

(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2009-100558
(P2009-100558A)

(43) 公開日 平成21年5月7日(2009.5.7)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO2P 6/12 (2006.01)	HO2P 6/02 371D	5H560
HO2P 6/18 (2006.01)	HO2P 6/02 371S	

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号 特願2007-269934 (P2007-269934)
(22) 出願日 平成19年10月17日 (2007.10.17)

(71) 出願人 00005821
パナソニック株式会社
大阪府門真市大字門真1006番地
(74) 代理人 100097445
弁理士 岩橋 文雄
(74) 代理人 100109667
弁理士 内藤 浩樹
(74) 代理人 100109151
弁理士 永野 大介
(72) 発明者 松城 英夫
大阪府門真市大字門真1006番地 松下
電器産業株式会社内
(72) 発明者 福榮 貴史
大阪府門真市大字門真1006番地 松下
電器産業株式会社内

最終頁に続く

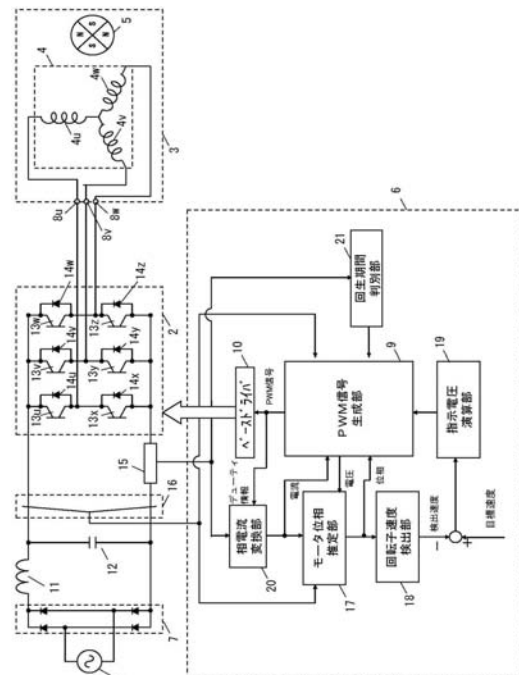
(54) 【発明の名称】 モータ駆動用インバータ制御装置

(57) 【要約】

【課題】小型・軽量・低コスト化を実現しつつ、電源電流の高調波規制も満足するモータ駆動用インバータ制御装置を提供する。

【解決手段】極めて小容量のリアクタとインバータの直流母線間には極めて小容量のコンデンサが設けられたモータ駆動用インバータで、指示電圧をPWM信号に変換する際に、インバータ印加電圧値を基に変換演算する第一のモードと、任意に設定された電圧値を基に変換演算する第二のモードとを、インバータ母線における回生電流が発生している期間であるか否かで切替えることにより、小型・軽量・低コストの装置でありながら、モータ駆動性能を劣化させることなく運転領域の拡大が図れるとともに、モータからの回生電圧を抑制することで過電圧による部品破壊を防止できるものである。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとモータと前記インバータの動作をコントロールする制御演算部とを備え、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続されるリアクタで構成され、前記インバータの直流母線には母線電流検出手段と、前記インバータの直流母線間にはコンデンサとインバータ印加電圧検出手段を配し、前記制御演算部には、前記母線電流検出手段で得られる母線電流から前記モータの回生電流が流れている期間を判別する回生期間判別部と、前記モータが所定の回転数にて動作するのに必要な指示電圧を演算する指示電圧演算部と、前記インバータ印加電圧検出手段で得られるインバータ印加電圧値を基に前記指示電圧演算部で得られる指示電圧から前記インバータを動作する P W M 信号に変換する第一のモードと任意に設定された電圧値を基に前記指示電圧演算部で得られる指示電圧から前記インバータを動作する P W M 信号に変換する第二のモードを前記回生期間判別部での結果に応じて切替える P W M 信号生成部を設けたモータ駆動用インバータ制御装置。

10

【請求項 2】

交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとモータと前記インバータの動作をコントロールする制御演算部とを備え、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続されるリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間にはコンデンサとインバータ印加電圧検出手段を配し、前記制御演算部には、前記インバータ印加電圧検出手段で得られるインバータ印加電圧値の時系列変化から交流電源電圧の位相を演算する電源位相演算部と、前記モータが所定の回転数にて動作するのに必要な指示電圧を演算する指示電圧演算部と、前記インバータ印加電圧検出手段で得られるインバータ印加電圧値を基に前記指示電圧演算部で得られる指示電圧から前記インバータを動作する P W M 信号に変換する第一のモードと任意に設定された電圧値を基に前記指示電圧演算部で得られる指示電圧から前記インバータを動作する P W M 信号に変換する第二のモードを前記電源位相演算部で得られる交流電源電圧の位相に応じて切替える P W M 信号生成部を設けたモータ駆動用インバータ制御装置。

20

【請求項 3】

前記リアクタと前記コンデンサとの共振周波数を前記電源周波数の 40 倍よりも大きくなるように前記リアクタおよび前記コンデンサの組み合わせを決定することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載のモータ駆動用インバータ制御装置。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、小容量のリアクタおよびコンデンサを用いたモータ駆動用インバータ制御装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

汎用インバータなどで用いられている一般的なモータ駆動用インバータ制御装置として、図 8 に示すようなモータ駆動用インバータ制御装置がよく知られている。

40

【0003】

図 8 において、主回路は直流電源装置 113 と、インバータ 2 とモータ 3 とから構成されており、直流電源装置 113 については、交流電源 1 と、整流回路 7 と、インバータ 2 の直流電圧源のために電気エネルギーを蓄積する平滑コンデンサ 112 と、交流電源 1 の力率改善用リアクタ 111 とから構成されている。

【0004】

一方、制御演算部では、外部から与えられたモータ 3 の速度指令に基づいてモータ 3 の各相電圧指令値を作成する P W M 信号生成部 9 と、P W M 信号生成部 9 で作成された各相

50

電圧指令値に基づいてインバータ2をPWM制御するベースドライバ10から構成されている。

【0005】

ここで、交流電源1が220V（電源周波数50Hz）、インバータ2の入力が1.5kW、平滑コンデンサ112が1500 μ Fのとき、力率改善用リアクタ111が5mHおよび20mHの場合における電源電流の高調波成分と電源周波数に対する次数との関係を図9に示す。

【0006】

図9はIEC（国際電気標準会議）規格と併せて示したもので、力率改善用リアクタ111が5mHの場合には特に第3高調波成分がIEC規格のそれを大きく上回っているが、20mHの場合には40次までの高調波成分においてIEC規格をクリアしていることがわかる。

10

【0007】

そのため、特に高負荷時においてもIEC規格をクリアするためには力率改善用リアクタ111のインダクタンス値をさらに大きくするなどの対策を取る必要があり、インバータ装置の大型化や重量増加、さらにはコストUPを招くという不都合があった。

【0008】

そこで、力率改善用リアクタ111のインダクタンス値の増加を抑え、電源高調波成分の低減と高力率化を達成する直流電源装置として、例えば図10に示すような直流電源装置が提案されている。

20

【0009】

図10において、交流電源1の電源電圧を、ダイオードD1～D4をブリッジ接続してなる全波整流回路の交流入力端子に印加し、その出力をリアクトルLinを介して中間コンデンサCに充電し、この中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電して、負荷抵抗RLに直流電圧を供給する。

【0010】

この場合、リアクトルLinの負荷側と中間コンデンサCを接続する正負の直流電流経路にトランジスタQ1を接続し、このトランジスタQ1をベース駆動回路G1で駆動する構成となっている。

【0011】

また、ベース駆動回路G1にパルス電圧を印加するパルス発生回路I1、I2と、ダミー抵抗Rdmとをさらに備えており、パルス発生回路I1、I2は、それぞれ電源電圧のゼロクロス点を検出する回路と、ゼロクロス点の検出から電源電圧の瞬時値が中間コンデンサCの両端電圧と等しくなるまでダミー抵抗Rdmにパルス電流を流すパルス電流回路とで構成されている。

30

【0012】

ここで、パルス発生回路I1は電源電圧の半サイクルの前半にてパルス電圧を発生させ、パルス発生I2は電源電圧の半サイクルの後半にてパルス電圧を発生させるようになっている。

【0013】

なお、トランジスタQ1をオン状態にしてリアクトルLinに強制的に電流を流す場合、中間コンデンサCの電荷がトランジスタQ1を通して放電することのないように逆流防止用ダイオードD5が接続され、さらに、中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電する経路に、逆流防止用ダイオードD6と、平滑効果を高めるリアクトルLdcが直列に接続されている。

