



(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 I392214B1

(45) 公告日：中華民國 102 (2013) 年 04 月 01 日

(21) 申請案號：098118543

(22) 申請日：中華民國 98 (2009) 年 06 月 04 日

(51) Int. Cl. : H02M7/53 (2006.01)

G05F1/10 (2006.01)

(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：胡竹生 (TW)；陳鏗元 (TW)

(74) 代理人：高玉駿；楊祺雄

(56) 參考文獻：

TW I261409

US 6885160B2

審查人員：黃釗田

申請專利範圍項數：39 項 圖式數：19 共 0 頁

(54) 名稱

多相直/交流轉換器之驅動裝置及驅動方法

(57) 摘要

一種多相直/交流轉換器之驅動方法，用於一驅動裝置中執行，該驅動裝置接收一參考輸入訊號，並根據參考輸入訊號產生一回授訊號，該回授訊號中具有多數個頻率成分，該驅動方法包含：(A)接收參考輸入訊號及回授訊號，並將兩者相減以產生一誤差訊號；(B)將誤差訊號中不屬於參考輸入訊號之頻率範圍的頻率成分衰減至最小，並產生一最佳化訊號；(C)對最佳化訊號進行量化以產生一驅動訊號；(D)輸出驅動訊號驅動多相直/交流轉換器，藉此所產生之驅動訊號可降低多相直/交流轉換器中開關切換次數及諧波失真，以節省多相直/交流轉換器運作時的功率消耗。

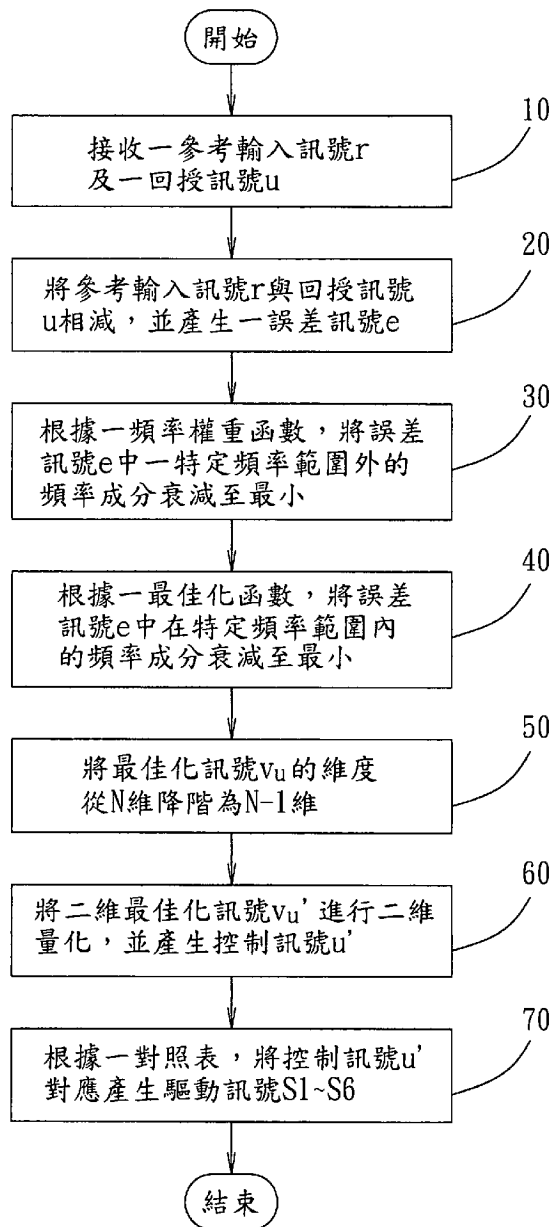


圖5

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： 098118543

※申請日： 98 6 4

※IPC 分類： H02M 7/53 (2006.01)

G05F 1/10 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

多相直/交流轉換器之驅動裝置及驅動方法

二、中文發明摘要：

一種多相直/交流轉換器之驅動方法，用於一驅動裝置中執行，該驅動裝置接收一參考輸入訊號，並根據參考輸入訊號產生一回授訊號，該回授訊號中具有多數個頻率成分，該驅動方法包含：(A)接收參考輸入訊號及回授訊號，並將兩者相減以產生一誤差訊號；(B)將誤差訊號中不屬於參考輸入訊號之頻率範圍的頻率成分衰減至最小，並產生一最佳化訊號；(C)對最佳化訊號進行量化以產生一驅動訊號；(D)輸出驅動訊號驅動多相直/交流轉換器，藉此所產生之驅動訊號可降低多相直/交流轉換器中開關切換次數及諧波失真，以節省多相直/交流轉換器運作時的功率消耗。

三、英文發明摘要：

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：圖 (5)。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

10~70 步驟

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】

本發明是有關於一種轉換器的驅動方法，特別是指一種多相直/交流轉換器的驅動方法。

【先前技術】

參閱圖 1，為習知一種三相直/交流轉換器(Three-phase Inverter)900，其中是利用六個電晶體開關 M1~M6 相互交替開關而產生適當的驅動電流，使得三相直/交流轉換器 900 之線電壓 (line-to-line voltage) V_{ab} 、 V_{bc} 及 V_{ca} (其中 $V_{ab}=V_a-V_b$ ， $V_{bc}=V_b-V_c$ ， $V_{ca}=V_c-V_a$) 輸出振幅相同且彼此相位互差 120 度之正弦交流電。

然而，三相直/交流轉換器 900 需要與一驅動裝置 950 配合使用，驅動裝置 950 用以輸出控制電晶體開關 M1~M6 動作的驅動訊號 S1~S6，而判斷驅動裝置 950 之優劣主要有幾項指標：電源使用率、諧波失真(Harmonic Distortion)以及電晶體開關 M1~M6 之開關切換的次數。

習知的驅動裝置 950 主要有正弦脈波寬度調變器 (Sinusoidal Pulse-Width Modulator，以下簡稱 SPWM) 及空間向量脈波調變器 (Space Vector Pulse-Width Modulator，以下簡稱 SVPWM) 兩種，但是 SPWM 的電源使用效率較低且會產生較大的諧波，因此，SVPWM 為現今常用之三相直/交流轉換器 900 的驅動裝置 950。

但是，SPWM 及 SVPWM 所產生之開關切換次數一旦在其載波頻率(carrier frequency)確定之後，即無法變更，使

得電晶體開關 M1~M6 在切換時所產生的能量消耗無法降低，也造成三相直/交流轉換器 900 的效能無法提高。

【發明內容】

因此，本發明之目的，即在提供一種可以降低開關切換次數及諧波失真的多相直/交流轉換器之驅動方法。

於是，本發明多相直/交流轉換器之驅動方法，應用於一驅動裝置中執行，用以驅動一多相直/交流轉換器，該驅動裝置接收一參考輸入訊號，並根據參考輸入訊號產生一回授訊號，該回授訊號中具有多數個頻率成分，該驅動方法包含以下步驟：

(A)接收參考輸入訊號及回授訊號，並將兩者相減以產生一誤差訊號；

(B)將誤差訊號中不屬於參考輸入訊號之頻率範圍的頻率成分衰減至最小，並產生一最佳化訊號；

(C)對最佳化訊號進行量化以產生一驅動訊號；及

(D)輸出驅動訊號驅動多相直/交流轉換器。

進一步，步驟(B)包括：步驟(B-1)，根據一頻率權重函數，將誤差訊號中一特定頻率範圍外的頻率成分衰減至最小；及步驟(B-2)，根據一最佳化函數，將誤差訊號中在特定頻率範圍內的頻率成分衰減至最小，並產生該最佳化訊號。

較佳地，頻率權重函數符合以下公式：

$$x(k+1) = Ax(k) + Be(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + De(k)$$

其中， $x \in R^{Nn \times Nn}$ 為一驅動裝置中執行步驟(B-1)的一權重濾波電路之狀態參數，A、B、C及D為一權重參數且 $A \in R^{Nn \times Nn}$ 、 $B \in R^{Nn \times N}$ 、 $C \in R^{N \times Nn}$ 及 $D \in R^{N \times N}$ ，N為該多相直/交流轉換器的相位個數。

最佳化函數符合以下公式：

$$V = y(k)^T P y(k)$$

其中P為一可規劃的設計參數，且 $P^T = P > 0$ ，T為轉置運算，最佳化訊號可使最佳化函數之值為最小。

進一步，驅動方法還包含一介於步驟(B)與步驟(C)之間的步驟(E)，對最佳化訊號進行降階。

較佳地，最佳化訊號的維度為N，且 $N=3$ ，且步驟(E)包括將最佳化訊號的維度從N維降階為N-1維。

較佳地，步驟(E)中是利用以下方程式進行降階：

$$v_u' = Q^{-1} Q^{-T} R^T D^T P v_u$$

其中， v_u 為三維的最佳化訊號， v_u' 為二維的最佳化訊號， $Q^T Q = R^T D^T P D R$ ， $Q \in R^{2 \times 2}$ ，P為一可規劃的設計參數，且 $P^T = P > 0$ ，T為轉置運算， $D \in R^{3 \times 3}$ 為一權重參數，

$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^T$ 為一可規劃的設計參數。

較佳地，步驟(C)中具有：步驟(C-1)，將降階後的最佳化訊號量化成一控制訊號；及步驟(C-2)，根據一對照表，將控制訊號對應產生驅動訊號。

此外，在步驟(C-1)中，量化最佳化訊號所得的一控制

訊號為 $[1 \ 0]^T$ 、 $[0 \ 1]^T$ 、 $[1 \ -1]^T$ 、 $[0 \ 0]^T$ 、 $[-1 \ 1]^T$ 、 $[0 \ -1]^T$ 及 $[-1 \ 0]^T$ 其中之一。

較佳地，步驟(C)中亦可具有：步驟(C-1)，將該最佳化訊號量化成該回授訊號；步驟(C-2)，根據一對照表，將該回授訊號對應轉換成該驅動訊號。

進一步地，步驟(C-1)具有：步驟(C-1a)，將最佳化訊號進行排序並產生一第一排序參數；步驟(C-1b)，將排序後的最佳化訊號進行減法運算產生一差量訊號；步驟(C-1c)，將差量訊號進行排序並產生一第二排序參數；步驟(C-1d)，根據第一排序參數、第二排序參數及一參考矩陣產生一參考回授訊號；步驟(C-1e)，將參考回授訊號轉換為回授訊號。

進一步，步驟(C-1a)是將最佳化訊號中的向量以大到小進行排序，而步驟(C-1c)是將差量訊號中的向量以大到小進行排序。

進一步，步驟(C-1b)中的減法運算是符合以下公式：

$$d = \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{v}_u \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{v}_u \\ 0 \end{bmatrix} \in R^{(N+1) \times 1}$$

其中， \hat{v}_u 為排序後的最佳化訊號。

進一步，步驟(C-1d)是根據以下方程式產生參考回授訊號：

$$\hat{u} = P_{m1}^T \hat{D} P_{m2}^T$$

其中， \hat{u} 為參考回授訊號、 P_{m1} 為第一排序參數、 P_{m2} 為第二排序參數，及 \hat{D} 為參考矩陣。

再者，參考矩陣為 $\hat{D} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \in R^{N \times (N+1)}$ 。

進一步，步驟(C-1e)中參考回授訊號是根據以下公式進行轉換：

$$u = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{u} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

其中， \hat{u} 為該參考回授訊號， $\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 與 $\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$ 皆

為一常數矩陣。

本發明之另一目的，即在提供一種可以產生降低開關切換次數及諧波失真的驅動訊號的多相直/交流轉換器之驅動裝置。

本發明多相直/交流轉換器之驅動裝置，用以驅動一多相直/交流轉換器，接收一參考輸入訊號，並根據參考輸入訊號產生一回授訊號，該回授訊號中具有多數個頻率成分，該驅動裝置包含一減法電路、一濾波模組及一量化模組。

減法電路，用以將參考輸入訊號及回授訊號相減以產生一誤差訊號；濾波模組耦接於減法電路，用以將誤差訊

號中不屬於參考輸入訊號之頻率範圍的頻率成分衰減至最小，並產生一最佳化訊號；量化模組耦接於濾波模組，用以對最佳化訊號進行量化以產生一驅動訊號，並輸出該驅動訊號驅動多相直/交流轉換器。

較佳地，濾波模組包括一權重濾波電路及一最佳化電路，權重濾波電路耦接於減法電路，用以根據一頻率權重函數，將誤差訊號中一特定頻率範圍外的頻率成分衰減至最小，而最佳化電路則耦接於權重濾波電路與量化模組，用以根據一最佳化函數，將誤差訊號中該特定頻率範圍內的頻率成分衰減至最小。

上述頻率權重函數符合以下公式：

$$x(k+1) = Ax(k) + Be(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + De(k)$$

其中， $x \in R^{Nn \times Nn}$ 為一權重濾波電路之狀態參數，A、B、C 及 D 為一權重參數且 $A \in R^{Nn \times Nn}$ 、 $B \in R^{Nn \times N}$ 、 $C \in R^{N \times Nn}$ 及 $D \in R^{N \times N}$ ，N 為該多相直/交流轉換器的相位個數。

最佳化函數符合以下公式：

$$V = y(k)^T P y(k)$$

其中 P 為一可規劃的設計參數，且 $P^T = P > 0$ ，T 為轉置運算，且最佳化訊號可使最佳化函數之值為最小。

較佳地，量化模組包括一映射降階電路及一量化單元，映射降階電路耦接於濾波模組，用以將最佳化訊號進行降階，量化單元則耦接於映射降階電路，用以對降階後的最佳化訊號進行量化以產生驅動訊號。

較佳地，最佳化訊號的維度為 N ，且 $N=3$ ，而映射降階電路是將最佳化訊號的維度從 N 維降階為 $N-1$ 維。

上述映射降階電路是利用以下方程式進行降階：

$$v_u' = Q^{-1}Q^{-T}R^T D^T P v_u$$

其中， v_u 為三維的最佳化訊號， v_u' 為二維的最佳化訊號， $Q^T Q = R^T D^T P D R$ ， $Q \in R^{2 \times 2}$ ， P 為一可規劃的設計參數，且 $P^T = P > 0$ ， T 為轉置運算， $D \in R^{3 \times 3}$ 為一權重參數，

