

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2015-192578

(P2015-192578A)

(43) 公開日 平成27年11月2日(2015.11.2)

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

F I
H02M 7/48

テーマコード(参考)
5H007

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2014-70323 (P2014-70323)
(22) 出願日 平成26年3月28日 (2014. 3. 28)

(71) 出願人 000004547
日本特殊陶業株式会社
愛知県名古屋市瑞穂区高辻町14番18号
(74) 代理人 100110881
弁理士 首藤 宏平
(72) 発明者 松元 裕次
愛知県名古屋市瑞穂区高辻町14番18号
日本特殊陶業株式会社内
(72) 発明者 阿部 悟
愛知県名古屋市瑞穂区高辻町14番18号
日本特殊陶業株式会社内
(72) 発明者 須田 正憲
愛知県名古屋市瑞穂区高辻町14番18号
日本特殊陶業株式会社内

最終頁に続く

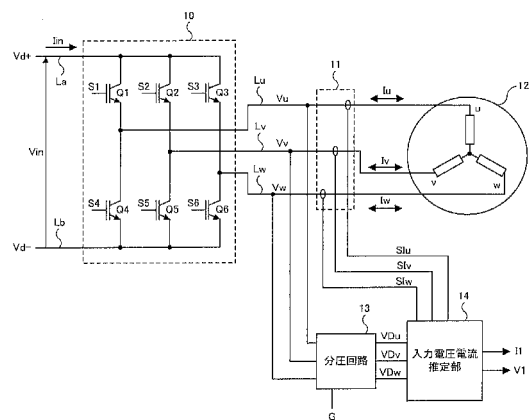
(54) 【発明の名称】 電圧検出装置及び電圧電流検出装置

(57) 【要約】

【課題】インバータ回路の入力側の電圧検知部と電流検知部の代替手段として、インバータ回路の入力電圧と入力電流を推定可能な電圧検出装置等を提供する。

【解決手段】本発明の電圧検出装置は、スイッチング素子Q1～Q6の制御に応じて直流の入力電圧Vin及び入力電流Iinを交流の出力電圧Vu、Vv、Vw及び出力電流Iu、Iv、Iwに変換して負荷12に供給するインバータ回路10における電圧を検出し、このインバータ回路10の出力側と負荷12の間に接続される複数の配線Lu、Lv、Lwの電圧に基づいて複数のスイッチング素子Q1～Q6の制御状態を判定し、判定結果に応じて複数の配線Lu、Lv、Lwの電圧のうちの高電位と低電位の差である直流電圧値を求め、この直流電圧値に基づいて入力電圧Vinの電圧推定値V1を推定することができる。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

複数のスイッチング素子の制御に応じて直流の入力電圧及び入力電流を交流の出力電圧及び出力電流に変換して負荷に供給するインバータ回路における電圧を検出する電圧検出装置であって、

前記インバータ回路の出力側と前記負荷の間に接続される複数の配線の電圧に基づいて前記複数のスイッチング素子の制御状態を判定し、判定結果に応じて前記複数の配線の電圧のうちの高電位と低電位の差である直流電圧値を求め、当該直流電圧値に基づいて前記入力電圧を推定可能であることを特徴とする電圧検出装置。

【請求項 2】

前記複数の配線の電圧に基づいて、前記複数のスイッチング素子のそれぞれが導通するタイミングを示す複数の判定信号を出力する制御状態判定部を備えることを特徴とする請求項 1 に記載の電圧検出装置。

【請求項 3】

前記複数の判定信号に基づき、前記複数の配線の電圧のうちの前記高電位及び前記低電位の組合せを選択し、前記高電位から前記低電位を減算して前記直流電圧値を出力する電圧モニタ部を更に備えることを特徴とする請求項 2 に記載の電圧検出装置。

【請求項 4】

前記インバータ回路は三相交流の前記出力電圧及び前記出力電流を前記負荷に供給し、前記複数の配線は三相交流の各相の電圧及び電流が供給される 3 本の配線であることを特徴とする請求項 1 から 3 のいずれか 1 項に記載の電圧検出装置。

【請求項 5】

複数のスイッチング素子の制御に応じて直流の入力電圧及び入力電流を交流の出力電圧及び出力電流に変換して負荷に供給するインバータ回路における電圧及び電流を検出する電圧電流検出装置であって、

前記インバータ回路の出力側と前記負荷の間に接続される複数の配線の電圧に基づいて前記複数のスイッチング素子の制御状態を判定し、判定結果に応じて前記複数の配線の電圧のうちの高電位と低電位の差である直流電圧値を求めるとともに、前記判定結果と前記複数の配線の電流を検知する電流検知部の電流検知信号とに基づき、前記複数の配線の電流を直流に変換した直流電流値を求め、前記直流電圧値及び前記直流電流値に基づいて前記入力電圧及び前記入力電流を推定可能であることを特徴とする電圧電流検出装置。

【請求項 6】

前記複数の配線の電圧に基づいて、前記複数のスイッチング素子のそれぞれが導通するタイミングを示す複数の判定信号を出力する制御状態判定部と、

前記複数の判定信号に基づき、前記複数の電流検知信号のうち前記負荷に流れ込む方向又は前記負荷から流れ出る方向の電流値の和を前記直流電流値として出力する電流モニタ部と、

を更に備えることを特徴とする請求項 5 に記載の電圧電流検出装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、直流の入力電力を交流の出力電力に変換して負荷に供給するインバータ回路を備えた電力変換装置に付加される電圧検出装置及び電圧電流検出装置に関する。

【背景技術】**【0002】**

一般に、交流モータを駆動する際には、直流の入力電力を交流の出力電力に変換するインバータ回路を備える電力変換装置が用いられる。例えば、電気自動車や燃料電池車などに搭載されるモータを駆動する場合には、バッテリー電源を直接インバータ回路により交流電力に変換する構成や、直流電圧を DC - DC コンバータで昇圧した後にインバータ回

10

20

30

40

50

路により交流電圧に変換する構成などが想定される。

【0003】

従来の電力変換装置を適用したシステムにおいては、負荷の駆動状態に応じた適切な制御などの様々な目的で、インバータ回路の入力側における直流の電圧及び電流を検出する機能を有することが一般的である。例えば、特許文献1、2には、インバータ回路の入力側の電圧検知部と電流検知部によって検知された直流の電圧及び電流を、所定の値になるように制御する構成が開示されている。あるいは、特許文献3には、インバータ回路を制御する制御部に設けた電流推定部により、入力側の電流を推定する構成が開示されている。一方、特許文献4には、インバータ回路の出力側に電流検知部を設け、その電流検知部によって得られた電流値により入力電力を推定する構成が開示されている。

10

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開2005-251674号公報

【特許文献2】特開2012-106581号公報

【特許文献3】国際公開第2013/125320号

【特許文献4】特開2012-39783号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

上記従来の電力変換装置においては、負荷に大電力を供給する動作や、内部の発熱が増加する状態が想定されるので、十分な故障対策を施して信頼性を高めることが望ましい。例えば、電力変換装置に内蔵される上述の電圧検知部又は電流検知部が故障した場合には、負荷の駆動を正常に制御できなくなる事態を招くことになる。このような故障対策に関し、例えば、特許文献2には、バッテリーの直流電圧を監視する電圧検知部を3箇所にて設け、上流側の電圧検知部の故障時に下流側の電圧検知部を用いて直流電圧を検知する手法が示されている。また、特許文献1には、電圧検知部と電流検知部の一方が故障した場合には、故障していない他方の検知部で得られた出力を用いて制御を行う手法が示されている。

20

【0006】

しかし、特許文献1、2の構成は、電圧検知部と電流検知部の一方が故障したとき、何らかの代替手段でインバータ回路の入力側の電圧と電流のいずれか一方を得るに過ぎない。また、特許文献3の構成は、インバータ回路の入力側の電力を推定するものであるため、電流検知部の故障時の代替手段とするには、推定値から入力側の電流を取り出す工夫が必要になる。また、特許文献4の構成についても、入力側の電圧と電流を独立に推定することはできないことは明らかである。このように、従来の電力変換装置においては、インバータ回路の入力側において、電圧検知部と電流検知部の両方が故障したとしても、その代替手段として電圧と電流の両方を独立して推定することはできないため、電力変換装置の信頼性の確保の面で問題があった。

30

【0007】

本発明はこれらの問題を解決するためになされたものであり、インバータ回路の入力側の電圧検知部と電流検知部の代替手段を提供し、追加デバイスを最小限に抑えつつ、インバータ回路の入力電圧と入力電流を独立に推定することが可能な電圧検出装置等を提供することを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0008】

上記課題を解決するために、本発明の電圧検出装置は、複数のスイッチング素子(Q1~Q6)の制御に応じて直流の入力電圧(Vin)及び入力電流(Iin)を交流の出力電圧(Vu、Vv、Vw)及び出力電流(Iu、Iv、Iw)に変換して負荷(12)に供給するインバータ回路(10)における電圧を検出する電圧検出装置であって、前記イ

50

ンバータ回路の出力側と前記負荷の間に接続される複数の配線（L_u、L_v、L_w）の電圧に基づいて前記複数のスイッチング素子の制御状態を判定し、判定結果に応じて前記複数の配線の電圧のうちの高電位と低電位の差である直流電圧値を求め、当該直流電圧値に基づいて前記入力電圧を推定可能であることを特徴としている。

【0009】

本発明の電圧検出装置によれば、インバータ回路における複数のスイッチング素子の制御状態は、インバータ回路と負荷の間に接続される複数の配線の各電圧に基づいて判定され、その判定結果によって複数の配線の各電圧が直流電圧値に変換されるので、この直流電圧値を用いてインバータ回路の入力電圧の推定値を得ることが可能となる。従って、複雑かつ高価なデバイスを設けることなく、インバータ回路の入力側の電圧検知部が故障したときの代替手段を提供し、電力変換装置の信頼性を高めることができる。

