

(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2011-200103

(P2011-200103A)

(43) 公開日 平成23年10月6日(2011.10.6)

(51) Int.Cl.		F I			テーマコード (参考)
H02M 7/48	(2007.01)	H02M 7/48		F	5H007
H02P 27/06	(2006.01)	H02P 7/63	302D		5H505
H02P 21/00	(2006.01)	H02P 5/408	A		
H02P 27/04	(2006.01)				

審査請求 未請求 請求項の数 19 O L (全 54 頁)

(21) 出願番号	特願2010-285896 (P2010-285896)	(71) 出願人	000005108
(22) 出願日	平成22年12月22日 (2010.12.22)		株式会社日立製作所
(31) 優先権主張番号	特願2011-509809 (P2011-509809)		東京都千代田区丸の内一丁目6番6号
(32) 優先日	平成22年2月10日 (2010.2.10)	(74) 代理人	100084412
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		弁理士 永井 冬紀
		(72) 発明者	大山 和人
			茨城県ひたちなか市堀口832番地2 株
			式会社日立製作所電動応用統括推進本部
			内
		(72) 発明者	三井 利貞
			茨城県ひたちなか市堀口832番地2 株
			式会社日立製作所電動応用統括推進本部
			内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

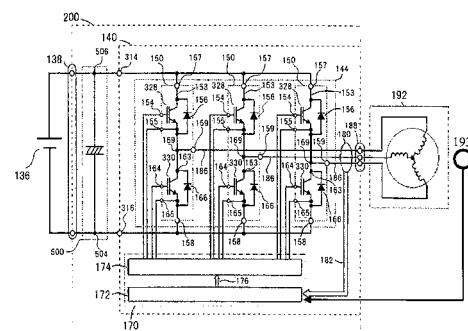
(57) 【要約】

【課題】電力変換装置において、トルク脈動の増大をある程度抑制し、さらにスイッチング損失を低減する。

【解決手段】電力変換装置200は、異なる相で上アーム用のIGBT328と下アーム用のIGBT330をそれぞれオンさせてバッテリー136からモータジェネレータ192に電流を供給する第1の期間と、全相で上アーム用のIGBT328または下アーム用のIGBT330のいずれか一方をオンさせてモータジェネレータ192に蓄積されたエネルギーでトルクを維持する第2の期間とを、電気角に応じて交互に形成するHM制御モードと、正弦波指令信号と搬送波との比較結果に基づいて決定したパルス幅に応じてIGBT328, 330をオンさせてバッテリー136からモータジェネレータ192に電流を供給する正弦波PWM制御モードと、を所定の条件に基づいて切り替える。

【選択図】 図2

【図2】



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直流電力を受けるための直流端子と、上アームとして作用するスイッチング素子と下アームとして作用するスイッチング素子とを直列に接続した直列回路を複数個有し直流電力を受けて交流電力を出力するパワースwitching回路と、交流電力を出力するための交流端子と、前記パワースwitching回路が有するスイッチング素子のスイッチング動作を制御するためのドライバ回路と、前記ドライバ回路を制御するための制御回路と、を有し、

前記パワースwitching回路は、複数の前記直列回路をそれぞれ前記直流端子に対して並列接続の状態となり、前記上アームとして作用するスイッチング素子と前記下アームとして作用するスイッチング素子との接続部に発生する交流電圧が前記交流端子に加わるように、構成されており、

前記制御回路は、出力しようとする交流電力の周波数が低い 1 の動作領域で、PWM方式で前記スイッチング素子のスイッチング動作を制御するため信号を発生して前記ドライバ回路に供給し、

前記制御回路は、出力しようとする交流電力の周波数が前記 1 の動作領域より高い動作領域において、前記スイッチング素子のスイッチング動作を、前記出力しようとする交流電力の位相に基づいたタイミングで行うように制御するため信号を発生して前記ドライバ回路に供給し、

前記ドライバ回路は、前記制御信号からの信号に基づいて、前記スイッチング素子のスイッチング動作を制御することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の電力変換装置における、前記出力しようとする交流電力の位相に基づいたタイミングで前記スイッチング素子のスイッチング動作を制御している状態において、

前記パワースwitching回路は、U相とV相とW相を有する三相交流電力を発生し、

前記相間の交流電圧を発生するために、前記ドライバ回路から前記パワースwitching回路に対して、前記交流電圧の位相角ゼロからに基づいたスイッチングタイミングを表す信号を供給すると共に、前記位相角ゼロからに基づいたスイッチングタイミングと同じスイッチングタイミングを表す信号を位相角 から 2 の位相で前記パワースwitching回路に供給することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 3】

請求項 1 に記載の電力変換装置における、前記出力しようとする交流電力の位相に基づいたタイミングで前記スイッチング素子のスイッチング動作を制御している状態において、

前記制御回路は、除去する高調波の種類が複数ある第 1 の高調波除去制御において、除去すべき前記高調波に基づいて定まる交流波形の半周期当たりのスイッチング動作を制御する第 1 の信号を発生して前記ドライバ回路に供給し、

前記制御回路は、第 1 の高調波除去制御より除去する高調波の種類が多い第 2 の高調波除去制御において、除去すべき前記高調波に基づいて定まる交流波形の半周期当たりのスイッチング動作を制御する第 2 の信号を発生して前記ドライバ回路に供給し、

前記ドライバ回路の制御により、前記パワースwitching回路は、前記第 1 の高調波除去制御による半周期当たりのスイッチング回数より、前記第 2 の高調波除去制御の半周期当たりのスイッチング回数の方が多くスイッチング動作を行う、ことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 4】

上アーム用および下アーム用のスイッチング素子を備えた 3 相フルブリッジ型の電力変換手段と、各相の前記スイッチング素子に対して駆動信号を出力するコントローラとを具備し、直流電源から供給される電圧を、前記駆動信号に応じた前記スイッチング素子のスイッチング動作によって電気角で $2/3$ rad毎にずらした出力電圧に変換し、3 相交流モータに供給する電力変換装置であって、

10

20

30

40

50

異なる相で前記上アーム用のスイッチング素子と前記下アーム用のスイッチング素子をそれぞれオンさせて前記直流電源から前記モータに電流を供給する第 1 の期間と、全相で前記上アーム用のスイッチング素子または前記下アーム用のスイッチング素子のいずれか一方をオンさせて前記モータに蓄積されたエネルギーでトルクを維持する第 2 の期間とを、電気角に応じて交互に形成する H M 制御モードと、

正弦波指令信号と搬送波との比較結果に基づいて決定したパルス幅に応じて前記スイッチング素子をオンさせて前記直流電源から前記モータに電流を供給する正弦波 P W M 制御モードと、

を所定の条件に基づいて切り替えることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 5】

10

請求項 4 に記載の電力変換装置において、

前記 H M 制御モードと前記正弦波 P W M 制御モードとを、前記モータの回転速度に基づいて切り替えることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 6】

請求項 4 または 5 に記載の電力変換装置において、

前記 H M 制御モードは、前記モータの 1 回転ごとに各相の前記スイッチング素子をそれぞれ 1 回ずつオンおよびオフさせる矩形波制御モードをさらに含むことを特徴とする電力変換装置。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の電力変換装置において、

20

前記 H M 制御モードでは、前記第 1 の期間を形成する電気角位置と、前記第 1 の期間の長さとの少なくとも一方を変化させて、前記モータを流れる交流電流の高調波成分を所望の値に変化させ、

前記高調波成分の変化により前記矩形波制御モードへ移行することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 8】

請求項 4 ～ 7 のいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記モータを流れる交流電流に生じる過渡電流を補償するための補償パルスを出力する過渡電流補償手段をさらに備え、

前記過渡電流補償手段は、前記 H M 制御モードと前記正弦波 P W M 制御モードとを切り替えるときに前記補償パルスを出力することを特徴とする電力変換装置。

30

【請求項 9】

請求項 8 に記載の電力変換装置において、

前記過渡電流補償手段は、前記 H M 制御モードと前記正弦波 P W M 制御モードとの切替時に替えて、またはこれに加えて、所定の条件を満たしたときに前記補償パルスを出力することを特徴とする電力変換装置。

【請求項 10】

請求項 4 ～ 9 のいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記モータの回転状態を検出可能であるか否かを判定する判定手段と、

前記判定手段による判定結果に基づいて、各相において前記第 1 の期間と前記第 2 の期間とを電気角に関わらず交互に形成するための所定の 1 相チョッパ制御用信号を出力するチョッパ制御手段とをさらに備えることを特徴とする電力変換装置。

40

【請求項 11】

請求項 10 に記載の電力変換装置において、

前記 1 相チョッパ制御用信号の周期は、前記モータのインダクタンスに応じて決定されることを特徴とする電力変換装置。

【請求項 12】

上アーム用および下アーム用のスイッチング素子を備えた 3 相フルブリッジ型の電力変換手段と、各相の前記スイッチング素子に対して駆動信号を出力するコントローラとを具備し、直流電源から供給される電圧を、前記駆動信号に応じた前記スイッチング素子のス

50

スイッチング動作によって電気角で $2/3$ rad毎にずらした出力電圧に変換し、3 相交流モータに供給する電力変換装置であって、

異なる相で前記上アーム用のスイッチング素子と前記下アーム用のスイッチング素子をそれぞれオンさせて前記直流電源から前記モータに電流を供給する第 1 の期間と、全相で前記上アーム用のスイッチング素子または前記下アーム用のスイッチング素子のいずれか一方をオンさせて前記モータに蓄積されたエネルギーでトルクを維持する第 2 の期間とを、電気角に応じて交互に形成し、

前記第 1 の期間の長さを変調度に応じて変化させることにより、前記モータを流れる交流電流の高調波成分を所望の値に変化させ、

前記変調度が最大であるとき、前記モータの 1 回転ごとに各相の前記スイッチング素子をそれぞれ 1 回ずつオンおよびオフさせる矩形波制御を行うことを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 1 3】

直流電力を 3 相交流モータに供給するための 3 相交流電力に変換するための複数のスイッチング素子を備えたインバータ回路と、

前記 3 相交流モータを制御するための制御指令を受け、前記インバータ回路の前記複数のスイッチング素子のスイッチング動作を制御する制御信号を発生する制御回路と、を備え、

前記制御回路は、搬送波を発生し、前記搬送波と出力しようとする交流信号とに基づいて前記インバータ回路の複数のスイッチング素子の導通動作を制御する第 1 制御モードと

20

、
前記 3 相交流電力の高調波を抑制するために、前記インバータ回路が導通する位相位置を表す位相位置信号を出力し、前記位相位置信号に基づいて前記インバータ回路の複数のスイッチング素子の導通動作を制御する第 2 制御モードと、を有し、

前記 3 相交流モータが第 1 の回転速度領域では、前記第 1 制御モードでインバータ回路を制御し、前記 3 相交流モータが前記第 1 の回転速度領域より回転速度が速い第 2 運転領域では、前記第 2 制御モードでインバータ回路を制御する、電力変換装置。

【請求項 1 4】

請求項 1 3 に記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記 3 相交流モータを制御するための指令値と前記 3 相交流モータの回転速度信号を受け、搬送波を発生する搬送波発生部と、前記指令値と回転速度信号とに基づき作られる出力しようとする交流信号と前記搬送波とにより前記インバータ回路の複数のスイッチング素子の導通動作を制御する信号を出力する第 1 パルス生成部と、

30

前記位相位置信号を出力する位相位置信号出力部と、前記位相位置信号に基づいて前記インバータ回路の複数のスイッチング素子の導通動作を制御する信号を出力する第 2 パルス生成部と、とを備え

前記 3 相交流モータの回転速度が前記第 1 の回転速度領域より回転速度が速い第 2 運転領域で、前記制御回路は、前記第 2 パルス生成部の出力により、前記インバータ回路の複数のスイッチング素子の導通動作を制御する、電力変換装置。

【請求項 1 5】

40

請求項 1 3 に記載の電力変換装置において、

前記インバータ回路は、それぞれ複数のスイッチング素子の直列回路を備える U 相回路と V 相回路と W 相回路とを備え、前記 U 相回路と V 相回路と W 相回路のそれぞれの前記直列回路の前記複数のスイッチング素子の接続点である U 相接続点と V 相接続点と W 相接続点の各接続点間に、前記複数のスイッチング素子の導通動作が制御されることにより、前記 3 相交流モータに供給する交流の相間電圧が発生し、

前記第 2 制御モードで、前記制御回路は、前記 3 相交流モータに供給する各相間の交流電力の半周期中に、前記インバータ回路を介して前記直流電力を供給する前記インバータ回路の導通回数が複数となるように、前記制御回路は前記スイッチング素子の導通動作を制御する、電力変換装置。

50

【請求項 16】

請求項 15 に記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記 3 相交流モータに供給する交流電力の半周期に 1 回前記インバータ回路を導通して、前記直流電力を前記 3 相交流モータに供給する矩形波制御モードをさらに有し、

前記制御回路は、前記第 2 運転領域よりさらに前記 3 相交流モータの回転速度が速い領域、前記矩形波制御モードを選択し、前記複数のスイッチング素子を制御する、電力変換装置。

【請求項 17】

請求項 15 に記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記制御指令としてトルク指令値を受け、

前記 3 相交流モータの回転速度が前記第 2 運転領域であって第 2 制御モードで前記インバータ回路の複数のスイッチング素子の導通動作を制御している状態で、前記トルク指令値の増大に基づいて、前記インバータ回路が導通して前記 3 相交流モータに直流電力を供給するインバータ回路の導通幅が増大して当該インバータ回路の遮断期間が減少し、さらに前記トルク指令値の増大に基づいて前記インバータ回路の遮断幅が減少することにより、前記インバータ回路の導通幅と次の導通幅とが連続し、前記 U 相接続点と V 相接続点と W 相接続点の各接続点間に生じる相間電圧の半周期中の前記インバータ回路の導通回数が減少するように、前記制御回路は、前記インバータ回路の前記複数のスイッチング素子の導通動作を制御する、電力変換装置。

【請求項 18】

請求項 17 に記載の電力変換装置において、

前記制御回路は、前記トルク指令値の増大に基づいて、前記 U 相接続点と V 相接続点と W 相接続点の各接続点間に生じる相間電圧の半周期中の前記インバータ回路の導通回数が減少するように、前記インバータ回路の前記複数のスイッチング素子の導通動作を制御し、

前記トルク指令値の最大時に、前記相間電圧の半周期中に、前記インバータ回路が 1 回導通して前記直流電力を前記接続点間から 1 回供給する矩形波制御モードで、前記制御回路が前記インバータ回路の各スイッチング素子を制御する、電力変換装置。

【請求項 19】

請求項 15 乃至 18 のいずれか一項に記載の電力変換装置において、

前記 3 相交流モータの回転速度が前記第 1 の回転速度領域よりも小さい回転速度の領域にある場合、

前記制御回路は、前記 U 相回路、前記 V 相回路あるいは前記 W 相回路の内の一が有する直列回路を構成する複数のスイッチング素子の一方と、前記 U 相回路、前記 V 相回路あるいは前記 W 相回路の内の他の回路が有する直列回路を構成する複数のスイッチング素子の他方とを、交互に繰り返し導通するチョッパ制御を行なう、電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電力を交流電力に、または交流電力を直流電力に変換する電力変換装置に関する。

【背景技術】

【0002】

直流電力を受け、上記直流電力を回転電機に供給するための交流電力に変換する電力変換装置は、複数のスイッチング素子を備えており、上記スイッチング素子がスイッチング動作を繰り返すことにより、供給された直流電力を交流電力に変換する。上記電力変換装置の多くは、さらに上記スイッチング素子のスイッチング動作により、回転電機に誘起された交流電力を直流電力に変換するためにも使用される。上述のスイッチング素子は、一定の周波数で変化する搬送波を使用したパルス幅変調方式（以下 PWM 方式と記す）に基

10

20

30

40

50

づいて制御されているものが一般的である。搬送波の周波数を高くすることにより、制御精度が向上し、また回転電機の発生トルクが滑らかになる傾向がある。

【 0 0 0 3 】

しかし上記スイッチング素子は遮断状態から導通状態への切り替り時、あるいは導通状態から遮断状態への切り替り時に電力損失が増大し、発熱量が増大する。

【 0 0 0 4 】

電力変換装置の一例は、特開昭 6 3 - 2 3 4 8 7 8 号公報（特許文献 1 参照）に開示されている。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

10

【 0 0 0 5 】

【 特許文献 1 】 特開昭 6 3 - 2 3 4 8 7 8 号公報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 6 】

上述した、スイッチング素子が遮断状態から導通状態へ、あるいは導通状態から遮断状態へのスイッチング動作の切り替り時に、スイッチング素子に生じる電力損失を低減することが望ましく、また電力損失を低減することにより、スイッチング素子の発熱量を低減できる。そのためには上記スイッチング素子のスイッチング回数を低減することが望ましい。しかし上述のとおり、一般に使用されている PWM 方式では、上記スイッチング素子の単位時間当たりのスイッチング動作の回数を低減するためには、搬送波の周波数を低くすることが必要となる。しかし搬送波の周波数を低くすると、電力変換装置から出力される交流電流の歪が大きくなり、該交流電流の供給に基づいて 3 相交流モータが発生する回転トルクの脈動の増大につながる。

20

【 0 0 0 7 】

本発明は、電力変換装置からの交流電力を受けて回転トルクを発生する 3 相交流モータの出力トルクの脈動の増大をできるだけ抑制できる交流電力の供給が可能で、しかもスイッチング損失の低減を図ることができる電力変換装置を提供することを目的とする。以下に説明する実施の形態は製品として好ましい研究成果が反映されており、製品として好ましいより具体的な色々の課題を解決している。以下の実施の形態における具体的な構成や作用により解決される具体的な課題は、以下の実施の形態の欄で説明する。

30

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 8 】

本発明は以下に記載する特徴の少なくとも 1 つを備えている。

【 0 0 0 9 】

本発明の特徴の 1 つは、直流電力の供給を受け 3 相交流モータなどのインダクタンス負荷に供給される交流電力に変換する為のインバータ回路が有する複数のスイッチング素子と、上記スイッチング素子の導通や遮断を制御するための制御回路とを有していて、変換しようとする交流電力の角度すなわち位相に基づいて上記スイッチング素子の導通動作あるいは遮断動作を制御する。このような構成により上記スイッチング素子のスイッチング回数を低減できる。

40

【 0 0 1 0 】

本発明の他の特徴の 1 つは、上記特徴で説明の構成において、インバータ回路が有するスイッチング素子の導通開始タイミングを出力する交流電力の位相に同期させ、さらに変調度の小さい第 1 変調度におけるスイッチング素子の導通状態が続く角度（以下導通持続角と記す）が、上記第 1 変調度より変調度の大きい第 2 変調度では、増大するように制御すると共に、それに続くスイッチング素子の遮断状態が続く角度（以下遮断持続角と記す）を減少させ、上記第 2 変調度よりさらに変調度の大きい第 3 変調度で上記遮断持続角が、上記スイッチング素子が動作できる角より大きい所定の角にまで減少すると、遮断期間を無くして、次の導通持続角につなげるように制御する。このように制御することで、上

50

記スイッチング素子のスイッチング回数の低減に加え、信頼性を向上できる。

【0011】

本発明のさらに他の特徴の1つは、直流電力の供給を受け、3相交流モータなどのインダクタンス負荷に供給される交流電力に変換する為の複数のスイッチング素子を有するインバータ回路と、上記スイッチング素子の導通動作や遮断動作を制御するための制御信号を出力する制御回路と、を有している。上記制御回路は、出力する交流電力の位相に基づいて上記スイッチング素子の導通動作あるいは遮断動作を制御する。上記制御装置は、略同じ変調の状態に於いて、例えばインダクタンス負荷として動作する永久磁石型同期回転電機あるいは誘導回転電機のような回転電機の回転速度が高くなった場合に、あるいは上記回転電機のトルク指令値が大きくなった場合に、上記スイッチング素子のスイッチング動作の時間間隔が短くなるように上記スイッチング素子を制御する。すなわち、略同じ変調の状態に於いて、インダクタンス負荷に供給するための交流電力の周波数が、第1周波数からそれよりも1.5倍あるいは2倍程度の範囲内の変化の場合、あるいはトルク指令値が所定範囲内である増加幅が少ない場合では、上記交流電力を発生する為の1サイクル当たりのインバータ回路のスイッチング動作回数が変わらないように、スイッチング素子を制御する。上記インバータ回路が導通して直流電力に基づく電流を負荷に供給する導通動作位置を、高調波を抑制するのに適した位相位置とすることで、高調波を抑制できる。このようにすることで、変換する交流電力の歪をできるだけ抑えながら、スイッチング損失の低減を実現できる。

10

【0012】

本発明のさらに他の特徴は、削除しようとする高調波の次数を選択することができ、削除しなくても良い次数の高調波を削除する（または選択しない）ことにより、スイッチング素子の単位位相当たりのスイッチング回数が増加するのを防止できる。例えば回転電機に影響の大きい第5次高調波を低減できる交流出力の位相位置で、インバータ回路を導通して、直流電力による電流を上記位相位置で負荷に供給する。このような構成、制御方法により、回転電機に影響の大きい第5次高調波が負荷に供給されるのを低減できる。

20

【0013】

本発明のさらに他の特徴は、削除しようとする次数の高調波を単位位相毎に、例えばゼロ〔rad〕～〔rad〕毎に、重ね合わせて削除するので、スイッチング素子の単位位相当たりのスイッチング回数を低減できる。

30

【0014】

本発明のさらに他の特徴の1つは、供給された直流電力を、回転電機を駆動するための3相交流電力に変換する為に、上アームと下アームとを構成する複数のスイッチング素子有するブリッジ回路と、前記スイッチング素子の導通および遮断を制御するための制御回路と、スイッチング素子を導通および遮断する駆動信号を発生するドライバ回路と、を備え、第1の期間において、出力しようとする交流電力の位相に基づき駆動信号を前記ドライバ回路から前記スイッチング素子に供給し、前記駆動信号に基づいて前記スイッチング素子を導通させて前記回転電機に交流電流を供給する。あらかじめ前記制御回路で求めた期間前記スイッチング素子を導通させて前記回転電機にエネルギーを蓄積し、次に第2の期間において、前記ブリッジ回路の上アームあるいは下アームの内の一方を全て遮断すると共に、他方を全て導通し、前記蓄積されたエネルギーに基づき回転電機に流れる電流を流し続ける。前記第1の期間と第2の期間とを交互に設けることにより、スイッチング回数を低減できる。

40

【0015】

本発明のさらに他の特徴の1つは、第1の運転領域では、出力しようとする交流電力の位相に基づいて、スイッチング素子のスイッチング動作を制御する駆動信号をスイッチング素子に供給し、出力しようとする交流電力の位相に対応付けてスイッチング素子を導通させ、前記第1の運転領域より出力しようとする交流電力の周波数が低い第2の領域では、搬送波に基づいてスイッチング素子の導通および遮断を制御するPWM制御を行うようにしたことである。このような構成とすることにより、第2の領域での歪の増大を低減す

