

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)公開番号

特開2024-81530
(P2024-81530A)

(43)公開日 令和6年6月18日(2024.6.18)

(51)国際特許分類 F I テーマコード(参考)
 H 0 2 M 3/155(2006.01) H 0 2 M 3/155 P 5 H 7 3 0
 H 0 2 M 3/155 H 0 2 M 3/155 K

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全19頁)

(21)出願番号	特願2022-195216(P2022-195216)	(71)出願人	000004695 株式会社 S O K E N 愛知県日進市米野木町南山 5 0 0 番地 2 0
(22)出願日	令和4年12月6日(2022.12.6)	(71)出願人	000004260 株式会社デンソー 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地
		(74)代理人	100121821 弁理士 山田 強
		(74)代理人	100139480 弁理士 日野 京子
		(74)代理人	100125575 弁理士 松田 洋
		(74)代理人	100175134 弁理士 北 裕介

最終頁に続く

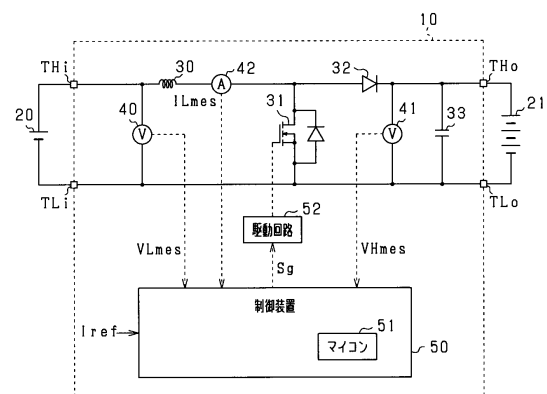
(54)【発明の名称】 D C D C コンバータの制御装置、プログラム

(57)【要約】

【課題】スイッチのスイッチング制御に用いられるデューティ比の算出精度を高めることができる D C D C コンバータの制御装置及びプログラムを提供する。

【解決手段】制御装置 5 0 は、リアクトル 3 0 に流れる電流を検出する電流センサ 4 2 の電流検出値に基づいて、リアクトル 3 0 に流れる電流の 1 スイッチング周期における時間平均値である平均電流値を算出し、平均電流値の指令値に基づいて、電流不連続モードのデューティ比を算出し、算出したデューティ比に基づいて、スイッチ 3 1 のスイッチング制御を行う。制御装置 5 0 は、過去の複数のスイッチング周期において算出したデューティ比及び平均電流値に基づいて、平均電流値とデューティ比との関係情報を算出し、算出した関係情報及び指令値に基づいて、次回のスイッチング周期におけるデューティ比を算出する。

【選択図】 図 1



10

20

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

スイッチ (3 1) 及びリアクトル (3 0) を備える D C D C コンバータ (1 0 , 1 0 0) に適用され、

前記リアクトルへの磁気エネルギーの蓄積及び前記リアクトルからの磁気エネルギーの放出を前記スイッチのスイッチング制御によって繰り返すことにより、入力電圧を変圧して出力する D C D C コンバータの制御装置 (5 0) において、

前記リアクトルに流れる電流を検出する電流検出部 (4 2) の電流検出値に基づいて、前記リアクトルに流れる電流の 1 スイッチング周期における時間平均値である平均電流値を算出する電流算出部 (6 0) と、

前記平均電流値の指令値に基づいて、電流不連続モードのデューティ比を算出するデューティ比算出部と、

算出した前記デューティ比に基づいて、前記スイッチのスイッチング制御を行うスイッチ制御部 (5 2 , 6 3) と、
を備え、

前記デューティ比算出部は、

過去の複数のスイッチング周期において算出した前記デューティ比及び前記平均電流値に基づいて、前記平均電流値と前記デューティ比との関係情報 (,) を算出し、

算出した前記関係情報及び前記指令値に基づいて、次のスイッチング周期における前記デューティ比を算出する、D C D C コンバータの制御装置。

【請求項 2】

前記デューティ比算出部は、過去のスイッチング周期である第 1 周期において算出した前記デューティ比及び前記平均電流値と、過去のスイッチング周期であって前記第 1 周期よりも前の第 2 周期において算出した前記デューティ比及び前記平均電流値とに基づいて、前記関係情報を算出し、

前記関係情報は、前記デューティ比を独立変数とするとともに前記平均電流値を従属変数とする数式における前記独立変数の係数情報 () 、及び前記数式における切片情報 () である、請求項 1 に記載の D C D C コンバータの制御装置。

【請求項 3】

前記デューティ比算出部は、

前記 D C D C コンバータの入力電圧及び出力電圧を検出する電圧検出部の入力電圧検出値及び出力電圧検出値を取得し、

前記電流検出値に基づいて、前記リアクトルの推定インダクタンス値を算出し、

現在のスイッチング周期における前記入力電圧検出値、前記出力電圧検出値及び前記推定インダクタンス値と、前記第 1 周期における前記入力電圧検出値、前記出力電圧検出値及び前記推定インダクタンス値とに基づいて、次のスイッチング周期における前記デューティ比を補正する、請求項 2 に記載の D C D C コンバータの制御装置。

【請求項 4】

スイッチ (3 1) 、リアクトル (3 0) 及びコンピュータ (5 1) を備える D C D C コンバータ (1 0 , 1 0 0) に適用され、

前記リアクトルへの磁気エネルギーの蓄積及び前記リアクトルからの磁気エネルギーの放出を前記スイッチのスイッチング制御によって繰り返すことにより、前記 D C D C コンバータの入力電圧を変圧して出力させるためのプログラムにおいて、

前記コンピュータに、

前記リアクトルに流れる電流を検出する電流検出部 (4 2) の電流検出値に基づいて、前記リアクトルに流れる電流の 1 スイッチング周期における時間平均値である平均電流値を算出する処理と、

前記平均電流値の指令値に基づいて、電流不連続モードのデューティ比を算出するデューティ比算出処理と、

算出した前記デューティ比に基づいて、前記スイッチのスイッチング制御を行う処理と

10

20

30

40

50

、
を実行させ、

前記デューティ比算出処理は、

過去の複数のスイッチング周期において算出した前記デューティ比及び前記平均電流値に基づいて、前記平均電流値と前記デューティ比との関係情報()を算出し、

算出した前記関係情報及び前記指令値に基づいて、次のスイッチング周期における前記デューティ比を算出する処理である、プログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、DCDCコンバータの制御装置及びプログラムに関する。

【背景技術】

【0002】

従来、スイッチ及びリアクトルを備えるDCDCコンバータが知られている。このコンバータの制御装置としては、特許文献1に記載されているように、リアクトルに流れる電流値を検出する電流検出部の電流検出値と、リアクトルの想定インダクタンス値とに基づいて、次のスイッチング周期における電流不連続モードのデューティ比を算出するものが知られている。

【0003】

デューティ比の算出に用いるリアクトルの想定インダクタンス値と、リアクトルの実際のインダクタンス値との間に誤差が発生し得ることに鑑み、制御装置は、デューティ比の補正値を算出する。これにより、上記誤差がデューティ比の算出精度に及ぼす影響の抑制を図っている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2015-19448号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

