

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5122505号
(P5122505)

(45) 発行日 平成25年1月16日(2013.1.16)

(24) 登録日 平成24年11月2日(2012.11.2)

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

請求項の数 12 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2009-54834 (P2009-54834)	(73) 特許権者	502129933
(22) 出願日	平成21年3月9日(2009.3.9)		株式会社日立産機システム
(65) 公開番号	特開2010-213407 (P2010-213407A)		東京都千代田区神田練塀町3番地
(43) 公開日	平成22年9月24日(2010.9.24)	(74) 代理人	110000350
審査請求日	平成23年2月14日(2011.2.14)		ポレール特許業務法人
		(72) 発明者	荒川 陽一郎
			茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内
		(72) 発明者	永田 浩一郎
			茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内
		(72) 発明者	荒尾 祐介
			千葉県習志野市東習志野七丁目1番1号 株式会社日立産機システム内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電力変換装置及びその制御方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

三相電圧指令と三角波キャリア信号とを比較することで電圧指令をPWMパルスに変換するパルス幅変調手段と、

前記PWMパルスに基づきスイッチ素子を駆動し直流電圧と三相交流電圧との間に電力変換する電力変換器と、

前記電力変換器の主回路の直流母線に流れるパルス状電流を検出する電流検出手段と、

前記三相電圧指令の瞬間値をその大きさの順に並べた場合の最大となる相を最大相、2番目に大きい相を中間相、3番目に大きい相を最小相とすると、最大相と中間相の線間電圧及び中間相と最小相の線間電圧の、2つの線間電圧がそれぞれ所定値以上となるように、前記最大相と最小相の電圧指令を補正する電圧指令補正手段とを備えた電力変換装置において、

所定の条件において、前記最大相及び/又は最小相の電圧指令のみならず、前記中間相の電圧指令を補正する電圧指令補正手段を備えたことを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】

前記所定の条件を、前記最大相あるいは最小相の電圧指令値を補正するとき、補正後の最大相電圧指令あるいは補正後の最小相電圧指令のどちらかが電圧指令値の上限値あるいは下限値に達し、前記2つの線間電圧の一方が前記所定値以上確保できない場合とし、その場合には中間相を必要補正量の不足分だけ補正するよう設定したことを特徴とする請求項1に記載の電力変換装置。

【請求項 3】

三相電圧指令と三角波キャリア信号とを比較することで電圧指令をPWMパルスに変換するパルス幅変調手段と、

前記PWMパルスに基づきスイッチ素子を駆動し直流電圧と三相交流電圧との間に電力変換する電力変換器と、

前記電力変換器の主回路の直流母線に流れるパルス状電流を検出する電流検出手段と、

前記三相電圧指令の瞬間値をその大きさの順に並べた場合の最大となる相を最大相、2番目に大きい相を中間相、3番目に大きい相を最小相とすると、最大相と中間相の線間電圧及び中間相と最小相の線間電圧の、2つの線間電圧がそれぞれ所定値以上となるように、前記最大相と最小相の電圧指令を補正する電圧指令補正手段とを備えた電力変換装置において、前記最大相あるいは最小相の電圧指令値を補正するとき、電圧補正值の絶対値が大きい側の補正量を一定の割合で削減し、削減された補正量分だけ中間相を補正するよう設定したことを特徴とする電力変換装置。

10

【請求項 4】

前記電圧指令補正手段が確保する線間電圧値の前記所定値は、前記直流母線を流れる前記パルス状電流の通流時間を、前記電流検出手段が前記直流母線の電流を検出するに要する時間以上を確保するために必要な電圧値としたことを特徴とする請求項1または3に記載の電力変換装置。

【請求項 5】

前記電圧指令補正手段が確保する線間電圧の前記所定値は、前記直流母線を流れる前記パルス状電流の通流時間を、前記電流検出手段が前記直流母線の電流を検出するためのサンプルホールド時間と、前記電力変換器のスイッチ素子に起因するリングングノイズ持続期間とを合計した時間以上を確保するために必要な電圧値としたことを特徴とする請求項1または3に記載の電力変換装置。

20

【請求項 6】

前記電圧指令補正手段により、前記三角波キャリア信号の半周期を単位周期として前記電圧指令を補正し、前記単位周期の整数倍の期間における前記電圧指令の補正量の平均値が、零あるいは略零となるように設定したことを特徴とする請求項1または3に記載の電力変換装置。

【請求項 7】

前記電圧指令の補正量の平均を零または略零となる期間を、前記単位周期の奇数倍に設定したことを特徴とする請求項6に記載の電力変換装置。

30

【請求項 8】

前記電圧指令補正量の平均を零または略零となる期間を、前記単位周期の奇数倍に設定するとともに、その中心に当たる単位周期で電流を検出するように設定したことを特徴とする請求項6に記載の電力変換装置。

【請求項 9】

前記パルス幅変調手段が、三相の内任意の一相のスイッチ動作を停止し、残りの二相のスイッチ素子を駆動させる2相変調手段であることを特徴とする請求項1または3に記載の電力変換装置。

40

【請求項 10】

前記電圧指令の上限値及び下限値の差が、前記所定値の2倍より小さいとき、前記三角波キャリア信号の周波数を低減するキャリア周波数切替手段を備えたことを特徴とする請求項1または3に記載の電力変換装置。

【請求項 11】

三相電圧指令と三角波キャリア信号とを比較して電圧指令をPWMパルスに変換するステップと、

前記PWMパルスに基づき電力変換器のスイッチ素子を駆動し直流電圧と三相交流電圧との間に電力変換するステップと、

前記電力変換器の主回路の直流母線に流れるパルス状電流を検出するステップと、

50

前記三相電圧指令を補正するステップと、

前記三相電圧指令の瞬間値をその大きさの順に並べた場合の最大となる相を最大相、2番目に大きい相を中間相、3番目に大きい相を最小相とすると、最大相と中間相の線間電圧及び中間相と最小相の線間電圧がともに所定値以上となるように、前記最大相と最小相の電圧指令を補正するステップとを備えた電力変換装置の制御方法において、

前記最大相と最小相の電圧指令を補正するステップで、前記最大相あるいは最小相の電圧指令値を補正したとき、電圧指令値の上限値又は下限値を逸脱するとき、前記最大相及び/又は最小相の電圧指令のみならず、前記中間相の電圧指令を補正するステップを備えたことを特徴とする電力変換装置の制御方法。

【請求項12】

10

線間電圧値の前記所定値は、前記直流母線を通る直流入力電流のパルス幅を所定の幅以上とするための最小の線間電圧であることを特徴とする請求項11に記載の電力変換装置の制御方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直流母線電流を検出して相電流情報を得る電力変換装置及びその制御方法に関する。

【背景技術】

【0002】

20

インバータに代表される電力変換装置では、パルス幅変調（以下、「PWM」と記す）により、直流-交流変換、あるいは交流-直流変換の機能を実現している。インバータは、同期モータや誘導モータ等の交流電動機（以下、「電動機」と記す）の駆動システムなどに用いられる。

