

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5487700号
(P5487700)

(45) 発行日 平成26年5月7日(2014.5.7)

(24) 登録日 平成26年3月7日(2014.3.7)

(51) Int.Cl. F I
HO2M 3/155 (2006.01) HO2M 3/155 H

請求項の数 4 (全 17 頁)

| | | | |
|-----------|-------------------------------|-----------|------------------|
| (21) 出願番号 | 特願2009-105182 (P2009-105182) | (73) 特許権者 | 000003997 |
| (22) 出願日 | 平成21年4月23日 (2009.4.23) | | 日産自動車株式会社 |
| (65) 公開番号 | 特開2010-259190 (P2010-259190A) | | 神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 |
| (43) 公開日 | 平成22年11月11日 (2010.11.11) | (74) 代理人 | 100083806 |
| 審査請求日 | 平成24年2月23日 (2012.2.23) | | 弁理士 三好 秀和 |
| | | (74) 代理人 | 100100712 |
| | | | 弁理士 岩▲崎▼ 幸邦 |
| | | (74) 代理人 | 100100929 |
| | | | 弁理士 川又 澄雄 |
| | | (74) 代理人 | 100095500 |
| | | | 弁理士 伊藤 正和 |
| | | (74) 代理人 | 100101247 |
| | | | 弁理士 高橋 俊一 |
| | | (74) 代理人 | 100098327 |
| | | | 弁理士 高松 俊雄 |

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 DCDCコンバータの制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

DCDCコンバータの動作を制御する制御装置において、
DCDCコンバータの出力電圧目標値に基づいて、DCDCコンバータのスイッチング素子をオンさせるデューティ比を演算するデューティ比演算手段と、

電圧センサにより測定されたDCDCコンバータの出力電圧と前記出力電圧目標値との偏差を、想定される最大負荷変動に基づいて予め設定された所定値と比較して、前記偏差が前記所定値以上になった場合に、デッドタイムに起因したデューティ変動が発生していると判断する判断手段と、

前記デッドタイムに起因したデューティ変動が発生していると判断された場合に、DCDCコンバータの負荷状態に基づいてデッドタイム補償値を演算する補償値演算手段と、

前記デッドタイム補償値に基づいて前記デッドタイムに起因したデューティ変動を補償するデッドタイム補償手段と、を備えることを特徴とするDCDCコンバータの制御装置

。

【請求項2】

DCDCコンバータの動作を制御する制御装置において、
負荷に応じたDCDCコンバータの出力電圧目標値に基づいて、DCDCコンバータのスイッチング素子をオンさせるデューティ比を演算するデューティ比演算手段と、

前記出力電圧目標値の変動に応じてDCDCコンバータの出力電圧推定値を演算する出力電圧推定値演算手段と、

10

20

電圧センサにより測定されたDCDCコンバータの出力電圧と前記出力電圧推定値との偏差を、想定される最大負荷変動に基づいて予め設定された所定値と比較して、前記偏差が前記所定値以上になった場合に、デッドタイムに起因したデューティ変動が発生していると判断する判断手段と、

前記デッドタイムに起因したデューティ変動が発生していると判断された場合に、DCDCコンバータの負荷状態に基づいてデッドタイム補償値を演算する補償値演算手段と、

前記デッドタイム補償値に基づいて前記デッドタイムに起因したデューティ変動を補償するデッドタイム補償手段と、を備えることを特徴とするDCDCコンバータの制御装置

【請求項3】

10

電圧PI制御により前記出力電圧目標値に対する前記出力電圧のオフセット補正を行うオフセット補正手段をさらに備え、

前記デッドタイム補償手段は、前記デッドタイム補償値を前記オフセット補正手段の積分演算器の積分値に加算した値を前記積分演算器の初期値として代入して、前記積分演算器を初期化することを特徴とする請求項1又は2に記載のDCDCコンバータの制御装置。

【請求項4】

前記デッドタイム補償手段は、前記積分演算器を初期化してから一定時間経過後に、前記補償値演算手段により前記デッドタイム補償値が出力されると、前記積分演算器を再度初期化することを特徴とする請求項3に記載のDCDCコンバータの制御装置。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流電圧の電圧値を所望の値に変換するDCDCコンバータの動作を制御する制御装置に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、DCDCコンバータの制御装置において、DCDCコンバータの出力電圧を安定化させる技術として、電流フィードフォワード制御とオフセット補正制御とを組み合わせ、電流センサを用いずに、デッドタイムに起因する電圧変動を抑制する技術が知られている（例えば、特許文献1参照。）。 30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献1】特開2007-97392号公報（段落[0055]-[0062]、図15、図16）

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

しかしながら、特許文献1に記載の技術では、DCDCコンバータの出力電圧の変動を有効に抑制するためにオフセット補正のフィードバックゲインを大きくする必要があり、これにより制御が不安定になる場合があるとの問題があった。 40

【0005】

本発明は、以上のような従来技術の問題点に鑑みて創案されたものであって、制御を不安定にすることなく、デッドタイムに起因する電圧変動を有効に抑制することができるDCDCコンバータの制御装置を提供することを目的としている。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明に係るDCDCコンバータの制御装置は、出力電圧と出力電圧目標値との偏差が最大負荷変動で起こると推定される電圧以上に変動した場合にデッドタイムに起因したデ 50

ューティ変動が発生していると判断して、デッドタイムに起因したデューティ変動を補償する。

【発明の効果】

【0007】

本発明によれば、フィードバック制御のゲインを上げることなくデッドタイム起因の電圧変動を抑制することができ、制御の安定性を確保しながらDCDCコンバータの出力電圧の変動を有効に抑制することができる。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】本発明を適用した制御装置を含むモータ駆動システムの概略構成を示すシステム構成図である。

10

【図2】DCDCコンバータが昇圧動作を行っているときのゲート信号とリアクトル電流の波形との関係を示した図である。

【図3】本発明の第1の実施形態として示す制御装置の構成を示すブロック図である。

【図4】DCDCコンバータの出力電圧と出力電圧推定値との偏差からコンバータ負荷状態 $S(n)$ を決定する手法を説明する図である。

【図5】デッドタイム補償値発生部がデッドタイム補償値 D_{cmp} を出力する処理のアルゴリズムを示すフローチャートである。

【図6】第1の実施形態の制御装置により実際にデッドタイム起因の電圧変動を抑える動作の波形を示す図である。

20

【図7】第1の実施形態による効果を確認するためのシミュレーションを行った結果を示す図である。

【図8】本発明の第2の実施形態として示す制御装置の構成を示すブロック図である。

【図9】第2の実施形態による効果を確認するためのシミュレーションを行った結果を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0009】

以下、本発明を実施するための形態について、図面を参照しながら詳細に説明する。

【0010】

[第1の実施形態]

30

図1は、本発明を適用した制御装置10を含むモータ駆動システムの概略構成を示すシステム構成図である。この図1に示すモータ駆動システムは、燃料電池自動車の駆動システムとして構成されたものであり、燃料電池1と、強電圧バッテリーである二次電池2と、双方向昇降圧型のDCDCコンバータ3と、DCDCコンバータ3の負荷となるインバータ4及び交流モータ5と、DCDCコンバータ3の動作を制御する制御装置10とを備える。このような構成のモータ駆動システムにおいて、インバータ4が交流モータ5を駆動するために必要な電力は、燃料電池1と二次電池2から供給される。DCDCコンバータ3は、燃料電池1の出力電圧を制御することで燃料電池1の発電量を調整し、また、二次電池2からの充放電電力によるインバータ4への電力供給を調整している。DCDCコンバータ3の入力電圧 V_{in} (つまり二次電池2に接続される端子間の電圧)は電圧センサ6により測定され、DCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} (つまりインバータ4に接続される端子間の電圧)は電圧センサ7により測定される。これら電圧センサ6,7による測定値 V_{in} , V_{out} は制御装置10に入力され、DCDCコンバータ3の動作制御に用いられる。

