

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6265345号
(P6265345)

(45) 発行日 平成30年1月24日(2018.1.24)

(24) 登録日 平成30年1月5日(2018.1.5)

(51) Int.Cl. F I
 HO2P 1/52 (2006.01) HO2P 1/52
 HO2P 27/06 (2006.01) HO2P 27/06

請求項の数 6 (全 30 頁)

(21) 出願番号	特願2015-502966 (P2015-502966)	(73) 特許権者	304021417
(86) (22) 出願日	平成26年2月26日 (2014.2.26)		国立大学法人東京工業大学
(86) 国際出願番号	PCT/JP2014/054729		東京都目黒区大岡山2丁目12番1号
(87) 国際公開番号	W02014/133026	(74) 代理人	100099759
(87) 国際公開日	平成26年9月4日 (2014.9.4)		弁理士 青木 篤
審査請求日	平成29年1月11日 (2017.1.11)	(74) 代理人	100092624
(31) 優先権主張番号	特願2013-41230 (P2013-41230)		弁理士 鶴田 準一
(32) 優先日	平成25年3月1日 (2013.3.1)	(74) 代理人	100114018
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		弁理士 南山 知広
		(74) 代理人	100165191
			弁理士 河合 章
		(74) 代理人	100151459
			弁理士 中村 健一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 速度センサレスモータ制御装置および速度センサレスモータ始動方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

直列接続された2つの半導体スイッチと前記2つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサとからなり前記2つの半導体スイッチのうち一方の半導体スイッチの各端子を出力端とするチョッパセルを、それぞれが備える第1および第2のアームであって、各前記第1および第2のアームにおいてそれぞれ同数の前記チョッパセルが、当該チョッパセルが有する前記出力端を介してカスケード接続された第1および第2のアームと、

第1の端子、第2の端子、および前記第1の端子と前記第2の端子との間の巻線上に位置する第3の端子を有する3端子結合リアクトルであって、前記第1の端子には前記第1のアームが、前記第2の端子には前記第2のアームが、前記第3の端子には駆動すべきモータが、それぞれ接続される3端子結合リアクトルと、
 を備えるインバータであって、前記第1および第2のアームの、前記3端子結合リアクトルが接続されない側の各端子に、直流電源電圧が印加されるインバータ、を用いて前記モータを始動させる速度センサレスモータ始動方法であって、

負荷トルクおよびモータトルクに応じてフィードフォワードで与えられる振幅指令値と、所定の期間にわたって0から所定の値まで増加する周波数指令値と、を用いて電流指令値を作成する電流指令値作成ステップと、

前記第3の端子から出力されるモータ駆動電流が前記電流指令値に追従するように制御することで前記モータを始動させるモータ始動制御ステップと、
 を備えることを特徴とする速度センサレスモータ始動方法。

【請求項 2】

直列接続された 2 つの半導体スイッチと前記 2 つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサとからなり前記 2 つの半導体スイッチのうち一方の半導体スイッチの各端子を出力端とするチョッパセルおよびリアクトルを、それぞれが備える第 1 および第 2 のアームであって、各前記第 1 および第 2 のアームにおいてそれぞれ同数の前記チョッパセルが、当該チョッパセルが有する前記出力端を介してカスケード接続されるとともに、前記リアクトルが、互いにカスケード接続された前記チョッパセル間の任意の位置に接続された第 1 および第 2 のアーム、を備えるインバータであって、前記第 1 および第 2 のアームの、互いが接続されない側の各端子に直流電源電圧が印加されるインバータ、を用いて前記第 1 のアームと前記第 2 のアームとの接続端子に接続された駆動すべきモータを始動させる速度センサレスモータ始動方法であって、

10

負荷トルクおよびモータトルクに応じてフィードフォワードで与えられる振幅指令値と、所定の期間にわたって 0 から所定の値まで増加する周波数指令値と、を用いて電流指令値を作成する電流指令値作成ステップと、

前記第 1 のアームと前記第 2 のアームとの接続端子から出力されるモータ駆動電流が前記電流指令値に追従するよう制御することで前記モータを始動させるモータ始動制御ステップと、

を備えることを特徴とする速度センサレスモータ始動方法。

【請求項 3】

各前記半導体スイッチは、

オン時に一方向に電流を通す半導体スイッチング素子と、

該半導体スイッチング素子に逆並列に接続された帰還ダイオードと、
を有する請求項 1 または 2 に記載の速度センサレスモータ始動方法。

20

【請求項 4】

直列接続された 2 つの半導体スイッチと前記 2 つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサとからなり前記 2 つの半導体スイッチのうち一方の半導体スイッチの各端子を出力端とするチョッパセルを、それぞれが備える第 1 および第 2 のアームであって、各前記第 1 および第 2 のアームにおいてそれぞれ同数の前記チョッパセルが、当該チョッパセルが有する前記出力端を介してカスケード接続された第 1 および第 2 のアームと、

第 1 の端子、第 2 の端子、および前記第 1 の端子と前記第 2 の端子との間の巻線上に位置する第 3 の端子を有する 3 端子結合リアクトルであって、前記第 1 の端子には前記第 1 のアームが、前記第 2 の端子には前記第 2 のアームが、前記第 3 の端子には駆動すべきモータが、それぞれ接続される 3 端子結合リアクトルと、

30

を備えるインバータであって、前記第 1 および第 2 のアームの、前記 3 端子結合リアクトルが接続されない側の各端子に、直流電源電圧が印加されるインバータ、を用いて前記モータを始動させる速度センサレスモータ始動装置であって、

負荷トルクおよびモータトルクに応じてフィードフォワードで与えられる振幅指令値と、所定の期間にわたって 0 から所定の値まで増加する周波数指令値と、を用いて電流指令値を作成する電流指令値作成手段と、

前記第 3 の端子から出力されるモータ駆動電流が前記電流指令値に追従するよう制御することで前記モータを始動させるモータ始動制御手段と、
を備えることを特徴とする速度センサレスモータ始動装置。

40

【請求項 5】

直列接続された 2 つの半導体スイッチと前記 2 つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサとからなり前記 2 つの半導体スイッチのうち一方の半導体スイッチの各端子を出力端とするチョッパセルおよびリアクトルを、それぞれが備える第 1 および第 2 のアームであって、各前記第 1 および第 2 のアームにおいてそれぞれ同数の前記チョッパセルが、当該チョッパセルが有する前記出力端を介してカスケード接続されるとともに、前記リアクトルが、互いにカスケード接続された前記チョッパセル間の任意の位置に接続された第 1 および第 2 のアーム、を備えるインバータであって、第 1 および第 2 のアームの

50

、互いが接続されない側の各端子に直流電源電圧が印加され、前記第1のアームと前記第2のアームとの接続端子にモータが接続されるインバータ、を用いて前記第1のアームと前記第2のアームとの接続端子に接続された駆動すべきモータを始動させる速度センサレスモータ始動装置であって、

負荷トルクおよびモータトルクに応じてフィードフォワードで与えられる振幅指令値と、所定の期間にわたって0から所定の値まで増加する周波数指令値と、を用いて電流指令値を作成する電流指令値作成手段と、

前記第1のアームと前記第2のアームとの接続端子から出力されるモータ駆動電流が前記電流指令値に追従するように制御することで前記モータを始動させるモータ始動制御手段と、

を備えることを特徴とする速度センサレスモータ始動装置。

【請求項6】

各前記半導体スイッチは、

オン時に一方向に電流を通す半導体スイッチング素子と、

該半導体スイッチング素子に逆並列に接続された帰還ダイオードと、

を有する請求項4または5に記載の速度センサレスモータ始動装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、モータを駆動するためのインバータを用いた速度センサレスモータ制御装置および速度センサレスモータ始動方法に関する。

【背景技術】

【0002】

大容量のファン、プロアあるいはコンプレッサなどの風量・水量制御に、インバータを用いた高圧交流モータ可変速ドライブ技術を導入することによって、従来のダンパ制御によるものに比べて大幅な省エネルギーを達成することができる。

【0003】

上述のような大型の負荷に対応すべくインバータの大容量化・高圧化の手法として、変換器用変圧器を用いた多重化方式がある。これに対し、近年、高耐圧化が可能なダイオードクランプ形マルチレベル変換器を用いたトランスレスモータドライブシステムが提案されている（例えば、非特許文献1参照。）。

【0004】

また、実装が容易で大容量・高圧用途に適したダブルスターチョッパセル（Double Star Chopper Cell：DSCC）方式のモジュラーマルチレベルカスケードインバータ（Modular Multilevel Cascade Inverter：MMCI、以下、単に「モジュラーマルチレベルインバータ」と称することがある。）が提案されている（例えば、特許文献1および非特許文献2参照。）。

【0005】

図16は、モジュラーマルチレベルインバータの主回路構成を示す回路図であり、図17は、モジュラーマルチレベルインバータの一構成要素であるチョッパセルを示す回路図、図18は、モジュラーマルチレベルインバータの一構成要素である3端子結合リアクトルを示す回路図である。以降、異なる図面において同じ参照符号が付されたものは同じ機能を有する構成要素であることを意味するものとする。また、各相の回路構成、動作原理および制御方法は同様であるため、以下、主としてu相について説明する。

【0006】

図16に示すモジュラーマルチレベルインバータ1（以下、単に「インバータ1」とも称する。）は、u相、v相およびw相の電圧形フルブリッジインバータである。インバータ1の直流側（直流リンク）には、大容量の平滑コンデンサ（図示せず）が接続され、直流電圧Eが印加されることになる。直流電圧Eは必ずしも固定値である必要はなく、例えばダイオード整流器に起因する低次高調波成分やスイッチングリップル成分を含んでいても

10

20

30

40

50

構わない。したがって、平滑コンデンサは省略可能である。

【0007】

図16に示すインバータ1のu、vおよびw各相は、図17に示すチョッパセル11-j(ただし、 $j = 1 \sim 8$ 、以下同様。)と、図18に示す3端子結合リアクトル12とで構成される。なお、図16におけるチョッパセル11-jについては、理解を容易にするために、図17に示すチョッパセル11-jにおける直流コンデンサCを当該チョッパセル11-jの外側に記載している。

【0008】

図16に示す例では、一例として、各相におけるチョッパセルの個数を8個としており、このため、インバータ1の出力は、相電圧が9レベル、線間電圧が17レベルのPWM波形となる。

10

【0009】

図17に示すように、チョッパセル11-jは、2つの半導体スイッチSW1およびSW2と、直流コンデンサCとを有する2端子回路であり、双方向チョッパの一部とみなせる。チョッパセル11-jは、2つの半導体スイッチSW1およびSW2は互いに直列接続され、これに、直流コンデンサCが並列接続されることで構成される。2つの半導体スイッチSW1およびSW2のうち、図示の例では半導体スイッチSW2の各端子が、当該チョッパセル11-jの出力端となる。本明細書では、直流コンデンサの電圧値を v_{Cju} (ただし、 $j = 1 \sim 8$)、チョッパセル11-jの出力電圧(すなわち、半導体スイッチSW2の両端の電圧)の値を、u相の場合、 v_{ju} と定義する。

20

【0010】

上述のように、インバータ1は電圧形インバータであるため、各半導体スイッチSW1およびSW2は、それぞれ、オン時に一方向に電流を通す半導体スイッチング素子Sと、この半導体スイッチング素子に逆並列に接続された帰還ダイオードDと、で構成される。半導体スイッチング素子Sは例えばIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)である。