50

ると共に第 1 の領域でのスイッチング数を低減し、電力損失を低減できる。

【 0 0 1 6 】

本発明のさらに他の特徴は、本発明の第 2 の態様に記載の如く、上述の各特徴に加え、出力の交流波形の位相に対応してスイッチング素子を制御する H M 制御モードと一定周期の搬送波に基づいてスイッチング素子を制御する正弦波 P W M 制御モードとをモータの回転速度、または出力しようとする交流信号に基づいて切り替えることである。

【 0 0 1 7 】

本発明のさらに他の特徴の 1 つは、本発明の第 3 の態様に記載の如く、上述の各特徴に加え、H M 制御モードは、モータの 1 回転ごとに各相のスイッチング素子をそれぞれ 1 回ずつオンおよびオフさせる矩形波制御モードをさらに含むことである。

10

【 0 0 1 8 】

本発明の第 4 の態様によると、第 3 の態様の電力変換装置において、H M 制御モードでは、第 1 の期間を形成する電気角位置と、第 1 の期間の長さとの少なくとも一方を変化させて、モータを流れる交流電流の高調波成分を所望の値に変化させ、この高調波成分の変化により矩形波制御モードへ移行することである。

【 0 0 1 9 】

本発明のさらに他の特徴の 1 つは、本発明の第 5 の態様に記載の如く、電力変換装置は、モータを流れる交流電流に生じる過渡電流を補償するための補償パルスを出力する過渡電流補償手段をさらに備えることである。この過渡電流補償手段は、H M 制御モードと正弦波 P W M 制御モードとを切り替えるときに補償パルスを出力することである。

20

【 0 0 2 0 】

本発明のさらに他の特徴は、本発明の第 6 の態様に記載の如く、前記過渡電流補償手段は、H M 制御モードと正弦波 P W M 制御モードとの切り替え時に、またはこれに加えて所定の条件を満たしたときに、補償パルスを出力することである。

【 0 0 2 1 】

本発明のさらに他の特徴の 1 つは、本発明の第 7 の態様に記載の如く、モータの回転状態を検出可能であるか否かを判定する判定手段と、判定手段による判定結果に基づいて、各相において第 1 の期間と第 2 の期間とを電気角に関わらず交互に形成するための所定の 1 相チョッパ制御用信号を出力するチョッパ制御手段とをさらに備えることである。

【 0 0 2 2 】

30

本発明のさらに他の特徴は、本発明の第 8 の態様に記載の如く、1 相チョッパ制御用信号の周期は、モータのインダクタンスに応じて決定されることである。

【 0 0 2 3 】

本発明のさらに他の特徴の 1 つは、本発明の第 9 の態様に記載の如く、電力変換装置が、上アーム用および下アームを構成する複数のスイッチング素子を備えたブリッジ回路と、上記スイッチング素子を導通あるいは遮断するための駆動信号を出力する駆動回路と、前記駆動回路を制御するためのコントローラと、を有し、直流電力から変換される交流電力の位相に対応して前記スイッチング素子を動作させると共に、変調度に基づいて、前記スイッチング素子の導通あるいは遮断期間を制御することである。

【 0 0 2 4 】

40

本発明のさらに他の特徴の 1 つは、上記特長において、さらにモータを流れる交流電流の高調波成分を所望の値に変化させ、変調度が最大であるとき、モータの 1 回転ごとに各相のスイッチング素子をそれぞれ 1 回ずつオンおよびオフさせる矩形波制御を行うことである。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 5 】

本発明によれば、電力変換装置において、トルク脈動の増大をある程度抑制でき、さらにスイッチング損失を低減できる。

【 0 0 2 6 】

なお、以下の実施の形態では、後述するように、製品として望ましい課題を色々解決し

50

ている。

【図面の簡単な説明】

【0027】

【図1】ハイブリッド車の制御ブロックを示す図である。

【図2】電気回路の構成を示す図である。

【図3】制御モードの切替を示す図である。

【図4】PWM制御と矩形波制御を説明する図である。

【図5】矩形波制御において生じる高調波成分の例を示す図である。

【図6】第1の実施の形態に係る制御回路によるモータ制御系を示す図である。

【図7】パルス生成器の構成を示す図である。

10

【図8】テーブル検索によるパルス生成の手順を示すフローチャートである。

【図9】リアルタイム演算によるパルス生成の手順を示すフローチャートである。

【図10】パルスパターン演算の手順を示すフローチャートである。

【図11】位相カウンタによるパルスの生成方法を示す図である。

【図12】HM制御モードにおける線間電圧波形の一例を示す図である。

【図13】線間電圧のパルス幅が他のパルス列と不等である場合の説明図である。

【図14】HM制御モードにおける線間電圧波形の一例を示す図である。

【図15】HM制御モードにおける相電圧波形の一例を示す図である。

【図16】線間電圧と相端子電圧の変換表を示す図である。

【図17】矩形波制御モードにおける線間電圧パルスを相電圧パルスに変換した例を示す図である。

20

【図18】HM制御モードにおける線間電圧パルスを相電圧パルスに変換した例を示す図である。

【図19】変調度を変化させたときの線間電圧パルスにおける基本波と削除対象の高調波成分の振幅の大きさを示した図である。

【図20】HM制御モードにおける線間電圧波形の一例を示す図である。

【図21】HM制御モードにおける相電圧波形の一例を示す図である。

【図22】PWMパルス信号の生成方法を説明するための図である。

【図23】PWM制御モードにおける線間電圧波形の一例を示す図である。

【図24】PWM制御モードにおける相電圧波形の一例を示す図である。

30

【図25】HMパルス信号による線間電圧パルス波形とPWMパルス信号による線間電圧パルス波形とを比較する図である。

【図26】PWM制御モードとHM制御モードを切り替えた様子を示す図である。

【図27】PWM制御とHM制御とにおけるパルス形状の違いについて説明するための図である。

【図28】モータ回転速度とHMパルス信号による線間電圧パルス波形との関係を示す図である。

【図29】HM制御とPWM制御において生成される線間電圧パルス数とモータ回転速度との関係を示す図である。

【図30】第1の実施の形態に係る制御回路によって行われるモータ制御のフローチャートを示す図である。

40

【図31】第2の実施の形態に係る制御回路によるモータ制御系を示す図である。

【図32】補償電流の発生を説明するための図である。

【図33】相電流波形と補償パルス波形の一部をそれぞれ拡大した図である。

【図34】第2の実施の形態に係る制御回路によって行われるモータ制御のフローチャートを示す図である。

【図35】過渡電流補償の手順を示すフローチャートである。

【図36】相電圧印加時間の計算に用いる回路モデルを示す図である。

【図37】第3の実施の形態に係る制御回路によるモータ制御系を示す図である。

【図38】1相チョッパ制御の一例を示す図である。

50

【図 3 9】第 3 の実施の形態に係る制御回路によって行われるモータ制御のフローチャートを示す図である。

【図 4 0】高調波を低減する動作原理を説明する説明図である。

【図 4 1】高調波を低減するためのスイッチング素子のスイッチングタイミングを説明するための説明図である。

【図 4 2】高調波の削除方法の考え方をフーリエ級数展開に基づいて説明する説明図である。

【図 4 3】3 次、5 次、7 次高調波が削除された場合の U 相と V 相の線間電圧のパターンを説明する説明図である。

【図 4 4】PWM 制御を行なうためのパルス変調器の構成を示す図である。

10

【発明を実施するための形態】

【0028】

上記発明が解決しようとする課題の欄や発明の効果の欄に記載の内容に加え、以下の実施の形態では、製品化の上で望ましい課題が解決でき、また製品化の上で望ましい効果を奏する。上述発明が解決しようとする課題の欄や発明の効果の欄に記載の内容と重複する内容、密接に関係する内容もあるが、その幾つかを次に記載すると共に実施の形態の説明でも、具体的な課題の解決や具体的な効果について説明する。

【0029】

〔スイッチング素子のスイッチング頻度の低減〕

以下の実施の形態で説明する電力変換装置では、直流電力から変換される交流電力の波形の角度すなわち位相に基づいて、インバータ回路が有するスイッチング素子のスイッチング動作を制御するための制御回路からの制御信号によって動作する駆動回路から駆動信号をスイッチング素子に供給し、上記スイッチング素子が、変換される交流電力の位相に対応付けられて導通あるいは遮断動作を行う。このように制御回路からの制御信号によって上記インバータ回路が有するスイッチング素子の導通動作を位相角に対応付けて制御する構成および作用を有することにより、上記スイッチング素子のスイッチング動作の単位時間当たりの回数あるいは交流電力の 1 サイクル当たりのスイッチング回数を、一般の PWM 方式に比べ低減できる。また上記構成においては、インバータ回路のスイッチング素子のスイッチング頻度を低減しているにもかかわらず、出力される交流波形の歪の増大を抑制でき、スイッチング動作に伴う損失を低減できる効果がある。このことはインバータ回路を構成するパワースwitching回路のスイッチング素子の発熱の低減につながる。

20

30

【0030】

以下に説明する実施の形態では、特に図 1 0、図 4 0 や図 4 1 で説明する実施の形態では、削除しようとする高調波の次数を選択している。このように本発明の適用対象に合せて削除する次数を選択することができるので、必要以上に削除する次数の種類が増えるのを防止でき、このことによりパワースwitching回路のスイッチング素子の単位位相当当たりのスイッチング回数の低減が可能となる。交流電力が供給される同期電動機や誘導電動機を含む回転電機では、次数の低い高調波の悪影響が大きく、出力する交流電力の第 5 次高調波や第 7 次高調波と言った比較的低次の高調波を低減することは大きな効果をもたらす。本発明の実施形態では、少なくとも第 5 次高調波を低減するのに適した位相位置で、インバータの導通に基づく直流電力源からの電流が上記回転電機に供給されることにより、第 5 次高調波を低減することができる。ここで直流電源としては、直流電力を蓄えている電池に限るものではなく、平滑用コンデンサでよく、例えば図 2 に示すコンデンサモジュール 5 0 0 である。

40

【0031】

なお、スイッチング素子としては、動作速度が速く、また制御信号に基づき導通および遮断動作の両方を制御できる素子が望ましく、このような素子として例えば insulated gate bipolar transistor (以下 IGBT と記す) や電界効果トランジスタ (MOS トランジスタ) があり、これらの素子は応答性や制御性の点から望ましい。

【0032】

50

上記電力変換装置から出力される交流電力は回転電機などで構成されるインダクタンス回路に供給され、インダクタンスの作用に基づいて交流電流が流れる。以下の実施の形態ではインダクタンス回路としてモータやゼネレータの作用を為す回転電機を例に挙げ説明している。回転電機を駆動する交流電力を発生するために本発明を使用することは、効果の点から、最適であるが、回転電機以外のインダクタンス回路に交流電力を供給する電力変換装置としても使用できる。

【0033】

以下の実施の形態では、回転電機の回転速度が速い第1の動作範囲では、出力しようとする交流波形の位相に基づいて、スイッチング素子のスイッチング動作を発生し、一方上記第1の動作範囲より回転電機の回転速度が遅い第2の動作領域では、一定周波数の搬送波に基づいてスイッチング素子の動作を制御するPWM方式で上記スイッチング素子を制御する。上記第2の動作領域には上記回転電機の回転子が停止状態を含めることができる。なお、以下の実施の形態では回転電機としてモータおよび発電機として使用されるモータジェネレータを例に説明する。

10

【0034】

〔出力される交流電力の歪低減〕

出力しようとする電力の交流波形の角度すなわち位相位置に基づいて、インバータが有するスイッチング素子を導通あるいは遮断する方式では、出力される交流電力の周波数が低い領域では、交流波形の歪が大きくなる傾向が有る。上述の説明において、交流出力の周波数が低い第2の領域はPWM方式を使用して時間経過に基づいてスイッチング素子を制御し、第2の領域より出力する交流電力の周波数の高い第1の領域では、角度すなわち位相位置に基づいてスイッチング素子を制御する（以下HM制御と記す）。このように異なる方式を利用してインバータ回路のスイッチング素子を制御することにより、出力される交流電力の歪を低減できる効果が生じる。

20

【0035】

〔基本的制御〕

以下に説明の実施の形態では、基本的制御として、交流電力を供給する回転電機の低速運転状態ではPWM制御で上記交流電力を発生し、回転電機の回転速度が上昇した状態で以下に説明するHM制御による交流電力の発生制御に移行する。これにより歪の影響をできるだけ押さえ、効率向上を実現できる。

30

【0036】

さらに上記の基本制御において、回転電機の停止状態では、図3や図39に記載の如くチョッパ制御を行い、チョッパ制御からPWM制御に移行する。

【0037】

また上記基本制御とは別の観点で、以下の実施の形態で説明の如く、回転電機の高速運転状態では、HM制御の内の矩形波制御に移行する。以下に説明のHM制御では、出力する交流波形の位相に対応してスイッチングタイミングが制御され、変調度を高くするにつれて交流電力の半周期（電気角のゼロから、あるいは から2）におけるスイッチング回数が徐々に減少し、最後は、半周期に1回導通するだけとなる矩形波制御に移行する。このように以下の実施の形態では、矩形波制御にスムーズに移行できるメリットがあり、このため制御性に優れている。

40

【0038】

本発明の実施形態に係る電力変換装置について、図面を参照しながら以下詳細に説明する。本発明の実施形態に係る電力変換装置は、ハイブリッド用の自動車（以下HEVと記す）や純粋な電気自動車（以下EVと記す）の回転電機を駆動する為の交流電力を発生する電力変換装置に適用した例である。HEV用の電力変換装置もEV用の電力変換装置も基本的な構成や制御において共通するところが多く、代表例として、本発明の実施形態に係る電力変換装置をハイブリッド自動車に適用した場合の制御構成と電力変換装置の回路構成について、図1と図2を用いて説明する。図1はハイブリッド自動車の制御ブロックを示す図である。

50

【 0 0 3 9 】

本発明の実施形態に係る電力変換装置では、自動車に搭載される車載電機システムの車載用の電力変換装置について説明する。特に、車両駆動用電機システムに用いられ、搭載環境や動作的环境などが大変厳しい車両駆動用電力変換装置を例に挙げて説明する。車両駆動用電力変換装置は、車両駆動用の回転電機を駆動する制御装置として車両駆動用電機システムに備えられる。この車両駆動用の電力変換装置は、車載電源を構成する車載バッテリー或いは車載発電装置から供給された直流電力を所定の交流電力に変換し、得られた交流電力を上記回転電機に供給して上記回転電機を駆動する。また、上記回転電機は電動機の機能に加え発電機としての機能も有しているので、上記電力変換装置は運転モードに応じ、直流電力を交流電力に変換するだけでなく、上記回転電機が発生する交流電力を直流電力に変換する動作も行う。変換された直流電力は車載バッテリーに供給される。

10

【 0 0 4 0 】

なお、本実施形態の構成は、自動車やトラックなどの車両駆動用の電力変換装置として最適である。しかし、これら以外の電力変換装置、例えば電車や船舶、航空機などの電力変換装置、さらに工場の設備を駆動する回転電機に供給する交流電力を発生する為の産業用の電力変換装置、或いは家庭の太陽光発電システムや家庭の電化製品を駆動する回転電機の制御装置に用いられたりする電力変換装置に対しても適用可能である。

【 0 0 4 1 】

以下図面を用いて説明する。図 1 において、H E V 1 1 0 は 1 つの電動車両であり、2 つの車両駆動用システムを備えている。その 1 つは、内燃機関であるエンジン 1 2 0 を動力源としたエンジンシステムである。エンジンシステムは、主として H E V の駆動源として用いられる。もう 1 つは、モータジェネレータ 1 9 2 , 1 9 4 を動力源とした車載電機システムである。車載電機システムは、主として H E V の駆動源及び H E V の電力発生源として用いられる。モータジェネレータ 1 9 2 , 1 9 4 は例えば同期機あるいは誘導機などの回転電機の一例であり、運転方法によりモータとしても発電機としても動作するので、ここではモータジェネレータと記すこととする。

20

【 0 0 4 2 】

車体のフロント部には前輪車軸 1 1 4 が回転可能に軸支されている。前輪車軸 1 1 4 の両端には 1 対の前輪 1 1 2 が設けられている。車体のリア部には後輪車軸 (図示省略) が回転可能に軸支されている。後輪車軸の両端には 1 対の後輪が設けられている。本実施形態の H E V では、動力によって駆動される主輪を前輪 1 1 2 とし、連れ回される従輪を後輪とする、いわゆる前輪駆動方式を採用しているが、この逆、すなわち後輪駆動方式を採用しても構わない。

30

【 0 0 4 3 】

前輪車軸 1 1 4 の中央部には前輪側ディファレンシャルギア (以下、「前輪側 D E F 」と記述する) 1 1 6 が設けられている。前輪車軸 1 1 4 は前輪側 D E F 1 1 6 の出力側に機械的に接続されている。前輪側 D E F 1 1 6 の入力側には変速機 1 1 8 の出力軸が機械的に接続されている。前輪側 D E F 1 1 6 は、変速機 1 1 8 によって変速されて伝達された回転駆動力を左右の前輪車軸 1 1 4 に分配する差動式動力分配機構である。変速機 1 1 8 の入力側にはモータジェネレータ 1 9 2 の出力側が機械的に接続されている。モータジェネレータ 1 9 2 の入力側には動力分配機構 1 2 2 を介してエンジン 1 2 0 の出力側及びモータジェネレータ 1 9 4 の出力側が機械的に接続されている。尚、モータジェネレータ 1 9 2 , 1 9 4 及び動力分配機構 1 2 2 は、変速機 1 1 8 の筐体の内部に収納されている。

40

【 0 0 4 4 】

モータジェネレータ 1 9 2 , 1 9 4 は、回転子に永久磁石を備えた同期機である。固定子の電機子巻線に供給される交流電力が電力変換装置 1 4 0 , 1 4 2 によって制御されることにより、モータジェネレータ 1 9 2 , 1 9 4 の駆動が制御される。電力変換装置 1 4 0 , 1 4 2 にはバッテリー 1 3 6 が電氣的に接続されている。バッテリー 1 3 6 と電力変換装置 1 4 0 , 1 4 2 との相互において電力の授受が可能である。

50

【 0 0 4 5 】

本実施形態の車載電機システムは、モータジェネレータ 1 9 2 及び電力変換装置 1 4 0 からなる第 1 電動発電ユニットと、モータジェネレータ 1 9 4 及び電力変換装置 1 4 2 からなる第 2 電動発電ユニットとの 2 つを備えており、運転状態に応じてそれらを使い分けている。すなわち、エンジン 1 2 0 からの動力によって車両を駆動している場合において、車両の駆動トルクをアシストする場合には、第 2 電動発電ユニットを発電ユニットとしてエンジン 1 2 0 の動力によって作動させて発電させ、その発電によって得られた電力によって第 1 電動発電ユニットを電動ユニットとして作動させる。また、同様の場合において、車両の車速をアシストする場合には、第 1 電動発電ユニットを発電ユニットとしてエンジン 1 2 0 の動力によって作動させて発電させ、その発電によって得られた電力によって第 2 電動発電ユニットを電動ユニットとして作動させる。

10

【 0 0 4 6 】

また、本実施形態では、バッテリー 1 3 6 の電力によって第 1 電動発電ユニットを電動ユニットとして作動させることにより、モータジェネレータ 1 9 2 の動力のみによって車両の駆動ができる。さらに、本実施形態では、第 1 電動発電ユニット又は第 2 電動発電ユニットを発電ユニットとしてエンジン 1 2 0 の動力或いは車輪からの動力によって作動させて発電させることにより、バッテリー 1 3 6 を充電できる。

【 0 0 4 7 】

バッテリー 1 3 6 はさらに補機用のモータ 1 9 5 を駆動するための電源としても使用される。補機用のモータとしては、例えばエアコンディショナーのコンプレッサを駆動するモータ、あるいは制御用の油圧ポンプを駆動するモータである。バッテリー 1 3 6 から電力変換装置 4 3 に直流電力が供給され、電力変換装置 4 3 で交流の電力に変換されてモータ 1 9 5 に供給される。電力変換装置 4 3 は、電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 と同様の機能を持ち、モータ 1 9 5 に供給する交流の位相や周波数、電力を制御する。例えばモータ 1 9 5 の回転子の回転に対し進み位相の交流電力を供給することにより、モータ 1 9 5 はトルクを発生する。一方、遅れ位相の交流電力を発生することで、モータ 1 9 5 は発電機として作用し、回生制動状態の運転となる。このような電力変換装置 4 3 の制御機能は、電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 の制御機能と同様である。モータ 1 9 5 の容量はモータジェネレータ 1 9 2 や 1 9 4 の容量より小さいので、電力変換装置 4 3 の最大変換電力は電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 より小さい。しかし、電力変換装置 4 3 の回路構成および動作は基本的に電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 の回路構成や動作と類似している。

20

30

【 0 0 4 8 】

電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 および電力変換装置 4 3 さらにコンデンサモジュール 5 0 0 は電氣的に密接な関係にある。さらに発熱に対する対策が必要な点が共通している。また装置の体積をできるだけ小さく作ることが望まれている。これらの点から以下で詳述する電力変換装置は、電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 および電力変換装置 4 3 さらにコンデンサモジュール 5 0 0 を電力変換装置の筐体内に内蔵している。この構成により、小型で信頼性の高い装置が実現できる。

【 0 0 4 9 】

また電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 および電力変換装置 4 3 さらにコンデンサモジュール 5 0 0 を一つの筐体に内蔵することで、配線の簡素化やノイズ対策で効果がある。またコンデンサモジュール 5 0 0 と電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 および電力変換装置 4 3 との接続回路のインダクタンスを低減でき、スパイク電圧を低減できると共に、発熱の低減や放熱効率の向上を図ることができる。

40

【 0 0 5 0 】

次に、図 2 を用いて電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 あるいは電力変換装置 4 3 の電気回路の構成を説明する。尚、図 1 ~ 図 2 に示す実施形態では、電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 あるいは電力変換装置 4 3 をそれぞれ個別に構成する場合を例に挙げて説明する。電力変換装置 1 4 0 や 1 4 2 あるいは電力変換装置 4 3 は同様の構成で同様の作用を為し、同様の機能を有している。ここでは、代表例として電力変換装置 1 4 0 の説明を行う。

50

【0051】

本実施形態に係る電力変換装置200は、電力変換装置140とコンデンサモジュール500とを備える。電力変換装置140は、パワースイッチング回路144と制御部170とを有している。また、パワースイッチング回路144は、上アームとして動作するスイッチング素子と下アームとして動作するスイッチング素子を有している。この実施の形態ではスイッチング素子としてIGBT（絶縁ゲート型バイポーラトランジスタ）を使用している。上アームとして動作するIGBT328はダイオード156と並列接続されており、下アームとして動作するIGBT330はダイオード166と並列接続されている。上下アームの直列回路150を複数有し（図2の例では3つの上下アームの直列回路150, 150, 150）、それぞれの上下アームの直列回路150の midpoint 部分（接続点169）から交流端子159を通してモータジェネレータ192への交流電力線（交流バスバー）186と接続する構成である。また、制御部170はパワースイッチング回路144を駆動制御するドライバ回路174と、ドライバ回路174へ信号線176を介して制御信号を供給する制御回路172と、を有している。

10

【0052】

上アームと下アームのIGBT328や330は、スイッチング素子であり、制御部170から出力された駆動信号を受けて動作し、バッテリー136から供給された直流電力を三相交流電力に変換する。この変換された電力はモータジェネレータ192の電機子巻線に供給される。上述のとおり、電力変換装置140はモータジェネレータ192が発生する三相交流電力を直流電力に変換する動作も行う。

