

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6081718号  
(P6081718)

(45) 発行日 平成29年2月15日(2017.2.15)

(24) 登録日 平成29年1月27日(2017.1.27)

(51) Int. Cl.	F I
<b>HO2M 3/155 (2006.01)</b>	HO2M 3/155 P
<b>HO1M 8/00 (2016.01)</b>	HO1M 8/00 Z
<b>HO1M 8/04 (2016.01)</b>	HO1M 8/04 Z
<b>B6OL 11/18 (2006.01)</b>	B6OL 11/18 A

請求項の数 2 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2012-138031 (P2012-138031)	(73) 特許権者	591251636
(22) 出願日	平成24年6月19日 (2012.6.19)		現代自動車株式会社
(65) 公開番号	特開2013-121312 (P2013-121312A)		HYUNDAI MOTOR COMPAN Y
(43) 公開日	平成25年6月17日 (2013.6.17)		大韓民国ソウル特別市瑞草区獻陵路12
審査請求日	平成27年5月19日 (2015.5.19)		12, Heolleung-ro, Seocho-gu, Seoul, Republic of Korea
(31) 優先権主張番号	10-2011-0131200	(74) 代理人	110000051
(32) 優先日	平成23年12月8日 (2011.12.8)		特許業務法人共生国際特許事務所
(33) 優先権主張国	韓国 (KR)	(72) 発明者	金 成 奎
			大韓民国 京畿道 富川市 遠美区 中洞 ムジゲマウル エルジー アパート 1 210棟 1304号

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 親環境車両用パルス幅変調コンバータの電流補償方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

パルス幅変調コンバータ(Pulse Width Modulation Converter、以後「PWMコンバータ」と記す)をスイッチングさせるパルス幅変調信号(Pulse Width Modulation信号、以後「PWM信号」と記す)を分析する過程と、

前記PWM信号がオンであれば、インダクタから出力される実際電流および測定電流の間の上昇半周期の大きさと遅延時間と、を比較する過程と、

前記上昇半周期の大きさと遅延時間と、の比較結果によって電流変化量を算出し、前記電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定する過程と、

前記オフセット補正值を適用してインダクタの測定電流を補償する過程と、  
を有し、前記上昇半周期の大きさと遅延時間との比較において、上昇半周期の大きさが遅延時間よりも小さければ、インダクタから出力される実際電流および測定電流の傾斜が異なる状況であると判定し、上昇傾斜の電流変化量を算出して電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定し、前記上昇半周期の大きさが前記遅延時間よりも大きければ、前記インダクタから出力される実際電流と測定電流の傾斜が同じであると判定し、上昇傾斜の電流変化量を算出して電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定することを特徴とする親環境車両用PWMコンバータの電流補償方法。

【請求項2】

10

20

前記 P W M 信号がオフであれば、前記インダクタから出力される実際電流および測定電流の間の下降半周期の大きさと遅延時間と、を比較する過程と、

前記下降半周期の大きさと遅延時間と、の比較結果によって電流変化量を算出し、前記電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定する過程と、

前記オフセット補正值を適用して前記インダクタの測定電流を補償する過程と、

をさらに有し、前記下降半周期の大きさ及び遅延時間の比較において、前記下降半周期の大きさが前記遅延時間よりも小さければ、前記インダクタから出力される実際電流と測定電流の傾斜が異なる状況であると判定し、下降傾斜の電流変化量を算出して電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定し、前記下降半周期の大きさが前記遅延時間よりも大きければ、前記インダクタから出力される実際電流と測定電流の傾斜が同じであると判定し、下降傾斜の電流変化量を算出して電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定することを特徴とする請求項 1 に記載の親環境車両用 P W M コンバータの電流補償方法。

10

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【技術分野】

#### 【0001】

本発明は、親環境車両用パルス幅変調コンバータの電流補償方法に係り、より詳しくは、コンバータ内部のインダクタおよびモータの各相（U、V、W）のインダクタから三角波形態に出力される脈動電流の実際電流と測定電流との時間遅延のオフセットによる電流値の変化に対するオフセット補償値を提供する親環境車両用 P W M コンバータの電流補償方法に関する。

