 0 3 1 】

これに対して、図 3 に示す「並列接続：実線の細線」は、図 5 に示すとおり、巻線 2 A と巻線 2 B を並列接続した時の N T 特性である。図 4 に示すとおり、「直列接続」に対して誘起電圧定数は 1 / 2 、巻線インダクタンスは 1 / 4 となることから、図 3 に示す「並列接続：実線の細線」は、低速回転時の出力トルクは半減するが高速回転時の出力トルクを大きくできる。

これは、誘起電圧定数の低減率に対して巻線インダクタンスの低減率が増加したことによって、モータ印加電圧位相が直列接続時に対して進まないため、弱め界磁制御の制御量 (d 軸電流の I d 最大電流値 (限界値)) が増加できたためである。すなわち、弱め界磁制御で駆動できる範囲が拡大したことを意味する。

【 0 0 3 2 】

《 I d 最大電流値 》

ここで、図 4 に示す I d 最大電流値について説明する。

I d 最大電流値は、次に示す式 (2) の q 軸の電圧方程式 (微分項は省略) を用いて、q 軸印加電圧 V q 及び q 軸電流 I q が 0 になる条件から導きだした値であり、弱め界磁制御時に最大流せる d 軸電流値 I d を示している。

なお、d 軸と q 軸は、d q 座標系であって、d 軸とはロータの磁極がつくる磁束の方向 (永久磁石の中心軸方向、N 極方向) であり、q 軸とは d 軸の直角方向である。

【 0 0 3 3 】

【 数 2 】

$$Vq = R \cdot Iq + \omega \cdot Ld \cdot Id + Ke \cdot \omega \quad \dots (2)$$

【 0 0 3 4 】

ここで、 V_q は q 軸印加電圧、 I_q は q 軸電流、 I_d は d 軸電流、 R は巻線抵抗、 L_d は d 軸インダクタンス、 K_e は誘起電圧定数、 ω は電気角速度

【0035】

つまり、誘起電圧定数と d 軸インダクタンスの比が大きいほど、 d 軸電流の流せる電流値が増加するため、弱め界磁制御の制御範囲が拡大できる。したがって、高速回転時の駆動範囲が拡大する。

図4においては、「並列接続」の場合、 I_d 最大電流値は -58.5 A となっている。

この値は、モータ電流制限値（ピーク電流値 56.6 A ：実効値 $40\text{ A} \times \sqrt{2}$ ）より大きな値であって、システムが設定しているモータ電流制限値以上の値となっている。

すなわち、システムが設定している条件下で最大トルクを出力できることを意味する。

言い換えると、 I_d 最大電流値は、インバータ主回路の素子の電流容量で決定される最大電流値以上に設定しておけば、システムとしての最大トルクを確保できる。

【0036】

《各種巻線構造の回転速度対出力トルク特性：その3》

図3において、「1巻線（1）：破線」は、巻線2Aと巻線2Bが同一巻数で、かつ、同一インダクタンスで設計された場合のNT特性である。

図4に示すように、「1巻線（1）」は、「直列接続」に対して、誘起電圧定数が $1/2$ 、巻線インダクタンスが $1/2$ 時の特性である。

この場合、「並列接続」と異なり、巻線のインダクタンスの低減率が小さいため（ I_d 最大電流値が直列接続と同等のため）、高速回転時のトルク特性は、直列接続時とほぼ同等の特性となる。

この適用するシステムによっては、1巻線（1）の巻線仕様でも効果を十分活用できるが、さらに高出力化が要求されるシステムでは適用できない。

そこで、本実施形態の様に、巻線2Bのインダクタンスを巻線2Aのインダクタンスの半分（誘起電圧定数は同一）に設計した「1巻線（2）」のモータ2を使用すると、図3に示す、「1巻線（2）：一点鎖線」のように、「並列巻線」とほぼ同等のNT特性（ I_d 最大電流値も並列接続と同等）を得られ、出力範囲を拡大できる。

【0037】

なお、従来技術の「並列巻線」と本実施形態の「1巻線（2）」とは、前記したように、ほぼ同等のNT特性が得られる。しかし、従来技術の「並列巻線」は、機械式スイッチを必要として、一旦、駆動中のモータを停止させて切り替える必要がある方式であるのに対し、本実施形態の「1巻線（2）」は、機械式スイッチが不要で、モータを停止することなく、低速から高速への連続運転が可能な方式である。

【0038】

《1巻線（1）と1巻線（2）の特性の相違》

次に、図6～図8を用いて1巻線（1）と1巻線（2）の特性の違いを説明する。

図6は、図4における「1巻線（1）」のモータ特性を示す図であり、（a）は回転速度に対する電圧／電流位相（ q 軸からの進み位相を示す）、（b）は回転速度に対する d 軸／ q 軸電流値を示す図である。

また、図7は、図4における「1巻線（2）」のモータ特性を示す図であり、（a）は回転速度に対する電圧／電流位相（ q 軸からの進み位相を示す）、（b）は回転速度に対する d 軸／ q 軸電流値を示す図である。

図6の（a）、図7の（a）において、横軸は回転速度（回転数／分： min^{-1} ）であり、縦軸は印加電圧（印加電圧位相）と、モータ電流（モータ電流位相）のそれぞれの位相を示している。

また、図6の（b）、図7の（b）において、横軸は回転速度（回転数／分： min^{-1} ）であり、縦軸は d 軸電流と、 q 軸電流のそれぞれの電流を示している。

【0039】

図6に示す「1巻線（1）」の場合、図6の（a）に示すように、回転速度が 2200 min^{-1} で、印加電圧位相が約 100 度となり、その後、戻り始め 90 度に漸近始める

。

このとき、図6の(b)に示すように、d軸電流値 I_d も負方向に増加していたものが正方向に増加を始める。このd軸電流値 I_d は、図4に示す I_d 最大電流値(-28.5 A)に漸近して行く。

この特性は、弱め界磁制御を進めると、システムとしての電流制限値よりも先に I_d 最大電流値の制限でモータ電流が制限され出力トルクが出せなくなることを意味する。

【0040】

これに対して、図7に示す1巻線(2)の場合、図7の(b)のd軸電流値 I_d は、図6の(b)の1巻線(1)のような変化点はなく、負方向に単調増加をしており、その値は I_d 最大電流値(-58.5 A)に漸近している。

10

かつ、図7の(a)に示すように印加電圧位相は増加するものの80度程度に漸近している。

この特性の違いが、高速回転域での出力トルクの差となっている。

【0041】

図8を用いて更に説明する。

図8は、「1巻線(1)」と「1巻線(2)」の回転速度を 2200 min^{-1} に固定した時のモータ印加電圧位相(q軸を基準に進み位相を正)と出力トルクの特性を示す図である。

図8において、横軸は電圧位相(度)、縦軸はトルク(Nm)を表している。また、破線が1巻線(1)、一点鎖線が1巻線(2)の特性を示している。

20

1巻線(1)、1巻線(2)のどちらの特性も、電圧位相が約100度で出力トルクのピーク値が存在する特性となっている。

すなわち、電圧位相が約100度を超えると出力トルクは低下する。この点がモータの出力できる限界トルク(システムによる電流制限ない場合)である。

このため、1巻線(1)の限界トルクは約29 Nm、1巻線(2)の限界トルクは約57 Nmとなる。

【0042】

つまり、1巻線(1)の 2200 min^{-1} での限界トルクは約29 Nmであるので、それ以上のトルクを出力できない。また、電圧位相をさらに進めてもトルクは増加しない。

30

すなわち、d軸電流 I_d を負に増加しても、出力トルクは低下する一方となり、安定点が無くなる。

そのため、図6の(b)に示すように、d軸電流 I_d は、 2200 min^{-1} を境に正方向に増加している。つまり、出力トルクを低下させることで I_d の安定点で落ち着く。

【0043】

これに対して、図8に示す、1巻線(2)の 2200 min^{-1} での限界トルクは、約57 Nmであるので余裕があり、 I_d も負方向に単調増加している(図7の(b))。

なお、図3に示すとおり、1巻線(2)の最大トルクは、約33 Nmに制限されているが、これは、システムとしてのモータ電流最大値を40 Aと設定しているためである。

言い換えると、モータの限界トルクではなく、インバータ回路の電流容量の限界値(ピーク電流値56.6 A)で出力トルク範囲が決まっている。

40

すなわち、インバータ回路の電流容量の限界値を大きく設定すれば、1巻線(2)の 2200 min^{-1} での限界トルクは約57 Nmとなって余裕があるのである。

【0044】

前記したように、1巻線(2)、及び並列巻線の I_d 最大電流値(モータ設計値からくる制約条件)は-58.5 Aであり、インバータ回路の電流容量の限界値を上回っているため、モータのトルク限界値以下で使用できている。

すなわち、モータ設計は、前記したとおり、システムの電流容量の限界値以上の I_d 電流最大値(- K_e/L_d)になるように設計するとシステム(インバータ回路)が持つ最大トルクでの駆動が可能となる。

50

【 0 0 4 5 】

前記した、巻線を直列と並列に切替える図3の「直列接続」と「並列接続」を併用する従来方式では、巻線を切替える際にモータを停止させる必要があるため適用システムも制限された。

それに対して、本実施形態では、インバータ回路の駆動を切替えるだけで巻線の切替え（連続切替）が可能なので適用システムの制限もなくなる。

すなわち、連続駆動時にモータの巻線切替が可能であり、電動車（電動車両）の主機の駆動システムにも適用できる。

また、インバータAとインバータBの切替条件は、回転速度やモータ印加電圧と直流電圧の関係や変調率、もしくは予め設定した回転速度とトルクの関係式、または、モータ電流値等様々な手段が考えられる。本実施形態では切替条件が限定されない。

