

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6035699号
(P6035699)

(45) 発行日 平成28年11月30日 (2016.11.30)

(24) 登録日 平成28年11月11日 (2016.11.11)

(51) Int.Cl.	F I
B 2 5 F 5/00 (2006.01)	B 2 5 F 5/00 C
H 0 2 M 7/48 (2007.01)	B 2 5 F 5/00 G
	H 0 2 M 7/48 M

請求項の数 24 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2015-519783 (P2015-519783)	(73) 特許権者	000005094
(86) (22) 出願日	平成26年5月16日 (2014.5.16)		日立工機株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2014/063074		東京都港区港南二丁目15番1号
(87) 国際公開番号	W02014/192559	(74) 代理人	100094983
(87) 国際公開日	平成26年12月4日 (2014.12.4)		弁理士 北澤 一浩
審査請求日	平成27年9月10日 (2015.9.10)	(74) 代理人	100095946
(31) 優先権主張番号	特願2013-115243 (P2013-115243)		弁理士 小泉 伸
(32) 優先日	平成25年5月31日 (2013.5.31)	(74) 代理人	100099829
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)		弁理士 市川 朗子
		(72) 発明者	小泉 俊彰
			茨城県ひたちなか市武田1060番地 日
			立工機株式会社内
		(72) 発明者	岩田 和隆
			茨城県ひたちなか市武田1060番地 日
			立工機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電動工具

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

モータと、

第 1 電源電圧実効値を有する第 1 交流電源及び前記第 1 電源電圧実効値より大きい第 2 電源電圧実効値を有する第 2 交流電源のうち何れか一方の交流電源から入力される電源電圧を整流する整流回路部と、

該整流回路部から出力される整流電圧を前記モータに駆動電力として供給する供給手段と、を有し、

入力された前記電源電圧の電源電圧実効値が前記第 2 電源電圧実効値の場合、前記第 1 電源電圧実効値の場合よりも前記モータのデューティ比の最大値を小さくすることを特徴とする電動工具。

【請求項 2】

前記交流電源が前記第 1 交流電源の場合と前記第 2 交流電源の場合とを比較すると、前記整流電圧が最大となるタイミングにおける前記デューティ比は、前記第 1 交流電源の場合よりも前記第 2 交流電源の場合の方が小さいことを特徴とする請求項 1 記載の電動工具。

【請求項 3】

前記交流電源の前記電源電圧実効値が大きいほど前記デューティ比を小さくすることを特徴とする請求項 1 または 2 記載の電動工具。

【請求項 4】

10

20

前記交流電源の前記電源電圧実効値が所定電圧までは前記デューティ比を一定とし、前記所定電圧より大きい場合には前記交流電源の前記電源電圧実効値が大きいほど前記デューティ比を小さくすることを特徴とする請求項 1 乃至 3 の何れか 1 項に記載の電動工具。

【請求項 5】

前記整流電圧が電圧閾値を超えたら前記デューティ比を小さくすることを特徴とする請求項 1 乃至 4 の何れか 1 項に記載の電動工具。

【請求項 6】

前記整流電圧が前記電圧閾値を超えたら所定時間だけ前記デューティ比を小さくすることを特徴とする請求項 5 記載の電動工具。

【請求項 7】

前記デューティ比を小さくしてから所定時間経過後に前記デューティ比を大きくすることを特徴とする請求項 6 記載の電動工具。

【請求項 8】

前記デューティ比を小さくした後に前記整流電圧が前記電圧閾値より小さくなったら前記デューティ比を大きくすることを特徴とする請求項 5 記載の電動工具。

【請求項 9】

前記デューティ比を小さくする前のデューティ比に戻すことを特徴とする請求項 7 または 8 記載の電動工具。

【請求項 10】

前記モータに流れる電流が電流閾値を超えたら前記デューティ比を小さくすることを特徴とする請求項 1 乃至 4 の何れか 1 項に記載の電動工具。

【請求項 11】

前記デューティ比を小さくした後に前記電流が前記電流閾値より小さくなったら前記デューティ比を大きくすることを特徴とする請求項 10 記載の電動工具。

【請求項 12】

前記デューティ比を小さくする前のデューティ比に戻すことを特徴とする請求項 11 記載の電動工具。

【請求項 13】

前記電流閾値は前記交流電源の前記電源電圧実効値が大きいほど小さく設定されることを特徴とする請求項 10 乃至 12 の何れか 1 項に記載の電動工具。

【請求項 14】

前記交流電源のゼロクロスを検出し、前記ゼロクロスの検出からの経過時間が第 1 時間を超えると前記デューティ比を小さくし、前記経過時間が前記第 1 時間より長い第 2 時間を超えると前記デューティ比を大きくすることを特徴とする請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の電動工具。

【請求項 15】

前記第 1 時間は前記交流電源の前記電源電圧実効値が大きいほど短く設定されることを特徴とする請求項 14 記載の電動工具。

【請求項 16】

前記整流電圧は平滑されずに前記供給手段に供給されることを特徴とする請求項 1 乃至 15 の何れか 1 項に記載の電動工具。

【請求項 17】

モータと、

電源から前記モータに駆動電力を供給する供給手段と、

前記駆動電力の実効値を変更する変更手段を有し、前記モータに流れる電流値が所定の電流値を超える過電流の発生を抑制する抑制手段と、

前記供給手段に入力される交流電力のゼロクロスを検出するゼロクロス検出手段と、を有し、

前記変更手段は、前記ゼロクロスの検出からの経過時間が第 1 時間閾値を超えると、前記実効値を低下させ、前記経過時間が前記第 1 時間閾値よりも長い第 2 時間閾値を超える

10

20

30

40

50

と、前記実効値を上昇させることを特徴とする電動工具。

【請求項 18】

前記供給手段に入力される電流値を検出する電流検出手段を更に有し、

前記変更手段は、検出された前記電流値が電流閾値を超えると、前記実効値を低下させることを特徴とする請求項 17 に記載の電動工具。

【請求項 19】

前記電源の電源電圧実効値を検出する電源電圧検出手段を更に有し、

前記変更手段は、検出された前記電源電圧実効値に応じて前記電流閾値を設定することを特徴とする請求項 18 に記載の電動工具。

【請求項 20】

前記供給手段に入力される電圧瞬時値を検出する入力電圧検出手段を更に有し、

前記変更手段は、検出された前記電圧瞬時値が電圧閾値を超えると、前記実効値を低下させることを特徴とする請求項 17 に記載の電動工具。

【請求項 21】

前記電源の電源電圧実効値を検出する電源電圧検出手段を更に有し、

前記変更手段は、検出された前記電源電圧実効値に応じて前記電圧閾値を設定することを特徴とする請求項 20 に記載の電動工具。

【請求項 22】

前記電源の電源電圧実効値を検出する電源電圧検出手段と、前記交流電力の半周期を検出する周期検出手段と、を更に有し、

前記変更手段は、検出された前記電源電圧実効値に応じて、前記第 1 時間閾値を設定し、検出された前記半周期から前記第 2 時間閾値を減じた値を第 2 時間閾値として設定することを特徴とする請求項 17 に記載の電動工具。

【請求項 23】

前記供給手段は、インバータ回路であり、前記変更手段は、前記インバータ回路により前記モータに供給される前記駆動電力のデューティ比を変更することを特徴とする請求項 17 乃至 22 の何れか 1 項に記載の電動工具。

【請求項 24】

前記電源は交流電源であり、

前記供給手段は前記交流電源の電圧を平滑せずに前記モータに供給することを特徴とする請求項 17 乃至 23 の何れか 1 項に記載の電動工具。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、商用交流電源により駆動されるモータを有する電動工具に関する。

【背景技術】

【0002】

商用交流電源に接続して使用される電動工具では、従来、商用交流電源からの交流電力が整流回路により整流された後、平滑コンデンサにより平滑され、インバータ回路に供給される。そして、インバータ回路からモータに所定の駆動電力が出力され、モータが駆動されることとなる。

【0003】

また、近年、平滑コンデンサを設けない小型の電動工具が普及しつつある。この種の電動工具では、交流電圧の最大振幅のタイミングで、モータに流れる電流値が跳ね上がることが知られている。

【0004】

ところで、商用交流電源は国によって電圧の規格が異なる。そのため、例えば 100V 仕様の電動工具を 200V の高電圧の商用交流電源に接続して使用した場合、上記した跳ね上がりの結果、モータに流れる電流値がモータ駆動のためのスイッチング素子の最大定格値を超えてしまい、スイッチング素子が破損する虞があった。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 5 】

このような問題を解決すべく、下記特許文献 1 には、電源電圧に応じてモータ制御を変更する技術が開示されている。

【 先行技術文献 】

【 特許文献 】

【 0 0 0 6 】

【 特許文献 1 】 特開平 5 - 3 1 7 5 6 1 号公報

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 7 】

10

しかしながら、上記した従来技術では、電源電圧が高い場合、モータの通電率を低下させると共に、駆動時間を短くするため、通常の 1 0 0 V の商用交流電源に接続して使用する時よりも、更にモータの駆動電力が下がるという問題があった。

【 0 0 0 8 】

そのため、異なる電源電圧に対しても、モータの駆動電力を維持しつつ、スイッチング素子の破損を防止可能な電動工具が望まれていた。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 9 】

本発明に係る電動工具は、モータと、第 1 電源電圧実効値を有する第 1 交流電源及び第 1 電源電圧実効値より大きい第 2 電源電圧実効値を有する第 2 交流電源のうち何れか一方の交流電源から入力される電源電圧を整流する整流回路部と、該整流回路部から出力される整流電圧をモータに駆動電力として供給する供給手段と、を有し、入力された電源電圧の電源電圧実効値が第 2 電源電圧実効値の場合、第 1 電源電圧実効値の場合よりもモータのデューティ比の最大値を小さくすることを特徴とする。

20

また、本発明に係る電動工具は、モータと、商用電源からの入力電圧を整流する整流回路部と、整流回路部から出力される整流電圧をモータに駆動電力として供給する供給手段と、を有し、商用電源の電圧に応じてモータのデューティ制御を変更することを特徴とする。

【 0 0 1 0 】

このような構成によれば、最適に設計された入力電圧以外の電源環境においても、モータに流れる電流の跳ね上がりを抑制可能となるので、スイッチング素子の破損を防止することができる。

30

【 0 0 1 1 】

上記した電動工具は、商用電源の電圧に応じてモータに供給されるデューティ比を変更することが好ましい。

【 0 0 1 2 】

このような構成によれば、商用電源の電圧が異なる場合も、モータに供給されるデューティ比を適切に変更可能となるので、スイッチング素子の破損を防止できる。

【 0 0 1 3 】

また、商用電源の電圧が第 1 電圧値の場合に第 1 デューティ比とし、第 1 電圧値より大きい第 2 電圧値の場合に第 1 デューティ比より小さい第 2 デューティ比としても良い。

