

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6787236号
(P6787236)

(45) 発行日 令和2年11月18日 (2020. 11. 18)

(24) 登録日 令和2年11月2日 (2020. 11. 2)

(51) Int. Cl. F I
H02M 7/48 (2007.01) H02M 7/48 F

請求項の数 7 (全 26 頁)

(21) 出願番号	特願2017-79343 (P2017-79343)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成29年4月13日 (2017. 4. 13)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2018-182901 (P2018-182901A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成30年11月15日 (2018. 11. 15)	(74) 代理人	100108431
審査請求日	令和1年11月27日 (2019. 11. 27)		弁理士 村上 加奈子
		(74) 代理人	100153176
			弁理士 松井 重明
		(74) 代理人	100109612
			弁理士 倉谷 泰孝
		(74) 代理人	100116643
			弁理士 伊達 研郎
		(72) 発明者	古谷 真一
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
			菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

スイッチング素子を有し、電流を負荷に供給する電力変換部と、
前記スイッチング素子をオフ状態とする保護期間であるデッドタイムの長さを決定するデッドタイムの長さ指令を出力するシーケンス管理部、および前記デッドタイムの長さ指令に基づいてデッドタイムを付加した前記スイッチング素子をオンおよびオフ動作させるスイッチング指令を出力するデッドタイム付加部、を有する制御部と、を備え、
前記シーケンス管理部は、前記デッドタイムの長さ指令に基づいた前記スイッチング指令によって前記スイッチング素子がオンおよびオフ動作されたときの前記電力変換部から前記負荷へ供給される電流値または前記スイッチング指令を生成するための電圧指令値に基づいて、前記電圧指令値を補償する補償量を求める電力変換装置。

【請求項 2】

前記シーケンス管理部は、n 種類 (n は 2 以上の自然数) の前記デッドタイムの長さ指令を出力することを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

前記電圧指令値は前記電流値に基づく電圧指令値であることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の電力変換装置。

【請求項 4】

前記シーケンス管理部は、n 種類の前記デッドタイムの長さ指令を出力し、これに対応して得られた n 種類の前記電圧指令値を用いて、n 種類の前記デッドタイムの長さ指令に対

10

20

する n 種類の前記電圧指令値の傾きを求め、前記傾きに基づいて前記電圧指令値を補償する補償量を求めることを特徴とする請求項 1 から請求項 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

前記シーケンス管理部は、前記デッドタイムの長さ指令と、前記デッドタイムの長さ指令に基づいて得られた前記電圧指令値および前記電力変換部への入力となる直流リンク電圧とを用いて前記電圧指令値を補償する補償量を求めることを特徴とする請求項 2 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【請求項 6】

前記シーケンス管理部は、時間変化する前記デッドタイムの長さ指令を出力し、時間変化する前記デッドタイムの長さ指令に基づいた前記スイッチング素子の前記オンおよびオフ動作により前記電力変換部から前記負荷へ供給される前記電流値を用いて前記電圧指令値を補償する補償量を求めることを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置。

10

【請求項 7】

前記制御部は、前記補償量に基づき前記電圧指令値と逆極性の補償電圧を前記電圧指令値に加算して補償するデッドタイム補償部を備えることを特徴とする請求項 1 から請求項 6 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

20

【0001】

本発明は電力変換装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

電圧指令値に基づくスイッチング素子の動作により電力の供給を行うインバータでは、電力変換手段を構成する 2 つのアームのスイッチング素子の同時導通による短絡破壊防止を目的とし、スイッチング素子を同時にオフ動作状態に制御する期間を設けている。この期間はデッドタイムと呼ばれているが、このデッドタイムによって、インバータの出力電圧には電圧指令値には無い歪みが生じ、電圧指令値に対する出力電圧の誤差により制御精度が劣化することがあった。

30

【0003】

デッドタイムによるインバータの出力電圧誤差を補償するための方法として、短絡防止時間の影響を求め、出力電流と逆極性の電圧を電圧指令値に加算する方法がある。（例えば非特許文献 1）

【0004】

また、2 つのスイッチング周波数で一定の直流電流を流すように電流制御を行い、2 つのスイッチング周波数での電圧指令の差に基づいて、出力電圧誤差を補償するための補償量を求める方法がある。（例えば特許文献 1）

【先行技術文献】

【特許文献】

40

【0005】

【特許文献 1】特願平 10 - 540322（第 10 ~ 16 頁、図 1）

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献 1】AC サーボシステムの理論設計の実際 総合電子出版（1997）、P 54 ~ P 58

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

しかしながら非特許文献 1 に示された従来の方法では、電圧指令値に加算する逆極性の

50

電圧は端子電圧波形が矩形波状に瞬時に変化することを想定して求められている。このためスイッチング素子の電圧スイッチング特性やそのバラツキにより実際に加算される逆極性の電圧は、想定した矩形波状とは異なる。この想定した電圧と実際に加算される電圧との差異は結果としてデッドタイム補償の誤差となり、補償精度が低下することがあった。

【 0 0 0 8 】

また、特許文献 1 に示された従来の方法では、2つのスイッチング周波数での電圧指令出力の差に基づいて、補償値を求めることで、ハードウェアの個々の特性によるバラツキを解消した補償を可能としている。しかしながら2つのスイッチング周波数には、スイッチング素子の性能や電流リップル等により設定可能な範囲の制約があり、2つのスイッチング周波数によって求められる電圧指令の差を大きく設定することができない。このため S / N 比をあげることができず、補償精度が低下することがあった。

10

【 0 0 0 9 】

本発明は、上述のような問題を解決するためになされたもので、電流リップルやノイズの影響を抑制して、デッドタイムによる出力電圧誤差の補償に必要な補償量を求めることができる電力変換装置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】

【 0 0 1 0 】

本発明にかかる電力変換装置は、スイッチング素子を有し、電流を負荷に供給する電力変換部と、前記スイッチング素子をオフ状態とする保護期間であるデッドタイムの長さを決定するデッドタイムの長さ指令を出力するシーケンス管理部、および前記デッドタイムの長さ指令に基づいて前記デッドタイムを付加した前記スイッチング素子をオンおよびオフ動作させるスイッチング指令を出力するデッドタイム付加部、を有する制御部と、を備え、前記シーケンス管理部は、前記デッドタイムの長さ指令に基づいた前記スイッチング指令によって前記スイッチング素子がオンおよびオフ動作されたときの前記電力変換部から前記負荷へ供給される電流値または前記スイッチング指令を生成するための電圧指令値を用いて、前記電圧指令値を補償する補償量を求めるものである。

20

【発明の効果】

【 0 0 1 1 】

本発明にかかる電力変換装置によれば、電流リップルやノイズの影響を抑制して、デッドタイムによる出力電圧誤差の補償に必要な補償量を求めることができる。

30

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 2 】

【図 1】本発明の実施の形態 1 および実施の形態 2 にかかる電力変換装置を含む電力変換システムの概略を示す構成図である。

【図 2】本発明の実施の形態 1 から実施の形態 5 にかかる電力変換装置のハードウェア構成の一部を示す図である。

【図 3】本発明の実施の形態 1 にかかる電力変換装置の実行手順の一例を示すフローチャート図である。

【図 4】本発明の実施の形態 1 にかかる電力変換装置の実行手順の一例を示すフローチャート図である。

40

【図 5】本発明の実施の形態 1 にかかるデッドタイムの長さを変更した場合の電圧指令値および電流指令値の関係を示す図である。

【図 6】本発明の実施の形態 1 を説明するための電流サンプリングタイムとスイッチタイミングの関係の一例を示す図である。

【図 7】本発明の実施の形態 1 を説明するための電流波形とサンプリングタイミングの関係の一例を示す図である。

【図 8】本発明の実施の形態 1 を説明するためのスイッチング素子のスイッチング状態とスイッチングオン状態の時間の一例を示す図である。

【図 9】本発明の実施の形態 2 にかかる電力変換装置の実行手順の一例を示すフローチャート図である。

50

【図 1 0】本発明の実施の形態 2 にかかる電力変換装置の実行手順の一例を示すフローチャート図である。

【図 1 1】本発明の実施の形態 3 および実施の形態 5 にかかる電力変換装置を含むシステムの制御システムの概略を示す構成図である。

【図 1 2】本発明の実施の形態 4 および実施の形態 5 にかかる電力変換装置を含むシステムの制御システムの概略を示す構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0013】

実施の形態 1 .

図 1 は、この発明を実施するための実施の形態 1 にかかる電力変換装置を適用した電力変換システムの構成図である。

10

【0014】

図 1 に示す上記電力変換システム全体は、本実施の形態の電力変換装置 100、直流電源 1、電流センサ 3 とで構成される。また、説明の便宜上、図 1 には負荷 4 を記載している。電力変換装置 100 は、直流電力を交流電力に変換するインバータの機能を有し、入力電源である直流電源 1 から供給される直流電力を交流電力に変換して負荷 4 に供給する。電流センサ 3 は電力変換装置 100 から負荷 4 に供給される電流の値に基づき電流検出信号 I_{out} を出力する。本実施の形態では電流センサ 3 を電力変換装置 100 とは別に設ける構成としたが、電力変換装置 100 に内蔵する構成としてもよい。

【0015】

20

本実施の形態における電力変換装置 100 は、電力変換部 2 と制御部 6 とで構成されている。

【0016】

電力変換部 2 は、P 側と N 側との 2 つのスイッチング素子 20、21 で構成され、それらは直列接続されている。P 側スイッチング素子 20 および N 側スイッチング素子 21 はそれぞれ IGBT (Insulated gate bipolar transistor) 201、211 および FWD (Freewheeling Diode) 202、212 によって構成されている。また、スイッチング回路の両端の端子は外部の直流電源 1 に接続され、2 レベル単相ハーフブリッジ回路が構成されている。なお、P 側スイッチング素子 20 および N 側スイッチング素子 21 は単にスイッチング素子とも記載する。

30

【0017】

本実施の形態において、スイッチング素子として IGBT 201、211 を用いているが、MOSFET (Metal - oxide - semiconductor field - effect transistor) など他のスイッチング素子を用いることもできる。また、2 レベル単相ハーフブリッジ回路を例に説明するが、本発明の方式はレベル数や相数を問わず適用できる。説明の便宜上、直流電源 1 は図 1 に示した X の位置を基準電位とし、 $-V_{dc} / 2 [V]$ と $V_{dc} / 2 [V]$ を出力するものとする。

【0018】

スイッチング素子 20、21 の切り替えと、付加するデッドタイムについて以下で説明する。本実施の形態の回路は、P 側スイッチング素子 20 と N 側スイッチング素子 21 とを相補的にオンおよびオフ動作させて上記スイッチング回路から負荷 4 に電力を供給するための出力端子の端子電圧を変化させる。本実施の形態では、後述する制御部 6 からのスイッチング指令 sw_2^* に基づいて、オンおよびオフ状態の割合を変えることで、平均的な上記端子電圧を変化させ負荷 4 へ電力を供給する。