20

#### 【背景技術】

#### 【0002】

車両に対する燃費向上の要求と排出ガス規制の強化により、エンジンと 1 以上の駆動モータで構成される親環境車両が提供されている。

親環境車両は、燃料電池自動車、電気自動車、プラグイン電気自動車などを含み、高電圧 / 大電流のパワーネット（Power net）を使用して駆動力を生成する。

親環境車両は、要求される駆動力を生成するためにモータ、モータの駆動を制御するためのインバータ、及びバッテリーに貯蔵された 350V ~ 450V の高電圧を昇圧させ、インバータに安定した電圧で電流を供給する D C - D C コンバータを含む。

30

#### 【0003】

D C - D C コンバータは、両方向昇圧型 D C - D C コンバータで構成され、高電圧が貯蔵されるバッテリーとインバータとの間に配置され、低い電圧を高い電圧に昇圧させる機能を提供する。

親環境車両は、パルス幅変調コンバータ（Pulse Width Modulation Converter、以後「P W M コンバータ」と記す）を利用して電圧を昇圧させる過程において、インダクタ（Inductor）から出力される電流を検出して、電流制御とパワー制限などの保護機能を実行する。そして、インバータはモータの各相に流れる電流を検出して電流制御を行い、電流制御を通じてモータの駆動力を発生させる。

40

#### 【0004】

インダクタの電流は、電力スイッチング素子のスイッチング過程において、スイッチング状態に応じて一定の傾斜を有し、上昇と下降を繰り返す脈動（三角波）形態で示される。このとき、インダクタから出力される一周期の平均電流値を利用して、昇圧する電流の制限と出力するパワーの制限を行っている。

#### 【0005】

図 8 は、従来の親環境車両用 D C - D C コンバータにおいて、インダクタ電流のオフセット発生を示す図である。

図 8 に示すように、制御機から印加される第 1 P W M デューティ信号（P W M P）と

50

第2 PWMデューティ信号(PWM<sub>N</sub>)とにより、第1、2スイッチング素子がスイッチングされる時に、第1、2スイッチング素子のオン/オフ遅延、電流センサの位相遅延、及びフィルタ回路位相遅延などにより、インダクタの実際出力電流( $i_{ideal}$ )と測定電流( $R_{eal}$ )は出力に対比して $T_{d1}$ 、 $T_{d2}$ だけの遅延が発生し、中間値ではないオフセット値が発生する。

【0006】

したがって、PWMコンバータにおけるインダクタ電流のオフセット発生は、制御精密性(電流制御程度及びトルク制御)および電流に関する保護機能を低下させる原因となる。

インダクタ電流のセンシング遅延はシステム的に不可避なものであるが、これを最小化するために、オン/オフ特性が速いパワーモジュールと位相遅延応答性能に優れたセンサとフィルタ回路を使用しなければならない。しかし、このような素子は極めて高価であり、親環境車両の環境条件を満たす素子は極めて制約される。

10

【0007】

インダクタから電流が出力される実際時点と電流が測定される時点との差が発生する場合、実際車両で最大駆動および回生が発生するときに、電流測定時点の誤差によってパワー制限に誤動作を誘発し、車両運行を停止させるという問題点が発生することがある。

従来の親環境車両では、DC-DCコンバータおよびモータのインダクタ電流を測定するために、A/Dセンシング遅延方式、位相遅延方式、平均電流演算方式などを適用している(例えば特許文献1を参照)。

20

【0008】

A/Dセンシング遅延方式とは、インダクタから電流が出力される実際時点と測定時点の誤差に対する遅延時間( $t_{delay}$ )を、センサを利用したハードウェア(H/W)あるいは推定器法が適用されるソフトウェア(S/W)的に推定して、インダクタ電流が出力する測定時点を調整する方式である。

しかし、このような方式は、デジタル制御を適用する場合には、電流制御のためのプロセッサの演算に制限を有するという問題点がある。

【0009】

位相遅延方式は、測定される電流の位相を90度遅延させて測定時点を調整する方式であって、制御応答性能が遅いシステムでは適用が可能であるが、速い応答性能を要求されるシステムには適用が不可能である、という問題点がある。