10

【 0 0 4 6 】

< 第1実施形態の効果 >

以上のとおり、本発明の第1実施形態を用いることにより、巻線切替モータ駆動装置の高効率化と駆動範囲の拡大が同時に達成できる。

さらに、本実施形態の構成では、駆動するインバータ回路は常に1台であるので、インバータ回路が発生する損失は1台分である。

また、モータの巻線を切替えるための付属のスイッチ回路（半導体スイッチ、機械式スイッチ）も不要であり、特許文献2、3、4に比較して、高効率なシステムが実現できる。

20

また、特許文献5よりも駆動範囲を拡大できる。

【 0 0 4 7 】

第2実施形態：永久磁石同期モータ

次に、第2実施形態として、本発明のモータ巻線構造の別形態を図9～図11を参照して説明する。

図9は、本発明の第2実施形態に係る永久磁石同期モータの巻線構造を示す図である。

図10は、本発明の第2実施形態に係るアキシャル型の永久磁石同期モータのステータの巻線配置を示す図である。

図11は、本発明の第2実施形態に係るラジアル型の永久磁石同期モータのステータの巻線配置を示す図である。

30

【 0 0 4 8 】

《巻線構成》

図9において、巻線構成は、第1実施形態と同様に巻線2Aと巻線2Bから構成されているが、巻線2Aは、更に直列構成となり、巻線2Bは、更に並列構成になっている。

すなわち、巻線2Aは、2つの直列巻線（U1、U2、V1、V2、W1、W2）を備えて構成されている。そして、巻線U1、U2、巻線V1、V2、巻線W1、W2が、それぞれ直列に接続されている。

また、巻線2Bは、2つの並列巻線（U3、U4、V3、V4、W3、W4）を備えて構成されている。そして、巻線U3、U4、巻線V3、V4、巻線W3、W4が、それぞれ並列に接続されている。

40

【 0 0 4 9 】

以上のような構成にすると、磁石厚みやエアギャップ等が同一であっても、巻線2Bは巻線2Aに対して、誘起電圧定数は1/2、d軸インダクタンスは1/4に設定することができる。

すなわち、巻線2Bの誘起電圧定数とd軸インダクタンスの比は、巻線2A及び巻線全体（巻線2A＋巻線2B）の誘起電圧定数とd軸インダクタンスの比より大きく設定できる。そのため、巻線2Bのみで駆動した場合の高速回転時の駆動範囲を拡大できる。

また、巻線2Bは、同一巻線を並列接続しているので、巻線抵抗も1/2に低減できて、銅損の低減にも効果がある。

【 0 0 5 0 】

50

ただし、磁石やモータ形状を変更しない場合（巻線だけで対応した場合）、巻線全体の誘起電圧定数は、直列接続のみの仕様より低下するため、低速回転域の最大トルクは低下する。

換言すれば、同一トルクの場合、低速回転時の電流低減効果は少なくなるため低速回転の効率は若干低下する。

よって、システムの駆動範囲や要求仕様に合わせて、モータ巻線構成を選択することが重要である。

【 0 0 5 1 】

《ステータの巻線配置》

この構成をステータの巻線配置で示したのが図 1 0、図 1 1 である。

10

前記したように、図 1 0 は、本発明の第 2 実施形態に係るアキシャル型の永久磁石同期モータのステータの巻線配置を示す図である。

以上において第 2 実施形態では、アキシャルギャップ構造のモータで説明したが、ラジアルギャップ構造のモータでも同様の事が可能である。

つまり、モータ構造に限定されず、第 2 実施形態を適用することが可能である。

また、前記したように、図 1 1 は、本発明の第 2 実施形態に係るラジアル型の永久磁石同期モータのステータの巻線配置を示す図である。

図 1 1 において、巻線コイルを二重の層で記載しているが、これは説明のため便宜上記載している。実際の巻線コイルは層を作る必要はない。例えば、U 1 相と U 3 相を 2 本に束ねて、同時に巻いていってもよい。

20

【 0 0 5 2 】

第 3 実施形態：永久磁石同期モータ

次に、第 3 実施形態として、電動車駆動用モータ（特にインホイールモータ）に適用した場合のモータ構造例を、図 1 2 を参照して説明する。

図 1 2 は、本発明の第 3 実施形態に係る永久磁石同期モータをインホイールモータに適用した構造例を示す図である。

図 1 2 は、図 1 の構造をインホイールモータに適した構造に変形したものである。

図 1 2 の各符号は、図 1 の同一の符号の部品、要素に対応し、同一の特性を有する。

その他の大きな変更はない。重複する説明は省略する。

【 0 0 5 3 】

30

第 4 実施形態：永久磁石同期モータ

次に第 4 実施形態として、ラジアルギャップ構造に適用したモータ構造の例を、図 1 3 を参照して説明する。

図 1 3 は、本発明の第 4 実施形態に係る永久磁石同期モータをラジアルギャップ構造に適用したモータ構造の第 2 例を示す図である。

図 1 3 において、ステータ 2 2 に巻線（2 A、2 B）を設置し、ロータ（2 1 C、2 1 D）を 2 個にした構造である。

巻線 2 A と巻線 2 B とは、互いの大きさ、形状が異なっている。また、ロータ 2 1 C とロータ 2 1 D とは、互いの大きさ、形状が異なっている。

なお、図 1 3 における各符号は、図 1 における同一の符号の部品、要素に対応し、同一の特性を有する。

40

その他の大きな変更はない。重複する説明は省略する。

【 0 0 5 4 】

第 5 実施形態：永久磁石同期モータ

次に、第 5 実施形態として、ラジアルギャップ構造に適用したモータ構造の他の例を、図 1 4 を参照して説明する。

図 1 4 は、本発明の第 5 実施形態に係る永久磁石同期モータをラジアルギャップ構造に適用したモータ構造の第 3 例を示す図である。

図 1 4 において、ロータ 2 1 を一体化した構造としている。

また、巻線 2 A は、第 1 実施形態と同様の集中巻構造であるが、巻線 2 C は分布巻構造

50

とする。

集中巻に対して分布巻は巻線のインダクタンスが低減できるため、巻き方の変更でも対応できる。なお、集中巻と分布巻でインダクタンスが異なるのは、集中巻と分布巻とで磁束の分布が異なるためである。

図14における各符号は、図1における同一の符号の部品、要素に対応し、同一の特性を有する。

その他の大きな変更はない。重複する説明は省略する。

【0055】

第6実施形態：巻線切替モータ駆動装置

第3～第5実施形態では、モータ構造例について述べたが、第6の実施形態では、巻線切替モータ駆動装置のインバータ回路のスイッチング素子の構成例について、図15を参照して説明する。

【0056】

図15は、本発明の第6実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置のインバータA(10A)、インバータB(10B)の構成例を示す図である。

図15において、図2と同様のモータ駆動装置の構成図であるが、インバータ回路10A(インバータA)を構成するスイッチング素子が異なる。

図15において、低速回転域を駆動するインバータAのスイッチング素子として、低電流で低導通損失特性に優れたスイッチング素子(第1種のスイッチング素子)として、MOSFET(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)を用いている。

また、高速回転域を駆動するインバータBのスイッチング素子(第2種のスイッチング素子)として、高電流で低導通損失特性に優れたスイッチング素子として、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)を用いている。

以上のように、低電流で低導通損失特性に優れたスイッチング素子と、高電流で低導通損失特性に優れたスイッチング素子とを使い分けることによって、損失を更に低減する。

図15における各符号は、図2における同一の符号の部品、要素に対応し、同一の特性を有する。

その他の大きな変更はない。重複する説明は省略する。

【0057】

第7実施形態：巻線切替モータ駆動装置

次に、第7の実施形態では、巻線切替モータ駆動装置のインバータ回路のスイッチング素子の他の構成例について、図16を参照して説明する。

【0058】

図16は、本発明の第7実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置のインバータA(100A)、インバータB(100B)の構成例を示す図である。

図16において、図2と同様のモータ駆動装置の構成図であるが、インバータ回路100A、100B(インバータA、B)に用いられているスイッチング素子に相違がある。

図16において、インバータA、及びインバータBの上下アームの素子を異なる特性の素子で構成している例である。

インバータA、Bにおいて、上アームのスイッチング素子として高電流で低導通損失特性に優れたスイッチング素子(例えばIGBT)を適用、下アームのスイッチング素子として低電流で低導通損失特性に優れたスイッチング素子(例えばSJ-MOSFET)を適用した例である。

図16の実施例の場合、下アームに適用しているSJ-MOSFETは、特に低電流時の導通損失が少ない素子であるので、低電流時は下アームのスイッチング動作が少なくなり、オンしている時間が長くなる下2相変調方式で駆動する。

また、高電流時は上アームのスイッチング動作が少なくなり、オン時間が長くなる上2相変調方式で駆動する。このとき、さらなる低損失化が図れる。

その他の大きな変更はない。重複する説明は省略する。

【0059】

第 8 実施形態：巻線切替モータ駆動装置

次に、第 8 実施形態として、巻線切替モータ駆動装置のインバータ回路のスイッチング周波数を変更する第 1 例について、図 17 を参照して説明する。

図 17 は、本発明の第 8 実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置のインバータ A、インバータ B のスイッチング周波数を変更する第 1 の駆動例を示す図である。

