

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2003年4月10日 (10.04.2003)

PCT

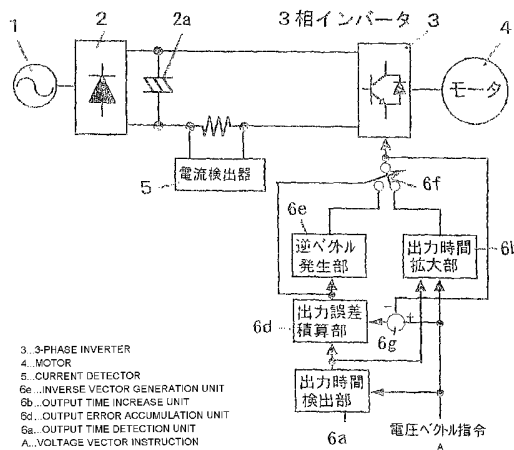
(10) 国際公開番号
WO 03/030348 A1

- (51) 国際特許分類: **H02P 7/63**
- (21) 国際出願番号: PCT/JP02/10132
- (22) 国際出願日: 2002年9月27日 (27.09.2002)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2001-338622 2001年9月29日 (29.09.2001) JP
特願2002-84522 2002年3月25日 (25.03.2002) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): **ダイキン工業株式会社 (DAIKIN INDUSTRIES, LTD.)** [JP/JP]; 〒530-8323 大阪府 大阪市 北区中崎西 2丁目 4番 1 2号 梅田センタービル Osaka (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): **前田 敏行 (MAEDA, Toshiyuki)** [JP/JP]; 〒525-0044 滋賀県 草津市 岡本町字大谷 1 0 0 0番地の 2 株式会社 **ダイキン空調技術研究所内 Shiga (JP)**. **谷口 智勇 (TANIGUCHI, Tomoisa)** [JP/JP]; 〒525-0044 滋賀県 草津市 岡本町字大谷 1 0 0 0番地の 2 株式会社 **ダイキン空調技術研究所内 Shiga (JP)**.
- (74) 代理人: **津川 友士 (TSUGAWA, Tomoo)**; 〒536-0005 大阪府 大阪市 城東区中央 2丁目 7番 7号 **ライオンズマンション野江 1 2 0 1号 Osaka (JP)**.
- (81) 指定国 (国内): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL,

[続葉有]

(54) Title: PHASE CURRENT DETECTION METHOD, INVERTER CONTROL METHOD, MOTOR CONTROL METHOD, AND APPARATUSES USED IN THESE METHODS

(54) 発明の名称: 相電流検出方法、インバータ制御方法、モータ制御方法およびこれらの装置



(57) Abstract: A phase current detection apparatus includes an output time detection unit for receiving a voltage vector instruction and detecting a voltage vector for which output time should be increased, an output time increase unit for receiving a voltage vector instruction and the voltage vector detected by the output time detection unit and performing increase of the output time, a subtraction unit for subtracting the actually output voltage vector length from the voltage vector instruction and outputting an error, an output error accumulation unit for accumulating errors from the subtraction unit so as to calculate an accumulated error of output for the voltage vector instruction, an inverse vector generation unit for outputting an inverse vector of the voltage vector increased, and a selection unit for switching according to a sign of the accumulated error from the output error accumulation unit so as to select an output from the output time increase unit, an output from the inverse vector generation unit, and an output from the inverse vector generation unit. With this configuration, it is possible to reduce the cost, to obtain stable detection of phase current of a desired timing, and to significantly reduce the voltage waveform distortion.

[続葉有]

WO 03/030348 A1



PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ,
UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZW.

添付公開書類:
— 国際調査報告書

(84) 指定国 (広域): ARIPO 特許 (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア特許 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR), OAPI 特許 (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

(57) 要約:

電圧ベクトル指令を入力として出力時間を拡大する必要がある電圧ベクトルを検出する出力時間検出部と、電圧ベクトル指令および出力時間検出部により検出された電圧ベクトルを入力として出力時間の拡大処理を行う出力時間拡大部と、電圧ベクトル指令から実際に出力された電圧ベクトルの長さを減算して誤差を出力する減算部と、減算部からの誤差を積算して電圧ベクトル指令に対する出力の積算誤差を算出する出力誤差積算部と、拡大された電圧ベクトルの逆ベクトルを出力する逆ベクトル発生部と、出力誤差積算部からの積算誤差の符号により切り替え動作して出力時間拡大部からの出力と逆ベクトル発生部からの出力と逆ベクトル発生部からの出力を選択する選択部とを有する。この構成により、コストダウン達成、所望のタイミングの相電流の安定検出、電圧波形歪みの大幅な低減を図れる。

明細書

相電流検出方法、インバータ制御方法、モータ制御方法およびこれらの装置

5

技術分野

この発明は、相電流検出方法、インバータ制御方法、モータ制御方法およびこれらの装置に関し、さらに詳細に言えば、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、
10 DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出して電流制御もしくは位置センサレス制御を行う装置に好適な相電流検出方法、インバータ制御方法、モータ制御方法およびこれらの装置に関する。

15 背景技術

従来から、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置においては、モータの相電流を検出して電流制御を行うことが一般的に行われている。

そして、モータの相電流を検出するために、

20 (1) 直流カレントトランスを用いて相電流を検出する方法、および
(2) シャント抵抗を用い、シャント抵抗の端子間電圧に基づいて相電流を検出する方法
が提案されていた。

前記(1)の方法を採用する場合には、直流カレントトランスが高価
25 であるから、モータ駆動装置が全体としてコストアップしてしまうという不都合がある。

前記（２）の方法を採用する場合には、運転状態によってはパルス幅が著しく細くなってしまい、相電流の測定誤差が大きくなるため、パルス幅がある程度以下には細くならないようにパルス幅を制限することが行われるが、このような処理を行うと、電流波形が歪むという不都合、

5 起動時には相電流を検出することが不可能であるという不都合などがある。具体的には、「PWMインバータの三相出力電流の直流側での検出法」、谷沢ほか、IEA-94-17（以下、引用文献と称する）に示すように相電流をインバータ入力により検出する場合には、相電圧出力が近接する部分ではパルス幅が細くなり、相電流の検出に大きな誤差が生じたり、相電流の検出が不可能になったりするという不都合がある。

10 このため、パルス幅が細くなる部分でPWMを変形し、細いパルス幅のパルスが出ないようにして相電流を測定するなどの対策が検討されているが、PWMの変形に起因して電流波形が歪むことになってしまう。

また、パルス幅が細くなる現象は、低速回転など電圧が非常に低い場合には、相電圧が近接する部分を中心にパルス幅の細い部分が拡大し、連続して発生するため、上記の対策だけではモータの運転範囲の全てにおいてモータを運転することが困難である。

15

発明の開示

20 この発明は上記の問題点に鑑みてなされたものであり、コストダウンを達成でき、しかも、所望のタイミングの相電流を安定に検出できるとともに、電圧波形の歪みを大幅に低減することができる相電流検出方法、この相電流検出方法を用いるインバータ制御方法およびこれらの装置を提供することを目的としている。

25 請求項１の相電流検出方法は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電

流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限するに当たって、

所要デューティが小さいことに応答して、正逆電圧を加えて印加される電圧を調整する方法である。

- 5 請求項 2 の相電流検出方法は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限するに当たって、

- 10 所要デューティが小さいことに応答して、パルス印加周期を変化させて印加される電圧を調整する方法である。

請求項 3 の相電流検出方法は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流を検出し、モータの相電流を算出するに当たって、

- 15 デッドタイム中における電流検出可否を判定し、電流検出が可能であることに応答して、電流検出を行う方法である。

請求項 4 の相電流検出方法は、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の中央で電流をサンプルする方法である。

請求項 5 の相電流検出方法は、電圧ベクトルが出力される期間の中央で電流をサンプルする方法である。

- 20 請求項 6 の相電流検出方法は、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の始まりからハードウェアが安定するまでの期間を排除した期間の中央で電流をサンプルする方法である。

- 25 請求項 7 の相電流検出方法は、応答時間の制約を受けて期間の中央でのサンプリングが不可能であることに応答して、期間の始めから応答時間が経過した後に電流をサンプルする方法である。

請求項 8 の相電流検出方法は、PWMインバータからの出力をモータ

に供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、

- 5 電流測定が困難な程度に印加される電圧ベクトルが短いことに応答して、過去の電流値により電流を推定する方法である。

請求項9の相電流検出方法は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、

- 10 過去の電流検出値から生成された電流予測値により電流検出値を補正して所望のタイミングでの電流値を予測する方法である。

請求項10の相電流検出方法は、誤差電流を所望のタイミングでの予測電流値に加算することにより電流検出値の補正を行う方法である。

- 15 請求項11の相電流検出方法は、誤差電流から振幅誤差を演算し、所望のタイミングでの予測電流に積算することにより電流検出値の補正を行う方法である。

請求項12の相電流検出方法は、振幅の大小に応じて請求項11の方法、請求項10の方法を採用して電流値の予測を行う方法である。

- 20 請求項13のインバータ制御方法は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出して電流制御もしくは位置センサレス制御を行うに当たって、

キャリア周期内の2つの電流測定タイミングにおける電流測定値を用いて制御を行う方法である。

- 25 請求項14の相電流検出装置は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの

電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限するものであって、

所要デューティが小さいことに応答して、正逆電圧を加えて印加される電圧を調整する調整手段を含むものである。

5 請求項 15 の相電流検出装置は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限するものであって、

10 所要デューティが小さいことに応答して、パルス印加周期を変化させて印加される電圧を調整する調整手段を含むものである。

請求項 16 の相電流検出装置は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流を検出し、モータの相電流を算出するものであって、

15 デッドタイム中における電流検出可否を判定し、電流検出が可能であることに応答して、電流検出を行う電流検出手段を含むものである。

請求項 17 の相電流検出装置は、前記電流検出手段として、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の中央で電流をサンプルするものを採用するものである。

20 請求項 18 の相電流検出装置は、前記電流検出手段として、電圧ベクトルが出力される期間の中央で電流をサンプルするものを採用するものである。

25 請求項 19 の相電流検出装置は、前記電流検出手段として、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の始まりからハードウェアが安定するまでの期間を排除した期間の中央で電流をサンプルするものを採用するものである。

請求項 20 の相電流検出装置は、前記電流検出手段として、応答時間

の制約を受けて期間の中央でのサンプリングが不可能であることに応答して、期間の始めから応答時間が経過した後に電流をサンプルするものを採用するものである。

5 請求項 2 1 の相電流検出装置は、P W Mインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、D Cリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するものであって、

電流測定が困難な程度に印加される電圧ベクトルが短いことに応答して、過去の電流値により電流を推定する電流推定手段を含むものである。

10 請求項 2 2 の相電流検出装置は、P W Mインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、D Cリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するものであって、

15 過去の電流検出値から推定された電流推定値により電流検出値を補正して、所望のタイミングでの電流値を予測する電流予測手段を含むものである。

請求項 2 3 の相電流検出装置は、前記電流予測手段として、誤差電流を所望のタイミングでの予測電流値に加算することにより電流検出値の補正を行うものを採用するものである。

20 請求項 2 4 の相電流検出装置は、前記電流予測手段として、誤差電流から振幅誤差を演算し、所望のタイミングでの予測電流に積算することにより電流検出値の補正を行うものを採用するものである。

25 請求項 2 5 の相電流検出装置は、前記電流予測手段として、振幅が大きいことに応答して、誤差電流から振幅誤差を演算し、所望のタイミングでの予測電流に積算することにより電流検出値の補正を行い、振幅が小さいことに応答して、誤差電流を所望のタイミングでの予測電流値に

加算することにより電流検出値の補正を行うものを採用するものである。

請求項 26 のインバータ制御装置は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出して電流制御もしくは位置センサレス制御を行うものであって、

5 キャリア周期内の2つの電流測定タイミングにおける電流測定値を用いて制御を行う制御手段を含むものである。

請求項 27 の相電流検出方法は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出

10 するに当たって、最小パルス幅を制限する方法であって、

電流検出時の電流の向きを推測し、この推測結果に基づいて最小パルス幅を変化させる方法である。

請求項 28 の相電流検出方法は、前記パルス幅としてゲートパルス幅

15 を採用する方法である。

請求項 29 の相電流検出方法は、電流の流れる方向と出力するベクトルパターンとからDCリンクに電流が出現する期間を算出し、算出された期間がDCリンクにおける電流検出のための最小ベクトル出力期間となるようにゲートパルス幅を設定する方法である。

請求項 30 の相電流検出方法は、出力ベクトルの変化を起こすスイッチ動作のパターンを予測し、この予測結果に基づいて最小ゲートパルス幅を変化させる方法である。

20

請求項 31 の相電流検出方法は、前記PWMインバータを構成するスイッチング素子に応じて応答時間を設定し、電流変化を引き起こすスイッチング素子に合わせて最小ゲートパルス幅を変化させる方法である。

25

請求項 32 の相電流検出方法は、前記電流の向きを電流の位相情報か

ら推測する方法である。

請求項 3 3 の相電流検出方法は、前記電流の向きを電流値の系列から推測する方法である。

5 請求項 3 4 の相電流検出方法は、モータの回転速度に応じて、電流の向きを電流の位相情報から推測する処理と電流の向きを電流値の系列から推測する処理とを切り替える方法である。

請求項 3 5 の相電流検出方法は、推測された電流が電流推定誤差内であることに応答して、デッドタイムを除くベクトル出力期間にパルス幅制限を適用する方法である。

10 請求項 3 6 の相電流検出方法は、前記 P W M インバータを構成するスイッチング素子の 1 つを電流検出に必要な時間だけオフする方法である。

請求項 3 7 のモータ制御方法は、D C リンク電圧およびゲートパルス幅からモータ電圧を算出、または D C リンクの電流および加えるベクトルパターンから相電流を検出する、算出されたモータ電圧、または検出
15 した相電流に基づいてモータを制御するに当たって、

モータの要求する電圧の高い状態、低い状態に応じて D C リンク電圧を高く、または低く制御する方法である。

請求項 3 8 のモータ制御方法は、低回転速度時または軽負荷時に、力率を低下させ、出力電圧または出力電流を高くする方法である。

20 請求項 3 9 のモータ制御方法は、電流の方向と出力ベクトルパターンとから電圧変化時のスイッチパターンを算出し、算出結果に基づいてデバイスの遅延時間を算出し、モータ電圧を補正する方法である。

請求項 4 0 の相電流検出方法は、ベクトル出力期間が最小ベクトル出力期間よりも長いことに応答して、指令電圧ベクトルの長さ
25 出力期間とが等しくなるようにゲートパルス幅を算出する方法である。

請求項 4 1 の相電流検出方法は、スイッチング動作を行うコンバータ

を前記PWMインバータと直列に接続し、電流検出時にコンバータ、PWMインバータのスイッチングを禁止する方法である。

5 請求項42の相電流検出方法は、DCリンク上の平滑コンデンサに直列に電流検出部を設けてコンバータ電流およびインバータ電流を検出する方法である。

請求項43の相電流検出装置は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限する装置であって、

10 電流検出時の電流の向きを推測し、この推測結果に基づいて最小パルス幅を変化させる最小パルス幅変化手段を含むものである。

請求項44の相電流検出装置は、前記最小パルス幅変化手段として、電流の流れる方向と出力するベクトルパターンとからDCリンクに電流が出現する期間を算出し、算出された期間がDCリンクにおける電流検出のための最小ベクトル出力期間となるようにゲートパルス幅を設定するものを採用するものである。

15 請求項45の相電流検出装置は、前記最小パルス幅変化手段として、出力ベクトルの変化を起こすスイッチ動作のパターンを予測し、この予測結果に基づいて最小ゲートパルス幅を変化させるものを採用するものである。

20 請求項46の相電流検出装置は、前記最小パルス幅変化手段として、前記PWMインバータを構成するスイッチング素子に応じて応答時間を設定し、電流変化を引き起こすスイッチング素子に合わせて最小ゲートパルス幅を変化させるものを採用するものである。

25 請求項47の相電流検出装置は、前記最小パルス幅変化手段として、前記電流の向きを電流の位相情報から推測するものを採用するものであ

る。

請求項 48 の相電流検出装置は、前記最小パルス幅変化手段として、前記電流の向きを電流値の系列から推測するものを採用するものである。

5 請求項 49 の相電流検出装置は、前記最小パルス幅変化手段として、モータの回転速度に応じて、電流の向きを電流の位相情報から推測する処理と電流の向きを電流値の系列から推測する処理とを切り替えるものを採用するものである。

10 請求項 50 の相電流検出装置は、前記最小パルス幅変化手段として、推測された電流が電流推定誤差内であることに応答して、デッドタイムを除くベクトル出力期間にパルス幅制限を適用するものを採用するものである。

請求項 51 の相電流検出装置は、前記最小パルス幅変化手段として、前記 P W M インバータを構成するスイッチング素子の 1 つを電流検出に必要な時間だけオフするものを採用するものである。

15 請求項 52 のモータ制御装置は、D C リンク電圧およびゲートパルス幅からモータ電圧を算出、または D C リンクの電流および加えるベクトルパターンから相電流を検出する、算出されたモータ電圧、または検出した相電流に基づいてモータを制御するモータ制御装置において、

20 モータの要求する電圧の高い状態、低い状態に応じて D C リンク電圧を高く、または低く制御するモータ電圧制御手段を含むものである。

請求項 53 のモータ制御装置は、前記モータ電圧制御手段として、低回転速度時または軽負荷時に、力率を低下させ、出力電圧または出力電流を高くするものを採用するものである。

25 請求項 54 のモータ制御装置は、前記モータ電圧制御手段として、電流の方向と出力ベクトルパターンとから電圧変化時のスイッチパターンを算出し、算出結果に基づいてデバイスの遅延時間を算出し、モータ電圧

を補正するものを採用するものである。

- 請求項 5 5 の相電流検出装置は、前記最小パルス幅変化手段として、ベクトル出力期間が最小ベクトル出力期間よりも長いことに応答して、指令電圧ベクトルの長さと同様にベクトル出力期間とが等しくなるようにゲートパルス幅を算出するものを採用するものである。

請求項 5 6 の相電流検出装置は、スイッチング動作を行うコンバータを前記 P W M インバータと直列に接続し、コンバータインバータ制御手段として、電流検出時にコンバータ、P W M インバータのスイッチングを禁止するものを採用するものである。

- 10 請求項 5 7 の相電流検出装置は、コンバータ電流およびインバータ電流を検出すべく、D C リンク上の平滑コンデンサに直列に電流検出部を設けたものである。

- 請求項 1 の相電流検出方法であれば、P W M インバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、D C リンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限するに当たって、

- 15 所要デューティが小さいことに応答して、正逆電圧を加えて印加される電圧を調整するのであるから、最小ベクトル出力時間の制限により出力電圧が所望の電圧値よりも大きくなった場合に、逆向きの電圧を印加することによって平均的に所望の電圧を得ることができ、電圧波形の歪みを抑制することができる。

- 請求項 2 の相電流検出方法であれば、P W M インバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、D C リンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限するに当たって、

25 所要デューティが小さいことに応答して、パルス印加周期を変化さ

せて印加される電圧を調整するのであるから、短い電圧ベクトル指令が入力された場合に、最小長さの電圧ベクトルに拡大するとともに、それ以降の一定期間、電圧ベクトルの出力を禁止することによって、長さを拡大したことに起因する電圧の出しすぎを補正して、指令電流との誤差を小さくしながら最小電圧ベクトル以上の長さの電圧ベクトルを出力することができる。

請求項 3 の相電流検出方法であれば、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流を検出し、モータの相電流を算出するに当たって、

10 デッドタイム中における電流検出可否を判定し、電流検出が可能であることに応答して、電流検出を行うのであるから、デッドタイム期間中においても相電流を検出することができる。

請求項 4 の相電流検出方法であれば、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の中央で電流をサンプルするのであるから、略平均電流とDCリンク電流との一致する時点で電流を検出して高調波誤差を抑制することができるほか、請求項 1 から請求項 3 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 5 の相電流検出方法であれば、電圧ベクトルが出力される期間の中央で電流をサンプルするのであるから、処理を簡単化することができるほか、請求項 1 から請求項 3 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 6 の相電流検出方法であれば、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の始まりからハードウェアが安定するまでの期間を排除した期間の中央で電流をサンプルするのであるから、ハードウェアが安定しない期間の影響を確実に排除できるほか、請求項 1 から請求項 3 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 7 の相電流検出方法であれば、応答時間の制約を受けて期間の中央でのサンプリングが不可能であることに応答して、期間の始めから応答時間が経過した後に電流をサンプルするのであるから、応答時間が長い場合であっても相電流を正確に検出することができるほか、請求項 5 4 から請求項 6 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 8 の相電流検出方法であれば、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、

10 電流測定が困難な程度に印加される電圧ベクトルが短いことに応答して、過去の電流値により電流を推定するのであるから、正確な電流測定ができない場合であっても、ある程度正確な相電流を採用することができる。

15 請求項 9 の相電流検出方法であれば、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、

20 過去の電流検出値から生成された電流予測値により電流検出値を補正して所望のタイミングでの電流値を予測するのであるから、検出時刻と電流取得タイミングとが異なる場合であっても、誤差の少ない相電流値を得ることができる。

25 請求項 10 の相電流検出方法であれば、誤差電流を所望のタイミングでの予測電流値に加算することにより電流検出値の補正を行うのであるから、簡単な演算を行うだけで、請求項 9 と同様の作用を達成することができる。

請求項 11 の相電流検出方法であれば、誤差電流から振幅誤差を演算

し、所望のタイミングでの予測電流に積算することにより電流検出値の補正を行うのであるから、請求項 9 と同様の作用を達成することができる。

5 請求項 1 2 の相電流検出方法であれば、振幅の大小に応じて請求項 1 1 の方法、請求項 1 0 の方法を採用して電流値の予測を行うのであるから、常に良好な相電流推定を行うことができる。

10 請求項 1 3 のインバータ制御方法であれば、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出して電流制御もしくは位置センサレス制御を行うに当たって、キャリア周期内の 2 つの電流測定タイミングにおける電流測定値を用いて制御を行うのであるから、電流指令に追従した電流制御を実現できるとともに、電流制御ループの制御速度を上げることができる。

15 請求項 1 4 の相電流検出装置であれば、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限するに当たって、

調整手段によって、所要デューティが小さいことに応答して、正逆電圧を加えて印加される電圧を調整することができる。

20 したがって、最小ベクトル出力時間の制限により出力電圧が所望の電圧値よりも大きくなった場合に、逆向きの電圧を印加することによって平均的に所望の電圧を得ることができ、電圧波形の歪みを抑制することができる。

25 請求項 1 5 の相電流検出装置であれば、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流

を検出するに当たって、最小パルス幅を制限するに当たって、

調整手段によって、所要デューティが小さいことに応答して、パルス印加周期を変化させて印加される電圧を調整することができる。

したがって、短い電圧ベクトル指令が入力された場合に、最小長さの
5 電圧ベクトルに拡大するとともに、それ以降の一定期間、電圧ベクトル
の出力を禁止することによって、長さを拡大したことに起因する電圧の
出しすぎを補正して、指令電流との誤差を小さくしながら最小電圧ベク
トル以上の長さの電圧ベクトルを出力することができる。

請求項 16 の相電流検出装置であれば、PWMインバータからの出力
10 をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリ
ンクの電流を検出し、モータの相電流を算出するに当たって、

電流検出手段によって、デッドタイム中における電流検出可否を判定
し、電流検出が可能であることに応答して、電流検出を行うことができ
る。

15 したがって、デッドタイム期間中においても相電流を検出することが
できる。

請求項 17 の相電流検出装置であれば、前記電流検出手段として、電
圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の中
央で電流をサンプルするものを採用するのであるから、略平均電流とD
20 Cリンク電流との一致する時点で電流を検出して高調波誤差を抑制する
ことができるほか、請求項 14 から請求項 16 の何れかと同様の作用を
達成することができる。