30

また、平均電流演算方式は、一周期の2度の電流サンプリングによって平均電流を求める方式であって、一周期内に多重のサンプリングを要求することにより、一周期内に1度の制御を要求する方式には可能であるが、一周期内に多重の制御をする方式には適さない。

また、測定時間の遅延が印加されたPWMデューティ信号よりも大きい場合、オフセット値の補償に誤差が発生するという問題点がある。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0010】

40

【特許文献1】特開2004-327102号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0011】

本発明が解決しようとする課題は、親環境車両において、PWMコンバータのインダクタから三角波形態に出力される脈動電流の、実際電流と測定電流との時間遅延を考慮し、時間遅延のオフセットによる電流値の変化に対するオフセット補償値を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0012】

50

かかる課題を解決するための本発明の親環境車両用PWMコンバータの電流補償方法は、PWMコンバータをスイッチングさせるPWM信号を分析する過程と、

PWM信号がオンであれば、インダクタから出力される実際電流および測定電流の間の上昇半周期の大きさと遅延時間と、を比較する過程と、上昇半周期の大きさと遅延時間と、の比較結果によって電流変化量を算出し、電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定する過程と、オフセット補正值を適用してインダクタの測定電流を補償する過程と、を有し、上昇半周期の大きさと遅延時間との比較において、上昇半周期の大きさが遅延時間よりも小さければ、インダクタから出力される実際電流および測定電流の傾斜が異なる状況であると判定し、上昇傾斜の電流変化量を算出して電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定し、上昇半周期の大きさが遅延時間よりも大きければ、インダクタから出力される実際電流と測定電流の傾斜が同じであると判定し、上昇傾斜の電流変化量を算出して電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定することを特徴とする。

10

### 【0013】

また本発明は、前記PWM信号がオフであれば、前記インダクタから出力される実際電流および測定電流の間の下降半周期の大きさと遅延時間と、を比較する過程と、下降半周期の大きさと遅延時間と、の比較結果によって電流変化量を算出し、前記電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定する過程と、オフセット補正值を適用して前記インダクタの測定電流を補償する過程と、をさらに有し、下降半周期の大きさ及び遅延時間の比較において、下降半周期の大きさが遅延時間よりも小さければ、インダクタから出力される実際電流と測定電流の傾斜が異なる状況であると判定し、下降傾斜の電流変化量を算出して電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定し、下降半周期の大きさが遅延時間よりも大きければ、インダクタから出力される実際電流と測定電流の傾斜が同じであると判定し、下降傾斜の電流変化量を算出して電流変化量を補正するためのオフセット補正值を決定する。

20

### 【発明の効果】

30

### 【0018】

このように、本発明によれば、親環境車両において、PWMコンバータのインダクタ出力電流に対して実際電流の出力時点と電流が測定される時点との間の遅延のオフセット値に対する正確な電流変化の補正值が提供され、PWMコンバータの出力制限およびパワー制限の制御に安定性および信頼性を提供することができる。

### 【図面の簡単な説明】

### 【0019】

【図1】本発明の1実施形態に係る親環境車両用DC-DCコンバータおよびインバータを概略的に示す図である。

【図2】本発明の親環境車両用DC-DCコンバータのインダクタから出力される電流波形を示す図である。

40

【図3】本発明の親環境車両用DC-DCコンバータのスイッチングとインダクタとの電流出力関係を示す図である。

【図4】本発明の親環境車両用DC-DCコンバータのスイッチングとインダクタとの電流出力関係を示す第1例示図である。

【図5】本発明の親環境車両用DC-DCコンバータのスイッチングとインダクタとの電流出力関係を示す第2例示図である。

【図6】本発明の親環境車両用DC-DCコンバータのスイッチングとインダクタとの電流出力関係を示す第3例示図である。

【図7】本発明の親環境車両用DC-DCコンバータの電流測定の手順を示すフローチャ

50

ートである。

【図8】従来の親環境車両用DC-DCコンバータにおいて、インダクタ電流のオフセット発生を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0020】