【0011】

u相における8個のチョッパセル11-1~11-8のうち、チョッパセル11-1~11-4は、それぞれの出力端を介してカスケード接続される。本明細書では、これを第1のアーム(arm)2u-Pと称する。また、チョッパセル11-5~11-8は、それぞれの出力端を介してカスケード接続される。本明細書では、これを第2のアーム2u-Nと称する。v相およびw相についても同様であり、それぞれ、第1のアーム2v-Pおよび第2のアーム2v-N、ならびに第1のアーム2w-Pおよび第2のアーム2w-Nが構成される。本明細書では、u相については、第1のアームに流れる電流を i_{Pu} 、第2のアームに流れる電流を i_{Nu} 、v相については、第1のアームに流れる電流を i_{Pv} 、第2のアームに流れる電流を i_{Nv} 、w相については、第1のアームに流れる電流を i_{Pw} 、第2のアームに流れる電流を i_{Nw} と定義し、以下、「アーム電流」と称する。

30

【0012】

3端子結合リアクトル12(以下、単に「結合リアクトル12」と称する。)は、第1の端子a、第2の端子b、および、第1の端子aと第2の端子bとの間の巻線上に位置する第3の端子cを有する。u相について言えば、結合リアクトル12の第1の端子aには第1のアーム2u-Pが、結合リアクトル12の第2の端子bには第2のアーム2u-Nが、それぞれ接続される。結合リアクトル12の第3の端子cは、インバータ1のu相の出力端となる。同様に、v相について言えば、結合リアクトル12の第1の端子aには第1のアーム2v-Pが、結合リアクトル12の第2の端子bには第2のアーム2v-Nが、それぞれ接続され、結合リアクトル12の第3の端子cは、インバータ1のv相の出力端となる。また、w相について言えば、結合リアクトル12の第1の端子aには第1のアーム2w-Pが、結合リアクトル12の第2の端子bには第2のアーム2w-Nが、それぞれ接続され、結合リアクトル12の第3の端子cは、インバータ1のw相の出力端となる。つまり、u、vおよびw各相の各結合リアクトル12の第3の端子cが、インバータ

40

50

1のu、vおよびw各相の出力端となる。

【0013】

また、u相において、第1のアーム2u-Pおよび第2のアーム2u-Nの、結合リアクトル12が接続されない側の各端子には、大容量の平滑コンデンサ(図示せず)が接続され、直流側の電源電圧Eが印加されることになる。同様に、v相においては、第1のアーム2v-Pおよび第2のアーム2v-Nの、結合リアクトル12が接続されない側の各端子に、w相においては、第1のアーム2w-Pおよび第2のアーム2w-Nの、結合リアクトル12が接続されない側の各端子に、直流側の電源電圧Eがそれぞれ印加されることになる。

【0014】

本明細書では、インバータ1のu相、v相およびw相の各出力端から流れ出る電流(すなわち、インバータ1の負荷として例えばモータが接続された場合はモータに流れ込む電流)を、それぞれ、 i_u 、 i_v および i_w と定義し、以下、「負荷側電流」と称する。

【0015】

このとき、u相について、リアクトル12のインダクタンスを l としたとき、式1で表わされる回路方程式が成り立つ。

【0016】

【数1】

$$E = \sum_{j=1}^8 v_{ju} + l \frac{d}{dt} (i_{pu} + i_{Nu}) \quad \dots (1)$$

【0017】

上記式1から、負荷を経由しない閉回路が存在することがわかるが、本明細書ではこの閉回路を「直流ループ」と称することにする。u相の直流ループを循環する電流を i_{zu} (以下、「循環電流」と称する。)としたとき、アーム電流 i_{pu} および i_{Nu} と負荷側電流 i_u の間には以下の関係が成立する。

【0018】

【数2】

$$i_{pu} = \frac{i_u}{2} + i_{zu} \quad \dots (2)$$

【0019】

【数3】

$$i_{Nu} = -\frac{i_u}{2} + i_{zu} \quad \dots (3)$$

【0020】

10

20

30

40

【数 4】

$$i_{zu} = \frac{1}{2}(i_{pu} + i_{nu}) \quad \dots (4)$$

【0021】

次に、図16～図18に示すインバータ1の動作原理および制御方法について、主としてu相について説明する。

【0022】

モジュラーマルチレベルインバータであるインバータ1における各チョップセル11-j内の直流コンデンサの電圧 v_{Cju} の制御は、2つの制御からなる。

10

【0023】

その1つは、各相独立に実行される、チョップセル11-j内の直流コンデンサ全ての電圧を平均した値 v_{Cuave} を所望のコンデンサ電圧指令値 v_c^* に追従させる制御である。本明細書では、この制御を「平均値制御(Averaging Control)」と称する。

【0024】

もう1つは、各チョップセル11-jの直流コンデンサの電圧 v_{Cju} を所望の直流コンデンサ電圧指令値 v_c^* に追従させる制御である。本明細書では、この制御を「バランス制御(Balancing Control)」と称する。

20

【0025】

平均値制御の動作原理は以下の通りである。図19は、モジュラーマルチレベルインバータにおける直流コンデンサの平均値制御を示すブロック図である。ここで、u相の直流コンデンサ全ての電圧を平均した値 v_{Cuave} は式5で表わされる。

【0026】

【数 5】

$$v_{Cuave} = \frac{1}{8} \sum_{j=1}^8 v_{Cju} \quad \dots (5)$$

30

【0027】

図19より、循環電流 i_{zu} の電流指令値 i_{zu}^* は、 K_1 および K_2 をゲインとしたとき、式6で表わされる。

【0028】

【数 6】

$$i_{zu}^* = K_1(v_c^* - v_{Cuave}) + K_2 \int (v_c^* - v_{Cuave}) dt \quad \dots (6)$$

40

【0029】

このとき、平均値制御の電圧指令値 v_{Au}^* は、 K_3 および K_4 をゲインとしたとき、式7で表わされる。

【0030】

【数7】

$$v_{Au}^* = K_3(i_{zu} - i_{zu}^*) + K_4 \int (i_{zu} - i_{zu}^*) dt \quad \dots (7)$$

【0031】

平均値制御では、循環電流の実際の電流量 i_{zu} を指令値 i_{zu}^* に追従させるための電流マイナーループを構成する。実際の循環電流 i_{zu} は式4より導出されるが、この循環電流 i_{zu} を電流マイナーループを介して制御することによって、負荷電流 i_u に影響を与えることなく平均値制御を実現することができる。式6において、直流コンデンサ全ての電圧を平均した値 v_{Cuave} が直流コンデンサ電圧指令値 v_c^* よりも小さい場合 ($v_{Cuave} < v_c^*$)、電流指令値 i_{zu}^* は増加する。実際の循環電流 i_{zu} が電流指令値 i_{zu}^* よりも減少した場合 ($i_{zu} < i_{zu}^*$)、各チョップパセル11-jの出力電圧 v_{ju} を直流側の電源電圧Eに対して減少させ、循環電流 i_{zu} を増加させる。一方、実際の循環電流 i_{zu} が電流指令値 i_{zu}^* よりも増加した場合 ($i_{zu} > i_{zu}^*$)、各チョップパセル11-jの出力電圧 v_{ju} を直流側の電源電圧Eに対して増加させ、循環電流 i_{zu} を減少させる。

10

【0032】

バランス制御の動作原理は以下の通りである。図20は、モジュラーマルチレベルインバータにおける直流コンデンサのバランス制御を示すブロック図である。上述のように、バランス制御は、各チョップパセル11-jの直流コンデンサの電圧 v_{cju} を所望の直流コンデンサ電圧指令値 v_c^* に追従させる制御である。ここで、バランス制御の電圧指令値を v_{Bju}^* で表わす。

20

【0033】

各チョップパセル11-jの出力電圧 v_{ju} とアーム電流 i_{pu} および i_{nu} との間で有効電力を形成することで、直流コンデンサの電圧 v_{cju} を直流コンデンサ電圧指令値 v_c^* に追従させる。例えば、図16に示す第1のアーム2u-P内の各チョップパセル11-j (ただし、 $j = 1 \sim 4$) において、直流コンデンサの電圧 v_{cju} が直流コンデンサ電圧指令値 v_c^* よりも小さい場合 ($v_{cju} < v_c^*$)、直流コンデンサの電圧 v_{cju} を増加させるためにチョップパセル11-jに正の有効電流を流入させる。このために、式8で示されるバランス制御の電圧指令値 v_{Bju}^* (ただし、 $j = 1 \sim 4$) を用いる。ここで、 K_5 をゲインとする。

30

【0034】

【数8】

$$v_{Bju}^* = K_5(v_c^* - v_{cju})v_u^* \text{ (ただし } j=1\sim 4) \quad \dots (8)$$

【0035】

式8において、 v_u^* は負荷に印加すべき電圧の指令値を表す。線間電圧指令値の実効値を V^* 、周波数を f としたとき、式9で表わされる。

40

【0036】

【数9】

$$v_u^* = \sqrt{\frac{2}{3}} V^* \sin 2\pi ft \quad \dots (9)$$

【0037】

50

誘導電動機の可変速駆動システムの場合、 v_u^* と負荷電流 i_u は同相にはならず、 i_u が v_u^* よりも遅れるが、安定に動作できる。直流コンデンサの電圧 v_{Cju} が直流コンデンサ電圧指令値 v_c^* よりも小さい場合($v_{Cju} < v_c^*$)、アーム電流 i_{pu} と電圧指令値 v_{Bju}^* は式9より同相となる。したがって、チョップパセル11-jには正の有効電力「 $v_{Bju}^* \times i_{pu}$ 」が流入する。一方、直流コンデンサの電圧 v_{Cju} が直流コンデンサ電圧指令値 v_c^* よりも大きい場合($v_{Cju} > v_c^*$)、アーム電流 i_{pu} と電圧指令値 v_{Bju}^* は式9より逆相となる。したがって、チョップパセル11-jには負の有効電力「 $v_{Bju}^* \times i_{pu}$ 」が流入する。

【0038】

同様に、図16に示す第2のアーム2u-P内の各チョップパセル11-j(ただし、j = 5~8)については、式10で示されるバランス制御の電圧指令値 v_{Bju}^* (ただし、j = 5~8)を用いる。ここで、 K_5 をゲインとする。

【0039】

【数10】

$$v_{Bju}^* = -K_5(v_c^* - v_{Cju})v_u^* \quad (\text{ただし } j = 5 \sim 8) \quad \dots (10)$$

【0040】

このように、モジュラーマルチレベルインバータであるインバータ1における各チョップパセル11-j内の直流コンデンサの電圧 v_{Cju} は、上記平均値制御および上記バランス制御により制御される。

【0041】

各チョップパセル11-j内の半導体スイッチSW1およびSW2のスイッチング信号を生成するのに用いられる出力電圧指令値の生成について説明する。図21は、モジュラーマルチレベルインバータにおける各チョップパセルについての出力電圧指令値の生成を示すブロック図である。