請求項 18 の相電流検出装置であれば、前記電流検出手段として、電
圧ベクトルが出力される期間の中央で電流をサンプルするものを採用す
25 るのであるから、処理を簡単化することができるほか、請求項 14 から
請求項 16 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 19 の相電流検出装置であれば、前記電流検出手段として、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の始まりからハードウェアが安定するまでの期間を排除した期間の中央で電流をサンプルするものを採用するのであるから、ハードウェアが安定しない期間の影響を確実に排除できるほか、請求項 14 から請求項 16 の
5 何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 20 の相電流検出装置であれば、前記電流検出手段として、応答時間の制約を受けて期間の中央でのサンプリングが不可能であることに応答して、期間の始めから応答時間が経過した後に電流をサンプルするものを採用するのであるから、応答時間が長い場合であっても相電流を正確に検出することができるほか、請求項 17 から請求項 19 の何れかと同様の作用を達成することができる。
10

請求項 21 の相電流検出装置は、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、
15

電流推定手段によって、電流測定が困難な程度に印加される電圧ベクトルが短いことに応答して、過去の電流値により電流を推定することができる。

したがって、正確な電流測定ができない場合であっても、ある程度正確な相電流を採用することができる。
20

請求項 22 の相電流検出装置であれば、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、
25

電流予測手段によって、過去の電流検出値から推定された電流推定値

により電流検出値を補正して、所望のタイミングでの電流値を予測することができる。

したがって、検出時刻と電流取得タイミングとが異なる場合であっても、誤差の少ない相電流値を得ることができる。

- 5 請求項 2 3 の相電流検出装置であれば、前記電流予測手段として、誤差電流を所望のタイミングでの予測電流値に加算することにより電流検出値の補正を行うものを採用するのであるから、簡単な演算を行うだけで、請求項 2 2 と同様の作用を達成することができる。

- 10 請求項 2 4 の相電流検出装置であれば、前記電流予測手段として、誤差電流から振幅誤差を演算し、所望のタイミングでの予測電流に積算することにより電流検出値の補正を行うものを採用するのであるから、請求項 2 2 と同様の作用を達成することができる。

- 15 請求項 2 5 の相電流検出装置であれば、前記電流予測手段として、振幅が大きいことに応答して、誤差電流から振幅誤差を演算し、所望のタイミングでの予測電流に積算することにより電流検出値の補正を行い、振幅が小さいことに応答して、誤差電流を所望のタイミングでの予測電流値に加算することにより電流検出値の補正を行うものを採用するのであるから、常に良好な相電流推定を行うことができる。

- 20 請求項 2 6 のインバータ制御装置であれば、PWMインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出して電流制御もしくは位置センサレス制御を行うに当たって、

制御手段によって、キャリア周期内の 2 つの電流測定タイミングにおける電流測定値を用いて制御を行うことができる。

- 25 したがって、電流指令に追従した電流制御を実現できるとともに、電流制御ループの制御速度を上げることができる。

請求項 27 の相電流検出方法であれば、P W Mインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、D Cリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限するために、

- 5 電流検出時の電流の向きを推測し、この推測結果に基づいて最小パルス幅を変化させるのであるから、確実な相電流の検出を達成することができる。

- 10 請求項 28 の相電流検出方法であれば、前記パルス幅としてゲートパルス幅を採用するので、ゲートパルス幅に基づいて請求項 27 と同様の作用を達成することができる。

- 15 請求項 29 の相電流検出方法であれば、電流の流れる方向と出力するベクトルパターンとからD Cリンクに電流が出現する期間を算出し、算出された期間がD Cリンクにおける電流検出のための最小ベクトル出力期間となるようにゲートパルス幅を設定するのであるから、確実な相電流の検出を達成することができる。

- 請求項 30 の相電流検出方法であれば、出力ベクトルの変化を起こすスイッチ動作のパターンを予測し、この予測結果に基づいて最小ゲートパルス幅を変化させるのであるから、確実な相電流の検出を達成することができる。

- 20 請求項 31 の相電流検出方法であれば、前記P W Mインバータを構成するスイッチング素子に応じて応答時間を設定し、電流変化を引き起こすスイッチング素子に合わせて最小ゲートパルス幅を変化させるのであるから、スイッチング素子毎の応答時間を考慮して最小ゲートパルス幅を設定することができ、請求項 28 から請求項 30 の何れかと同様の作用を達成することができる。
- 25

請求項 32 の相電流検出方法であれば、前記電流の向きを電流の位相

情報から推測するのであるから、モータが高速回転する場合であっても電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 28 から請求項 31 の何れかと同様の作用を達成することができる。

5 請求項 33 の相電流検出方法であれば、前記電流の向きを電流値の系列から推測するのであるから、モータが低速回転する場合、モータトルクを高速に制御する場合などであっても電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 28 から請求項 31 の何れかと同様の作用を達成することができる。

10 請求項 34 の相電流検出方法であれば、モータの回転速度に応じて、電流の向きを電流の位相情報から推測する処理と電流の向きを電流値の系列から推測する処理とを切り替えるのであるから、常に電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 28 から請求項 31 の何れかと同様の作用を達成することができる。

15 請求項 35 の相電流検出方法であれば、推測された電流が電流推定誤差内であることに応答して、デッドタイムを除くベクトル出力期間にパルス幅制限を適用するのであるから、確実に電流検出を行うことができ、請求項 28 から請求項 34 の何れかと同様の作用を達成することができる。

20 請求項 36 の相電流検出方法であれば、前記 PWM インバータを構成するスイッチング素子の 1 つを電流検出に必要な時間だけオフするのであるから、最大電圧出力時のように、キャリア周期内に 1 つのベクトルのみを出力し続ける場合であっても、最小限の電圧低下で電流検出を行うことができ、請求項 28 から請求項 34 の何れかと同様の作用を達成することができる。

25 請求項 37 のモータ制御方法であれば、DC リンク電圧およびゲートパルス幅からモータ電圧を算出、または DC リンクの電流および加える

ベクトルパターンから相電流を検出し、算出されたモータ電圧、または算出された相電流に基づいてモータを制御するに当たって、

5 モータの要求する電圧の高い状態、低い状態に応じてDCリンク電圧を高く、または低く制御するのであるから、モータを安定に制御することができ、パルス幅制限の影響の少ない良好な波形出力を行いながら常に確実に電流検出を行うことができる。

10 請求項38のモータ制御方法であれば、低回転速度時または軽負荷時に、力率を低下させ、出力電圧または出力電流を高くするのであるから、電流検出を容易に行うことができるほか、請求項37と同様の作用を達成することができる。

請求項39のモータ制御方法であれば、電流の方向と出力ベクトルパターンとから電圧変化時のスイッチパターンを算出し、算出結果に基づいてデバイスの遅延時間を算出し、モータ電圧を補正するのであるから、高精度の電圧検出を達成することができる。

15 請求項40の相電流検出方法であれば、ベクトル出力期間が最小ベクトル出力期間よりも長いことに応答して、指令電圧ベクトルの長さと同様にゲートパルス幅を算出するのであるから、波形の歪を抑えつつ電流検出を確実にすることができるほか、請求項28から請求項31の何れかと同様の作用を達成することができる。

20 請求項41の相電流検出方法であれば、スイッチング動作を行うコンバータを前記PWMインバータと直列に接続し、電流検出時にコンバータ、PWMインバータのスイッチングを禁止するのであるから、ノイズの影響を排除して、電流検出を行うことができる。

25 請求項42の相電流検出方法であれば、DCリンク上の平滑コンデンサに直列に電流検出部を設けてコンバータ電流およびインバータ電流を

検出するのであるから、構成を簡単化でき、ノイズ対策を容易にできるほか、請求項 4 1 と同様の作用を達成することができる。

5 請求項 4 3 の相電流検出装置であれば、P W Mインバータからの出力をモータに供給してモータを駆動するモータ駆動装置において、D Cリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限する場合に、

最小パルス幅変化手段によって、電流検出時の電流の向きを推測し、この推測結果に基づいて最小パルス幅を変化させることができる。

したがって、確実な相電流の検出を達成することができる。

10 請求項 4 4 の相電流検出装置であれば、前記最小パルス幅変化手段として、電流の流れる方向と出力するベクトルパターンとからD Cリンクに電流が出現する期間を算出し、算出された期間がD Cリンクにおける電流検出のための最小ベクトル出力期間となるようにゲートパルス幅を設定するものを採用するのであるから、確実な相電流の検出を達成する
15 ことができる。

請求項 4 5 の相電流検出装置であれば、前記最小パルス幅変化手段として、出力ベクトルの変化を起こすスイッチ動作のパターンを予測し、この予測結果に基づいて最小ゲートパルス幅を変化させるものを採用するのであるから、確実な相電流の検出を達成することができる。

20 請求項 4 6 の相電流検出装置であれば、前記最小パルス幅変化手段として、前記P W Mインバータを構成するスイッチング素子に応じて応答時間を設定し、電流変化を引き起こすスイッチング素子に合わせて最小ゲートパルス幅を変化させるものを採用するのであるから、スイッチング素子毎の応答時間を考慮して最小ゲートパルス幅を設定することが
25 でき、請求項 4 3 から請求項 4 5 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 4 7 の相電流検出装置であれば、前記最小パルス幅変化手段として、前記電流の向きを電流の位相情報から推測するものを採用するのであるから、モータが高速回転する場合であっても電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 4 3 から請求項 4 6 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 4 8 の相電流検出装置であれば、前記最小パルス幅変化手段として、前記電流の向きを電流値の系列から推測するものを採用するのであるから、モータが低速回転する場合、モータトルクを高速に制御する場合などであっても電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 4 3 から請求項 4 6 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 4 9 の相電流検出装置であれば、前記最小パルス幅変化手段として、モータの回転速度に応じて、電流の向きを電流の位相情報から推測する処理と電流の向きを電流値の系列から推測する処理とを切り替えるものを採用するのであるから、常に電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 4 3 から請求項 4 6 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 5 0 の相電流検出装置であれば、前記最小パルス幅変化手段として、推測された電流が電流推定誤差内であることに応答して、デッドタイムを除くベクトル出力期間にパルス幅制限を適用するものを採用するのであるから、確実に電流検出を行うことができ、請求項 4 3 から請求項 4 9 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 5 1 の相電流検出装置であれば、前記最小パルス幅変化手段として、前記 P W M インバータを構成するスイッチング素子の 1 つを電流検出に必要な時間だけオフするものを採用するのであるから、最大電圧出力時のように、キャリア周期内に 1 つのベクトルのみを出力し続ける場合であっても、最小限の電圧低下で電流検出を行うことができ、請求

項 4 3 から請求項 4 9 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 5 2 のモータ制御装置であれば、DCリンク電圧およびゲートパルス幅からモータ電圧を算出、またはDCリンクの電流および加えるベクトルパターンから相電流を検出し、算出されたモータ電圧、または

5 算出された相電流に基づいてモータを制御するに当たって、

モータ電圧制御手段によって、モータの要求する電圧の高い状態、低い状態に応じてDCリンク電圧を高く、または低く制御することができる。

したがって、モータを安定に制御することができ、パルス幅制限の影響の少ない良好な波形出力を行いながら常に確実に電流検出を行うこと

10 ができる。

請求項 5 3 のモータ制御装置であれば、モータ電圧制御手段として、電流の方向と出力ベクトルパターンとから電圧変化時のスイッチパターンを算出し、算出結果に基づいてデバイスの遅延時間を算出し、モータ

15 電圧を補正するものを採用するのであるから、電流検出を容易に行うことができるほか、請求項 5 2 と同様の作用を達成することができる。

請求項 5 4 の相電流検出装置であれば、前記モータ電圧制御手段として、低回転速度時または軽負荷時に、力率を低下させ、出力電圧または出力電流を高くするものを採用するのであるから、高精度の電圧検出を

20 達成することができる。

請求項 5 5 の相電流検出装置であれば、前記最小パルス幅変化手段として、ベクトル出力期間が電流検出のためのベクトル長よりも長いことに応答して、指令電圧ベクトルの長さと同様にゲートパルス幅を算出するものを採用するのであるから、波形

25 の歪を抑えつつ電流検出を確実にを行うことができるほか、請求項 4 3 から請求項 4 6 の何れかと同様の作用を達成することができる。

請求項 5 6 の相電流検出装置であれば、スイッチング動作を行うコンバータを前記 P W M インバータと直列に接続し、コンバータインバータ制御手段として、電流検出時にコンバータ、 P W M インバータのスイッチングを禁止するものを採用するのであるから、ノイズの影響を排除して、確実に電流検出を行うことができる。

5

請求項 5 7 の相電流検出装置であれば、コンバータ電流およびインバータ電流を検出すべく、 D C リンク上の平滑コンデンサに直列に電流検出部を設けたのであるから、構成を簡単化でき、ノイズ対策を容易にできるほか、請求項 5 6 と同様の作用を達成することができる。

10

図面の簡単な説明

第 1 図は、インバータを用いるモータ駆動装置の構成を示す図である。

第 2 図は、電圧ベクトルと相電圧との関係を示す部である。

第 3 図は、電圧ベクトル V 1 出力時の電流を説明する図である。

15

第 4 図は、 D C リンクに流れる電流を説明する図である。

第 5 図は、この発明の相電流検出装置の一実施態様を示すブロック図である。

第 6 図は、この発明の相電流検出方法の一実施態様を説明するフローチャートである。

20

第 7 図は、第 5 図の相電流検出装置の概念的動作を説明する図である。

第 8 図は、この発明の相電流検出装置の他の実施態様を示すブロック図である。

第 9 図は、この発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

25

第 1 0 図は、この発明の相電流検出方法のさらに他の実施態様を説明するフローチャートである。

第 1 1 図は、第 9 図の相電流検出装置の概念的動作を説明する図である。

第 1 2 図は、この発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

5 第 1 3 図は、この発明の相電流検出方法のさらに他の実施態様を説明するフローチャートである。

第 1 4 図は、DCリンクに流れる実際の電流波形の一例を示す図である。

第 1 5 図は、相電流の瞬時変化および平均電流の一例を示す図である。

第 1 6 図は、DCリンクに流れる実際の電流波形、デッドタイム期間、および過渡応答期間の一例を説明する図である。

10 第 1 7 図は、DCリンクに流れる実際の電流波形、応答時間、およびサンプリング時間の一例を説明する図である。

第 1 8 図は、この発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

第 1 9 図は、電流値の予測方法の一例を説明する図である。

15 第 2 0 図は、この発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

第 2 1 図は、電流値の予測方法の他の例を説明する図である。

第 2 2 図は、この発明のインバータ制御装置の一実施態様を示すブロック図である。

20 第 2 3 図は、この発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

第 2 4 図は、ゲート信号によるパワーデバイスの応答の一例を示す図である。

25 第 2 5 図は、電流の位相情報から電流の向きを算出する処理を示す概略図である。

第 2 6 図は、電流の位相情報から電流の向きを算出する処理を説明する

フローチャートである。

第 27 図は、電流値の系列から電流の向きを予測する処理を示す概略図である。

5 第 28 図は、電流検出のためにスイッチング素子をオフする処理の一例を示す概略図である。

第 29 図は、電流検出のためにスイッチング素子をオフする処理の好ましい例を示す概略図である。

第 30 図は、この発明のモータ制御装置の一実施態様を示す電気回路図である。

10 第 31 図は、ゲート信号によるパワーデバイスの応答の他の例を示す図である。

第 32 図は、この発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示す電気回路図である。

15 第 33 図は、この発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示す電気回路図である

発明を実施するための最良の形態

以下、添付図面を参照して、この発明の相電流検出方法、インバータ制御方法およびこれらの装置の実施の態様を詳細に説明する。

20 図 1 はインバータを用いるモータ駆動装置の構成を示す図であり、表 1 はインバータ（パワーデバイス）の出力電圧ベクトルとスイッチング素子のスイッチング状態との関係を示すものである。

表 1

5

10

	T_{u^+}	T_{v^+}	T_{w^+}
V0	OFF	OFF	OFF
V1	OFF	OFF	ON
V2	OFF	ON	OFF
V3	OFF	ON	ON
V4	ON	OFF	OFF
V5	ON	OFF	ON
V6	ON	ON	OFF
V7	ON	ON	ON

15

なお、 T_{u^+} 、 T_{v^+} 、 T_{w^+} は、それぞれu相、v相、w相の上アームのスイッチング素子、 T_{u^-} 、 T_{v^-} 、 T_{w^-} は、それぞれu相、v相、w相の下アームのスイッチング素子を示し、表1において、ONは、上アームのスイッチング素子がONで、かつ、下アームのスイッチング素子がOFFである状態を示し、OFFは、上アームのスイッチング素子がOFFで、かつ、下アームのスイッチング素子がONである状態を示している。

20

25

上記のモータ駆動装置は、直流電源Eの出力端子間に第1コンデンサ2aを接続し、第1コンデンサ2aと並列に3相インバータ3を接続し、3相インバータ3の出力をモータ4に供給している。そして、3相インバータ3の入力側と第1コンデンサ2aとの間に電流検出器5を接続している。

この電流検出器 5 は、第 1 コンデンサ 2 a と第 2 コンデンサ 3 a との間の配線に介挿されたシャント抵抗 5 a と、シャント抵抗 5 a の端子間電圧を入力とし、検出電流として出力する電流出力部 5 b とを有している。

- 5 したがって、電圧ベクトルが V_0 、 V_7 の場合には、モータ 4 の全ての端子が電源のーライン、または+ラインに接続されることになり、モータ 4 には、電流を増減させる電圧（以下、単に電圧と称する）がかからない。また、電圧ベクトルが例えば V_1 の場合には、モータの w 相の端子が電源の+ラインに、他の相の端子が電源のーラインに接続されることになり、w 相電流を増加させる方向（u 相、v 相は負の方向）に電圧がかかることになる。

- 10 PWM の場合、電圧の大きさは、キャリア内で電圧ベクトルが出力される時間の割合によって決まるため、各相の電圧がほぼ等しい場合には、相間の電圧差に相当するきわめて短い期間の電圧ベクトルが出力されることになる（以下、これを電圧ベクトルが短いと称する）。また、出力電圧が低い時は、特に短い電圧ベクトルが出力され、モータ 4 に電圧のかからない電圧ベクトル V_0 、 V_7 がキャリア内の殆どの期間を占めることになる。

- 20 第 2 図はモータ 4 への印加電圧を 2 次元で表したものであり、u 相に正、v 相、w 相に負の電圧がかけられる場合を u 相方向と定義し、同様に v 相方向、w 相方向を定義し、電圧の大きさをベクトルの長さで表している。

- 25 この場合、電圧ベクトル $V_0 \sim V_7$ は第 2 図のように配置され、例えば、電圧ベクトル V_1 と電圧ベクトル V_3 とで挟まれる a ベクトルを出力する場合には、一般的な空間ベクトル法では、例えば、 V_0 、 V_1 、 V_3 、 V_7 の順に適宜電圧ベクトルを変えながら出力する。

出力電圧を小さくする（ベクトルの長さを短くする）場合には、電圧ベクトル V_0 、 V_7 の出力時間を長くし、 a ベクトルの向きを保存するためには、電圧ベクトル V_1 、 V_3 の出力時間の比率を一定に保てばよい。

- 5 DCリンクから相電流を検出するに当たっては、例えば、 a ベクトルを出力する際に、電圧ベクトル V_1 を出力している期間は w 相電流がDCリンクを流れ（図3中の矢印参照）、電圧ベクトル V_3 を出力している期間は u 相電流の正負逆の電流がDCリンクに流れるという性質を用いて、DCリンクから相電流を検出することができる〔第4図、および
- 10 「PWMインバータの三相出力電流の直流側での検出法」、谷沢ほか、IEA-94-17（以下、参考文献と称する）、参照〕。

- 参考文献に示されたようにモータの相電流をインバータ入力により検出する場合、相電圧出力が近接する部分でパルス幅が細くなり、相電流に大きな誤差が生じたり、検出不能になったりすることがある。このため、パルス幅が細くなる部分でPWMを変形し、細いパルス幅のパルス
- 15 が出ないようにして相電流を測定するなどの対策が検討されている。しかし、パルスが細くなる現象は、低速回転など電圧がきわめて低い場合には、相電圧が近接する部分を中心にパルス幅の細い部分が拡大し、連続して発生するため、従来の対策のみではモータ運転範囲の全てで運転
- 20 することは困難である。

- この不都合を考慮すれば、電圧ベクトルが短くなる低い電圧が要求される場合や相間の電位差が小さい場合に、最小の電圧ベクトル出力時間を設定するとともに、最小ベクトル出力時間の制限により出力電圧が所望の電圧値よりも大きくなった場合には逆向きの電圧を印加することで
- 25 平均的に所望の電圧を得るようにすることができる。

第5図はこの発明の相電流検出装置の一実施態様を示すブロック図で

ある。

この相電流検出装置は、交流電源 1 を入力とする整流回路 2 の出力端子間に第 1 コンデンサ 2 a を接続しているとともに、3 相インバータ 3 を接続し、3 相インバータ 3 の出力をモータ 4 に供給している。そして、
5 3 相インバータ 3 の入力側と第 1 コンデンサ 2 a との間に電流検出器 5 を設けている。

そして、電圧ベクトル指令を入力として出力時間を拡大する必要のある電圧ベクトルを検出する出力時間検出部 6 a と、電圧ベクトル指令および出力時間検出部 6 a により検出された電圧ベクトルを入力として出力時間の拡大処理を行う（電流検出器 5 において検出可能な長さまで拡大する）出力時間拡大部 6 b と、電圧ベクトル指令から実際に出力された電圧ベクトルの長さを減算して誤差を出力する減算部 6 g と、減算部 6 g からの誤差を積算して電圧ベクトル指令に対する出力の積算誤差を算出する出力誤差積算部 6 d と、拡大された電圧ベクトルの表 1 における ON/OFF を入れ替えて得られるベクトル（逆ベクトル）を出力する逆ベクトル発生部 6 e と、出力誤差積算部 6 d からの積算誤差の符号により切り替え動作して出力時間拡大部 6 b からの出力と逆ベクトル発生部 6 e からの出力を選択する選択部 6 f とを有している。
10
15

第 6 図はこの発明の相電流検出方法の一実施態様を説明するフローチャートである。
20

電圧ベクトル指令が与えられた場合に、ステップ S P 1 において、電圧ベクトル長が予め設定された規定値よりも小さいか否かを判定し、電圧ベクトル長が予め設定された規定値よりも小さいと判定された場合には、ステップ S P 2 において、電圧ベクトル長を拡大する処理を行う。

ステップ S P 1 において電圧ベクトル長が予め設定された規定値以上であると判定された場合、またはステップ S P 2 の処理が行われた場合
25

には、ステップ S P 3 において、積算誤差が 0 以上か否かを判定し、積算誤差が 0 よりも小さければ、ステップ S P 4 において、逆ベクトルを発生する。

5 ステップ S P 3 において積算誤差が 0 以上であると判定された場合、
またはステップ S P 4 の処理が行われた場合には、ステップ S P 5 にお
いて、電圧ベクトルを出力し、ステップ S P 6 において、電圧ベクトル
指令から出力電圧を減算して誤差を算出し、ステップ S P 7 において、
誤差を積算し、そのまま元の処理に戻る。

10 次いで、第 7 図を参照して上記の相電流検出装置および方法の作用を
説明する。

第 7 図に示すように、電圧ベクトル指令に短い電圧ベクトル V 1 が含まれている場合、出力時間検出部 6 a からの出力により、出力時間拡大部 6 b が電圧ベクトル V 1 を最小ベクトル長まで拡大する。