10

【0010】

本発明は多様な構成により実現することができる。例えば、複数の配線の電圧に基づいて、複数のスイッチング素子のそれぞれが導通するタイミングを示す複数の判定信号を出力する制御状態判定部を設けることができる。この場合、複数の判定信号に基づき、複数の配線の電圧のうちの高電位及び低電位の組合せを選択し、高電位から低電位を減算して直流電圧値を出力する電圧モニタ部を更に設けてもよい。

【0011】

本発明は、インバータ回路が三相交流で負荷を駆動する構成に適用することが有効である。この場合、インバータ回路の出力電圧及び出力電流を負荷に供給する複数の配線は3本の配線で構成し、それぞれ三相交流のu相、v相、w相の電圧及び電流を3本の配線を介して負荷に供給するように構成すればよい。

20

【0012】

また、上記課題を解決するために、本発明の電圧電流検出装置は、複数のスイッチング素子の制御に応じて直流の入力電圧及び入力電流を交流の出力電圧及び出力電流に変換して負荷に供給するインバータ回路における電圧及び電流を検出する電圧電流検出装置であって、前記インバータ回路の出力側と前記負荷の間に接続される複数の配線の電圧に基づいて前記複数のスイッチング素子の制御状態を判定し、判定結果に応じて前記複数の配線の電圧のうちの高電位と低電位の差である直流電圧値を求めるとともに、前記判定結果と前記複数の配線の電流を検知する電流検知部の電流検知信号とに基づき、前記複数の配線の電流を直流に変換した直流電流値を求め、前記直流電圧値及び前記直流電流値に基づいて前記入力電圧及び前記入力電流を推定可能であることを特徴としている。

30

【0013】

本発明の電圧電流検出装置によれば、インバータ回路の上述の入力電圧の推定値に加え、得られた直流電流値を用いてインバータ回路の入力電流の推定値を得ることが可能となり、インバータ回路の入力側の電圧検知部と電流検知部の両方が故障したとしても、その代替手段を提供することができる。なお、複数の配線の電圧に基づいて、複数のスイッチング素子のそれぞれが導通するタイミングを示す複数の判定信号を出力する制御状態判定部と、複数の判定信号に基づき、複数の電流検知信号のうち負荷に流れ込む方向又は負荷から流れ出る方向の電流値の和を直流電流値として出力する電流モニタ部とを更に設けてもよい。

40

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、負荷を駆動するインバータ回路の入力側に設けられた電圧検知部及び電流検知部に故障等の不具合が生じたとしても、インバータ回路の出力側に設けた代替手段を有効に利用して、複雑かつ高価なデバイスを設けることなく、インバータ回路の入力電圧及び入力電流の推定値を得ることが可能となり、電力変換装置の信頼性の向上を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0015】

50

- 【図 1】電力変換装置の主要部の構成を示す図である。
- 【図 2】入力電圧電流推定部の機能を示すブロック図である。
- 【図 3】制御状態判定部の回路例を示す図である。
- 【図 4】図 3 の回路例における真理値表及びスイッチング状態を示す図である。
- 【図 5】制御状態判定部の動作時の波形の例を示す図である。
- 【図 6】電圧モニタ部の構成例を示す図である。
- 【図 7】図 5 と同様の条件でモータを駆動した場合において、三相の電圧及び三相の電流の波形を示す図である。
- 【図 8】電流モニタ部の構成例を示す図である。
- 【図 9】三相交流の電圧のシミュレーション波形とインバータ回路のスイッチング制御との関係を示す図である。
- 【図 10】図 9 のシミュレーション波形に関連して、制御信号と判定信号の対応関係を示す図である
- 【図 11】インバータ回路の入力側の正負の直流電圧と、モータに供給される u 相の電圧と、制御信号と、判定信号との対応関係を示す図である。
- 【図 12】インバータ回路の入力側の正負の直流電圧と、モータに供給される v 相の電圧と、制御信号と、判定信号との対応関係を示す図である。
- 【図 13】インバータ回路の入力側の正負の直流電圧と、モータに供給される w 相の電圧と、制御信号と、判定信号との対応関係を示す図である。
- 【図 14】インバータ回路の入力電流と、モータに供給される u 相の電流と、制御信号と、判定信号との対応関係を示す図である。
- 【図 15】インバータ回路の入力電流と、モータに供給される v 相の電流と、制御信号と、判定信号との対応関係を示す図である。
- 【図 16】インバータ回路の入力電流と、モータに供給される w 相の電流と、制御信号と、判定信号との対応関係を示す図である。
- 【図 17】図 14 ~ 図 16 に関連して、長い時間範囲において、3 相の電流の各シミュレーション波形とインバータ回路の入力電流のシミュレーション波形とを重ねて示す図である。
- 【図 18】インバータ回路の入力電流と、モータに供給される v 相及び w 相の電流の和と、制御信号と、判定信号との対応関係を示す図である。
- 【図 19】インバータ回路の入力電流と、モータに供給される w 相及び u 相の電流の和と、制御信号と、判定信号との対応関係を示す図である。
- 【図 20】インバータ回路の入力電流と、モータに供給される u 相及び v 相の電流の和と、制御信号と、判定信号との対応関係を示す図である。
- 【図 21】図 18 ~ 図 20 に関連して、長い時間範囲において、3 相の電流の和の各シミュレーション波形とインバータ回路の入力電流のシミュレーション波形とを重ねて示す図である。
- 【発明を実施するための形態】
- 【0016】
- 以下、本発明の好適な実施形態について、図面を参照しながら説明する。ただし、以下に述べる実施形態は本発明を適用した形態の例であって、本発明が本実施形態の内容により限定されることはない。
- 【0017】
- 図 1 は、本発明の電圧電流検出装置を適用した一実施形態に係る電力変換装置の主要部の構成を示す図である。図 1 においては、本実施形態の電力変換装置のうち、インバータ回路 10 と、電流検知部 11 と、モータ 12 と、分圧回路 13 と、入力電圧電流推定部 14 を含む範囲を示している。実際の電力変換装置においては、例えば、直流電源あるいはバッテリーや、インバータ回路 10 の前段の各種回路（昇圧回路、DC/DC コンバータ等）や、制御回路など多様な構成要素を含んで構成されるが、図 1 では省略している。
- 【0018】

10

20

30

40

50

図1の構成において、インバータ回路10は、6個のスイッチング素子Q1、Q2、Q3、Q4、Q5、Q6を含んで構成され、直流の入力電力を三相交流の出力電力に変換する。スイッチング素子Q1～Q6としては、例えば、IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) が用いられる。インバータ回路10の入力側は、正の直流電圧Vd+が印加される配線Laと、負の直流電圧Vd-が印加される配線Lbとに接続される。これにより、1対の配線La、Lbの間に直流の入力電圧Vin (Vin = (Vd+) - (Vd-)) が発生する。例えば、Vd+ = 100V、Vd- = -100Vであれば、Vin = 200Vとなる。また、入力電圧Vinに応じた入力電流Iinが、一方の配線Laからインバータ回路10及び負荷であるモータ12を経由して他方の配線Lbに流れる。

【0019】

インバータ回路10において、3個のスイッチング素子Q1、Q2、Q3はそれぞれの一端が配線Laに接続されるとともに、3個のスイッチング素子Q4、Q5、Q6はそれぞれの一端が配線Lbに接続される(以下、プラス側のスイッチング素子Q1～Q3、マイナス側のスイッチング素子Q4～Q6と呼ぶ場合がある)。また、1対のスイッチング素子Q1、Q4が直列接続され、両者の接続点が配線Luに接続されている。同様に、1対のスイッチング素子Q2、Q5が直列接続され、両者の接続点が配線Lvに接続され、1対のスイッチング素子Q3、Q6が直列接続され、両者の接続点が配線Lwに接続されている。これら3本の配線Lu、Lv、Lwには、インバータ回路10から出力される三相(u相、v相、w相)の電圧Vu、Vv、Vwがそれぞれ発生する。

【0020】

インバータ回路10の6個のスイッチング素子Q1～Q6の制御端子には、外部から制御信号S1、S2、S3、S4、S5、S6がそれぞれ供給される。これらの制御信号S1～S6は、スイッチング素子Q1～Q6の各々をオン又はオフに制御するための信号であり、これにより矩形波あるいはPWM波の三相交流を作り出すことができる。本実施形態では、制御信号S1～S6を直接監視することなく、三相の電圧Vu、Vv、Vwの各波形に基づいて制御信号S1～S6による制御状態を判定することができるが、詳しくは後述する。

【0021】

インバータ回路10から三相のモータ12には、出力側の各配線Lu、Lv、Lwを経由して、三相の電流Iu、Iv、Iwがそれぞれ流れる。そして、配線Lu、Lv、Lwの近傍に配置された電流検知部11は、電流Iu、Iv、Iwを検知するセンサであり、それぞれの電流値を示す電流検知信号SIu、SIv、SIwを入力電圧電流推定部14に出力する。電流検知部11としては、例えば、それぞれの配線Lu、Lv、Lwの周囲に発生する磁界を検知するデバイスを用いることにより、電流Iu、Iv、Iwの大きさに比例する振幅を有する電流検知信号SIu、SIv、SIwを生成することができる。

【0022】

モータ12は、例えば、三相交流によって固定子が発生する回転磁界に応じて、界磁を有する回転子が回転する三相モータである。モータ12は、互いに位相が120°ずれた電流Iu、Iv、Iwを、u相、v相、w相の各端子を介して供給することにより駆動される。なお、モータ12の回転速度は、上述の制御信号S1～S6の波形に応じて制御される三相交流の周期に連動して変化する。

【0023】

図1に示すように、三相の各配線Lu、Lv、Lwはモータ12に接続される途中で分岐し、それぞれ分圧回路13にも接続される。分圧回路13は、インバータ回路10から出力される電圧Vu、Vv、Vwが高電圧であるため、それを分圧することにより、比較的小さい分圧電圧VDu、VDv、VDwを生成する役割がある。分圧回路13はグラウンドGにも接続され、このグラウンドGを基準電位として分圧電圧VDu、VDv、VDwを生成することができる。例えば、Vd+ = 100V、Vd- = -100Vなどの高電圧の入力条件に対し、分圧回路13の後段の論理回路等が0～5Vの範囲内で動作する場合には、分圧回路13を介して電圧振幅を40分の1程度に低減する必要がある。この場合、