40

【0011】

DCDCコンバータ3は、昇降圧用のリアクトル L と、IGBTなどのスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ とを備え、各スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ に対して並列にフライホイールダイオードが接続されて構成される。

【0012】

スイッチング素子 Q_1 及び Q_2 とスイッチング素子 Q_3 及び Q_4 はそれぞれ一对のアー

50

ムをなし、制御装置 10 からの指令に従って、一定のキャリア周波数で相補的にオン/オフされる。すなわち、各スイッチング素子 Q 1 ~ Q 4 は、スイッチング素子 Q 1 (もしくは Q 3) がオンのときにはスイッチング素子 Q 2 (もしくは Q 4) がオフとなり、逆にスイッチング素子 Q 1 (もしくは Q 3) がオフのときにはスイッチング素子 Q 2 (もしくは Q 4) がオンとなるように、制御装置 10 から出力されるゲート信号 Q 1 __ G ~ Q 4 __ G に従ってドライバにより駆動される。この際、各スイッチング素子 Q 1 ~ Q 4 のゲート信号 Q 1 __ G ~ Q 4 __ G には、スイッチング素子 Q 1 と Q 2 (もしくはスイッチング素子 Q 3 と Q 4) が同時にオンすることによるデッドショートを防ぐために、スイッチング素子 Q 1 と Q 2 (もしくはスイッチング素子 Q 3 と Q 4) を同時オフさせるデッドタイム期間 T d が設けられる。

10

【 0 0 1 3 】

ここで、スイッチング素子 Q 1 のオンデューティを D 1、スイッチング素子 Q 3 のオンデューティを D 2 と定義する。ここではオン時間 + デッドタイム分のデューティとして D 1, D 2 を定義している。デッドタイム期間 T d が 0 であるとする、定常状態では、D C D C コンバータ 3 の入力電圧 V i n と出力電圧 V o u t との間には、 $V o u t = D 1 / D 2 \times V i n$ の関係が成り立つ。よって、昇圧させたいときは、スイッチング素子 Q 1 を完全オン状態としながら D 2 を可変させることで、D C D C コンバータ 3 の出力電圧 V o u t を入力電圧 V i n 以上に昇圧させることが可能となる。一方、降圧させたいときは、スイッチング素子 Q 3 を完全オン状態としながら D 1 を可変させることで、D C D C コンバータ 3 の出力電圧 V o u t を 0 ~ V i n の範囲で降圧させることが可能となる。

20

【 0 0 1 4 】

図 2 は、D C D C コンバータ 3 が昇圧動作を行っているときのスイッチング素子 Q 3, Q 4 に対応するゲート信号 Q 3 __ G, Q 4 __ G と、リアクトル L に流れる電流 I L の波形との関係を示した図である。スイッチング素子 Q 3, Q 4 をデューティ D 2 でスイッチングすることで、リアクトル L の両端の電圧が変わり、リアクトル電流 I L の波形は三角波状になっている。

【 0 0 1 5 】

ここで、リアクトル電流 I L のピーク最小値が 0 A 以上の領域 (以下、力行状態と呼ぶ) では、スイッチング素子 Q 3 (及び並列ダイオード) に電流が流れている時間は $(D 2 + D d) \times T c$ となる。なお、T c は P W M キャリア周期であり、D d は P W M キャリア周期 T c に対するデッドタイム期間 T d の割合 $(T d / T c)$ である。よって、スイッチング素子 Q 3 の実質的なデューティは $D 2 + D d$ となる。一方、リアクトル電流 I L のピーク最大値が 0 A 以下の領域 (以下、回生状態と呼ぶ) では、同様の理由により、スイッチング素子 Q 3 (及び並列ダイオード) の実質的なデューティは $D 2 - D d$ となる。また、リアクトル電流 I L の電流平均が 0 A 近辺 (以下、無負荷近辺と呼ぶ) では、スイッチング素子 Q 3 (及び並列ダイオード) の実質的なデューティは D 2 となる。このほか、無負荷近辺と力行状態、もしくは無負荷近辺と回生状態の間では、リアクトル電流 I L の電流波形が三角波にならない領域が存在する。

30

【 0 0 1 6 】

以上のように、デッドタイム期間 T d があることによって、スイッチング素子 Q 3, Q 4 の実デューティが変動し、出力電圧 V o u t が変動する。このデッドタイム起因の電圧変動は、他の変動要因である負荷変動や電圧指令値変動によって発生する電圧変動に比べて大きく、D C D C コンバータ 3 の性能を向上させていく上で、問題となる。このようなデッドタイム起因の電圧変動を抑制する方法としては、例えば、リアクトル電流を電流センサで測定しながら、デッドタイムの影響が現われる領域でスイッチング素子のデューティを補正するといった方法が考えられるが、リアクトル電流を測定してデッドタイムの影響が現われる領域を識別するには高精度の電流センサが必要となるため、コスト高を招くという問題がある。また、前記の特許文献 1 に記載されているように、電流フィードフォワード制御とオフセット補正制御とを組み合わせることで、電流センサを用いずにデッドタイム起因の電圧変動を抑制する手法が知られているが、前記の特許文献 1 に記載の制御

40

50

装置の構成では、性能向上にはオフセット補正のフィードバックゲインを上げる必要があり、制御の安定性が損なわれるという問題がある。

【0017】

そこで、本発明を適用した制御装置10では、DCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} が最大負荷変動で起こると推定される電圧変動幅以上に変動した場合に、その出力電圧 V_{out} の変動がデッドタイム期間 T_d に起因するデューティ変動によるものと判断し、このデッドタイム起因の電圧変動を補償する補償値を演算して、算出した補償値をデューティ D_1 、 D_2 に加算する構成とすることで、オフセット補正のフィードバックゲインを上げることなく、デッドタイム起因の電圧変動を有効に抑制できるようにしている。

【0018】

以下、本発明を適用した制御装置10の具体的構成について説明する。以下に示す制御装置10は、例えば、マイクロコンピュータに所定の制御プログラムを実装することによって実現される。

【0019】

図3は、本発明の第1の実施形態として示す制御装置10の構成を示すブロック図である。本実施形態の制御装置10は、前記の特許文献1に記載の制御装置と同様に、電流フィードフォワード制御とオフセット補正制御とを組み合わせた構成を基本構成としており、電圧PI制御及び電流フィードフォワード制御を行う電圧PI+電流FF制御部11と、オフセット補正制御を行うオフセット補正部12と、昇降圧制御切換処理部13と、PWM信号発生器14a、14bとを備える。

【0020】

電圧PI+電流FF制御部11は、DCDCコンバータ3の出力電圧目標値 V_{out}^* と電圧センサ7により測定されたDCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} との偏差から、電流フィードフォワード制御出力 V_{err} を演算するものであり、上記の偏差に対して比例制御定数 K_{pv1} を乗ずる制御ブロック111と、 $s \times H(s)$ なる伝達特性を有するハイパスフィルタを備えた制御ブロック112と、上記の偏差に対して積分制御定数 K_{iv1} を乗ずる制御ブロック113と、制御ブロック112の出力と制御ブロック113の出力を加算する加算器114と、加算器114の出力に対してリアクトルLのインダクタンス値を乗ずる制御ブロック115とを有する。

【0021】

オフセット補正部12は、後述する出力電圧推定値 V_{out_es} と電圧センサ7により測定されたDCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} との偏差をPI制御によりフィードバックして、オフセット補正出力 D_{os} を演算するものであり、上記の偏差に対して比例制御定数 K_{pv2} を乗ずる制御ブロック121と、上記の偏差に対して積分制御定数 K_{iv2} を乗ずる制御ブロック122と、制御ブロック122の出力を積分する積分演算器123と、制御ブロック121の出力と積分演算器123の出力を加算する加算器124とを有する。