40

【 0 0 1 4 】

このような構成によれば、商用電源の電圧値に応じて、モータに供給されるデューティ比を適切に変更できるので、スイッチング素子の破損を確実に防止可能となる。例えば、電圧実効値が 1 0 0 V の商用電源に対して、デューティ比を 1 0 0 % とし、電圧実効値が 2 0 0 V の商用電源に対して、デューティ比を 5 0 % とすることが好ましい。

【 0 0 1 5 】

また、商用電源の電圧が大きいほどデューティ比を小さくしても良い。

【 0 0 1 6 】

このような構成によれば、商用電源の電圧に応じてデューティ比が適切に変更されるので

50

、異なる電源環境においても、モータに流れる電流の跳ね上がりを抑制して、スイッチング素子の破損を防止することができる。

【 0 0 1 7 】

商用電源の電圧が所定電圧まではデューティ比を一定とし、所定電圧より大きい場合には商用電源の電圧が大きいほどデューティ比を小さくしても良い。

【 0 0 1 8 】

このような構成によれば、所定電圧まではデューティ比が一定に維持されるので、駆動電力を維持可能となる。また、所定電圧を超えるとデューティ比が変更されるので、スイッチング素子の破損を防止可能となる。

【 0 0 1 9 】

上記した電動工具において、整流電圧が電圧閾値を超えたらデューティ比を小さくすることが好ましい。

【 0 0 2 0 】

このような構成によれば、整流電圧が電圧閾値を超えると、モータに流れる電流値を下げるべく制御されるので、電流の跳ね上がりによるスイッチング素子の破損を確実に防止可能となる。

【 0 0 2 1 】

また、整流電圧が電圧閾値を超えたら所定時間だけデューティ比を小さくしても良い。

【 0 0 2 2 】

このような構成によれば、駆動電力を維持しつつ、スイッチング素子の破損を防止可能となる。

【 0 0 2 3 】

また、デューティ比を小さくしてから所定時間経過後にデューティ比を大きくしても良い。

【 0 0 2 4 】

このような構成によれば、スイッチング素子の破損を防止しつつ、駆動電力の過度な低下を回避可能となる。

【 0 0 2 5 】

デューティ比を小さくした後に整流電圧が電圧閾値より小さくなったらデューティ比を大きくしても良い。

【 0 0 2 6 】

このような構成によれば、スイッチング素子の破損を確実に防止しつつ、駆動電力の低下を最小限に抑えることができる。

【 0 0 2 7 】

また、デューティ比を小さくする前のデューティ比に戻すことが好ましい。

【 0 0 2 8 】

このような構成によれば、駆動電力の維持が可能となる。

【 0 0 2 9 】

上記した電動工具において、モータに流れる電流が電流閾値を超えたらデューティ比を小さくすることが好ましい。

【 0 0 3 0 】

このような構成によれば、モータに流れる電流が電流閾値を超えると、電流値を下げるべく制御されるので、スイッチング素子の最大定格値を超える過電流の発生を抑制可能となり、スイッチング素子の破損を防止できる。

【 0 0 3 1 】

デューティ比を小さくした後に電流が電流閾値より小さくなったらデューティ比を大きくしても良い。

【 0 0 3 2 】

このような構成によれば、スイッチング素子の破損を確実に防止しつつ、駆動電力の低下を最小限に抑えることができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 3 】

また、デューティ比を小さくする前のデューティ比に戻すことが好ましい。

【 0 0 3 4 】

このような構成によれば、駆動電力の維持が可能となる。

【 0 0 3 5 】

電流閾値は商用電源の電圧が大きいほど小さく設定されることが好ましい。

【 0 0 3 6 】

このような構成によれば、商用電源の電圧に応じて電流閾値が変更されるので、異なる電源環境においても、モータに流れる電流の跳ね上がりを実際に抑制して、スイッチング素子の破損を防止することができる。

10

【 0 0 3 7 】

上記した電動工具において、交流電源のゼロクロスを検出し、ゼロクロスの検出からの経過時間が第1時間を超えるとデューティ比を小さくし、経過時間が第1時間より長い第2時間を超えるとデューティ比を大きくすることが好ましい。

【 0 0 3 8 】

このような構成によれば、ゼロクロスからの経過時間に応じて、デューティ比の変更が行われるので、簡易な制御により駆動電力の維持及びスイッチング素子の破損防止が可能となる。

【 0 0 3 9 】

また、第1時間は交流電源の電圧が大きいほど短く設定されることが好ましい。

20

【 0 0 4 0 】

このような構成によれば、電源環境が異なる場合も、スイッチング素子の破損を防止可能となる。

【 0 0 4 1 】

上記した電動工具において、整流電圧は平滑されずに供給手段に供給されることを特徴とする。

【 0 0 4 2 】

このような構成によれば、異なる電源環境に対応可能な小型の電動工具を提供可能となる。

【 0 0 4 3 】

また、本発明に係る電動工具は、モータと、電源からモータに駆動電力を供給する供給手段と、モータに流れる電流値が所定の電流値を超える過電流の発生を抑制する抑制手段とを有することを特徴とする。

30

【 0 0 4 4 】

このような構成によれば、スイッチング素子の最大定格値を超える過電流の発生を抑制可能となるので、スイッチング素子の破損を防止することができる。

【 0 0 4 5 】

上記した電動工具において、抑制手段は、駆動電力の実効値を変更する変更手段を有しても良い。

【 0 0 4 6 】

このような構成によれば、モータに供給される駆動電力を適切に変更できるので、スイッチング素子の破損を防止しつつ、モータの駆動電力を維持することができる。

40

【 0 0 4 7 】

上記した電動工具は、供給手段に入力される電流値を検出する電流検出手段を更に有することもできる。この場合、変更手段は、検出された電流値が電流閾値を超えると、実効値を低下させることが好ましい。

【 0 0 4 8 】

このような構成によれば、供給手段に流れる電流値が電流閾値を超えると、モータに流れる電流値を下げるべく制御されるので、過電流の発生を抑制して、スイッチング素子の破損を確実に防止可能となる。

50

【 0 0 4 9 】

また、電源の電源電圧実効値を検出する電源電圧検出手段を更に有しても良い。この場合、変更手段は、検出された電源電圧実効値に応じて電流閾値を設定することが好ましい。

【 0 0 5 0 】

このような構成によれば、電源電圧が異なる場合も、駆動電力を維持しつつ、スイッチング素子の破損を防止可能となる。

【 0 0 5 1 】

上記した電動工具は、供給手段に入力される電圧瞬時値を検出する入力電圧検出手段を更に有することもできる。この場合、変更手段は、検出された電圧瞬時値が電圧閾値を超えると、実効値を低下させることが好ましい。

10

【 0 0 5 2 】

このような構成によれば、供給手段に入力される電圧瞬時値が電圧閾値を超えると、モータに流れる電流値を下げるべく制御されるので、過電流によるスイッチング素子の破損を確実に防止可能となる。

【 0 0 5 3 】

また、電源の電源電圧実効値を検出する電源電圧検出手段を更に有しても良い。この場合、変更手段は、検出された電源電圧実効値に応じて電圧閾値を設定することが好ましい。

【 0 0 5 4 】

20

このような構成によれば、電源電圧が異なる場合も、駆動電力を維持しつつ、スイッチング素子の破損を防止可能となる。

【 0 0 5 5 】

上記した電動工具は、供給手段に入力される交流電力のゼロクロスを検出するゼロクロス検出手段を更に有することもできる。この場合、変更手段は、ゼロクロスの検出からの経過時間が第1時間閾値を超えると、実効値を低下させ、経過時間が第1時間閾値よりも長い第2時間閾値を超えると、実効値を上昇させることが好ましい。

【 0 0 5 6 】

このような構成によれば、ゼロクロスからの経過時間に応じて、駆動電力の変更が行われるので、簡易な制御により駆動電力の維持及びスイッチング素子の破損防止が可能となる。

30

【 0 0 5 7 】

また、電源の電源電圧実効値を検出する電源電圧検出手段と、交流電力の半周期を検出する周期検出手段とを更に有しても良い。この場合、変更手段は、検出された電源電圧実効値に応じて、第1時間閾値を設定し、検出された半周期から第1時間閾値を減じた値を第2時間閾値として設定することが好ましい。

【 0 0 5 8 】

このような構成によれば、電源電圧が異なる場合も、駆動電力を維持しつつ、スイッチング素子の破損を防止可能となる。

【 0 0 5 9 】

40

上記した電動工具において、供給手段をインバータ回路とし、変更手段をインバータ回路によりモータに供給される駆動電力のデューティ比を変更すべく構成しても良い。

【 0 0 6 0 】

また、上記した電動工具において、電源は商用電源であり、供給手段は商用電源の電圧を平滑せずにモータに供給することを特徴とする。

【 0 0 6 1 】

このような構成によれば、異なる電源環境に対応可能な小型の電動工具を提供可能となる。

【 発明の効果 】

【 0 0 6 2 】

50

本発明に係る電動工具によれば、異なる電源電圧に対しても、モータの駆動電力を維持しつつ、スイッチング素子の破損を防止可能となる。

【図面の簡単な説明】

【0063】

【図1】実施の形態に係るインパクトドライバの断面図である。

【図2】実施の形態に係るインパクトドライバにおけるモータの制御ブロック図である。

【図3】モータの仕様に応じた電源電圧及びPWMデューティの関係を示す図である。

【図4】実施の形態に係るインパクトドライバの電源電圧実効値及びPWMデューティの関係を示す図である。

【図5】ソフトスタート制御を説明する図である。

10

【図6】第1の実施の形態に係るインパクトドライバにおける電源電圧実効値及び電流閾値の関係を示す図である。

【図7】第1の実施の形態に係るインパクトドライバの動作を示すフローチャートである。

【図8】第1の実施の形態におけるモータの駆動制御の一例を示す説明図である。(a)はモータに印加される電圧の時間変化を示す図、(b)はモータに流れる電流の時間変化を示す図、(c)はPWMデューティDの時間変化を示す図である。

【図9】整流後の電源電圧波形及びモータ電流波形を示す図である。(a)は電圧検出回路により検出された整流後の電源電圧の電圧瞬時値Vを示す図、(b)は電流検出回路により検出されたモータに流れるモータ電流の電流値Iを示す図である。

20

【図10】第1の実施の形態におけるPWMデューティ及びモータ電流の関係を示す図である。

【図11】第2の実施の形態に係るインパクトドライバにおける電源電圧実効値及び電圧閾値の関係を示す図である。

【図12】第2の実施の形態に係るインパクトドライバの動作を示すフローチャートである。

【図13】第2の実施の形態におけるモータの駆動制御の一例を示す説明図である。(a)はモータに印加される電圧の時間変化を示す図、(b)はモータに流れる電流の時間変化を示す図、(c)はPWMデューティDの時間変化を示す図である。