10

20

30

40

50

分圧回路 13 は、例えば、所定の抵抗比に設定された複数の抵抗素子と、その後段のオペアンプを用いたバッファアンプなどにより構成することができる。

【0024】

入力電圧電流推定部 14 は、分圧回路 13 から受け取った分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} と、電流検知部 11 から受け取った電流検知信号 S_{Iu} 、 S_{Iv} 、 S_{Iw} とを用いて、インバータ回路 10 の入力側における入力電圧 V_{in} 及び入力電流 I_{in} のそれぞれの電圧推定値 V_1 及び電流推定値 I_1 を出力する。なお、図 1 には示していないが、入力電圧電流推定部 14 から、電圧推定値 V_1 及び電流推定値 I_1 に加えて、インバータ回路 10 の出力側の各電圧値（三相の各相間の電圧など）、各電流値（三相の各電流 I_u 、 I_v 、 I_w など）及び出力電力をそれぞれ出力する構成としてもよい。

10

【0025】

次に、入力電圧電流推定部 14 の具体的な構成及び動作について説明する。図 2 は、入力電圧電流推定部 14 の機能を示すブロック図である。図 2 に示す入力電圧電流推定部 14 は、制御状態判定部 20 と、クロック発生部 21 と、電圧モニタ部 22 と、電流モニタ部 23 と、電圧補正部 24 と、電流補正部 25 とを含んで構成される。

【0026】

図 2 の構成において、制御状態判定部 20 は、図 1 の分圧回路 13 から出力される分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} に基づいて、インバータ回路 10 のスイッチング制御の状態を判定し、その判定結果を判定信号 D （後述の判定信号 $D_0 \sim D_7$ ）として出力する。ここで、図 3 には、制御状態判定部 20 の回路例を示している。また、図 4 には、図 3 の回路例における真理値表及びスイッチング制御の状態を示し、図 5 には、制御状態判定部 20 の動作時の波形の例を示している。なお、図 3 ~ 図 5 では、矩形波の三相交流によってモータ 12 を駆動する場合を前提として説明を行う。

20

【0027】

図 3 に示す制御状態判定部 20 は、3 個のコンパレータ 30 と、8 個の AND ゲート 31 により構成される。3 個のコンパレータ 30 は、分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} のそれぞれと参照電圧 V_{ref} との大小を比較し、比較結果としてハイ又はローの 2 値を出力する。参照電圧 V_{ref} は、分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} のハイとローの中間の電位に設定すればよい。例えば、分圧回路 13 が 0 ~ 5 V で動作する場合、上述のように、モータ 12 を矩形波で駆動すれば、ハイが最大で 5 V、ローが最小で 0 V になるので、本来はコンパレータ 30 を設けなくてもよい。ただし、モータ 12 に供給される電圧 V_u 、 V_v 、 V_w がノイズや振幅変動の影響を受ける場合も想定されるので、コンパレータ 30 を介して電圧波形を整形するものである。

30

【0028】

8 個の AND ゲート 31 は、3 個のコンパレータ 30 のハイとローの 8 通りのパターンのうち、互いに異なるパターンを判別し、上述したように、それぞれ異なるタイミングのパルスを含む判定信号 $D_0 \sim D_7$ を出力する。ここで、図 4 には、インバータ回路 10 に対する制御状態として、8 通りの状態 0 ~ 7 が示され、それぞれの状態 0 ~ 7 に関し、制御状態判定部 20 に入力される分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} のハイ (H) とロー (L) の組合せパターン（真理値表）と、そのパターンに回答してハイになる判定信号 $D_0 \sim D_7$ と、その際のインバータ回路 10 におけるスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ の状態（オン又はオフ）が対応付けられている。なお、図 4 の状態 0 ~ 7 のうち、スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ がオン (ON) であれば、図 1 で対応する制御信号 $S_1 \sim S_6$ がハイに制御され、スイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ がオフ (OFF) であれば、図 1 で対応する制御信号 $S_1 \sim S_6$ がローに制御されることを意味する。

40

【0029】

図 4 において、例えば、直列接続される 1 対のスイッチング素子 Q_1 、 Q_4 に着目すると、一方がオンに制御され、他方がオフに制御されることがわかる。よって、図 1 の出力側の配線 L_u は、オンになった側のスイッチング素子 Q_1 、 Q_4 を介して、配線 L_a 、 L_b の一方に接続される。このとき、スイッチング素子 Q_1 、 Q_4 の両方が同時にオンにな

50

ると、配線 L_a 、 L_b の間に大電流が流れることになるので、少なくとも一方はオフに保つ必要がある。以上の制御については、直列接続される 1 対のスイッチング素子 Q_2 、 Q_5 と、直列接続される 1 対のスイッチング素子 Q_3 、 Q_6 についても同様である。

【0030】

図 5 には、矩形波の三相交流によりモータ 12 を駆動した場合において、図 1 の配線 L_u 、 L_v 、 L_w の電圧 V_u 、 V_v 、 V_w の波形と、図 3 の制御状態判定部 20 により出力される判定信号 $D_1 \sim D_6$ の波形を示している。ここで、矩形波による駆動の場合、図 3 の判定信号 $D_0 \sim D_7$ のうちの判定信号 D_0 、 D_7 は生成されないため、図 5 では 6 個の判定信号 $D_1 \sim D_6$ のみを示している。また、電圧 V_u 、 V_v 、 V_w は、正の高電位 $+V_H$ と負の低電位 $-V_L$ の間で変化し、分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} とレベルが異なるが同様の波形になる。なお、高電位 $+V_H$ 及び低電位 $-V_L$ の絶対値は、電力変換装置の各部の電圧降下等により図 1 の正負の直流電圧 V_{d+} 、 V_{d-} の絶対値より若干小さく、かつ時間的に変動するが、図 5 では考慮しないものとする。

10

【0031】

図 5 の上部には、三相交流の周期 T を示しており、電圧 V_u 、 V_v 、 V_w は、位相 120° に相当する時間 $T/3$ だけ互いの波形がずれている。そして、電圧 V_u 、 V_v 、 V_w の波形パターンは、周期 T を 6 つに区分した周期 $T/6$ で変化していくことがわかる。一方、判定信号 $D_1 \sim D_6$ は、図 4 の左側の真理値表に対応して変化し、互いに異なるタイミングで時間幅 $T/6$ のパルスが発生する。図 5 に示す周期 T 内では、判定信号 D_5 、 D_1 、 D_6 、 D_2 、 D_4 、 D_3 の順にパルスが現れ、それ以降も、同じパターンで変化し続ける。従って、三相交流内の周期 T の任意の時間帯において、判定信号 $D_1 \sim D_6$ が重なることなく、いずれか 1 つが常にハイになる。換言すれば、ハイになっている判定信号 $D_1 \sim D_6$ と、電圧 V_u 、 V_v 、 V_w の波形パターンとを対応付けることができる。

20

【0032】

例えば、判定信号 D_1 がハイになるタイミングを例にとると、このときに $V_u = +V_H$ 、 $V_v = -V_L$ 、 $V_w = -V_L$ となるが、これは図 4 のスイッチング制御の「状態 1」（ Q_1 、 Q_5 、 Q_6 が ON、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 が OFF）を反映している。従って、後述の電圧モニタ部 22 において、クロック CLK に基づくサンプリングで得られた電圧 V_u 、 V_v 、 V_w に相当する各電圧値を用いて、判定信号 D_1 がハイのときに $V_u - V_v$ （又は $V_u - V_w$ ）に相当する演算を行うことで、モータ 12 に印加される瞬時的な電圧を判断することができる。また、以上の動作により、インバータ回路 10 の入力電圧 V_{in} も推定可能となるが、詳しくは後述する。

30

【0033】

図 2 に戻って、クロック発生部 21 は、上述のサンプリングに基づくクロック CLK を発生し、電圧モニタ部 22 及び電流モニタ部 23 に供給する。クロック発生部 21 が発生するクロック CLK は、図 5 からわかるように、判定信号 $D_1 \sim D_6$ の各パルスの時間幅（図 5 では $T/6$ ）内で確実にサンプリングができる程度に高い周波数に設定する必要がある。なお、電圧モニタ部 22 及び電流モニタ部 23 において、分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} をアナログ信号のまま用いる構成の場合には、クロック発生部 21 を設けなくてもよい。

40

【0034】

次に、図 2 の電圧モニタ部 22 は、分圧回路 13 から出力される分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} に基づいて、インバータ回路 10 からモータ 12 に供給される三相交流を、図 6 に示す手法によって直流電圧に変換した直流電圧値 V_{1a} を生成する。そして、電圧モニタ部 22 の後段の電圧補正部 24 は、直流電圧値 V_{1a} に対して、インバータ回路 10 の損失特性等の条件を考慮した補正演算を行い、入力電圧 V_{in} を推定した電圧推定値 V_1 を出力する。

【0035】

ここで、図 6 には、電圧モニタ部 22 の構成例を示している。図 6 に示す電圧モニタ部 22 は、3 個の減算部 40 と、3 個の反転部 41 と、8 個のマルチプレクサ 42 と、1 個

50

の加算部 43 により構成される。図 6 の構成において、入力される分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} は、アナログ信号とデジタル信号のいずれであってもよい。なお、デジタル信号の分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} を得るためには、減算部 40 のそれぞれの前段に、3 個の AD 変換器を挿入し、図 2 のクロック CLK に応じたサンプリング周期で、アナログの分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} をデジタル信号に変換する必要がある。