【0042】

各チョップパセル11-jの出力電圧指令値 v_{ju}^* は、第1のアーム2u-P内のチョップパセル11-j(ただし、j = 1~4)については式11、第1のアーム2u-N内のチョップパセル11-j(ただし、j = 5~8)については式12で表わされる。出力電圧指令値 v_{ju}^* の生成にあたっては、直流側の電源電圧Eをフィードフォワード項として利用する。

【0043】

【数11】

$$v_{ju}^* = v_{Au}^* + v_{Bju}^* - \frac{v_u^*}{4} + \frac{E}{8} \quad (\text{ただし、 } j = 1 \sim 4) \quad \dots (11)$$

【0044】

【数12】

$$v_{ju}^* = v_{Au}^* + v_{Bju}^* + \frac{v_u^*}{4} + \frac{E}{8} \quad (\text{ただし、 } j = 5 \sim 8) \quad \dots (12)$$

10

20

30

40

50

【 0 0 4 5 】

上述のようにして生成される出力電圧指令値 v_{ju}^* は、各直流コンデンサの電圧 v_{cju} で規格化された後、キャリア周波数 f_c の三角波キャリア信号と比較され、PWMのスイッチング信号が生成される。生成されたスイッチング信号は、対応するチョップパセル 1 1 - j 内の半導体スイッチ SW 1 および SW 2 のスイッチングに用いられる。なお、各チョップパセル 1 1 - j のスイッチング周波数 f_s はキャリア周波数 f_c と等しい。チョップパセルが例えば 8 個の場合には、各チョップパセル 1 1 - j に対応するキャリア信号の初期位相は 45 度ずつずらす。すなわち、初期位相は、チョップパセル 1 1 - 1 については 0 度、チョップパセル 1 1 - 2 については 90 度、チョップパセル 1 1 - 3 については 180 度、チョップパセル 1 1 - 4 については 270 度、チョップパセル 1 1 - 5 については 45 度、チョップパセル 1 1 - 6 については 135 度、チョップパセル 1 1 - 7 については 225 度、チョップパセル 1 1 - 8 については 315 度とする。また、各相のキャリア信号の初期位相については、120 度ずつずらす。これにより、インバータ 1 の出力電圧の線間電圧は 17 レベルの交流波形となり、等価スイッチング周波数は $8 f_c$ となる。

10

【 0 0 4 6 】

上述のチョップパセル内のスイッチ SW 1 および SW 2 のためのスイッチング信号の生成は、例えば DSP や FPGA などの演算処理装置を用いて実現される。

【 0 0 4 7 】

図 16 に示したモジュラーマルチレベルインバータ 1 の変形例として、3 端子結合リアクトルを、通常リアクトル（すなわち、非結合リアクトル）を用いたものもある。図 22 は、モジュラーマルチレベルインバータの別の例の主回路構成を示す回路図であり、図 23 は、図 22 に示すモジュラーマルチレベルインバータ内のリアクトルの配置例を示す回路図である。この例では、第 1 のアーム 2 u - P 内にチョップパセル 1 1 - j（ただし、 $j = 1 \sim 4$ ）とリアクトル 1 2 - 1 とを備え、第 2 のアーム 2 u - N 内にチョップパセル 1 1 - j（ただし、 $j = 5 \sim 8$ ）とリアクトル 1 2 - 1 とを備える。第 1 のアーム 2 u - P においては、4 個のチョップパセル 1 1 - j（ただし、 $j = 1 \sim 4$ ）が、当該チョップパセルが有する出力端を介してカスケード接続されるとともに、リアクトル 1 2 - 1 が、互いにカスケード接続されたチョップパセル間の任意の位置に接続される。また、第 2 のアーム 2 u - N においては、4 個のチョップパセル 1 1 - j（ただし、 $j = 5 \sim 8$ ）が、当該チョップパセルが有する出力端を介してカスケード接続されるとともに、リアクトル 1 2 - 2 が、互いにカスケード接続されたチョップパセル間の任意の位置に接続される。図 22 に示すモジュラーマルチレベルインバータ 1 においては、リアクトル 1 2 - 1 については、一方の端子にチョップパセル 1 1 - 4 が接続され、他方の端子にはリアクトル 1 2 - 2 が接続される。また、リアクトル 1 2 - 2 については、一方の端子にリアクトル 1 2 - 1 が接続され、他方の端子にはチョップパセル 1 1 - 5 が接続される。第 1 のアーム 2 u - P および第 2 のアーム 2 u - N の、互いが接続されない側の各端子に、直流電源電圧が印加される。また、第 1 のアーム 2 u - P と第 2 のアーム 2 u - N との接続端子が、インバータ 1 の u 相の出力端子となる。

20

30

【 0 0 4 8 】

図 22 に示すような非結合リアクトルを用いたモジュラーマルチレベルインバータ 1 においては、リアクトル 1 2 - 1 および 1 2 - 2 は、互いにカスケード接続されたチョップパセル 1 1 - j 間の任意の位置に接続される。図 23 (a) は、図 22 に示す第 1 のアームを示したものであるが、リアクトルの配置位置の他の例として、例えば図 23 (b) に示すように、チョップパセル 1 1 - 1 の、直流電源電圧が印加される側の端子に接続してもよい。また、図 23 (c) に示すように、チョップパセル 1 1 - 3 とチョップパセル 1 1 - 4 との間に接続してもよい。

40

【 0 0 4 9 】

なお、これ以外の回路構成要素については図 16 に示す回路構成要素と同様であるので、同一の回路構成要素には同一符号を付して当該回路構成要素についての詳細な説明は省略する。

50

【 0 0 5 0 】

また、コモンモード電圧を用いなくてモジュラーマルチレベルインバータを制御する方法も提案されている（例えば、非特許文献 4）。

【 0 0 5 1 】

一方、汎用インバータを用いてモータ（誘導電動機）を駆動する場合、可変電圧可変周波数速度制御（以下、「V / f 制御」と称する。）が広く用いられている（例えば、非特許文献 3）。V / f 制御は、モータの始動時から定格周波数に達するまでの間にわたって定トルク運転を実現できる点に特長がある。

【 0 0 5 2 】

しかしながら、V / f 制御を用いて図 1 6 に示したモジュラーマルチレベルインバータ 1 を駆動制御した場合、非特許文献 3 に記載されているように、チョップセル 1 1 - j 内の直流コンデンサの電圧に、モータ駆動周波数を主成分とする交流電圧変動が生じる。図 1 6 のチョップセル 1 1 - 1 の直流コンデンサの電圧 v_{C1u} に含まれる交流変動分 v_{C1u}' は、非特許文献 3 に記載されているように式 1 3 および式 1 4 で近似できる。

【 0 0 5 3 】

【 数 1 3 】

$$v_{C1u}' = \frac{\Delta V_{C1u}}{2} \cos 2\pi f t \quad \dots (13)$$

10

20

【 0 0 5 4 】

【 数 1 4 】

$$\Delta V_{C1u} \doteq \frac{\sqrt{2}I}{4\pi f C} \quad \dots (14)$$

30

【 0 0 5 5 】

ここで、 V_{C1u} は v_{C1u}' の最大電圧変動、 I はモータに流れ込む電流（以下、単に「モータ電流」と称する。）の実効値、 f はモジュラーマルチレベルインバータ 1 の出力周波数、 C はチョップセル 1 1 - 1 内の直流コンデンサの静電容量を表わす。

【 0 0 5 6 】

式 1 3 および式 1 4 より、交流変動分 v_{C1u}' は、モータ電流の実効値 I に比例し、出力周波数 f に反比例する。したがって、低周波数領域において定格電流と同程度の始動電流が発生する V / f 制御をモジュラーマルチレベルインバータ 1 を用いたモータ駆動に適用すると、モータの始動時に、定格周波数動作時の数倍の交流電圧変動が発生してしまう。

40

【 0 0 5 7 】

このように、モジュラーマルチレベルインバータを用いたモータ駆動では、モータの始動時や低速時に、モジュラーマルチレベルインバータの各チョップセル内の直流コンデンサの電圧変動が増大し、不安定動作が発生するといった問題がある。

【 0 0 5 8 】

この問題を回避するため、始動時のモータ駆動電流について適切な周波数を固定設定して設定する技術が提案されている（例えば、非特許文献 5 参照。）。

【 0 0 5 9 】

同じくこの問題を回避するため、速度センサ付ベクトル制御により始動する技術が提案されている（例えば、非特許文献 6 参照。）。

50

時におけるモジュラーマルチレベルインバータの各チョッパセル内の直流コンデンサの電圧変動を抑制するために40～50Hzのコモンモード電圧と循環電流を重畳し、速度センサ付ベクトル制御を用いて零速度からの始動を実現している。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0060】

【特許文献1】特開2011-078213号公報

【非特許文献】

【0061】

【非特許文献1】近藤洋介、ハッチ・ナッチポン(Hatti Natchpong)、赤木泰文著、「5レベルダイオードクランプPWM整流器・インバータによる誘導電動機可変駆動システム」、電気学会論文誌D、Vol.128、No.3、pp259～266、2008年

10

【非特許文献2】萩原誠、西村和敏、赤木泰文著、「モジュラー・マルチレベルPWMインバータを用いた高圧モータドライブ、第1報：400V、15kWミニモデルによる実験的検証」、電気学会論文誌D、Vol.130、No.4、pp544～551、2010年

【非特許文献3】西村和敏、萩原誠、赤木泰文著、「モジュラー・マルチレベルPWMインバータを用いた高圧モータドライブシステムへの応用 - 400V、15kWミニモデルによる実験的検証 -」、電気学会半導体電力変換研究会、SPC-09-24、pp19～24、2009年1月

20

【非特許文献4】新村直人、赤木泰文著、「三相モジュラー・マルチレベル・カスケード変換器(MMCC-DSCC)の非干渉制御」、電気学会論文誌D、Vol.132、No.11、pp1055～1064、2012年

【非特許文献5】西村和敏、萩原誠、赤木泰文著、「モジュラー・マルチレベルPWMインバータを用いた高圧モータドライブ、第2報：始動法と始動特性」、電気学会論文誌D、Vol.130、No.4、pp552～559、2010年

【非特許文献6】萩原誠、長谷川勇、赤木泰文著、「モジュラー・マルチレベル・カスケードインバータ(MMCI-DSCC)を用いたモータドライブの低速運転」、電気学会論文誌D、Vol.132、No.11、pp1072～1079、2012年

30

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0062】

上述の非特許文献5および非特許文献6に記載された技術は、モジュラーマルチレベルインバータを用いて駆動されるモータの始動時や低速時に、モジュラーマルチレベルインバータの各チョッパセル内の直流コンデンサに発生する電圧変動を抑制する点で効果がある。

【0063】

しかしながら、非特許文献5に記載された技術によれば、モータの低速時に定格以上のすべりが発生するため、過電流が発生し、モータトルクの低下も問題とある。

40

【0064】

また、上述の非特許文献6に記載された技術によれば、例えば周波数が50Hzや60Hzなどの既存の商用電源に直接に接続してモータ(誘導電動機)を定速駆動していた場合において、モジュラーマルチレベルインバータを新たに導入して可変速駆動が可能となるように設計変更しようとする、モータに速度センサを新たに取り付けなければならない。モータの構造上、速度センサを新たに取り付けできない場合や、電気室に設置されたモジュラーマルチレベルインバータと現場に設置されたモータが遠く離れているために速度センサの配線経路を確保できないといった場合も考えられる。このようなことから、大容量のファンやプロアなどの分野においては、実用的にはモータを速度センサを使用しないで可変速駆動できることが望まれている。