【0022】

昇降圧制御切換処理部13は、昇圧制御を行う場合と、降圧制御を行う場合とのそれぞれにおいて、電圧センサ6により測定されたDCDCコンバータ3の入力電圧 V_{in} と、電圧センサ7により測定されたDCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} と、電圧PI+電流FF制御部11からの電流フィードフォワード制御出力 V_{err} と、オフセット補正部12からのオフセット補正出力 D_{os} とから、下記式(1)~(4)に従って、DCDCコンバータ3のスイッチング素子Q1のオンデューティ D_1 及びスイッチング素子Q3のオンデューティ D_2 を演算する。

降圧制御時

$$D_1 = (V_{out} + V_{err}) / V_{in} + D_{os} \quad \dots (1)$$

$$D_2 = 1 \quad \dots (2)$$

昇圧制御時

$$D_1 = 1 \quad \dots (3)$$

10

20

30

40

50

$$D2 = (V_{in} - V_{err}) / V_{out} + D_{os} \dots (4)$$

【0023】

PWM信号発生器14a, 14bは、昇降圧制御切換処理部13の出力を受け、一定のPWMキャリアでデッドタイム期間Tdを含むデューティD1, D2のパルス波形(PWM信号)を出力する。このPWM信号発生器14a, 14bから出力されるパルス波形は、ゲート信号Q1_G ~ Q4_GとしてDCDCコンバータ3の各スイッチング素子Q1 ~ Q4のゲートを駆動し、これにより各スイッチング素子Q1 ~ Q4のスイッチング動作が行われる。

【0024】

本実施形態の制御装置10では、以上の基本構成に加えて、さらにデッドタイム起因の電圧変動を抑制するための構成として、電圧目標値変動補償モデル15と、デッドタイム補償領域判定部16と、デッドタイム補償値発生器17と、デッドタイム補償部18とが設けられている。

10

【0025】

電圧目標値変動補償モデル15は、DCDCコンバータ3の出力電圧目標値Vout*を入力として、この出力電圧目標値Vout*に対応するDCDCコンバータ3の出力電圧の推定値Vout_esを演算する。この電圧目標値変動補償モデル15は、以下のようにして決まる伝達関数ブロックである。本実施形態の制御装置10のように電流フィードフォワード制御とオフセット補正制御とを組み合わせた構成において、デッドタイムが0、オフセット補正部12の応答が電流フィードフォワード制御に比べて十分遅く、補助的

20

【数1】

$$V_{out} = \frac{\frac{D2 \cdot K_{pv1}}{C} s + \frac{D2 \cdot K_{iv1}}{C}}{s^2 + \frac{D2 \cdot K_{pv1}}{C} s + \frac{D2 \cdot K_{iv1}}{C}} \cdot V_{out}^* - \frac{\frac{s}{C}}{s^2 + \frac{D2 \cdot K_{pv1}}{C} s + \frac{D2 \cdot K_{iv1}}{C}} \cdot I_{out} \dots (5)$$

この式(5)において、Kpv1は電圧PI+電流FF制御部11における比例制御定数、Kiv1は電圧PI+電流FF制御部11における積分制御定数、CはDCDCコンバータ3の出力側のコンデンサ容量、sはプラス演算子である。

30

【0026】

上記の式(5)のうち、出力電圧目標値Vout*に比例する第一項が電圧目標値変動に相当し、負荷電流Ioutに比例する第二項が負荷電流変動による電圧変動に相当する。ここで、負荷変動が無いとすれば、DCDCコンバータ3の出力電圧目標値Vout*と出力電圧Voutとの関係は、下記式(6)、(7)のように表すことができる。

【0027】

【数2】

$$V_{out} = G_v(s) \cdot V_{out}^* \dots (6)$$

40

$$G_v(s) = \frac{\frac{D2 \cdot K_{pv1}}{C} s + \frac{D2 \cdot K_{iv1}}{C}}{s^2 + \frac{D2 \cdot K_{pv1}}{C} s + \frac{D2 \cdot K_{iv1}}{C}} \dots (7)$$

本実施形態では、上記の式(7)のGv(s)を電圧目標値変動補償モデル15として使い、DCDCコンバータ3の出力電圧目標値Vout*から出力電圧推定値Vout_esを演算する。

【0028】

50

デッドタイム補償領域判定部16は、電圧目標値変動補償モデル15で演算した出力電圧推定値 V_{out_es} と電圧センサ7で測定した出力電圧 V_{out} との偏差($V_{out_es} - V_{out}$)を予め定めた所定値(電圧閾値 V_{th1} , V_{th2})と比較して、電圧値サンプリング n 回目のDCDCコンバータ3の負荷状態 $S(n)$ を決定する。

【0029】

具体的に説明すると、例えば図4に示すように、出力電圧推定値 V_{out_es} と出力電圧 V_{out} との偏差($V_{out_es} - V_{out}$)に対して、プラス側とマイナス側にそれぞれ電圧閾値 V_{th1} , V_{th2} を設定しておく。これら電圧閾値 V_{th1} , V_{th2} は、デッドタイム起因の電圧変動を除くと、出力電圧推定値 V_{out_es} と出力電圧 V_{out} との偏差が V_{th2} から V_{th1} の範囲内($V_{th2} < (V_{out_es} - V_{out}) < V_{th1}$)となるように設定する。つまり、デッドタイム以外の要因で生じる電圧変動幅を $W1$ とすると、電圧閾値 V_{th1} , V_{th2} は、この $W1$ から外れた値に設定される。なお、ここでは負荷変化率が限定されているような負荷の場合を想定しており、電圧目標値変動によって起こる電圧変動分は電圧目標値変動補償モデル15により電圧推定値に反映されているので、デッドタイム起因の電圧変動を除く変動は、負荷電流 I_{out} の変動によるものと制御モデルのアンマッチングによって生じるものに限定される。

10

【0030】

デッドタイム補償領域判定部16は、出力電圧推定値 V_{out_es} と出力電圧 V_{out} との偏差($V_{out_es} - V_{out}$)が、プラス側の電圧閾値 V_{th1} 以上であれば $S(n) = +1$ を出力し、電圧閾値 V_{th2} より大きく且つ電圧閾値 V_{th1} 未満であれば $S(n) = 0$ を出力し、電圧閾値 V_{th2} 以下であれば $S(n) = -1$ を出力する。したがって、デッドタイム補償領域判定部16が $S(n) = 0$ を出力しているときは、電圧変動が起こっていたとしても、デッドタイム起因でないことが分かる。

20

【0031】

一方、デッドタイム補償領域判定部16が $S(n) = +1$ を出力しているときは、デッドタイム起因の電圧変動によりDCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} が下がっており、リアクトル電流 I_L が増加してピーク値が0A付近になり、昇圧制御の場合は実質的なデューティ $D2$ が上がった状態、降圧制御の場合は実質的なデューティ $D1$ が下がった状態となっていることを示している。このような状態は、力行状態($I_L > 0$)から無負荷状態もしくは無負荷状態から回生状態($I_L < 0$)へと移行しているときに現れる。

30

【0032】

また、デッドタイム補償領域判定部16が $S(n) = -1$ を出力しているときは、デッドタイム起因の電圧変動によりDCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} が上がっており、リアクトル電流 I_L が増加してピーク値が0A付近になり、昇圧制御の場合は実質的なデューティ $D2$ が下がった状態、降圧制御の場合は実質的なデューティ $D1$ が上がった状態となっていることを示している。このような状態は、無負荷状態から力行状態($I_L > 0$)、もしくは回生状態($I_L < 0$)から無負荷状態へ移行しているときに現れる。