20

【0053】

本実施形態に係る電力変換装置200は、図1に記載の如く電力変換装置140と142さらに電力変換装置43とコンデンサモジュール500を有している。上述のとおり電力変換装置140と142さらに電力変換装置43は同様の回路構成であるので、ここでは電力変換装置140を代表として記載し、電力変換装置142と電力変換装置43は、既に上述したとおり省略した。

【0054】

パワースイッチング回路144は3相のブリッジ回路により構成されている。バッテリー136の正極側と負極側には、直流正極端子314と直流負極端子316が電氣的に接続されている。直流正極端子314と直流負極端子316の間には、各相に対応する上下アームの直列回路150, 150, 150がそれぞれ電氣的に並列に接続されている。ここで、上下アームの直列回路150をアームと記載する。各アームは、上アーム側のスイッチング素子328及びダイオード156と、下アーム側のスイッチング素子330及びダイオード166とを備えている。

30

【0055】

本実施形態では、スイッチング素子としてIGBT328や330を用いることを例示している。IGBT328や330は、コレクタ電極153, 163、エミッタ電極（信号用エミッタ電極端子155, 165）、ゲート電極（ゲート電極端子154, 164）を備えている。IGBT328, 330のコレクタ電極153, 163とエミッタ電極との間には、ダイオード156, 166が図示するように電氣的に並列に接続されている。ダイオード156, 166は、カソード電極及びアノード電極の2つの電極を備えている。IGBT328, 330のエミッタ電極からコレクタ電極に向かう方向が順方向となるように、カソード電極がIGBT328, 330のコレクタ電極に、アノード電極がIGBT328, 330のエミッタ電極にそれぞれ電氣的に接続されている。スイッチング素子としては、MOSFET（金属酸化物半導体型電界効果トランジスタ）を用いてもよい。この場合は、ダイオード156やダイオード166は不要となる。

40

【0056】

上下アームの直列回路150は、3相のモータジェネレータ192に供給する交流電力の各相に対応しており、各直列回路150, 150, 150は、IGBT328のエミッタ電極とIGBT330のコレクタ電極163を接続する接続点169はそれぞれU相、

50

V相、W相の交流電力を出力するのに使用される。各相の上記接続点169がそれぞれ交流端子159とコネクタ188を介して、モータジェネレータ192のU相、V相、W相の電機子巻線（同期電動機では固定子巻線）と接続されることにより、上記電機子巻線にU相、V相、W相の電流が流れる。上記上下アームの直列回路同士は電氣的に並列接続されている。上アームのIGBT328のコレクタ電極153は、正極端子（P端子）157を介してコンデンサモジュール500の正極側コンデンサ電極に、下アームのIGBT330のエミッタ電極は、負極端子（N端子）158を介してコンデンサモジュール500の負極側コンデンサ電極に、それぞれ直流バスバーなどを介して電氣的に接続されている。

【0057】

コンデンサモジュール500は、IGBT328、330のスイッチング動作によって生じる直流電圧の変動を抑制する平滑回路を構成するためのものである。コンデンサモジュール500の正極側コンデンサ電極にはバッテリー136の正極側が、コンデンサモジュール500の負極側コンデンサ電極にはバッテリー136の負極側が、それぞれ直流コネクタ138を介して電氣的に接続されている。これにより、コンデンサモジュール500は、上アームIGBT328のコレクタ電極153とバッテリー136の正極側との間と、下アームIGBT330のエミッタ電極とバッテリー136の負極側との間で接続され、バッテリー136と上下アームの直列回路150に対して電氣的に並列接続される。

【0058】

制御部170は、IGBT328、330を導通や遮断の作動を制御する働きをし、制御部170は、他の制御装置やセンサなどからの入力情報に基づいて、IGBT328、330のスイッチングタイミングを制御するためのタイミング信号を生成する制御回路172と、制御回路172から出力されたタイミング信号に基づいて、IGBT328、330をスイッチング動作させるためのドライブ信号を生成するドライブ回路174とを備えている。

【0059】

制御回路172は、IGBT328、330のスイッチングタイミングを演算処理するためのマイクロコンピュータを備えている。このマイクロコンピュータには、入力情報として、モータジェネレータ192に対して要求される目標トルク値、上下アームの直列回路150からモータジェネレータ192の電機子巻線に供給される電流値、及びモータジェネレータ192の回転子の磁極位置が入力される。目標トルク値は、不図示の上位の制御装置から出力された指令信号に基づくものである。電流値は、電流センサ180から出力された検出信号に基づいて検出されたものである。磁極位置は、モータジェネレータ192に設けられた回転磁極センサ（不図示）から出力された検出信号に基づいて検出されたものである。本実施形態では3相の電流値を検出する場合を例に挙げて説明するが、2相分の電流値を検出するようにしても構わない。

【0060】

制御回路172内のマイクロコンピュータは、入力された目標トルク値に基づいてモータジェネレータ192のd、q軸の電流指令値を演算し、この演算されたd、q軸の電流指令値と、検出されたd、q軸の電流値との差分に基づいてd、q軸の電圧指令値を演算し、このd、q軸の電圧指令値からパルス状の駆動信号を生成する。制御回路172は後述するように2種類の方式の駆動信号を発生する機能を有する。この2種類の方式の駆動信号は、インダクタンス負荷であるモータジェネレータ192の状態に基づいて、あるいは変換しようとする交流電力の周波数、などに基づいて、選択される。

【0061】

上記2種類の方式の内の1つは、出力しようとする交流波形の位相に基づいて、スイッチング素子であるIGBT328、330のスイッチング動作を制御する変調方式（H M方式として後述する）である。上記2種類の方式の内の他の1つは、一般にPWM（Pulse Width Modulation）と呼ばれる変調方式である。

【0062】

10

20

30

40

50

ドライバ回路 174 は、下アームを駆動する場合、パルス状の変調波の信号を増幅し、これをドライブ信号として、対応する下アームの IGBT330 のゲート電極に出力する。また、上アームを駆動する場合、パルス状の変調波の信号の基準電位のレベルを上アームの基準電位のレベルにシフトしてからパルス状の変調波の信号を増幅し、これをドライブ信号として、対応する上アームの IGBT328 のゲート電極に出力する。これにより、各 IGBT328, 330 は、入力されたドライブ信号に基づいてスイッチング動作する。こうして制御部 170 からの駆動信号（ドライブ信号）に応じて行われる各 IGBT328, 330 のスイッチング動作により、電力変換装置 140 は、直流電源であるバッテリー 136 から供給される電圧を、電気角で $2/3$ rad 毎にずらした U 相、V 相、W 相の各出力電圧に変換し、3 相交流モータであるモータジェネレータ 192 に供給する。なお、電気角とは、モータジェネレータ 192 の回転状態、具体的には回転子の位置に対応するものであって、0 から 2π の間で周期的に変化する。この電気角をパラメータとして用いることで、モータジェネレータ 192 の回転状態に応じて、各 IGBT328, 330 のスイッチング状態、すなわち U 相、V 相、W 相の各出力電圧を決定することができる。

10

20

30

40

50

【0063】

また、制御部 170 は、異常検知（過電流、過電圧、過温度など）を行い、上下アームの直列回路 150 を保護している。このため、制御部 170 にはセンシング情報が入力されている。例えば各アームの信号用エミッタ電極端子 155, 165 からは各 IGBT328, 330 のエミッタ電極に流れる電流の情報が、対応する駆動部（IC）に入力されている。これにより、各駆動部（IC）は過電流検知を行い、過電流が検知された場合には対応する IGBT328, 330 のスイッチング動作を停止させ、対応する IGBT328, 330 を過電流から保護する。上下アームの直列回路 150 に設けられた温度センサ（不図示）からは上下アームの直列回路 150 の温度の情報がマイクロコンピュータに入力されている。また、マイクロコンピュータには上下アームの直列回路 150 の直流正極側の電圧の情報が入力されている。マイクロコンピュータは、それらの情報に基づいて過温度検知及び過電圧検知を行い、過温度或いは過電圧が検知された場合には全ての IGBT328, 330 のスイッチング動作を停止させ、上下アームの直列回路 150、引いては、この回路 150 を含む半導体モジュール、を過温度或いは過電圧から保護する。

【0064】

図 2 において、上下アームの直列回路 150 は、上アームの IGBT328 及び上アームのダイオード 156 と、下アームの IGBT330 及び下アームのダイオード 166 との直列回路である。IGBT328, 330 は、スイッチング用半導体素子である。パワースwitching回路 144 の上下アームの IGBT328, 330 の導通および遮断動作が一定の順で切り替わる。この切り替わり時のモータジェネレータ 192 の固定子巻線の電流は、ダイオード 156, 166 によって作られる回路を流れる。

【0065】

上下アームの直列回路 150 は、図示するように、Positive 端子（P 端子、正極端子）157、Negative 端子（N 端子 158、負極端子）、上下アームの接続点 169 からの交流端子 159、上アームの信号用端子（信号用エミッタ電極端子）155、上アームのゲート電極端子 154、下アームの信号用端子（信号用エミッタ電極端子）165、下アームのゲート端子電極 164、を備えている。また、電力変換装置 200 は、入力側に直流コネクタ 138 を有し、出力側に交流コネクタ 188 を有して、それぞれのコネクタ 138 と 188 を通してバッテリー 136 とモータジェネレータ 192 にそれぞれ接続される。また、モータジェネレータへ出力する 3 相交流の各相の出力を発生する回路として、各相に 2 つの上下アームの直列回路を並列接続する回路構成の電力変換装置であってもよい。

【0066】

図 3 は回転電機が出力できる最大トルクと回転電機の回転速度との関係を示すグラフである。図 3 を用い、電力変換装置 140 において行われる制御モードの切り替えについて説明する。電力変換装置 140 は、モータすなわちモータジェネレータ 192 の回転速度

、または出力する交流電力の周波数に応じて、PWM制御方式と後述のHM制御方式と、を切り替えて使用する。図3は、電力変換装置140における制御モードの切り替えの様子を示している。なお、制御モードを切り替える回転速度は任意に変更可能である。例えば自動車が停止状態から走行を開始する場合に、前記モータジェネレータ192は停止状態で大きなトルクを発生することが必要である。また車両の高級感を出すためには、滑らかな発進と加速が望ましい。一方回転停止時状態では、要求されるトルクに対応してPWM制御又はチョッパ制御を行い、回転子の固定子に供給する交流電流を制御する。前記モータジェネレータ192の回転速度が上昇するに連れてPWM制御に移行する。

【0067】

車両の発進時および加速時は、滑らかな加速を実現する為に、前記モータジェネレータ192に供給する交流電力の歪を少なくすることが望ましく、PWM制御方式でパワースイッチング回路144が有するスイッチング素子のスイッチング動作を制御する。以下に説明するHM制御はモータジェネレータ192の回転速度が停止状態を含む超低速状態では、制御性に問題があり、また交流電力波形の歪が大きくなる傾向に有り、PWM制御方式による制御と組み合わせることで、あるいはさらにチョッパ制御を加えることで、このような欠点を補うことができる。

【0068】

前記モータジェネレータ192の低速運転状態では、供給できる交流電流に限界が有り、最大発生トルクを抑えた制御を行う。前記モータジェネレータ192の回転速度が増加するにつけて内部誘起電圧が高くなり、電流の供給量が減少する傾向となる。このため前記モータジェネレータ192の出力トルクは回転速度が増大すると低下する傾向となる。近年モータジェネレータに要求される最高回転速度がより高くなる傾向に有り、毎分1万5千回転を超える速度が要望される場合があり、中速や高速運転ではHM制御は有効である。

【0069】

PWM方式による制御とHM制御との切り換えのモータジェネレータの回転速度は特に制限されるものではないが、例えば700rpm以下の状態はPWM方式で制御し、700rpmより高い回転速度ではHM制御を行うことが考えられる。1500rpmから5000rpmの範囲は、HM方式の制御に大変適する運転領域であり、この領域では、PWM方式による制御に対してHM方式の制御の方がスイッチング素子のスイッチング損失の低減効果大きい。この運転領域は市街地走行において利用され易い運転領域であり、HM方式の制御は生活に密着した運転領域において大きな効果を発揮する。

【0070】

本実施例では、PWM制御方式で制御するモード（以下PWM制御モード）は、モータジェネレータ192の回転速度が比較的低い領域で使用し、一方比較的回転速度が高い領域では後述するHM制御モードを使用する。PWM制御モードにおいて、電力変換装置140は前述したようなPWM信号を用いた制御を行う。すなわち、制御回路172内のマイクロコンピュータにより、入力された目標トルク値に基づいてモータジェネレータ192のd、q軸の電圧指令値を演算し、これをU相、V相、W相の電圧指令値に変換する。そして、各相の電圧指令値に応じた正弦波を基本波として、これを搬送波である所定周期の三角波と比較し、その比較結果に基づいて決定したパルス幅を有するパルス状の変調波をドライバ回路174に出力する。この変調波に応じた駆動信号をドライバ回路174から各相の上下アームにそれぞれ対応するIGBT328，330へ出力することにより、バッテリー136から出力された直流電圧が3相交流電圧に変換され、モータジェネレータ192へ供給される。

【0071】

HMの内容については後で詳しく説明する。HM制御モードにおいて制御回路172により生成された変調波は、ドライバ回路174に出力される。これにより、当該変調波に応じた駆動信号がドライバ回路174から各相の対応するIGBT328，330へ出力される。その結果、バッテリー136から出力された直流電圧が3相交流電圧に変換され、

10

20

30

40

50

モータジェネレータ 192 へ供給される。

【0072】

電力変換装置 140 のようにスイッチング素子を用いて直流電力を交流電力に変換する場合、単位時間当たりあるいは交流電力の所定位相あたりのスイッチング回数を少なくすると、スイッチング損失を低減することができる反面、変換される交流電力に高調波成分が多く含まれる傾向があるためにトルク脈動が増大し、モータ制御の応答性が悪化する可能性がある。そこで本発明では、上記のように PWM 制御モードと HM 制御モードとを、変換しようとする交流電力の周波数あるいはこの周波数と関連があるモータの回転速度に応じて切り替えることで、低次の高調波の影響を受けにくいモータ回転域、すなわち高速回転域では HM 制御方式を適用し、トルク脈動の発生しやすい低速回転域では PWM 制御方式を適用するようにしている。このようにすることで、トルク脈動の増大を比較的強く抑えることができ、スイッチング損失を低減できる。

10

【0073】

なお、単位時間当たり、あるいは出力される交流電力の単位周期あたりのスイッチング回数が最小となるモータの制御状態として、モータに供給される交流電力の半周期毎に各相のスイッチング素子を 1 回ずつオンオフする矩形波による制御状態がある。この矩形波による制御状態は、上記の HM 制御方式においては、変換される交流電力波形における変調度の増大に従って減少する半周期あたりのスイッチング回数の最終的な状態として、HM 制御方式の一制御形態として捉えることができる。この点については後で詳しく説明する。

20

【0074】

次に HM 制御方式を説明するために、先ず始めに PWM 制御と矩形波制御について図 4 を参照して説明する。PWM 制御の場合は一定周波数の搬送波と出力しようとする交流波形との大小比較に基づいて、スイッチング素子の導通や遮断のタイミングを定め、スイッチング素子を制御する方式である。PWM 制御を用いることで脈動の少ない交流電力をモータに供給でき、トルク脈動が少ないモータ制御が可能となる。一方単位時間当たりあるいは交流波形の周期毎のスイッチング回数が多いためにスイッチング損失が大きい欠点がある。これに対して、極端な例として、1 パルスの矩形波を用いてスイッチング素子を制御の場合は、スイッチング回数が少ないためにスイッチング損失を少なくできる。その一方で、変換される交流波形はインダクタンス負荷の影響を無視すると矩形波状となり、正弦波に対して 5 次、7 次、11 次、・・・等の高調波成分が含まれた状態と見ることができる。矩形波をフーリエ展開すると基本正弦波に加え、5 次、7 次、11 次、・・・等の高調波成分があらわれる。この高調波成分がトルク脈動の原因となる電流歪を生じることとなる。このように、PWM 制御と矩形波制御は互いに対極的な関係にある。

30

【0075】

矩形波状にスイッチング素子の導通および遮断を制御したと仮定した場合に、交流電力に生じる高調波成分の例を図 5 に示す。図 5 (a) は、矩形波状に変化する交流波形を基本波である正弦波と 5 次、7 次、11 次、・・・等の高調波成分に分解した例である。図 5 (a) に示す矩形波のフーリエ級数展開は、式 (1) のように表される。

$$f(t) = 4/\pi \times \{ \sin t + (\sin 3t)/3 + (\sin 5t)/5 + (\sin 7t)/7 + \dots \} \quad (1)$$

40

【0076】

式 (1) は、 $4/\pi \cdot (\sin t)$ で表される基本波の正弦波と、これの高調波成分である 3 次、5 次、7 次・・・の各成分とにより、図 5 (a) に示す矩形波が形成されることを示している。このように、基本波に対してより高次の高調波を合成していくことで矩形波に近づくことが分かる。

【0077】

図 5 (b) は、基本波、3 次高調波、5 次高調波の各振幅をそれぞれ比較した様子を示している。図 5 (a) の矩形波の振幅を 1 とすると、基本波の振幅は 1.27、3 次高調波の振幅は 0.42、5 次高調波の振幅は 0.25 とそれぞれ表される。このように、高調波の次数が上がるほどその振幅は小さくなるため、矩形波制御における影響が小さくな

50

ることが分かる。特に回転電機に対する高調波の影響は、次数の低い5次高調波の影響が大きい。ここで、最も次数の低い3次高調波は、3相交流モータにおいては互いに影響を打ち消し合う作用をなし、3の倍数の次数の高調波の影響は障害とならない。このため振幅の大きい5次高調波の影響が大きい。次に影響する高調波は7次高調波、次は11次高調波と続く。次数が高くなるほど影響が少なくなる傾向にある。但し制御する回転電機の特性によっては、5次高調波よりも7次高調波や11次高調波の方が影響が大きくなる場合もある。

【0078】

矩形波形状にスイッチング素子を導通および遮断した場合に発生する可能性があるトルク脈動の観点から、影響の大きい高次の高調波成分を削除しつつ、一方影響が小さい高次の高調波成分に対してその影響を無視してこれら高調波成分を含めることで、スイッチング損失が少なくしかもトルク脈動の増大を低く抑えることができる電力変換器を実現できる。本実施の形態で使用するHM制御では、矩形波交流電流が有する高調波成分を制御の状態に応じてある程度削減した交流電力を出力し、これにより、モータ制御のトルク脈動の影響を小さくし、一方使用上問題が無い範囲で高調波成分が含まれている状態とすることで、スイッチング損失を低減するようにしている。このような制御方式を、上述のとおり、この明細書ではHM制御方式と記載している。

【0079】

さらに以下の実施の形態では、HM制御方式における高調波の影響が大きいあるいは制御性が悪くなる低周波の交流電力を出力している状態で、PWM制御方式を使用するようにしている。具体的には、PWM制御とHM制御とをモータの回転速度に応じて切り替え、回転速度の低い領域でPWM方式を使用して制御することで、低速回転域と高速回転域のそれぞれにおいて望ましいモータ制御を行うようにしている。

【0080】

続いて上記制御を実現するための制御回路172の構成について説明する。電力変換装置140に搭載される制御回路172の制御方法として、3種類のモータ制御の方法を説明し、以下では、これら3種類のモータ制御方法を第1、第2、第3の実施の形態として記載する。なお、制御回路の基本的動作はプログラムによって動作するマイクロコンピュータによって処理されるが、マイクロコンピュータの動作を機能毎に分解し、理解しやすくするために、機能に対応した回路ブロックが存在するように図解した内容により説明する。

【0081】

- 第1の実施の形態 -

本発明の第1の実施の形態に係る制御回路172によるモータ制御系の機能を機能ブロックに展開したブロック図を図6に示す。制御回路172には、車両を制御する上位の制御装置より、モータジェネレータ192の制御指令、例えば目標トルク値としてのトルク指令 T^* が入力される。トルク指令・電流指令変換器410は、入力されたトルク指令 T^* と、回転磁極センサ193により検出された磁極位置信号に基づき回転速度情報とに基づいて、予め記憶されたトルク-回転速度マップのデータを用いて、d軸電流指令信号 I_d^* およびq軸電流指令信号 I_q^* を求める。トルク指令・電流指令変換器410において求められたd軸電流指令信号 I_d^* およびq軸電流指令信号 I_q^* は、電流制御器(ACR)420、421にそれぞれ出力される。

【0082】

電流制御器(ACR)420、421は、トルク指令・電流指令変換器410から出力されたd軸電流指令信号 I_d^* およびq軸電流指令信号 I_q^* と、電流センサ180により検出されたモータジェネレータ192の相電流検出信号 I_u 、 I_v 、 I_w が制御回路172上の図示しない3相2相変換器において回転センサからの磁極位置信号によりd、q軸上に変換された I_d 、 I_q 電流信号とに基づいて、モータジェネレータ192を流れる電流がd軸電流指令信号 I_d^* およびq軸電流指令信号 I_q^* に追従するように、d軸電圧指令信号 V_d^* およびq軸電圧指令信号 V_q^* をそれぞれ演算する。電流制御器(ACR)420において求

められた d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* は、H M 制御用のパルス変調器 4 3 0 へ出力される。一方、電流制御器 (A C R) 4 2 1 において求められた d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* は、P W M 制御用のパルス変調器 4 4 0 へ出力される。

【0083】

H M 制御用のパルス変調器 4 3 0 は、電圧位相差演算器 4 3 1、変調度演算器 4 3 2、パルス生成器 4 3 4 により構成される。電流制御器 4 2 0 から出力された d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* は、パルス変調器 4 3 0 において電圧位相差演算器 4 3 1 と変調度演算器 4 3 2 に入力される。

【0084】

電圧位相差演算器 4 3 1 は、モータジェネレータ 1 9 2 の磁極位置と d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* が表す電圧位相との位相差、すなわち電圧位相差を算出する。この電圧位相差を θ とすると、電圧位相差 θ は式 (2) で表される。

$$\theta = \arctan(-V_d^*/V_q^*) \quad \dots \dots \dots (2)$$

【0085】

電圧位相差演算器 4 3 1 は、さらに上記の電圧位相差 θ に回転磁極センサ 1 9 3 からの磁極位置信号 θ_m が表す磁極位置を加算することで、電圧位相を算出する。そして、算出した電圧位相に応じた電圧位相信号 v をパルス生成器 4 3 4 へ出力する。この電圧位相信号 v は、磁極位置信号 θ_m が表す磁極位置を e とすると式 (3) で表される。

$$v = \theta + e + \dots \dots \dots (3)$$

【0086】

変調度演算器 4 3 2 は、d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* が表すベクトルの大きさをバッテリー 1 3 6 の電圧で正規化することにより変調度を算出し、その変調度に応じた変調度信号 a をパルス生成器 4 3 4 へ出力する。この実施の形態では、上記変調度信号 a は、図 2 に示すパワースイッチング回路 1 4 4 に供給される直流電圧であるバッテリー電圧に基づいて定められることになり、バッテリー電圧が高くなると変調度 a は小さくなる傾向となる。また指令値の振幅値が大きくなると変調度 a は大きくなる傾向となる。具体的にはバッテリー電圧を V_{dc} とすると式 (4) で表される。なお、式 (4) において、 V_d は d 軸電圧指令信号 V_d^* の振幅値、 V_q は q 軸電圧指令信号 V_q^* の振幅値をそれぞれ表す。

$$a = ((2/3)) \cdot ((V_d^2 + V_q^2) / (V_{dc}/2)) \dots \dots \dots (4)$$

【0087】

パルス生成器 4 3 4 は、電圧位相差演算器 4 3 1 からの電圧位相信号 v と、変調度演算器 4 3 2 からの変調度信号 a とに基づいて、インバータ回路を構成する U 相、V 相、W 相の各上下アームにそれぞれ対応する 6 種類の H M 制御に基づくパルス信号を生成する。そして、生成したパルス信号を切換器 4 5 0 へ出力し、切換器 4 5 0 からドライバ回路 1 7 4 (図 2 で説明した) へ出力し、インバータ回路を構成する各スイッチング素子に駆動信号が出力される。なお、H M 制御に基づくパルス信号 (以下 H M パルス信号と記す) の発生方法については、後で詳しく説明する。

