

# 空調用之直流變頻技術

張護繼 高子胤 林法正

國立中央大學 電機工程學系

## 摘要

隨科技進步，人們對於冷凍空調的依賴日亦廣泛。隨著我國對節能科技的重視，目前國內空調系統由原本交流變頻系統漸漸被直流變頻系統所取代，即使設備能源效率提高，但傳統方波驅動之變頻技術在能源效率之方面依然存有許多的進步空間。本文主要介紹兩種直流變頻驅動器架構，其一為由換相訊號之方波合成弦波之驅動架構，另一種為結合高頻信號注入法與參考模式法之驅動架構，以進一步提高直流變頻驅動器之能源使用效率。

**關鍵字：**節能科技、空調系統、直流變頻。

## 一、前言

目前國內空調多數採用直流、交流變頻系統，使空調系統在不同的溫度下，皆能隨時調整至適當冷凍能力，以提高其能源使用效率，其中壓縮機之直流變頻技術，目前國內產品主要採用方波驅動技術，雖然相較於定頻空調以提升 3 成以上之能源使用效率，但依然存在瞬間過大之啟動電流之問題。本文所提出之控制架構，主要以結合兩種無感測器轉子位置估測技術來驅動空調系統之壓縮機，使壓縮機於零轉速狀態下，也能以弦波驅動方式來啟動壓縮機，達成柔啟動之功能，並且搭配磁場導控制，期望能以較低的耗能產生更好的效能輸出，提升產品競爭力。面對全球能源危機，節能的生活方式以然成為未來商機，空調市場上以往最常見、耗電量大的定頻技術，轉為較節省、較高效能的變頻技術，每年可省下至少 3 成的經費成本，可見變頻技術的應用與發展將是未來節能之主要趨勢[1]。

本文首先對空調系統之架構與定頻、變頻控制原理做介紹，接著說明針對空調機內部壓縮機驅動器之兩種無感測器變頻控制技術，其一為應用傳統無感測電路所產生之換相訊號來合成弦波，並藉此達成弦波驅動；另一種為結合高頻信號注入法與參考模式法之轉子位置估測技術，此方式不僅不須改變固有硬體架構，並且可以應用於零轉速下以弦波驅動之方式啟動馬達，達成柔啟動之功能，以改善傳統方波驅動變頻技術之高啟動電流之缺點，並更加提高變頻器之能源使用效率。

## 二、空調系統與定頻、變頻控制之介紹

### 1. 空調系統架構之介紹

如圖 1 所示，空調之循環系統包括壓縮機、冷凝器、膨脹閥及蒸發器等元件。低溫低壓汽態冷媒經過壓縮機等熵壓縮成為高溫高壓汽態冷媒，在冷凝器中散熱凝結成高溫高壓液態後，進入膨脹裝置等熵膨脹成為低溫低壓之兩相狀態(約 20% 汽態 80% 液態)，再於蒸發器中吸熱蒸發，成為低溫低壓汽態冷媒，回到壓縮機中完成一個冷凍循環。一般冷氣即是利用蒸發器吸收環境熱量而得到所需之製冷效果。在固定運轉條件情況下，空調機製冷量與冷媒流量成正比例函數關係，即冷媒流量  $m = f(N)$ ，式中  $N$  為壓縮機轉速， $f$  為冷媒流量與壓縮機轉速之關係函數，不同結構壓縮機之關係函數便會不同，變頻空調可以經由調節壓縮機轉速以調節空調機製冷量[2]。