図 17 において、横軸にモータの回転速度、縦軸にインバータ回路のスイッチング周波数を示している。

図 17 は、駆動するインバータ回路をインバータ A からインバータ B に切替える時にスイッチング周波数も一緒に変更する例である。

【 0 0 6 0 】

10

モータの鉄損を考えた場合、一般的にインバータ回路のスイッチング周波数を高く設定した方が鉄損を小さく出来ることが知られている。特に高速域では、その鉄損が低減される効果が顕著になる。

この効果が顕著になる理由は、PWM 制御時のスイッチング動作に起因するモータ電流のリプル成分の影響である。そのため、モータのインダクタンス成分が小さい状態ではその影響も大きくなる。

そこで、第 8 実施形態では、低速回転域を駆動するインバータ A のスイッチング周波数より、高速回転域を駆動するインバータ B のスイッチング周波数を高く設定する。

この低速回転域を駆動するインバータ A のスイッチング周波数より、高速回転域を駆動するインバータ B のスイッチング周波数を高くすることで、モータの鉄損低減を図り、モータとインバータ回路の総合損失を最小にする。

20

モータ駆動装置の構成は、前記の実施形態の回路構成を適用可能である。しかし、本実施形態の効果を最大限発揮するには、高速回転域を駆動するインバータ B のスイッチング素子の特性としては、低スイッチング損失特性に優れた素子を選択することが重要である。

すなわち、SiC (Silicon Carbide) や GaN (Gallium Nitride) などのワイドギャップ半導体素子の適用が有効である。

【 0 0 6 1 】

第 9 実施形態：巻線切替モータ駆動装置

次に第 9 実施形態として、巻線切替モータ駆動装置のインバータ回路のスイッチング周波数を変更する第 2 例について、図 18 を参照して説明する。

30

図 18 は、本発明の第 9 実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置のインバータ A、インバータ B のスイッチング周波数を変更する第 2 の駆動例を示す図である。

図 18 において、横軸にモータ回転速度、縦軸にインバータ回路のスイッチング周波数を示している。

図 18 は、駆動するインバータ回路をインバータ A からインバータ B に切替える時にスイッチング周波数も一緒に変更するとともに、インバータ B で駆動時にモータ回転速度に応じてスイッチング周波数をさらに変更する例である。

図 18 においては、高速域でインバータ B のスイッチング周波数をより適切な周波数に可変しているため、図 17 の高速域でインバータ B のスイッチング周波数が一定の駆動方法より、さらに効率を向上させることが可能である。

40

それ以外は、図 17 に示した第 8 実施形態と同様であるので、重複する説明は省略する。

【 0 0 6 2 】

第 10 実施形態：巻線切替モータ駆動装置

これまでの実施形態では、モータの効率改善と駆動範囲の拡大についての適用例（実施形態）を述べた。

しかし、前記の実施形態、例えば図 2 で示した第 1 実施形態を駆動する巻線切替モータ駆動装置の構成のみでは、インバータ B で所定値以上の高速駆動時に接続点 A にモータの誘起電圧が発生し、その誘起電圧がインバータ A の直流電圧以上になった場合にモータか

50

らの電力回生が発生する可能性がある。

第10実施形態では、モータの誘起電圧に起因する電力回生の防止方法の第1例を示す。

図19は、本発明の第10実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の電力回生の防止をする回路構成の第1例を示す図である。

図19においては、図2の回路に対して、スイッチ回路4Aとスイッチ回路4Bを、それぞれインバータAの正側直流配線と、負側直流配線にそれぞれ備えられている点である。

【0063】

図2、あるいは、図19において、高速回転域用のインバータBで駆動時に動作を停止しているインバータAのモータ接続端子にはモータ2が発生する誘起電圧が印加される。

平滑コンデンサ3の直流電圧が、発生した誘起電圧以上であれば回生電流は流れないが、発生した誘起電圧が平滑コンデンサ3の直流電圧以上になると、インバータAに内蔵されているフライホイールダイオードを介して回生電流が流れる。この現象が発生するとモータ駆動も不安定となる。

そこで、図19に示すように、電力回生を防止するスイッチ回路4A、4Bを追加する。そして、電力回生が起きる前に、スイッチ回路4A、4B（電氣的に絶縁する回路構成）を遮断することにより、モータ2の回生電力がインバータAの直流電源（コンデンサ3）に流入するのを防止する。

【0064】

以上により、高速回転時の電力回生を防止できて、安定した高速回転駆動が実現できる。

なお、スイッチ回路4A、4Bは、リレー等の機械式スイッチでも半導体スイッチでもよい。機械式スイッチの場合は、電流が流れていない状態で切替える必要があるが、発生する誘起電圧が直流電圧より低い状態で機械式スイッチの入り切りを実行できれば問題ない。

また、半導体スイッチを適用した場合は、モータを停止せずに、前記のスイッチ回路4A、4Bの開閉が可能である。

【0065】

第11実施形態：巻線切替モータ駆動装置

次に、第11実施形態として、モータの誘起電圧に起因する電力回生の防止方法の第2例を示す。

図20は、本発明の第11実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の電力回生の防止をする回路構成の第2例を示す図である。

図20においては、図2の回路に対して、スイッチ回路4Cが、インバータAとモータ2との間に備えられている点である。

第10実施形態で説明したように、高速回転域用のインバータBで駆動時に、動作を停止しているインバータAのモータ接続端子にはモータ2が発生する誘起電圧が印加される。

平滑コンデンサ3の直流電圧が、発生した誘起電圧以上であれば回生電流は流れないが、発生した誘起電圧が平滑コンデンサ3の直流電圧以上になると、インバータAに内蔵されているフライホイールダイオードを介して回生電流が流れる。この現象が発生するとモータ駆動も不安定となる。

【0066】

この現象を防止するために、図20では、電力回生を防止するスイッチ回路4Cを追加している。

そして、電力回生が起きる前に、スイッチ回路4C（電氣的に絶縁する回路構成）を遮断することにより、モータ2の回生電力がインバータAに流入するのを防止する。

以上により、高速回転時の電力回生を防止でき、安定した高速回転駆動が実現できる。

なお、スイッチ回路4Cは、前記した第10実施形態のスイッチ回路4A、4Bと同様

10

20

30

40

50

に、リレー等の機械式スイッチでも半導体スイッチでも、どちらでも可能である。重複する説明は省略する。

【0067】

第12実施形態：巻線切替モータ駆動装置

次に、第12実施形態として、図21と図23を参照して、直流電圧を昇圧できるモータ駆動装置の第1例について説明する。

図21は、本発明の第12実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の倍電圧昇圧する回路構成例を示す図である。

図21は、図2に示した基本構成に、交流電源6に対して、全波/倍電圧切替整流回路5を追加した構成である。

また、全波/倍電圧切替整流回路5は、ダイオードブリッジからなる全波整流回路5Aと、2個のコンデンサ30とスイッチ5Bとを具備する倍電圧整流回路(30、5B)とを備えて構成されている。

【0068】

また、全波/倍電圧整流回路の切替えを行うために、図2における平滑コンデンサ(コンデンサ)3は、図21においては、2個のコンデンサ(平滑コンデンサ)30を直列接続とした構成に置き換えられている。

図21に示す全波/倍電圧切替整流回路5は公知技術であるので、詳細な構成と動作の説明は省略する。

ただし、簡単に概略を説明すれば、全波/倍電圧を切替えるスイッチ5Bをオンすると倍電圧整流回路として動作する。このため、インバータAの直流電源を供給する全波/倍電圧切替整流回路5の出力である直流電圧は、ステップ状に変化する。

【0069】

図23は、本発明の第12実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の回転速度に対する全波/倍電圧切替整流回路5の動作特性例を示す図である。なお、図22については、後記する。

図23において、横軸にモータの回転速度、縦軸に全波/倍電圧切替整流回路5の出力の直流電圧と、モータの誘起電圧を示している。

全波/倍電圧切替整流回路5の全波整流領域の直流電圧を特性線23C、倍電圧整流領域の直流電圧を特性線23Dとして示している。

また、インバータAで駆動する低中速領域の誘起電圧を特性線23A、インバータBで駆動する高速領域の誘起電圧を特性線23Bで表記している。

なお、図23においては、全波整流領域を「全波整流」、倍電圧整流領域を「倍電圧整流」、低中速領域を「低中速域」、高速領域を「高速域」と、それぞれ表記している。

【0070】

図23は、前記したように、図21の回路構成を用いた場合の動作説明図である。低速回転域は、これまでの実施形態、例えば第1実施形態で説明した通りインバータAで駆動する。このときは、モータの回転速度も低く、誘起電圧23Aも低いので大きな直流電圧は必要ないため、全波整流回路で動作させる。

また、モータの回転速度が増加すると、それにもともない誘起電圧23Aも次第に上昇する。そして、モータの回転速度がN1になると、発生する誘起電圧と直流電圧が同じになる。すなわち電圧飽和となるため、そのままモータの回転速度を上昇させると、モータが発電機となって回生電力を発生することになる。この回生電力の発生を防止するために、直流電圧が誘起電圧より高くなるように、高速回転域駆動用のインバータBに切替えて駆動を続ける。

インバータBに切替えることで、インバータBにかかる誘起電圧は、一旦、減少する(回転速度N1~N2)。

【0071】

その後、回転速度を増加していくと、誘起電圧が増加して直流電圧以上になる。この誘起電圧が増加して直流電圧以上になる前の回転速度N2において、整流回路構成を倍電圧

10

20

30

40

50

整流回路に切替える（特性線 23D）。

全波 / 倍電圧切替整流回路 5 を倍電圧整流の動作に切替えることで、全波 / 倍電圧切替整流回路 5 の出力する直流電圧は 2 倍の大きさとなる。そのため、電圧飽和することなく高速回転駆動が可能となる。

