



(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ
(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB,
GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL,
NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ,
CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN,
TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称 : 電力変換装置

技術分野

[0001] この発明は、複数のスイッチング手段、例えば、半導体スイッチング素子を用いて直流電力を交流電力に変換する電力変換装置に係り、特に、その電流検出技術に関するものである。

背景技術

[0002] 電力変換装置としての三相のインバータにおいて、三相の電流を検出するには、三相のうち二相に電流センサを設けてそれら二相の電流を検出し、三相電流の和がゼロであることを利用して残りの一相の電流を演算することにより、三相電流を検出する方法が一般的であった。

しかしながら、二つの電流センサを設けると、その分コストが高くなりと体積が増加するという問題がある。この問題を解消するため、インバータの直流母線に電流センサを一つ設けて、この直流母線電流とインバータの半導体スイッチング素子のスイッチング状態とから三相電流を再生する方法が開発された。

具体的には、異なる二つの相電流が直流母線電流に流れるスイッチングパターンにおいて電流を検出すれば、三相電流の和がゼロであることを利用して三相電流を検出することができる（例えば、特許文献1参照）。

[0003] しかしながら上記の方法においては、三相電圧指令が小さい場合や三相電圧指令のうち二相の電圧指令の差が小さい場合は、スイッチングパターンの継続時間が短くなり、電流検出が困難になるという課題があった。

そこで、PWM（パルス幅変調）周期前半において三相電圧指令の差が電流を検出するのに十分な大きさになるよう補正し、PWM周期後半において、前半と後半の電圧指令の平均が元の電圧指令と等しくなるように補正する方法が開発された。この方法によれば、毎PWM周期において、異なる二相の電流を検出し、三相電流を演算することができる（例えば、特許文献2参

照)。

先行技術文献

特許文献

[0004] 特許文献1：特開平2－197295号公報

特許文献2：特開2001－327173号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0005] しかしながら従来の電力変換装置では、検出した直流母線電流から三相電流を演算する手法について何ら述べられていない。仮に、異なるタイミングで検出した二相分の電流を同じ時間軸で検出した電流とみなして負荷電流の制御に用いた場合は、負荷電流は検出タイミングの差に基づく誤差の分だけ歪んでしまう。また、異なるタイミングで検出した二相分の電流から、三相電流の和がゼロであることを利用して三相電流を演算した場合も同様である。

この発明は、上記のような問題点を解消するためになされたもので、インバータの直流側に設けられた一つの電流センサを用いて交流側の各相電流を演算で求めるという簡便な電流検出方法を採用する場合に、各相電流検出タイミングが異なることにより発生する誤差を低減できる電力変換装置を得ることを目的とする。

課題を解決するための手段

[0006] この発明に係る電力変換装置は、直流電源、一端が直流電源の正側に接続された n (n は3以上の整数)相分の上アームスイッチング素子と各相の上アームスイッチング素子と直列に接続され一端が直流電源の負側に接続された n 相分の下アームスイッチング素子とを有し各相の上アームスイッチング素子と下アームスイッチング素子との接続点に誘導性負荷を接続し上アームスイッチング素子と下アームスイッチング素子とをオンオフ制御することにより誘導性負荷に n 相交流電圧を供給するインバータ、直流電源とインバー

タとの間に流れる電流を検出する電流センサ、および上アームスイッチング素子と下アームスイッチング素子とにオンオフ信号を出力するオンオフ信号作成部を備えた電力変換装置であって、

誘導性負荷に流れる各相電流を検出するタイミングを設定するタイミング信号を作成するオンオフ信号作成部のタイミング信号作成手段、当該タイミング信号で設定されたタイミングに電流センサに流れる電流の相種別を判定する相判定信号を作成するオンオフ信号作成部の相判定信号作成手段、およびタイミング信号および相判定信号に基づき当該タイミング信号で設定されたタイミングにおける電流センサからの電流検出値と当該電流検出値の相種別とを求め、所定の周期内において求められた各タイミングでの各相電流検出値を所定の基準タイミングにおける値に補正する検出電流補正部を備えたものである。

発明の効果

[0007] この発明は以上のように、特に、オンオフ信号作成部のタイミング信号作成手段、相判定信号作成手段および検出電流補正部を備え、電流センサにより互いに異なるタイミングで検出された各相電流検出値を互いに同一の基準タイミングにおける値に補正するので、検出タイミングの差に基づく誤差が低減された各相電流値を確実に得ることができる。

図面の簡単な説明

[0008] [図1]この発明の実施の形態1である電力変換装置の構成を示す図である。

[図2]実施の形態1における各部の動作波形を示す図である。

[図3]式(1)、式(2)の電圧 V_1 、 V_2 の算出根拠を説明するための図である。

[図4]この発明の実施の形態2の電力変換装置における各部の動作波形を示す図である。

[図5]オンオフ信号波形により、この発明の実施の形態3の電力変換装置における動作原理を示す図である。

[図6]この発明の実施の形態4における電力変換装置の動作を説明するための

参考として、順次オンとする相順を固定した場合におけるオンオフ信号と交流電流の波形を示す図である。

[図7]実施の形態4におけるオンオフ信号と交流電流の波形を示す図である。

[図8]この発明の実施の形態5である電力変換装置の構成を示す図である。

発明を実施するための形態

[0009] 実施の形態1.

図1は、この発明の実施の形態1における電力変換装置の構成を示す回路構成図である。この電力変換装置は、直流電源1とインバータ2と電流センサ3と制御部4とから構成され、その出力が誘導性負荷5に供給される。

インバータ2は、一端が直流電源1の正側に接続された n (n は3以上の整数)相分の上アームスイッチング素子6と、各相の上アームスイッチング素子6と直列に接続され一端が直流電源1の負側に接続された n 相分の下アームスイッチング素子7とから構成される。

なお、直流電源1としては、バッテリーやダイオード整流回路、PWMコンバータなど様々なものが考えられる。

制御部4は、オンオフ信号作成部8と検出電流補正部9と電流制御部11とインダクタンス記憶部12とから構成される。

[0010] 次に、動作を説明する。電流制御部11では、検出電流補正部9からの n 相補正電流 i_1 、 i_2 、 $\dots$ 、 i_n を入力し誘導性負荷5に所望の電力を供給するように、上アームスイッチング素子6の各相オン期間 t_1 、 t_2 、 $\dots$ 、 t_n を出力する。

オンオフ信号生成部8では、上アームスイッチング素子6の Q_{p1} 、 Q_{p2} 、 $\dots$ 、 Q_{pn} および下アームスイッチング素子7の Q_{n1} 、 Q_{n2} 、 $\dots$ 、 Q_{nn} をオンオフするオンオフ信号を作成する。

[0011] そのオンオフ信号の例を図2に示す。オンオフ信号がHのときはスイッチング素子はオン、Lの時はオフであり、上アームスイッチング素子6の Q_{p1} 、 Q_{p2} 、 $\dots$ 、 Q_{pn} をオンオフする信号である G_{p1} 、 G_{p2} 、 $\dots$ 、 G_{pn} と下アームスイッチング素子7の Q_{n1} 、 Q_{n2} 、 $\dots$ 、 Q

n をオンオフする信号である G_{n1} 、 G_{n2} 、 $\dots$ 、 G_{nn} は相補関係にあり、すなわち、例えば、 G_{p1} が H の時は G_{n1} が L である。