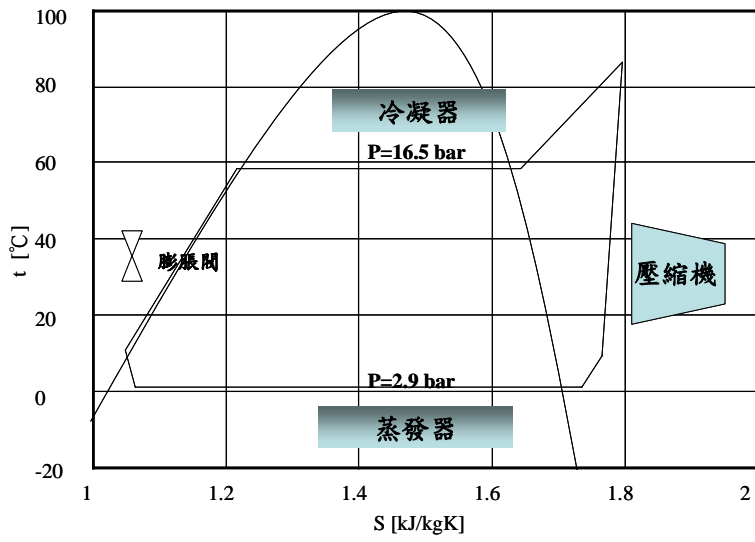
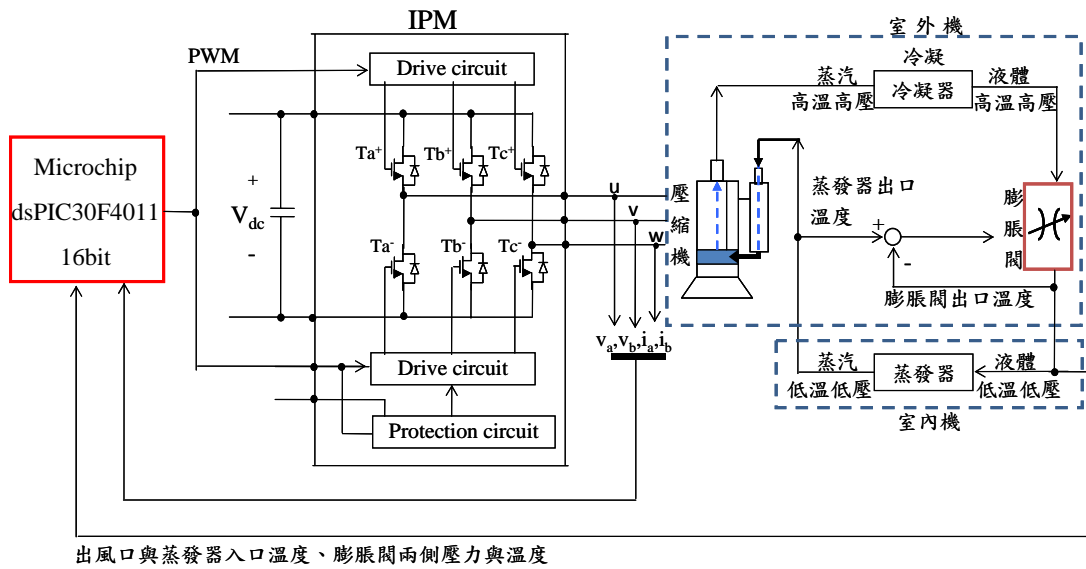


圖 1 冷凍空調循環[2]



出風口與蒸發器入口溫度、膨脹閥兩側壓力與溫度

圖 2 直流變頻冷氣系統架構圖

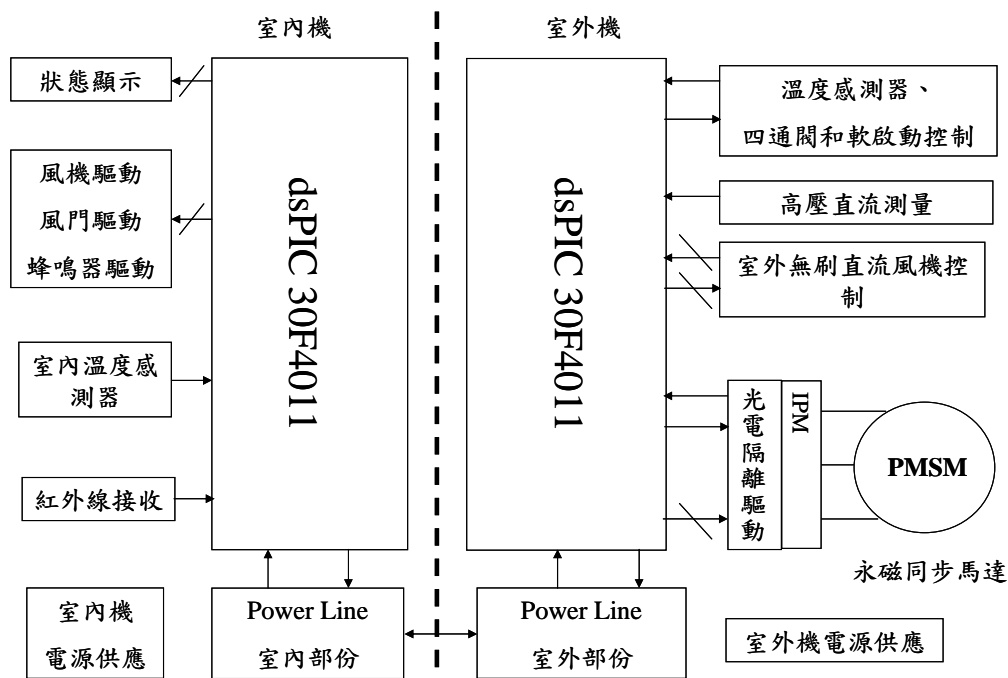


圖 3 系統架構圖

圖 2 為直流變頻冷氣系統架構圖。一般直流變頻空調系統分室內機與之室外機兩部分，其中室內機系統主要處理一些系統邏輯狀態資訊，而室外機系統主要處理 DC 壓縮機的變頻驅動部分，系統架構如圖 3 所示。系統的基本工作過程，主要由室外機的微處理機隨時接收來自室內機的控制資訊與狀態資訊，而去控制室外的風機、四通閥和壓縮機，完成相應的控制功能。同時還會將室外機的一些狀態和室外機的溫度資訊回傳給室內機。室內機根據室外機返回的參數與室內機本身的一些工作狀態和溫度資訊，再對整個空調系統進行協調與控制。