50

【0065】

従って本発明の目的は、上記問題に鑑み、速度センサを用いることなく、ダブルスターチョップセル方式のモジュラーマルチレベルカスケードインバータを用いてモータを安定に始動することができる速度センサレスモータ始動方法および装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0066】

上記目的を実現するために、本発明の第1の態様においては、モータの始動に用いられるインバータは、直列接続された2つの半導体スイッチとこれら2つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサとからなり上記2つの半導体スイッチのうちの一方の半導体スイッチの各端子を出力端とするチョップセルを、それぞれが備える第1および第2のアームであって、各第1および第2のアームにおいてそれぞれ同数のチョップセルが、当該チョップセルが有する出力端を介してカスケード接続された第1および第2のアームと、第1の端子、第2の端子、および第1の端子と第2の端子との間の巻線上に位置する第3の端子を有する3端子結合リアクトルであって、第1の端子には第1のアームが、第2の端子には第2のアームが、第3の端子には駆動すべきモータが、それぞれ接続される3端子結合リアクトルと、を備えるものであり、ここで、第1および第2のアームの、3端子結合リアクトルが接続されない側の各端子に、直流電源電圧が印加されるモジュラーマルチレベルインバータである。すなわち、本発明の第1の態様によれば、上記インバータを用いてモータを始動させる速度センサレスモータ始動方法は、振幅指令値と、所定の期間にわたって0から所定の値まで増加する周波数指令値と、を用いて電流指令値を作成する電流指令値作成ステップと、第3の端子から出力されるモータ駆動電流が電流指令値に追従するよう制御することでモータを始動させるモータ始動制御ステップと、を備える。

【0067】

すなわち、本発明の第1の態様によれば、モータを始動させる速度センサレスモータ始動装置は、上記インバータと、振幅指令値と所定の期間にわたって0から所定の値まで増加する周波数指令値とを用いて電流指令値を作成する電流指令値作成手段と、第3の端子から出力されるモータ駆動電流が電流指令値に追従するよう制御することでモータを始動させるモータ始動制御手段と、を備える。

【0068】

また、本発明の第2の態様においては、モータの始動に用いられるインバータは、直列接続された2つの半導体スイッチとこれら2つの半導体スイッチに並列接続された直流コンデンサとからなり上記2つの半導体スイッチのうちの一方の半導体スイッチの各端子を出力端とするチョップセルおよびリアクトルを、それぞれが備える第1および第2のアームであって、各第1および第2のアームにおいてそれぞれ同数のチョップセルが、当該チョップセルが有する出力端を介してカスケード接続されるとともに、リアクトルが、互いにカスケード接続されたチョップセル間の任意の位置に接続された第1および第2のアーム、を備えるものであり、ここで、第1および第2のアームの、互いが接続されない側の各端子に直流電源電圧が印加されるモジュラーマルチレベルインバータである。すなわち、本発明の第2の態様によれば、上記インバータを用いて、第1のアームと第2のアームとの接続端子に接続された駆動すべきモータを始動させる速度センサレスモータ始動方法は、振幅指令値と、所定の期間にわたって0から所定の値まで増加する周波数指令値と、を用いて電流指令値を作成する電流指令値作成ステップと、第1のアームと第2のアームとの接続端子から出力されるモータ駆動電流が電流指令値に追従するよう制御することでモータを始動させるモータ始動制御ステップと、を備える。

【0069】

すなわち、本発明の第2の態様によれば、モータを始動させる速度センサレスモータ始動装置は、上記インバータと、振幅指令値と所定の期間にわたって0から所定の値まで増加する周波数指令値とを用いて電流指令値を作成する電流指令値作成手段と、第1のアームと第2のアームとの接続端子から出力されるモータ駆動電流が電流指令値に追従するよ

う制御することでモータを始動させるモータ始動制御手段と、を備える。

【0070】

本発明の第1および第2の態様において、各半導体スイッチは、オン時に一方向に電流を通す半導体スイッチング素子と、この半導体スイッチング素子に逆並列に接続された帰還ダイオードと、を有する。

【発明の効果】

【0071】

本発明によれば、速度センサを用いることなく、モータ駆動に用いられるモジュラーマルチレベルインバータ内の直流コンデンサの交流電圧変動が抑制され、モータを安定に始動させることができる。本発明によれば、速度センサが不要である点、制御のし易さ、電磁ノイズ(EMI)の抑制、トルク脈動の低減など、優れた特性を有する。また、本発明による制御によれば、一次電流のフィードバックループを構成しているため過電流は発生しない。本発明は、ファン、プロア、ポンプおよびコンプレッサなど速度変化やトルク変化が緩やかな2乗低減トルク負荷のものに特に適している。

10

【図面の簡単な説明】

【0072】

【図1】本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動装置を示す原理ブロック図である。

【図2】本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動方法の動作フローを示すフローチャートである。

20

【図3】本発明の第1の実施例に用いられるモジュラーマルチレベルインバータを示す回路図である。

【図4】本発明の第1の実施例における一次電流フィードバック制御のブロック図である。

【図5】本発明の第1の実施例において、モータ(誘導電動機)の二次鎖交磁束に着目した一相あたりの等価回路を示す図である。

【図6】一次電流のフェーザ図である。

【図7】本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動方法についての実験に用いた回路を示す図である。

【図8】本発明の第1の実施例によるモータ始動装置における無負荷時の始動特性についての実験結果を示す図である。

30

【図9】本発明の第1の実施例によるモータ始動装置において、負荷トルクを定格の20%としたときの始動特性についての実験結果を示す図である。

【図10】本発明の第1の実施例によるモータ始動装置において、負荷トルクを定格の20%としたときの始動特性についての実験結果を示す図である。

【図11】本発明の第1の実施例によるモータ始動装置において、負荷トルクを定格の40%としたときの始動特性についての実験結果を示す図である。

【図12】本発明の第1の実施例によるモータ始動装置において、周波数指令値 f^* を0.5Hzに設定したときのモータの極低速運転時の定常特性についての実験結果を示す図である。

40

【図13】本発明の第1の実施例によるモータ始動装置において、周波数指令値 f^* を1.5Hzに設定したときのモータの極低速運転時の定常特性についての実験結果を示す図である。

【図14】本発明の第1の実施例によるモータ始動装置において、周波数指令値 f^* を2.0Hzに設定したときのモータの極低速運転時の定常特性についての実験結果を示す図である。

【図15】本発明の第2の実施例によるモジュラーマルチレベルインバータを示す回路図である。

【図16】モジュラーマルチレベルインバータの主回路構成を示す回路図である。

【図17】モジュラーマルチレベルインバータの一構成要素であるチョップセルを示す回

50

路図である。

【図18】モジュラーマルチレベルインバータの一構成要素である3端子結合リアクトルを示す回路図である。

【図19】モジュラーマルチレベルインバータにおける直流コンデンサの平均値制御を示すブロック図である。

【図20】モジュラーマルチレベルインバータにおける直流コンデンサのバランス制御を示すブロック図である。

【図21】モジュラーマルチレベルインバータにおける各チョップセルについての出力電圧指令値の生成を示すブロック図である。

【図22】モジュラーマルチレベルインバータの別の例の主回路構成を示す回路図である。

10

【図23】図22に示すモジュラーマルチレベルインバータ内のリアクトルの配置例を示す回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0073】

以下に説明する第1および第2の実施例については、主としてu相について説明するが、v相およびw相についても同様である。また、各実施例では、ダブルスターチョップセル(DSCC)方式のモジュラーマルチレベルカスケードインバータ(MMCI)におけるチョップセルの個数は一例として8個としたが、本発明はこれに限定されるものではなく、チョップセルの個数は偶数個であればよい。

20

【0074】

図1は、本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動装置を示す原理ブロック図である。図2は、本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動方法の動作フローを示すフローチャートである。図3は、本発明の第1の実施例に用いられるモジュラーマルチレベルインバータを示す回路図である。

【0075】

本発明の第1の実施例は、図16~図21を参照して説明したモジュラーマルチレベルインバータをモータの駆動に用いた場合に関するものである。すなわち、図3に示すモジュラーマルチレベルインバータ1の回路構成自体は、図16に示したそれと同様であり、チョップセル11-jは図17に示されたものであり、3端子結合リアクトル12は図18に示されたものである。チョップセル11-j内の各半導体スイッチSW1およびSW2が、オン時に一方向に電流を通す半導体スイッチング素子Sと、半導体スイッチング素子Sに逆並列に接続された帰還ダイオードDと、を有する点も同様である。

30

【0076】

図3に示すように、モジュラーマルチレベルインバータ1の各チョップセル11-j内の半導体スイッチSW1およびSW2のスイッチング動作の指示に用いられるスイッチング信号は、参照符号10で示されるDSPによって生成される。DSP10には、公知の検出器(図示せず)によって検出された、モジュラーマルチレベルインバータ1の第1のアーム2u-P、2v-Pおよび2w-Pを流れるアーム電流 i_{Pu} 、 i_{Pv} 、および i_{Pw} 、第2のアーム2u-N、2v-Nおよび2w-Nを流れるアーム電流 i_{Nu} 、 i_{Nv} 、および i_{Nw} 、各チョップセル11-jにおける直流コンデンサの電圧 V_{Cju} 、 V_{Cjv} 、 V_{Cjw} 、ならびに、インバータ1から出力される各相の電流(すなわち、負荷であるモータに流れ込む各相の電流) i_u 、 i_v 、および i_w 、が入力され、演算処理が実行される。

40

【0077】

モジュラーマルチレベルインバータ1の制御は、大きく分けて、各チョップセル内の直流コンデンサ電圧の脈動を抑制する直流コンデンサ電圧制御と、一次電流制御とで構成される。ここで、本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動制御は、一次電流制御に含まれる。

【0078】

まず、直流コンデンサ電圧制御について説明する。モジュラーマルチレベルインバータ

50

1 は、非特許文献 2 に記載されているように、各チョッパセルの直流コンデンサ電圧が一次電流（アーム電流）の周波数に反比例して変動する。そこで、本発明の第 1 の実施例においては、モジュラーマルチレベルインバータ 1 の各チョッパセル内の直流コンデンサの電圧制御として、モータの低速運転時には非特許文献 6 に記載されている 50 Hz の方形波状のコモンモード電圧と循環電流を重畳する方形波重畳方法を採用し、モータの中速運転時にはコモンモード電圧を用いない非特許文献 4 に記載の制御方法を採用する。具体的には次の通りである。

【 0 0 7 9 】

モータの低速運転時の直流コンデンサ電圧制御は、非特許文献 6 に記載されているように、方形波状のコモンモード電圧と循環電流を利用する方法を利用する。このとき、アーム電流の最大値 $|i_{pu}|_{max}$ は、直流リンク電圧を V_{dc} 、方形波状の循環電流指令のためのコモンモード電圧実効値 V_{com} 、u 相のアーム電流 i_u の実効値（以下、「一次電流の実効値」と称することがある）を I_1 としたとき、式 15 のように近似できる。

【 0 0 8 0 】

【 数 1 5 】

$$|i_{pu}|_{max} \doteq \left(\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}V_{com}} + \frac{1}{\sqrt{2}} \right) I_1 \quad \dots (15)$$