15 そして、これにより発生する誤差を出力誤差積算部 6 d により積算する（第 7 図中の区間 a 参照）。ここでは、積算結果が負となっているのであるから、次のキャリアにおいては逆ベクトル発生部 6 e が最小ベクトル長の逆ベクトル V 6 を発生する（第 7 図中の区間 b 参照）。

この処理を行えば、積算誤差が正となるので、次のキャリアでは再び最小ベクトル長まで拡大された電圧ベクトル V 1 が出力される。

20 このようにして、電圧ベクトル指令との誤差を小さくしながら最小ベクトル長以上の長さの電圧ベクトルを出力することができる。この結果、相電流の検出精度を高めることができる。

第 8 図はこの発明の相電流検出装置の他の実施態様を示すブロック図である。

25 この相電流検出装置が第 5 図の相電流検出装置と異なる点は、誤差電圧の積算値に基づいて電圧ベクトル長の拡大、逆ベクトルの出力を行う

代わりに、電流指令とモータ電流との差に基づいて電圧ベクトル長の拡大、逆ベクトルの出力を行うようにした点のみである。ここで、コイルを流れる電流は電圧の積分であるから、第8図の相電流検出装置によって、第5図の相電流検出装置と同様の作用を達成することができる。

5 さらに説明する。

第8図の相電流検出装置は、電流指令と電流検出器5からの検出電流とを入力として電流制御演算を行い、電圧指令を出力する電流制御部7 a と、電圧指令を入力として、電圧指令の位相角、振幅から電圧ベクトル指令を生成するとともに、切り替え信号を生成する電圧ベクトル発生部7 b と、電圧ベクトル指令を入力として逆ベクトルの出力を行う逆ベクトル発生部6 e と、切り替え信号に基づいて電圧ベクトル指令、逆ベクトルの一方を選択する選択部7 c と、選択部7 c から出力される電圧ベクトル指令を入力として出力時間を拡大する必要がある電圧ベクトルを検出する出力時間検出部6 a と、電圧ベクトル指令および出力時間検出部6 a により検出された電圧ベクトルを入力として出力時間の拡大処理を行う（電流検出器5において検出可能な長さまで拡大する）出力時間拡大部6 b とを有している。

この相電流検出装置を採用した場合には、電流指令と検出電流とから電流制御部7 a によって電圧指令を生成する。そして、電圧ベクトル発生部7 b は電圧指令の位相角、振幅から電圧ベクトル指令を生成する。

しかし、出力時間検出部6 a と出力時間拡大部6 b とにより最小のベクトル長が制限されているため、実際にモータ4に印加される電圧がこの値よりも大きくなり、電流が流れすぎて電圧指令が負になってしまう場合がある。

25 この場合には、逆ベクトル発生部6 e が生成する逆ベクトルを出力するように選択部7 c を制御することにより、指令電流との差を小さくし

ながら最小ベクトル長以上の長さの電圧ベクトルを出力することができる。

第9図はこの発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

- 5 この相電流検出装置が第8図の相電流検出装置と異なる点は、電圧ベクトル発生部7bとして電圧ベクトル指令のみを出力するものを採用した点、選択部7cを省略した点、および逆ベクトル発生部6eを省略した点、出力時間検出部6cとして、最小ベクトル長よりも短い電圧ベクトルを検出したことに応答して、出力休止指令をも出力し、この出力休止指令を所定時間（例えば、1キャリア）だけ電圧ベクトル発生部7b
- 10 に供給するものを採用した点のみである。

第10図はこの発明の相電流検出方法のさらに他の実施態様を説明するフローチャートである。

- 15 電流指令が供給された場合に、ステップSP1において、電流検出器5によりDCリンク電流を検出し、ステップSP2において、電流制御演算を行って電圧指令を得、ステップSP3において、出力休止が指示されているか否かを判定する。

- 20 そして、出力休止が指示されていない場合には、ステップSP4において、電圧ベクトルを発生し、ステップSP5において、電圧ベクトル長が予め設定された規定値よりも小さいか否かを判定する。

ステップSP3において出力休止が指示されていると判定された場合には、ステップSP6において出力休止を解除する。

- 25 ステップSP5において電圧ベクトル長が予め設定された規定値よりも小さいと判定された場合には、ステップSP7において、ベクトル長を拡大し、ステップSP8において、電圧ベクトルを出力し、ステップSP9において、出力休止を指示する。

5 ステップ S P 5 において電圧ベクトル長が予め設定された規定値以上であると判定された場合には、ステップ S P 1 0 において、電圧ベクトルを出力する。そして、ステップ S P 6 の処理が行われた場合、ステップ S P 9 の処理が行われた場合、または、ステップ S P 1 0 の処理が行われた場合には、そのまま元の処理に戻る。

 次いで、第 1 1 図を参照して上記の相電流検出装置および方法の作用を説明する。

10 第 1 1 図に示すように、電圧ベクトル指令に短い電圧ベクトル V 1 が含まれている場合、出力時間検出部 6 a からの出力により、出力時間拡大部 6 b が電圧ベクトル V 1 を最小ベクトル長まで拡大する。

 そして、これにより、出力電流に誤差を生じる（第 1 1 図中の区間 a 参照）。

15 ベクトル長の拡大を行った次のキャリアでは電圧ベクトルの出力を休止することにより、出力電流の誤差を削減し、または符号を反転させることができる。

 その次のキャリアでは再び電圧ベクトルを出力する。

 以下、同様にして電圧ベクトルの拡大の次のキャリアで電圧ベクトルの出力を休止することにより、電流指令との誤差を小さくしながら最小ベクトル長以上の長さの電圧ベクトルを出力することができる。

20 なお、この実施態様においては、出力休止時間を 1 キャリアに設定しているが、出力休止時間を電圧ベクトルの拡大幅、幅の拡大割合に応じて変化させることが好ましい。

 また、電流偏差に代えて、誤差電圧を積算して得られる積算誤差を採用することも可能である。

25 第 1 2 図はこの発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

この相電流検出装置が第9図の相電流検出装置と異なる点は、電流検出器5から出力される相電流を入力として相電流の向きを算出する電流パターン算出部7dと、相電流の向きおよび電圧ベクトル指令を入力としてデッドタイム中に電流検出が可能か否かを算出し、可能である場合にデッドタイム許可信号を出力するデッドタイム可否マップ7eと、電圧ベクトル出力およびデッドタイム可否マップ7eからの出力信号から、デッドタイムを含めたベクトル出力期間中の所定のタイミングで電流検出タイミング信号を出力し、電流検出器5に供給するサンプルタイミング算出部7fとをさらに設けた点、出力時間検出部6cとして、デッドタイム許可信号を受けて、デッドタイム時間を出力時間に含めて最小ベクトル長よりも短い電圧ベクトルを検出する機能をさらに有するものを採用した点のみである。

第13図はこの発明の相電流検出方法のさらに他の実施態様を説明するフローチャートである。

15 電流指令が与えられた場合に、ステップSP1において、電流検出器5によりDCリンク電流を検出し、ステップSP2において、検出したDCリンク電流（相電流）から電流パターンを算出し、ステップSP3において、電流制御演算を行って電圧指令を得、ステップSP4において、電圧指令に基づいて電圧ベクトルを発生し、ステップSP5において、
20 デッドタイム中に電流検出が可能か否かを算出し、ステップSP6において、デッドタイム利用可能か否かを判定する。

そして、ステップSP6においてデッドタイム利用可能であると判定された場合には、ステップSP7において、電圧ベクトル長とデッドタイムとを加算した値が予め設定した規定値よりも小さいか否かを判定する。
25

ステップSP7において電圧ベクトル長とデッドタイムとを加算した

値が予め設定した規定値よりも小さいと判定された場合には、ステップ S P 8 において、加算値が規定値になるまで電圧ベクトル長を拡大する。

5 ステップ S P 6 においてデッドタイム利用可能でないと判定された場合には、ステップ S P 9 において、電圧ベクトル長が予め設定した規定値よりも小さいか否かを判定する。

ステップ S P 9 において電圧ベクトル長が予め設定した規定値よりも小さいと判定された場合には、ステップ S P 10 において、電圧ベクトル長を拡大する。

10 ステップ S P 7 において加算値が規定値以上であると判定された場合、ステップ S P 9 において電圧ベクトル長が規定値以上であると判定された場合、ステップ S P 8 の処理が行われた場合、またはステップ S P 10 の処理が行われた場合には、ステップ S P 11 において、電圧ベクトルを出力し、ステップ S P 12 において、デッドタイム利用可能か否かを判定する。

15 ステップ S P 12 においてデッドタイム利用可能であると判定された場合には、ステップ S P 13 において、電圧ベクトル長にデッドタイムを加算する。

20 ステップ S P 12 においてデッドタイム利用可能でないと判定された場合、またはステップ S P 13 の処理が行われた場合には、ステップ S P 14 において、サンプルタイミングを算出し、そのまま一連の処理を終了する。

次いで、上記の相電流検出装置および方法の作用を説明する。

25 第 4 図に模式的に示した電流は、実際には第 14 図に示すように、デッドタイム（上アーム、下アームのスイッチング素子の双方が OFF の状態）を含んでいる。

デッドタイム中に DC リンクに流れる電流は、相電流の向きと加えら

れた電圧ベクトルとによって定まる。したがって、加える電圧ベクトルに対応した測定されるべき電流とデッドタイム中に流れる電流が等しい場合には、電圧ベクトルを加える期間に加えてデッドタイム期間も電流測定可能な期間となる。つまり、電流の向きにより定まるデッドタイム期間中にONする還流ダイオードと、加える電圧ベクトルに対応したONするトランジスタが同じ場合、デッドタイム期間中も電流測定が可能となる。この関係の一例を表2に示す。

10

15

20

25

表 2

5

10

15

20

25

SW 状態	電流 方向			端子 電圧 状態			電圧 V ^外	電流 方向	DCの電流	
	U	V	W	U	V	W			値	極性
0 0 0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	X
	0	1	0	0	0	0	0	2	0	X
	0	1	1	0	0	0	0	3	0	X
	1	0	0	0	0	0	0	4	0	X
	1	0	1	0	0	0	0	5	0	X
	1	1	0	0	0	0	0	6	0	X
0 0 1	0	0	1	0	0	1	1	1	lv	+
	0	1	0	0	0	1	1	2	lv	-
	0	1	1	0	0	1	1	3	lv	+
	1	0	0	0	0	1	1	4	lv	-
	1	0	1	0	0	1	1	5	lv	+
	1	1	0	0	0	1	1	6	lv	-
0 1 0	0	0	1	0	1	0	2	1	lv	-
	0	1	0	0	1	0	2	2	lv	+
	0	1	1	0	1	0	2	3	lv	+
	1	0	0	0	1	0	2	4	lv	-
	1	0	1	0	1	0	2	5	lv	-
	1	1	0	0	1	0	2	6	lv	+
0 1 1	0	0	1	0	1	1	3	1	lv	+
	0	1	0	0	1	1	3	2	lv	+
	0	1	1	0	1	1	3	3	lv	+
	1	0	0	0	1	1	3	4	lv	-
	1	0	1	0	1	1	3	5	lv	-
	1	1	0	0	1	1	3	6	lv	-
1 0 0	0	0	1	1	0	0	4	1	lv	-
	0	1	0	1	0	0	4	2	lv	-
	0	1	1	1	0	0	4	3	lv	-
	1	0	0	1	0	0	4	4	lv	+
	1	0	1	1	0	0	4	5	lv	+
	1	1	0	1	0	0	4	6	lv	+
1 0 1	0	0	1	1	0	1	5	1	lv	+
	0	1	0	1	0	1	5	2	lv	-
	0	1	1	1	0	1	5	3	lv	-
	1	0	0	1	0	1	5	4	lv	+
	1	0	1	1	0	1	5	5	lv	+
	1	1	0	1	0	1	5	6	lv	-
1 1 0	0	0	1	1	1	0	6	1	lv	-
	0	1	0	1	1	0	6	2	lv	+
	0	1	1	1	1	0	6	3	lv	-
	1	0	0	1	1	0	6	4	lv	+
	1	0	1	1	1	0	6	5	lv	-
	1	1	0	1	1	0	6	6	lv	+
1 1 1	0	0	1	1	1	1	7	1	0	X
	0	1	0	1	1	1	7	2	0	X
	0	1	1	1	1	1	7	3	0	X
	1	0	0	1	1	1	7	4	0	X
	1	0	1	1	1	1	7	5	0	X
	1	1	0	1	1	1	7	6	0	X
d 0 0	0	0	1	1	0	0	4	1	lv	-
	0	1	0	1	0	0	4	2	lv	-
	0	1	1	1	0	0	4	3	lv	-
	1	0	0	0	0	0	0	4	0	X
	1	0	1	0	0	0	0	5	0	X
	1	1	0	0	0	0	0	6	0	X
d 0 1	0	0	1	1	0	1	5	1	lv	+
	0	1	0	1	0	1	5	2	lv	-
	0	1	1	1	0	1	5	3	lv	-
	1	0	0	0	0	1	1	4	lv	-
	1	0	1	0	0	1	1	5	lv	+
	1	1	0	0	0	1	1	6	lv	-
d 1 0	0	0	1	1	1	0	6	1	lv	-
	0	1	0	1	1	0	6	2	lv	+
	0	1	1	1	1	0	6	3	lv	-
	1	0	0	0	1	0	2	4	lv	-
	1	0	1	0	1	0	2	5	lv	-
	1	1	0	0	1	0	2	6	lv	+
d 1 1	0	0	1	1	1	1	7	1	0	X
	0	1	0	1	1	1	7	2	0	X
	0	1	1	1	1	1	7	3	0	X
	1	0	0	0	1	1	3	4	lv	-
	1	0	1	0	1	1	3	5	lv	-
	1	1	0	0	1	1	3	6	lv	-
0 d 0	0	0	1	0	0	0	2	1	lv	-
	0	1	0	0	0	0	0	2	0	X
	0	1	1	0	0	0	0	3	0	X
	1	0	0	0	1	0	2	4	lv	-
	1	0	1	0	1	0	2	5	lv	-
	1	1	0	0	0	0	0	6	0	X

表 2 において、S W の状態および端子電圧の状態は、表 1 の ON を ” 1 ” と表しており、さらにデッドタイム期間中であることを d で表している。電流の向きも同様にモータへの流れ込みを ” 1 ” で表している。DC リンク電流は、このときに DC リンクに現れる電流およびその極性を示している。これから、デッドタイム期間中であっても電流測定可能なパターンを導出することができる。他のパターンについても同様に導出することができる。

したがって、従来は画一的にデッドタイムを排除した期間においてのみ相電流の検出を行っていたが、この実施態様を採用すれば、利用可能なデッドタイム期間中においても相電流の検出を行うことができる。

この実施態様においては、デッドタイム可否マップを用いてデッドタイム期間中における相電流の検出の可否を判定するようにしているが、例えば、電流電圧位相差の範囲によりデッドタイム期間中における相電流の検出の可否を判定することが可能である。

上記の各実施態様において、電流をサンプルするタイミングとして、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の中央を採用することが好ましい。

さらに説明する。

相電流の瞬時波形と平均電流との関係の一例を第 15 図に示す。ここでは、説明の簡単化のために単相で示している。

相電流としては平均電流を測定することが望ましいが、瞬時電流には PWM による高調波が含まれているため、PWM ON 時、および PWM OFF 時には大きな誤差が生じる。また、前述したように、デッドタイム期間中に DC リンクに相電流が流れている場合があるが、この場合、電流がスイッチング素子などの能動素子を流れるか、還流ダイオードを流れるかの違いはあるものの、DC リンクとモータの各相との接続関係

は電圧ベクトル出力時と同じであるため、P W M O Nの時間に組み入れて考えればよい。

5 これらを考慮すれば、P W M O N期間とデッドタイム期間との内のD Cリンクに相電流が流れている期間の中で、かつ略平均電流とD Cリンク電流とが互いに一致するタイミングとして、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の中央を採用することによって、高調波誤差を削減することができる。

10 さらに、デッドタイムは通常はP W M O N時間に比して十分に小さく、また、デッドタイムに比してP W M O N時間が短い場合には電圧ベクトルの出現時間自体が短いため、電流高調波が小さくなり誤差を生じにくい。したがって、デッドタイムを除くP W M O N期間の中心で電流検出を行うことができ、制御を簡単化することができる。

15 さらにまた、デッドタイム期間中には、電流得検出が可能な場合とそうでない場合とがあり、また、実際の電流検出を考えると、電流値が変化してから回路が安定するまでの過渡期間では電流を測定できない期間がある。そこで、過渡状態を避けて正確に測定し、かつ不要なパルス制限なしに電流を測定する必要がある。

20 このことを考慮すれば、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗を通じて観測される期間の始まりからハードウェアが安定するまでの期間を排除した期間の中央で電流をサンプルすることが好ましい。

第16図に実際の電流波形の一例を示す。

25 この場合には、デッドタイムと過渡応答期間を除いた期間c、f中に電流検出を行えばよいが、電流検出が可能なデッドタイム期間dも検出期間に含め、例えば、電圧ベクトルV1出力時には期間c、dの中央で電流を検出し、電圧ベクトルV3出力時には期間fの中央で電流を検出することが好ましい。

さらに、回路の遅延やセトリングタイムなどの応答時間の制約を受けて、上述のような中央でのサンプリングが不可能な場合には、期間の始めから応答時間が経過した時点以降にサンプリングを行うことが好ましく、相電流を正確に検出することができる。

5 具体的には、例えば、DCリンクに流れる電流波形が第17図に示すように与えられた場合には、応答時間が期間c、dの1/2よりも大きいので上述のような中央でのサンプリングが不可能であるが、期間cの開始から応答時間が経過した時点以降にサンプリングを行うことにより、相電流を正確に検出することができる。

10 第18図はこの発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

この相電流検出装置は、d-q軸変換部8aと、電流値記憶部8bと、d-q軸PI制御部8cと、電流比較部8dと、電圧ベクトル発生部8eと、サンプルタイミング算出部8fとを有している。

15 前記d-q軸変換部8aは、電流検出器5から出力されるDCリンク電流を入力とし、別途算出される回転子の回転位置に従って、回転子に合わせて回転する回転座標系d-q軸に変換するものである。したがって、この出力は、電流が回転子の回転に従って滑らかに回転した場合、直流ベクトルとなる。

20 前記電流値記憶部8bは、電流値を1キャリア分記憶するものである。

前記d-q軸PI制御部8cは、電流指令と電流検出値から出力電圧指令をPI制御によって算出するものである。

前記電流比較部8dは、d-q軸変換部8aからの電流値と電流値記憶部8bからの電流値とを比較することにより電流ベクトルが大きく変動したか否かを判定するものである。

25

前記電圧ベクトル発生部8eは、算出された出力電圧指令から電圧ベ

クトルを生成するものである。

前記サンプルタイミング算出部 8 f は、電圧ベクトルに応じて適宜サンプルタイミングを出力し、電流検出器 5 に供給するものである。

5 なお、8 h は、電流比較部 8 d からの出力信号により切り替え動作して d-q 軸変換部 8 a からの電流、電流値記憶部 8 b からの電流に一方を選択する選択部であり、8 g は、電流指令と選択された電流との差を算出する減算部である。

上記の構成の相電流検出装置の作用は次のとおりである。

10 出力電圧ベクトルが短く、電流検出器 5 において正確な電流が検出できなかつた場合には、d-q 軸変換部 8 a からの出力が前回に比して大きく変化する。そこで、電流比較部 8 d において電流ベクトルが大きく変動したと判定した場合には、電流検出を失敗したと判断し、選択部 8 h を切り替え動作させて電流値記憶部 8 b からの電流値を選択する。

15 なお、減算部 8 g、d-q 軸 P I 制御部 8 c、電圧ベクトル発生部 8 e の作用は従来公知であるから説明を省略する。

上記の場合には、電流検出が行われないことになるが、通常運転時には電圧ベクトル長が短くなるのは 2 つの相電圧が略等しくなる場合のみであつて、モータの回転と共に電圧ベクトル長が長くなるため、大きな問題は発生しない。

20 ここでは、電流検出の失敗を検出して電流値記憶部 8 b からの電流値（電流予測値）を選択するようにしているが、電圧ベクトル出力期間が所定の閾値以下になったことを検出して電流値記憶部 8 b からの電流値を選択するようにしてもよい。

25 また、電流値記憶部 8 b を設ける代わりに、d-q 軸 P I 制御部 8 c の積分項を採用することが可能であり、構成を簡単化することができる。

上記の実施態様においては、電流値として電流検出部 5 b からの電流

値をそのまま採用しているが、 $d-q$ 変換を行うタイミングとサンプルタイミング算出部8fが指示する、パルス出力に合わせた電流検出のためのサンプリングタイミングとのずれによる電流のずれを過去の電流検出値から生成された電流予測値により補正して所望のタイミングでの電

5 流値を予測することが可能であるほか、電流検出部5bからの電流測定値をサンプリングタイミング毎に制御に反映し、制御を高速化することも可能である。

第19図を参照してさらに説明する。

第19図中 t_{n-2} 、 t_{n-1} は以前の電流取得値、 t_0 は電流検出

10 タイミングで、 t_n は所望の電流取得タイミングである。

そして、取得すべき電流値が相電流であるとする、電流値は回転子の回転に伴って略正弦波状に変化する。このため、電流検出タイミングと電流取得タイミングとが異なる場合、そのままでは回転に伴う電流変化のために誤差を生じる。

15 しかし、 t_{n-1} 以前の取得電流値から t_0 および t_n における電流予測値を算出し、 t_0 における実際の測定値と t_0 における予測値との差 δ を t_n における電流予測値に加算し、 t_n における検出電流値とすることで、電流検出時刻と電流取得タイミングとが異なる場合であっても、誤差の少ない電流値を得ることができる。

20 第20図は上記の補正を行うようにした相電流検出装置の構成を示すブロック図である。

この相電流検出装置が第18図の相電流検出装置と異なる点は、電流検出器5と $d-q$ 軸変換部8aとの間に比較部8iおよび加算部8jを設けた点、逆 $d-q$ 軸変換部8kを設けた点、電流比較部8dおよび選

25 択部8hを省略した点のみである。

前記逆 $d-q$ 軸変換部8kは、 $d-q$ 軸PI制御部8cから出力され

る d - q 軸平均電流を入力として、別途算出される回転子の回転位置に従って相電流に変換するものである。

5 前記比較部 8 i は、相電流と電流検出器 5 により検出された対応する電流値とを比較し、誤差電流（第 19 図の t_0 における δ ）を算出するものである。

したがって、電流を取得すべきタイミング（第 19 図の t_n ）になれば、逆 d - q 軸変換部 8 k からの相電流と比較部 8 i からの誤差電流とを加算し、電流検出値として d - q 軸変換部 8 a に供給することができる。

10 この結果、誤差電流の加算により補正された電流値を用いて所望の電圧ベクトルを生成することができる。

さらに、誤差電流から振幅誤差を演算し、所望のタイミングでの予測電流に積算することによって予測電流を補正することが可能である。

第 21 図を参照してさらに説明する。

15 t_{n-2} 、 t_{n-1} 以前の検出電流値から t_0 および t_n における電流予測値（b および c）を算出し、 t_0 における実際の測定値（a）と t_0 における予測値（b）との比 δ を t_n における電流予測値（c）に乗算し、 t_n における検出電流値（d）とすることで、電流検出時刻と電流取得タイミングとが異なる場合であっても、誤差の少ない電流値を
20 得ることができる。

この補正を行わせる場合には、第 20 図の相電流検出装置において、比較部 8 i に代えて除算部 8 m を採用するとともに、加算部 8 j に代えて乗算部 8 n を採用すればよい。

25 また、振幅の誤差を比として算出した場合には、電流値が大きければ精度の高い推定を行うことができるが、電流値が小さければノイズなどの影響が大きく現れ、実際の電流と大きく異なることになる。