40

【0019】

P 側および N 側スイッチング素子 20、21 は高速にオンおよびオフ状態が切り替わるものであるが、実際は P 側および N 側スイッチング素子 20、21 の、オンおよびオフ状態が切り替わるまでにはある程度の時間を要する。そのため、切り替わるまでに要する時間を考慮せずに P 側および N 側スイッチング素子 20、21 の制御をすると、P 側スイッチング素子 20 と N 側スイッチング素子 21 とが共にオンとなる状態が現れる。その結果

50

、電氣的に短絡を生じ、回路に過大な電流が流れ回路が破損する。

【 0 0 2 0 】

そこで、スイッチング指令 $S w 2 *$ には、短絡を防止するためのデッドタイムと呼ばれる保護期間が設けられている。このデッドタイムの間は、相補的なオンおよびオフ状態の入れ替わりのタイミングで、P 側およびN側スイッチング素子 2 0、2 1 が共にオフ状態となる。また、スイッチング指令 $S w 2 *$ のような信号はフォトカプラ等の絶縁素子を介するため伝達遅れが生じる事が多い。さらに、絶縁素子を含む信号伝達経路の回路素子の個体差のため伝達遅れもばらつく場合がある。これらの伝達遅れもP側およびN側スイッチング素子 2 0、2 1 の短絡を招く要因である。このため、スイッチング指令 $S w 2 *$ には上述の伝達遅れも考慮したデッドタイムが設けられている。

10

【 0 0 2 1 】

制御部 6 は、電流センサ 3 からの電流検出信号 $I o u t$ を入力とし、スイッチング指令 $S w 2 *$ を出力とする。図 2 は制御部 6 のハード構成を示した図である。制御部 6 は、プロセッサ 6 0 1 と記憶装置 6 0 2 で構成され、後述する各部の機能はこれらにより実現可能である。例えば、記憶装置 6 0 2 には、制御用プログラムの他、後述する電圧指令値 $V i *$ 、電流指令値 $I *$ 、デッドタイムの長さ指令 $T d *$ などの演算により得られたデータが保存格納されている。また、その処理の過程で一時的に記憶すべき情報等のデータが保存格納されている。

【 0 0 2 2 】

プロセッサ 6 0 1 は、記憶装置 6 0 2 に格納されているプログラムを読み出し実行する。また、本実施の形態の動作を実行する過程で一時的に記憶すべき情報の書き込みや読み出しを行う。

20

【 0 0 2 3 】

記憶装置 6 0 2 は、ランダムアクセスメモリ等の揮発性記憶装置と、フラッシュメモリ等の不揮発性の補助記憶装置とを具備している。また、不揮発性の補助記憶装置として、フラッシュメモリの代わりにハードディスク等の補助記憶装置を具備していてもよい。

【 0 0 2 4 】

図 1 のシステム構成図にて制御部 6 を説明する。制御部 6 はシーケンス管理部 6 1、電圧指令生成部 6 2、P W M 処理部 6 3、デッドタイム付加部（以下 $T d$ 付加部と記載する）6 4 で構成される。

30

【 0 0 2 5 】

シーケンス管理部 6 1 は電流指令値 $I *$ を電圧指令生成部 6 2 へ出力する。また、 $T d$ 付加部 6 4 へデッドタイムの長さ指令 $T d *$ を出力する。

【 0 0 2 6 】

電圧指令生成部 6 2 はシーケンス管理部 6 1 からの電流指令値 $I *$ と電流センサ 3 からの電流検出信号 $I o u t$ とを用いて電流制御処理を行い、後述する P W M 処理部 6 3 に電圧指令値 $V i *$ を出力する。電流制御処理は例えば電流指令値 $I *$ と電流検出信号 $I o u t$ との偏差が零となるように、電圧指令値 $V i *$ を生成する。

【 0 0 2 7 】

P W M 処理部 6 3 は電圧指令生成部 6 2 からの電圧指令値 $V i *$ に対し、例えば電圧指令値 $V i *$ を直流電源電圧値 $V d c / 2 [V]$ で除算し変調率指令に変換する。そして、三角波やノコギリ波との大小比較による P W M 処理を実施しスイッチング指令 $S w 1 *$ を出力する。

40

【 0 0 2 8 】

$T d$ 付加部 6 4 はシーケンス管理部 6 1 からのデッドタイムの長さ指令 $T d *$ に従ってスイッチング指令 $S w 1 *$ にデッドタイムを付加する。そしてデッドタイムを付加したスイッチング指令 $S w 2 *$ を電力変換部 2 へ出力する。

【 0 0 2 9 】

ここでデッドタイムによって生じる誤差について分析する。付加されたデッドタイムの間では、スイッチング素子 2 0、2 1 を構成する I G B T 2 0 1、2 1 1 と F W D 2 0 2

50

、 2 1 2 のうち、 I G B T 2 0 1、 2 1 1 はオフ状態となる。このため、 F W D 2 0 2、 2 1 2 を電力変換部 2 の出力電流の少なくとも一部が通過する。上記出力電流は、電力変換部 2 の極性に基づいて、 P 側の F W D 2 0 2 または N 側の F W D 2 1 2 のどちらを通過するかが決定される。

【 0 0 3 0 】

例えば、電力変換部 2 の出力電流の極性の方向が図 1 における上記出力端子から負荷 4 に向かう方向 d と一致する場合を正とする。このとき、出力電流の極性の方向が正の場合は、 N 側の F W D 2 1 2 を出力電流が通過し、この N 側 F W D 2 1 2 を通じて電力変換部 2 の上記出力端子の電圧は $-V_{dc} / 2$ [V] になる。出力電流の極性の方向が負の場合は、 P 側の F W D 2 0 2 を電流が通過し、この P 側の F W D 2 0 2 を通じて電力変換部 2 の出力電圧は $V_{dc} / 2$ [V] となる。

10

【 0 0 3 1 】

デッドタイムの間の電力変換部 2 の出力電圧誤差は、スイッチング素子 2 0、 2 1 のスイッチング動作の近傍、例えば数 $[\mu s e c]$ で、極短時間のパルス状に発生する。上述のようにスイッチング指令 $S w 2^*$ は、 P W M 処理部 6 3 において P W M 処理を経て得られたスイッチング指令 $S w 1^*$ にデッドタイムを付加したものである。このため該キャリアを基準として、パルス状の出力電圧誤差を該キャリア 1 周期区間内の平均値に換算すると (1) 式に表すことができる。この (1) 式で示した出力電圧誤差を、以下デッドタイム電圧誤差と記載する。

【 0 0 3 2 】

20

【 数 1 】

$$V_{td} = -T_d \cdot f_c \cdot V_{dc} \cdot \text{sign}(i) \cdots \cdots (1)$$

【 0 0 3 3 】

(1) 式中の V_{td} はデッドタイム電圧誤差、 f_c はキャリア周波数 [H z]、 T_d は付加するデッドタイムの長さ [s e c]、 V_{dc} は電力変換部 2 の入力となる直流リンク電圧、 $\text{sign}(i)$ は上記出力電流の極性をそれぞれ示している。付加するデッドタイムの長さは矩形波で理想的に付加されることを想定したものである。また、上記出力電流の極性は電力変換部 2 から負荷 4 に向かう方向 d と一致する場合を正とし、正のとき 1、負のとき - 1 とする。

30

【 0 0 3 4 】

デッドタイム電圧誤差を補償する方法としては、デッドタイム電圧誤差と逆極性の電圧を電圧指令値に加算することが一般的に実施されている。この電圧の補償制御をデッドタイム補償と言う。

【 0 0 3 5 】

デッドタイム補償は概ね良好に動作するが、次に記載する複数の理由により補償精度が低下することがある。

【 0 0 3 6 】

補償精度が低下する第一の理由は電力変換部 2 の上記出力端子の端子電圧波形が理想のステップ波形とはならないためである。上述したようにスイッチング素子 2 0、 2 1 のオンおよびオフ状態が切り替わるまでにはある程度の時間を要する。(1) 式のデッドタイム電圧誤差は上記端子電圧がステップ波形に瞬時に変化する理想波形を想定して求められている。このため、理想波形との差異は結果としてデッドタイム補償の誤差となる。さらに上記端子電圧波形は電力変換部 2 の上記出力電流に応じて形状が変化する。この端子電圧の波形の変化もデッドタイム補償の誤差をもたらすことになる。

40

【 0 0 3 7 】

補償精度が低下する第二の理由は制御部 6 からスイッチング素子 2 0、 2 1 へ生成されるスイッチング指令 $S w 2^*$ の伝達遅れのバラつきによるものである。スイッチング指令 $S w 2^*$ はデッドタイムの長さが矩形波なることを想定して生成されている。このため、

50

スイッチング指令 $S w 2^*$ の伝達遅れのバラつきは、想定されたデッドタイムの長さを実際のデッドタイムの長さの差異を生じさせる。よってデッドタイム補償の誤差をもたらすことになる。

【0038】

補償精度が低下する第三の理由はスイッチング素子 20、21 の過電圧保護に設置されるスイッチング素子を 20、21 構成する FWD 201、211 に並列された図示しないスナバ回路内のコンデンサの充放電によるものである。スナバ回路内のコンデンサの充放電により、デッドタイム中の上記端子電圧波形の形状が変化する。これもデッドタイム補償の誤差となる。電流による充放電動作であるため、負荷 4 の電流はもとより、実際に付加されるデッドタイムの長さによって上記端子電圧波形の形状の変化が発生する。

10

【0039】

補償精度が低下する第四の理由はスナバ回路のコンデンサと同様にスイッチング素子 20、21 近傍に付随する浮遊容量の充放電が影響をもたらすためである。

【0040】

上述のように複数の要因で発生するデッドタイム電圧誤差は、(2) 式にまとめて係数として表現することができる。この(2)式で示すデッドタイム電圧誤差に基づいて、逆極性の電圧値を電圧指令値に加算することで、高精度なデッドタイム補償を実現できる。言い換えると、高精度なデッドタイム補償の実現には、係数を高い精度で入手する必要がある。そこで本実施の形態では、後述する動作を行うことで高精度な係数の取得を実現する。

20

【0041】

【数2】

$$V_{id} = -\alpha \cdot T_d \cdot f_c \cdot V_{dc} \cdot \text{sign}(i) \cdots \cdots (2)$$

【0042】

本実施の形態にかかる動作を説明する。図3は本実施の形態にかかる制御部6の実行動作の一例を示すフローチャート図である。本発明ではデッドタイムの長さを複数設定して電力変換制御を実施する。このとき負荷4の電流制御を行い、前記のデッドタイム長さに対応した電圧指令 V_i^* を記録する。ここで(1)式の逆極性の電圧を電圧指令 V_i^* に加算する一般的なデッドタイム補償をオフにしていると前記電圧指令 V_i^* には(2)式で示すデッドタイム電圧誤差を含む結果となる。デッドタイム長さ T_d とキャリア周波数 f_c は既知の値であり、直流リンク電圧 V_{dc} は測定にて取得できるとする。この場合、前記(2)式に基づき、各デッドタイムの長さに対応する各電圧指令の傾きを求めることで(2)式の係数を求めることができる。本実施の形態ではデッドタイムの長さを2種類設定する場合の構成を記載しており、図3のフローチャートはこれに対応する。前記傾きの計算は2種類のデッドタイム長さに対応した2種類の電圧指令の差分に基づいて計算できる。