また、この例では、オン期間 t_1 、 $\dots$ 、 t_{n-1} は、電流センサ 3 から電流検出値を取得するに十分な長さを有しているが、オン期間 t_n は短いため電流検出値の取得は不可能であるとしている。また、図 2 中の i_1 、 $\dots$ 、 i_n は、インバータ 2 から誘導性負荷 5 に出力される各相電流の波形で、オンオフ信号によってインバータ 2 が出力する電圧により、各相交流電流が変化する様子を示している。

[0012] オンオフ信号作成部 8 は、オンオフ信号に基づき、電流センサ 3 による電流検出値をサンプルホールドするタイミングを設定するタイミング信号 t_{s1} 、 t_{s2} 、 $\dots$ 、 t_{sn-1} を作成するタイミング信号作成手段と、当該タイミング信号で設定されたタイミングで電流センサ 3 が検出する電流がどの相の電流に相当するかを判定する相判定信号 p_{h1} 、 p_{h2} 、 $\dots$ 、 p_{hn-1} を作成する相判定信号作成手段を備えている。

図 2 の例では、タイミング信号 t_{s1} によって電流センサ 3 から検出できる電流は第 1 相電流 i_1 、タイミング信号 t_{s2} においては第 2 相電流 i_2 、 $\dots$ 、タイミング信号 t_{sn-1} においては第 $n-1$ 相電流 i_{n-1} である。

また、 m 番目 (m は 1 から n の整数) のタイミング信号 t_{sm} は、 m 番目に H になるオン信号の立ち上がりタイミングから $t_{delay m}$ だけ遅れているとする。

[0013] 検出電流補正部 9 はサンプルホールド部と電流演算部を備える。

検出電流補正部 9 では、そのサンプルホールド部に、タイミング信号 t_{s1} 、 t_{s2} 、 $\dots$ 、 t_{sn-1} が入力されると、その時点の電流センサ 3 からの電流検出値をホールドして直流ホールド電流 i_{dc1} 、 i_{dc2} 、 $\dots$ 、 i_{dcn-1} として出力する。

検出電流補正部 9 の電流演算部では、直流ホールド電流 i_{dc1} 、 i_{dc2} 、 $\dots$ 、 i_{dcn-1} と相判定信号 p_{h1} 、 p_{h2} 、 $\dots$ 、 p_{hn-1}

1とインダクタンス記憶部12で記憶している誘導性負荷5のインダクタンス L とから、後述する要領により交流側の各相電流を補正演算する。

図2の例では、 $p_{h1} = 1$ であるので直流ホールド電流 i_{dc1} から第1相電流 i_1 を、 i_{dc2} から i_2 を、 $\dots$ 、 i_{dcn-1} から i_{n-1} を求め、 n 相分の電流の和がゼロであることを利用して i_n を求める。

[0014] しかし、 n 相分の電流の和がゼロになるのはすべての相の電流が同じ時間での値であることが前提である。当然ながら、図2から判るように、各相の電流を検出するタイミングは相により異なっている。そこで、タイミング信号 t_{s1} 、 t_{s2} 、 $\dots$ 、 t_{sn-1} において検出した電流を、例えば、図2の時間 t_0 （基準タイミング）における電流値に補正する。

[0015] 以下、その補正演算の要領について説明する。

この実施の形態1では、上アームスイッチング素子6あるいは下アームスイッチング素子7の各相のオン期間に互いに重なりが生じないようにオンオフ信号が作成されているので、例えば、第1相の電流を検出するタイミング t_{s1} を想定すると、このタイミングにおいては、上アームスイッチング素子6の内、第1相の Q_{p1} はオン、他の素子は全てオフ、下アームスイッチング素子7の内、第1相の Q_{n1} はオフ、他の全ての素子はオンとなっている。

この場合の等価回路は、直流電源1の電圧を V_{dc} 、誘導性負荷5の各相インピーダンスは等しくこれを Z とすると図3のように表される。

この図3から、第1相にかかる電圧 V_1 は、誘導性負荷5の仮想中性点を基準として次式で与えられる。

[0016] [数1]

$$V_1 = V_{dc} \times \frac{Z}{Z + \frac{Z}{n-1}} = \frac{n-1}{n} V_{dc} \quad \dots (1)$$

[0017] また、このときその第1相以外の相にかかる電圧 V_2 は、次式となる。

[0018]

[数2]

$$V2 = \frac{\frac{Z}{n-1}}{Z + \frac{Z}{n-1}} = \frac{1}{n} V_{dc} \quad \dots (2)$$

[0019] 式(1)と(2)を各相のインダクタンスで除すれば、各相の電流変化率となるので、時刻 t_0 における n 相電流は、図2の例の場合、次式で演算できる。

[0020] [数3]

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= idc_1 - \frac{V1}{L} \times t_{delay_1} \\ i_2 &= idc_2 + \frac{V2}{L} \times t_1 - \frac{V1}{L} \times t_{delay_2} \\ &\vdots \\ i_{n-1} &= idc_{n-1} + \frac{V2}{L} \times t_1 + \frac{V2}{L} \times t_2 + \dots - \frac{V1}{L} \times t_{delay_{n-1}} \\ i_n &= -(i_1 + i_2 + \dots + i_{n-1}) \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

[0021] 以上のように、本実施の形態1によれば、直流側に設けた電流センサ3から異なるタイミングで検出した $(n-1)$ 相分の電流を同一の基準タイミング (t_0) における値に補正し、この補正された $(n-1)$ 相分の電流値の総和に基づき第 n 相の電流を演算で求めているので誤差を低減することができる。

[0022] また、本実施の形態では、交流側の各相の電流を基準タイミングとして、PWM周期毎にその周期始期の時刻 t_0 における値に補正したが、この基準タイミングの選び方はこの限りではない。

また、本実施の形態では、各相のオン期間から、 n 相分の電流の内、 $(n-1)$ 相分の電流が検出可能で1相分の電流が検出不可能とした場合について説明したが、各相のオン期間が十分確保でき、 n 相分全ての電流が検出可能な場合にも、本発明のように電流の補正が可能である。

[0023] 実施の形態2.

先に実施の形態 1 では、オンオフ信号が、上アームスイッチング素子 6 あるいは下アームスイッチング素子 7 の各相のオン期間に互いに重なりが生じないように作成されていたが、この実施の形態 2 では、各相のオン期間に一部重なりが生じる場合の電流補正の要領について説明する。

図 4 に、オンオフ信号作成部 8 により作成されるオンオフ信号を、タイミング信号と交流電流とあわせて示す。ここでは、相数 n を 3 としている。

上アームスイッチング素子 6 をオンする信号 G_{p1} 、 G_{p2} 、 G_{p3} は、全てが L の状態から、それぞれ t_{min} ずつずれたタイミングで H になる。 t_{min} は、電流センサ 3 の検出出力から交流側の電流を検出するために必要な最小時間である。この最小時間は、インバータ主回路のサージ電圧やリリング時間、また電流センサの性能などによって決まる。

[0024] 図 4 では、上アームスイッチング素子 6 のうち G_{p1} だけが H、すなわち Q_{p1} だけがオンの時間が最小時間 t_{min} だけ確保され、続いて G_{p1} と G_{p2} が H、すなわち Q_{p1} と Q_{p2} がオンの期間が最小時間 t_{min} だけ確保されているので、それぞれの期間で確実に交流側の電流を検出することができる。対応する交流側の電流はそれぞれ、前者が i_1 、後者が $i_1 + i_2 = -i_3$ である。

[0025] 次に、最小時間を確保した期間に検出した 2 相分の電流から、3 相分の電流の和がゼロであることを利用して 3 相演算電流を求める。ここで、3 相電流の和がゼロになるのはすべての相の電流が同じ時間での値であることが前提であるので、タイミング信号 t_{s1} 、 t_{s2} において検出した電流を、例えば、図 4 の基準タイミング (t_0) における電流値に補正する。補正の方法は実施の形態 1 と同様の要領で以下のようにすればよい。