【図14】電源電圧100V時における整流後電圧、PWMデューティ及びモータ電流の関係を示す図である。

30

【図15】電源電圧200V時における整流後電圧、PWMデューティ及びモータ電流の関係を示す図である。

【図16】電源電圧230V時における整流後電圧、PWMデューティ及びモータ電流の関係を示す図である。

【図17】第3の実施の形態に係るインパクトドライバにおける電源電圧実効値及びデューティ切替タイミングの関係を示す図である。

【図18】第3の実施の形態に係るインパクトドライバの動作を示すフローチャートである。

【図19】第3の実施の形態におけるモータの駆動制御の一例を示す説明図である。(a)はモータに印加される電圧の時間変化を示す図、(b)はモータに流れる電流の時間変化を示す図、(c)はPWMデューティの時間変化を示す図である。

40

【図20】第4の実施の形態に係るインパクトドライバの動作を示すフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【0064】

以下、本発明の実施の形態を添付図面を参照して説明する。ここでは、本発明をインパクトドライバに適用した場合を例に、説明を行う。

【0065】

図1は、実施の形態に係るインパクトドライバの断面図である。インパクトドライバ1は

50

、本発明の電動工具に相当し、図 1 に示されるように、ハウジング 2、モータ 3、ギヤ機構 4、ハンマ 5、アンビル部 6、インバータ回路部 7 及び電源コード 8 から主に構成される。

【 0 0 6 6 】

ハウジング 2 は、樹脂製であってインパクトドライバ 1 の外郭を成しており、略筒状の胴体部 2 a と、胴体部 2 a から延出されるハンドル部 2 b とから主に構成される。胴体部 2 a 内には、図 1 に示されるように、モータ 3 が、その軸方向が胴体部 2 a の長手方向に一致するように配置されると共に、ギヤ機構 4、ハンマ 5 及びアンビル部 6 が、モータ 3 の軸方向一端側に向かって並んで配置されている。

【 0 0 6 7 】

胴体部 2 a 内の前側位置には、ハンマ 5 及びアンビル部 6 が内蔵される金属製のハンマケース 1 8 が配置されている。ハンマケース 1 8 は、前方に向かうに従って徐々に径が細くなる略漏斗形状を成しており、前端部分には開口 1 8 a が形成され、開口 1 8 a から後述する先端工具保持部 1 6 の先端部分が露出し、その先端に開口部 1 6 a が形成される。また、胴体部 2 a には、後述する冷却ファン 1 4 により胴体部 2 a 内に外気を吸入及び排出するための図示せぬ吸気口及び排気口が形成されている。当該外気により、モータ 3 及びインバータ基板 7 が冷却される。

【 0 0 6 8 】

ハンドル部 2 b は、胴体部 2 a の前後方向略中央位置から下側に向けて延出し、胴体部 2 a と一体に構成されている。ハンドル部 2 b の内部には、スイッチ機構 9 が内蔵されると共に、その延出方向先端位置に、交流電源に接続可能な電源コード 8 が延出している。ハンドル部 2 b において、胴体部 2 a からの根元部分であって前側位置には、作業者の操作箇所となり電子スイッチであるトリガスイッチ 1 0 が設けられている。このトリガスイッチ 1 0 は、スイッチ機構 9 と接続しており、モータ 3 への駆動電力の供給と遮断とを切り替えるために用いられる。また、ハンドル部 2 b と胴体部 2 a との接続部分であって、トリガスイッチ 1 0 の直上には、モータ 3 の回転方向を切り替える正逆切替スイッチ 1 1 が設けられている。更に、ハンドル部 2 b の下部には、制御回路部 1 2 及び電源回路部 1 3 が収容されている。

【 0 0 6 9 】

モータ 3 は、ブラシレスモータであり、図 1 に示されるように、出力軸 3 e 及び複数の永久磁石 3 d を備えるロータ 3 a と、当該ロータ 3 a と対向する位置に配置され複数のコイル 3 c を備えるステータ 3 b とから主に構成される。出力軸 3 e は、軸方向が前後方向と一致するように胴体部 2 a 内に配置され、ロータ 3 a の前後に突出しており、その突出した箇所でベアリングにより胴体部 2 a に回転可能に支承されている。出力軸 3 e において、前側に突出している箇所には、出力軸 3 e と同軸一体に回転する冷却ファン 1 4 が設けられている。

【 0 0 7 0 】

ギヤ機構 4 は、モータ 3 の前方に配置されている。ギヤ機構 4 は、複数の歯車を備える遊星歯車機構で構成される減速機構であり、出力軸 3 e の回転を減速してハンマ 5 に伝達する。ハンマ 5 は、前端に一对の衝突部 1 5 を備えている。また、ハンマ 5 は、パネ 5 a により前方に付勢され、当該付勢力に抗して後方に移動することも可能に構成されている。

【 0 0 7 1 】

アンビル部 6 は、ハンマ 5 の前方に配置されており、先端工具保持部 1 6 と、アンビル 1 7 とから主に構成される。アンビル 1 7 は、先端工具保持部 1 6 の後方に、当該先端工具保持部 1 6 と一体に構成され、先端工具保持部 1 6 の回転中心に対して対極に配置された一对の被衝突部 1 7 a を有する。ハンマ 5 が回転すると、一方の衝突部 1 5 と一方の被衝突部 1 7 a とが衝突すると同時に、他方の衝突部 1 5 と他方の被衝突部 1 7 a とが衝突し、これによりハンマ 5 の回転力がアンビル 1 7 に伝達され、アンビル 1 7 に打撃が与えられる。また、衝突部 1 5 と被衝突部 1 7 a との衝突後、ハンマ 5 はパネ 5 a の付勢力に抗して回転しながら後退する。そして、衝突部 5 1 が被衝突部 1 7 a を乗り越えると、パネ

10

20

30

40

50

5 aに蓄えられた弾性エネルギーが解放されてハンマ5は前方に移動し、再び、衝突部15と被衝突部17aとが衝突することとなる。なお、先端工具保持部16の先端に形成された開口部16aには、先端工具が着脱可能に保持される。

【0072】

インバータ回路部7には、MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)やIGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)等のスイッチング素子7aが設けられる。電源コード8は、商用交流電源と接続することにより、各部に電源を供給する。

【0073】

次に、モータ3の駆動制御系の構成について、図2に基づき説明する。図2は、実施の形態に係るインパクドライバにおけるモータの制御ブロック図である。

【0074】

本実施の形態では、モータ3は、3相のブラシレスモータから構成される。このブラシレスモータのロータ3aは、複数組(本実施の形態では2組)のN極及びS極からなる永久磁石3dを含んで構成され、ステータ3bは、スター結線された3相の固定子巻線(コイル3c)U、V、Wからなる。また、ホール素子21が永久磁石3dに対向配置され、これらのホール素子21からの位置検出信号に基づいて、固定子巻線U、V、Wへの通電方向及び時間が制御される。

【0075】

インバータ回路部7(図1)は、インバータ回路20を含んで構成される。このインバータ回路20の基板上に搭載される電子素子には、3相ブリッジ形式に接続されたFET等の6個のスイッチング素子7a(Q1~Q6)が含まれる。ブリッジ接続された6個のスイッチング素子Q1~Q6の各ゲートは、制御信号出力回路22に接続され、6個のスイッチング素子Q1~Q6の各ドレイン又は各ソースは、スター結線された固定子巻線U、V、Wに接続される。これにより、6個のスイッチング素子Q1~Q6は、制御信号出力回路22から入力されたスイッチング素子駆動信号(H4、H5、H6等の駆動信号)に基づきスイッチング動作を行い、整流回路23により全波整流された直流電圧を3相(U相、V相及びW相)電圧Vu、Vv、Vwとして、固定子巻線U、V、Wに電力を供給する。

【0076】

制御信号出力回路22は、6個のスイッチング素子Q1~Q6の各ゲートを駆動するスイッチング素子駆動信号(3相信号)の中、3個の負電源側スイッチング素子Q4、Q5、Q6を駆動するスイッチング素子駆動信号を、パルス幅変調信号(PWM信号)H4、H5、H6として供給する。そして、制御回路部12に備えられた演算部24が、トリガスイッチ10の操作量(ストローク)の検出信号等に基づきPWM信号のパルス幅(デューティ比)を変化させることにより、モータ3への駆動電力の供給量を調整し、モータ3の起動/停止と回転速度とを制御する。また、制御信号出力回路22は、3個の正電源側スイッチング素子Q1、Q2、Q3を駆動するスイッチング素子駆動信号を、出力切替信号H1、H2、H3として供給する。

【0077】

ここで、PWM信号は、インバータ回路20の正電源側スイッチング素子Q1~Q3及び負電源側スイッチング素子Q4~Q6の何れか一方に供給され、スイッチング素子Q1~Q3又はスイッチング素子Q4~Q6を高速スイッチングさせることにより、整流回路23の直流電圧から各固定子巻線U、V、Wに供給する電力を制御する。本実施の形態では、負電源側スイッチング素子Q4~Q6にPWM信号が供給され、PWM信号のパルス幅を制御することにより、各固定子巻線U、V、Wに供給する電力を調整して、モータ3の回転速度を制御することができる。なお、PWM信号H4、H5、H6を、正電源側スイッチング素子Q1~Q3に出力し、出力切替信号H1、H2、H3をスイッチング素子Q4~Q6に出力する構成であっても良い。また、PWM信号H1~H6を対応するスイッ

10

20

30

40

50

チング素子 Q 1 ~ Q 6 にタイミングをずらして出力する構成であっても良い。

【 0 0 7 8 】

制御回路部 1 2 (図 1) には、制御信号出力回路 2 2、回転子位置検出回路 2 5、電流検出回路 2 6、電圧検出回路 2 7、印加電圧設定回路 2 8、回転方向設定回路 2 9 及び演算部 2 4 が設けられる。

【 0 0 7 9 】

回転子位置検出回路 2 5 は、ホール素子 2 1 からの信号に基づきロータ 3 a の回転位置を検出し、演算部 2 4 に出力する。

【 0 0 8 0 】

電流検出回路 2 6 は、モータ 3 に供給される電流値をシャント抵抗 R s から測定し、演算部 2 4 に出力する。また、電流検出回路 2 6 は、本発明の電流検出手段の一例であり、インバータ回路 2 0 に入力される電流値 I を測定し、演算部 2 4 に出力する。

10

【 0 0 8 1 】

電圧検出回路 2 7 は、モータ 3 に印加される電圧値を測定し、演算部 2 4 に出力する。また、電圧検出回路 2 7 は、本発明の入力電圧検出手段の一例であり、インバータ回路 2 0 に入力される電圧瞬時値 V を測定し、演算部 2 4 に出力する。更に、電圧検出回路 2 7 は、本発明の電源電圧検出手段の一例でもあり、商用交流電源 3 0 の電源電圧実効値 V e を測定し、演算部 2 4 に出力する。

【 0 0 8 2 】

印加電圧設定回路 2 8 は、トリガスイッチ 1 0 の操作に基づいて、演算部 2 4 に制御信号を出力する。回転方向設定回路 2 9 は、正逆切替スイッチ 1 1 の切り替えを検出すると、モータ 3 の回転方向を切り替えるための信号を演算部 2 4 に出力する。