30

【0043】

電流指令ステップ S101 では、シーケンス管理部 61 から電圧指令生成部 62 へ電流指令値 I^* を出力する。このときの電流指令値 I^* は任意に設定された値とする。電圧指令生成部 62 は、電流指令値 I^* と電流センサ 3 からの電流検出信号 I_{out} とに基づいて、上述した電流制御処理を行う。そして、電圧指令値 V_i^* を PWM 処理部 63 に出力する。さらに PWM 処理部 63 は、電圧指令生成部 62 からの電圧指令値 V_i^* に基づき、スイッチング指令 $S w 1^*$ を T_d 付加部 64 へ生成する。

40

【0044】

第一のデッドタイムの長さ指令ステップ S102 では、シーケンス管理部 61 から T_d 付加部 64 へデッドタイムの長さ指令 T_d^* を出力する。本実施の形態においては、デッドタイムの長さ指令 T_d^* のある値として T_{d1}^* を出力する。 T_d 付加部 64 は、デッドタイム長さの指令 T_{d1}^* に基づいてスイッチング指令 $S w 1^*$ にデッドタイムを付加する

50

。そして、デッドタイム付加後のスイッチング指令 $S w 2 *$ を電力変換部 2 へ出力する。

【 0 0 4 5 】

ここまでのステップの動作により、電力変換部 2 ではスイッチング指令 $S w 2 *$ に基づいてスイッチング素子 2 0、2 1 がオンおよびオフ動作される。電力変換部 2 は、スイッチング素子 2 0、2 1 のオンおよびオフ動作により、直流電源 1 から供給された電力を負荷 4 に出力する。

【 0 0 4 6 】

このときの電力変換部 2 から負荷 4 へ供給される電流は、電力変換部 2 と負荷 4 とを接続する導線に設置された電流センサ 3 によって検出される。電流センサ 3 は、電流検出信号 $I o u t$ を電圧指令生成部 6 2 へ出力する。

10

【 0 0 4 7 】

第一の電圧指令取得ステップ $S 1 0 3$ では、電圧指令値 $V i *$ を $V 1 *$ として記憶装置 6 0 2 に記憶する。電圧指令値 $V 1 *$ は、デッドタイムの長さ指令 $T d 1 *$ に基づいて上述した電流制御処理により新たに出力された電圧指令値である。

【 0 0 4 8 】

電圧指令値 $V 1 *$ は、上述のように電圧指令生成部 6 2 にて電流指令値 $I *$ と電流検出信号 $I o u t$ とに基づいて生成される。このとき、デッドタイム補償は行われていないため、電流制御処理によって補償された結果、負荷 4 のインピーダンスによる電圧降下分とデッドタイム電圧誤差成分がシーケンス管理部 6 1 へ入力される電圧指令値 $V 1 *$ に含まれる。

20

【 0 0 4 9 】

第二のデッドタイムの長さ指令ステップ $S 1 0 4$ では、シーケンス管理部 6 1 から $T d$ 付加部 6 4 へデッドタイムの長さ指令 $T d 2 *$ を出力する。デッドタイムの長さ指令 $T d 2 *$ はデッドタイムの長さ指令 $T d 1 *$ とは異なる値である。 $T d$ 付加部 6 4 は、デッドタイム長さの指令 $T d 2 *$ に基づいてスイッチング指令 $S w 1 *$ にデッドタイムを付加する。そして、デッドタイム付加後のスイッチング指令 $S w 2 *$ を電力変換部 2 へ出力する。

【 0 0 5 0 】

電力変換部 2 のスイッチング素子 2 0、2 1 はスイッチング指令 $S w 2 *$ に基づいてオンおよびオフ動作される。電力変換部 2 はスイッチング素子 2 0、2 1 のオンおよびオフ動作により直流電源 1 から供給された直流電力を交流電力に変換し、負荷 4 に出力する。

30

【 0 0 5 1 】

このときに電力変換部 2 から負荷 4 へ供給される電流が電力変換部 2 と負荷 4 とを接続する導線に設置された電流センサ 3 によって検出される。電流センサ 3 は、電流検出信号 $I o u t$ を電圧指令生成部 6 2 へ出力する。

【 0 0 5 2 】

第二の電圧指令取得ステップ $S 1 0 5$ では、新たに取得した電圧指令値 $V i *$ を $V 2 *$ として記憶装置 6 0 2 に記憶する。電圧指令値 $V 2 *$ は、デッドタイムの長さ指令 $T d 2 *$ に基づいて上述した電流制御処理により新たに出力された電圧指令値である。

【 0 0 5 3 】

電圧指令値 $V 2 *$ は、上述のように電圧指令生成部 6 2 にて電流指令値 $I *$ と電流検出信号 $I o u t$ とに基づいて生成される。このとき、デッドタイム補償は行われていないため、電流制御処理によって補償された結果、負荷 4 のインピーダンスによる電圧降下分とデッドタイム電圧誤差成分がシーケンス管理部 6 1 へ入力される電圧指令値 $V 2 *$ に含まれる。

40

【 0 0 5 4 】

係数 取得ステップ $S 1 0 6$ では、記憶装置 6 0 2 に記憶された電圧指令値 $V 1 *$ 、 $V 2 *$ に基づき、係数 を取得する。この動作は、プロセッサ 6 0 1 により、実行される。

【 0 0 5 5 】

係数 の取得方法について説明する。上述のステップ $S 1 0 1$ から $S 1 0 5$ の過程において得られる電圧指令値 $V 1 *$ および $V 2 *$ は、検出電流信号 $I o u t$ と電流指令値 $I *$ を

50

用いた電流制御処理により生じる値である。この電圧指令値 V_1^* および V_2^* であるが、上述の (2) 式に基づいてキャリア周波数 f_c [Hz]、デッドタイムの長さ指令 [sec]、電力変換部 2 への入力となる直流リンク電圧 V_{dc} 、出力電流の極性 $sign(i)$ を用いて表すことができる。

【0056】

(3) 式は、デッドタイムの長さ指令を T_{d1}^* としたときに得られた電圧指令値 V_1^* を (2) 式に基づき表した式である。また、(4) 式は、デッドタイムの長さ指令を T_{d2}^* としたときに得られた電圧指令値 V_2^* を (2) 式に基づいて表した式である。それぞれの $Z \cdot i$ は負荷 4 のインピーダンスによる電圧降下成分を示している。

【0057】

【数 3】

$$V_1^* = \alpha \cdot T_{d3} \cdot f_c \cdot V_{dc} \cdot sign(i) + Z \cdot i \cdots \cdots (3)$$

【0058】

【数 4】

$$V_2^* = \alpha \cdot T_{d4} \cdot f_c \cdot V_{dc} \cdot sign(i) + Z \cdot i \cdots \cdots (4)$$

【0059】

係数 取得ステップ S 106 では、まず、電圧指令値 V_1^* の (3) 式と電圧指令値 V_2^* の (4) 式との差分を計算する。すなわち、2 つの電圧指令値 V_1^* と V_2^* との差分を求めることにより (3) 式と (4) 式のそれぞれの右辺の負荷 4 のインピーダンスによる電圧降下成分 $Z \cdot i$ を相殺し、電圧降下成分 $Z \cdot i$ の影響をなくすることができる。また、(3) 式および (4) 式での記載は省略しているが、スイッチング素子 20、21 のオン電圧成分も同様に差分を計算することにより相殺できる。よって、デッドタイム電圧誤差のみを高精度に取り出すことができる。このとき、係数 以外は既知の値であるため、(5) 式に示すように係数 を取得することができる。

【0060】

【数 5】

$$\alpha = \frac{V_2^* - V_1^*}{(T_{d2} - T_{d1}) \cdot f_c \cdot V_{dc}} \cdots \cdots (5)$$

【0061】

このように、係数 取得ステップ S 106 で係数 を取得すると、動作は終了される。以上が本実施の形態において係数 を求めるための基本的な実行動作である。これにより正確な係数 を取得することができる。なお、デッドタイムの長さ指令 T_{d1}^* および T_{d2}^* の値は任意で設定してよいが、設定可能な範囲内において、 T_{d1}^* および T_{d2}^* の値の差がより大きくなるように設定する方がよりよい。

【0062】

さらに、より正確なデッドタイム補償実現のため、図 4 に示すように電流指令変更ステップ S 107 を設けてもよい。この場合、係数 取得ステップ S 106 で係数 を取得した後、電流指令変更ステップ S 107 で任意の電流指令 I^* に変更する。そして電流指令ステップ S 101 で変更後の電流指令 I^* を出力し、上述した S 101 から S 106 の動作を繰り返す。図 4 はある任意の電流指令 I^* に対し 2 種類のデッドタイムの長さ指令にて測定を行うフローを示しているが、デッドタイムの長さ指令を T_{d1}^* とし、複数の電流指令 I^* に対して測定を行い、次にデッドタイムの長さ指令を T_{d2}^* とし、同様に複数の I^* に対して測定を行う構成としてもよい。プロセッサ 601 の種類によっては、デッドタイムの長さ指令を変更する場合、プロセッサ 601 自体を停止・再起動させる必要

10

20

30

40

50

がある機種がある。この場合、測定条件の変更に時間を要する場合があるが、前述の順序とすると、測定条件の変更に要する時間を削減することができる。計算に用いる電圧指令 V_1^* および V_2^* は記憶装置 602 に保存され、また前記電圧指令値が揃ってから (5) 式の計算がなされるため本発明の本質的な効果には影響は与えない。

【0063】

これにより、電流指令値 I^* ごとの係数 α を取得できる。すなわち、上記出力電流ごとのテーブルとして保持することができる。上記出力電流ごとに係数 α をもつことにより、上記出力電流に応じてデッドタイム電圧の変化を考慮したデッドタイム補償が実施可能となる。さらに該デッドタイム補償により電力変換部 2 の出力電圧精度を向上させることができる。また、電力変換部 2 に付随する電流センサ 3 のみを用い、係数 α の測定を自動で

10

【0064】

電流指令変更ステップ S107 では電流指令値 I^* は、一意的に増加または減少するように変更しステップ S101 から S106 を繰り返すことで連続して変化する電流指令値 I^* ごとの係数 α を取得してもよい。また、ランダムに変化させて各々の係数 α を取得しテーブルを取得するようにしてもよい。繰り返し回数は、取得したいテーブルに応じて任意で決定してよい。テーブルを取得する場合の実行動作は、テーブルを取得した後、終了する。