したがって、電流値に応じて第19図に対応する予測方法と第21図に対応する予測方法とを適宜切り替えることにより、常に良好な電流推定を達成することができる。

5 第22図はこの発明のインバータ制御装置の一実施態様を示すブロック図である。

このインバータ制御装置は、逆 $d-q$ 軸変換部9aと、誤差電流検出部9bと、 $d-q$ 軸変換部9cと、 $d-q$ 軸PI制御部9dと、電圧ベクトル発生部9eと、サンプルタイミング算出部9fとを有している。

10 前記逆 $d-q$ 軸変換部9aは、電流指令を別途算出される回転子角度を用いて相電流指令に変換するものである。

DCリンク電流を検出する電流検出器5は、検出電流のみならず、その電流がどの相であるかを示す相信号を出力する。

前記誤差電流検出部9bは、検出された相のみを比較し、他の相は0にして誤差電流として出力するものである。

15 前記 $d-q$ 軸変換部9cは、誤差電流を $d-q$ 軸電流に変換するものである。

20 このインバータ制御装置を採用すれば、誤差電流検出部9bにより相電流指令と検出電流値との誤差電流を出力し、 $d-q$ 軸変換部9c、 $d-q$ 軸PI制御部9d、電圧ベクトル発生部9eに順次供給することによって、電流指令に追従した電流制御を実現することができる。

この場合には、不要な推定を行わないため、誤差の蓄積が小さく、また検出後すぐに次の電圧ベクトルの計算をスタートさせることができるので、電流制御ループの制御速度を高めることが可能になる。

モータのセンサレス制御に適用する場合も同様である。

25 第23図はこの発明の相電流検出装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

電流検出部 5 b はシャント抵抗 5 a の端子間電圧を入力として D C リンク電流を測定し、その結果をモータ制御部 1 0 および電流予測部 1 1 a に供給する。電流予測部 1 1 a は、前回の電流の向きなどを近似的に用いることなどにより、次の電流検出時における電流の向きを予測し、ベクトルパターンテーブル 1 1 b に供給する。ベクトルパターンテーブル 1 1 b は、電流の方向とモータ制御部 1 0 からの指令電圧ベクトル(パターン、長さ)に基づいて、出力されるベクトルとその長さ、電圧変化時のスイッチの状態を出力する。ゲートパルス幅拡大部 1 1 c はこの出力に基づいて表 3 から電流検出に必要な所要ゲートパルス幅を算出し、ゲートパルス幅が短い場合には所要ゲートパルス幅に拡大し P W M 変調器 1 1 d に出力する。

表 3

ベクトル出力の前後のスイッチ動作	Ts を確保するためのゲートパルス幅	電流検出タイミング
ON → ON	$T_s + \text{MAX}(T_{on}) - \text{MIN}(T_{don})$	$T_s + \text{MAX}(T_{on})$
ON → OFF	$T_s + \text{MAX}(T_{on}) - \text{MIN}(T_{doff})$	$T_s + \text{MAX}(T_{on})$
OFF → ON	$T_s + \text{MAX}(T_{off}) - \text{MIN}(T_{don})$	$T_s + \text{MAX}(T_{off})$
OFF → OFF	$T_s + \text{MAX}(T_{off}) - \text{MIN}(T_{doff})$	$T_s + \text{MAX}(T_{off})$

この際、同時に電流検出タイミングを出力し、P W M 変調器 1 1 d において検出タイミングが到来すると電流検出部 5 b にそのタイミングを知らせる。

また、ベクトルパターンテーブル 1 1 b の内容は、例えば、表 4 に示すとおりである。

表 4

DCリンクが変化するタイミング

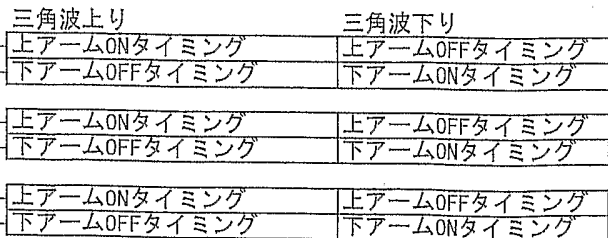
5

10

15

20

電流 方向	変化方向		三角波上り : →						三角波下り : ←					
	電圧ベクトル						DCリンク電流							
	v	d	v	d	v	d	v	d	v	d	v	d		
1	0	4	4	6	6	6	7	0	lu	lu	lw	lw	lw	0
5	0	0	4	6	6	6	7	0	0	lu	lw	lw	lw	0
4	0	0	4	6	6	7	7	0	0	lu	lw	lw	0	0
6	0	0	4	4	6	7	7	0	0	lu	lu	lw	0	0
2	0	4	4	4	6	7	7	0	lu	lu	lu	lw	0	0
3	0	4	4	4	6	6	7	0	lu	lu	lu	lw	lw	0
1	0	2	2	6	6	6	7	0	lv	lv	lw	lw	lw	0
5	0	2	2	2	6	6	7	0	lv	lv	lv	lw	lw	0
4	0	2	2	2	6	7	7	0	lv	lv	lv	lw	0	0
6	0	0	2	2	6	7	7	0	0	lv	lv	lw	0	0
2	0	0	2	6	6	7	7	0	0	lv	lw	lw	0	0
3	0	0	2	6	6	6	7	0	0	lv	lw	lw	lw	0
1	0	2	2	2	3	7	7	0	lv	lv	lv	lu	0	0
5	0	2	2	2	3	3	7	0	lv	lv	lv	lu	lu	0
4	0	2	2	3	3	3	7	0	lv	lv	lu	lu	lu	0
6	0	0	2	3	3	3	7	0	0	lv	lu	lu	lu	0
2	0	0	2	3	3	7	7	0	0	lv	lu	lu	0	0
3	0	0	2	2	3	7	7	0	0	lv	lv	lu	0	0
1	0	0	1	3	3	7	7	0	0	lw	lu	lu	0	0
5	0	0	1	3	3	3	7	0	0	lw	lu	lu	lu	0
4	0	1	1	3	3	3	7	0	lw	lw	lu	lu	lu	0
6	0	1	1	1	3	3	7	0	lw	lw	lw	lu	lu	0
2	0	1	1	1	3	7	7	0	lw	lw	lw	lu	0	0
3	0	0	1	1	3	7	7	0	0	lw	lw	lu	0	0
1	0	0	1	5	7	7	7	0	0	lw	lv	lv	0	0
5	0	0	1	1	5	7	7	0	0	lw	lw	lv	0	0
4	0	1	1	1	5	7	7	0	lw	lw	lw	lv	0	0
6	0	1	1	1	5	5	7	0	lw	lw	lw	lv	lv	0
2	0	1	1	5	5	5	7	0	lw	lw	lv	lv	lv	0
3	0	0	1	5	5	5	7	0	0	lw	lv	lv	lv	0
1	0	4	4	4	5	7	7	0	lu	lu	lu	lv	0	0
5	0	0	4	4	5	7	7	0	0	lu	lu	lv	0	0
4	0	0	4	5	5	7	7	0	0	lu	lv	lv	0	0
6	0	0	4	5	5	5	7	0	0	lu	lv	lv	lv	0
2	0	4	4	5	5	5	7	0	lu	lu	lv	lv	lv	0
3	0	4	4	4	5	5	7	0	lu	lu	lu	lv	lv	0



25

さらに説明する。

電流も電圧ベクトルと同様に流れ出し方向を1としてベクトル表現をとる。例えば、u相が流れ出し方向、v相、w相が流れ込み方向の場合4(=二進数で100)の方向となる。このとき、電流と電圧ベクトルパターンによりDCリンクに出現する電流は、表4のようになる。ここで、電圧ベクトルの欄はデッドタイムを含めて相電圧として出力される電圧ベクトルを示しており、dで示された部分はデッドタイムに出力されるベクトル、vで示された部分はスイッチが確定した状態で出力される電圧ベクトルを示している。また、DCリンク電流の欄は、このときにDCリンクに流れる電流を示している。さらに太線で示された部分は電圧、電流の変化のタイミングを示しており、また、下部にはその変化を引き起こすスイッチの状態が示されている。ここでは、三角波比較によるベクトル生成を例に表4を作表しており、三角波の上り下りによりスイッチの動作が逆になることに注意が必要である。

この表4から分るように検出時点での電流の向き、出力している電圧ベクトルによりデッドタイム中に電流が観測可能であるか否か、そしてスイッチのどのような動作によって電流変化が引き起こされたかを知ることができる。

次いで、最小ゲートパルス幅の決定方法を説明する。

ゲート信号によるパワーデバイスの応答は第24図に示すとおりである。なお、第24図において、ゲート信号は、パワーデバイスON/OFFのための指令信号であり、 I_c はパワーデバイスの電流であり、 T_{don} はゲート信号ONからパワーデバイス電流 I_c が変化を始めるまでの時間であり、 T_r はパワーデバイス電流 I_c の立ち上がり時間であり、 T_s は電流測定に必要なサンプル時間(最小ベクトル出力期間)であり、 T_{doff} はゲート信号OFFからパワーデバイス電流

I_c が変化を始めるまでの時間であり、 T_f はパワーデバイス電流 I_c の立下り時間である。

そして、ゲート信号 ON からパワーデバイスが ON し終わるまでの時間 T_{on} およびゲート信号 OFF からパワーデバイスが OFF し終わるまでの時間 T_{off} を次のように定める。

$$T_{on} = T_{don} + T_r$$

$$T_{off} = T_{doff} + T_f$$

このとき、 T_s を確保するために必要なゲートパルス幅（ゲート信号上でベクトルが出力される期間）は、表 3 のようになる。なお、表 3 には、ホールド時間を 0 とした場合の電流検出タイミングを併記している。したがって、検出時点での電流の向きを推定し、推定された検出時点での電流の向きと出力すべき電圧ベクトルとから表 4 を用いてベクトル出力前後のスイッチ動作を算出し、検出のためのゲートパルス幅を算出し、出力しようとするゲートパルス幅がこれよりも短い場合にはゲートパルス幅を長く補正して出力することにより、確実な電流検出が可能となる。

また、P サイド、N サイドあるいはスイッチング素子毎に応答時間が設定されており、最小ゲートパルス幅を電流変化を引き起こすスイッチング素子に合わせて変化させることが好ましい。なお、P サイドのスイッチング素子は正電圧に接続されたもの、N サイドのスイッチング素子は負電圧に接続されたものをそれぞれ示している。

第 23 図のベクトルパターンテーブル 11b の電流の方向と電圧ベクトルの組み合わせ毎に設けられた各エントリ毎にさらに素子の応答時間を考慮して算出された最小ゲートパルス幅と電流検出タイミングを書き込んでおき、モータ制御の指令電圧ベクトルの長さが最小ゲートパルス幅よりも短い場合には 1 対のゲートパルス幅拡大部 11c のそれぞれ

によりゲートパルス幅を拡大することで、スイッチング素子の各区分毎の応答時間を考慮して最小ゲートパルス幅を設定することが可能となる。

前記電流の向きは電流の位相情報から算出することができる。

さらに説明する。

- 5 第25図に示すようにモータの電気角回転速度を ω とすれば、UVW座標上の時刻 t での電流ベクトルは δt 時間後には $\omega \delta t$ だけ進むことが分る。そこで、電流ベクトルを $\omega \delta t$ だけ進めた電流ベクトルを推定し、その方向により各相の電流の向きを算出できる。この場合回転による誤差を生じないため、高速回転する場合などに高精度な推測を可能と
- 10 することができる。

第26図はこの処理を説明するフローチャートであり、ステップSP1において、電流ベクトルを検出し、ステップSP2において、検出時刻から δt を算出し、ステップSP3において、電流ベクトルを $\omega \delta t$ だけ進めたベクトルを算出し、ステップSP4において、各相の電流の

15 方向を算出し、そのまま一連の処理を終了する。

前記電流の向きは電流値の系列から予測することもできる。

さらに説明する。

- 第27図に示すように、1つの相に対応する時刻 t_1 における検出電流と時刻 t_2 における検出電流とから、例えば線形外挿により時刻 t_3
- 20 における電流値を算出し、この値によって電流の向きを算出することが可能である。この場合には、回転速度情報等を用いないため、回転速度に測定誤差などがあっても電流の向きを検出することが可能である。また、電流が回転速度に対して比較的早く変化する場合などにおいても誤差を少なくすることができる。

- 25 ここでは線形での予測を例示したが、もちろんより高次の予測を行うことで高精度化することが可能である。

また、回転速度により、電流の位相情報から電流の向きを算出する処理と電流値の系列から電流の向きを予測する処理とを切り替えることが好ましい。

5 前述のように、電流の位相情報から電流の向きを算出する処理は高速時、電流値の系列から電流の向きを予測する処理は電流変動の多い場合に有効である。そこで、回転速度に応じて前記処理を適宜切り替えて用いることにより常に高精度な電流方向の推測を可能にすることができる。

10 また、推測された電流が電流推測誤差内のため電流の方向を間違える可能性がある場合、デッドタイムを除いたベクトル出力時間にパルス幅制限を適用することが好ましい。

さらに説明する。

15 電流の方向は、電流値が小さくなったとき、測定誤差や推定誤差により間違えて推測される可能性がある。このとき、表4から分るようにデッドタイム期間中に出現するベクトルが変わり、または、最小ゲートパルス制限幅を間違えて算出することにより、電流測定が出来なくなる可能性がある。そこで、推測された電流が電流推測誤差以内の大きさになった場合には、デッドタイム中には電流検出が出来ないものとしてパルス幅制限の大きさを算出することにより確実な電流検出を可能にすることができる。

20 例えば、表4の電流の方向1、出力電圧ベクトル4、6で、U相の電流が小さく向きが分らない場合、電流の方向は1、5の何れかとなるため、デッドタイム期間中において4のベクトルが出現するか否かが不明である。この場合には、デッドタイム中に4ベクトルの出現しない電流の向き5として最小ゲートパルス幅を算出することによって確実な電流
25 検出を行うことが可能である。

また、例えば、最大電圧を出力している時に電流検出を行うような場

合に、1つのスイッチング素子を電流検出に必要な時間だけオフすることにより電流検出を行うことが好ましい。

さらに説明する。

5 PWMインバータにおいて高い出力電圧を出力する場合、キャリア内に1つのベクトルを出力しつづけることが行われる。この場合1つのベクトルしか出力されないためにモータ電流検出に必要な2つの電流が検出できなくなってしまう。

このため、若干出力電圧は低下するが電流検出のためのベクトルを出力することで電流検出を行うことが必要となる。この場合、通常の変調
10 と同様に検出のためのベクトルを相補PWMを用いて出力してしまうと、ベクトル出力のためのデッドタイムと元のベクトルに戻すためのデッドタイムが必要になり、出力すべき元のベクトルの出力期間が大きく削減されてしまう。

例えば、図3において T_u^- のゲート信号をオフすることでv相電流が
15 DCリンクから検出できるが、この場合 T_u^+ のゲート信号をオンしてしまうと第28図のように T_u^+ のオンオフそれぞれにデッドタイム t_d が必要となりこれが電流検出のための時間よりも長い場合には、出力電圧が必要以上に低下してしまう。

そこで、このような場合には、スイッチング素子をオフすることで電
20 流が検出される素子を選択的にオフし、デッドタイム状態を作り出すことで電流を検出することができる。このときデッドタイム時間だけでは電流検出が出来ない場合にも、相補接続されたスイッチをオンすることなくデッドタイム状態を長く続けることで電流検出を行うことができる。このことにより、デッドタイムに影響されることのない任意の長さの検
25 出パルスを作り出すことができ、電圧を有効に出力することができる。

また、DCリンクを流れる電流からモータ電流を検出してモータを制

御する装置において、モータの要求する電圧が低いことに応じて、DCリンク電圧を低く制御することによりパルス幅を広く保ち、逆にモータの要求する電圧が高いことに応じて、DCリンク電圧を高く制御することによりキャリア内に1つの電圧ベクトルが出力されつづける状態となることを極力回避することが好ましい。

さらに説明する。

第30図に回路構成例を示す。

DCリンク電圧制御部12は、商用電源1から直流電圧を作り出すインバータ部の内部に設けられたスイッチング素子Tcの通電状態を切り替えることによりDCリンクの電圧を制御することができるよう構成されている。なお、前記スイッチング素子Tcは、整流回路2の一方の出力端子に互いに直列接続されたリアクトル12aおよびダイオード12bの接続点と他方の出力端子との間に接続されている。そして、スイッチング素子Tcと並列に保護ダイオード12cが接続されている。

インバータ部3は、DCリンク電圧を入力とし、PWM変調を施すことによつて、モータ駆動に必要な電圧を作り出すものである。インバータ部3におけるベクトル出力期間は、DCリンク電圧とモータ4に出力される電圧との比で決まるため、モータ電圧が高くDCリンク電圧が低いほど長くなる。一方、電流検出器における電流検出はベクトル出力期間が長いほど最小パルス幅制限などを行わず正確な電流を検出できるため、モータ要求電圧が低い場合にDCリンク電圧を低く制御することで高精度かつ最小パルス幅制限の入らない滑らかな波形で電流検出を行うことができる。

また逆に、モータ要求電圧が高くなるとベクトル出力期間が長くなり、最終的にはキャリア内に1つのベクトルが出力され続ける状態となる。このため、モータの要求電圧が高い場合にはDCリンク電圧を高く制御

することでキャリア内に通常時と同様の2つのベクトルを発生させ2つの相電流を検出することを可能にすることができる。

5 また、低回転速度または軽負荷時に力率を低下させ出力電圧または出力電流を高くすることにより電流検出を容易になるように制御することが好ましい。

さらに説明する。

10 モータの端子電圧、端子電流は、「正弦波駆動による空調機用IPMモータの高効率運転制御法」、松野他、電学論D、119巻10号、平成11年（以下、参考文献2と称する）に示されたように、同じトルクであっても電流位相により大きく変化する。そこで、ベクトル出力期間が短くなる低回転速度時には出力電圧が高くなるように電流位相を進め、あるいは、出力電流が小さくなり電流の方向検出が難しくなる低負荷時には電流位相を進めるか、あるいは遅らせることでモータ端子電流を増加させることにより電流検出を容易に行うことができる。

15 また、DCリンク電圧およびゲートパルス幅からモータ電圧を算出してモータを制御するに当たって、電流の方向と出力ベクトルパターンから電圧変化時のスイッチパターンを算出し、この結果によりデバイスの遅延時間を算出し、電圧を補正することが好ましい。

さらに説明する。

20 ゲート信号、パワーデバイス電流 I_c とパワーデバイスのコレクタ-エミッタ間電圧 V_{ce} との関係を第31図に示す。

25 インバータ回路の場合、ゲート信号がオンし、パワーデバイス電流 I_c が流れ出しても、対となるアームの還流ダイオードがオンとなっているため、すぐには電圧 V_{ce} はなくならず、モータの電流全てをパワーデバイス電流 I_c がまかなうようになった時点で急激に0となる。また、オフの場合には、パワーデバイス電流 I_c が少なくなってきた時点で、

還流ダイオードがオンするため急激に電圧 V_{ce} が大きくなる。このため、電圧に関するトランジェント時間はオン時には T_{on} 、オフ時には T_{doff} として差し支えない。

5 そこで、電流の方向と出力電圧ベクトルパターンからデッドタイム期間中におけるベクトルの出力を考慮してベクトル出力期間を算出し、さらに、スイッチ動作によりオン時には T_{on} 、オフ時には T_{doff} をトランジェント時間として電圧を補正することにより高精度な電圧検出を可能にすることができる。

10 また、ベクトル出力期間が最小ベクトル出力期間よりも長い場合には指令電圧ベクトルの長さと同様にベクトル出力期間が等しくなるようにゲートパルス幅を算出することが好ましい。

さらに説明する。

15 デッドタイムを含め出力されるベクトル長、電流変化を引き起こすスイッチの変化とそのトランジェント時間の情報を用いれば、モータ制御の出力する指令電圧ベクトルの長さと同様に電圧ベクトル出力期間の長さをあわせるようにゲートパルス幅を制御することは容易である。

 また、インバータと直列にスイッチング動作を行うコンバータを接続し、電流検出時にはコンバータとインバータの全てのスイッチングを行わないように制御することが好ましい。

20 さらに説明する。

 通常電流検出には電流のサンプル時間が必要であり、この間にノイズが入ると電流検出結果に誤差を生じる。コンバータとインバータを直列に接続してなるモータ制御装置の場合、第32図に示すように、コンバータ部12およびインバータ部3とも電流を検出する必要があり、回路
25 上はコンデンサ2aによりインバータ部3とコンバータ部12とがアイソレートされており、相互に影響は無いように構成されているが、実際

にはスイッチングノイズによる影響を相互に受ける。このため、コンバータ部 1 2、インバータ部 3 のそれぞれの電流検出器が電流検出のためのサンプリングなど電流検出動作に入っている場合には全てのスイッチング素子のスイッチング動作を抑制するように制御することでノイズの影響を防止して高精度な電流検出を可能にすることができる。

また、DCリンク上の平滑コンデンサ 2 a に直列に電流検出器を接続し、コンバータ電流、インバータ電流の両方を検出することが好ましい。さらに説明する。

第 3 3 図に回路構成を示す。DCリンクに接続された平滑コンデンサ 2 a に直列に電流検出のための抵抗器 5 a を接続しており、コンバータから電流が流れ込む際には矢印 A で示す方向に電流が流れ、インバータ部に電流が流れる際には矢印 B で示す方向に電流が流れるため、いずれも抵抗器 5 a において電流を検出可能である。

動作時には、矢印 A と矢印 B の電流が同時に流れると独立な電流検出が不可能になるため、例えばモータ電圧が上がり矢印 B の電流の切れる期間が極めて短くなった場合などには、矢印 B の電流を測定した後 A - B を測定し、矢印 A の電流を算出するなどして電流を求めることができる。

このような構成を採用することにより、電流検出回路が 1 つで済むためコストダウンを達成することができるほか、複数ポイントでアースを取る必要性もなくなるためノイズ対策を容易にすることができる。

請求項 1 の発明は、最小ベクトル出力時間の制限により出力電圧が所望の電圧値よりも大きくなった場合に、逆向きの電圧を印加することによって平均的に所望の電圧を得ることができ、電圧波形の歪みを抑制することができるという特有の効果を奏する。

請求項 2 の発明は、短い電圧ベクトル指令が入力された場合に、最小

長さの電圧ベクトルに拡大するとともに、それ以降の一定期間、電圧ベクトルの出力を禁止することによって、長さを拡大したことに起因する電圧の出しすぎを補正して、指令電流との誤差を小さくしながら最小電圧ベクトル以上の長さの電圧ベクトルを出力することができるという特有の効果を奏する。

5

請求項 3 の発明は、デッドタイム期間中においても相電流を検出することができるという特有の効果を奏する。

請求項 4 の発明は、略平均電流と DC リンク電流との一致する時点で電流を検出して高調波誤差を抑制することができるほか、請求項 1 から請求項 3 の何れかと同様の効果を奏する。

10

請求項 5 の発明は、処理を簡単化することができるほか、請求項 1 から請求項 3 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 6 の発明は、ハードウェアが安定しない期間の影響を確実に排除できるほか、請求項 1 から請求項 3 の何れかと同様の効果を奏する。

15

請求項 7 の発明は、応答時間が長い場合であっても相電流を正確に検出することができるほか、請求項 4 から請求項 6 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 8 の発明は、正確な電流測定ができない場合であっても、ある程度正確な相電流を採用することができるという特有の効果を奏する。