20

【 0 0 8 3 】

演算部 2 4 は、処理プログラム及びデータに基づき駆動信号を出力するための中央処理装置 (C P U) 2 4 a と、処理プログラムや制御データ、各種閾値等を記憶するための R O M 2 4 b と、データを一時記憶するための R A M 2 4 c と、タイマ 2 4 d とを含んで構成される。制御信号出力回路 2 2 及び演算部 2 4 が、本発明の抑制手段に相当し、演算部 2 4 は、本発明の変更手段に相当する。

【 0 0 8 4 】

演算部 2 4 は、印加電圧設定回路 2 8 からの出力に基づき、 P W M 信号 H 4 ~ H 6 を生成し、制御信号出力回路 2 2 に出力する。また、演算部 2 4 は、回転子位置検出回路 2 5 及び回転方向設定回路 2 9 からの出力に基づき、出力切替信号 H 1 ~ H 3 を生成する。これにより、固定子巻線 U、V、W の所定の巻線が交互に通電され、ロータ 3 a が設定された回転方向に回転する。また、モータ 3 に供給される電圧値及び電流値は、上述した電流検出回路 2 6 及び電圧検出回路 2 7 により測定され、その値が演算部 2 4 にフィードバックされることにより、設定された駆動電力及び電流値となるように調整される。

30

【 0 0 8 5 】

また、演算部 2 4 の R O M 2 4 b には、 P W M 信号のパルス幅を示すデューティ比、すなわち P W M デューティを制御するためのデータが記憶されている。この制御データについて、図 3 及び図 4 を参照して説明する。図 3 は、モータの仕様に応じた電源電圧及び P W M デューティの関係を示す図であり、図 4 は、実施の形態に係るインパクトドライバにおける電源電圧実効値及び P W M デューティの関係を示す図である。

40

【 0 0 8 6 】

インパクトドライバ 1 において、モータ 3 は、電源電圧が 1 0 0 V の電源環境に対して最適となるよう設計されており、例えばコイル 3 c の線径が 0 . 5 m m、ターン数が 1 極当たり 5 0 ターン (以下、 5 0 / 極と記す) とされている。このモータ 3 は、電流が流れやすいため、入力電圧の実効値が 1 0 0 V よりも大きい、例えば 2 3 0 V 以上の電源環境で使用する場合、電流が跳ね上がってしまうこととなる。

【 0 0 8 7 】

一方、インバータ回路 2 0 を構成するスイッチング素子 7 a (Q 1 ~ Q 6) も、電圧実効

50

値 100 V に合わせて設計されている。そのため、それ以上の電源環境で使用する場合、電流の跳ね上がりにより、スイッチング素子 7 a の最大定格値を超えた電流がスイッチング素子 7 a に流れることになり、スイッチング素子 7 a を破損してしまう可能性がある。

【0088】

そこで、電源電圧が 230 V の電源環境でインパクトドライバ 1 を使用する場合には、モータ 3 の仕様を変更し、例えばコイル 3 c の線径を 0.35 mm、ターン数を 100 / 極とすれば、100 V 仕様のモータ 3 と同等の性能（トルク）を得ることができるうえ、電流を流れ難くすることができる。しかしながら、モータ 3 自体も大型化してしまうことに加え、線径を細くする必要があるため、振動等によりコイル 3 c が断線してしまう可能性が高くなるという問題がある。

10

【0089】

そこで、本発明は、電源環境に応じてインバータ回路 20 の制御を変更することにより、モータ 3 の仕様を変更することなく、異なる電源環境に適用可能とする。すなわち、図 3 に示されるように、電源電圧実効値 V_e に応じてインバータ回路 20 のスイッチング素子 7 a の PWM デューティ D を変更することとする。

【0090】

図 3 において、実線 A は、線径が 0.5 mm、ターン数が 50 / 極の 100 V 仕様のモータ 3 が使用される場合の電源電圧実効値 V_e と PWM デューティ D との関係を示す。図 3 に示されるように、モータ 3 への入力電圧の実効値が 100 V を超えると、電源電圧実効値 V_e に応じて PWM デューティ D が低下するように、インバータ回路 20 が制御されることとなる。一方、電源電圧 230 V に最適な設計が行われたモータ 3、すなわち線径 0.35 mm、ターン数 115 / 極のモータ 3 が使用される場合、二点鎖線 B に示されるように、モータ 3 への入力電圧の実効値が 230 V を超えると、電源電圧実効値 V_e に応じて PWM デューティ D が低下するように、インバータ回路 20 が制御される。

20

【0091】

上記のようにインバータ回路 20 を制御することにより、最適に設計された入力電圧以上の電源環境においても、モータ 3 に流れる電流の跳ね上がりを抑えることができ、スイッチング素子 7 a の破損を抑制可能となる。

【0092】

本実施の形態に係るインパクトドライバ 1 では、演算部 24 が、図 4 に示されるデータを参照し、商用交流電源 30 の電源電圧に応じた PWM デューティを設定する。具体的には、商用交流電源 30 の電源電圧実効値 V_e に応じた 2 つの PWM デューティ、すなわち第 1 デューティ D1 及び第 2 デューティ D2 を設定する。ここで、第 1 デューティ D1 は、図 3 に示した PWM デューティ D に対応し、モータ 3 の仕様及び電源電圧実効値 V_e に応じて設定される。また、第 2 デューティ D2 は、第 1 デューティ D1 に応じて設定される。本実施の形態では、第 1 デューティ D1 及び第 2 デューティ D2 は、 $D2 < 0.5 \times D1$ の関係式を満たす。また、第 1 デューティ D1 及び第 2 デューティ D2 は、それぞれ、電源電圧実効値 V_e が高くなるに従い低下する。演算部 24 は、これら 2 つの PWM デューティの切替制御を行う。PWM デューティの切替制御の詳細については、後述する。

30

40

【0093】

続いて、第 1 の実施の形態に係るインパクトドライバ 1 について、詳細に説明する。インパクトドライバ 1 は、本実施の形態では、インバータ回路 20 に入力される電流値 I に基づき、PWM デューティ D の切り替えを行う。

【0094】

また、演算部 24 は、モータ 3 の起動時、PWM デューティを初期値から目標値まで徐々に増加させるソフトスタート制御を行う。図 5 は、ソフトスタート制御を説明する図である。演算部 24 は、図 5 に示すように、PWM デューティ D を所定の初期値 D_0 から目標値まで一定の増加率 α ($\alpha > 0$) で増加させる。本実施の形態では、PWM デューティ D の目標値は、第 1 デューティ D1 である。

50

【 0 0 9 5 】

本実施の形態において、演算部 2 4 の R O M 2 4 b には、電源電圧実効値 V_e に対応する電流閾値 I_{th} が記憶されている。図 6 は、第 1 の実施の形態に係るインパクトドライバにおける電源電圧実効値及び電流閾値の関係を示す図である。図 6 に示されるように、演算部 2 4 に記憶される電流閾値 I_{th} は、電源電圧実効値 V_e が高くなるに従い低下する。演算部 2 4 は、商用交流電源 3 0 の電源電圧実効値 V_e に応じて、電流閾値 I_{th} を設定する。そして、設定された電流閾値 I_{th} に基づき、演算部 2 4 は、P W M デューティ D の切り替えを行う。

【 0 0 9 6 】

次に、第 1 の実施の形態に係るインパクトドライバ 1 における P W M デューティ D を変更する動作について、図 7 に示すフローチャートに沿って説明する。図 7 は、第 1 の実施の形態に係るインパクトドライバの動作を示すフローチャートである。

10

【 0 0 9 7 】

図 7 に示されるフローチャートは、電源コード 8 の商用交流電源 3 0 への接続を契機に開始される。電圧検出回路 2 7 は、商用交流電源 3 0 の電源電圧実効値 V_e を測定し、演算部 2 4 へ出力する (S 1 0 1) 。

【 0 0 9 8 】

続いて、演算部 2 4 が、第 1 デューティ D_1 及び第 2 デューティ D_2 を設定する (S 1 0 2) 。演算部 2 4 は、図 4 に示されるデータに基づき、電源電圧実効値 V_e に対応する 2 つの P W M デューティ D_1 及び D_2 を設定する。このとき、電源電圧実効値 V_e が高いほど、小さな P W M デューティ D_1 及び D_2 が設定される。また、演算部 2 4 は、電流閾値 I_{th} を設定する (S 1 0 2) 。演算部 2 4 は、図 6 に示されるデータに基づき、電源電圧実効値 V_e に対応する電流閾値 I_{th} を設定する。このとき、電源電圧実効値 V_e が高いほど、小さな電流閾値 I_{th} が設定される。

20

【 0 0 9 9 】

その後、トリガスイッチ 1 0 がオンされると (S 1 0 3) 、P W M デューティ D が初期値 D_0 に設定され、モータ 3 が起動される (S 1 0 4) 。演算部 2 4 は、ソフトスタート制御により、P W M デューティ D を初期値 D_0 から目標値 D_1 に向けて一定の増加率 α で徐々に上昇させる (S 1 0 5) 。

【 0 1 0 0 】

また、演算部 2 4 は、電流検出回路 2 6 から出力される電流値 I を監視する。そして、インバータ回路 2 0 に入力される電流値 I が電源電圧に対応した電流閾値 I_{th} を超えると (S 1 0 6 : Y E S) 、P W M デューティ D を第 2 デューティ D_2 とする (S 1 0 7) 。その後、電流値 I が電流閾値 I_{th} 未満に下がると (S 1 0 8 : Y E S) 、演算部 2 4 は、P W M デューティ D を第 1 デューティ D_1 に切り替える (S 1 0 9) 。

30

【 0 1 0 1 】

また、ソフトスタート制御による P W M デューティ D の上昇中、電流値 I が電流閾値 I_{th} に達する前に (S 1 0 6 : N O) 、P W M デューティ D が第 1 デューティ D_1 に達すると (S 1 1 0 : Y E S) 、演算部 2 4 は、P W M デューティ D の上昇を停止し、第 1 デューティ D_1 に維持する。P W M デューティ D が第 1 デューティ D_1 未満の場合 (S 1 1 0 : N O) 、演算部 2 4 は、 D_1 に達するまで (S 1 1 0 : Y E S) 、或いは電流値 I が電流閾値 I_{th} に達するまで (S 1 0 6 : Y E S) 、P W M デューティ D の上昇を継続する (S 1 0 5) 。

40

【 0 1 0 2 】

そして、P W M デューティ D を D_1 に維持した後 (S 1 1 0 : Y E S) 、電流値 I が電流閾値 I_{th} を超えると (S 1 0 8 : N O) 、演算部 2 4 は、P W M デューティ D を第 2 デューティ D_2 に切り替える (S 1 1 1) 。その後、電流値 I が電流閾値 I_{th} 未満となると (S 1 0 8 : Y E S) 、演算部 2 4 は、P W M デューティ D を第 1 デューティ D_1 に切り替える (S 1 0 9) 。