【0036】

図 6 において、3 個の減算部 40 は、分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} のうち所定の 2 つの電圧値を減算する。減算結果としては、例えば、 $V_{Du} - V_{Dv}$ ($V_{Du} - V_{Dw}$)、 $V_{Dv} - V_{Dw}$ ($V_{Dv} - V_{Du}$)、 $V_{Dw} - V_{Du}$ ($V_{Dw} - V_{Dv}$) の 3 つの電圧値が得られる。3 個の反転部 41 は、3 個の減算部 40 から出力された 3 つの電圧値を反転する（デジタル値の場合は -1 を乗じる）。例えば、 $V_{Du} - V_{Dv}$ 、 $V_{Dv} - V_{Dw}$ 、 $V_{Dw} - V_{Du}$ が 3 個の反転部 41 に入力された場合、 $V_{Dv} - V_{Du}$ 、 $V_{Dw} - V_{Dv}$ 、 $V_{Du} - V_{Dw}$ がそれぞれ出力され、全部で 6 つの電圧値が得られることになる。

10

【0037】

8 個のマルチプレクサ 42 は、判定信号 $D_0 \sim D_7$ に基づいて、2 つの入力の一方を選択的に出力する。8 個のマルチプレクサ 42 のうち、上側の 6 個のマルチプレクサ 42 の一端（端子 1）には、3 個の減算部 40 及び 3 個の反転部 41 から出力される上述の 6 つの電圧値が入力され、下側の 2 個のマルチプレクサ 42 の一端（端子 1）には、後述の信号ホールド部 44 の出力信号が入力される。また、8 個のマルチプレクサ 42 の他端（端子 0）は、いずれも基準の電位が入力される。加算部 43 は、8 個のマルチプレクサ 42 の出力値の全てを加算し、加算結果を上述の直流電圧値 V_{1a} として出力する。一方、信号ホールド部 44 は、加算部 43 から出力される直流電圧値 V_{1a} を入力し、加算結果が更新されるまで、その直流電圧値 V_{1a} を保持する。

20

【0038】

図 6 における動作の具体例として、インバータ回路 10 が図 5 の波形に示すように制御される場合を想定する。この場合、判定信号 $D_1 \sim D_6$ が周期 $T/6$ で順次ハイになり、これに連動して 6 個のマルチプレクサ 42 を 1 個ずつ活性化する。6 個のマルチプレクサ 42 の並び順に、例えば、 $V_{Du} - V_{Dv}$ 、 $V_{Dv} - V_{Dw}$ 、 $V_{Dw} - V_{Du}$ 、 $V_{Dv} - V_{Du}$ 、 $V_{Dw} - V_{Dv}$ 、 $V_{Du} - V_{Dw}$ の各電圧値が順次出力される。これらの電圧値は、各々の周期 $T/6$ 内における三相電圧の高電位と低電位の差に対応し、インバータ回路 10 の入力電圧 V_{in} に比例した値になる。なお、任意の時間帯において、1 個のマルチプレクサ 42 のみが端子 1 の側に制御され、他の 7 個のマルチプレクサ 42 は端子 0 の側に制御される状態（電圧値 0 が出力される状態）であるので、2 以上の電圧値が加算部 43 で加算されることはない。

30

【0039】

図 2 に戻って、電流モニタ部 23 は、電流検知部 11 から出力される電流検知信号 S_{Iu} 、 S_{Iv} 、 S_{Iw} に基づいて、インバータ回路 10 からモータ 12 に供給される三相の電流 I_u 、 I_v 、 I_w を、直流電流に変換した直流電流値 I_{1a} を生成する。そして、電流モニタ部 23 の後段の電流補正部 25 は、直流電流値 I_{1a} に対して、インバータ回路 10 の損失特性等の条件を考慮した補正演算を行い、入力電流 I_{in} を推定した電流推定値 I_1 を出力する。

40

【0040】

ここで、図 5 に示す三相の電圧 V_u 、 V_v 、 V_w の波形と、三相の電流 I_u 、 I_v 、 I_w の波形との関係について説明する。図 7 は、図 5 と同様の条件でモータ 12 を駆動した場合において、電圧 V_u 、 V_v 、 V_w の波形と共通の時間軸で、電流 I_u 、 I_v 、 I_w の波形を示している。なお、電流検知信号 S_{Iu} 、 S_{Iv} 、 S_{Iw} は、電流 I_u 、 I_v 、 I_w に比例する信号であるため、同様の波形になる。

【0041】

図 7 に示すように、電圧 V_u 、 V_v 、 V_w が矩形波であるのに対し、電流 I_u 、 I_v 、 I_w は矩形波ではなく、緩やかに変化する波形になっている。これは、モータ 12 が誘導

50

性のインピーダンス成分を有するためである。そのため、電流 I_u 、 I_v 、 I_w の波形には、インバータ回路 10 のスイッチング制御によるリップル等の状態変化は生じない。ただし、図 7 では電流 I_u 、 I_v 、 I_w の各波形を正弦波のように示しているが、実際にはそうではなく、ここでは便宜上、正弦波として表現したものである。また、電流 I_u 、 I_v 、 I_w の各々は、対応する電圧 V_u 、 V_v 、 V_w が高電位 $+V_H$ であるときは上昇し、対応する電圧 V_u 、 V_v 、 V_w が低電位 $-V_L$ であるときは低下することがわかる。

【0042】

また、図 7 の下部において、図 5 に示す 1 つの判定信号 D_1 のみを例示している。この判定信号 D_1 がハイのとき、図 4 の「状態 1」として示されるように、3 個のスイッチング素子 Q_1 、 Q_5 、 Q_6 がオンとなり、他の 3 個のスイッチング素子 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 がオフとなる。従って、図 1 のインバータ回路 10 の入力電流 I_{in} は、配線 L_a 、スイッチング素子 Q_1 、配線 L_u 、モータ 12、配線 L_v 、 L_w 、スイッチング素子 Q_5 、 Q_6 、配線 L_b の経路に沿って流れる。この場合、電流 I_u は電流 I_v 、 I_w と逆方向に流れ、電流 I_u の大きさが電流 I_v 、 I_w の大きさの和に一致するはずである。なお、電流 I_u 、 I_v 、 I_w の最大値は、インバータ回路 10 内の電流リーク等により、上述の入力電流 I_{in} の絶対値より若干小さく、かつ時間的に変動する。

10

【0043】

次に図 8 には、電流モニタ部 23 の構成例を示している。図 8 に示す電流モニタ部 23 は、3 個の加算部 51 と、6 個のマルチプレクサ 52 と、1 個の加算部 53 により構成される。図 8 の構成において、電流検知信号 S_{I_u} 、 S_{I_v} 、 S_{I_w} は、上側の 3 個のマルチプレクサ 52 の一端と 3 個の加算部 51 の一端にそれぞれ入力される。3 個の加算部 51 は電流検知信号 S_{I_u} 、 S_{I_v} 、 S_{I_w} のうち所定の 2 つの検知信号を加算し、例えば、加算結果として、 $S_{I_v} + S_{I_w}$ 、 $S_{I_w} + S_{I_u}$ 、 $S_{I_u} + S_{I_v}$ の 3 つの値が得られる。3 個の加算部 51 の加算結果は、下側の 3 個のマルチプレクサ 52 の一端に入力される。6 個のマルチプレクサ 52 は、判定信号 $D_1 \sim D_6$ に基づいて、2 つの入力の一方を選択的に出力する。3 個の加算部 51 と 8 個のマルチプレクサ 52 の構成は、図 4 のスイッチング制御の状態を反映したものであり、プラス側のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_3$ を経由してインバータ回路 10 からモータ 12 に流れ込む電流値の和を得るための演算を行うものである。なお、図 8 においては、図 6 とは異なり、判定信号 D_0 、 D_7 が入力される 2 個のマルチプレクサ 42 及び信号ホールド部 44 に対応する構成は設けられない。これは、図 4 の「状態 0」及び「状態 7」に示すように、判定信号 D_0 はプラス側のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_3$ が全てオフになり、判定信号 D_7 はマイナス側のスイッチング素子 $Q_4 \sim Q_6$ が全てオフになるため、図 1 のインバータ回路 10 内で入力電流 I_{in} が流れる経路が遮断され、電流 I_u 、 I_v 、 I_w がゼロとみなせるからである。加算部 53 の役割は、図 6 の加算部 43 と同様であり、加算部 53 の加算結果として上述の直流電流値 I_{1a} が出力される。

20

30

【0044】

図 8 の構成例では、配線 L_a からモータ 12 に流れ込む方向の電流値の和により直流電流値 I_{1a} を求める場合を示したが、モータ 12 から配線 L_b に流れ出す方向の電流値の和により直流電流値 I_{1a} を求めてもよい。この場合、図 8 において、6 個のマルチプレクサ 52 に対して上側から判定信号 D_4 、 D_5 、 D_6 、 D_1 、 D_2 、 D_3 の順に接続するか、又は、上側の 3 個のマルチプレクサ 52 の各一端（端子 1）には 3 個の加算部 51 の出力を上から順に接続し、下側の 3 個のマルチプレクサ 52 の各一端（端子 1）には電流検知信号 S_{I_u} 、 S_{I_v} 、 S_{I_w} を上から順に接続すればよい。これにより、加算部 53 の加算結果として、判定信号 $D_1 \sim D_6$ に順次対応して、 $S_{I_v} + S_{I_w}$ 、 $S_{I_w} + S_{I_u}$ 、 $S_{I_u} + S_{I_v}$ 、 S_{I_u} 、 S_{I_v} 、 S_{I_w} の 6 つの値が得られる。

40

【0045】

なお、図 6 の電圧モニタ部 22 及び図 8 の電流モニタ部 23 はいずれも一例であって、多くの変形例がある。例えば、図 6 の 3 個の反転部 41 は、いずれもマルチプレクサ 42 の入力側に配置されるが、これら 3 個の反転部 41 をマルチプレクサ 42 の出力側と加算