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^T \text{ 為一可規劃的設計參數。}$$

量化單元中具有一量化電路及一驅動訊號產生電路，量化電路耦接於映射降階電路，用以將降階後最佳化訊號量化成一控制訊號，而驅動訊號產生電路耦接於量化電路，用以根據一對照表，將控制訊號對應轉換成驅動訊號。

此外，將降階後最佳化訊號量化成的控制訊號為 $[1 \ 0]^T$ 、 $[0 \ 1]^T$ 、 $[1 \ -1]^T$ 、 $[0 \ 0]^T$ 、 $[-1 \ 1]^T$ 、 $[0 \ -1]^T$ 及 $[-1 \ 0]^T$ 其中之一。

較佳地，驅動裝置更包含一耦接於減法電路及量化模組的還原電路，用以對控制訊號升階以產生回授訊號。

更進一步，控制訊號的維度為 $N-1$ ，回授訊號的維度為 N ，且 $N=3$ ，而還原電路是將 $N-1$ 維的控制訊號升階為 N 維的回授訊號。

較佳地，驅動裝置更包含一取樣開關，該取樣開關的

一端接收參考輸入訊號，另一端耦接減法電路，該取樣開關用於對參考輸入訊號進行取樣。

較佳地，量化模組亦可包括一量化電路及一驅動訊號產生電路，量化電路耦接於濾波模組，用以將最佳化訊號量化成該回授訊號；驅動訊號產生電路耦接於量化電路，用以根據一對照表，將回授訊號轉換成一驅動訊號。

進一步地，量化電路具有一第一排序電路、一向量減法器及一第二排序電路、一重組電路及一轉換器。其中，第一排序電路用以將最佳化訊號進行排序並產生一第一排序參數；向量減法器用以將排序後的最佳化訊號進行減法運算以產生一差量訊號；第二排序電路用以將差量訊號進行排序以產生一第二排序參數；重組電路根據第一排序參數、第二排序參數及一參考矩陣產生一參考回授訊號；轉換器用以將參考回授訊號轉換為回授訊號。

較佳地，第一排序電路是將最佳化訊號中的向量以大到小進行排序；而第二排序電路是將差量訊號中的向量以大到小進行排序。

進一步地，向量減法器的減法運算是符合以下公式：

$$d = \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{v}_u \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{v}_u \\ 0 \end{bmatrix} \in R^{(N+1) \times 1}$$

其中， \hat{v}_u 為排序後的最佳化訊號。

進一步地，重組電路是根據以下方程式產生參考回授訊號：

$$\hat{u} = P_{m1}^T \hat{D} P_{m2}^T$$

其中， \hat{u} 為該參考回授訊號、 P_{m1} 為該第一排序參數、 P_{m2} 為該第二排序參數，及 \hat{D} 為該參考矩陣。

$$\text{再者，參考矩陣為 } \hat{D} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \in R^{N \times (N+1)}。$$

進一步地，轉換器是根據以下公式進行轉換：

$$u = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{u} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{其中，}\hat{u}\text{為該參考回授訊號，}\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix}\text{與}\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}\text{皆}$$

為一常數矩陣。

本發明之功效在於，產生降低開關切換次數及諧波失真的驅動訊號，以降低多相直/交流轉換器之功率消耗。

【實施方式】

有關本發明之前述及其他技術內容、特點與功效，在以下配合參考圖式之二個較佳實施例的詳細說明中，將可清楚的呈現。

參閱圖 2，為本發明多相直/交流轉換器的驅動裝置之第一較佳實施例，該驅動裝置 100 係產生較低諧波失真 (Harmonic Distortion) 及較低開關次數的驅動訊號 S1~S6 去

驅動一三相直/交流轉換器 200，進而使三相直/交流轉換器 200 輸出三個振幅相同且彼此相位相差 120 度的正弦訊號驅動一馬達 300，該馬達 300 不限任何形式，較佳為三相 y-型馬達或 Δ -型馬達。

參閱圖 3，為本實施例之驅動裝置 100 所驅動的三相直/交流轉換器 200，其中具有三個反相器 210，此三個反相器 210 跨接於一直流電源 V_{dc} ，該直流電源 V_{dc} 的正端(+)為 40 伏特，負端(-)為接地，而三個反相器 210 的輸出端電壓分別為 V_a 、 V_b 及 V_c ，且驅動訊號 $S_1 \sim S_6$ 為數位訊號，其具有 1 及 0 二種邏輯準位。

在任一個反相器 210 中，為了避免其上、下兩個開關發生同時關閉之短路(short)現象或同時開啟之浮接(floating)現象，因此每一個反相器 210 同一時間只能有一種狀態：上導通(M1、M3 或 M5 為 ON)或下導通(M2、M4 或 M6 為 ON)，因此三個反相器 210 總共會產生八種開關狀態，而每一種開關狀態所對應之線電壓(line-to-line voltage) V_{ab} 、 V_{bc} 及 V_{ca} 如下表一所示。其中， $V_{ab}=V_a-V_b$ ，且表一中線電壓是以數位邏輯的準位來表示，以 No.2 為例， V_{ab} 為邏輯 1，即表示 V_a 為邏輯 1 且 V_b 為邏輯 0，同理 V_{bc} 及 V_{ca} 以此類推。然而，直流電源 V_{dc} 為 40 伏特，因此線電壓的三個邏輯準位 1、0 及 -1，分別所對應的實際輸出端電壓值則為 40、0 及 -40 伏特。

表一

No.	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	M1	M2	M3	M4	M5	M6

1	0	0	0	Off	On	Off	On	Off	On
2	1	0	-1	On	Off	Off	On	Off	On
3	0	1	-1	On	Off	On	Off	Off	On
4	-1	1	0	Off	On	On	Off	Off	On
5	-1	0	1	Off	On	On	Off	On	Off
6	0	-1	1	Off	On	Off	On	On	Off
7	1	-1	0	On	Off	Off	On	On	Off
8	0	0	0	On	Off	On	Off	On	Off

參閱圖 4，為本實施例之驅動裝置 100 的內部電路方塊，其中包含一減法電路 1、一濾波模組 2 及一量化模組 3。減法電路 1 接收一參考輸入訊號 r 及一回授訊號 u ，並將兩者相減後輸出一誤差訊號 e ；濾波模組 2 耦接於減法電路 1，主要是針對誤差訊號 e 進行濾波並產生一最佳化訊號 v_u ；量化模組 3 耦接於濾波模組 2，用以根據最佳化訊號 v_u 產生驅動訊號 $S1 \sim S6$ 。

配合參閱圖 5，圖 5 為在驅動裝置中執行的三相直/交流轉換器之驅動方法的流程圖。

首先，如圖 5 的步驟 10，減法電路 1 接收參考輸入訊號 r 及回授訊號 u 。在本實施例中，參考輸入訊號 r 為一個由三相交流電壓源(圖未示)所提供的三相交流訊號，此三相交流訊號為週期性的交流訊號，其頻率為 60Hz 且彼此相位相

差 120 度，而回授訊號 u 是由量化模組 3 的輸出回授 (Feedback) 產生的訊號。當然，參考輸入訊號 r 的頻率可依不同的應用領域而作變動，且亦可為非週期性的交流訊號，並不以本實施例為限。

步驟 20，利用減法電路 1 將參考輸入訊號 r 與回授訊號 u 相減，並產生一誤差訊號 e 。配合參閱圖 6，圖 6 為參考輸入訊號 r 、回授訊號 u 及誤差訊號 e 的頻譜，其中，參考輸入訊號 r 為一個頻率為 60Hz 的交流訊號，而本實施例之回授訊號 u 為數位訊號 (非週期性之方波)，故其中具有多數個頻率成分 (包含 60Hz)。因此，將回授訊號 u 與參考輸入訊號 r 相減後所得之誤差訊號 e 會同樣具有多數個頻率成分，不同於回授訊號 u 的是，其中並不會包含已被減去的參考輸入訊號 r 之頻率，即 60Hz。

在本實施例中，濾波模組 2 包括一權重濾波電路 21 及一最佳化電路 22。權重濾波電路 21 耦接於減法電路 1，用以接收減法電路 1 所計算出的誤差訊號 e ，並於接收到誤差訊號 e 後執行步驟 30，根據一頻率權重函數 (Frequency Weighting Function)，將該誤差訊號 e 中一特定頻率範圍外的頻率成分衰減至最小，並產生一特定範圍誤差訊號 y 。

由於馬達 (圖 2) 在使用時，根據不同的轉速，三相直/交流轉換器 200 所輸出的線電壓 V_{ab} 、 V_{bc} 及 V_{ca} 的頻率也會在一個特定的頻率範圍 (即上述所指該特定頻率範圍) 內變動，也就是說，在該特定頻率範圍外的頻率成分可視為雜訊成分而需要被濾除。參閱圖 7，在本實施例中，該特定頻

率範圍為 0~120kHz，且頻率權重函數符合下列方程式(1)：

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Ax(k) + Be(k) \\y(k) &= Cx(k) + De(k)\end{aligned}\quad (1)$$

其中， $x \in R^{3n \times 3n}$ 為權重濾波電路 21 之狀態參數， $e \in R^{3 \times 1}$ 為誤差訊號， $A \in R^{3n \times 3n}$ 、 $B \in R^{3n \times 3}$ 、 $C \in R^{3 \times 3n}$ 及 $D \in R^{3 \times 3}$ 為四個可供設計者規劃的權重參數，藉由適當地調整權重參數，即可改變特定頻率範圍，而 $y \in R^{3 \times 1}$ 為特定範圍誤差訊號，代表在特定頻率範圍內之誤差訊號。因此，權重濾波電路 21 是利用頻率權重函數將誤差訊號 e 中大於 120kHz 的頻率濾除。

將特定頻率範圍外的頻率成分衰減至最小後，權重濾波電路 21 會將權重濾波電路 21 之狀態參數 x 及特定範圍誤差訊號 y 送至最佳化電路 22。

最佳化電路 22 耦接於權重濾波電路 21，用以接收權重濾波電路 21 之狀態參數 x 、特定範圍誤差訊號 y 及參考輸入訊號 r 後，執行步驟 40 並產生一最佳化訊號 v_u 。特別注意的是，從方程式(1)可知，特定範圍誤差訊號 y 是根據驅動裝置之狀態參數 x 及誤差訊號 e 所產生的，因此，最佳化電路 22 亦可僅接收權重濾波電路 21 之狀態參數 x 及參考輸入訊號 r ，即可產生最佳化訊號 v_u 。

步驟 40，最佳化電路 22 根據一最佳化函數，將誤差訊號 e 中在特定頻率範圍內的頻率成分衰減至最小，並產生最佳化訊號 v_u 。最佳化函數符合以下方程式(2)：

$$V = y(k)^T P y(k) \quad (2)$$

其中， P 為一可規劃的設計參數，其型態為實數矩陣，

且 $P^T = P > 0$ ， T 為轉置運算。

將方程式(1)中 $y(k) = Cx(k) + De(k)$ 及減法電路 1 中所作之運算 $e = r - u$ 一併帶入方程式(2)，再將方程式(2)對回授訊號 u 進行偏微分，可得到如下列方程式(3)所示之最佳化訊號 v_u ：

$$v_u = Cx(k) + Dr(k) \quad (3)$$

其中，權重參數 C 、 D 與權重濾波電路 21 中的相同。

由於本實施例之驅動裝置 100 是用於驅動三相直/交流轉換器 200，故最佳化電路 22 所得之最佳化訊號 v_u 會為一個三維向量，又，參考輸入訊號 r 的相位差互為 120 度，所以其中三相交流訊號的瞬時合為 0，即不管在任何一時間點，三個交流訊號的總合恆為 0，且由表一可發現，三相直/交流轉換器 200 中反相器 210 的八種開關狀態所對應之線電壓的電壓合為 0，即 $V_{ab} + V_{bc} + V_{ca} = 0$ 。因此，可產生下列兩式：

$$[1 \ 1 \ 1]r = 0 \quad (4)$$

$$[1 \ 1 \ 1]u = 0 \quad (5)$$

其中， r 為參考輸入訊號， u 為回授訊號。換言之，最佳化訊號 v_u 雖為一個三維向量，但是可由一個二維向量表示之。因此，在本實施例中，量化模組 3 包括一映射降階電路 31 及一量化單元 32，映射降階電路 31 耦接於濾波電路 2 中的最佳化電路 22，用以接收最佳化訊號 v_u 並將其維度從 N 維降階為 $N-1$ 維。

步驟 50，利用映射降階電路 31 將最佳化訊號 v_u 的維度從 N 維降階為 $N-1$ 維。於本實施例中，映射降階電路 31 是

將最佳化訊號 v_u 從三維向量降階為二維向量，其中的降階運算同樣是利用方程式(2)，將方程式(1)中 $y(k) = Cx(k) + De(k)$ 及減法電路 1 中所作之運算 $e = r - u$ 一併帶入方程式(2)，再利用一

可規劃的設計參數 $R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^T$ ，T 為轉置運算，及

$u' = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} u \in R^{2 \times 1}$ ，可得到以下方程式(6)：

$$\begin{aligned} V &= y(k)^T P y(k) \\ &= f(x, r) + u'^T R^T D^T P D R u' - 2u'^T R^T D^T P (Cx + Dr) \end{aligned} \quad (6)$$

再令一個設計參數 $Q \in R^{2 \times 2}$ ，且 $Q^T Q = R^T D^T P D R$ ，並將 V 對控制訊號 u' 再進行一次偏微分後，可解得以下方程式(7)：

$$v_u' = Q^{-1} Q^{-T} R^T D^T P (Cx(k) + Dr(k)) = Q^{-1} Q^{-T} R^T D^T P v_u \quad (7)$$