【0065】

図 5 は電圧指令値 V_i^* および電流指令値 I^* の関係を示すものであり、(3) 式から (5) 式を説明する図でもある。横軸は電流指令値 I^* 、縦軸は電圧指令値 V_i^* とし、デッドタイムの長さ指令が Td_1^* のときに得られた電圧指令値 V_1^* を各電流指令値 I^* ごとにプロットしている。また、デッドタイムの長さ指令が Td_2^* のときも同様に電圧指令値 V_2^* を電流指令値 I^* ごとにプロットしている。なお、図 5 では、説明の便宜上、直流通電した場合を示した例のみを示すが、交流通電などの他の通電方式に変更しても実効値で表すことにより同様の模式図を示すことが可能である。また、基本的な係数 α の取得方法も同じである。

20

【0066】

同じ電流指令値 I^* によって得られた電圧指令値 V_1^* および V_2^* にはそれぞれ同様の電圧降下成分 $Z \cdot i$ が存在する。この電圧降下成分 $Z \cdot i$ は、電流指令値 I^* ごとに得られた電圧指令値 V_1^* と V_2^* との差分をとることにより、除去できる。その結果、図 5 の V_1^* と V_2^* との間にあたる電圧の差分のみを得ることができる。そして、(5) 式により、電圧指令値 V_1^* と V_2^* との差分から係数 α を求めることができることがわかる。

30

【0067】

また、直流電源 1 の種類によっては負荷 4 に電流を流すと、負荷 4 での電力消費によって、直流リンク電圧 V_{dc} が変動する場合がある。例えば電源系統からの交流電力を整流して供給するダイオードコンバータなどが相当する。この時はデッドタイムの長さ指令 Td^* を変更した場合のそれぞれの直流リンク電圧値 V_{dc} を記録して、(5) 式に変えて (6) 式を用いて係数 α の計算を行ってもよい。なお図 1 においては該 V_{dc} の検出箇所の記載は省略している。

40

【0068】

【数 6】

$$\alpha = \frac{V_2^* - V_1^*}{(Td_2 \cdot V_{dc2} - Td_1 \cdot V_{dc1}) \cdot f_c} \dots\dots (6)$$

【0069】

このように、本実施の形態では、デッドタイムの異なる 2 種類の電圧指令値 V_1^* 、 V_2^* により、高精度に係数 α を取得できる。また、求めた係数 α を用いてデッドタイム補償を行うことで、補償精度の低下を抑制することができる。さらに、出力電流に応じた係

50

数 のテーブルを取得しておくことで、出力電流に応じて選択した係数 をデッドタイム補償に用いることができ、より高精度な補償が可能となる。デッドタイム補償は、例えば、制御部 6 に図示しない補償部を設けた構成とし、補償部で上述したようなデッドタイム補償を実施することにより実現できる。

【 0 0 7 0 】

係数 の測定を、デッドタイムの長さを変更して行う利点についてさらに詳細に説明する。

【 0 0 7 1 】

電力変換部 2 を用いて負荷 4 に電流を流す場合、P W M 制御により、矩形波類似形状の電圧が負荷 4 に印加される。このため、電力変換部 2 からの上記出力電流には電流リプルが含まれる。この電流リプルによって の測定精度が低下する場合がある。

10

【 0 0 7 2 】

上記 の測定精度低下の第一の理由は電流リプルによってサンプリングした電流とスイッチング近傍の電流の極性が異なることである。この電流リプルを避ける方法として、例えば P W M 制御を行う際の比較に用いる搬送波が三角波キャリアの場合その山・谷タイミングなどの特定のタイミングで電流サンプリングを実施する方法がある。

【 0 0 7 3 】

しかしながら、負荷 4 の電気時定数によっては、電流リプルが顕著となる。この結果、特に電流ゼロ近傍でスイッチング瞬間の電流値とサンプル電流値の大きさや極性が異なることがある。これは特に三角波キャリアのキャリア周波数を下げた場合に顕著である。

20

【 0 0 7 4 】

図 6 は電流サンプリングタイムとスイッチタイミングの関係を示している。これを用いてデッドタイム補償精度が低下する例を説明する。

【 0 0 7 5 】

図 6 (A) は、横軸に時間を取り、低キャリア周波数で通電した場合の電流波形を示したものである。図 6 (B) は、横軸に時間を取り、高キャリア周波数で通電した場合の電流波形を示したものである。双方の電流波形中に で記載のタイミングは三角波キャリアの頂点に同期した電流のサンプリングタイミングを示し、 で記載のタイミングはスイッチングタイミングを示している。

【 0 0 7 6 】

30

図 6 中の電流波形の値の上下変動は、電流リプルが生じていることを表している。図 6 (A)、(B) 双方の電流波形に電流リプルが生じているが、低キャリア周波数時 (A) は、高キャリア周波数時 (B) と比較し、電流リプルが大きいことがわかる。この大きな電流リプルによって例えば図 6 (A) の点線で囲った箇所のように、サンプリングした電流値とスイッチング近傍の電流値の極性が異なる場合がある。

【 0 0 7 7 】

係数 の測定においては、電流制御系は P I 制御器で構成されることが殆どである。すなわち、係数 の測定において、デッドタイム電圧誤差は P I 制御器の積分器が受け持つことになる。このため、電流極性が異なる現象が発生すると、電流制御に大きな乱れが生じる。そしてこの乱れを含んだ電圧指令値 V_i^* が出力される。

40

【 0 0 7 8 】

この結果、上述の電圧指令値 V_i^* を用いる係数 の計算に誤差が生じる。この係数に誤差が発生する現象は電流ゼロクロス近傍で顕著である。電流ゼロクロス近傍では特に、電流リプルが電流指令値 V_i^* に沿って負荷 4 に出力される出力電流である主電流に対して大きくなる。

【 0 0 7 9 】

上記 の測定精度低下の第二の理由は電流リプルが顕著になることによって、サンプリングした電流値と負荷 4 に流れる平均電流値との間に乖離が生じることによって発生する。この場合、2 つのスイッチング周波数での電圧指令を用いる従来の方法では、負荷 4 での電圧降下がそれぞれ異なる。この差異が係数 の計算結果に流入し誤差を生じることが

50

ある。

【 0 0 8 0 】

図 7 (A)、(B)を用いてその例を説明する。図 7 (A)は横軸に時間を取り、負荷 4 の電気時定数よりもキャリア周波数の低い、低キャリア時の電流波形の例を示したものである。図 7 (B)は横軸に時間を取り、負荷 4 の電気時定数よりもキャリア周波数が高い、高キャリア時の電流波形の例を示したものである。双方の電流波形上に記載の で示したタイミングは、三角波キャリアの頂点に同期した電流のサンプリングタイミングを示している。また点線で示した直線は、それぞれの電流波形の平均である平均電流値を示している。

【 0 0 8 1 】

10

図 7 (A)は、負荷 4 の電気時定数がキャリア周波数と比較して短いため、電流は曲線状に変化する。このため、上記平均電流値はサンプリングした電流値と差異が生じている。一方、図 7 (B)は負荷 4 の電気時定数がキャリア周波数と比較し長いため、電流は直線的に変化し、上記平均電流値とサンプリングした電流値とが一致する。図 7 (A)のような、上記平均電流値とサンプリングした電流値との差異は、電流に応じた係数 の変化が大きい電力変換部 2 では特に問題となる。

【 0 0 8 2 】

さらに、電流制御処理を用いて係数 の測定を行った際に検出した電流検出信号 I_{out} には、ノイズが含まれることが多い。このため、電圧指令値 V_i^* もノイズ起因成分を含有する。このノイズ起因成分は、係数 の計算結果にも影響を与え誤差をもたらす。このノイズの影響を抑制するため、信号と雑音の比率である S/N 比の向上を考慮すると、測定に用いる二種類のキャリア周波数の差を大きく設定する必要がある。

20

【 0 0 8 3 】

上記電流リップルやノイズによる問題を避けるため、例えば、従来の方法では、測定時の二種類のキャリア周波数の組み合わせを調整している。しかしながら、上述の電流リップルを考慮すると、二種類のキャリア周波数のうち、低いほうのキャリア周波数の下限が制限されることになる。

【 0 0 8 4 】

一方、二種類のキャリア周波数のうち、高いほうのキャリア周波数は、上げすぎるとスイッチング損失の増大を招く。したがって電力変換部 2 のスイッチング素子 20、21 に接続された図示しない冷却装置の冷却能力によって上限が制限される。

30

【 0 0 8 5 】

S/N 比の向上を図る場合、複数回の測定で得られた測定値の平均化処理を行う方法も考えられるが、測定時間の増加によって、電力変換部 2 の通常の電力供給動作に遅れが生じる問題がある。またキャリア周波数は電圧の更新周期を決定しているが、係数 の測定においてキャリア周波数が変更されるため、電圧の更新周期も変更される。これに応じて電流制御ループの発振や不安定化を防止するため、電流制御系のゲイン調整が必要になる手間が生じる。

【 0 0 8 6 】

一方で、本実施の形態のデッドタイムの長さ指令 T_{d1}^* の変更は、電流リップルの大きさには殆ど影響を与えない。これは PWM 制御による出力電圧のパルス幅に対し、デッドタイムの長さ自体が元々非常に小さいためである。係数 の測定に用いる二種類のデッドタイムの長さ条件のうち、短いほうはスイッチング素子 20、21 の上下短絡防止のため、制限がある。しかし、長いほうのデッドタイムの長さは特に制約はなく (3) 式から (6) 式の計算に用いる電圧指令値 V_{11}^* 、 V_{21}^* の取得において、 T_{d11}^* と T_{d21}^* との差を大きくすることができる。従って、電流制御処理のノイズに対して S/N 比を大幅に向上させることができる。

40

【 0 0 8 7 】

図 8 を用いて具体例を説明する。図 8 は、スイッチング素子 20、21 のスイッチングオフ状態とスイッチングオン状態の時間の一例を示した図である。図 8 中の CW はキャリ

50

ア周波数、SWPはデッドタイム付加後のP側スイッチング指令、SWNはデッドタイム付加後のN側スイッチング指令、Voutは電力変換部2の出力電圧をそれぞれ示している。説明のため電力変換部2の出力電圧はステップ状に変化するものとして記載している。例えば、電力変換部2のスイッチング素子20、21をシリコン製IGBT素子とし、負荷4をモータとして駆動する場合、キャリア周波数は1～20[kHz]程度、デッドタイムの長さを3～4[μsec]に設定することが多い。

【0088】

比較のため、キャリア周波数を変更する従来の方法を説明する。図8(A)と(B)はデッドタイムの長さが同じでキャリア周波数が異なっている。例えば、従来の方法であれば、図8(A)に示すキャリア周波数5[kHz]での電圧指令値 V_i^* を得た後、デッドタイムの長さは変更せず、図8(B)に示すキャリア周波10[kHz]での電圧指令値 V_i^* を取得する。デッドタイムの長さは3[μsec]、電圧指令値は0[V]、電力変換部2の出力電流は正とし、デッドタイム中の出力電圧は $-V_{dc}/2$ [V]とする。このとき、図8(A)のキャリア周波数5[kHz]のときの電圧パルス幅は97[μsec]である。図8(B)のキャリア周波数10[kHz]に変更すると、電圧パルス幅は47[μsec]となる。キャリア周波数10[kHz]時の電圧パルス幅は、キャリア周波数5[kHz]時の電圧パルス幅に対して48[%]の長さとなる。