【 0 1 0 3 】

50

上記のように、インバータ回路 20 に入力される電流値 I が電流閾値 I_{th} を超えると、PWM デューティ D が第 2 デューティ D_2 に引き下げられる。また、電流値 I が電流閾値 I_{th} 未満の場合、PWM デューティ D が第 1 デューティ D_1 に引き上げられる。

【0104】

図 8 は、第 1 の実施の形態におけるモータの駆動制御の一例を示す説明図である。図 8 (a) は、モータ 3 に印加される電圧の時間変化を示し、図 8 (b) は、モータ 3 に流れる電流の時間変化を示す。また、図 8 (c) は、PWM デューティ D の時間変化を示す。

【0105】

本実施の形態では、インバータ回路 20 に入力される電流値 I が電流閾値 I_{th} を超えると、PWM デューティが第 1 デューティ D_1 から第 2 デューティ D_2 に引き下げられる (図 8 (c))。これに伴い、モータ 3 に流れる電流値は小さくなる (図 8 (b))。その後、モータ 3 に印加される電圧の最大振幅を過ぎ、インバータ回路 20 に入力される電流値 I が電流閾値 I_{th} に下がるまで、PWM デューティは第 2 デューティ D_2 に維持される。したがって、モータ 3 に印加される電圧の最大振幅時に電流値の跳ね上がりが生じた場合も、モータ 3 に流れる電流値はスイッチング素子 7a の最大定格値を超えることなく、スイッチング素子 7a の破損が防止される。

【0106】

また、インバータ回路 20 に入力される電流値 I が電流閾値 I_{th} まで下がると、PWM デューティが第 2 デューティ D_2 から第 1 デューティ D_1 に引き上げられる (図 8 (c))。これに伴い、モータ 3 に流れる電流値は大きくなり (図 8 (b))、モータ 3 に印加される電圧の実効値も高くなる。したがって、モータ 3 への駆動電力の供給量の下げ過ぎが防止される。

【0107】

図 9 は、整流後の電源電圧波形及びモータ電流波形を示す図である。図 9 は、電源電圧実効値が 100 V であり、電源周波数が 50 Hz である場合に対応する。図 9 (a) は、電圧検出回路 27 により検出された整流後の電源電圧の電圧瞬時値 V を示し、図 9 (b) は、電流検出回路 26 により検出されたモータ 3 に流れるモータ電流の電流値 I を示す。図 9 に示されるように、電源電圧のピーク付近でモータ電流が跳ね上がるが、スイッチング素子 7a は、このモータ電流の跳ね上がりを考慮して設計或いは選択されている。しかしながら、電源電圧実効値 V_e が 100 V 以上、例えば 200 V の場合には、このモータ電流 I の跳ね上がりが大きくなり、スイッチング素子 7a の最大定格値を超えた電流がスイッチング素子 7a に流れてしまうこととなる。

【0108】

そこで、本実施の形態では、図 10 に示されるように、スイッチング素子 7a の最大定格値より小さな電流閾値 I_{th} を設け、モータ電流 I がこの電流閾値 I_{th} を超えた場合に、PWM デューティ D を低下させることとする。図 10 は、第 1 の実施の形態における PWM デューティ及びモータ電流の関係を示す図である。なお、図 10 には、半周期分のモータ電流波形が示されている。また、図 10 において、 T_{w1} 、 T_{w2} 及び T_n は、PWM デューティのオン時間であり、 T_a 、 T_b 及び T_c は、PWM 周期である。電流閾値 I_{th} は、実験等により予め決定し、ROM 24b に記憶しておけば良い。

【0109】

モータ電流 I が電流閾値 I_{th} に達するまでは、PWM デューティ $D_1 = T_{w1} / T_a$ は、略 100 % に設定される。モータ電流 I が電流閾値 I_{th} に達すると、PWM デューティを D_1 から $D_2 = T_n / T_b$ に低下させる。その後、モータ電流 I が電流閾値 I_{th} より低下すると、PWM デューティを $D_1 = T_{w2} / T_c$ とする。なお、PWM デューティのオン時間 T_{w1} 、 T_{w2} 及び T_n は、 $T_n < T_{w1} = T_{w2}$ の関係となり、PWM 周期 T_a 、 T_b 及び T_c は、 $T_a = T_b = T_c$ である。

【0110】

上記のように、モータ電流 I が電流閾値 I_{th} を超えた場合に、PWM デューティ D を変更し、デューティ比を下げることににより、図 8 に示されるように、電流の跳ね上がりが抑

10

20

30

40

50

制され、スイッチング素子 7 a の破損を防止することができる。更に、電源電圧実効値 V_e が大きくなるほど、モータ電流 I は大きくなり、電流の跳ね上がりも大きくなるため、モータ電流 I が電流閾値 I_{th} を超えた場合の PWM デューティ D のオン時間 T_n を電源電圧に応じて変更し、電源電圧実効値 V_e が高いほどオン時間 T_n を小さくすることにより、PWM デューティ D の下げ幅 (図 8 の $|D_1 - D_2|$) を大きくする。これにより、いかなる電源電圧であっても、スイッチング素子 7 a の破損を防止可能となる。以上のように、第 1 の実施の形態に係るインパクトドライバは、インバータ回路に入力される電流値が電流閾値を超えた場合にのみ、PWM デューティを低下させるので、モータに供給される駆動電力を下げ過ぎることなく、インバータ回路に入力される電流値を抑制可能となる。したがって、モータの駆動電力を維持しつつ、スイッチング素子の最大定格値を超える過電流の発生を抑制して、スイッチング素子の破損を防止することができる。

10

【0111】

次に、第 2 の実施の形態に係るインパクトドライバ 1 について、説明する。インパクトドライバ 1 は、本実施の形態では、インバータ回路 2 0 に入力される電圧瞬時値 V に基づき、PWM デューティ D の切り替えを行う。

【0112】

本実施の形態では、演算部 2 4 の ROM 2 4 b には、電源電圧実効値 V_e に対応する電圧閾値 V_{th} が記憶されている。図 1 1 は、第 2 の実施の形態に係るインパクトドライバにおける電源電圧実効値及び電圧閾値の関係を示す図である。本実施の形態では、図 1 1 に示されるように、演算部 2 4 に記憶される電圧閾値 V_{th} は、電源電圧実効値 V_e が 1 0 0 V から 2 0 0 V の範囲では、一定値 1 4 0 V となっている。演算部 2 4 は、商用交流電源 3 0 の電源電圧実効値 V_e に応じて、電圧閾値 V_{th} を設定する。そして、設定された電圧閾値 V_{th} に基づき、演算部 2 4 は、PWM デューティ D の切り替えを行う。なお、電圧閾値 V_{th} は電源電圧が大きくなるに従い小さくなるように設定しても良い。

20

【0113】

次に、第 2 の実施の形態に係るインパクトドライバ 1 における PWM デューティを変更する動作について、図 1 2 に示すフローチャートに沿って説明する。図 1 2 は、第 2 の実施の形態に係るインパクトドライバの動作を示すフローチャートである。

【0114】

図 1 2 に示されるフローチャートは、電源コード 8 の商用交流電源 3 0 への接続を契機に開始される。電圧検出回路 2 7 は、商用交流電源 3 0 の電源電圧実効値 V_e を測定し、演算部 2 4 へ出力する (S 1 0 1)。

30

【0115】

続いて、演算部 2 4 が、図 4 に示されるデータに基づき、電源電圧実効値 V_e に対応する第 1 デューティ D_1 及び第 2 デューティ D_2 を設定する (S 2 0 1)。また、演算部 2 4 は、電圧閾値 V_{th} を設定する (S 2 0 1)。演算部 2 4 は、図 1 1 に示されるデータに基づき、電源電圧実効値 V_e に対応する電圧閾値 V_{th} を設定する。本実施の形態では、電圧閾値 V_{th} として 1 4 0 V が設定される。

【0116】

その後、トリガスイッチ 1 0 がオンされると (S 1 0 3)、PWM デューティ D が初期値 D_0 に設定され、モータ 3 が起動される (S 1 0 4)。演算部 2 4 は、ソフトスタート制御により、PWM デューティ D を初期値 D_0 から目標値 D_1 に向けて一定の増加率 α で徐々に上昇させる (S 1 0 5)。

40

【0117】

そして、PWM デューティ D が第 1 デューティ D_1 に達すると (S 2 0 2: YES)、演算部 2 4 は、PWM デューティ D の上昇を停止し、第 1 デューティ D_1 に維持する (S 2 0 3)。PWM デューティ D が第 1 デューティ D_1 未満の場合 (S 2 0 2: NO)、演算部 2 4 は、PWM デューティ D の上昇を継続する (S 1 0 5)。

【0118】

PWM デューティ D を第 1 デューティ D_1 に維持する (S 2 0 3) と、演算部 2 4 は、電

50

圧検出回路 27 から出力される電圧瞬時値 V を監視する。そして、インバータ回路 20 に入力される電圧瞬時値 V が電圧閾値 V_{th} を超えると (S204: YES)、演算部 24 は、PWM デューティ D を第 1 デューティ D_1 から第 2 デューティ D_2 に切り替える (S205)。その後、電圧瞬時値 V が電圧閾値 V_{th} まで下がると (S204: NO)、演算部 24 は、PWM デューティ D を第 2 デューティ D_2 から第 1 デューティ D_1 に切り替える (S206)。

【0119】

上記のように、インバータ回路 20 に入力される電圧瞬時値 V が電圧閾値 V_{th} を超えると、PWM デューティ D が第 2 デューティ D_2 に引き下げられる。また、電圧瞬時値 V が電圧閾値 V_{th} 未満の場合、PWM デューティ D が第 1 デューティ D_1 に引き上げられる。

10

【0120】

図 13 は、第 2 の実施の形態におけるモータの駆動制御の一例を示す説明図である。図 13 (a) は、モータ 3 に印加される電圧の時間変化を示し、図 13 (b) は、モータ 3 に流れる電流の時間変化を示す。また、図 13 (c) は、PWM デューティ D の時間変化を示す。

【0121】

本実施の形態では、インバータ回路 20 に入力される電圧瞬時値 V が電圧閾値 V_{th} を超えると、PWM デューティ D が第 1 デューティ D_1 から第 2 デューティ D_2 に引き下げられる (図 13 (c))。これに伴い、モータ 3 に流れる電流値は小さくなる (図 13 (b))。その後、モータ 3 に印加される電圧の最大振幅を過ぎ、インバータ回路 20 に入力される電圧瞬時値 V が電圧閾値 V_{th} に下がるまで、PWM デューティは第 2 デューティ D_2 に維持される。したがって、モータ 3 に印加される電圧の最大振幅時に電流値の跳ね上がりが生じた場合も、モータ 3 に流れる電流値はスイッチング素子の最大定格値を超えることなく、スイッチング素子の破損が防止される。