20

請求項 9 の発明は、検出時刻と電流取得タイミングとが異なる場合であっても、誤差の少ない相電流値を得ることができるという特有の効果を奏する。

請求項 10 の発明は、簡単な演算を行うだけで、請求項 9 と同様の効果を奏する。

25

請求項 11 の発明は、請求項 9 と同様の効果を奏する。

請求項 12 の発明は、常に良好な相電流推定を行うことができるとい

う特有の効果を奏する。

請求項 1 3 の発明は、電流指令に追従した電流制御を実現できるとともに、電流制御ループの制御速度を上げることができるという特有の効果を奏する。

- 5 請求項 1 4 の発明は、最小ベクトル出力時間の制限により出力電圧が所望の電圧値よりも大きくなった場合に、逆向きの電圧を印加することによって平均的に所望の電圧を得ることができ、電圧波形の歪みを抑制することができるという特有の効果を奏する。

- 10 請求項 1 5 の発明は、短い電圧ベクトル指令が入力された場合に、最小長さの電圧ベクトルに拡大するとともに、それ以降の一定期間、電圧ベクトルの出力を禁止することによって、長さを拡大したことに起因する電圧の出しすぎを補正して、指令電流との誤差を小さくしながら最小電圧ベクトル以上の長さの電圧ベクトルを出力することができるという特有の効果を奏する。

- 15 請求項 1 6 の発明は、デッドタイム期間中においても相電流を検出することができるという特有の効果を奏する。

請求項 1 7 の発明は、略平均電流と DC リンク電流との一致する時点で電流を検出して高調波誤差を抑制することができるほか、請求項 1 4 から請求項 1 6 の何れかと同様の効果を奏する。

- 20 請求項 1 8 の発明は、処理を簡単化することができるほか、請求項 1 4 から請求項 1 6 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 1 9 の発明は、ハードウェアが安定しない期間の影響を確実に排除できるほか、請求項 1 4 から請求項 1 6 の何れかと同様の効果を奏する。

- 25 請求項 2 0 の発明は、応答時間が長い場合であっても相電流を正確に検出することができるほか、請求項 1 7 から請求項 1 9 の何れかと同様

の効果を奏する。

請求項 2 1 の発明は、正確な電流測定ができない場合であっても、ある程度正確な相電流を採用することができるという特有の効果を奏する。

5 請求項 2 2 の発明は、検出時刻と電流取得タイミングとが異なる場合であっても、誤差の少ない相電流値を得ることができるという特有の効果を奏する。

請求項 2 3 の発明は、簡単な演算を行うだけで、請求項 2 2 と同様の効果を奏する。

請求項 2 4 の発明は、請求項 2 2 と同様の効果を奏する。

10 請求項 2 5 の発明は、常に良好な相電流推定を行うことができるという特有の効果を奏する。

請求項 2 6 の発明は、電流指令に追従した電流制御を実現できるとともに、電流制御ループの制御速度を上げることができるという特有の効果を奏する。

15 請求項 2 7 の発明は、確実な相電流の検出を達成することができるという特有の効果を奏する。

請求項 2 8 の発明は、ゲートパルス幅に基づいて請求項 2 7 と同様の効果を奏する。

20 請求項 2 9 の発明は、確実な相電流の検出を達成することができるという特有の効果を奏する。

請求項 3 0 の発明は、確実な相電流の検出を達成することができるという特有の効果を奏する。

25 請求項 3 1 の発明は、スイッチング素子毎の応答時間を考慮して最小ゲートパルス幅を設定することができ、請求項 2 8 から請求項 3 0 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 3 2 の発明は、モータが高速回転する場合であっても電流の向

きを高精度に推定することができ、請求項 28 から請求項 31 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 33 の発明は、モータが低速回転する場合、モータトルクを高速に制御する場合などであっても電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 28 から請求項 31 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 34 の発明は、常に電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 28 から請求項 31 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 35 の発明は、確実に電流検出を行うことができ、請求項 28 から請求項 33 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 36 の発明は、最大電圧出力時のように、キャリア周期内に 1 つのベクトルのみを出力し続ける場合であっても、最小限の電圧低下で電流検出を行うことができ、請求項 28 から請求項 34 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 37 の発明は、モータを安定に制御することができ、パルス幅制限の影響の少ない良好な波形出力を行いながら常に確実に電流検出を行うことができるという特有の効果を奏する。

請求項 38 の発明は、電流検出を容易に行うことができるほか、請求項 37 と同様の効果を奏する。

請求項 39 の発明は、高精度の電圧検出を達成することができる。

請求項 40 の発明は、波形の歪を抑えつつ電流検出を確実に行うことができるほか、確実に電流検出を行うことができるという特有の効果を奏する。

請求項 41 の発明は、ノイズの影響を排除して、確実に電流検出を行うことができるという特有の効果を奏する。

請求項 42 の発明は、構成を簡単化でき、ノイズ対策を容易にできるほか、請求項 41 と同様の効果を奏する。

請求項 4 3 の発明は、確実な相電流の検出を達成することができるという特有の効果を奏する。

請求項 4 4 の発明は、確実な相電流の検出を達成することができるという特有の効果を奏する。

5 請求項 4 5 の発明は、確実な相電流の検出を達成することができるという特有の効果を奏する。

請求項 4 6 の発明は、スイッチング素子毎の応答時間を考慮して最小ゲートパルス幅を設定することができ、請求項 4 3 から請求項 4 5 の何れかと同様の効果を奏する。

10 請求項 4 7 の発明は、モータが高速回転する場合であっても電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 4 3 から請求項 4 6 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 4 8 の発明は、モータが低速回転する場合、モータトルクを高速に制御する場合などであっても電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 4 3 から請求項 4 6 の何れかと同様の効果を奏する。

15 請求項 4 9 の発明は、常に電流の向きを高精度に推定することができ、請求項 4 3 から請求項 4 6 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 5 0 の発明は、確実に電流検出を行うことができ、請求項 4 3 から請求項 4 9 の何れかと同様の効果を奏する。

20 請求項 5 1 の発明は、最大電圧出力時のように、キャリア周期内に 1 つのベクトルのみを出力し続ける場合であっても、最小限の電圧低下で電流検出を行うことができ、請求項 4 3 から請求項 4 9 の何れかと同様の効果を奏する。

25 請求項 5 2 の発明は、モータを安定に制御することができ、パルス幅制限の影響の少ない良好な波形出力を行いながら常に確実に電流検出を行うことができるという特有の効果を奏する。

請求項 5 3 の発明は、電流検出を容易に行うことができるほか、請求項 5 2 と同様の効果を奏する。

請求項 5 4 の発明は、高精度の電圧検出を達成することができる。

5 請求項 5 5 の発明は、波形の歪を抑えつつ電流検出を確実に行うことができるほか、請求項 4 3 から請求項 4 6 の何れかと同様の効果を奏する。

請求項 5 6 の発明は、ノイズの影響を排除して、確実に電流検出を行うことができるという特有の効果を奏する。

10 請求項 5 7 の発明は、構成を簡単化でき、ノイズ対策を容易にできるほか、請求項 5 6 と同様の効果を奏する。

15

20

25

請求の範囲

1. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給してモータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータ(4)の相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限する方法であって、
5 所要デューティが小さいことに応答して、正逆電圧を加えて印加される電圧を調整することを特徴とする相電流検出方法。
2. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給してモータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータ(4)の相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限する方法であって、
10 所要デューティが小さいことに応答して、パルス印加周期を変化させて印加される電圧を調整することを特徴とする相電流検出方法。
3. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給してモータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流を検出し、モータ(4)の相電流を算出する方法であって、
15 デッドタイム中における電流検出可否を判定し、電流検出が可能であることに応答して、電流検出を行うことを特徴とする相電流検出方法。
4. 電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗(5a)を通じて観測される期間の中央で電流をサンプルする請求項1から請求項3の何れかに記載の相電流検出方法。
20
5. 電圧ベクトルが出力される期間の中央で電流をサンプルする請求項1から請求項3の何れかに記載の相電流検出方法。
6. 電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗(5a)を通じて観測される期間の始まりからハードウェアが安定するまでの期間を排除し
25

た期間の中央で電流をサンプルする請求項 1 から請求項 3 の何れかに記載の相電流検出方法。

7. 応答時間の制約を受けて期間の中央でのサンプリングが不可能であることに応答して、期間の始めから応答時間が経過した後に電流をサンプルする請求項 4 から請求項 6 の何れかに記載の相電流検出方法。

8. PWMインバータ (3) からの出力をモータ (4) に供給してモータ (4) を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータ (4) の相電流を検出するに当たって、

10 電流測定が困難な程度に印加される電圧ベクトルが短いことに応答して、過去の電流値により電流を推定することを特徴とする相電流検出方法。

9. PWMインバータ (3) からの出力をモータ (4) に供給してモータ (4) を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータ (4) の相電流を検出するに当たって、

過去の電流検出値から生成された電流予測値により電流検出値を補正して所望のタイミングでの電流値を予測することを特徴とする相電流検出方法。

20 10. 誤差電流を所望のタイミングでの予測電流値に加算することにより電流検出値の補正を行う請求項 9 に記載の相電流検出方法。

11. 誤差電流から振幅誤差を演算し、所望のタイミングでの予測電流に積算することにより電流検出値の補正を行う請求項 9 に記載の相電流検出方法。

25 12. 振幅の大小に応じて請求項 11 の方法、請求項 10 の方法を採用して電流値の予測を行う請求項 9 に記載の相電流検出方法。

13. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給してモータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータ(4)の相電流を検出して電流制御もしくは位置センサレス制御を行うに当たって、

5 キャリア周期内の2つの電流測定タイミングにおける電流測定値を用いて制御を行うことを特徴とするインバータ制御方法。

14. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給してモータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータ(4)の相電流を検出
10 するに当たって、最小パルス幅を制限する装置であって、

所要デューティが小さいことに応答して、正逆電圧を加えて印加される電圧を調整する調整手段(6e)を含むことを特徴とする相電流検出装置。

15. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給してモータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータ(4)の相電流を検出
15 するに当たって、最小パルス幅を制限する装置であって、

所要デューティが小さいことに応答して、パルス印加周期を変化させて印加される電圧を調整する調整手段(6c)(7b)を含むことを
20 特徴とする相電流検出装置。

16. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給してモータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流を検出し、モータ(4)の相電流を算出する装置であって、

デッドタイム中における電流検出可否を判定し、電流検出が可能である
25 ことに応答して、電流検出を行う電流検出手段(5)(7e)(7f)を含むことを特徴とする相電流検出装置。

17. 前記電流検出手段(5)(7e)(7f)は、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗(5a)を通じて観測される期間の中央で電流をサンプルするものである請求項14から請求項16の何れかに記載の相電流検出装置。
- 5 18. 前記電流検出手段(5)(7e)(7f)は、電圧ベクトルが出力される期間の中央で電流をサンプルするものである請求項14から請求項16の何れかに記載の相電流検出装置。
19. 前記電流検出手段(5)(7e)(7f)は、電圧ベクトルに対応する電流がシャント抵抗(5a)を通じて観測される期間の始まり
- 10 からハードウェアが安定するまでの期間を排除した期間の中央で電流をサンプルするものである請求項14から請求項16の何れかに記載の相電流検出装置。
20. 前記電流検出手段(5)(7e)(7f)は、応答時間の制約を受けて期間の中央でのサンプリングが不可能であることに応答して、
- 15 期間の始めから応答時間が経過した後に電流をサンプルするものである請求項17から請求項19の何れかに記載の相電流検出装置。
21. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給してモータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出する装置であって、
- 20 電流測定が困難な程度に印加される電圧ベクトルが短いことに応答して、過去の電流値により電流を推定する電流推定手段(8b)(8d)(8h)を含むことを特徴とする相電流検出装置。
22. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給して
- 25 モータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出する装

置であって、

過去の電流検出値から推定された電流推定値により電流検出値を補正して、所望のタイミングでの電流値を予測する電流予測手段(8 i)(8 j)を含むことを特徴とする相電流検出装置。

5 23. 前記電流予測手段(8 i)(8 j)は、誤差電流を所望のタイミングでの予測電流値に加算することにより電流検出値の補正を行うものである請求項22に記載の相電流検出装置。

24. 前記電流予測手段(8 i)(8 j)は、誤差電流から振幅誤差を演算し、所望のタイミングでの予測電流に積算することにより電流検出値の補正を行うものである請求項22に記載の相電流検出装置。

10 25. 前記電流予測手段(8 i)(8 j)は、振幅が大きいことに応答して、誤差電流から振幅誤差を演算し、所望のタイミングでの予測電流に積算することにより電流検出値の補正を行い、振幅が小さいことに
15 により電流検出値の補正を行うものである請求項22に記載の相電流検出装置。

26. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給してモータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータの相電流を検出して電
20 流制御もしくは位置センサレス制御を行う装置であって、

キャリア周期内の2つの電流測定タイミングにおける電流測定値を用いて制御を行う制御手段(9 a)(9 b)(9 c)(9 d)(9 e)を含むことを特徴とするインバータ制御装置。

27. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給して
25 モータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータ(4)の相電流を検出

するに当たって、最小パルス幅を制限する方法であって、

電流検出時の電流の向きを推測し、この推測結果に基づいて最小パルス幅を変化させることを特徴とする相電流検出方法。

28. 前記パルス幅はゲートパルス幅である請求項27に記載の相電流検出方法。

29. 電流の流れる方向と出力するベクトルパターンとからDCリンクに電流が出現する期間を算出し、算出された期間がDCリンクにおける電流検出のための最小ベクトル出力期間となるようにゲートパルス幅を設定する請求項28に記載の相電流検出方法。

30. 出力ベクトルの変化を起こすスイッチ動作のパターンを予測し、この予測結果に基づいて最小ゲートパルス幅を変化させる請求項28または請求項29に記載の相電流検出方法。

31. 前記PWMインバータ(3)を構成するスイッチング素子に応じた応答時間を設定し、電流変化を引き起こすスイッチング素子に合わせて最小ゲートパルス幅を変化させる請求項28から請求項30の何れかに記載の相電流検出方法。

32. 前記電流の向きを電流の位相情報から推測する請求項28から請求項31の何れかに記載の相電流検出方法。

33. 前記電流の向きを電流値の系列から推測する請求項28から請求項31の何れかに記載の相電流検出方法。

34. モータ(4)の回転速度に応じて、電流の向きを電流の位相情報から推測する処理と電流の向きを電流値の系列から推測する処理とを切り替える請求項28から請求項31の何れかに記載の相電流検出方法。

35. 推測された電流が電流推定誤差内であることに応答して、デッドタイムを除くベクトル出力期間にパルス幅制限を適用する請求項28から請求項34の何れかに記載の相電流検出方法。

36. 前記PWMインバータ(3)を構成するスイッチング素子の1つを電流検出に必要な時間だけオフする請求項28から請求項34の何れかに記載の相電流検出方法。
37. DCリンク電圧およびゲートパルス幅からモータ電圧を算出、
5 またはDCリンクの電流および加えるベクトルパターンから相電流を検出する、算出されたモータ電圧、または算出された相電流に基づいてモータを制御するモータ制御方法において、
モータの要求する電圧の高い状態、低い状態に応じてDCリンク電圧を高く、または低く制御することを特徴とするモータ制御方法。
- 10 38. DCリンク電圧およびゲートパルス幅からモータ電圧を算出、またはDCリンクの電流および加えるベクトルパターンから相電流を検出する、算出されたモータ電圧、または算出された相電流に基づいてモータを制御するモータ制御方法において、
低回転速度時または軽負荷時に、力率を低下させ、出力電圧または出
15 力電流を高くするモータ制御方法。
39. 電流の方向と出力ベクトルパターンとから電圧変化時のスイッチパターンを算出し、算出結果に基づいてデバイスの遅延時間を算出し、モータ電圧を補正するモータ制御方法。
40. ベクトル出力期間が最小ベクトル出力期間よりも長いことに応
20 答して、指令電圧ベクトルの長さとはベクトル出力期間とが等しくなるようにゲートパルス幅を算出する請求項28から請求項31の何れかに記載の相電流検出方法。
41. DCリンクの電流および加えるベクトルパターンから相電流を算出する相電流検出方法において、スイッチング動作を行うコンバータ
25 を前記PWMインバータ(3)と直列に接続し、電流検出時にコンバータ、PWMインバータのスイッチングを禁止することを特徴とする相電

流検出方法。

4 2. DCリンク上の平滑コンデンサに直列に電流検出部を設けてインバータ電流およびインバータ電流を検出する請求項4 1に記載の相電流検出方法。

- 5 4 3. PWMインバータ(3)からの出力をモータ(4)に供給してモータ(4)を駆動するモータ駆動装置において、DCリンクの電流および加えるベクトルパターンとに基づいてモータ(4)の相電流を検出するに当たって、最小パルス幅を制限する装置であって、

10 電流検出時の電流の向きを推測し、この推測結果に基づいて最小パルス幅を変化させる最小パルス幅変化手段を含むことを特徴とする相電流検出装置。

4 4. 前記最小パルス幅変化手段は、電流の流れる方向と出力するベクトルパターンとからDCリンクに電流が出現する期間を算出し、算出された期間がDCリンクにおける電流検出のための最小ベクトル出力期間となるようにゲートパルス幅を設定するものである請求項4 3に記載の相電流検出装置。

15 4 5. 前記最小パルス幅変化手段は、出力ベクトルの変化を起こすスイッチ動作のパターンを予測し、この予測結果に基づいて最小ゲートパルス幅を変化させるものである請求項4 3または請求項4 4に記載の相電流検出装置。

20 4 6. 前記最小パルス幅変化手段は、前記PWMインバータ(3)を構成するスイッチング素子に応じた応答時間を設定し、電流変化を引き起こすスイッチング素子に合わせて最小ゲートパルス幅を変化させるものである請求項4 3から請求項4 5の何れかに記載の相電流検出装置。

25 4 7. 前記最小パルス幅変化手段は、前記電流の向きを電流の位相情報から推測するものである請求項4 3から請求項4 6の何れかに記載の

相電流検出装置。

48. 前記最小パルス幅変化手段は、前記電流の向きを電流値の系列から推測するものである請求項43から請求項46の何れかに記載の相電流検出装置。

5 49. 前記最小パルス幅変化手段は、モータ(4)の回転速度に応じて、電流の向きを電流の位相情報から推測する処理と電流の向きを電流値の系列から推測する処理とを切り替えるものである請求項43から請求項46の何れかに記載の相電流検出装置。

10 50. 前記最小パルス幅変化手段は、推測された電流が電流推定誤差内であることに応答して、デッドタイムを除くベクトル出力期間にパルス幅制限を適用するものである請求項43から請求項49の何れかに記載の相電流検出装置。

15 51. 前記最小パルス幅変化手段は、前記PWMインバータ(3)を構成するスイッチング素子の1つを電流検出に必要な時間だけオフするものである請求項43から請求項49の何れかに記載の相電流検出装置。

52. DCリンク電圧およびゲートパルス幅からモータ電圧を算出、またはDCリンクの電流および加えるベクトルパターンから相電流を検出する、算出されたモータ電圧、または算出された相電流に基づいてモータを制御するモータ制御装置において、

20 モータの要求する電圧の高い状態、低い状態に応じてDCリンク電圧を高く、または低く制御するモータ電圧制御手段を含むことを特徴とするモータ制御装置。

25 53. DCリンク電圧およびゲートパルス幅からモータ電圧を算出、またはDCリンクの電流および加えるベクトルパターンから相電流を検出する、算出されたモータ電圧、または算出された相電流に基づいてモータを制御するモータ制御装置において、

前記モータ電圧制御手段は、低回転速度時または軽負荷時に、力率を低下させ、出力電圧または出力電流を高くするものであるモータ制御装置。

5 4. 前記モータ電圧制御手段は、電流の方向と出力ベクトルパターンとから電圧変化時のスイッチパターンを算出し、算出結果に基づいて
5 デバイスの遅延時間を算出し、モータ電圧を補正するものである相電流検出装置。

5 5. 前記最小パルス幅変化手段は、ベクトル出力期間が電流検出のためのベクトル長よりも長いことに応答して、指令電圧ベクトルの長さ
10 とベクトル出力期間とが等しくなるようにゲートパルス幅を算出するものである相電流検出装置。

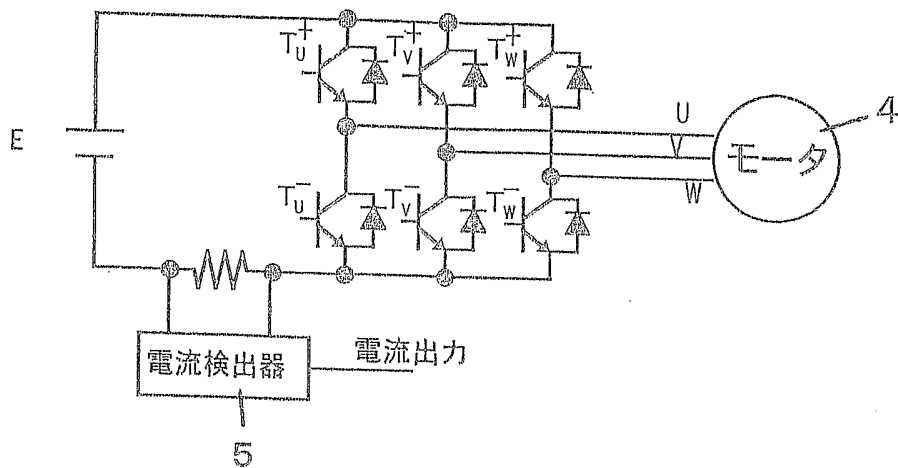
5 6. スイッチング動作を行うコンバータをPWMインバータ(3)と直列に接続し、コンバータインバータ制御手段は、電流検出時にコン
15 バータ、PWMインバータのスイッチングを禁止するものである相電流検出装置。