【 0 0 8 1 】

式 15 の第 1 項は方形波状の循環電流を示し、第 2 項はモジュラーマルチレベルインバータ 1 の上下アームで分担する一次電流を示す。モータの低速運転時に一次電圧に重畳するコモンモード電圧 V_{com} は、変換器の過変調を避けるために、モータの回転速度の増加（誘起電圧の増加）に伴い減少させる必要がある。このとき、式 15 の第 1 項で与えられる循環電流指令値が V_{com} に反比例して増加する。この増加を防ぐために、方形波状の循環電流指令値を一定値として与え、コモンモード電圧と同様に低減させる。 V_{com} を減少させる回転速度は式 16 で与えられるモジュラーマルチレベルインバータの変調度 m が過変調とならないようにし、式 17 で与えられる直流コンデンサ電圧の変動幅 V_{cju} が設計値以下となる速度とする。式 16 および式 17 において、直流コンデンサの静電容量を C 、直流コンデンサ電圧の平均値を V_c 、一次電圧実効値を V_1 、一次電流周波数を f とする。

【 0 0 8 2 】

【 数 1 6 】

$$m = \frac{1}{V_c} \left(\frac{V_1 + V_{com}}{2\sqrt{2}} + \frac{V_{dc}}{8} \right) \leq 1.0 \quad \dots (16)$$

【 0 0 8 3 】

【 数 1 7 】

$$\Delta V_{cju} = \frac{\sqrt{2}I_1}{4\pi fC} \quad \dots (17)$$

【 0 0 8 4 】

このようにモジュラーマルチレベルインバータ 1 の直流コンデンサ電圧制御においては、直流コンデンサ電圧とアーム電流を検出し、循環電流を制御することで直流コンデンサ

電圧の変動を抑制する。したがって、本発明の第1の実施例においては、モジュラーマルチレベルインバータ1の各チョップセル11-j内の直流コンデンサの電圧を検出するための電圧検出手段と各アームを流れるアーム電流を検出する電流検出手段が設けられる。モジュラーマルチレベルインバータ1では各アーム電流を検出して直流コンデンサ電圧の制御を行うので、誘導電動機の一次電流は電流センサを付加することなく演算により検出できるので、回路構成は複雑にはならない。

【0085】

次にモジュラーマルチレベルインバータ1の一次電流制御について説明する。本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動制御は、一次電流制御に含まれ、速度センサレスモータ始動装置100により実行される。速度センサレスモータ始動装置100は、上述のDSP10の機能の1つとして構成される。図1に示すように、本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動装置100は、一次電流の振幅指令値 I_1^* と所定の期間にわたって0から所定の値まで増加する周波数指令値 f^* とを用いて電流指令値 i_u^* を作成する電流指令値作成手段31と、第3の端子c(図18参照)から出力されるモータ駆動電流 i_u が電流指令値 i_u^* に追従するように制御することでモータを始動させるモータ始動制御手段32と、を備える。モータ始動制御手段32は、モータ駆動電流 i_u を電流指令値 i_u^* に追従させるための相電圧指令値 v_u^* を出力する。なお、ここではu相について説明したが、v相およびw相についても同様の電流指令値作成手段31およびモータ始動制御手段32が設けられる。

【0086】

速度センサレスモータ始動装置100は、図3に示すフローチャートに従って動作する。下記各ステップS101およびS102における演算処理は、DSP10によって実行される。まず、ステップS101において、電流指令値作成手段31は、一次電流の振幅指令値 I_1^* と所定の期間にわたって0から所定の値まで増加する周波数指令値 f^* とを用いて電流指令値 i_u^* を作成する。電流指令値 i_u^* は式18のように表される。

【0087】

【数18】

$$i_u^* = I_1^* \sin(2\pi f^* t) \quad \dots (18)$$

【0088】

ここで、周波数指令値 f^* は所定の期間にわたって0から所定の値まで増加するものであればよく、例えば、ランプ関数状に増加する周波数指令値がある。周波数指令値 f^* は例えばメモリに予め記憶しておき、DSP10内の電流指令値作成手段31はモータ始動時にこれをメモリから読み出して電流指令値 i_u^* の作成に用いる。

【0089】

また、振幅指令値 I_1^* は、一定値であっても可変値であってもよい。また、振幅指令値 I_1^* は、例えば駆動すべきモータのイナーシャが既知であるならば予め実験で最適な値を求めておき、これを固定値として用いればよい。また例えば、振幅指令値 I_1^* 作成のための制御回路を別途構成し、駆動すべきモータのイナーシャの変動に応じて振幅指令値 I_1^* をその都度作成するようにしてもよい。

【0090】

周波数指令値 f^* および振幅指令値 I_1^* の決め方の詳細については後述する。

【0091】

図2のステップS102では、モータ始動制御手段32が、第3の端子cから出力されるモータ駆動電流 i_u が電流指令値 i_u^* に追従するようにするための相電圧指令値として、式19に示される v_u^* を出力する。式19においてKは比例ゲインを示す。

【0092】

【数 19】

$$V_u^* = K(i_u^* - i_u) \quad \dots (19)$$

【0093】

なお、ここでは式 19 に示すように比例制御のみを採用しているが、本発明はこれに限定されず、例えば比例積分 (PI) 制御を採用してもよい。

【0094】

モータを始動させるための相電圧指令値は uvw 各相ごとに作成され、モジュラーマルチレベルインバータ 1 内の各チョップセル 11 - j 内の半導体スイッチ SW1 および SW2 のスイッチング動作の指令として用いられる。

【0095】

上述の速度センサレスモータ始動装置 100 では、モータ (誘導電動機) の一次電流 (図 3 の i_u 、 i_v および i_w) を検出しこれを用いて一次電流のフィードバック制御を構成する。以下、これについて説明する。

【0096】

理想状態においては方形波状の循環電流はモジュラーマルチレベルインバータ 1 のレグ間を循環するため、直流リンク電流や一次電流に表れない。しかし、方形波状の循環電流を現実的に発生させることは困難である。式 15 より、アーム電流に含まれる方形波状の循環電流は、コモンモード電圧を重畳できる最大値である $V_{dc} / 2$ に設定したとしても、一次電流の 50% の振幅となる。したがってモータの低速運転時に、この循環電流が一次電流に表れると、モータの制御に対して外乱となる。この外乱抑制のために、一次電流のフィードバック制御を行う。

【0097】

図 4 は、本発明の第 1 の実施例における一次電流フィードバック制御のブロック図である。一次電流制御の性能向上のために、一次電流の周波数指令値 f^* から得られる位相 θ^* を用いて dq 変換し直流量として制御する。 d 軸と q 軸の電流指令値 i_d^* と i_q^* は、後述する方法によりまず一次電流の振幅指令値 I_1^* を決定し、これを式 20 に示すように均等に分担するように設定する。

【0098】

【数 20】

$$I_d^* = I_q^* = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1^* \quad \dots (20)$$

【0099】

図 5 は、本発明の第 1 の実施例において、モータ (誘導電動機) の二次鎖交磁束に着目した一相あたりの等価回路を示す図である。以下では定常状態を仮定する。図 5 に示す等価回路の励磁電流 I_0 は二次鎖交磁束電流に対応し、二次電流 I_2 はトルク電流に対応する。さらに、モータ (誘導電動機) の励磁電流 I_0 と二次電流 I_2 は互いに直交する。

【0100】

図 6 は、一次電流のフェーザ図である。ここでは、3つの一次電流実効値 I_{1i} 、 I_{1j} および I_{1k} の間に $I_{1i} < I_{1j} < I_{1k}$ の関係があると仮定する。虚軸 I の電流は、図 4 の励磁電流 I_0 に対応し、実軸 R の電流は、二次電流 I_2 に対応する (図 5 および図 6 においては励磁電流 I_0 および二次電流 I_2 に「ドット・」をつけて表現したが、本明細書中の記載ではこれを省略している)。モータトルク T_M は、極対数を P としたとき、等価回路より式 21 のように表せる。

10

20

30

40

50

【 0 1 0 1 】

【 数 2 1 】

$$T_M = 3pMI_0I_2 \quad \dots (21)$$

【 0 1 0 2 】

図5および式21より、モータトルク T_M は I_1 、 I_2 および I_0 に囲まれた三角形の面積に比例する。負荷トルク一定の条件で、一次電流フェーザが I_{1i} 、 I_{1j} 、 I_{1k} の順に変化すると、二次電流実効値は I_{2i} 、 I_{2j} 、 I_{2k} の順に減少し、励磁電流実効値は I_{0i} 、 I_{0j} 、 I_{0k} の順に増加する。これは I_1 、 I_2 および I_0 に囲まれた三角形の面積を一定に保つように、つまりモータトルクが一定となるように励磁電流と二次電流が変化することを意味している。

10

【 0 1 0 3 】

すべり周波数 f_s は、二次電流実効値 I_2 と励磁電流実効値 I_0 との比で表され、式22で与えられる。

【 0 1 0 4 】

【 数 2 2 】

$$f_s = \frac{R_2 I_2}{2\pi M I_0}$$

20

【 0 1 0 5 】

図6に関してすべり周波数には、 $f_{si} > f_{sj} > f_{sk}$ の関係があり、最終的にはモータトルクと一次電流から一義的に決定される。

【 0 1 0 6 】

次に、電流指令値 i_u^* の決定方法について説明する。

【 0 1 0 7 】

フィードフォワードで与える電流指令値 i_u^* の実効値である一次電流の振幅指令値 I_1^* と周波数指令値 f^* は、モータトルク T_M と負荷トルクから決定する。ここで、一次電流実効値 I_1 は式23で与えられる。

30

【 0 1 0 8 】

【 数 2 3 】

$$I_1 = \sqrt{I_0^2 + I_2^2}$$

【 0 1 0 9 】

式21および式22より、モータトルク T_M とすべり周波数 f_s から励磁電流実効値 I_0 と二次電流実効値 I_2 が決定され、式23より一次電流実効値 I_1 が与えられる。一次電流の振幅指令値 I_1^* は、モジュラーマルチレベルインバータ1の電流容量が増加しないように、アーム電流の最大値が誘導電動機の定格電流以下となるように設定する。

40

【 0 1 1 0 】

モータ（誘導電動機）を加速させるために、式24を満足するようにモータトルク T_M を決定する。式24において、モータの慣性モーメントを J_M 、負荷の慣性モーメントを J_L 、モータの回転角周波数を ω_m 、負荷トルクを T_L とする。

【 0 1 1 1 】

【数 2 4】

$$T_M - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} > 0$$

【0 1 1 2】

周波数指令値 f^* はモータの回転角速度 ω_m に対応し、その変化の割合は設定したモータトルク T_M と負荷トルク T_L の関係から、式 2 4 を満たすように設定する。

【0 1 1 3】

上述の電流指令値 i_u^* は、図 5 に示す等価回路をベースに決定するか、あるいは実験により決定する。

【0 1 1 4】

図 5 に示す等価回路をベースに電流指令値 i_u^* を決定する場合は、負荷トルク T_L を推定し、電動機定数を用いて解析的に決定する。ファン、プロア、ポンプおよびコンプレッサなど 2 乗低減トルク負荷を想定した場合、始動トルクには 30 ~ 40 % 必要である。誘導機回転速度が増加すると負荷トルク T_L が低下し、負荷トルク T_L がモータの回転速度の 2 乗に比例する特性を示す。このような 2 乗低減トルク負荷がモータに接続されている場合は、2 乗低減負荷トルク特性から電流指令値 i_u^* を決定することで高効率なモータ始動を実現することができる。