## 2. 變頻控制與定頻控制之比較

在台灣電網所供給之電壓與頻率為 220 伏、60 赫茲，由於供電頻率不能改變，因此若是只操作於固定頻率下之的空調機稱之為定頻空調。

定頻空調之壓縮機轉速不會隨著溫度變化而改變，當設定溫度低於室內溫度，則壓縮機為全速啟動，反之當設定溫度高於室內溫度，則壓縮機便停止運轉。由於此操作模式藉由不斷反覆的開、關壓縮機之方式來調整室內溫度，因此容易造成室溫忽冷忽熱，另一方面壓縮機走走停停，由於每次啟動所伴隨而來的啟動電流比持續低速運轉之壓縮機消耗更多的電力，因此長期累積浪費下來的電費便相當驚人，也更加容易造成壓縮機之損壞[3]。

變頻技術根據冷卻要求和房間的熱量控制壓縮機的電流量，提高空調機的運轉效率。與非變頻式空調相比較，功率輸出低時變頻式的電流量自動降低，電源消耗減少約 30%，每年可以節省 30% 的電費，並且根據房間的冷卻負荷控制壓縮機運轉，更容易創造舒適宜人的環境。其核心變頻器，通過來實現電動機運轉頻率的自動調節，把 60Hz 的固定電網頻率改為 30 至 110Hz 的變化頻率，以調節壓縮機轉速。依靠壓縮機轉速的快慢達到控制室溫的目的，使室溫波動減少、電能消耗少，其舒適度大大提高。另外，變頻空調每次啟動時，通常是讓空調以最大功率、最大風量進行制熱或製冷，迅速接近所設定的溫度。當空調高功率運轉，並且迅速接近所設定的溫度後，壓縮機便降低其轉速、使其在低能耗狀態下運轉，僅以所需的功率維持設定的溫度。這樣不但溫度穩定，還避免了壓縮機頻繁地開開停停所造成的對壽命的衰減，而且耗電量大大下降，實現了高效節能。這種啟動後快速以最大輸出達到設定溫度，最後再以低轉速平穩運轉來維持設定溫度的運作模式，就像汽車在高速公路順暢馳聘，沒有類似市區內行駛走走停停的情形，對使用者而言當然是既舒適又省電[4]。

### 三、無感測器弦波驅動變頻系統之分析

#### 1. 由方波合成弦波之弦波驅動變頻系統

傳統無感測器技術係藉由反電動勢位置偵測電路[5]、[6]，如圖4所示，該電路主要是利用馬達在旋轉時會在定子線圈上產生與轉子位置相關的反電勢的特性，由電壓比較器和相應的電阻、電容構成，完成無感測器馬達的轉子位置偵測功能。另外藉由該電路之 $H_a$ 、 $H_b$ 、 $H_c$ 信號來合成弦波，產生三相電流命令 $i_a^*$ 、 $i_b^*$ 、 $i_c^*$ ，如圖5所示，藉由此無感測器驅動技術之永磁同步馬達驅動系統方塊圖如圖6所示：