【0003】

電動機を駆動する電力変換装置では、精度の良い制御を実現するために相電流の検出手段が必要となる。近年、たとえば、特許文献1、特許文献2及び特許文献3等において、電流センサなどの外部電流検出手段を用いずに電力変換装置の直流母線電流から電動機に流れる交流電流の情報を取得する方法が提案されている。これらの技術により、専用の電流センサを用いる必要がなくなり、装置の部品点数が減り、省スペース化と製造コストの低減が可能となる。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】特開平8-19263号公報

【特許文献2】特許第3664040号公報

【特許文献3】特開2008-131770号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

40

まず、後の説明のため、三相電圧指令の瞬間値を大きい順に並べたとき最大となる相を最大相、2番目に大きい相を中間相、3番目に大きい相を最小相と呼称することとする。

【0006】

特許文献2では、相電流情報を取得するために、PWM信号を生成する三角波キャリア信号の1周期を前半と後半に分け、前後半いずれかの期間で相電圧指令値に所定値を加算、あるいは減算し、直流母線にパルス状に流れる相電流の通流時間を一時的に長くする。こうすることで、線間電圧値を広げ、直流母線にパルス状に流れる相電流（以下、これをパルス状電流と呼ぶ）の通流時間を一時的に長くして、相電流情報を取得するのである。

【0007】

ここで、前記の電圧指令に対する補正は、最大相に補正量を加算あるいは最小相に補正

50

量を減算することが最良の実施形態とされてきた。

【0008】

しかし、一般にPWMパルス生成器において、三角波キャリア信号と比較される各相の電圧指令値には上限値及び下限値が設けられており、補正量を加減算した結果、前記上限値あるいは下限値を超過してしまうことがある。このような場合には、十分に前記パルス状電流の通流時間を確保できず、電流検出が出来ない期間が発生してしまい、電動機制御精度が悪化する問題となる。

【0009】

上記の状況は、例えば電動機が高速で回転している場合のように、補正前の電圧指令値の絶対値が大きく、小さい補正量でも上限値または下限値を超過してしまう場合や、必要となる補正量が多い場合に発生する。補正量が多い場合としては、キャリア周波数が高い場合、あるいは、パルス状電流の立ち上がり時に発生し、検出誤差原因となるリングングノイズの持続時間が長い場合などがある。

10

【0010】

近年、電動機の高効率化・小型化・低騒音化の傾向が進み、電圧飽和領域の活用やキャリア周波数の高周波化など、上記の状況はますます発生し易くなっており、大きな問題となっている。

【0011】

また、特許文献3では、PWMのスイッチングに起因して発生する電流リップルによる検出誤差を抑制するための三相電圧指令の補正方法が提案されているが、やはり電圧の上限及び下限による検出不可能状態についての記述はない。

20

【0012】

本発明の目的は、電圧指令値の上限あるいは下限の制約のために電流検出が不可能となることのない直流母線による相電流の検出を実現し、電動機の安定した高精度運転を可能ならしめる電力変換装置及びその制御方法を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0013】

本発明はその一面において、三相電圧指令と三角波キャリア信号とを比較することで電圧指令をPWMパルスに変換するパルス幅変調手段と、前記PWMパルスに基づきスイッチ素子を駆動し直流電圧と三相交流電圧との間に電力変換する電力変換器と、前記電力変換器の主回路の直流母線に流れるパルス状電流を検出する電流検出手段と、前記三相電圧指令の瞬間値をその大きさの順に並べた場合の最大となる相を最大相、2番目に大きい相を中間相、3番目に大きい相を最小相とするとき、最大相と中間相の線間電圧及び中間相と最小相の線間電圧がそれぞれ所定値以上となるように、前記最大相と最小相の電圧指令を補正する電圧指令補正手段とを備えた電力変換装置において、所定の条件において、前記最大相及び/又は最小相の電圧指令のみならず、前記中間相の電圧指令を補正する電圧指令補正手段を備えたことを特徴とする。

30

【0014】

本発明の望ましい実施態様においては、前記所定の条件を、前記最大相あるいは最小相の電圧指令値を補正することによって、電圧指令値の上限値又は下限値を逸脱する場合に設定する。

40

【0015】

また、本発明の望ましい実施態様においては、電圧指令補正手段により、三角波キャリア信号周期の半分を単位周期として電圧指令を補正し、単位周期の整数倍の期間における電圧指令の補正量の平均値が、零あるいは略零となるように設定する。

【0016】

さらに、本発明の望ましい実施態様においては、電圧指令補正量の平均を零または略零となる期間を、単位周期の奇数倍に設定するとともに、その中心に当たる単位周期で電流を検出するように設定する。

【発明の効果】

50

【0017】

本発明の望ましい実施態様によれば、電圧指令値の上限あるいは下限の制約のために電流検出が不可能となることなく直流母線による相電流の検出を実現し、電動機の安定した高精度運転を実現する電力変換装置及びその制御方法を提供することができる。

【0018】

本発明の望ましい実施態様によれば、従来方法では直流母線から電流検出が不可能となる高速運転時、三角波キャリア周波数が高い条件、リングングノイズ持続時間が長い悪環境などの運転条件においても適切に電流検出を実現できる。

【0019】

本発明のその他と目的と特徴は、以下に述べる実施形態の中で明らかにする。

10

【図面の簡単な説明】

【0020】

【図1】本発明の実施例1による電力変換装置の全体構成図である。

【図2】本発明の実施例1における直流母線電流と三相電圧の関係説明図である。

【図3】本発明の実施例1における電圧指令補正量演算部の処理フロー図である。

【図4】本発明の実施例2における直流母線電流と三相電圧の関係説明図である。

【図5】本発明の実施例3における直流母線電流と三相電圧の関係説明図である。

【図6】本発明の実施例4における直流母線電流と三相電圧の関係説明図である。

【図7】本発明の実施例5における電圧補償量とそれに起因する電流高調波の関係説明図である。

20

【図8】本発明の実施例6における直流母線電流と三相電圧の関係説明図である。

【図9】本発明の実施例7における直流母線電流と三相電圧の関係説明図である。

【図10】本発明の実施例9における電圧指令補正量演算部の処理フロー図である。

【発明を実施するための形態】

【0021】

以下、本発明の実施例を図面を参照して詳細に説明する。

【実施例1】

【0022】

図1は、本発明の実施例1による電力変換装置の全体構成図である。図1では、マイコン4内部は情報の流れを、それ以外は電気回路（実際の電流の流れ）を表している。

30

【0023】

本実施例においては、直流電源1と、直流母線に接続された電流検出手段3と、前記電流検出手段3から得られた電流情報を基にPWM信号を出力するマイコン4と、前記PWM信号に従って前記直流電源1の電力を交流電力に変換する電力変換部主回路5と、変換された電力によって仕事を行う交流電動機2を備えている。