【0033】

デッドタイム補償値発生器17は、デッドタイム補償領域判定部16から出力されたコンバータ負荷状態 $S(n)$ に応じて、デッドタイム補償値 D_{cmp} を出力する。このデッドタイム補償値発生部17によるデッドタイム補償値 D_{cmp} 出力のアルゴリズムをフローチャートにしたのが図5である。デッドタイム補償値発生器17は、内部にカウンタを持ち、制御周期毎に起動されるたびに図5のアルゴリズムに従ってデッドタイム補償値 D_{cmp} を演算する。

40

【0034】

以下、図5を参照しながら、デッドタイム補償値発生器17の動作を説明する。

【0035】

まず、デッドタイム補償領域判定部16が出力するコンバータ負荷状態 $S(n)$ が前回の制御サイクルにおけるコンバータ負荷状態 $S(n-1)$ と比較して異なるか、もしくは内部カウンタがカウンタ最大値 C_{max} 以上である場合(ステップS1においてYes

50

と判定される場合)について述べる。この場合には、デッドタイム補償値発生器 17 は、デッドタイム補償領域判定部 16 が出力するコンバータ負荷状態 $S(n)$ の値に従って、デッドタイム補償値 D_{cmp} を決める(ステップ S2)。つまり、 $S(n) = +1$ であれば、デッドタイム補償値 D_{cmp} として $+D_d$ を出力し、内部カウンタ値を 0 にリセットする(ステップ S3)。また、 $S(n) = -1$ であれば、デッドタイム補償値 D_{cmp} として $-D_d$ を出力し、内部カウンタ値を 0 にリセットする(ステップ S4)。また、 $S(n) = 0$ であれば、デッドタイム補償値 D_{cmp} として 0 を出力し、内部カウンタ値を 0 にリセットする(ステップ S5)。なお、 D_d はデッドタイムデューティである。

【0036】

次に、デッドタイム補償領域判定部 16 が出力するコンバータ負荷状態 $S(n)$ が前回の制御サイクルにおけるコンバータ負荷状態 $S(n-1)$ と比較して同じで、かつ、内部カウンタがカウンタ最大値 C_{max} 未満の場合(ステップ S1 において No と判定される場合)について述べる。この場合には、デッドタイム補償値発生器 17 は、デッドタイム補償値 D_{cmp} として 0 を出力するとともに、コンバータ負荷状態 $S(n)$ の値に従って内部カウンタを操作する(ステップ S6)。つまり、 $S(n) = +1$ もしくは $S(n) = -1$ であれば、デッドタイム補償値 D_{cmp} として 0 を出力し、内部カウンタ値を $+1$ 増加させる(ステップ S7)。また、 $S(n) = 0$ であれば、デッドタイム補償値 D_{cmp} として 0 を出力し、内部カウンタ値を 0 にリセットする(ステップ S8)。

【0037】

デッドタイム補償値発生器 17 は、以上のように動作することで、コンバータ負荷状態 $S(n)$ が ± 1 に変化した時に 0 でないデッドタイム補償値 $D_{cmp} (= \pm D_d)$ を出力し、一度 0 でないデッドタイム補償値 D_{cmp} を出力すると、その時点を起点として、内部カウンタ最大値 C_{max} 制御サイクルの時間は、デッドタイム補償値 D_{cmp} を出力しない(つまり $D_{cmp} = 0$ を出力する)。そして、内部カウンタ最大値 C_{max} 制御サイクルの時間以上が経過した後でも、DCDCコンバータ 3 の出力電圧 V_{out} が出力電圧推定値 V_{out_es} 内に戻らなければ(つまり $S(n) = 0$ になっていなければ)、再度デッドタイム補償値 $D_{cmp} (= \pm D_d)$ を出力する。

【0038】

デッドタイム補償部 18 は、インパルス関数発生器 181 と乗算器 182 及び加算器 183 を有し、デッドタイム補償値発生器 17 から出力されるデッドタイム補償値 D_{cmp} とインパルス関数との積を、オフセット補正部 12 の積分演算器 123 の入力に加算する。このデッドタイム補償部 18 による処理は、オフセット補正部 12 の積分演算器 123 の積分値をリセットして、デッドタイム補償値 D_{cmp} とリセット前の積分値の和で初期化することと等価である。デッドタイム補償値 D_{cmp} が加算されたオフセット補正部 12 の積分演算器 123 の出力は、最終的に DCDCコンバータ 3 のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を駆動するデューティ D_1, D_2 に加減算される。その結果、リアクトル電流 I_L のピーク値が 0 A 近辺になっても、実質的なスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ のデューティの変動を抑えることができ、DCDCコンバータ 3 の出力電圧 V_{out} の変動を抑えることが可能となる。

【0039】

図 6 は、本実施形態の制御装置 10 により実際にデッドタイム起因の電圧変動を抑える動作の波形を示したのである。以下、この図 6 を参照しながら実際の動作を説明する。

【0040】

まず、時間 t_0 以前においては、負荷電流 $I_{out} > 0$ の力行状態で DCDCコンバータ 3 が動作している。このとき、リアクトル電流 I_L のピーク値は 0 A 以上であり、完全に系が制御されている場合には、DCDCコンバータ 3 の出力電圧 V_{out} は出力電圧目標値 V_{out}^* と一致している。この場合、出力電圧 V_{out} に変動がないため、デッドタイム補償領域判定部 16 は $S(n) = 0$ を出力し、デッドタイム補償値発生器 17 が出力するデッドタイム補償値 D_{cmp} は 0 であり、内部カウンタは 0 にリセットされている。オフセット補正部 12 は、制御モデルのアンマッチ分を補正するだけのオフセット補正

10

20

30

40

50

出力 Dos を積分演算器 123 が保持している。

【0041】

次に、時間 t_0 を越えて負荷電流 I_{out} が減少を始めたとする。このとき、上記式(5)の第二項から分かるように、負荷電流 I_{out} の変動率 ($= dI_{out} / dt$) に比例した電圧変動がDCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} に発生する。ここでは負荷電流 I_{out} が減少する方向なので出力電圧 V_{out} は上昇している。この場合、デッドタイム補償領域判定部16は、出力電圧推定値 V_{out_es} と出力電圧 V_{out} の偏差は電圧閾値 $V_{th2} \sim V_{th1}$ の間にあるので、依然としてコンバータ負荷状態 $S(n) = 0$ を出力し、デッドタイム補償値発生器17が出力するデッドタイム補償値 D_{cmp} は0であり、内部カウンタは0にリセットされたままである。なお、オフセット補正部12があるため、出力電圧 V_{out} の変動は時間の経過とともに減少している。

10

【0042】

その後、時間 t_1 になってリアクトル電流 I_L のピーク値(リップル電流最低値)が0A近辺に差し掛かると、デッドタイムの影響でデューティ D_1, D_2 に対して実質的なスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ のデューティが変動することから、出力電圧 V_{out} が上昇を始める。

【0043】

さらに、時間 t_2 になって出力電圧推定値 V_{out_es} と出力電圧 V_{out} の偏差が電圧閾値 V_{th2} 以下になると、デッドタイム補償領域判定部16はデッドタイムに起因する電圧変動が起きたと判定して、コンバータ負荷状態 $S(n) = -1$ を出力する。デッドタイム補償値発生器17は、デッドタイム補償領域判定部16の出力が $S(n-1) = 0$ から $S(n) = -1$ に変わったことを受けて、デッドタイム補償値 D_{cmp} として $-D_d$ を出力し、内部カウンタを0にリセットしてカウントを開始する。デッドタイム補償部18は、デッドタイム補償値発生器17が出力するデッドタイム補償値 $D_{cmp} (= -D_d)$ とインパルス関数との積を、オフセット補正部12の積分演算器123の入力に加算する。これは、積分演算器123の積分値をリセットして、デッドタイム補償値 D_{cmp} とリセット前の積分値の和で積分値を初期化することと等価である。よって、離散系での実現にあたっては、積分演算器123の積分に、積分演算の制御サイクルのタイミングで積分値に単純にデッドタイム補償値 D_{cmp} を加えてやればよい。