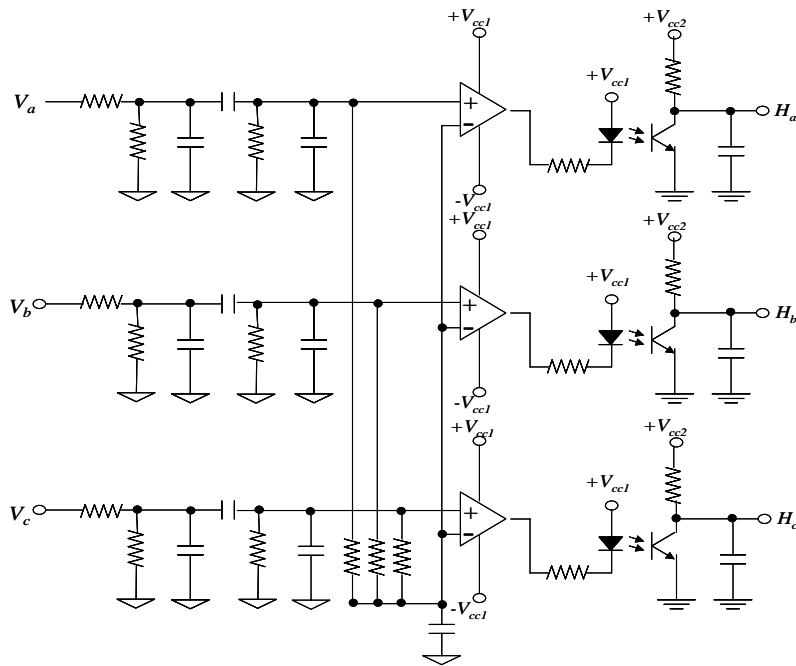


圖4 反電動勢位置偵測電路

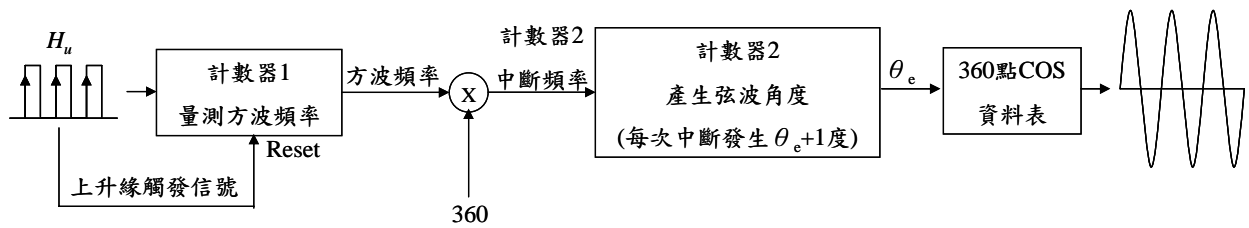


圖5 由換相信號產生弦波之方塊圖

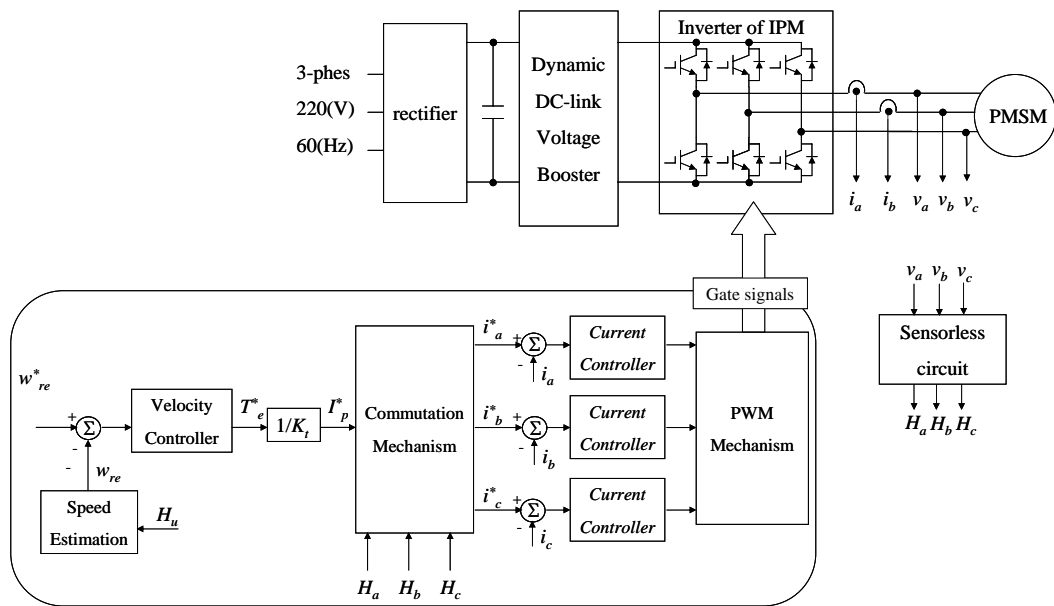


圖6 永磁同步馬達驅動系統方塊圖

目前有關無感測器驅動器之轉子位置估測以及轉速控制的研究，大部分同上都是應用反

電動勢位置偵測電路，搭配由方波合成弦波之概念，即使可以達成弦波驅動，然而由於反電動勢的大小與轉子速度成正比，當操作於低速範圍時，由於反電動勢太小，使得利用反電動勢轉子速度估測的性能變差，導致控制效果不佳，因此必須要有其他的起動策略。

## 2. 弦波驅動變頻系統

高頻信號注入法[7]、[8]則是克服反電動勢法於低轉速下估測之缺陷，可應用於極低速率(包含零速率)等操作場合，因此在此使用之控制策略如圖7所示，在零轉速、低轉速時，使用高頻信號注入法啟動馬達，加速至中高速時，轉成以參考模式法來達成壓縮機之變頻控制。

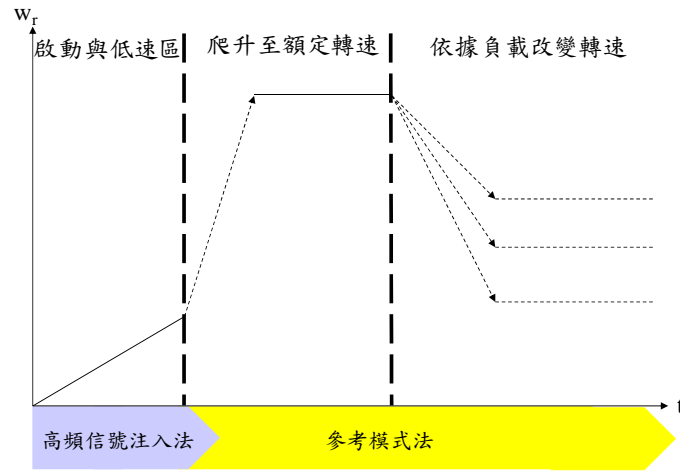


圖 7 無感測器 DC 變頻技術控制策略

以下針對本子題將採用之永磁同步壓縮機之無感測器驅動技術，高頻信注入法來做探討。由於永磁同步馬達的轉子轉速即等於其同步轉速，意即  $w_{re} = w_s$ ，因此永磁同步馬達在同步參考座標的定子電壓方程式可表示成

