

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4639585号
(P4639585)

(45) 発行日 平成23年2月23日(2011.2.23)

(24) 登録日 平成22年12月10日(2010.12.10)

(51) Int. Cl.		F I			
HO2P	21/00	(2006.01)	HO2P	5/408	C
HO2P	27/04	(2006.01)	B6OL	9/18	J
B6OL	9/18	(2006.01)	HO2M	3/155	P
HO2M	3/155	(2006.01)	HO2M	7/48	F
HO2M	7/48	(2007.01)			

請求項の数 8 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2003-402895 (P2003-402895)	(73) 特許権者	000003997
(22) 出願日	平成15年12月2日(2003.12.2)		日産自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2005-168161 (P2005-168161A)		神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
(43) 公開日	平成17年6月23日(2005.6.23)	(74) 代理人	100147485
審査請求日	平成18年10月25日(2006.10.25)		弁理士 杉村 憲司
		(74) 代理人	100143568
			弁理士 英 貢
		(74) 代理人	100072051
			弁理士 杉村 興作
		(72) 発明者	北島 康彦
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
		審査官	牧 初

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 モータ制御装置、モータ制御方法、及びモータ制御装置を具える車両

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直流電圧をスイッチングにより電圧を変換して出力する直流電圧変換手段と、
前記直流電圧変換手段からの出力電圧を入力し、スイッチングによりモータに印加する電圧を生成するモータ印加電圧生成手段と、

前記直流電圧変換手段からの電圧に応じて出力される出力電流が流れる時間のタイミングと、前記モータ印加電圧生成手段に入力される入力電流が流れる時間のタイミングとのうち、電流が流れる時間の短い方の期間が、電流が流れる時間の長い方の期間の範囲内に含まれるように、前記出力電流が流れる時間のタイミングと、前記入力電流が流れる時間のタイミングとが同期を取るよう¹⁰に制御する協調制御手段と、
を具え、

当該協調制御手段は、前記出力電流の流れる間隔の中間点と、前記入力電流が流れる間隔の中間点とを一致させることで、前記出力電流が流れる時間のタイミングと、前記入力電流が流れる時間のタイミングとの同期を取るよう²⁰に制御することを特徴とするモータ制御装置。

【請求項2】

請求項1記載のモータ制御装置において、
前記協調制御手段は、
前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数と前記モータ印加電圧生成手段のスイッチングタイミングとを協調して制御することによって、前記出力電流が流れる時間のタイミ

ングと、前記入力電流が流れる時間のタイミングとが同期を取るように制御する、
ことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載のモータ制御装置において、

前記モータ印加電圧生成手段は三角波比較 P W M インバータであり、

前記協調制御手段は、

前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数とスイッチングタイミングとを決定する第 1 のキャリアと、前記三角波比較 P W M インバータのスイッチング周波数とスイッチングタイミングとを決定する第 2 のキャリアとを制御する手段であって、第 1 のキャリアの周波数が第 2 のキャリアの周波数の 2 倍で、且つ、第 1 のキャリアの谷と第 2 のキャリアの谷

10

または山とが同期するように制御する、

ことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 4】

請求項 2 または 3 に記載のモータ制御装置において、

前記モータ印加電圧生成手段は空間 P W M インバータであり、

前記協調制御手段は、

前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数とスイッチングタイミングとを決定するキャリアと、前記空間 P W M インバータのスイッチング周波数とスイッチングタイミングとを決定する電圧ベクトル生成手段を制御する手段であって、前記キャリアの周波数が前記電圧ベクトル生成手段の電圧ベクトルパターン生成周期の逆数の 2 倍であり、且つ、前記

20

キャリアの谷と前記電圧ベクトル生成手段が出力する零電圧ベクトル出力期間の中間点と

が同期するように制御する、

ことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 5】

請求項 2 に記載のモータ制御装置において、

前記モータ印加電圧生成手段は直流モータ駆動回路であり、

前記協調制御手段は、

前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数とスイッチングタイミングとを決定する第 1 のキャリアと、前記モータ印加電圧生成手段のスイッチング周波数とスイッチングタイミングを決定する第 2 のキャリアを制御する手段であって、第 1 のキャリアの周波数が第 2 のキャリアの周波数と等しく、且つ、第 1 のキャリアの谷と第 2 のキャリアの山とが同期

30

するように制御する、

ことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 6】

請求項 2 ～ 4 のいずれか 1 項に記載のモータ制御装置において、

前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数と前記モータ印加電圧生成手段のスイッチング周波数とを連動して変化させる手段をも具える、

ことを特徴とするモータ制御装置。

【請求項 7】

直流電圧をスイッチングにより電圧を変換して出力する直流電圧変換ステップと、

前記直流電圧変換ステップからの出力電圧を入力し、スイッチング周波数を用いてスイッチングによりモータに印加する電圧を生成するモータ印加電圧生成ステップと、

40

前記直流電圧変換ステップで用いたスイッチング周波数と前記モータ印加電圧生成ステップのスイッチングタイミングとを協調して制御する協調制御ステップと、

を含み、

当該協調制御ステップは、前記直流電圧変換ステップからの電圧に応じて出力される出力電流が流れる時間のタイミングと、前記モータ印加電圧生成ステップに入力される入力電流が流れる時間のタイミングとのうち、電流が流れる時間の短い方の期間が、電流が流れる時間の長い方の期間の範囲内に含まれるように、前記出力電流が流れる時間のタイミングと、前記入力電流が流れる時間のタイミングとの同期を取るよう

50

に制御すると共に、

当該同期は、前記出力電流の流れる間隔の中間点と、前記入力電流が流れる間隔の中間点とを一致させることで行われることを特徴とするモータ制御方法。

【請求項 8】

モータ制御装置を具える車両であって、

前記モータ制御装置は、

直流電圧をスイッチングにより電圧を変換して出力する直流電圧変換手段と、

前記直流電圧変換手段からの出力電圧を入力し、スイッチングによりモータに印加する電圧を生成するモータ印加電圧生成手段と、

前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数と前記モータ印加電圧生成手段のスイッチングタイミングとを協調して制御する協調制御手段とを具え、

当該協調制御手段は、前記直流電圧変換手段からの電圧に応じて出力される出力電流が流れる時間のタイミングと、前記モータ印加電圧生成手段に入力される入力電流が流れる時間のタイミングとのうち、電流が流れる時間の短い方の期間が、電流が流れる時間の長い方の期間の範囲内に含まれるように、

前記出力電流の流れる間隔の中間点と、前記入力電流が流れる間隔の中間点とを一致させることで、前記出力電流が流れる時間のタイミングと、前記入力電流が流れる時間のタイミングとの同期を取るよう制御することを特徴とする車両。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、効率的なモータ制御装置、モータ制御方法、及びモータ制御装置を具える車両に関するものであり、より詳細には、より小さいコンデンサを使用してもモータを制御し得るモータ制御装置などに関するものである。