40

【0014】

上記の構成によって、電源電圧の瞬時値が中間コンデンサCの両端電圧を超えない位相区間の一部または全部においてトランジスタQ1をオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができる（例えば、特許文献1、非特許文献1参照）。

50

【特許文献1】特開平9-266674号公報

【非特許文献1】インバータドライブハンドブック編集委員会編「インバータドライブハンドブック」日刊工業新聞社出版、1995年初版

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

しかしながら、上記従来の構成では、容量の大きな平滑用コンデンサC DとリアクトルL i n（特許文献1では1500 μ F、6.2mH時のシミュレーション結果について記載されている）とを依然として有したままであり、さらに中間コンデンサCとトランジスタQ 1とベース駆動回路G 1とパルス発生回路I 1、I 2とダミー抵抗R d mと逆流防止用ダイオードD 5、D 6と平滑効果を高めるリアクトルL d cとを具備することで、装置の大型化や部品点数の増加に伴うコストUPを招くという課題を有していた。

10

【0016】

本発明は上記従来の課題を解決するものであり、小型・軽量・低コストでありながら、モータの駆動性能も悪化させることのない高品位なモータ駆動用インバータ制御装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0017】

上記課題を解決するために、本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとモータと前記インバータの動作をコントロールする制御演算部とを備え、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続されるリアクタで構成され、前記インバータの直流母線には母線電流検出手段と、前記インバータの直流母線間にはコンデンサとインバータ印加電圧検出手段を配し、前記制御演算部には、前記母線電流検出手段で得られる母線電流から前記モータの回生電流が流れている期間を判別する回生期間判別部と、前記モータが所定の回転数にて動作するのに必要な指示電圧を演算する指示電圧演算部と、前記インバータ印加電圧検出手段で得られるインバータ印加電圧値を基に前記指示電圧演算部で得られる指示電圧から前記インバータを動作するP W M信号に変換する第一のモードと任意に設定された電圧値を基に前記指示電圧演算部で得られる指示電圧から前記インバータを動作するP W M信号に変換する第二のモードを前記回生期間判別部での結果に応じて切替えるP W M信号生成部を設けたものである。

20

30

【0018】

これによって、小型・軽量・低コストのモータ駆動用インバータ制御装置を実現するとともに、モータからの回生電圧を抑制することで部品の過電圧による破壊を回避しつつ、モータ動作領域の拡大が図れる。

【発明の効果】

【0019】

本発明のモータ駆動用インバータ制御装置によれば、小型・軽量・低コストのモータ駆動用インバータ制御装置を実現することができる。

【0020】

40

さらに母線電流検出手段としてシャント抵抗などを利用すれば高価な電流センサなどを用いなくてもモータ相電流を認識できるため、ブラシレスモータのセンサレスベクトル制御が可能になり、モータ電流を正弦波状に通電させることでシステムの低騒音・低振動化が図れるという効果を奏する。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

第1の発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとモータと前記インバータの動作をコントロールする制御演算部とを備え、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続されるリアクタで構成され、前記インバータの直流母線には母線電流検出手段と、

50

前記インバータの直流母線間にはコンデンサとインバータ印加電圧検出手段を配し、前記制御演算部には、前記母線電流検出手段で得られる母線電流から前記モータの回生電流が流れている期間を判別する回生期間判別部と、前記モータが所定の回転数にて動作するのに必要な指示電圧を演算する指示電圧演算部と、前記インバータを動作するPWM信号を生成するPWM信号生成部を設け、前記インバータ印加電圧検出手段で得られるインバータ印加電圧値を基に前記指示電圧演算部で得られる指示電圧から前記インバータを動作するPWM信号に変換する第一のモードと任意に設定された電圧値を基に前記指示電圧演算部で得られる指示電圧から前記インバータを動作するPWM信号に変換する第二のモードを前記回生期間判別部での結果に応じて前記PWM信号生成部において切替えるものである。

10

【0022】

これにより、小型・軽量・低コストでありながらモータ駆動性能を劣化させることなくコントロールしつつ、モータからの回生電圧を抑制することで過電圧による部品破壊のない信頼性の高いモータ駆動用インバータ制御装置を実現することができる。

【0023】

第2の発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとモータと前記インバータの動作をコントロールする制御演算部とを備え、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続されるリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間にはコンデンサとインバータ印加電圧検出手段を配し、前記制御演算部には、前記インバータ印加電圧検出手段で得られるインバータ印加電圧値の時系列変化から交流電源電圧の位相を演算する電源位相演算部と、前記モータが所定の回転数にて動作するのに必要な指示電圧を演算する指示電圧演算部と、前記インバータを動作するPWM信号を生成するPWM信号生成部を設け、前記インバータ印加電圧検出手段で得られるインバータ印加電圧値を基に前記指示電圧演算部で得られる指示電圧から前記インバータを動作するPWM信号に変換する第一のモードと任意に設定された電圧値を基に前記指示電圧演算部で得られる指示電圧から前記インバータを動作するPWM信号に変換する第二のモードを前記電源位相演算部で得られる交流電源電圧の位相に応じて前記PWM信号生成部において切替えるものである。

20

【0024】

これにより、インバータの母線電流を検出する手段がない場合においても第1の発明と同様の小型・軽量・低コストでありながら信頼性の高いモータ駆動用インバータ制御装置を実現することができる。

30

【0025】

第3の発明は、特に、第1または第2の発明のモータ駆動用インバータ制御装置において、リアクタとコンデンサとの共振周波数を電源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定するものであり、電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることができる。

【0026】

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照しながら説明する。なお、この実施の形態によって本発明が限定されるものではない。

40

【0027】

(実施の形態1)

本発明の第1の実施の形態を示すモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図1に示す。

【0028】

モータ駆動用インバータ制御装置は、交流電源1、交流電力を直流電力に変換するダイオードブリッジ7、2mH以下の小容量リアクタ11、100 μ F以下の小容量コンデンサ12、ブラシレスモータ3に供給する駆動電圧を生成、出力するインバータ2及びインバータ2を制御する制御部6を有する。

【0029】

50

ブラシレスモータ 3 は、中性点を中心に Y 結線された 3 相巻線 4 u , 4 v , 4 w が取付けられた固定子 4 と、磁石が装着された回転子 5 とからなる。U 相巻線 4 u の非結線端に U 相端子 8 u が、V 相巻線 4 v の非結線端に V 相端子 8 v が、W 相巻線 4 w の非結線端に W 相端子 8 w が接続されている。

【 0 0 3 0 】

インバータ 2 は一対のスイッチング素子からなるハーフブリッジ回路を U 相用 , V 相用 , W 相用として 3 相分有する。ハーフブリッジ回路の一対のスイッチング素子は、小容量コンデンサ 1 2 の高圧側端と低圧側端の間に直列接続され、ハーフブリッジ回路に直流電圧が印加される。

【 0 0 3 1 】

U 相用のハーフブリッジ回路は、高圧側（上アーム）のスイッチング素子 1 3 u 及び低圧側（下アーム）のスイッチング素子 1 3 x よりなる。V 相用のハーフブリッジ回路は、高圧側スイッチング素子 1 3 v 及び低圧側スイッチング素子 1 3 y よりなる。W 相用のハーフブリッジ回路は、高圧側スイッチング素子 1 3 w 及び低圧側スイッチング素子 1 3 z よりなる。

【 0 0 3 2 】

また、各スイッチング素子と並列にフリーホイールダイオード 1 4 u , 1 4 v , 1 4 w , 1 4 x , 1 4 y , 1 4 z が接続されている。

【 0 0 3 3 】

インバータ 2 におけるスイッチング素子 1 3 u とスイッチング素子 1 3 x の相互接続点、スイッチング素子 1 3 v とスイッチング素子 1 3 y の相互接続点、スイッチング素子 1 3 w とスイッチング素子 1 3 z の相互接続点にブラシレスモータ 3 の端子 8 u , 8 v , 8 w がそれぞれ接続される。

【 0 0 3 4 】

インバータ 2 に印加されている直流電圧は、上述したインバータ 2 内のスイッチング素子のスイッチング動作によって三相の交流電圧に変換され、それによりブラシレスモータ 3 が駆動される。また、インバータ 2 の母線には母線電流検出器 1 5 が配されている。

【 0 0 3 5 】

制御部 6 は、マイクロコンピュータやシステム L S I 等により構成可能なもので、P W M 信号生成部 9、ベースドライバ 1 0、相電流変換部 2 0、モータ位相推定部 1 7、回転子速度検出部 1 8、指示電圧演算部 1 9、回生期間判別部 2 1 の各機能ブロックを有している。