5 7. コンバータ電流およびインバータ電流を検出すべく、DCリンク上の平滑コンデンサに直列に電流検出部を設けてある請求項56に記載の相電流検出装置。

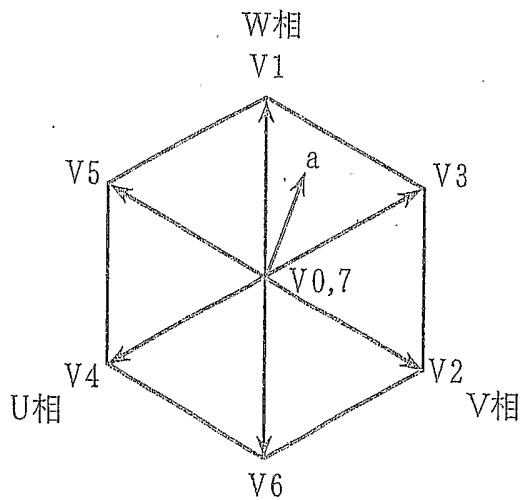
20

25

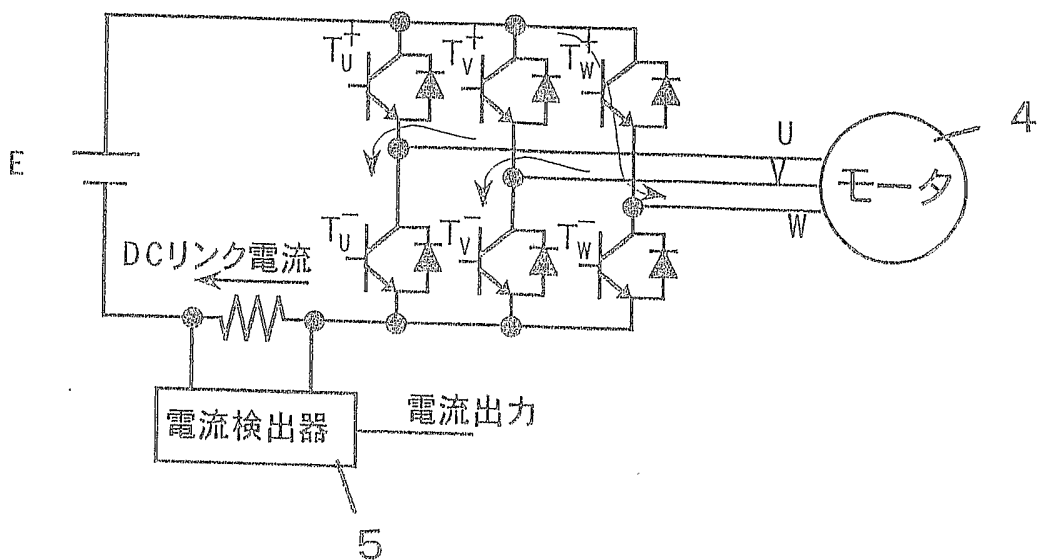
第1図



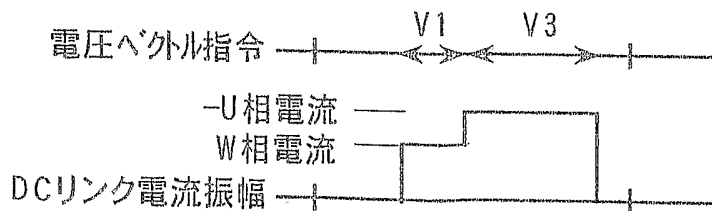
第2図



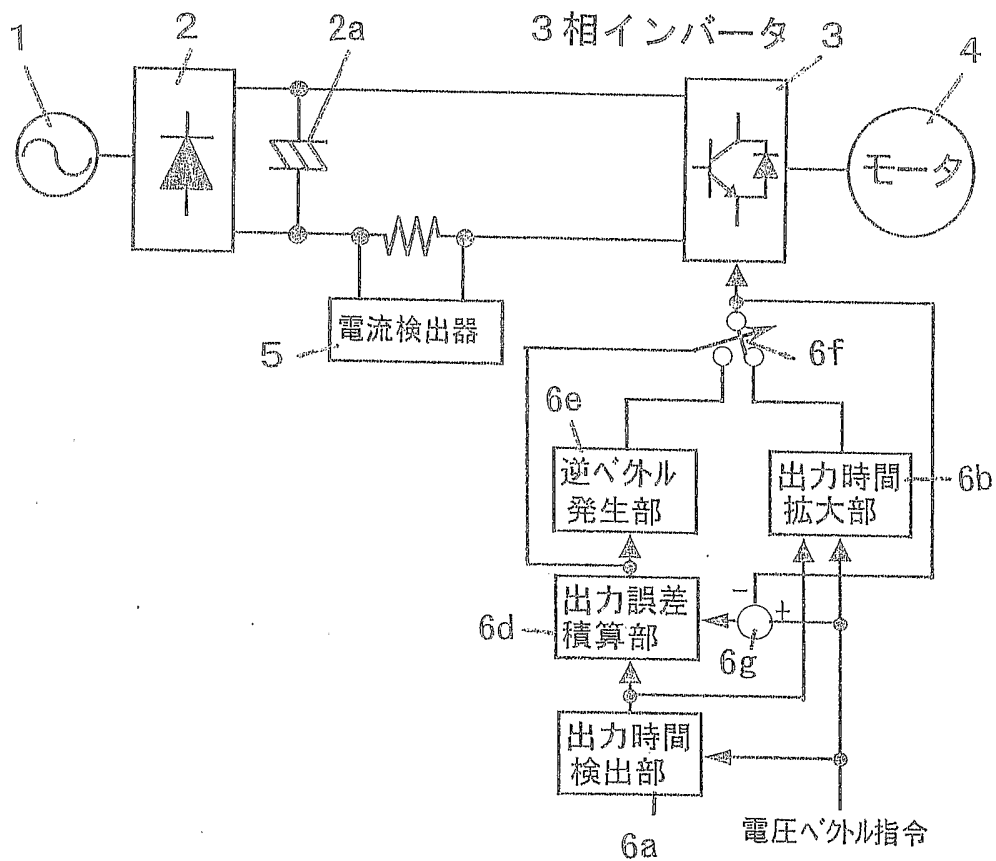
第3図



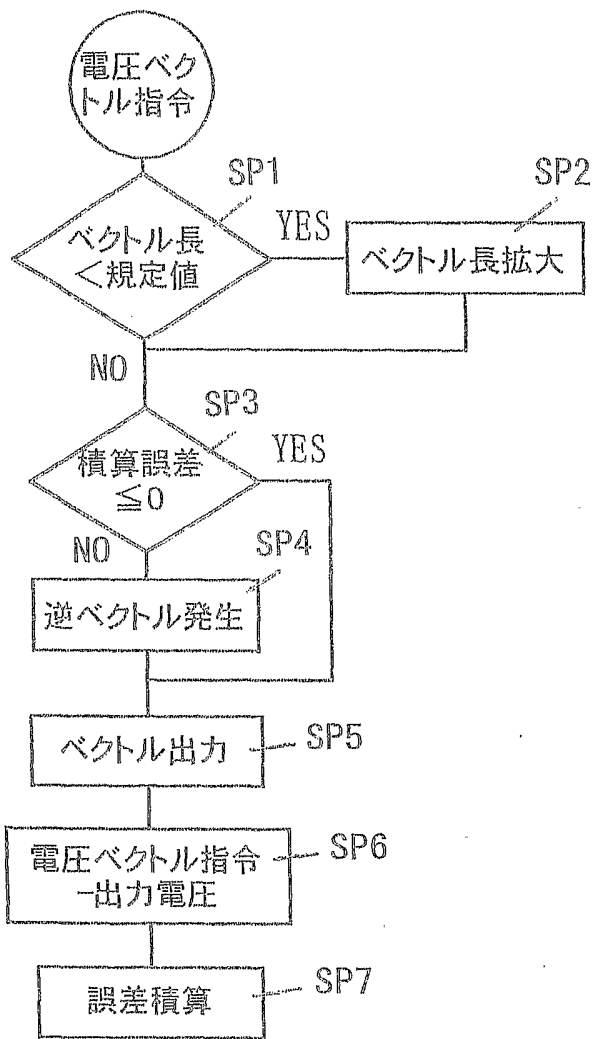
第4図



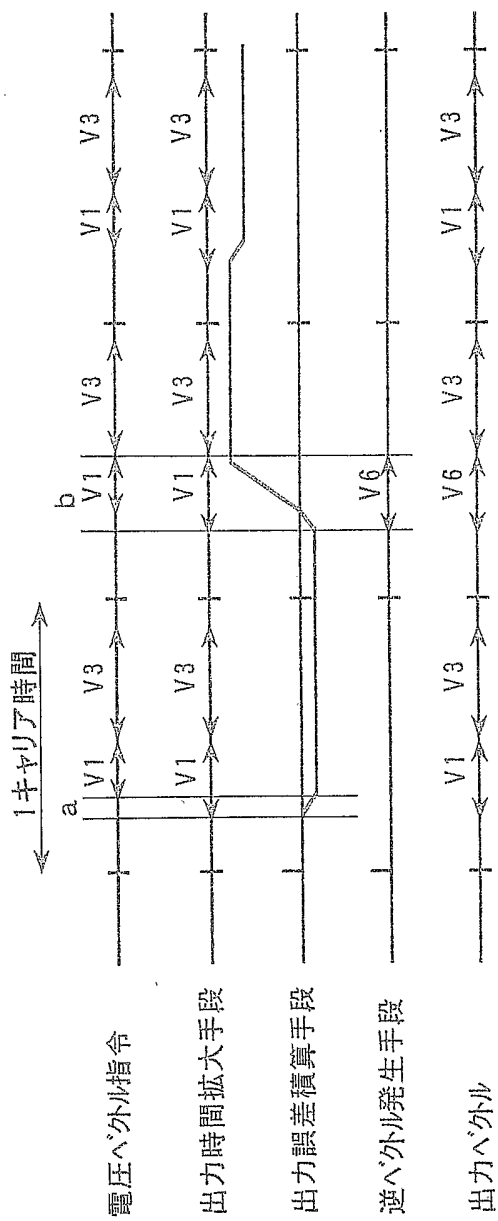
第5図



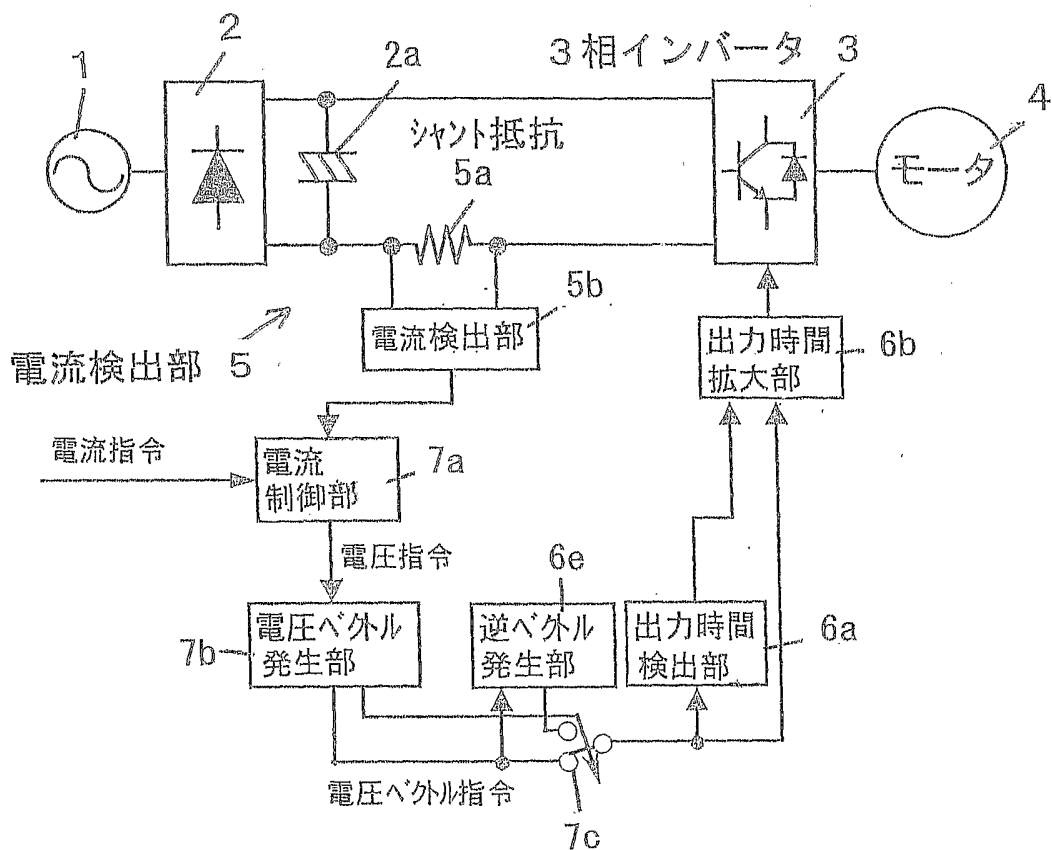
第6図



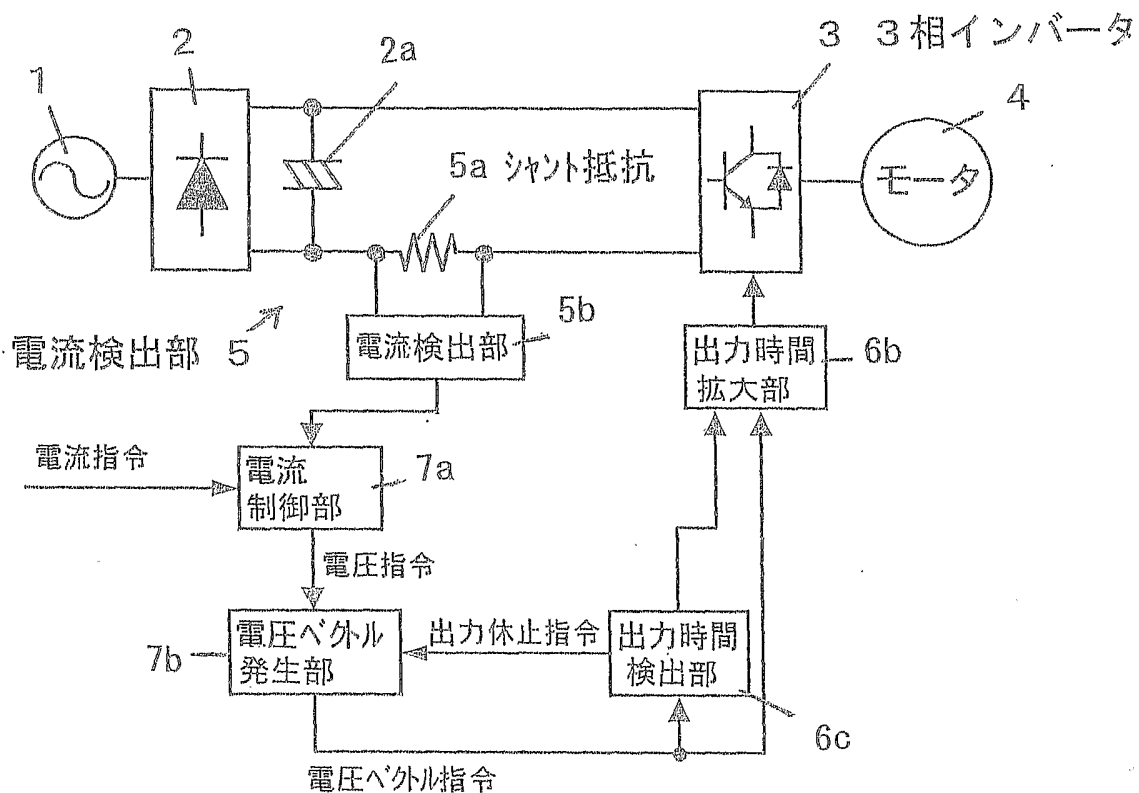
第7図



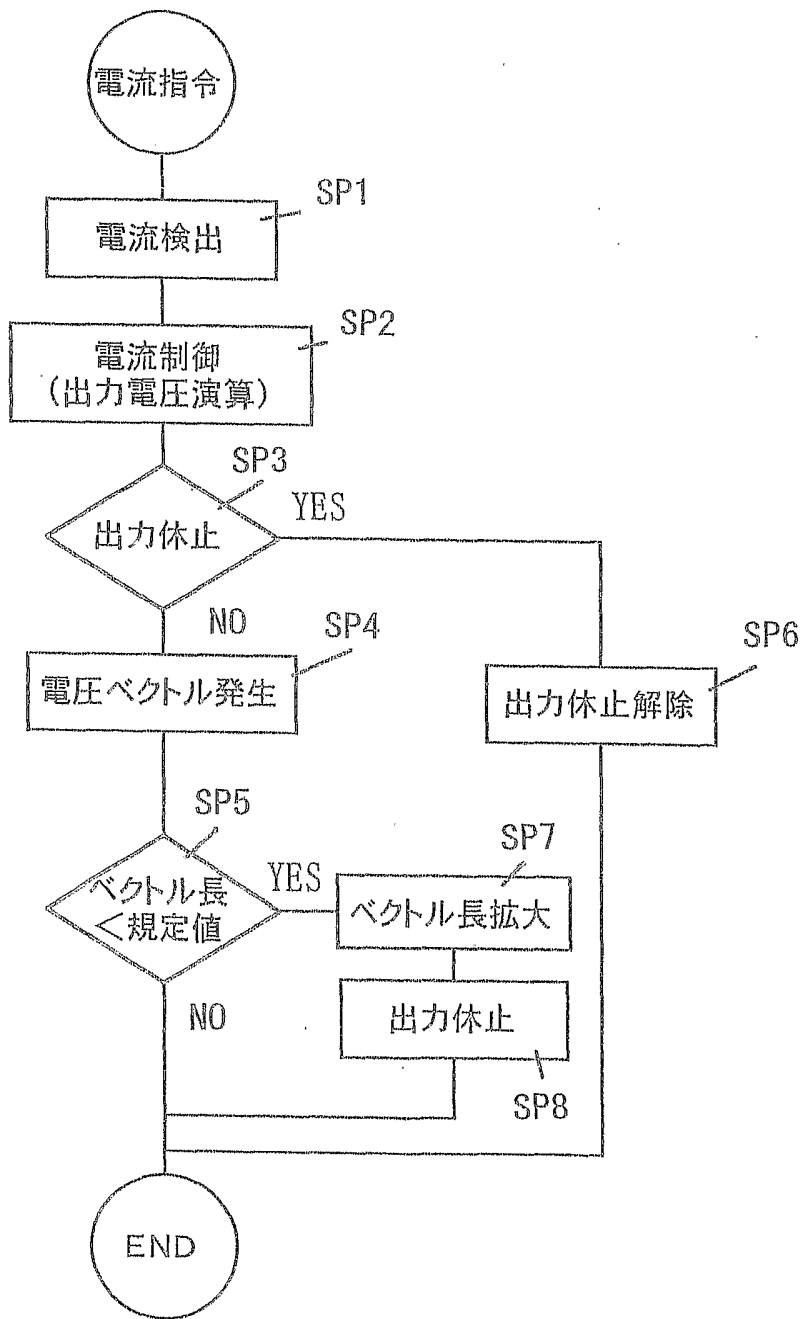
第8図



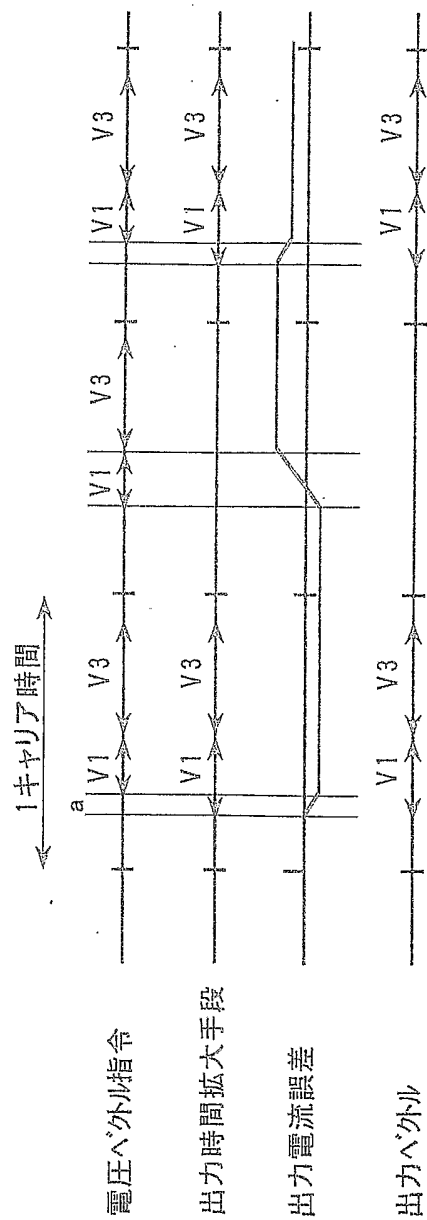
第9図



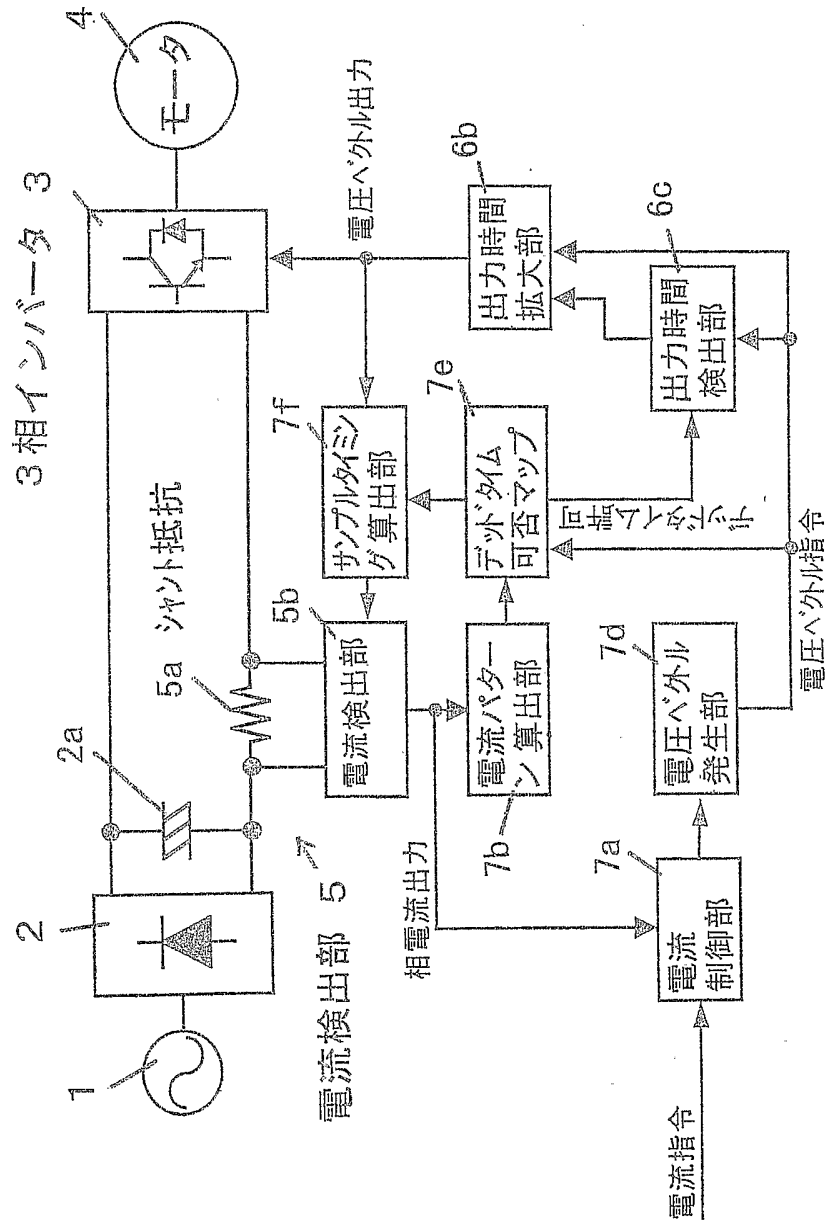
第10図



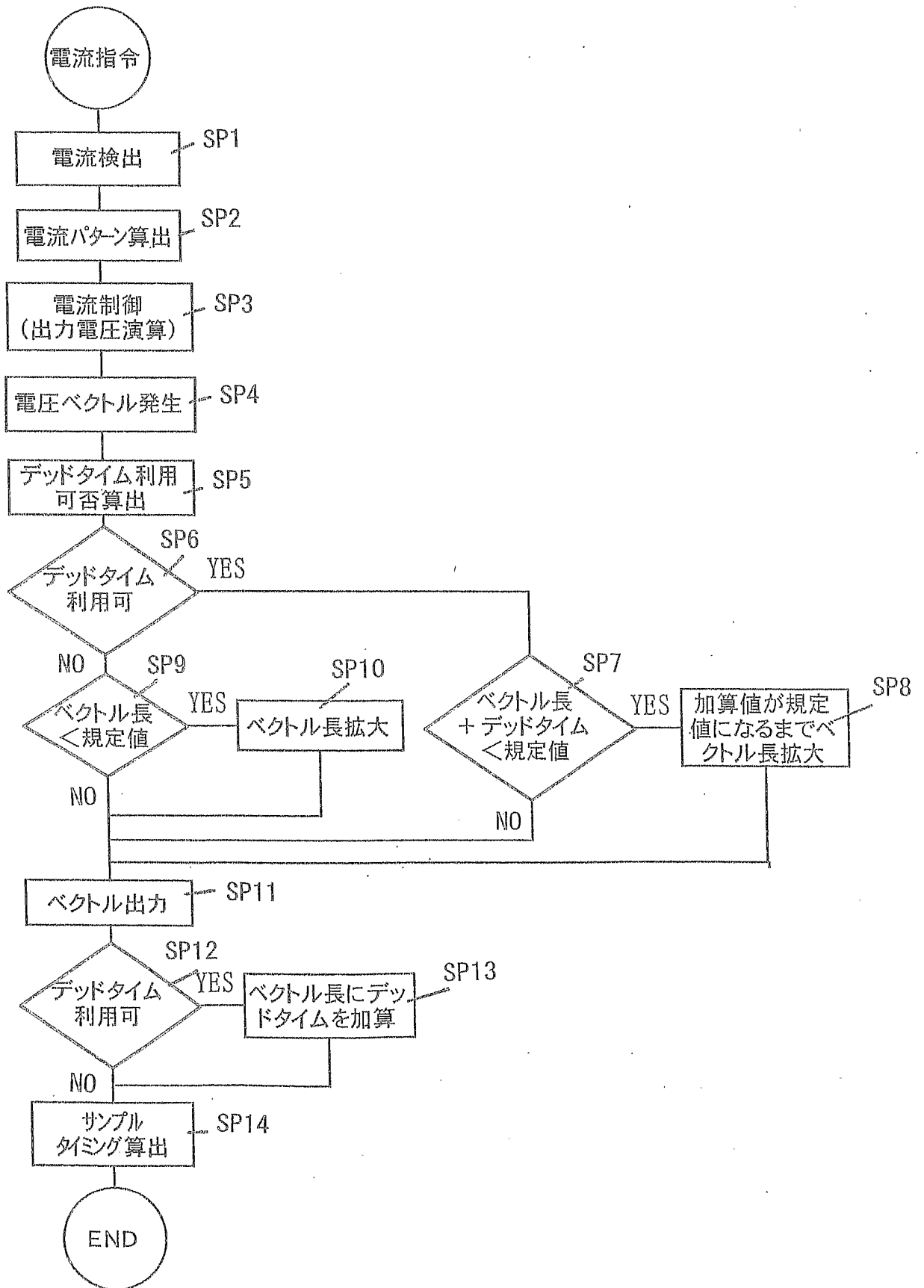
第11図



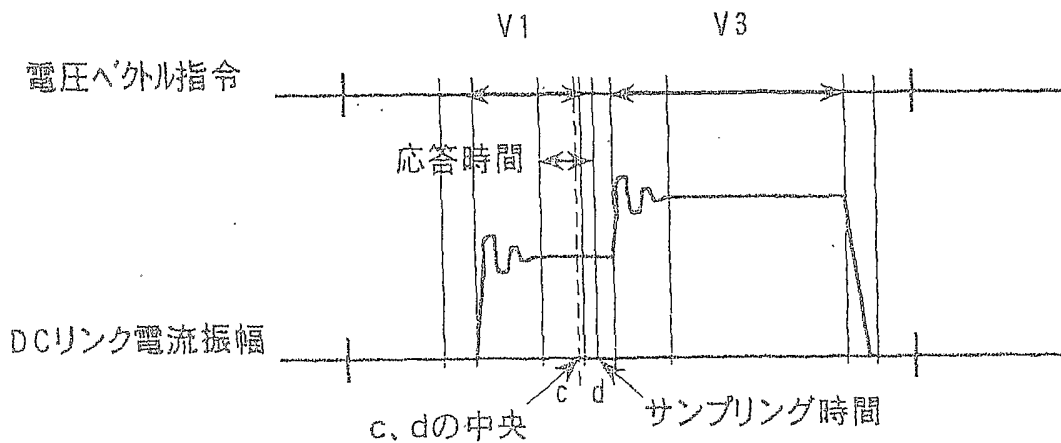
第12図



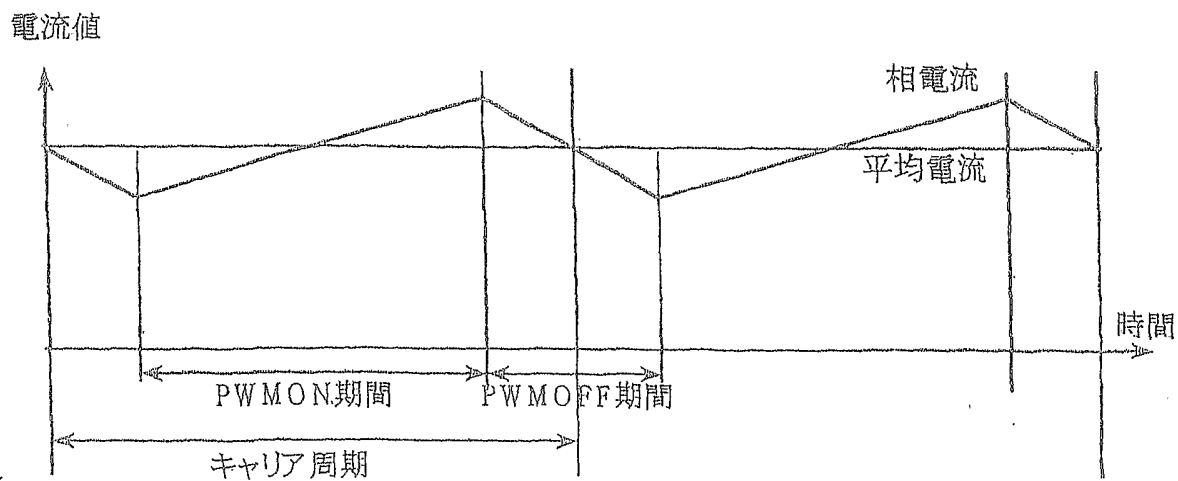
第13図



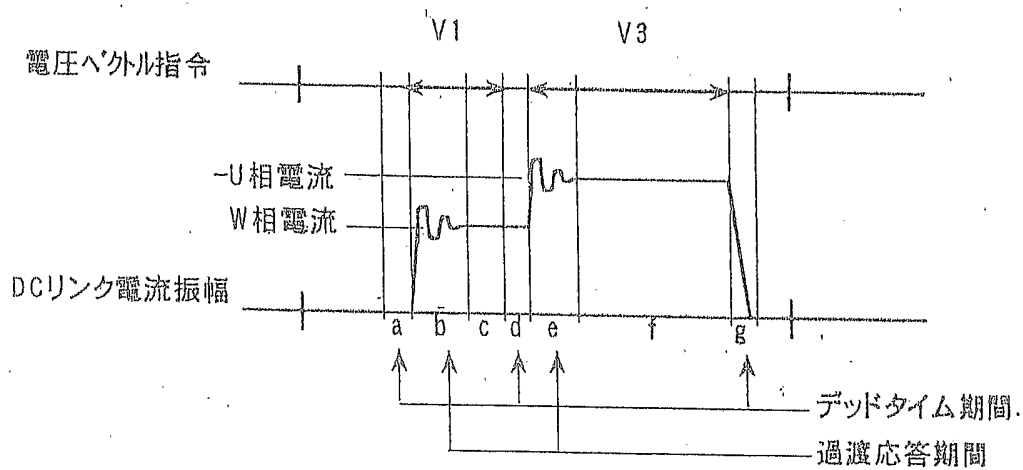
第14図



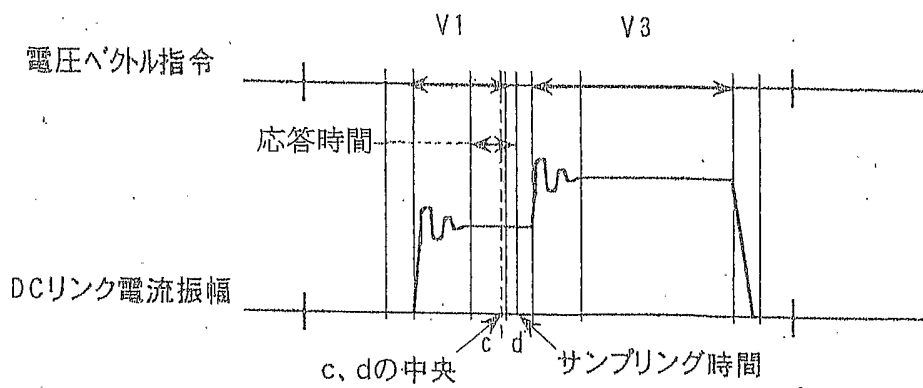
第15図



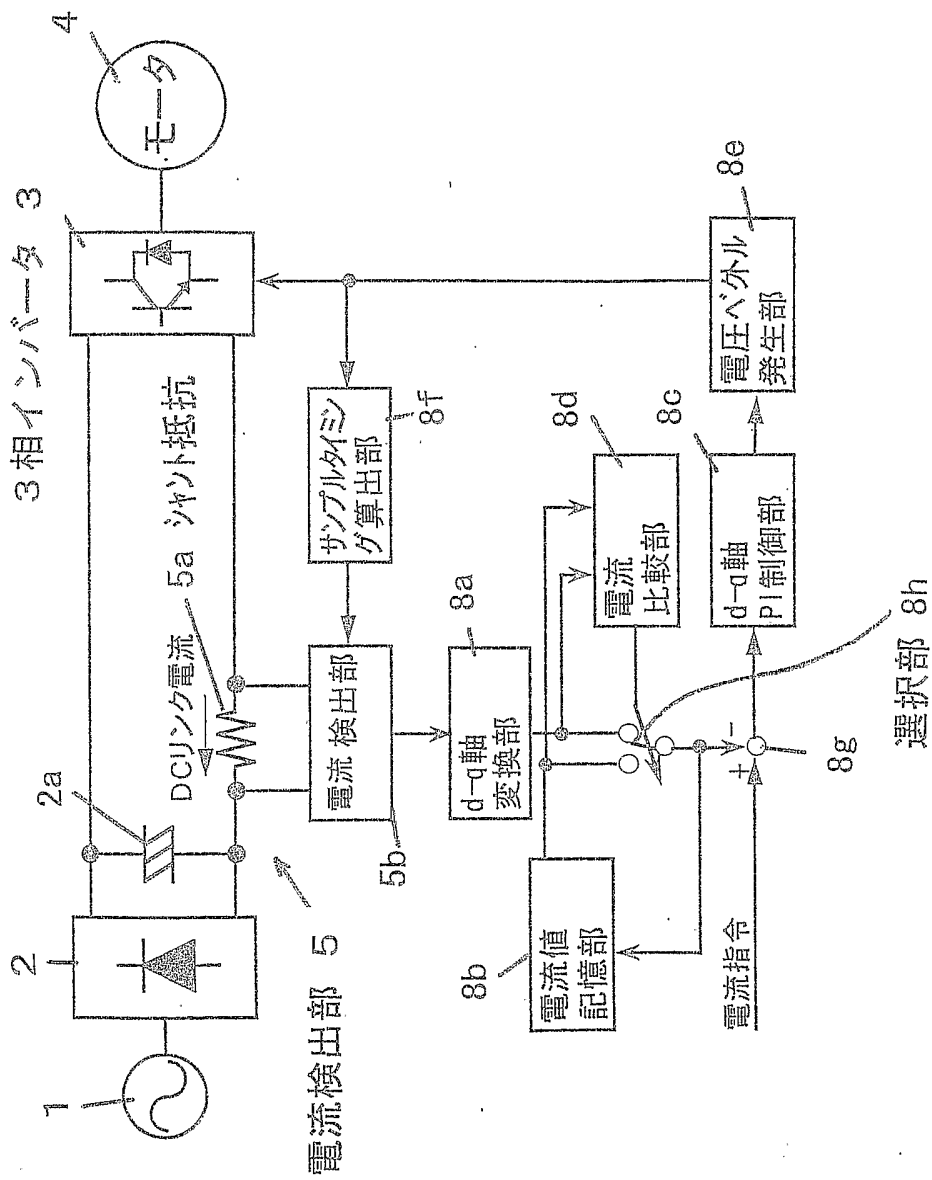
第16図



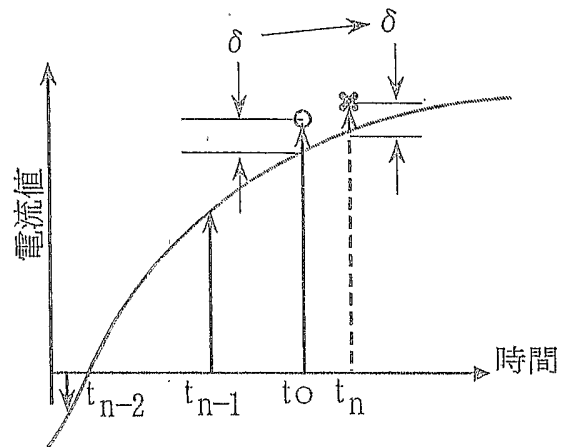
第17図



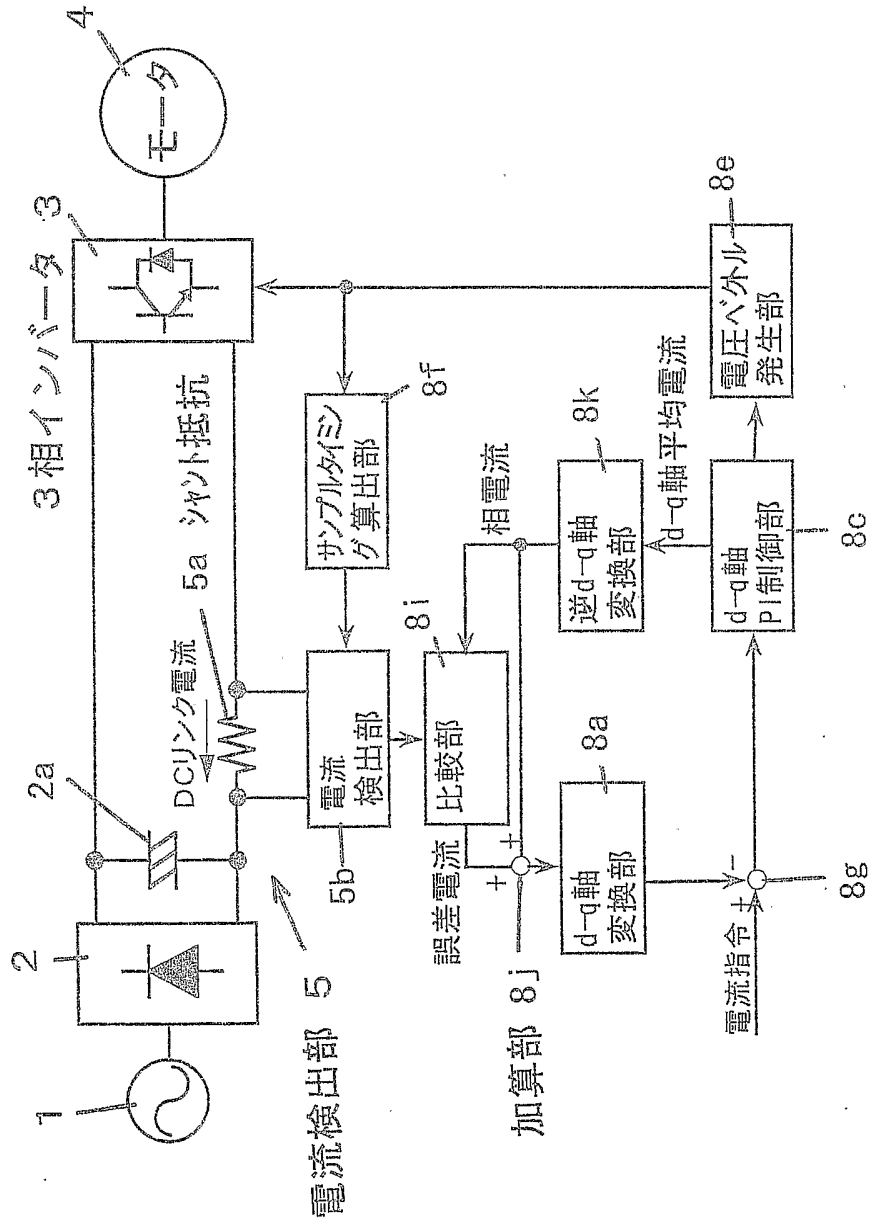
第18図



第19図

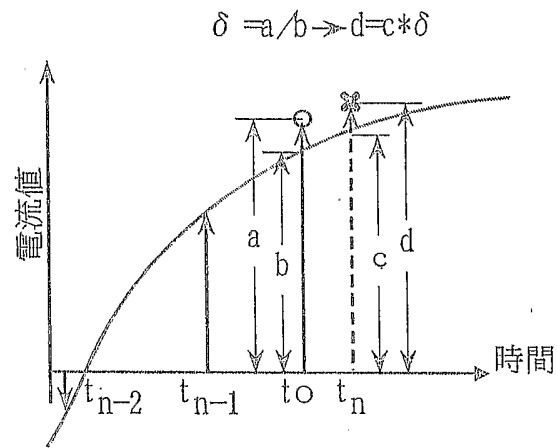


第20図

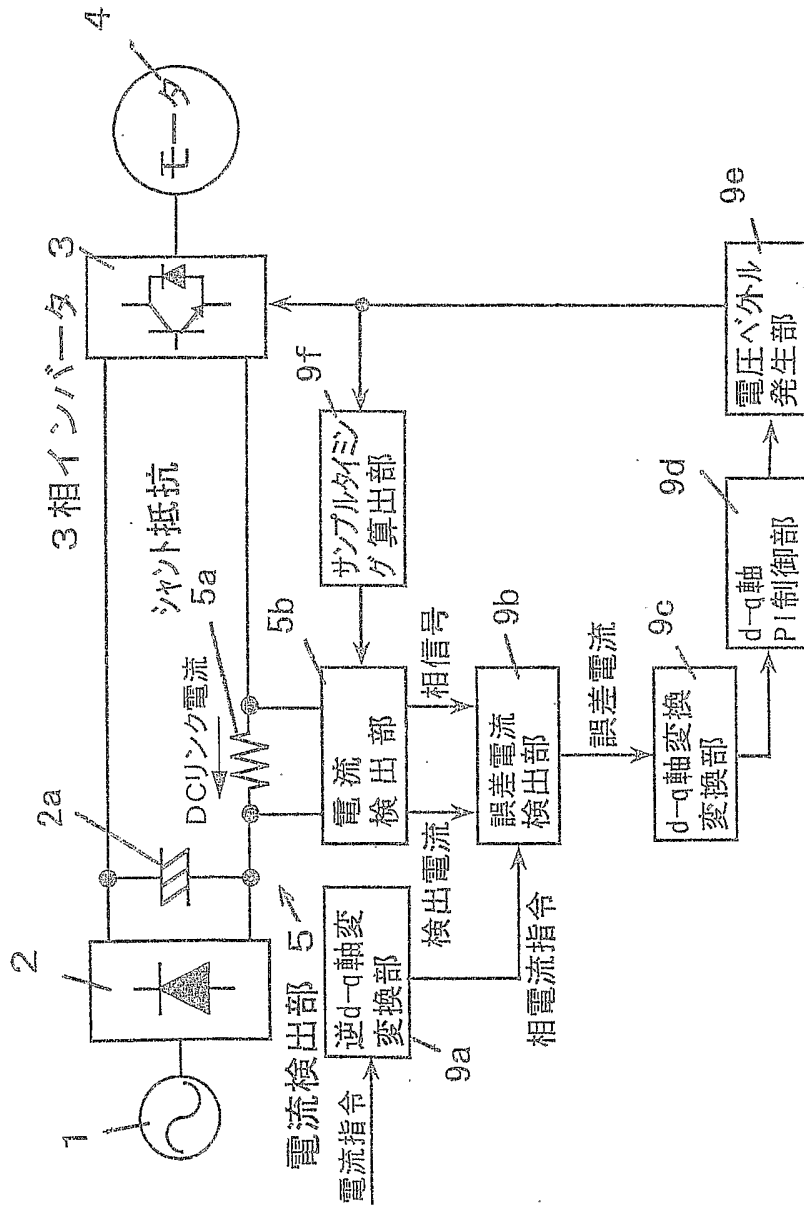


17 / 27

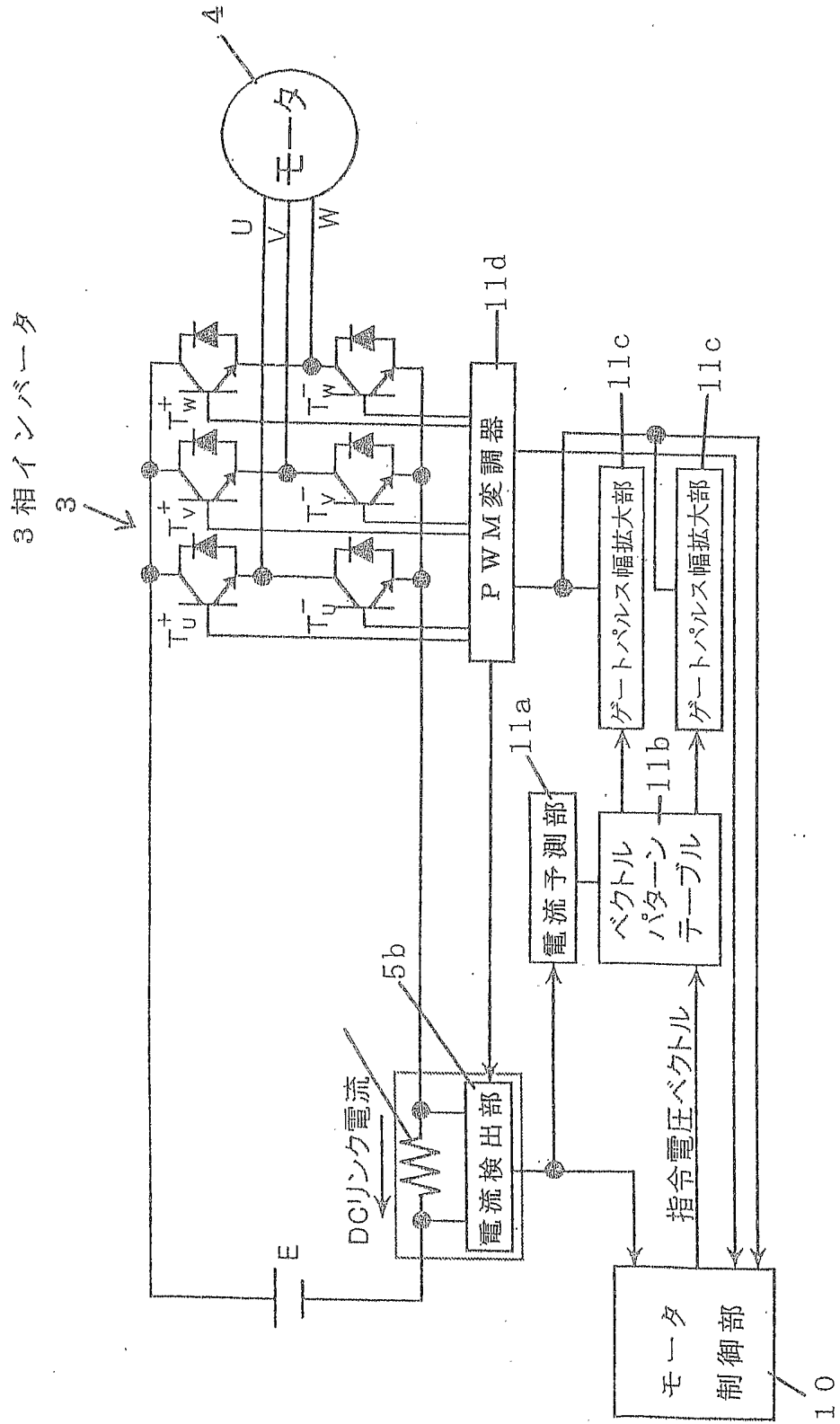
第 2 1 図



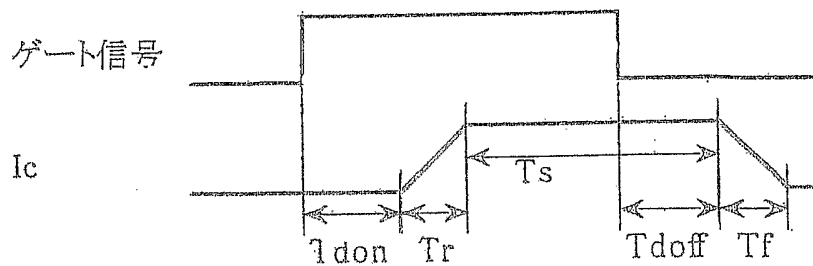
第22図



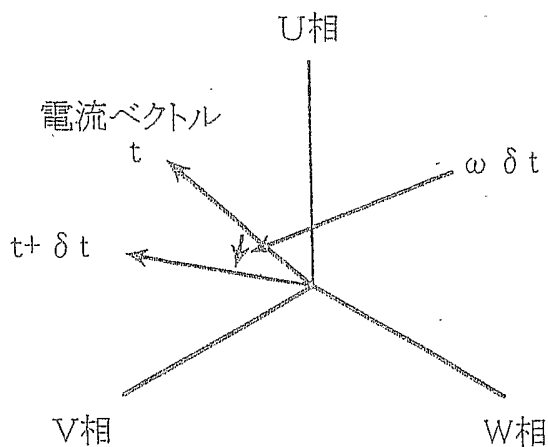
第23図



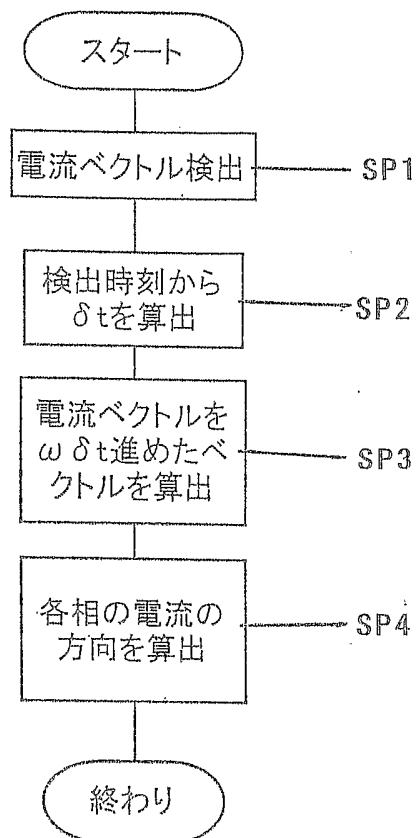
第24図



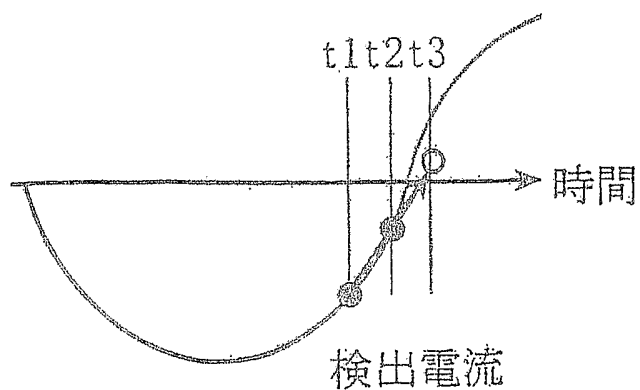
第25図



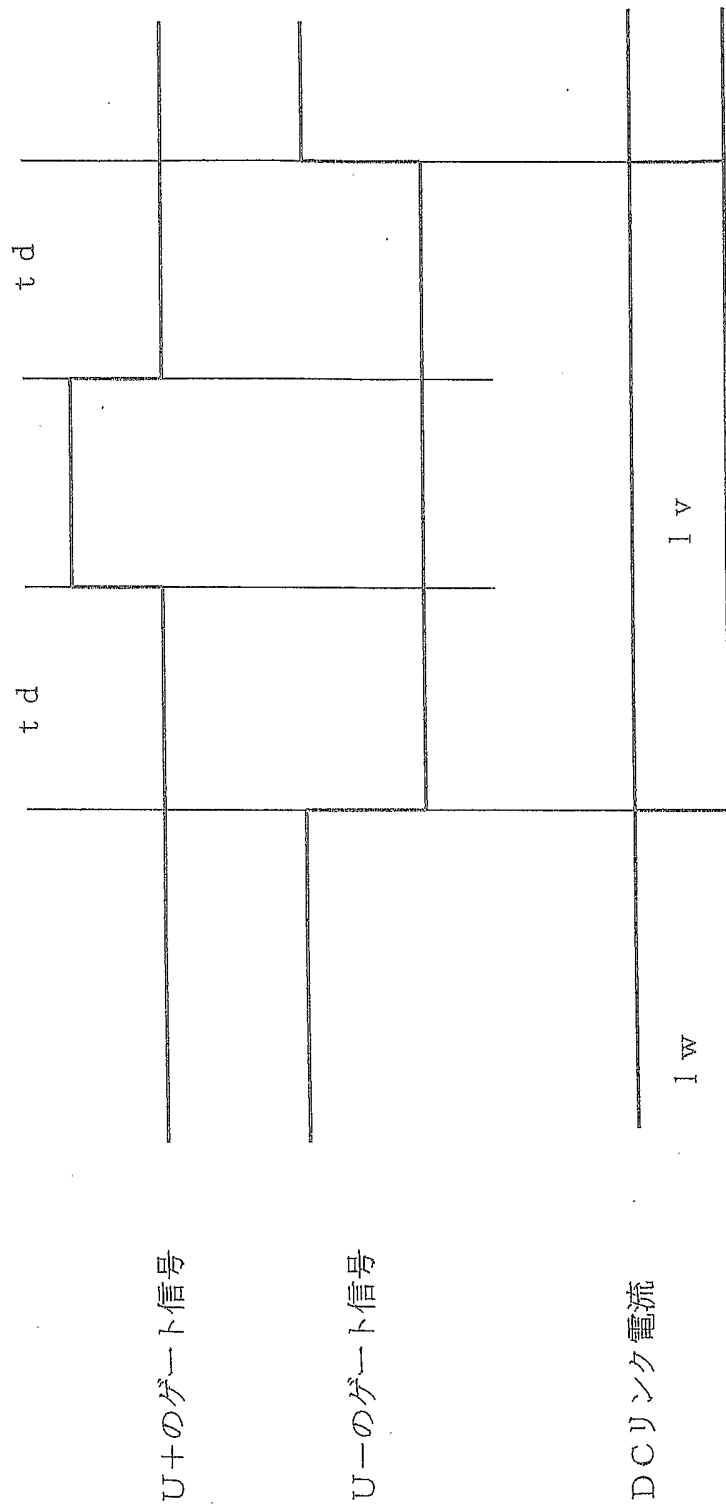
第26図



第27図



第28図



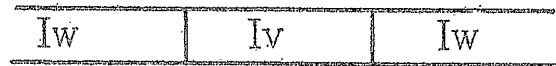
23 / 27

第29図

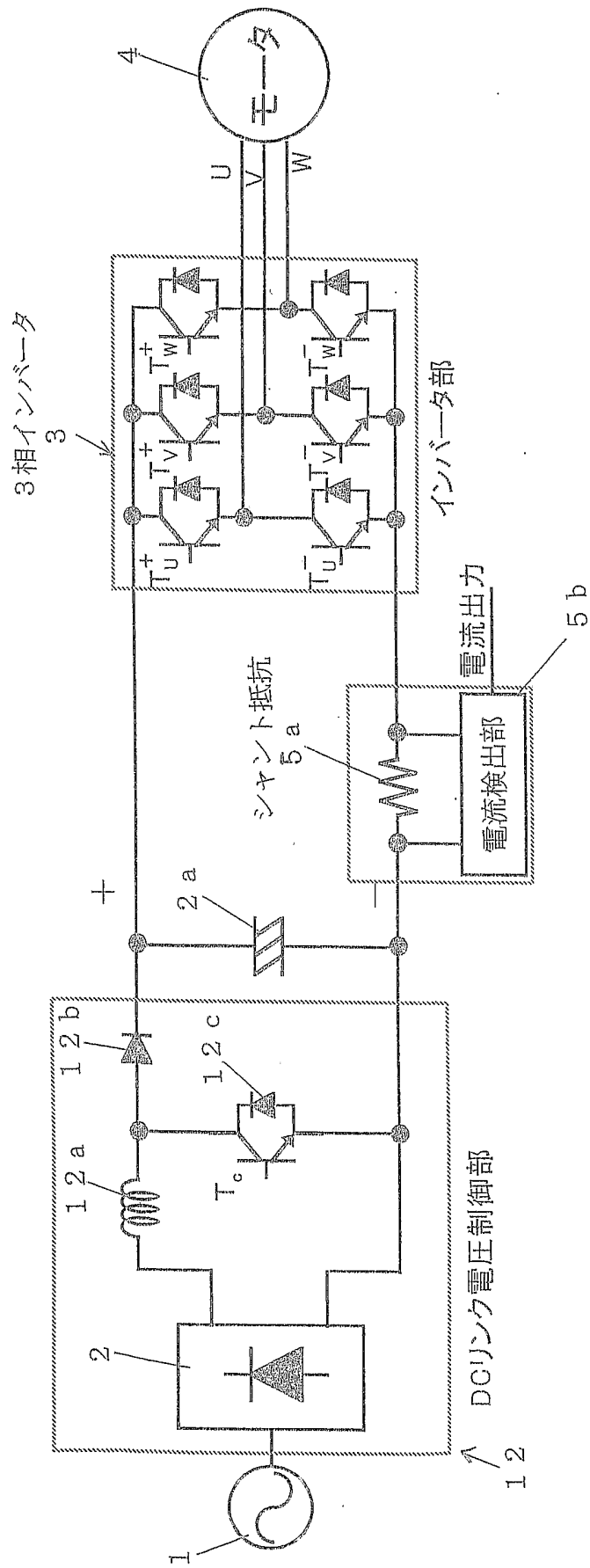
U-のゲート信号



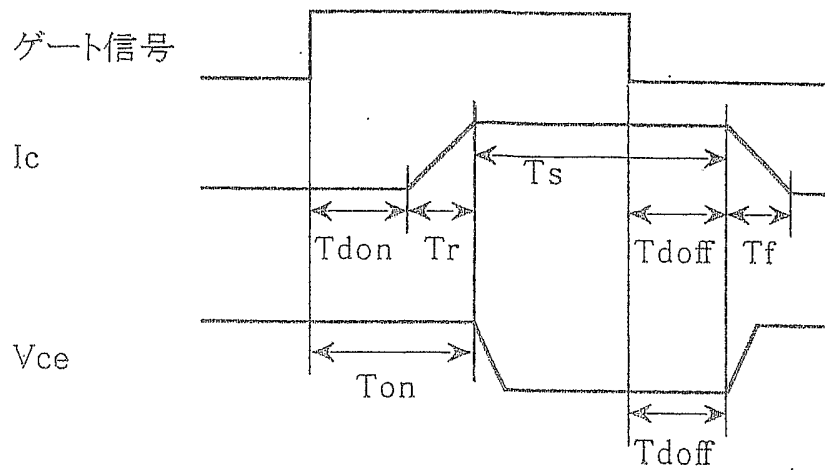
DCリンク電流



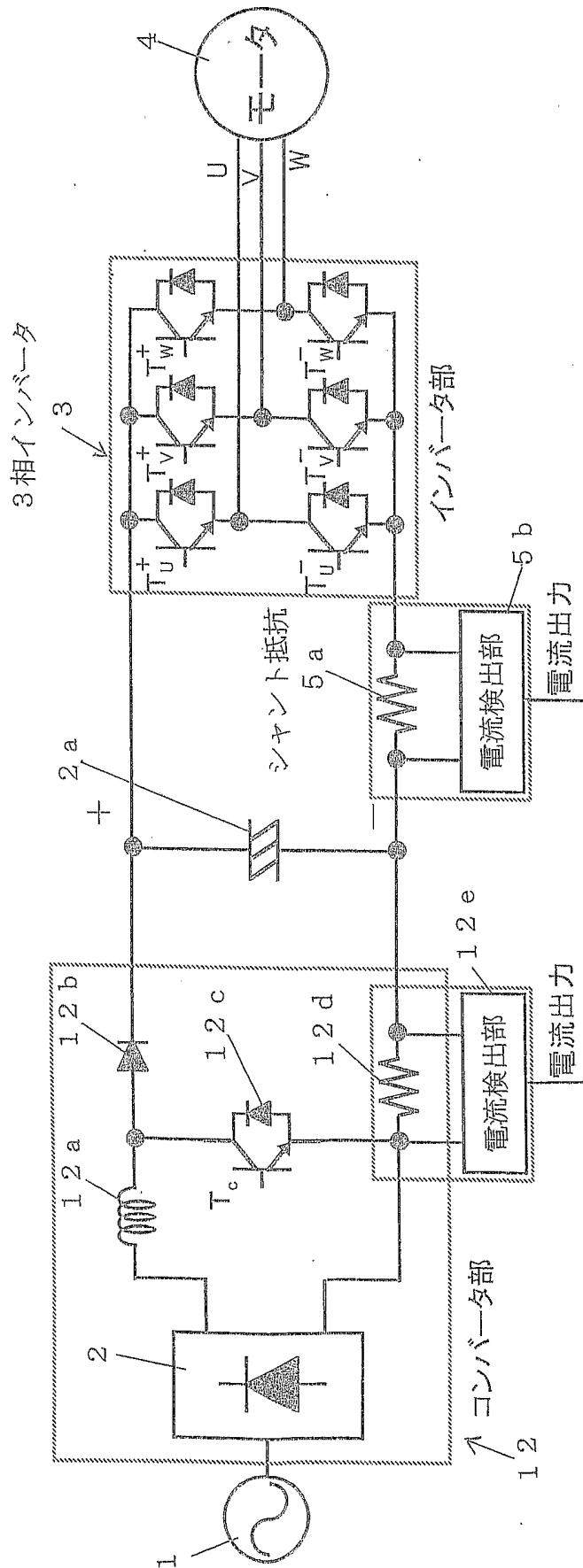
第30図



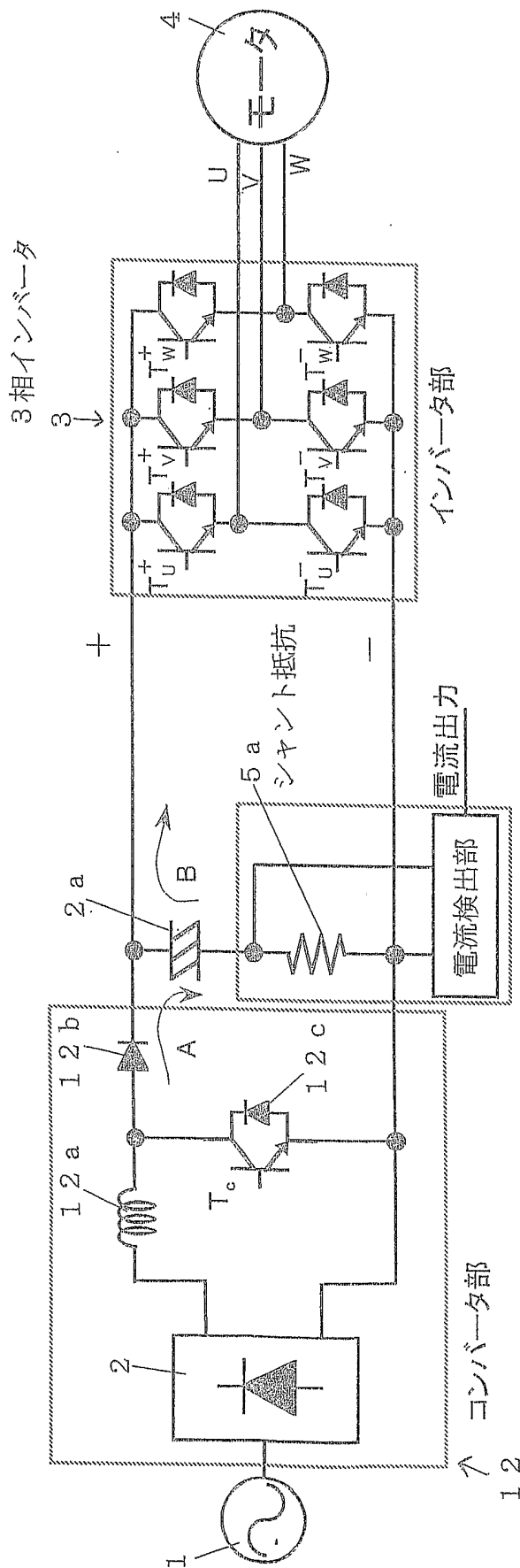
第31図



第32図



第33図



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP02/10132

<p>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER Int.Cl⁷ H02P7/63</p> <p>According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC</p>														
<p>B. FIELDS SEARCHED</p> <p>Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int.Cl⁷ H02P5/408-5/412, H02P6/00-6/24, H02P7/628-7/632, H02M7/42-7/98, H02P21/00</p> <p>Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2002 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2002 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2002</p> <p>Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) WPI (DIALOG)</p>														
<p>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>Category*</th> <th>Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages</th> <th>Relevant to claim No.