20

【0044】

その結果、図6に示すように、オフセット補正部12の出力であるオフセット補正出力 Dos に対して、ステップ状にデッドタイム補償値である $-D_d$ が加わることになる。デッドタイム補償値が加算されたオフセット補正部12の積分演算器123の出力は、最終的にDCDCコンバータ3のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を駆動するデューティ D_1, D_2 に加減算される。この場合、出力電圧 V_{out} の上昇を抑える方向でデューティが補償される。その結果、リアクトル電流 I_L のピーク値が0A近辺になっても、DCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} の変動を抑えることができる。また、デッドタイム補償値を出力するのは t_2 の瞬間だけでよく、デッドタイムに起因する電圧変動が起きたと判断した瞬間にすぐに補償ができ、しかも一度補償したら、デッドタイム補償値は積分値として残るので、その後、デッドタイム補償値を出力し続ける必要はない。

30

40

【0045】

デッドタイム補償値発生器17からデッドタイム補償値 $D_{cmp} (= -D_d)$ が出力された後は、DCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} が下がってコンバータ負荷状態 $S(n)$ が変化するか、内部カウンタ値が内部カウンタ最大値 C_{max} になるまで、デッドタイム補償値 D_{cmp} の発生がマスクされる。ここで、内部カウンタ最大値 C_{max} は、デッドタイム補償値 D_{cmp} を出力してからDCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} の変動が収まると予想される時間以上の値に設定しておく。これにより、デッドタイム補償を行ってから出力電圧変動が収まるまでの間に、まだデッドタイムに起因する電圧変動が起き続けていると判定して過剰にデッドタイム補償を行ってしまい、不必要な電圧変動を引き起こすといった不都合を回避することができる。

50

【0046】

その後、負荷電流 I_{out} が減少を続け、時間 t_3 のタイミングになって今度はリアクトル電流 I_L のピーク最大値が 0 A 近辺になったとする。このとき、再度デッドタイムの影響でデューティ D_1, D_2 に対して実質的なスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ のデューティが変動することから、DCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} が上昇を始める。ここで負荷電流 I_{out} の変動率が高いと、 t_2 と t_3 の時間間隔は短くなるので、出力電圧 V_{out} の変動が電圧閾値 V_{th2} 内に戻る前に、再度出力電圧 V_{out} の上昇が始まる。この場合、デッドタイム補償領域判定部16が出力するコンバータ負荷状態 $S(n)$ は-1のままなので、時間 t_3 のタイミングでは、デッドタイム補償値発生器17はデッドタイム補償値 D_{cmp} を0にしたままである。また、内部カウンタの値はカウンタ最大値 C_{max} 未満となり、内部カウンタのインクリメントが続けられる。

10

【0047】

次に時間 t_4 のタイミングで、デッドタイム補償値発生器17の内部カウンタの値がカウンタ最大値 C_{max} 以上になる。ここでデッドタイム補償値発生器17は内部カウンタを0にリセットし、コンバータ負荷状態 $S(n)$ が-1なので、デッドタイム補償値 D_{cmp} として $-D_d$ を再度出力する。その結果、再度オフセット補正出力 D_{os} に対してステップ状に $-D_d$ が加わり、最終的にスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を駆動するデューティ D_1, D_2 に加減算される。その結果、リアクトル電流 I_L のピーク値が 0 A 近辺になっても、DCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} の変動を抑えることができる。

20

【0048】

以上の例のように、負荷電流 I_L の変動率が高い場合は、時間 t_2 から時間 t_3 の間にデッドタイム補償値 D_{cmp} として2回分の $-2D_d$ を一度に出力すれば、一度で出力電圧変動を抑えることが可能である。しかし、負荷電流 I_L の変動率が低い場合は、時間 t_2 と時間 t_3 との間に時間差があり、このため、負荷変動率が高いときの補償値 $-2D_d$ を一度に出力すると、過補償になって不必要な電圧変動を引き起こすことになる。そこで、本実施形態の制御装置10のように、内部カウンタを用いてデッドタイム補償を一定期間禁止する方法をとり、2回の電圧変動時にそれぞれ $-D_d$ の補償値を出力する構成とすることで、過補償による不必要な電圧変動を引き起こすことなく、DCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} の変動を効果的に抑制することができる。

30

【0049】

図7は、本実施形態の効果を確認するためのシミュレーションを行った結果を示す図である。シミュレーションの動作条件は、DCDCコンバータ3の入力電圧 $V_{in} = 400\text{ V}$ 、DCDCコンバータ3の出力電圧目標値 $V_{out}^* = 200\text{ V}$ 、負荷電流 I_{out} を $+100\text{ A}$ から -100 A まで負荷変動率 10 kA/s で動作させる条件とした。なお、リアクトル L のインダクタンスは $300\text{ }\mu\text{H}$ で、デッドタイムは $5\text{ }\mu\text{s}$ 、PWMキャリア周波数は 10 kHz である。シミュレーション結果を示す図7において、図7(a)は負荷電流 I_{out} 及びリアクトル電流 I_L の波形を示し、図7(b)はDCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} の波形を示し、図7(c)はデッドタイム補償値 D_{cmp} の波形を示し、図7(d)はオフセット補正出力 D_{os} の波形を示している。なお、図7(b)及び図7(c)では、本実施形態の制御装置10を用いた場合(実施例1)のシミュレーション結果を実線で示すとともに、比較対象として、PI制御定数などは全て同じにして前記の特許文献1に記載の制御装置を用いた場合(比較例)のシミュレーション結果を破線で示している。

40

【0050】

図7のシミュレーション結果から分かるように、DCDCコンバータ3の出力電圧 V_{out} の変動最大値が比較例では 25 V となっているのに対し、実施例1では 10 V に抑えられており、60%の電圧変動の低減が実現されている。すなわち、比較例の場合は同等の性能を実現するためにはゲインマージンを削って安定性を犠牲にする必要があるが、実施例1ではゲインマージンを変更せずに制御の安定性を維持したまま、電圧変動抑制の性能を向上させることが可能となっている。

50

【 0 0 5 1 】

以上、具体的な例を挙げながら詳細に説明したように、本実施形態の制御装置 10 によれば、DCDCコンバータ 3 の出力電圧 V_{out} が最大負荷変動で起こると推定される電圧以上に変動した場合にデッドタイムによるデューティ変動が生じたと判断し、そのときの DCDCコンバータ 3 の負荷状態 $S(n)$ に応じたデッドタイム補償値 D_{cmp} を出力して、DCDCコンバータ 3 の各スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_3$ を駆動するデューティ D_1 , D_2 に対してデッドタイム補償値 D_{cmp} を加算することでデッドタイム起因の電圧変動を抑制するようにしているため、オフセット補正部 12 のフィードバックゲインを上げることなくデッドタイム起因の電圧変動を抑制することができ、制御の安定性を確保しながら DCDCコンバータ 3 の出力電圧の変動を有効に抑制することができる。

10

【 0 0 5 2 】

また、本実施形態の制御装置 10 によれば、リアクトル電流 I_L を測定する電流センサなどを用いることなくデッドタイム補償を行うようにしているため、電流センサの誤検知により過補償となって不要な電圧変動を招くといった問題や、誤検知の少ない高性能な電流センサを用いることでコスト高を招くといった問題を有効に回避しながら、デッドタイム起因の電圧変動を有効に抑制することができる。