【0088】

一方、P W M 制御用のパルス変調器 4 4 0 は、電流制御器 4 2 1 から出力された d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* と、回転磁極センサ 1 9 3 からの磁極位置信号 θ_m とに基づいて、周知の P W M 方式により、U 相、V 相、W 相の各上下アームにそれぞれ対応する 6 種類の P W M 制御に基づくパルス信号 (以下 P W M パルス信号と記す) を生成する。そして、生成した P W M パルス信号を切換器 4 5 0 へ出力し、切換器 4 5 0 からドライバ回路 1 7 4 に供給され、ドライバ回路 1 7 4 (図 2 で説明した) から駆動信号がインバータ回路を構成する各スイッチング素子に供給される。

【0089】

切換器 4 5 0 は、H M 制御用のパルス変調器 4 3 0 から出力された H M パルス信号または P W M 制御用のパルス変調器 4 4 0 から出力された P W M パルス信号のいずれか一方を選択する。この切換器 4 5 0 によるパルス信号の選択は、前述のようにモータジェネレー

10

20

30

40

50

タ 1 9 2 の回転速度に応じて行われる。すなわち、モータジェネレータ 1 9 2 の回転速度が切替ラインとして設定された所定のしきい値よりも低い場合は、P W M パルス信号を選択することにより、電力変換装置 1 4 0 において P W M 制御方式が適用されるようにする。また、モータジェネレータ 1 9 2 の回転速度がしきい値よりも高い場合は、H M パルス信号を選択することにより、電力変換装置 1 4 0 において H M 制御方式が適用されるようにする。こうして切換器 4 5 0 において選択された H M パルス信号または P W M パルス信号は、ドライバ回路 1 7 4 へ出力される。

【 0 0 9 0 】

以上説明したようにして、制御回路 1 7 2 からドライバ回路 1 7 4 に対して、H M パルス信号または P W M パルス信号が変調波として出力される。この変調波に応じて、ドライバ回路 1 7 4 よりパワースwitching回路 1 4 4 の各 I G B T 3 2 8 , 3 3 0 へ駆動信号が出力される。また上述したように制御回路 1 7 2 はコンピュータプログラムによって実行されるマイクロコンピュータの処理機能を、機能別にブロック図化したものである。

【 0 0 9 1 】

ここで図 6 のパルス生成器 4 3 4 の詳細について説明する。パルス生成器 4 3 4 は、たとえば図 7 に示すように、位相検索器 4 3 5 とタイマカウンタ比較器 4 3 6 によって実現される。位相検索器 4 3 5 は、電圧位相差演算器 4 3 1 からの電圧位相信号 v 、変調度演算器 4 3 2 からの変調度信号 a および磁極位置信号 θ に基づく回転速度情報に基づいて、予め記憶されたスイッチングパルスの位相情報のテーブルから、スイッチングパルスを出すべき位相を U 相、V 相、W 相の上下各アームについて検索し、その検索結果の情報をタイマカウンタ比較器 4 3 6 へ出力する。タイマカウンタ比較器 4 3 6 は、位相検索器 4 3 5 から出力された検索結果に基づいて、U 相、V 相、W 相の上下各アームに対するスイッチング指令としての H M パルス信号をそれぞれ生成する。タイマカウンタ比較器 4 3 6 により生成された各相の上下各アームに対する 6 種類の H M パルス信号は、前述のように切換器 4 5 0 へ出力される。

【 0 0 9 2 】

図 7 の位相検索器 4 3 5 およびタイマカウンタ比較器 4 3 6 によるパルス生成の手順を詳細に説明したフローチャートを図 8 に示す。位相検索器 4 3 5 は、ステップ 8 0 1 において変調度信号 a を入力信号として取り込み、ステップ 8 0 2 において電圧位相信号 v を入力信号として取り込む。続くステップ 8 0 3 において、位相検索器 4 3 5 は、入力された現在の電圧位相信号 v に基づいて、制御遅れ時間と回転速度を考慮して、次の制御周期に対応する電圧位相の範囲を演算する。その後ステップ 8 0 4 において、位相検索器 4 3 5 は R O M 検索を行う。この R O M 検索では、入力された変調度信号 a に基づいて、ステップ 8 0 3 で演算された電圧位相の範囲において、R O M (不図示) に予め記憶されたテーブルよりスイッチングのオンとオフの位相を検索する。

【 0 0 9 3 】

位相検索器 4 3 5 は、ステップ 8 0 4 の R O M 検索によって得られたスイッチングのオンとオフの位相の情報を、ステップ 8 0 5 においてタイマカウンタ比較器 4 3 6 へ出力する。タイマカウンタ比較器 4 3 6 は、この位相情報をステップ 8 0 6 において時間情報に変換し、タイマカウンタとのコンペアマッチ機能を用いて H M パルス信号を生成する。なお、位相情報を時間情報に変換する過程は、回転速度信号の情報を利用する。あるいはステップ 8 0 4 の R O M 検索によって得られたスイッチングのオンとオフの位相の情報を、ステップ 8 0 6 において位相カウンタとのコンペアマッチ機能を用いて H M パルスを生成しても良い。

【 0 0 9 4 】

タイマカウンタ比較器 4 3 6 は、ステップ 8 0 6 で生成した H M パルス信号を、次のステップ 8 0 7 において切換器 4 5 0 へ出力する。以上説明したステップ 8 0 1 ~ 8 0 7 の処理が位相検索器 4 3 5 およびタイマカウンタ比較器 4 3 6 において行われることにより、パルス生成器 4 3 4 において H M パルス信号が生成される。

【 0 0 9 5 】

あるいは、図 8 のフローチャートにかえて、図 9 のフローチャートに示す処理をパルス生成器 4 3 4 において実行することにより、パルス生成を行うようにしてもよい。この処理は、図 8 のフローチャートに示したように予め記憶しているテーブルを用いてスイッチング位相を検索するテーブル検索方式を使わず、電流制御器 (A C R) の制御周期毎にスイッチング位相を生成する方式である。

【 0 0 9 6 】

パルス生成器 4 3 4 は、ステップ 8 0 1 において変調度信号 a を入力し、ステップ 8 0 2 において電圧位相信号 v を入力する。続くステップ 8 2 0 において、パルス生成器 4 3 4 は、入力された変調度信号 a および電圧位相信号 v に基づいて、制御遅れ時間と回転速度を考慮して、スイッチングのオンとオフの位相を電流制御器 (A C R) の制御周期毎に決定する。

10

【 0 0 9 7 】

ステップ 8 2 0 におけるスイッチング位相の決定処理の詳細を図 1 0 のフローチャートに示す。パルス生成器 4 3 4 は、ステップ 8 2 1 において、回転速度に基づいて削除する高調波次数を指定する。こうして指定された高調波次数に従って、パルス生成器 4 3 4 は続くステップ 8 2 2 において行列演算などの処理を行い、ステップ 8 2 3 においてパルス基準角度を出力する。

【 0 0 9 8 】

ステップ 8 2 1 ~ 8 2 3 までのパルス生成過程は、以下の式 (5) ~ (8) で示す行列式に則って演算される。

20

【 0 0 9 9 】

ここでは、一例として、3 次、5 次、7 次成分を消去する場合を取り上げる。

【 0 1 0 0 】

パルス生成器 4 3 4 は、削除する高調波次数として 3 次、5 次、7 次の高調波成分をステップ 8 2 1 において指定すると、次のステップ 8 2 2 において行列演算を行う。

【 0 1 0 1 】

ここで 3 次、5 次、7 次の消去次数に対して式 (5) のような行ベクトルを作る。

【 0 1 0 2 】

【 数 1 】

【数 1】

30

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix} = \pi/2 \begin{bmatrix} k_1/3 & k_2/5 & k_3/7 \end{bmatrix} \\ \dots (5)$$

【 0 1 0 3 】

式 (5) の右辺括弧内の各要素は $k_1/3$ 、 $k_2/5$ 、 $k_3/7$ となっている。 k_1 、 k_2 、 k_3 は任意の奇数を選択することができる。ただし、 $k_1=3, 9, 15$ 、 $k_2=5, 15, 25$ 、 $k_3=7, 21, 35$ などを選択してはならない。この条件下で、3 次、5 次、7 次成分は完全に消去される。

40

【 0 1 0 4 】

上記をより一般的に記すと、分母の値を削除する高調波次数とし、分子の値を分母の奇数倍を除く任意の奇数とすることで、式 (5) の各要素の値を決定することができる。ここで式 (5) の例では、消去次数が 3 種類 (3 次、5 次、7 次) であるため行ベクトルの要素数を 3 つとしている。同様に、N 種類の消去次数に対して要素数 N の行ベクトルを設定し、各要素の値を決定することができる。

【 0 1 0 5 】

なお、式 (5) において、各要素の分子と分母の値を上記のもの以外とすることで、高調波成分を削除するかわりに、そのスペクトルを整形することもできる。そのため、高調波成分の削除ではなくスペクトル整形を主な目的として、各要素の分子と分母の値を任意

50

に選択してもよい。その場合、分子と分母の値は必ずしも整数である必要はないが、分子の値として分母の奇数倍を選択してはならない。また、分子と分母の値は定数である必要はなく、時間に応じて変化する値でもよい。

【 0 1 0 6 】

上記のように、分母と分子の組み合わせでその値が決定される要素が 3 つの場合は、式 (5) のように 3 列のベクトルを設定することができる。同様に、分母と分子の組み合わせでその値が決定される要素数 N のベクトル、すなわち N 列のベクトルを設定することができる。以下では、この N 列のベクトルを高調波準拠位相ベクトルと呼ぶこととする。

【 0 1 0 7 】

高調波準拠位相ベクトルが式 (5) のように 3 列のベクトルである場合は、その高調波準拠位相ベクトルを転置して式 (6) の演算をする。その結果、S1 ~ S4 までのパルス基準角度が得られる。

【 0 1 0 8 】

パルス基準角度 S1 ~ S4 は、電圧パルスの中心位置を表わすパラメータであり、後述する三角波キャリアと比較される。このようにパルス基準角度が 4 個 (S1 ~ S4) である場合、一般的には、線間電圧一周周期当たりのパルス数は 16 個となる。

【 0 1 0 9 】

【 数 2 】

【数2】

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{bmatrix} = \left\{ 2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

・・・(6)

【 0 1 1 0 】

また、式 (5) のかわりに式 (7) のように高調波準拠位相ベクトルが 4 列の場合は、行列演算式 (8) を施す。

【 0 1 1 1 】

【 数 3 】

【数3】

$$\begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \end{bmatrix} = \pi/2 \begin{bmatrix} k_1/3 & k_2/5 & k_3/7 & k_4/11 \end{bmatrix}$$

・・・(7)

【 0 1 1 2 】

【 数 4 】

【数4】

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \\ S_7 \\ S_8 \end{bmatrix} = \left\{ 2 \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

・・・(8)

【 0 1 1 3 】

その結果、S1 ~ S8 までのパルス基準角度出力が得られる。このとき線間電圧一周周期当た

りのパルス数は 3 2 個となる。

【 0 1 1 4 】

削除する高調波成分の数とパルス数との関係は、一般的には次のとおりである。すなわち、削除する高調波成分が 2 つである場合、線間電圧一周期当たりのパルス数は 8 パルスであり、削除する高調波成分が 3 つである場合、線間電圧一周期当たりのパルス数は 1 6 パルスであり、削除する高調波成分が 4 つである場合、線間電圧一周期当たりのパルス数は 3 2 パルスであり、削除する高調波成分が 5 つである場合、線間電圧一周期当たりのパルス数は 6 4 パルスである。同様に、削除する高調波成分の数が 1 つ増すにつれて、線間電圧一周期当たりのパルス数が 2 倍になる。

【 0 1 1 5 】

ただし、線間電圧で正のパルスと負のパルスが重畳するようなパルス配置の場合、パルス数は上記とは異なる場合がある。

【 0 1 1 6 】

上記のようにしてパルス生成器 4 3 4 において生成される H M パルス信号により、U V 線間電圧、V W 線間電圧、W U 線間電圧の 3 種類の線間電圧においてパルス波形がそれぞれ形成される。これらの各線間電圧のパルス波形は、それぞれ $2/3$ の位相差を有する同一のパルス波形である。したがって、以下では各線間電圧を代表して、U V 線間電圧のみを説明する。

【 0 1 1 7 】

ここで、U V 線間電圧の基準位相 uvl と電圧位相信号 v および磁極位置 e との間には、式 (9) の関係がある。

【 0 1 1 8 】

$$uvl = v + \pi/6 = e + \pi/6 + 7\pi/6 \quad [\text{rad}] \quad \dots \dots \dots (9)$$

【 0 1 1 9 】

式 (9) で表される U V 線間電圧の波形は、 $uvl = \pi/2, 3\pi/2$ の位置を中心に線対称であり、かつ、 $uvl = 0$ の位置を中心に点対称となる。したがって、U V 線間電圧パルスの 1 周期 (uvl が 0 から 2π まで) の波形は、 uvl が 0 から $\pi/2$ までの間のパルス波形を元に、これを $\pi/2$ 毎に左右対称または上下対称に配置することによって表現できる。

【 0 1 2 0 】

これを実現するひとつの方法が、0 uvl $\pi/2$ の範囲における U V 線間電圧パルスの中心位相を 4 チャンネルの位相カウンタと比較し、その比較結果に基づいて、1 周期すなわち 0 uvl 2π の範囲について U V 線間電圧パルス生成するアルゴリズムである。その概念図を図 1 1 に示す。

【 0 1 2 1 】

図 1 1 は 0 uvl $\pi/2$ の範囲における線間電圧パルスが 4 つである場合の例を示している。図 1 1 において、パルス基準角度 $S1 \sim S4$ は、その 4 つのパルスの中心位相を表す。

【 0 1 2 2 】

$carr1(uvl)$, $carr2(uvl)$, $carr3(uvl)$, $carr4(uvl)$ は、4 チャンネルの位相カウンタの各々を表している。これらの各位相カウンタは、いずれも基準位相 uvl に対して 2π rad の周期を持つ三角波である。また、 $carr1(uvl)$ と $carr2(uvl)$ は振幅方向に d の偏差を持ち、 $carr3(uvl)$ と $carr4(uvl)$ の関係も同様である。

【 0 1 2 3 】

d は線間電圧パルスの幅を表している。このパルス幅 d に対して基本波の振幅が線形に変化する。

【 0 1 2 4 】

線間電圧パルスは、各位相カウンタ $carr1(uvl)$, $carr2(uvl)$, $carr3(uvl)$, $carr4(uvl)$ と、0 uvl $\pi/2$ の範囲におけるパルスの中心位相を表すパルス基準角度 $S1 \sim S4$ との各交点に形成される。これにより、90 度毎に対称的なパターンのパルス信号が生成される。

【 0 1 2 5 】

10

20

30

40

50

より詳細には、 $\text{carr1}(\text{ uvl})$, $\text{carr2}(\text{ uvl})$ と $S1 \sim S4$ とがそれぞれ一致した点において、正の振幅を有する幅 d のパルスが生成される。一方、 $\text{carr3}(\text{ uvl})$, $\text{carr4}(\text{ uvl})$ と $S1 \sim S4$ とがそれぞれ一致した点において、負の振幅を有する幅 d のパルスが生成される。

【 0 1 2 6 】

以上説明したような方法を用いて生成した線間電圧の波形を変調度毎に描いた一例を図 1 2 に示す。図 1 2 では、式 (5) の $k1$ 、 $k2$ 、 $k3$ の値として、 $k1=1$ 、 $k2=1$ 、 $k3=3$ をそれぞれ選択し、変調度を 0 から 1 . 0 まで変化させたときの線間電圧パルス波形の例を示している。図 1 2 により、変調度の増加とほぼ比例してパルス幅が増加していることが分かる。こうしてパルス幅を増加させることで、電圧の実効値を増加させることができる。ただし、 $\text{ uvl}=0$, , 2 付近のパルスは、変調度 0 . 4 以上において、変調度変化してもパルス幅は変化していない。このような現象は、正の振幅を有するパルスと負の振幅を有するパルスが重なり合うことで生じるものである。

10

【 0 1 2 7 】

上述したように、上記実施の形態では、ドライバ回路 1 7 4 から駆動信号をパワースイッチング回路 1 4 4 の各スイッチング素子に送ることにより、各スイッチング素子は出力しようとする交流電力の位相に基づいてスイッチング動作を行う。交流電力の一周期におけるスイッチング素子のスイッチング回数は、除去しようとする高調波の種類が増えるほど、増える傾向となる。ここで三相交流の回転電機に供給する三相交流電力を出力する場合には、3 の倍数の高次高調波は互いに打ち消し合うことに成るので、除去しようとする高調波に含めなくても良い。

20

【 0 1 2 8 】

また別の観点で見ると、供給される直流電力の電圧が低下すると変調度が増加し、導通している各スイッチング動作の導通期間が長くなる傾向となる。またモータなどの回転電機を駆動する場合に回転電機の発生トルクを大きくする場合には変調度が大きくなり、結果的に各スイッチング動作の導通期間が長くなり、回転電機の発生トルクを小さくする場合には、各スイッチング動作の導通期間が短くなる。導通期間が増大し、遮断時間が短くなった場合、つまりスイッチング間隔がある程度短くなった場合には、安全にスイッチング素子を遮断できない可能性があり、その場合は遮断させないで導通状態のままそれに続く導通期間につながる制御が行われる。

30

【 0 1 2 9 】

また別の観点で見ると、出力される交流電力の歪の影響が大きくなる周波数の低い状態、特に回転電機が停止状態あるいは回転速度が非常に低い状態では、H M 方式の制御ではなく、定周期の搬送波を利用する P W M 方式でパワースイッチング回路 1 4 4 を制御し、回転速度が増加した状態で H M 方式に切り換えてパワースイッチング回路 1 4 4 を制御する。本発明を自動車駆動用の電力変換装置の適用した場合には、車が停止状態から発進して加速する段階は、車の高級感に影響するなどの理由で特にトルク脈動の影響を少なくすることが望ましい。このため少なくとも車が停止状態から発進する状態は P W M 方式でパワースイッチング回路 1 4 4 を制御し、ある程度加速した後 M H 方式の制御に切り換える。このようにすることで、少なくとも発進時はトルク脈動の少ない制御が実現でき、少なくとも通常の運転である定速走行に移った状態ではスイッチングロスの少ない H M 方式で制御することが可能となり、トルク脈動の影響を抑えながら損失の少ない制御を実現できる。

40

【 0 1 3 0 】

本発明において用いられる H M パルス信号によると、上記のように変調度を固定したときに、例外を除き、パルス幅が等しいパルス列による線間電圧波形を形成することを特徴とする。なお、例外的に線間電圧のパルス幅が他のパルス列と不等である場合とは、上記のように正の振幅をもつパルスと負の振幅をもつパルスが重なった場合である。この場合、パルスが重なった部分を正の振幅をもつパルスと負の振幅をもつパルスに分解すると、パルスの幅は全域で必ず等しい。つまり、パルス幅の変化で変調度が変化する。

50

【 0 1 3 1 】

ここで、例外的に線間電圧のパルス幅が他のパルス列と不等である場合について、さらに図 1 3 を用いて詳細に説明する。図 1 3 の上部には、図 1 2 において変調度 1 . 0 のときの線間電圧パルス波形のうち、 $\frac{1}{2} \leq \text{uvl} \leq \frac{3}{2}$ の範囲を拡大したものを示している。この線間電圧パルス波形では、中心付近の 2 つのパルスが他のパルスとは異なるパルス幅を有している。

【 0 1 3 2 】

図 1 3 の下部には、こうしたパルス幅が他とは異なる部分を分解した様子を示している。この図から、当該部分では、他のパルスと同じパルス幅をそれぞれ有する正の振幅をもつパルスと負の振幅をもつパルスとが重なっており、これらのパルスが合成されることによって他とは異なるパルス幅のパルスが形成されていることが分かる。すなわち、こうしてパルスの重なりを分解することで、H M パルス信号に応じて形成される線間電圧のパルス波形は、一定のパルス幅を有するパルスによって構成されていることが分かる。

【 0 1 3 3 】

本発明により生成される H M パルス信号による線間電圧パルス波形の他の一例を図 1 4 に示す。ここでは、式 (5) の k_1 、 k_2 、 k_3 の値として、 $k_1=1$ 、 $k_2=1$ 、 $k_3=5$ をそれぞれ選択し、変調度を 0 から 1 . 2 7 まで変化させたときの線間電圧パルス波形の例を示している。図 1 4 では、変調度が 1 . 1 7 以上になると、 $\text{uvl} = \frac{1}{2}$ 、 $\frac{3}{2}$ の位置において、互いに隣接する左右対称の 2 つのパルス間の隙間がなくなっている。したがって、変調度が 1 . 1 7 未満の範囲では狙った高調波成分を削除できるが、変調度がこれ以上になると高調波成分を有効に削除できないことが分かる。さらに変調度を大きくしていくと、他の位置においても隣接するパルス間の隙間がなくなっていく、最終的に変調度 1 . 2 7 において矩形波の線間電圧パルス波形となる。変調度を大きくすると出力される電力の波高値が増大し、出力電力が増大する。モータジェネレータの指令値である目標トルクや目標回転速度が増大すると変調度が増大する。変調度が大きくなると供給される直流電源の電圧よりも高い波高値の交流出力を発生させることができ、矩形波制御では、理論値で直流電源の電圧の 1 . 2 7 倍の波高値の交流電圧を発生可能である。図 1 4 に示す如く変調度を替えることにより、最大の、直流電源の電圧の 1 . 2 7 倍の波高値まで、連続的に替えることができる。