以下に、添付の図面を参照しながら、本発明について詳細に説明する。

図1は、本発明の1実施形態に係る親環境車両用DC-DCコンバータのインバータを概略的に示す図である。

図1に示すように、本発明は、バッテリー101、DC-DCコンバータ102、インバータ103、モータ104、および制御機200を含む。

10

【0021】

バッテリー101は複数の単位セルで構成される高電圧バッテリーであって、直流電源を貯蔵する。

バッテリー101は、例えば、ニッケル-水素、リチウム-イオン2次電池、大容量キャパシタのうちのいずれかが1つで構成されてもよく、貯蔵された直流高電圧をDC-DCコンバータ102に供給する。

【0022】

DC/DCコンバータ102はバッテリー101とインバータ103の間に設置され、制御機200から印加されるPWMデューティ信号によってバッテリー101から供給される直流電圧を設定されたレベルに昇圧してインバータ103に出力する。

20

DC-DCコンバータ102は、平滑キャパシタ( $C_{bc}$ )とインダクタ(L)、第1スイッチング素子(S1)と第2スイッチング素子(S2)、およびDCリンクキャパシタ( $C_{dc}$ )を有する。

【0023】

平滑キャパシタ( $C_{bc}$ )は、バッテリー101の両端間の電圧変動を平滑化し、バッテリー101から出力される電圧を安定にする。

インダクタ(L)は、平滑キャパシタ( $C_{bc}$ )を経て印加される電圧を電流の変化量に応じて誘導し、電流が急激に変化することを防ぐ。

【0024】

第1スイッチング素子(S1)と第2スイッチング素子(S2)とは、制御機200から印加されるPWMデューティ信号により、インダクタ(L)を経て印加されるバッテリー101の電圧を設定されたレベルの高電圧に昇圧させて出力する。

30

DCリンクキャパシタ( $C_{dc}$ )は、第1スイッチング素子(S1)と第2スイッチング素子(S2)とによって昇圧された電圧を一時貯蔵した後、インバータ103に供給する。

【0025】

インバータ103は、制御機200から印加されるPWMデューティ信号によってDC-DCコンバータ102で昇圧して供給される電流を、三相交流電圧に変換し、モータ104に駆動電圧として供給する。

インバータ103は、U、V、W相を出力する電力スイッチング素子が上側と下側に区分され、直列に連結される。

40

【0026】

電力スイッチング素子は、NPN型トランジスタ、IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)、MOSFETのうちのいずれかが1つで構成される。

モータ104は三相交流電動機であって、インバータ103から供給される三相交流電圧によって駆動トルクを発生させ、車両の回生制動時に発電機として作動する。

【0027】

制御機200は、上位制御機から印加されるトルク命令によって、設定された電流指令マップデータを適用してDC-DCコンバータ102のスイッチングのためのPWM信号

50

を生成し、第1スイッチング素子(S1)と第2スイッチング素子(S2)とをスイッチングさせ、バッテリー101から供給される電圧を設定されたレベルに昇圧させてインバータ103に供給する。

【0028】

制御機200は、上位制御機によって印加されるトルク命令によってPWMデューティ信号(PWMS1、PWMS2)を生成し、第1スイッチング素子(S1)と第2スイッチング素子(S2)とをスイッチングさせ、バッテリー101から供給される電圧を昇圧させる過程において平滑キャパシタ(C<sub>bc</sub>)によってバッテリー101の出力電圧(V<sub>b</sub>)を検出し、インダクタ(L)の出力電流(I<sub>b</sub>)及びDCリンクキャパシタ(C<sub>dc</sub>)に充電されるDC-DCコンバータの出力電圧(V<sub>dc</sub>)を検出して要求命令を追従するパワーを出力させる。

10

【0029】

制御機200は、DC-DCコンバータ102内の第1スイッチング素子(S1)と第2スイッチング素子(S2)とをスイッチングによってバッテリー101の電圧を昇圧させる過程において、インダクタ(L)から三角波形態に出力される脈動電流の上昇傾斜と下降傾斜を求めて電流の変化量を抽出し、実際電流と測定電流の遅延を考慮してPWMデューティ信号によってリアルタイムでインダクタの平均電流を算出してオフセット値を抽出し、オフセット値を補正して正確な電流変化の補正值を提供する。これによって、電流制御およびパワー制限に安定した動作が提供される。