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + \frac{dL_d}{dt} & -w_{re}L_q \\ w_{re}L_q & r_s + \frac{dL_d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ w_{re}K_e \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中  $K_e$  為反電動勢常數，由於注入的高頻電壓之頻率會遠高於式(1)中的  $w_{re}$ ，因此在  $dq$  軸上永磁同步馬達之高頻電壓表示式，可使用  $R-L$  負載予以取代，而改寫式(1)為

$$\begin{bmatrix} v_{dsh} \\ v_{qsh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{dh} & 0 \\ 0 & Z_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dsh} \\ i_{qsh} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中  $v_{dsh}$  與  $v_{qsh}$  分別為同步參考座標系統的  $d$  軸與  $q$  軸高頻電壓成份， $i_{dsh}$  與  $i_{qsh}$  分別為同步參考座標系統的  $d$  軸與  $q$  軸高頻電流成份， $Z_{dh}$  與  $Z_{qh}$  分別為  $d$  軸與  $q$  軸高頻阻抗。又定義轉子電氣角度位置估測誤差  $\tilde{\theta}_{re}$  為

$$\tilde{\theta}_{re} = \theta_{re} - \hat{\theta}_{re} \quad (3)$$

分別定義  $d$  軸與  $q$  軸之間的高頻阻抗平均值  $Z_{avg}$  與差值  $Z_{diff}$  為

$$Z_{avg} = \frac{Z_{dh} + Z_{qh}}{2}, \quad Z_{diff} = \frac{Z_{dh} - Z_{qh}}{2} \quad (4)$$

將式(3)、(4)帶入(2)，整理後，則在估測同步參考座標系統的高頻電流成分可表示為

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dsh} \\ \hat{i}_{qsh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{avg} - 1/2Z_{diff} \cos 2\tilde{\theta}_{re}}{Z_{avg} Z_{diff}} & \frac{-1/2Z_{diff} \sin 2\tilde{\theta}_{re}}{Z_{avg} Z_{diff}} \\ \frac{-1/2Z_{diff} \sin 2\tilde{\theta}_{re}}{Z_{avg} Z_{diff}} & \frac{Z_{avg} + 1/2Z_{diff} \cos 2\tilde{\theta}_{re}}{Z_{avg} Z_{diff}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{dsh} \\ \hat{v}_{qsh} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中  $\hat{i}_{dsh}$  與  $\hat{i}_{qsh}$  分別為估測同步參考座標系統的  $d$  軸與  $q$  軸高頻電流成份， $\hat{v}_{dsh}$  與  $\hat{v}_{qsh}$  分別為估測同步參考座標系統的  $d$  軸與  $q$  軸高頻電壓成份。當高頻電壓信號僅注入於同步參考座標的  $d$  軸時，可表示為

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{dsh} \\ \hat{v}_{qsh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{inj} \cos w_h t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

則永磁同步馬達對應產生的電流可表示為

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{dsh} \\ \hat{i}_{qsh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left( \frac{Z_{avg} - 1/2Z_{diff} \cos 2\tilde{\theta}_{re}}{Z_{avg} Z_{diff}} \right) v_{inj} \cos w_h t \\ \left( \frac{-1/2Z_{diff} \sin 2\tilde{\theta}_{re}}{Z_{avg} Z_{diff}} \right) v_{inj} \cos w_h t \end{bmatrix} \quad (7)$$

由式(7)可知：當  $d$  軸與  $q$  軸之間的高頻阻抗差值  $Z_{diff}$  不為零時，則從估測同步參考座標系統的  $d$  軸高頻電流成分可獲得轉子位置估測誤差  $\tilde{\theta}_{re}$ 。又由式(3)可知：當  $\tilde{\theta}_{re}$  為零時，則轉子位置估測即等於實際轉子位置。假定高頻電阻極小於高頻電感，則在估測同步參考座標系統的  $q$  軸高頻電流成份，可改寫成



$$\hat{i}_{qsh} = \frac{v_{inj} \sin 2\tilde{\theta}_{re}}{2\omega_h^2 L_{dh} L_{qh}} [R_{diff} \cos \omega_h - \omega_h L_{diff} \sin \omega_h] \quad (8)$$