【 0 0 5 3 】

また、本実施形態の制御装置 10 によれば、デッドタイム補償値 D_{cmp} をオフセット補正部 12 の積分演算器 123 の入力に加算し、これを積分演算器 123 の初期値として代入することにより積分演算器 123 を初期化する構成としているため、デッドタイム起因の電圧変動が発生したときに即座にデューティ D_1 , D_2 の補償を行うことができ、デッドタイム起因の電圧変動をさらに効果的に抑制することができる。

20

【 0 0 5 4 】

また、本実施形態の制御装置 10 によれば、デッドタイム補償値 $D_{cmp} (= \pm D_d)$ の出力を内部カウンタにより管理し、オフセット補正部 12 の積分演算器 123 を初期化してから一定時間経過後にデッドタイム補償値 $D_{cmp} (\pm D_d)$ を出力したときに積分演算器 123 を再度初期化する構成としているため、負荷変動率が低い場合でも過補償による不要な電圧変動を生じさせることなく、デッドタイム起因の電圧変動を有効に抑制することができる。

【 0 0 5 5 】

また、本実施形態の制御装置 10 によれば、電圧目標値変動補償モデル 15 を用いて、DCDCコンバータ 3 の出力電圧目標値 V_{out}^* の変動に応じた DCDCコンバータ 3 の出力電圧推定値 V_{out_es} を演算し、この出力電圧推定値 V_{out_es} と電圧センサ 7 で測定した出力電圧 V_{out} との偏差からデッドタイムに起因したデューティ変動が生じているかどうかを判断するようにしているため、出力電圧目標値 V_{out}^* の変動があった場合でもその影響を受けることなく、デッドタイム起因の電圧変動を有効に抑制することができる。

30

【 0 0 5 6 】

[第 2 の実施形態]

図 8 は、本発明の第 2 の実施形態として示す制御装置 20 の構成を示すブロック図である。本実施形態の制御装置 20 は、電圧 PI 制御と電流 PI 制御とを組み合わせた構成に対して本発明を適用した例である。本実施形態の制御装置 20 は、第 1 の実施形態の制御装置 10 と同様に、例えば燃料電池自動車の駆動系システムとして構成されたモータ駆動システム (図 1 参照) において、双方向昇降圧型の DCDCコンバータ 3 の動作を制御するコントローラとして利用される。ただし、本実施形態の制御装置 20 を用いる場合は、モータ駆動システムには DCDCコンバータ 3 のリアクトル電流 I_L を測定するための電流センサ 8 が付加され、この電流センサ 8 により測定されたリアクトル電流 I_L が、制御装置 20 に入力される。なお、以下の説明において、第 1 の実施形態と共通もしくは同等の構成については第 1 の実施形態と共通の符号を用い、重複した説明は省略する。

40

【 0 0 5 7 】

50

本実施形態の制御装置 20 は、第 1 の実施形態の制御装置 10 における電圧 P I + 電流 F F 制御部 11 とオフセット補正部 12 に代えて、電圧 P I 制御部 21 と電流 P I 制御部 22 とを備える。

【 0058 】

電圧 P I 制御部 21 は、D C D C コンバータ 3 の出力電圧目標値 V_{out}^* と電圧センサ 7 により測定された D C D C コンバータ 3 の出力電圧 V_{out} との偏差から、リアクトル電流目標値 I_L^* を演算するものであり、上記の偏差に対して比例制御定数 K_{Pv} を乗ずる制御ブロック 211 と、上記の偏差に対して積分制御定数 K_{Iv} を乗ずる制御ブロック 212 と、制御ブロック 212 の出力を積分する積分演算器 213 と、制御ブロック 211 の出力と積分演算器 213 の出力を加算する加算器 214 とを有する。

10

【 0059 】

電流 P I 制御部 22 は、リアクトル電流目標値 I_L^* と電流センサ 8 により測定されたリアクトル電流 I_L との偏差から、電流フィードバック制御出力（第 1 の実施形態における電流フィードフォワード制御出力に相当） V_{err} を演算するものであり、上記の偏差に対して比例制御定数 K_{Pi} を乗ずる制御ブロック 221 と、上記の偏差に対して積分制御定数 K_{Ii} を乗ずる制御ブロック 222 と、制御ブロック 222 の出力を積分する積分演算器 223 と、制御ブロック 221 の出力と積分演算器 223 の出力を加算する加算器 224 とを有する。

【 0060 】

本実施形態の制御装置 20 においても、第 1 の実施形態の制御装置 10 と同様に、D C D C コンバータ 3 の入力電圧 V_{in} 、出力電圧 V_{out} 、電流フィードバック制御出力 V_{err} 、オフセット補正出力 D_{os} をもとに、昇高圧制御切換処理部 13 において、昇圧制御時と降圧制御時とのそれぞれで D C D C コンバータ 3 のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を駆動するデューティ D_1, D_2 が演算される。そして、P W M 信号発生器 14a, 14b から一定の P W M キャリアでデッドタイム期間 T_d を含むデューティ D_1, D_2 のパルス波形がゲート信号 $Q_1_G \sim Q_4_G$ として出力され、これに応じて D C D C コンバータ 3 の各スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ のスイッチング動作が行われる。

20

【 0061 】

また、本実施形態の制御装置 20 においても、第 1 の実施形態の制御装置 10 と同様に、デッドタイム起因の電圧変動を抑制するための構成として、電圧目標値変動補償モデル 15 と、デッドタイム補償領域判定部 16 と、デッドタイム補償値発生器 17 と、デッドタイム補償部 18 とが設けられている。電圧目標値変動補償モデル 15、デッドタイム補償領域判定部 16、デッドタイム補償値発生器 17 の構成及び動作は第 1 の実施形態と同じであるため、ここでは説明を省略する。ただし、本実施形態の制御装置 20 では第 1 の実施形態 10 で説明したオフセット補正部 12 が設けられていないため、デッドタイム補償部 18 に、第 1 の実施形態におけるオフセット補正部 12 の積分演算器 123 に相当する積分演算器 184 が付加されている。そして、デッドタイム補償部 18 は、デッドタイム補償値発生器 17 から出力されるデッドタイム補償値 D_{cmp} とインパルス関数との積を積分演算器 184 に入力し、この積分演算器 184 の出力をオフセット補正出力 D_{os} として出力している。この積分演算器 184 の出力は、第 1 の実施形態と同様に、最終的に D C D C コンバータ 3 のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ を駆動するデューティ D_1, D_2 に加減算される。その結果、リアクトル電流 I_L のピーク値が 0 A 近辺になっても、実質的なスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ のデューティの変動を抑えることができ、D C D C コンバータ 3 の出力電圧 V_{out} の変動を抑えることが可能となる。

30

40

【 0062 】

図 9 は、本実施形態の効果を確認するためのシミュレーションを行った結果を示す図である。なお、シミュレーションの動作条件や回路定数などは第 1 の実施形態で説明したものと同様である。このシミュレーション結果を示す図 9 において、図 9 (a) は負荷電流 I_{out} の波形を示し、図 9 (b) は D C D C コンバータ 3 の出力電圧 V_{out} の波形を示し、図 9 (c) はオフセット補正出力 D_{os} の波形を示している。なお、図 9 (b) で

50

は、本実施形態の制御装置 20 を用いた場合（実施例 2）のシミュレーション結果を実線で示すとともに、比較対象として、PI 制御の制御定数は全て同じにして電圧 PI 制御及び電流 PI 制御のみを行った場合（比較例）のシミュレーション結果を破線で示している。