電流検出部の電流検出値とリアクトルに流れる実際の電流値との間に誤差が生じ得る。この電流検出誤差に起因して、スイッチのスイッチング制御に用いられるデューティ比が適正な値からずれ得る。

【0006】

本発明は、スイッチのスイッチング制御に用いられるデューティ比の算出精度を高めることができるDCDCコンバータの制御装置及びプログラムを提供することを主たる目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明は、スイッチ及びリアクトルを備えるDCDCコンバータに適用され、

前記リアクトルへの磁気エネルギーの蓄積及び前記リアクトルからの磁気エネルギーの放出を前記スイッチのスイッチング制御によって繰り返すことにより、入力電圧を変圧して出力するDCDCコンバータの制御装置において、

前記リアクトルに流れる電流を検出する電流検出部の電流検出値に基づいて、前記リアクトルに流れる電流の1スイッチング周期における時間平均値である平均電流値を算出する電流算出部と、

前記平均電流値の指令値に基づいて、電流不連続モードのデューティ比を算出するデューティ比算出部と、

算出した前記デューティ比に基づいて、前記スイッチのスイッチング制御を行うスイッチ制御部と、

10

20

30

40

50

を備え、

前記デューティ比算出部は、

過去の複数のスイッチング周期において算出した前記デューティ比及び前記平均電流値に基づいて、前記平均電流値と前記デューティ比との関係情報を算出し、

算出した前記関係情報及び前記指令値に基づいて、次のスイッチング周期における前記デューティ比を算出する。

【0008】

過去の複数のスイッチング周期において算出されたデューティ比及び平均電流値によれば、電流検出誤差を含む平均電流値とデューティ比との関係を把握することができる。この点に鑑み、本発明は上記デューティ比算出部を備えている。これにより、電流検出部の電流検出値に電流検出誤差が含まれる場合であっても、電流不連続モードのデューティ比の算出精度を高めることができる。

【図面の簡単な説明】

【0009】

【図1】第1実施形態に係るDCDCコンバータを含む制御システムの全体構成を示す図。

【図2】電流不連続モードにおけるスイッチング態様及びリアクトル電流値の推移を示すタイムチャート。

【図3】電流臨界モードにおけるスイッチング態様及びリアクトル電流値の推移を示すタイムチャート。

【図4】電流連続モードにおけるスイッチング態様及びリアクトル電流値の推移を示すタイムチャート。

【図5】リアクトル平均電流値及びデューティ比等の関係を示す図。

【図6】制御装置が実行する電流不連続モードにおける処理のブロック図。

【図7】DCDCコンバータの制御処理を示すフローチャート。

【図8】第1実施形態の効果を示す図。

【図9】第1実施形態の効果を示す図。

【図10】第1実施形態の効果を示す図。

【図11】第1実施形態の効果を示す図。

【図12】第2実施形態に係るDCDCコンバータの制御処理を示すフローチャート。

【図13】第3実施形態に係るDCDCコンバータの制御処理を示すフローチャート。

【図14】その他の実施形態に係る制御システムの全体構成を示す図。

【発明を実施するための形態】

【0010】

図面を参照しながら、複数の実施形態を説明する。複数の実施形態において、機能的に及び/又は構造的に対応する部分及び/又は関連付けられる部分には同一の参照符号、又は百以上の位が異なる参照符号が付される場合がある。対応する部分及び/又は関連付けられる部分については、他の実施形態の説明を参照することができる。

【0011】

< 第1実施形態 >

以下、本発明に係る制御装置を具体化した第1実施形態について、図面を参照しつつ説明する。

【0012】

図1に示すように、DCDCコンバータ10は、高電位側入力端子THi及び低電位側入力端子TLiから入力された電圧を昇圧して高電位側出力端子THo及び低電位側出力端子TLoから出力する非絶縁型の昇圧コンバータである。DCDCコンバータ10は、リアクトル30、スイッチ31、ダイオード32及びコンデンサ33を備えている。本実施形態において、スイッチ31は、NチャネルMOSFETである。なお、スイッチ31は、NチャネルMOSFETに限らず、例えば、フリーホイールダイオードが逆並列接続されたIGBTであってもよい。

10

20

30

40

50

【 0 0 1 3 】

リアクトル 3 0 の第 1 端には、高電位側入力端子 T H i を介して直流電源 2 0 の正極端子が接続されている。リアクトル 3 0 の第 2 端には、スイッチ 3 1 のドレインと、ダイオード 3 2 のアノードとが接続されている。スイッチ 3 1 のソースには、低電位側入力端子 T L i を介して直流電源 2 0 の負極端子が接続されている。直流電源 2 0 は、蓄電池又は燃料電池等である。

【 0 0 1 4 】

ダイオード 3 2 のカソードには、コンデンサ 3 3 の第 1 端と、高電位側出力端子 T H o とが接続されている。コンデンサ 3 3 の第 2 端には、スイッチ 3 1 のソース、低電位側入力端子 T L i 及び低電位側出力端子 T L o が接続されている。高電位側出力端子 T H o には、蓄電池 2 1 の正極端子が接続され、蓄電池 2 1 の負極端子には、低電位側出力端子 T L o が接続されている。蓄電池 2 1 は、充放電可能な 2 次電池であり、例えばリチウムイオン蓄電池又はニッケル水素蓄電池である。

10

【 0 0 1 5 】

D C D C コンバータ 1 0 は、入力電圧検出部である入力電圧センサ 4 0 、出力電圧検出部である出力電圧センサ 4 1 、及び電流検出部である電流センサ 4 2 を備えている。入力電圧センサ 4 0 は、D C D C コンバータ 1 0 の入力電圧を検出し、出力電圧センサ 4 1 は、D C D C コンバータ 1 0 の出力電圧を検出する。電流センサ 4 2 は、リアクトル 3 0 に流れる電流値を検出する。各センサ 4 0 ~ 4 2 の検出値は、D C D C コンバータ 1 0 が備える制御装置 5 0 に入力される。

20

【 0 0 1 6 】

制御装置 5 0 は、マイコン 5 1 を主体として構成され、マイコン 5 1 は、C P U を備えている。マイコン 5 1 が提供する機能は、実体的なメモリ装置に記録されたソフトウェア及びそれを実行するコンピュータ、ソフトウェアのみ、ハードウェアのみ、あるいはそれらの組合せによって提供することができる。例えば、マイコン 5 1 がハードウェアである電子回路によって提供される場合、それは多数の論理回路を含むデジタル回路、又はアナログ回路によって提供することができる。例えば、マイコン 5 1 は、自身が備える記憶部としての非遷移的実体的記録媒体 (non-transitory tangible storage medium) に格納されたプログラムを実行する。プログラムには、例えば、後述する図 7 等に示す処理のプログラムが含まれる。プログラムが実行されることにより、プログラムに対応する方法が実行される。記憶部は、例えば不揮発性メモリである。なお、記憶部に記憶されたプログラムは、例えば O T A (Over The Air) 等、インターネット等の通信ネットワークを介して更新可能である。