20

【0030】

上述したような機能を含んで構成される本発明の動作は、次のとおりである。

本発明は、親環境車両の運行中に、DC-DCコンバータ102のスイッチングによってバッテリー101の電圧を昇圧させる過程において、DC-DCコンバータに含まれるインダクタ(L)から脈動波形態に出力される電流を検出する実際電流と測定電流との時間差に対するオフセットを補正する技術であるため、これについては具体的に説明する。しかし、他の制御の動作は通常の親環境車両の運用と同一あるいは類似しているため、具体的な説明は省略する。

【0031】

図2は、本発明の親環境車両用DC-DCコンバータのインダクタから出力される電流波形を示す図である。

30

図2に示すように、DC-DCコンバータ102に設置されている第1スイッチング素子(S1)と第2スイッチング素子(S2)とをスイッチングさせてバッテリー101の電圧を昇圧させるとき、インダクタ(L)からは脈動波形態の電流が出力される。

このとき、電圧方程式を利用すれば、インダクタ(L)から出力される電流の上昇傾斜は数1のように算出することができ、下降傾斜は数2のように算出することができる。

【0032】

【数1】

$$\Delta = \frac{V_{Bat}}{L}$$

40

【数2】

$$\Delta = \frac{V_{Bat} - V_{DC}}{L}$$

したがって、インダクタ(L)の傾斜と区間の長さ(時間)を適用して、上昇傾斜での電流変化量を数3のように算出でき、下降傾斜での電流変化量を数4のように算出できる。

【0033】

50

【数3】

$$\Delta i_{L\_inc} = \frac{V_{Bat}}{L} \times DT_s$$

【数4】

$$\Delta i_{L\_dec} = \frac{V_{Bat} - V_{DC}}{L} \times (1 - D)T_s$$

数3および数4に示すように、インダクタ(L)の出力電流は、上昇傾斜と下降傾斜とが互いに一致しない。

【0034】

図3は、本発明の親環境車両用DC-DCコンバータのスイッチングとインダクタとの電流出力関係を示す図である。

図3に示すように、PWM信号のオン/オフモードを次のとおりに定義する。

例えば、DC-DCコンバータ102の第1スイッチング素子(S1)のスイッチングオン/オフ信号であるP相を基準とし、K=0となる時点からPWMオフシーケンスとして定義し、K=1となる時点からPWMオンシーケンスとして定義する。

【0035】

図4は、本発明の親環境車両用DC-DCコンバータのスイッチングとインダクタとの電流出力関係を示す第1例示図である。

図4は、DC-DCコンバータのスイッチングにより、インダクタ(L)から出力される実際電流と測定電流の上昇傾斜と下降傾斜とが重複する時点を有する例を示している。

【0036】

上述した数3および数4のように、インダクタ(L)電流の変化量を、電流の傾斜と遅延時間(長さ)を適用して算出できるため、一周期内の平均電流値の変化量は、センシング遅延時間だけの電流変化量として算出できる。

したがって、PWMオンモードによるインダクタ(L)出力電流の上昇において電流変化量は数5を適用して算出でき、PWMオフモードによるインダクタ(L)出力電流の下降において電流変化量は数6を適用して算出できる。

【0037】

【数5】

$$i_{L\_offset\_inc} = \frac{V_{Bat}}{L} \times t_{delay}$$

【数6】

$$i_{L\_offset\_dec} = \frac{V_{Bat} - V_{DC}}{L} \times t_{delay}$$

【0038】

図5は、本発明の親環境車両用DC-DCコンバータのスイッチングとインダクタとの電流出力関係を示す第2例示図である。

図5は、PWMオン/オフによってDC-DCコンバータのインダクタ(L)から出力される実際電流と測定電流との傾斜が互いに異なる例を示している。図5に示すように、インダクタ(L)から出力される実際電流と測定電流との遅延時間が $0.5 \times D' \times T_s$ よりも大きい場合、実際電流と測定電流の間の電流変化量補償を一般的な状況で行う場合は、図面から分かるように、電流変化量が $I_{L\_error}$ だけ発生する。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 3 9 】

したがって、PWMオンによるインダクタ(L)出力電流の上昇で電流変化量は数9を適用して算出でき、PWMオフによるインダクタ(L)出力電流の下降で電流変化量は数10を適用して算出できる。