50

部 4 3 の入力側の間に挿入しても等価な動作を実現することができる。また例えば、図 6 のマルチプレクサ 4 2 はいずれも 2 入力タイプであるが、これらを 1 個の 8 入力マルチプレクサに置き換えて構成してもよい。一般に、8 入力マルチプレクサは、3 ビットの選択制御信号によって制御されるので、8 個の判定信号 D 0 ~ D 7 を、8 - t o 3 エンコーダを介して 3 ビットに変換した上で、それを選択制御信号として 8 入力マルチプレクサに供給することができる。一方、図 8 の電流モタ部 2 3 のマルチプレクサ 5 2 についても、同様に 8 入力マルチプレクサに置き換えることができるが、2 つの入力端子が余ることになるので、その 2 つの入力端子には電流ゼロに相当する値を入力すればよい。以上の変形例以外にも、同様の機能を実現可能な多様な構成を採用することができる。

【 0 0 4 6 】

図 2 に戻って、前述の電圧補正部 2 4 及び電流補正部 2 5 における補正演算は、例えば、入力された直流電圧値 V_{1a} 、直流電流値 I_{1a} に対し、インバータ回路 1 0 の特性等に依じた所定の係数を乗じる演算とすることができる。この際に用いる係数は、インバータ回路 1 0 のスイッチング制御の状態の経時的な変化を反映させるように制御してもよく、あるいは、予め設けた係数テーブルから適宜読み込んだ係数を用いるように制御してもよい。また、これらの電圧補正部 2 4 及び電流補正部 2 5 は、電圧電流検出ユニット 1 4 a と一体的に設ける構成には限られず、例えば、電力変換装置内の制御部の構成要素として設けることができる。

【 0 0 4 7 】

また、図 2 の入力電圧電流推定部 1 4 において、制御状態判定部 2 0 と、クロック発生部 2 1 と、電圧モタ部 2 2 と、電流モタ部 2 3 を含む部分は、電圧電流検出ユニット 1 4 a (本発明の電圧電流検出装置)を構成する。すなわち、電力変換装置の配線 L_u 、 L_v 、 L_w の近傍に別体の電圧電流検出ユニット 1 4 a を取り付けることで、電力変換装置に対して本発明を適用することができる。なお、上述したように、電圧電流検出ユニット 1 4 a は直流電圧値 V_{1a} 及び直流電流値 I_{1a} に加えて、インバータ回路 1 0 の出力側の各電圧値及び電流値や出力電力を出力する構成(不図示)を採用してもよい。さらに、図 2 において、制御状態判定部 2 0 と、クロック発生部 2 1 と、電圧モタ部 2 2 を含む部分のみを、電圧検出ユニット(本発明の電圧検出装置)として構成してもよい。

【 0 0 4 8 】

次に、本実施形態の入力電圧電流推定部 1 4 に対してシミュレーションを実施し、その結果、得られた波形について説明する。上述の図 5 及び図 7 では、矩形波の三相交流によってモータ 1 2 を駆動する場合を説明したが、本シミュレーションでは、PWM 波の三相交流によってモータ 1 2 を駆動することを前提にする。

【 0 0 4 9 】

図 9 は、三相交流の電圧 V_u 、 V_v 、 V_w のシミュレーション波形とインバータ回路 1 0 のスイッチング制御との関係を示す図である。図 9 では、 $V_{in} = 400$ (V) 程度の高電圧でモータ 1 2 を PWM 波で駆動する場合において、短時間の時間範囲(1ms)内における電圧 V_u 、 V_v 、 V_w と制御信号 S_1 、 S_2 、 S_3 のそれぞれの波形を示している。矩形波の図 5 や図 7 と比べると、PWM 波による駆動は、スイッチング制御の状態が頻繁に変化し、各制御信号 S_1 、 S_2 、 S_3 のデューティ比がきめ細かく制御される。なお、制御信号 S_1 、 S_2 、 S_3 のハイ/ローは、図 4 の右側におけるスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 のオン/オフにそれぞれ対応する。なお、図 9 では、制御信号 S_4 、 S_5 、 S_6 は省略しているが、制御信号 S_1 、 S_2 、 S_3 の組合せパターンを設定したとき、それに対応して制御信号 S_4 、 S_5 、 S_6 の組合せパターンが一律に定まることは、図 4 から明らかである。

【 0 0 5 0 】

図 9 においては、制御信号 S_1 が変化するタイミング t_u と、制御信号 S_2 が変化するタイミング t_v と、制御信号 S_3 が変化するタイミング t_w のうち、連続する 3 つずつを示している。まず、タイミング t_u では、制御信号 S_1 に連動して電圧 V_u が変化し、 $S_1 = H$ のときに電圧 V_u が高電位になり、 $S_1 = L$ のときの電圧 V_u が低電位になる。タ

10

20

30

40

50

イミング t_v 、 t_w に関しても同様であり、制御信号 S_2 、 S_3 に連動して電圧 V_v 、 V_w がそれぞれ上記のように変化する。このことは、電圧 V_u 、 V_v 、 V_w に比例する分圧電圧 V_{Du} 、 V_{Dv} 、 V_{Dw} のハイ/ローに基づいて、インバータ回路 10 のスイッチング状態に対応する判定信号 D を生成できることを意味する。なお、図 9 のシミュレーション波形によれば、例えば、 $S_1 = H$ のときに電圧 V_u の高電位が変動しているが、これはスイッチング制御の状態に応じてグラウンド G との相対電位が変化するためであり、高電位と低電位の差は概ね一定に保たれる。

【0051】

次に図 10 は、制御信号 $S_1 \sim S_6$ と判定信号 $D_1 \sim D_6$ の対応関係を示す図である。図 10 の 3 つの制御信号 $S_1 \sim S_3$ に関しては、図 9 うち初期の時間幅 (0.4 ms) のシミュレーション波形と同様であり、それに対応する制御信号 $S_4 \sim S_6$ 及び判定信号 $D_1 \sim D_6$ のシミュレーション波形を付加したものである。図 10 においては、制御信号 S_1 、 S_2 、 S_3 がそれぞれ変化するタイミング t_u 、 t_v 、 t_w を示しているが、いずれも判定信号 D_1 、 D_6 の変化のタイミングに合致している。この場合も、図 4 に示すように、制御信号 $S_1 \sim S_6$ のハイ/ローに対応するスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_6$ のオン/オフは、判定信号 $D_1 \sim D_6$ のハイ/ローに対応している。なお、図 10 では、上述のように電流の経路が遮断される状態の判定信号 D_0 、 D_7 については図示を省略している。

10

【0052】

次に図 11 ~ 図 13 は、図 10 と同様の時間幅 (0.4 ms) において、インバータ回路 10 の入力側の正負の直流電圧 V_{d+} 、 V_{d-} と、モータ 12 に供給される電圧 V_u 、 V_v 、 V_w と、制御信号 $S_1 \sim S_3$ と、判定信号 $D_1 \sim D_3$ との対応関係を示すものである。このうち、図 11 は、 u 相の電圧 V_u と判定信号 D_1 との関係に着目した図であり、 $D_1 = H$ となる初期の期間 T_a において、 $V_u = V_{d+}$ の関係を満たすことがわかる。このとき、 $V_v = V_{d-}$ の関係も満たしているので、 V_u 、 V_v の演算に基づき、入力電圧 V_{in} を推定できることを意味する。なお、電圧 V_v を電圧 V_w に置き換えても同様である。

20

【0053】

また、図 12 は、 v 相の電圧 V_v と判定信号 D_2 との関係に着目した図であり、 $D_2 = H$ となる初期の期間 T_b において、 $V_v = V_{d+}$ の関係を満たすことがわかる。このとき、 $V_w = V_{d-}$ の関係も満たしているので、 V_v 、 V_w の演算に基づき、入力電圧 V_{in} を推定できることを意味する。なお、電圧 V_w を電圧 V_u に置き換えても同様である。さらに、図 13 は、 w 相の電圧 V_w と判定信号 D_3 との関係に着目した図であり、 $D_3 = H$ となる初期の期間 T_c において、 $V_w = V_{d+}$ の関係を満たすことがわかる。このとき、 $V_u = V_{d-}$ の関係も満たしているので、 V_w 、 V_u の演算に基づき、入力電圧 V_{in} を推定できることを意味する。なお、電圧 V_u を電圧 V_v に置き換えても同様である。以上の図 11 ~ 図 13 のシミュレーション波形により、図 6 の電圧モニタ部 22 の構成例 (特に減算部 40) の妥当性が判断できる。

30

【0054】

次に図 14 ~ 図 16、図 18 ~ 図 20 は、図 10 と同様の時間幅 (0.4 ms) において、インバータ回路 10 の入力電流 I_{in} と、モータ 12 に供給される電流 I_u 、 I_v 、 I_w 及びそれらの和 ($I_v + I_w$ 、 $I_w + I_u$ 、 $I_u + I_v$) と、制御信号 $S_1 \sim S_6$ と、判定信号 $D_1 \sim D_6$ との対応関係を示すものである。なお、図 14 ~ 図 16、図 18 ~ 図 20 の上段には、入力電流 I_{in} のシミュレーション波形と各々の電流 I_u 、 I_v 、 I_w 、 $I_v + I_w$ 、 $I_w + I_u$ 、 $I_u + I_v$ のシミュレーション波形を重ねて示している。また、図 14、15、16 は、この順に図 4 の状態 1、2、3 (図 8 の上側の 3 個のマルチプレクサ 52) に対応し、図 18、19、20 は、この順に図 4 の状態 4、5、6 (図 8 の下側 3 個のマルチプレクサ 52) に対応する。

40

【0055】

図 14 は、 u 相の電流 I_u と判定信号 D_1 との関係に着目した図であり、 $D_1 = H$ となる初期の期間 T_d において、 $I_u = I_{in}$ の関係を満たすことがわかる。すなわち、電流

50

I_u の値を用いて入力電流 I_{in} を推定できることを意味する。図15は、 v 相の電流 I_v と判定信号 D_2 との関係に着目した図であり、 $D_2 = H$ となる初期の期間 T_e において、 $I_v = I_{in}$ の関係を満たすことがわかる。すなわち、電流 I_v の値を用いて入力電流 I_{in} を推定できることを意味する。図16は、 w 相の電流 I_w と判定信号 D_3 との関係に着目した図であり、 $D_3 = H$ となる初期の期間 T_f において、 $I_w = I_{in}$ の関係を満たすことがわかる。すなわち、電流 I_w の値を用いて入力電流 I_{in} を推定できることを意味する。