【0089】

一方で、本実施の形態では、キャリア周波数が同じで、デッドタイムの長さを変更する。例えば、図8(A)に示すキャリア周波数5kHz、デッドタイム3[μsec]の電圧指令値 V_i^* を得た後、キャリア周波数は変更せず、図8(C)に示すようにデッドタイムの長さのみを6[μsec]に変更した電圧指令値 V_i^* を取得する。このとき、図8(A)に示すデッドタイム3[μsec]のときの電圧パルス幅は、97[μsec]である。そして図8(C)のデッドタイムの長さのみを6[μsec]に変更した電圧パルス幅は94[μsec]である。デッドタイム6[μsec]の電圧パルス幅は、デッドタイム3[μsec]の電圧パルス幅に対して97[%]の長さとなる。

【0090】

キャリア周波数10[kHz]とし、デッドタイムのみが異なる図8(B)と(D)との対比においても、電圧パルスの幅は47[μsec]から44[μsec]に変化する。すなわち、キャリア周波数10[kHz]においてデッドタイム3[μsec]の電圧パルス幅に対するデッドタイム6[μsec]の電圧パルス幅の割合は94[%]となる。

【0091】

上述のようにデッドタイムの長さを変更する場合、キャリア周波数を変更する場合と比較し電圧パルスの幅の変動は少ない。また係数 γ の測定において、キャリア周波数の変更を要しない。このためスイッチング素子20、21に接続される冷却機の冷却能力の範囲内、すなわちスイッチング損失が許容できる範囲が高くなる。このことから本実施の形態におけるデッドタイムの長さ指令 T_{d1}^* と T_{d2}^* との差を大きくすることで、S/N比を大幅に向上させることができる。

【0092】

さらに負荷4の電気時定数と比較して十分に高いキャリア周波数に設定して測定を行うことで、電流ゼロクロス近傍における電流リップルによる γ の測定精度への影響を抑制することができる。

【0093】

このように本実施の形態によれば、デッドタイムの長さが異なる2種類の電圧指令値 V_i^* を取得することにより、電流リップルやノイズの影響を抑制して係数 γ を高精度に取得し、補償量を求めることができる。また、求めた補償量を用いることにより、デッドタイムによる出力電圧誤差の補償精度を向上させる効果を奏する。

【0094】

実施の形態2.

実施の形態2を説明する。実施の形態1では係数 γ の測定においてデッドタイムの長さ

10

20

30

40

50

指令 Td^* が二種類の場合を例として説明したが、実施の形態 2 は、デッドタイムの長さ指令 Td^* を複数種類取得し、係数 を求める構成が実施の形態 1 と相異している。その他構成については実施の形態 1 と同一または対応する構成を示しており、その説明を省略し、実施の形態 2 では、実施の形態 1 と相違する部分について以下で説明する。

【 0 0 9 5 】

実施の形態 2 では、表 1 に示すように複数のデッドタイムの長さにて電圧指令値 V_i^* の取得を行う。表 1 の項目 X で示すのは、デッドタイムの長さ指令 Td^* を変化させた際に得られた各電圧指令値 (V_3^* 、 V_4^* 、 V_5^* ・・・) である。また、表 1 の項目 Y に示すのは複数のデッドタイムの長さ指令 (Td_3^* 、 Td_4^* 、 Td_5^* ・・・) と電力変換部 2 への入力となる直流リンク電圧 V_{dc} (V_{dc3} 、 V_{dc4} 、 V_{dc5} ・・・) の積である。この項目 X および項目 Y に対し、最小二乗法にて直線近似を行い傾き S を求める。そしてこの傾き S とキャリア周波数 f_c を用いて (7) 式にて係数 が計算できる。

10

【 0 0 9 6 】

【表 1】

Tdの長さ	Td_3^*	Td_4^*	Td_5^*	Td_6^*	...
X	V_3^*	V_4^*	V_5^*	V_6^*	...
Y	$V_{dc3} \cdot Td_3^*$	$V_{dc4} \cdot Td_4^*$	$V_{dc5} \cdot Td_5^*$	$V_{dc6} \cdot Td_6^*$...

【 0 0 9 7 】

【数 7】

$$\alpha = S \cdot f_c \cdots \cdots (7)$$

20

【 0 0 9 8 】

シーケンス管理部 6 1 によって実行されるステップを図 9 で説明する。図 9 は本実施の形態にかかる制御部 6 の実行動作の一例を示すフローチャート図である。

【 0 0 9 9 】

電流指令ステップ S_{111} で、シーケンス管理部 6 1 から電圧指令生成部 6 2 へ電流指令値 I^* を出力する。このときの電圧指令値 I^* は任意に設定された値とする。電圧指令生成部 6 2 は、電流指令値 I^* と電流センサ 3 からの電流検出信号 I_{out} とに基づいて、上述した電流制御処理を行う。そして、電圧指令値 V_i^* を PWM 処理部 6 3 に出力する。さらに PWM 処理部 6 3 は、電圧指令生成部 6 2 からの電圧指令値 V_i^* に基づき、スイッチング指令 Sw_1^* を Td 付加部 6 4 へ生成する。

30

【 0 1 0 0 】

第一のデッドタイムの長さ指令ステップ S_{112} では、シーケンス管理部 6 1 から Td 付加部 6 4 へデッドタイムの長さ指令 Td^* を出力する。本実施の形態においては、デッドタイムの長さ指令 Td^* のある値として Td_3^* を出力する。 Td 付加部 6 4 は、デッドタイム長さの指令 Td_3^* に基づいてスイッチング指令 Sw_1^* にデッドタイムを付加する。そして、デッドタイム付加後のスイッチング指令 Sw_2^* を電力変換部 2 へ出力する。

【 0 1 0 1 】

40

ここまでのステップの動作により、電力変換部 2 ではスイッチング指令 Sw_2^* に基づいてスイッチング素子 2 0、2 1 がオンおよびオフ動作される。電力変換部 2 は、スイッチング素子 2 0、2 1 のオンおよびオフ動作により、直流電源 1 から供給された直流電力を交流電力に変換し、負荷 4 に出力する。

【 0 1 0 2 】

このときの電力変換部 2 から負荷 4 へ供給される電流は、電力変換部 2 と負荷 4 とを接続する導線に設置された電流センサ 3 によって検出される。電流センサ 3 は、電流検出信号 I_{out} を電圧指令生成部 6 2 へ出力する。

【 0 1 0 3 】

第一の電圧指令取得ステップ S_{113} では、電圧指令値 V_3^* を記憶装置 6 0 2 に記憶

50

する。電圧指令値 V_{3*} は、デッドタイムの長さ指令 T_{d3*} に基づいて上述した電流制御処理により新たに出力された電圧指令値である。このときに、デッドタイムの長さ指令 T_{d3*} と直流リンク電圧 V_{dc3} の積を求め記憶装置 602 に記憶する。

【0104】

第二のデッドタイムの長さ指令ステップ S114 では、シーケンス管理部 61 から T_d 付加部 64 へデッドタイムの長さ指令 T_{d4*} を出力する。デッドタイムの長さ指令 T_{d4*} はデッドタイムの長さ指令 T_{d3*} とは異なる値である。 T_d 付加部 64 は、デッドタイム長さの指令 T_{d4*} に基づいてスイッチング指令 S_{w1*} にデッドタイムを付加する。そして、デッドタイム付加後のスイッチング指令 S_{w2*} を電力変換部 2 へ出力する。

【0105】

電力変換部 2 のスイッチング素子 20、21 はスイッチング指令 S_{w2*} に基づいてオンおよびオフ動作される。電力変換部 2 はスイッチング素子 20、21 のオンおよびオフ動作により直流電源 1 から供給された直流電力を交流電力に変換し、負荷 4 に出力する。

【0106】

このときに電力変換部 2 から負荷 4 へ供給される電流が電力変換部 2 と負荷 4 とを接続する導線に設置された電流センサ 3 によって検出される。電流センサ 3 は、電流検出信号 I_{out} を電圧指令生成部 62 へ出力する。

【0107】

第二の電圧指令取得ステップ S115 では、新たに取得した電圧指令値 V_{4*} を記憶装置 602 に記憶する。電圧指令値 V_{4*} は、デッドタイムの長さ指令 T_{d4*} に基づいて上述した電流制御処理により新たに出力された電圧指令値である。このときに、デッドタイムの長さ指令 T_{d4*} と直流リンク電圧 V_{dc4} の積を求め記憶装置 602 に記憶する。

【0108】

本実施の形態ではこの動作をデッドタイムの長さ指令 T_{d*} を T_{d5*} 、 T_{d6*} ・・・と変更して任意の回数繰り返す。そして任意の回数繰り返したのち、係数取得ステップ S116 にて(7)式を用いて係数取得する。

【0109】

複数の電圧指令値 V_{i*} およびデッドタイムの長さ指令 T_{d*} と直流リンク電圧 V_{dc} との積を用いることにより、電圧指令値 V_{i*} のノイズなどの測定のバラつきを抑制することができる。なお、繰り返し回数に相当するデッドタイムの長さ指令 T_{d*} の種類は、より多い方がノイズを抑制することができるため、得たい抑制効果に応じ、任意で決定してよい。

【0110】

また、図 10 に示すように、電流指令変更ステップ S117 を設けても良い。この場合、係数取得ステップ S116 で係数取得した後、電流指令変更ステップ S117 で任意の電流指令 I^* に変更する。そして電流指令ステップ S111 で変更後の電流指令 I^* を出力し、上述した S111 から S116 の動作を繰り返す。これにより電流指令値 I^* ごとに係数取得し、テーブルとして保持することができる。

【0111】

このように、実施の形態 2 では、複数のデッドタイムの長さ指令 T_{d*} を設定して係数の測定を行うため、電圧指令値 V_{i*} のノイズなどの測定のバラつきを抑制することができる。したがって、電流リップルやノイズの影響を抑制して係数を高精度に取得し、補償量を求めることができる。また、求めた補償量を用いることにより、デッドタイムによる出力電圧誤差の補償精度を向上させる効果を奏する。

【0112】

実施の形態 3 .