【 0 0 3 6 】

相電流変換部 2 0 は母線電流検出器 1 5 に流れるインバータ母線電流を観察し、そのインバータ母線電流をブラシレスモータ 3 の相電流に変換する。モータ位相推定部 1 7 は、相電流変換部 2 0 により変換されたブラシレスモータ 3 の相電流と、P W M 信号生成部 9 で演算される出力電圧と、インバータ印加電圧検出手段 1 6 により検出されるインバータ 2 への印加電圧の情報により、ブラシレスモータ 3 の位相を推定する。

【 0 0 3 7 】

回転子速度検出部 1 8 は、推定された位相からブラシレスモータ 3 の速度を推定する。指示電圧演算部 1 9 では推定されたブラシレスモータ 3 の速度と目標速度との偏差情報に基づいて回転子速度が目標速度となるように通電すべき指示電圧を P I 演算などを用いて導出し、P W M 信号生成部 9 がブラシレスモータ 3 を駆動するための P W M 信号を生成する。

【 0 0 3 8 】

P W M 信号生成部 9 における P W M 信号の生成は、例えばインバータ印加電圧が 2 0 0 V の状況において、U 相の指示電圧が 1 5 0 V、V 相の指示電圧が 1 0 0 V、W 相の指示電圧が 0 V であった場合、各相の P W M 信号のデューティ（P W M 信号のキャリア周期における上アームスイッチング素子がオンである状態の時間比率）は、U 相が 7 5 %、V 相が 5 0 %、W 相が 0 % となる。

10

20

30

40

50

【0039】

すなわち、各相の指示電圧をインバータ印加電圧で除算した結果がPWM信号のデューティとなる。また、各相の指示電圧がインバータ印加電圧を上回る場合には、PWM信号のデューティは100%となる。

【0040】

上述のように求められたPWM信号は、最終的にベースドライバ10に出力され、各スイッチング素子13u, 13v, 13w, 13x, 13y, 13zはPWM信号に従い駆動され、正弦波状の交流を生成する。このように本実施例では、正弦波状の相電流を流すことによりブラシレスモータ3の正弦波駆動を実現している。

【0041】

次に、図2～図4を用いてインバータ母線に流れる電流においてブラシレスモータ3の相電流が現れる様子を説明する。

【0042】

図2は、ブラシレスモータ3の各相巻線に流れる相電流の状態と、60°毎の電気角の各区間における各相巻線に流れる電流の方向とを示した図である。図2を参照すると、電気角0～60°の区間においては、U相巻線4uとW相巻線4wには非結線端から中性点に向けて、V相巻線4vには中性点から非結線端に向けて電流が流れている。

【0043】

また、電気角60～120°の区間においては、U相巻線4uには非結線端から中性点に向けて、V相巻線4vとW相巻線4wには中性点から非結線端に向けて電流が流れている。以降、電気角60°毎に各相の巻線に流れる相電流の状態が変化していく様子が示されている。

【0044】

例えば、図2において電気角30°の時にPWM信号生成部9で生成された半キャリア周期分のPWM信号が図3のように変化する場合を考える。ここで、図3において、信号「U」は上アームスイッチング素子13uを、信号「V」は上アームスイッチング素子13vを、信号「W」は上アームスイッチング素子13wを、信号「X」は下アームスイッチング素子13xを、信号「Y」は下アームスイッチング素子13yを、信号「Z」は下アームスイッチング素子13zを動作させる信号を示す。これらの信号はアクティブ・ハイで動作する。

【0045】

図3の場合、インバータ母線には、タイミング(1)では、図4(a)に示すように電流が現れず、タイミング(2)では図4(b)に示すようにU相巻線4uに流れる電流(U相電流)が現れ、タイミング(3)では図4(c)に示すようにW相巻線4wに流れる電流(W相電流)が現れる。

【0046】

タイミング(3)におけるインバータ母線の電流は、コンデンサ12の低圧側端からインバータ2を介してコンデンサ12の高圧側端へと流れる方向であり、ブラシレスモータ3において発生した電気エネルギーがコンデンサ12に戻される回生状態を示している。

【0047】

なお、タイミング(4)とタイミング(5)は、スイッチング素子の動作遅れによりインバータ上下アームが短絡するのを防止するためのデッドタイム期間であり、この期間におけるインバータ母線に流れる電流は、各相電流の流れる向きによって不定である。

【0048】

図5は、本発明のモータ駆動用インバータ制御装置の第1の動作結果であり、交流電源1の電源電圧と、ブラシレスモータ3の駆動時におけるインバータ印加電圧と、母線電流検出器15に流れるインバータ母線電流の波形を示している。

【0049】

本発明におけるコンデンサ12は極めて容量の小さいものを用いているため、ブラシレスモータ3に電流が流れるとインバータ印加電圧は電源周波数 f_s (=50Hz)の2倍

10

20

30

40

50

の周期 (= 1 0 m s e c) で大きく脈動する。

【 0 0 5 0 】

母線電流検出器 1 5 に流れるインバータ母線電流の波形は、インバータ 2 からコンデンサ 1 2 の低圧側端へと流れる方向を正として、逆に、コンデンサ 1 2 の低圧側端からインバータ 2 へと流れる方向を負として表示しており、インバータ 2 内の各スイッチング素子 1 3 u , 1 3 v , 1 3 w , 1 3 x , 1 3 y , 1 3 z の動作に応じてパルス状の波形となっている。

【 0 0 5 1 】

インバータ母線電流が負となる期間 (図 5 中の T 1) は、電気エネルギーがコンデンサ 1 2 に戻される回生状態であり、コンデンサ 1 2 の容量が極めて小さいため、インバータ印加電圧はゼロ付近に落ち込まずに、跳ね上っている。

10

【 0 0 5 2 】

ここで、回生状態である図 5 中 T 1 期間の P W M 信号生成部 9 における P W M 信号の生成について説明する。

【 0 0 5 3 】

前述したように、P W M 信号生成部 9 における P W M 信号の生成は、各相の指示電圧をインバータ印加電圧で除算することによって求められるが、回生状態である図 5 中 T 1 期間においてはインバータ印加電圧が大きいため、P W M 信号のデューティは少なく演算される。

【 0 0 5 4 】

ところが、この図 5 中の T 1 期間に関しては、交流電源 1 の電源電圧はゼロクロス付近であり、交流電源 1 からの電気エネルギーを有効にブラシレスモータ 3 へと伝達するには、P W M 信号のデューティは大きくなければならない期間である。

20

【 0 0 5 5 】

すなわち、本来であれば交流電源 1 からの電気エネルギーを十分に確保できず、P W M 信号のデューティを大きくしなければならない期間において、回生によるインバータ印加電圧の上昇により P W M 信号のデューティを少なく演算してしまっただけでブラシレスモータ 3 への励磁を不足させてしまい、トルク不足によって動作領域を狭めてしまうことになる。

【 0 0 5 6 】

そこで、上述した問題を解消すべく制御部 6 に母線電流検出器 1 5 に流れるインバータ母線電流からブラシレスモータ 3 の回生電流が流れている期間を判別する回生期間判別部 2 1 を設けて、回生期間においては P W M 信号生成部 9 での P W M 信号の生成を、各相の指示電圧をインバータ印加電圧で除算する第一のモードではなく、任意に設定した電圧値で除算する第二のモードによって求めるようにした。

30

【 0 0 5 7 】

この任意に設定した電圧値は、回生によって跳ね上るインバータ印加電圧よりも小さい値としており、具体的に、図 5 に示した時と同条件で、任意に設定した電圧値を 2 0 V にしたときの動作結果を図 6 に示す。

【 0 0 5 8 】

図 6 に示す動作でのインバータ印加電圧は、インバータ母線電流が負となる T 2 の期間が始まるとともに約 2 0 V から約 3 6 0 V 付近まで上昇しているが、この期間においては、P W M 信号生成部 9 での P W M 信号の生成を、各相の指示電圧を任意に設定した電圧値 2 0 V で除算することによって求めるようにしたため、P W M 信号のデューティは図 5 中 T 1 期間のときよりも大きいものとなっている。

40

【 0 0 5 9 】

そのため、回生が発生する状態ではあるが、交流電源 1 からの電気エネルギーを可能な限りブラシレスモータ 3 へ伝えることができ、図 5 に示した動作のときよりもインバータ印加電圧を 5 0 V 程度抑制することができている。

【 0 0 6 0 】

また、回生期間 (T 1 , T 2) が終了した後も、図 5 に示した動作に比べて図 6 に示し

50

た動作の方が回生電圧の収束が早く、交流電源 1 の電源電圧ゼロクロス付近におけるインバータ印加電圧が跳ね上っている全体的な期間を短くすることもできているのが分かる。