なお、以上の第 12 実施形態では、第 10、第 11 実施形態で述べたような電力回生が発生しないので、スイッチ回路（4A、4B：図 19、4C：図 20）も不要である。

さらに、低速回転域では、直流電圧を低く抑えることが可能であるので、インバータ A のスイッチング損失やモータの鉄損が低減でき高効率駆動化が図れる。

【0072】

第 13 実施形態：巻線切替モータ駆動装置

10

次に、第 13 実施形態として、図 22 と図 24 を参照して、直流電圧を昇圧できるモータ駆動装置の第 2 例について説明する。

図 22 は、本発明の第 13 実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の任意電圧昇圧する回路構成例を示す図である。

図 22 は、図 2 に示した基本構成に、直流電源 7 の直流電圧を昇圧チョッパ回路 50 で昇圧するコンバータ回路を追加した構成である。昇圧チョッパ回路 50 はスイッチング動作を用いて任意の直流電圧に昇圧が可能である。

昇圧チョッパ回路 50 は、図 22 に示すように、スイッチング素子、インダクタ、ダイオード、コンデンサを備えている。この昇圧チョッパ回路 50 は公知技術であるので、詳細な構成と動作の説明は省略する。

20

【0073】

図 24 は、本発明の第 13 実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置の回転速度に対する昇圧チョッパ回路 50 の動作特性例を示す図である。

図 24 において、横軸にモータの回転速度、縦軸に昇圧チョッパ回路 50 の出力の直流電圧と、モータの誘起電圧を示している。

昇圧チョッパ回路 50 の昇圧動作停止領域の直流電圧を特性線 24C、昇圧動作領域の直流電圧を特性線 24D として示している。

また、インバータ A で駆動する低中速領域の誘起電圧を特性線 24A、インバータ B で駆動する高速領域の誘起電圧を特性線 24B で表記している。

なお、図 24 においては、昇圧動作停止領域を「昇圧動作停止」、昇圧動作領域を「昇圧動作」、低中速領域を「低中速域」、高速領域を「高速域」と、それぞれ表記している。

30

【0074】

図 24 は、前記したように、図 22 の回路構成を用いた場合の動作説明図である。低速回転域は、これまでの実施形態、例えば第 1 実施形態で説明した通りインバータ A で駆動する。この時は、モータの回転速度も低く、誘起電圧 234 も低いので大きな直流電圧は必要ないため、昇圧チョッパ回路 50 は停止している。

また、モータの回転速度が増加すると、それにもとない誘起電圧 24A も次第に上昇する。そして、モータの回転速度が N1 になると、発生する誘起電圧と直流電圧が同じになる。すなわち電圧飽和となるため、そのままモータの回転速度を上昇させると、モータが発電機となって回生電力を発生することになる。この回生電力の発生を防止するために、直流電圧が誘起電圧より高くなるように、高速回転域駆動用のインバータ B に切替えて駆動を続ける。

40

インバータ B に切替えることで、インバータ B にかかる誘起電圧は、一旦、減少する（回転速度 N1 ~ N2）。

【0075】

その後、回転速度を増加していくと、誘起電圧が増加して直流電圧以上になる。この誘起電圧が増加して直流電圧以上になる前の回転速度 N2 において、昇圧チョッパ回路 50 を昇圧動作させる（特性線 24D）。

昇圧チョッパ回路 50 を昇圧動作させることで、出力の直流電圧 24D は、モータ 2 の

50

誘起電圧 2 4 B より高くすることができるので、電圧飽和することなく高速回転駆動が可能となる。

なお、以上の第 1 3 実施形態では、第 1 2 実施形態と同様に、第 1 0、第 1 1 実施形態で述べたような電力回生が発生しないので、スイッチ回路 (4 A、4 B : 図 1 9、4 C : 図 2 0) も不要である。

さらに、低速回転域では、直流電圧を低く抑えることが可能であるので、インバータ A のスイッチング損失やモータの鉄損が低減でき高効率駆動化が図れる。

【 0 0 7 6 】

なお、図 2 2 の回路による図 2 4 の特性図が、図 2 1 の回路による図 2 3 の特性図と異なるのは、回転速度 N 2 以降の直流電圧の上げ方である。

10

第 1 3 実施形態の図 2 2 の回路構成においては、昇圧チョッパ回路 5 0 を用いることで直流電圧 2 4 D を任意の大きさに制御できる。そのため、高速回転域の直流電圧 2 4 D を必要最小限に制御することで、昇圧チョッパ回路 5 0 の損失低減ができる。さらに、インバータ B のスイッチング損失やモータの鉄損も低減可能である。

【 0 0 7 7 】

第 1 4 実施形態：巻線切替モータ駆動装置

次に、第 1 4 実施形態として、図 2 5 を参照し、インバータ回路を 3 台用いた場合の巻線切替モータ駆動装置について説明する。

図 2 5 は、本発明の第 1 4 実施形態に係る巻線切替モータ駆動装置のインバータ回路を 3 台用いた場合の回路構成例を示す図である。

20

図 2 5 は、図 2 に示したインバータ回路が 2 台の場合の基本構成に、さらに 1 台を追加して、巻線切替モータ駆動装置を 3 台のインバータ回路構成と、かつ、それに対応するモータの巻線の構成にしたものである。

図 2 5 において、モータ 2 0 は、各相の巻線の直列数を 3 つにした巻線構造 (2 0 A、2 0 B、2 0 C) としている。インバータ回路及びモータの基本構成及び動作は図 2 と同様である。

第 1 4 実施形態のとおり、インバータ回路 (1 A、1 B、1 C) を 3 台として、低速回転域、中速回転域、高速回転域と分けて駆動することも可能である。

このような 3 台のインバータ回路の構成にすることにより、更に高効率で広範囲駆動が可能となる。

30

【 0 0 7 8 】

第 1 5 実施形態：空調機器

次に、第 1 5 実施形態として、図 2 6 と図 2 7 を参照し、前記した本発明の永久磁石同期モータや巻線切替モータ駆動装置を空調機器に適用する場合について説明する。

図 2 6 は、本発明の第 1 5 実施形態に係る空調機器として、図 1 に示す第 1 実施形態の永久磁石同期モータを、空調機器が備える圧縮機 (スクロール圧縮機) 6 0 に組込んだ場合の概略の構成を示す図である。

図 2 6 において、永久磁石同期モータ (2 1、2 1 A、2 1 B、2 2 A、2 A、2 2 B、2 B、2 3) が固定スクロール 6 1 と旋回スクロール 6 2 に組み込まれている。

なお、巻線切替モータ駆動装置は図示していない。

40

【 0 0 7 9 】

図 2 7 は、本発明の第 1 5 実施形態に係る空調機器が備える永久磁石同期モータと巻線切替モータ駆動装置の動作特性を示す図である。

図 2 7 は、空調機に適用した場合のモータの回転数と出力トルクの概略イメージ図と空調機が必要とする動作範囲を示している。

また、図 2 7 は、空調機器の A P F (Annual Performance Factor、通年エネルギー消費効率) を算出するために使用する各能力域 (最小、中間、定格、最大) も合わせて示している。

図 2 7 において、空調機の場合は、A P F 値が効率性能の代表値であるため、A P F を向上させる必要がある。この A P F は、発生頻度や運転時間で各能力域の寄与率が設定さ

50

れており、最小能力域や中間能力域の寄与率が高い。

【0080】

換言すれば、空調機のA P F 値を大幅に向上させるためには、最小能力域や中間能力域の効率を上げることが必要である。

そのため、図27に示すように、最小能力域や中間能力域はモータ2の直列巻線すべてを使用するインバータAで駆動する(特性線27A)。

これに対して、定格能力域や最大能力域では高出力化が要求されるため、モータ2の1巻線を使用して駆動するインバータBに切替えて駆動する(特性線27B)。

以上のように、本発明の永久磁石同期モータと巻線切替モータ駆動装置を、空調機器に適用することにより、前記した理由から、空調機器の高効率化と高出力化との両立が図れる。

10

【0081】

第16実施形態：電動車両

次に、第16実施形態として、図28を参照し、前記した本発明の永久磁石同期モータや巻線切替モータ駆動装置を電動車両(不図示)に適用する場合について説明する。

図28は、本発明の第16実施形態に係る電動車両として、電動車両の駆動用モータとして適用した場合の概略の動作特性(出力トルクの概略イメージ)と動作範囲を示す図である。

モータ出力トルクの実際の特性は前記した図3のような特性図になるが、図28では、特性のイメージとして概略図で示している。

20

電動車両の場合は、図28に示すように、発進や坂道登坂時において、低速で高トルクが必要である。そして、高速走行時には低トルクで高速回転が必要である。

さらに、快適性を考慮して、加速性も向上させる必要がある。また、高出力領域の確保も重要になる。また、電費(電力消費率)を向上させるには、通常回転域での高効率域を広げる必要がある。

【0082】

そのため、電動車両(電動車輪)の駆動用モータとして本発明の第1~第5実施形態のいずれかの永久磁石同期モータを用い、第6~第14実施形態の巻線切替モータ駆動装置を用いて前記の永久磁石同期モータを駆動する。