式中  $L_{dh}$  與  $L_{qh}$  分別為  $d$  軸與  $q$  軸的高頻定子電感， $R_{diff}$  為  $d$  軸與  $q$  軸之間的高頻電阻差值， $L_{diff}$  為軸與軸之間的高頻電感差值。利用式(8)，經由式(9)的信號處理程序，可獲得加至轉子位置估測誤差的輸入信號。

$$i_{\tilde{\theta}_{re}} = LPF \left[ \hat{i}_{qsh} \sin \omega_h \right] = -\frac{v_{inj} L_{diff}}{4\omega_h L_{dh} L_{qh}} \sin 2\tilde{\theta}_{re} \quad (9)$$

式中  $LPF [.]$  為低通濾波器。假如轉子位置估測誤差非常小，則加至轉子位置估測器的輸入信號，可線性化成

$$i_{\tilde{\theta}_{re}} = -\frac{v_{inj} L_{diff}}{2\omega_h L_{dh} L_{qh}} \tilde{\theta}_{re} = K_{error} \tilde{\theta}_{re} \quad (10)$$

由式(10)可知：加至轉子位置估測器輸入信號的大小，是由注入高頻電壓的大小、電感差值、注入的高頻率，以及  $d$  軸與  $q$  軸的高頻定子電感來決定。

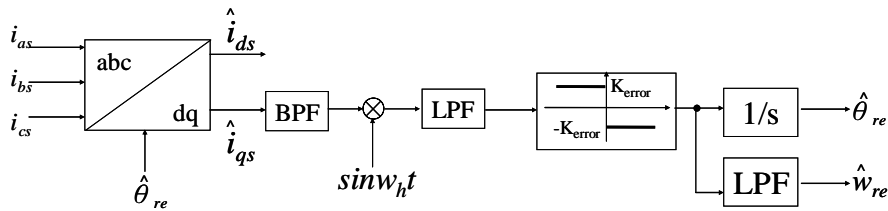


圖 8 高頻信號注入轉子位置估測器

圖8所示為高頻信號注入法轉子位置估測器之計算處理程序，將三相定子電流經由三相靜止至兩軸同步座標轉換計算，可獲得同步參考座標系統之  $d$  軸與  $q$  軸定子電流為  $\hat{i}_{ds}$  與  $\hat{i}_{qs}$ ，其中  $\hat{i}_{qs}$  經由帶通濾波器可得，再和  $\sin \omega_h$  相乘之後，可經由低通濾波器獲得  $i_{\tilde{\theta}_{re}}$ 。而  $i_{\tilde{\theta}_{re}}$  經由線性化過程可得到  $\tilde{\theta}_{re}$ ，再經由遲滯控制器可獲得  $d\hat{\theta}_{re}/dt$ ，將經由積分器可獲得估測轉子位置  $\hat{\theta}_{re}$ 。此外， $d\hat{\theta}_{re}/dt$  通過低通濾波器則可取得估測速度  $\hat{w}_{re}$ 。圖9為高頻信號注入法之架構圖，如下所示：

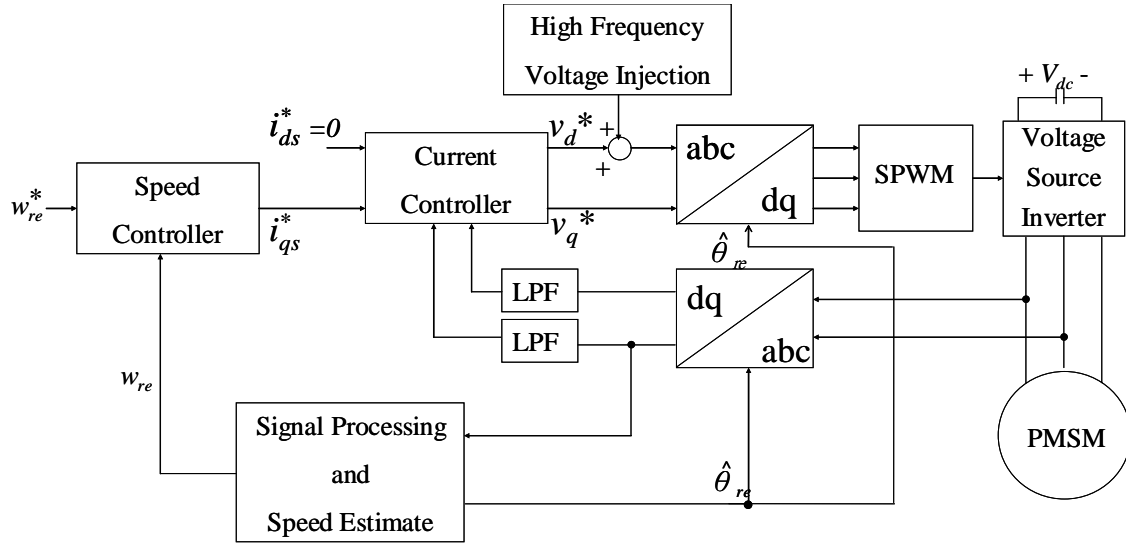


圖9 高頻信號注入法架構圖

當馬達轉速運轉於中高速下，由於反電動勢與速度成正比上升，造成使用高頻信號注入法時式(1)中之反電動勢在中高速下無法忽略，意即高頻信號注入法不適用於中高速下之轉子位置估測。因此此時改變控制策略以參考模式法[9]、[10]來達到無感測器控制之目的。為了獲得轉子線磁通鏈 $\lambda_l$ 位置之資訊，必須先藉由定子線電壓與定子相電流來決定反電動式之向量 $e_l$ 。線磁通鏈 $\lambda_l$ 與反電動式向量 $e_l$ 的表示式如下所示：