由方程式(7)可知，最佳化訊號 v_u 與權重參數 D 及設計參數 P、R 相互作乘法計算後，可從三維降階為二維的最佳化訊號 v_u' ，即 $v_u' \in R^{2 \times 1}$ 。

二維最佳化訊號 v_u' 係為任意之二維向量，但是並非所有的向量值皆適合驅動三相直/交流轉換器 200，僅有上述表一中 $[V_{ab} V_{bc}]$ 的七種組合 (No.1 及 No.8 為同一種組合) 適合驅動三相直/交流轉換器 200。值得注意的是，本步驟 50 中的降階動作，是方便之後量化單元 32 的處理及降低量化單元 32 在電路設計上的複雜度，當然，若不考慮量化單元 32 的電路複雜度，也可以將映射降階電路 31 從驅動裝置 100

中移除，而將最佳化訊號 v_u 直接送至量化單元 32。此外，最佳化訊號 v_u 中所表示的資訊，會與進入映射降階電路 31 執行降階後所得到二維最佳化訊號 v_u' 中所表示的資訊相同，故 $[V_{ab} V_{bc}]$ 可表示 $[V_{ab} V_{bc} V_{ca}]$ ，同樣地，亦可以取 $[V_{bc} V_{ca}]$ 或 $[V_{ab} V_{ca}]$ 來表示，不以本實施利為限。

在本實施例中，量化單元 32 用以根據二維最佳化訊號 v_u' 產生驅動訊號 S1~S6，其中具有一量化電路 33 及一驅動訊號產生電路 34，量化電路 33 為一二維量化器且耦接於映射降階電路 31，並於接收到二維最佳化訊號 v_u' 後執行步驟 60，將二維最佳化訊號 v_u' 進行二維量化，並產生控制訊號 u' 。

參閱圖 8 及圖 9，分別為不同的 Q 值下，將控制訊號 u' 限制於上述表一之七種組合的輸入輸出關係圖，其中，橫

軸為 $[1 \ 0]v_u' = [1 \ 0] \begin{bmatrix} v_{u1}' \\ v_{u2}' \end{bmatrix} = v_{u1}'$ ，表示二維最佳化訊號 v_u' 中的第一

列第一行之向量，縱軸為 $[0 \ 1]v_u' = [0 \ 1] \begin{bmatrix} v_{u1}' \\ v_{u2}' \end{bmatrix} = v_{u2}'$ ，表示二維最

佳化訊號 v_u' 中的第二列第一行之向量。圖 8 及圖 9 中規劃出七個區域，根據 Q 值的不同所規劃出來的區域範圍也會隨之變動，在各個區域範圍中皆有一個代表該區域所輸出的控制訊號 u' ，以 $u' = [0 \ -1]^T$ 來說，只要二維最佳化訊號 v_u' 落入該區域中，最後三相直/交流轉換器 200 之線電壓

$[V_{ab} \ V_{bc}] = [0 \ -1]$ ，即為表一中 No.6 的開關狀態。值得注意的是，雖然控制訊號 u' 為一個二維向量，但其本身會代表三維向量的資訊，即 $[V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}] = [0 \ -1 \ 1]$ 。

進一步說明，從表一可知，M1 和 M2 的開關作動彼此相反，以避免發生兩者同時開啟或關閉之現象，同樣的，M3 及 M4，M5 及 M6 皆有相同原理。換言之，在驅動訊號 S1~S6 產生的過程中，僅需得到 S1 或 S2、S3 或 S4、S5 或 S6 所組成之三維向量，例如：S1、S3 及 S5，再利用反相器將其邏輯值反相即可得到對應的另一個驅動訊號，即 S2、S4 及 S6。

因此，經過量化電路 33 量化後，所得到的控制訊號 u' 會送至耦接於量化電路 33 的驅動訊號產生電路 34，並使驅動訊號產生電路 34 執行步驟 70，根據一對照表，將控制訊號 u' 對應產生驅動訊號 S1~S6。驅動訊號產生電路 34 是利用數位邏輯來完成表一中八種開關組合，進而產生驅動訊號 S1~S6，其電路組成為熟知該領域之技術者所皆知，故不再詳述。

參閱圖 4，本實施例之驅動裝置 100 還包含一還原電路 4 及一取樣開關 SW1。還原電路 4 耦接於減法電路 1 及量化單元 32 中的量化電路 33 輸出端，用於將控制訊號 u' 的維度從 N-1 維(二維)還原成 N 維(三維)並產生回授訊號 u ，供做為產生下一個週期的驅動訊號 S1~S6 時輸入減法電路 1 的回授訊號。取樣開關 SW1 的一端接收參考輸入訊號 r ，另一端耦接減法電路 1，用於針對參考輸入訊號 r 進行取樣，其

取樣頻率是根據馬達 300(圖 2)的轉速及三相直/交流轉換器 200 中開關 M1~M6(圖 3)的充放電速度來決定，本實施例為 3KHz。

參閱圖 10，為本實施例之驅動裝置 100 整體架構的實現方塊圖，驅動裝置 100 接收參考輸入訊號 r 及回授訊號 u ，並藉由減法電路 1 將兩者相減後得到誤差訊號 e ，濾波模組 2 藉由適當的規劃權重參數 A、B、C 及 D，可將誤差訊號 e 中特定頻率範圍外的頻率成分衰減至最小，以達到雜訊重新分佈(Noise Shaping)，再將所得之最佳化訊號 v_u 經過映射降階電路 31 進行降階，及量化電路 33 的量化後可得控制訊號 u' ，最後再由驅動訊號產生電路 34 產生足以驅動三相直/交流轉換器 200 之驅動訊號 S1~S6。而量化電路 33 的內部電路如圖 11 所示，其中為圖 9 的輸入輸出關係圖之實現電路，其中，0.707、1.732 及 1.414 是由權重參數 A、B、C 及 D 所產生，極性比較器 $Sign(x)$ 之作動如下：

$$Sign(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ 0, & x = 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases}$$

而邏輯比較器 Logic 之作動則為 $Logic(s_1, s_2) = \begin{cases} 0, & s_1 \neq s_2 \\ s_1 & else \end{cases}$ 。

參閱圖 12，為本實施例之驅動裝置 100 與習知空間向量脈波調變器(Space Vector Pulse-Width Modulator，簡稱 SVPWM)產生的驅動訊號的「頻率」與開關 M1~M6 的「切換次數」之比較，其中橫軸為參考輸入訊號 r 的頻率，頻率

範圍為 20Hz~100Hz，縱軸為三相直/交流轉換器 200 中開關 M1~M6 切換的次數，取樣開關 SW1 的取樣頻率為 3KHz，回授訊號 u 的最小脈波寬度為 $1/(3k \times 2^2) = 1/12000$ (秒)。由圖 12 顯示習知 SVPWM 產生的驅動訊號造成開關切換的次數為 12000 次(L1a 所示)，而本實施例之驅動裝置的結果則是位於 7000 次到 8000 次之間(L2a 所示)，故，本實施例之驅動方法所產生的驅動訊號，相較於習知 SVPWM 之方法針對開關 M1~M6 切換的次數可降低 30%以上，因此三相直/交流轉換器 200 的功率消耗可大幅地降低。

參閱圖 13，為本實施例之驅動裝置 100 與習知 SVPWM 產生的驅動訊號的「頻率」與「諧波失真」(Harmonic Distortion)之比較，其中橫軸為參考輸入訊號 r 的頻率，頻率範圍為 20Hz~100Hz，縱軸為三相直/交流轉換器 200 之線電壓所產生諧波失真的百分比，取樣開關 SW1 的取樣頻率為 3KHz，回授訊號 u 的最小脈波寬度為 $1/(3k \times 2^2) = 1/12000$ (秒)。同樣的，本實施例之驅動裝置 100 產生的驅動訊號所造成三相直/交流轉換器 200 之線電壓的諧波失真(L2b 所示)，相較於習知 SVPWM 所造成的諧波失真(L1a 所示)減少了許多。

參閱圖 14，為本實施例之驅動裝置 100 與習知 SVPWM 產生的驅動訊號的「振幅」與開關 M1~M6 的「切換次數」之比較，其中，橫軸為參考輸入訊號 r 的振幅 V_d 與直流輸入 V_{dc} (圖 3)之比值，縱軸為三相直/交流轉換器 200 中開關 M1~M6 切換的次數，取樣開關 SW1 的取樣頻率為 3KHz，

回授訊號 u 的最小脈波寬度為 $1/(3k \times 2) = 1/6000$ (秒)。本實施例之驅動裝置 100 的結果(L2c 所示)在不同的振幅比值(V_d/V_{dc})下，開關 M1~M6 切換的次數皆低於習知 SVPWM(L1c 所示)。

參閱圖 15，為本實施例之驅動裝置 100 與習知 SVPWM 產生的驅動訊號的「振幅」與「諧波失真」之比較，其中橫軸為參考輸入訊號 r 的振幅 V_d 與直流輸入 V_{dc} (圖 3)之比值，縱軸為三相直/交流轉換器 200 之線電壓所產生諧波失真的百分比，取樣開關 SW1 的取樣頻率為 3KHz，回授訊號 u 的最小脈波寬度為 $1/(3k \times 2) = 1/6000$ (秒)。同樣的，本實施例之驅動裝置 100 的結果(L2d 所示)在不同的振幅比值(V_d/V_{dc})下，也優於習知 SVPWM 之技術(L1d 所示)。

參閱圖 16，為本發明多相直/交流轉換器的驅動裝置 100' 之第二較佳實施例，大致與第一較佳實施例相同，其不同之處在於，本實施例之驅動裝置 100' 主要是驅動 N 相 ($N \geq 3$) 直/交流轉換器 200'，使多相直/交流轉換器 200' 輸出多個振幅相同且彼此相位相差 $360/N$ 度的正弦訊號驅動一多相馬達 300'。

參閱圖 17 及圖 18，圖 17 為本實施例之驅動裝置 100' 的內部電路方塊，其中包含一減法電路 1、一濾波模組 2 及一量化模組 3。其中，量化模組 3 包括一量化電路 33' 及一驅動訊號產生電路 34'，而減法電路 1 及濾波模組 2 與第一較佳實施例相同，故不再贅述。圖 18 為本實施例之多相直/交流轉換器的驅動方法。

步驟 80，減法電路 1 接收參考輸入訊號 r 及回授訊號 u ，使得減法電路 1 執行步驟 81，將參考輸入訊號 r 與回授訊號 u 相減，並產生誤差訊號 e 。接著執行步驟 82，權重濾波電路 21 根據頻率權重函數，將該誤差訊號 e 中特定頻率範圍外的頻率成分衰減至最小，並產生特定範圍誤差訊號 y ；步驟 83，最佳化電路 22 根據最佳化函數，將誤差訊號 e 中在特定頻率範圍內的頻率成分衰減至最小，並產生最佳化訊號 v_u 。以上步驟 80~83 與第一較佳實施例之步驟 10~40(圖 5)相同，故不再贅述。

值得一提的是，濾波模組 2 中的權重濾波電路 21 是為一個 N 輸入 N 輸出的系統，其中所根據的頻率權重函數符合下列方程式(8)：

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Ax(k) + Be(k) \\y(k) &= Cx(k) + De(k)\end{aligned}\quad (8)$$

其中， $x \in R^{N \times N_n}$ 為權重濾波電路 21 之狀態參數， $e \in R^{N \times 1}$ 為誤差訊號， $A \in R^{N \times N_n}$ 、 $B \in R^{N \times N}$ 、 $C \in R^{N \times N_n}$ 及 $D \in R^{N \times N}$ 為四個權重參數， $y \in R^{N \times 1}$ 為特定範圍誤差訊號。

濾波模組 2 產生最佳化訊號 v_u 後，會將最佳化訊號 v_u 送至量化電路 33'，配合參閱圖 19，圖 19 為本實施例之驅動裝置 100' 整體架構的實現方塊圖，其中量化電路 33' 中具有一第一排序電路 331、一向量減法器 332 及一第二排序電路 333、一重組電路 334 及一轉換器 335。

第一排序電路 331 用於接收最佳化訊號 v_u ，並執行步驟 84，將最佳化訊號 v_u 中的向量以大到小進行排序而產生一排

序後的最佳化訊號 \hat{v}_u 及一描述最佳化訊號 v_u 中的向量排序情況的第一排序參數 P_{m1} ，且符合以下方程式(9)：

$$P_{m1}V_u = \hat{v}_u = [\hat{v}_{u1} \quad \hat{v}_{u2} \quad \dots \quad \hat{v}_{uN}]^T \quad (9)$$

其中， $\hat{v}_{u1} \geq \hat{v}_{u2} \geq \dots \geq \hat{v}_{uN}$ ，且 $P_{m1} \in R^{N \times N}$ 。

接著，第一排序電路 331 將排序後的最佳化訊號 \hat{v}_u 送至耦接於第一排序電路 331 的向量減法器 332，使得向量減法器 332 執行步驟 85，將排序後的最佳化訊號 \hat{v}_u 經過方程式(10)運算後產生一差量訊號 d 。

$$d = \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{v}_u \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{v}_u \\ 0 \end{bmatrix} \in R^{(N+1) \times 1} \quad (10)$$

向量減法器 332 產生差量訊號 d 後，將其送至第二排序電路 333。第二排序電路 333 耦接於向量減法器 332，其操作與功能與第一排序電路 331 相同，且於接收到差量訊號 d 後執行步驟 86，將差量訊號 d 以大到小進行排序並產生一描述差量訊號 d 中的向量排序情況的第二排序參數 P_{m2} ，且符合以下方程式(11)：

$$P_{m2}d = \hat{d} = [\hat{d}_1 \quad \hat{d}_2 \quad \dots \quad \hat{d}_{N+1}]^T \quad (11)$$