30

【 0 0 1 7 】

制御装置 5 0 は、電流不連続モード及び電流連続モードの中から制御モードを選択してスイッチ 3 1 のスイッチング制御を行う。

【 0 0 1 8 】

電流不連続モードは、図 2 に示すように、スイッチ 3 1 の 1 スイッチング周期 T_s においてリアクトル 3 0 に流れる電流値が 0 になる期間が発生する制御モードである。制御装置 5 0 は、電流不連続モードのデューティ比 $Duty$ を算出し、算出したデューティ比 $Duty$ に基づいてスイッチ 3 1 のスイッチング制御を行う。デューティ比 $Duty$ は、1 スイッチング周期 T_s におけるスイッチ 3 1 のオン期間 T_{on} の比率 ($T_{on} / T_s = Duty$) を定める値である。制御装置 5 0 は、1 スイッチング周期 T_s のうち、「 $Duty \times T_s$ 」の期間においてスイッチ 3 1 をオンし、「 $(1 - Duty) \times T_s$ 」の期間においてスイッチ 3 1 をオフする。スイッチ 3 1 のオン期間においては、リアクトル 3 0 に流れる電流値が漸増し、リアクトル 3 0 に磁気エネルギーが蓄積される。スイッチ 3 1 のオフ期間においては、リアクトル 3 0 に蓄積された磁気エネルギーが放出され、リアクトル 3 0 に流れる電流値が減少して 0 になる。これにより、1 スイッチング周期 T_s において、リアクトル 3 0 に流れる電流値の時間推移波形は、理想的には、三角波状の波形になった後、0 に維持される波形となる。

40

50

【 0 0 1 9 】

電流連続モードは、図 4 に示すように、スイッチ 3 1 の 1 スイッチング周期 T_s において、リアクトル 3 0 の第 1 端側から第 2 端側へと電流が流れ続ける制御モードである。制御装置 5 0 は、電流連続モードのデューティ比 $Duty$ を算出し、算出したデューティ比 $Duty$ に基づいてスイッチ 3 1 のスイッチング制御を行う。なお、電流連続モードのデューティ比 $Duty$ は、例えば下式 (eq 1) に基づいて算出されればよい。

【 0 0 2 0 】

【 数 1 】

$$Duty = 1 - \frac{VL_{mes}}{VH_{mes}} + K_p(I_{ref} - I_{mes}) \dots (eq1)$$

10

上式 (eq 1) において、 VL_{mes} は、現在のスイッチング周期において入力電圧センサ 4 0 により検出された入力電圧検出値であり、 VH_{mes} は、現在のスイッチング周期において出力電圧センサ 4 1 により検出された出力電圧検出値であり、 K_p はフィードバック項の比例ゲインである。また、 I_{ref} は、リアクトル 3 0 に流れる平均電流値の指令値を示す。平均電流値は、リアクトル 3 0 に流れる電流の 1 スイッチング周期 T_s における時間平均値である。制御装置 5 0 に入力される指令値 I_{ref} は、例えば、1 スイッチング周期 T_s 毎に更新される。また、 I_{mes} は、電流センサ 4 2 により検出されたリアクトル 3 0 に流れる電流値 (以下、電流検出値 IL_{mes}) に基づいて算出された、リアクトル 3 0 に流れる平均電流値 (以下、平均電流検出値) である。ちなみに、上式 (eq 1) における右辺のフィードバック項は必須ではない。

20

【 0 0 2 1 】

なお、電流不連続モードと電流連続モードとの境界は、図 3 に示す電流臨界モードとなる。電流臨界モードは、リアクトル 3 0 に流れる電流値が低下して 0 になるタイミングにおいてスイッチ 3 1 がオンに切り替えられる制御モードである。

【 0 0 2 2 】

ところで、電流不連続モードにおけるデューティ比 $Duty$ の算出には、電流検出値 IL_{mes} が用いられる。電流検出値 IL_{mes} には電流検出誤差が含まれる。この電流検出誤差が DCDC コンバータ 1 0 の制御に及ぼす影響を抑制するように、制御装置 5 0 は、電流不連続モードのデューティ比 $Duty$ を算出する。以下、このデューティ比 $Duty$ の算出方法について説明する。

30

【 0 0 2 3 】

電流不連続モードのデューティ比 $Duty$ の基本的な算出式は、下式 (eq 2) で表される。下式 (eq 2) において、 L_s はリアクトル 3 0 のインダクタンス値を示し、 f_{sw} はスイッチ 3 1 のスイッチング周波数 (= $1 / T_s$) を示す。

【 0 0 2 4 】

【 数 2 】

$$Duty = \sqrt{2L_s \cdot f_{sw} \cdot \frac{VH_{mes} - VL_{mes}}{VH_{mes} \cdot VL_{mes}} \cdot I_{ref}} \dots (eq2)$$

40

ここで、上式 (eq 2) を電流値について解き、電流検出誤差があることを考慮すると、下式 (eq 3) が導かれる。下式 (eq 3) において、 I_{err} は、図 5 の平均電流値及びデューティ比 $Duty$ の関係に示すように、デューティ比 $Duty$ が 0 の場合における平均電流検出値 I_{mes} と指令値 I_{ref} とのオフセット電流誤差である。

【 0 0 2 5 】

【 数 3 】

50

$$I_{mes} = \frac{1}{2L_{sre} \cdot f_{sw}} \cdot \frac{VH_{re} \cdot VL_{re}}{VH_{re} - VL_{re}} \cdot Duty^2 + I_{err} \quad \dots (eq3)$$

上式 (eq 3) の右辺において、デューティ比 $Duty$ に乗算される係数には、 VH_{re} 、 VL_{re} 、 L_{sre} が含まれている。 VH_{re} は実際の出力電圧を示し、 VL_{re} は実際の入力電圧を示し、 L_{sre} はリアクトル 30 の実際のインダクタンス値を示す。

【0026】

図 5 には、指令値 I_{ref} を一定速度で漸増させた場合における指令値 I_{ref} 及び平均電流検出値の関係を示す。図 5 に示す例では、指令値 I_{ref} の上昇速度と平均電流検出値の上昇速度とが相違しており、具体的には、指令値 I_{ref} の上昇速度よりも平均電流検出値の上昇速度の方が高い。これは、平均電流検出値の算出に用いられた電流検出値 I_{Lmes} にゲイン誤差が含まれるためである。

10

【0027】

上式 (eq 3) を下式 (eq 4) のように表す。下式 (eq 4) は、デューティ比 $Duty$ を独立変数とするとともに平均電流検出値 I_{mes} を従属変数とする関係情報である。下式 (eq 4) において、独立変数の係数情報である α は補正係数であり、切片情報である β はオフセット補正值である。

【0028】

【数 4】

$$I_{mes} = \alpha \cdot Duty^2 + \beta \quad \dots (eq4)$$

20

図 5 に示すように、あるスイッチング周期である第 1 周期における平均電流検出値 I_{mes_a} 及びデューティ比 $Duty_a$ と、第 1 周期とは異なるスイッチング周期である第 2 周期における平均電流検出値 I_{mes_b} 及びデューティ比 $Duty_b$ との関係と、上式 (eq 4) とから、下式 (eq 5) が導かれる。なお、図 5 には、デューティ比 $Duty_a$ に対応する指令値を I_{ref_a} で示し、デューティ比 $Duty_b$ に対応する指令値を I_{ref_b} で示す。