$$\lambda_l = \int e_l dt = \lambda_{lr} + j\lambda_{li} \quad (11)$$

$$e_l = V_{ab} - R_s(i_{as} - i_{bs}) + j \left[ \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{ab} + 2V_{bc}) - \sqrt{3}R_s(i_{as} + i_{bs}) \right] = e_{lr} + je_{li} \quad (12)$$

由式(11)與式(12)可觀察出線磁通鏈 $\lambda_l$ 之實部與虛部分別為

$$\lambda_{lr} = \int [V_{ab} - R_s(i_{as} - i_{bs})] dt \quad (13)$$

$$\lambda_{li} = \int \left[ \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{ab} + 2V_{bc}) - \sqrt{3}R_s(i_{as} + i_{bs}) \right] dt \quad (14)$$

因此兩式相除，可獲得轉子線磁通鏈之位置方程式如下所示：

$$\hat{\theta}_{\lambda l} = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{li}}{\lambda_{lr}} \right) \quad (15)$$

故相磁通鏈的位置  $\hat{\theta}_{re}$  為

$$\hat{\theta}_{re} = \hat{\theta}_{\lambda l} - 30 \quad (16)$$

因此由式(16)可知轉子相磁通鏈位置，並利用此轉子位置做為磁場導向之座標轉換所需的單位相量。而轉子速度  $\hat{w}_{re}$  可由  $d\hat{\theta}_{re}/dt$  獲得，如(17)所示

$$\hat{w}_{re} = \frac{d\hat{\theta}_{re}}{dt} = \frac{\lambda_{lr}d(\lambda_{li}) + \lambda_{li}d(\lambda_{lr})}{\lambda_{lr}^2 + \lambda_{li}^2} \quad (17)$$

因此由參考模式法估測轉子位置之估測器，如圖 10 所示

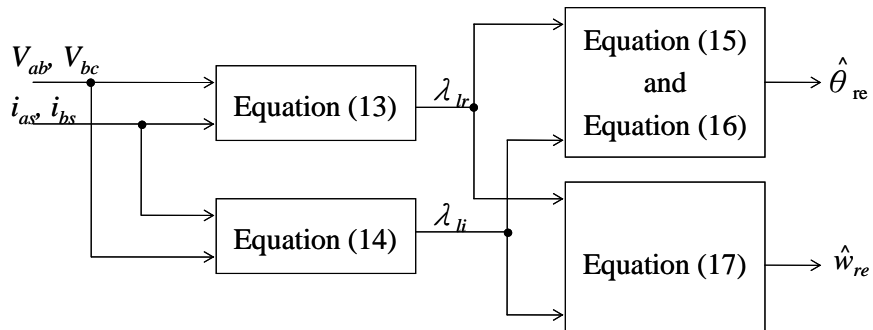


圖 10 參考模式法轉子位置估測器

綜合以上兩種無感測器控制法，當馬達處於零轉速、低轉速時，使用高頻信號注入法啟動馬達，當馬達加速至中高速時，切換成以參考模式法達成全弦波驅動壓縮機之無感測器變頻控制，方以增加其效率。