実施の形態 3 は、係数の取得において特定のシーケンスを設けず、負荷 4 に通常の電力供給を行いつつ係数取得し、デッドタイム補償を実施する。実施の形態 1 および 2 とは、制御部 6 の構成の一部が相異している。その他構成については実施の形態 1 および 2 と同一または対応する構成を示しており、その説明を省略し、実施の形態 1 および 2 と

10

20

30

40

50

相違する部分について以下で説明する。

【0113】

図11は、本発明を実施するための実施の形態3にかかる電力変換装置を適用した電力変換システムの構成図である。前記システム全体は、本実施の形態の電力変換装置100、直流電源1、電流センサ3とで構成されている。説明の便宜上、図11には負荷4も記載している。電力変換装置100は、直流電力を交流電力に変換するインバータの機能を有し、入力電源である直流電源1から供給される直流電力を交流電力に変換して負荷4に供給する。電流センサ3は電力変換装置100から負荷4に供給される電力に基づき検出電流信号 I_{uvw} を出力する。なお、本実施の形態において電流センサ3は電力変換装置100と別に設ける構成としたが、電力変換装置100に含めて構成してもよい。

10

【0114】

また、実施の形態3においては、説明の便宜上、電力変換部2に接続されている負荷4は3相負荷とする。3相負荷の例としては、例えば永久磁石同期モータや誘導モータなどがあげられる。

【0115】

図11に示すように、本実施の形態における電力変換装置100は、電力変換部2と制御部6とで構成されている。

【0116】

負荷4が3相負荷である場合、電力変換部2は例えば三相ブリッジ回路で構成される。三相ブリッジ回路の詳細は図11に記載していないが、u相、v相、w相の各相に対応する三相ブリッジ回路の回路は、実施の形態1および2の回路構成を示す図1と同様にIGBT201、211とFWD202、212によって構成される。P側スイッチング素子20およびN側スイッチング素子21が直列接続されている。さらに本実施の形態では、図1のスイッチング素子20および21を1セットとして、これらを並列に3つ接続し、計6個のスイッチング素子を用いたブリッジで構成されている。三相ブリッジ回路における上記各相のスイッチング素子20および21は、制御部6からのスイッチング指令 $Sw_{uvw}2^*$ に基づいて駆動される。

20

【0117】

電流センサ3は例えば、電力変換部2と負荷4とを接続する導線に設置されたシャント抵抗やカレントトランスなどである。電流センサ3は上記各相に設置されて、電力変換部2から負荷4に流れる三相電流を検出する。三相電流は、P側スイッチング素子20とN側スイッチング素子21との間からバスバー等を通じて負荷4の各相端子へそれぞれ流れて供給される。

30

【0118】

電流センサ3が上記各相に設けられている例を図11に図示して説明するが、電流センサ3は2個でもよい。この場合、既知の方法により検出した上記各相のうちの2相の電流値から3相の電流値を把握することが可能である。

【0119】

制御部6は、電流センサ3からの検出電流信号 I_{uvw} に基づいて電力変換部2へスイッチング指令 $Sw_{uvw}2^*$ を出力する。スイッチング指令 $Sw_{uvw}2^*$ は、電力変換部2の上記各相のスイッチング素子20、21を駆動するための指令である。

40

【0120】

制御部6のハード構成は実施の形態1および2と同様にプロセッサ601と記憶装置602とで構成されており、以下で説明する各部の機能を実現する。制御部6についてさらに説明する。

【0121】

制御部6は、図11に示すように電圧指令生成部62、デッドタイム補償部（以下Td補償部と記載する）66、PWM処理部63、Td付加部64、シーケンス管理部61にて構成される。

【0122】

50

シーケンス管理部 6 1 は、実施の形態 1 および 2 の動作とは異なり、電流センサ 3 の検出電流信号 I_{uvw} に基づいて、時間変化するデッドタイムの長さ指令 $Td^*(t)$ を Td 付加部 6 4 に出力する。また、係数 α を Td 補償部 6 6 に出力する。

【 0 1 2 3 】

電圧指令生成部 6 2 は、電圧指令値 V_{uvw1}^* を生成し、 Td 補償部 6 6 へ出力する。このときの各相の電圧指令値 V_{uvw1}^* のそれぞれを (8) 式に記載する。(8) 式の V_{amp} は電圧指令振幅、 θ は電圧指令位相をそれぞれ示している。なお、本実施の形態における電圧指令値 V_{uvw1}^* の生成方法については特に問わずに適用できる。よって、(8) 式に記載の 3 相の電圧指令値 V_{uvw1}^* は振幅と位相を記載した一般的な表現としている。

10

【 0 1 2 4 】

【 数 8 】

$$\begin{cases} V_{u1}^* = V_{amp} \cdot \cos(\theta) \\ V_{v1}^* = V_{amp} \cdot \cos(\theta - 2\pi/3) \cdots \cdots (8) \\ V_{w1}^* = V_{amp} \cdot \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases}$$

【 0 1 2 5 】

Td 補償部 6 6 はデッドタイム電圧誤差と逆極性の補償電圧を電圧指令値 V_{uvw1}^* に加算してデッドタイム補償を行う。 Td 補償部 6 6 は、検出電流信号 I_{uvw} の極性とシーケンス管理部 6 1 からの係数 α と、時間変化するデッドタイムの長さ指令 $Td^*(t)$ とを受け取りデッドタイム補償を実施する。この結果、デッドタイム補償後の電圧指令値 V_{uvw2}^* は (9) 式となる。(9) 式の f_c はキャリア周波数 [Hz]、 V_{dc} は電力変換部 2 への入力となる直流リンク電圧、 $\text{sign}(i_u)$ 、 $\text{sign}(i_v)$ 、 $\text{sign}(i_w)$ は上記各相の出力電流の極性をそれぞれ示している。また、上記出力電流の極性は電力変換部 2 から負荷 4 に向かう方向 d と一致する場合を正とし、正のとき 1、負のとき - 1 とする。

20

【 0 1 2 6 】

【 数 9 】

$$\begin{cases} V_{u2}^* = V_{amp} \cdot \cos(\theta) + \alpha \cdot Td^*(t) \cdot f_c \cdot V_{dc} \cdot \text{sign}(i_u) \\ V_{v2}^* = V_{amp} \cdot \cos(\theta - 2\pi/3) + \alpha \cdot Td^*(t) \cdot f_c \cdot V_{dc} \cdot \text{sign}(i_v) \cdots \cdots (9) \\ V_{w2}^* = V_{amp} \cdot \cos(\theta + 2\pi/3) + \alpha \cdot Td^*(t) \cdot f_c \cdot V_{dc} \cdot \text{sign}(i_w) \end{cases}$$

30

【 0 1 2 7 】

PWM 処理部 6 3 は、 Td 補償部 6 6 からのデッドタイム補償後の電圧指令値 V_{uvw2}^* を元に PWM 処理を実施しスイッチング指令 S_{uvw1}^* を Td 付加部 6 4 へ出力する。PWM 処理は、三角波やノコギリ波との大小比較による処理を実施する。

【 0 1 2 8 】

Td 付加部 6 4 は、PWM 処理部 6 3 で処理されたスイッチング指令 S_{uvw1}^* にシーケンス管理部 6 1 からの時間変化するデッドタイムの長さ指令 $Td^*(t)$ に従ってデッドタイムを付加する。そして、デッドタイムを付加したスイッチング指令 S_{uvw2}^* を電力変換部 2 へ出力する。

40

【 0 1 2 9 】

シーケンス管理部 6 1 についてさらに詳細に説明する。本実施の形態でシーケンス管理部 6 1 から出力される時間変化するデッドタイムの長さ指令 $Td^*(t)$ は、(10) 式となる。すなわちデッドタイムの長さ指令 $Td^*(t)$ は所定の周波数で振動する。

【 0 1 3 0 】

【数 1 0】

$$Td^*(t) = Td_ofs + TdAmp \cdot \cos(\theta d) \cdots \cdots (10)$$

【0 1 3 1】

(10) 式中の $TdAmp$ は Td 長さの振動成分振幅、 θd は振動の位相を示している。振動の周波数は、他の外乱電圧の周波数成分を避けて設定される。また、デッドタイムの長さを振動させつつも、上記各相のスイッチング素子の上下短絡を防止するために、オフセット値 Td_ofs を持たせている。(10) 式は三角関数に基づいてデッドタイムの長さを振動させるものである。本実施の形態においては、デッドタイムの長さの振動が所定の周波数成分を持って振動すればよい。よって例えば矩形波形状に振動させてもよい。ここで周波数 f_{td} とすると θd との関係は(11) 式となる。

10

【0 1 3 2】

【数 1 1】

$$\theta d = \int 2\pi \cdot f_{td} \cdot dt \cdots \cdots (11)$$

【0 1 3 3】

θd の周波数を他の外乱電圧の周波数成分を避けて設定する理由について説明する。例えば負荷 4 として 3 相交流モータが接続されている場合、モータ自体が外乱電圧を出力することがある。永久磁石同期モータでは回転子の磁束と回転によって発生する誘起電圧高調波である。誘導モータでは相互インダクタンスの飽和による電圧歪みである。

20

【0 1 3 4】

これらは 3 相静止座標上では複数の次数の高調波電圧成分を含み、負荷 4 であるモータの 3 相電流も同様の成分を含む。特に 5 次、7 次の成分は顕著であり、これらは 3 相電流および 3 相電圧を 2 軸直交回転座標上に変換すると電力変換部 2 の交流出力電圧の周波数に対し 6 次の周波数成分を含むことが知られている。

【0 1 3 5】

一方、デッドタイム電圧誤差も同様に 3 相静止座標上では矩形波に近い形状となり奇数次の高調波電圧成分を含む。同様に 5 次や 7 次の成分は顕著である。前記デッドタイム電圧誤差は 2 軸直交回転座標上においてはノコギリ状の電圧となり、6 次の周波数成分となる。このデッドタイム電圧誤差に起因し 2 軸直交回転座標上の電流に 6 次の周波数成分が含まれることはよく知られた現象である。

30

【0 1 3 6】

そのため、2 軸直交回転座標上の電流の 6 次の周波数成分を利用した Td 補償電圧の調整方式も提案されている。しかし、従来の方法では、モータ起因の 6 次の周期外乱電圧によって調整が阻害されデッドタイム補償精度が低下することがある。

【0 1 3 7】

そこで本実施の形態では、デッドタイムの長さを時間変化させるにあたり、その周波数を外乱電圧の周波数成分とは異なる値に設定し、外乱電圧の影響を抑制する。具体的には、3 相交流モータ負荷の場合、6 次の周期以外の周期で時間変化させる。これにより係数の誤差に起因する電流脈動成分の周波数と、モータ起因の外乱成分の周波数を異ならせることができる。その結果、モータ起因の外乱電圧の影響を受けることなく、係数の調整ができる。また、調整された係数を用いて補償することにより、デッドタイム補償精度を向上させることが可能となる。

40

【0 1 3 8】

次に係数の調整方法について説明する。

デッドタイムの長さ指令を時間変化させ、これに応じてデッドタイム補償を計算し実施する場合、係数の正確な値が把握できていればよい。正確な値を把握することで、デッドタイム電圧誤差は抑制される。すなわち負荷 4 への出力電流には、該当の振動成分は含

50

まれない。

【 0 1 3 9 】

しかし、係数 の値の誤差が含まれると、負荷 4 への出力電流には上述の振動するデッドタイム電圧成分に起因する脈動が含まれる。このため、基本的には、デッドタイム電圧誤差の振動成分に起因する出力電流の脈動を検出する。そして、この脈動がゼロになるように調整すれば良い。そのため様々な方法を用いることができる。