【0024】

前記マイコン4は、まず、前記電流検出手段3により検出される直流母線電流IDC信号が入力され、三相平衡電流 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} を再現して出力する電流検出部7を備えている。次に、三相平衡電流 I_{uc} 、 I_{vc} 、 I_{wc} と、外部から任意に与えられる電流指令 I_{u^*} 、 I_{v^*} 、 I_{w^*} （以下、記号添字の「*」は指令値を意味する）とが入力され、第1の三相電圧指令 V_{u^*} 、 V_{v^*} 、 V_{w^*} を演算して出力する電圧指令演算部8を備える。ここで、電流指令 I_{u^*} 、 I_{v^*} 、 I_{w^*} の代わりに、これを回転座標系に変換した I_{d^*} 、 I_{q^*} で与えることもある。また、第1の三相電圧指令 V_{u^*} 、 V_{v^*} 、 V_{w^*} から電圧指令補正量 V_u 、 V_v 、 V_w を演算する電圧指令補正量演算部10と、第1の電圧指令と電圧指令補正量を加算して第2の三相電圧指令 $V_{u^{**}}$ 、 $V_{v^{**}}$ 、 $V_{w^{**}}$ を演算する電圧指令補正部9とを備えている。さらに、最終的に得られた第2の三相電圧指令 $V_{u^{**}}$ 、 $V_{v^{**}}$ 、 $V_{w^{**}}$ を、PWMによりスイッチ信号へと変換するPWM変換手段11とを備える。

40

【0025】

前記電力変換部主回路5は、前記スイッチ信号により直流電源1の電力を交流電力に変

50

換して交流電動機に三相平衡電流 I_u , I_v , I_w を流す。この相電流は、電力変換部主回路 5 のスイッチ状態によっては直流母線を流れるため、直流母線電流にはパルス状に相電流が流れることになる。電流検出部 7 は、第 2 の電圧指令値から相電流検出が検出可能かどうかを判定し、検出可能ならば相電流を検出するタイミングを設定して電流検出を行い、検出した電流がどの相に当たるかを判定し、検出した I_{DC} から、 I_{uc} , I_{vc} , I_{wc} を再現する。

【 0 0 2 6 】

次に、本実施例の特徴である電圧指令補正部 9 について述べる。

【 0 0 2 7 】

図 2 は、本発明の実施例 1 における直流母線電流と三相電圧の関係説明図であり、三角波キャリア信号と直流母線電流波形を模式的に表す。三角波キャリアの一周期は、三角波の単調増加期間および単調減少期間の各半周期からなる。直流母線電流 I_{DC} には、三角波キャリアの半周期（以下、これを単位周期と呼ぶ。）につき、2 相分の相電流情報がパルス状に現れることが知られている。得られる電流相は、単位周期における電圧最大相と電圧最小相であり、図 2 に示すように、三角波キャリアの単調増加期間 $k = 1, 3$ と単調減少期間 $k = 2, 4$ でパルスが現れる順番が変わる。図 2 では、前記電流検出手段 3 によって各単位周期に検出する 2 相分の電流値を、検出する順に I_{DC1} , I_{DC2} と表現している。

10

【 0 0 2 8 】

直流母線電流から単位周期に得られる相電流情報は、三相交流電流のうち 2 相分のみであるが、三相交流電流 I_u , I_v , I_w は平衡交流であるため、 $I_u + I_v + I_w = 0$ が常に成り立っている。このため、残り 1 相分の情報は他の 2 相から求められる。

20

【 0 0 2 9 】

ここで、各瞬間における三相の電圧指令のうち最大のものを最大相として V_1 、最小のものを最小相として V_3 、中間のものを中間相として V_2 と記号で示し、対応した相電流をそれぞれ、 I_1 , I_2 , I_3 と表記する。図 2 では、大小関係が $V_u > V_v > V_w$ となっているため、 $V_1 = V_u$, $V_2 = V_v$, $V_3 = V_w$ である。

【 0 0 3 0 】

各単位周期において、直流母線電流に現れる電圧最大相電流 I_1 及び電圧最小相電流 I_3 の通流時間（以下、電流パルス幅と呼ぶ）は、 V_1 及び V_3 の中間相電圧 V_2 からの線間電圧値に依存して決まる。すなわち、図 2 における補正前を表す単位周期 $k = 1, 2$ から明らかのように、例えば、最小相電流パルスの通流時間は、 $V_{23}^* = V_2^* - V_3^*$ で決まり、最大相電流パルスの通流時間は $V_{12}^* = V_1^* - V_2^*$ により決まる。

30

【 0 0 3 1 】

パルス状電流から電流検出を行うためには、電流パルス幅が所定値以上であることが必要となる。ここでいう「所定値」とは、半導体素子のアーム短絡を防止するためのデッドタイム期間や、リングングノイズが発生している期間、あるいは、A/D 変換器のサンプルホールド時間などを考慮した最小幅であり、ハード的な制約で決まると考えてよい。この電流検出可能な電流パルス幅の最小値を最小パルス幅 T_{pw} と定義する。

【 0 0 3 2 】

なお、図 2 では、 $k = 2$ において、 V_{12} は十分大きい V_{23} が小さいため、 I_{DC1} の検出は可能であるが、 I_{DC2} の通流時間 t が最小パルス幅 T_{pw} より短く ($t < T_{pw}$) なり、電流検出が不可能となっている。

40

【 0 0 3 3 】

まとめると、直流母線電流 I_{DC} から相電流検出が可能となる条件は、次の (1) 式で表される。

【 0 0 3 4 】

$$V_{12} > = V_{pw}, \text{ かつ } V_{23} > = V_{pw} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、必要線間電圧 V_{pw} は、最小パルス幅 T_{pw} に相当する線間電圧である。電流検出時における電圧指令補正部 9 の目的は、第 1 の電圧指令が (1) 式を満たさない場合

50

、第2の電圧指令が(1)式を満たすように電圧指令値を補正することにある。

【0035】

次に、本発明の最も特徴的な電圧指令補正量演算の内容について説明する。

【0036】

図3は、本発明の実施例1における電圧指令補正量演算部の処理フロー図である。所定の周期毎に電流検出時の電圧指令補正量演算プロセス30が呼び出されると、入力された第1の電圧指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を大きい順に V_1^* 、 V_2^* 、 V_3^* と定義する(処理31)。続いて、(1)式を満たすように、最大相電圧 V_1^* 及び最小相電圧 V_3^* を補正したとき、出力電圧上限値 V_{max} あるいは電圧下限値 V_{min} を超過しないかどうかチェックを行う。なお、 V_{max} 及び V_{min} は、例えば直流電源1の電圧から決まる電力変換部主回路5の出力可能な最大電圧及び最小電圧で与えられる。

10

【0037】

例えば(1)式を満たすように、 V_1^* に補正量 V_1 を加算するとき、(2)式と(3)式を満たすように、 V_1 及び V_3 を決定する。

【0038】

$$V_1^{**} - V_2^* = V_1^* + V_1 - V_2^* \geq V_{pw} \dots \dots \dots (2)$$

$$V_2^{**} - V_3^{**} = V_2^* - V_3^* + V_3 \geq V_{pw} \dots \dots \dots (3)$$

しかし、このとき出力電圧の最大最小が V_{max} 以上 V_{min} 以下に制限されているとすると、

$$V_1^{**} < V_{max} \dots \dots \dots (4)$$

20

$$V_3^{**} > V_{min} \dots \dots \dots (5)$$

でなければならない。この条件をまとめると以下のようなになる。

【0039】

$$V_2^* + V_{pw} < V_{max} \dots \dots \dots (6)$$

$$V_2^* - V_{pw} > V_{min} \dots \dots \dots (7)$$

(6)式を満たしていないとき、第2の電圧指令値 V_1^{**} が V_{max} を超過し、最大相電流を検出することができなくなる。同様に(7)式が満たされない場合、第2の電圧指令値 V_3^{**} が V_{min} を下回るため、最小相電流を検出することができなくなる。