其中， $\hat{d}_1 \geq \hat{d}_2 \geq \dots \geq \hat{d}_{N+1}$ ，且 $P_{m2} \in R^{(N+1) \times (N+1)}$ 。值得一提的是，本實施例之驅動裝置 100' 僅需應用第二排序電路 333 所產生的第二排序參數 P_{m2} ，因此圖 19 中，並沒有顯示第二排序電路 333 的輸出結果 \hat{d} 。

重組電路 334 耦接於第一排序電路 331 及第二排序電路 333，並接收第一排序參數 P_{m1} 及第二排序參數 P_{m2} 後執行步驟 87，根據第一排序參數 P_{m1} 、第二排序參數 P_{m2} 及一參考矩

陣 \hat{D} 產生一參考回授訊號 \hat{u} ，而重組電路 334 的運算會符合方程式(12)：

$$\hat{u} = P_{m1}^T \hat{D} P_{m2}^T \quad (12)$$

$$\text{其中，參考矩陣 } \hat{D} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \in R^{N \times (N+1)}。$$

轉換器 335 耦接於重組電路 334，並執行步驟 88，將參考回授訊號 \hat{u} 中第一行的向量所對應到的切換狀態轉換成能夠驅動多相直/交流轉換器的回授訊號 u ，其中的運算是根據以下的方程式(13)：

$$u = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{u} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\text{其中，} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{與} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \text{皆為一常數矩陣。}$$

因此，經過量化電路 33' 量化後，所得到的回授訊號 u 會送至耦接於量化電路 33' 的驅動訊號產生電路 34'，使得驅動訊號產生電路 34' 執行步驟 89，根據一對照表，將回授訊號 u 對應產生驅動訊號 $S_1 \sim S_{2N}$ 。

綜上所述，本發明多相直/交流轉換器之驅動裝置，藉由濾波模組將雜訊重新分佈，再將雜訊重新分佈後的訊號

進行量化，如此可得到一組可降低多相直/交流轉換器所輸出之線電壓產生的諧波失真的驅動訊號，且該驅動訊號針對多相直/交流轉換器中開關切換的次數也相較於習知技術減少了 30%以上，因此，多相直/交流轉換器在運作時，其功率消耗將可大幅地改善。

惟以上所述者，僅為本發明之較佳實施例而已，當不能以此限定本發明實施之範圍，即大凡依本發明申請專利範圍及發明說明內容所作之簡單的等效變化與修飾，皆仍屬本發明專利涵蓋之範圍內。

【圖式簡單說明】

圖 1 是一電路方塊圖，說明習知三相直/交流轉換器；

圖 2 是一電路方塊圖，說明本發明多相直/交流轉換器的驅動裝置之第一較佳實施例；

圖 3 是一電路圖，說明第一較佳實施例之三相直/交流轉換器之內部電路；

圖 4 是一電路方塊圖，說明第一較佳實施例之驅動裝置的內部電路；

圖 5 是一流程圖，說明第一較佳實施例之多相直/交流轉換器的驅動方法；

圖 6 是一頻譜圖，說明參考輸入訊號 r 、回授訊號 u 及誤差訊號 e 的頻譜關係；

圖 7 是一頻譜圖，說明誤差訊號 e 經過權重濾波電路後的頻譜；

圖 8 是一輸入輸出關係圖，說明控制訊號 u' 限制於上述

表一中的七種組合；

圖 9 是一輸入輸出關係圖，說明控制訊號 u' 限制於上述表一中的七種組合(其 Q 值與圖 8 不同)；

圖 10 是一電路方塊圖，說明第一較佳實施例之驅動裝置整體架構的實現；

圖 11 是一電路方塊圖，說明第一較佳實施例之量化電路的內部電路；

圖 12 是一模擬圖，說明第一較佳實施例之驅動裝置與習知 SVPWM 產生的驅動訊號的頻率與開關切換次數之比較；

圖 13 是一模擬圖，說明第一較佳實施例之驅動裝置與習知 SVPWM 產生的驅動訊號的頻率與諧波失真之比較；

圖 14 是一模擬圖，說明第一較佳實施例之驅動裝置與習知 SVPWM 產生的驅動訊號的振幅與開關切換次數之比較；

圖 15 是一模擬圖，說明第一較佳實施例之驅動裝置與習知 SVPWM 產生的驅動訊號的振幅與諧波失真之比較；

圖 16 是一電路方塊圖，說明本發明多相直/交流轉換器的驅動裝置之第二較佳實施例；

圖 17 是一電路方塊圖，說明第二較佳實施例之驅動裝置的內部電路；

圖 18 是一流程圖，說明第二較佳實施例之多相直/交流轉換器的驅動方法；及

圖 19 是一電路方塊圖，說明第二較佳實施例之驅動裝

置整體架構的實現。

【主要元件符號說明】

10~70 步驟	3 …………… 量化模組
100、100'	31 …………… 映射降階電路
…………… 驅動裝置	32 …………… 量化單元
200 …………… 三相直 / 交流轉換器	33、33' …… 量化電路
200' …………… 多相直 / 交流轉換器	330 …………… 排序電路
210 …………… 反相器	331 …………… 第一排序電路
300 …………… 馬達	332 …………… 向量減法器
300' …………… 多相馬達	333 …………… 第二排序電路
1 …………… 減法電路	334 …………… 重組電路
2 …………… 濾波模組	335 …………… 轉換器
21 …………… 權重濾波電路	34 …………… 驅動訊號產生電路
22 …………… 最佳化電路	4 …………… 還原電路

七、申請專利範圍：

1. 一種多相直/交流轉換器之驅動方法，應用於一驅動裝置中，用以驅動一多相直/交流轉換器，該驅動裝置接收一參考輸入訊號，該驅動方法包含以下步驟：
 - (A)接收一誤差訊號；
 - (B)將該誤差訊號中不屬於該參考輸入訊號之頻率範圍的頻率成分衰減至最小，並產生一最佳化訊號；
 - (C)對該最佳化訊號進行量化以產生一具有多數個頻率成分的回授訊號以及一驅動訊號；
 - (D)接收該參考輸入訊號及該回授訊號，並將兩者相減以產生該誤差訊號；及
 - (E)輸出該驅動訊號驅動該多相直/交流轉換器。
2. 依據申請專利範圍第 1 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(B)包括：
 - 步驟(B-1)，根據一頻率權重函數，將該誤差訊號中一特定頻率範圍外的頻率成分衰減至最小；及
 - 步驟(B-2)，根據一最佳化函數，將該誤差訊號中該特定頻率範圍內的頻率成分衰減至最小，並產生該最佳化訊號。
3. 依據申請專利範圍第 1 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(C)包括：
 - 步驟(C-1)，將該最佳化訊號量化成一控制訊號；及
 - 步驟(C-2)，根據一對照表，將該控制訊號轉換成該驅動訊號。

4. 依據申請專利範圍第 1 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，更包含一介於步驟(B)與步驟(C)之間的步驟(E)，對該最佳化訊號進行降階。
5. 依據申請專利範圍第 4 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該最佳化訊號的維度為 N ， $N \geq 3$ ，且該步驟(E)是將該最佳化訊號的維度從 N 維降階為 $N-1$ 維。
6. 依據申請專利範圍第 5 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(C)包括：

步驟(C-1)，將該降階後的最佳化訊號量化成一控制訊號；及

步驟(C-2)，根據一對照表，將該控制訊號轉換成該驅動訊號。

7. 依據申請專利範圍第 2 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該頻率權重函數符合以下公式：

$$x(k+1) = Ax(k) + Be(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + De(k)$$

其中， $x \in R^{Nn \times Nn}$ 為一該驅動裝置中執行步驟(B-1)的一權重濾波電路之狀態參數， A 、 B 、 C 及 D 為一權重參數且 $A \in R^{Nn \times Nn}$ 、 $B \in R^{Nn \times N}$ 、 $C \in R^{N \times Nn}$ 及 $D \in R^{N \times N}$ ， N 為該多相直/交流轉換器的相位個數。

8. 依據申請專利範圍第 2 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該最佳化函數符合以下公式：

$$V = y(k)^T P y(k)$$

其中 P 為一可規劃的設計參數，且 $P^T = P > 0$ ， T 為轉

置運算，該最佳化訊號可使該最佳化函數之值為最小。

9. 依據申請專利範圍第 6 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該多相直/交流轉換器為一三相直/交流轉換器，該最佳化訊號的維度為三，該步驟(E)中是將該最佳化訊號的維度從三維降階為二維，該步驟(C-1)中是將該二維的最佳化訊號進行二維量化後而產生該控制訊號。

10. 依據申請專利範圍第 9 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(E)中是利用以下方程式進行降階：

$$v_u' = Q^{-1}Q^{-T}R^T D^T P v_u$$

其中， v_u 為三維的最佳化訊號， v_u' 為二維的最佳化訊號， $Q^T Q = R^T D^T P D R$ ， $Q \in R^{2 \times 2}$ ， P 為一可規劃的設計參數，且 $P^T = P > 0$ ， T 為轉置運算， $D \in R^{3 \times 3}$ 為一權重參數，

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^T \text{ 為一可規劃的設計參數。}$$

11. 依據申請專利範圍第 9 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(C-1)中二維量化後所產生之控制訊號為 $[1 \ 0]^T$ 、 $[0 \ 1]^T$ 、 $[1 \ -1]^T$ 、 $[0 \ 0]^T$ 、 $[-1 \ 1]^T$ 、 $[0 \ -1]^T$ 及 $[-1 \ 0]^T$ 其中之一。

12. 依據申請專利範圍第 1 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(C)包括：

步驟(C-1)，將該最佳化訊號轉換成該回授訊號；及

步驟(C-2)，根據一對照表，將該回授訊號轉換成該驅動訊號。

13. 依據申請專利範圍第 12 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(C-1)包括：

步驟(C-1a)，將該最佳化訊號進行排序並產生一第一排序參數；

步驟(C-1b)，將排序後的最佳化訊號進行減法運算產生一差量訊號；

步驟(C-1c)，將該差量訊號進行排序並產生一第二排序參數；

步驟(C-1d)，根據該第一排序參數、該第二排序參數及一參考矩陣產生一參考回授訊號；及

步驟(C-1e)，將該參考回授訊號轉換為該回授訊號。

14. 依據申請專利範圍第 13 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(C-1a)是將該最佳化訊號中的向量以大到小進行排序。

15. 依據申請專利範圍第 13 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(C-1c)是將該差量訊號中的向量以大到小進行排序。

16. 依據申請專利範圍第 13 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(C-1b)中的減法運算是符合以下公式：

$$d = \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{V}_u \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{V}_u \\ 0 \end{bmatrix} \in R^{(N+1) \times 1}$$

其中， \hat{V}_u 為排序後的最佳化訊號。

17. 依據申請專利範圍第 13 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(C-1d)是根據以下方程式產生該參考回授訊號：

$$\hat{u} = P_{m1}^T \hat{D} P_{m2}^T$$

其中， \hat{u} 為該參考回授訊號、 P_{m1} 為該第一排序參數、 P_{m2} 為該第二排序參數，及 \hat{D} 為該參考矩陣。

18. 依據申請專利範圍第 13 項所述之多相直/交流轉換器之

驅動方法，其中，該參考矩陣 $\hat{D} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \in R^{N \times (N+1)}$ 。

19. 依據申請專利範圍第 13 項所述之多相直/交流轉換器之驅動方法，其中，該步驟(C-1e)中該參考回授訊號是根據以下公式進行轉換：

$$u = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{u} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

其中， \hat{u} 為該參考回授訊號， $\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix}$ 與 $\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$

皆為一常數矩陣。

20. 一種多相直/交流轉換器之驅動裝置，用以驅動一多相直/交流轉換器，且接收一參考輸入訊號，並根據該參考輸入訊號產生一回授訊號，該回授訊號中具有多數個頻率成分，該驅動裝置包含：

一減法電路，將該參考輸入訊號及該回授訊號相減以產生一誤差訊號；

一濾波模組，耦接於該減法電路，包括一權重濾波電路及一最佳化電路，該權重濾波電路耦接於該減法電路，用以根據一頻率權重函數，將該誤差訊號中一特定頻率範圍外的頻率成分衰減至最小，該最佳化電路耦接於該權重濾波電路與該量化模組，用以根據一最佳化函數，將該誤差訊號中該特定頻率範圍內的頻率成分衰減至最小，並產生一最佳化訊號；及

一量化模組，耦接於該濾波模組，用以對該最佳化訊號進行量化以產生一驅動訊號，並輸出該驅動訊號驅動該多相直/交流轉換器。

21. 依據申請專利範圍第 20 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該頻率權重函數符合以下公式：

$$x(k+1) = Ax(k) + Be(k)$$

$$y(k) = Cx(k) + De(k)$$

其中， $x \in R^{Nn \times Nn}$ 為一該權重濾波電路之狀態參數， A 、 B 、 C 及 D 為一權重參數且 $A \in R^{Nn \times Nn}$ 、 $B \in R^{Nn \times N}$ 、 $C \in R^{N \times Nn}$ 及 $D \in R^{N \times N}$ ， N 為該多相直/交流轉換器的相位個數。

22. 依據申請專利範圍第 20 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該最佳化函數符合以下公式：

$$V = y(k)^T P y(k)$$

其中 P 為一可規劃的設計參數，且 $P^T = P > 0$ ，T 為轉置運算，該最佳化訊號可使該最佳化函數之值為最小。

23. 依據申請專利範圍第 20 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該量化模組包括一映射降階電路及一量化單元，該映射降階電路耦接於該濾波模組，用以對該最佳化訊號進行降階，該量化單元耦接於該映射降階電路，用以對該降階後的最佳化訊號進行量化以產生該驅動訊號。

24. 依據申請專利範圍第 23 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該最佳化訊號的維度為 N， $N \geq 3$ ，該映射降階電路是將該最佳化訊號的維度從 N 維降階為 N-1 維。

25. 依據申請專利範圍第 24 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該量化單元具有一量化電路及一驅動訊號產生電路，該量化電路耦接於該映射降階電路，用以將該降階後的最佳化訊號量化成一控制訊號，該驅動訊號產生電路耦接於該量化電路，用以根據一對照表，將該控制訊號轉換成一驅動訊號。