【0 1 1 5】

一方で、回転数に対する負荷トルク特性が未知の場合には、電流指令値 i_u^* は実験的に決定する。電流指令値 i_u^* の振幅指令値 I_1^* は、アーム電流の最大値がモータの定格電流を超えない範囲で実験的に調整し、周波数指令値 f^* の変化率（すなわち増加率）は式 2 4 を満たすように調整することで、負荷トルクと加速トルクとの和に等しいモータトルクを発生させる。このように、V / f 制御と同様に本発明では電動機定数やケーブル定数を用いることなく電流指令値 i_u^* を決定することができる。

【0 1 1 6】

次に、本発明と従来の V / f 制御と従来のすべり周波数制御とを比較する。本発明の第 1 の実施例による速度センサレスモータ始動装置 100 は、モータ（誘導電動機）の一次電流（図 3 の i_u 、 i_v および i_w ）を検出しこれを用いて一次電流の I_1 フィードバック制御を構成している点で従来の V / f 制御やすべり周波数制御と類似している。しかしながら、本発明の第 1 の実施例による速度センサレスモータ始動装置 100 では、負荷トルクに応じて一次電流の振幅指令値 I_m^* と周波数指令値 f^* をフォードフォワードで与えるオープンループ制御である点に特徴がある。

【0 1 1 7】

表 1 に、本発明によると従来の V / f 制御と従来のすべり周波数制御との関係を示す。

【0 1 1 8】

【表 1】

	V / f 制御	すべり周波数制御	本発明
独立変数	V_1 及び f	I_1 及び f_s	I_1 及び f
従属変数	I_1 及び f_s	V_1 及び f	V_1 及び f_s
電圧制御	フィードフォワード制御	—	—
電流制御	—	フィードバック制御	フィードバック制御
速度センサ	無	有	無

【0 1 1 9】

まず、本発明による制御と V / f 制御とを比較する。V / f 制御では独立変数は一次電

10

20

30

40

50

圧 V_1 と一次周波数 f であり、一次電圧 V_1 のフィードフォワード制御を行っており、その結果として、従属変数である一次電流 I_1 とすべり周波数 f_s が決定される。一方、本発明による制御においては独立変数は一次電流 I_1 と一次周波数 f であり、一次電流 I_1 のフィードバック制御を行うことから、その結果として、従属変数である一次電圧 V_1 とすべり周波数 f_s が決定される。また、 V/f 制御では負荷トルク急変時の過電流が問題となる。このため、 V/f 制御では、過電流を抑制するために、電流センサを取り付け一次電流を監視し、電流制限をかけるのが一般的である。一方、本発明による制御によれば、一次電流のフィードバックループを構成しているので過電流は発生しない。また、本発明による制御によれば、推定負荷トルクからモータトルクを設定することで、従属変数として与えられるすべり周波数を任意に設定できる。なお、本発明による制御および V/f 制御ともモータの検出速度については制御パラメータとして用いておらず、したがって速度センサは必要ない。

10

【0120】

次に本発明による制御とすべり周波数制御とを比較する。すべり周波数制御では、独立変数として一次電流 I_1 およびすべり周波数 f_s を与える。その結果として、従属変数である一次電圧 V_1 と一次周波数 f が決定される。しかし、従来のすべり周波数制御が速度センサを用いてモータ回転速度を検出し、一次電流の振幅と周波数の指令値を決定するのに対し、本発明による制御では、一次電流の振幅指令値 I_1^* と周波数指令値 f^* をフィードフォワードで与える点で異なる。したがって、すべり周波数制御は速度センサが不可欠であるのに対し、本発明による制御では速度センサは不要である。また、すべり周波数制御では負荷トルクが変化したとしてもすべり周波数を制御できるのに対し、本発明による制御ではすべり周波数は負荷トルクに応じて変化する。

20

【0121】

このように本発明による制御は、従来の V/f 制御およびすべり周波数制御の特徴を併せ持つ。具体的にいえば、本発明による制御は、一次電流フィードバック制御によって過電流を発生することなく、速度センサレスで安定に始動を行うことができる特徴がある。しかし、本発明による制御は、負荷トルク急変時にはすべり周波数は制御できないので、2乗低減負荷でしかも比較的速度変化や負荷トルク変化の緩やかな大容量のファン、プロア、ポンプおよびコンプレッサなどの可変速駆動に適しているといえる。

【0122】

次に、本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動装置の実験結果について説明する。

30

【0123】

図7は、本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動方法についての実験に用いた回路を示す図である。

【0124】

実験には、図7に示す回路を用いた。表2は、図7に示すモジュラーマルチレベルインバータの回路定数を示す。表2に示す結合インダクタについては、400V、15kW、50Hzをベースにしたパーセントインピーダンスを表している。

【0125】

40

【表 2】

定格有効電力		15kW
定格線間電圧実効値	V_s	400V
直流側定格電圧	V_{dc}	560V
結合インダクタ	L_{ab}	4.0mH (12%)
チョップセル内の直流コンデンサの静電容量	C	3.3mF
直流コンデンサ電圧	V_c	140V
回路キャパシタンス定数	H	52ms
三角波キャリア周波数	f_c	2kHz
等価キャリア周波数		16kHz

10

【0126】

実験における制御システムは、DSPおよびFPGAをベースとした全デジタル制御により実現し、デッドタイムは4 μ 秒、各チョップセル11-jのキャリア周波数 f_c は2kHzとした。DSPには、テキサスインスツルメンツ(Texas Instruments)社のTMS320C6713を用いた。また、FPGAにはアルテラ社のAltera Cyclone IIを用いた。

【0127】

表3は、実験において負荷として用いた誘導電動機の仕様を示す。

20

【0128】

【表 3】

定格出力	P	15kW
定格線間電圧実効値	V	380V
定格周波数	f	50Hz
定格電流実効値	I	32A
定格すべり	s	1.8%
極対数	p	2
慣性モーメント	J_M^*	0.2kg \cdot m ²

$$* J_L = J_M$$

30

【0129】

また、図7に示す回生負荷は、インバータ1で駆動するモータの始動負荷トルクを模擬するためのものであり、190V、15kW定格、極対数4の誘導発電機IGとBTB(Back-to-Back)構成の変換器21および22とで構成した。これにより、ベクトル制御を適用することで誘導電動機IMの瞬時負荷トルク T_L を可変にした。

40

【0130】

図7に示す実験システムの三相12パルス整流回路と図3の直流リンクには、電解コンデンサやフィルムコンデンサは接続していない。なお、図7では三相12パルス整流回路用変圧器を使用しているが、三相6パルス整流回路を使用する場合にはトランスレスが実現できる。

【0131】

本発明の第1の実施例によるモータ始動装置における始動特性についての実験結果を示す図8~図11に示す。図8~11の一次線間電圧 v_{1uv} は、スイッチングリプル除去を目的としたローパスフィルタ(カットオフ周波数400Hz)を使用して基本波電圧を抽出している。実験では、モジュラーマルチレベルインバータ1の各チョップセル11-j

50

の直流コンデンサ電圧指令値 V_{c^*} を 140 V に設定した。モータの低速運転時の直流コンデンサ電圧変動の抑制制御は、非特許文献 6 に記載の方形波重畳方式を採用した。重畳する方形波状のコモンモード電圧の実効値 V_{com} を 240 V ($V_{DC}/2 = 280\text{ V}$ で規格化したとき 64%) に、その周波数は f_{com} を 50 Hz に設定した。一次電流の振幅指令値 I_1^* と周波数指令値 f_s の変化率は予め実験をして決定した。

【0132】

図 8 は、本発明の第 1 の実施例によるモータ始動装置における無負荷時の始動特性についての実験結果を示す図である。

【0133】

図 8 の実験では、一次電流の振幅指令値 I_1^* は 6.4 A (20%) とし、周波数指令値 f^* は 20 秒間で 0 Hz から 20 Hz まで増加するランプ関数で与えた。この場合の加速トルクは、式 24 から定格トルクの 1.3% となる。一次線間電圧 v_{1uv} は従来の V/f 制御と同様の特性を示し、その振幅は回転速度に比例して増加する。モータの回転速度 N_{rm} は、0 から同期速度の 600 min^{-1} までランプ関数状に増加する。モータの低速運転時に重畳する方形波状のコモンモード電圧と循環電流は、 $t = t_0$ から $t = t_1$ の期間にランプ関数状に低減させる。低減を開始する一次電流周波数は、変換器の PWM 変調度が過変調とならない値に設定する。実験では、変調度が 0.9 となる周波数である 12 Hz から 20 Hz の期間で低減させている。アーム電流 i_{pu} および i_{Nu} に着目すると、 $t = t_0$ 以前は方形波状の循環電流を重畳させているために振幅が大きくなり、 $t = t_1$ 以降は方形波状の循環電流を 0 とするために振幅が小さくなる。直流コンデンサ電圧 v_{C1u} および v_{C5u} は指令値 140 V に対して良好に追従している。直流コンデンサ電圧 v_{C1u} および v_{C5u} の変動幅は 19 V (14%) となった。

【0134】

図 9 および図 10 は、本発明の第 1 の実施例によるモータ始動装置において、負荷トルクを定格の 20% としたときの始動特性についての実験結果を示す図である。

【0135】

図 9 の実験における一次電流の振幅指令値は、定格すべり周波数 (0.36 Hz) 付近となるように調整した電流値 $I_1^* = 10\text{ A}$ (31%) とした。モータの回転速度 N_{rm} の最終値は、 591 min^{-1} となり、その時のすべり周波数は 0.30 Hz となる。アーム電流 i_{pu} および i_{Nu} の最大値は、モータの定格電流 (45 A) 以下の 23 A (51%) となった。直流コンデンサ電圧 v_{C1u} および v_{C5u} の変動幅は、 28 V (20%) となった。

【0136】

図 10 の実験における一次電流の振幅指令値は、 $I_1^* = 10\text{ A}$ (50%) に増加させた。図 10 から、一次電流の振幅指令値を任意の値に増加させても安定に始動できることが確認できる。モータの回転速度 N_{rm} の最終値は、 596 min^{-1} に増加し、すべり周波数は 0.10 Hz に低下する。すべり周波数の低下は、図 6 に示す励磁電流 I_0 が増加し、二次鎖交磁束が増加したことを意味している。 I_1^* を 10 A から 16 A に増加させたため、図 8 の実験結果と比較して一次線間電圧 v_{1uv} の振幅が増加している。アーム電流 i_{pu} および i_{Nu} の最大値は、定格以下の 38 A (84%) となった。直流コンデンサ電圧 v_{C1u} および v_{C5u} の変動幅は I_1 が増加したため 46 V (33%) に増大した。

【0137】

図 11 は、本発明の第 1 の実施例によるモータ始動装置において、負荷トルクを定格の 40% としたときの始動特性についての実験結果を示す図である。

【0138】

図 11 の実験における一次電流の振幅指令値は、定格すべり周波数付近となるように調整した電流値 $I_1^* = 14\text{ A}$ (43%) とした。モータの回転速度 N_{rm} の最終値は 590 min^{-1} であり、そのときのすべり周波数は 0.33 Hz となる。アーム電流 i_{pu} および i_{Nu} の最大値は定格以下の 34 A (76%) となった。直流コンデンサ電圧 v_{C1u} および v_{C5u} の変動幅は 36 V (26%) となった。

【0139】

10

20

30

40

50

本発明の第1の実施例によるモータ始動装置における定常特性についての実験結果を示す図12～図14に示す。図10～図14の実験では、負荷トルク T_L を定格の40%、一次電流指令値 $I_1^* = 14\text{ A}$ (43%)とした。

【0140】

図12は、本発明の第1の実施例によるモータ始動装置において、周波数指令値 f^* を0.5 Hzに設定したときのモータの極低速運転時の定常特性についての実験結果を示す図である。

【0141】

図12の実験において、重畳するコモンモード電圧 V_{com} は180 V (64%)に設定している。図12から、モータの極低速運転時においても直流コンデンサ電圧は指令値に良好に追従していることがわかる。モータの回転速度 N_{rm} は 6 min^{-1} であり、そのときのすべり周波数は0.30 Hzとなる。アーム電流 i_{pu} および i_{nu} の最大値は定格以下の30 A (66%)となった。直流コンデンサ電圧 v_{c1u} および v_{c5u} の変動幅は25 V (18%)となった。

【0142】

図13は、本発明の第1の実施例によるモータ始動装置において、周波数指令値 f^* を15 Hzに設定したときのモータの極低速運転時の定常特性についての実験結果を示す図である。

【0143】

図13の実験において、重畳するコモンモード電圧 V_{com} は $f^* = 20\text{ Hz}$ で0 Vとなるように設定したため、15 Hzではコモンモード電圧 V_{com} は113 V (40%)となる。アーム電流 i_{pu} および i_{nu} の最大値は、重畳する50 Hzの方形波状の循環電流を低減させているため、図12の周波数指令値 f^* が0.5 Hzの時より低い25 A (55%)となった。このときモータの回転速度 N_{rm} は 440 min^{-1} となり、すべり周波数は0.33 Hzとなった。図13から、コモンモード電圧低減時においても直流コンデンサ電圧 v_{c1u} および v_{c5u} は指令値に良好に追従することがわかる。直流コンデンサ電圧 v_{c1u} および v_{c5u} の変動幅は36 V (26%)となった。

【0144】

図14は、本発明の第1の実施例によるモータ始動装置において、周波数指令値 f^* を20 Hzに設定したときのモータの極低速運転時の定常特性についての実験結果を示す図である。

【0145】

図14の実験において、重畳するコモンモード電圧 V_{com} は0 (0%)に設定した。アーム電流 i_{pu} および i_{nu} の最大値は、方形波状の50 Hzの循環電流を重畳していないため、定格より十分に低い15 A (33%)となった。モータの回転速度 N_{rm} は 590 min^{-1} となり、すべり周波数は0.33 Hzとなった。直流コンデンサ電圧 v_{c1u} および v_{c5u} の変動幅は、28 V (20%)となった。

【0146】

上述の図8～図14の実験結果から、本発明の第1の実施例による速度センサレスモータ始動装置において一次電流のフィードバック制御系を構成し、負荷トルクに応じて一次電流指令値を適切に調整することによって、ゼロ速度から中速度までの安定した始動が実現できることを確認できる。

【0147】

上述の第1の実施例は3端子結合リアクトルを用いたものであるが、図22を参照して説明した非結合リアクトルを用いたモジュラーマルチレベルインバータ1を用いても、第1の実施例によるモータ始動方法の動作原理を適用することができ、本明細書ではこれを第2の実施例として扱う。

【0148】

図15は、本発明の第2の実施例によるモジュラーマルチレベルインバータを示す回路図である。すなわち、本発明の第2の実施例は、図3における3端子結合リアクトル12

10

20

30

40

50

を、図 15 では非結合リアクトル 12 - 1 および 12 - 2 に置き換えたものである。モジュラーマルチレベルインバータ 1 の出力端子は、第 1 の実施例の場合は 3 端子結合リアクトル 12 の第 3 の端子であったが、第 2 の実施例では、u 相の場合、第 1 のアーム 2 u - P と第 2 のアーム 2 u - N との接続端子である。これ以外の回路構成要素とこのモジュラーマルチレベルインバータ 1 を用いたモータ始動方法の動作原理および制御方法については図 1 ~ 図 14 を参照して説明した第 1 の実施例と同様である。

【産業上の利用可能性】

【0149】

本発明は、モータの駆動にダブルスターチョップセルモジュラーマルチレベルインバータを用いる場合における、モータの始動制御に適用することができる。本発明は、特にファン、プロア、およびコンプレッサなど、速度変化やトルク変化が緩やかな負荷に接続されたモータの始動に適しており、定格始動トルクを必要としない 2 乗低減トルク負荷のものに適している。

10

【符号の説明】

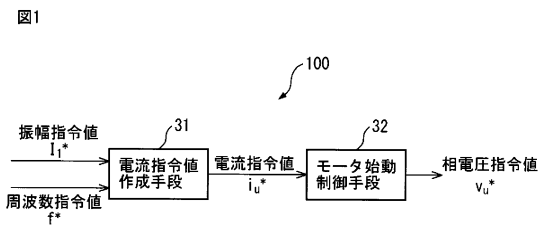
【0150】

- 1 モジュラーマルチレベルインバータ
- 2 u - P、2 v - P、2 w - P 第 1 のアーム
- 2 u - N、2 v - N、2 w - N 第 2 のアーム
- 10 DSP
- 11 - 1、11 - 2、11 - 3、11 - 4 チョップセル
- 11 - 5、11 - 6、11 - 7、11 - 8 チョップセル
- 12 3 端子結合リアクトル
- 12 - 1、12 - 2 非結合リアクトル
- 31 電流指令値作成手段
- 32 モータ始動制御手段
- 100 速度センサレスモータ始動装置
- C 直流コンデンサ
- D 帰還ダイオード
- S 半導体スイッチング素子
- SW 1、SW 2 半導体スイッチ

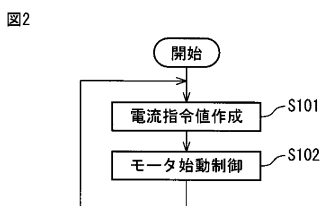
20

30

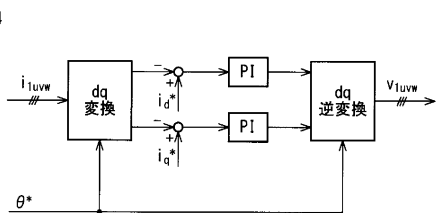
【図1】



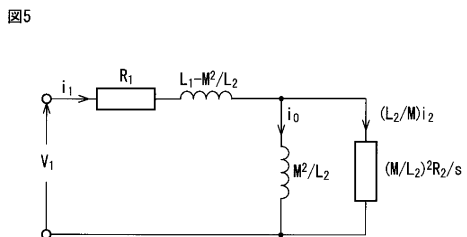
【図2】



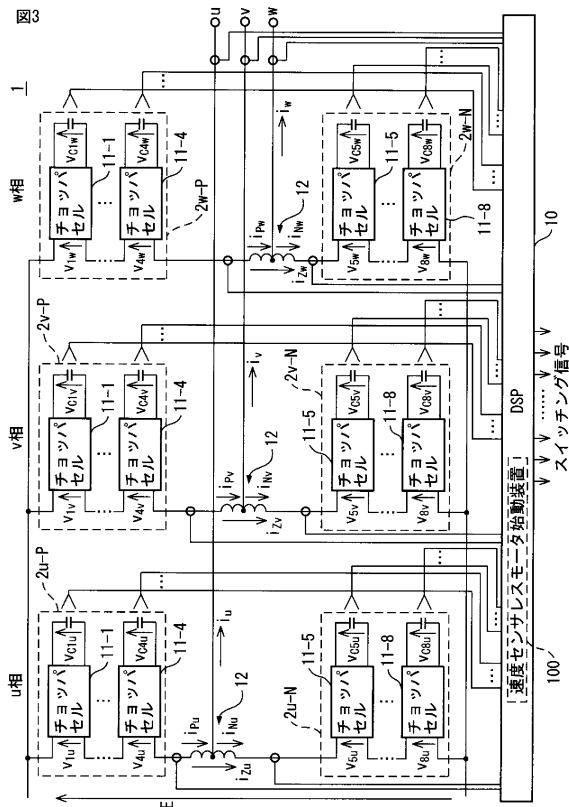
【図4】



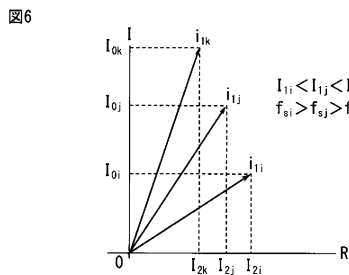
【図5】



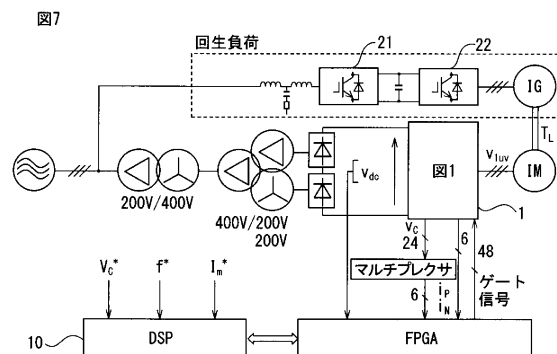
【図3】



【図6】

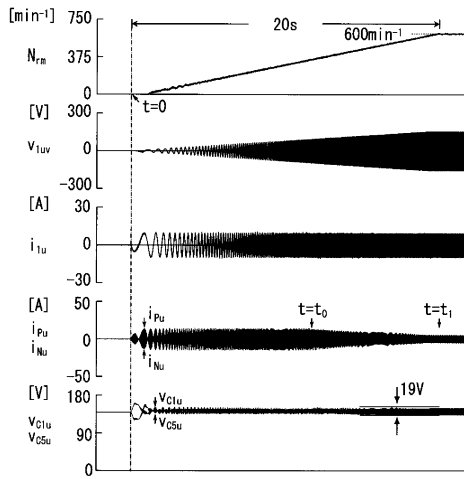


【図7】



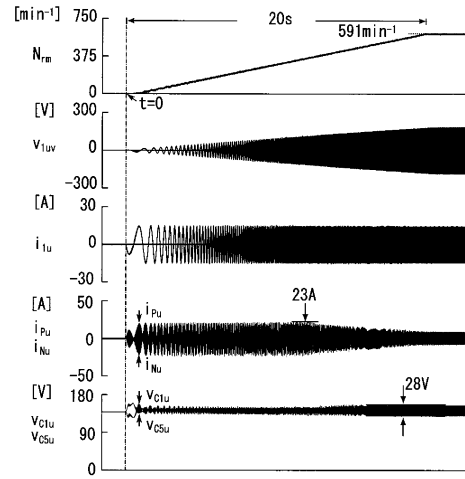
【 図 8 】

図8



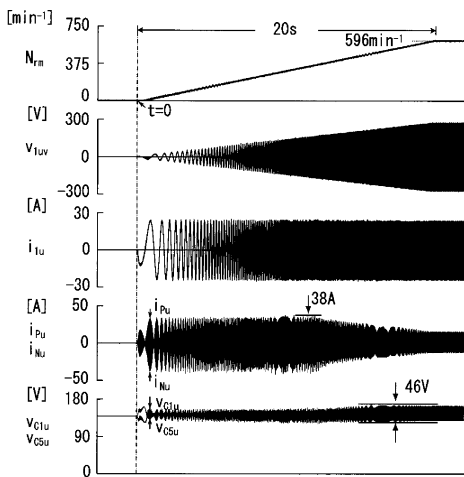
【 図 9 】

図9



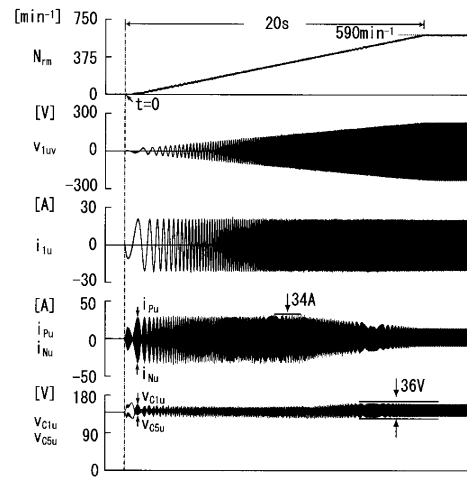
【 図 1 0 】

図10



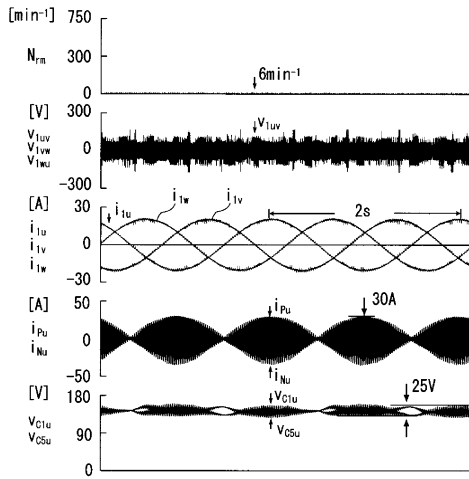
【 図 1 1 】

図11



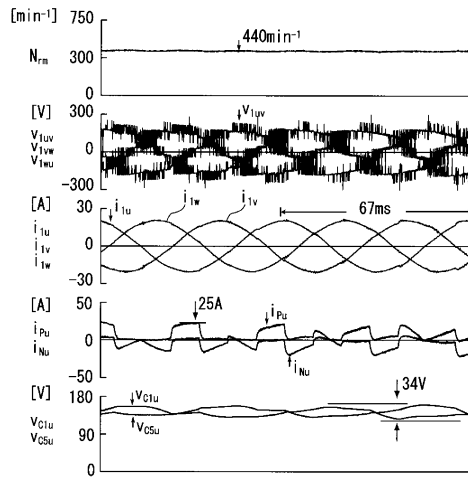
【 図 1 2 】

図12



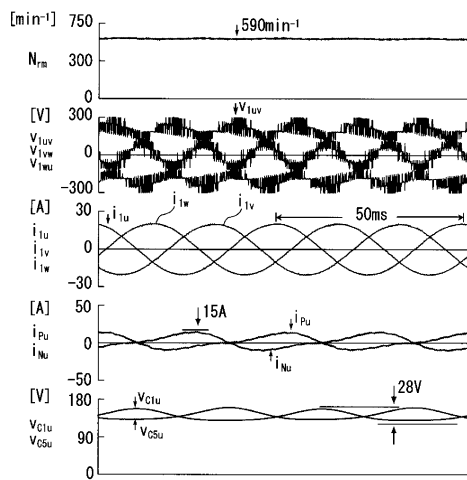
【 図 1 3 】

図13



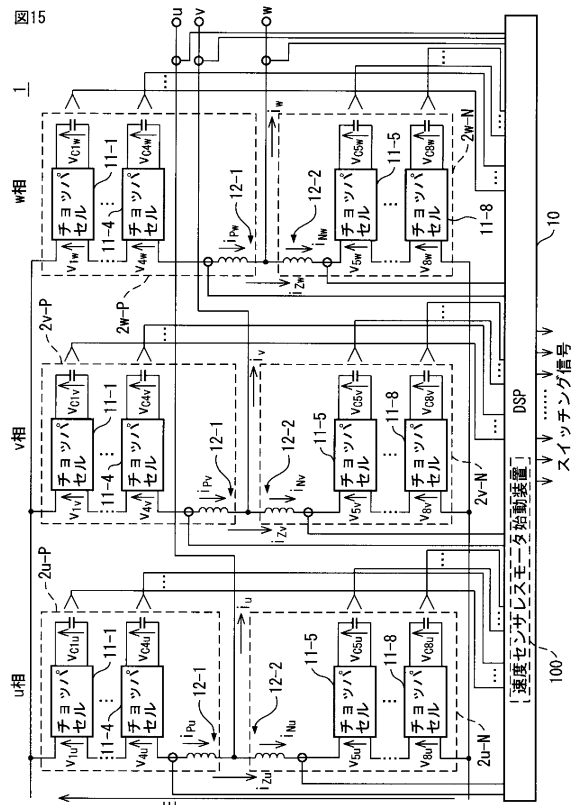
【 図 1 4 】

図14



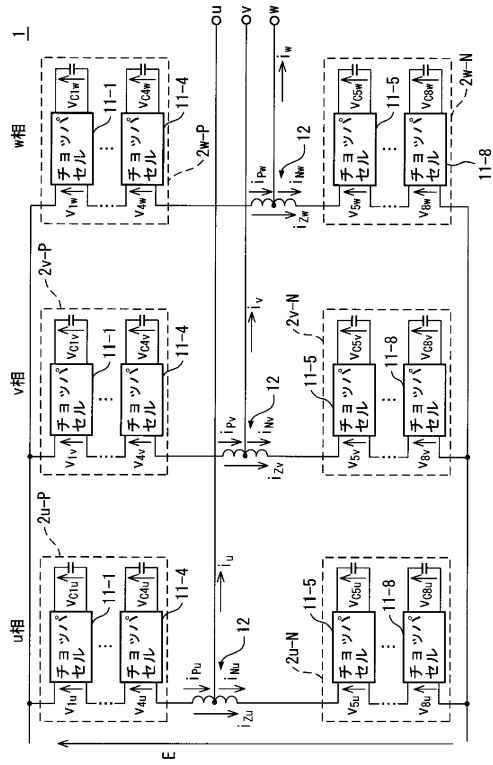
【 図 1 5 】

図15



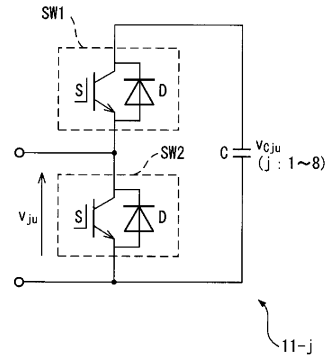
【図16】

図16



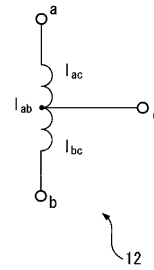
【図17】

図17



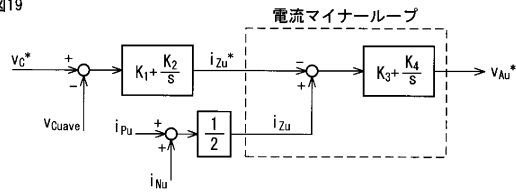
【図18】

図18



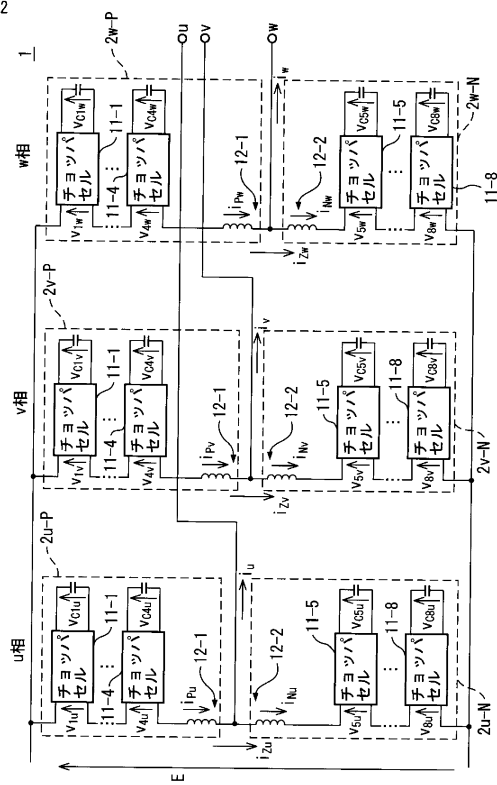
【図19】

図19



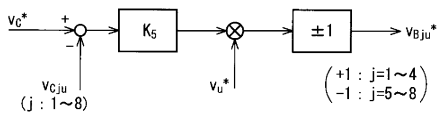
【図22】

図22



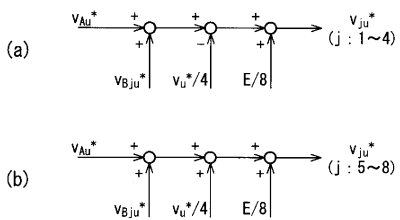
【図20】

図20



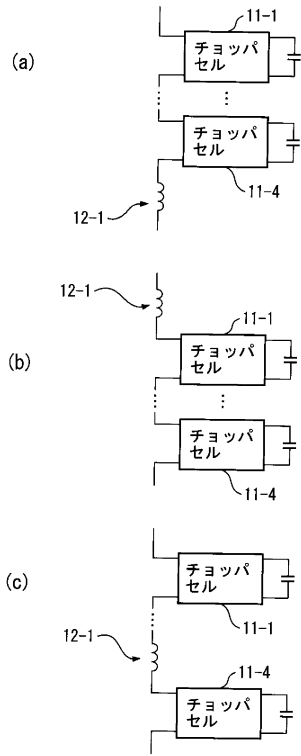
【図21】

図21



【 図 2 3 】

図23



フロントページの続き

- (72)発明者 赤木 泰文
東京都目黒区大岡山 2 - 1 2 - 1 国立大学法人東京工業大学内
- (72)発明者 萩原 誠
東京都目黒区大岡山 2 - 1 2 - 1 国立大学法人東京工業大学内

審査官 池田 貴俊

- (56)参考文献 国際公開第 2 0 1 1 / 0 4 0 0 5 7 (W O , A 1)
特開平 0 2 - 1 8 6 5 8 8 (J P , A)
特開 2 0 1 2 - 0 4 4 8 3 9 (J P , A)
特開 2 0 1 2 - 0 2 3 8 1 4 (J P , A)
特開 2 0 1 2 - 1 3 9 0 1 5 (J P , A)
特開 2 0 1 1 - 1 8 2 5 1 7 (J P , A)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
- | | |
|---------|-----------|
| H 0 2 P | 1 / 5 2 |
| H 0 2 P | 2 7 / 0 6 |