【背景技術】

【0002】

インバータを用いた電動機駆動装置の従来例として、インバータの直流電圧を一定に保った状態でPWM制御する領域と、昇圧回路によりインバータの直流入力電圧を変化させてインバータをPAM制御する領域とを切り替えて電動機を制御するようにすることで、広い範囲にわたって効率の良い駆動を狙ったものが開示されている（特許文献1を参照されたい。）。

【特許文献1】特開2001-314095号（図1、段落0008-0010）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

上述したような駆動装置の昇圧回路とインバータは、いずれも入力された電圧をスイッチングすることにより所望の出力電圧を生成するものであるので、昇圧回路の出力とインバータ入力の間にはこの電圧を平滑・安定化するためのコンデンサが必要になる。そのコンデンサは以下の理由で大きなサイズになってしまうという問題点があった。

・電圧のリップル・サージを十分に抑制するためには大きな容量が必要である。

・コンデンサを出入りする電流が大きいため低損失で、放熱性の高いコンデンサが必要である。

【課題を解決するための手段】

【0004】

そこで、本発明は、上述した諸課題を解決すべく、直流電圧変換手段（昇圧回路を含む）とインバータのスイッチングを協調制御することで、両者の間に設けるコンデンサのサイズを小さくすることができる技術を提供することを目的とする。

即ち、本発明によるモータ制御装置は、

直流電圧をスイッチングにより電圧を変換して出力する直流電圧変換手段と、

前記直流電圧変換手段からの出力電圧を入力し、スイッチングによりモータに印加する電圧を生成するモータ印加電圧生成手段と、

10

20

30

40

50

前記直流電圧変換手段から出力される出力電流が流れる時間のタイミングと、前記モータ印加電圧生成手段に入力される入力電流が流れる時間のタイミングとを協調して制御する（同期させる）協調制御手段と、
を具えることを特徴とする。

本発明によれば、前記直流電圧変換手段からの電圧に応じて出力される出力電流が流れる時間のタイミングと、前記モータ印加電圧生成手段に入力される入力電流が流れる時間のタイミングとのうち、電流が流れる時間の短い方の期間が、電流が流れる時間の長い方の期間の範囲内に含まれるように、前記出力電流が流れる時間のタイミングと、前記入力電流が流れる時間のタイミングとが同期を取るように制御する、即ち両電流が流れる時間を可能な限り一致させることによってリップル電流や損失を最小化し、両手段の間に設ける必要があるコンデンサの容量を顕著に小さくすることが可能となる。

10

【0005】

直流電圧変換手段とモータ印加電圧生成手段とのスイッチングの協調制御

本発明によるモータ制御装置は、

入力した直流電圧をスイッチングによりその大きさ即ち電圧を変換して出力する直流電圧変換手段と、

前記直流電圧変換手段からの出力電圧を入力し、スイッチングによりモータに印加する電圧を生成するモータ印加電圧生成手段と、

前記モータ印加電圧生成手段の出力に接続されたモータと、

前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数と前記モータ印加電圧生成手段のスイッチングタイミングとを協調して制御することによって、前記出力電流が流れる時間のタイミングと、前記入力電流が流れる時間のタイミングとが同期を取るように制御する、協調制御手段と、

20

を具えることを特徴とする。

本発明によれば、直流電圧変換手段から出力されるパルス状電流とモータ印加電圧生成手段に供給する必要があるパルス状電流を流すタイミングを協調して変化させることができる。即ち、直流電圧変換手段から出力されるパルス状電流とモータ印加電圧生成手段に供給する必要があるパルス状電流とを意図的に所望のタイミングで流れる（同期する）ように操作することが可能になり、このようにタイミングを同期させることによって、両手段の間に設ける必要があるコンデンサのサイズ（容量）を小さくすることが可能となる。これによって電流損失及びコンデンサのコストを低減することができるようになる。

30

【0006】

直流電圧変換手段とモータ印加電圧生成手段のスイッチングの周波数比の制御

また、本発明の参考技術によるモータ制御装置は、

前記モータは交流モータであり、

前記モータ印加電圧生成手段はPWM（パルス幅変調型）インバータであり、

前記協調制御手段は、前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数が前記PWMインバータのスイッチング周波数に対して18未満の正の整数倍（望ましくは偶数倍、さらに好適には2倍）となるように制御する、

ことを特徴とする。

40

本参考技術によれば、直流電圧変換手段の出力とPWMインバータの入力の間に設けられるコンデンサのリップル電流をさらに低減できる。

直流電圧変換手段から出力されるパルス状電流の単位時間当りのパルス数はPWMインバータに入力されるパルス状電流の単位時間当りのパルス数の2倍となる。従って、協調制御手段で例えば1～4倍になるように制御した場合は、単位時間当りのパルス状電流の割合を1:2～2:1にできる。単位時間当りのパルス数の割合を1近傍のこのような範囲に納まるように制御することによって、直流電圧変換手段から出力される電流とPWMインバータに入力される電流の1パルス当りの電荷量とが近い値となるので、両電流の差が小さくなり直流電圧変換手段の出力とPWMインバータの入力の間に設けられるコンデンサのリップル電流を低減できるようになり、これによってコンデンサの小容量化が達成

50

される。

【 0 0 0 7 】

三角波比較 P W M インバータの場合の周波数・位相の制御

さらにまた、本発明によるモータ制御装置は、
前記モータは交流モータであり、
前記モータ印加電圧生成手段は三角波比較 P W M インバータであり、
前記協調制御手段は、

前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数とスイッチングタイミングとを決定する第 1 のキャリアと、前記三角波比較 P W M インバータのスイッチング周波数とスイッチングタイミングとを決定する第 2 のキャリアとを制御する手段であって、第 1 のキャリアの周波数が第 2 のキャリアの周波数の 2 倍で、且つ、第 1 のキャリアの谷（振幅の最下点のうち少なくとも 1 つ）と第 2 のキャリアの谷または山（振幅の最下点または頂点のうち少なくとも 1 つ）とが同期するように制御する、
ことを特徴とする。

10

本構成によれば、上述した第 1 及び第 2 のキャリアの関係を以下のように制御することで直流電圧変換手段の出力と P W M インバータの入力の間設けられるコンデンサのリップル電流を低減できる。つまり、コンデンサのサイズを小さくすることが可能となる。

- ・第 1 のキャリアの周波数が第 2 のキャリアの周波数の 2 倍となるようにする。
- ・第 1 のキャリアの谷と第 2 のキャリアの谷もしくは山とが同期するようにする。

上記の関係を満たすことで、直流電圧変換手段から出力されるパルス状電流と三角波比較 P W M インバータに供給すべきパルス状電流とのタイミングが重なり、コンデンサを出入りする電流を小さくすることができるようになる。

20

【 0 0 0 8 】

交流モータ+空間 P W M インバータの場合の周波数・位相の制御

さらにまた、本発明によるモータ制御装置は、
前記モータは交流モータであり、
前記モータ印加電圧生成手段は空間 P W M インバータであり、
前記協調制御手段は、