[0026] [数 4]

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= idc_1 - \frac{2V_{dc}/3}{L} \times t_{delay_1} \\ i_1 + i_2 &= idc_2 - \left(\frac{2V_{dc}/3}{L} \times t_{min} + \frac{V_{dc}/3}{L} t_{delay_2} \right) + \left(\frac{V_{dc}/3}{L} \times t_{min} - \frac{V_{dc}/3}{L} t_{delay_2} \right) \\ i_3 &= -i_1 - i_2 \end{aligned} \right\} \dots (4)$$

[0027] ここで、実施の形態 2 は三相の場合であるので、タイミング信号 t_{s2} では、 $-i_3 = i_1 + i_2$ を検出することに等しいので、式 (4) は以下のように簡略化できる。

[0028] [数5]

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= idc_1 - \frac{2V_{dc}/3}{L} \times t_{delay1} \\ i_1 + i_2 = -i_3 &= idc_2 - \frac{V_{dc}/3}{L} \times t_{min} - \frac{2V_{dc}/3}{L} \times t_{delay2} \\ i_2 &= -i_1 - i_3 \end{aligned} \right\} \dots (5)$$

[0029] 式 (4) と式 (5) は変形すれば等しい。

[0030] 以上のように、本実施の形態 2 によれば、直流側に設けた電流センサ 3 から異なるタイミングで検出した 2 相分の電流を同一の基準タイミング (t_0) における値に補正し、この補正された 2 相分の電流値の総和に基づき第 3 相の電流を演算で求めているので誤差を低減することができる。

なお、本実施の形態 2 では、 $n = 3$ の場合について説明したが、 $n = 4$ 以上においても同様である。

また、上アームスイッチング素子をオンする信号 G_{p1} 、 G_{p2} 、 G_{p3} が、全て L の状態からそれぞれ t_{min} ずつずれたタイミングで H になる順番は、任意である。

[0031] 実施の形態 3.

以下の実施の形態例では、先の実施の形態例で説明した電流補正演算を利用した電力変換装置の更なる適用例を紹介するものである。

まず、この発明の実施の形態 3 では、上アームスイッチング素子 6 をオンする信号 G_{p1} 、 G_{p2} 、 $\dots$ 、 G_{pn} が、全て L の状態からそれぞれ t_{min} ずつずれたタイミングで H になる相の順番を、オンする時間であるオン期間 t_1 、 t_2 、 $\dots$ 、 t_n の長い順にしたものである。このようにすれば、先の実施の形態 2 において、インバータ 2 の出力電圧を最大にできる。

[0032] この原理を、図 5 を用いて説明する。図 5 は、 $n = 3$ の場合で、上アーム

スイッチング素子6をオンする信号 G_{p1} 、 G_{p2} 、 G_{p3} は、全てがLの状態から、それぞれ最小時間 t_{min} ずつずれたタイミングでHになっている。Hになる順番は、 G_{p1} 、 G_{p2} 、 G_{p3} と、オン期間が長い順である。

図5中の任意の期間 t_c において、上アームスイッチング素子6をオンにできる時間は、最初にオンになる第1相の G_{p1} が t_c 、2番目にオンになる第2相の G_{p2} が $t_c - t_{min}$ 、最後にオンになる第3相の G_{p3} が $t_c - t_{min} \times 2$ となる。つまり、各相が出力できる電圧は、オンになる順番に大きい。

[0033] 以上より、上アームスイッチング素子6をオンする信号 G_{p1} 、 G_{p2} 、 $\dots$ 、 G_{pn} が、全てLの状態からそれぞれ t_{min} ずつずれたタイミングでHになる順番を、オン期間 t_1 、 t_2 、 $\dots$ 、 t_n の長い順にすれば、実施の形態2においてインバータ2の出力電圧を最大にできる。

なお、ここでは、 $n=3$ の場合について説明したが、 $n=4$ 以上の場合でも同様である。

[0034] 実施の形態4.

この発明の実施の形態4は、先の実施の形態2において、上アームスイッチング素子6をオンする信号 G_{p1} 、 G_{p2} 、 $\dots$ 、 G_{pn} が、全てLの状態からそれぞれ t_{min} ずつずれたタイミングでHになる相の順番を、周期的に変化させるものである。このようにすれば、Hになるタイミングをずらしたことにより発生するリップル電流の周波数を滑らかにでき、リップル電流による騒音や振動を小さくできる。

[0035] この原理を、図6と図7を用いて説明する。図6と図7は共に $n=3$ の場合で、上アームスイッチング素子6をオンする信号 G_{p1} 、 G_{p2} 、 G_{p3} は、全てがLの状態から、それぞれ最小時間 t_{min} ずつずれたタイミングでHになっている。ただし、Hになる順番が、図6では固定すなわち変化させないのに対し、図7では周期的に変化させている。

図7では、表1の通りに順番を変化させている。表1は、何回目のオンオ

フ過程に、どの相を何番目にオンするかを示している。ただし、オンオフ過程とは、全ての上アームスイッチング素子6がオフの状態から、それぞれがオンとオフを1回ずつ行い、全ての上アームスイッチング素子6がオフの状態になる過程としている。また、表1では、3回目のオンオフ過程の次は1回目のオンオフ過程に戻る。例えば、第1相がHになる順番は、1回目のオンオフ過程では1番目、2回目では3番目、3回目では2番目、次はまた1回目で1番目である。

[0036] [表1]

	わわ過程		
	1回目	2回目	3回目
第1相	1	3	2
第2相	2	1	3
第3相	3	2	1

[0037] Hになる順番が固定である図6の場合、交流電流 i_1 、 i_2 、 i_3 には、常に同じ相に同一方向のリプル電流が発生する。これに対して、Hになるタイミングを周期的に変化させた図7の場合、リプル電流は各相に均等に分散し、またリプル電流の方向も正と負を繰り返す滑らかな波形になる。従って、リプル電流により発生する騒音や振動を低減できる。

[0038] なお、ここでは、Hになる順番を周期的に変化させる周期を、オンオフ過程3回分としたがこの限りではない。例えば、表2のように、オンオフ過程6回分の周期とすることもできる。

[0039] [表2]

	わわ過程					
	1回目	2回目	3回目	4回目	5回目	6回目
第1相	2	1	1	2	3	3
第2相	3	3	2	1	1	2
第3相	1	2	3	3	2	1

[0040] また、ここでは、 $n = 3$ の場合について説明したが、 $n = 4$ 以上の場合でも同様である。

[0041] 実施の形態 5.

