



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I448065 B

(45)公告日：中華民國 103 (2014) 年 08 月 01 日

(21)申請案號：101101735

(22)申請日：中華民國 101 (2012) 年 01 月 17 日

(51)Int. Cl. : **H02M7/48 (2007.01)**

(71)申請人：國立交通大學(中華民國) NATIONAL CHIAO TUNG UNIVERSITY (TW)

新竹市大學路 1001 號

(72)發明人：陳鴻祺 CHEN, HUNG CHI (TW)；陳威諭 CHEN, WEI YU (TW)

(74)代理人：林火泉

(56)參考文獻：

TW 494612

TW 498600

TW I229972

TW I294717

TW 200731653A

WO 02/49185A1

Buso, S., Fasolo, S., Mattavelli, P., "Uninterruptible power supply multiloop control employing digital predictive voltage and current regulators", Industry Applications, IEEE Transactions on (Volume:37, Issue:6), Nov/Dec 2001.

審查人員：莊程傑

申請專利範圍項數：7 項 圖式數：7 共 0 頁

(54)名稱

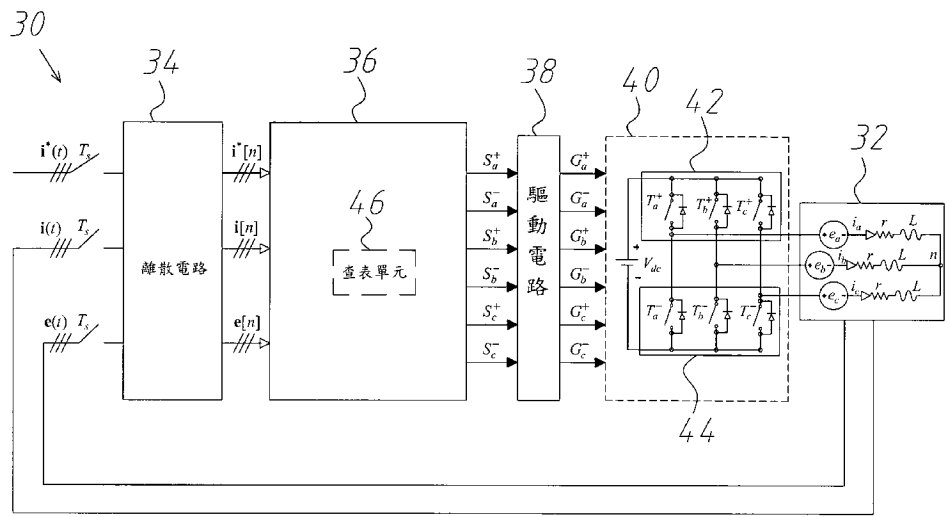
多相反流器控制裝置及其輸出電流控制方法

MULTI-PHASE INVERTER CONTROL DEVICE AND ITS CURRENT CONTROL METHOD

(57)摘要

本發明提供一種多相反流器控制裝置及其輸出電流控制方法，至少包括離散電路接收反流器輸出電流命令連續矩陣訊號、反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及負載電壓連續矩陣訊號，轉換成複數離散矩陣訊號，多維量化電路根據多維量化電流控制演算法，將複數離散矩陣訊號運算成反流器輸出電壓離散矩陣訊號以決定複數開關切換訊號，驅動電路接收複數開關切換訊號轉換成複數開關驅動訊號，反流器電路接收複數開關驅動訊號以驅動負載。依本發明之技術內容可產生較低切換次數之開關切換訊號來降低開關切換能量損耗，同時達成反流器輸出電流控制之目的。

This invention provides a multi-phase inverter control device and its current control method. It includes but is not limited to a discrete circuit receiving three continuous matrix signals - inverter output current command, inverter output current, and the load voltage. The digital circuit also transforms the three matrix signals to a plurality of discrete matrix signals. Then, the multi-dimensional quantization circuit pursuant to a multi-dimensional feedback quantization current control (MDFQCC) by receiving the matrix of discrete signals and then generate the discrete matrix signal of output voltage of inverter to determines a plurality of switching signals. The drive circuit generate a plurality of drive signals of switch based on the received switching signals. This invention is able to reduce number of switching and increase system efficiency. It also extends the lifetime of switch and lowers the switching loss.



第 2 圖

- S_a^+
- S_b^+
- S_c^+
- S_a^-
- S_b^-
- S_c^-
- G_a^+
- G_b^+
- G_c^+
- G_a^-
- G_b^-
- G_c^-
- T_a^+
- T_b^+
- T_c^+
- T_a^-
- T_b^-
- T_c^-

- 30 . . . 多相反流器控制裝置
- 32 . . . 負載
- 34 . . . 離散電路
- 36 . . . 多維量化電路
- 38 . . . 驅動電路
- 40 . . . 反流器電路
- 42 . . . 上臂開關
- 44 . . . 下臂開關
- 46 . . . 查表單元
- $i^*(t)$. . . 反流器輸出電流命令連續矩陣訊號
- $i(t)$. . . 反流器輸出電流回授連續矩陣訊號
- $e(t)$. . . 負載電壓連續矩陣訊號
- T_s . . . 離散取樣週期
- $i^*[n]$. . . 反流器輸出電流命令離散矩陣訊號
- $i[n]$. . . 反流器輸出電流回授離散矩陣訊號
- $e[n]$. . . 負載電壓離散矩陣訊號
- S_a^+ . . . A 相上臂開關切換訊號
- S_b^+ . . . B 相上臂開關切換訊號
- S_c^+ . . . C 相上臂開關切換訊號
- S_a^- . . . A 相下臂開關切換訊號
- S_b^- . . . B 相下臂開關切換訊號

S_c^-	．．．C 相下臂開 關切換訊號
G_a^+	．．．A 相上臂開 關驅動訊號
G_b^+	．．．B 相上臂開 關驅動訊號
G_c^+	．．．C 相上臂開 關驅動訊號
G_a^-	．．．A 相下臂開 關驅動訊號
G_b^-	．．．B 相下臂開 關驅動訊號
G_c^-	．．．C 相下臂開 關驅動訊號
T_a^+	．．．A 相上臂開 關
T_b^+	．．．B 相上臂開 關
T_c^+	．．．C 相上臂開 關
T_a^-	．．．A 相下臂開 關
T_b^-	．．．B 相下臂開 關
T_c^-	．．．C 相下臂開 關
V_{dc}	．．．直流電壓 源
e_a	．．．A 相負載電 壓
e_b	．．．B 相負載電 壓
e_c	．．．C 相負載電 壓
i_a	．．．A 相反流器 輸出電流
i_b	．．．B 相反流器 輸出電流

- i_c . . . C 相反流器
輸出電流
- r . . . 負載側等效電
阻
- L . . . 負載側等效
電感
- n . . . 負載連接中性
點

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：101101735

※申請日：101. 1. 17

※IPC分類：H02M 7/48 (2007.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

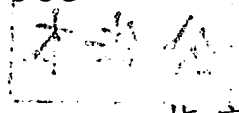
多相反流器控制裝置及其輸出電流控制方法 / multi-phase inverter control device and its current control method

二、中文發明摘要：

本發明提供一種多相反流器控制裝置及其輸出電流控制方法，至少包括離散電路接收反流器輸出電流命令連續矩陣訊號、反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及負載電壓連續矩陣訊號，轉換成複數離散矩陣訊號，多維量化電路根據多維量化電流控制演算法，將複數離散矩陣訊號運算成反流器輸出電壓離散矩陣訊號以決定複數開關切換訊號，驅動電路接收複數開關切換訊號轉換成複數開關驅動訊號，反流器電路接收複數開關驅動訊號以驅動負載。依本發明之技術內容可產生較低切換次數之開關切換訊號來降低開關切換能量損耗，同時達成反流器輸出電流控制之目的。

三、英文發明摘要：

This invention provides a multi-phase inverter control device and its current control method. It includes but is not limited to a discrete circuit receiving three continuous matrix signals – inverter output current command, inverter output current, and the load voltage. The digital circuit also transforms the three matrix signals to a plurality of discrete matrix signals. Then, the multi-dimensional quantization circuit pursuant to a multi-dimensional feedback quantization current control (MDFQCC) by receiving the matrix of discrete signals and then generate the discrete matrix signal of output voltage of inverter to determine a plurality of switching signals. The drive circuit generate a plurality of drive signals of switch based on the received switching signals. This invention is able to reduce number of switching and increase system efficiency. It also extends the lifetime of switch and lowers the switching loss.