【0040】

(6)式、(7)式が共に満たされる場合、(2)式、(3)式を満たす V_1 、 V_3 を計算すればよく、通常 V_1 及び V_3 は(2)式および(3)式を満たす最小の値に設定する(処理32)。

30

【0041】

(7)式のみが満たされない場合、(3)式を満たすいかなる V_3 でも V_3^{**} が V_{min} を下回ってしまうため、 V_2^{**} が V_{pw} 以上確保することが出来ず、最小相電流を検出することが出来なくなる。

【0042】

そこで、本実施例では、 $V_3^{**} = V_{min}$ とし、 V_2^{**} が V_{pw} に満たない分を V_2^* に加算してやることで V_{pw} を確保する。このとき、 V_2^* の増加に伴い V_1^{**} が小さくなるため、(1)式を満たさなくなる可能性がある。そこで V_1^* も V_2^{**} から V_{pw} を確保できる値になるまで補正する(処理33)。

40

【0043】

同様に(6)式のみが満たされない場合、 $V_1^{**} = V_{max}$ とし、 V_1^{**} が V_{pw} に満たない分、 V_2^* を減算することで確保する(処理34)。

【0044】

もし(6)式、(7)式共に満たされない場合は、 V_1 、 V_2 、 V_3 を零として電流検出を諦める(処理35)。

【0045】

以上のプロセスで演算された V_1 及び V_3 が、(8)式、(9)式を満たす場合は、補正しなくても、もともと(数1)を満たしている条件である。

50

【 0 0 4 6 】

$V_1 < 0$ (8)

$V_3 > 0$ (9)

このため、 $V_1 = 0$ 、 $V_3 = 0$ としてよい(処理36, 37)。

【 0 0 4 7 】

処理31の逆の処理を行い、最後に演算した V_1 、 V_2 、 V_3 を V_u 、 V_v 、 V_w に戻して引数に戻して処理を終わる。

【 0 0 4 8 】

これらの処理により、第2の三相電圧指令は(1)、(4)、(5)式を全て満たすため、適切な電流検出を実現し、かつ電圧指令補正量を最小に抑えることが出来る。

10

【 0 0 4 9 】

以上の実施例1の動作の一例を、図2の単位周期 $k = 4$ に示している。この例では、最小相電圧 VW^* (V_3^*)を V_3 で補正すると共に、本発明により、中間相電圧 VV^* (V_2^*)に対しても、 V_2 による補正を追加している。この結果、電流 $IDC2$ のパルス幅 t が、 t_{Tp} に延び、電流検出を可能にしている。

【 0 0 5 0 】

次に、本実施例の効果について述べる。

【 0 0 5 1 】

特許文献2で提案されているように、従来では(1)式を満たすため、電圧指令補正は最大相電圧 V_1^* または最小相電圧 V_3^* の絶対値が大きくなる方向(中間相電圧 V_2^* から離れる方向)に行うことが最良の実施形態であるとされてきた。これは、 V_2^* を動かすと一方の電流パルス幅は大きくなるが他方の電流パルス幅が小さくなるデメリットがあるためである。

20

【 0 0 5 2 】

しかし(1) V_1^* あるいは V_3^* の絶対値が大きい場合や、(2)最小パルス幅 T_{pw} を確保するために必要な線間電圧 V_{pw} が大きい状況では、電圧上限値 V_{max} 及び下限値 V_{min} までの余裕が小さくなり、 V_{pw} を確保することができなくなる。

【 0 0 5 3 】

前記(1) V_1^* あるいは V_3^* の絶対値が大きい場合とは、例えば交流電動機2の速度が高速になる場合が挙げられる。このとき内部逆起電力が大きくなるため、第1の電圧指令が大きくなる。このように、電動機の高速度時に、本発明は特に有用である。

30

【 0 0 5 4 】

また、前記(2) V_{pw} が大きい状況とは、例えばキャリア周波数が高い場合が考えられる。高周波キャリア条件では、同じ最小パルス幅 T_{pw} であっても、最小線間電圧 V_{pw} が大きくなる。これは、図2の三角波キャリアの傾きがキャリア周波数の増大に伴って急峻となることを考えれば自明である。近年の半導体素子の低損失化とユーザーの静音化ニーズの高まりによるキャリア周波数の高周波化傾向に対して、本発明は効果的である。

【 0 0 5 5 】

その他に、 V_{pw} が大きい状況として、リングングノイズ環境の悪条件が考えられる。半導体素子のスイッチ動作に伴ってパルス状電流に現れる高周波リングングノイズは、装置の設置環境に依存して持続時間が変わるため、それに伴い V_{pw} も変化することになる。多様な環境に対する適用性に関して、本発明は効果的である。

40

【 0 0 5 6 】

本実施形態によれば、電圧指令補正部9は、三角波キャリアの半周期を単位周期として電圧指令値の最大相及び最小相に補正量を加算し、その結果、電圧上限や下限値を超過する場合には、その超過分だけ中間相を加算して電流検出に必要な線間電圧を確保する。これにより、電圧上限及び下限のために電流検出が不可能であった条件下でも、高精度な電流検出が可能となる。すなわち、電動機の高速度時や三角波キャリア周波数の高周波条件、リングングノイズ悪環境のような多様な環境に対しても高精度な制御が可能となる。

【 実施例 2 】

50

【 0 0 5 7 】

図 4 は、本発明の実施例 2 における直流母線電流と三相電圧の関係説明図である。この図を用いて、本実施例 2 の特徴を説明する。本実施例では、実施例 1 のように電流検出時に加算された電圧指令補正量を、電流検出を行わない期間において補償を行う。これにより、第 2 の電圧指令と第 1 の電圧指令とを同等とし、正常な運転を維持することが出来る。補償の方法については、特許文献 2 及び特許文献 3 などにて提案されている通り、単位周期の N 倍の期間を調整期間として考え、調整期間中の各相の補正量の平均が零または略零となるように電流非検出期間の補正量を設定すればよい。しかし、本発明では中間相も補正しており、補償時に電圧上限あるいは下限を超過する問題が発生する。本実施例ではその対策について述べる。なお、N は自然数とする。

10

【 0 0 5 8 】

説明のため調整期間が N であったとき、調整期間内の各単位周期に序数 $k = 1, 2, 3, \dots, N$ をつけて考える。このとき、各単位周期の電圧指令補正量を $V1[k]$ 、 $V2[k]$ 、 $V3[k]$ とする。N 個の単位周期のうち少なくとも一つでは電流検出を行うため、この単位周期を検出期間と呼び、残りの単位周期は補償期間と呼ぶ。ここでは検出期間を調整期間中 1 回とする。 $V1[k]$ 、 $V2[k]$ 、 $V3[k]$ の計算方法については実施例 1 で述べた通りである。この電流検出時の電圧指令補正量を、ここでは、 $V10$ 、 $V20$ 、 $V30$ とする。また、調整期間における電圧指令補正量の時間平均を零または略零とするために、電圧指令補正量は各相について次の関係を満たす必要がある。