【0061】

上述してきたように、本発明のモータ駆動用インバータ制御装置によれば、回生期間において各相の指示電圧をインバータ印加電圧よりも小さい任意に設定した電圧値で行うことで PWM 信号のデューティを大きくし、モータへの励磁を可能な限り行い、回生状態を極力少なくすることによって、インバータ印加電圧の跳ね上がりを抑制することができる。

【0062】

さらに、回生期間後の各相の指示電圧をインバータ印加電圧で除算することによって PWM 信号を生成するモードに切り替わってもインバータ印加電圧の跳ね上がりが少なければ、デューティを大きく演算し、モータへの励磁を最大限引き出せ、トルク不足なく動作領域を拡大することが可能である。

【0063】

また、モータから回生状態を極力少なくすることによって、インバータ印加電圧の跳ね上がりを抑制することで過電圧による部品破壊のない信頼性の高いモータ駆動用インバータ制御装置を実現することができる。

【0064】

なお、上述の回生期間における PWM 信号生成部 9 での PWM 信号の生成で、任意に設定した電圧値は一定値で説明したが、交流電源 1 の電源電圧を想定した値をテーブル化し、それを参照するなど変化させた値であってもよい。

【0065】

(実施の形態 2)

本発明の第 2 の実施の形態を示すモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図 7 に示す。

【0066】

モータ駆動用インバータ制御装置は、交流電源 1、交流電力を直流電力に変換するダイオードブリッジ 7、2 mH 以下の小容量リアクタ 11、100 μ F 以下の小容量コンデンサ 12、ブラシレスモータ 3 に供給する駆動電圧を生成、出力するインバータ 2 及びインバータ 2 を制御する制御部 6 を有する。

【0067】

ブラシレスモータ 3 は、中性点を中心に Y 結線された 3 相巻線 4u, 4v, 4w が取付けられた固定子 4 と、磁石が装着された回転子 5 と、回転子 5 の位置情報を検出する位置センサ 24 からなる。U 相巻線 4u の非結線端に U 相端子 8u が、V 相巻線 4v の非結線端に V 相端子 8v が、W 相巻線 4w の非結線端に W 相端子 8w が接続されている。

【0068】

インバータ 2 は一対のスイッチング素子からなるハーフブリッジ回路を U 相用, V 相用, W 相用として 3 相分有する。ハーフブリッジ回路の一対のスイッチング素子は、小容量コンデンサ 12 の高圧側端と低圧側端の間に直列接続され、ハーフブリッジ回路に直流電圧が印加される。

【0069】

U 相用のハーフブリッジ回路は、高圧側 (上アーム) のスイッチング素子 13u 及び低圧側 (下アーム) のスイッチング素子 13x よりなる。V 相用のハーフブリッジ回路は、高圧側スイッチング素子 13v 及び低圧側スイッチング素子 13y よりなる。W 相用のハーフブリッジ回路は、高圧側スイッチング素子 13w 及び低圧側スイッチング素子 13z よりなる。

【0070】

また、各スイッチング素子と並列にフリーホイールダイオード 14u, 14v, 14w, 14x, 14y, 14z が接続されている。

【0071】

10

20

30

40

50

インバータ 2 におけるスイッチング素子 1 3 u とスイッチング素子 1 3 x の相互接続点、スイッチング素子 1 3 v とスイッチング素子 1 3 y の相互接続点、スイッチング素子 1 3 w とスイッチング素子 1 3 z の相互接続点にブラシレスモータ 3 の端子 8 u , 8 v , 8 w がそれぞれ接続される。

【 0 0 7 2 】

インバータ 2 に印加されている直流電圧は、上述したインバータ 2 内のスイッチング素子のスイッチング動作によって三相の交流電圧に変換され、それによりブラシレスモータ 3 が駆動される。

【 0 0 7 3 】

制御部 6 は、マイクロコンピュータやシステム L S I 等により構成可能なもので、P W M 信号生成部 9、ベースドライバ 1 0、モータ位相演算部 2 2、回転子速度検出部 1 8、指示電圧演算部 1 9、電源位相演算部 2 3 の各機能ブロックを有する。

10

【 0 0 7 4 】

電源位相演算部 2 3 では、インバータ印加電圧検出手段 1 6 で得られるインバータ印加電圧値の時系列変化から交流電源電圧の位相を演算する。具体的には、インバータ印加電圧検出手段 1 6 で得られるインバータ印加電圧値のピーク値の時間間隔から交流電源 1 の電源周波数を求め、以降は、インバータ印加電圧値のピーク値からの経過時間を 0 ~ 3 6 0 ° までの位相情報に変換演算するようにした。

【 0 0 7 5 】

モータ位相演算部 2 2 は、位置センサ 2 4 で検出された位置情報によりブラシレスモータ 3 の位相を演算する。

20

【 0 0 7 6 】

さらに、回転子速度検出部 1 8 は、演算された位相からブラシレスモータ 3 の速度を推定する。

【 0 0 7 7 】

指示電圧演算部 1 9 では、推定されたブラシレスモータ 3 の速度と目標速度との偏差情報に基づいて回転子速度が目標速度となるように通電すべき指示電圧を P I 演算などを用いて導出し、P W M 信号生成部 9 がブラシレスモータ 3 を駆動するための P W M 信号を生成する。

【 0 0 7 8 】

P W M 信号生成部 9 では、第 1 の実施の形態にも示した各相の指示電圧をインバータ印加電圧で除算した結果が P W M 信号のデューティとなる第一のモードと、各相の指示電圧をインバータ印加電圧よりも小さい任意に設定した電圧値で除算した結果が P W M 信号のデューティとなる第二のモードの切替えを、電源位相演算部 2 3 で得られる交流電源電圧の位相に応じて行う。

30

【 0 0 7 9 】

具体的には、交流電源電圧のゼロクロス付近における位相においては第二のモードで、それ以外は第一のモードで動作するようにしている。

【 0 0 8 0 】

P W M 信号は、最終的にベースドライバ 1 0 に出力され、各スイッチング素子 1 3 u , 1 3 v , 1 3 w , 1 3 x , 1 3 y , 1 3 z は P W M 信号に従い駆動され、正弦波状の交流を生成する。

40

【 0 0 8 1 】

これによって、インバータ母線電流の回生期間を検出することができないようなシステムにおいても、容易に第 1 の実施の形態に示したような効果を得ることができる。

【 0 0 8 2 】

以下、本発明に係る小容量コンデンサおよび小容量リアクタの仕様決定に関する具体的な方法について以下に説明する。

【 0 0 8 3 】

本発明のモータ駆動用インバータ制御装置では、電源電流の高調波成分を抑制して I E

50

C規格をクリアするために、小容量コンデンサと小容量リアクタとの共振周波数 f_{LC} (LC共振周波数) を電源周波数 f_s の40倍よりも大きくなるように小容量コンデンサと小容量リアクタの組み合わせを決定する。

【0084】

ここで、小容量コンデンサの容量を C [F]、小容量リアクタのインダクタンス値を L [H] とすると、LC共振周波数 f_{LC} は次式のように表される。

【0085】

【数1】

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

10

【0086】

即ち、 $f_{LC} > 40f_s$ を満たすように小容量コンデンサと小容量リアクタの組み合わせを決定するものである (IEC規格では電源電流の高調波成分において第40次高調波まで規定されているため)。

【0087】

以上により、小容量コンデンサおよび小容量リアクタの組み合わせを決定することで、電源電流の高調波成分を抑制して、IEC規格をクリアすることが可能となる。

20

【0088】

なお、実施の形態1から実施の形態3で説明した本発明は、インバータ回路を使用してモータを駆動するモータ駆動用インバータ制御装置に適用できる。

【0089】

例えば、インバータ回路を搭載した空気調和機、冷蔵庫、電気洗濯機、電気乾燥機、電気掃除機、送風機、ヒートポンプ給湯器等である。

【0090】

いずれの製品についても、モータ駆動用インバータ装置を小型化、軽量化することで、製品の設計の自由度が向上し、安価な製品を提供することができる。

30

【産業上の利用可能性】

【0091】

以上のように、本発明にかかるモータ駆動用インバータ制御装置は、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストのモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、モータ駆動性能を劣化させることなくコントロールしつつ、過電圧による部品破壊のない信頼性の高い装置とすることが可能で、小型のモータ駆動装置を必要とするAV機器 (特に小型機器) 等にも広く用いることができる。