【0063】

図 9 のシミュレーション結果から分かるように、DCDC コンバータ 3 の出力電圧 V_{out} の変動最大値が比較例では 40 V となっているのに対し、実施例 2 では 20 V に抑えられており、50% の電圧変動の低減が実現されている。ここで、実施例 2 で実現される電圧変動低減と同等の効果は、リアクトル電流 I_L を測定する電流センサ 8 を用いてデッドタイム補償を行った場合にも達成できるものと推察されるが、実際の製品で用いられる電流センサ 8 には製造ばらつきや温度特性、経年劣化などの誤差要因がある。このため、実際に電流センサ 8 を用いてデッドタイム補償を行おうとすると、電流センサ 8 の誤差による誤検知によって、必要ない領域でデッドタイム補償を行ってデューティの変動を生じさせ、不必要な出力変動要因を引き起こすことが懸念される。これに対して、本実施形態では、デッドタイム補償を行うために電流センサ 8 を用いてはならず、DCDC コンバータ 3 の出力電圧 V_{out} が実際に変動したときだけ動作して、デッドタイム補償を行うようになっている。したがって、電流センサ 8 を用いてデッドタイム補償を行った場合に懸念される上述した問題を生じさせることなく、デッドタイムに起因する電圧変動を有効に抑制することができる。

【0064】

以上のように、本実施形態の制御装置 20 においても、DCDC コンバータ 3 の出力電圧 V_{out} が最大負荷変動で起こると推定される電圧以上に変動した場合にデッドタイムによるデューティ変動が生じたと判断し、そのときの DCDC コンバータ 3 の負荷状態 $S(n)$ に応じたデッドタイム補償値 D_{cmp} を出力して、DCDC コンバータ 3 の各スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_3$ を駆動するデューティ D_1, D_2 に対してデッドタイム補償値 D_{cmp} を加算することでデッドタイム起因の電圧変動を抑制するようにしているので、オフセット補正部 12 のフィードバックゲインを上げることなくデッドタイム起因の電圧変動を抑制することができ、制御の安定性を確保しながら DCDC コンバータ 3 の出力電圧の変動を有効に抑制することができる。

【0065】

また、本実施形態の制御装置 20 は、電流 PI 制御用に電流センサ 8 でリアクトル電流 I_L を測定しているが、デッドタイム補償を行うために電流センサ 8 を用いていないので、第 1 の実施形態の制御装置 10 と同様に、電流センサ 8 の誤検知により過補償となって不要な電圧変動を招くといった問題や、誤検知の少ない高性能な電流センサ 8 を用いることでコスト高を招くといった問題を有効に回避しながら、デッドタイム起因の電圧変動を有効に抑制することができる。

【0066】

なお、以上の第 1、第 2 の実施形態においては、出力電圧目標値 V_{out}^* が一定の場合で負荷が変動する場合を想定してデッドタイム起因の電圧変動を抑制する場合の動作例について説明したが、現実の DCDC コンバータ 3 の動作状況としては、出力電圧目標値 V_{out}^* と負荷電流とが同時に変動するような場合も想定される。このような場合であっても、出力電圧目標値 V_{out} の変動に対する応答は、電圧目標値変動補償モデル 15 によって出力電圧推定値 V_{out_es} に反映されることになるので、上述した動作例をそのまま適用してデッドタイム起因の電圧変動を抑えることが可能である。

【0067】

また、出力電圧目標値 V_{out}^* が一定であるような用途に用いるときは、デッドタイム補償領域判定部 16 において、出力電圧推定値 V_{out_es} と出力電圧 V_{out} との偏差の代わりに、直接、出力電圧指令値 V_{out}^* と出力電圧 V_{out} との偏差を用いてデッドタイムに起因したデューティ変動の有無を判断することも可能である。

【0068】

また、第1の実施形態では、電流フィードフォワード制御とオフセット補正制御を組み合わせる構成の制御装置に対して本発明を適用した例を説明し、第2の実施形態では、電圧PI制御と電流PI制御とを組み合わせる構成の制御装置に対して本発明を適用した例を説明したが、本発明は、以上の例に限定されるものでなく、DCDCコンバータ3の電圧を制御する制御装置に対して広く適用することが可能である。

【0069】

また、第1、第2の実施形態では、図1に示した燃料電池自動車の駆動系システムに用いるDCDCコンバータ3を制御対象とする制御装置に対して本発明を適用した例を説明したが、ハイブリッド自動車用の昇圧コンバータや、据え置き型の電源装置に用いるコンバータなど、スイッチング素子の動作にデッドタイムを設けてデッドショートを防止する構成のDCDCコンバータを制御対象とする制御装置に本発明を適用した場合にも、同様の効果を得ることが可能である。

10

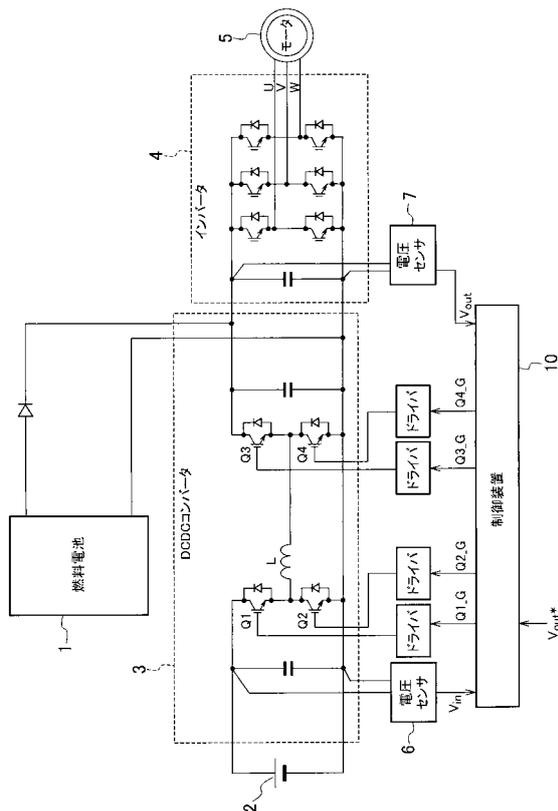
【符号の説明】

【0070】

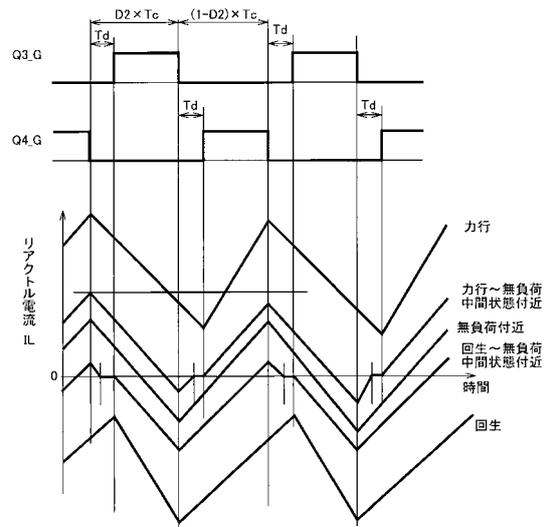
- 3 DCDCコンバータ
- 10, 20 制御装置
- 11 電圧PI + 電流FF制御部
- 12 オフセット補正部 (オフセット補正手段)
- 13 昇降圧制御切換部 (デューティ比演算手段)
- 15 電圧目標値変動補償モデル (出力電圧推定値演算手段)
- 16 デッドタイム補償領域判定部 (判断手段)
- 17 デッドタイム補償値発生器 (補償値演算手段)
- 18 デッドタイム補償部 (デッドタイム補償手段)
- 123, 184 積分演算器