前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数とスイッチングタイミングとを決定するキャリアと、前記空間 P W M インバータのスイッチング周波数とスイッチングタイミングとを決定する電圧ベクトル生成手段を制御する手段であって、前記キャリアの周波数が前記電圧ベクトル生成手段の電圧ベクトルパターン生成周期の逆数の 2 倍であり、且つ、前記キャリアの谷（振幅の最下点）と前記電圧ベクトル生成手段が出力する零電圧ベクトル出力期間の中間点とが同期するように制御する、
ことを特徴とする。

30

本発明によれば、直流電圧変換手段のキャリアと、電圧ベクトル生成手段の出力する電圧ベクトルとの関係を以下のように制御することで、直流電圧変換手段の出力と P W M インバータの入力の間設けられるコンデンサのリップル電流を低減できる。つまり、コンデンサのサイズを小さくすることが可能となる。

- ・直流電圧変換手段のキャリアの周波数が電圧ベクトル生成手段の電圧ベクトルパターン生成周期の逆数の 2 倍とする。
- ・キャリアの谷と記電圧ベクトル生成手段が出力する零電圧ベクトル出力期間の中心部とのタイミングが同期するように制御する。

40

【 0 0 0 9 】

直流モータの場合の周波数・位相の制御

さらにまた、本発明によるモータ制御装置は、
前記モータは直流モータであり、
前記モータ印加電圧生成手段は直流モータ駆動回路であり、
前記協調制御手段は、

前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数とスイッチングタイミングとを決定する第

50

1のキャリアと、前記モータ印加電圧生成手段のスイッチング周波数とスイッチングタイミングを決定する第2のキャリアを制御する手段であって、第1のキャリアの周波数が第2のキャリアの周波数と等しく、且つ、第1のキャリアの谷（振幅の最下点）と第2のキャリアの山（振幅の頂点）とが同期するように制御することを特徴とする。

本発明によれば、直流電圧変換手段における第1のキャリアと、モータ印加電圧生成手段における第2のキャリアとの関係を、以下のように制御することで、コンデンサのリップル電流を低減できる。つまり、コンデンサのサイズを小さくすることが可能となる。

- ・第1のキャリアの周波数が第2のキャリアの周波数と等しくなるようにする。
- ・第1のキャリアの谷と第2のキャリアの山とが同期するように制御する。

10

【0010】

周波数同期可変

さらにまた、本発明によるモータ制御装置は、

前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数と前記モータ印加電圧生成手段のスイッチング周波数とを連動して変化させる手段（制御回路）をも具える、ことを特徴とする。

本発明によれば、直流電圧変換手段のスイッチング周波数とモータ印加電圧生成手段のスイッチング周波数とは連動して変化させることができるようになる。モータの駆動方法として、モータに印加するパルス状電圧を生成するために行なうスイッチングの周波数をモータ状態に応じて変化させる方法がある。例えば、交流モータにおいては、モータ回転速度に応じてスイッチング周波数を変化させる方法が用いられ場合がある。このような駆動を行なうシステムであっても、本発明ではモータ印加電圧生成手段のスイッチング周波数の変化に連動してモータ印加電圧生成手段のスイッチング周波数を変化するように構成しているので、直流電圧変換手段から出力されるパルス状電流とモータ印加電圧生成手段に供給すべきパルス状電流とのタイミングが重なり、コンデンサを出入りする電流を小さくすることができる。つまり、コンデンサのサイズを小さくすることができる。

20

【0011】

上述したように本発明の解決手段を装置として説明してきたが、本発明はこれらに実質的に相当する方法、プログラム、及びプログラムを記録した記憶媒体としても実現されるものであり、本発明の範囲にはこれらも包含されるものと理解されたい。

30

例えば、本発明によるモータ制御方法は、

入力した直流電圧をスイッチングにより電圧を変換して出力する直流電圧変換ステップと、

前記直流電圧変換ステップからの出力電圧を入力し、スイッチング周波数を用いてスイッチングによりモータに印加する電圧を生成するモータ印加電圧生成ステップと、

前記直流電圧変換ステップで用いたスイッチング周波数と前記モータ印加電圧生成ステップのスイッチングタイミングとを協調して制御する協調制御ステップと、を含み、

前記直流電圧変換ステップからの電圧に応じて出力される出力電流が流れる時間のタイミングと、前記モータ印加電圧生成ステップに入力される入力電流が流れる時間のタイミングとのうち、電流が流れる時間の短い方の期間が、電流が流れる時間の長い方の期間の範囲内に含まれるように、前記出力電流が流れる時間のタイミングと、前記入力電流が流れる時間のタイミングとが同期を取るように制御することを特徴とする。

40

【0012】

さらに、本発明は、車両の形式でも実現され得るものである。

例えば、本発明によるモータ制御装置を具える車両は、

前記モータ制御装置が、

直流電圧をスイッチングにより電圧を変換して出力する直流電圧変換手段と、

前記直流電圧変換手段からの出力電圧を入力し、スイッチングによりモータに印加する電圧を生成するモータ印加電圧生成手段と、

50

前記モータ印加電圧生成手段の出力に接続されたモータと、
 前記直流電圧変換手段のスイッチング周波数と前記モータ印加電圧生成手段のスイッチングタイミングとを協調して制御する協調制御手段とを具え、
 前記直流電圧変換手段からの電圧に応じて出力される出力電流が流れる時間のタイミングと、前記モータ印加電圧生成手段に入力される入力電流が流れる時間のタイミングとのうち、電流が流れる時間の短い方の期間が、電流が流れる時間の長い方の期間の範囲内に含まれるように、前記出力電流の流れる間隔の中間点と、前記入力電流が流れる間隔の中間点とを一致させることで、前記出力電流が流れる時間のタイミングと、前記入力電流が流れる時間のタイミングとが同期を取るように制御する、
 ことを特徴とする。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0013】

まず、モータ制御装置の強電部の基本的な構成を説明する。

図1は、モータ制御装置の強電部の構成を示すブロック図である。図に示すように、直流電圧変換手段15、バッテリー16、モータ印加電圧変換手段、コンデンサ19、及びモータ10から強電部が構成される。本発明を適用せずこのような強電部を持つようなモータ制御装置でモータを駆動した場合は、前述したようにコンデンサ19に大きな容量のものを必要としていた。

図2は、交流モータ制御装置の強電部の構成を示す回路図である。このような強電部を持つようなモータ制御装置でモータを駆動した場合も、同様にコンデンサ19に大きな容量のものを必要とする。

20

【0014】

図3は、本発明によるモータ制御装置の基本的な構成要素を示すブロック図である。図に示すように、本発明によるモータ制御装置100は、直流電圧変換手段110、モータ印加電圧生成手段120、協調制御手段130、及びコンデンサ140を具える。直流電圧変換手段110は電源150に結合され、モータ印加電圧生成手段120はモータ160に結合されている。