すなわち、低速高トルク域ではインバータAで駆動し、高出力域と高速低トルク域ではインバータBで駆動する様に切替える。

30

このとき、インバータ駆動の切替えは、図28の特性線28Cで示すように、回転数とトルクの関係で切替えるタイミングを変更することで高効率域の範囲が拡大する。

以上のように、本発明の永久磁石同期モータと巻線切替モータ駆動装置を、電動車両に適用することにより、電動車両の高効率化と高出力化と快適性の両立が図れる。

【0083】

その他の実施形態

以上、本発明は、前記した実施形態に基づき具体的に説明したが、本発明は前記実施形態に限定されるものではなく、その要旨を逸脱しない範囲で種々、変更可能である。

以下に、その他の実施形態や変形例について、さらに説明する。

40

【0084】

《巻線の銅損の低減》

第1実施形態において、前記したように、1巻線(2)の巻線2Bの巻数は、1巻線(1)の巻線2Bの巻数の70%としているので、1巻線(2)の巻線2Bの抵抗値は、1巻線(1)の巻線2Bの抵抗値の70%と設定され、1巻線(1)の30%減の値となっている。

第1実施形態においては、1巻線(1)の巻線2Bと、1巻線(2)の巻線2Bの太さについては、特に言及しなかった。

しかしながら、前記のように、1巻線(2)の巻線2Bの抵抗値は、1巻線(1)の巻線2Bの抵抗値の70%と設定することができる。

50

すなわち、モータの体格（大きさ、サイズ）を変更しない場合、巻数が減った分（30%）、巻線の線径を太くする（30%容積が増大）ことができる。

この方法をとることにより、1巻線（2）の巻線2Bの巻線抵抗を更に低減できて、銅損（ジュール熱）の低減が可能である。

【0085】

《スイッチング素子の選定と組合せ》

第7実施形態において、各インバータ回路の運転状態（電流、電圧、変調方式）に合ったスイッチング素子を選定することで、更なるインバータ回路の損失低減が図れる。

すなわち、適用しているスイッチング素子の特性に合わせて、スイッチング動作を行わせることが有効であることを説明した。

10

さらに、図15のインバータAとインバータB、もしくは図16のインバータAとインバータBのスイッチング素子の耐圧や電流容量も異ならせることも可能である。

つまり、例えば、低速回転域を駆動するインバータAは、比較的電流が少なくすむため、高速回転域を駆動するインバータBよりは、低電流容量のスイッチング素子やインバータモジュールを使用することが可能となり、インバータAの低コスト化も図れる。

第7実施形態においては、使用するスイッチング素子の組合せを示したが、第7実施形態のスイッチング素子の組合せに限定するものではない。

適用するシステムに応じたスイッチング素子の組合せが可能である。

【0086】

《スイッチング周波数の変更》

20

第8実施形態および第9実施形態において、図17、図18を参照して、巻線切替モータ駆動装置のインバータAからインバータBに切替えるときにスイッチング周波数を変えることを説明した。

しかし、どのような周波数が最適かは、対象とするシステムによって異なる。

したがって、スイッチング周波数の変化は、図17、図18の動作に限定するものではなく、適用するシステムに応じたスイッチング周波数の変更方法がある。

【0087】

《直流電源のバリエーション》

図22を参照して説明した第13実施形態においては、昇圧チョッパ回路50の電源として、直流電源7に接続しているが、これに限定されない。

30

例えば、交流電源を整流して直流電源を得る方式でもよい。

また、昇圧チョッパ回路50を用いて交流電源の高調波電流抑制を行う構成としてもよい。

すなわち、第13実施形態における直流電圧昇圧手段（昇圧チョッパ回路50）は、図22の昇圧チョッパ回路50の構成に限定、あるいは、特定されるものではない。

【0088】

《弱め界磁制御の併用》

図21を参照して説明した第12実施形態、あるいは図22を参照して説明した第13実施形態においては、インバータBで駆動後に、誘起電圧が上昇して電圧飽和状態に近づくと、すぐに、倍電圧整流や昇圧動作によって、直流電圧を大きくする方法で説明した。

40

しかしながら、前記の方法に限定されるわけではない。例えば、電圧飽和直後に弱め界磁制御で駆動した方がモータ駆動装置全体の損失低減になる場合は、弱め界磁制御を用いて、誘起電圧を減少させる方法を併用してもよい。

【0089】

《インバータ回路の台数》

図25を参照して説明した第14実施形態においては、インバータ回路はインバータA（1A）、インバータB（1B）、インバータC（1C）の3台で示しているが、必ずしも3台の接続に限定されない。

インバータ回路が駆動する巻線（20A、20B、20C）の直列の段数が4段以上になれば、それに対応するインバータ回路を4台以上としてもよい。

50

【 0 0 9 0 】

《空調機器》

図 2 6、図 2 7 を参照して説明した第 1 5 実施形態においては、空調機器に備える圧縮機 6 0 として、スクロール圧縮機を例に記載している。

しかしながら、スクロール圧縮機に限定されるわけではない。空調機器に備える圧縮機 6 0 として、ロータリ圧縮機やレシプロ圧縮機でもよい。

【 0 0 9 1 】

《その他の応用機器》

図 2 8 を参照して説明した第 1 6 実施形態においては、本発明の永久磁石同期モータや巻線切替モータ駆動装置を電動車両に適用する場合について説明した。

前記したように、電動車両においては、発進や坂道登坂時において、低速で高トルクが必要である。

しかしながら、低速で高トルク（図 2 8 ）が必要となるのは、電動車両のみではない。

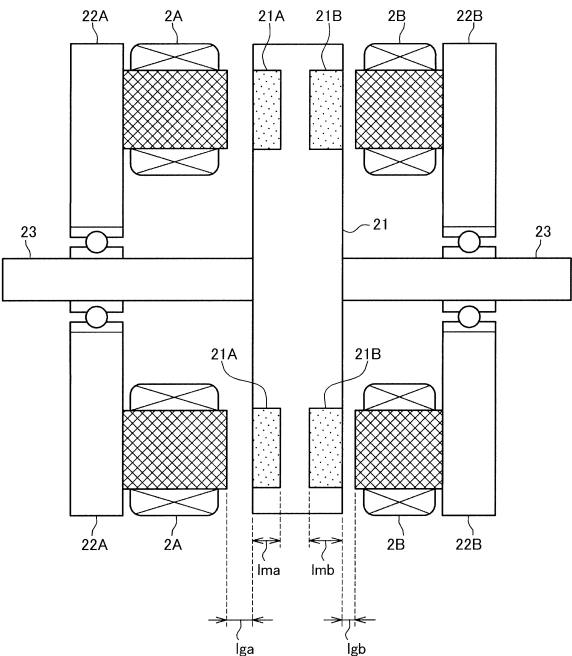
例えば、洗濯乾燥機（洗濯機）にも図 2 8 に示した回転速度 - 出力トルク特性が要求される。すなわち、洗濯乾燥機（洗濯機）等の図 2 8 に示した回転速度 - 出力トルク特性が要求される様々な応用機器にも本発明の永久磁石同期モータや巻線切替モータ駆動装置は有効である。

【符号の説明】

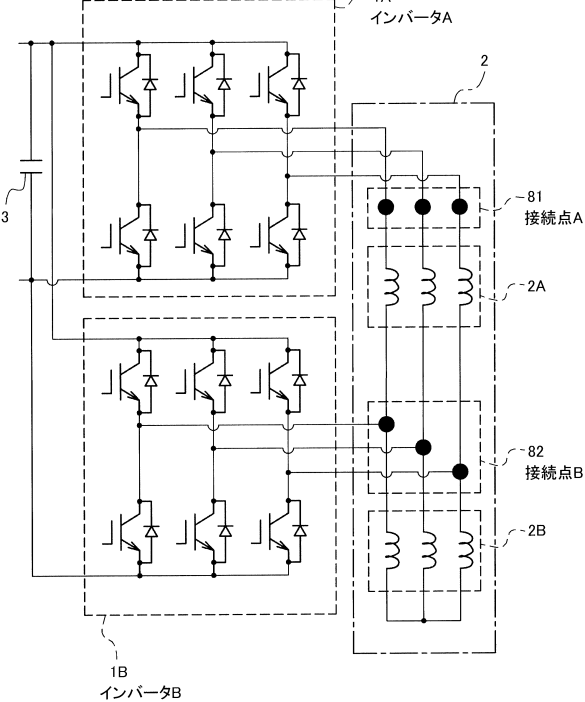
【 0 0 9 2 】

- | | | |
|--|---------------|----|
| 1 A、1 B、1 C、1 0 A、1 0 B、1 0 0 A、1 0 0 B | インバータ回路（インバ | 20 |
| ータ） | | |
| 2、2 0 | モータ（巻線） | |
| 2 A、2 B、2 C、2 0 A、2 0 B、2 0 C、U 1、U 2、U 3、U 4、V 1、V 2、 | | |
| V 3、V 4、W 1、W 2、W 3、W 4 | 巻線 | |
| 2 1、2 1 C、2 1 D | ロータ | |
| 2 1 A、2 1 B | 永久磁石 | |
| 2 2、2 2 A、2 2 B | ステータ | |
| 2 3 | シャフト | |
| 3、3 0 | 平滑コンデンサ、コンデンサ | |
| 4 A、4 B、4 C、5 B | スイッチ回路、スイッチ | 30 |
| 5 | 全波 / 倍電圧整流回路 | |
| 5 A | 全波整流回路 | |
| 6 | 交流電源 | |
| 7 | 直流電源 | |
| 5 0 | 昇圧チョッパ回路 | |
| 6 0 | スクロール圧縮機 | |
| 6 1 | 固定スクロール | |
| 6 2 | 旋回スクロール | |
| 8 1、8 2 | 接続点 | |