20

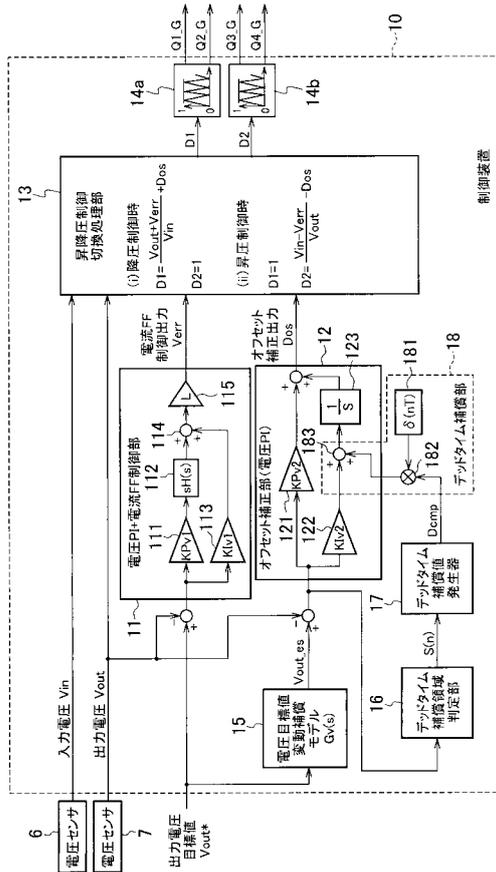
【図1】



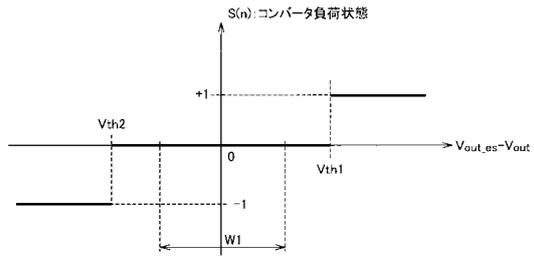
【図2】



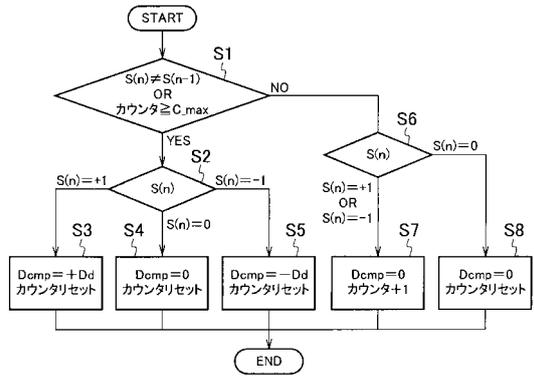
【図3】



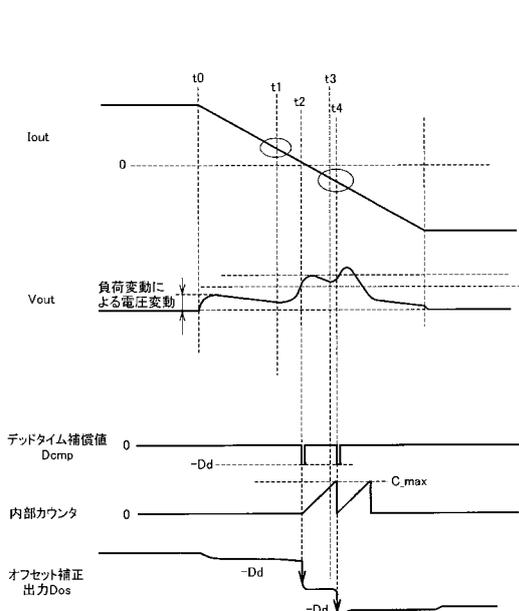
【図4】



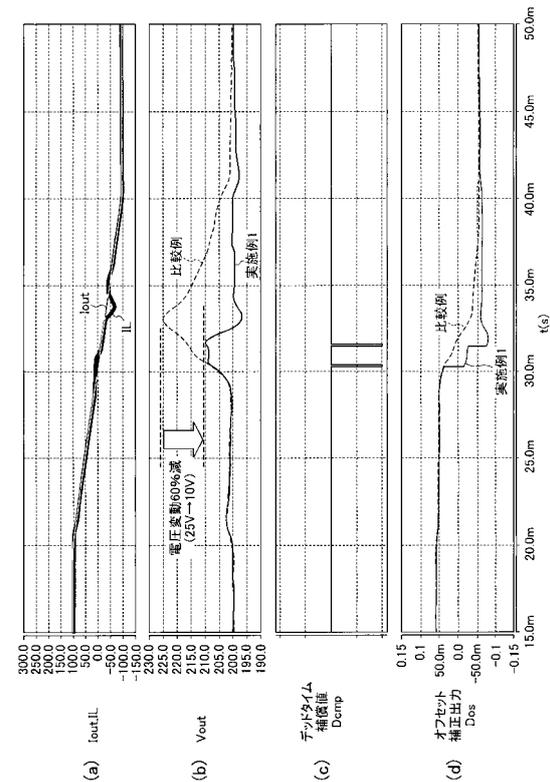
【図5】



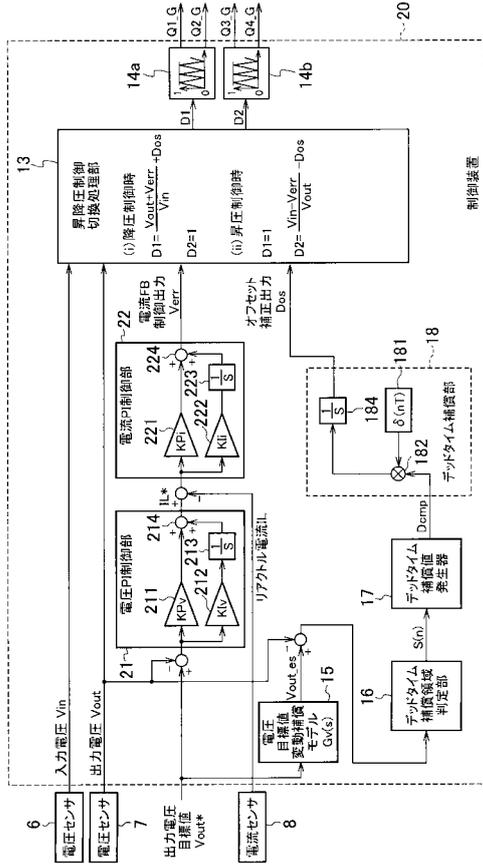
【図6】



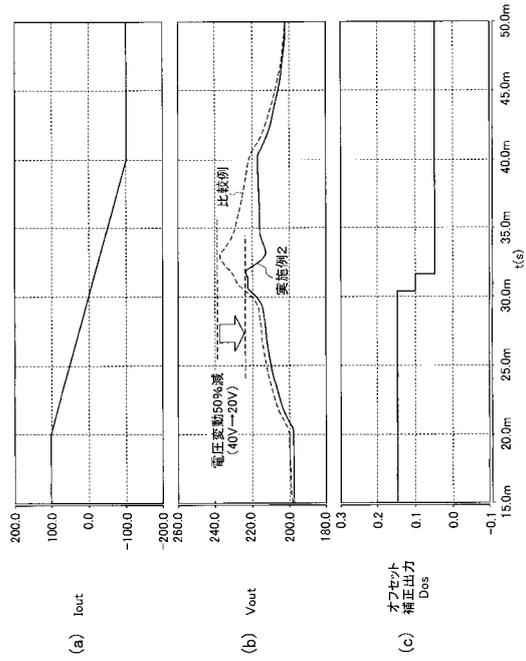
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

- (72)発明者 小川 浩司
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 苅込 卓明
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 横溝 浩
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
- (72)発明者 滝本 豊
神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

審査官 神山 貴行

- (56)参考文献 特開平09-154280(JP,A)
特開2000-175491(JP,A)
特開2007-097285(JP,A)
特開2007-097392(JP,A)
特開2008-048472(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 3/00~3/44