【 0 1 4 0 】

例えば係数 を所定の範囲で徐々に変化させる。その際の検出電流信号 I_{uvw} に含まれるデッドタイム電圧誤差の振動に起因する周波数を持つ脈動成分の有無を記録する。そして、該電流脈動が最小となる係数 を調整結果として、最終的に T d 補償部 6 6 へ出力する方式を用いる。この動作を適当な時間間隔で実施することで、負荷 4 への電力供給の間、高精度なデッドタイム補償が実現できる。

10

【 0 1 4 1 】

他の方法として以下の方法を用いることができる。デッドタイム電圧誤差は、負荷 4 に 3 相正弦波交流電流が流れている状態を想定する。この場合、デッドタイム電圧誤差は、(2) 式に従い矩形波に近い形状を持つ。電力変換部 2 の出力電圧の周波数を f とすると 3 相正弦波交流電流も同じ周波数 f の電流となる。

【 0 1 4 2 】

このとき (8) 式に記載する電圧指令位相 の周波数も f となる。デッドタイムの長さを時間変化させると (2) 式に基づき矩形波となるデッドタイム電圧誤差の振幅を変動させることになる。一種の振幅変調となるため、デッドタイム電圧誤差中に含まれる振動成分は $f + f_{td}$ 、 $f - f_{td}$ の周波数成分を持つ。

20

【 0 1 4 3 】

また該矩形波形状のデッドタイム電圧誤差の基本波成分の位相は 3 相正弦波交流電流と同相となる。このため、デッドタイム電圧誤差の振動成分は相電流の振幅方向に主な成分を持つ。同様に該振動成分に起因する電流脈動も相電流の振幅方向に主な成分を持つ。

【 0 1 4 4 】

したがって、相電流信号にあたる検出電流信号 I_{uvw} において振幅を取り出せばデッドタイム電圧誤差の振動成分に起因する電流脈動を取り出すことができる。ただし 3 相であるため、全相をまとめて取り扱う必要がある。この場合、2 軸直交回転座標上に変換した相電流ベクトルの大きさに該電流脈動が含まれる。

30

【 0 1 4 5 】

これを (1 2) 式と (1 3) 式に示す。(1 2) 式においては、座標変換位相は電圧指令位相 としたが、電力変換部 2 の出力電圧あるいは 3 相交流電流と同じ周波数を持つ位相なら何でも良い。(1 3) 式の i_n は検出電流ベクトルの振幅を示す。

【 0 1 4 6 】

【 数 1 2 】

$$\begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iu \\ iv \\ iw \end{bmatrix} \cdots \cdots (12)$$

40

【 0 1 4 7 】

【 数 1 3 】

$$i_n = \sqrt{id^2 + iq^2} \cdots \cdots (13)$$

【 0 1 4 8 】

(1 2) 式において回転座標変換によって変換処理される信号の周波数成分のシフトが

50

発生する。座標変換位相 の周波数は f である。(13) 式に記載する相電流ベクトルの大きさ i_n には、周波数シフトによって元の f_{td} の周波数を持つ脈動が含まれる。

【0149】

この電流脈動は上述のとおり、係数 の誤差に伴い発生する。よって相電流ベクトルの大きさ i_n に基づき(14) 式で の調整を実施する。

【0150】

(10) 式においてデッドタイム電圧誤差の振動成分の位相 t_d に対し \cos 成分で振動を発生させる。このとき、 f_{td} を負荷 4 の電気時定数の逆数より十分大きな値に設定しておく。これにより、デッドタイム電圧誤差の振動成分は主に負荷 4 のインダクタンス成分が受け持つことになる。

10

【0151】

このためデッドタイム電圧誤差の振動成分に起因する電流脈動は、該電圧の振動成分に対し 90 度位相遅れの成分が主となる。(14) 式はこれを反映し、位相 t_d の \sin 信号で検波する簡易な構成となる。係数 の調整がなされると、(13) 式に記載する相電流ベクトルの大きさ i_n にはデッドタイム電圧誤差の振動成分に起因する電流脈動が含まれなくなる。したがって、(14) 式の積分は自動的に停止する。(14) 式中の K は調整の応答速度を決めるゲインを示す。

【0152】

【数 14】

$$\alpha = -K \int i_n \cdot \sin(\theta_d) \cdot dt \cdots \cdots (14)$$

20

【0153】

このような方法を用いる場合、シーケンス管理部 61 は(10) 式から(14) 式を制御周期毎に実施し の調整を実施する。この方法は常時動作が可能である。よって負荷 4 への電力供給中に係数 の変動が発生しても追従させることが可能となる。

【0154】

例えば、本方式に、キャリア周波数を振動させる従来の手法を適用させようとする、キャリア周波数が局所的に低下する。その結果、電圧指令値が PWM 電流リップルの影響を受け係数 の推定精度が低下する。また、変動するキャリア周波数にあわせ電流のサンプリングタイミングや電圧指令値の更新周期も変動するため、制御部 6 の構成が複雑となる問題が発生する。

30

【0155】

一方、本実施の形態においては、デッドタイムの長さを所定の周期で時間変化させデッドタイム電圧誤差を振動させる。このときデッドタイム補償も時間変化するデッドタイムの長さ $T_d^*(t)$ に応じ補償電圧を計算して実施する。よって、係数 の正確な値が把握できていれば、デッドタイム電圧誤差は抑制される。この結果、負荷 4 の電流には、該当の振動成分は含まれない。

【0156】

さらには、負荷 4 の電流に含まれる振動するデッドタイム電圧誤差成分に起因する電流脈動に対しては、電流脈動をゼロになるように係数 を調整する。これにより正確な の値が取得できる。そして取得した係数 によって、デッドタイム電圧誤差以外の外乱電圧の影響を抑制することができる。

40

【0157】

このように本実施の形態では、デッドタイム電圧誤差を外乱電圧の周波数成分とは異なる値で振動させることで外乱電圧の影響を抑制できる。また、デッドタイム電圧誤差成分に起因する電流脈動に対して、電流脈動をゼロになるように係数 を調整、取得することができる。よって電流リップルやノイズの影響を抑制して係数 を高精度に取得し、デッドタイム電圧誤差を補償する補償量を求めることができる。さらに、モータ起因の外乱電圧の影響を受けることなく係数 を調整できる効果に加え、負荷 4 に通常の電力供給を行い

50

つつ、高精度なデッドタイム補償の実施も可能とする効果を奏する。

【0158】

実施の形態4

実施の形態3ではデッドタイムの長さ指令を時間変化させ、デッドタイム電圧誤差を振動させて、出力電流に含まれるデッドタイム電圧誤差の振動に起因する電流脈動から係数の調整を実施する構成を説明した。実施の形態4では、電圧指令値 V_{uvw}^* に基づいて係数の調整を行う点が実施の形態3と相異している。その他構成については実施の形態3と同一または対応する構成を示しており、その説明を省略する。

【0159】

図12に本実施の形態にかかる電力変換装置を適用した電力変換システムの構成図を示す。電圧指令生成部62には、電流センサ3からの電流検出信号 I_{uvw} が入力される。電圧指令生成部62は、この電流検出信号 I_{uvw} と例えば図示しない上位の制御出段からの電圧指令に応じて電流制御処理を行い、Td補償部66へ電圧指令値 V_{uvw}^* を出力する。また、シーケンス管理部61へも電圧指令値 V_{uvw}^* を出力する。

【0160】

シーケンス管理部61は、電流制御処理後の電圧指令 V_{uvw}^* が入力され、この電圧指令 V_{uvw}^* に基づいて係数の調整が行われる。Td補償部66では、この電流制御処理後の電圧指令 V_{uvw}^* に逆極性の補償電圧を加算してデッドタイム補償を実施し、補償後の電圧指令値 V_{uvw2}^* を出力する。その他動作については、実施の形態3と同様であり、その説明を省略する。

【0161】

デッドタイム電圧誤差起因の電流脈動は外乱であり、同様の周波数や振幅の信号が電圧指令値に含まれる運転は一般的に非常に少ない。したがって制御部6の動作に電流制御処理が含まれる場合、電流脈動の成分を抑制するように電流制御処理が動作する。このため、電流制御処理の出力である電圧指令値 V_{uvw}^* には電流脈動と同じ周波数成分が逆極性で含まれる。よって電圧指令値 V_{uvw}^* に基づいて係数の調整を行うことが可能である。

【0162】

このように、電圧指令値 V_{uvw}^* に基づいて係数の調整が可能である実施の形態4は実施の形態1および2と同様に、係数を高精度に取得し、デッドタイム電圧誤差を補償する補償量を求めることができる。また、実施の形態3と同様に、モータ起因の外乱電圧の影響を受けることなく係数を調整でき、負荷4に通常の電力供給を行いつつ、高精度なデッドタイム補償の実施も可能とする効果を奏する。

【0163】

実施の形態5

実施の形態3および4では時間変化するデッドタイム長さをを用いてデッドタイム電圧誤差を振動させ、出力電流または電圧指令に含まれるデッドタイム電圧誤差の振動に起因する電流脈動から係数の調整を実施する構成を説明した。このとき時間変化するデッドタイムの長さの周波数は3相で同じ値とした。実施の形態5では、デッドタイムの長さを時間変化させる周波数が3相で異なるようにする構成が実施の形態3および4と相異している。その他構成については実施の形態3および4と同一または対応する構成を示しており、その説明を省略し、相違する部分について以下で説明する。

【0164】

デッドタイムの長さを時間変化させる周波数が3相で異なる場合、実施の形態3および4におけるデッドタイム補償後の電圧指令値 V_{uvw2}^* を示す(9)式は(15)式となる。これにより、係数の過剰または不足を相ごとに把握できる。これを利用すれば、3相個別に係数の調整ができ、デッドタイム補償をより高精度化することができる。

【0165】

【数 1 5】

$$\begin{cases} V_{u}^{*} = V_{amp} \cdot \cos(\theta) + \alpha u \cdot Tdu^{*}(t) \cdot fc \cdot Vdc \cdot \text{sign}(iu) \\ V_{v}^{*} = V_{amp} \cdot \cos(\theta - 2\pi/3) + \alpha v \cdot Tdv^{*}(t) \cdot fc \cdot Vdc \cdot \text{sign}(iv) \quad \cdots \cdots (15) \\ V_{w}^{*} = V_{amp} \cdot \cos(\theta + 2\pi/3) + \alpha w \cdot Tdw^{*}(t) \cdot fc \cdot Vdc \cdot \text{sign}(iw) \end{cases}$$

【0 1 6 6】

$Tdu^{*}(t)$ は u 相の時間に応じ変化する T d 長さ、 $Tdv^{*}(t)$ は v 相の時間に応じ変化する T d 長さ、 $Tdw^{*}(t)$ は w 相の時間に応じ変化する T d 長さ、 αu は u 相の係数、 αv は v 相の係数、 αw は w 相の係数をそれぞれ示している。