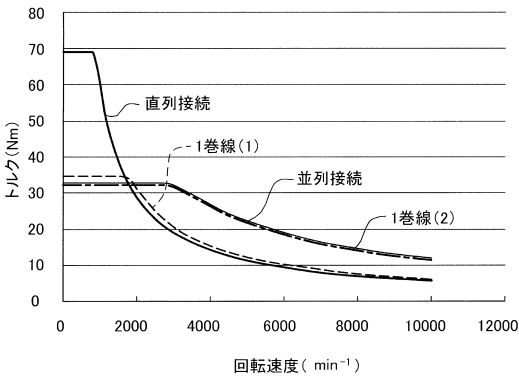
【図 1】



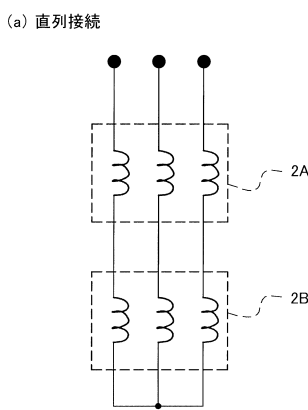
【図 2】



【図 3】



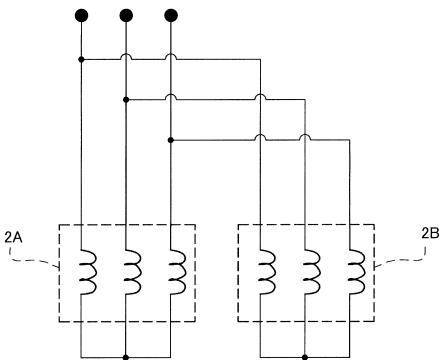
【図 5】



【図 4】

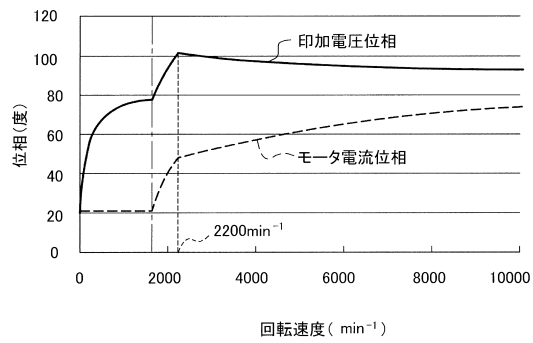
項目	直列接続	並列接続	1巻線(1)	1巻線(2)
巻線抵抗(Ω)	0.55	0.14	0.27	0.19
d軸インダクタンス(mH)	13.0	3.25	6.5	3.25
q軸インダクタンス(mH)	16.2	4.05	8.1	4.05
誘起電圧定数(V/(rad/s))	0.37	0.19	0.19	0.19
Id最大電流値 = -K _e /L _d (A)	-28.5	-58.5	-28.5	-58.5
極対数	2			