四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (2) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

- 30 多相反流器控制裝置
- 32 負載
- 34 離散電路
- 36 多維量化電路
- 38 驅動電路
- 40 反流器電路
- 42 上臂開關
- 44 下臂開關
- 46 查表單元
- $i^*(t)$ 反流器輸出電流命令連續矩陣訊號
- $i(t)$ 反流器輸出電流回授連續矩陣訊號
- $e(t)$ 負載電壓連續矩陣訊號
- T_s 離散取樣週期
- $i^*[n]$ 反流器輸出電流命令離散矩陣訊號
- $i[n]$ 反流器輸出電流回授離散矩陣訊號
- $e[n]$ 負載電壓離散矩陣訊號
- S_a^+ A 相上臂開關切換訊號
- S_b^+ B 相上臂開關切換訊號
- S_c^+ C 相上臂開關切換訊號
- S_a^- A 相下臂開關切換訊號

S_b^-	B 相下臂開關切換訊號
S_c^-	C 相下臂開關切換訊號
G_a^+	A 相上臂開關驅動訊號
G_b^+	B 相上臂開關驅動訊號
G_c^+	C 相上臂開關驅動訊號
G_a^-	A 相下臂開關驅動訊號
G_b^-	B 相下臂開關驅動訊號
G_c^-	C 相下臂開關驅動訊號
T_a^+	A 相上臂開關
T_b^+	B 相上臂開關
T_c^+	C 相上臂開關
T_a^-	A 相下臂開關
T_b^-	B 相下臂開關
T_c^-	C 相下臂開關
V_{dc}	直流電壓源
e_a	A 相負載電壓
e_b	B 相負載電壓
e_c	C 相負載電壓
i_a	A 相反流器輸出電流
i_b	B 相反流器輸出電流
i_c	C 相反流器輸出電流
r	負載側等效電阻

L 負載側等效電感

n 負載連接中性點

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關一種自動控制裝置，特別是有關一種由裝置之輸出端檢測的一個電量對一個或多個預定值之偏差量並反饋至裝置中之一個設備內，以便使該檢測量恢復至其一個或多個預定值之裝置。

【先前技術】

習知之三相反流器控制裝置 (Three-phase Inverter)，通常是利用六個電晶體開關相互交替開關而產生適當的驅動電流。而常見之三相反流器控制技術為弦波脈寬調變器 (Sinewave Pulse Width Modulator, SPWM)，以產生三相反流器控制裝置需要之開關切換信號。但是 SPWM 的電源使用效率低且會產生較大的諧波，且其所產生之開關切換次數一旦在載波頻率 (carrier frequency) 確定之後即無法變更，使得電晶體開關在切換時所產生的能量消耗無法降低，也造成三相反流器控制裝置無法提高轉換效率。

因此在近期文獻提出了一種以多維回授量化調變概念 (Multi-Dimensional Feedback Quantization Modulator, MDFQM) 的策略，減低多相反流器在開關切換上的損失，參閱第 1 圖，以說明習知之多維回授量化調變系統示意圖，如圖所示，多維回授量化調變系統揭示一種多相反流器之控制法則，其中頻帶重整濾波器 10 訊號連接最佳化演算單元 12，最佳化演算單元 12 訊號連接映射降階單元 14，映射降階單元 14 訊號連接二維量化器 16 訊號連接驅動訊號產生單元 18 及二維還原三維方塊 20，而驅動訊號產生單元 18 係由三臂反相器所組成，藉由控制開關 S_1 - S_6 的導通與截止，可產生反流器輸出電壓，進而產生反流器輸出電流。

在判斷反流器控制裝置之優劣通常具有幾項指標：電壓使用率、諧波失真（Harmonic Distortion）以及反流器開關之切換次數，其中電壓使用率表示對於固定之直流電源供應，係為控制裝置所能輸出電壓之最大振幅，諧波失真度則為控制裝置輸出電流訊號之諧波失真度，而開關之切換次數則影響多相反流器控制裝置之效率。

但不論是多維回授量化調變系統或傳統弦波脈寬調變器，皆未回授反流器輸出電流。若要加上電流控制迴路，必需增加電流控制器，而電流控制器通常為比例-積分控制器（PI）型或者比例-積分-微分控制器（PID）型之控制器，這類的控制器不但會造成運算資源的大幅度耗損以及在電流控制上電流相位的追隨依據不同的負載裝置而會有相位落後或領先的現象，使得電流控制不盡理想。

有鑑於此，本發明係針對上述之問題，提出一種多相反流器控制裝置及其輸出電流控制方法，得以解決以上所述之缺失。

【發明內容】

本發明之主要目的，係在提供一種多相反流器控制裝置及其輸出電流控制方法，並提出一最佳化之控制方法，最終產生具較少切換次數之開關切換訊號，透過驅動電路，驅動上臂開關及下臂開關，以達成反流器輸出電流控制目的，使得輸出電流追隨性能能夠有較佳的表現。利用本發明所提供之多相反流器控制裝置可解決習知因開關切換次數無法降低而導致效率無法提升之問題以及受控電流相位落後現象所造成系統不穩定之影響。

本發明之另一目的，係在提供一種多相反流器控制裝置及其輸出電流控制方法，取用適當的多維量化參數下，本發明相較於習知所有的多相電

流控制裝置，除了可以產生較低切換次數之開關控制訊號及較少的運算資源外，由於本發明之可調係數較多，可以彈性設計，以因應不同需求。

為達上述之目的，本發明揭示一種多相反流器控制裝置，用以驅動至少一負載，負載產生反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及負載電壓連續矩陣訊號，多相反流器控制裝置至少包括：離散電路以接收反流器輸出電流命令連續矩陣訊號、反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及負載電壓連續矩陣訊號以轉換成複數離散矩陣訊號，多維量化電路電性連接離散電路以接收複數離散矩陣訊號，並根據多維量化電流控制演算法運算成反流器輸出電壓離散矩陣訊號以決定複數開關切換訊號，驅動電路電性連接多維量化電路以接收複數開關切換訊號轉換成複數開關驅動訊號，以及反流器電路電性連接驅動電路及負載，以接收複數開關驅動訊號以驅動負載，負載傳送反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及負載電壓連續矩陣訊號至離散電路。

一種多相反流器控制裝置之輸出電流控制方法，包括下列步驟：接收反流器輸出電流命令連續矩陣訊號、反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及負載連續電壓矩陣訊號，各轉換成離散矩陣訊號，根據多維量化電流控制演算法，將複數離散矩陣訊號運算成反流器輸出電壓離散矩陣訊號以決定複數開關切換訊號，根據複數開關切換訊號，產生複數開關驅動訊號進而產生反流器輸出電流，以決定查表之組態驅動至少一負載，以及由負載產生反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及負載電壓連續矩陣訊號。