26. 依據申請專利範圍第 25 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該多相直/交流轉換器為一三相直/交流轉換器，該量化電路為一二維量化器，該最佳化訊號

的維度為三。

27. 依據申請專利範圍第 25 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該映射降階電路利用以下方程式進行：

$$v_u' = Q^{-1}Q^{-T}R^T D^T P v_u$$

其中， v_u 為三維的最佳化訊號， v_u' 為二維的最佳化訊號， $Q^T Q = R^T D^T P D R$ ， $Q \in R^{2 \times 2}$ ， P 為一可規劃的設計參數，且 $P^T = P > 0$ ， T 為轉置矩陣， $D \in R^{3 \times 3}$ 為一權重參數，

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^T \text{ 為一可規劃的設計參數。}$$

28. 依據申請專利範圍第 25 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該控制訊號為 $[1 \ 0]^T$ 、 $[0 \ 1]^T$ 、 $[1 \ -1]^T$ 、 $[0 \ 0]^T$ 、 $[-1 \ 1]^T$ 、 $[0 \ -1]^T$ 及 $[-1 \ 0]^T$ 其中之一。
29. 依據申請專利範圍第 25 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，更包含一耦接於該減法電路及該量化模組的還原電路，用以對該控制訊號升階以產生該回授訊號。
30. 依據申請專利範圍第 29 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該控制訊號的維度為 $N-1$ ，該回授訊號的維度為 N ， $N \geq 3$ ，該還原電路是將該 $N-1$ 維的控制訊號升階為該 N 維的回授訊號。
31. 依據申請專利範圍第 30 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，更包含一取樣開關，該取樣開關的一端接收該參考輸入訊號，另一端耦接該減法電路，該取樣開關

對該參考輸入訊號進行取樣。

32. 依據申請專利範圍第 20 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該量化模組包括一量化電路及一驅動訊號產生電路，該量化電路耦接於該濾波模組，用以將該最佳化訊號量化成該回授訊號，該驅動訊號產生電路耦接於該量化電路，用以根據一對照表，將該回授訊號轉換成一驅動訊號。
33. 依據申請專利範圍第 32 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該量化電路具有一第一排序電路、一向量減法器及一第二排序電路、一重組電路及一轉換器，該第一排序電路用以將該最佳化訊號進行排序並產生一第一排序參數；該向量減法器用以將排序後的最佳化訊號進行減法運算以產生一差量訊號；該第二排序電路用以將該差量訊號進行排序以產生一第二排序參數；該重組電路根據該第一排序參數、該第二排序參數及一參考矩陣產生一參考回授訊號；該轉換器用以將該參考回授訊號轉換為該回授訊號。
34. 依據申請專利範圍第 32 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該第一排序電路是將該最佳化訊號中的向量以大到小進行排序。
35. 依據申請專利範圍第 32 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該第二排序電路是將該差量訊號中的向量以大到小進行排序。
36. 依據申請專利範圍第 32 項所述之多相直/交流轉換器之

驅動裝置，其中，該向量減法器的減法運算是符合以下公式：

$$d = \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{V}_u \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \hat{V}_u \\ 0 \end{bmatrix} \in R^{(N+1) \times 1}$$

其中， \hat{V}_u 為排序後的最佳化訊號。

37. 依據申請專利範圍第 32 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該重組電路是根據以下方程式產生該參考回授訊號：

$$\hat{u} = P_{m1}^T \hat{D} P_{m2}^T$$

其中， \hat{u} 為該參考回授訊號、 P_{m1} 為該第一排序參數、 P_{m2} 為該第二排序參數，及 \hat{D} 為該參考矩陣。

38. 依據申請專利範圍第 32 項所述之多相直/交流轉換器之

驅動裝置，其中，該參考矩陣 $\hat{D} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & & 1 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \in R^{N \times (N+1)}$ 。

39. 依據申請專利範圍第 32 項所述之多相直/交流轉換器之驅動裝置，其中，該轉換器是根據以下公式進行轉換：

$$u = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{u} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

I392214
 年 月 日修正替換頁
 101 12第 98148543 號專利申請案補充、修正無劃線之說明書替換頁

修正日期：101 年 12 月

其中， \hat{u} 為該參考回授訊號，

$$\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & & \ddots & \ddots & -1 \\ -1 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ 與 } \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

皆為一常數矩陣。

八、圖式：

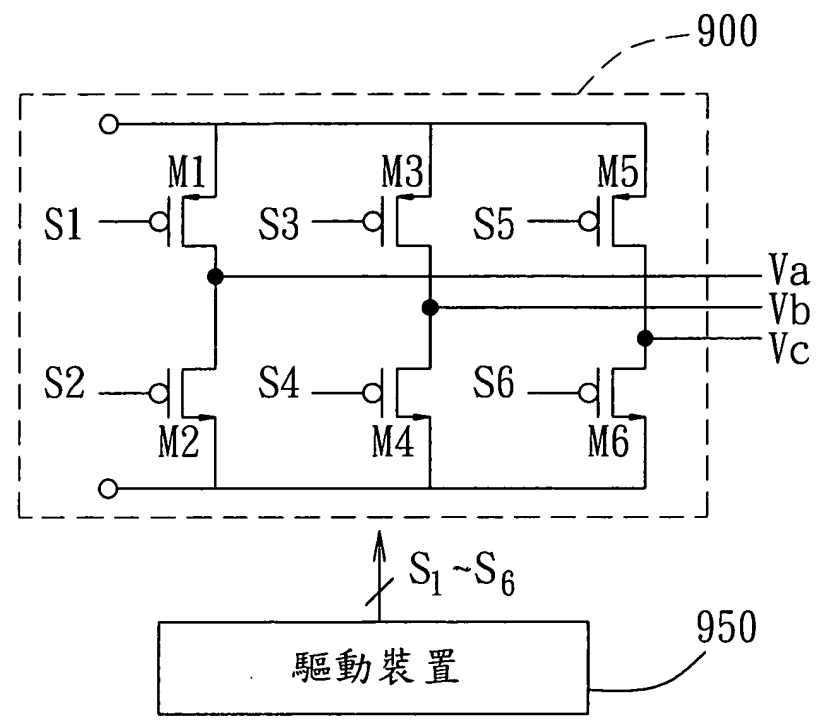


圖 1

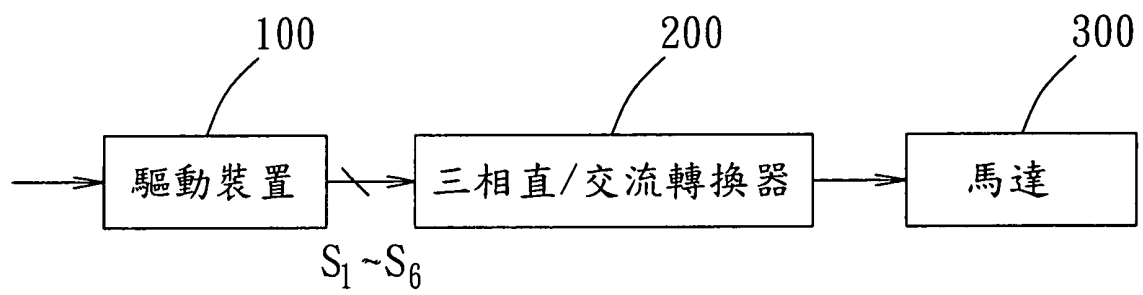


圖2

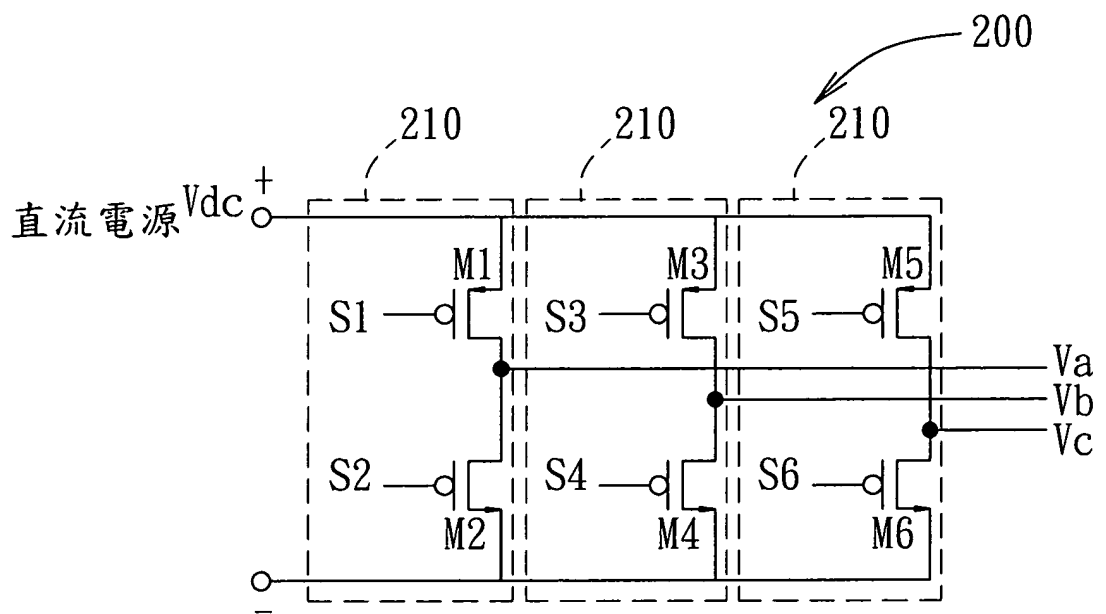


圖3

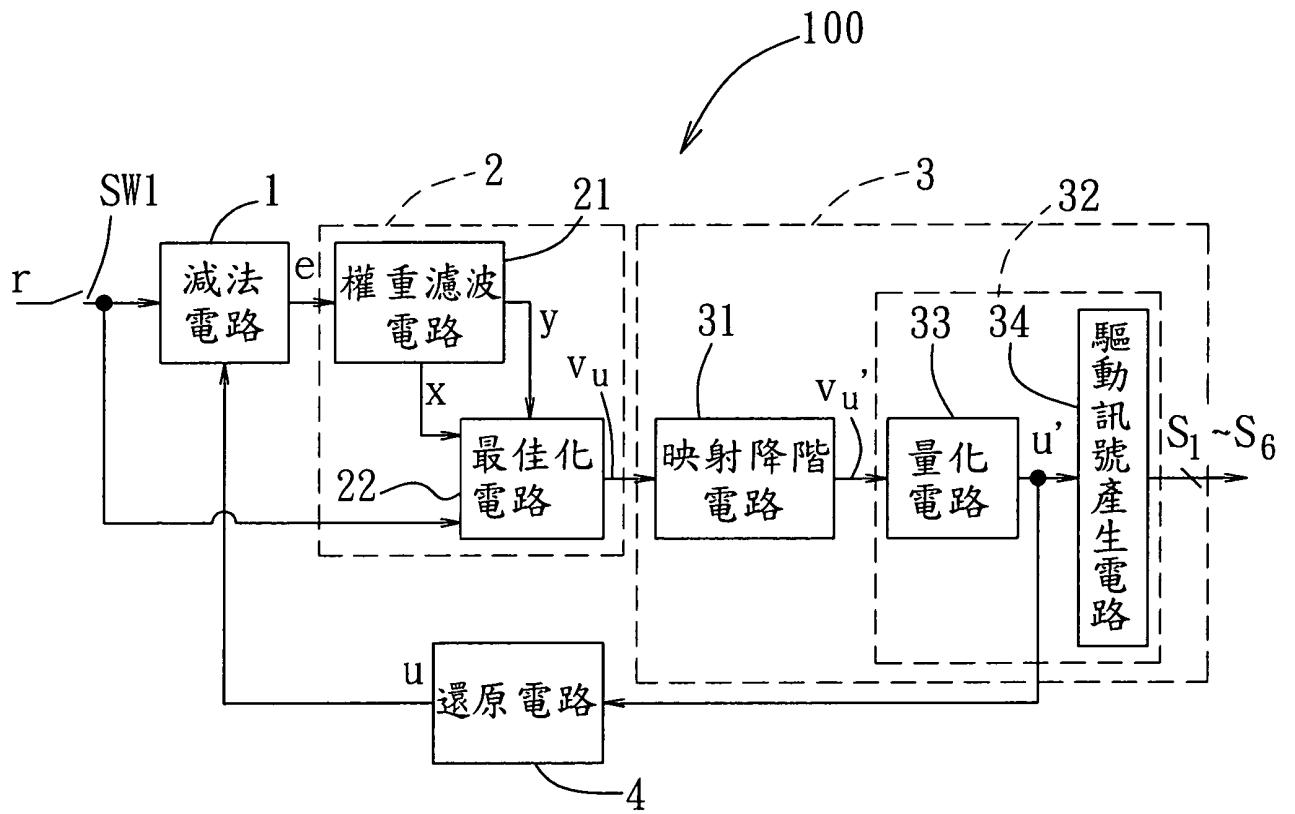


圖4

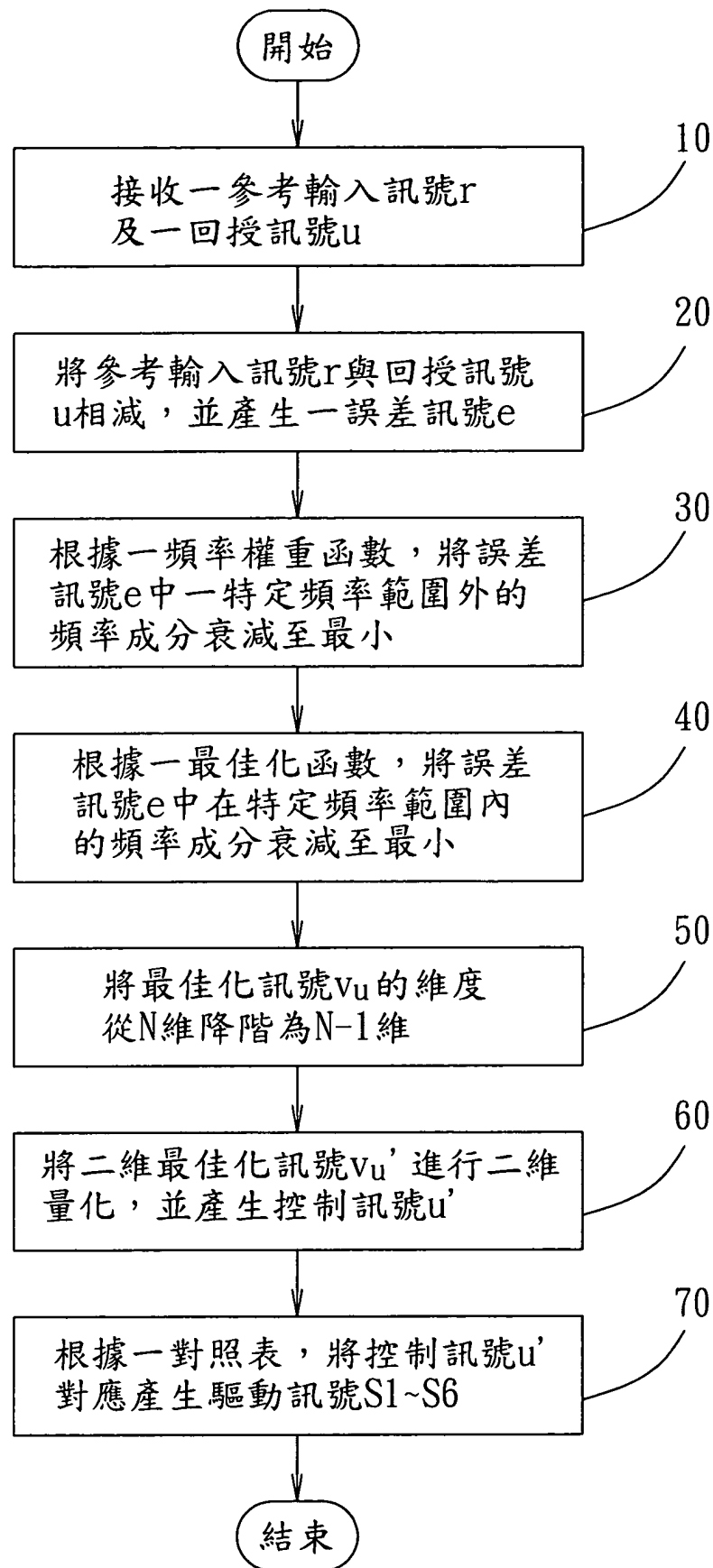


圖5

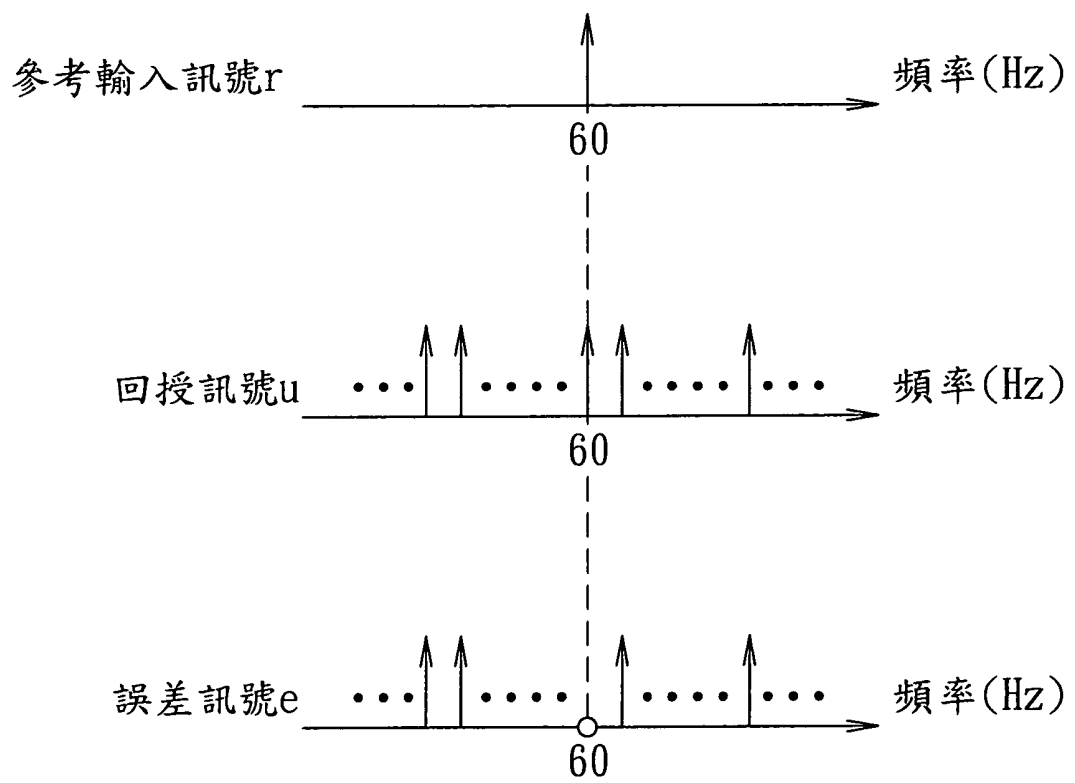


圖6

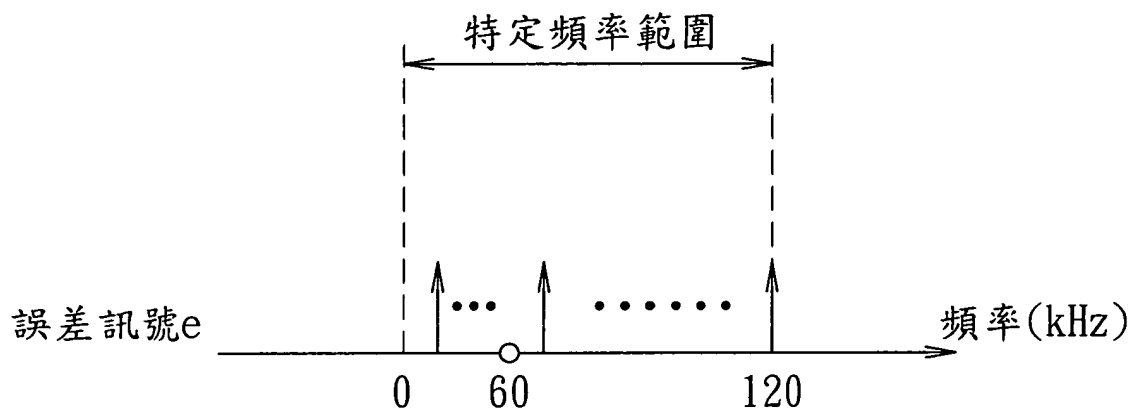


圖7

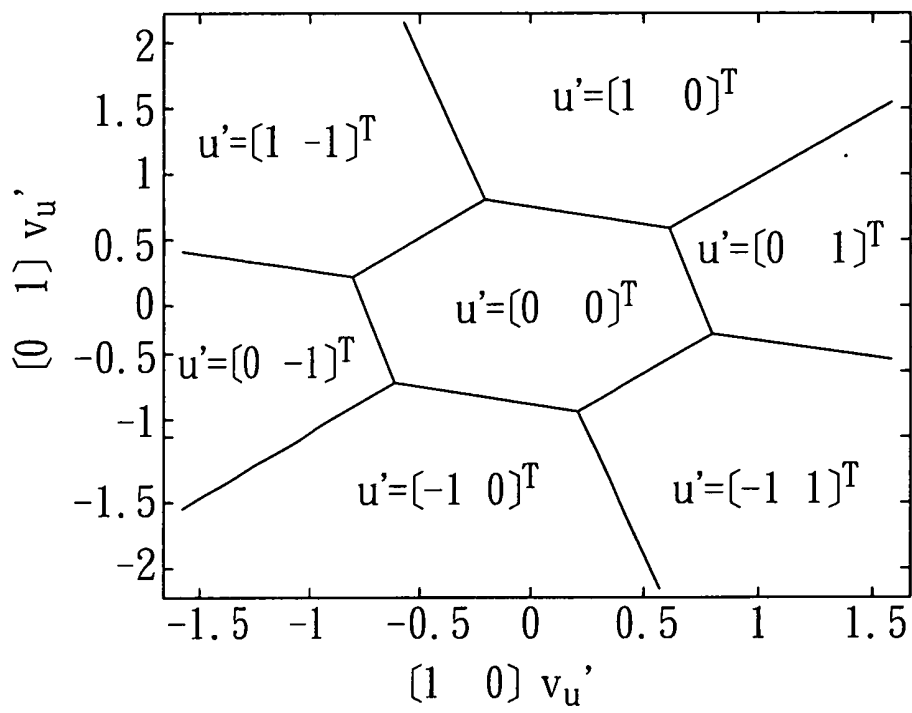


圖 8

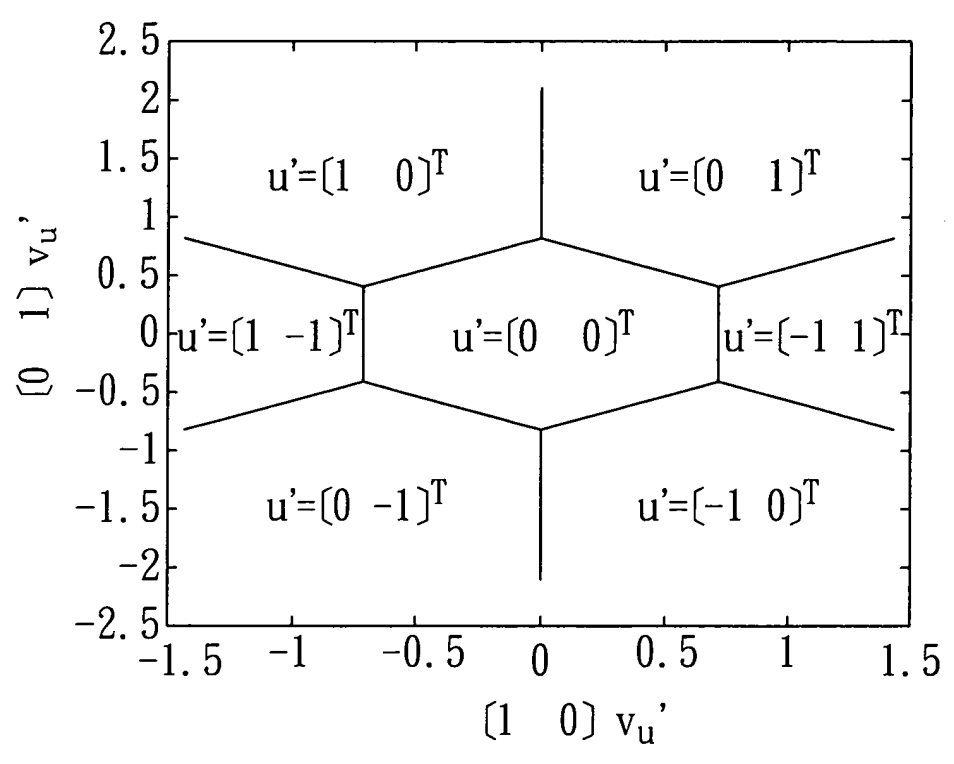


圖9

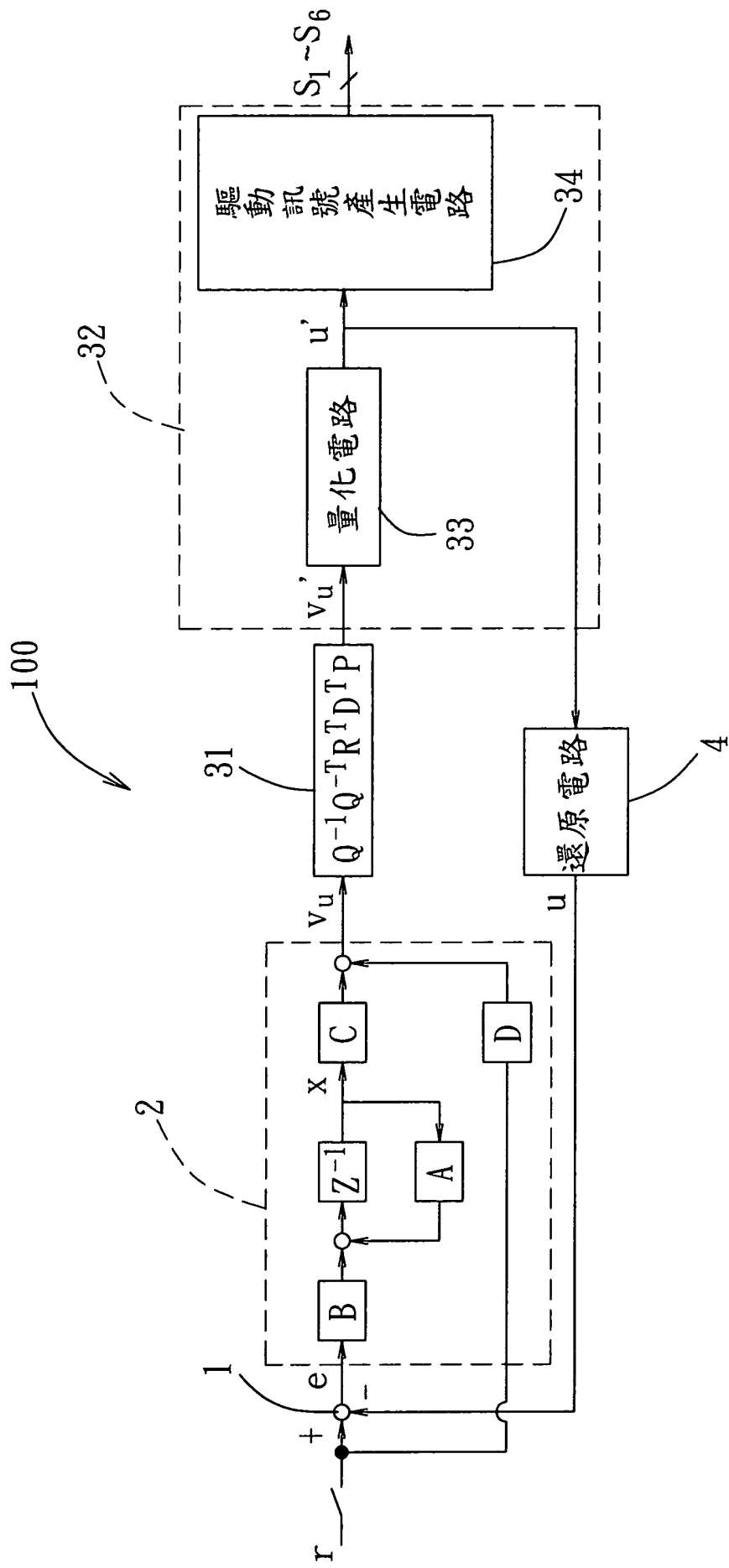


圖10

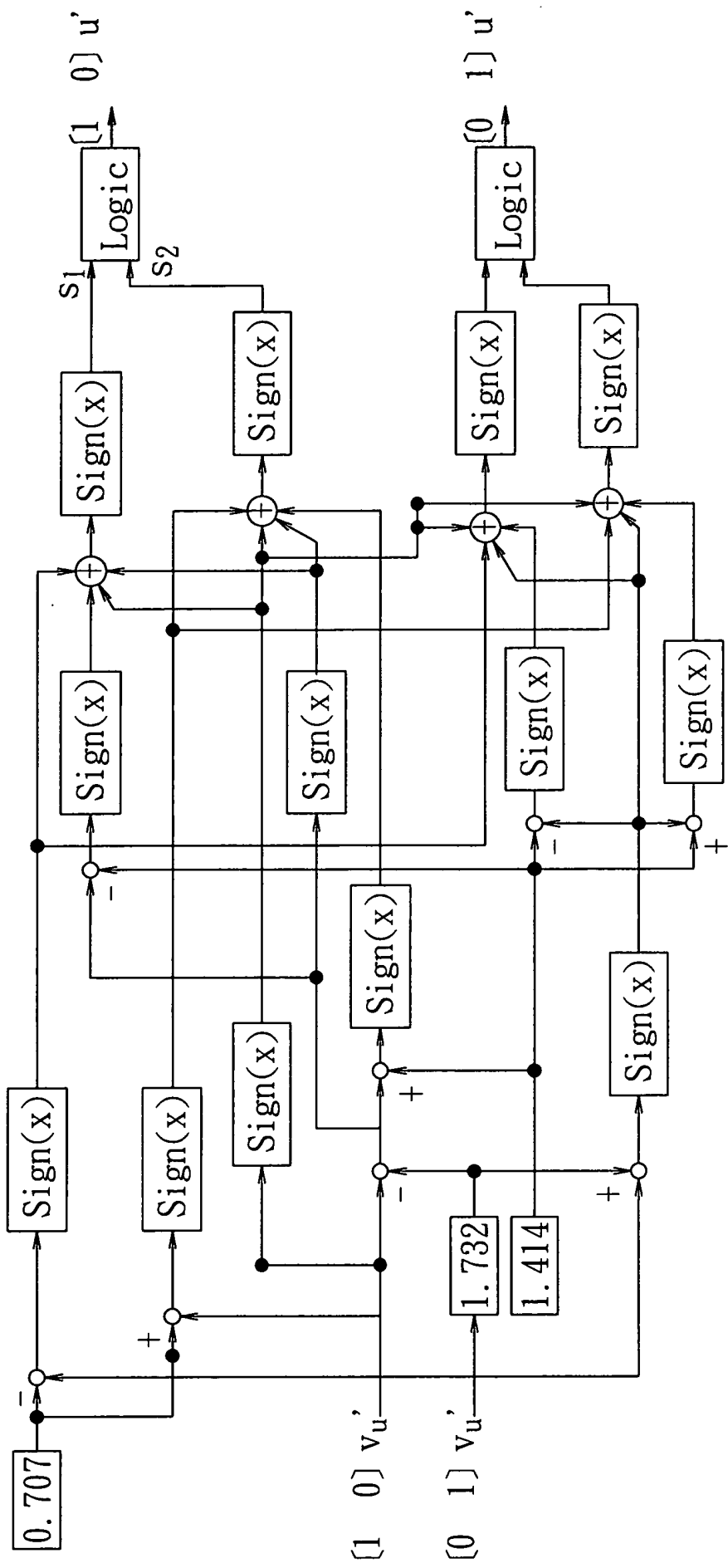


圖 11

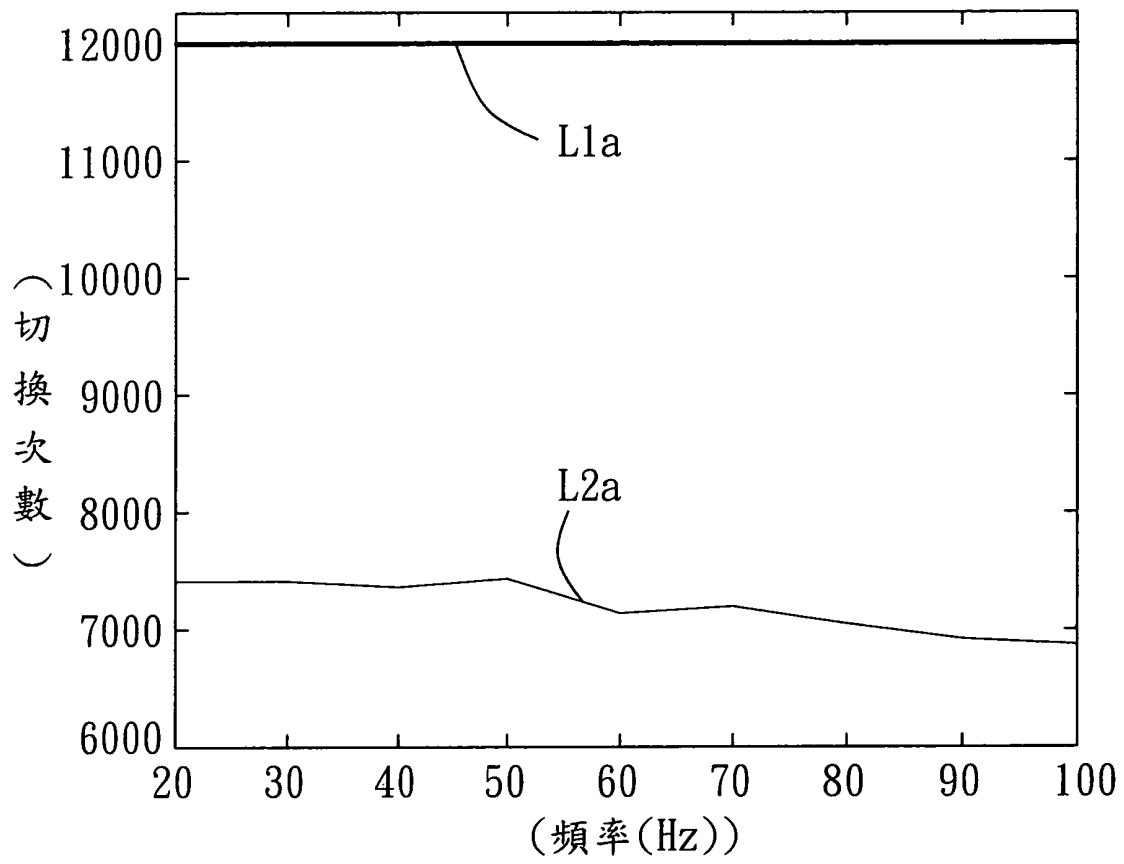


圖12

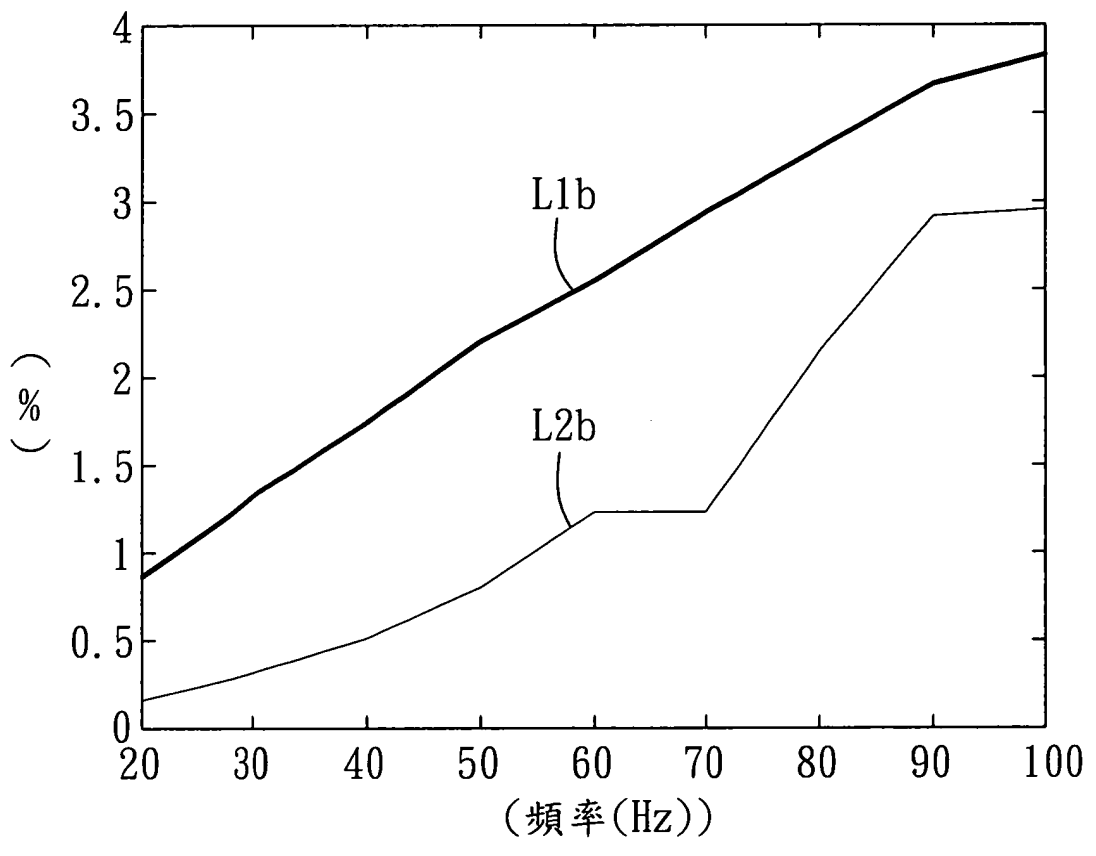


圖 13

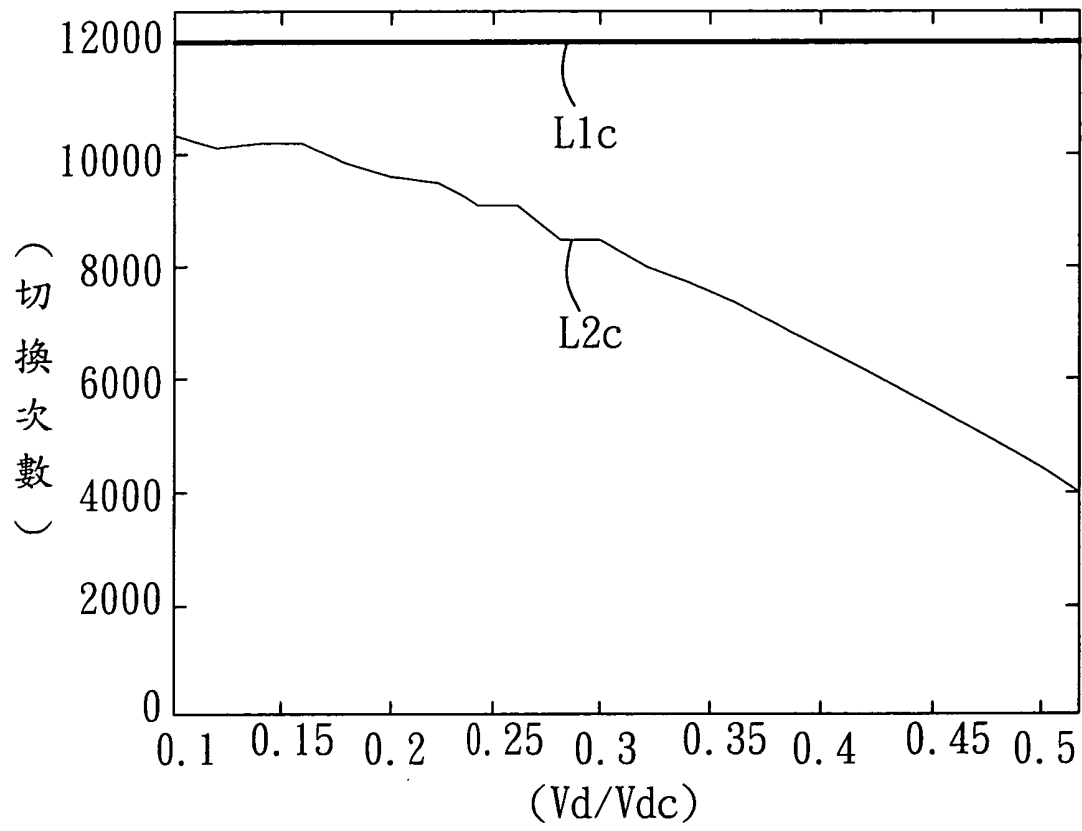


圖 14

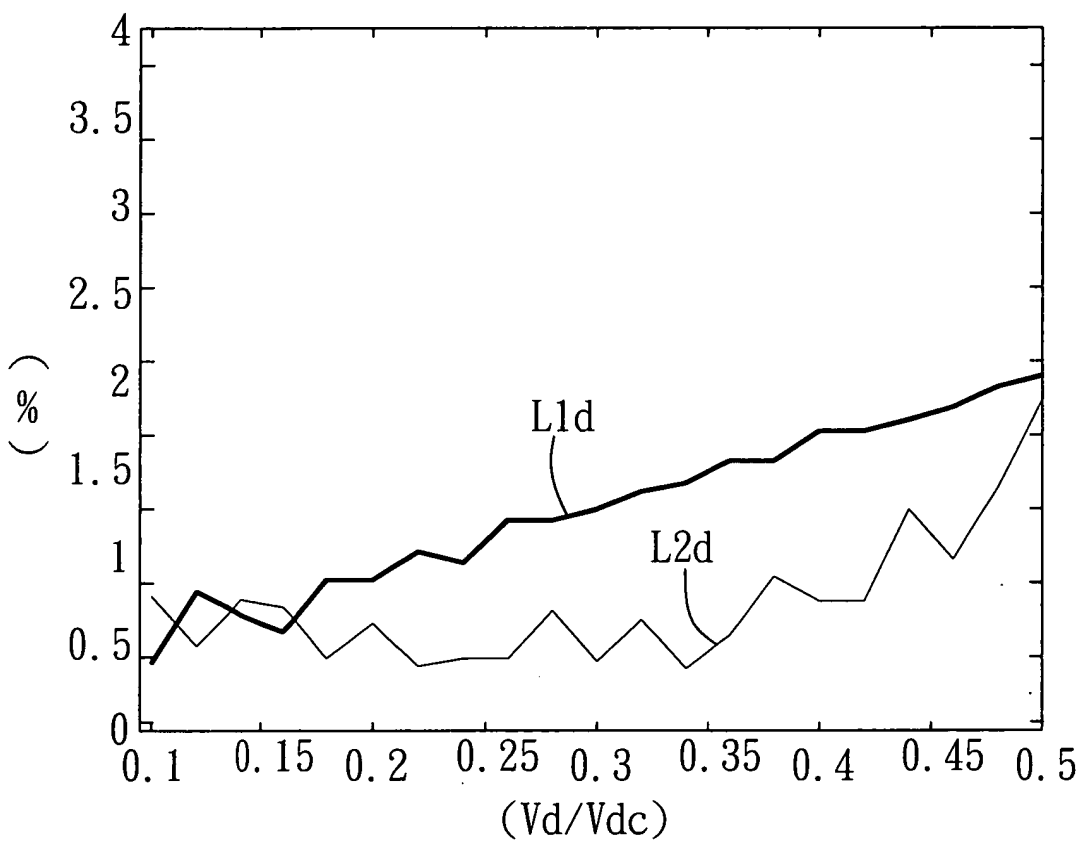


圖 15

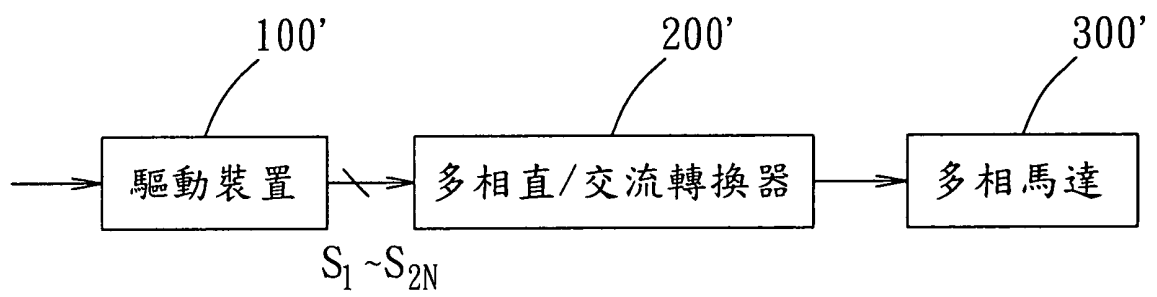


圖 16

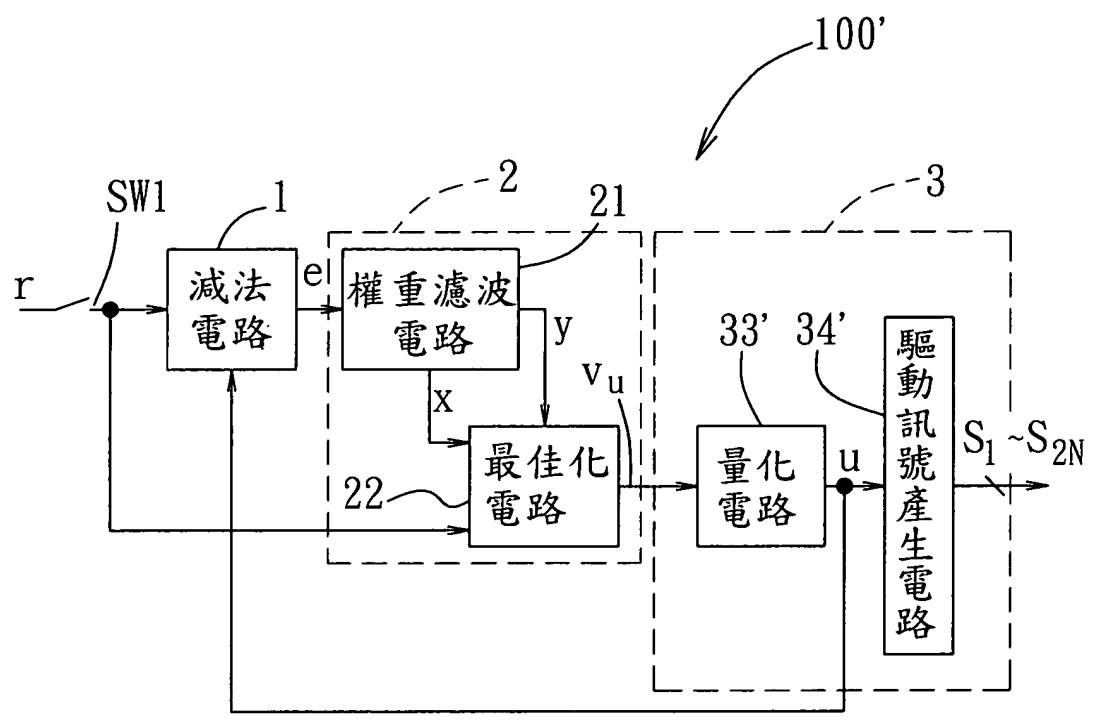


圖17

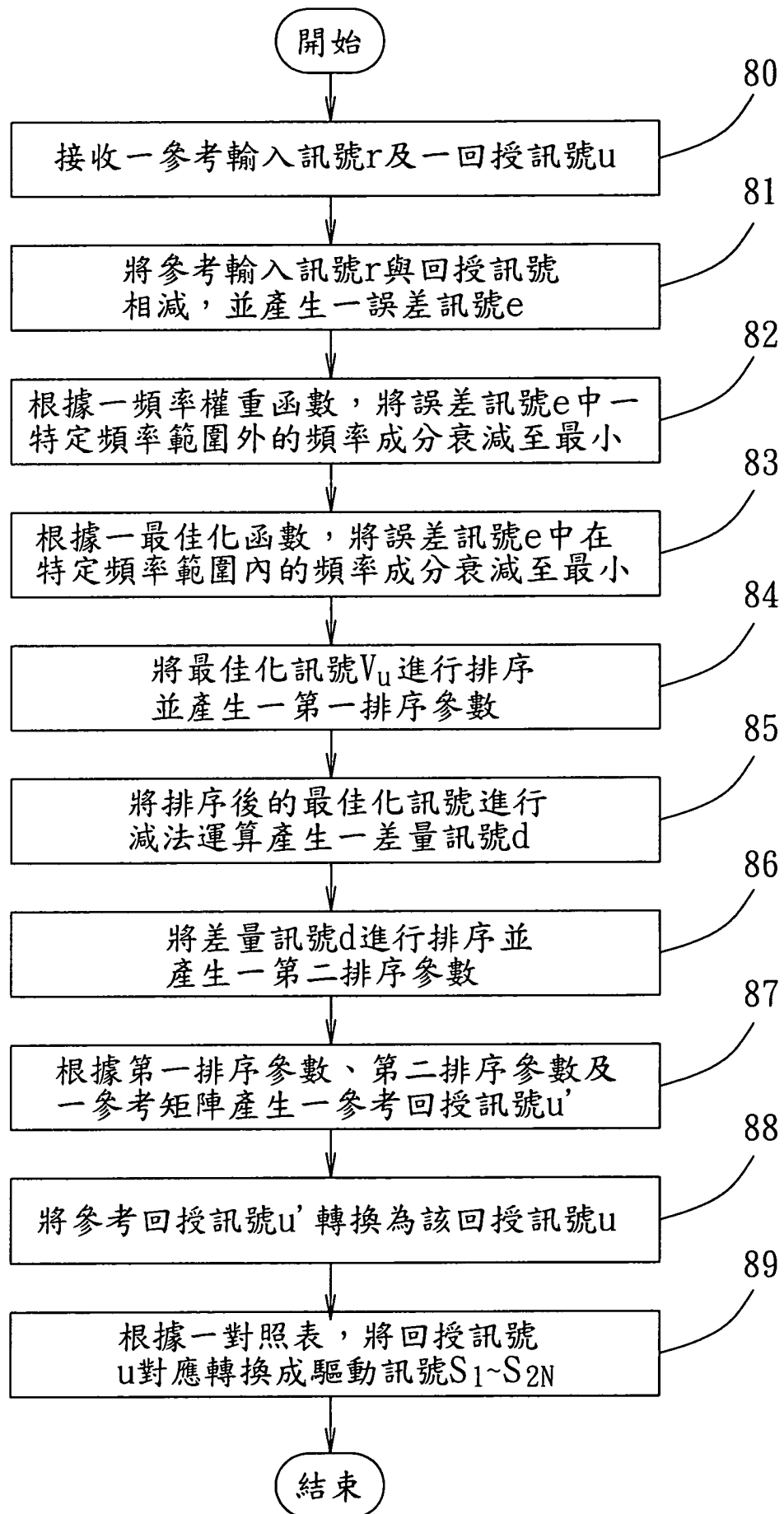


圖 18

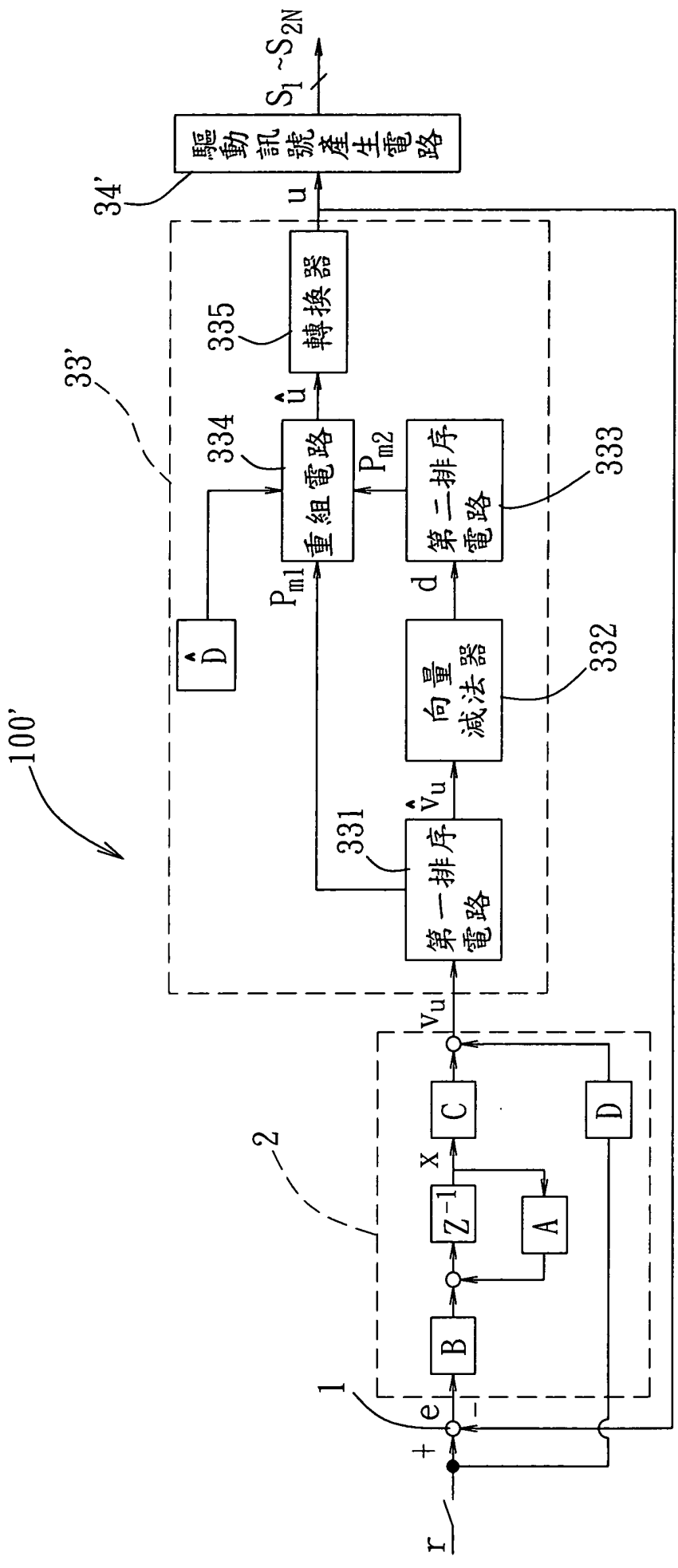


圖19