まず、図5において、上昇傾斜の遅延時間「a'」と下降傾斜の遅延時間「a」は、下記数7を適用して算出できる。

## 【 0 0 4 0 】

## 【数7】

$$a' = t_{delay} - \frac{DT_s}{2} \quad 10$$

$$a = t_{delay} - \frac{DT_s}{2}$$

## 【 0 0 4 1 】

また、図5において、長さの偏差は数8を適用して算出できる。

## 【数8】

$$x' = t_{delay} - a' = \frac{DT_s}{2} \quad 20$$

$$x = t_{delay} - a = \frac{DT_s}{2}$$

## 【 0 0 4 2 】

したがって、上昇傾斜の電流変化量と下降傾斜の変化量を数9および数10を適用して算出できる。

## 【数9】

$$\begin{aligned} \therefore i_{L\_offset\_inc} &= \frac{V_{BAT} - V_{DC}}{L} \times a' + \frac{V_{BAT}}{L} \times x' \\ &= \frac{(V_{BAT} \times t_{delay} - V_{DC} a')}{L} \end{aligned} \quad 30$$

## 【数10】

$$\therefore i_{L\_offset\_dec} = \frac{(V_{BAT} t_{delay} - V_{DC} \times x)}{L}$$

## 【 0 0 4 3 】

図6は、本発明の親環境車両用DC-DCコンバータのスイッチングとインダクタとの電流出力関係を示す第3例示図である。 40

図6に示すように、インダクタ(L)から出力される実際電流と測定電流とをダブルサンプリングによって電流測定する例を示す図である。

ダブルサンプリングの場合は、図6から分かるように、以前 $D_{N-1}$ と $D_N$ の差の半分だけが移動する。

## 【 0 0 4 4 】

したがって、PWMのオン/オフによって電流の上昇傾斜と下降傾斜を区分し、これに基づいてそれぞれのデューティ変化量を追加することにより、上昇傾斜での電流変化量は数11を適用して算出することができ、下降傾斜での電流変化量は数12を適用して算出することができる。 50



【 0 0 4 5 】

【数 1 1】

$$i_{L\_offset\_inc} = \frac{V_{Bat}}{L} \times (t_{delay} - b')$$

【数 1 2】

$$i_{L\_offset\_dec} = \frac{V_{Bat} - V_{DC}}{L} \times (t_{delay} - b)$$

10

【 0 0 4 6 】

また、DC - DCコンバータのスイッチングによってインダクタ(L)から出力される実際電流と測定電流との傾斜が互いに異なる状況である場合、インダクタ(L)から出力される実際電流と測定電流の遅延時間が  $0.5 \times (1 - D) \times T_s$  よりも大きい場合、実際電流と測定電流の間の電流変化量補償を一般的な状況で行う場合は、図7から分かるように  $I_{L\_error}$  だけ発生する。

まず、図6において、上昇傾斜の遅延時間「a'」、「b'」は数13が適用されて検出され、下降傾斜の遅延時間「a」、「b」は数14が適用されて算出される。

【 0 0 4 7 】

20

【数 1 3】

$$a' = t_{delay} - \frac{D'_{N-1} T_s}{2}$$

$$a = t_{delay} - \frac{D_{N-1} T_s}{2}$$

【 0 0 4 8 】

【数 1 4】

$$b' = \frac{D'_N - D'_{N-1}}{4} T_s$$

$$b = \frac{D_N - D_{N-1}}{4} T_s$$

30

【 0 0 4 9 】

また、長さの偏差は、数15が適用されて算出される。

【数 1 5】

$$\therefore x' = t_{delay} - a' + b'$$

40

$$\therefore x = t_{delay} - a + b$$

したがって、上昇傾斜の電流変化量と下降傾斜の変化量を数16および数17を適用して算出することができる。

【 0 0 5 0 】

【数 1 6】

$$\therefore i_{L\_offset\_inc} = \frac{V_{BAT} - V_{DC}}{L} \times a' + \frac{V_{BAT}}{L} \times x'$$

【数 1 7】

$$\therefore i_{L\_offset\_dec} = \frac{V_{BAT}}{L} \times a + \frac{V_{BAT} - V_{DC}}{L} \times x$$