【0029】

30

【数 5】

$$\begin{pmatrix} I_{mes_a} \\ I_{mes_b} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Duty_a^2 & 1 \\ Duty_b^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} \quad \dots (eq5)$$

上式 (eq 5) を補正係数 α 及びオフセット補正值 β について解くと、下式 (eq 6) が導かれる。

【0030】

【数 6】

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \end{pmatrix} = \frac{1}{Duty_a^2 - Duty_b^2} \begin{pmatrix} I_{mes_a} - I_{mes_b} \\ -I_{mes_a} \cdot Duty_b^2 + I_{mes_b} \cdot Duty_a^2 \end{pmatrix} \quad \dots (eq6)$$

40

つまり、異なる 2 つの第 1、第 2 周期における平均電流検出値及びデューティ比に基づいて、補正係数 α 及びオフセット補正值 β を算出することができる。

【0031】

本実施形態において、制御装置 50 は、現在のスイッチング周期よりも 1 つ前のスイッチング周期 (以下、前回のスイッチング周期。「第 1 周期」に相当) において算出した平均電流検出値 I_{mes1} 及びデューティ比 $Duty1$ と、現在のスイッチング周期よりも 2 つ前のスイッチング周期 (以下、前々回のスイッチング周期。「第 2 周期」に相当) に

50

において算出した平均電流検出値 I_{mes2} 及びデューティ比 $Duty2$ と、上式 (eq 6) とに基づいて、補正係数 γ 及びオフセット補正值 β を算出する。平均電流検出値 I_{mes1} は、前回のスイッチング周期において検出された複数の電流検出値 I_{Lmes} に基づいて算出され、平均電流検出値 I_{mes2} は、前々回のスイッチング周期において検出された複数の電流検出値 I_{Lmes} に基づいて算出される。

【0032】

ここで、補正係数 γ は、上式 (eq 3) に示すように、出力電圧 V_{Hre} 、入力電圧 V_{Lre} 及びインダクタンス値 L_{sre} に依存する。前回のスイッチング周期から現在のスイッチング周期に至るまでに各電圧 V_{Hre} 、 V_{Lre} 及びインダクタンス値 L_{sre} が変化すると、補正係数 γ の算出精度が低下し得る。インダクタンス値 L_{sre} は、リアクトル 30 に流れる電流値に応じて変化し得る。

10

【0033】

そこで、各電圧 V_{Hre} 、 V_{Lre} 及びインダクタンス値 L_{sre} の変化が補正係数 γ の算出精度に及ぼす影響を抑制するために、下式 (eq 7) に示す現在のスイッチング周期における補正パラメータ γ と、下式 (eq 8) に示す前回のスイッチング周期における補正パラメータ γ_1 とを算出する。「 γ / γ_1 」により示される補正係数は、各電圧 V_{Hre} 、 V_{Lre} 及びインダクタンス値 L_{sre} の変化が補正係数 γ の算出精度に及ぼす影響を抑制するためのパラメータである。そして、補正係数 γ 、オフセット補正值 β 、補正係数「 γ / γ_1 」及び下式 (eq 9) に基づいて、電流不連続モードのデューティ比 $Duty$ を算出する。

20

【0034】

下式 (eq 7) において、 V_{Hmes} は現在のスイッチング周期における出力電圧検出値であり、 V_{Lmes} は現在のスイッチング周期における入力電圧検出値であり、 L_s は現在のスイッチング周期におけるリアクトル 30 の推定インダクタンス値である。下式 (eq 8) において、 V_{Hmes1} は前回のスイッチング周期における出力電圧検出値であり、 V_{Lmes1} は前回のスイッチング周期における入力電圧検出値であり、 L_{s1} は 1 つ前のスイッチング周期におけるリアクトル 30 の推定インダクタンス値である。

【0035】

【数 7】

$$\gamma = \frac{V_{Hmes} \cdot V_{Lmes}}{2L_s(V_{Hmes} - V_{Lmes})} \quad \dots (eq7)$$

30

【0036】

【数 8】

$$\gamma_1 = \frac{V_{Hmes1} \cdot V_{Lmes1}}{2L_{s1}(V_{Hmes1} - V_{Lmes1})} \quad \dots (eq8)$$

【0037】

【数 9】

$$Duty = \sqrt{\frac{\gamma \cdot I_{ref} - \beta}{\gamma_1 \cdot \alpha}} \quad \dots (eq9)$$

40

図 6 に、制御装置 50 により実行される電流不連続モードの制御ブロック図を示す。

【0038】

制御装置 50 において、平均電流算出部 60 は、電流検出値 I_{Lmes} に基づいて、現在のスイッチング周期 T_s における平均電流検出値 I_{mes} を算出する。リアクトル 30

50

に流れる電流値は、1スイッチング周期 T_s において電流センサ42により複数（例えば十数個）回サンプリングされる。平均電流検出値 I_{mes} は、スイッチング周期毎に算出され、制御装置50が備える記憶部（メモリ）に記憶される。

【0039】

補正值算出部61は、前回のスイッチング周期において算出した平均電流検出値 I_{mes1} 及びデューティ比 $Duty1$ と、前々回のスイッチング周期において算出した平均電流検出値 I_{mes2} 及びデューティ比 $Duty2$ と、上式（eq6）とに基づいて、補正係数及びオフセット補正值を算出する。補正係数及びオフセット補正值は、スイッチング周期毎に算出され、更新される。

【0040】

算出部62は、現在のスイッチング周期における出力電圧検出値 V_{Hmes} 及び入力電圧検出値 V_{Lmes} と、現在のスイッチング周期におけるリアクトル30の推定インダクタンス値 L_s と、上式（eq7）とに基づいて、補正パラメータを算出する。ここで、現在のスイッチング周期における推定インダクタンス値 L_s は、例えば、平均電流検出値及び推定インダクタンス値が紐付けられたインダクタンスマップ情報又は数式情報と、現在のスイッチング周期における平均電流検出値 I_{mes} とに基づいて算出されればよい。

【0041】

算出部62は、前回のスイッチング周期における出力電圧検出値 V_{Hmes1} 及び入力電圧検出値 V_{Lmes1} と、前回のスイッチング周期におけるリアクトル30の推定インダクタンス値 L_{s1} と、上式（eq8）とに基づいて、補正パラメータ α を算出する。ここで、前回のスイッチング周期における推定インダクタンス値 L_{s1} は、例えば、上記インダクタンスマップ情報又は数式情報と、前回のスイッチング周期における平均電流検出値 I_{mes1} とに基づいて算出されればよい。

【0042】

算出部62は、算出した α と、算出した補正係数 K_{cor} 及びオフセット補正值 $offset$ と、指令値 I_{ref} と、上式（eq9）とに基づいて、現在のスイッチング周期におけるデューティ比 $Duty$ を算出する。このデューティ比 $Duty$ は、次のスイッチング周期におけるスイッチ31のオン期間を定める値となる。