【0056】

図14～図16に関連して、図17には、より長い時間範囲(10ms)において、3相の電流 I_u 、 I_v 、 I_w の各シミュレーション波形とインバータ回路10の入力電流 I_{in} のシミュレーション波形とを重ねて示している。電流 I_u 、 I_v 、 I_w については、緩やかに変化する正弦波に近いのに対し、入力電流 I_{in} については、PWM波の制御に基づいて図14～図16と同様の短期的な変動が現れるとともに、その短期的な変動の包絡線が電流 I_u 、 I_v 、 I_w の各正弦波に沿っている様子が見られる。

10

【0057】

図18は、 v 相の電流 I_v と w 相の電流 I_w の和 $I_v + I_w$ と、判定信号 D_4 との関係に着目した図であり、 $D_4 = H$ となる初期の期間 T_g において、 $I_v + I_w = I_{in}$ の関係を満たすことがわかる。すなわち、上記電流の和 $I_v + I_w$ の値を用いて入力電流 I_{in} を推定できることを意味する。図19は、 w 相の電流 I_w と u 相の電流 I_u の和 $I_w + I_u$ と、判定信号 D_5 との関係に着目した図であり、 $D_5 = H$ となる初期の期間 T_h において、 $I_w + I_u = I_{in}$ の関係を満たすことがわかる。すなわち、上記電流の和 $I_w + I_u$ の値を用いて入力電流 I_{in} を推定できることを意味する。図20は、 u 相の電流 I_u と v 相の電流 I_v の和 $I_u + I_v$ と、判定信号 D_6 との関係に着目した図であり、 $D_6 = H$ となる初期の期間 T_i において、 $I_u + I_v = I_{in}$ の関係を満たすことがわかる。すなわち、上記電流の和 $I_u + I_v$ の値を用いて入力電流 I_{in} を推定できることを意味する。

20

【0058】

図18～図20に関連して、図21には、図17と同様の長い時間範囲(10ms)において、3相の電流の和 $I_v + I_w$ 、 $I_w + I_u$ 、 $I_u + I_v$ の各シミュレーション波形とインバータ回路10の入力電流 I_{in} のシミュレーション波形とを重ねて示している。この場合において、上記電流の和 $I_v + I_w$ 、 $I_w + I_u$ 、 $I_u + I_v$ 及び入力電流 I_{in} の各波形の状況は、図17で説明した通りであることがわかる。以上のように、図14～図21のシミュレーション波形により、図8の電流モニタ部23の構成例の妥当性が判断できる。

30

【0059】

以上説明したように、本実施形態の構成は、インバータ回路10の入力側に設けた電圧検知部及び電流検知部の故障対策として有効な代替手段になる。この場合、図1の入力電圧電流推定部14では、電圧推定値 V_1 及び電流推定値 I_1 を独立に生成することができるので、インバータ回路10の入力側の電圧検知部及び電流検知部のうち、一方のみが故障したとき、あるいは両方が故障したときのいずれであっても対応可能となる。また、インバータ回路10の入力側に電圧検知部及び電流検知部が設けられない構成であっても、本実施形態の電圧電流検出装置を取り付けることで、電力変換装置において、インバータ回路10の入力側の電圧検出機能と電流検出機能を付加することが可能となる。

40

【0060】

以上、本発明の好適な実施形態について説明したが、本発明を適用した電力変換装置(及び電圧電流検出装置、電圧検出装置)は、多様な用途に利用することができる。例えば、電気自動車、電動バイク、電車などの移動体、プロワ、FA装置、加工装置等の産業用途、昇降機、空調装置等の利用分野において、磁石磁束の変動を補償する構成を備えた電力変換装置や、それ以外の多様な電圧電流検出装置及び電圧検出装置に対して本発明を適用することができる。

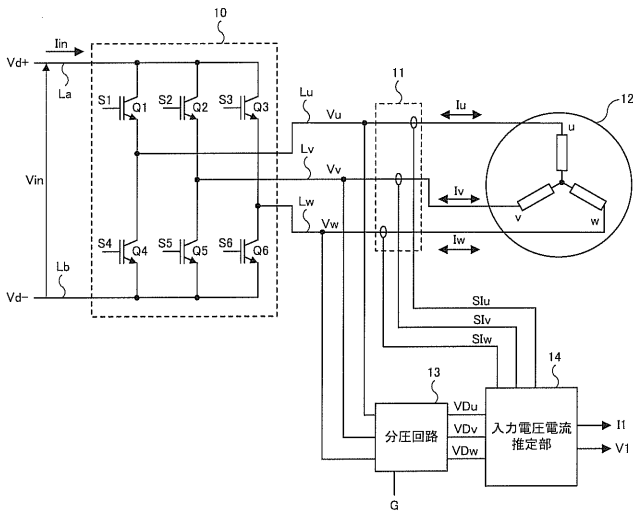
50

【符号の説明】

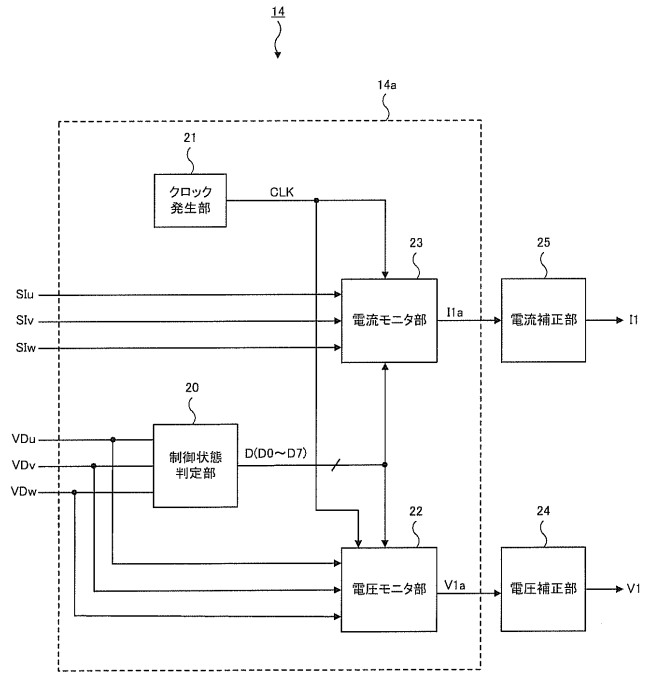
【0061】

10	インバータ回路	
11	電流検知部	
12	モータ	
13	分圧回路	
14	入力電圧電流推定部	
20	制御状態判定部	
21	クロック発生部	
22	電圧モニタ部	10
23	電流モニタ部	
24	電圧補正部	
25	電流補正部	
30	コンパレータ	
31	ANDゲート	
40	減算部	
41	反転部	
42、52	マルチプレクサ	
43、51、53	加算部	
44	信号ホールド部	20
La、Lb	配線（インバータの入力側）	
Lu、Lv、Lw	配線（インバータの出力側）	
Vin	入力電圧	
Vd+	正の直流電圧	
Vd-	負の直流電圧	
Iin	入力電流	
Vu、Vv、Vw	三相交流の電圧	
Iu、Iv、Iw	三相交流の電流	
VDu、VDv、VDw	分圧電圧	
V1	電圧推定値	30
V1a	直流電圧値	
I1	電流推定値	
I1a	直流電流値	
Q1～Q6	スイッチング素子	
S1～S6	制御信号	
D0～D7	判定信号	
SIu、SIv、SIw	電流検知信号	

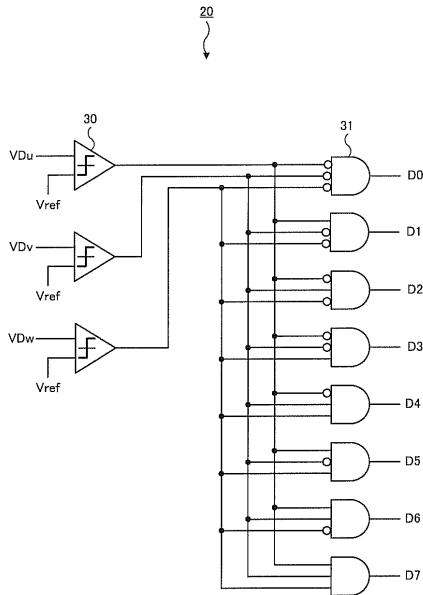
【図1】



【図2】



【図3】



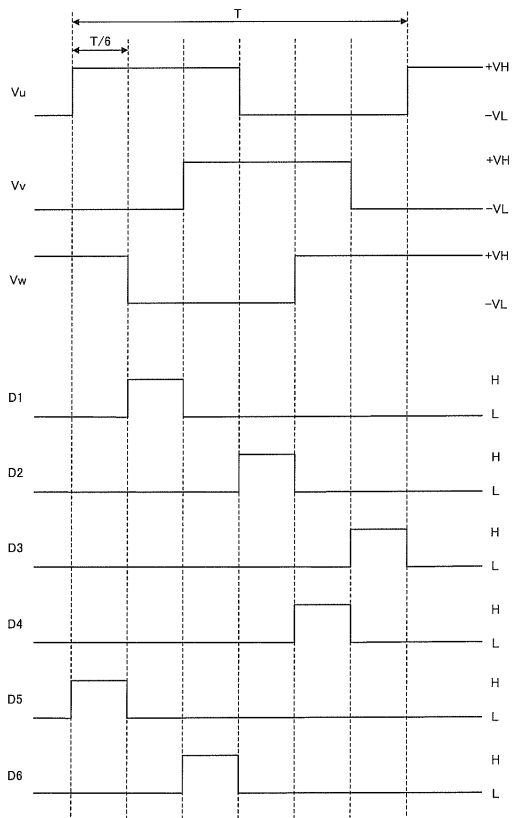
【図4】

制御状態判定部の真理値表/スイッチング制御の状態

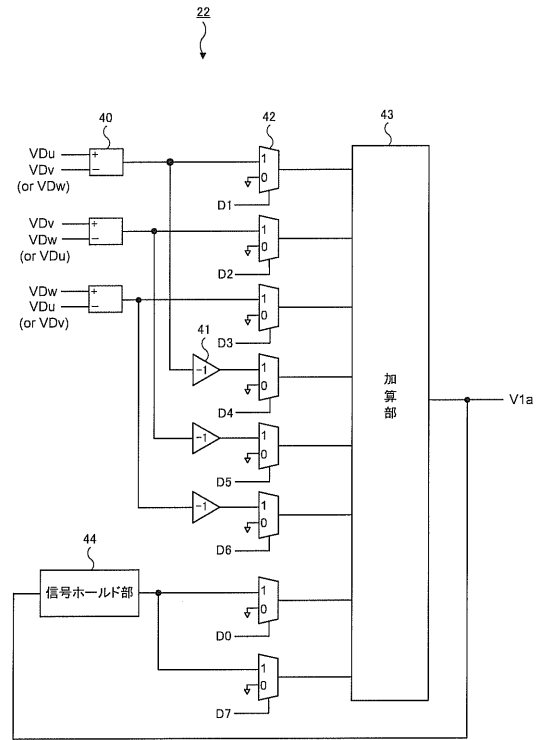
制御状態	分圧電圧(入力)			出力Hの判定信号	スイッチング素子(Q1~Q6)の状態					
	VDu	VDv	VDw		Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6
状態0	L	L	L	D0	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
状態1	H	L	L	D1	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON
状態2	L	H	L	D2	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
状態3	L	L	H	D3	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
状態4	L	H	H	D4	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF
状態5	H	L	H	D5	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
状態6	H	H	L	D6	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
状態7	H	H	H	D7	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF

* 状態0、7は、矩形波による制御では未使用

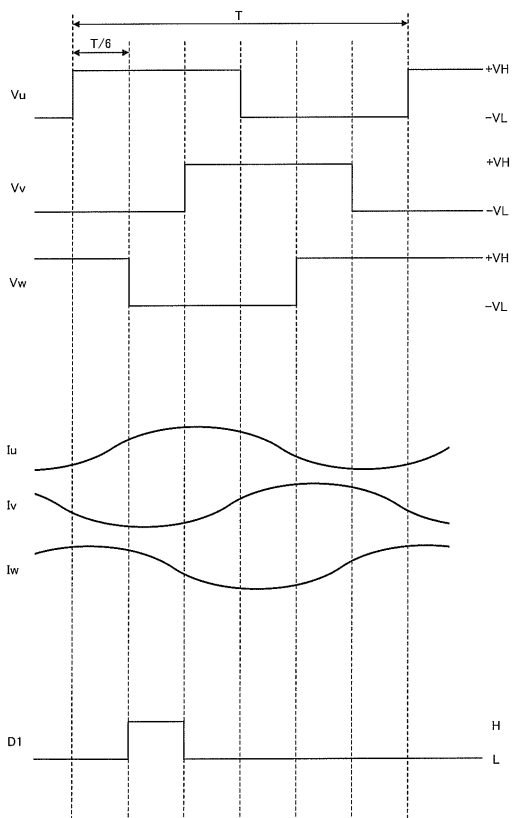
【図5】



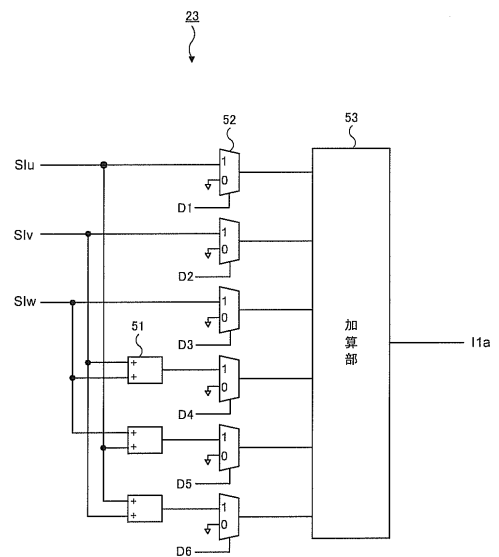
【図6】



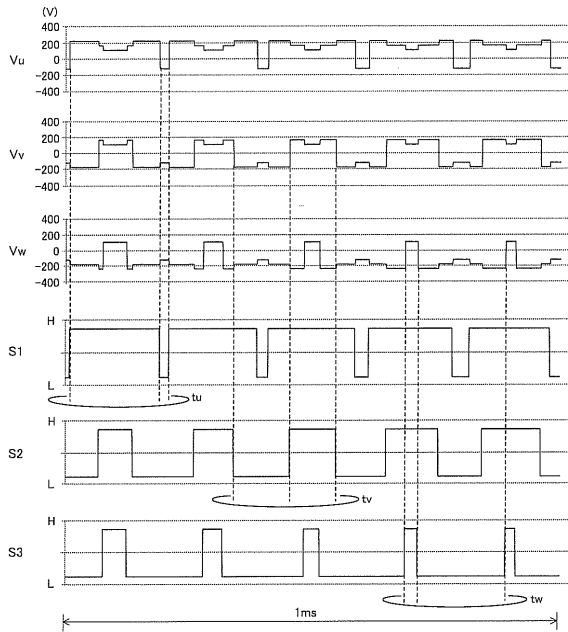
【図7】



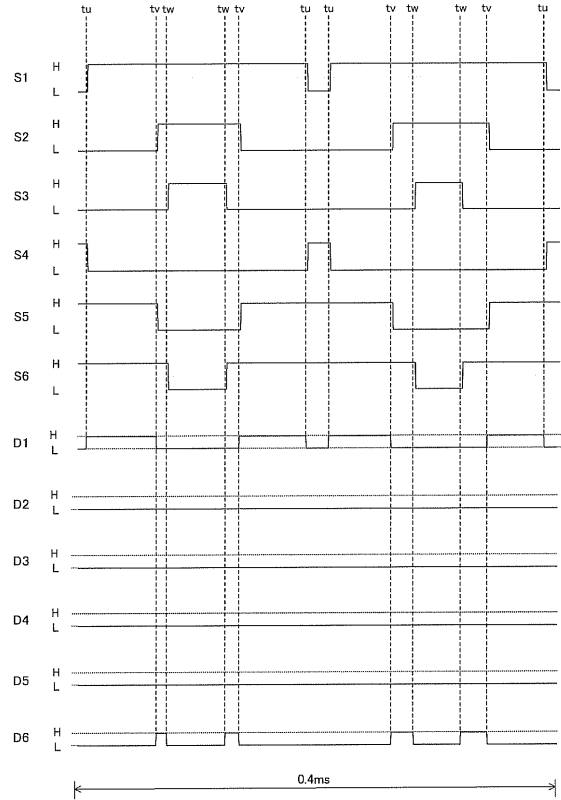
【図8】



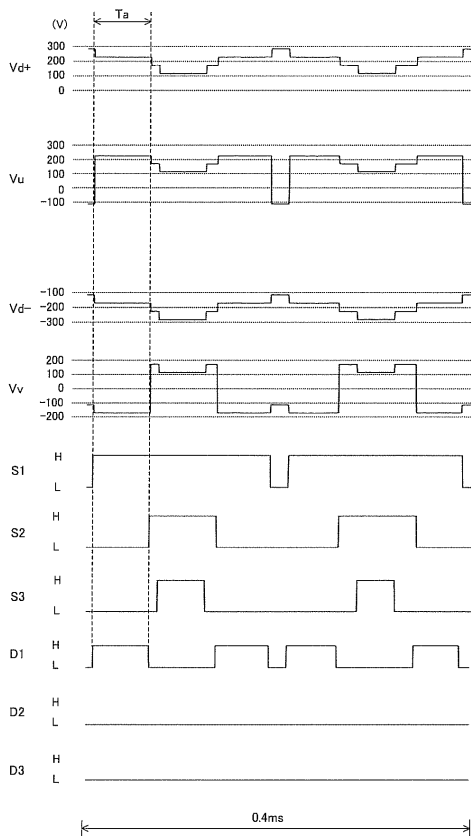
【 図 9 】



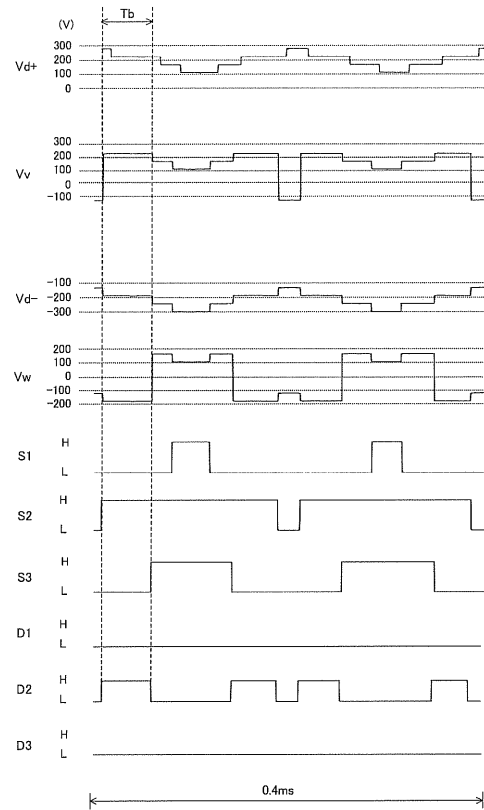
【 図 10 】



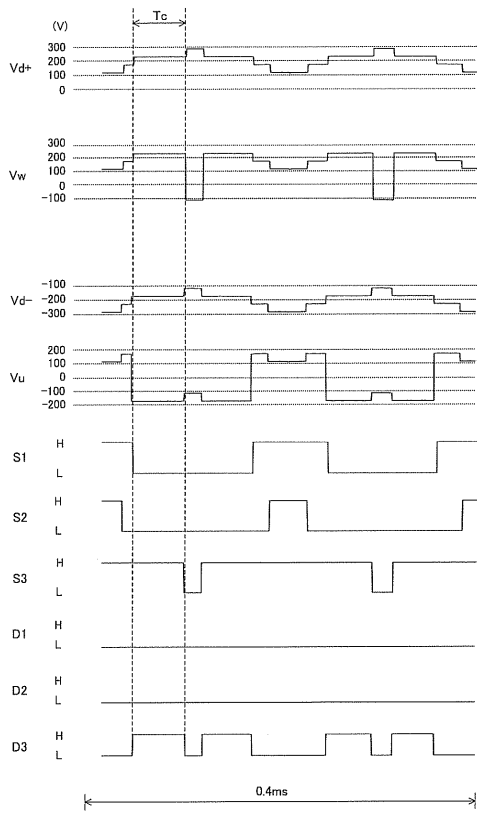
【 図 11 】



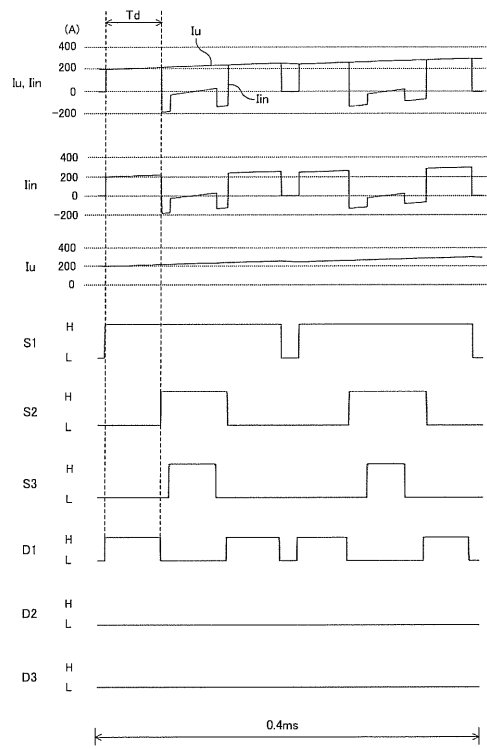
【 図 12 】



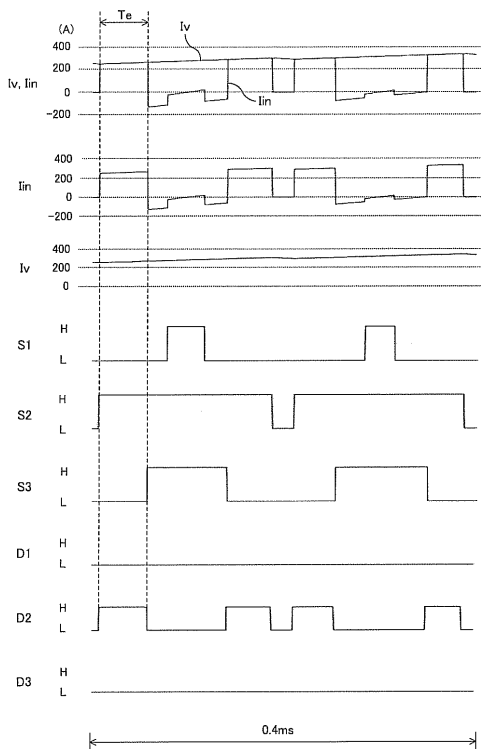
【図 1 3】



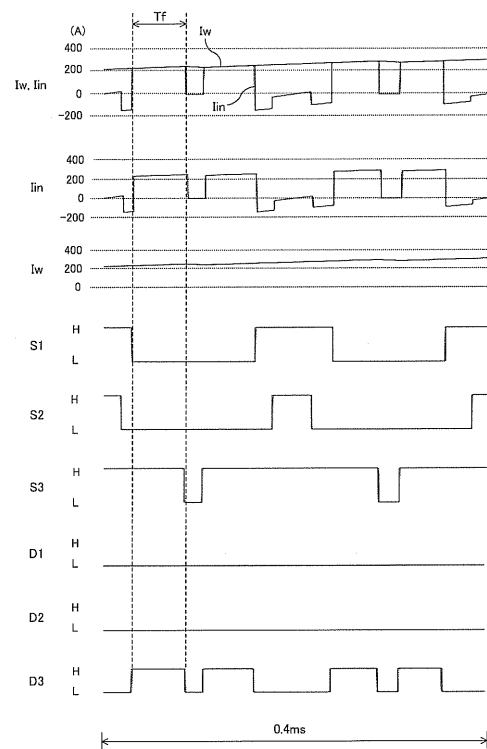
【図 1 4】



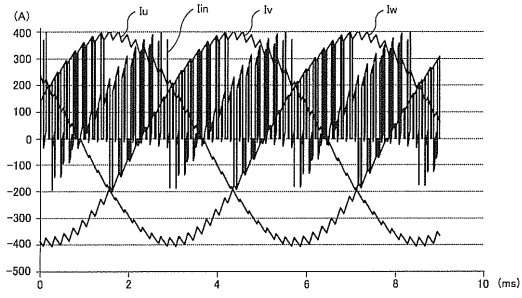
【図 1 5】



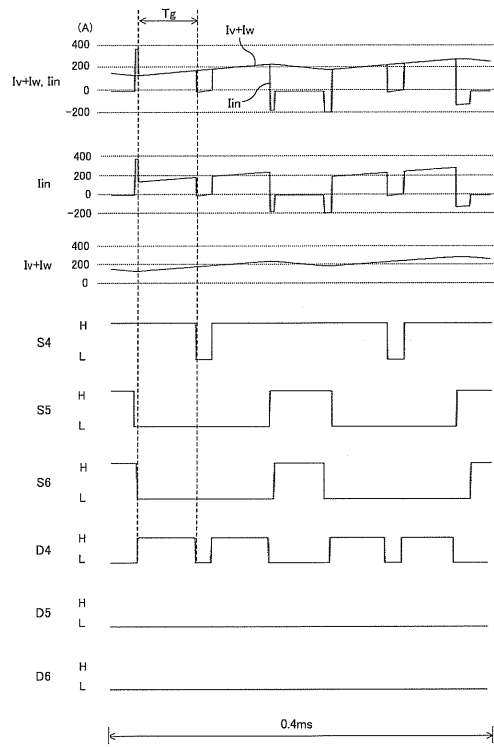
【図 1 6】



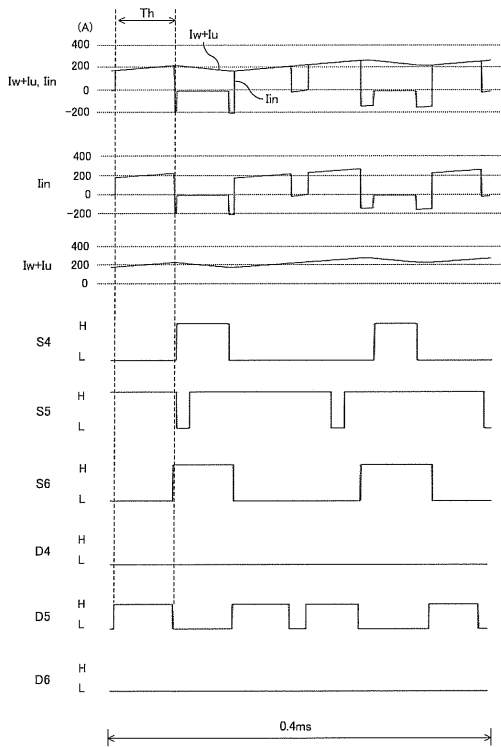
【 図 17 】



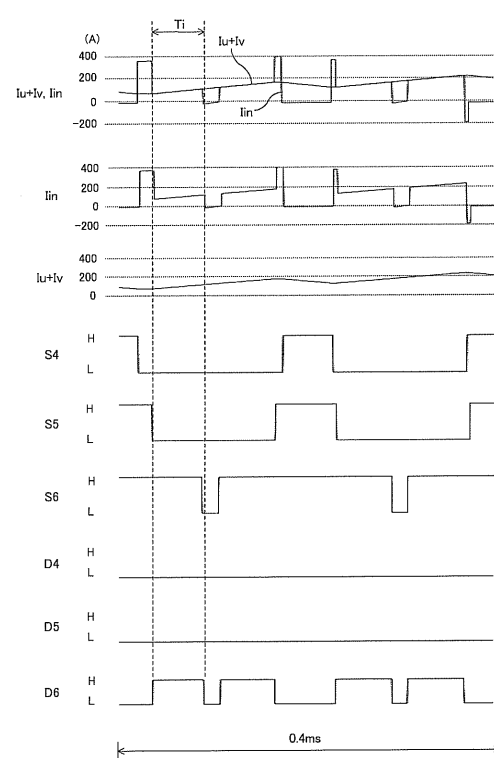
【 図 18 】



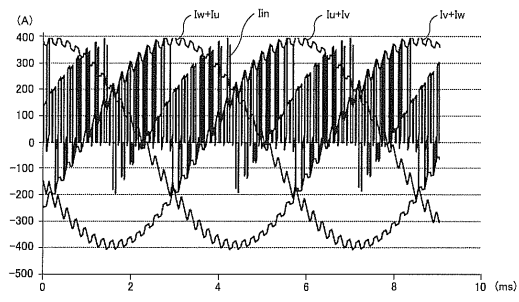
【 図 19 】



【 図 20 】



【 図 2 1 】



フロントページの続き

(72)発明者 高木 桂二

愛知県名古屋市瑞穂区高辻町14番18号 日本特殊陶業株式会社内

(72)発明者 辻村 善徳

愛知県名古屋市瑞穂区高辻町14番18号 日本特殊陶業株式会社内

Fターム(参考) 5H007 AA06 BB06 CA01 CB05 CC23 DA05 DA06 DB02 DC02 DC05