【図面の簡単な説明】

【0092】

【図1】本発明の実施の形態1を示すモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

40

【図2】モータの相電流状態の時間的变化の一例、及び、電気角の各区間におけるモータの各相巻線での電流の状態を表す図

【図3】半キャリア周期におけるPWM信号の一例を表す図

【図4】(a)図3のタイミング(1)における電流の状態を表す図、(b)図3のタイミング(2)における電流の状態を表す図、(c)図3のタイミング(3)における電流の状態を表す図

【図5】本発明の実施の形態1における第1の動作結果を示す図

【図6】本発明の実施の形態1における第2の動作結果を示す図

【図7】本発明の実施の形態2を示すモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図8】従来のモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

50

【図9】従来のモータ駆動用インバータ制御装置における電源電流の高調波成分と電源周波数に対する次数との関係を示した線図

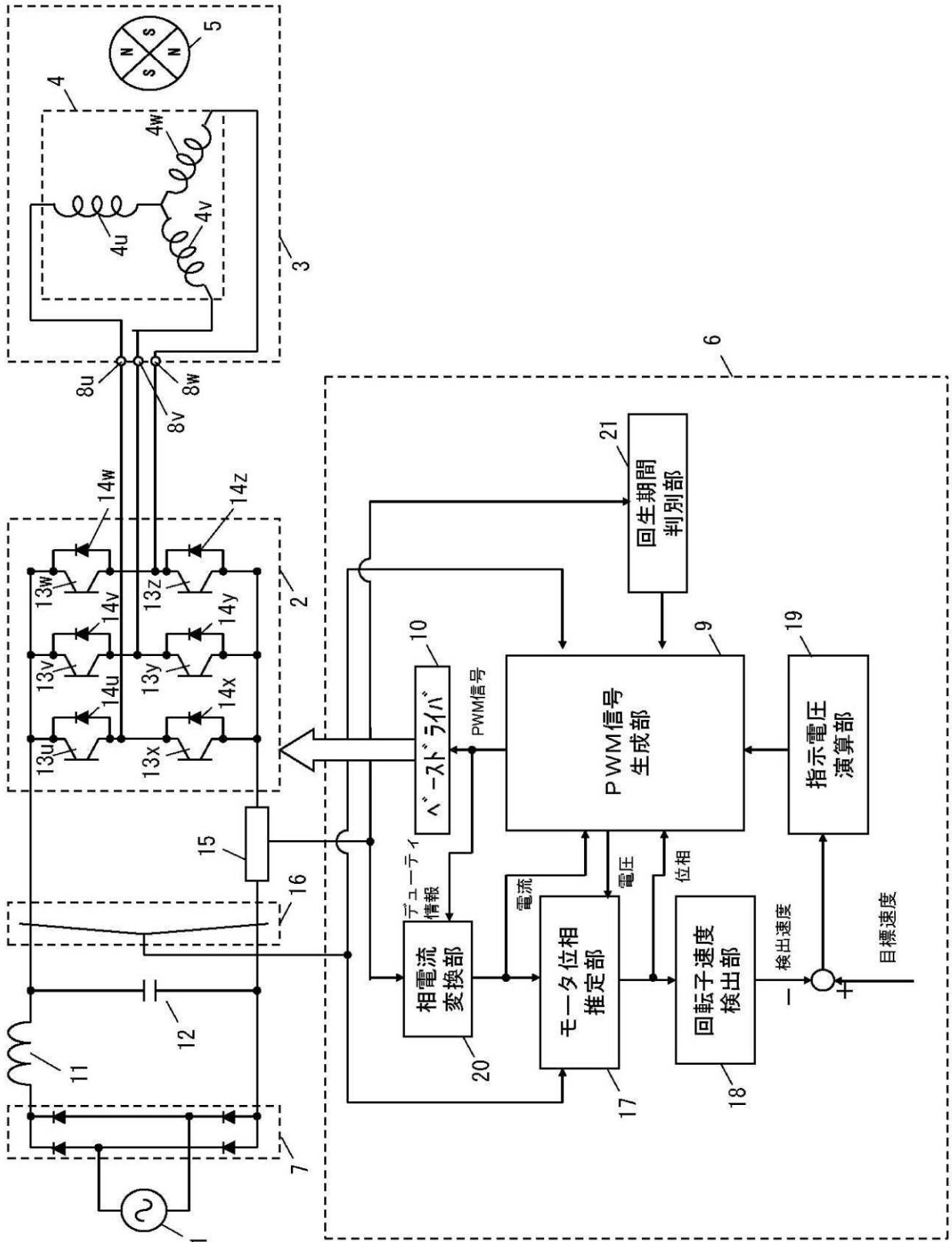
【図10】装置の大型化を抑制したままで高調波成分の低減と高力率化を達成することのできる従来の直流電源装置のブロック構成図