【0043】

電流制御部63は、算出されたデューティ比 $Duty$ に基づいて、スイッチ31の駆動指令 S_g を算出し、算出した駆動指令 S_g を駆動回路52に出力する。駆動指令 S_g は、スイッチ31のオン指令及びオフ指令からなる。駆動回路52は、駆動指令 S_g に基づいて、スイッチ31のスイッチング制御を行う。

【0044】

ちなみに、本実施形態において、駆動回路52及び電流制御部63が「スイッチ制御部」に相当し、補正值算出部61及び算出部62が「デューティ比算出部」に相当する。

【0045】

図7に、制御装置50により実行されるリアクトル電流制御の手順を示す。

【0046】

ステップS10では、現在のスイッチング周期における指令値 I_{ref} を取得する。

【0047】

ステップS11では、平均電流算出部60により、1スイッチング周期 T_s において取得した複数の電流検出値 I_{Lmes} に基づいて、現在のスイッチング周期 T_s における平均電流検出値 I_{mes} を算出する。また、現在のスイッチング周期における出力電圧検出値 V_{Hmes} 及び入力電圧検出値 V_{Lmes} を取得する。

【0048】

ステップS12では、次のスイッチング周期における制御モードが電流不連続モード又は電流連続モードのどちらであるかを判定する。具体的には例えば、現在のスイッチング周期における平均電流検出値 I_{mes} が判定値以下であると判定した場合、電流不連続モードであると判定し、平均電流検出値 I_{mes} が判定値を超えた場合、電流

10

20

30

40

50

連続モードであると判定すればよい。

【0049】

ステップS12において電流連続モードであると判定した場合には、ステップS13に進み、電流連続モードのデューティ比Dutyを算出する。例えば、現在のスイッチング周期における出力電圧検出値VHmes及び入力電圧検出値VLmesと、上式(eq1)とに基づいて電流連続モードのデューティ比Dutyを算出すればよい。

【0050】

ステップS14では、ステップS13において算出したデューティ比Dutyに基づいて、駆動指令Sgを算出し、駆動回路52に出力する。これにより、制御モードが電流連続モードとなるように、ステップS13において算出されたデューティ比Dutyに基づいてスイッチ31のスイッチング制御が実行される。

10

【0051】

ステップS15では、DCDCコンバータ10の駆動停止指示がなされたか否かを判定する。駆動停止指示がなされていないと判定した場合には、ステップS10に進む。

【0052】

ステップS12において電流不連続モードであると判定した場合には、ステップS16に進み、現在のスイッチング周期における推定インダクタンス値Lsを算出する。また、現在のスイッチング周期における補正パラメータ α 、 β を算出する。

【0053】

ステップS17では、第1条件及び第2条件の双方が成立しているか否かを判定する。

20

【0054】

第1条件は、前回のスイッチング周期において算出したデューティ比Duty1又は前々回のスイッチング周期において算出したデューティ比Duty2が0ではないとの条件である。第1条件は、上式(eq6)の右辺の行列式の分母が0になり、補正係数 α 及びオフセット補正值 β が算出できなくなることを回避するための条件である。

【0055】

第2条件は、前回のスイッチング周期における補正パラメータ α が正の値であるとの条件である。第2条件は、上式(eq9)の右辺において負の値の平方根となり、デューティ比Dutyが算出できなくなることを回避するための条件である。

【0056】

ステップS17において第1条件及び第2条件の双方が成立していると判定した場合には、ステップS18に進み、補正值算出部61により補正係数 α 及びオフセット補正值 β を算出し更新する。

30

【0057】

ステップS19では、第3条件及び第4条件の双方が成立しているか否かを判定する。

【0058】

第3条件は、ステップS10において取得した指令値Irefが、ステップS18において算出したオフセット補正值 β よりも大きいとの条件である。第4条件は、ステップS18において算出した補正係数 α が0よりも大きいとの条件である。第3、第4条件は、上式(eq9)の右辺において負の値の平方根となり、デューティ比Dutyが算出できなくなることを回避するための条件である。

40

【0059】

ステップS19において第3条件及び第4条件の双方が成立していると判定した場合には、ステップS20に進み、算出部62により電流不連続モードのデューティ比Dutyを算出する。続くステップS21では、ステップS20において算出したデューティ比Dutyに基づいて、駆動指令Sgを算出し、駆動回路52に出力する。これにより、制御モードが電流不連続モードとなるように、ステップS20において算出されたデューティ比Dutyに基づいてスイッチ31のスイッチング制御が実行される。

【0060】

ステップS17において第1条件又は第2条件の少なくとも一方が成立していないと判

50

【 0 0 6 9 】

図 1 0 に示すように、本実施形態によれば、漸増する指令値 I_{ref} に対して平均電流検出値 I_{mes} が迅速に追従し、指令値 I_{ref} と平均電流検出値 I_{mes} との誤差が非常に小さくなっている。これに対し、比較例では、指令値 I_{ref} に対して平均電流検出値 I_{mes} が迅速に追従することができず、指令値 I_{ref} と平均電流検出値 I_{mes} との誤差が非常に大きくなってしまふ。

【 0 0 7 0 】

図 1 1 に示す計算結果の計算条件は、図 1 0 に示す計算結果の計算条件に対して、リアクトル 3 0 に実際に流れる電流値よりも電流検出値 I_{Lmes} が小さくなる点で異なっている。

10

【 0 0 7 1 】

図 1 1 に示すように、本実施形態によれば、漸増する指令値 I_{ref} に対して平均電流検出値 I_{mes} が迅速に追従し、指令値 I_{ref} と平均電流検出値 I_{mes} との誤差が非常に小さくなっている。これに対し、比較例では、指令値 I_{ref} に対して平均電流検出値 I_{mes} が迅速に追従することができず、指令値 I_{ref} と平均電流検出値 I_{mes} との誤差が非常に大きくなってしまふ。

【 0 0 7 2 】

以上説明したように、本実施形態によれば、電流検出値 I_{Lmes} に電流検出誤差が含まれる場合であっても、電流不連続モードのデューティ比 $Duty$ の算出精度を高めることができる。これにより、平均電流検出値 I_{mes} を指令値 I_{ref} に迅速に追従させることができ、電流不連続モードにおける電流制御性を高めることができる。

20

【 0 0 7 3 】

< 第 2 実施形態 >

以下、第 2 実施形態について、第 1 実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、次のスイッチング周期における制御モードが電流不連続モード又は電流連続モードのどちらであるかの判定方法が変更されている。

【 0 0 7 4 】

図 1 2 に、制御装置 5 0 により実行されるリアクトル電流制御の手順を示す。なお、図 1 2 において、先の図 7 に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一の符号を付している。

30

【 0 0 7 5 】

ステップ S 1 1 の処理の完了後、ステップ S 1 6 に進む。

【 0 0 7 6 】

ステップ S 2 0 , S 2 3 又は S 2 4 の処理の完了後、ステップ S 3 0 に進み、デューティ閾値 D_{th} を算出する。デューティ閾値 D_{th} は、制御モードが電流不連続モードであるか電流連続モードであるかを判定するための閾値である。デューティ閾値 D_{th} は、例えば、電流不連続モードで取り得るデューティ比 $Duty$ の上限値として算出されればよい。