20

【0122】

また、インバータ回路 20 に入力される電圧瞬時値 V が電圧閾値 V_{th} まで下がると、PWM デューティ D が第 2 デューティ D_2 から第 1 デューティ D_1 に引き上げられる (図 13 (c))。これに伴い、モータ 3 に流れる電流値は大きくなり (図 13 (b))、モータ 3 に印加される電圧の実効値も高くなる。したがって、モータ 3 への駆動電力の供給量の下げ過ぎが防止される。

30

【0123】

図 14 は、電源電圧 100 V 時における整流後電圧、PWM デューティ及びモータ電流の関係を示す図である。なお、図 14 には、全波整流後の電圧瞬時値、PWM デューティ及びモータ電流波形が、それぞれ半周期分示されている。電源電圧が 100 V (電源電圧実効値 100 V、最大瞬時値約 140 V) の場合、モータ 3 は最適仕様となっているため、モータ電流の跳ね上がりが生じて、電流値 I がスイッチング素子 7a の最大定格値を超えることはない。この場合、電圧閾値 V_{th} は 140 V に設定されるが、図 14 に示されるように、電圧瞬時値 V が 140 V を超えることは基本的に無い。したがって、PWM デューティ D を低下させる必要は無く、全期間を通じて略 100 % に維持されることとなる。

40

【0124】

一方、モータ 3 の仕様より大きい電源電圧が入力された場合は、図 15 及び図 16 に示されるように、PWM デューティ D は変更されることとなる。図 15 は、電源電圧 200 V 時における整流後電圧、PWM デューティ及びモータ電流の関係を示す図であり、図 16 は、電源電圧 230 V 時における整流後電圧、PWM デューティ及びモータ電流の関係を示す図である。

【0125】

電源電圧実効値が 200 V の場合、図 15 に示されるように、全波整流後の電圧瞬時値 V は、最大で約 280 V となる。そのため、電圧閾値 V_{th} が 140 V に設定されている場

50

合、電源電圧の電圧瞬時値 V は電圧閾値 V_{th} を超えることとなる。そこで、電圧瞬時値 V が電圧閾値 V_{th} を超えると、PWM デューティを D_1 から D_2 (例えば D_1 の 50%) に低下させる。その結果、図 13 (b) に示されるように、電流値 I が低下し、スイッチング素子 7a の破損を抑制可能となる。

【0126】

また、電源電圧実効値が 230 V の場合、図 16 に示されるように、全波整流後の電圧瞬時値 V は最大で約 322 V となる。そのため、電圧閾値 V_{th} が 140 V に設定されている場合、電源電圧の電圧瞬時値 V は電圧閾値 V_{th} を超えることとなる。そこで、電圧瞬時値 V が電圧閾値 V_{th} を超えると、PWM デューティ D を電源電圧実効値が 200 V の場合よりも更に低下させることとする (例えば D_1 の 30%)。その結果、図 13 (b) に示されるように、電流値 I が低下し、スイッチング素子 7a の破損を抑制可能となる。

10

【0127】

上記のように、電源電圧が大きいほど PWM デューティ D_2 を小さくすることにより、電流値を抑えてスイッチング素子 7a の破損を抑制可能となる。更に、図 4 に示されるように、通常時の PWM デューティ D_1 についても、電源電圧が大きいほど小さくすれば、全体としての電流値を抑えることができ、スイッチング素子 7a の破損をより一層抑制可能となる。

【0128】

以上のように、第 2 の実施の形態に係るインパクトドライバは、インバータ回路に入力される電圧瞬時値が電圧閾値を超えた場合にのみ、PWM デューティを低下させるので、モータに供給される駆動電力を下げ過ぎることなく、インバータ回路に入力される電流値を抑制可能となる。したがって、モータの駆動電力を維持しつつ、過電流の発生を抑制して、スイッチング素子の破損を防止することができる。

20

【0129】

次に、第 3 の実施の形態に係るインパクトドライバ 1 について、説明する。インパクトドライバ 1 は、本実施の形態では、後述するゼロクロスからの経過時間 t に基づき、PWM デューティ D の切り替えを行う。

【0130】

本実施の形態では、電圧検出回路 27 は、ゼロクロス検出手段の一例でもあり、インバータ回路 20 に入力される電圧瞬時値 V が 0 になるゼロクロスを検出する。

30

【0131】

また、本実施の形態では、演算部 24 は、周期検出手段の一例でもあり、電圧検出回路 27 により検出された 2 つの連続するゼロクロス間の時間をタイマ 24d により計測して、商用交流電源 30 により出力される交流電力の半周期 T_0 を取得する。また、演算部 24 は、ゼロクロスからの経過時間 t をタイマ 24d により計測する。

【0132】

更に、演算部 24 の ROM 24b には、電源電圧実効値 V_e に対応するデューティ切替タイミング t_1 が記憶されている。図 17 は、第 3 の実施の形態に係るインパクトドライバにおける電源電圧実効値及びデューティ切替タイミングの関係を示す図である。ここで、デューティ切替タイミング t_1 は、本発明の第 1 時間閾値に相当する。図 17 に示されるように、演算部 24 に記憶されるデューティ切替タイミング t_1 は、電源電圧実効値 V_e が高くなるに従い早くなる。演算部 24 は、商用交流電源 30 の電源電圧実効値 V_e に応じて、デューティ切替タイミング t_1 を設定する。

40

【0133】

また、演算部 24 は、半周期 T_0 からデューティ切替タイミング t_1 に対応する値を減じた値を、デューティ切替タイミング t_2 として設定する。ここで、デューティ切替タイミング t_2 は、本発明の第 2 時間閾値に相当する。以下、演算部 24 により設定される 2 つのデューティ切替タイミング t_1 及び t_2 を、第 1 切替タイミング t_1 及び第 2 切替タイミング t_2 とする。ここで、第 1 切替タイミング t_1 、第 2 切替タイミング t_2 及び半周

50

期 T_0 は、 $t_1 < t_2 < T_0$ の関係式を満たす。演算部 24 は、設定された第 1 切替タイミング t_1 及び第 2 切替タイミング t_2 に基づき、PWM デューティ D の切り替えを行う。

【0134】

続いて、第 3 の実施の形態に係るインパクトドライバ 1 における PWM デューティ D を変更する動作について、図 18 に示すフローチャートに沿って説明する。図 18 は、第 3 の実施の形態に係るインパクトドライバの動作を示すフローチャートである。

【0135】

図 18 に示されるフローチャートは、電源コード 8 の商用交流電源 30 への接続を契機に開始される。電圧検出回路 27 は、商用交流電源 30 の電源電圧実効値 V_e を測定し、演算部 24 へ出力する (S301)。また、演算部 24 が、タイマ 24d により商用交流電源 30 から出力される交流電力の半周期 T_0 を取得する (S301)。

10

【0136】

続いて、演算部 24 は、図 4 に示されるデータに基づき、電源電圧実効値 V_e に対応する第 1 デューティ D_1 及び第 2 デューティ D_2 を設定する (S302)。また、演算部 24 は、デューティ切替タイミング t_1 及び t_2 を設定する (S302)。演算部 24 は、図 17 に示されるデータに基づき、電源電圧実効値 V_e に対応する第 1 切替タイミング t_1 を設定する。このとき、電源電圧実効値 V_e が高いほど、早い第 1 切替タイミング t_1 が設定される。また、演算部 24 は、取得された半周期 T_0 から設定された第 1 切替タイミング t_1 に対応する値を減じた値を、第 2 切替タイミング t_2 として設定する。

20

【0137】

その後、トリガスイッチ 10 がオンされると (S103)、演算部 24 は、電圧検出回路 27 から出力される電圧瞬時値 V を監視する。そして、電圧瞬時値 V が 0 になるゼロクロスが検出されると (S303: YES)、演算部 24 は、タイマ 24d によるゼロクロスからの経過時間 t の計測を開始するとともに、PWM デューティ D を第 1 デューティ D_1 とし (S304)、モータ 3 を起動する。

【0138】

そして、ゼロクロスからの経過時間 t が切替タイミング t_1 に達すると (S305: YES)、演算部 24 は、PWM デューティ D を第 1 デューティ D_1 から第 2 デューティ D_2 に切り替える (S306)。

30

【0139】

演算部 24 は、タイマ 24d による経過時間 t の計測を継続する。そして、経過時間 t が第 2 切替タイミング t_2 に達すると (S307: YES)、演算部 24 は、PWM デューティ D を第 2 デューティ D_2 から第 1 デューティ D_1 に切り替える (S308)。

【0140】

その後、演算部 24 は、電圧瞬時値 V を監視し、新たにゼロクロスが検出されると (S303: YES)、検出されたゼロクロスからの経過時間 t の計測を新たに開始し、S304 以降の処理を繰り返す。

【0141】

上記のように、ゼロクロスからの経過時間 t が第 1 切替タイミング t_1 に達すると、PWM デューティ D が第 2 デューティ D_2 に引き下げられる。また、経過時間 t が第 2 切替タイミング t_2 に達すると、PWM デューティ D が第 1 デューティ D_1 に引き上げられる。

40

【0142】

図 19 は、第 3 の実施の形態におけるモータの駆動制御の一例を示す説明図である。図 19 (a) は、モータ 3 に印加される電圧の時間変化を示し、図 19 (b) は、モータ 3 に流れる電流の時間変化を示す。また、図 19 (c) は、PWM デューティの時間変化を示す。

【0143】

本実施の形態では、モータ 3 に印加される電圧の最大振幅の周囲、すなわち、ゼロクロスからの経過時間 t が t_1 から t_2 の間において、PWM デューティ D が D_2 に引き下げさ

50

れ（図19（c））、モータ3に流れる電流値は小さくなる（図19（b））。したがって、モータ3に印加される電圧の最大振幅時に電流値の跳ね上がりが生じた場合も、モータ3に流れる電流値はスイッチング素子の最大定格値を超えることなく、スイッチング素子の破損が防止される。

【0144】

また、ゼロクロスの周囲においては、PWMデューティDが第2デューティD2から第1デューティD1に引き上げられる（図19（c））ので、モータ3に流れる電流値は大きくなり（図19（b））、モータ3に印加される電圧の実効値も高くなる。したがって、モータ3への駆動電力の供給量の下げ過ぎが防止される。

【0145】

以上のように、第3の実施の形態に係るインパクトドライバは、インバータ回路に入力される電圧瞬時値のゼロクロスからの経過時間に基づき、PWMデューティの切替制御を実施するので、簡易な制御により、モータの駆動電力を維持しつつ、過電流の発生を抑制して、スイッチング素子の破損を防止可能となる。また、ゼロクロスからの経過時間に基づいて切替制御を実施することにより、モータ電流が大きくなる以前の早い段階から、PWMデューティを下げることで、スイッチング素子の破損をより一層確実に防ぐことができる。なお、ゼロクロスからの経過時間は、実験等によって予め決定しておけば良い。

【0146】

次に、第4の実施の形態に係るインパクトドライバ1について、説明する。インパクトドライバ1は、本実施の形態では、インバータ回路20に入力される電流値I及びゼロクロスからの経過時間tに基づき、PWMデューティDの切り替えを行う。