【符号の説明】

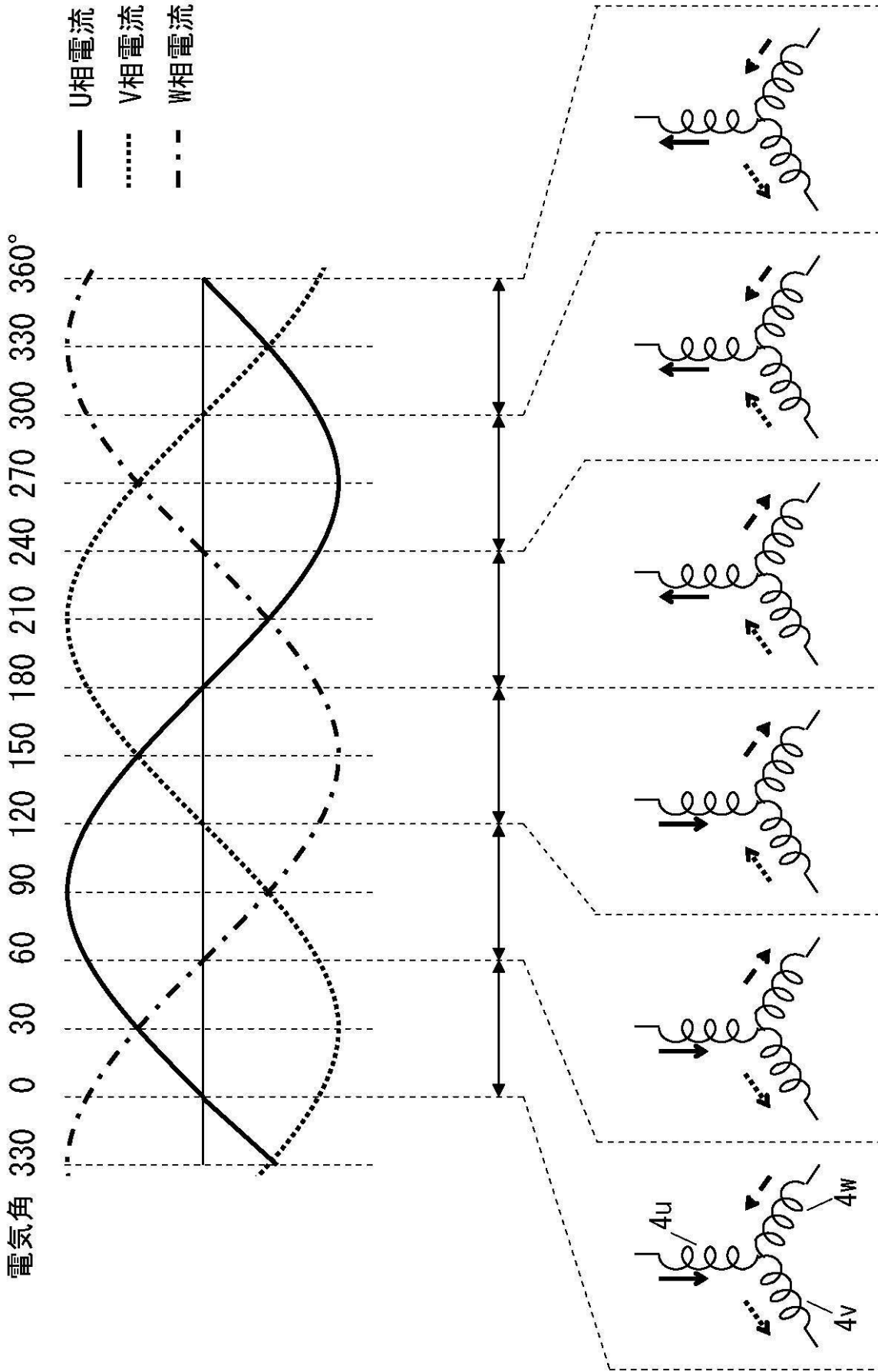
【0093】

- | | | |
|----------------------------------|---------------|----|
| 1 | 交流電源 | |
| 2 | インバータ | |
| 3 | ブラシレスモータ | |
| 4 | 固定子 | 10 |
| 4 u ~ 4 w | 巻線 | |
| 5 | 回転子 | |
| 6 | 制御部 | |
| 7 | ダイオードブリッジ | |
| 8 u ~ 8 w | 端子 | |
| 9 | PWM信号生成部 | |
| 10 | ベースドライバ | |
| 11 | 小容量リアクタ | |
| 12 | 小容量コンデンサ | |
| 13 u ~ 13 w | 上アームスイッチング素子 | 20 |
| 13 x ~ 13 z | 下アームスイッチング素子 | |
| 14 u ~ 14 w、14 x ~ 14 z | フリーホイールダイオード | |
| 15 | 母線電流検出器 | |
| 16 | インバータ印加電圧検出手段 | |
| 17 | モータ位相推定部 | |
| 18 | 回転子速度検出部 | |
| 19 | 指示電圧演算部 | |
| 20 | 相電流変換部 | |
| 21 | 回生期間判別部 | |
| 22 | モータ位相演算部 | 30 |
| 23 | 電源位相演算部 | |
| 24 | 位置センサ | |
| 111 | リアクタ | |
| 112 | 平滑コンデンサ | |
| 113 | 直流電源装置 | |
| D1 ~ D6 | ダイオード | |
| L _{in} 、L _{dc} | リアクトル | |
| C | 中間コンデンサ | |
| CD | 平滑コンデンサ | |
| Q1 | トランジスタ | 40 |
| G1 | ベース駆動回路 | |
| I1、I2 | パルス発生回路 | |
| RL | 負荷抵抗 | |
| R _{dm} | ダミー抵抗 | |

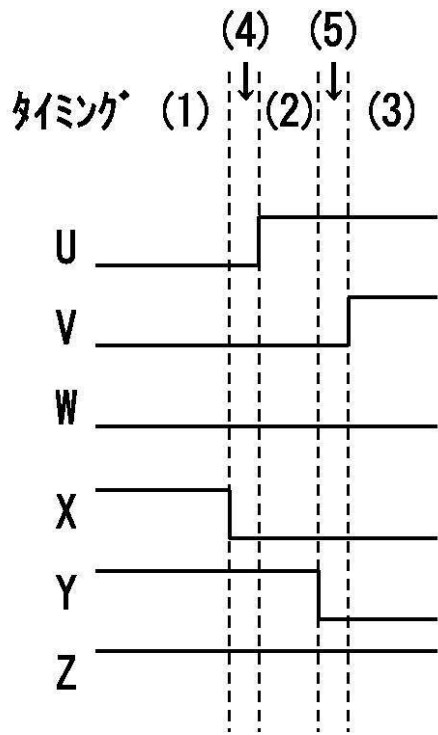
【図1】



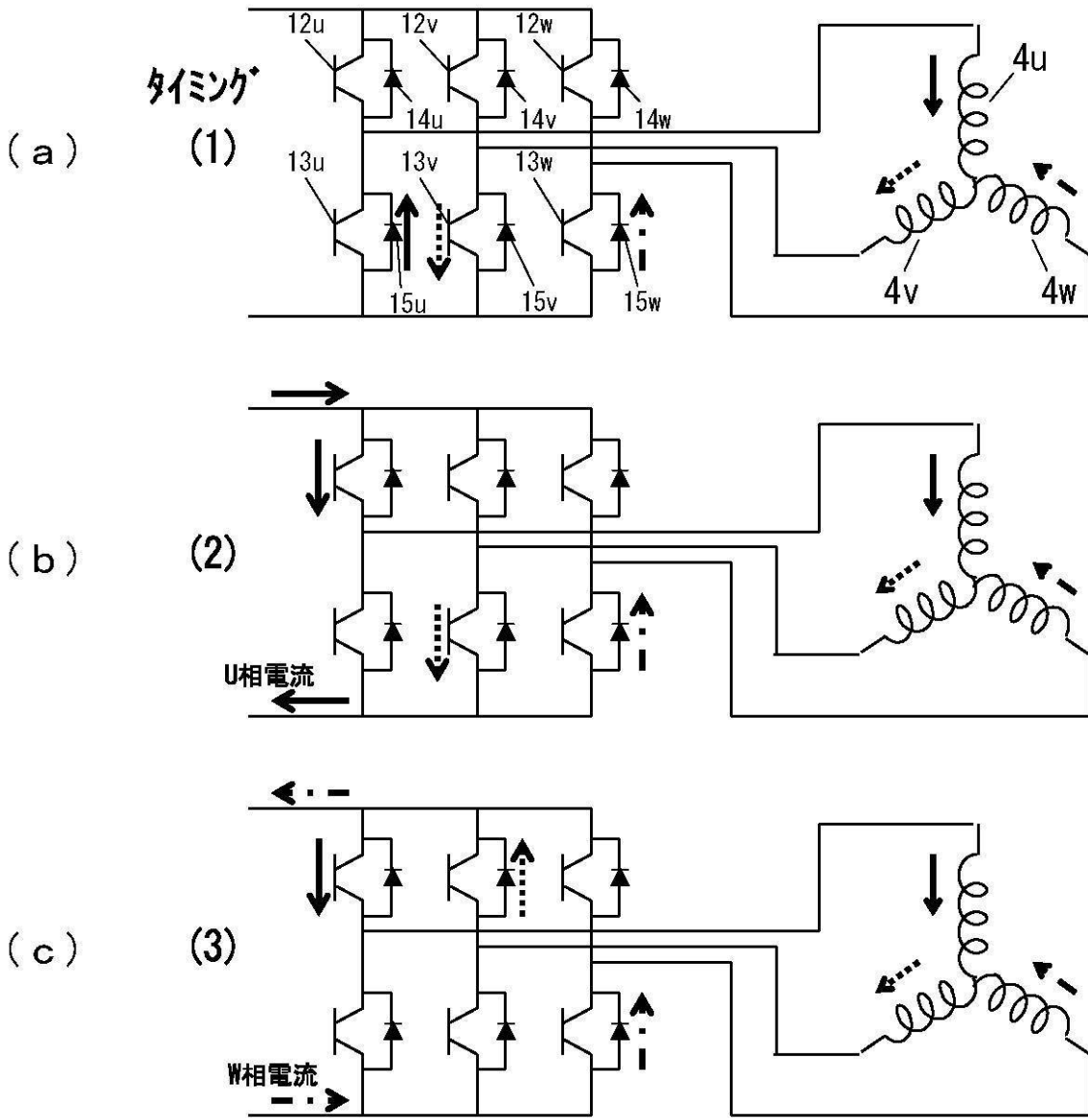
【 図 2 】



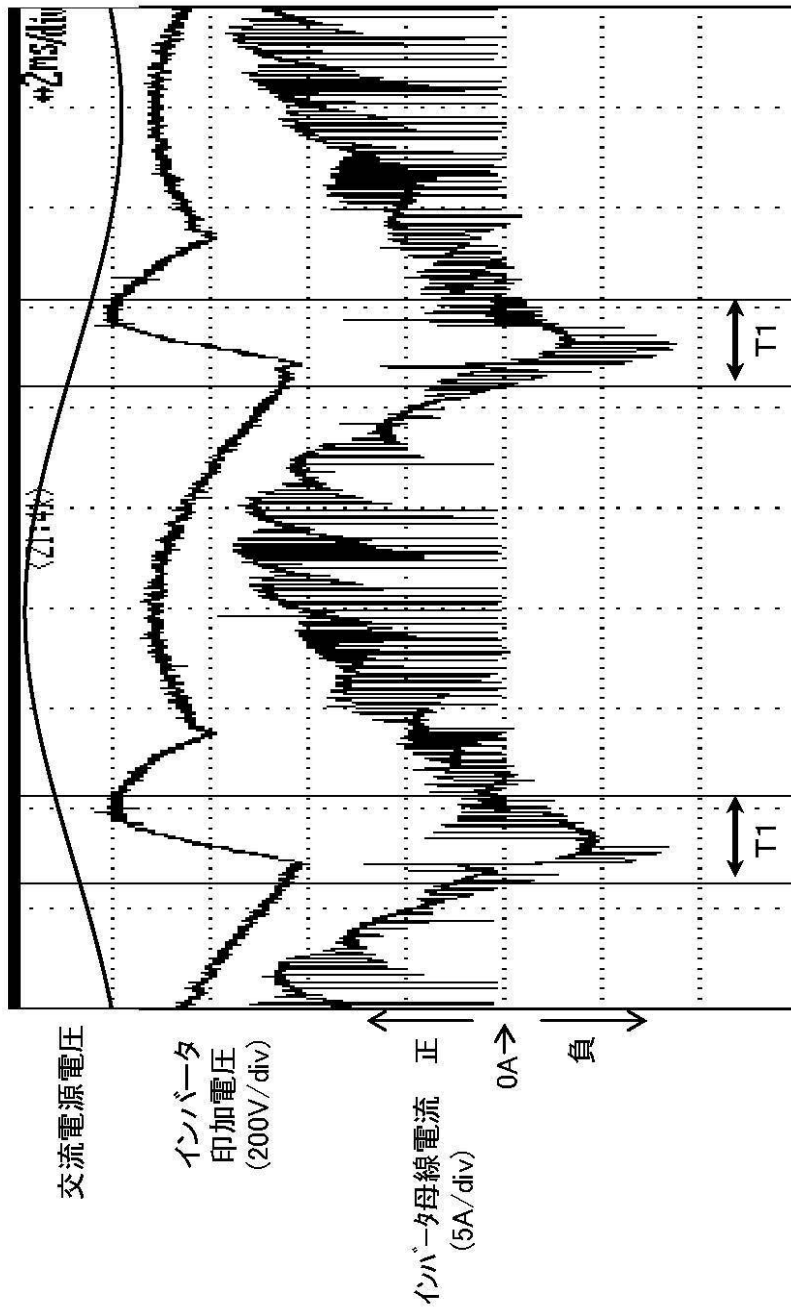
【 図 3 】



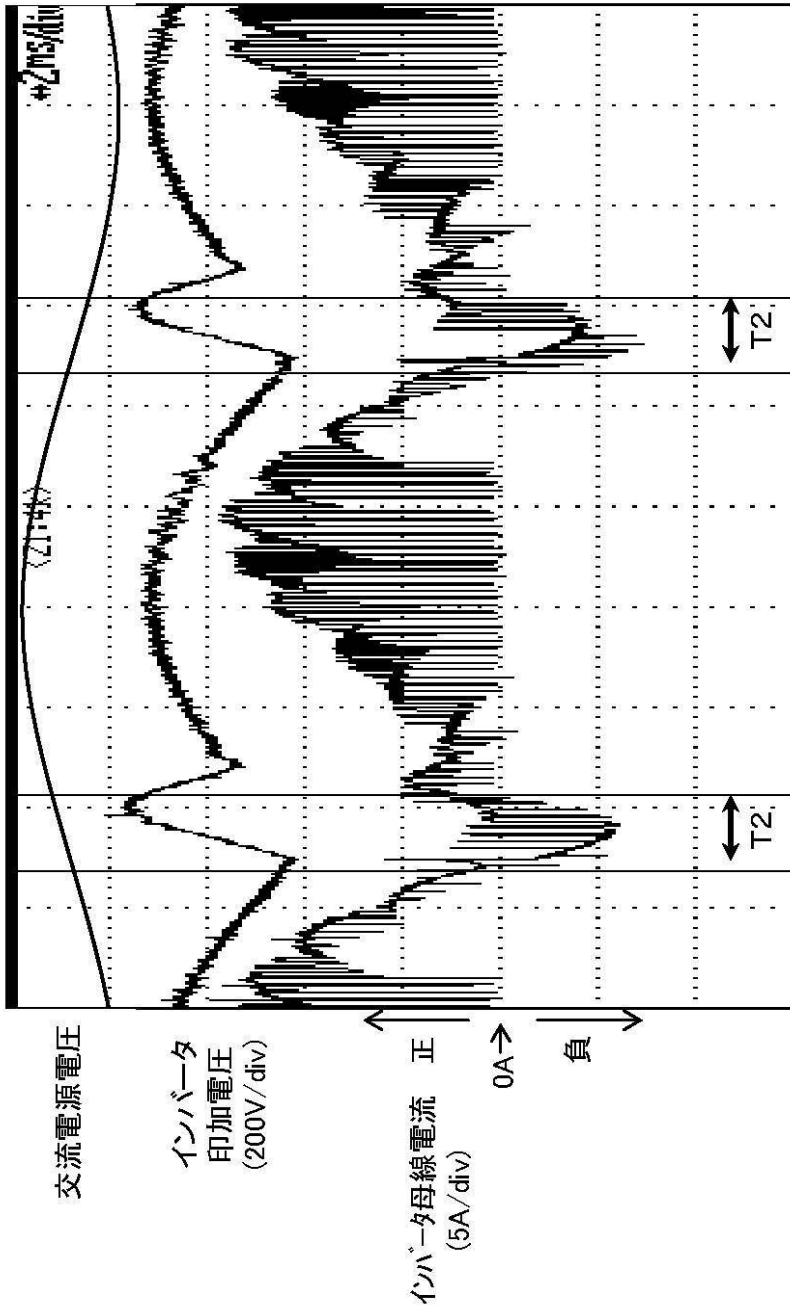
【 図 4 】



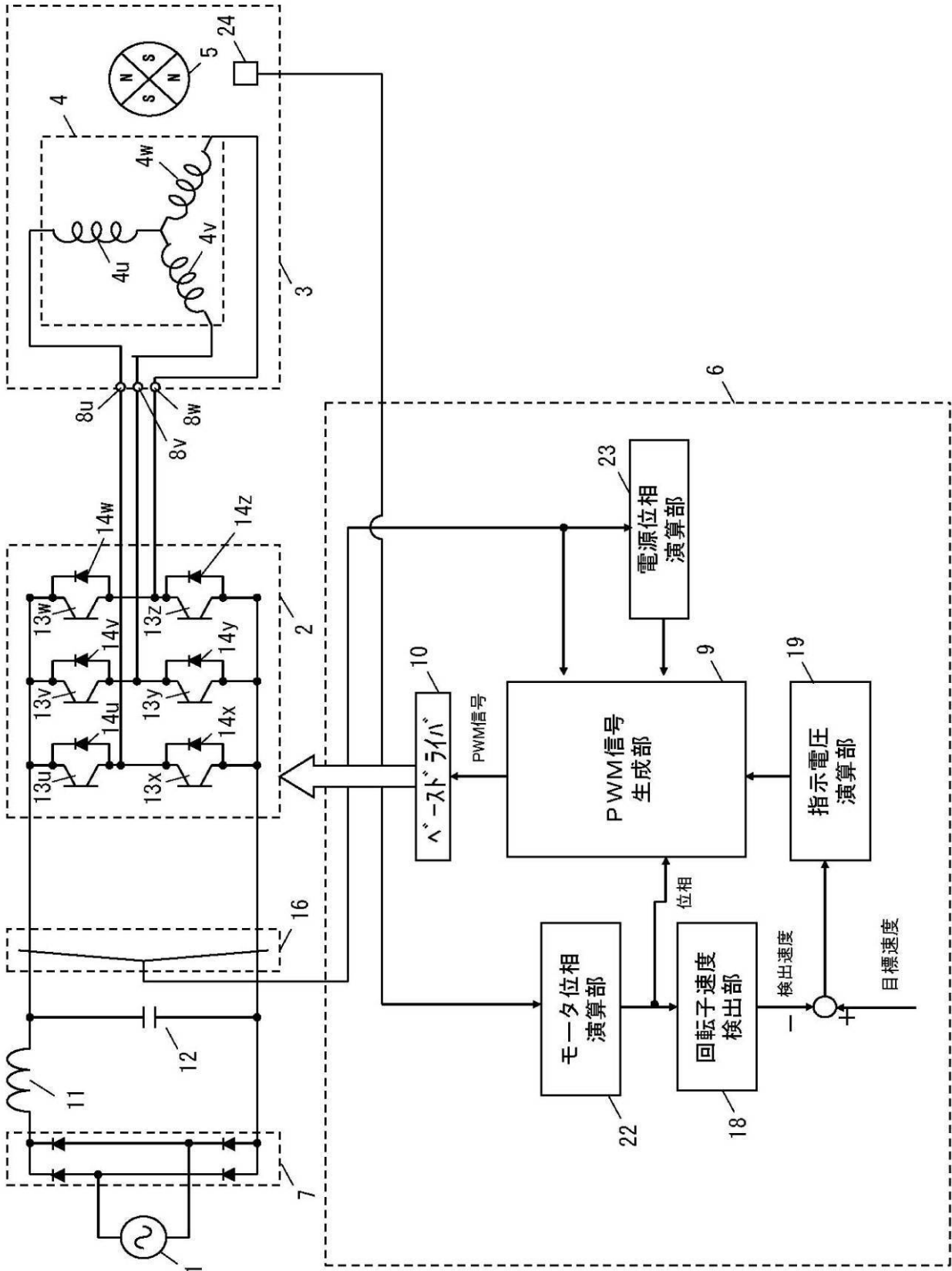
【 図 5 】



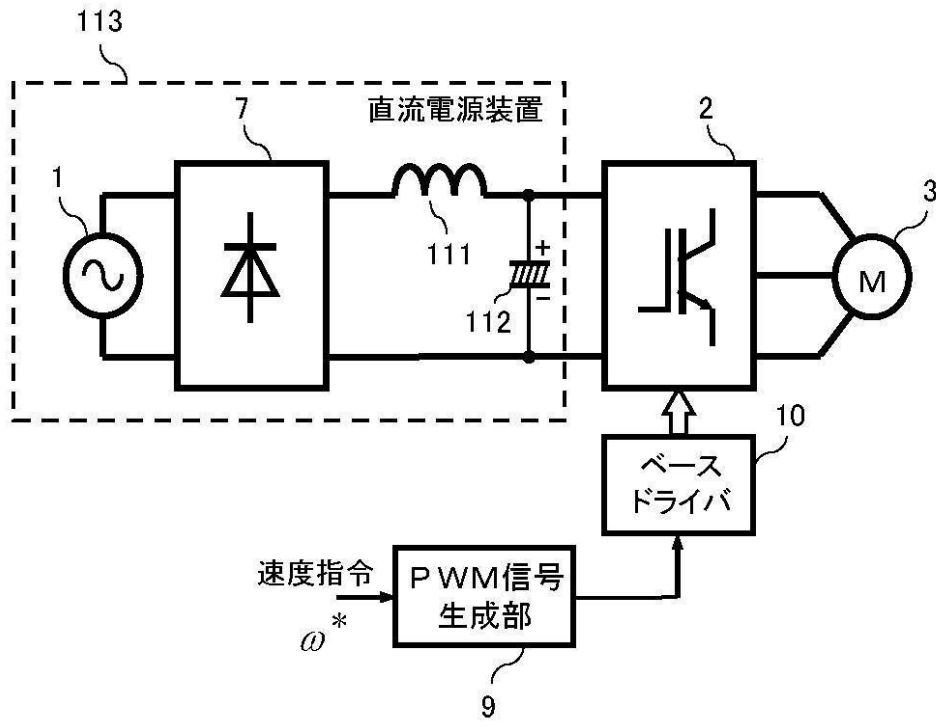
【 図 6 】



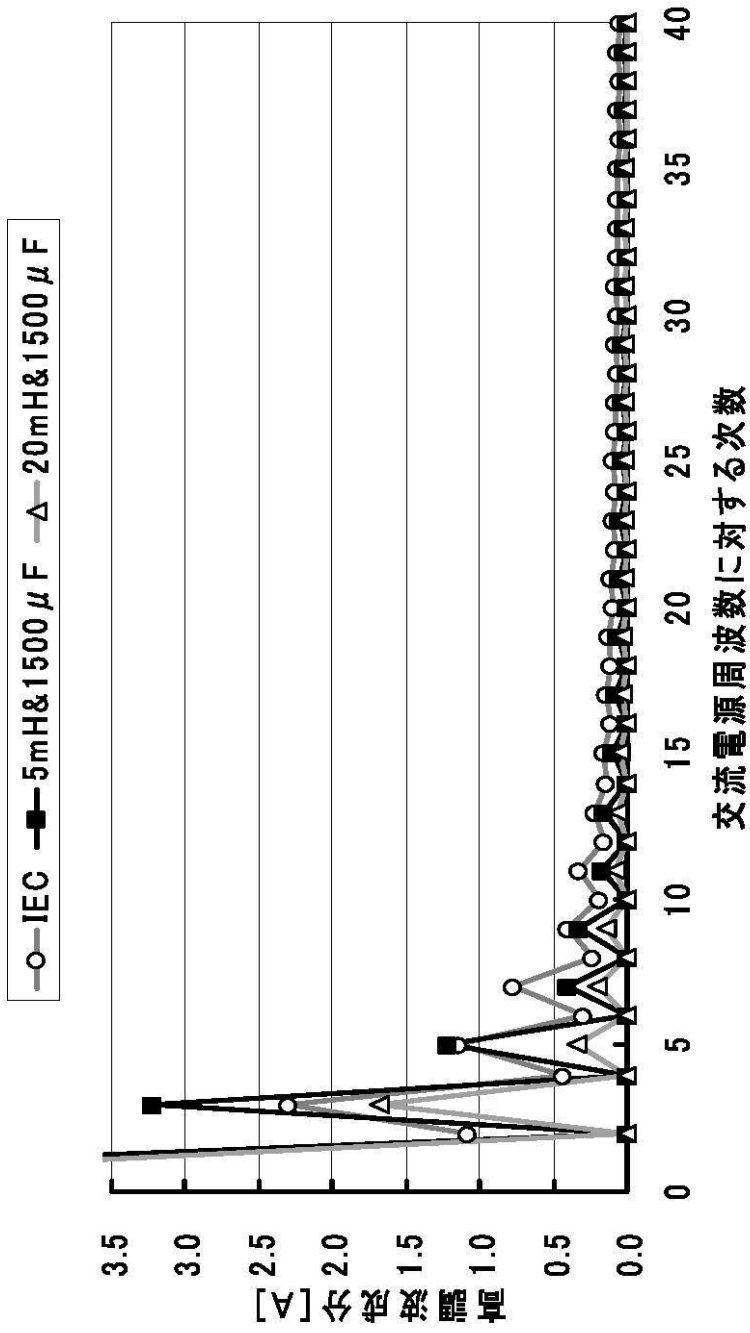
【図7】



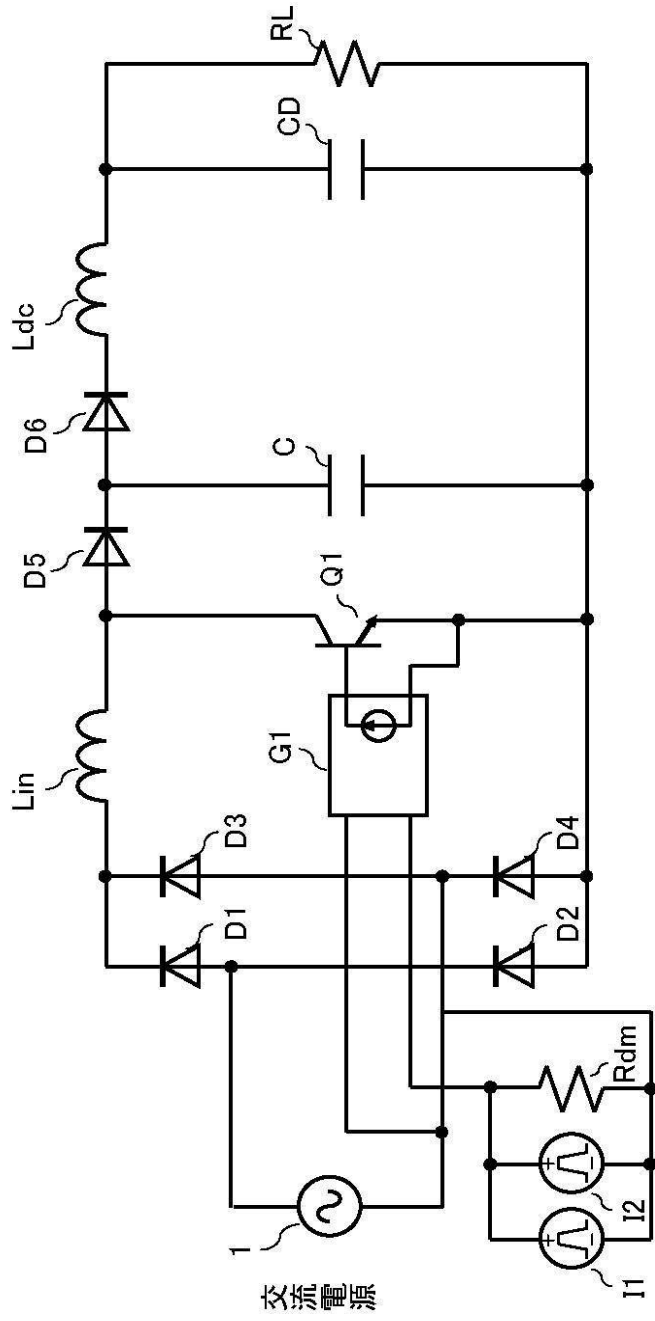
【 図 8 】



【図 9】



【 図 10 】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5H560 AA02 BB04 BB12 DA14 DB14 DC12 DC13 EB01 HB02 JJ03
RR01 RR10 SS06 UA02 XA02 XA04 XA12