直流電圧変換手段110は、電源150から供給を受けた直流電圧をスイッチングにより電圧を変換して出力し、モータ印加電圧生成手段120は、直流電圧変換手段110からの出力電圧を入力し、スイッチングによりモータ160に印加する電圧を生成する。そして、協調制御手段130は、直流電圧変換手段110から出力される出力電流のタイミングとモータ印加電圧生成手段120に入力される入力電流のタイミングとを協調して制御する。

30

【0015】

上述したような強電部に本発明を適用した、低容量のコンデンサで済む低損失で効率的なモータ制御装置の実施例を幾つか示す。

第1の実施例

図8は、本発明によるモータ制御装置の第1実施例の構成を示すブロック図である。本実施例は、昇圧式のDCDCコンバータと三角波比較PWMインバータを用いた交流モータの制御装置に適用した例である。

40

図に示すように、モータ10は交流モータであり、バッテリー16、DCDCコンバータ15、コンデンサ19、PWMインバータ8により本制御装置の強電部を構成する。バッテリー16の電圧がDCDCコンバータ15で変換され、変換後の電圧が三角波比較PWMインバータ8に供給される。DCDCコンバータはスイッチング式の電圧変換器で、このスイッチングは以下に説明するDCDCコンバータ制御手段から出力されるオンオフ信号に基づいて実行される。

【0016】

PWMインバータ8はDCDCコンバータ15の直流出力電圧をPWMにより交流電圧に変換してモータ10に印加する。このPWMは、以下に説明するモータ制御部から出力されるPWM信号に基づいて実行される。コンデンサ19は、DCDCコンバータ15が

50

PWMインバータ8に供給する直流電圧を安定化するためのものである。1はDCDCコンバータの電圧指令 V_{dc}^* とモータのd q軸電流指令値 i_{d}^* 、 i_{q}^* を生成するトルク制御・直流電圧指令値生成手段である。以下に説明するDCDCコンバータ制御部とモータ制御部にそれぞれ電圧指令値 V_{dc}^* とモータのd q軸電流指令値 i_{d}^* 、 i_{q}^* を与える。d軸電流指令値 i_{d}^* 、q軸電流指令値 i_{q}^* 、直流電圧指令値 V_{dc}^* は外部から与えられるモータトルク指令値 T_e^* とモータの回転速度 ω_e に基づいて演算される。

【0017】

DCDCコンバータ制御部は、直流リンク電圧検出手段17とPWMパルス生成手段14とキャリア生成手段18とから構成される。キャリア生成手段18は、DCDCコンバータ15のキャリアとPWMインバータ8のキャリアとが所定の関係を満たすように両キャリアを生成するものである。DCDCコンバータ15用のキャリアは、キャリア生成手段18からPWMパルス生成手段14へ出力される。PWMパルス生成手段14は、直流リンク電圧検出手段17の信号を使ってDCDCコンバータの出力電圧でありPWMインバータの入力電圧である直流リンク電圧 V_{dc} を、トルク制御・直流電圧指令値生成手段から出力される直流電圧指令値 V_{dc}^* に一致するようにフィードバック制御する。PWMパルス生成手段14から出力されるPWMパルスはDCDCコンバータ15に出力され、DCDCコンバータのパワー素子はスイッチングを行なう。また、モータ10には位置センサ11が設けられている。

10

【0018】

モータ制御部は、電流検出手段9、3相/dq変換手段5、電流制御手段2、非干渉制御手段6、加算器3、dq/3相変換手段4、規格化電圧指令生成手段12、PWMパルス生成手段13、位相・速度計算手段7、キャリア生成手段18、直流電圧検出手段17とから構成される。キャリア生成手段18は、DCDCコンバータのキャリアとPWMインバータのキャリアとを所定の関係を満たすように両キャリアを生成するものであるが、本制御部ではPWMインバータのキャリアを用い、PWMパルス生成手段13で、モータの3相電圧の規格化指令値である μ^* 、 ν^* 、 ν^* 3相PWMパルスを生成する。

20

本発明の中心的事項は、キャリア生成手段18、モータのPWMパルス生成手段13、DCDCコンバータのPWMパルス生成手段14、及び強電部を構成するPWMインバータ8、DCDCコンバータ15、コンデンサ19、バッテリー16に係わる部分であるので、これらを中心に以下説明する。

30

【0019】

次に、DCDCコンバータの基本動作を説明する。

図4は、DCDCコンバータの構成を示す回路図である。図に示すように、パワー素子 Tr_h と Tr_l が交互にオン、オフすることでバッテリー電流 I_b が出力電流 I_o として出力されたり、 I_{cir} として循環したりする。出力電流 I_o はコンデンサCと図示していない負荷に供給される。

図5は、図4に示したDCDCコンバータの動作を示すタイミングチャートである。図に示すように、パワー素子のオン・オフは三角波であるキャリアと、1キャリア周期に対する Tr_l をオンにする時間の割合であるデューティの指令とを比較することで決定される。出力電流 I_o は Tr_h がオン状態の時のみ出力側に供給されるパルス状電流波形である。従って、一般には十分な大きさの容量値を持つコンデンサCを設けて出力電圧を安定化させる必要がある。

40

【0020】

次に、三角波比較PWMインバータの基本動作を説明する。

図6にPWMインバータの構成を示す。

3相それぞれにおいて上側パワー素子と下側パワー素子を交互にオン、オフすることでモータに所望の電圧を印可する。

図7に、図6で示したPWMインバータの動作をタイミングチャートとして示す。図に示すように、各相のパワー素子のオン・オフは三角波であるキャリアと電圧指令値(μ^* 、 ν^* 、 ν^*)とを比較することで決定される。また、図に示すように、インバータの入

50

力電流 I_{dc} は 1 キャリア周期において 2 回パルス状に流れる。パルス状電流を入力するので、一般にはコンデンサ C の容量を十分大きくすることで電圧を安定化する必要がある。

【 0 0 2 1 】

ここまで D C D C コンバータと P W M インバータの基本動作を説明したが、以降、コンデンサを小さくすることを可能とする本実施例固有の動作を説明する。

図 8 のキャリア生成手段 1 8 では、D C D C コンバータ 1 5 のキャリア、P W M インバータ 8 のキャリアが生成されるが、これらは以下のような関係となるように生成される。すなわち、図 9 に示すように、

- ・ D C D C コンバータのキャリア周波数をインバータのキャリア周波数の 2 倍にし
- ・ D C D C コンバータの谷と P W M インバータのキャリアの谷もしくは山を一致させる

10

ように生成するのである。

【 0 0 2 2 】

D C D C コンバータの出力電流 I_o はキャリアの 1 周期に 1 回流れるパルス状電流になる。その出力タイミングは、キャリアの頂点を基準に前後同じ時間出力される。図 9 の時間 t_1 の前後において、D C D C コンバータの出力電流 I_o が出力される時間幅 T_{d1} と T_{d2} は等しくなる。また、時間 t_2 においては、時間 T_{d3} と T_{d4} は等しくなる。