【 0 1 3 4 】

図 1 4 に示した線間電圧パルス波形を対応する相電圧パルス波形で表した例を図 1 5 に示す。図 1 4 や図 1 5 をはじめ、この明細書では、パルスとはインバータ回路の導通期間を表し、この期間に直流電源から回転電気などの負荷に電流が供給される。図 1 5 でも図 1 4 と同様に、変調度が 1 . 1 7 以上になると隣接する 2 つのパルス間の隙間がなくなっていくことが分かる。なお、図 1 5 の相電圧パルス波形と図 1 4 の線間電圧パルス波形との間には、 $\frac{1}{6}$ の位相差がある。この図 1 4 や図 1 5 に示す如く、変調度が大きくなると、インバータ回路によって直流電源と負荷とが切り離されている期間すなわちインバータ回路の不導通期間が短くなる。この例では、変調度が 1 . 1 7 以上で図の破線で示す如く、インバータ回路の不導通期間が短くなり、インバータ回路が有しているスイッチング素子が遮断動作を実行することが不可能となる。この場合には、導通動作を続けることとなる。このため、変調度が高くなるにつれて、半サイクル中の遮断期間の数が減少し、最終的に半サイクルに一回導通する矩形は制御モードとなる。

【 0 1 3 5 】

次に、線間電圧パルスを相電圧パルスに変換する方法について説明する。図 1 6 は、線間電圧パルスから相電圧パルスへの変換において用いられる変換表の例を示している。この表中で左端の列に記載されている 1 ~ 6 の各モードは、取り得るスイッチング状態ごとに番号を割り当てたものである。モード 1 ~ 6 では、線間電圧から出力電圧への関係が 1 対 1 に決まっている。これらの各モードは、直流側と 3 相交流側の間でエネルギー授受のあるアクティブな期間に対応している。なお、図 1 6 の表中に記載されている線間電圧は、異なる相の電位差として取りうるパターンをバッテリー電圧 V_{dc} で正規化して整理した

ものである。

【 0 1 3 6 】

図 1 6 は、メモリに保持されている、制御に使用する相と線間のパルスすなわち相と線間の導通状態を表している。図 1 6 において、たとえば、モード 1 では $V_{uv} = 1$ 、 $V_{vw} = 0$ 、 $V_{wu} = -1$ と示されているが、これは $V_u - V_v = V_{dc}$ 、 $V_v - V_w = 0$ 、 $V_w - V_u = -V_{dc}$ となる場合を正規化して示している。このときの相電圧すなわち相端子電圧（ゲート電圧に比例）は、図 1 6 の表によると $V_u = 1$ （U 相の上アームをオン、下アームをオフ）、 $V_v = 0$ （V 相の上アームをオフ、下アームをオン）、 $V_w = 0$ （W 相の上アームをオフ、下アームをオン）となる。すなわち、図 1 6 の表では、 $V_u = V_{dc}$ 、 $V_v = 0$ 、 $V_w = 0$ となる場合を正規化して示している。モード 2 ~ 6 も、モード 1

10

【 0 1 3 7 】

図 1 6 の変換表を用いて矩形波の状態でパワースイッチング回路 1 4 4 を制御するモードにおける線間電圧パルスを相電圧パルスに変換した例を図 1 7 に示す。図 1 7 において、上段は線間電圧の代表例として UV 線間電圧 V_{uv} を示しており、その下に U 相端子電圧 V_u 、V 相端子電圧 V_v 、W 相端子電圧 V_w を示している。図 1 7 に示すように、矩形波制御モードでは図 1 6 の変換表に示したモードが 1 から 6 まで順番に変化する。なお、矩形波制御モードでは後述する 3 相短絡期間は存在しない。

【 0 1 3 8 】

図 1 8 は、図 1 2 に例示した線間電圧パルス波形を図 1 6 の変換表に従って相電圧パルスに変換する様子を示している。図 1 8 において、上段は線間電圧の代表例として UV 線間電圧パルスを示しており、その下に U 相端子電圧 V_u 、V 相端子電圧 V_v 、W 相端子電圧 V_w を示している。

20

【 0 1 3 9 】

図 1 8 の上部には、モード（直流側と 3 相交流側の間でエネルギー授受のあるアクティブな期間）の番号、および 3 相短絡となっている期間を示している。3 相短絡の期間では 3 相の上アームをすべてオンにするか 3 相の下アームをすべてオンにするかのいずれかであるが、スイッチング損失や導通損失の状況に応じて、どちらかのスイッチモードを選択すればよい。

【 0 1 4 0 】

たとえば、UV 線間電圧 V_{uv} が 1 のときは、U 相端子電圧 V_u が 1、V 相端子電圧 V_v が 0 である（モード 1、6）。UV 線間電圧 V_{uv} が 0 のときは、U 相端子電圧 V_u と V 相端子電圧 V_v が同じ値、すなわち V_u が 1 かつ V_v が 1（モード 2、3 相短絡）、または V_u が 0 かつ V_v が 0（モード 5、3 相短絡）のいずれかである。UV 線間電圧 V_{uv} が -1 のときは、U 相端子電圧 V_u が 0、V 相端子電圧 V_v が 1 である（モード 3、4）。このような関係に基づいて、相電圧すなわち相端子電圧の各パルス（ゲート電圧パルス）が生成される。

30

【 0 1 4 1 】

図 1 8 において、線間電圧パルスと各相の相端子電圧パルスのパターンは、位相 uvl に対して、 $\frac{uvl}{3}$ を最小単位として準周期的に繰り返されるパターンとなっている。つまり、 $0 \leq \frac{uvl}{3} < 1$ の期間の U 相端子電圧の 1 と 0 を反転させたパターンは、 $\frac{uvl+1}{3} \leq \frac{uvl}{3} < \frac{uvl+2}{3}$ の W 相端子電圧のパターンと同じである。また、 $0 \leq \frac{uvl}{3} < 1$ の期間の V 相端子電圧の 1 と 0 を反転させたパターンは、 $\frac{uvl+2}{3} \leq \frac{uvl}{3} < \frac{uvl+3}{3}$ の U 相端子電圧のパターンと同じであり、 $0 \leq \frac{uvl}{3} < 1$ の期間の W 相端子電圧の 1 と 0 を反転させたパターンは、 $\frac{uvl+3}{3} \leq \frac{uvl}{3} < \frac{uvl+4}{3}$ の V 相端子電圧のパターンと同じである。モータの回転速度と出力が一定である定常状態においては、こうした特徴が特に顕著に表れる。

40

【 0 1 4 2 】

ここで、上記のモード 1 ~ 6 を、異なる相で上アーム用の IGBT 3 2 8 と下アーム用の IGBT 3 3 0 をそれぞれオンさせて直流電源であるバッテリー 1 3 6 からモータジェネ

50

レータ 192 に電流を供給する第 1 の期間として定義する。また、3 相短絡期間を、全相で上アーム用の IGBT 328 または下アーム用の IGBT 330 のいずれか一方をオンさせてモータジェネレータ 192 に蓄積されたエネルギーでトルクを維持する第 2 の期間と定義する。図 18 に示す例では、これら第 1 の期間と第 2 の期間を電気角に応じて交互に形成していることが分かる。

【0143】

さらに図 18 では、たとえば $0 \leq \text{uvl} < \pi/3$ の期間において、第 1 の期間としてのモード 6 および 5 を、第 2 の期間としての 3 相短絡期間を間に挟んで交互に繰り返している。ここで図 16 から分かるように、モード 6 では、V 相において下アーム用の IGBT 330 をオンする一方で、他の U 相、W 相では、V 相と異なる側、すなわち上アーム用の IGBT 328 をオンしている。他方、モード 5 では、W 相において上アーム用の IGBT 328 をオンする一方で、他の U 相、V 相では、W 相と異なる側、すなわち下アーム用の IGBT 330 をオンしている。すなわち、第 1 の期間では、U 相、V 相、W 相のうちいずれか 1 相（モード 6 では V 相、モード 5 では W 相）を選択し、この選択した 1 相について、上アーム用の IGBT 328 または下アーム用の IGBT 330 をオンさせると共に、他の 2 相（モード 6 では U 相および W 相、モード 5 では U 相および V 相）について、選択した 1 相とは異なる側のアーム用の IGBT 328, 330 をオンさせる。また、第 1 の期間ごとに選択する 1 相（V 相、W 相）を交替している。

【0144】

$0 \leq \text{uvl} < \pi/3$ 以外の期間でも上記と同様に、第 1 の期間としてのモード 1 ~ 6 のいずれかを、第 2 の期間としての 3 相短絡期間を間に挟んで交互に繰り返す。すなわち、 $\pi/3 \leq \text{uvl} < 2\pi/3$ の期間ではモード 1 および 6 を、 $2\pi/3 \leq \text{uvl} < \pi$ の期間ではモード 2 および 1 を、 $\pi \leq \text{uvl} < 4\pi/3$ の期間ではモード 3 および 2 を、 $4\pi/3 \leq \text{uvl} < 3\pi/2$ の期間ではモード 4 および 3 を、 $3\pi/2 \leq \text{uvl} < 5\pi/3$ の期間ではモード 5 および 4 を、それぞれ交互に繰り返す。これにより、上記と同様に、第 1 の期間では、U 相、V 相、W 相のうちいずれか 1 相を選択し、選択した 1 相について、上アーム用の IGBT 328 または下アーム用の IGBT 330 をオンさせると共に、他の 2 相について、選択した 1 相とは異なる側のアーム用の IGBT 328, 330 をオンさせる。また、第 1 の期間ごとに選択する 1 相を交替する。

【0145】

ところで、上記の第 1 の期間すなわちモード 1 ~ 6 の期間を形成する電気角位置と、この期間の長さとは、モータジェネレータ 192 に対するトルクや回転速度などの要求指令に応じて変化させることができる。すなわち前述のように、モータの回転速度やトルクの変化に伴って削除する高調波の次数を変化させるために、第 1 の期間を形成する特定の電気角位置を変化させる。あるいは、モータの回転速度やトルクの変化に応じて、第 1 の期間の長さすなわちパルス幅を変化させ、変調度を変化させる。これにより、モータを流れる交流電流の波形、より具体的には交流電流の高調波成分を所望の値に変化させ、この変化により、バッテリー 136 からモータジェネレータ 192 に供給する電力を制御することができる。なお、特定の電気角位置と第 1 の期間の長さは、いずれか一方のみを変化させてもよいし、両方を同時に変化させてもよい。

【0146】

ここで、パルスの形状と電圧には以下の関係がある。図示したパルスの幅は電圧の実効値を変化させる効果があり、線間電圧のパルス幅が広いときには電圧の実効値は大きく、狭いときには電圧の実効値が小さい。また、削除する高調波の個数が少ない場合は、電圧の実効値が高いため、変調度の上限が矩形波に近づく。この効果は、回転電機（モータジェネレータ 192）が高速回転しているときに有効であり、通常の PWM で制御した場合の出力の上限を上回って出力させることができる。すなわち、直流電源であるバッテリー 136 からモータジェネレータ 192 に電力を供給する第 1 の期間の長さ、この第 1 の期間を形成する特定の電気角位置とを変化させることで、モータジェネレータ 192 に印加する交流電圧の実効値を変化させ、モータジェネレータ 192 の回転状態に応じた出力を

得ることができる。

【0147】

また、図18に示す駆動信号のパルス形状は、U相、V相およびW相の各相について、任意の uvl すなわち電気角を中心に左右非対称となっている。さらに、パルスのオン期間またはオフ期間のうち少なくとも一方が uvl (電気角) で $\pi/3$ 以上にわたって連続する期間を含んでいる。たとえばU相では、 $uvl = \pi/2$ 付近を中心に前後それぞれ $\pi/6$ 以上のオン期間と、 $uvl = 3\pi/2$ 付近を中心に前後それぞれ $\pi/6$ 以上のオフ期間とを有している。同様に、V相では、 $uvl = \pi/6$ 付近を中心に前後それぞれ $\pi/6$ 以上のオフ期間と、 $uvl = 7\pi/6$ 付近を中心に前後それぞれ $\pi/6$ 以上のオン期間とを有しており、W相では、 $uvl = 5\pi/6$ 付近を中心に前後それぞれ $\pi/6$ 以上のオフ期間と、 $uvl = 11\pi/6$ 付近を中心に前後それぞれ $\pi/6$ 以上のオン期間とを有している。このようなパルス形状の特徴を有している。

10

【0148】

以上説明したように、本実施形態の電力変換装置によれば、H M制御モードが選択されているときに、直流電源からモータに電力を供給する第1の期間と、3相フルブリッジの全相上アームをオン或いは全相下アームをオンさせる第2の期間を、電気角に応じた特定のタイミングで交互に発生させる。これにより、P W M制御モードが選択されている場合に比べて、スイッチングの頻度が1/7から1/10以下で済む。したがって、スイッチング損失を低減することができる。さらに加えて、E M C (電磁ノイズ) を軽減することもできる。

20

【0149】

次に、図14で例示したように変調度を変化させたときの線間電圧パルス波形における高調波成分の削除の様子について説明する。図19は、変調度を変化させたときの線間電圧パルスにおける基本波と削除対象の高調波成分の振幅の大きさを示した図である。

【0150】

図19(a)では、3次および5次の高調波を削除対象とした線間電圧パルスにおける基本波と各高調波の振幅の例を示している。この図によると、変調度が1.2以上の範囲では5次高調波が削除しきれずに現れることが分かる。図19(b)では、3次、5次および7次の高調波を削除対象とした線間電圧パルスにおける基本波と各高調波の振幅の例を示している。この図によると、変調度が1.17以上の範囲では5次および7次の高調波が削除しきれずに現れることが分かる。

30

【0151】

なお、図19(a)に対応する線間電圧パルス波形と相電圧パルス波形の例を図20、21にそれぞれ示す。ここでは、要素数が2である行ベクトルを設定し、各要素 ($k1/3$ 、 $k2/5$) における $k1$ 、 $k2$ の値として $k1=1$ 、 $k2=3$ をそれぞれ選択して、変調度を0から1.27まで変化させたときの線間電圧パルス波形と相電圧波形の例を示している。また、図19(b)は、図14、15にそれぞれ示した線間電圧パルス波形と相電圧パルス波形に対応している。

【0152】

上記の説明から、変調度がある一定の値を超えると、削除対象とした高調波が削除しきれずに現れ始めることが分かる。また、削除対象とする高調波の種類(数)が多いほど、低い変調度で高調波を削除しきれなくなることが分かる。

40

【0153】

次に、図6に示したP W M制御用のパルス変調器440におけるP W Mパルス信号の生成方法について、図44、および図22を参照して説明する。図44はP W M制御用のパルス変調器440の構成を示す図である。P W M制御用パルス変調器440は、d軸電圧指令およびq軸指令電圧を受け、2軸の指令電圧を3相の電圧指令信号に変換する2相3相変換器490と、特定の周波数の三角波キャリアを発生させる搬送波発生器492と、3相の電圧指令信号と三角波キャリアを比較して、各相のスイッチング素子の導通または遮断するパルス信号をドライバ回路に出力する比較回路491を有する。図22(a)は

50

、U相、V相、W相の各相における電圧指令信号と、PWMパルスの生成に用いる三角波キャリアとの波形を示している。各相の電圧指令信号は、位相を互いに $2/3$ ずつずらした正弦波の指令信号であり、変調度に応じて振幅が変化する。この電圧指令信号と三角波キャリア信号とをU、V、Wの各相についてそれぞれ比較し、両者の交点をパルスのオンオフのタイミングとすることで、図22(b)、(c)、(d)にそれぞれ示すようなU相、V相、W相の各相に対する電圧パルス波形が生成される。なお、これらのパルス波形におけるパルス数は、いずれも三角波キャリアにおける三角波パルス数に等しい。

【0154】

図22(e)は、UV線間電圧の波形を示している。このパルス数は、三角波キャリアにおける三角波パルス数の2倍、すなわち各相に対する上記の電圧パルス波形におけるパルス数の2倍に等しい。なお、他の線間電圧、すなわちVW線間電圧およびWU線間電圧についても同様である。

10

【0155】

図23は、PWMパルス信号によって形成される線間電圧の波形を変調度毎に描いた一例を示している。ここでは、変調度を0から1.27まで変化させたときの線間電圧パルス波形の例を示している。図23では、変調度が1.17以上になると、互いに隣接する2つのパルス間の隙間がなくなり、合わせて1つのパルスとなっている。こうしたパルス信号は過変調PWMパルスと呼ばれる。最終的には変調度1.27において、矩形波の線間電圧パルス波形となる。

【0156】

20

図23に示した線間電圧パルス波形に対応する相電圧パルス波形で表した例を図24に示す。図24でも図23と同様に、変調度が1.17以上になると隣接する2つのパルス間の隙間がなくなっていくことが分かる。なお、図24の相電圧パルス波形と図23の線間電圧パルス波形との間には、 $1/6$ の位相差がある。

【0157】

ここで、HMパルス信号による線間電圧パルス波形とPWMパルス信号による線間電圧パルス波形とを比較する。図25(a)は、HMパルス信号による線間電圧パルス波形の一例を示している。これは、図12において変調度0.4の線間電圧パルス波形に相当する。一方、図25(b)は、PWMパルス信号による線間電圧パルス波形の一例を示している。これは、図23において変調度0.4の線間電圧パルス波形に相当する。

30

【0158】

図25(a)と図25(b)とをパルス数について比較すると、図25(a)に示すHMパルス信号による線間電圧パルス波形の方が、図25(b)に示すPWMパルス信号による線間電圧パルス波形よりも大幅にパルス数が少ないことが分かる。したがって、HMパルス信号を用いると、生成される線間電圧パルス数が少ないために制御応答性はPWM信号の場合よりも低下するが、PWM信号を用いた場合よりもスイッチング回数を大幅に減らすことができる。その結果、スイッチング損失を大幅に低減することができる。

【0159】

図26は、切換器450の切替動作によってPWM制御モードとHM制御モードをモータ回転速度に応じて切り替えたときの様子を示している。ここでは、 $uvl =$ のときに切換器450の選択先をPWMパルス信号からHMパルス信号へと切り替えることにより、制御モードをPWM制御モードからHM制御モードへと切り替えたときの線間電圧パルス波形の例を示している。

40

【0160】

次に、PWM制御とHM制御とにおけるパルス形状の違いについて、図27を参照して説明する。図27(a)は、PWMパルス信号の生成に用いられる三角波キャリアと、このPWMパルス信号によって生成されるU相電圧、V相電圧およびUV線間電圧とを示している。図27(b)は、HMパルス信号によって生成されるU相電圧、V相電圧およびUV線間電圧を示している。これらの図を比較すると、PWMパルス信号を用いた場合はUV線間電圧の各パルスのパルス幅が一定ではないのに対して、HMパルス信号を用いた

50

場合はUV線間電圧の各パルスのパルス幅が一定であることが分かる。なお、前述のようにパルス幅が一定とはならない場合もあるが、これは正の振幅をもつパルスと負の振幅をもつパルスとが重なることによるものであり、パルスの重なりを分解すれば全てのパルスで同じパルス幅となる。また、PWMパルス信号を用いた場合は三角波キャリアがモータ回転速度の変動に関わらず一定であるため、UV線間電圧の各パルスの間隔もモータ回転速度によらず一定であるのに対して、HMパルス信号を用いた場合はUV線間電圧の各パルスの間隔がモータ回転速度に応じて変化することが分かる。

【0161】

図28は、モータ回転速度とHMパルス信号による線間電圧パルス波形との関係を示している。図28(a)は、所定のモータ回転速度におけるHMパルス信号による線間電圧パルス波形の一例を示している。これは、図12において変調度0.4の線間電圧パルス波形に相当するものであり、電気角(UV線間電圧の基準位相uv1)2当たり16パルスを有する。

10

【0162】

図28(b)は、図28(a)のモータ回転速度を2倍としたときのHMパルス信号による線間電圧パルス波形の一例を示している。なお、図28(b)の横軸の長さは、時間軸に対して図28(a)と等価となるようにしている。図28(a)と図28(b)とを比較すると、電気角2当たりのパルス数は16パルスで変わらないが、同一時間内のパルス数が図28(b)では2倍となっていることが分かる。

20

【0163】

図28(c)は、図28(a)のモータ回転速度を1/2倍としたときのHMパルス信号による線間電圧パルス波形の一例を示している。なお、図28(c)の横軸の長さも、図28(b)と同様に時間軸に対して図28(a)と等価となるようにしている。図28(a)と図28(c)とを比較すると、図28(c)では電気角2当たりのパルス数が8パルスであるため、電気角2当たりのパルス数では16パルスで変わらないが、同一時間内のパルス数が図28(c)では1/2倍となっていることが分かる。

【0164】

以上説明したように、HMパルス信号を用いた場合は、モータ回転速度に比例して線間電圧パルスの単位時間当たりのパルス数が変化する。すなわち、電気角2当たりのパルス数を考えると、これはモータ回転速度によらず一定である。一方、PWMパルス信号を用いた場合は、図27で説明したように、モータ回転速度によらず線間電圧パルスのパルス数は一定である。すなわち、電気角2当たりのパルス数を考えると、これはモータ回転速度が上昇するほど低減する。

30

【0165】

図29は、HM制御とPWM制御においてそれぞれ生成される電気角2当たり(すなわち線間電圧一周周期当たり)の線間電圧パルス数と、モータ回転速度との関係を示している。なお図29では、8極モータ(極対数4)を用いて、HM制御において削除対象とする高調波成分を3, 5, 7次の3つとし、正弦波PWM制御で用いる三角波キャリアの周波数を10kHzとした場合の例を示している。このように電気角2当たりの線間電圧パルス数は、PWM制御の場合はモータ回転速度が上昇するほど減少していくのに対して、HM制御の場合はモータ回転速度によらず一定であることが分かる。なお、PWM制御における線間電圧パルス数は、式(10)で求めることができる。

40

【0166】

(線間電圧パルス数)

$$= (\text{三角波キャリアの周波数}) / \{ (\text{極対数}) \times (\text{モータ回転速度}) / 60 \} \times 2 \dots (10)$$

【0167】

なお、図29では、HM制御において削除対象とする高調波成分を3つとした場合の線間電圧一周周期当たりの線間電圧パルス数が16であることを示したが、この値は削除対象とする高調波成分の数に応じて前述のように変化する。すなわち、削除対象の高調波成分

50

が２つである場合は８、削除対象の高調波成分が４つである場合は３２、削除対象の高調波成分が５つである場合は６４のように、削除対象とする高調波成分の数が１つ増すにつれて、線間電圧一周期当たりのパルス数が２倍になる。

【０１６８】

以上説明した第１の実施の形態に係る制御回路１７２によって行われるモータ制御のフローチャートを図３０に示す。ステップ９０１において、制御回路１７２はモータの回転速度情報を取得する。この回転速度情報は、回転磁極センサ１９３から出力される磁極位置信号に基づいて求められる。

【０１６９】

ステップ９０２において、制御回路１７２は、ステップ９０１で取得した回転速度情報に基づいて、モータ回転速度が所定の切替回転速度以上であるか否かを判定する。モータ回転速度が切替回転速度以上であればステップ９０３へ進み、切替回転速度未満であればステップ９０６へ進む。

10

【０１７０】

ステップ９０３において、制御回路１７２は、ステップ９０１で取得した回転速度情報に基づいて、モータジェネレータ１９２が高速回転しているか否かを判定する。モータジェネレータ１９２が高速回転している場合、すなわちモータ回転速度が所定の回転速度以上である場合はステップ９０７へ進み、そうでなければステップ９０４へ進む。