</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>A</td> <td>Yoshihiko TANIZAWA, Yoshihiro MURAI, Masaharu YOSHIDA, PWM Inverter no Sanso Shutsuryoku Denryu no Chokuryugawa deno Kenshutsuho, The Institute of Electrical Engineers of Japan, Sangyo Denryoku Denki Oyo Kenkyukai Shiryo, 15 July, 1994 (15.07.94), Vol.1, IEA-94, Nos.12 to 22, pages 45 to 49</td> <td>1-57</td> </tr> <tr> <td>P,A</td> <td>JP 2002-084760 A (Nissan Motor Co., Ltd.), 22 March, 2002 (22.03.02), (Family: none)</td> <td>1-57</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>JP 2000-060175 A (Hitachi, Ltd.), 25 February, 2000 (25.02.00), (Family: none)</td> <td>1-57</td> </tr> </tbody> </table>			Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.	A	Yoshihiko TANIZAWA, Yoshihiro MURAI, Masaharu YOSHIDA, PWM Inverter no Sanso Shutsuryoku Denryu no Chokuryugawa deno Kenshutsuho, The Institute of Electrical Engineers of Japan, Sangyo Denryoku Denki Oyo Kenkyukai Shiryo, 15 July, 1994 (15.07.94), Vol.1, IEA-94, Nos.12 to 22, pages 45 to 49	1-57	P,A	JP 2002-084760 A (Nissan Motor Co., Ltd.), 22 March, 2002 (22.03.02), (Family: none)	1-57	A	JP 2000-060175 A (Hitachi, Ltd.), 25 February, 2000 (25.02.00), (Family: none)	1-57
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.												
A	Yoshihiko TANIZAWA, Yoshihiro MURAI, Masaharu YOSHIDA, PWM Inverter no Sanso Shutsuryoku Denryu no Chokuryugawa deno Kenshutsuho, The Institute of Electrical Engineers of Japan, Sangyo Denryoku Denki Oyo Kenkyukai Shiryo, 15 July, 1994 (15.07.94), Vol.1, IEA-94, Nos.12 to 22, pages 45 to 49	1-57												
P,A	JP 2002-084760 A (Nissan Motor Co., Ltd.), 22 March, 2002 (22.03.02), (Family: none)	1-57												
A	JP 2000-060175 A (Hitachi, Ltd.), 25 February, 2000 (25.02.00), (Family: none)	1-57												
<p><input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.</p>														
<p>* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p>		<p>"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family</p>												
<p>Date of the actual completion of the international search 05 December, 2002 (05.12.02)</p>		<p>Date of mailing of the international search report 24 December, 2002 (24.12.02)</p>												
<p>Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office</p>		<p>Authorized officer</p>												
<p>Facsimile No.</p>		<p>Telephone No.</p>												

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP02/10132

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 07-095775 A (Toshiba Corp.), 07 April, 1995 (07.04.95), (Family: none)	1-57
A	JP 01-231683 A (Fuji Electric Co., Ltd.), 14 September, 1989 (14.09.89), (Family: none)	1-57

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP02/10132

Box I Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 1 of first sheet)

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:

2. Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:

3. Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box II Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