底下藉由具體實施例配合所附的圖式詳加說明，當更容易瞭解本發明之目的、技術內容、特點及其所達成之功效。

【實施方式】

本發明之實施方式及其所欲解決之問題、解決問題之技術手段及對照先前技術之功效，於詳細說明並同時參考圖式可一一呈現，本發明所揭示之一種運算模式以及電路裝置的實現方法，可以因應不同頻率與不同振幅之多相反流器輸出電流命令，演算出最適切的開關切換訊號以產生反流器輸出電流，其原理為係採用多維回授量化電流控制法則（multi-dimensional feedback quantization current control, MDFQCC），以電流誤差能量最佳化判斷法則來產生出開關切換訊號。

關於本發明之實施方式，請參閱第 2 圖，以說明多相反流器控制裝置示意圖，本發明係提出一種多相反流器控制裝置 30，用以驅動至少一負載 32，本發明於此為了在說明上清楚釋意，故列舉三相做為較佳實施方式，如第 2 圖所示，負載 32 每一相皆具有負載電壓 e 、電阻 r 、負載側等效電感 L 及負載連接中性點 n ，然而其負載 32 並不限定其負載形式，可依據實際應用而使用各形式多相連接負載且不限於 Δ 接或 Y 接負載。

並且由此負載 32 產生反流器輸出電流回授連續矩陣訊號 $i(t)$ 及負載電壓連續矩陣訊號 $e(t)$ 。此多相反流器控制裝置 30，至少包括：離散電路 34、多維量化電路 36、驅動電路 38 及反流器電路 40；其中反流器電路 40 電性連接負載 32 且離散電路 34 係用於接收反流器輸出電流命令連續矩陣訊號 $i^*(t)$ 、反流器輸出電流回授連續矩陣訊號 $i(t)$ 及負載電壓連續矩陣訊號 $e(t)$ 。

隨後於離散電路 34 中，使反流器輸出電流命令連續矩陣訊號 $i^*(t)$ 、反流器輸出電流回授連續矩陣訊號 $i(t)$ 及負載電壓連續矩陣訊號 $e(t)$ ，各轉換成離散矩陣訊號，可得到反流器輸出電流命令離散矩陣訊號 $i^*[n]$ 、反流器輸出

電流回授離散矩陣訊號 $i[n]$ 及負載電壓離散矩陣訊號 $e[n]$ ；多維量化電路 36 電性連接離散電路 34，以接收反流器輸出電流命令離散矩陣訊號 $i^*[n]$ 、反流器輸出電流回授離散矩陣訊號 $i[n]$ 及負載電壓離散矩陣訊號 $e[n]$ ，並根據多維量化電流控制演算法運算成最佳反流器輸出電壓離散矩陣訊號 $v[n]$ ，此時藉由多維量化電路 36 所內建查表單元 46，產生開關切換訊號 $S_a^+ \sim S_c^-$ ，並傳送至驅動電路 38；驅動電路 38 電性連接多維量化電路 36，以接收開關切換訊號 $S_a^+ \sim S_c^-$ 以產生開關驅動訊號 $G_a^+ \sim G_c^-$ ；反流器電路 40 電性連接驅動電路 38 及負載 32，反流器電路 40 在接收到最適切的開關切換訊號 $G_a^+ \sim G_c^-$ ，據以切換反流器電路 40 內的上臂開關 42 及下臂開關 44，產生輸出電壓跨於負載 32，產生反流器輸出電流。最後，負載 32 電性連接離散電路 34 及反流器電路 40。

本實施方式雖於詳細說明及圖式當中僅列舉三相負載 32 做說明，然而當負載 32 之相數若為五相時，其實施原理皆相同且明確，故不再贅述。

其中，反流器電路 40 至少具有上臂開關 42 及下臂開關 44，其中上臂開關 42 串聯下臂開關 44，直流電壓源 V_{dc} 並聯上臂開關 42 及下臂開關 44，上臂開關 42 至少具有 A 相上臂開關 T_a^+ 、B 相上臂開關 T_b^+ 及 C 相上臂開關 T_c^+ ，反流器下三臂開關 44 至少具有 A 相下臂開關 T_a^- 、B 相下臂開關 T_b^- 及 C 相下臂開關 T_c^- ，且 A 相上臂開關 T_a^+ 串聯 A 相下臂開關 T_a^- 、B 相上臂開關 T_b^+ 串聯 B 相下臂開關 T_b^- 、C 相上臂開關 T_c^+ 串聯 C 相下臂開關 T_c^- 。

繼續參閱第 2 圖，查表單元 46 具有 2^n 種開關訊號組態如下表一，由於本實施方式係以三相負載做為舉例說明，因此內建 $2^3=8$ 的開關組態，其中上標 n 係為上臂開關 42 及下臂開關 44 之對等數量關係，因此，當負載 32

之相數若為五相時，其上標 n 即設定為 5，上臂開關 42 及下臂開關 44 亦各具有 5 個開關，且同樣內建 $2^5=32$ 的開關組態於查表單元 46，其實施原理皆相同且明確，而在表一的每一種開關狀態所對應之相電壓 (phase-to-phase voltage) v_{an} 、 v_{bn} 及 v_{cn} ，以表一的 NO.2 為例，演算結果反流器輸出電壓離散矩陣訊號 $v[n]$ 係為 $v_{an}=2/3 V_{dc}$ 、 $v_{bn}=-1/3 V_{dc}$ 、 $v_{cn}=-1/3 V_{dc}$ 時，A 相上臂開關切換訊號 S_a^+ 為導通 (On)、A 相下臂開關切換訊號 S_a^- 為截止 (Off)、B 相上臂開關訊號 S_b^+ 為截止 (Off)、B 相下臂開關訊號 S_b^- 為導通 (On)、C 相上臂開關訊號 S_c^+ 為截止 (Off) 及 C 相下臂開關訊號 S_c^- 為導通 (On)。

表一

No.	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	S_a^+	S_a^-	S_b^+	S_b^-	S_c^+	S_c^-
1	0	0	0	Off	On	Off	On	Off	On
2	$2/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	On	Off	Off	On	Off	On
3	$1/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$-2/3 V_{dc}$	On	Off	On	Off	Off	On
4	$-1/3 V_{dc}$	$2/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	Off	On	On	Off	Off	On
5	$-2/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	Off	On	On	Off	On	Off
6	$-1/3 V_{dc}$	$-1/3 V_{dc}$	$2/3 V_{dc}$	Off	On	Off	On	On	Off
7	$1/3 V_{dc}$	$-2/3 V_{dc}$	$1/3 V_{dc}$	On	Off	Off	On	On	Off
8	0	0	0	On	Off	On	Off	On	Off

接續，同時參閱第 3 圖及第 4 圖，參閱同時輔以第 2 圖，以說明多相反流器控制裝置之控制方法流程圖及多維量化電流控制演算法流程圖。如圖所示，一種多相反流器控制裝置之控制方法，係用以驅動至少一負載 32，其負載 32 可為多相 Δ 連接或 Y 連接負載，並由負載 32 產生反流器輸出電流回授連續矩陣訊號 $i(t)$ 及負載電壓連續矩陣訊號 $e(t)$ ，其中負載電壓與負載電流之電性關係可由式(1)及式(2)表示：

$$\mathbf{v}(t) = \begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{di_b(t)}{dt} \\ \frac{di_c(t)}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a(t) \\ e_b(t) \\ e_c(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\Rightarrow \mathbf{v}(t) = r\mathbf{i}(t) + L \frac{d\mathbf{i}(t)}{dt} + \mathbf{e}(t) \quad (2)$$

其中式(1)及式(2)中的 t 為時間、 v_{an} 係為A相反流器輸出電壓、 v_{bn} 係為B相反流器輸出電壓、 v_{cn} 係為C相反流器輸出電壓、 r 為負載側等效電阻、 i_a 係為A相反流器輸出電流、 i_b 係為B相反流器輸出電流、 i_c 係為C相反流器輸出電流、 L 為負載側等效電感、 e_a 係為A相負載電壓、 e_b 係為B相負載電壓、 e_c 係為C相負載電壓以及 $\mathbf{v}(t)$ 係為反流器輸出電壓矩陣。

如第2圖、第3圖及第4圖所示，本發明所揭示之多相反流器控制裝置之控制方法，包括下列步驟：如步驟S50，離散電路34接收反流器輸出電流命令連續矩陣訊號 $\mathbf{i}^*(t)$ 、反流器輸出電流回授連續矩陣訊號 $\mathbf{i}(t)$ 及負載電壓連續矩陣訊號 $\mathbf{e}(t)$ 以轉換成複數離散矩陣訊號，其中此複數離散矩陣訊號即係為離散電路34於步驟S50中，將所接收到的反流器輸出電流命令連續矩陣訊號 $\mathbf{i}^*(t)$ 、反流器輸出電流回授連續矩陣訊號 $\mathbf{i}(t)$ 及負載電壓連續矩陣訊號 $\mathbf{e}(t)$ 以分別對應轉換成的反流器輸出電流命令離散矩陣訊號 $\mathbf{i}^*[n]$ 、反流器輸出電流回授離散矩陣訊號 $\mathbf{i}[n]$ 及負載電壓離散矩陣訊號 $\mathbf{e}[n]$ ；如步驟S52，根據多維量化電流控制演算法將反流器輸出電流命令離散矩陣訊號 $\mathbf{i}^*[n]$ 、反流器輸出電流回授離散矩陣訊號 $\mathbf{i}[n]$ 及負載電壓離散矩陣訊號 $\mathbf{e}[n]$ 之離散訊號運算成反流器輸出電壓離散矩陣 $\mathbf{v}[n]$ 。

如第4圖所示，其中如步驟S52所述之多維量化電流控制演算法，係包括下列步驟：如步驟S522，將反流器輸出電流命令離散矩陣訊號 $\mathbf{i}^*[n]$ 、

反流器輸出電流回授離散矩陣訊號 $i[n]$ 及負載電壓離散矩陣訊號 $e[n]$ 形成狀態空間表示式；如步驟 S524，由狀態空間表示式找出對應最小之誤差能量訊號 $E(n)$ ，以及如步驟 S526 根據誤差能量訊號 $E(n)$ ，以決定反流器輸出電壓離散矩陣訊號 $v[n]$ ，其中狀態空間表示式如式(3)及式(4)所示：

$$x[n+1] = A \cdot x[n] + B \cdot i^*[n] - B \cdot i[n-1] + \frac{T_s}{L} B \cdot (e[n] - v[n]) \quad (3)$$

$$E(n) = v[n] \left[\begin{aligned} &2D \cdot i[n-1] - 2C \cdot x[n] - 2D \cdot i^*[n] \\ &+ \frac{T_s}{L} D \cdot v[n] + 2 \frac{T_s}{L} D \cdot e[n] \end{aligned} \right] \quad (4)$$

，其中式(3)及式(4)中的 $x[n]$ 係為 $3m \times 1$ 產生狀態變數矩陣、 ABC 及 D 係為 $3m \times 3m$ 參數矩陣，其中 m 係為正整數階次、 $i^*[n]$ 係為反流器輸出電流命令離散矩陣訊號、 $i[n]$ 係為反流器輸出電流回授離散矩陣訊號、 T_s 係為離散取樣週期、 L 係為負載側等效電感、 $e[n]$ 係為負載電壓離散矩陣訊號、 $v[n]$ 係為反流器輸出電壓離散矩陣訊號以及 $E(n)$ 係為誤差能量訊號。其中反流器輸出電壓離散矩陣訊號 $v[n]$ ，可由 A 相反流器輸出電壓 v_{an} 、B 相反流器輸出電壓 v_{bn} 及 C 相反流器輸出電壓 v_{cn} 表示，而開關訊號 $S_a^+ \sim S_c^-$ 由查表單元 46 所對應之數種組態表示；如第 5 圖所示，於步驟 S522 將反流器輸出電流命令離散矩陣訊號 $i^*[n]$ 、反流器輸出電流回授離散矩陣訊號 $i[n]$ 及負載電壓離散矩陣訊號 $e[n]$ 形成一狀態空間表示式時，係根據查表單元 46 所內建之查表所對應的數種開關切換訊號組態，找出對應最小誤差能量訊號 $E(n)$ ，以決定開關切換訊號 $S_a^+ \sim S_c^-$ ；接續如第 3 圖所示之步驟 S54，根據複數開關切換訊號 $S_a^+ \sim S_c^-$ ，產生複數開關驅動訊號 $G_a^+ \sim G_c^-$ 進而產生反流器輸出電流以決定反流器電路 40 狀態進而驅動負載 32，接續，如步驟 S56，由負載 32

產生反流器輸出電流回授連續矩陣訊號 $i(t)$ 及負載電壓連續矩陣訊號 $e(t)$ ，最後如步驟 S58 返回步驟 S50。

參閱第 5 圖、第 6 圖及第 7 圖，以說明本發明與弦波脈波寬度調變及多維回授量化調變系統之切換次數比較圖、轉換效率比較圖及諧波失真比較圖，如圖所示，可直接看出本發明多維回授量化電流控制法則（multi-dimensional feedback quantization current control, MDFQCC）與弦波脈波寬度調變及多維回授量化調變系統的比較，於第 5 圖中係為三種電流控制弦波脈波寬度調變、多維回授量化調變系統及多維回授量化電流控制法則的開關切換次數比較圖（負載 100Ω ），而第 6 圖係為三相反流器輸出至發電機負載電阻上的能量轉換效率（負載 100Ω ）以及第 7 圖係為電總電流諧波失真比較圖，於負載及控制參數部份，弦波脈波寬度調變三角波頻率可依照使用者所需設定（需考慮開關切換次數），但多維回授量化調變系統與本發明沒有三角波，因此取而代之的是運算頻率 $f_s = n f_{tri}$ ，其運算頻率設定為三角波的 n 倍。在模擬上雖然不會有多相反流器因為上下臂同時導通而造成電流瞬間上升，導致多相開關損毀的情況發生。但在實際上本發明必須加入防鎖死時間（dead time），以防止開關損毀。而多維回授量化調變系統與本發明的模擬主要是著眼於負載穩態，分別在不同的穩態轉速下記錄其電流波形。在模擬中本發明區分 6 個轉速分別為 $500rpm$ 、 $1000rpm$ 、 $1500rpm$ 、 $2000rpm$ 、 $2500rpm$ 與 $3000rpm$ 。由第 5 圖可發現，習知所提之多維回授量化調變系統開關切換次數為最少的，而本發明所提之多相反流器控制裝置之控制方法次之，傳統弦波脈波寬度調變開關切換次數最多，這樣的現象告訴本發明的開關切換能量損失會比傳統弦波脈波寬度調變來的

少。而由第 6 圖可發現本發明之驅動電路輸出至負載電阻上的能量轉換效率最高，其原因係因為在多維回授量化電流控制法則中電流控制之電流追隨因無使用比例積分控制器（或稱 PI 控制器）而達到良好的相位追隨。因此在同樣的轉速下，因輸出至負載的功率相同而又因為多維回授量化電流控制法則相位追隨較佳，故驅動端負載所需輸入功率較另外兩種電流控制來的小，使得驅動電路不需因為電流相位落後輸出額外的功率使負載轉至本發明所要求的轉速，因此在轉換效率上有較高的價值。而本發明亦因為沒有使用比例積分控制器使得運算資源使用大小來說，多維回授量化電流控制法則為最省資源空間的一種三相電流控制方式。最後，如第 7 圖所示，電流諧波失真依照大小排序下來總電流諧波失真係為多維回授量化電流控制法則>多維回授量化調變系統>弦波脈波寬度調變器。因此若想改善本發明的總電流諧波失真，可從離散濾波器加以改變，不同的離散濾波器會使得狀態空間的定值矩陣有所不同因而造成輸出電流在諧波上的分佈會有所差異。

綜上所述，本發明所揭示之多相反流器控制裝置，藉由離散電路將訊號經由多維量化電路進行處理，如此可得到一組可降低多相反流器控制裝置輸出諧波失真的最佳開關切換訊號，且開關切換的次數也相較於習知技術減少，因此，多相反流器控制裝置在運作時，其功率消耗將可大幅地改善。

雖然，本發明前述之實施例揭露如上，然其並非用以限訂本發明。在不脫離本發明之精神和範圍內所為之更動與潤飾，均屬於本發明專利範圍之主張。關於本發明所界定之專利範圍請參考所附之請求項。

【圖式簡單說明】

第 1 圖係為習知之多維回授量化調變系統示意圖。

第 2 圖係為多相反流器控制裝置示意圖。

第 3 圖係為多相反流器控制裝置之控制方法流程圖。

第 4 圖係為多維量化電流控制演算法流程圖。

第 5 圖係為本發明與弦波脈波寬度調變及多維回授量化調變系統之切換次數比較圖。

第 6 圖係為本發明與弦波脈波寬度調變及多維回授量化調變系統之轉換效率比較圖。

第 7 圖係為本發明與弦波脈波寬度調變及多維回授量化調變系統之諧波失真比較圖。

【主要元件符號說明】

- 10 頻帶重整濾波器
- 12 最佳化演算單元
- 14 映射降階單元
- 18 驅動訊號產生單元
- 20 二維還原三維方塊
- 30 多相反流器控制裝置
- 32 負載
- 34 離散電路
- 36 多維量化電路
- 38 驅動電路

- 40 反流器電路
- 42 上臂開關
- 44 下臂開關
- 46 查表單元
- $i^*(t)$ 反流器輸出電流命令連續矩陣訊號
- $i(t)$ 反流器輸出電流回授連續矩陣訊號
- $e(t)$ 負載電壓連續矩陣訊號
- T_s 離散取樣週期
- $i^*[n]$ 反流器輸出電流命令離散矩陣訊號
- $i[n]$ 反流器輸出電流回授離散矩陣訊號
- $e[n]$ 負載電壓離散矩陣訊號
- $E(n)$ 誤差能量訊號
- $v[n]$ 反流器輸出電壓離散矩陣訊號
- S_a^+ A 相上臂開關切換訊號
- S_b^+ B 相上臂開關切換訊號
- S_c^+ C 相上臂開關切換訊號
- S_a^- A 相下臂開關切換訊號
- S_b^- B 相下臂開關切換訊號
- S_c^- C 相下臂開關切換訊號
- G_a^+ A 相上臂開關驅動訊號
- G_b^+ B 相上臂開關驅動訊號
- G_c^+ C 相上臂開關驅動訊號

G_a^-	A 相下臂開關驅動訊號
G_b^-	B 相下臂開關驅動訊號
G_c^-	C 相下臂開關驅動訊號
T_a^+	A 相上臂開關
T_b^+	B 相上臂開關
T_c^+	C 相上臂開關
T_a^-	A 相下臂開關
T_b^-	B 相下臂開關
T_c^-	C 相下臂開關
V_{dc}	直流電壓源
e_a	A 相負載電壓
e_b	B 相負載電壓
e_c	C 相負載電壓
i_a	A 相反流器輸出電流
i_b	B 相反流器輸出電流
i_c	C 相反流器輸出電流
r	負載側等效電阻
L	負載側等效電感
n	負載連接中性點
v_{an}	A 相反流器輸出電壓
v_{bn}	B 相反流器輸出電壓
v_{cn}	C 相反流器輸出電壓

七、申請專利範圍：

1. 一種多相反流器控制裝置，用以驅動至少一負載，該負載產生一反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及一負載電壓連續矩陣訊號，該多相反流器控制裝置，至少包括：
 - 一離散電路，以接收一反流器輸出電流命令連續矩陣訊號、該反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及該負載電壓連續矩陣訊號以轉換成複數離散矩陣訊號，其中該等離散矩陣訊號至少具有一反流器輸出電流離散命令矩陣訊號、一反流器輸出電流回授離散矩陣訊號及一負載電壓離散矩陣訊號，係由該離散電路接收該反流器輸出電流命令連續矩陣訊號、該反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及該負載電壓連續矩陣訊號，分別轉換成該反流器輸出電流離散命令矩陣訊號、該反流器輸出電流回授離散矩陣訊號及該負載電壓離散矩陣訊號；
 - 一多維量化電路，電性連接該離散電路，以接收該等離散矩陣訊號，並根據一多維量化電流控制演算法運算成反流器輸出電壓離散矩陣訊號以決定複數開關切換訊號，其中該多維量化電流控制演算法係將該反流器輸出電流離散命令矩陣訊號、該反流器輸出電流回授離散矩陣訊號及該負載電壓離散矩陣訊號形成一狀態空間表示式，並由該狀態空間表示式找出對應最小之一誤差能量訊號，以根據該誤差能量訊號產生該反流器輸出電壓離散矩陣訊號；
 - 一驅動電路，電性連接該多維量化電路，以接收該等開關切換訊號轉換成複數開關驅動訊號；以及
 - 一反流器電路，電性連接該驅動電路及該負載，接收該等開關驅動訊號

以驅動該負載，該負載傳送該反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及該負載電壓連續矩陣訊號至該離散電路。

2. 如請求項 1 所述之多相反流器控制裝置，其中該反流器電路至少具有一上臂開關及一下臂開關，該上臂開關串聯該下臂開關，具有 2^n 種開關訊號組態，其中上標 n 係為該上臂開關及該下臂開關之對等數量。
3. 如請求項 2 所述之多相反流器控制裝置，其中該多維量化電路內建一查表單元，該查表單元具有 2^n 種開關訊號組態。
4. 如請求項 1 所述之多相反流器控制裝置之驅動裝置，其中該負載係為多相 Δ 型或多相 Y 型連接負載。
5. 一種多相反流器控制裝置之控制方法，用以驅動至少一負載，該負載產生一反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及一負載電壓連續矩陣訊號，該多相反流器控制裝置之控制方法，至少包括下列步驟：
 - (A)接收一反流器輸出電流命令連續矩陣訊號、該反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及該負載電壓連續矩陣訊號以轉換成複數離散矩陣訊號，其中該等離散矩陣訊號至少具有一反流器輸出電流離散命令矩陣訊號、一反流器輸出電流回授離散矩陣訊號及一負載電壓離散矩陣訊號，其係由接收該反流器輸出電流命令連續矩陣訊號、該反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及該負載電壓連續矩陣訊號後，分別轉換成該反流器輸出電流離散命令矩陣訊號、該反流器輸出電流回授離散矩陣訊號及該負載電壓離散矩陣訊號；
 - (B)根據一多維量化電流控制演算法將該等離散矩陣訊號運算成一反流器輸出電壓離散矩陣訊號以決定複數開關切換訊號，其中該多維量化

電流控制演算法更包括下列步驟：

將該反流器輸出電流離散命令矩陣訊號、該反流器輸出電流回授離散矩陣訊號及該負載電壓離散矩陣訊號形成一狀態空間表示式；

由該狀態空間表示式找出對應最小之一誤差能量訊號；以及

根據該誤差能量訊號產生該反流器輸出電壓離散矩陣訊號；

(C)根據該等開關切換訊號，產生複數開關驅動訊號進而產生反流器輸出

電流以決定一查表之組態驅動至少一負載；以及

(D)由該負載產生該反流器輸出電流回授連續矩陣訊號及該負載電壓連

續矩陣訊號，並返回步驟(A)。

6. 如請求項 5 所述之多相反流器控制裝置之控制方法，其中該狀態空間表示式為

$$x[n+1] = A \cdot x[n] + B \cdot i^*[n] - B \cdot i[n-1] + \frac{T_s}{L} B \cdot (e[n] - v[n])$$

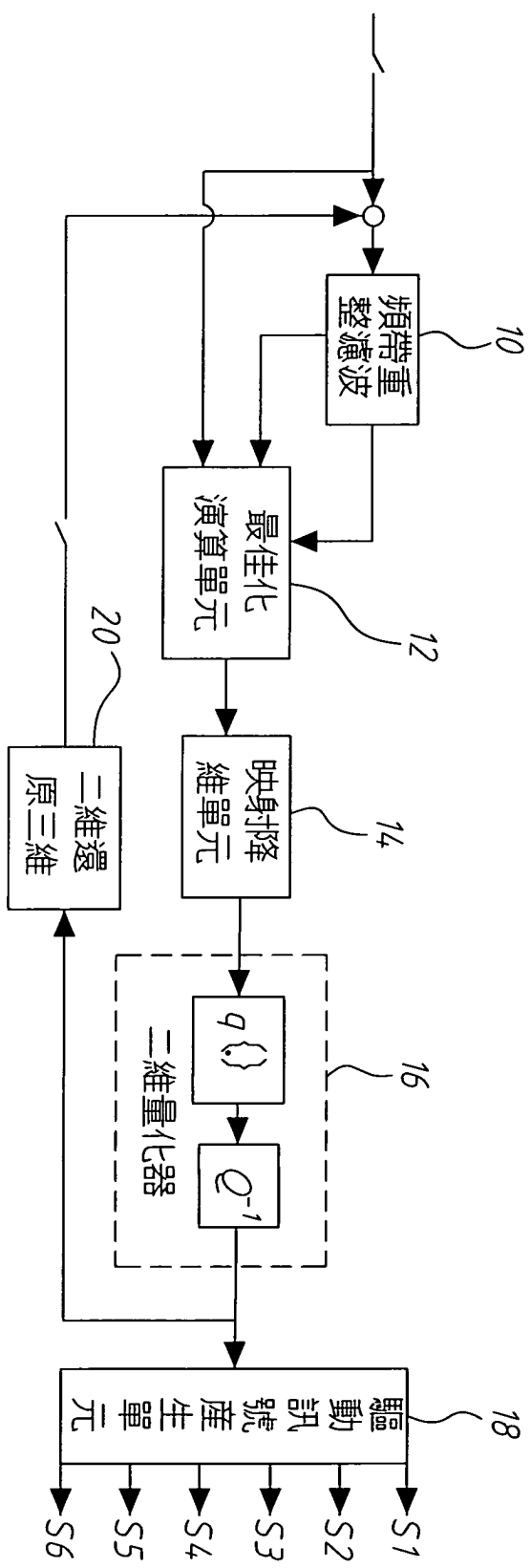
$$E(n) = v[n] \left(\begin{array}{l} 2D \cdot i[n-1] - 2C \cdot x[n] - 2D \cdot i^*[n] \\ + \frac{T_s}{L} D \cdot v[n] + 2 \frac{T_s}{L} D \cdot e[n] \end{array} \right)$$

，其中 $x[n]$ 係為 $3m \times 1$ 產生狀態變數矩陣、 A 、 B 、 C 及 D 係為 $3m \times 3m$ 參數矩陣，其中 m 係為正整數階次、 $i^*[n]$ 係為該反流器輸出電流命令離散矩陣訊號、 $i[n]$ 係為該反流器輸出電流回授離散矩陣訊號、 T_s 係為一離散取樣週期、 L 係為一負載側等效電感、 $e[n]$ 係為該負載電壓離散矩陣訊號、 $v[n]$ 係為該反流器輸出電壓離散矩陣訊號以及 $E(n)$ 係為該誤差能量訊號。

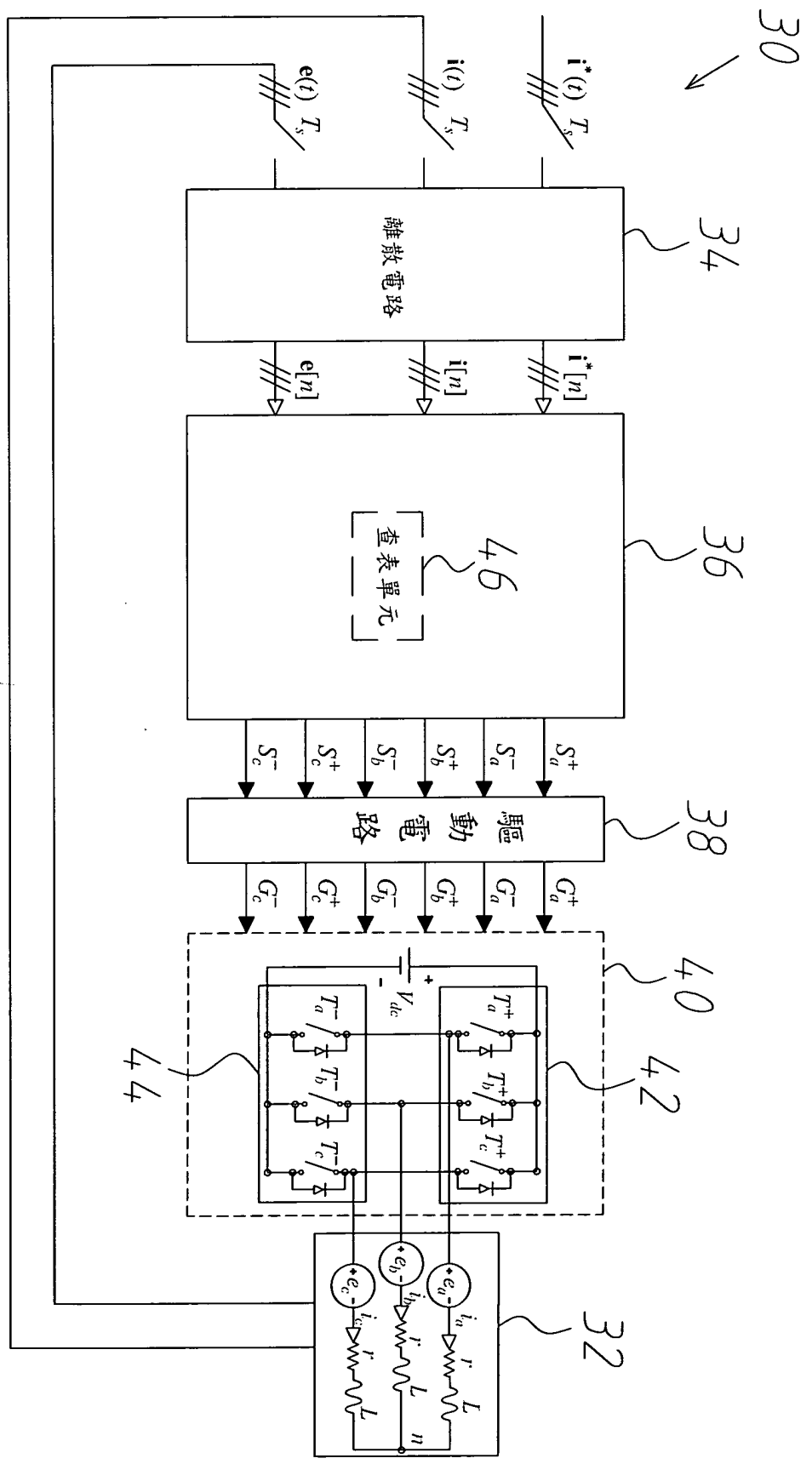
7. 如請求項 5 所述之多相反流器控制裝置之控制方法，其中該步驟(b)更包

括：於將該反流器輸出電流離散命令矩陣訊號、該反流器輸出電流回授離散矩陣訊號及該負載電壓離散矩陣訊號形成一狀態空間表示式時，以根據該查表所對應之數種開關訊號組態，找出對應最小該誤差能量訊號以決定該等開關切換訊號。

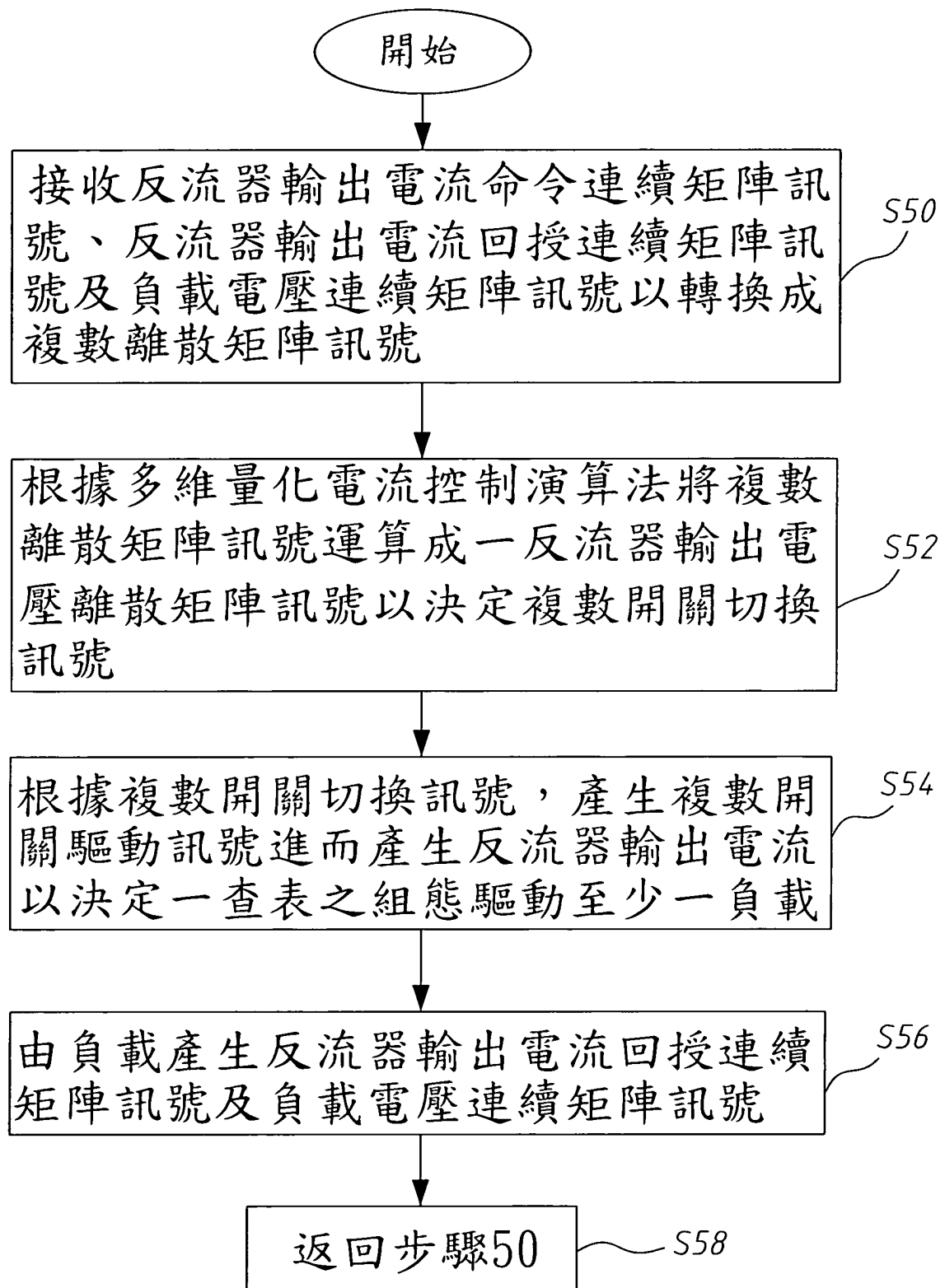
八、圖式：



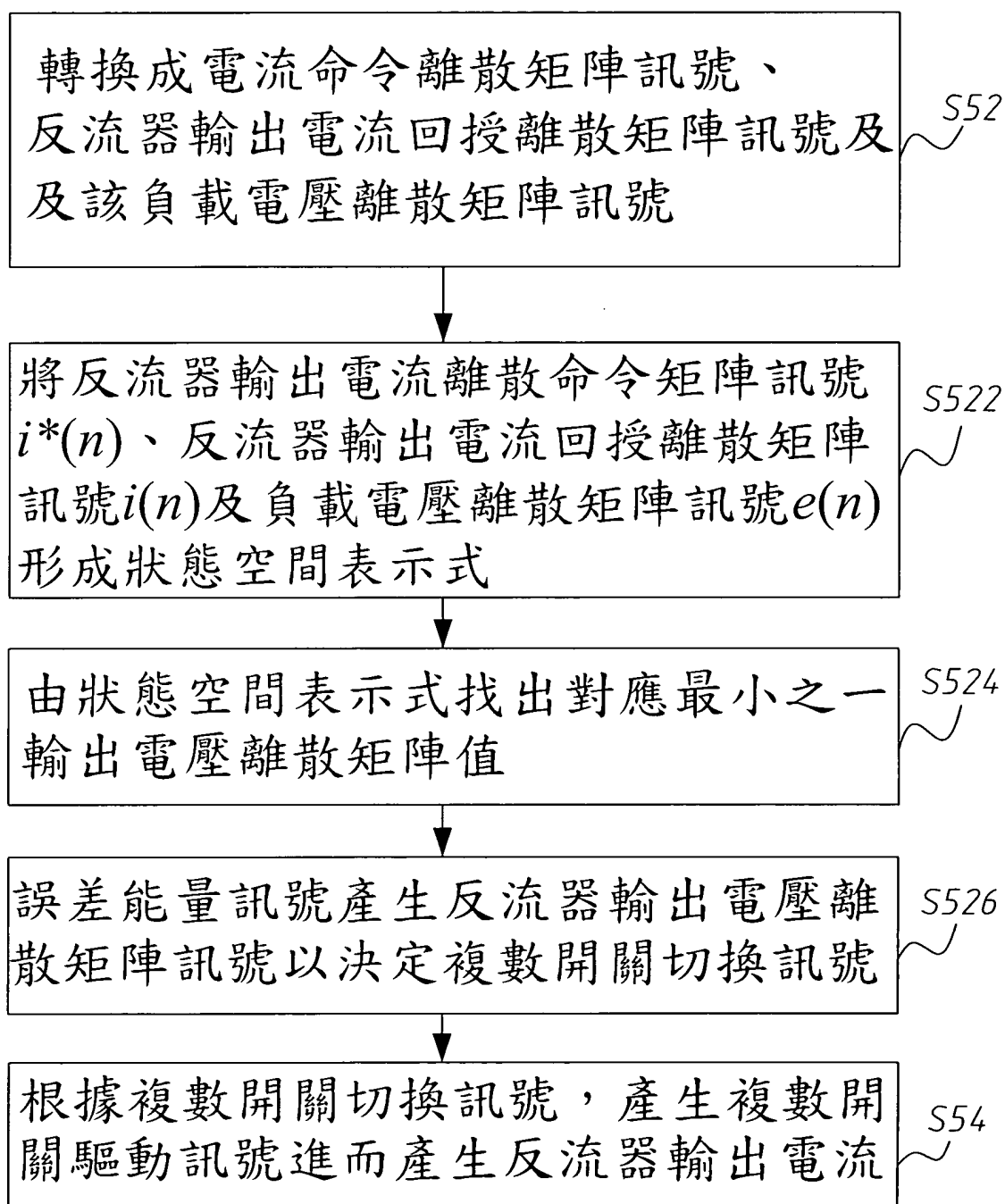
第 1 圖



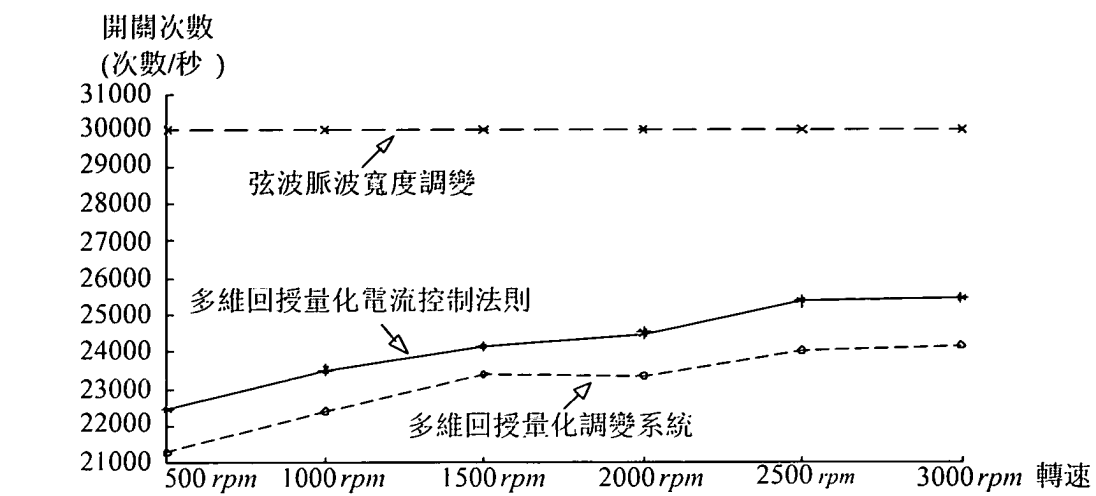
第 2 圖



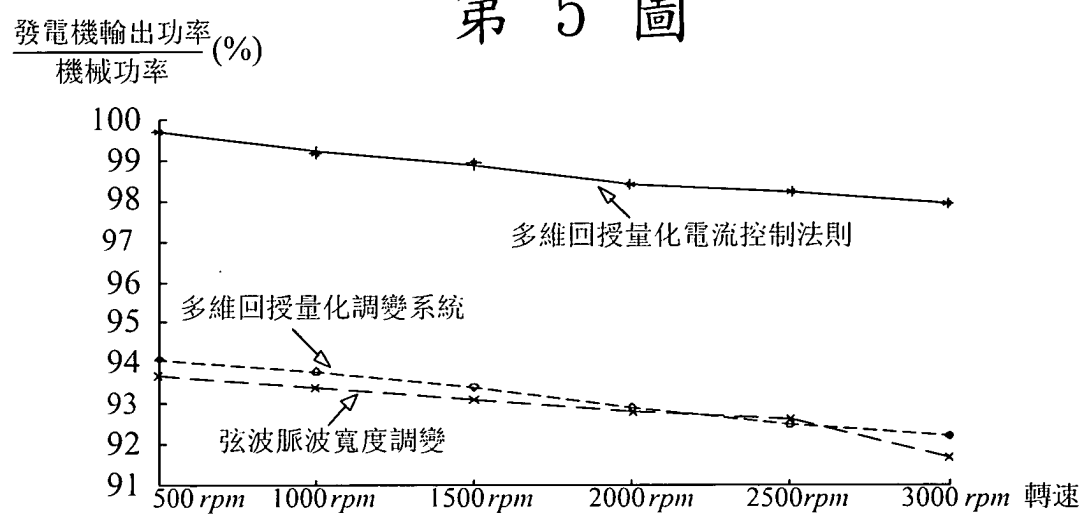
第 3 圖



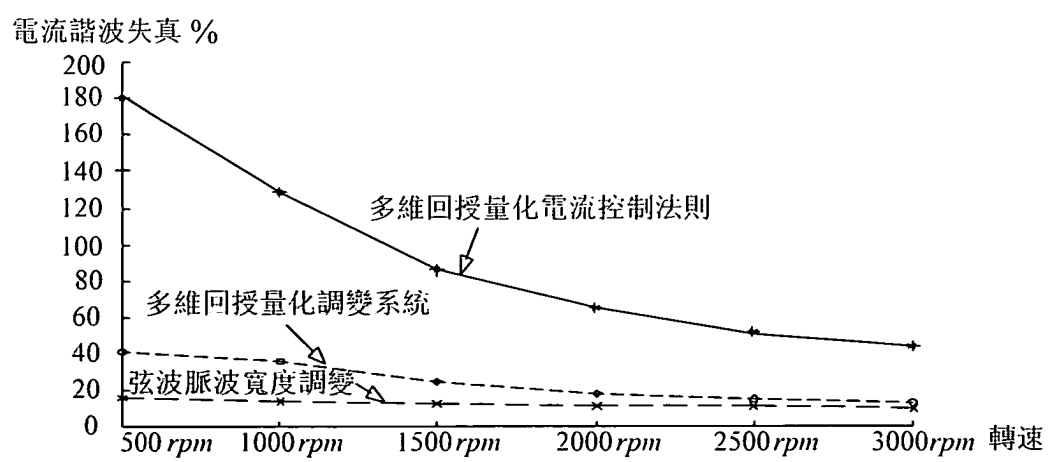
第 4 圖



第 5 圖



第 6 圖



第 7 圖