【０１７１】

ステップ９０４において、制御回路１７２は、ＨＭ制御において削除対象とする高調波の次数を決定する。ここでは前述のように、３次、５次、７次などの高調波を削除対象として決定することができる。なお、モータ回転速度に応じて削除対象とする高調波の数を変化させてもよい。たとえば、モータ回転速度が比較的低い場合は３次、５次および７次の高調波を削除対象とし、モータ回転速度が比較的高い場合は３次および５次の高調波を削除対象とする。このように、モータ回転速度が高くなるほど削除対象とする高調波の数を少なくすることで、高調波によるトルク脈動の影響を受けにくい高速回転域ではＨＭパルス信号のパルス数を減らして、スイッチング損失をより一層効果的に減少させることができる。

20

【０１７２】

ステップ９０５において、制御回路１７２は、ステップ９０４で決定した次数の高調波を削除対象とするＨＭ制御を行う。このとき、削除対象の高調波の次数に応じたＨＭパルス信号が前述のような生成方法に従ってパルス変調器４３０により生成されると共に、そのＨＭパルス信号が切換器４５０によって選択され、制御回路１７２からドライバ回路１７４へ出力される。ステップ９０５を実行したら、制御回路１７２はステップ９０１へ戻り、上記のような処理を繰り返す。

30

【０１７３】

ステップ９０６において、制御回路１７２はＰＷＭ制御を行う。このとき、所定の三角波キャリアと電圧指令信号との比較結果に基づいて、前述のような生成方法によりＰＷＭパルス信号がパルス変調器４４０において生成されると共に、そのＰＷＭパルス信号が切換器４５０によって選択され、制御回路１７２からドライバ回路１７４へ出力される。ステップ９０６を実行したら、制御回路１７２はステップ９０１へ戻り、上記のような処理を繰り返す。

40

【０１７４】

ステップ９０７において、制御回路１７２は矩形波制御を行う。矩形波制御は、前述のようにＨＭ制御の一形態、すなわちＨＭ制御において変調度を最大としたものと考えることができる。矩形波制御では高調波を削除することはできないが、スイッチング回数を最小とすることができる。なお、矩形波制御に用いられるパルス信号は、ＨＭ制御の場合と同様にパルス変調器４３０によって生成することができる。このパルス信号が切換器４５０によって選択され、制御回路１７２からドライバ回路１７４へ出力される。ステップ９０７を実行したら、制御回路１７２はステップ９０１へ戻り、上記のような処理を繰り返

50

す。

【 0 1 7 5 】

以上説明した第 1 の実施の形態によれば、上述した作用効果を奏し、さらにまた次に記載の作用効果を奏する。

【 0 1 7 6 】

(1) 電力変換装置 1 4 0 は、上アーム用および下アーム用の I G B T 3 2 8 , 3 3 0 を備えた 3 相フルブリッジ型のパワースイッチング回路 1 4 4 と、各相の I G B T 3 2 8 , 3 3 0 に対して駆動信号を出力する制御部 1 7 0 とを具備しており、バッテリー 1 3 6 から供給される電圧を駆動信号に応じた I G B T 3 2 8 , 3 3 0 のスイッチング動作によって電気角で $2\pi/3$ rad 毎にずらした出力電圧に変換し、モータジェネレータ 1 9 2 へ供給する。この電力変換装置 1 4 0 は、H M 制御モードと正弦波 P W M 制御モードとを所定の条件に基づいて切り替える。H M 制御モードでは、異なる相で上アーム用の I G B T 3 2 8 と下アーム用の I G B T 3 3 0 をそれぞれオンさせてバッテリー 1 3 6 からモータジェネレータ 1 9 2 に電流を供給する第 1 の期間と、全相で上アーム用の I G B T 3 2 8 または下アーム用の I G B T 3 3 0 のいずれか一方をオンさせてモータジェネレータ 1 9 2 に蓄積されたエネルギーでトルクを維持する第 2 の期間とを、電気角に応じて交互に形成する。正弦波 P W M 制御モードでは、正弦波指令信号と搬送波との比較結果に基づいて決定したパルス幅に応じて I G B T 3 2 8 , 3 3 0 をオンさせてバッテリー 1 3 6 からモータジェネレータ 1 9 2 に電流を供給する。このようにしたので、トルク脈動とスイッチング損失を低減しつつ、モータジェネレータ 1 9 2 の状態に応じた適切な制御を行うことができる。

【 0 1 7 7 】

(2) 電力変換装置 1 4 0 は、H M 制御モードと正弦波 P W M 制御モードとをモータジェネレータ 1 9 2 の回転速度に基づいて切り替えるようにした (図 3 0 ステップ 9 0 2 、 9 0 5 、 9 0 6) 。これにより、モータジェネレータ 1 9 2 の回転速度に応じて適切な制御モードに切り替えることができる。

【 0 1 7 8 】

(3) H M 制御モードは、モータジェネレータ 1 9 2 の 1 回転ごとに各相の I G B T 3 2 8 , 3 3 0 をそれぞれ 1 回ずつオンおよびオフさせる矩形波制御モードをさらに含むようにした。これにより、モータジェネレータ 1 9 2 がトルク脈動の影響が小さい高回転状態であるときなどは、スイッチング損失を最小化することができる。矩形波制御モードは図 3 に示す如く回転速度の最も高い領域で使用される制御モードであるが、高い変調度を要求される高出力領域でも使用される、本実施の形態では、変調度を高くすることで、半周期当たりのスイッチング回数が徐々に減少し、スムーズに上記矩形波制御モードに移行することが可能である。

【 0 1 7 9 】

(4) H M 制御モードでは、第 1 の期間を形成する電気角位置と、第 1 の期間の長さとの少なくとも一方を変化させて、モータジェネレータ 1 9 2 を流れる交流電流の高調波成分を所望の値に変化させる。この高調波成分の変化により、H M 制御モードから矩形波制御モードへ移行する。より具体的には、第 1 の期間の長さを変調度に応じて変化させ、変調度が最大であるときに矩形波制御を行うようにした。これにより、H M 制御モードから矩形波制御モードへの移行を容易に実現することができる。

【 0 1 8 0 】

- 第 2 の実施の形態 -

本発明の第 2 の実施の形態に係る制御回路 1 7 2 によるモータ制御系を図 3 1 に示す。このモータ制御系は、図 6 に示した第 1 の実施の形態によるモータ制御系と比べて、過渡電流補償器 4 6 0 をさらに有している。

【 0 1 8 1 】

過渡電流補償器 4 6 0 は、P W M 制御から H M 制御へ、または H M 制御から P W M 制御へと制御モードを切り替える際に、モータジェネレータ 1 9 2 に流れる相電流において生じる過渡電流を補償するための補償電流を発生させる。この補償電流の発生は、制御モー

ド切替時の相電圧を検出し、検出された相電圧を打ち消すような補償パルスを生成するためのパルス状の変調波を過渡電流補償器 460 からドライバ回路 174 へ出力することによって行われる。過渡電流補償器 460 から出力された変調波に基づく駆動信号がドライバ回路 174 からパワースwitching回路 144 の各 IGBT 328, 330 へ出力されることにより、補償パルスが生成され、補償電流を発生させることができる。

【0182】

上記の過渡電流補償器 460 による補償電流の発生について、図 32 を参照して説明する。図 32 には、上から順に、PWM パルス信号による線間電圧波形および相電圧波形、制御モード切替時の相電流波形、補償パルス波形、制御モード切替後の HM パルス信号による線間電圧波形および相電圧波形の各例をそれぞれ示している。なお、図 32 では、PWM パルス信号による線間電圧波形および相電圧波形を除いて、PWM 制御モードから HM 制御モードへの切り替えが図中の電気角（基準位相）において行われたときの例を示している。

10

【0183】

制御モードの切り替えを行うときには、図中に示すように相電流が検出される。この相電流の検出結果に基づいて補償パルスのパルス幅が決定され、相電圧と反対の符号（ここでは負）を有する振幅 $V_{dc}/2$ の補償パルスが出力される。これにより図中に示すように、制御モードの切り替え直後に発生する過渡電流を打ち消すような補償電流が相電流において流れる。補償パルスの出力が終わった後、HM パルス信号が出力される。

【0184】

20

図 33 は、制御モードの切替時点を起点として、図 32 に示した相電流波形と補償パルス波形の一部をそれぞれ拡大したものを示している。図 33 に示すように、過渡電流の補償パルス V_{un_p} が出力されている間、補償電流 I_{up} が負側に増大していく。時刻 t_0 において過渡電流 I_{ut} と補償電流 I_{up} の大きさが一致すると、このタイミングに合わせて補償パルス V_{un_p} の出力が終了する。その後は過渡電流 I_{ut} と補償電流 I_{up} が同様の傾斜でそれぞれ 0 に収束していく。これにより、過渡電流 I_{ut} と補償電流 I_{up} との合成である相電流 I_{ua} を時刻 t_0 以降において 0 に収束させることができる。

【0185】

上記のように、過渡電流 I_{ut} と補償電流 I_{up} の大きさが一致するタイミング、すなわち過渡電流 I_{ut} が補償電流 I_{up} によって完全に打ち消されるタイミングに合わせて補償パルス V_{un_p} のパルス幅を決定することで、相電流 I_{ua} を素早く 0 に収束させることができる。なお、こうしたパルス幅は、制御モード切替時の相電流 I_{ua} の検出結果に基づいて、回路の時間定数を考慮して決定することができる。

30

【0186】

なお、図 32、33 では PWM 制御モードから HM 制御モードへの切替時について説明したが、反対に HM 制御モードから PWM 制御モードへ切り替える場合も、同様の方法により過渡電流補償器 460 から補償パルスを出力し、過渡電流を打ち消すような補償電流を相電流において発生させることができる。

【0187】

以上説明した第 2 の実施の形態に係る制御回路 172 によって行われるモータ制御のフローチャートを図 34 に示す。ステップ 901 ~ 907 において、制御回路 172 は、図 30 のフローチャートに示した第 1 の実施の形態による処理と同様の処理を行う。

40

【0188】

ステップ 908 において、制御回路 172 は、制御モードの切り替えがあったか否かを判定する。PWM 制御から HM 制御または HM 制御から PWM 制御へ制御モードの切り替えが行われた場合、制御回路 172 はステップ 909 へ進む。一方、制御モードの切り替えが行われていない場合、制御回路 172 はステップ 901 へ戻って処理を繰り返す。なお、ステップ 908 の判定結果は、HM 制御用のパルス変調器 430 または PWM 制御用のパルス変調器 440 から補償器割り込み信号を出力することにより、過渡電流補償器 460 へと伝えられる。

50

【 0 1 8 9 】

ステップ 9 0 9 において、制御回路 1 7 2 は、前述のような方法により補償パルスを生成することで補償電流を発生させ、相電流に生じる過渡電流の補償を過渡電流補償器 4 6 0 において行う。ステップ 9 0 9 を実行したら、制御回路 1 7 2 はステップ 9 0 1 へ戻って処理を繰り返す。

【 0 1 9 0 】

ここで、ステップ 9 0 9 における過渡電流補償について、図 3 5 のフローチャートを参照してさらに詳しく説明する。最初に過渡電流補償器 4 6 0 は、制御モードを切り替える直前の U 相、V 相、W 相各相の過渡電流を検出する。この過渡電流の検出は、電流センサ 1 8 0 を用いて行われる。次に過渡電流補償器 4 6 0 は、予め定められた回路時定数を用いて、検出した過渡電流を補償電流が打ち消す向きとなるように、相電圧印加時間 t_0 を各相について計算する。

10

【 0 1 9 1 】

相電圧印加時間 t_0 の計算は、図 3 6 に示す回路モデルに基づいて行われる。すなわち、予め設定された回路インダクタンス L と回路抵抗 r から回路時定数 $\tau = L/r$ を算出し、この回路時定数 τ と所定の誘起電圧 E_u に基づいて、過渡電流として検出された U 相電圧 l_{ua} を打ち消すように、U 相電圧パルス V_u のパルス幅としての相電圧印加時間 t_0 を決定する。ここで、過渡電流を完全に打ち消したい場合は、補償電流が過渡電流と釣り合うまで相電圧印加時間 t_0 を維持すればよい。なお、図 3 6 では U 相の回路モデルを例として示したが、V 相、W 相についても同様である。

20

【 0 1 9 2 】

次に過渡電流補償器 4 6 0 は、計算した相電圧印加時間 t_0 に従って、各相の相電圧の印加を開始する。ここでは、過渡電流を打ち消す方向に、振幅 $V_{dc}/2$ の相電圧を相電圧印加時間 t_0 だけ印加する。相電圧の印加を開始してから時間が目標印加時間（相電圧印加時間） t_0 に達したら、過渡電流補償器 4 6 0 は相電圧の印加を停止する。こうした過渡電流補償器 4 6 0 による相電圧の印加が終了した後は、過渡電流を補償電流が打ち消しながら時定数 τ に従って減衰する。以上説明したようにして、ステップ 9 0 9 における過渡電流補償が行われる。

【 0 1 9 3 】

以上説明した第 2 の実施の形態によれば、H M 制御モードと P W M 制御モードとを切り替えるときに、過渡電流補償器 4 6 0 を用いて、モータジェネレータ 1 9 2 を流れる交流電流に生じる過渡電流を補償するための補償パルスを電力変換装置 1 4 0 から出力する。これにより、制御モードの切替時にモータジェネレータ 1 9 2 の回転を素早く安定させることができる。

30

【 0 1 9 4 】

なお、上記のような制御モードの切替時以外にも補償パルスを出力して過渡電流を補償するようにしてもよい。たとえば、H M 制御モードにおいて削除する高調波の次数を変更する場合や、変調度またはモータ回転速度が急激に変化した場合など、過渡電流が生じると思われるような状態遷移時においても、過渡電流補償器 4 6 0 を用いて補償パルスを出力し、過渡電流を補償することができる。あるいは、相電流の検出結果に基づいて過渡電流の有無を判断し、補償パルスを出力するか否かを決定してもよい。こうした補償パルスの出力は、制御モードの切替時に加えて行ってもよいし、制御モードの切替時に替えて行ってもよい。

40

【 0 1 9 5 】

- 第 3 の実施の形態 -

本発明の第 3 の実施の形態に係る制御回路 1 7 2 によるモータ制御系を図 3 7 に示す。このモータ制御系は、図 3 1 に示した第 2 の実施の形態によるモータ制御系と比べて、電流制御器（A C R）4 2 2、チョッパ周期発生器 4 7 0、1 相チョッパ制御用のパルス変調器 4 8 0 をさらに有している。

【 0 1 9 6 】

50

電流制御器 (ACR) 422 は、電流制御器 (ACR) 420、421 と同様に、トルク指令・電流指令変換器 410 から出力された d 軸電流指令信号 I_d^* および q 軸電流指令信号 I_q^* と、電流センサ 180 により検出されたモータジェネレータ 192 の相電流検出信号 I_u 、 I_v 、 I_w とに基づいて、d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* をそれぞれ演算する。電流制御器 (ACR) 422 において求められた d 軸電圧指令信号 V_d^* および q 軸電圧指令信号 V_q^* は、1 相チョッパ制御用のパルス変調器 480 へ出力される。

【0197】

チョッパ周期発生器 470 は、所定の周期で繰り返されるチョッパ周期信号をパルス変調器 480 に対して出力する。チョッパ周期信号の周期は、モータジェネレータ 192 のインダクタンスを考慮して予め設定される。パルス変調器 480 は、チョッパ周期発生器 470 からのチョッパ周期信号に基づいて 1 相チョッパ制御用のパルス信号を生成し、切換器 450 へ出力する。すなわち、パルス変調器 480 が出力する 1 相チョッパ制御用のパルス信号の周期は、モータジェネレータ 192 のインダクタンスに応じて決定される。

10

【0198】

切換器 450 は、モータジェネレータ 192 が停止または極低速の回転状態にあると判断されるときに、パルス変調器 480 から出力された 1 相チョッパ制御用のパルス信号を選択し、ドライバ回路 174 (不図示) へ出力する。これにより、電力変換装置 140 において 1 相チョッパ制御が行われるようにする。

20

【0199】

パルス変調器 480 が出力する 1 相チョッパ制御用のパルス信号は、モータジェネレータ 192 が停止または極低速の回転状態であって適切なモータ制御が行えないような場合に、適切なモータ制御が可能となるまでモータジェネレータ 192 の回転速度を上昇させるための信号である。なお、モータジェネレータ 192 が停止または極低速の回転状態にあると、その回転状態を表す磁極位置信号が回転磁極センサ 193 から正しく得られないために適切なモータ制御が行えなくなる。1 相チョッパ制御用のパルス信号の周期は、チョッパ周期発生器 470 からのチョッパ周期信号に応じて決定される。

【0200】

上記のようにモータジェネレータ 192 が停止または極低速の回転状態であるときに HM 制御を行うと、前述の第 1 の期間または第 2 の期間のいずれか一方が長時間維持されることとなる。なお、第 1 の期間は、各相で個別に上アーム用の IGBT 328 または下アーム用の IGBT 330 をオンさせてバッテリー 136 からモータジェネレータ 192 に電流を供給する通電期間であり、いずれか 1 相でオンするアームと他の 2 相でオンするアームとが異なる。また、第 2 の期間は、全相で共通に上アーム用の IGBT 328 または下アーム用の IGBT 330 をオンさせてモータジェネレータ 192 に蓄積されたエネルギーでトルクを維持する 3 相短絡期間である。

30

【0201】

第 1 の期間が長時間維持されると、その間にオンされている IGBT 328 または 330 にロック電流 (直流電流) が流され続けることとなるため、異常発熱や破損を引き起こす原因となる。一方、第 2 の期間が長時間維持されると、モータジェネレータ 192 に電力が供給されないため、モータジェネレータ 192 を起動させることができなくなる。本実施形態では、こうした状況に陥るのを避けるため、モータジェネレータ 192 が停止または極低速の回転状態にあり PWM 制御を行わないと判断したときには、1 相チョッパ制御モードを適用し、1 相チョッパ制御用のパルス信号を制御回路 172 からドライバ回路 174 へ変調波として出力するようにする。この変調波に応じて、ドライバ回路 174 よりパワースイッチング回路 144 の各 IGBT 328、330 へ駆動信号が出力される。

40

【0202】

パルス変調器 480 から出力されるパルス信号を用いた 1 相チョッパ制御の一例を図 38 に示す。図 38 では、U 相、V 相、W 相の順に 1 相チョッパ制御を行う場合の各相

50

電圧波形の例を示している。最初に、U相電圧を $V_{dc}/2$ と $-V_{dc}/2$ の間でパルス状に変化させつつ、V相およびW相の電圧を $-V_{dc}/2$ とする。このときのパルス幅は、チョッパ周期発生器470が出力するチョッパ周期信号に応じて決定される。このようにすると、U相電圧が $V_{dc}/2$ の期間では、U相の上アームがオンされると共に、V相およびW相の下アームがそれぞれオンされるため、U相に電流が流れるU相通電期間が形成される。また、U相電圧が $-V_{dc}/2$ の期間では、U相、V相およびW相の下アームがそれぞれオンされるため、3相短絡期間が形成される。

【0203】

次に、同じようにU相電圧を $V_{dc}/2$ と $-V_{dc}/2$ の間でパルス状に変化させつつ、V相およびW相の電圧を $V_{dc}/2$ とする。このとき、U相電圧が $-V_{dc}/2$ の期間では、U相の下アームがオンされると共に、V相およびW相の上アームがそれぞれオンされるため、U相に電流が流れるU相通電期間が形成される。また、U相電圧が $V_{dc}/2$ の期間では、U相、V相およびW相の上アームがそれぞれオンされるため、3相短絡期間が形成される。

【0204】

以降、V相およびW相についても同様に、V相電圧を $V_{dc}/2$ と $-V_{dc}/2$ の間でパルス状に変化させつつ、U相およびW相の電圧を最初に $-V_{dc}/2$ とし、次に $V_{dc}/2$ とする。また、W相電圧を $V_{dc}/2$ と $-V_{dc}/2$ の間でパルス状に変化させつつ、U相およびV相の電圧を最初に $-V_{dc}/2$ とし、次に $V_{dc}/2$ とする。このような1相チョッパ制御を繰り返し行うことにより、U相、V相、W相の各相について、それぞれ通電期間と3相短絡期間を電気角に関わらず交互に形成することができる。これにより、モータジェネレータ192が停止または極低速の回転状態であっても、その状態からモータジェネレータ192の回転速度を上昇させることができる。

【0205】

なお、上記のようにして1相チョッパ制御を行うことにより、モータジェネレータ192の回転速度が上昇して停止または極低速の回転状態から脱した場合は、1相チョッパ制御から他の制御、すなわちPWM制御またはHM制御へと切り替える。その後は、前述の第2の実施の形態で説明したのと同様の方法によりモータ制御を行う。

【0206】

以上説明した第3の実施の形態に係る制御回路172によって行われるモータ制御のフローチャートを図39に示す。ステップ901～909において、制御回路172は、図34のフローチャートに示した第2の実施の形態による処理と同様の処理を行う。

【0207】

ステップ910において、制御回路172は、ステップ901で取得した回転速度情報に基づいて、モータジェネレータ192が停止または極低速の回転状態であるか否かを判定する。モータジェネレータ192が停止または極低速の回転状態にあると判断されるような所定の回転速度未満である場合、すなわち、回転磁極センサ193から磁極位置信号が正しく得られず、モータジェネレータ192の回転状態を検出できないと判定される状況の場合は、ステップ911へ進む。そうでなければステップ906へ進み、前述したようなPWM制御を行う。

【0208】

ステップ911は図3における回転速度のもっとも低い領域の制御で、制御回路172は1相チョッパ制御を行う。ここでは、チョッパ周期発生器470からのチョッパ周期信号に基づいて、前述のような生成方法により1相チョッパ制御用のパルス信号がパルス変調器480において生成されると共に、そのパルス信号が切換器450によって選択され、制御回路172からドライバ回路174へ出力される。ステップ911を実行したら、制御回路172はステップ908へ進む。

【0209】

なお、以上説明した第3の実施の形態では、図31に示した第2の実施の形態によるモータ制御系を元に、電流制御器(ACR)422、チョッパ周期発生器470、および1相チョッパ制御用のパルス変調器480の各構成をさらに備えたモータ制御系を例と

して説明した。しかし、図 6 に示した第 1 の実施の形態によるモータ制御系を元に、これらの各構成をさらに備えたモータ制御系としてもよい。

【0210】

以上説明した第 3 の実施の形態によれば、モータジェネレータ 192 の回転状態を検出可能であるか否か且つ PWM 制御を行うか否かを判定し（図 39 ステップ 910）、その判定結果に基づいて、各相において第 1 の期間と第 2 の期間とを電気角に関わらず交互に形成するための所定の 1 相チョッパ制御用パルス信号を、1 相チョッパ制御用のパルス変調器 480 より出力する（ステップ 911）。このようにしたので、モータジェネレータ 192 が停止または極低速の回転状態であって適切なモータ制御が行えないような場合に、適切なモータ制御が可能となるまでモータジェネレータ 192 の回転速度を上昇させることができる。