【0147】

本実施の形態において、演算部24のROM24bには、電源電圧実効値V_eに対応する電流閾値I_{th}（図6）と、電源電圧実効値V_eに対応する第1切替タイミングt₁（図17）とが、それぞれ記憶されている。演算部24は、商用交流電源30の電源電圧実効値V_eに応じて、電流閾値I_{th}及び第1切替タイミングt₁を設定する。

【0148】

また、演算部24は、商用交流電源30により出力される交流電力の半周期T₀を取得する。そして、半周期T₀から第1切替タイミングt₁に対応する値を減じた値を、第2デューティ切替タイミングt₂として設定する。演算部24は、設定された電流閾値I_{th}、第1切替タイミングt₁及び第2切替タイミングt₂に基づき、PWMデューティDの切り替えを行う。

【0149】

続いて、第4の実施の形態に係るインパクトドライバ1におけるPWMデューティDを変更する動作について、図20に示すフローチャートに沿って説明する。図20は、第4の実施の形態に係るインパクトドライバの動作を示すフローチャートである。

【0150】

図20に示されるフローチャートは、電源コード8の商用交流電源30への接続を契機に開始される。電圧検出回路27は、商用交流電源30の電源電圧実効値V_eを測定し、演算部24へ出力する（S301）。また、演算部24が、タイマ24dにより商用交流電源30から出力される交流電力の半周期T₀を取得する（S301）。

【0151】

続いて、演算部24は、図4に示されるデータに基づき、電源電圧実効値V_eに対応する第1デューティD₁及び第2デューティD₂を設定する（S401）。また、演算部24は、電流閾値I_{th}、第1切替タイミングt₁及び第2切替タイミングt₂を設定する（S401）。演算部24は、図6に示されるデータに基づき、電源電圧実効値V_eに対応する電流閾値I_{th}を設定する。また、演算部24は、図17に示されるデータに基づき、電源電圧実効値V_eに対応する第1切替タイミングt₁を設定する。更に、演算部24は、半周期T₀から第1切替タイミングt₁に対応する値を減じた値を、第2切替タイミ

10

20

30

40

50

ング t_2 として設定する。

【0152】

その後、トリガスイッチ 10 がオンされると (S103)、PWM デューティ D が初期値 D0 に設定され、モータ 3 が起動される (S104)。演算部 24 は、ソフトスタート制御により、PWM デューティ D を初期値 D0 から目標値 D1 に向けて一定の増加率 α で徐々に上昇させる (S105)。

【0153】

また、演算部 24 は、電流検出回路 26 から出力される電流値 I を監視し、電流値 I が電流閾値 I_{th} を超えると (S106: YES)、PWM デューティ D を第 2 デューティ D2 とする (S107)。電流値 I が電流閾値 I_{th} を超える前に (S106: NO)、PWM デューティ D が第 1 デューティ D1 に達すると (S110: YES)、演算部 24 は、PWM デューティ D の上昇を停止し、第 1 デューティ D1 に維持する。PWM デューティ D が第 1 デューティ D1 未満の場合 (S110: NO)、演算部 24 は、D1 に達するまで (S110: YES)、或いは電流値 I が電流閾値 I_{th} を超えるまで (S106: YES)、PWM デューティ D の上昇を継続する (S105)。

【0154】

PWM デューティ D の上昇停止後、演算部 24 は、電圧検出回路 27 から出力される電圧瞬時値 V を監視する。そして、ゼロクロスが検出されると (S402: YES)、演算部 24 は、タイマ 24d によるゼロクロスからの経過時間 t の計測を開始するとともに、PWM デューティ D を第 1 デューティ D1 に切り替える (S403)。

【0155】

そして、電流値 I が電流閾値 I_{th} 未満の場合 (S404: YES)、ゼロクロスからの経過時間 t が第 1 切替タイミング t_1 に達するのを待って (S405: YES)、PWM デューティ D を第 2 デューティ D2 に切り替える (S406)。また、第 1 切替タイミング t_1 に達する前に (S405: NO)、電流値 I が電流閾値 I_{th} に達すれば (S404: NO)、演算部 24 は、PWM デューティ D を第 2 デューティ D2 に切り替える (S406)。

【0156】

第 2 デューティ D2 への切り替え (S406) 後、ゼロクロスからの経過時間 t が第 2 切替タイミング t_2 に達すると (S407: YES)、演算部 24 は、PWM デューティ D を第 1 デューティ D1 に切り替える (S408)。

【0157】

その後、演算部 24 は、電圧瞬時値 V を監視し、新たにゼロクロスが検出されると (S402: YES)、検出されたゼロクロスからの経過時間 t の計測を新たに開始し、S403 以降の処理を繰り返す。

【0158】

上記のように、ゼロクロスからの経過時間 t が第 1 切替タイミング t_1 に達する前であっても、インバータ回路 20 に入力される電流値 I が電流閾値 I_{th} を超えると、PWM デューティ D が第 2 デューティ D2 に引き下げられる。

【0159】

以上のように、第 4 の実施の形態に係るインパクトドライバは、インバータ回路に入力される電圧瞬時値のゼロクロスからの経過時間のみならず、電流値にも基づいて PWM デューティの切替制御を実施するので、過電流の発生を確実に抑制可能となる。したがって、モータの駆動電力の維持及びスイッチング素子の破損防止が確実に実現される。

【0160】

なお、上記した実施の形態では、本発明をインパクトドライバに適用した場合を例に説明したが、本発明はこれに限定されない。特許請求の範囲に記載した範囲で、種々の変形や改良が可能である。第 4 の実施の形態では電流値及びゼロクロスの両方に基づいて PWM デューティを制御したが、電流値及び電源電圧、電源電圧及びゼロクロス、電流値、電源電圧及びゼロクロスのように、複数の制御を組合せても良い。この場合には、第 4 の実施

10

20

30

40

50

の形態と同様、確実に過電流抑制効果を得ることができる。

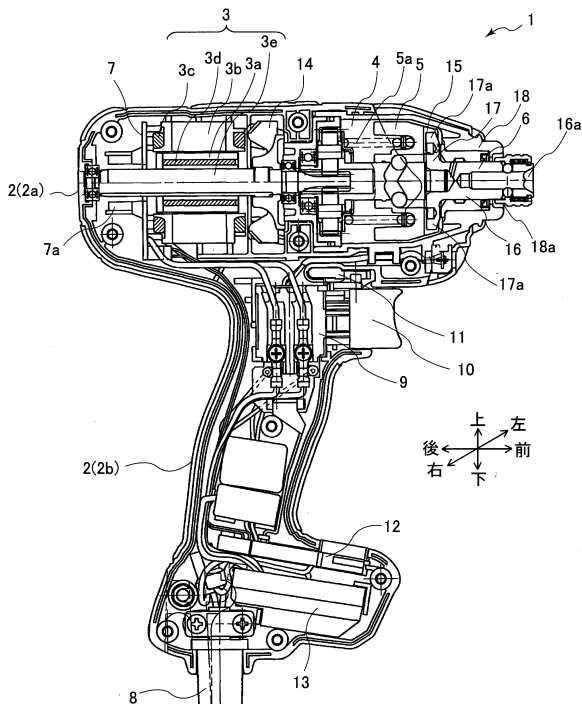
【符号の説明】

【 0 1 6 1 】

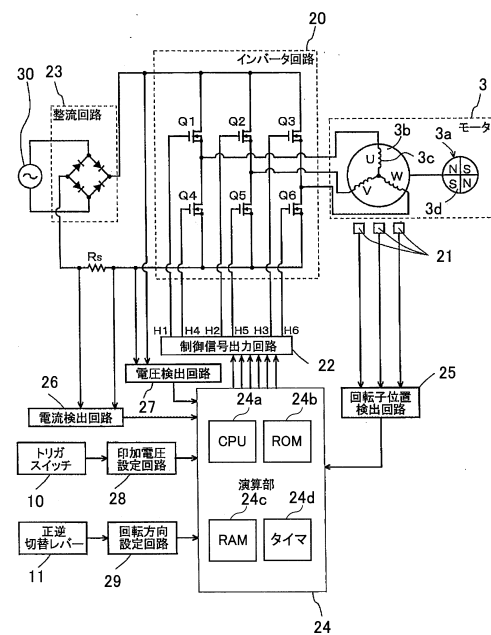
- 1 インパクトドライバ
- 3 モータ
- 7 インバータ回路部
- 7 a スwitching素子
- 1 0 トリガスイッチ
- 2 0 インバータ回路
- 2 2 制御信号出力回路
- 2 3 整流回路
- 2 4 演算部
- 2 6 電流検出回路
- 2 7 電圧検出回路
- 3 0 商用交流電源

10

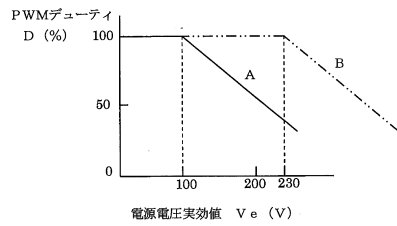
【図 1】



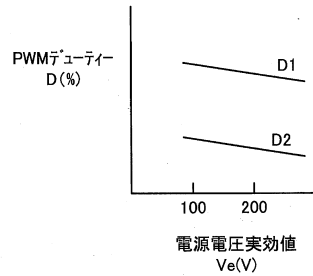
【図 2】



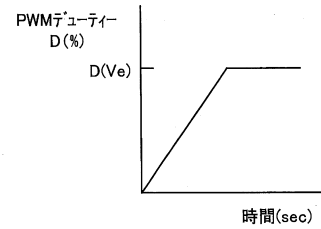
【図 3】



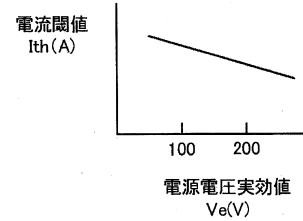
【図 4】



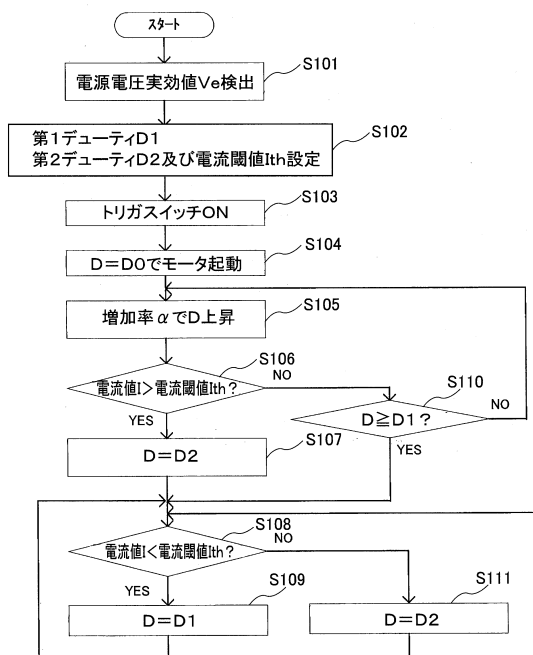
【図 5】



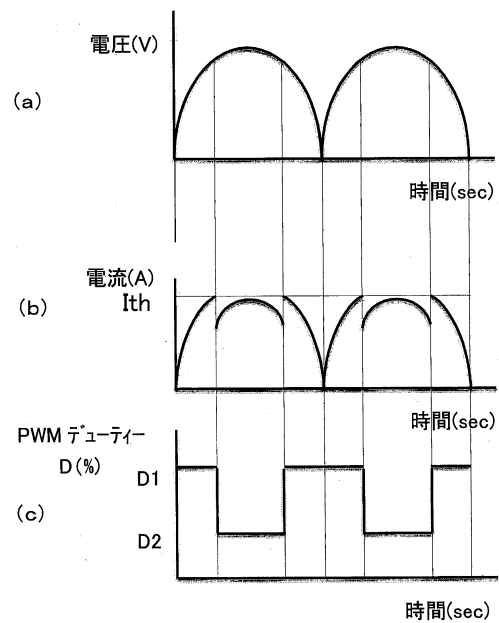
【図 6】



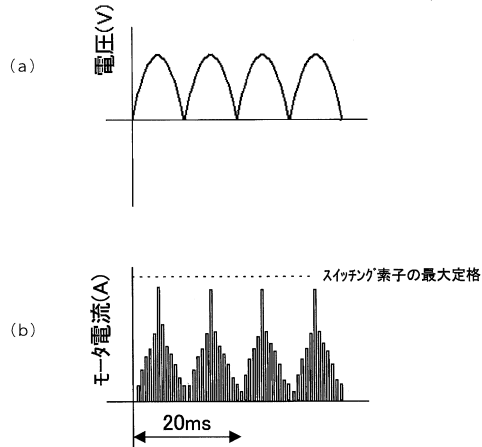
【図 7】



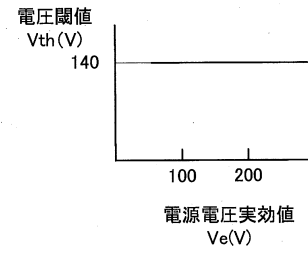
【図 8】



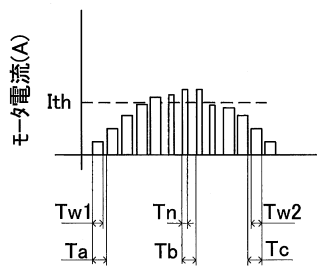
【図 9】



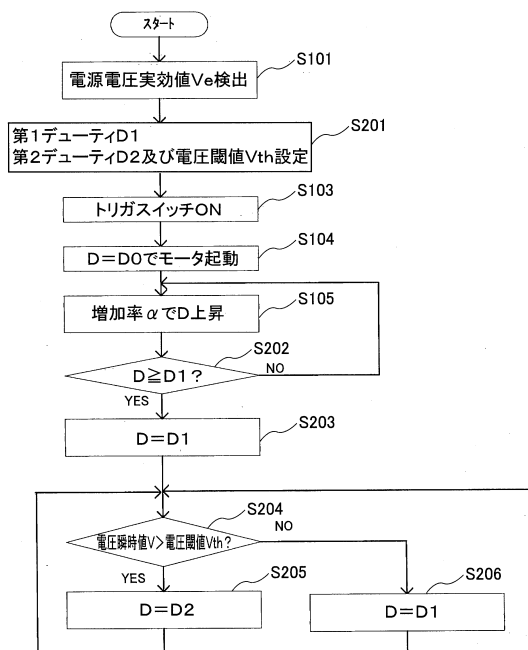
【図 11】



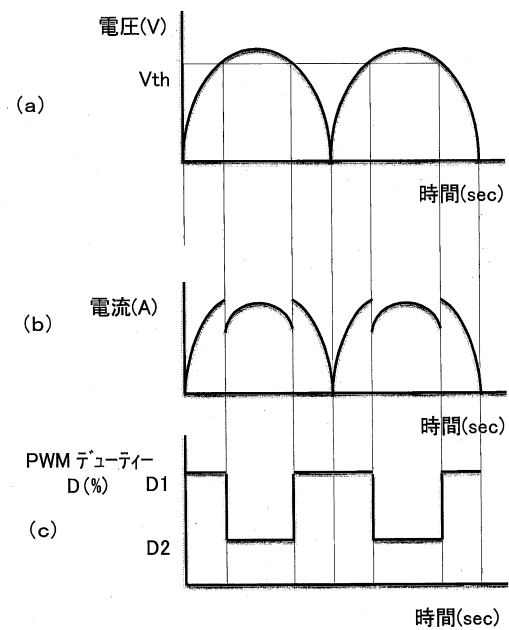
【図 10】



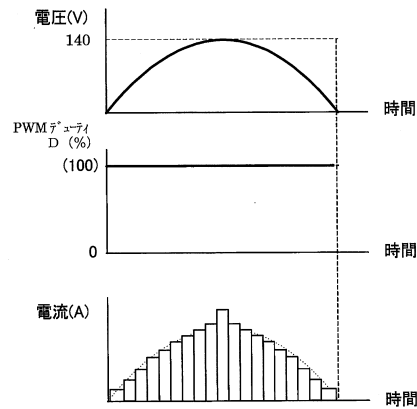
【図 12】



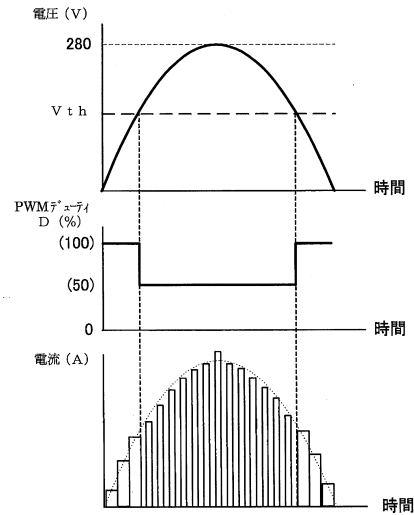
【図 13】



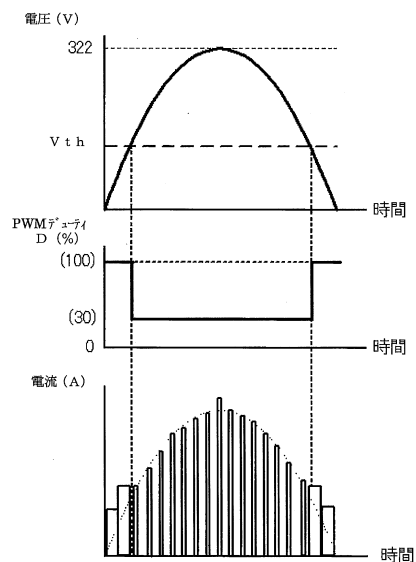
【図14】



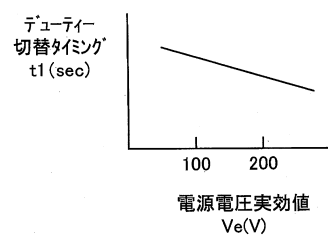
【図15】



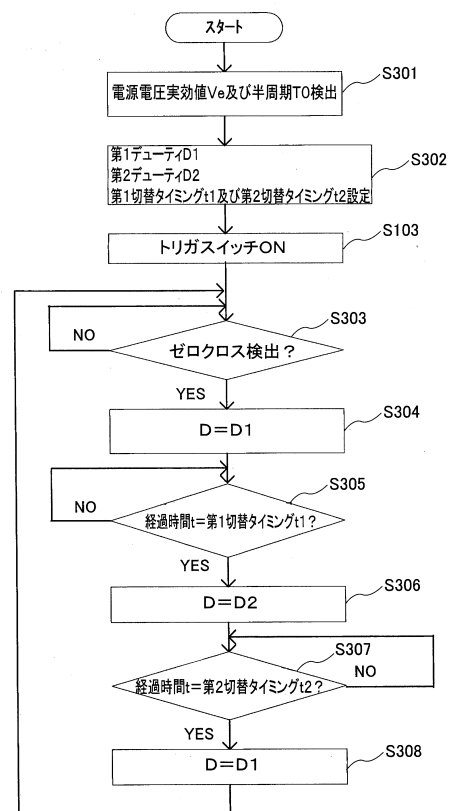
【図16】



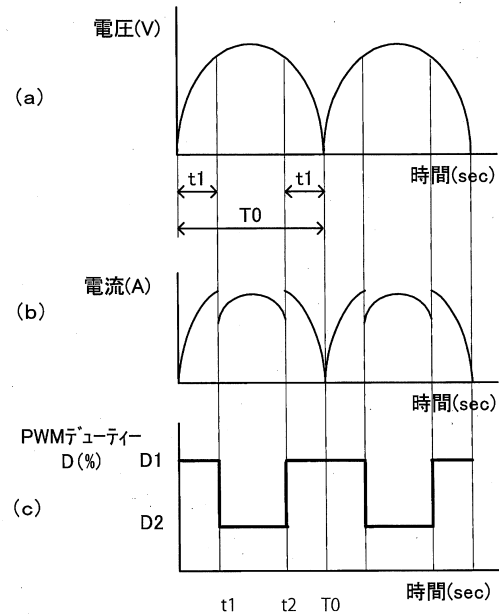
【図17】



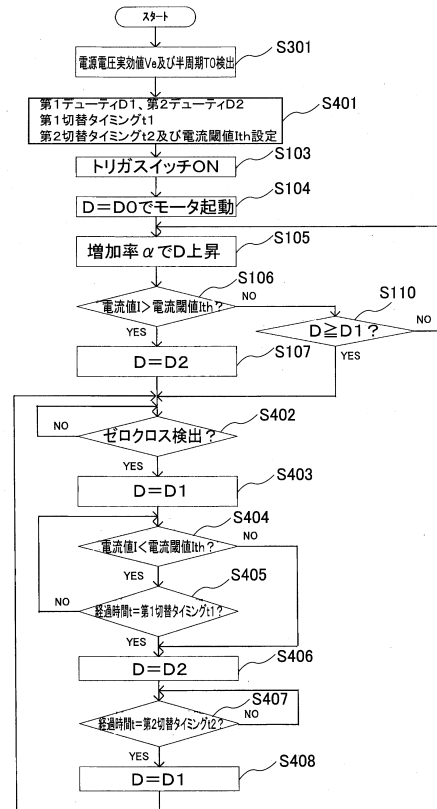
【図18】



【図 19】



【図 20】



フロントページの続き

審査官 亀田 貴志

(56)参考文献 特開 2 0 1 2 - 1 9 6 7 2 4 (J P , A)
特開 2 0 1 0 - 1 7 3 0 4 2 (J P , A)
特開 2 0 1 0 - 1 6 2 6 7 2 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
B 2 5 F 5 / 0 0
H 0 2 M 7 / 4 8
H 0 2 P 6 / 0 0
H 0 2 P 2 5 / 0 0