The inventions of claims 1-36, 40-51, and 55-57 relate to phase current detection.

The inventions of claims 37-39 and 52-54 relate to motor control.

1. As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fee, this Authority did not invite payment of any additional fee.
3. As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:

4. No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

- Remark on Protest** The additional search fees were accompanied by the applicant's protest.
 No protest accompanied the payment of additional search fees.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H02P 7/63

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl⁷ H02P 5/408 - 5/412 Int. Cl⁷ H02P 6/00 - 6/24
 Int. Cl⁷ H02P 7/628 - 7/632 Int. Cl⁷ H02M 7/42 - 7/98
 Int. Cl⁷ H02P 21/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年
 日本国公開実用新案公報 1971-2002年
 日本国実用新案登録公報 1996-2002年
 日本国登録実用新案公報 1994-2002年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

WPI (DIALOG)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	谷沢之彦、村井由宏、吉田昌春、PWMインバータの三相出力電流の直流側での検出法、電気学会産業電力電気応用研究会資料、1994.07.15, Vol. IEA-94, No. 12-22, p. 45-49	1-57
PA	JP 2002-084760 A (日産自動車株式会社) 2002.03.22 (ファミリーなし)	1-57
A	JP 2000-060175 A (株式会社日立製作所) 2000.02.25 (ファミリーなし)	1-57

C欄の続きにも文献が列挙されている。

パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的な技術水準を示すもの
 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献
 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
 「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

05.12.02

国際調査報告の発送日

24.12.02

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
 郵便番号100-8915
 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

片岡弘之



3V 9521

電話番号 03-3581-1101 内線 3356

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	J P 07-095775 A (株式会社東芝) 1995. 04. 07 (ファミリーなし)	1-57
A	J P 01-231683 A (富士電機株式会社) 1989. 0 9. 14 (ファミリーなし)	1-57

第I欄 請求の範囲の一部の調査ができないときの意見 (第1ページの2の続き)

法第8条第3項 (PCT17条(2)(a))の規定により、この国際調査報告は次の理由により請求の範囲の一部について作成しなかった。

1. 請求の範囲 _____ は、この国際調査機関が調査をすることを要しない対象に係るものである。つまり、

2. 請求の範囲 _____ は、有意義な国際調査をすることができる程度まで所定の要件を満たしていない国際出願の部分に係るものである。つまり、

3. 請求の範囲 _____ は、従属請求の範囲であってPCT規則6.4(a)の第2文及び第3文の規定に従って記載されていない。

第II欄 発明の単一性が欠如しているときの意見 (第1ページの3の続き)

次に述べるようにこの国際出願に二以上の発明があるとこの国際調査機関は認めた。

請求項1-36、40-51、55-57は相電流検出に関するものである。
請求項37-39、52-54はモータ制御に関するものである。

1. 出願人が必要な追加調査手数料をすべて期間内に納付したので、この国際調査報告は、すべての調査可能な請求の範囲について作成した。
2. 追加調査手数料を要求するまでもなく、すべての調査可能な請求の範囲について調査することができたので、追加調査手数料の納付を求めなかった。
3. 出願人が必要な追加調査手数料を一部のみしか期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、手数料の納付のあった次の請求の範囲のみについて作成した。
4. 出願人が必要な追加調査手数料を期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、請求の範囲の最初に記載されている発明に係る次の請求の範囲について作成した。

追加調査手数料の異議の申立てに関する注意

- 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがあった。
- 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがなかった。