

# 公告本

申請日期:

92.2.26

案號:

90104439

類別:

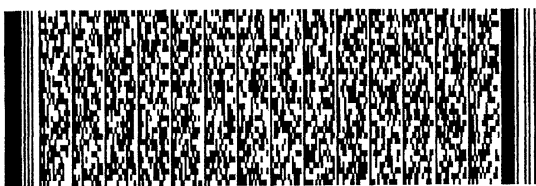
H02P17/48

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

504891

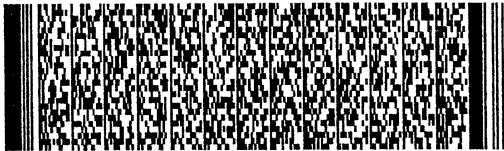
一、 發明名稱	中文	脈寬調變脈衝控制方法
	英文	PWM PULSE CONTROL METHOD
二、 發明人	姓名 (中文)	1. 山中 克利
	姓名 (英文)	1. Katsutoshi YAMANAKA
	國籍	1. 日本
	住、居所	1. 日本國福岡縣北九州市八幡西區黑崎城石2番1號安川電機股份有限公司內(c/o KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI, 2-1, Kurosaki-Shiroishi, Yahatanishi-ku, Kitakyushu-shi, Fukuoka, Japan)
三、 申請人	姓名 (名稱) (中文)	1. 安川電機股份有限公司
	姓名 (名稱) (英文)	1. KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI
	國籍	1. 日本
	住、居所 (事務所)	1. 日本國福岡縣北九州市八幡西區黑崎城石2番1號(2-1, Kurosaki-Shiroishi, Yahatanishi-ku, Kitakyushu-shi, Fukuoka, Japan)
	代表人 姓名 (中文)	1. 中山 真(Shin NAKAYAMA)
	代表人 姓名 (英文)	1. Shin NAKAYAMA



申請日期：	案號：
類別：	

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

一、 發明名稱	中文	
	英文	
二、 發明人	姓名 (中文)	2. 渡邊 英司
	姓名 (英文)	2. Eiji WATANABE
	國籍	2. 日本
	住、居所	2. 日本國福岡縣北九州市八幡西區黑崎城石2番1號安川電機股份有限公司內(c/o KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI, 2-1, Kurosaki-Shiroishi, Yahatanishi-ku, Kitakyushu-shi, Fukuoka, Japan)
三、 申請人	姓名 (名稱) (中文)	
	姓名 (名稱) (英文)	
	國籍	
	住、居所 (事務所)	
	代表人 姓名 (中文)	
	代表人 姓名 (英文)	
		

申請日期：

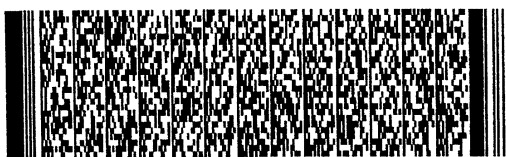
案號：

類別：

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

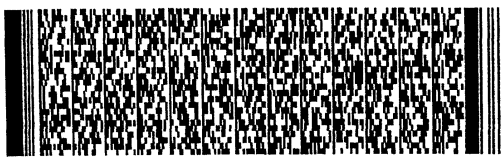
一、 發明名稱	中文	
	英文	
二、 發明人	姓名 (中文)	3. 寺田 隆昭
	姓名 (英文)	3. Takaaki TERADA
	國籍	3. 日本
	住、居所	3. 日本國福岡縣北九州市八幡西區黑崎城石2番1號安川電機股份有限公司內(c/o KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI, 2-1, Kurosaki-Shiroishi, Yahatanishi-ku, Kitakyushu-shi, Fukuoka, Japan)
三、 申請人	姓名 (名稱) (中文)	
	姓名 (名稱) (英文)	
	國籍	
	住、居所 (事務所)	
	代表人 姓名 (中文)	
	代表人 姓名 (英文)	



申請日期：	案號：
類別：	

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

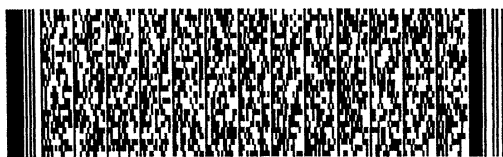
一、 發明名稱	中文	
	英文	
二、 發明人	姓名 (中文)	4. 田中 善之
	姓名 (英文)	4. Yoshilyuki TANAKA
	國籍	4. 日本
	住、居所	4. 日本國福岡縣北九州市八幡西區黑崎城石2番1號安川電機股份有限公司內(c/o KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI, 2-1, Kurosaki-Shiroishi, Yahatanishi-ku, Kitakyushu-shi, Fukuoka, Japan)
三、 申請人	姓名 (名稱) (中文)	
	姓名 (名稱) (英文)	
	國籍	
	住、居所 (事務所)	
	代表人 姓名 (中文)	
	代表人 姓名 (英文)	
		

申請日期：	案號：
類別：	

(以上各欄由本局填註)

## 發明專利說明書

一、 發明名稱	中文	
	英文	
二、 發明人	姓名 (中文)	5. 寺蘭 裕一
	姓名 (英文)	5. Yuuichi TERAZONO
	國籍	5. 日本
	住、居所	5. 日本國福岡縣北九州市八幡西區黑崎城石2番1號安川電機股份有限公司內(c/o KABUSHIKI KAISHA YASKAWA DENKI, 2-1, Kurosaki-Shiroishi, Yahatanishi-ku, Kitakyushu-shi, Fukuoka, Japan)
三、 申請人	姓名 (名稱) (中文)	
	姓名 (名稱) (英文)	
	國籍	
	住、居所 (事務所)	
	代表人 姓名 (中文)	
	代表人 姓名 (英文)	



本案已向

國(地區)申請專利

日本 JP

申請日期

2000/02/28 特願2000-051506

案號

主張優先權

有

有關微生物已寄存於

寄存日期

寄存號碼

無



## 五、發明說明 (1)

## 【發明所屬技術領域】

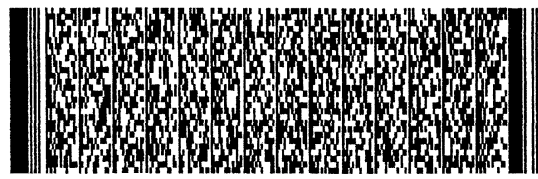
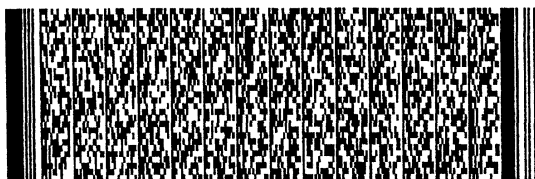
本發明係有關於在進行係負載之馬達之可變速驅動或系統連接之變頻器裝置等電力變換裝置之脈寬調變(以後PWM)脈衝控制方法，尤其係有關於實現進行三相驅動之變頻器裝置之低噪音化之脈寬調變脈衝控制方法。

## 【習知技術】

圖1係表示3相2位準PWM變頻器裝置之構造之等價電路圖。如圖1所示，3相2位準PWM變頻器裝置由直流電源101、馬達之U相、V相、W相之輸出端子117~119、半導體切換元件(IGBT、GTO等)103~108以及二極體109~114構成。

使半導體切換元件103、105、107變成導通時，各相之輸出端子117~119和自直流電源之正極延伸之正母線115連接，各相之輸出相電壓變成高位準(以後H)。又，使半導體切換元件104、106、108變成導通時，各相之輸出端子117~119和自直流電源之負極延伸之負母線116連接，各相之輸出相電壓變成低位準(以後L)。

在這種3相2位準PWM變頻器裝置之調變方式有三相調變方式和二相調變方式。三相調變方式係藉著令三相全部之電壓位準變動調變之方式。二相調變方式係藉著將三相之中之某一相之輸出相電壓固定為高位準(以後H)或低位準(以後L)後以剩下之二相調變之方式。在二相調變方式，依據輸出相電壓切換固定之相。



## 五、發明說明 (2)

在這種3相2位準PWM變頻器裝置，一般在變頻器之輸出頻率高、調變率大之情況使用二相調變方式，而在輸出頻率低且調變率也小之情況使用三相調變方式。三相調變方式因同時輸出三相之脈衝，可使PWM脈衝之脈寬比二相調變方式的長。在輸出頻率低、調變率小之情況，輸出電壓向量變成零向量之時間變長，各相之PWM脈衝之脈寬變窄。PWM脈衝之脈寬過窄時，因半導體切換元件之切換無法追縱，在變頻器之輸出頻率低之情況，使用PWM脈衝之脈寬長之三相調變方式。

說明使用三相調變方式之PWM變頻器裝置之習知之脈寬調變脈衝控制方法。將各相之輸出端子117~119和正母線115連接時之相之狀態設為第一狀態(以後P)，將和負母線116連接時之相之狀態設為第二狀態(以後N)。又，將三相之輸出狀態在按照U相、V相、W相之順序成為(P、P、P)時之輸出電壓向量設為 $0_p$ 向量，將成為(N、N、N)時之輸出電壓向量設為 $0_n$ 向量，將成為(P、N、N)、(N、P、N)、(N、N、P)時之輸出電壓向量設為a向量，將成為(P、P、N)、(N、P、P)、(P、N、P)時之輸出電壓向量設為b向量。a向量係三相之中之某一相變成P時之輸出電壓向量，b向量係三相之中之某一相變成N時之輸出電壓向量。

圖2係表示習知之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。三角波電壓4係PWM變頻器裝置之PWM載波信號。電壓指令5~7各自表示U相、V相、W相之電壓指令。而，在其下表示U相之PWM脈衝1、V相之PWM脈衝2、W相之PWM脈衝3。在PWM



## 五、發明說明 (3)

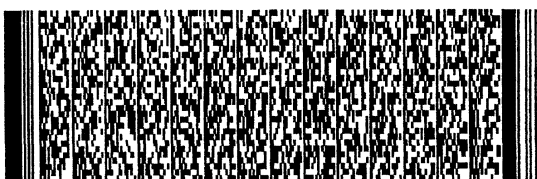
脈衝1~3變成H時各相之輸出端子和正母線115連接，各相之輸出狀態變成P；在PWM脈衝1~3變成L時各相之輸出端子和負母線116連接，各相之輸出狀態變成N。此外，因電壓指令5~7之週期很長，在三角波週期4之一個週期中電壓指令5~7之值幾乎不動。

在習知之脈寬調變脈衝控制方法，在三角波電壓4之值超過了各電壓指令5~7之值之情況，將PWM脈衝1~3設為L；在三角波電壓4之值低於各電壓指令5~7之值之情況，將PWM脈衝1~3設為H。於是在三角波電壓4之一個週期內，輸出電壓向量按照Op向量-b向量-a向量-On向量-a向量-b向量-Op向量之順序轉移。

圖3係表示3相3位準PWM變頻器裝置之構造之電路圖。3相3位準PWM變頻器裝置由直流電源201、電容器202、203、馬達之U相、V相、W相之輸出端子117~119、中性點252、半導體切換元件230~241以及二極體204~221構成。

使半導體切換元件230及231、234及235、238及239變成導通時，各相之輸出端子117~119和正母線250連接，各相之輸出狀態變成H。使半導體切換元件231及232、235及236、239及240變成導通時，各相之輸出端子117~119和中性點252連接，各相之輸出狀態變成H及L之中間之中間位準(以後M)。使半導體切換元件232及233、236及237、240及241變成導通時，各相之輸出端子117~119和負母線251連接，各相之輸出狀態變成L。

在上述之3相3位準PWM變頻器裝置之調變方式有單極



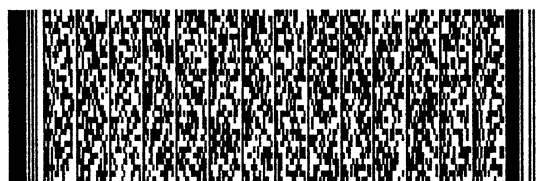
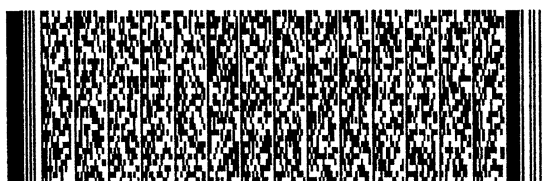
## 五、發明說明 (4)

調變方式和雙極調變方式。單極調變方式係在電壓指令值位於正值時輸出輸出相電壓之電壓位準重複M和H之PWM脈衝，而在電壓指令值位於負值時輸出輸出相電壓之電壓位準重複M和L之PWM脈衝之方式。雙極調變方式係和電壓指令值之正負無關的在PWM載波信號之一個週期輸出輸出相電壓之電壓位準隔著M交互重複H和L之PWM脈衝之方式。

在這種3相3位準PWM變頻器裝置，一般在變頻器之輸出頻率高、調變率大之情況使用單極調變方式，而在輸出頻率低、調變率小之情況使用雙極調變方式。這是由於在輸出頻率低之情況使用單極調變方式時，一側之半導體切換元件就長時間重複開關，該半導體切換元件可能損壞。

說明使用雙極調變方式之PWM變頻器裝置之習知之脈寬調變脈衝控制方法。將各相之輸出端子117~119和正母線250連接時各相之狀態設為P，將和負母線251連接時各相之狀態設為N，將和中性點252連接時各相之狀態設為第三狀態(以後0)。

又，將三相之輸出狀態在按照U相、V相、W相之順序成為(P、P、P)時之輸出電壓向量設為 $0_p$ 向量，將成為(N、N、N)時之輸出電壓向量設為 $0_n$ 向量，將成為(0、0、0)時之輸出電壓向量設為 $0_o$ 向量。而，將成為(P、0、0)、(0、P、0)、(0、0、P)時之輸出電壓向量設為 $a_p$ 向量，將成為(0、N、N)、(N、0、N)、(N、N、0)時之輸出電壓向量設為 $a_n$ 向量，將成為(P、P、0)、(0、P、P)、(P、0、P)時之輸出電壓向量設為 $b_p$ 向量，將成為(0、0、



## 五、發明說明 (5)

$N$ )、 $(0, 0, N)$ 、 $(0, N, 0)$ 時之輸出電壓向量設為 $b_n$ 向量。

圖4係表示習知之雙極調變之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。表示在係PWM載波信號之電壓之三角波電壓4之一個週期 $T_c$ 之三相馬達之各相之輸出狀態。電壓指令5~7各自表示U相、V相、W相之電壓指令。

圖4表示在習知之脈寬調變脈衝控制方法之三角波電壓4之一個週期之知各相之PWM脈衝1~3。如圖4所示，在三角波電壓4之週期內之輸出電壓向量按照 $0_p$ 向量— $b_p$ 向量— $a_p$ 向量— $0_o$ 向量— $b_n$ 向量— $a_n$ 向量— $0_n$ 向量之順序或相反之順序轉移。

在如上述之PWM變頻器裝置，在輸出頻率很低之情況，因電流長時間流過特定之半導體切換元件，提議一種方法，藉著延長PWM載波信號之週期降低切換次數，令切換損失減少。可是，在降低PWM載波信號之頻率之情況，在馬達流動之電流之漣波成分之頻率也變低。因而，有因電流漣波而發生之聲音之頻率成分之中位於人可聽區域之範圍內之頻率成分變大之問題。

## 【發明之公開】

本發明之目的在於提供一種脈寬調變脈衝控制方法，在PWM載波信號之頻率設為低之情況也使得因電流漣波而發生之聲音之頻率成分之中位於人可聽區域之範圍內之頻率成分不會變大。



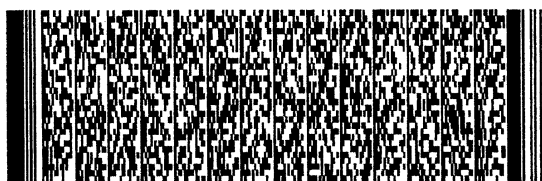
## 五、發明說明 (6)

為了達成上述之目的，在本發明之脈寬調變脈衝控制方法，在3相2位準變頻器裝置之輸出頻率低，PWM載波信號之頻率也設為低之情況，產生依據第一設定值及第二設定值分割了各相之輸出電壓向量之輸出時間之PWM脈衝。依此方式，係因在負載流動之電流所含之PWM脈衝所引起之漣波成分之電流漣波之頻率因各相而異，因可令PWM脈衝所引起之電流漣波之頻率成分擴散，可使得因電流漣波而發生之聲音之頻率成分之中位於人可聽區域之範圍內之頻率成分不會變大。

此外，在本發明之脈寬調變脈衝控制方法之實施形態，在因依據第一設定值及第二設定值之分割時間短而PWM脈衝變成太短，半導體切換元件無法順利切換之情況，設定比第一設定值及第二設定值小之值，使得各向量之分割數減少。依此方式，因可使分割時間變長，半導體切換元件可圓滑的切換。

此外，在本發明之脈寬調變脈衝控制方法之實施形態，將係依照在求各向量之分割時間時所決定之第一設定值及第二設定值計算之導通延遲修正量之第一導通延遲修正量及第二導通延遲修正量之和作為PWM脈衝之整體之導通延遲修正量。依此方式，因可進行按照實際之變頻器裝置之半導體切換元件之切換次數之無過補償之PWM脈衝之導通延遲修正，可恰好的修正由導通延遲所引起之變頻器之輸出電流之失真。

此外，在本發明之脈寬調變脈衝控制方法之實施形



## 五、發明說明 (7)

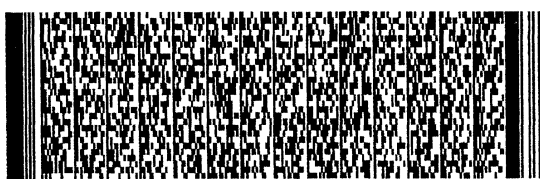
態，依照加上將第一設定值及第二設定值設為1所計算之第一導通延遲修正量之PWM脈衝分割PWM脈衝。依此方式，可使用接近變頻器裝置實際輸出之PWM脈衝之PWM脈衝執行PWM脈衝之分割。

此外，在本發明之脈寬調變脈衝控制方法之實施形態，隨著第一、第二設定值之增加使PWM載波信號之週期變長。依此方式，因可使得PWM脈衝之脈寬不會比必要之脈寬還短，半導體切換元件可圓滑的切換。

又，在本發明之別的脈寬調變脈衝控制方法，在三相中性點定位式變頻器裝置之輸出頻率低且PWM載波信號之頻率也低之情況，依據第一、第二、第三、第四設定值分割各相之輸出電壓向量之輸出時間，產生PWM脈衝。依此方式，係因在負載流動之電流所含之PWM脈衝所引起之漣波成分之電流漣波之頻率因各相而異，因可令PWM脈衝所引起之電流漣波之頻率成分擴散，可使得因電流漣波而發生之聲音之頻率成分之中位於人可聽區域之範圍內之頻率成分不會變大。

此外，在本發明之脈寬調變脈衝控制方法之實施形態，在因依據第一、第二、第三、第四設定值之分割時間短而PWM脈衝變成太短，半導體切換元件無法順利切換之情況，設定比第一、第二、第三、第四設定值小之值，使得各向量之分割數減少。依此方式，因可使分割時間變長，半導體切換元件可圓滑的切換。

此外，在本發明之脈寬調變脈衝控制方法之實施形



### 五、發明說明 (8)

態，將係依照在求各向量之分割時間時所決定之第一、第二、第三、第四設定值計算之導通延遲修正量之第一導通延遲修正量及第二導通延遲修正量之和作為PWM脈衝之整體之導通延遲修正量。依此方式，因可進行按照實際之變頻器裝置之半導體切換元件之切換次數之無過補償之PWM脈衝之導通延遲修正，可恰好的修正由導通延遲所引起之變頻器之輸出電流之失真。

此外，在本發明之脈寬調變脈衝控制方法之實施形態，依照加上將第一、第二設定值設為1所計算之第一導通延遲修正量之PWM脈衝分割PWM脈衝。依此方式，可使用接近變頻器裝置實際輸出之PWM脈衝之PWM脈衝執行PWM脈衝之分割。

此外，在本發明之脈寬調變脈衝控制方法之實施形態，隨著第一、第二、第三、第四設定值之增加使PWM載波信號之週期變長。依此方式，因可使得PWM脈衝之脈寬不會比必要之脈寬還短，半導體切換元件可圓滑的切換。

#### 【發明之最佳實施例】

以下參照圖面說明本發明之最佳實施例。在各圖面，同一符號表示同一構成元件。

#### 實施例1

首先，參照圖5~9詳細說明本發明之實施例1之脈寬調變脈衝控制方法。本實施例之脈寬調變脈衝控制方法應用於圖1所示之3相2位準PWM變頻器裝置。在輸出頻率及調變



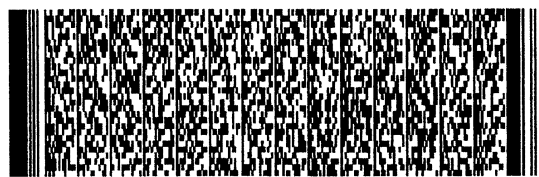
## 五、發明說明 (9)

率低之情況，該3相2位準PWM變頻器裝置採用3相調變方式。

圖5係表示在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法之基本手法之時序圖。在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，首先，如圖5(a)所示，求用習知之脈寬調變脈衝控制方法產生PWM脈衝1~3之情況之各向量之輸出順序和輸出時間。其次，將(0p向量，b向量)、(0n向量，a向量)分組，三角波週期4之一個週期 $T_c$ 內被分割為連續輸出屬於同一組之向量之期間。

在三角波週期4之週期之前半，將最初連續輸出0p向量和b向量之期間設為期間1，將連續輸出a向量和0n向量之期間設為期間2。其次，在三角波週期4之週期之後半，將最初連續輸出0n向量和a向量之期間設為期間3，將連續輸出b向量和0p向量之期間設為期間4。

在期間1，設0p向量之輸出時間係 $T_1$ 、之後b向量之輸出時間係 $T_2$ 。在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，首先，使得在期間1之最初之時間 $T_1/2$ 輸出0p向量，但是在其後之時間 $T_2/2$ 輸出b向量。然後，使得在其後之時間 $T_1/2$ 輸出0p向量，但是最後之時間 $T_2/2$ 輸出a向量。即，使得0p向量之輸出時間和a向量之輸出時間各自二分割後交互輸出各向量各2次。而，對於期間2、3、4也一樣的進行各向量之輸出時間之二分割。在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，如上述所示，如將各向量之輸出時間分割後交互的只在該分割時間輸出各向量並重複分割數之次數般產生



## 五、發明說明 (10)

PWM 脈衝1~3。其各相之PWM 脈衝1~3之情況如圖5(b)所示。

在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，將各向量之輸出時間三分割也可，四分割也可。又，分割數指定為正整數，需要按照發生之電流漣波之頻率成分調整分割數。

此外，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，在三角波週期 $T$ 之一個週期內之PWM 脈衝1~3之寬度之和和習知之脈寬調變脈衝控制方法的相同，理想上變頻器裝置之輸出電壓也應和習知之脈寬調變脈衝控制方法的相同。可是，實際上因變頻器裝置之輸出電壓受到半導體切換元件103~108之切換特性之影響，和習知之脈寬調變脈衝控制方法有稍微之差異。在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，考慮半導體切換元件103~108之切換特性，將PWM 脈衝1~3修正成輸出電壓和習知之脈寬調變脈衝控制方法的一樣。藉著依據係已知之半導體切換元件103~108之切換特性預測其修正量或偵測實際之變頻器裝置之輸出電壓之偏差進行這種PWM 脈衝1~3之修正。

圖6係表示變更了分割數之情況之本發明之實施例1之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。如圖6所示，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，依據第一設定值 $m$ 將 $0_p$ 向量之輸出時間及 $b$ 向量之輸出時間 $m$ 分割，依據第二設定值 $n$ 將 $a$ 向量之輸出時間及 $0_n$ 向量之輸出時間 $n$ 分割。在圖6表示 $m=n$ 之例子，但是係 $m \neq n$ 也可，各分割數指定為正整數，需要按照發生之電流漣波之頻率成分調整各分割數。

此外， $0_p$ 向量、 $0_n$ 向量、 $a$ 向量、 $b$ 向量之輸出時間依



## 五、發明說明 (11)

據變頻器裝置輸出之輸出電壓向量之調變率和相位角決定，大幅度變動。例如，在各相之電壓指令值接近之情況，a向量或b向量之輸出時間變短。在分割這些輸出時間時半導體切換元件103~108之切換之間隔變成太窄而無法順利的切換之情況，減少對應之分割值m或n，使得半導體切換元件103~108之切換之間隔不會變成太窄。

又，在圖1所示之3相2位準PWM變頻器裝置，實際上輸入PWM脈衝1~3時，必須使得變頻器電路之各相之上下之半導體切換元件不短路。因此，變頻器裝置在上下之半導體切換元件之一自不導通狀態變成導通之情況，即在PWM脈衝1~3之一自導通狀態切換為不導通狀態、自不導通狀態切換為導通狀態之情況，必須令只在固定時間上下之一之半導體切換元件自不導通狀態切換為導通狀態之動作只延遲既定時間。將該既定時間稱為導通延遲時間。可是，像這樣令半導體切換元件自不導通狀態切換為導通狀態之動作只延遲既定時間時，因無法輸出如電壓指令之電壓，在實際之變頻器裝置之輸出電流波形發生失真。因此，在變頻器裝置，一般預先在PWM脈衝1~3加上用修正受到導通延遲時間影響之輸出電壓和電壓指令之間之偏差之導通延遲修正量。

圖7係表示使用了本發明之實施例1之脈寬調變脈衝控制方法之感應馬達之脈寬調變脈衝控制方法之方塊圖。本控制電路係考慮了利用上述之導通延遲修正量之修正之電路。如圖7所示，感應馬達305之控制電路具備上階控制器



## 五、發明說明 (12)

301、PWM脈衝運算器302、PWM分割器303、具有圖1所示之3相2位準PWM變頻器裝置之PWM產生器304、DCCT等電流偵測器306、A/D變換器307以及導通延遲修正量運算器310。

上階控制器301輸出頻率指令 $\omega^*$ 及輸出電壓指令 $V^*$ 、第一設定值 $m$ 之起始值 $M_1$ 及第二設定值 $n$ 之起始值 $N_1$ 。

PWM脈衝運算器302依照自上階控制器301輸出之頻率指令 $\omega^*$ 和輸出電壓指令 $V^*$ 計算在PWM之一個週期之 $O_p$ 向量、 $b$ 向量、 $a$ 向量、 $O_n$ 向量各自之輸出電壓後，輸出在PWM之一個週期之感應馬達305之各相之PWM脈衝1~3。

A/D變換器307將表示電流偵測器306所偵測之感應馬達305之各相之電流值 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 之類比信號換為數位信號後輸出。

導通延遲修正量運算器310輸入自上階控制器301輸出之第一設定值 $m$ 之起始值 $M_1$ 及第二設定值 $n$ 之起始值 $N_1$ 和自A/D變換器307輸出之感應馬達305之各相之電流值 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 後，計算各相之PWM脈衝之導通延遲修正量 $\Delta U''$ 、 $\Delta V''$ 、 $\Delta W''$ 後輸出。此外，各相之導通延遲修正量 $\Delta U''$ 、 $\Delta V''$ 、 $\Delta W''$ 之值之正負由感應馬達305之各相之電流值 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 之方向決定，其大小由半導體切換元件切換一次所需之導通延遲時間和各相之半導體切換元件之切換次數之積決定。該切換次數按照各向量之分割數增減，各向量之分割數由第一設定值 $m$ 之起始值 $M_1$ 及第二設定值 $n$ 之起始值 $N_1$ 決定。

加法器311對自PWM脈衝運算器302輸出之各相之PWM脈



## 五、發明說明 (13)

衝1~3加上各相之導通延遲修正量 $\Delta U''$ 、 $\Delta V''$ 、 $\Delta W''$ 後輸出。

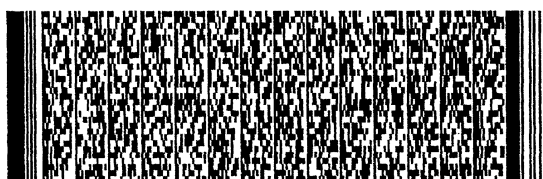
PWM分割器303輸入第一設定值 $m$ 之起始值 $M_1$ 和第二設定值 $n$ 之起始值 $N_1$ 、自加法器311輸出之各相之PWM脈衝1~3後，求使用第一設定值 $m$ 及第二設定值 $n$ 分割了由各相之PWM脈衝1~3構成之各向量各自之輸出時間之分割時間後，向PWM產生器304輸出各相之PWM脈衝1~3，而且向PWM產生器304輸出各向量之分割時間或最後所決定之第一設定值 $m$ 及第二設定值 $n$ 。

PWM產生器304藉著依照所輸入之各向量之分割時間或最後所決定之第一設定值 $m$ 及第二設定值 $n$ 分割各相之PWM脈衝1~3後，依照所分割之PWM脈衝控制圖1所示之變頻器裝置，驅動感應馬達305。

此外，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，依照感應馬達305之各相之電流值 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 之方向決定導通延遲修正量 $\Delta U''$ 、 $\Delta V''$ 、 $\Delta W''$ ，但是本發明之脈寬調變脈衝控制方法未限定如此，可應用用以求導通延遲修正量 $\Delta U''$ 、 $\Delta V''$ 、 $\Delta W''$ 之各種方法。

圖8係表示上述之感應馬達305之控制電路之動作之流程圖。首先，上階控制器301輸出頻率指令 $\omega^*$ 及輸出電壓指令 $V^*$ ，而且分別對第一設定值 $m$ 和第二設定值 $n$ 設定起始值 $M_1$ 和起始值 $N_1$ 後輸出(步驟1001)。

其次，PWM脈衝運算器302依照來自上階控制器301之頻率指令 $\omega^*$ 及輸出電壓指令 $V^*$ 計算第一設定值 $m$ 及第二設



## 五、發明說明 (14)

定值 $n$ 係1時在PWM之一個週期之各相之PWM脈衝寬後，輸出其PWM脈衝1~3(步驟1002)。

接著，利用加法器311對自PWM脈衝運算器302所輸出之各相之PWM脈衝1~3加上自導通延遲修正量運算器310所輸出之各相之導通延遲修正量 $\Delta U''$ 、 $\Delta V''$ 、 $\Delta W''$ ，調整各相之PWM脈衝1~3之脈寬(步驟1003)。

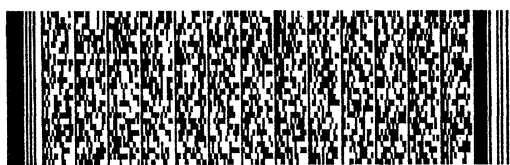
接著，PWM分割器303輸入在步驟1003所調整之各相之PWM脈衝1~3，依據第一設定值 $m$ 將在其各相之PWM脈衝1~3之 $0_p$ 向量之輸出時間及 $b$ 向量之輸出時間 $m$ 分割後，計算各向量之分割時間 $T_{op}$ 、 $T_b$ (步驟1004)。

其次，PWM分割器303在比較了分割時間 $T_{op}$ 、 $T_b$ 和既定值 $S$ 時，檢查分割時間 $T_{op}$ 、 $T_b$ 是否是既定值 $S$ 以上或者第一設定值 $m$ 是否是1(步驟1005)。

在步驟1005，在分割時間 $T_{op}$ 、 $T_b$ 比既定值 $S$ 小而且第一設定值 $m$ 不是1之情況，將第一設定值 $m$ 減1(步驟1006)後，回到步驟1004。

在步驟1005，在分割時間 $T_{op}$ 、 $T_b$ 係既定值 $S$ 以上或第一設定值 $m$ 是1之情況，PWM分割器303依據第二設定值 $n$ 將在步驟1003所調整之在各相之PWM脈衝 $a$ 向量之輸出時間及 $0_n$ 向量之輸出時間 $n$ 分割後，計算各向量之分割時間 $T_a$ 、 $T_{on}$ (步驟1007)。

接著，PWM分割器303在比較了分割時間 $T_a$ 、 $T_{on}$ 和既定值 $S$ 時，檢查分割時間 $T_a$ 、 $T_{on}$ 是否是既定值 $S$ 以上或者第二設定值 $n$ 是否是1(步驟1008)，在分割時間 $T_{op}$ 、 $T_b$ 比



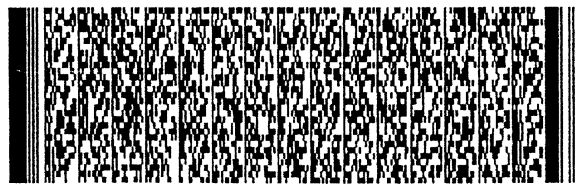
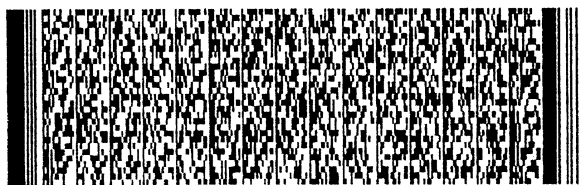
## 五、發明說明 (15)

既定值 $S$ 小而且第二設定值 $n$ 是 $1$ 之情況，將第二設定值 $n$ 減 $1$ (步驟1009)後，回到步驟1007。

在步驟1008，在分割時間 $T_a$ 、 $T_{on}$ 係既定值 $S$ 以上或第二設定值 $n$ 是 $1$ 之情況，PWM分割器303將在步驟1004、1007所求得之分割時間 $T_{op}$ 、 $T_b$ 、 $T_{on}$ 、 $T_a$ 和那時之第一、第二設定值 $m$ 、 $n$ 設於PWM產生器304，而且向PWM產生器304輸出PWM脈衝(步驟1010)。PWM產生器304依照 $T_{op}$ 、 $T_b$ 、 $T_{on}$ 、 $T_a$ 、 $m$ 、 $n$ 分割PWM脈衝後，依照所分割之PWM脈衝控制變頻器裝置，驅動感應馬達305(步驟1012)。

如上述所示，在本控制電路，在因各向量之輸出時間之分割而切換間隔變成太短之情況，使各向量之分割數 $m$ 、 $n$ 變小。可是，本發明之脈寬調變脈衝控制方法未限定如此，藉著更延長三角波電壓4之週期 $T_c$ ，使得切換之間隔不會變短也可。圖9係表示令載波(三角波電壓4)之週期 $T_c$ 變化之情況之本實施例之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。如圖9所示，在切換之間隔變成太短之情況，藉著延長三角波電壓4之週期 $T_c$ ，使得半導體切換元件103~108之切換間隔變長。

如上述所示，若使用本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，在變頻器裝置之輸出頻率低且三角波電壓4之頻率也設為低之情況，藉著使用第一設定值 $m$ 及第二設定值 $n$ 分割在三角波電壓4之週期中之各相之輸出電壓向量之輸出時間，產生PWM脈衝1~3，馬達電流所含之由PWM脈衝1~3引起之係漣波成分之電流漣波之頻率因各相而異，因會令由



## 五、發明說明 (16)

PWM 脈衝1~3 引起之電流漣波之頻率成分擴散，可使得因電流漣波而發生之聲音之頻率成分之中位於人可聽區域之範圍內之頻率成分不會變大。

## 實施例2

其次，參照圖10~12 詳細說明本發明之實施例2 之脈寬調變脈衝控制方法。本實施例之脈寬調變脈衝控制方法應用於圖3 所示之3 相3 位準PWM 變頻器裝置，即中性點定位式變頻器裝置。在該3 相3 位準PWM 變頻器裝置，在變頻器裝置之輸出頻率低且調變率低之情況，採用雙極調變方式。

圖10 係表示在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法之基本手法之時序圖。在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，首先，和習知之脈寬調變脈衝控制方法一樣，求產生PWM 脈衝1~3 之情況之在三角波電壓4 之一個週期之各向量之輸出順序和各向量之輸出時間。在習知之脈寬調變脈衝控制方法，各向量之輸出時間變成如圖10(a) 所示。如圖10(a) 所示，在三角波電壓4 之週期內之輸出電壓向量按照0p 向量 - bp 向量 - ap 向量 - 0o 向量 - bn 向量 - an 向量 - 0n 向量之順序或相反之順序轉移。

在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，將(0p 向量，bp 向量)、(ap 向量，0o 向量之一部分)、(0o 向量之一部分，bn 向量)、(an 向量，0n 向量) 分組，以連續輸出屬於同一組之向量之期間為基準，在該期間內分割各向量之輸出時間。



## 五、發明說明 (17)

在三角波電壓4之週期之最初將連續輸出 $0_p$ 向量和 $b_p$ 向量之期間設為期間1，接著將連續輸出 $a_p$ 向量和 $0_o$ 向量之一部分之期間設為期間2，接著將連續輸出 $0_o$ 向量之剩餘部分和 $b_n$ 向量之期間設為期間3，接著將連續輸出 $a_n$ 向量和 $0_n$ 向量之期間設為期間4。

在期間1，設 $0_p$ 向量之輸出時間係 $T_3$ 、之後 $b_p$ 向量之輸出時間係 $T_4$ 。在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，首先，使得在期間1之最初之時間 $T_3/2$ 輸出 $0_p$ 向量，但是在其後之時間 $T_4/2$ 輸出 $b_p$ 向量。然後，使得在其後之時間 $T_3/2$ 輸出 $0_p$ 向量，在最後之時間 $T_4/2$ 輸出 $b_p$ 向量。即，使得 $0_p$ 向量之輸出時間和 $b_p$ 向量之輸出時間各自二分割後交互輸出各向量各2次。而，對於期間2、3、4以及以後也一樣的進行各向量之輸出時間之二分割。在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，如上述所示，如將各向量之輸出時間分割後交互的只在該分割時間輸出各向量並重複分割數之次數般產生PWM脈衝1~3。其各相之PWM脈衝1~3之情況如圖10(b)所示。

此外，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，在三角波電壓4之一個週期內之PWM脈衝1~3之和與習知之脈寬調變脈衝控制方法的相同，理想上變頻器裝置之輸出電壓也應和習知之脈寬調變脈衝控制方法的相同。可是，實際上因利用本實施例之脈寬調變脈衝控制方法之變頻器裝置之輸出電壓受到半導體切換元件230~241之切換特性之影響，和習知之脈寬調變脈衝控制方法有稍微之差異。在本

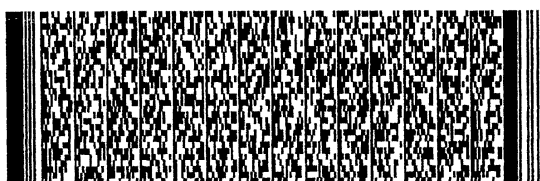


## 五、發明說明 (18)

實施例之脈寬調變脈衝控制方法，考慮半導體切換元件230~241之切換特性，將PWM脈衝1~3修正成輸出電壓和習知之脈寬調變脈衝控制方法的一樣。藉著依據係已知之半導體切換元件230~241之切換特性預測其修正量或偵測實際之變頻器裝置之輸出電壓之偏差進行這種PWM脈衝1~3之修正。

在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，將各向量之輸出時間三分割也可，四分割也可。圖11係表示變更了分割數之情況之本發明之實施例2之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。如圖11所示，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，將在三角波電壓4之週期內之 $0p$ 向量之輸出時間及 $bp$ 向量之輸出時間 $m$ 分割，將 $ap$ 向量之輸出時間及 $0o$ 向量之一部分之輸出時間 $n$ 分割，將 $0o$ 向量之剩餘部分之輸出時間及 $bn$ 向量之輸出時間 $i$ 分割，將 $an$ 向量之輸出時間及 $0n$ 向量之輸出時間 $j$ 分割。此外，在圖11， $m=n=i=j$ ，但是係 $m \neq n \neq i \neq j$ 也可。

$0p$ 向量、 $0o$ 向量、 $0n$ 向量、 $ap$ 向量、 $an$ 向量、 $bp$ 向量、 $bn$ 向量之輸出時間依據變頻器裝置輸出之輸出電壓向量之調變率和相位角決定，大幅度變動。例如，在各相之電壓指令值接近之情況， $ap$ 向量、 $an$ 向量、 $bp$ 向量、 $bn$ 向量之輸出時間變短。在分割這些輸出時間時半導體切換元件230~241之切換之間隔變成太窄而無法順利的切換之情況，減少對應之分割值 $m$ 、 $n$ 、 $i$ 、 $j$ ，使得半導體切換元件230~241之切換之間隔不會變成太窄。



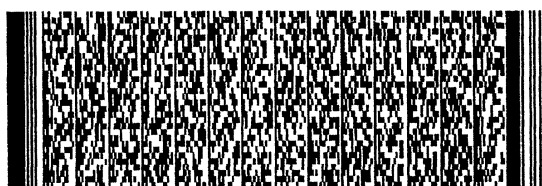
## 五、發明說明 (19)

又，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，在因各向量之輸出時間之分割而切換間隔變成太短之情況，更延長三角波電壓4之週期 $T_c$ 也可。圖12係表示令載波(三角波電壓4)之週期 $T_c$ 變化之情況之本發明之實施例2之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。如圖12所示，在切換之間隔變成太短之情況，藉著將三角波電壓4之週期 $T_c$ 變更為適當之長度，使得半導體切換元件230~241之切換間隔變長。

如上述所示，若使用本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，在變頻器裝置之輸出頻率低且三角波電壓4之頻率也設為低之情況，藉著使用第一、第二、第三、第四設定值分割在三角波電壓4之週期中之各相之輸出電壓向量之輸出時間，產生PWM脈衝1~3，馬達電流所含之由PWM脈衝1~3引起之係漣波成分之電流漣波之頻率因各相而異，因會令擴散由PWM脈衝1~3引起之電流漣波之頻率成分，可使得因電流漣波而發生之聲音之頻率成分之中位於可聽區域之範圍內之頻率成分不會變大。

此外，在實施例1、2之脈寬調變脈衝控制方法，均勻的分割各向量之發生時間，但是藉著不均勻的分割這些發生時間而令分割時間具有差異，也可調整在馬達流動之電流漣波之頻率成分。依此方式，令更擴散電流漣波之頻率成分，可使得因電流漣波而發生之聲音之頻率成分之中在可聽區域之範圍內之頻率成分變成更小。

又，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，也和實施例1之脈寬調變脈衝控制方法一樣，可依據導通延遲修正



## 五、發明說明 (20)

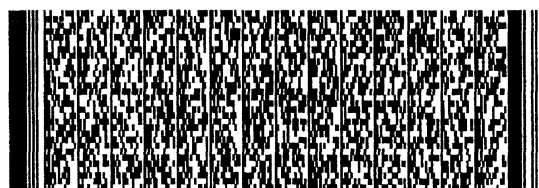
量修正，本業者大概容易理解之。此外，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，因依據第一~第四分割值 $m\sim j$ 分割各向量，依照第一~第四分割值 $m\sim j$ 決定導通延遲修正量。

又，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，在圖8之步驟1004~步驟1005或步驟1007~步驟1009所示之實際之分割數或各向量之分割時間之決定也對於全部之分割值 $m\sim j$ 依次進行，本業者大概容易理解之。

## 實施例3

其次，參照圖13、14說明本發明之實施例3之脈寬調變脈衝控制方法。在圖7、圖8表示使用實施例1之脈寬調變脈衝控制方法之感應馬達305之控制電路和其動作。可是，在本控制電路，自導通延遲修正量運算器310輸出之導通延遲修正量 $\Delta U''$ 、 $\Delta V''$ 、 $\Delta W''$ 係第一設定值 $m$ 及第二設定值 $n$ 各自係起始值 $M_1$ 、 $N_1$ 時之導通延遲修正量。

如上述所示，因導通延遲修正量由半導體切換元件切換一次所需之導通延遲時間和其切換次數之積決定，切換次數按照各向量之分割數決定，在將依據起始值 $M_1$ 、 $N_1$ 所決定之導通延遲修正量直接和PWM脈衝1~3相加後，係實際之各向量之分割數之第一設定值 $m$ 、第二設定值 $n$ 最後比起始值 $M_1$ 、 $N_1$ 小之情況，導通延遲修正量變成比理想之導通延遲修正量大，變成過補償。因該過補償，反而可能在變頻器裝置之輸出電流發生失真。因此，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，防止導通延遲修正量之過補償。



## 五、發明說明 (21)

圖13係表示使用了本實施例之脈寬調變脈衝控制方法之感應馬達之控制電路之構造之方塊圖。如圖13所示，使用了本實施例之脈寬調變脈衝控制方法之感應馬達305之控制電路在替代導通延遲修正量運算器310而具備導通延遲修正量運算器308並新具備導通延遲修正量運算器309及加法器312上和圖7之控制電路不同。

導通延遲修正量運算器308輸入自A/D變換器307輸出之感應馬達305之各相之電流值 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 後，計算將第一設定值 $m$ 和第二設定值 $n$ 設為1之情況之各相之第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 後輸出。

導通延遲修正量運算器309輸入來自PWM分割器303之實際在各向量之分割使用之最後決定之第一設定值 $m$ 和第二設定值 $n$ 、自A/D變換器307輸出之感應馬達305之各相之電流值 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 以及自導通延遲修正量運算器308輸出之各相之第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ ，計算各相之第二導通延遲修正量 $\Delta U'$ 、 $\Delta V'$ 、 $\Delta W'$ 後輸出。各相之第二導通延遲修正量 $\Delta U'$ 、 $\Delta V'$ 、 $\Delta W'$ 之值之正負由感應馬達305之各相之電流值 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 之方向決定，其大小為自半導體切換元件切換一次所需之導通延遲時間和各相之半導體切換元件之切換次數之積減去各相之第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 之值。

加法器312對自PWM分割器303輸出之PWM脈衝1~3加上各相之第二導通延遲修正量 $\Delta U'$ 、 $\Delta V'$ 、 $\Delta W'$ ，調整在PWM之一個週期之感應馬達305之各相之PWM脈衝1~3之脈寬



## 五、發明說明 (22)

後輸出。

圖14係表示使用圖13之感應馬達305之控制電路執行本實施例之脈寬調變脈衝控制方法之情況之流程圖。如圖14所示，本實施例之脈寬調變脈衝控制方法在替代步驟1003而執行步驟2003並在步驟1010和步驟1012之間執行步驟1011上和在圖8之流程圖所示之脈寬調變脈衝控制方法不同。

在步驟2003，利用加法器311將PWM脈衝運算器302所計算之PWM每一週期之各相之PWM脈衝1~3和自導通延遲修正量運算器308所輸出之各相之第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 相加，調整PWM脈衝1~3之脈寬。如上述所示，自導通延遲修正量運算器308輸出的係將第一設定值m和第二設定值n設為1之情況之各相之導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 。

此外，在步驟1011，利用加法器312將自PWM分割器303所輸出之各向量之輸出時間和自導通延遲修正量運算器309所輸出之對PWM脈衝1~3之各相之導通延遲修正量 $\Delta U'$ 、 $\Delta V'$ 、 $\Delta W'$ 相加，調整在PWM之一個週期之感應馬達305之各相之PWM脈衝1~3之脈寬後輸出。

如上述所示，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，計算將第一設定值m及第二設定值n設為1時計算之第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ ；利用PWM分割器303對依據第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 所修正之PWM脈衝1~3求各向量之分割時間；計算係自依照PWM分割器303最後決



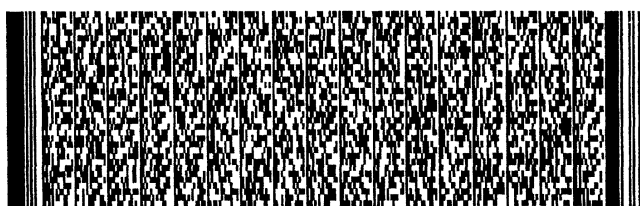
## 五、發明說明 (23)

定之第一設定值 $m$ 及第二設定值 $n$ 所計算之值減去第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 後之值之第二導通延遲修正量 $\Delta U'$ 、 $\Delta V'$ 、 $\Delta W'$ ；再用第二導通延遲修正量 $\Delta U'$ 、 $\Delta V'$ 、 $\Delta W'$ 修正依據第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 所修正之PWM脈衝。

在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，係依照最後決定之第一設定值 $m$ 及第二設定值 $n$ 所計算之導通延遲修正量之第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 和第二導通延遲修正量 $\Delta U'$ 、 $\Delta V'$ 、 $\Delta W'$ 之和成為PWM脈衝整體之導通延遲修正量。因此，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，可按照實際之各向量之分割數 $m$ 、 $n$ 進行無過補償之PWM脈衝1~3之導通延遲修正。因而，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，可恰好的修正由導通延遲所引起之變頻器之輸出電流之失真。

此外，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，因依照加上第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 之PWM脈衝分割PWM脈衝，可使用接近變頻器裝置實際輸出之PWM脈衝之PWM脈衝1~3執行PWM脈衝1~3之分割。

此外，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，計算將第一設定值 $m$ 及第二設定值 $n$ 設為1時計算之第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 和PWM脈衝1~3相加後，再將係自依照最後決定之第一設定值 $m$ 及第二設定值 $n$ 所計算之值減去第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 後之值之第二導通延遲修正量 $\Delta U'$ 、 $\Delta V'$ 、 $\Delta W'$ 和PWM脈衝1~3相加，但是本發

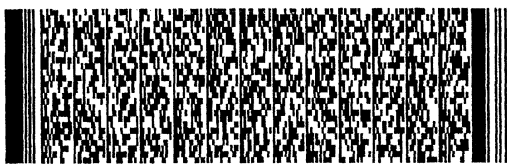


## 五、發明說明 (24)

明未限定如此，將對PWM脈衝1~3相加之整體之導通延遲修正量設為只有依照PWM分割器303最後決定之第一設定值m及第二設定值n所計算之值也可。

此外，在本實施例之PWM產生器304不是3相2位準PWM變頻器裝置，而和實施例2之脈寬調變脈衝控制方法一樣係3相3位準PWM變頻器裝置之情況，也和本實施例之脈寬調變脈衝控制方法一樣，可防止導通延遲修正量之過補償，本業者大概容易理解之。那時，因依據第一~第四分割值m~j分割各向量，第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ 及第二導通延遲修正量 $\Delta U'$ 、 $\Delta V'$ 、 $\Delta W'$ 都依照第一~第四分割值m~j決定，將第一~第四分割值m~j全設為1後決定第一導通延遲修正量 $\Delta U$ 、 $\Delta V$ 、 $\Delta W$ ，依照第一~第四分割值m~j之實際值決定第二導通延遲修正量 $\Delta U'$ 、 $\Delta V'$ 、 $\Delta W'$ 。

又，在本實施例之脈寬調變脈衝控制方法，在圖14之步驟1004~步驟1005、步驟1007~步驟1009所示之實際之分割數或各向量之分割時間之決定也對於全部之分割值m~j依次進行，本業者大概容易理解之。



## 圖式簡單說明

圖1係表示3相2位準PWM變頻器裝置之構造之等價電路圖。

圖2係表示3相2位準PWM變頻器裝置之習知之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。

圖3係表示3相3位準PWM變頻器裝置之構造之等價電路圖。

圖4係表示3相3位準PWM變頻器裝置之習知之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。

圖5係表示在本發明之實施例1之脈寬調變脈衝控制方法之基本手法之時序圖。

圖6係表示變更了分割數之情況之本發明之實施例1之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。

圖7係表示使用了本發明之實施例1之脈寬調變脈衝控制方法之感應馬達之脈寬調變脈衝控制方法之方塊圖。

圖8係表示圖7所示控制電路之動作之流程圖。

圖9係表示令載波之週期變化之情況之本發明之實施例1之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。

圖10係表示在本發明之實施例2之脈寬調變脈衝控制方法之基本手法之時序圖。

圖11係表示變更了分割數之情況之本發明之實施例2之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。

圖12係表示令載波之週期變化之情況之本發明之實施例2之脈寬調變脈衝控制方法之時序圖。

圖13係表示使用了本實施例之脈寬調變脈衝控制方法



## 圖式簡單說明

之感應馬達之控制電路之構造之方塊圖。

圖14係表示圖13所示控制電路之動作之流程圖。

## 【符號說明】

- 1~ PWM脈衝
- 4~ 三角波電壓
- 5~ 電壓指令
- 103~ 半導體切換元件
- 104~ 半導體切換元件
- 105~ 半導體切換元件
- 106~ 半導體切換元件
- 109~ 二極體
- 115~ 正母線
- 116~ 負母線
- 117~ 輸出端子
- 119~ 輸出端子
- 201~ 直流電源
- 202~ 電容器
- 204~ 二極體
- 230~241 半導體切換元件
- 252~ 中性點
- 301~ 上階控制器
- 302~ PWM脈衝運算器
- 303~ PWM分割器
- 304~ PWM產生器



## 圖式簡單說明

- 305~ 感應馬達
- 306~ 電流偵測器
- 307~ A/D 變換器
- 308~ 導通延遲修正量運算器
- 309~ 導通延遲修正量運算器
- 310~ 導通延遲修正量運算器
- 311~ 加法器
- 312~ 加法器
- M1~ 起始值
- N1~ 起始值



## 四、中文發明摘要 (發明之名稱：脈寬調變脈衝控制方法)

對於在PWM週期內各相之輸出電壓向量之期間中連續輸出 $0p$ 向量及 $b$ 向量之期間，以正整數 $m$ 分割各向量之輸出時間，求取各向量之分割時間，交互的只在該各分割時間交互重複輸出 $0p$ 向量和 $b$ 向量 $m$ 次。更對於連續輸出 $0n$ 向量及 $a$ 向量之期間，以正整數 $n$ 分割各向量之輸出時間後，求各向量之分割時間，交互的只在各分割時間交互重複輸出 $0n$ 向量和 $a$ 向量 $n$ 次。依此方式，可令由PWM脈衝1~3引起之電流漣波之頻率成分擴散。

## 英文發明摘要 (發明之名稱：PWM PULSE CONTROL METHOD)

For a time period during which generated " $0p$ " vector and " $b$ " vector are generated " $0p$ " vector and " $b$ " vector are generated in succession, among time periods for output voltage vector for each phase in PWM period, output time of each vector is divided by positive integer  $m$  to obtain a divided time for each vector, and " $0p$ " vector and " $b$ " vector are generated  $m$  times in an alternating sequence for the divided time. Further, for a time period during which " $0n$ " vector and " $a$ " vector are

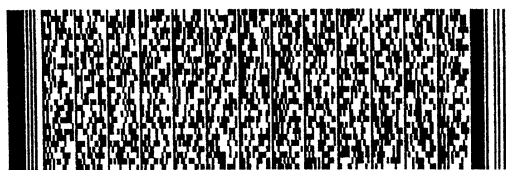


四、中文發明摘要 (發明之名稱：脈寬調變脈衝控制方法)

英文發明摘要 (發明之名稱：PWM PULSE CONTROL METHOD)

generated, output time of each vector are  
generated, output time of each vector is divided  
by a positive integer  $n$  to obtain a divided of  
each vector, and "0 $n$ " vector and "a" are generated  
 $n$  times in an alternating sequence for the divided  
time.

The above procedure allows the dispersion of  
frequency element in current ripple attributed to  
PWM pulses (1) ~ (3).



## 六、申請專利範圍

1. 一種3相2位準PWM變頻器裝置之脈寬調變脈衝控制方法，具有：

將負載之相之輸出端子和自直流電源之正極側延伸之正母線連接時該相之狀態設為第一狀態之步驟；

將該輸出端子和自直流電源之負極側延伸之負母線連接時該相之狀態設為第二狀態之步驟；

將各相之輸出狀態全部係該第一狀態時之輸出電壓向量作為 $O_p$ 向量之步驟；

將各相之輸出狀態全部係該第二狀態時之輸出電壓向量作為 $O_n$ 向量之步驟；

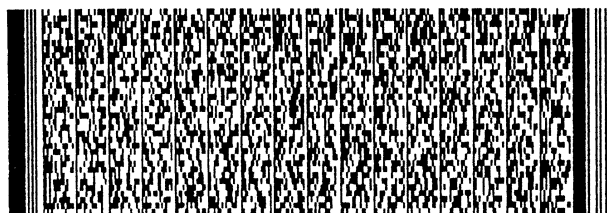
將各相之中之一相之輸出狀態係第一狀態而其他兩相之輸出狀態係第二狀態時之輸出電壓向量設為a向量之步驟；

將各相之中之一相之輸出狀態係第二狀態而其他兩相之輸出狀態係第一狀態時之輸出電壓向量設為b向量之步驟；

對於在PWM載波信號之週期內連續輸出該 $O_p$ 向量及該b向量之第一期間，依據係正整數值之第一設定值分割在該第一期間之各向量之輸出時間後，求各向量之分割時間之步驟；

交互的只在該分割時間重複輸出該 $O_p$ 向量和該b向量該第一設定值所決定之次數之步驟；

對於在該週期內連續輸出該 $O_n$ 向量及該a向量之第二期間，依據係正整數值之第二設定值分割在該第二期間之



## 六、申請專利範圍

各向量之輸出時間後，求各向量之分割時間之步驟；

交互的只在該分割時間重複輸出該 $0_n$ 向量和該 $a$ 向量該第二設定值所決定之次數之步驟；

以及依照所輸出之各向量之分割時間產生PWM脈衝之步驟。

2. 如申請專利範圍第1項之脈寬調變脈衝控制方法，其中，在該分割時間不是既定時間以上之情況，更包含將該第一設定值及該第二設定值設為比現在設定之值小之步驟。

3. 如申請專利範圍第2項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含：

計算將該第一設定值及該第二設定值設為1後計算之第一導通延遲修正量之步驟；

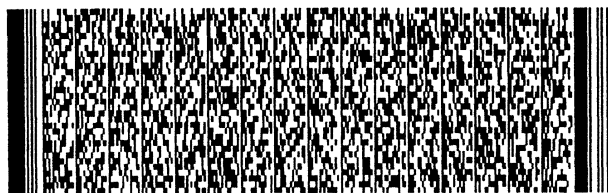
對於依據該第一導通延遲修正量修正後之PWM脈衝求該各向量之分割時間之步驟；

計算係自求該分割時間時決定之該第一設定值及該第二設定值所計算之值減去該第一導通延遲修正量之值之第二導通延遲修正量之步驟；

以及再用第二導通延遲修正量修正依據該第一導通延遲修正量修正後之PWM脈衝之步驟。

4. 如申請專利範圍第2項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含將求該分割時間時決定之該第一設定值及該第二設定值所計算之值設為PWM脈衝之導通延遲修正量之步驟。

5. 如申請專利範圍第1項之脈寬調變脈衝控制方法，



## 六、申請專利範圍

更包含隨著該第一、第二設定值之增加使該PWM載波信號之週期比現在之週期長之步驟。

6. 如申請專利範圍第2項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含隨著該第一、第二設定值之增加使該PWM載波信號之週期比現在之週期長之步驟。

7. 如申請專利範圍第3項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含隨著該第一、第二設定值之增加使該PWM載波信號之週期比現在之週期長之步驟。

8. 如申請專利範圍第4項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含隨著該第一、第二設定值之增加使該PWM載波信號之週期比現在之週期長之步驟。

9. 一種3相中性點定位式變頻器裝置之脈寬調變脈衝控制方法，具有：

將負載之相之輸出端子和自直流電源之正極側延伸之正母線連接時該相之狀態設為第一狀態之步驟；

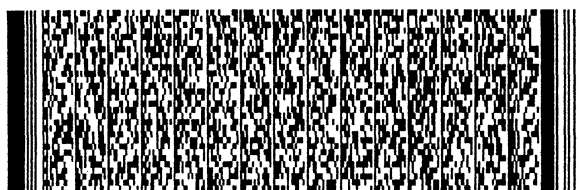
將該輸出端子和自直流電源之負極側延伸之負母線連接時該相之狀態設為第二狀態之步驟；

將該輸出端子和中性點連接時該相之狀態設為第三狀態之步驟；

將各相之輸出狀態全部係該第一狀態時之輸出電壓向量作為 $0_p$ 向量之步驟；

將各相之輸出狀態全部係該第二狀態時之輸出電壓向量作為 $0_n$ 向量之步驟；

將各相之輸出狀態全部係該第三狀態時之輸出電壓向



## 六、申請專利範圍

量作為 $0o$ 向量之步驟；

將各相之中之一相之輸出狀態係第一狀態而其他兩相之輸出狀態係第三狀態時之輸出電壓向量設為 $ap$ 向量之步驟；

將各相之中之一相之輸出狀態係第三狀態而其他兩相之輸出狀態係第二狀態時之輸出電壓向量設為 $an$ 向量之步驟；

將各相之中之一相之輸出狀態係第三狀態而其他兩相之輸出狀態係第一狀態時之輸出電壓向量設為 $bp$ 向量之步驟；

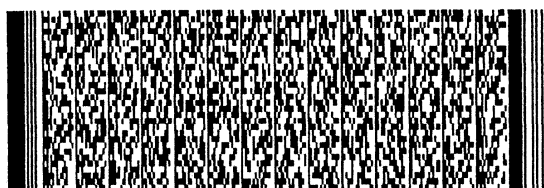
將各相之中之一相之輸出狀態係第二狀態而其他兩相之輸出狀態係第三狀態時之輸出電壓向量設為 $bn$ 向量之步驟；

對於在PWM載波信號之週期內連續輸出該 $Op$ 向量及該 $bp$ 向量之第一期間，依據係正整數值之第一設定值分割在該第一期間之各向量之輸出時間後，求各向量之分割時間之步驟；

交互的只在該分割時間重複輸出該 $Op$ 向量和該 $bp$ 向量該第一設定值所決定之次數之步驟；

對於在該週期內連續輸出該 $ap$ 向量及該 $0o$ 向量之第二期間，依據係正整數值之第二設定值分割在該第二期間之各向量之輸出時間後，求各向量之分割時間之步驟；

交互的只在該分割時間重複輸出該 $ap$ 向量及該 $0o$ 向量該第二設定值所決定之次數之步驟；



## 六、申請專利範圍

對於在該週期內連續輸出該 $0_0$ 向量及該 $b_n$ 向量之第三期間，依據係正整數值之第三設定值分割在該第三期間之各向量之輸出時間後，求各向量之分割時間之步驟；

交互的只在該分割時間重複輸出該 $0_0$ 向量和該 $b_n$ 向量該第三設定值所決定之次數之步驟；

對於在該週期內連續輸出該 $a_n$ 向量及該 $0_n$ 向量之第四期間，依據係正整數值之第四設定值分割在該第四期間之各向量之輸出時間後，求各向量之分割時間之步驟；

交互的只在該分割時間重複輸出該 $a_n$ 向量及該 $0_n$ 向量該第四設定值所決定之次數之步驟；

以及依照所輸出之各向量之分割時間產生PWM脈衝之步驟。

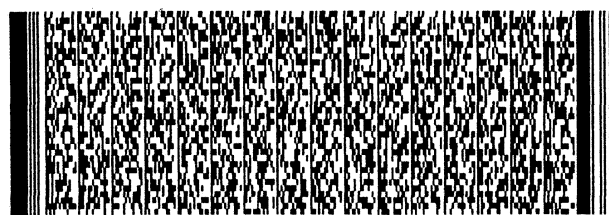
10. 如申請專利範圍第9項之脈寬調變脈衝控制方法，其中，在該分割時間不是既定時間以上之情況，更包含將該第一、第二、第三、第四設定值設為比現在設定之值小之步驟。

11. 如申請專利範圍第10項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含：

計算將該第一、第二、第三、第四設定值設為1後計算之第一導通延遲修正量之步驟；

對於依據該第一導通延遲修正量修正後之PWM脈衝求該各向量之分割時間之步驟；

計算係自求該分割時間時決定之該第一、第二、第三、第四設定值所計算之值減去該第一導通延遲修正量之



#### 六、申請專利範圍

值之第二導通延遲修正量之步驟；

以及再用第二導通延遲修正量修正依據該第一導通延遲修正量修正後之PWM脈衝之步驟。

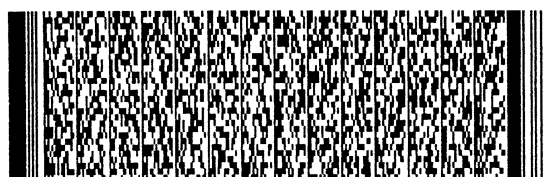
12. 如申請專利範圍第11項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含將求該分割時間時決定之該第一、第二、第三、第四設定值所計算之值設為PWM脈衝之導通延遲修正量之步驟。

13. 如申請專利範圍第9項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含隨著該第一、第二、第三、第四設定值之增加使該PWM載波信號之週期比現在之週期長之步驟。

14. 如申請專利範圍第10項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含隨著該第一、第二、第三、第四設定值之增加使該PWM載波信號之週期比現在之週期長之步驟。

15. 如申請專利範圍第11項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含隨著該第一、第二、第三、第四設定值之增加使該PWM載波信號之週期比現在之週期長之步驟。

16. 如申請專利範圍第12項之脈寬調變脈衝控制方法，更包含隨著該第一、第二、第三、第四設定值之增加使該PWM載波信號之週期比現在之週期長之步驟。



90104439

圖式

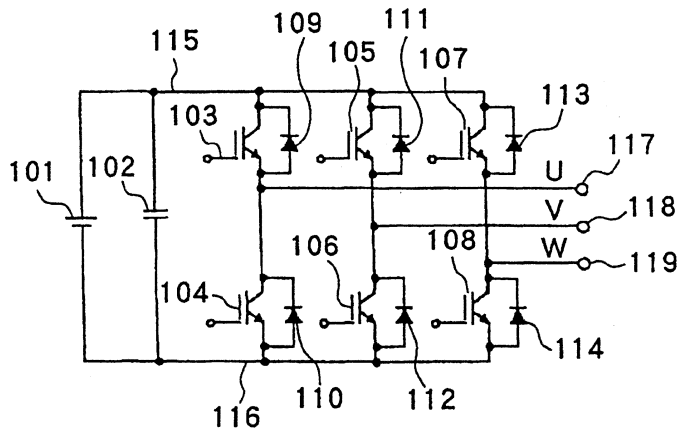


圖 1

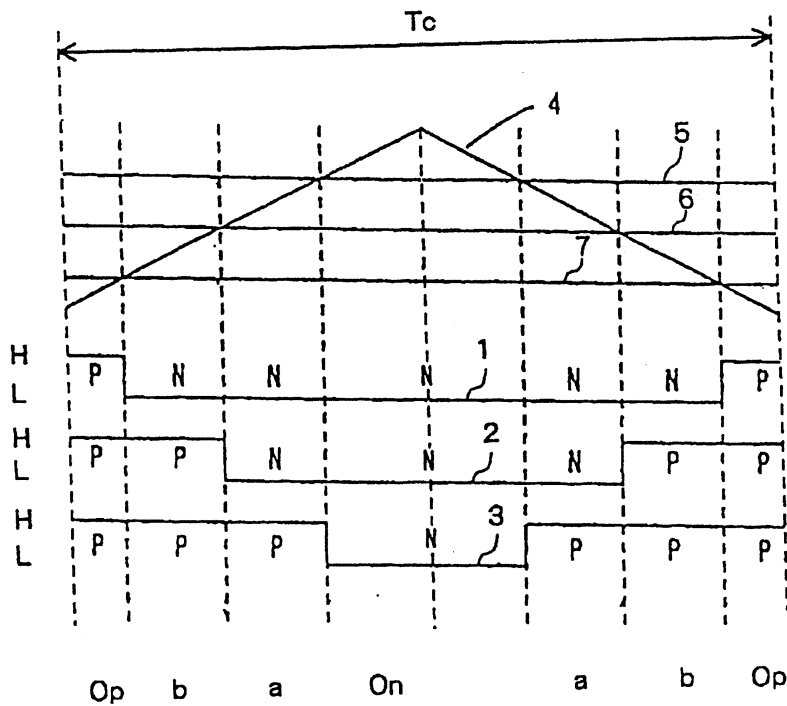


圖 2

圖式

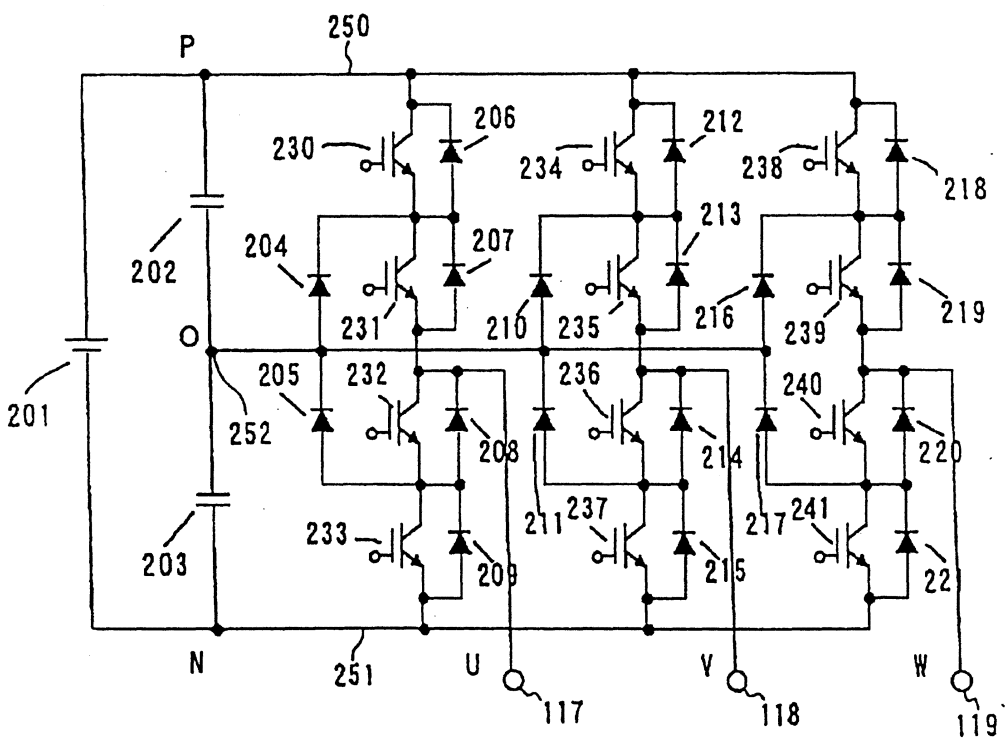


圖 3

圖式

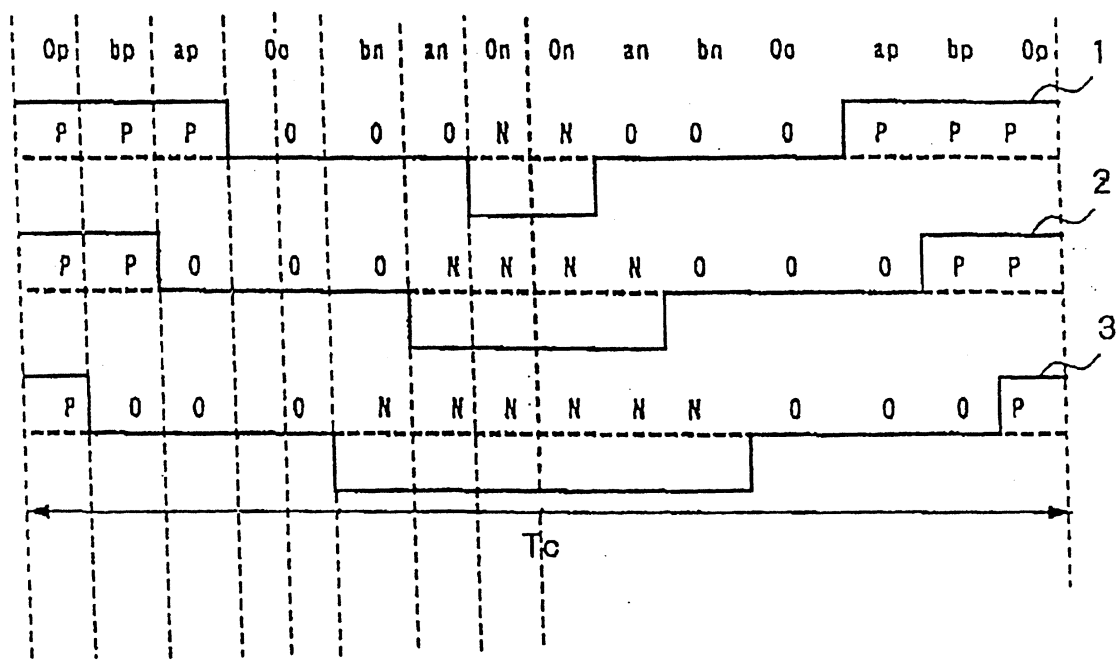


圖 4

圖式

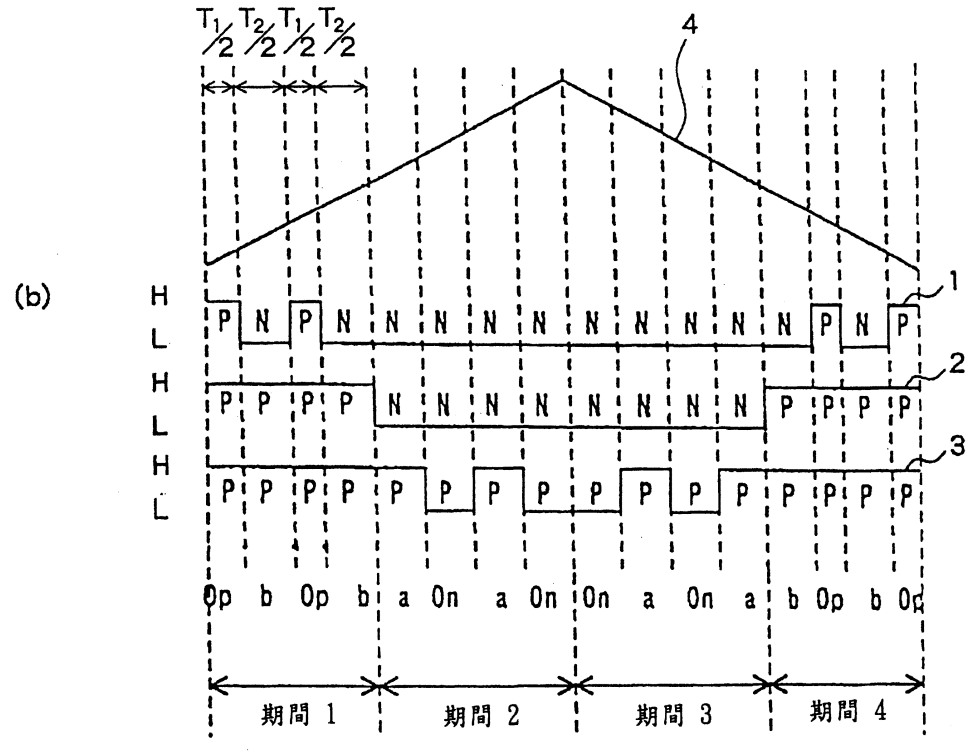
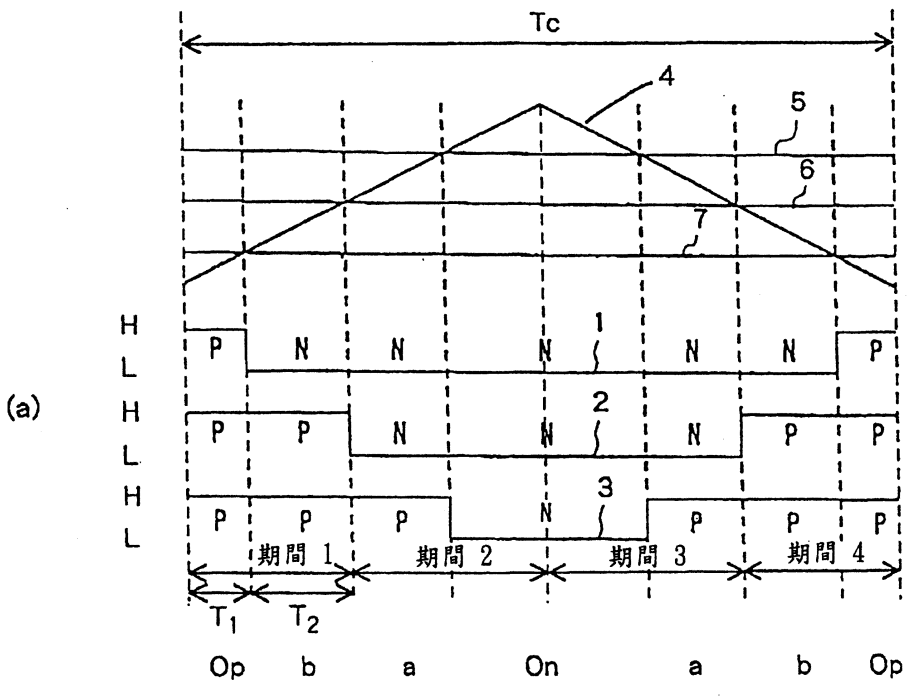


圖 5

圖式

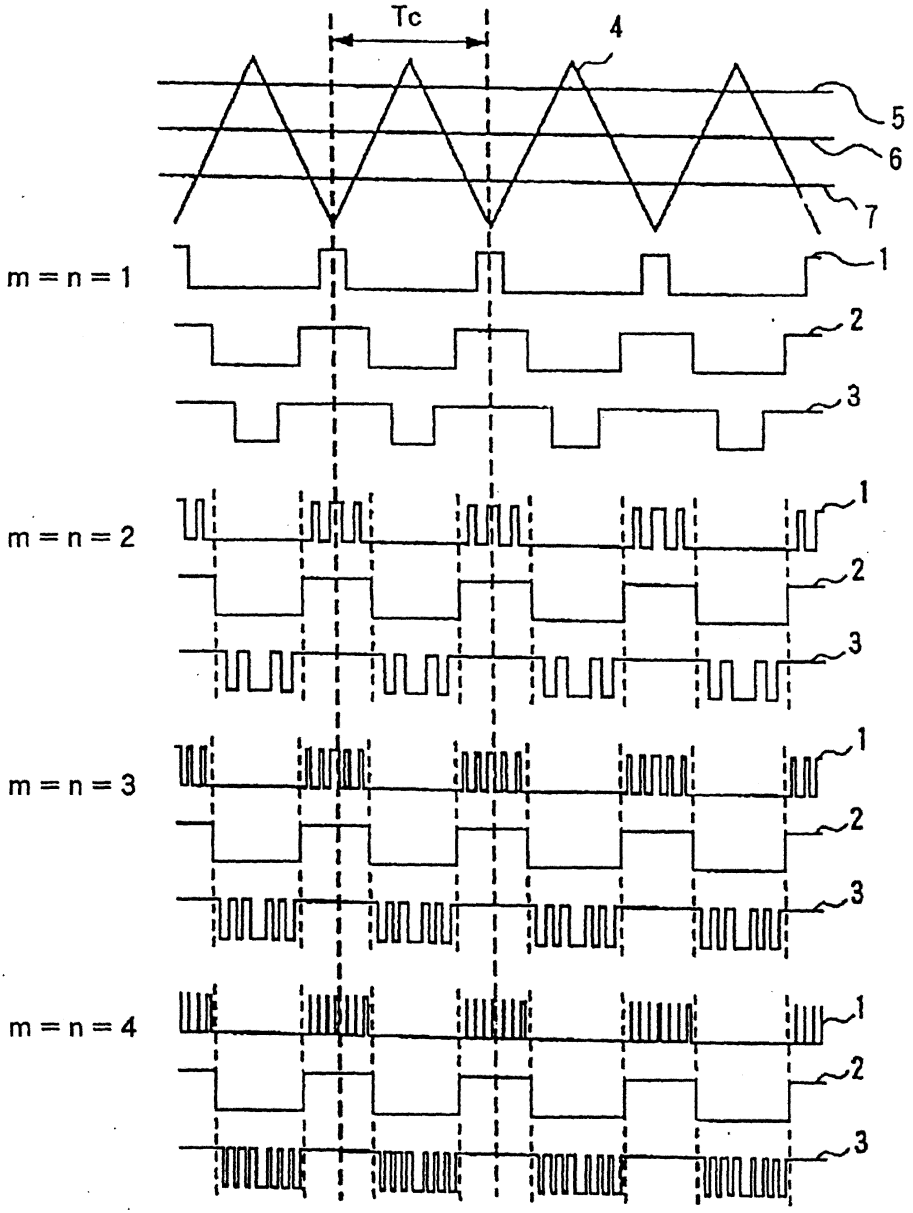


圖 6

圖式

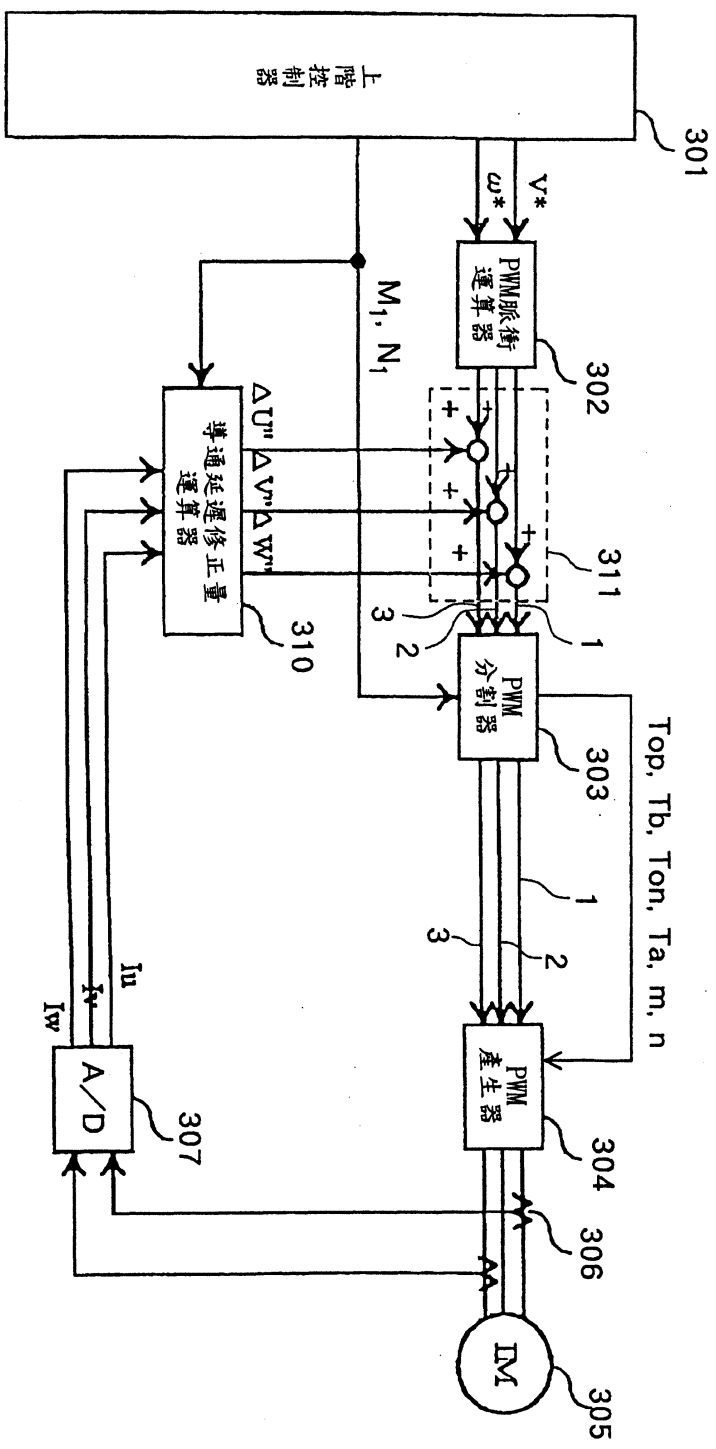
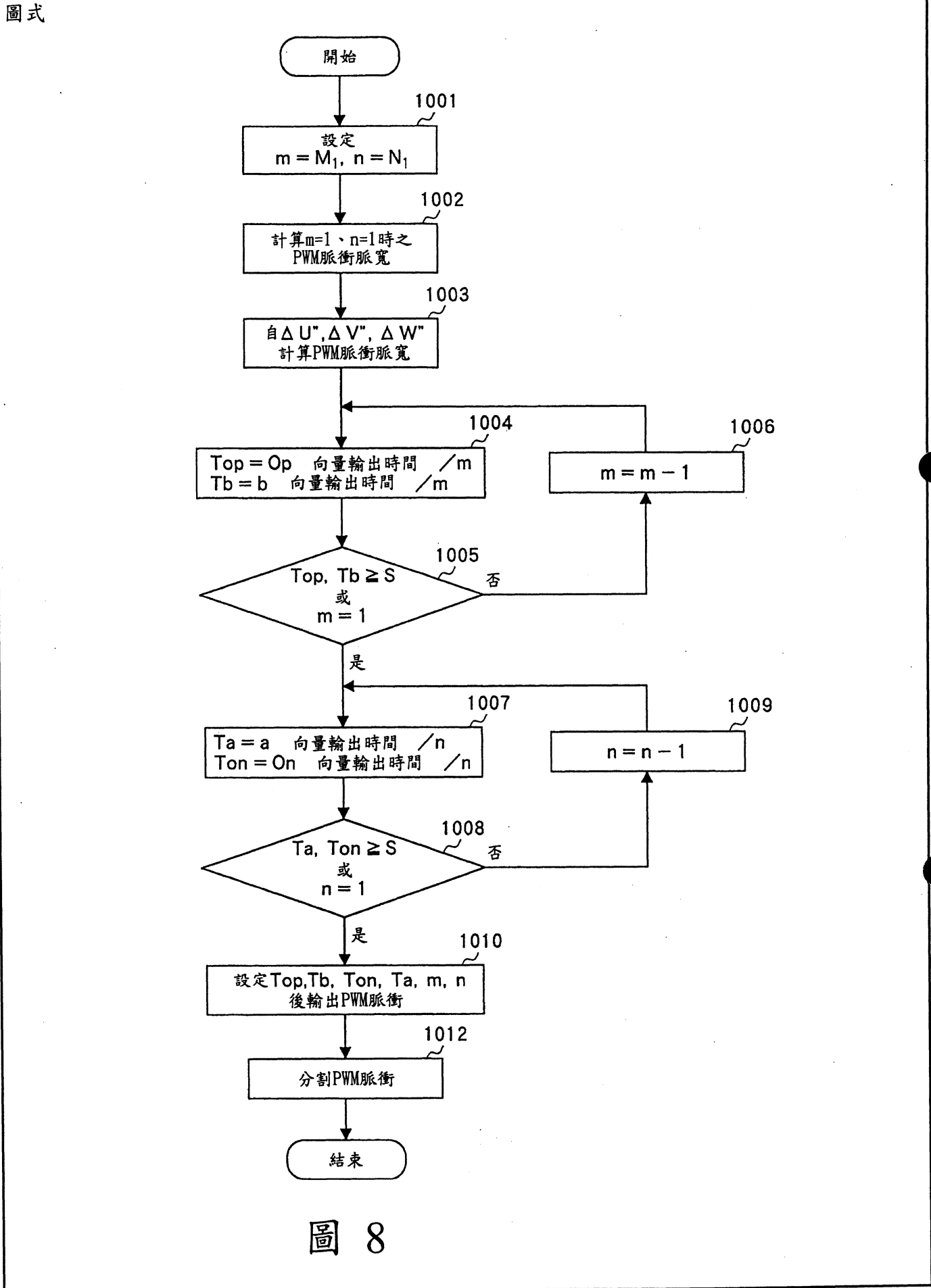


圖 7



圖式

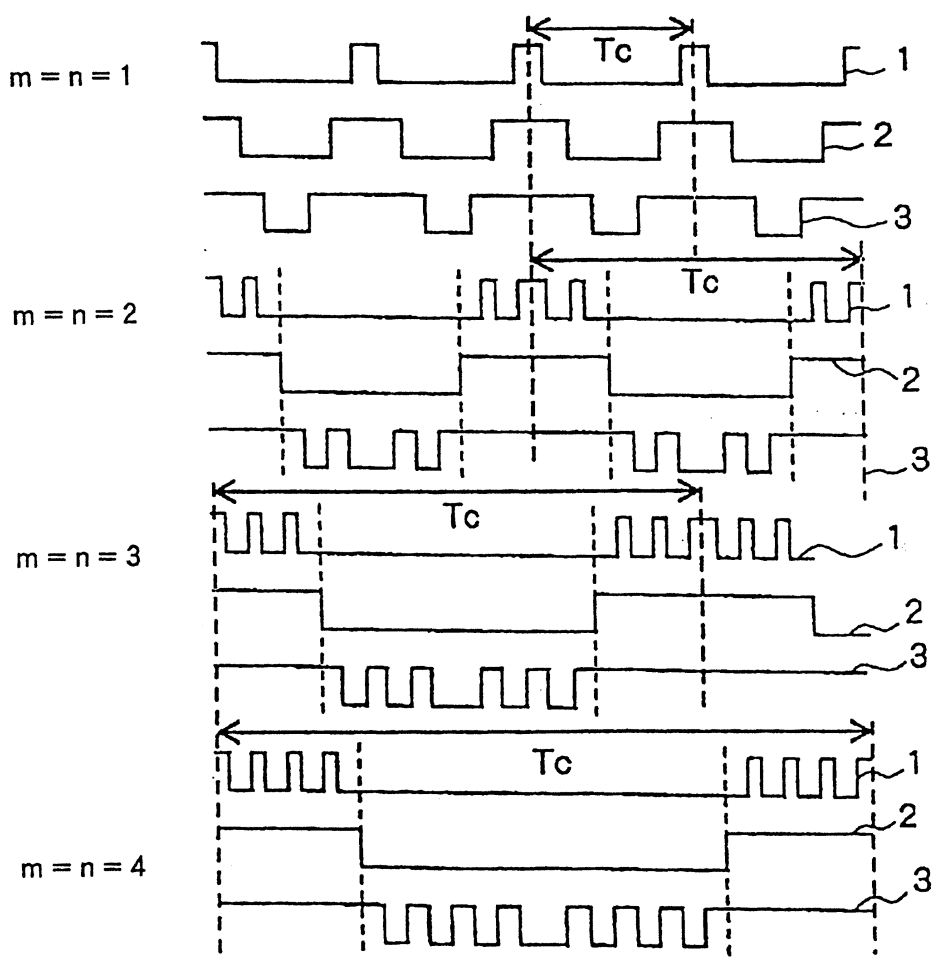


圖 9

圖式

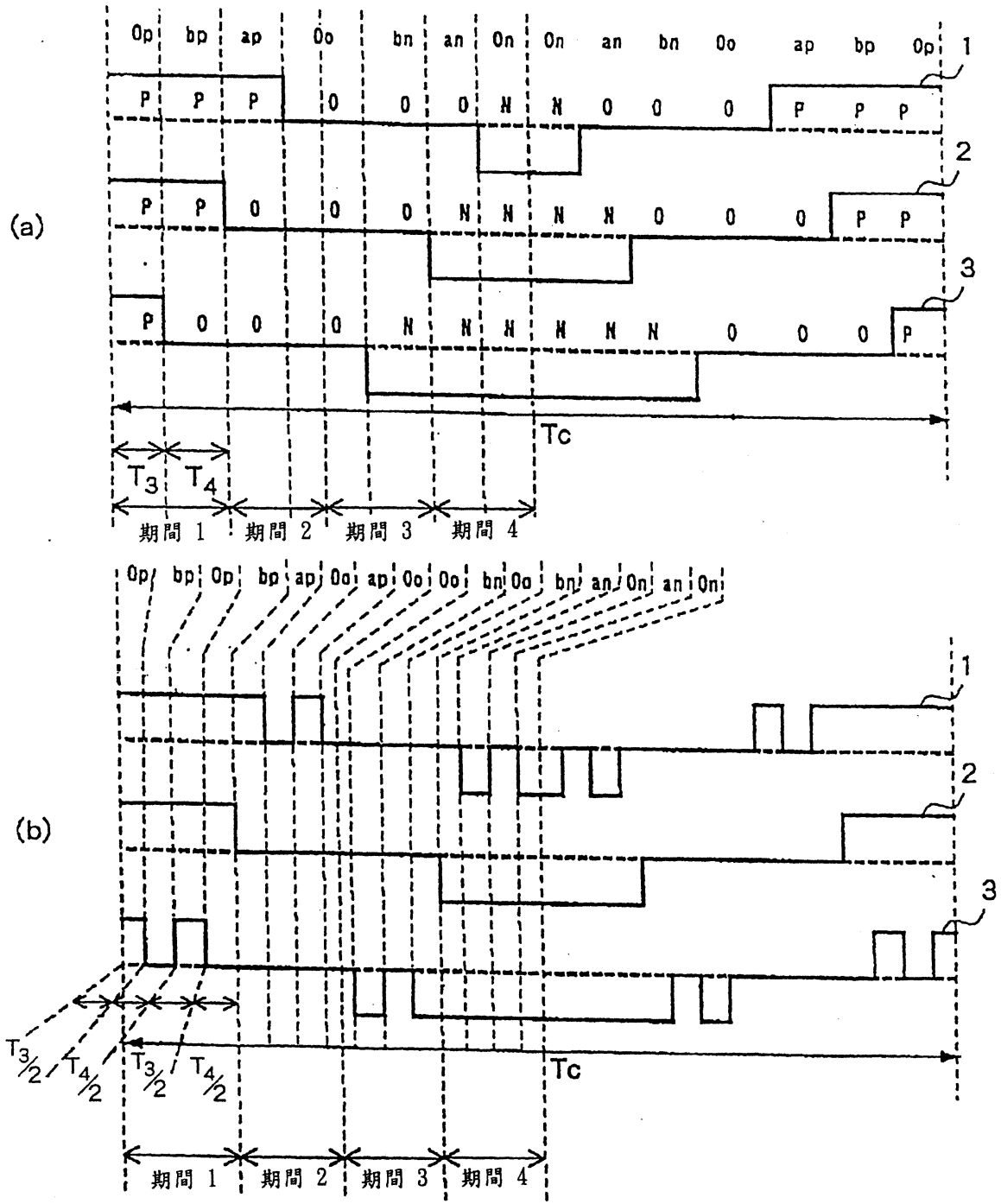


圖 10

圖式

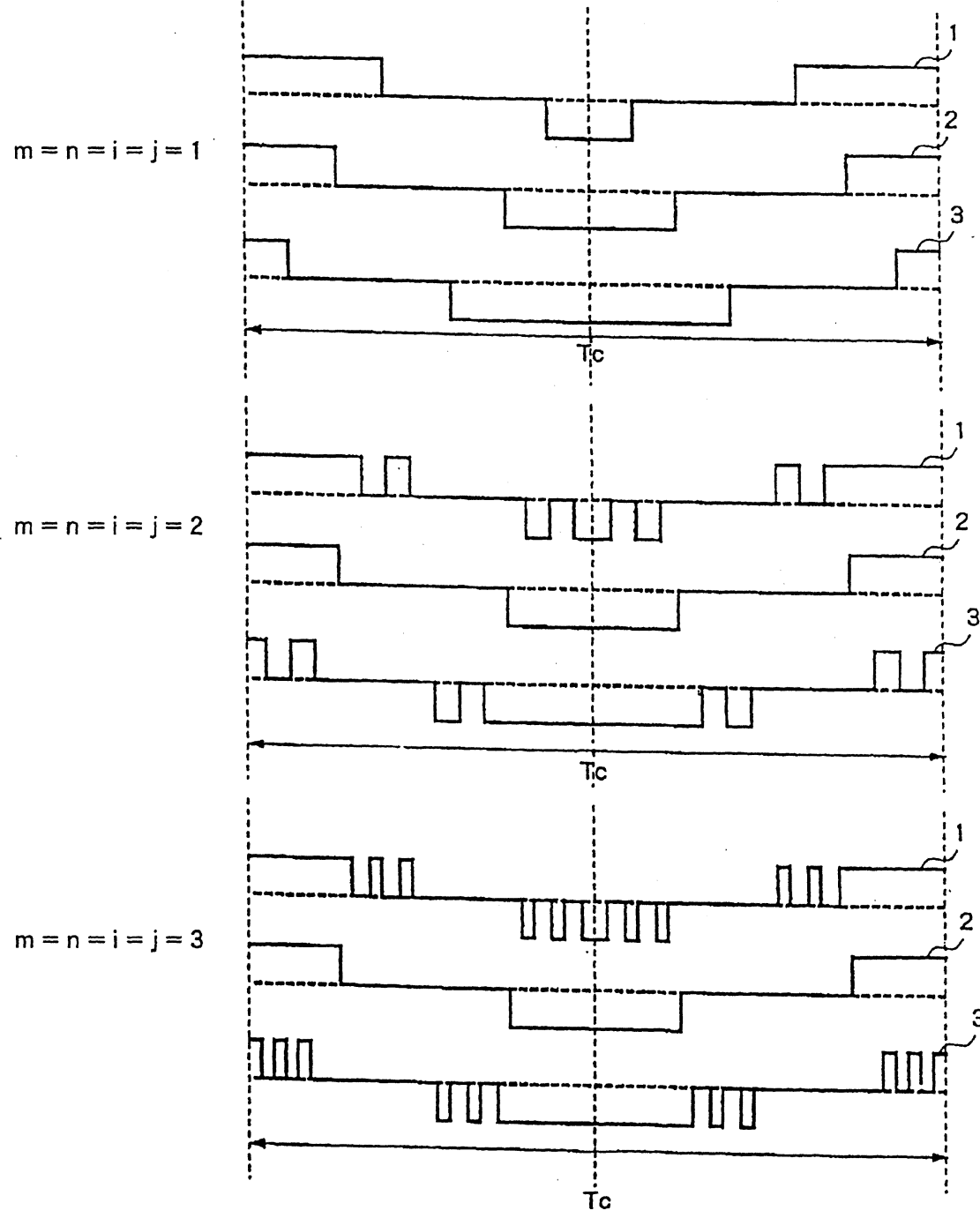


圖 11

圖式

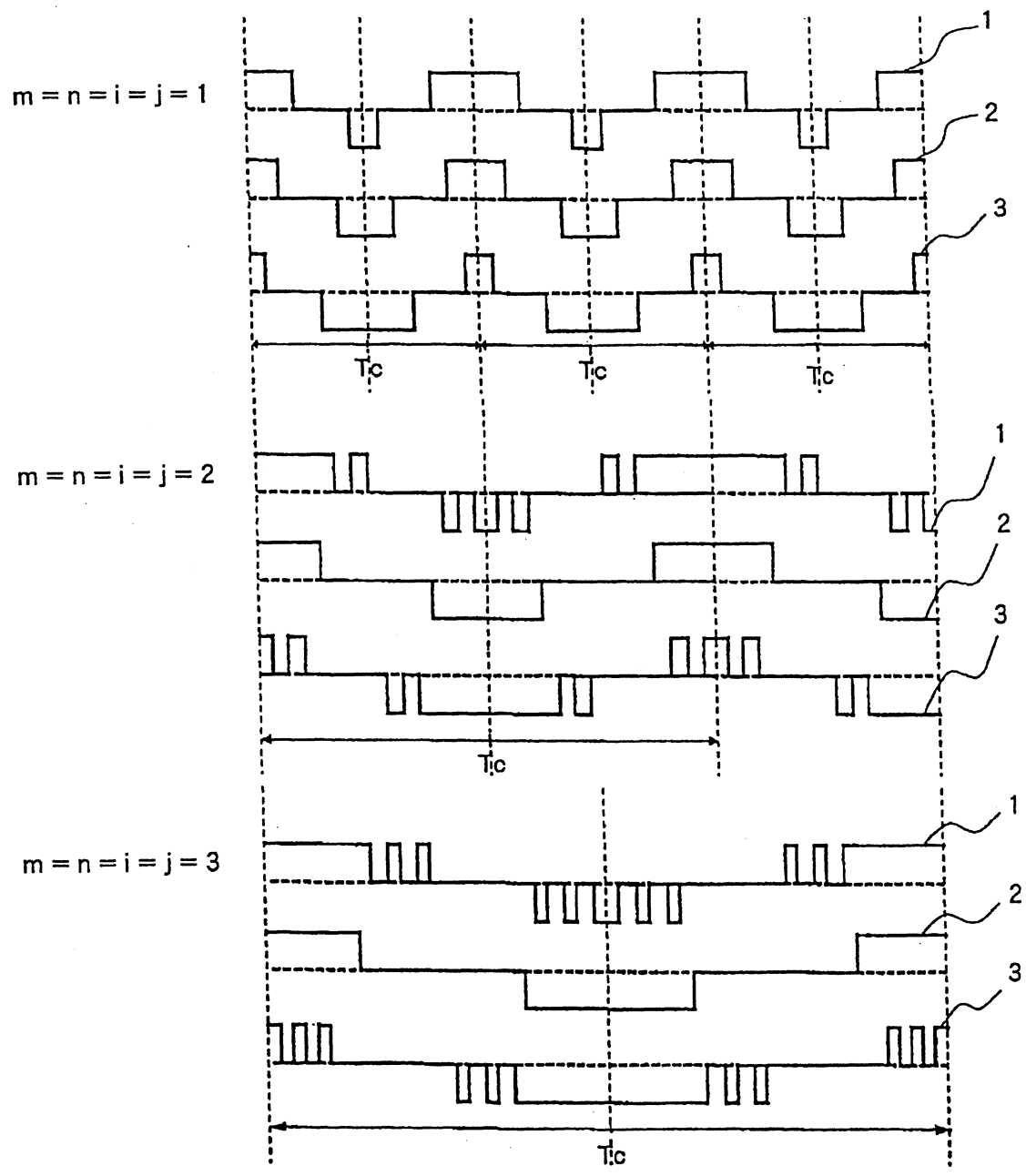


圖 12

圖式

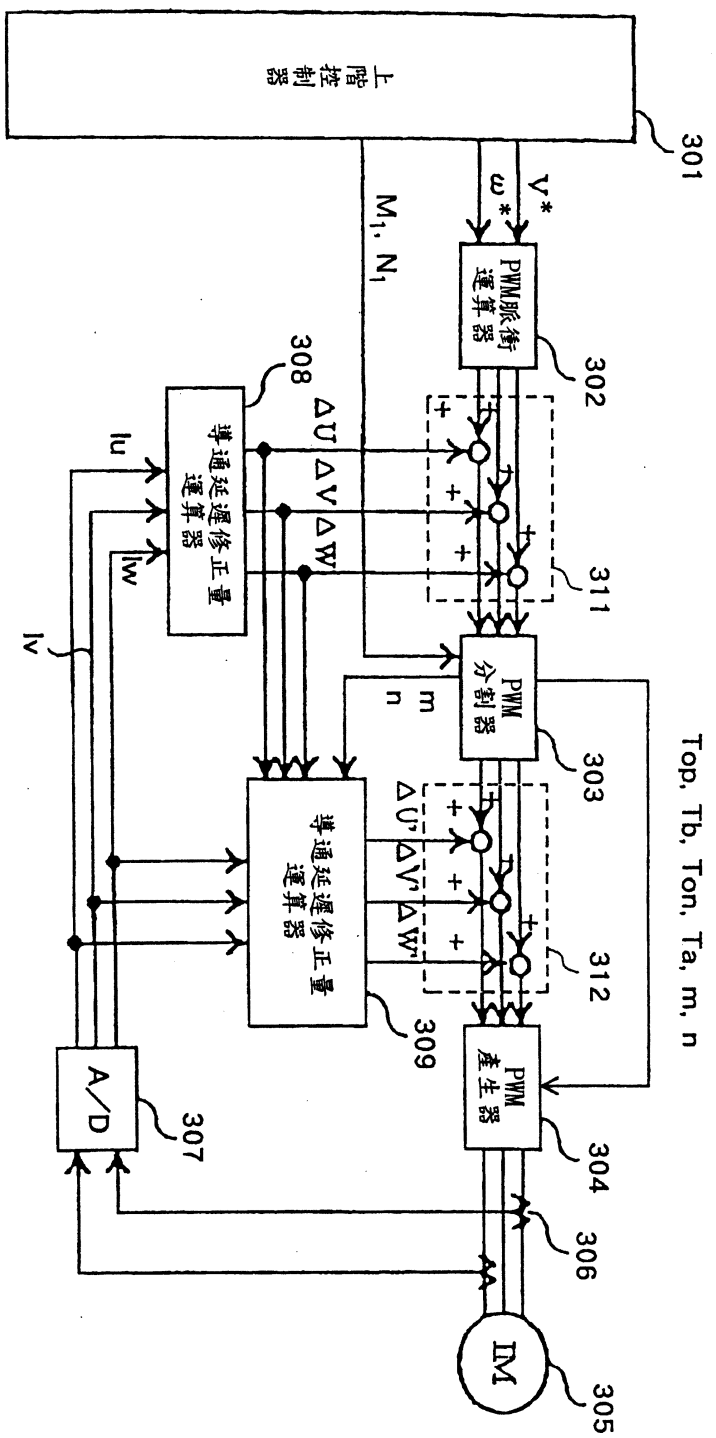


圖 13

圖式

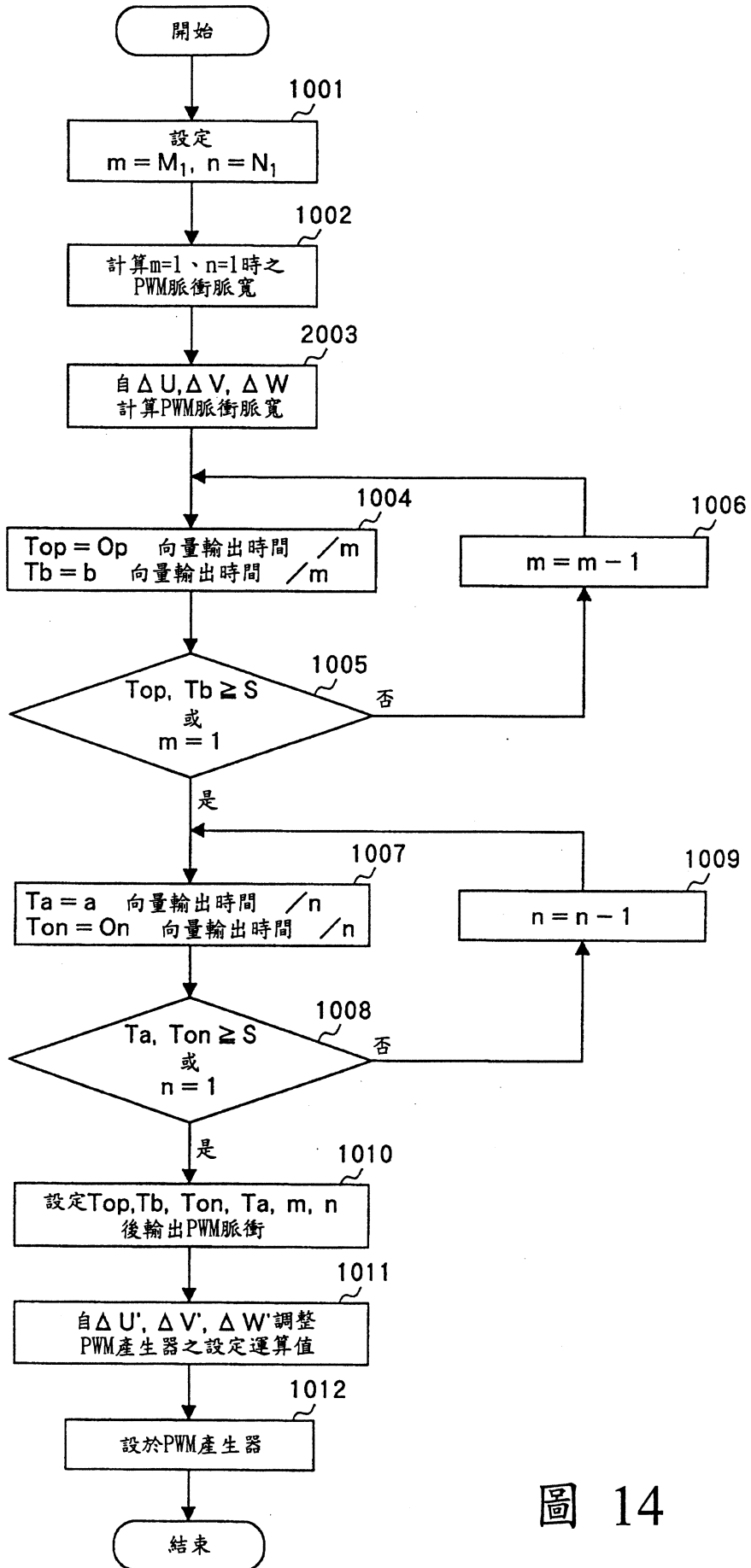


圖 14