この発明の実施の形態 5 における電力変換装置の構成を図 8 に示す。先の実施の形態 1 ~ 4 と異なるところは、誘導性負荷が回転機 13 であることと、回転子位置推定手段 14 を備えていることと、電流制御部 11 の動作である。このようにすれば、回転機 13 に位置センサを取り付けることなく回転機 13 の位置を推定して、回転機 13 を所望の状態、例えば、トルク、速度、位置などを所望の状態とする制御動作が可能となる。

[0042] 図 8 において、電流制御部 11 は、検出電流補正部 9 からの n 相補正電流と回転子位置推定手段 14 から出力される回転機の推定位置 θ_e に基づいて、回転機 13 を所望の状態に制御し且つ回転機 13 の運転周波数と後述する異なる周波数成分 ω_h の電圧を回転機 13 に印加するように、上アームスイッチング素子 6 をオンする時間（オン期間） t_1 、 t_2 、 $\dots$ 、 t_n を出力する。

[0043] 次に、回転子位置推定手段 14 により推定位置 θ_e を演算する要領について説明する。

回転機 13 が埋込磁石型同期機の場合、固定直交座標（ $\alpha - \beta$ 軸）での電圧方程式は式（6）のように表せる。

[0044]

[数6]

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + sL_{\alpha} & sL_{\alpha\beta} \\ sL_{\alpha\beta} & R + sL_{\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \omega\phi \begin{bmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

ただし、

 $\begin{bmatrix} V_{\alpha s} & V_{\beta s} \end{bmatrix}^T$: 固定直交座標での電圧

 $\begin{bmatrix} i_{\alpha s} & i_{\beta s} \end{bmatrix}^T$: 固定直交座標での電流(二相電流)

R : 固定子抵抗

s : 微分演算子

 L_d : d軸インダクタンス L_q : q軸インダクタンス ω : 回転角速度(電気角) θ : α 軸と磁極との位相差 Φ : 磁石の磁束

$$\begin{cases} L = \frac{L_d + L_q}{2} \\ l = \frac{L_d - L_q}{2} \end{cases} \quad \begin{cases} L_{\alpha} = L + l\cos 2\theta \\ L_{\beta} = L - l\cos 2\theta \\ L_{\alpha\beta} = l\sin 2\theta \end{cases}$$

[0045] 回転機 1 3 が停止時または低速運転と仮定し、 $\omega = 0$ とすれば固定直交座標での電流 $i_{\alpha s}$ 、 $i_{\beta s}$ は式 (7) となる。

[0046] [数7]

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L_{\alpha} s & L_{\alpha\beta} s \\ L_{\alpha\beta} s & R + L_{\beta} s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad \dots (7)$$

[0047] いま、周波数 ω_h が十分に高いとしてその周波数 ω_h の三相交流電圧を印加すると、 $R \ll L_{\alpha} \omega_h$ 、 $R \ll L_{\beta} \omega_h$ が成り立ち、固定子抵抗 R の影響を無視すると、式 (7) は式 (8) となる。

[0048]

[数8]

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{\alpha s} & L_{\alpha\beta s} \\ L_{\alpha\beta s} & L_{\beta s} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{L_{\alpha}L_{\beta} - L_{\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} L_{\alpha s} & -L_{\alpha\beta s} \\ -L_{\alpha\beta s} & L_{\beta s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \\
&= \frac{sL}{(L^2 - l^2)s^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{sl}{(L^2 - l^2)s^2} \begin{bmatrix} -\cos 2\theta & -\sin 2\theta \\ -\sin 2\theta & \cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \\
&= \frac{1}{(L^2 - l^2)s} \begin{bmatrix} L - l\cos 2\theta & -l\sin 2\theta \\ -l\sin 2\theta & L + l\cos 2\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad \dots (8)
\end{aligned}$$

[0049] 周波数 ω_h の電圧を、固定直交座標で式(9)のように表す。これを式(8)の固定直交座標電圧 $[v_{\alpha s} \ v_{\beta s}]^T$ に代入すると式(10)となる。

[0050] [数9]

$$\begin{aligned}
\begin{cases} v_{\alpha sh} = V_{\alpha\beta h} \sin \omega_h t \\ v_{\beta sh} = V_{\alpha\beta h} \cos \omega_h t \end{cases} \quad \dots (9)
\end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned}
i_{\alpha s} &= \frac{V_{\alpha\beta}}{(L^2 - l^2)j\omega_h} \{ (L - l\cos 2\theta) \sin \omega_h t - l\sin 2\theta \cos \omega_h t \} \\
&= -j \frac{V_{\alpha\beta}}{(L^2 - l^2)\omega_h} \sqrt{L^2 + l^2 - 2Ll\cos 2\theta} \cdot \sin(\omega_h t - \varphi_{\alpha}) \\
i_{\beta s} &= \frac{V_{\alpha\beta}}{(L^2 - l^2)j\omega_h} \{ -l\sin 2\theta \sin \omega_h t + (L + l\cos 2\theta) \cos \omega_h t \} \\
&= -j \frac{V_{\alpha\beta}}{(L^2 - l^2)\omega_h} \sqrt{L^2 + l^2 + 2Ll\cos 2\theta} \cdot \cos(\omega_h t + \varphi_{\beta})
\end{aligned} \right\} \quad \begin{aligned} &\text{ただし、} \varphi_{\alpha} = \tan^{-1} \left(\frac{l\sin 2\theta}{L - l\cos 2\theta} \right) \\ &\varphi_{\beta} = \tan^{-1} \left(\frac{l\sin 2\theta}{L + l\cos 2\theta} \right) \end{aligned} \quad \dots (10)$$

[0051] 式(10)に示すように固定直交座標電流 $i_{\alpha s}$ 、 $i_{\beta s}$ の振幅に位置情報 θ が含まれており、これより推定位置 θ_e を演算することができる。

[0052] 次に、式(10)から推定位置 θ_e を演算する手法を説明する。

先の実施の形態例で検出された電流値からフーリエ変換により、固定直交座標電流 $i_{\alpha s}$ 、 $i_{\beta s}$ の振幅 $I_{\alpha s}$ 、 $I_{\beta s}$ を抽出する。そして、抽出した $I_{\alpha s}$ 、 $I_{\beta s}$ より、式(11)に示すような演算を施すことにより、位置情報 θ のみを含んだ項を抽出する。

[0053]

[数10]

$$\Delta I_{\alpha\beta} = I_{\beta s}^2 - I_{\alpha s}^2 = \left\{ -j \left(\frac{V_{\alpha\beta}}{(L^2 - l^2)} \right) \omega_h \sqrt{L^2 + l^2 + 2Ll \cos 2\theta} \right\}^2 - \left\{ -j \left(\frac{V_{\alpha\beta}}{(L^2 - l^2)} \right) \omega_h \sqrt{L^2 + l^2 - 2Ll \cos 2\theta} \right\}^2$$

$$= \frac{4V_{\alpha\beta}^2 L l}{(L^2 - l^2)^2 \omega_h^2} \cos 2\theta \quad \dots (11)$$

$$\frac{4V_{\alpha\beta}^2 L l}{(L^2 - l^2)^2 \omega_h^2} \quad \dots (12)$$

[0054] 式(11)の $\Delta I_{\alpha\beta}$ を式(12)式で除すことにより、 $\cos 2\theta$ のみを抽出する。そして、 $\cos 2\theta$ の逆余弦を演算することにより 2θ （位置情報 θ ）を演算して推定位置 θ_e とする。

なお、 θ の演算は逆余弦演算ではなく、 $\cos 2\theta$ の値を記憶したテーブルを用意し、その記憶装置に記憶された $\cos 2\theta$ の値に基づいて位置情報 θ を求めて推定位置 θ_e としてもよい。

[0055] この回転子位置演算手法によれば、回転機回転子の位置を演算するために、先の実施の形態例を適用して検出した回転機電流のみを用いるだけでよいため、演算量を少なく出来るという効果が得られる。ただし、回転子位置の演算方法はこの限りではない。

以上のように、本実施の形態5によれば、直流側に設けた電流センサ3から誤差の少ない交流電流を演算し、回転センサを取り付けることなく回転機を所望の状態に制御できる部品点数の少ない電力変換装置を構成することができる。

[0056] なお、以上の各実施の形態例では、この発明を、上アームスイッチング素子6の動作を基準として説明したが、下アームスイッチング素子7の動作を基準としてもよい。

また、以上の各実施の形態例では、直流電源1の電圧の値と誘導性負荷5のインダクタンスの値とに基づいて交流電流の電流補正を行っているが、誘導性負荷5が回転機13の場合は、直流電源1の電圧に回転機13の誘起電圧も含めた電圧の値と誘導性負荷5のインダクタンスの値とに基づいて交流

電流の電流補正を行うようにすればより正確な電流値が得られる。

- [0057] また、以上の各実施の形態例では、検出電流補正部 9 からの n 相補正電流を用いてインバータ 2 のオンオフ信号を作成しているが、 n 相補正電流は観測するのみにして、あらかじめ決められたオンオフ信号を用いてインバータ 2 を動作させるようにしてもよい。

産業上の利用可能性

- [0058] この発明は、各種のインバータを備えた電力変換装置に広く適用でき、簡便安価な手段で、正確な交流各相電流の検出が可能となり、また、その電流検出値を利用した種々の制御動作が可能となる。

請求の範囲

[請求項1] 直流電源、一端が前記直流電源の正側に接続された n （ n は3以上の整数）相分の上アームスイッチング素子と前記各相の上アームスイッチング素子と直列に接続され一端が前記直流電源の負側に接続された n 相分の下アームスイッチング素子とを有し前記各相の上アームスイッチング素子と下アームスイッチング素子との接続点に誘導性負荷を接続し前記上アームスイッチング素子と下アームスイッチング素子とをオンオフ制御することにより前記誘導性負荷に n 相交流電圧を供給するインバータ、前記直流電源と前記インバータとの間に流れる電流を検出する電流センサ、および前記上アームスイッチング素子と下アームスイッチング素子とにオンオフ信号を出力するオンオフ信号作成部を備えた電力変換装置であって、

前記誘導性負荷に流れる各相電流を検出するタイミングを設定するタイミング信号を作成する前記オンオフ信号作成部のタイミング信号作成手段、当該タイミング信号で設定されたタイミングに前記電流センサに流れる電流の相種別を判定する相判定信号を作成する前記オンオフ信号作成部の相判定信号作成手段、および前記タイミング信号および前記相判定信号に基づき当該タイミング信号で設定されたタイミングにおける前記電流センサからの電流検出値と当該電流検出値の相種別とを求め、所定の周期内において求められた前記各タイミングでの前記各相電流検出値を所定の基準タイミングにおける値に補正する検出電流補正部を備えた電力変換装置。

[請求項2] 前記検出電流補正部は、前記直流電源の電圧の値および前記誘導性負荷のインダクタンスの値に基づき、前記所定の周期内において求められた前記各タイミングでの前記各相電流検出値を前記所定の基準タイミングにおける値に補正する請求項1記載の電力変換装置。

[請求項3] 前記誘導性負荷が回転機である場合、前記検出電流補正部は、前記直流電源の電圧の値、前記回転機の誘起電圧の値および前記誘導性負荷

のインダクタンスの値に基づき、前記所定の周期内において求められた前記各タイミングでの前記各相電流検出値を前記所定の基準タイミングにおける値に補正する請求項 1 記載の電力変換装置。

[請求項4] 前記インバータがパルス幅変調（PWM）制御を採用する場合、前記検出電流補正部は、前記 PWM 周期毎に当該 PWM 周期内において求められた前記各タイミングでの前記各相電流検出値を所定の基準タイミングにおける値に補正する請求項 1 ないし 3 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項5] 前記オンオフ信号作成部は、前記上アームスイッチング素子あるいは前記下アームスイッチング素子のすべての相がオフの状態から各相が順次所定のタイミング間隔でオンとなるオンオフ信号を作成する請求項 1 ないし 4 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項6] 前記オンオフ信号作成部は、前記上アームスイッチング素子あるいは前記下アームスイッチング素子のすべての相がオフの状態からそのオン期間が長い相の順に所定のタイミング間隔でオンとなるオンオフ信号を作成する請求項 1 ないし 4 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項7] 前記オンオフ信号作成部は、前記上アームスイッチング素子あるいは前記下アームスイッチング素子のすべての相がオフの状態から各相が順次所定のタイミング間隔でオンとなり、かつ、前記順次オンする相の順序を所定の周期毎に変更するオンオフ信号を作成する請求項 1 ないし 4 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項8] 前記上アームスイッチング素子あるいは前記下アームスイッチング素子の各相のオン期間に互いに重なりが生じないようにした請求項 5 記載の電力変換装置。

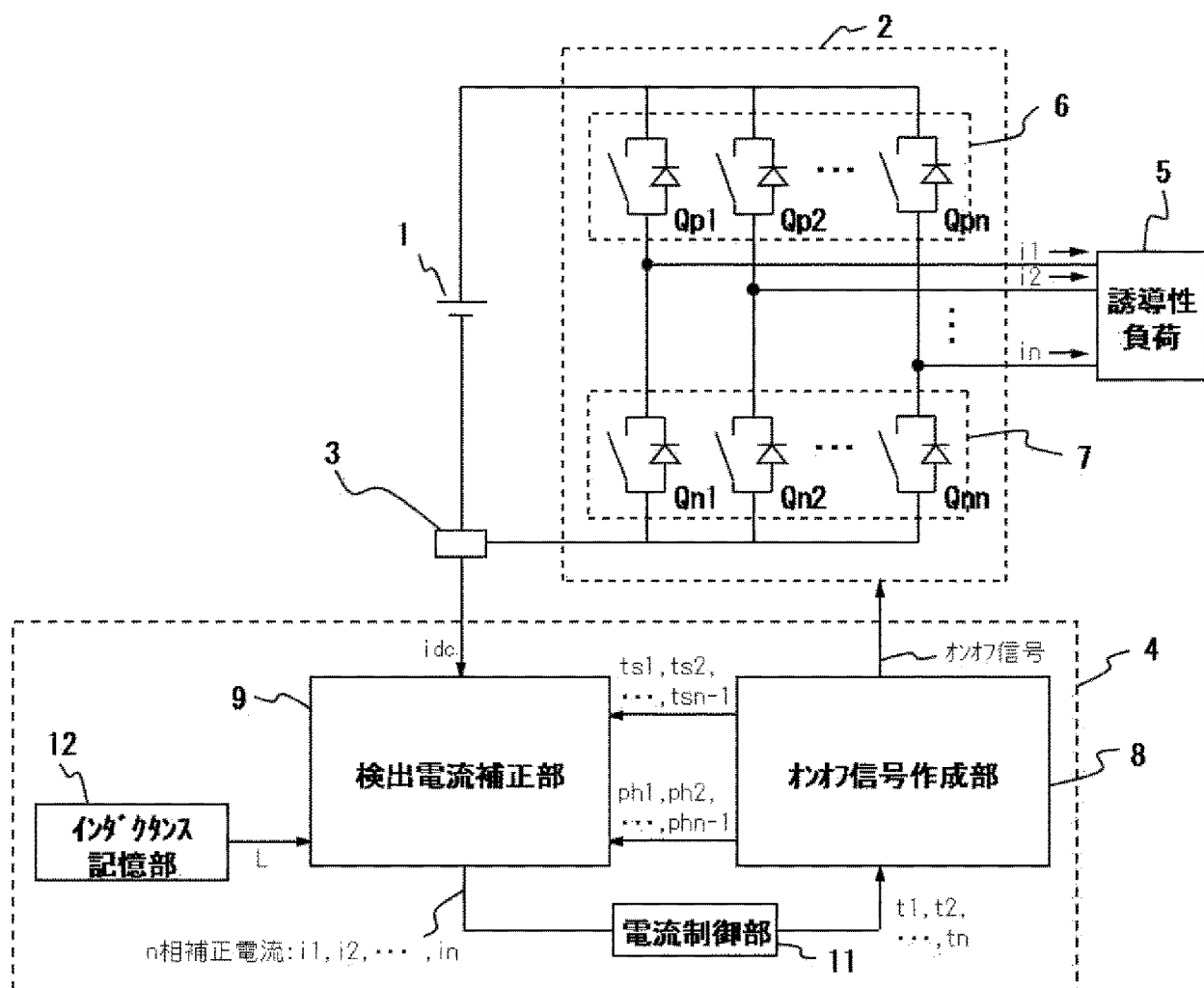
[請求項9] 前記 n 相分の電流の内 $(n - 1)$ 相分の電流は、前記検出電流補正部で前記基準タイミングにおける値に補正した値を採用し、残りの 1 相分の電流は、 $(\text{前記補正した } (n - 1) \text{ 相分の電流値の総和}) \times (1 -$

1) の値とした請求項 5 記載の電力変換装置。

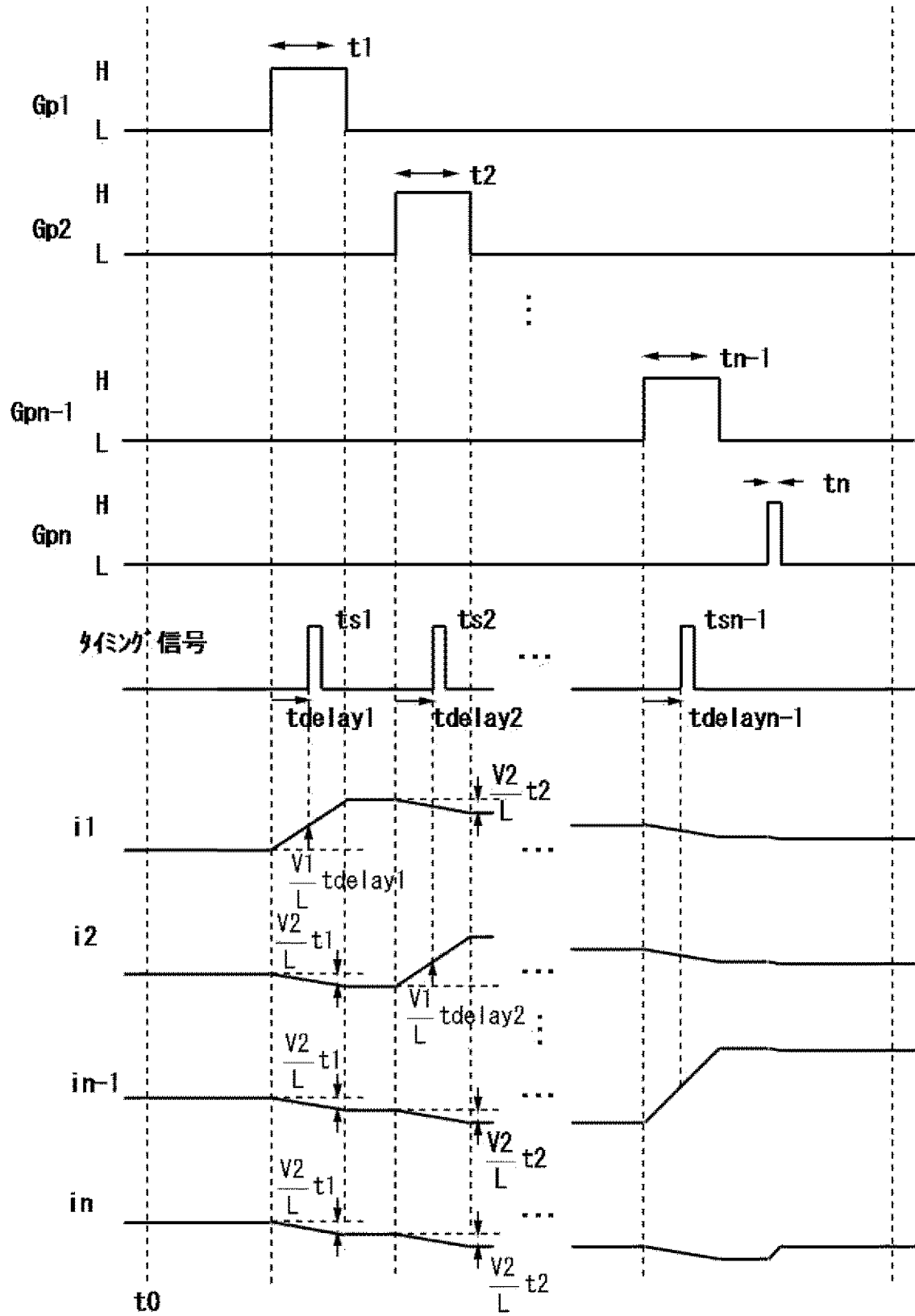
[請求項10] 前記誘導性負荷に所望の n 相交流電圧を供給するように、前記検出電流補正部で前記基準タイミングにおける値に補正された各相電流検出値に基づき前記上アームスイッチング素子および前記下アームスイッチング素子の各相オン期間を演算して前記オンオフ信号作成部に出力する電流制御部を備えた請求項 1 ないし 9 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。

[請求項11] 前記誘導性負荷が回転機である場合、前記オンオフ信号作成部は、前記回転機の運転周波数とは異なる周波数の電圧成分が前記インバータの出力電圧に重畳するように前記オンオフ信号を作成し、

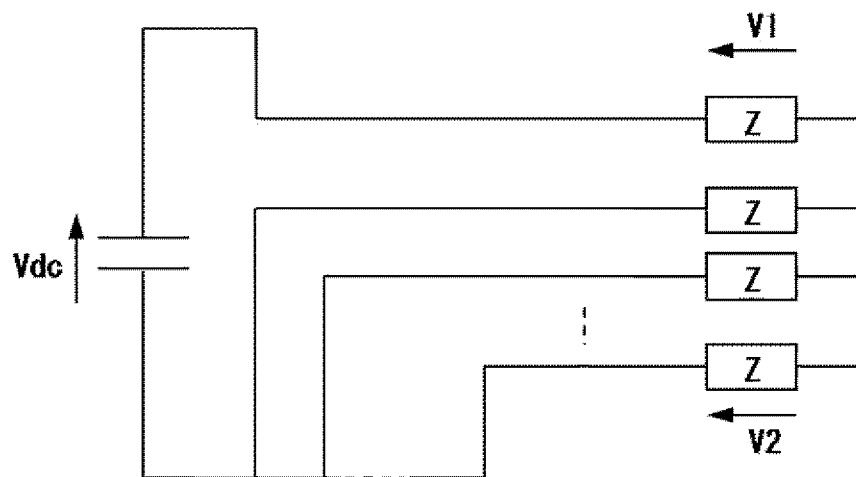
前記検出電流補正部で前記基準タイミングにおける値に補正された各相電流検出値から抽出した前記重畳電圧周波数成分に基づき前記回転機の回転位置を推定演算する回転子位置推定手段を備えた請求項 1 ないし 10 のいずれか 1 項に記載の電力変換装置。



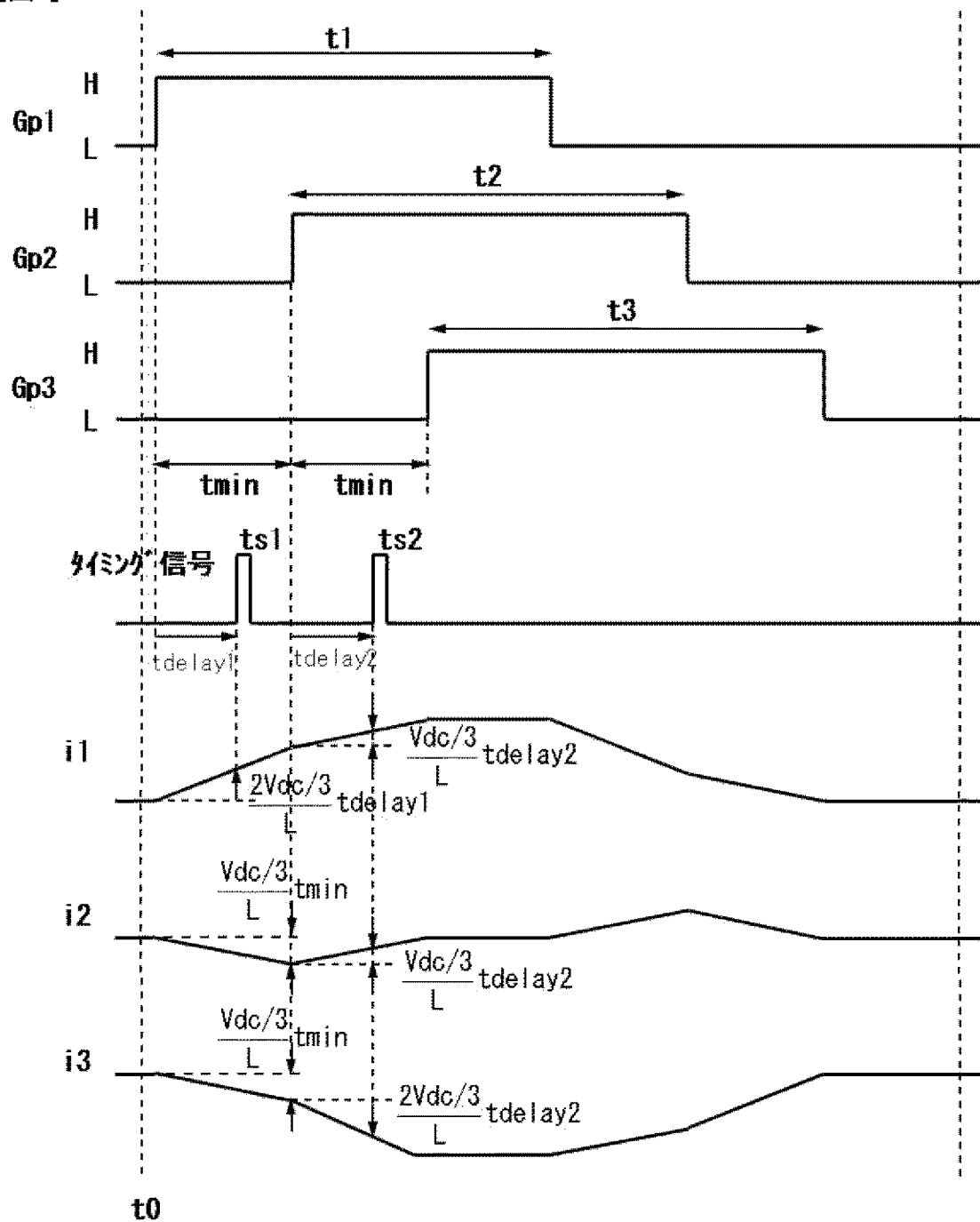
[図2]



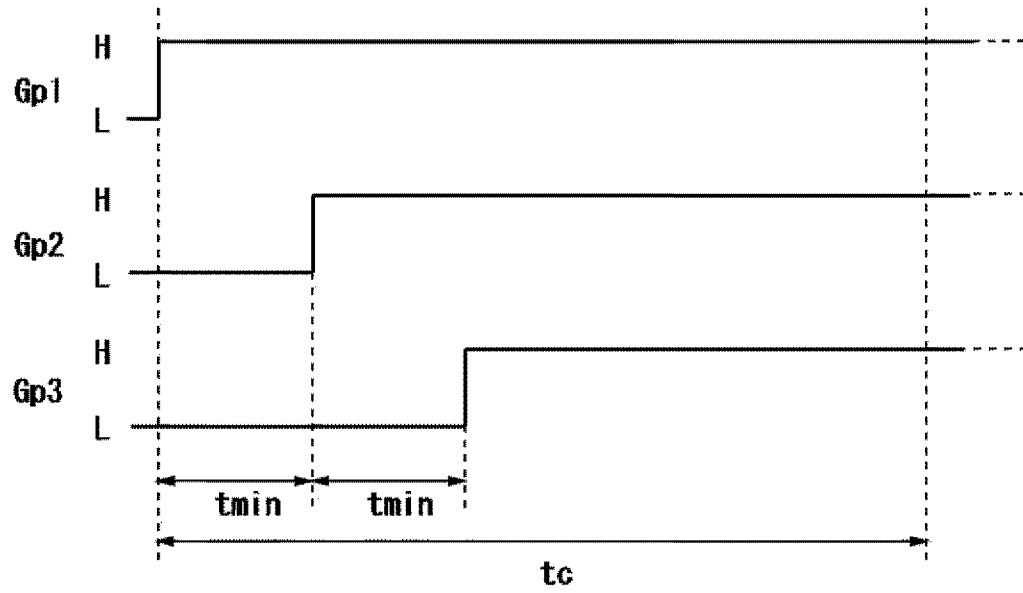
[図3]



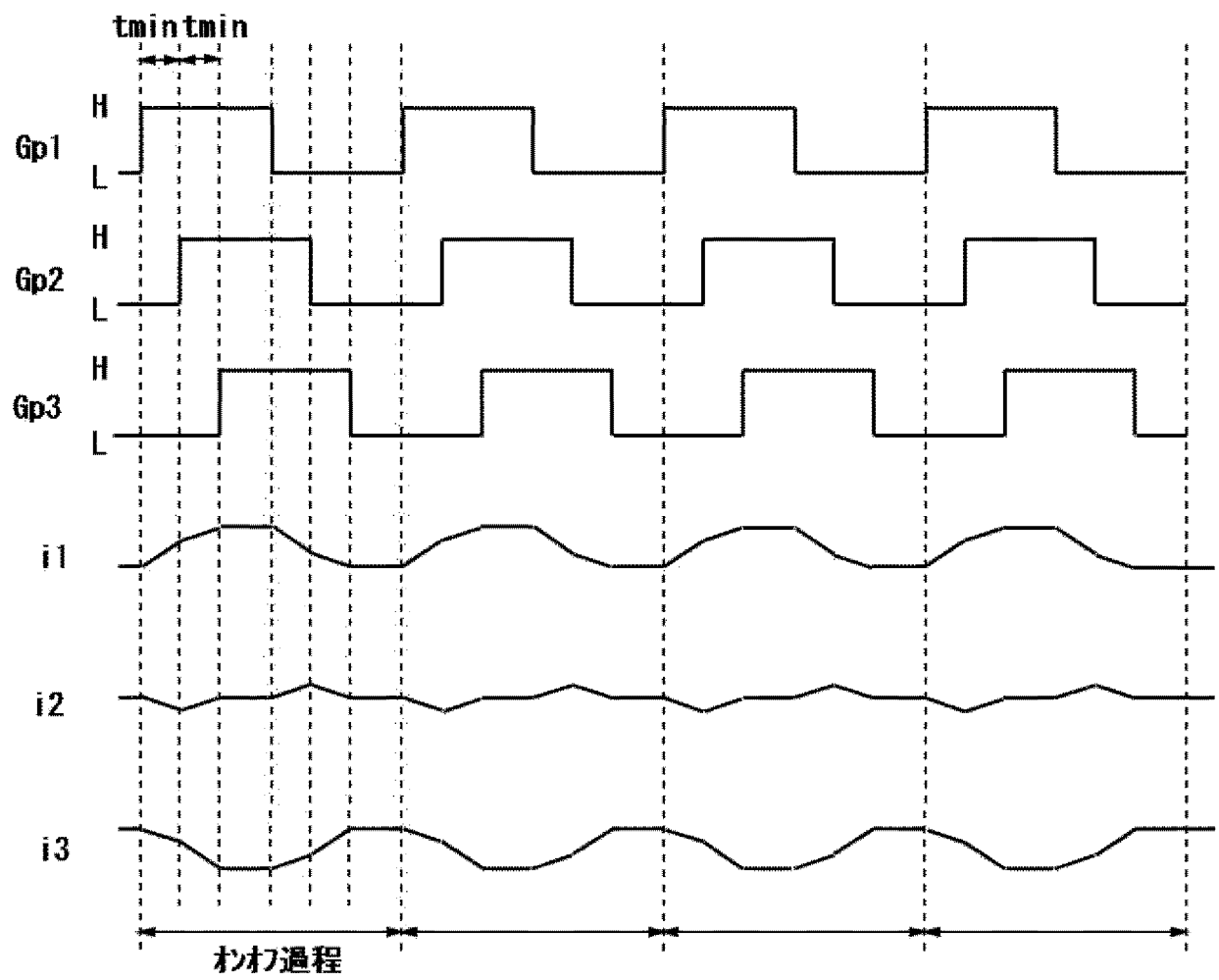
[図4]