【 0 0 7 7 】

続くステップ S 3 1 では、ステップ S 2 0 , S 2 3 又は S 2 4 で算出したデューティ比 $Duty$ がデューティ閾値 D_{th} よりも大きいか否かを判定する。ステップ S 3 1 においてデューティ比 $Duty$ がデューティ閾値 D_{th} 以下であると判定した場合には、次のスイッチング周期における制御モードが電流不連続モードであると判定し、ステップ S 2 1 に進む。一方、ステップ S 3 1 においてデューティ比 $Duty$ がデューティ閾値 D_{th} よりも大きいと判定した場合には、次のスイッチング周期における制御モードが電流連続モードであると判定し、ステップ S 1 3 に進む。この場合、電流不連続モードから電流連続モードへの切り替え判定に、電流不連続モードのデューティ比が用いられることとなる。

40

【 0 0 7 8 】

< 第 3 実施形態 >

50

以下、第3実施形態について、第1実施形態との相違点を中心に図面を参照しつつ説明する。本実施形態では、電流不連続モードにおいて、前回のスイッチング周期で算出されたDuty1に対して現在のスイッチング周期で算出されたデューティ比Dutyが大きく変化する場合、その変化を抑制する処理が実行される。

【0079】

図13に、制御装置50により実行されるリアクトル電流制御の手順を示す。なお、図13において、先の図7に示した処理と同一の処理については、便宜上、同一の符号を付している。

【0080】

ステップS20, S23又はS24の処理の完了後、ステップS40に進み、変動許容値Dを算出する。変動許容値Dは、上式(eq2)により定まるデューティ比の前のスイッチング周期からの変化量に基づいて定められる。具体的には例えば、変動許容値Dは、下式(eq10)により算出することができる。下式(eq10)の係数Kc(>0)は、例えば、3~5の間の値に設定されていればよい。なお、下式(eq10)の右辺において、Iref1は前回のスイッチング周期における指令値Irefである。

【0081】

【数10】

$$\Delta D = K_c \cdot \left\{ \sqrt{2L_s \cdot f_{sw} \cdot \frac{V_{H_{mes}} - V_{L_{mes}}}{V_{H_{mes}} \cdot V_{L_{mes}}} \cdot I_{ref}} \right. \\ \left. - \sqrt{2L_{s1} \cdot f_{sw} \cdot \frac{V_{H_{mes1}} - V_{L_{mes1}}}{V_{H_{mes1}} \cdot V_{L_{mes1}}} \cdot I_{ref1}} \right\} \dots (eq10)$$

続くステップS41では、現在のスイッチング周期において算出したデューティ比Dutyと前回のスイッチング周期において算出したデューティ比Duty1との差の絶対値が変動許容値Dよりも大きいか否かを判定する。

【0082】

ステップS41において否定判定した場合には、ステップS21に進む。一方、ステップS41において肯定判定した場合には、ステップS421に進み、前回のスイッチング周期において算出したデューティ比Duty1に変動許容値Dを加算した値を、現在のスイッチング周期において算出したデューティ比Dutyとみなす。その後、ステップS21に進む。

【0083】

以上説明した本実施形態によれば、ノイズ等の不正な影響が電流不連続モードのデューティ比Dutyの算出精度に及ぼす影響を抑制することができる。

【0084】

<その他の実施形態>

なお、上記各実施形態は、以下のように変更して実施してもよい。

【0085】

・上式(eq9)において補正係数「/1」が用いられなくてもよい。この場合、制御装置は、下式(eq11)に基づいてデューティ比Dutyを算出すればよい。

【0086】

【数11】

$$Duty = \sqrt{\frac{I_{ref} - \beta}{\alpha}} \dots (eq11)$$

10

20

30

40

50

・図 1 に示す構成において、蓄電池 2 1 に代えて、電気負荷が出力端子 T H o , T L o に接続されていてもよい。この場合、D C D C コンバータは、電流制御型の D C D C コンバータに代えて、制御装置の電流制御において電流マイナーループ制御が付加された電圧制御型の D C D C コンバータであってもよい。

【 0 0 8 7 】

・制御システムとしては、図 1 に示した構成に限らず、例えば図 1 4 に示す構成であってもよい。図 1 4 に示す構成は、燃料電池 9 0 を備える電気自動車のモータ駆動システムである。このシステムは、昇圧コンバータ 1 0 0、蓄電池 9 1、インバータ 1 1 0 及びモータ 1 2 0 を備えている。昇圧コンバータ 1 0 0 は、燃料電池 9 0 の出力電圧を昇圧してインバータ 1 1 0 に供給する。インバータ 1 1 0 は、昇圧コンバータ 1 0 0 又は蓄電池 9 1 の少なくとも一方から供給された直流電力を交流電力に変換してモータ 1 2 0 の電機子巻線に供給する。この構成において、本発明を昇圧コンバータ 1 0 0 の電流制御に適用してもよい。

10

【 0 0 8 8 】

・上式 (e q 6) に基づく算出処理において用いられるデューティ比及び平均電流検出値が、前回のスイッチング周期における値と、前々回のスイッチング周期における値とであったがこれに限らない。例えば、現在のスイッチング周期よりも 1 0 個前までのスイッチング周期から、前回のスイッチング周期までのスイッチング周期の中から選択された過去の 2 つのスイッチング周期における値が用いられてもよい。例えば、前回のスイッチング周期における値と 3 つ前のスイッチング周期における値とが用いられ、前々回のスイッチング周期における値と 5 つ前のスイッチング周期における値とが用いられ、前々回のスイッチング周期における平均電流値及びデューティ比の関係と、過去の 2 つ目のスイッチング周期における平均電流値及びデューティ比の関係とが大きく異なるような長さになるように、過去の 2 つのスイッチング周期が選択されることが望ましい。

20

【 0 0 8 9 】

・本発明が適用される D C D C コンバータとしては、昇圧コンバータに限らず、入力電圧を降圧して出力する降圧コンバータや、昇圧機能及び降圧機能を有する昇降圧コンバータであってもよい。この場合であっても、昇圧コンバータに対応する上式 (e q 4) のように、降圧コンバータや昇降圧コンバータについて、デューティ比を独立変数とするとともに平均電流値を従属変数とする数式における独立変数の係数情報 (具体的には、補正係数)、及び数式における切片情報 (具体的には、オフセット補正值) を定めることができる。このため、降圧コンバータや昇降圧コンバータにおいても、過去の 2 つのスイッチング周期におけるデューティ比及び平均電流検出値に基づいて、係数情報及び切片情報を算出することができる。

30

【 0 0 9 0 】

また、本発明が適用される D C D C コンバータとしては、非絶縁型のものに限らず、トランスを備える絶縁型のものであってもよい。トランスは、入力側の 1 次側リアクトル及び出力側の 2 次側リアクトルを有している。絶縁型の D C D C コンバータは、例えば、フライバックコンバータ、フォワードコンバータ、プッシュプル方式のコンバータ又はフルブリッジ方式のコンバータであり、1 次側にスイッチを備えている。