10

【0051】

図7は、本発明の親環境車両用DC-DCコンバータの電流測定の手順を示すフローチャートである。

図7に示すように、制御機200は、DC-DCコンバータ102のPWM制御を分析し、第1スイッチング素子(S1)を基準としてPWMオンモードであるか否かを判断する(S100)。

【0052】

S100でPWMオンモードであれば、上昇半周期(D'Ts)の大きさが遅延時間(tdelay)よりも小さい値を有するかを判断する(S200)。

S200において、制御機200は、上昇半周期(D'Ts)の大きさが遅延時間(tdelay)よりも小さい値を有すれば、インダクタ(L)から出力される実際電流と測定電流の傾斜が他の特殊な状況であると判定し、上昇傾斜の電流変化量は数式(9)を適用して算出し、電流変化量を補償するための第1オフセット補正值を決定する(S210)。

20

【0053】

しかし、S200において、制御機200は、上昇半周期(D'Ts)の大きさが遅延時間(tdelay)よりも大きければ、インダクタ(L)から出力される実際電流の測定電流の上昇および下降傾斜が同じ状況であると判定し、上昇傾斜の電流変化量は数5を適用して算出し、電流変化量を補償するための第2オフセット補正值を決定する(S220)。

30

【0054】

また、S100でPWMオフモードであれば、下降半周期(DTs)の大きさが遅延時間(tdelay)よりも小さい値を有するかを判断する(S300)。

S300において、制御機200は、下降半周期(DTs)の大きさが遅延時間(tdelay)よりも小さい値を有すれば、インダクタ(L)から出力される実際電流の測定電流の傾斜が他の特殊な状況であると判定し、下降傾斜の電流変化量は数10を適用して算出し、電流変化量を補償するための第3オフセット補正值を決定する(S310)。

【0055】

しかし、S300において、制御機200は、下降半周期(DTs)の大きさが遅延時間(tdelay)よりも大きければ、インダクタ(L)から出力される実際電流の測定電流の上昇および下降傾斜が同じ状況であると判定し、下降傾斜の電流変化量は数6を適用して算出し、電流変化量を補償するための第4オフセット補正值を決定する(S320)。

40

【0056】

この後、それぞれ状況で決定される電流変化量を補償するためのオフセット補正值を適用し、数18のようにインダクタ(L)の出力電流をより正確に測定できるようになる。

【数 1 8】

$$i_{L\_offset} = \begin{cases} i_{L\_offset\_inc} \\ i_{L\_offset\_dec} \end{cases}$$

$$\therefore i_L = i_{L\_ADC} + i_{L\_offset}$$

【 0 0 5 7】

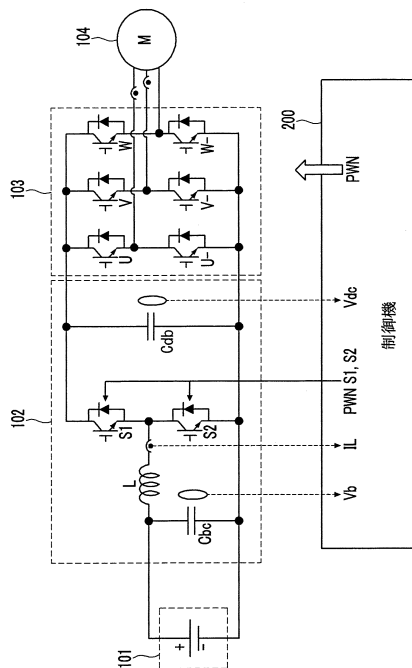
以上、本発明に関する好ましい実施形態を説明したが、本発明は前記実施形態に限定されず、本発明の属する技術範囲を逸脱しない範囲での全ての変更が含まれる。

【符号の説明】

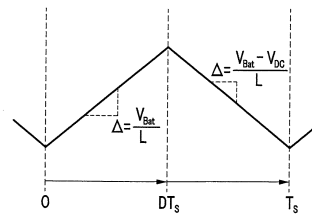
【 0 0 5 8】

- 1 0 1        バッテリ
- 1 0 2        D C - D C コンバータ
- 1 0 3        インバータ
- 1 0 4        モータ
- 2 0 0        制御機