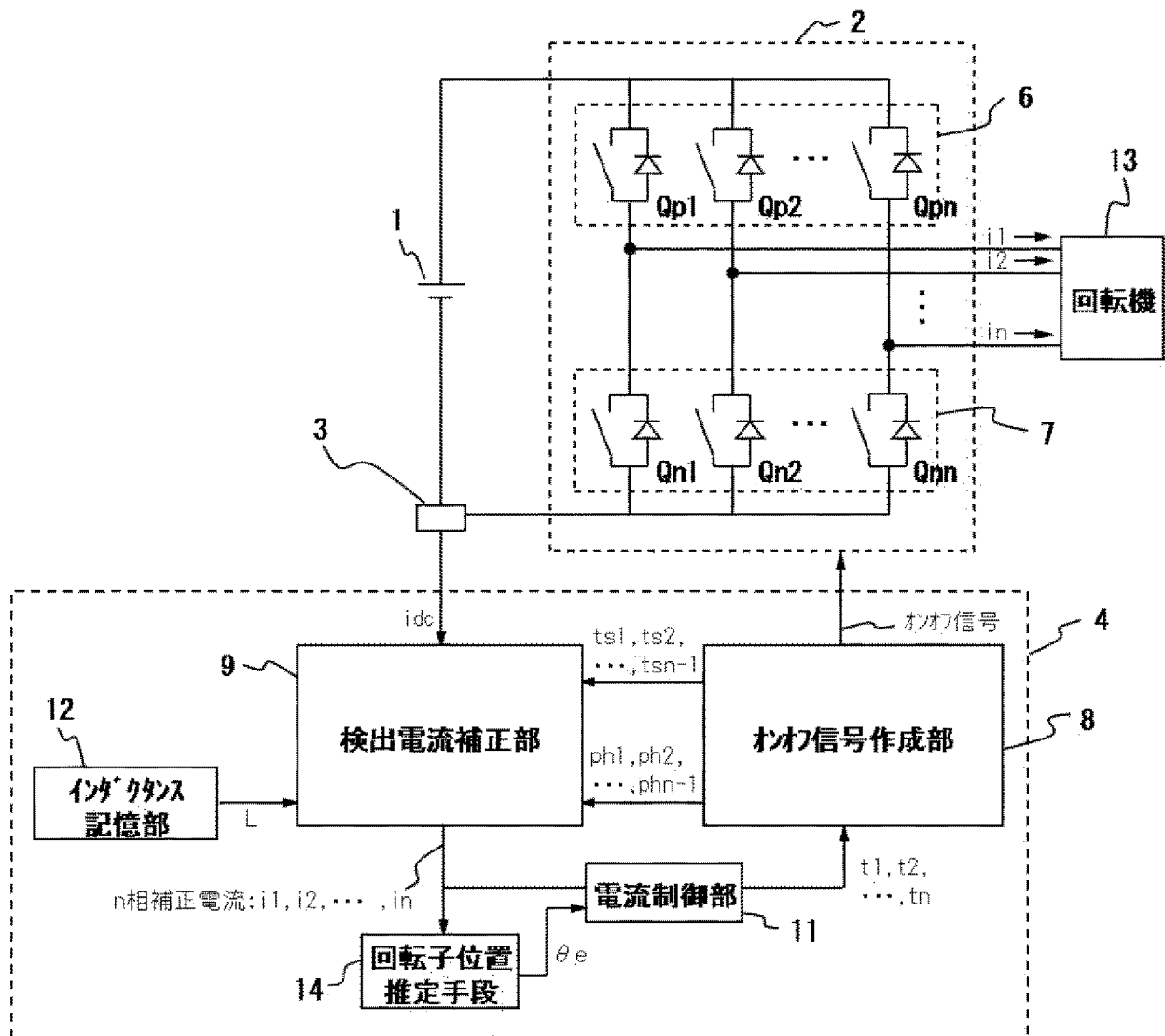
[図5]



[図6]



[図8]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2010/051839

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M7/5387(2007.01)i, H02M7/48(2007.01)i, H02P6/16(2006.01)i, H02P6/18(2006.01)i, H02P23/00(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M7/5387, H02M7/48, H02P6/16, H02P6/18, H02P23/00

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	1996-2010
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2010	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2010

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2005-192335 A (Toyota Industries Corp.), 14 July 2005 (14.07.2005), entire text; all drawings (Family: none)	1-11
A	JP 2007-189888 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 26 July 2007 (26.07.2007), entire text; all drawings & US 2009/0167223 A1 & WO 2007/069580 A1	1-11
A	JP 2004-208395 A (Sanden Corp.), 22 July 2004 (22.07.2004), entire text; all drawings & US 2004/0125622 A1	1-11



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* 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 application or patent 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

“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

Date of the actual completion of the international search
14 April, 2010 (14.04.10)

Date of mailing of the international search report
27 April, 2010 (27.04.10)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H02M7/5387 (2007. 01) i, H02M7/48 (2007. 01) i, H02P6/16 (2006. 01) i, H02P6/18 (2006. 01) i, H02P23/00 (2006. 01) i

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 (I P C))

Int.Cl. H02M7/5387, H02M7/48, H02P6/16, H02P6/18, H02P23/00

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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 0 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 0 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 0 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)

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 請求項の番号
A	JP 2005-192335 A (株式会社豊田自動織機) 2005. 07. 14, 全文全図 (ファミリーなし)	1-11
A	JP 2007-189888 A (松下電器産業株式会社) 2007. 07. 26, 全文全図 & US 2009/0167223 A1 & WO 2007/069580 A1	1-11
A	JP 2004-208395 A (サンデン株式会社) 2004. 07. 22, 全文全図 & US 2004/0125622 A1	1-11

☐ 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

1 4 . 0 4 . 2 0 1 0

国際調査報告の発送日

2 7 . 0 4 . 2 0 1 0

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

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)

今井 貞雄

3 V

4 1 2 9

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 3 5 8