(b) 並列接続

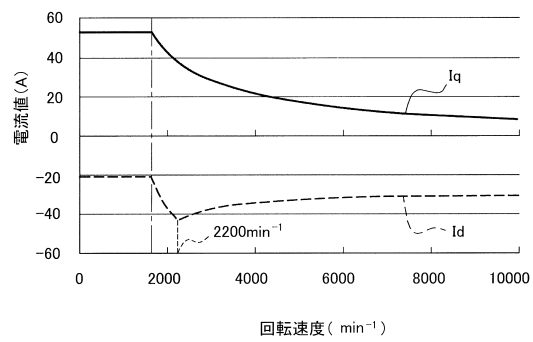


【図 6】

(a) 位相特性

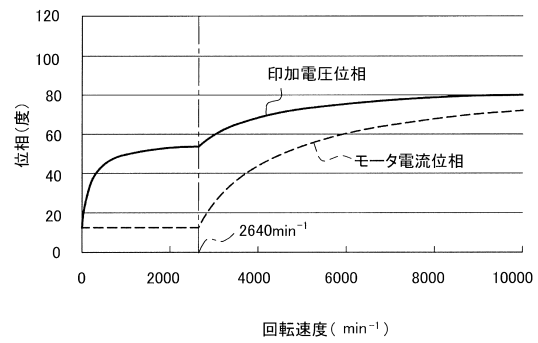


(b) モータ電流特性

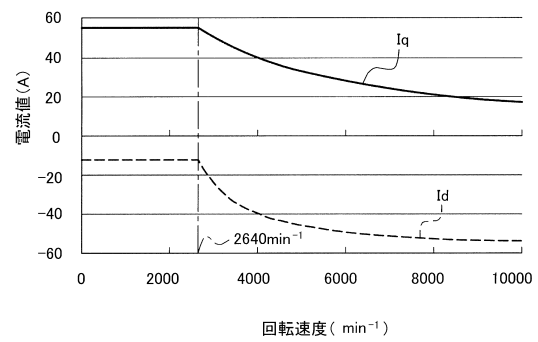


【図 7】

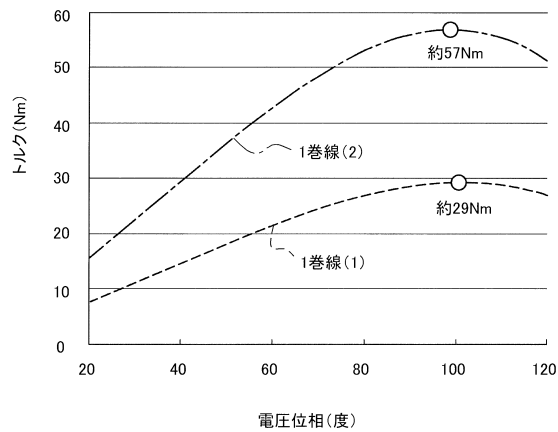
(a) 位相特性



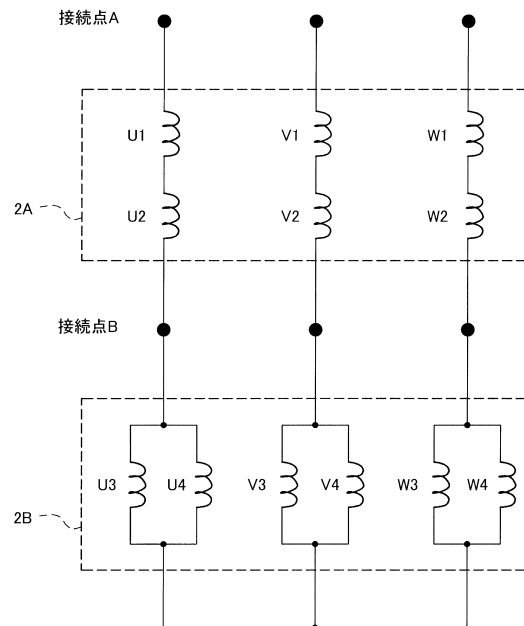
(b) モータ電流特性



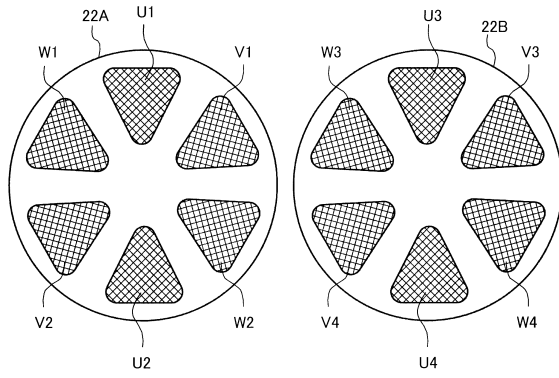
【図 8】



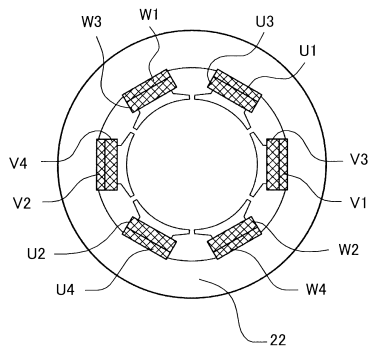
【図 9】



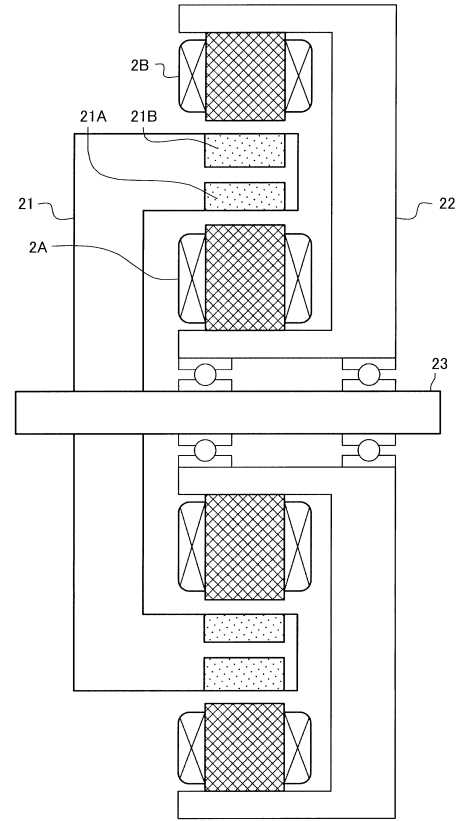
【図 10】



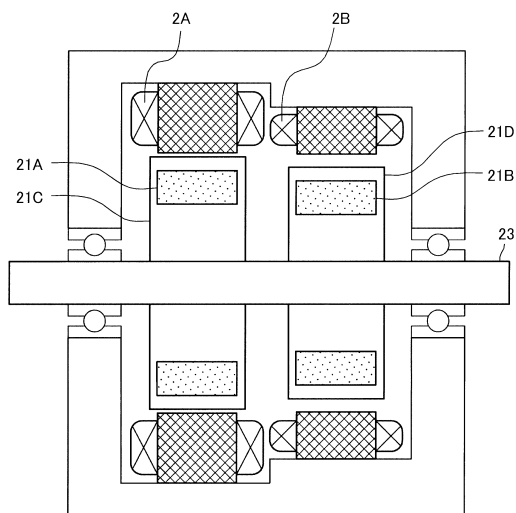
【図 11】



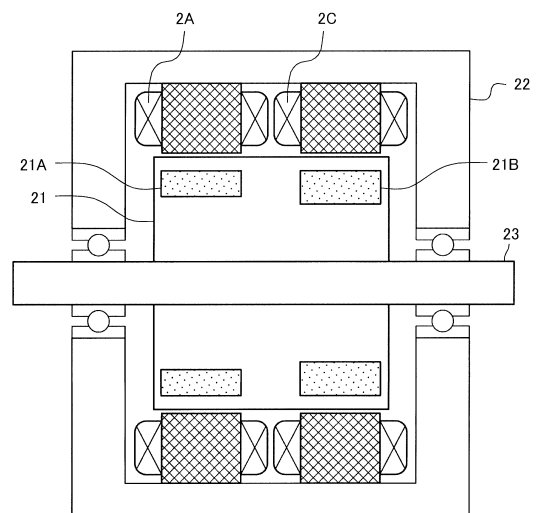
【図 12】



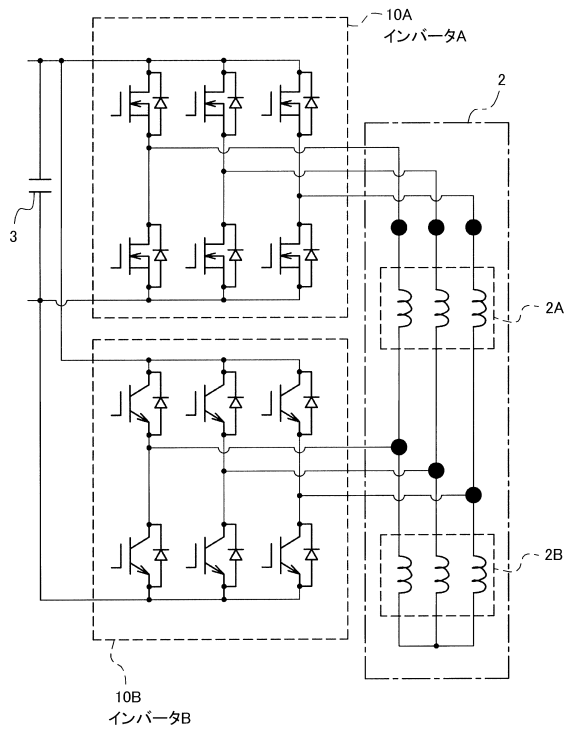
【図 13】



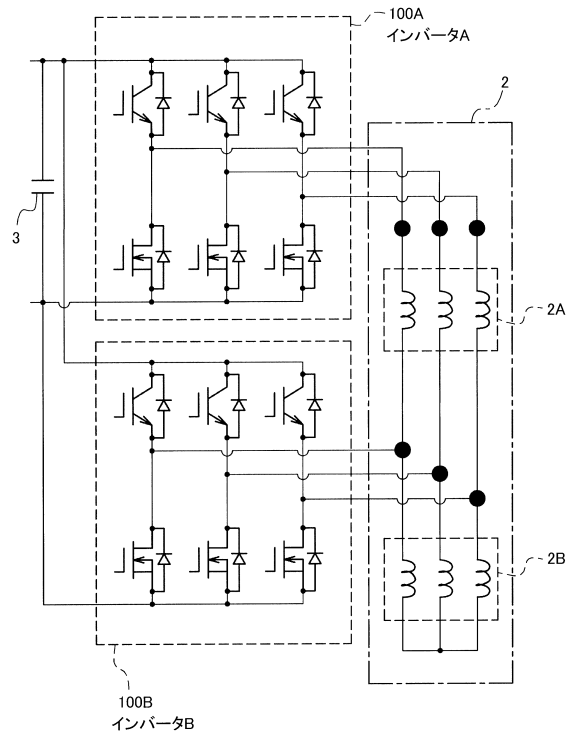
【図 14】



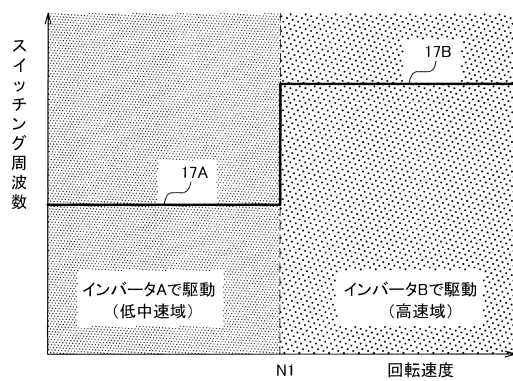
【図 15】



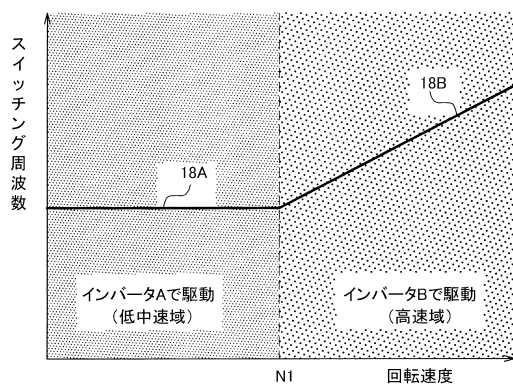
【図 16】



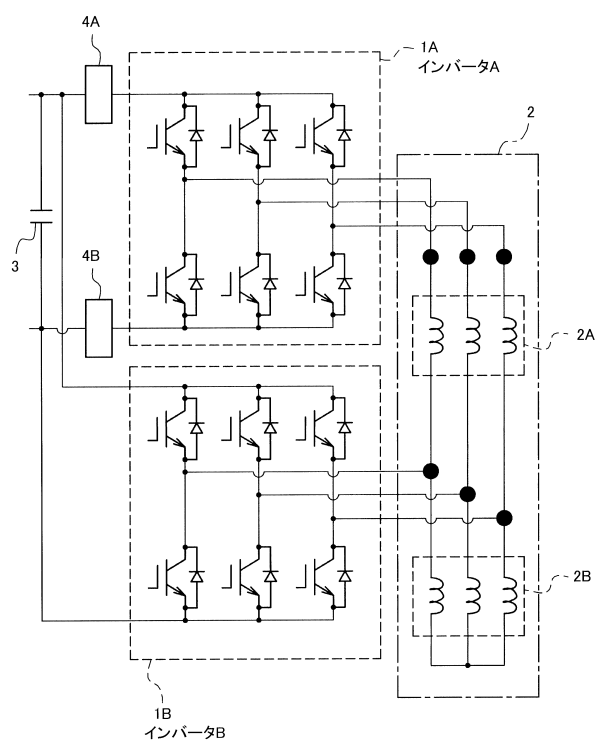
【図 17】



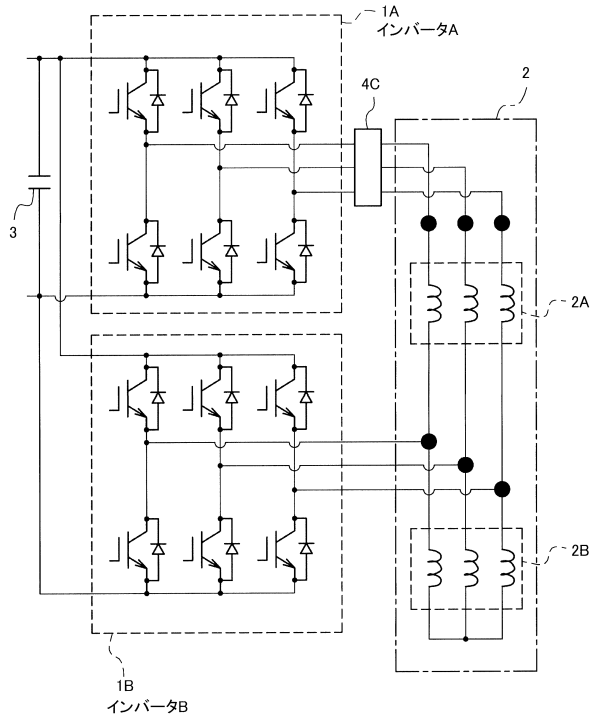
【図 18】



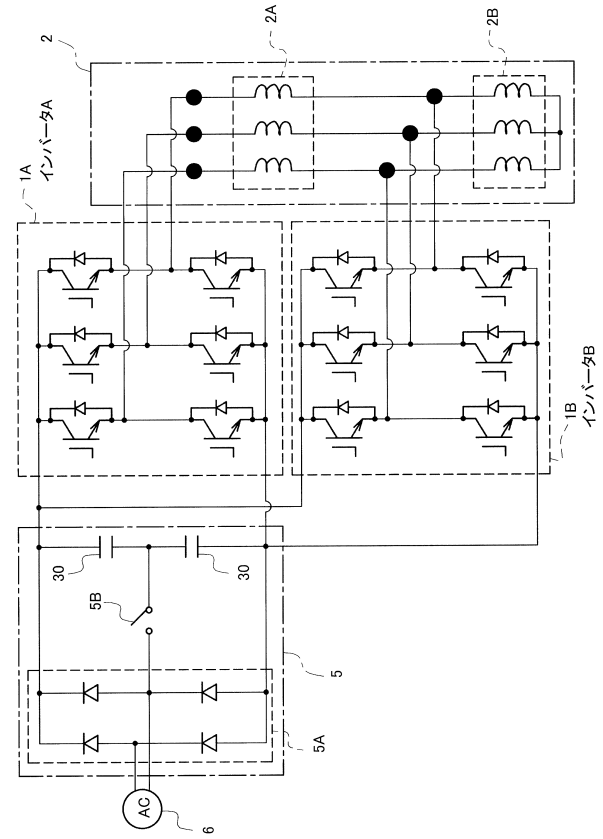