P W M インバータは三角波比較 P W M を行なうので入力電流 I_{dc} は、キャリアの 1 周期に 2 回流れるパルス状電流になる。その出力期間は、キャリアの谷と山の間中点を基準に前後同じ時間である。図 9 の時間 t_1 の前後において、入力電流 I_o が流れる時間 T_{i1} と T_{i2} は等しくなる。また、時間 t_2 においては、時間 T_{i3} と T_{i4} は等しくなる。

20

【 0 0 2 3 】

本実施例では、D C D C コンバータのキャリアと P W M インバータのキャリアとが上記のような関係となるように生成されるので、D C D C コンバータの出力電流が流れる期間（例： $t_1 - T_{d1} \sim t_1 + T_{d2}$ ）とインバータの入力電流が流れる期間（例： $t_1 - T_{i1} \sim t_1 + T_{i2}$ ）が重なるのである。前者が流れる時間幅と後者が流れる時間幅は一般的に一致しないが、本実施例では流れる時間幅が短い方の電流が流れる期間は、長い方の電流が流れる期間の範囲に入る。コンデンサ C は、D C D C コンバータが出力する電流 I_o とインバータが入力する I_{dc} の差の電流に起因する電圧の変動を抑制するためのものである。この差を小さくすればコンデンサを小さくできる訳である。従って、本実施例のように両キャリアを生成することで両者の電流の差を最小にすることができ、コンデンサも小さくすることが可能となる。

30

【 0 0 2 4 】

図 1 0 では、D C D C コンバータのキャリアとインバータのキャリアの周波数比率を 2 : 1 にした場合の D C D C コンバータのキャリアの谷とインバータのキャリアの谷とのずれとコンデンサのリプル電流の実効値・内部損失の関係を示した。なお、「ずれ」は図 1 2 に示すように、インバータのキャリアの位相で表記した。

この図から、ずれ（位相）が 0 deg 近傍で最小になっていることがわかる。この例では、0 ~ 4 5 deg の範囲でリプル電流はほとんど変化していないが、これは、D C D C コンバータの出力電流とインバータの入力電流のパルスの幅が異なるため、幅が狭い方のパルスが幅が広い方のパルスの範囲内にある場合にはリプル電流はほとんど変化しないことに起因する。動作状態次第ではパルスの幅がほぼ同じになる場合もあり、その場合には 0 deg のみでリプル電流が最小となるので、両方のキャリアの谷の位相差を、できるだけ 0 近傍にしておくことが望ましく、0 にするのが最も好適である。位相のずれが 1 8 0 deg の場合に対し 0 deg の状態では、リプル電流の実効値が 0 . 7 倍程度、内部損失が半分以下になる。即ち、本発明を適用したモータ制御装置を使用すれば、損失をかなり低減することが可能となる。

40

【 0 0 2 5 】

図 1 1 には、D C D C コンバータのキャリアとインバータのキャリアの周波数比率に対するコンデンサのリプル電流の実効値・内部損失を示した。なお、位相のずれは 0 de

50

gすなわち両キャリアの谷と谷を一致させている。この図から、D C D Cコンバータのキャリア周波数 / インバータのキャリア周波数を2にするとコンデンサのリプル電流が最小になり、損失も最小になることがわかる。従って、D C D Cコンバータのキャリア周波数 / インバータのキャリア周波数を2にすることが望ましいが、その近傍であっても効果があることがわかる。

【 0 0 2 6 】

以上説明したように、D C D Cコンバータのキャリアとインバータのキャリアを、
 ・ D C D Cコンバータのキャリア周波数をインバータのキャリア周波数の2倍にする、
 ・ D C D Cコンバータの谷とP W Mインバータのキャリアの谷もしくは山を一致させる、
 ように生成し、モータ制御装置を動作させることで、コンデンサのリプル電流を最小に
 10
 できる。これにより、コンデンサの損失が大幅に低減でき、コンデンサを小型化でき、コストを低減することができる。また、コンデンサの損失が低減されるので装置全体の効率も向上させることができる。また、このようなモータ制御装置を車両に用いた場合は、燃費の向上を図ることも可能である。従来例では、D C D CコンバータとP W Mインバータを本実施例のようにパルスレベルで同期させるようにキャリアの周波数比・位相を制御していないため、本実施例は従来例に対しリプル電流を低減できる。従来のものは、例えば、キャリア周波数について言えば、D C D Cコンバータのキャリア周波数をインバータのキャリア周波数に比べ十分大きく設定したり、D C D Cコンバータとインバータで同じパワー素子を使用する場合には両者のキャリアを同程度の周波数にするなどしていたと思われる。
 20

【 0 0 2 7 】

本実施例での効果であるが、D C D Cコンバータのキャリア周波数をP W Mインバータのキャリア周波数の2倍にしたうえで位相差の効果のみを見ても、位相差を0 degにすると1 8 0 degの場合と比べてコンデンサのリプル電流を約7 0 %に、内部損失を約半分にする
 30
 ことができる。キャリアの周波数を2 : 1にする効果も合わせると、従来のものに比べコンデンサを5 0 %以上小型化することができる。

ところで、インバータのキャリア周波数をモータの電氣的回転速度 e の整数倍にするようにインバータのキャリアを変化させる制御方法である同期P W Mを用いるインバータであっても同じ効果を得ることができる。図8のキャリア生成手段にはモータ回転速度 e が
 30
 入力されているが、この周波数に対しインバータのキャリアは所定の整数比となるように変化させ、このキャリアに対しD C D Cコンバータのキャリアを上記のような関係を保つように制御するだけで良い。

【 0 0 2 8 】

第2の実施例

図1 3に、第2実施例におけるモータ制御装置の構成を示すブロック図を示す。

まず、構成を説明する。第1の実施例ではモータ制御部が三角波比較P W Mを用いた構成であったが、本実施例では空間P W Mを用いた構成となっている。

図1 3中、第1実施例(図8)における各構成要素と同じ番号を付してあるものは、基本的には同一の動作を行なう。異なる構成要素は、出力電圧ベクトル演算手段2 0と、キャリア生成手段1 8 Aである。本実施例のモータ制御部は空間P W Mを用いているが、出力
 40
 電圧ベクトル演算手段2 0は、P W Mインバータ8に入力される直流リンク電圧V dcとモータのd q軸電圧指令 v_{do}^* 、 v_{qo}^* とモータの回転位相 e とから出力電圧ベクトルとその出力時間を演算してP W Mパルスの指令を生成し、P W Mインバータ8に与える。キャリア生成手段1 8 Aは、D C D Cコンバータのキャリアのみを生成し、P W Mパルス生成手段1 4へ出力する。他の手段の動作は、第1の実施例と同様である。

【 0 0 2 9 】

図1 4は、図1 3に示したD C D Cコンバータと空間P W Mインバータの動作をタイミングチャートとして説明する図である。

図に示すようにD C D CコンバータとP W Mインバータは、

- ・電圧ベクトルパターン生成周期をD C D Cコンバータのキャリア周期の2倍にし、

10

20

30

40

50

・電圧ベクトルパターン生成周期の中間のタイミングがD C D Cコンバータのキャリアの谷と一致させる、
 ように制御される。

このようにすることで、第1の実施例の場合と同様に、D C D Cコンバータの出力電流が流れる区間とP W Mインバータの入力電流が流れる区間との重なりが最大となる。従って、コンデンサに流れるリップル電流が最小となり、内部損失も最小化されコンデンサが小型化できる。

【0030】

本実施例や第1実施例では、P W Mインバータに直流電圧を供給する手段がD C D Cコンバータのみである場合の例を示した。そして図18に燃料電池を用いたモータ駆動装置の強電部の構成の例を示したが、このようにインバータにD C D Cコンバータ以外の電源が平行接続されている場合であっても同じような効果が得られる。

10

【0031】

第3の実施例

本実施例は、図16に示すような昇圧式のD C D CコンバータとHブリッジを用いた直流モータの制御装置に本発明を適用した例である。

図15に第3実施例であるモータ制御装置の構成を示す。図に示すように、1BはD C D Cコンバータ15の電圧指令 V_{dc}^* と直流モータ10Bの電流の指令値 i_m^* を生成するトルク制御・直流電圧指令値生成手段である。以下に説明するD C D Cコンバータ制御部とモータ制御部にそれぞれ電圧指令値 V_{dc}^* とモータ電流指令値 m^* を与える。

20

D C D Cコンバータ制御部は、直流リンク電圧検出手段17とP W Mパルス生成手段14とキャリア生成手段18Bとから構成される。キャリア生成手段18B以外は実施例1と同様である。

【0032】

モータ制御部は、電流制御手段2B、規格化電圧指令生成手段12B、P W Mパルス生成手段13B、キャリア生成手段18B'、直流電圧検出手段17とから構成される。

電流制御手段2Bはモータ電流指令 i_m^* とモータ電流検出値 i_m とから電圧指令値 v_m^* を演算する。規格化電圧指令生成手段12Bは、直流リンク電圧 V_{dc} の検出値を基に電圧指令値 v_m^* を規格化した電圧指令値 m^* を静止する。P W Mパルス生成手段13Bは、 m^* とHブリッジ用キャリアとからHブリッジのP W Mパルスを生成する。

30

キャリア生成手段18Bは、D C D CコンバータのキャリアとHブリッジのキャリアとを所定の関係を満たすように両キャリアを生成するものであるが、本制御部ではHブリッジ用のキャリアを用い、P W Mパルス生成手段13Bで、モータ印可電圧の規格化指令値である m^* からHブリッジのP W Mパルスを生成する。

【0033】

図15のキャリア生成手段18Bでは、D C D Cコンバータのキャリア、Hブリッジのキャリアが生成されるが、これらは以下のような関係となるように生成される。すなわち、図17に示すように、

- ・D C D Cコンバータのキャリア周波数とインバータのキャリア周波数を同じにする、
- ・D C D Cコンバータの谷とP W Mインバータのキャリアの山を一致させる、

40

ように生成するのである。

第1実施例で説明したように、D C D Cコンバータの出力電流 I_o はキャリアの1周期に1回流れるパルス状電流になる。その出力タイミングは、キャリアの頂点を基準に前後同じ時間出力される。図17の時間 t_1 の前後において、D C D Cコンバータの出力電流 I_o が出力される時間幅 T_{d1} と T_{d2} は等しくなる。

Hブリッジはキャリアである三角波と規格化電圧指令 m^* と比較してP W Mを行なう。入力電流 I_{dc} は、キャリアの1周期に1回流れるパルス状電流になる。その出力期間はキャリアの谷を基準に前後同じ時間である。図17の時間 t_1 の前後において、入力電流 I_{dc} が流れる時間 T_{h1} と T_{h2} は等しくなる。

【0034】

50

本実施例では、D C D CコンバータのキャリアとHブリッジのキャリアが上記のような関係となるように生成されるので、D C D Cコンバータの出力電流が流れる期間（例： $t1-Td1 \sim t1+Td2$ ）とHブリッジの入力電流が流れる期間（例： $t1-Th1 \sim t1+Th2$ ）が重なるのである。前者が流れる時間幅と後者が流れる時間幅は一般的に一致しないが、本実施例では流れる時間幅が短い方の電流が流れる期間は、時間幅が長い方の電流が流れる期間の範囲に入る。コンデンサCは、D C D Cコンバータが出力する電流 I_o とインバータが入力する I_{dc} の差の電流に起因する電圧の変動を抑制するためのものであるが、以上のように両者の差を小さくすることができるので、コンデンサを小さくすることができる。以上説明したように、直流モータの場合においても交流モータの場合と同様に電流リップルを小さくすることができる。従って、損失が減少するとともにコンデンサを小さくすることができる。

10

【0035】

本明細書では、様々な実施態様で本発明の原理や利点を説明してきたが、当業者であれば本開示に基づき本発明に様々な修正や変更を加えることができ、これらも本発明の範囲に含まれることに留意されたい。例えば、インバータは、三角波比較PWMインバータ、空間PWMインバータを挙げたが、これらは例示に過ぎず、本発明は、のこぎり波比較PWMインバータなど既知のインバータにも幅広く適用可能である。また、モータ制御装置を組み込む対象としては車両を挙げたがこれは例示に過ぎず、本発明によるモータ制御装置や方法は、洗濯機、空調機器、冷凍機、または冷蔵庫などのモータを具えた製品にも幅広く適用可能である。

20

【図面の簡単な説明】

【0036】

【図1】モータ制御装置の強電部の構成を示すブロック図である。

【図2】交流モータ制御装置の強電部の構成を示す回路図である。

【図3】本発明によるモータ制御装置の基本的な構成要素を示すブロック図である。

【図4】D C D Cコンバータの構成を示す回路図である。

【図5】図4に示したD C D Cコンバータの動作を示すタイミングチャートである。

【図6】インバータの構成を示す回路図である。

【図7】インバータの動作を示すタイミングチャートである。

【図8】第1実施例であるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

30

【図9】第1実施例の直流リンク部の動作を説明するタイミングチャートである。

【図10】D C D Cコンバータのキャリアとインバータのキャリアとの位相差とコンデンサのリップル電流・内部損失の関係を示す図である。

【図11】D C D Cコンバータのキャリア周波数とインバータのキャリア周波数との比率とコンデンサのリップル電流・内部損失の関係を示す図である。

【図12】D C D Cコンバータのキャリアとインバータのキャリアの位相差を示す図である。

【図13】第2実施例であるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図14】図13に示した第2実施例の直流リンク部の動作を説明するタイミングチャートである。

40

【図15】第3実施例であるモータ制御装置の構成を示すブロック図である。

【図16】直流モータ制御装置の強電部の構成を示す回路図である。

【図17】第3実施例の直流リンク部の動作を説明するタイミングチャートである。

【図18】燃料電池を用いたシステムに適用した例を示すブロック図である。

【符号の説明】

【0037】

- 1 トルク制御・直流電圧指令値生成手段
- 2 電流制御手段
- 3 加算器
- 4 d q / 3相変換手段

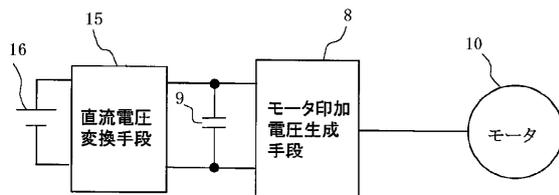
50

- 5 3相 / d q 変換手段
- 6 非干渉制御手段
- 7 位相・速度計算手段
- 8 PWMインバータ
- 9 電流検出手段
- 10 モータ
- 11 位置センサ
- 12 規格化電圧指令生成手段
- 13 PWMパルス生成手段
- 14 PWMパルス生成手段
- 15 DCDCコンバータ
- 16 バッテリ
- 17 直流リンク電圧検出手段
- 18 キャリア生成手段
- 19 コンデンサ
- 100 モータ制御装置
- 110 モータ
- 115 直流電圧変換手段
- 116 電源
- 119 コンデンサ
- 120 協調制御手段