20

【 0 0 5 9 】

$$\begin{aligned} _ k = 1 \sim N \quad V1[k] &= 0 \dots\dots\dots (10) \\ _ k = 1 \sim N \quad V2[k] &= 0 \dots\dots\dots (11) \\ _ k = 1 \sim N \quad V3[k] &= 0 \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

例えば、調整周期において検出が 1 回行われると仮定すると、補償期間の序数の単位周期においては、次式のように設定するものとする。

【 0 0 6 0 】

$$\begin{aligned} V1[k] &= - V10 / (N - 1) \dots\dots\dots (13) \\ V2[k] &= - V20 / (N - 1) \dots\dots\dots (14) \\ V3[k] &= - V30 / (N - 1) \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

30

式 (13) ~ (15) では $V1[k]$ 、 $V2[k]$ 、 $V3[k]$ を各 k について同値であるとしたが、式 (10) ~ (12) を満たしていれば値が異なってもよい。例えば、検出期間の前の補償期間では補正量を大きく、後では補正量を小さく設定してもよい。

【 0 0 6 1 】

更に、第 2 の電圧指令が電圧上限あるいは下限を超過する問題が発生する。これを防ぐためには、(16) ~ (18) 式に示す条件を全ての序数 k について満たすように $V1[k]$ 、 $V2[k]$ 、 $V3[k]$ を設定する必要がある。

【 0 0 6 2 】

$$\begin{aligned} V1^* + V1[k] &< Vmax, \quad V1^* + V1[k] > Vmin \dots\dots (16) \\ V2^* + V2[k] &< Vmax, \quad V2^* + V2[k] > Vmin \dots\dots (17) \\ V3^* + V3[k] &< Vmax, \quad V3^* + V3[k] > Vmin \dots\dots (18) \end{aligned}$$

40

ただし、検出期間 ($k = 1$ のとき) については、実施例 1 で述べたように、電圧指令補正量を決定するため (16) ~ (18) 式は満たされる。このため、ここで問題となるのは補償期間においてである。そこで、 $V1[k]$ 、 $V2[k]$ 、 $V3[k]$ が (16) ~ (18) 式を満たさない場合、検出不能と判断して電圧指令補正及び電流検出はしないものとする。

【 0 0 6 3 】

具体的な例として、図 4 に示すように、 $N = 2$ とした場合を説明する。図 4 では、 $V23^* (= V2^* - V3^*) < Vpw$ である。したがって、(1) 式を満たさないため、こ

50

のままでは相電流が検出できない。また、検出周期は $k = 1$ とする。

【 0 0 6 4 】

単位周期 $k = 1$ において、実施例 1 で説明したように、 $V 1 [1] = V 1 0$, $V 2 [1] = V 2 0$, $V 3 [1] = V 3 0$ とすることで、 $V 2 3^{* * } = V p w$ とし、相電流情報を得る(なお、ここでは $V 1 0 = 0$ である)。ここでの補正量を保存しておき、続く $k = 2$ の単位周期において、電圧指令補正量 $V 2 [2]$, $V 3 [2]$ を計算する。 $N = 2$ より、 $V 1 [2] = - V 1 0$, $V 2 [2] = - V 2 0$, $V 3 [2] = - V 3 0$ である。更に、 $V 1$, $V 2$, $V 3$ が (1 6) ~ (1 8) 式を満たすかどうかの判定を行う。

【 0 0 6 5 】

もし (1 6) ~ (1 8) 式のいずれかを満たさない場合には、検出不可能と判断し、補正及び検出を行わないものとする。この処理により、事前に補償不可能な場合を判断し、補償不全による電動機の運転異常を回避することが出来る。

【 0 0 6 6 】

なお、本実施例では、三角波キャリア信号の単調増加期間を検出期間 ($k = 1$) としたが、単調減少期間を検出期間としても良い。

【 実施例 3 】

【 0 0 6 7 】

図 5 は、本発明の実施例 3 における直流母線電流と三相電圧の関係説明図である。この図を用いて、本実施例 3 について、実施例 2 と異なる点について説明する。本実施例 3 では、(1 6) ~ (1 8) 式を満たさない場合には (1 6) ~ (1 8) 式を満たすまで一時的に N を増加させて検出を実施する。

【 0 0 6 8 】

図 5 では、補償量 $V 2 0$ が著しく大きく、 $k = 2$ において、 $V 2 + V 2 [2]$ が $V m i n$ を下回ってしまう場合である。このとき、一時的に調整期間を延長し、次の単位周期 ($k = 3$) で補償し切れなかった残りの補償量を補償する。もし、 $N = 3$ でも補償し切れない場合は、更に調整期間を延ばせばよい。このように調整期間を延長することで、実施例 2 では検出を諦めていた条件でも相電流検出を行うことが可能となる。

【 実施例 4 】

【 0 0 6 9 】

図 6 は、本発明の実施例 4 における直流母線電流と三相電圧の関係説明図である。本実施例は、調整期間を決定する単位周期数 N を奇数とし、検出する単位周期を調整期間の中心に配置するところを特徴とする。図 6 では $N = 3$ の場合を示している。 $k = 2$ を検出期間とし、 $k = 1$ 及び 3 のときを補償期間としている。各検出期間における電圧指令補正量演算は実施例 1 の方法を用い、補償期間における補正量演算は実施例 2 で述べた方法を用いて次のように設定する。

【 0 0 7 0 】

$V 1 [1] = V 1 [3] = - V 1 0 / 2 \dots\dots\dots (1 9)$

$V 2 [1] = V 2 [3] = - V 2 0 / 2 \dots\dots\dots (2 0)$

$V 3 [1] = V 3 [3] = - V 3 0 / 2 \dots\dots\dots (2 1)$

また、補償期間において電圧指令が $V m a x$ あるいは $V m i n$ を超過する場合については実施例 2 による方法あるいは実施例 3 による方法を同様に適用できる。

【 0 0 7 1 】

このように調整期間を単位周期の奇数倍としたことで、検出周期が三角波キャリアの単調増加期間と単調減少期間に交互に割り当てられるため、P W M に伴う電流リップルによる電流検出誤差の影響を減らすことが可能となり、高精度な検出が実現できるようになる。

【 0 0 7 2 】

また、その中心に当たる単位周期で検出を行うようにしたことにより、その範囲内での制御量の変動幅を小さく抑えることができ、安定性に優れた制御を実現できる。

【 実施例 5 】

10

20

30

40

50

【 0 0 7 3 】

次に、本発明の実施例 5 を説明する。図 6 に示した実施例 4 では、式 (1 9) ~ (2 1) のように補償期間での補正量演算を行ったが、本実施例 5 では、以下のように補正量演算を行う点が異なっている。