10

【0211】

- 変形例 -

以上説明した各実施の形態は、次のように変形することもできる。

【0212】

(1) 上記各実施の形態では、モータ回転速度が所定の切替回転速度以上であれば矩形波制御を含む HM 制御を行い、切替回転速度未満であれば PWM 制御を行うことで、電力変換装置 140 において制御モードの切替を行うこととした。しかし、こうした制御モードの切替は各実施形態において説明した形態に限らず、任意のモータ回転速度で適用することができる。たとえば、モータ回転速度が 0~10,000 r/min である場合に、0~1,500 r/min の範囲では PWM 制御、1,500~4,000 r/min の範囲では HM 制御、4,000~6,000 r/min の範囲では PWM 制御、6,000~10,000 r/min の範囲では HM 制御をそれぞれ行うことができる。このようにすれば、モータ回転速度に応じて最適な制御モードを用いて、より一層きめ細かいモータ制御を実現することができる。

20

【0213】

(2) 上記各実施の形態では、モータ回転速度が所定の切替回転速度未満のときには PWM 制御を行うこととした。しかし、本発明をハイブリッド自動車などに適用した場合に歩行者等に対して注意を促す目的で、モータ回転速度が低いときに PWM 制御に替えて HM 制御を行うようにしてもよい。モータ回転速度が低いときに HM 制御を行うと、高調波成分を除去しきれないため電流歪が生じ、これがモータ動作音の原因となる。したがって、こうしたモータ動作音を意図的に発生させることで、車両周囲の歩行者等に対して注意を喚起することができる。なお、このような HM 制御を利用したモータ動作音の発生は、車両の運転者がスイッチ等を操作することで有効化あるいは無効化できるようにしてもよい。あるいは、車両が周囲の歩行者等を検出して自動的に HM 制御を適用し、モータ動作音を発生させるようにしてもよい。この場合、歩行者の検出には、たとえば赤外線センサや画像判定など、周知の様々な方法を用いることができる。さらに、予め記憶された地図情報などに基づいて車両の現在地が市街地であるか否かを判定し、市街地であれば HM 制御を適用してモータ動作音を発生させることもできる。

30

【0214】

上述の図 6 に記載の HM 制御用のパルス変調器 430 の動作原理を図 4 乃至図 6 を用いて説明すると共に、パルス変調器 430 をマイクロプロセッサを用いて実現する場合の図 8 を用いて説明した。既に図 4 から図 8 を用いて動作原理および実現方法を十分に説明したが、再度ここで説明する。

40

【0215】

再び上述するパルス変調器 430 の動作の基本原理を図 40 から図 43 を用いて説明する。上述の如く、直流電力から変換しようとする交流電力の単位位相当り、例えば 1 周期当たりのスイッチング回数が非常に少ない、極端な状態を想定すると、上述した矩形波制御の状態が考えられる。この矩形波制御の状態では、図 40(a) に示すように半周期に一度スイッチングする、すなわち 1 周期に 2 度スイッチングするように、パワースイッチング回路 144 のスイッチング素子 328 と 330 が制御される。この制御では、P

50

WM方式に比べスイッチング回数が格段に少ないため、スイッチングによる損失が大幅に低減する。しかし反面、高調波成分（5次、7次、11次、・・・）が多く含まれ、これらの高調波成分が歪を生じさせることになる。従って通常の制御において上記高調波による歪を少なくするためには、上記図40（a）に示した制御状態よりパワースwitching回路144のスイッチング素子のスイッチング回数を増やし、上記高調波成分をできるだけ除去することが望ましい。除去すべき高調波成分は変換される交流電力の使用目的により異なるが、全ての高調波成分を除去する必要が無いので、PWM方式に比べるとスイッチング回数は減少する。例えば三相回転電機に供給する交流電力では、3の倍数となる高調波成分は互いに相殺されるので、除去しなくても大きな問題とはならない。

【0216】

次に上記高調波成分の除去について、高調波成分の内の5次高調波成分を除去する方法を例として、説明する。5次高調波成分とは図40（a）および（b）に示す如く、交流電力波形の半周期である電気角の期間に5回のピーク値を有する振動波形のことである。図40（a）で、矩形波42は、正弦波の基本波の他にフーリエ展開で求められる多数の高調波成分を含んでおり、その高調波成分の1つが上述の5次高調波45である。この5次高調波45を単位位相毎に、例えば半周期毎に図40（b）に示す如く、重ね合わせると重ね合わせ波形55となる。当然ではあるが、重ね合わせ波形55をフーリエ展開すると上述の5次高調波となる。もともとの矩形波に含まれる5次高調波成分を消去する場合に、パワースwitching素子のスイッチング回数をできるだけ低減する観点から、削除したい高調波をできるだけまとめて消去することが望ましい。そこで、図のように削除前の矩形波に含まれる5次高調波成分と同一面積の重ね合わせ波形55を、特定位置で削除する。この実施の形態では、半周期毎に1つにまとめた重ね合わせ波形55を削除するようにしている。このようにすることで上述のとおり、パワースwitching回路144のスイッチング素子328と330のスイッチング回数を少なくできる。

【0217】

上記重ね合わせ波形55を図40（a）に記載の矩形波42から削除すると、削除された波形は5次高調波を含まない。図40（a）に示す矩形波42から、5次高調波の重ね合わせ波形55を削除した図40（c）の波形62は5次高調波を含まない。図40（c）に示す波形57は、重ね合わせ波形55を削除した面積を示しており、この波形57の面積は重ね合わせ波形55と同じ面積で逆波形を成している。すなわち符号が反転した同一形状の波形を示している。

【0218】

図41は、図40（c）に示す波形62を作るために、パワースwitching回路144のスイッチング素子328と330をスイッチング制御する波形を示す。図41（a）は図40（c）に示す波形62と同じ波形であり、図41（a）に示す電流波形を流すことにより、5次高調波が削除された交流波形の電流が供給されることとなる。図41（a）に示す電流波形を流すための動作タイミングを示す波形が図41（b）の波形である。図41（b）に示す波形75によって上述の5次高調波を削除する波形65が作られる。

【0219】

同様の手法で他の高調波も削除することができる。図42は、図40および図41で示した高調波の削除方法の考え方を、フーリエ級数展開に基づいて考えるときのフローで示したものである。ここでは線間電圧波形を $f(t)$ とし、線間電圧波形のパルス成形フローを示している。パルス波形の対称性を考え、 $f(t) = -f(t + \quad)$ および、 $f(t) = f(\quad - t)$ の条件を加えてパルスパターンを求める方法を示している。パルスパターンは、 $f(t)$ をフーリエ級数展開し削除する高調波次数の成分をゼロとおいた方程式を解くことで求まる。

【0220】

図43は、一例として、3次、5次、7次高調波が削除されたU相とV相の線間電圧のパターンの生成過程ならびに特徴を示した図である。ただし線間電圧とは各相の端子の電位差であり、U相の相電圧を V_u 、V相の相電圧を V_v とすると、線間電圧 V_{uv} は $V_{uv} = V_u - V_v$

で表わされる。V相とW相との線間電圧、W相とU相との線間電圧も同様なので、以下、U相とV相との線間電圧のパターンの生成を代表例として説明する。

【0221】

図43の横軸はU相とV相との間の線間電圧の基本波を基準として軸をとっており、以下略してUV線間電圧基準位相 uvl と名付ける。このUV線間電圧基準位相 uvl は、図40の横軸である電気角に対応している。なお、 uvl の区間は、図示した0 uvl の電圧パルス列の波形の符号を反転させた対称的形状なのでここでは省略する。図43に示すように、電圧パルスの基本波は uvl を基準とする正弦波電圧とする。生成するパルスはこの基本波の $\pi/2$ を中心に、図示する手順に従って、 uvl に対して図に例示したような位置にそれぞれ配置される。ここで、上記のように uvl は電気角に対応するものであるため、図43におけるパルスの配置位置を電気角により表すことができる。したがって、以下では、このパルスの配置位置を特定の電気角位置と定義する。これにより、 $S1 \sim S4$ 、 $S1' \sim S2'$ のパルス列ができる。このパルス列は、基本波に対する3次、5次、7次高調波を含まないスペクトル分布を有する。このパルス列は、言い換えれば、0 uvl を定義域とする矩形波から3次、5次、7次高調波を削除した波形である。なお、削除する高調波の次数は3次、5次、7次以外も可能である。削除する高調波は、基本波周波数が小なるときは高次まで消去し、基本波周波数が大なるときは低次のみでよい。たとえば、回転数が低いときは5次、7次、11次を削除し、回転数の上昇とともに5次、7次の削除に変更し、さらに回転数が上昇した場合は5次のみの削除、という具合に削除する次数を変化させる。これは、高回転域では、モータの巻線インピーダンスが大きくなり、電流脈動が小さくなるからである。

【0222】

同様にトルクの大小に応じて、削除する高調波の次数を変化させる場合もある。例えば、ある回転数を一定とした条件にてトルクを増大させたとき、トルクが小なる場合は5次、7次、11次を削除するパターンを選択し、トルクが増大とともに5次、7次の削除とし、さらにトルクが増大した場合は5次のみ削除という具合に削除する次数を変化させる。

【0223】

また、上記のように単にトルクや回転数の増大に伴って削除する次数を減少させるばかりではなく、逆に増加させたり、あるいはトルクや回転数の増減にかかわらず削除する次数を変化させない場合もありうる。これらは、モータのトルクリプル、騒音、EMCなどの指標の大小を勘案しながら決定するべきものであるため、回転数やトルクに対し単調に変化するとは限らないものである。

【0224】

上述のとおり、図40から図43に示す実施の形態では、制御対象への歪の影響を考慮して、削除したい次数の高調波を選択することができる。上述したように削除しようとする高調波の次数の種類が増えるほど、パワースイッチング回路144のスイッチング素子328と330のスイッチング回数が増大する。上記実施の形態では、制御対象への歪の影響を考慮して、削除したい次数の高調波を選択することができるので、必要以上に多種類の高調波を削除することを防止でき、制御対象への歪の影響を考慮して上記スイッチング素子328と330のスイッチング回数を適切に低減できる。

【0225】

上述の実施の形態で説明したように線間電圧の制御では、出力しようとする交流電力の半サイクルである位相0 [rad] から π [rad] のスイッチングタイミングと位相 π [rad] から 2π [rad] のスイッチングタイミングとを同じになるように制御しており、制御を単純化でき、制御性が向上する。さらに位相0 [rad] から π [rad] あるいは位相 π [rad] から 2π [rad] の期間においても、位相 $\pi/2$ あるいは $3\pi/2$ を中心として同じスイッチングタイミングで制御しており、制御を単純化でき、制御性が向上する。

【0226】

10

20

30

40

50

さらに、図 4 0 (b) で説明したように削除したい次数の高調波を重ね合せ、図 4 0 (c) で説明したように、重ね合わせた状態で駆除するので、パワースイッチング回路 1 4 4 のスイッチング素子 3 2 8 と 3 3 0 のスイッチング回数を低減できる。

【 0 2 2 7 】

以上の説明はあくまで一例であり、本発明は上記の各実施形態の構成に何ら限定されるものではない。

【 符号の説明 】

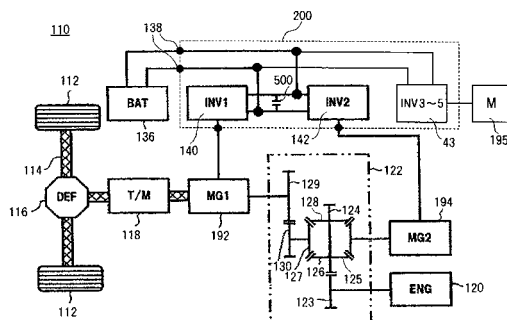
【 0 2 2 8 】

4 3	電力変換装置	
1 1 0	電動車両	10
1 1 2	前輪	
1 1 4	前輪車軸	
1 1 6	前輪側ディファレンシャルギア (前輪側 D E F)	
1 1 8	変速機	
1 2 0	エンジン	
1 2 2	動力分割機構	
1 3 6	バッテリー	
1 3 6	バッテリー	
1 3 8	直流コネクタ	
2 0 0	電力変換装置	20
1 4 0	電力変換装置	
1 4 2	電力変換装置	
1 4 4	パワースイッチング回路	
1 5 0	上下アームの直列回路	
1 5 3	コレクタ電極	
1 5 4	ゲート電極	
1 5 5	エミッタ電極	
1 5 6	ダイオード	
1 5 7	正極端子 (P 端子)	
1 5 8	負極端子 (N 端子)	30
1 5 9	交流端子	
1 6 3	コレクタ電極	
1 6 4	ゲート電極	
1 6 5	エミッタ電極	
1 6 6	ダイオ - ド	
1 6 9	接続点	
1 7 0	制御部	
1 7 2	制御回路	
1 7 4	ドライバ回路	
1 8 6	交流電力線	40
1 8 0	電流センサ	
1 8 8	交流コネクタ	
1 9 2	モータジェネレータ	
1 9 3	回転磁極センサ	
1 9 4	モータジェネレータ	
1 9 5	補機用のモータ	
3 1 4	直流正極端子	
3 1 6	直流負極端子	
3 2 8	I G B T	
3 3 0	I G B T	50

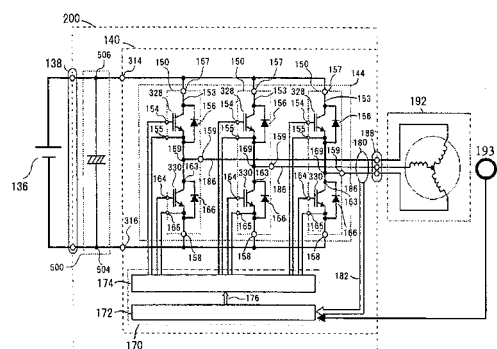
- 4 1 0 トルク指令・電流指令変換器
- 4 2 0 電流制御器 (A C R)
- 4 2 1 電流制御器 (A C R)
- 4 2 2 電流制御器 (A C R)
- 4 3 0 H M制御用のパルス変調器
- 4 3 1 電圧位相差演算器
- 4 3 2 変調度演算器
- 4 3 4 パルス発生器
- 4 3 5 位相検索器
- 4 3 6 タイマカウンタ又は位相カウンタ比較器
- 4 4 0 P W M制御用のパルス変調器
- 4 5 0 切換器
- 4 6 0 過渡電流補償器
- 4 7 0 チョッパ周期発生器
- 4 8 0 1相チョッパ制御用のパルス変調器
- 5 0 0 コンデンサモジュール

10

【 図 1 】

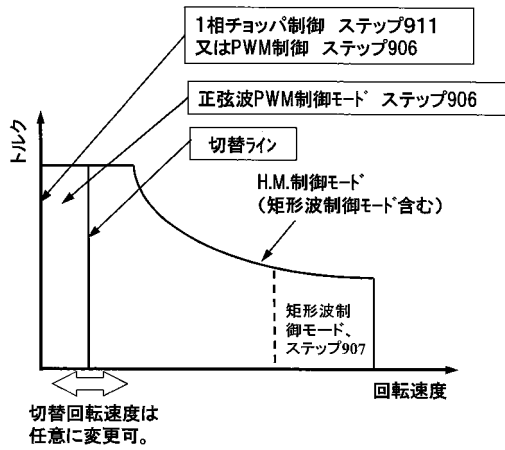


【 図 2 】



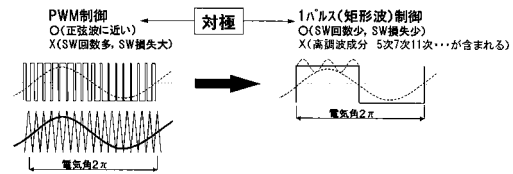
【図3】

【図3】



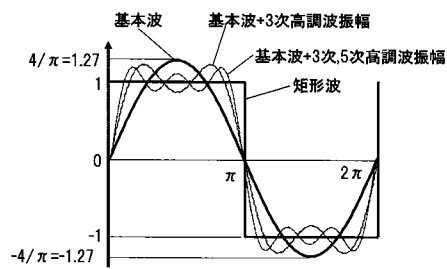
【図4】

【図4】

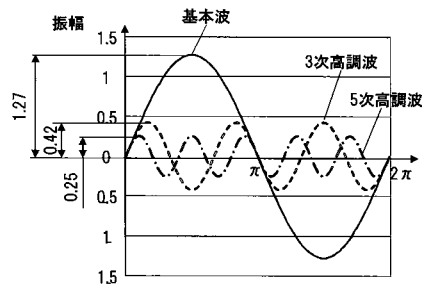


【図5】

【図5】



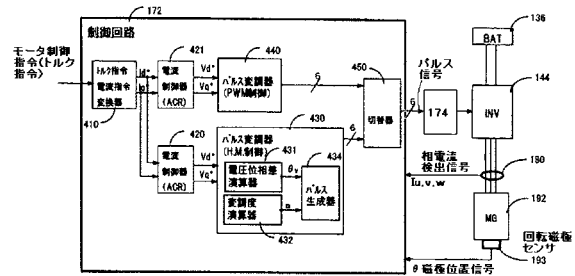
(a)



(b)

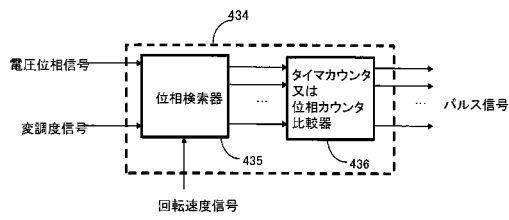
【図6】

【図6】



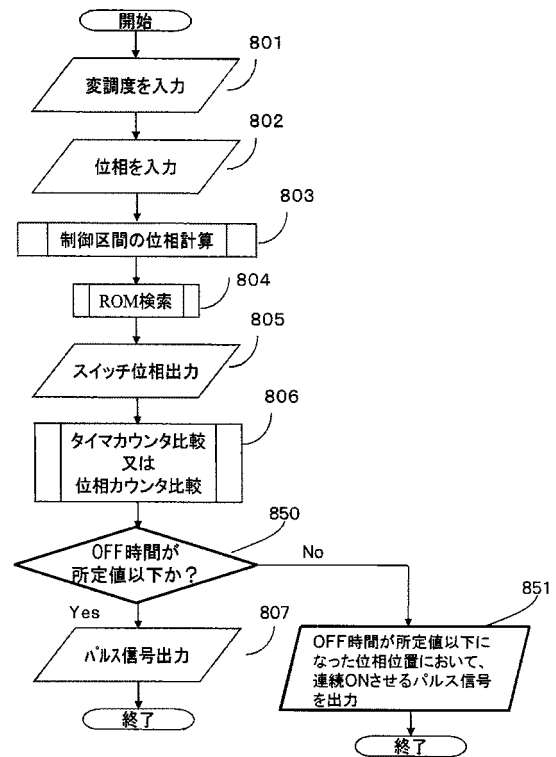
【図 7】

【図7】



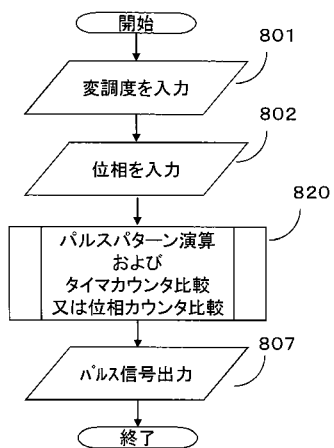
【図 8】

【図8】



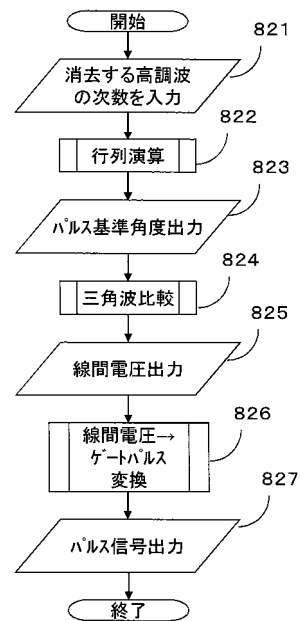
【図 9】

【図9】



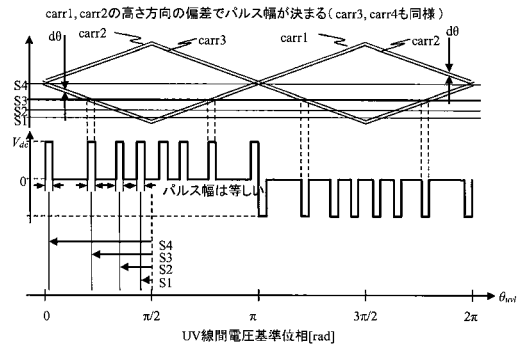
【図 10】

【図10】



【図 1 1】

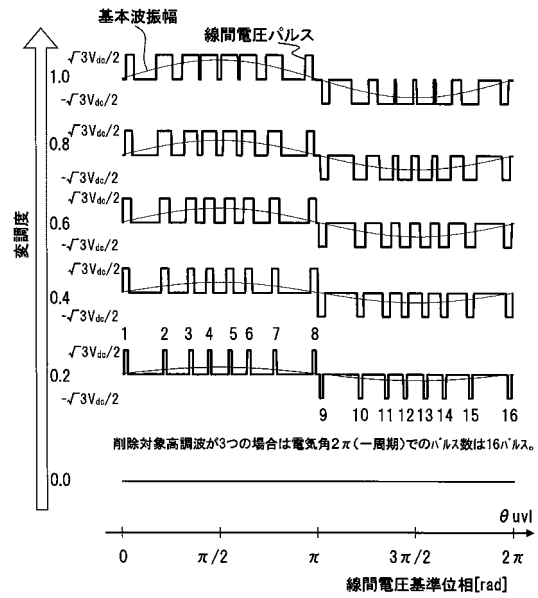
【図11】



パルス基準位置 S_1, S_2, S_3, S_4 を周期 2π の三角波との比較する。
 ※ $d\theta = \text{carr1}(\theta_{uv1}) - \text{carr2}(\theta_{uv1}) = \text{carr3}(\theta_{uv1}) - \text{carr4}(\theta_{uv1})$
 パルス幅の変調度