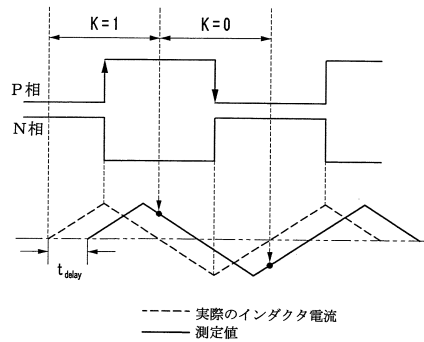
【 図 1】



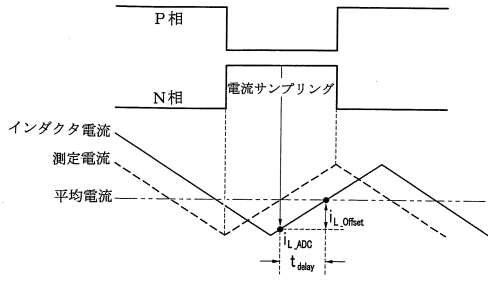
【 図 2】



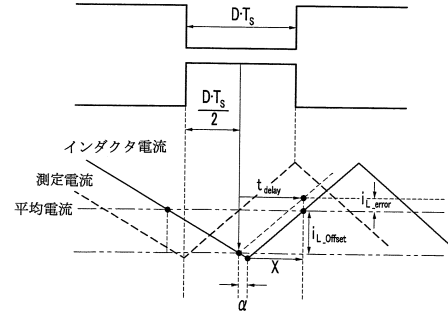
【 図 3】



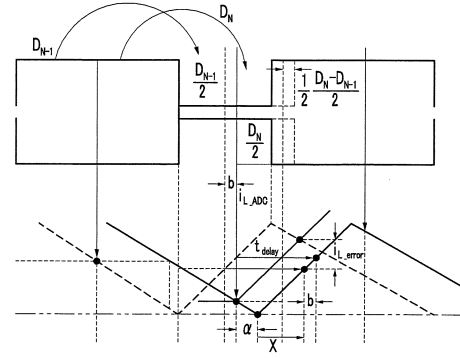
【図4】



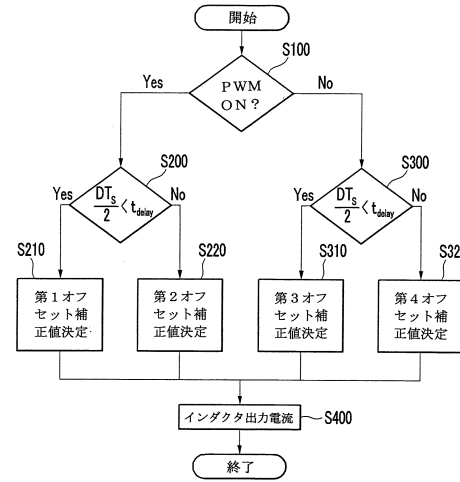
【図5】



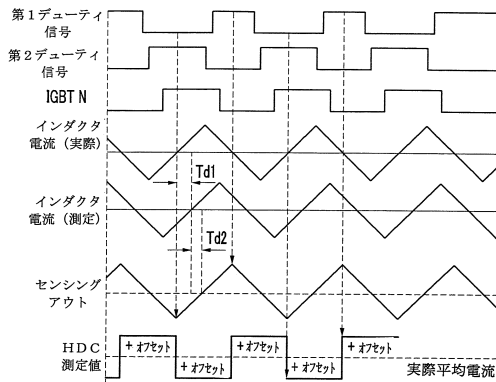
【図6】



【図7】



【図8】



## フロントページの続き

(72)発明者 崔 遠 景

大韓民国 京畿道 華城市 半月洞 新靈通 現代 アパート 111棟 506号

(72)発明者 郭 武 信

大韓民国 京畿道 華城市 盤松洞 雙龍 イェガ アパート 453棟 2103号

(72)発明者 ベ 秀 ヒョン

大韓民国 京畿道 華城市 茂松洞 ゴムグァン ポランゼ アパート 102棟 1003号

審査官 柳下 勝幸

(56)参考文献 特開2007-318914(JP,A)

特開2010-022170(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 3/155

B60L 11/18

H01M 8/00

H01M 8/04