【 0 0 7 4 】

$$V 1 [1] = - V 1 0 \times m \dots\dots\dots (2 2)$$

$$V 1 [3] = - V 1 0 \times (1 - m) \dots\dots\dots (2 3)$$

$$V 2 [1] = - V 2 0 \times m \dots\dots\dots (2 4)$$

$$V 2 [3] = - V 2 0 \times (1 - m) \dots\dots\dots (2 5)$$

$$V 3 [1] = - V 3 0 \times m \dots\dots\dots (2 6)$$

$$V 3 [3] = - V 3 0 \times (1 - m) \dots\dots\dots (2 7)$$

10

ここで、mは $0 < m < 1$ を満たす正の実数である。m = 0 . 5 とすれば、実施例 4 に一致する。本実施例 5 では、mを 0 . 5 より大きい値 (例えば 0 . 7 5) などの値とする。

【 0 0 7 5 】

図 7 は、本実施例 5 の効果を実施例 4 と比較して模式的に示したもので、電圧最大相を補正したことによって生じる最大相電流 I 1 の高調波成分を表している。実施例 4 の場合、補償量は検出周期に対して対称をなしているため、その結果現れる高調波成分も対称形をなす。電流検出タイミングは検出周期の末期となるため、結果として高調波成分のピークで検出することとなり、誤差が発生する。それに対して本実施例 5 では、k = 1 での補償量を大きめに取ることで検出点のピークの値を小さく抑えることが出来る。これによって、電流検出誤差を小さくすることが出来る。

20

【 0 0 7 6 】

以上のように、補償期間の補償量を非対称とすることで、電圧補償による高調波成分に起因する電流検出誤差を抑制し、より精度良い電動機制御特性を得ることが出来る。

【実施例 6】

【 0 0 7 7 】

図 8 は、本発明の実施例 6 における直流母線電流と三相電圧の関係説明図であり、本発明を、二相変調に適用した実施例である。

【 0 0 7 8 】

電力変換部主回路のスイッチ素子の動作回数を減らして素子のエネルギー損失を低減するため、三相のうち一相のスイッチ動作を無くし、残りの 2 相のみのスイッチ動作により電動機を駆動することが知られており、これを二相変調と呼ぶ。これに対し、実施例 1 ~ 4 で述べたような通常の変調方式は「三相変調」と呼ばれる。

30

【 0 0 7 9 】

一般的に、二相変調は、電圧最大相 V 1 をスイッチ ON 状態に固定するか、電圧最小相をスイッチ OFF 状態に固定することで実現される。マイコン 6 内部の動作としては、最大相あるいは最小相を三角波キャリア信号の振幅範囲外に設定する。これを波形の概観からそれぞれ「最大相張り付き」、「最小相張り付き」と呼ぶ。更に、スイッチ状態が固定されている電圧相を「張り付き相」と呼ぶ。

【 0 0 8 0 】

二相変調では、直流母線電流 I D C の波形が三相変調方式と比べて変化する。

40

【 0 0 8 1 】

図 8 においては、V u が最大相張り付きとなっている場合を示している。このとき、直流母線電流 I D C には三角波キャリア信号の単調増加期間と単調減少期間にまたがって電圧最大相電流が流れる。このため、見かけ上、最大相電流の通流時間は、線間電圧 V 1 2 から通常考えられる値の 2 倍となるため、張り付き相のパルス状電流については、張り付き相を含む線間電圧が、従来の必要条件 V p w の半分以上であれば検出が可能となる。

【 0 0 8 2 】

そのため、通常的环境下では張り付き相のパルス状電流は電圧指令補正を行わなくても検出が可能となる。

50

【 0 0 8 3 】

しかし、 V_{pw} が大きくなる環境では、張り付き相を含む線間電圧（図8では、 V_{12}^{**} ）が十分でなく、相電流が検出できない状況が現れる。このとき、実施例1と同じ処理によって中間相を補正することで電流検出が可能となる。また、補償期間における第2の電圧指令飽和の問題についても、実施例2及び3と同じ方法で対応することが出来る。

【 0 0 8 4 】

以上のように、本実施例6により、2相変調において張り付き相のパルス状電流を検出できないような環境においても、相電流を検出することが可能となり、電力変換装置の損失を減らしつつ高精度な電動機制御が可能となる。

【実施例7】

【 0 0 8 5 】

図9は、本発明の実施例7における直流母線電流と三相電圧の関係説明図である。

【 0 0 8 6 】

2相変調時においても、調整期間を単位周期の奇数倍とし、検出期間を調整期間の中心と設定することにより精度の向上が可能である。しかし、実施例6で述べたように、パルス状電流が単位周期を跨って流れることを考慮して電流検出を行うと、張り付き相の検出タイミングが実質的に三角波キャリアの単調増加期間あるいは単調減少期間に限られてしまう。このため、実施例4で得られた精度向上の効果が小さくなってしまう。

【 0 0 8 7 】

そこで、本実施例7では、三角波キャリア信号の単調増加期間と単調減少期間に跨って電圧最大相電流が流れていることは考慮せず、各単位周期において(1)式を満たすように電圧指令補正量を決定する。

【 0 0 8 8 】

以上の方法によれば、電力変換装置の損失を減らしつつ、更なる高精度な電流検出を実現することが出来る。

【実施例8】

【 0 0 8 9 】

電圧上限値 V_{max} と電圧下限値 V_{min} の差が必要線間電圧 V_{pw} の2倍より小さく、(28)式が成立する場合には、そもそも(1)式が満たされないため、直流母線電流IDCからの相電流検出は不可能である。

【 0 0 9 0 】

$$V_{max} - V_{min} < 2 V_{pw} \dots\dots\dots (28)$$

図2から明らかのように、三角波キャリア周波数を下げることで、同じ T_{pw} に対する V_{pw} を小さくすることができる。したがって、(28)式を満たす場合でも、(28)式を満たすような三角波キャリア周波数を設定することで電動機制御が可能となる。

【実施例9】

【 0 0 9 1 】

図10は、本発明の実施例9による電圧指令補正量演算部の処理フロー図である。これは、実施例1の異なる実施形態であり、実施例1では、電圧補正により2相共に検出可能な場合の処理32では、中間相は補正しない($V_2 = 0$)としていた。しかし、本実施例9では、 V_1 及び V_3 のうち、必要な補正量が大きくなる側の補正量の一部を中間相に分担させる点が異なっている。以下、図10を用いて説明する。

【 0 0 9 2 】

V_{12}^* と V_{23}^* を比較し、最大相と最小相で必要な補正量が大きくなる側を判定する。ここでは V_{12}^* の方が大きい場合を例に説明する。このとき必要な補正量は最大相側1に比べて最小相側 V_3 の方が大きくなる。このときの必要な補正量を V_{3t} とすると、

$$V_{3t} = (V_{2}^* - V_{3}^*) - V_{pw} \dots\dots\dots (29)$$

と求められる。この必要補正量 V_{3t} を、最小相と中間相で分担して補正する。例えばある値 a ($0 < a < 1$ の定数。たとえば0.5)を用いて、

10

20

30

40

50

$$V2 = - V3 t x (1 - a) \dots\dots\dots (30)$$

$$V3 = V3 t x a \dots\dots\dots (31)$$

とする。更に中間相を補正した分V12が小さくなるため、

$$V1 = Vpw - (V1* - (V2* + V2)) \dots\dots\dots (32)$$

と最大相補正量を修正する。

【0093】

なお、V3tが正の場合、電圧補正しなくてもV23 > Vpwであり、さらにV12 > V23が分かっているため、全相電圧補正しなくても電流検出が可能である。

【0094】

また、図10には明示していないが、この処理により電圧補正を行った結果、最大相電圧指令値あるいは最小相電圧指令値が電圧上下限を逸脱した場合は、実施例1と同様に処理33または処理34のように補正量を決めればよい。