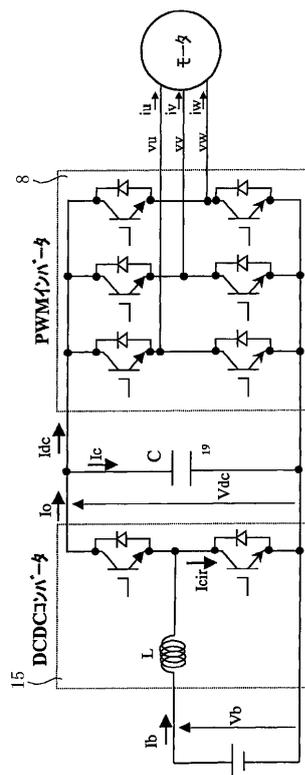
10

20

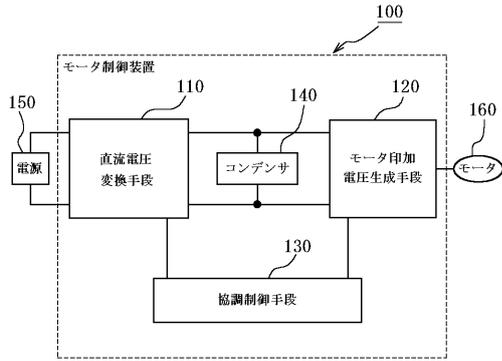
【図1】



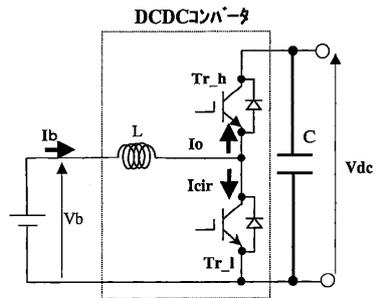
【図2】



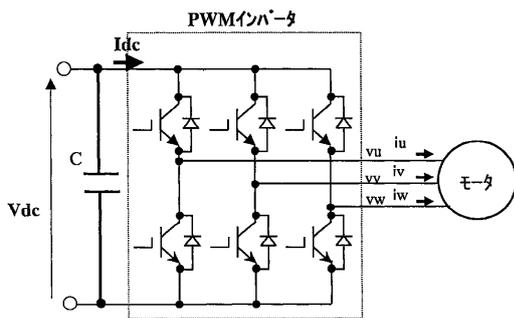
【図3】



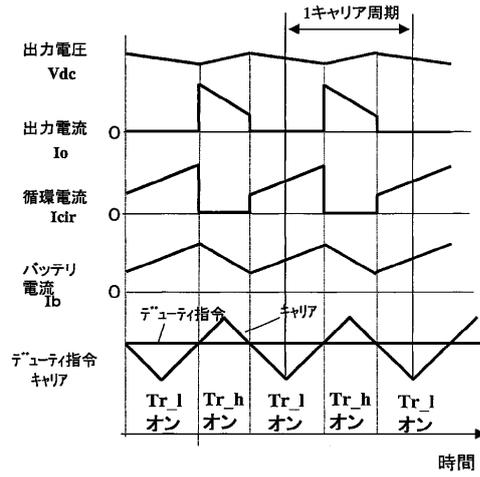
【図4】



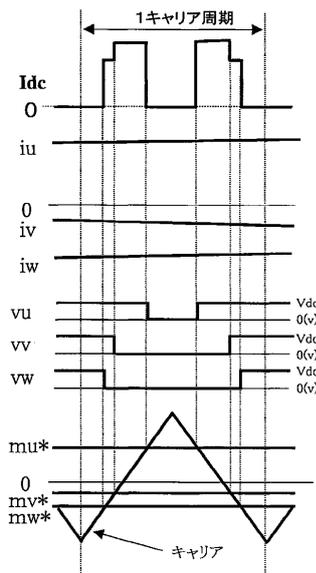
【図6】



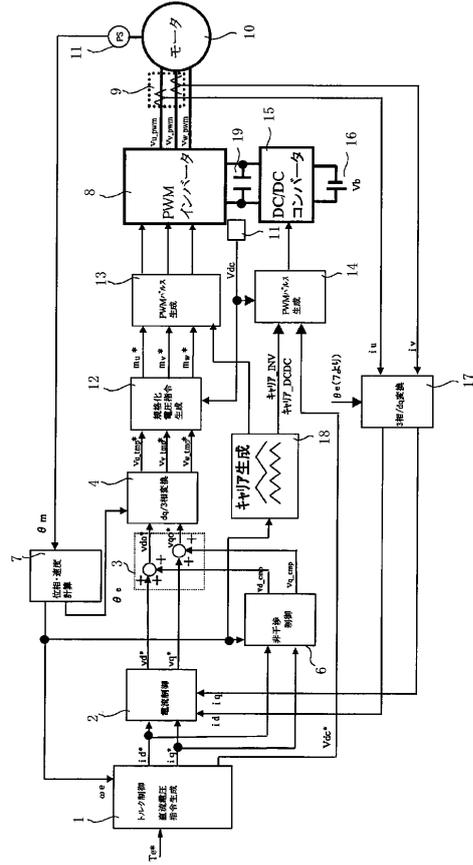
【図5】



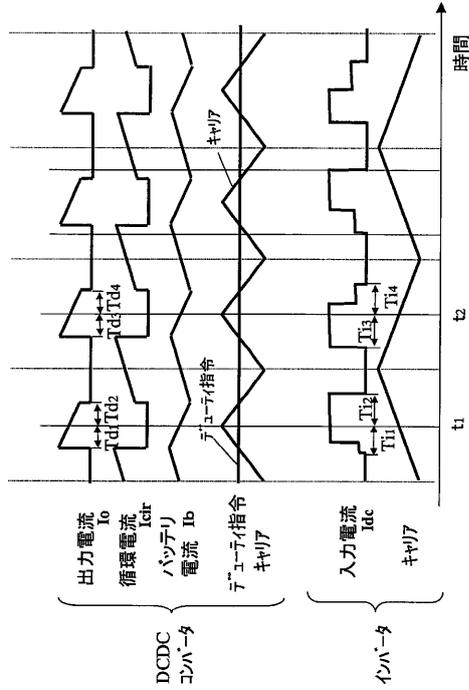
【図7】



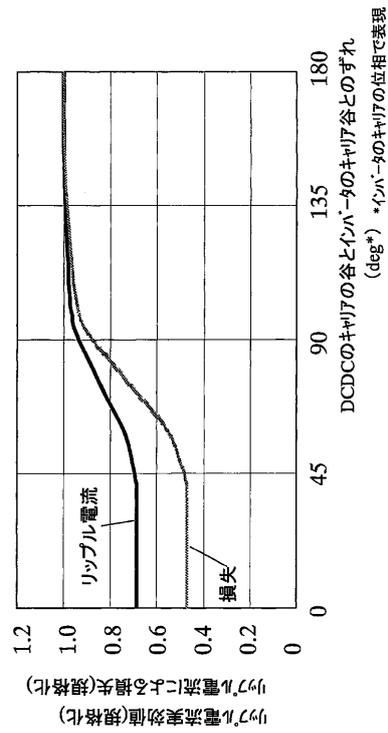
【図 8】



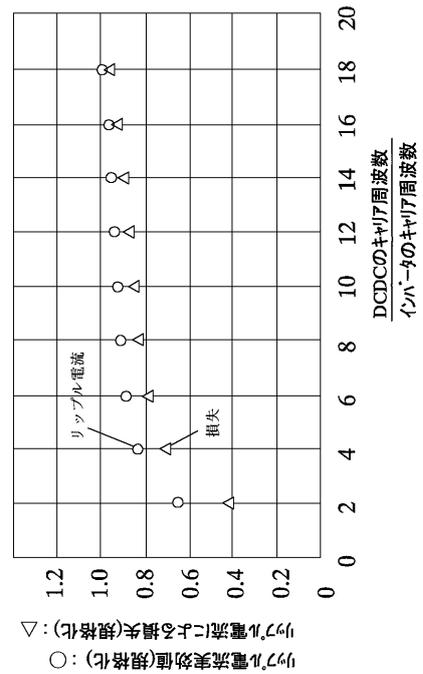
【図 9】



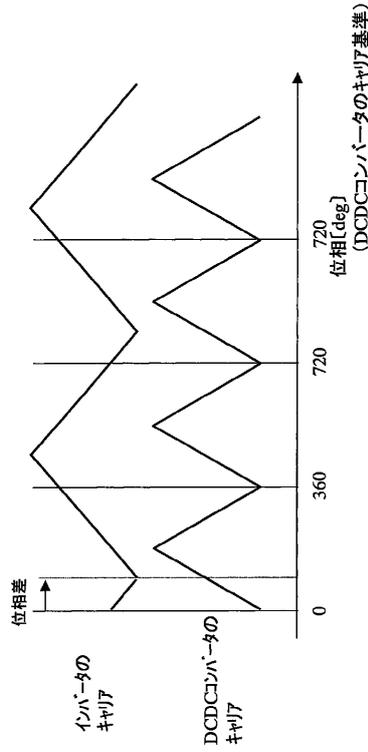
【図 10】



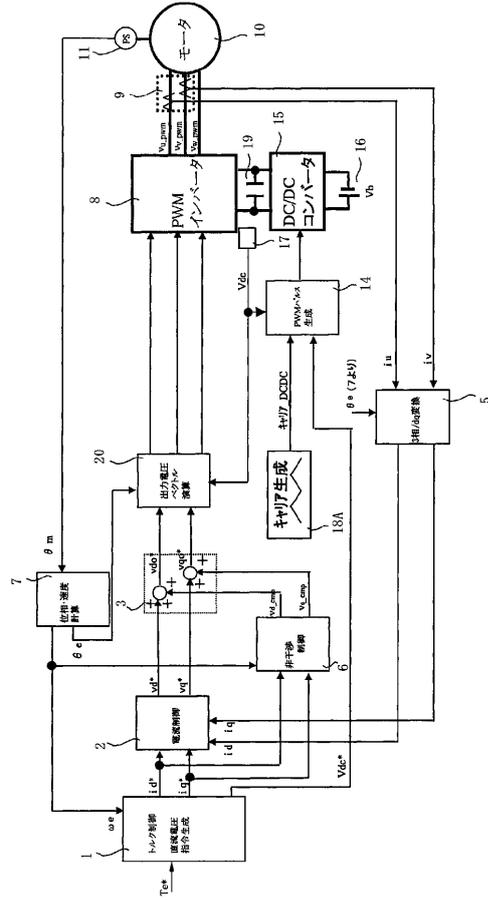
【図 11】



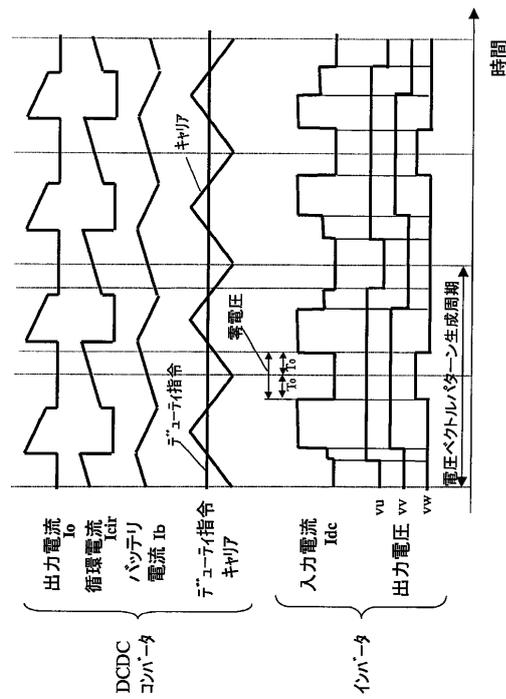
【図12】



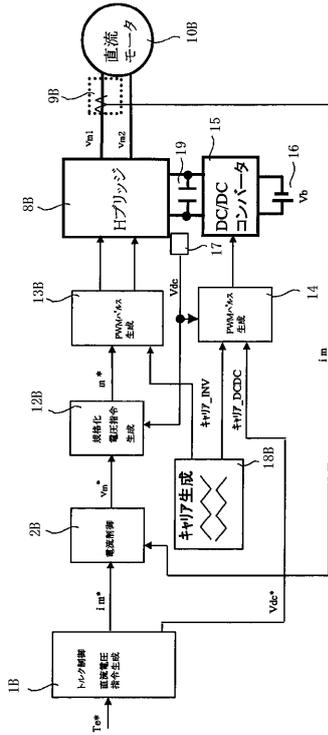
【図13】



【図14】



【図15】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2000-92857(JP,A)
特開平4-121065(JP,A)
国際公開第2003/032478(WO,A1)
特開昭58-501255(JP,A)
特開平7-31155(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02P 21/00 - 29/04
H02P 7/00 - 7/34
H02P 6/00 - 6/24
H02M 7/42 - 7/98