40

【 0 0 9 1 】

例えば、フォワードコンバータの場合、2 次側に、トランスの 2 次側リアクトルとは別のリアクトル (以下、特定リアクトル) が設けられる。フォワードコンバータにおいて、1 次側のスイッチのオン期間において 2 次側の特定リアクトルに流れる電流値が漸増し、特定リアクトルに磁気エネルギーが蓄積される。また、1 次側のスイッチのオフ期間において特定リアクトルに流れる電流値が漸減して 0 になる。これにより、1 スwitchング周期において、特定リアクトルに流れる電流値の時間推移波形が、三角波状の波形になった後、0 に維持される波形となる。

【 0 0 9 2 】

50

また例えば、フライバックコンバータの場合、1次側のスイッチのオン期間において、トランスを構成する1次側のリアクトルに流れる電流値が漸増し、1次側のリアクトル及びトランスのコアに磁気エネルギーが蓄積される。また、1次側のスイッチのオフ期間において、蓄積されたエネルギーが放出され、1次側のリアクトルに流れる電流値が漸減して0になる。これにより、1スイッチング周期において、1次側のリアクトルに流れる電流値の時間推移波形が、三角波状の波形になった後、0に維持される波形となる。

【0093】

・本開示に記載の制御部及びその手法は、コンピュータプログラムにより具体化された一つ乃至は複数の機能を実行するようにプログラムされたプロセッサ及びメモリを構成することによって提供された専用コンピュータにより、実現されてもよい。あるいは、本開示に記載の制御部及びその手法は、一つ以上の専用ハードウェア論理回路によってプロセッサを構成することによって提供された専用コンピュータにより、実現されてもよい。もしくは、本開示に記載の制御部及びその手法は、一つ乃至は複数の機能を実行するようにプログラムされたプロセッサ及びメモリと一つ以上のハードウェア論理回路によって構成されたプロセッサとの組み合わせにより構成された一つ以上の専用コンピュータにより、実現されてもよい。また、コンピュータプログラムは、コンピュータにより実行されるインストラクションとして、コンピュータ読み取り可能な非遷移有形記録媒体に記憶されていてもよい。

10

【符号の説明】

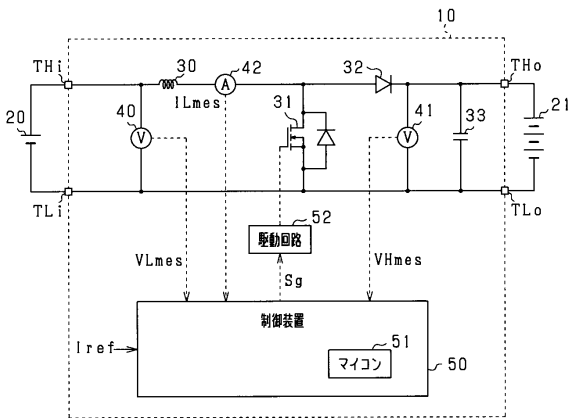
【0094】

10 ... DCDCコンバータ、30 ... リアクトル、31 ... スイッチ、42 ... 電流センサ、50 ... 制御装置。

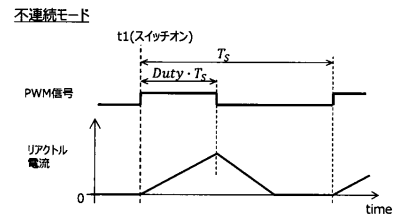
20

【図面】

【図1】



【図2】

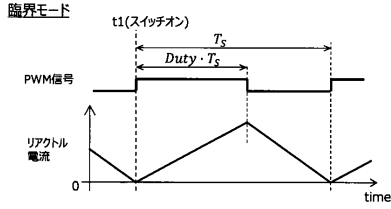


30

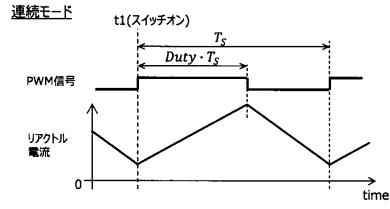
40

50

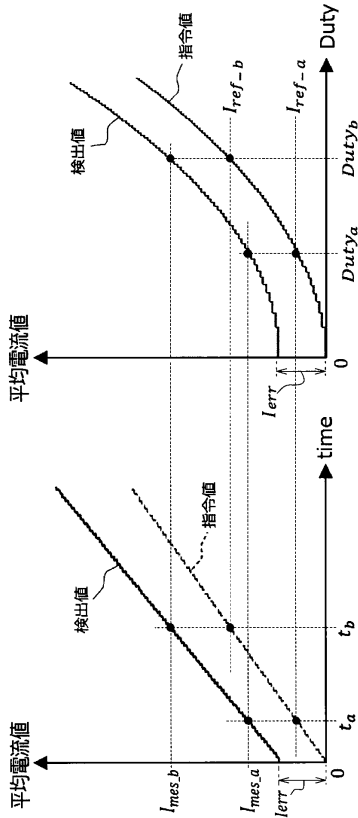
【 図 3 】



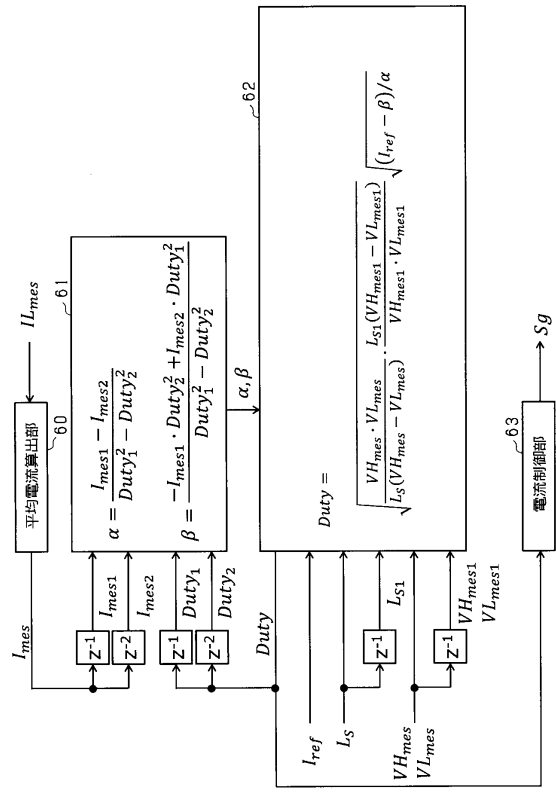
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