【0095】

この処理により、電圧補正量を三相に分散させることで、一相ごとの補正量が減り、電流の高周波リプルを軽減し、騒音の抑制及び電動機の運転効率を上げることが出来る。

【符号の説明】

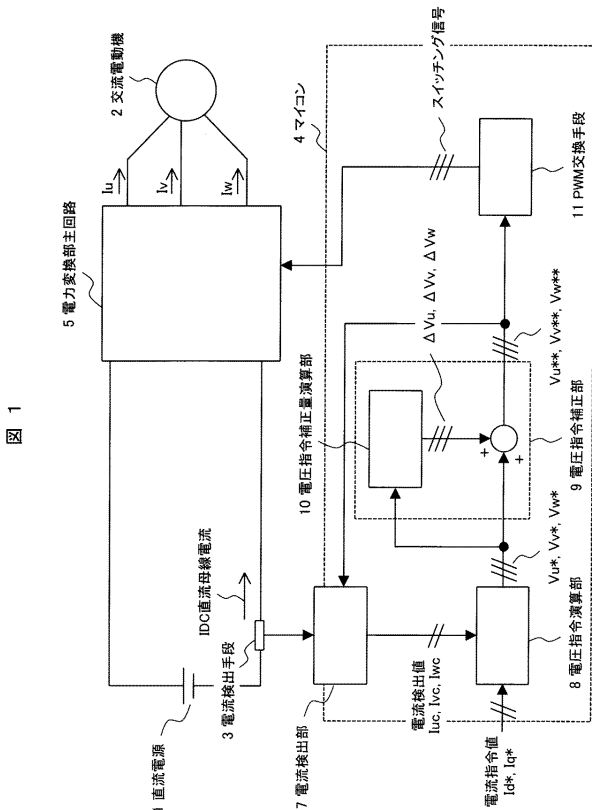
【0096】

1...直流電源、2...交流電動機、3...電流検出手段、4...マイコン、5...電力変換部主回路、7...電流検出部、8...電圧指令演算部、9...電圧指令補正部、10...電圧指令補正量演算部、11...PWM交換手段、12...PWM変換手段。

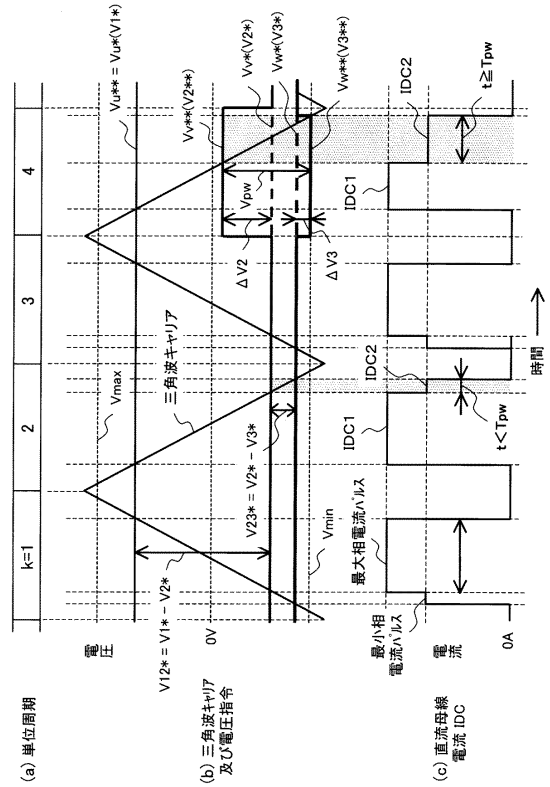
10

20

【図1】



【図2】



【図3】

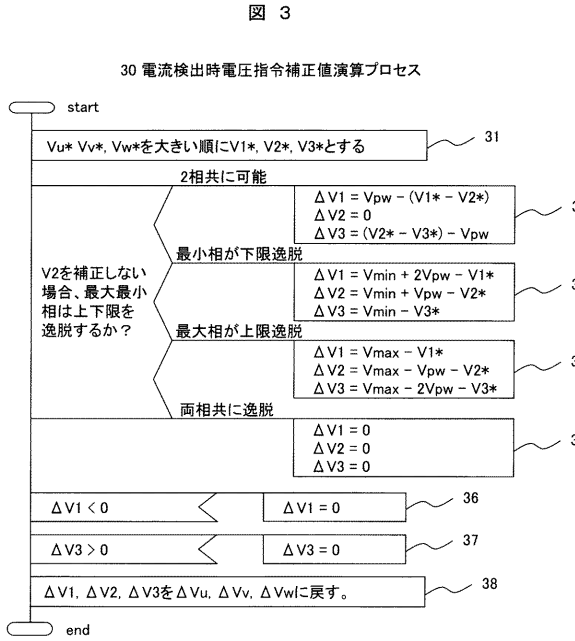


図 3

【図4】

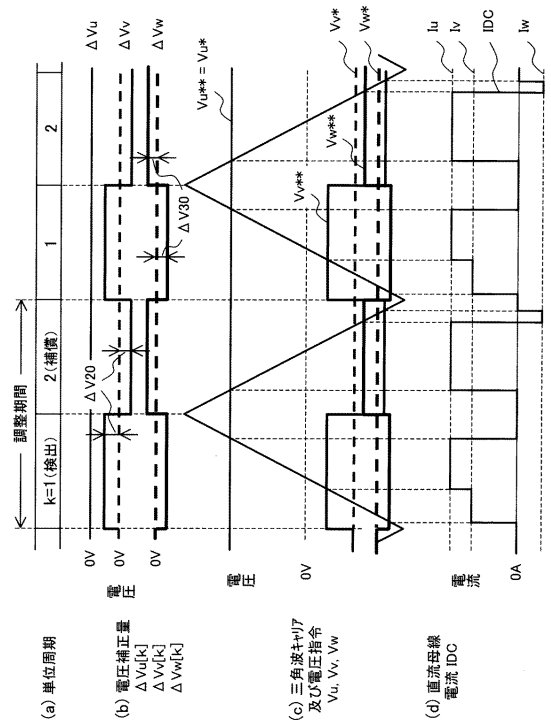


図 4

【図5】

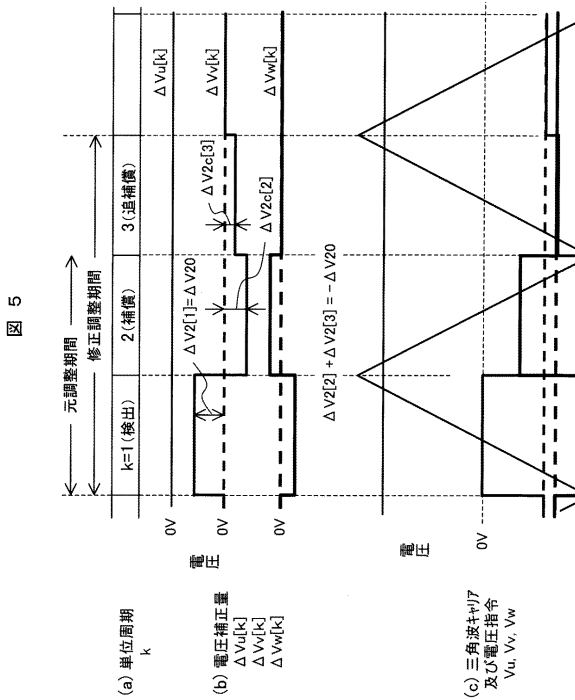


図 5

【図6】

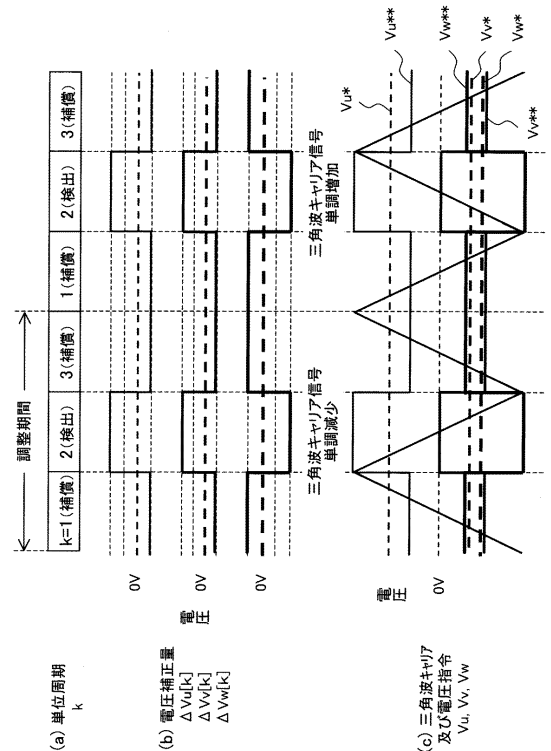
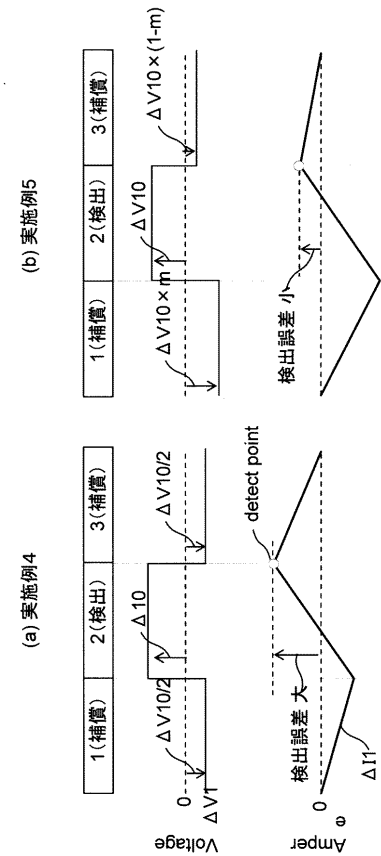


図 6

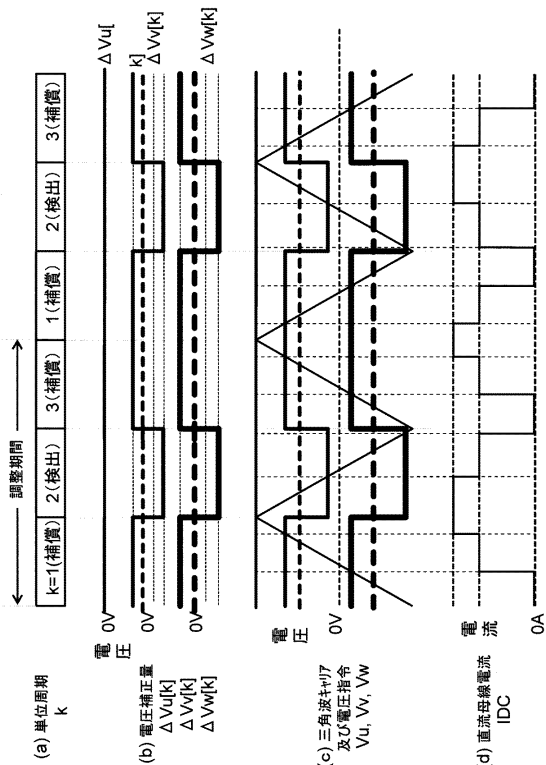
【 図 7 】

図 7



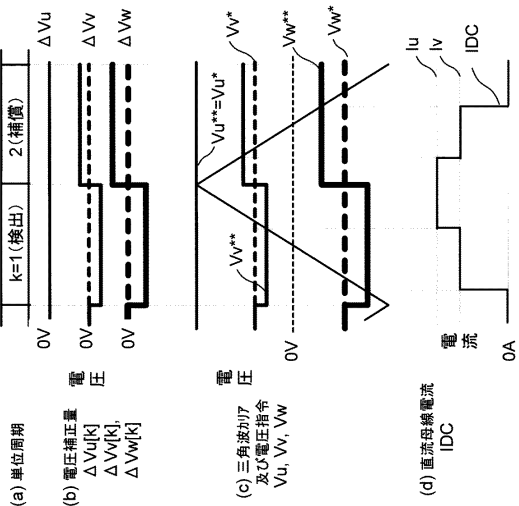
【 図 9 】

図 9



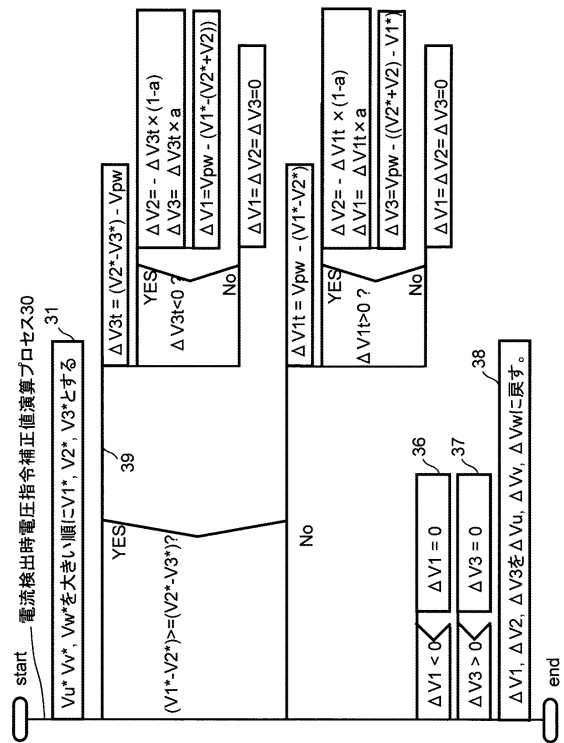
【 図 8 】

図 8



【 図 10 】

図 10



フロントページの続き

(72)発明者 青柳 滋久

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内

審査官 槻木澤 昌司

(56)参考文献 特開2004-201440(JP,A)

特開2008-131770(JP,A)

特開2005-253229(JP,A)

特開2001-327173(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H02M 7/48