10

【0 1 6 7】

デッドタイムの長さは (16) 式、(17) 式を用いて各相計算する。

【0 1 6 8】

【数 1 6】

$$\begin{cases} Tdu^{*}(t) = Td_ofs + TdAmp \cdot \cos(\theta du) \\ Tdv^{*}(t) = Td_ofs + TdAmp \cdot \cos(\theta dv) \quad \cdots \cdots (16) \\ Tdw^{*}(t) = Td_ofs + TdAmp \cdot \cos(\theta dw) \end{cases}$$

【0 1 6 9】

20

【数 1 7】

$$\begin{cases} \theta du = \int 2\pi \cdot f_{idu} \cdot dt \\ \theta dv = \int 2\pi \cdot f_{idv} \cdot dt \quad \cdots \cdots (17) \\ \theta dw = \int 2\pi \cdot f_{idw} \cdot dt \end{cases}$$

【0 1 7 0】

f_{idu} は u 相の T d 長さの振動成分周波数、 f_{idv} は v 相の T d 長さの振動成分周波数、 f_{idw} は w 相の T d 長さの振動成分周波数をそれぞれ示している。

30

【0 1 7 1】

デッドタイム電圧誤差の振動に起因する電流脈動が相電流ベクトルの大きさに現れることは実施の形態 3 で説明した 3 相で同じデッドタイムの長さの時間変化させる場合と同じである。よって (12) 式および (13) 式は変更なく使用できる。3 相の係数の調整式は (14) 式に変えて (18) 式にて実施する。

【0 1 7 2】

【数 1 8】

$$\begin{cases} \alpha u = -K \int i_n \cdot \sin(\theta du) \cdot dt \\ \alpha v = -K \int i_n \cdot \sin(\theta dv) \cdot dt \quad \cdots \cdots (18) \\ \alpha w = -K \int i_n \cdot \sin(\theta dw) \cdot dt \end{cases}$$

40

【0 1 7 3】

例えば、本方式に、キャリア周波数を振動させる従来の手法を適用させるとする。この場合、キャリア周波数の変更によって 3 相個別での調整には 3 相で個別の周波数を持つキャリアを用いる必要がある。このため 3 相の電圧で構成する PWM 空間電圧ベクトルが大幅に崩れ電流が乱れる問題が発生する。

【0 1 7 4】

一方、本実施の形態のようにデッドタイムの長さ自体を時間変化させる場合には、この

50

ような問題は発生しない。よって、3相で個別に係数の調整が実施できる。

【0175】

このように本実施の形態は、実施の形態1から4と同様の効果に加え、3相で個別に係数の調整することでより高精度なデッドタイム補償が可能となる効果を奏する。

【0176】

なお、本発明は、発明の範囲内において、各実施の形態を自由に組み合わせることや、各実施の形態を適宜、変形、省略することが可能である。

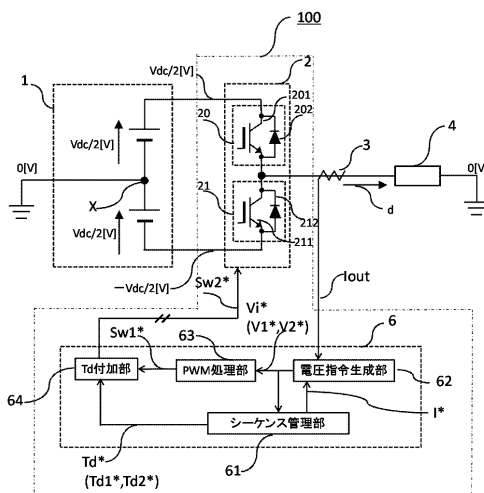
【符号の説明】

【0177】

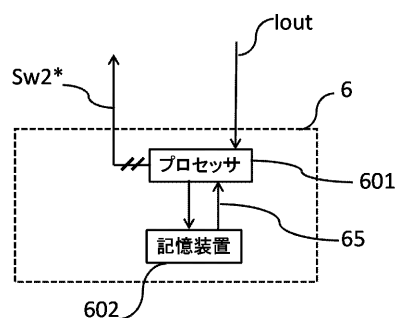
1 直流電源、2 電力変換部、20 P側スイッチング素子、21 N側スイッチング素子、3 電流センサ、4 負荷、6 制御部、61 シーケンス管理部、62 電圧指令生成部、63 PWM処理部、64 デッドタイム付加部、65 電圧指令部、66 デッドタイム補償部、601 プロセッサ、602 記憶装置、201 P側IGBT、211 N側IGBT、202 P側FWD、212 N側FWD

10

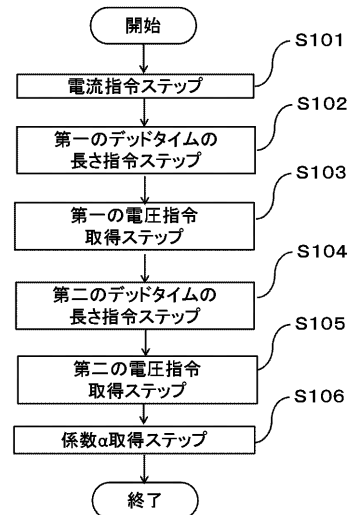
【図1】



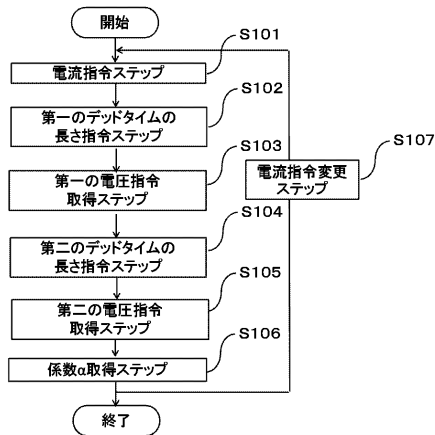
【図2】



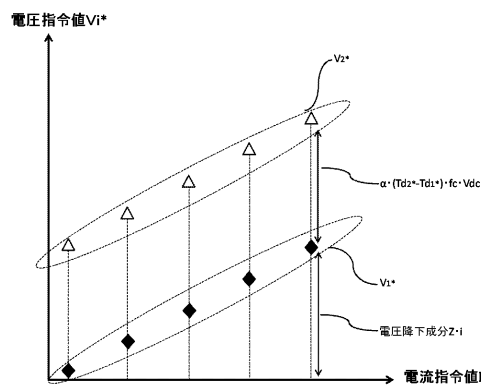
【図3】



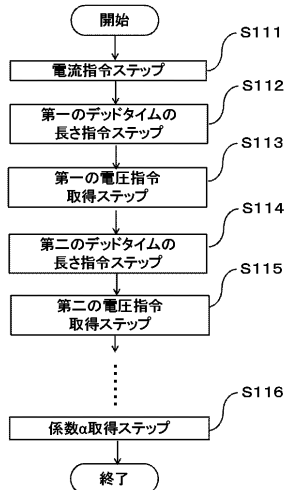
【図 4】



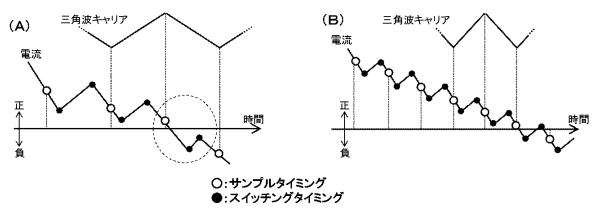
【図 5】



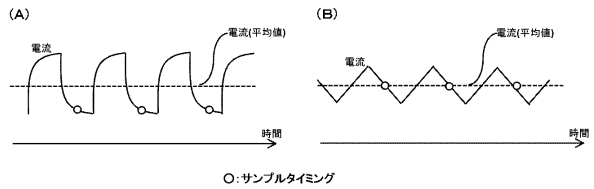
【図 9】



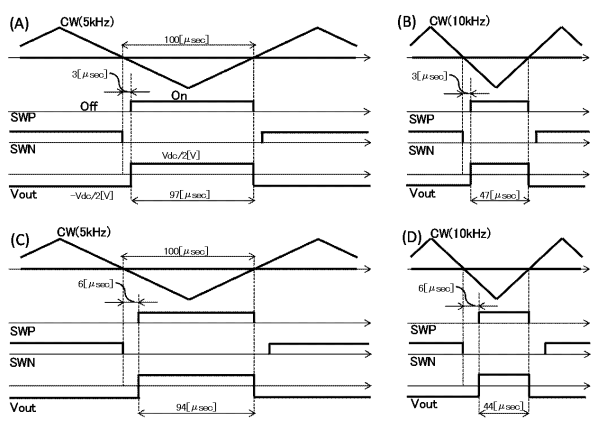
【図 6】



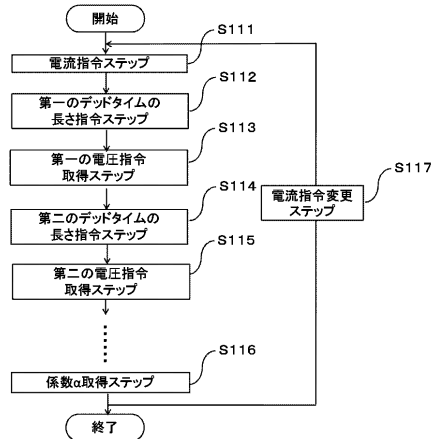
【図 7】



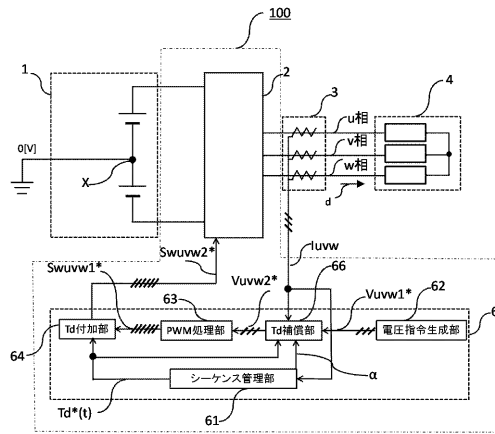
【図 8】



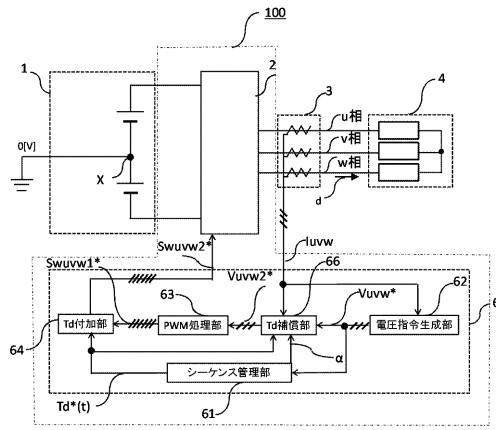
【図 10】



【図 1 1】



【図 1 2】



フロントページの続き

- (72)発明者 寺島 覚
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内
- (72)発明者 福岡 弘淳
東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三菱電機株式会社内

審査官 佐藤 匡

- (56)参考文献 特開2010-228701(JP,A)
特開2010-183702(JP,A)
特開2000-066702(JP,A)
米国特許出願公開第2016/0211773(US,A1)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H02M 7/48