10

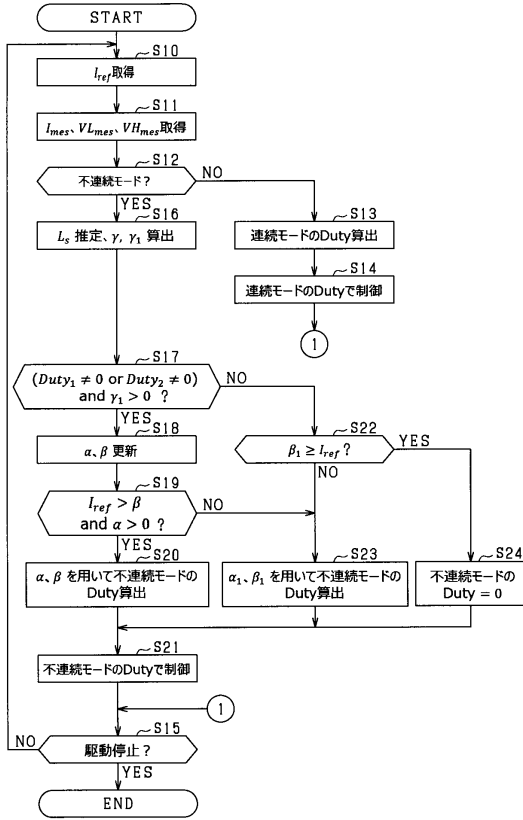
20

30

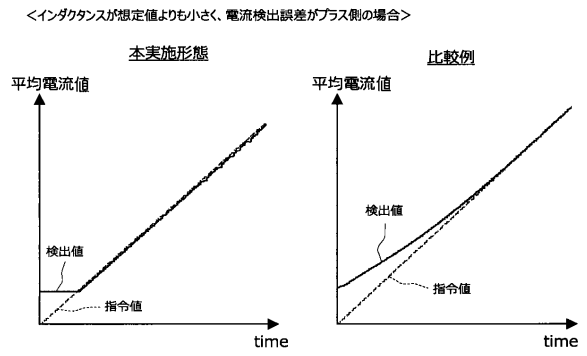
40

50

【 図 7 】



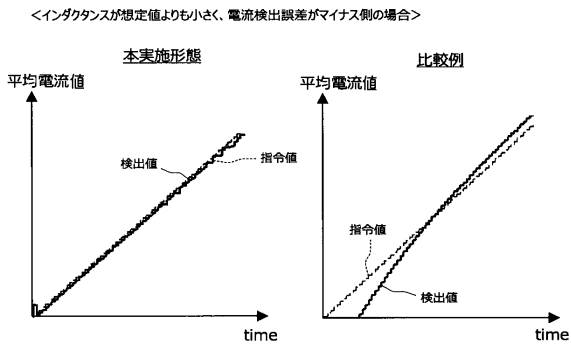
【 図 8 】



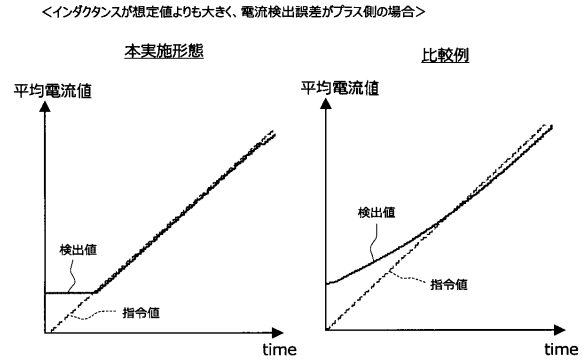
10

20

【 図 9 】



【 図 10 】

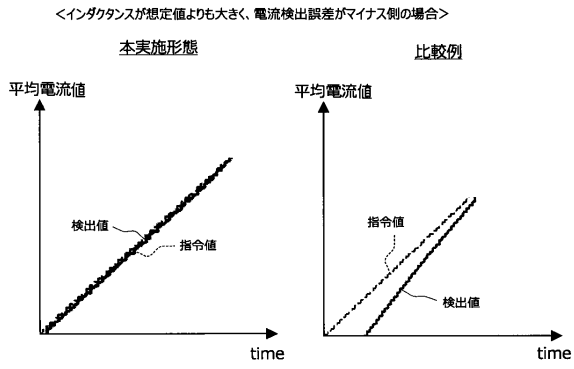


30

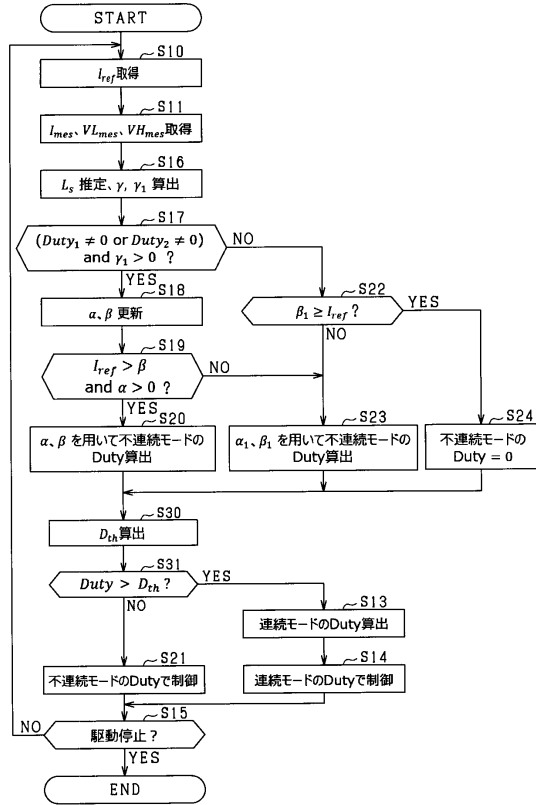
40

50

【図 1 1】



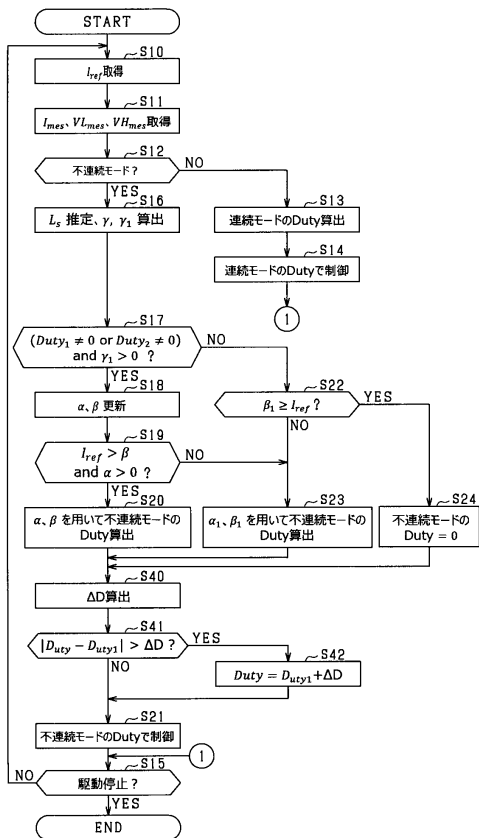
【図 1 2】



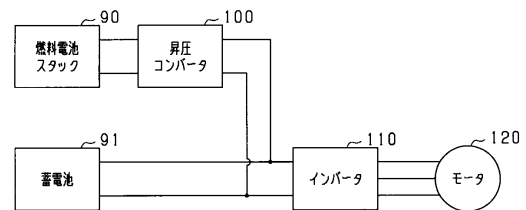
10

20

【図 1 3】



【図 1 4】



30

40

50

フロントページの続き

(74)代理人 100207859

弁理士 塩谷 尚人

(72)発明者 富田 健児

愛知県日進市米野木町南山500番地20 株式会社SOKEN内

(72)発明者 清水 隆弘

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

(72)発明者 上田 祐輔

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

Fターム(参考) 5H730 AA14 AS04 AS17 BB14 BB57 DD03 DD04 FD01 FD11 FD41
FF09 FG05