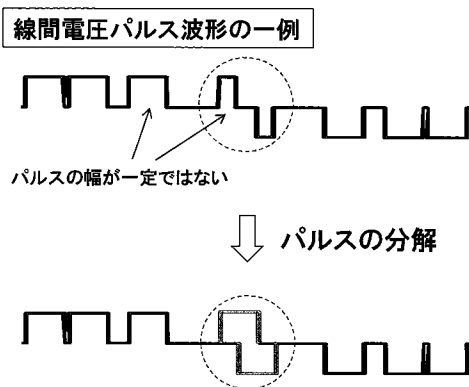
【図 1 2】

【図12】



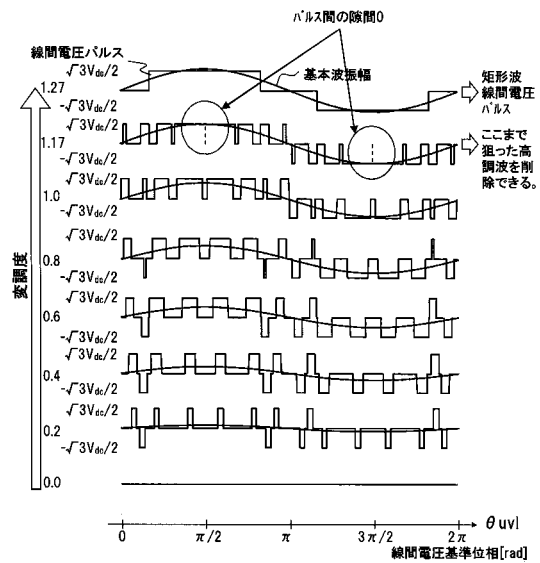
【図 1 3】

【図13】

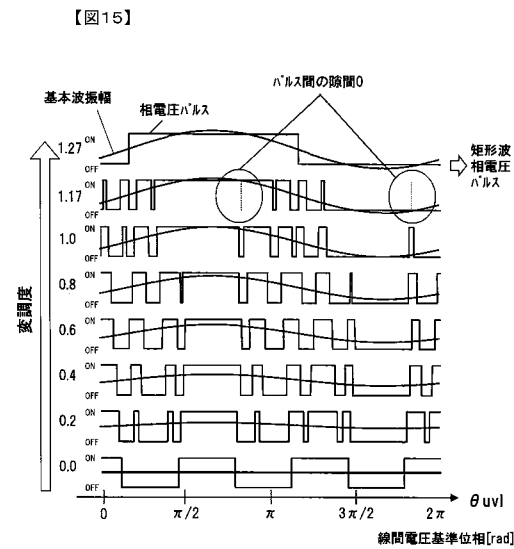


【図 1 4】

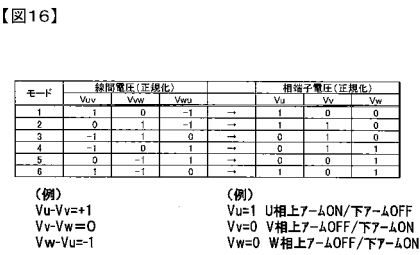
【図14】



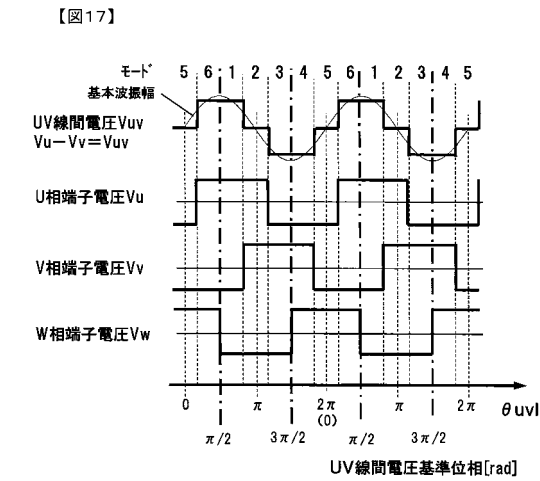
【 図 1 5 】



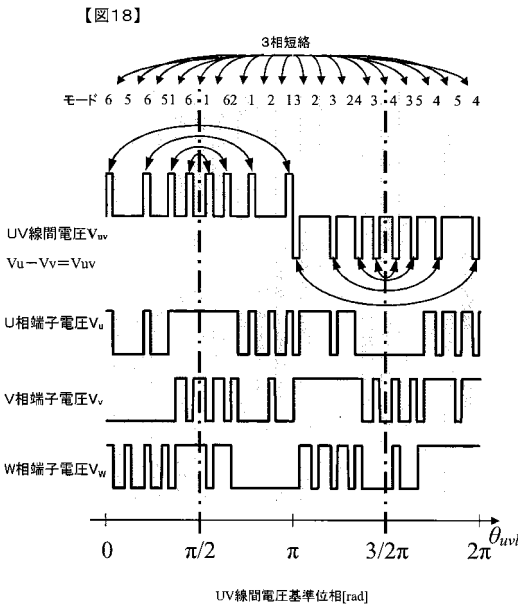
【 図 1 6 】



【 図 1 7 】

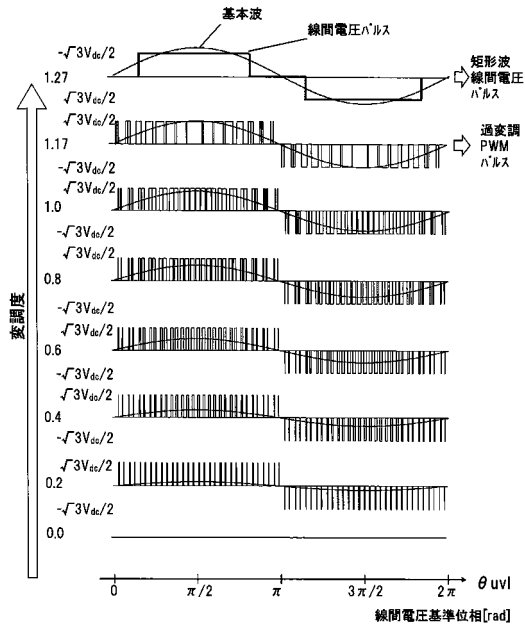


【 図 1 8 】



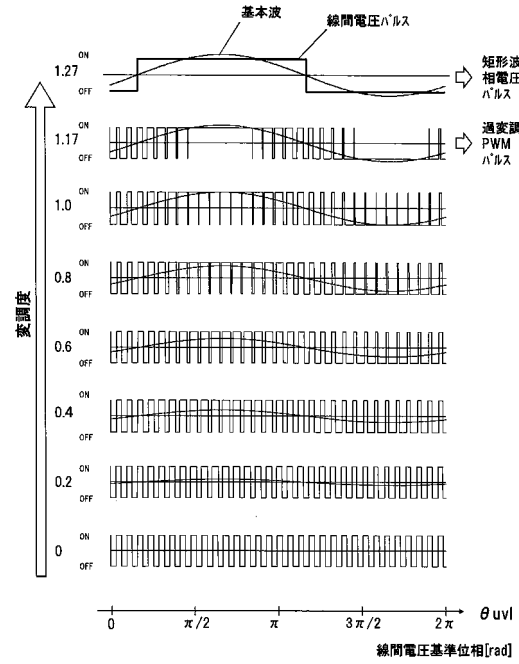
【図 2 3】

【図23】



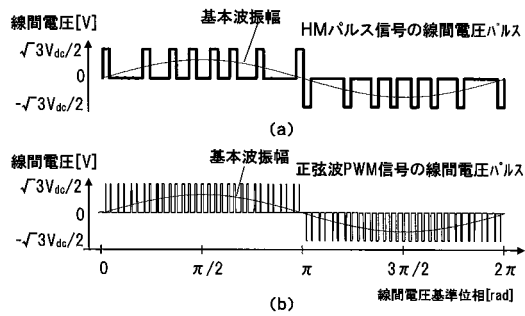
【図 2 4】

【図24】



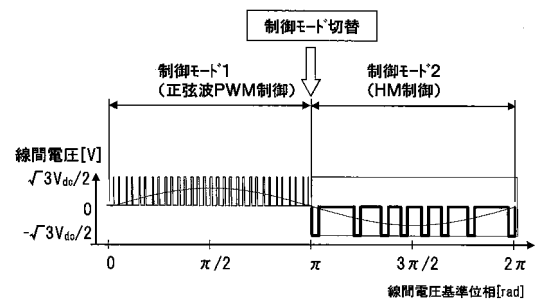
【図 2 5】

【図25】

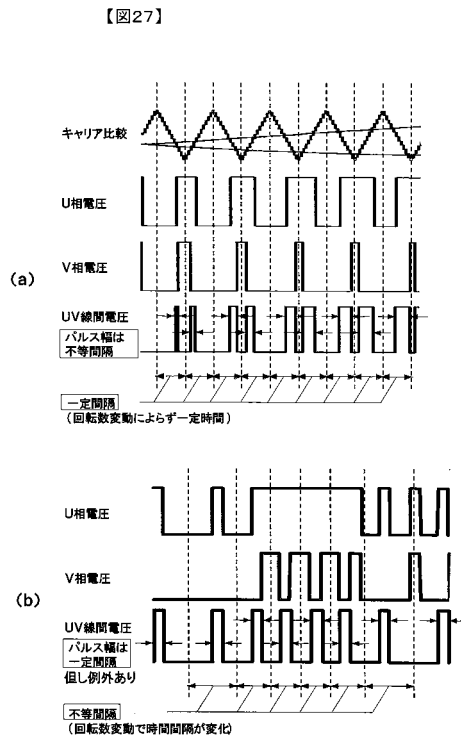


【図 2 6】

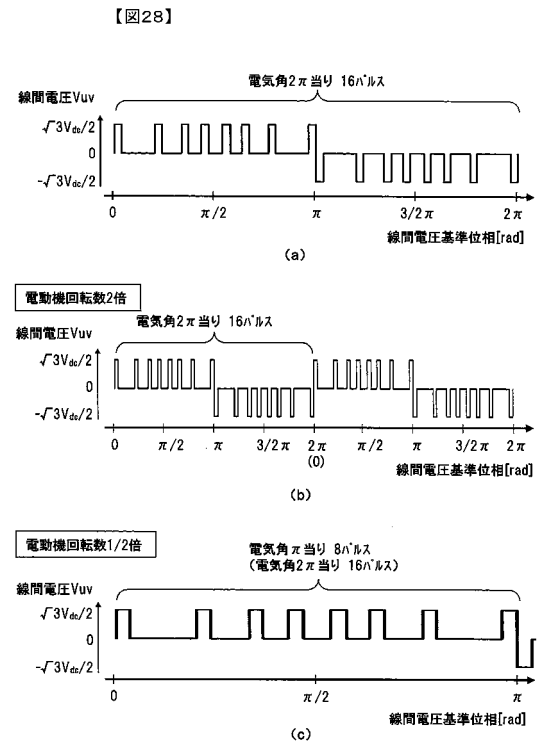
【図26】



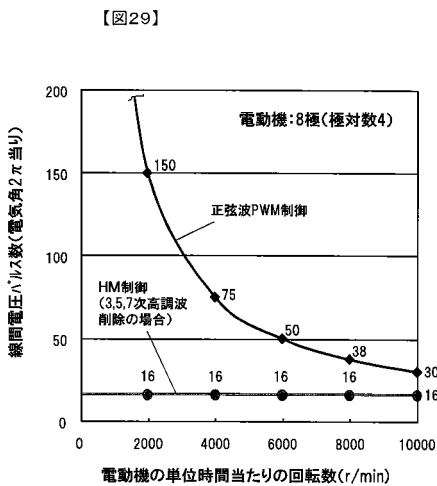
【図 27】



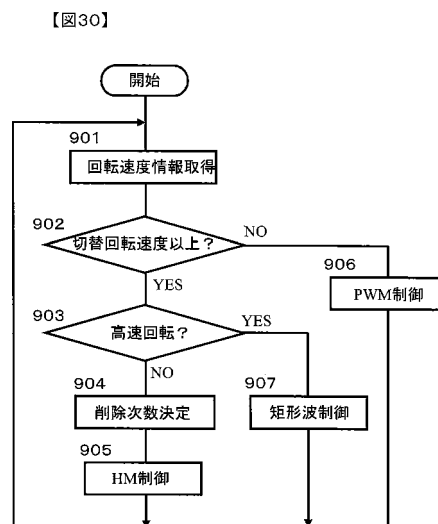
【図 28】



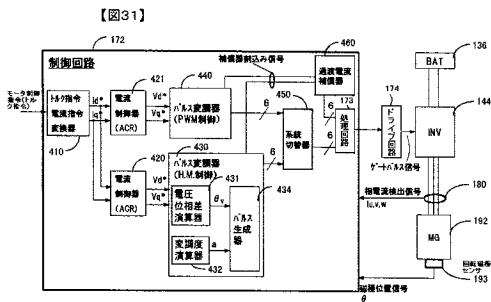
【図 29】



【図 30】

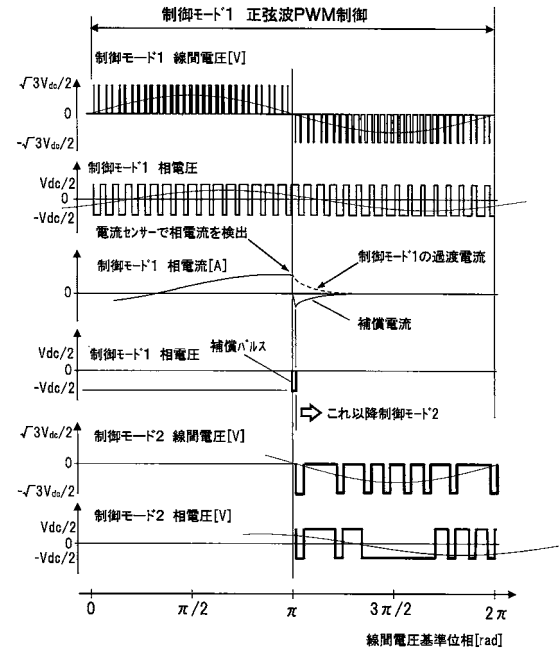


【 図 3 1 】



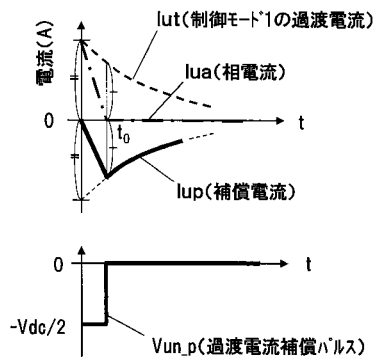
【 図 3 2 】

【図32】



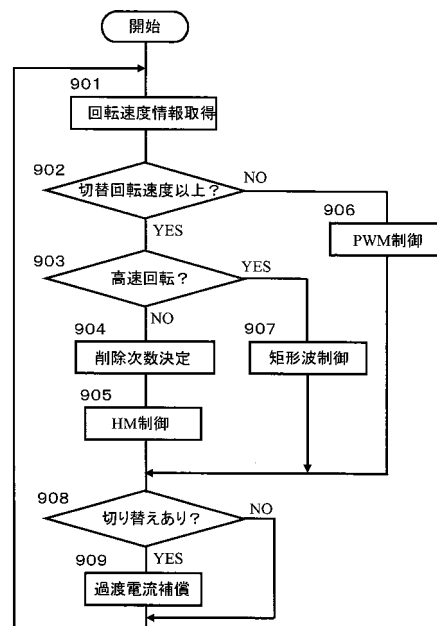
【 図 3 3 】

【图33】

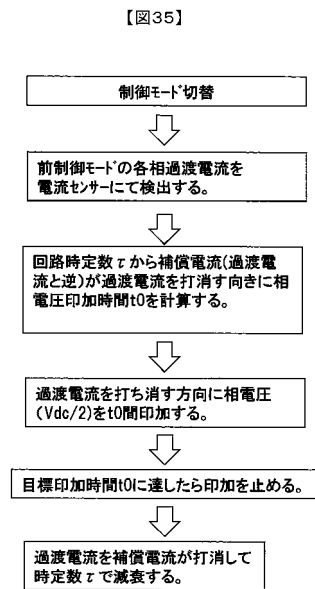


【 図 3 4 】

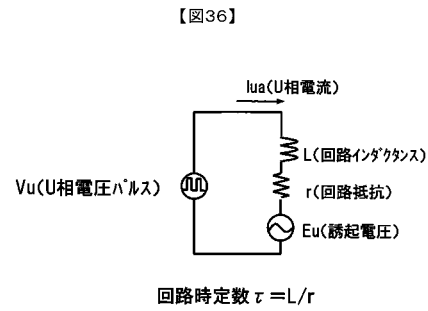
【图34】



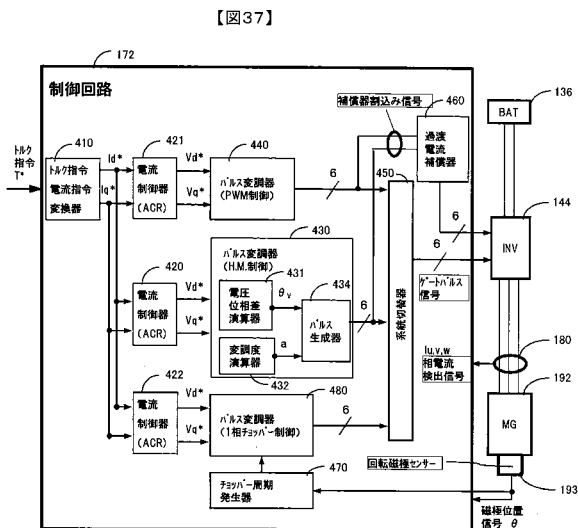
【図35】



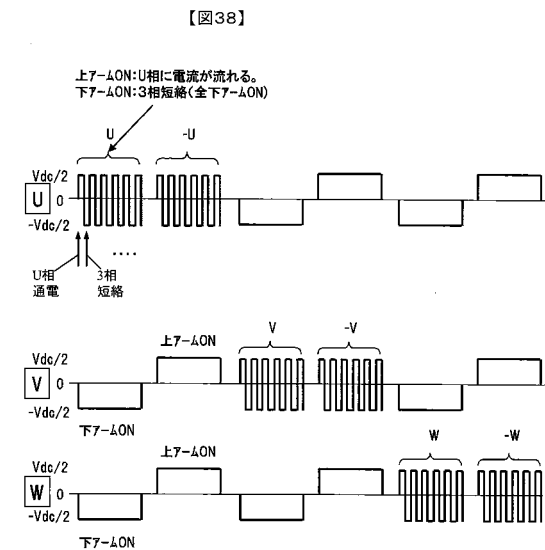
【図36】



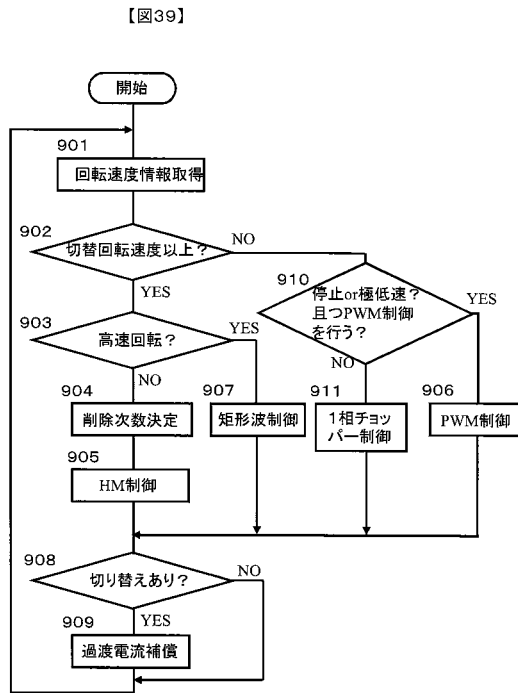
【図37】



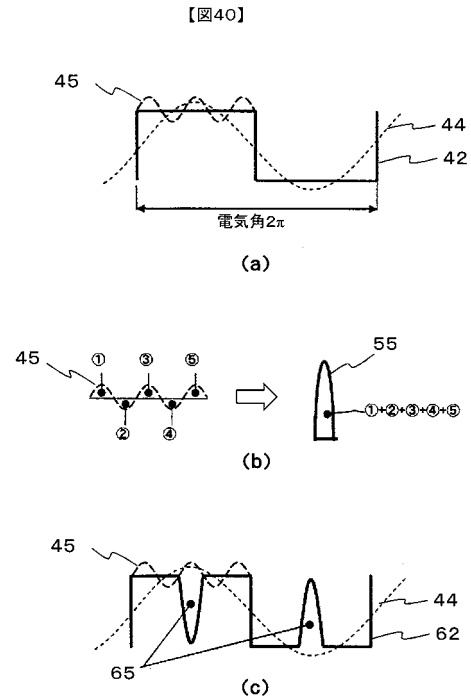
【図38】



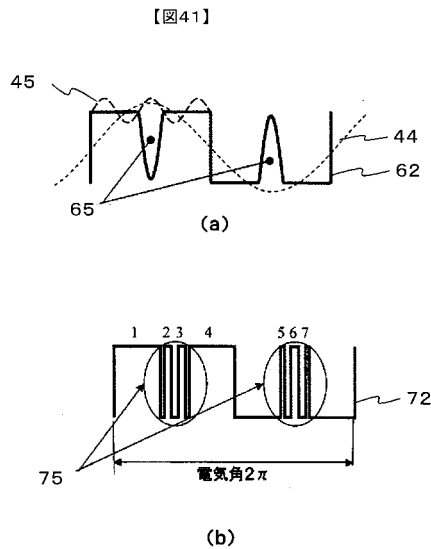
【図39】



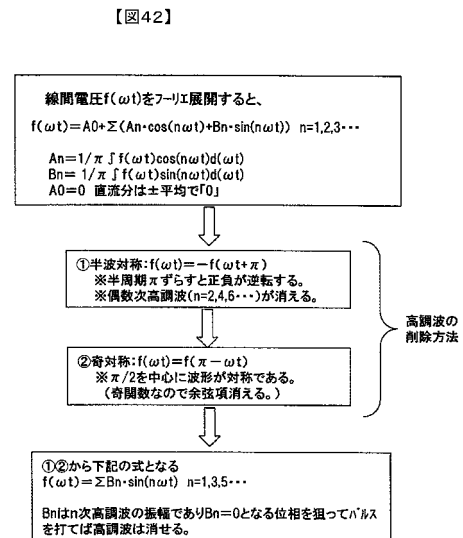
【図40】



【図41】



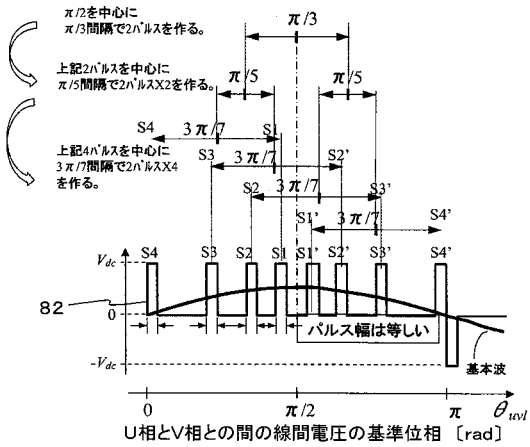
【図42】



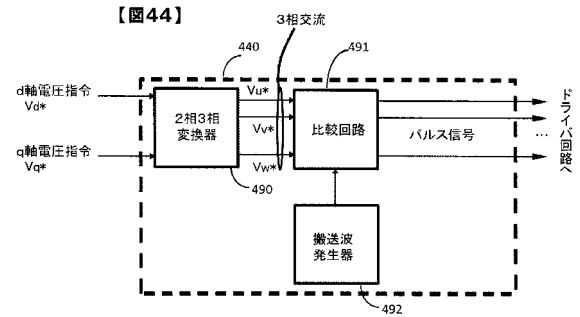
【 図 4 3 】

【図43】

3次と5次と7次の高調波の削除方法の例



【 図 4 4 】



フロントページの続き

(72)発明者 西口 慎吾

茨城県ひたちなか市堀口 8 3 2 番地 2 株式会社日立製作所電動力応用統括推進本部内

(72)発明者 古川 公久

茨城県ひたちなか市堀口 8 3 2 番地 2 株式会社日立製作所電動力応用統括推進本部内

F ターム(参考) 5H007 AA08 AA17 BB06 CA01 CB05 DA05 DB07 DC02 DC04 EA03

5H505 AA16 BB04 CC02 DD03 EE41 EE52 GG04 HA10 HB02 JJ03

JJ17 KK06 LL22 LL41