【図 19】



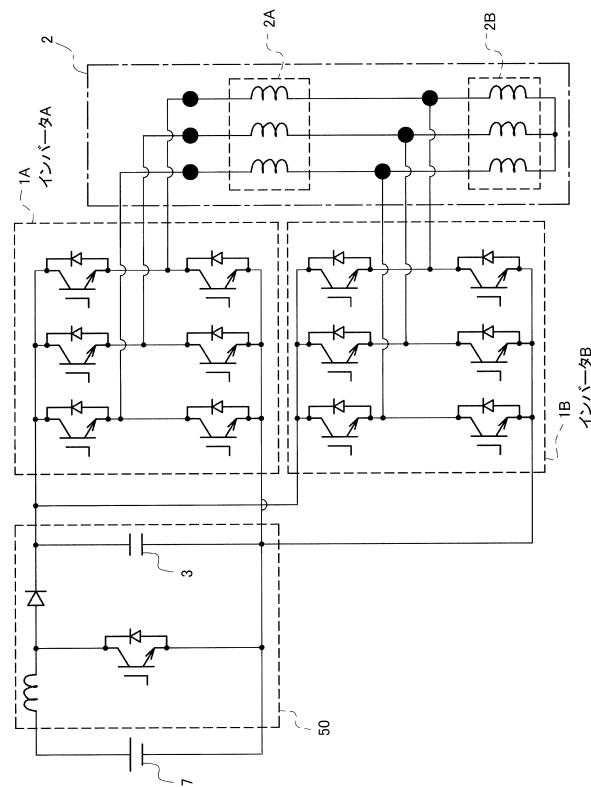
【図20】



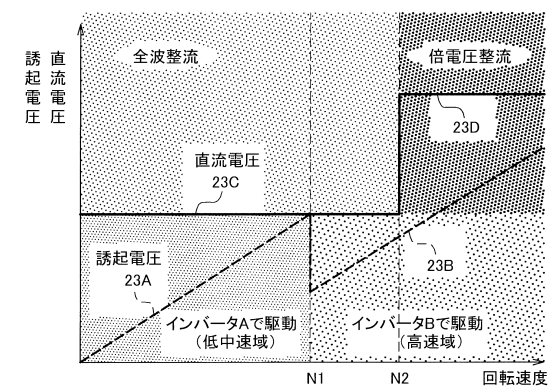
【図21】



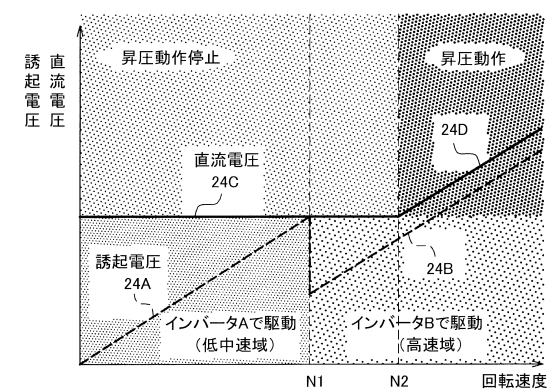
【図22】



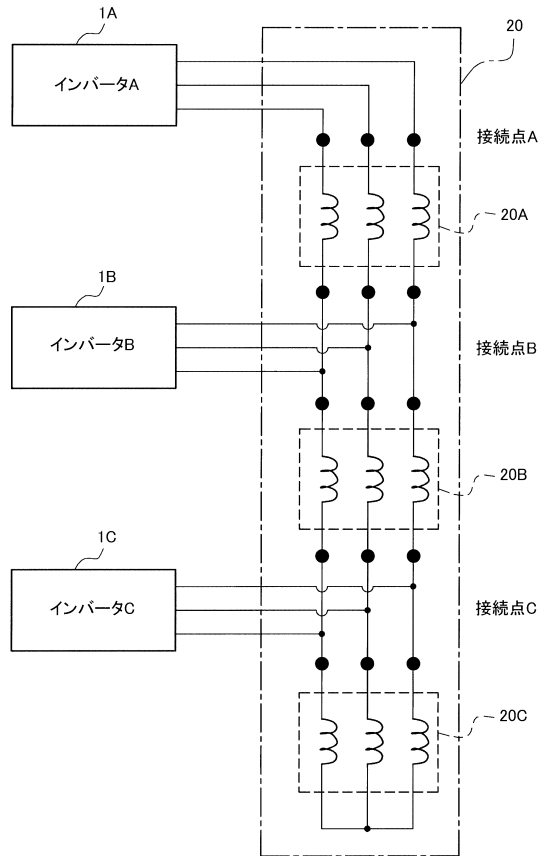
【図23】



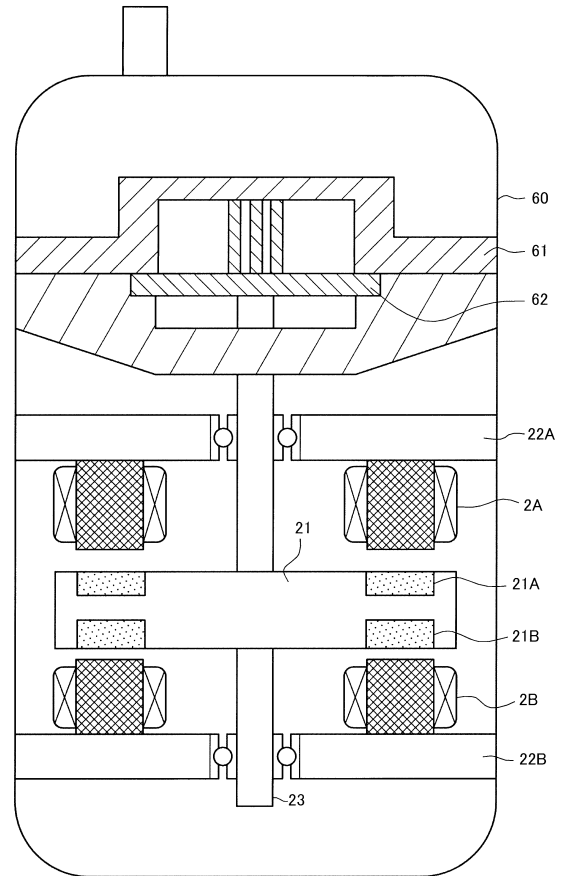
【図24】



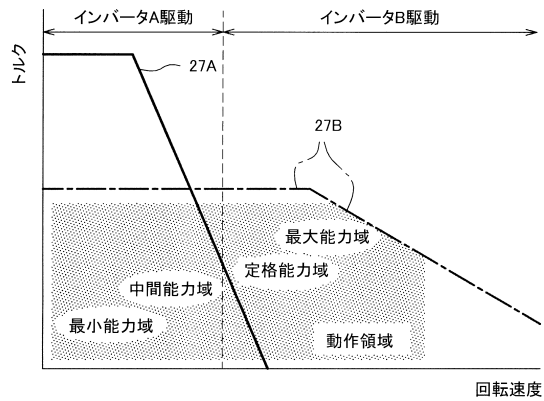
【図 25】



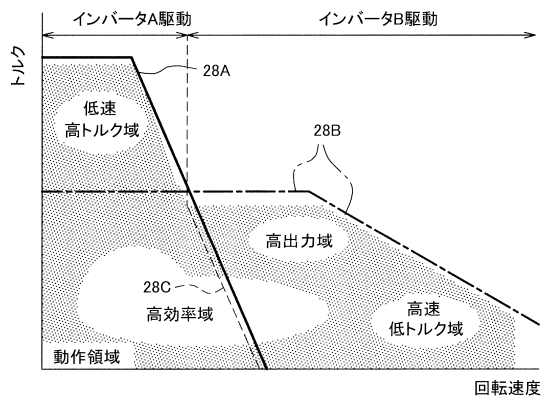
【図 26】



【図 27】



【図 28】



 フロントページの続き

(51)Int.Cl.		F I			
F 2 5 B	1/04	(2006.01)	H 0 2 K	3/28	M
			F 2 5 B	1/04	Y

(72)発明者 高畑 良一
 東京都千代田区丸の内一丁目6番6号 株式会社日立製作所内

審査官 上野 力

(56)参考文献 特開2013-121222(JP,A)
 特開2010-017055(JP,A)
 特開2005-354807(JP,A)
 特開平06-205573(JP,A)
 特開2012-090410(JP,A)
 特開平04-281383(JP,A)
 特開2008-263743(JP,A)
 特開2002-369467(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
 H 0 2 P 2 5 / 1 8
 B 6 0 L 9 / 1 8
 F 2 5 B 1 / 0 4
 H 0 2 K 3 / 2 8
 H 0 2 K 1 6 / 0 4
 H 0 2 K 2 1 / 2 4