#### 四、系統架構與模擬結果

##### 高頻信號注入法結合參考模式法之模擬波型

對高頻信號注入法結參考模式法之架構，我們利用 PSIM 模擬軟體進行轉子位置估測與速度控制之相關模擬，其架構圖與相關模擬結果如下：

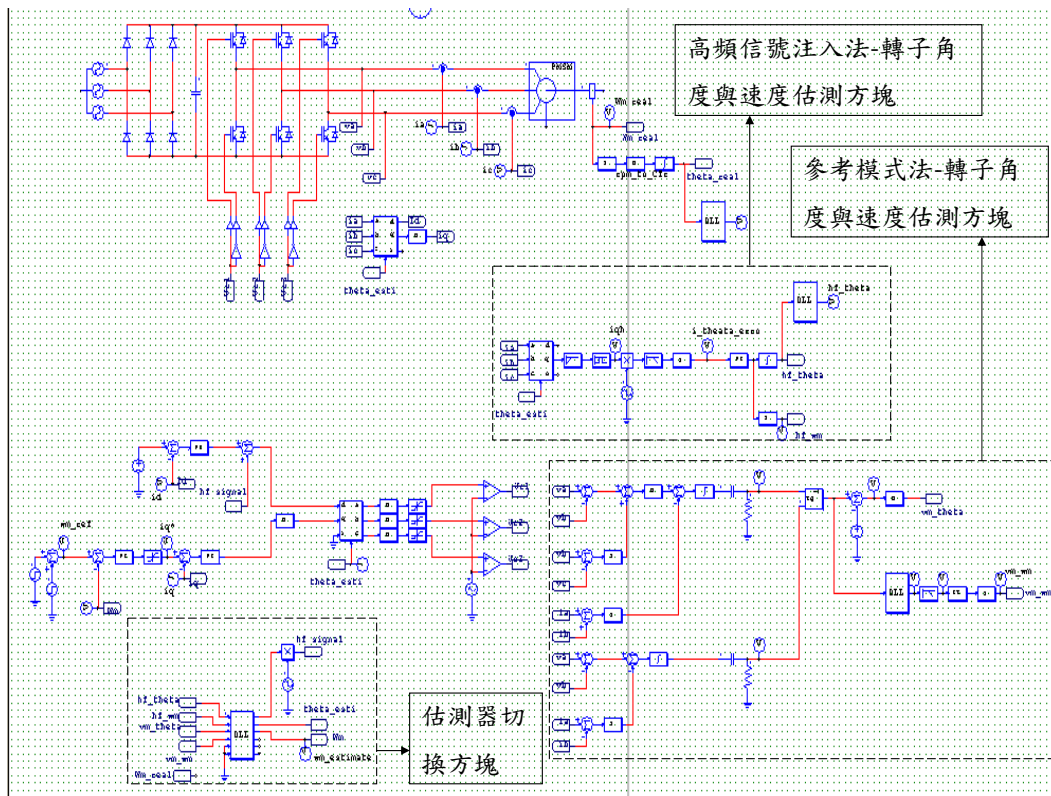


圖 11 高頻信號注入法結合參考模式法模擬架構圖

圖 11 為高頻信號注入法結合參考模式法模擬架構圖，相較於一般有感測器馬達控制架構，僅須增加兩部分轉子位置估測器，並且都可於微處理機內撰寫相關程式碼，不需額外增加硬體架構。

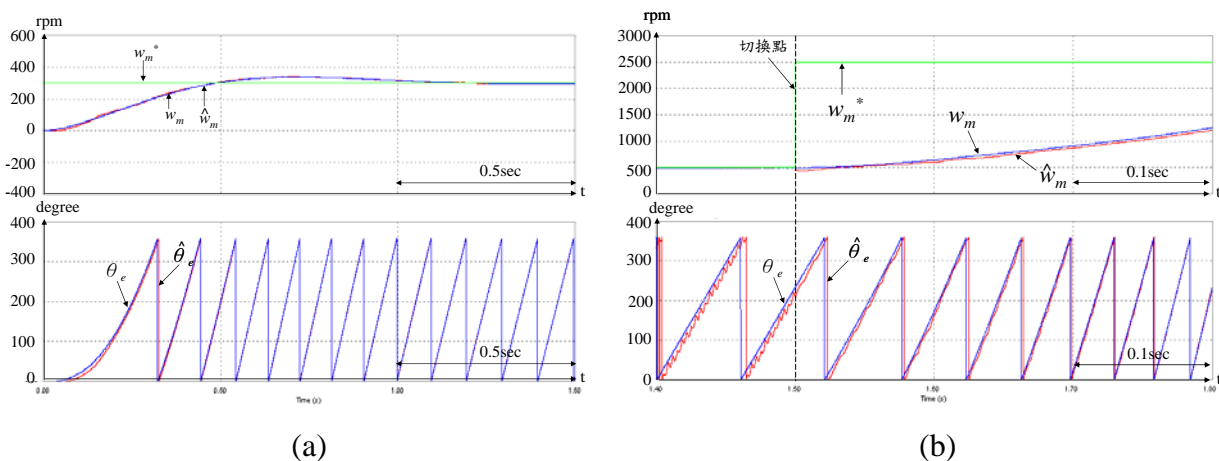


圖 12 (a)高頻信號注入法轉子位置估測(b)參考模式法轉子位置估測

圖 12(a)為由高頻信號注入法所獲得之轉子位置估測效果，上圖為速度追隨波形，分別為速度命令  $w_m^*$ 、實際速度  $w_m$ 、估測速度  $\hat{w}_m$ ，而下圖為轉子位置估測波形，分別為實際轉子位

置  $\theta_e$  與估測轉子位置  $\hat{\theta}_e$ 。圖 12(b) 為參考模式法所獲得之轉子位置估測效果，可看出由於切換點之前之估測位置有明顯抖動，那是由於被高頻信號注入法所注入之  $d$  軸高頻電流所影響而造成之現象，不過由於低轉速下並不採用參考模式法所估測出之角度，因此並不影響控制器性能，但於轉子估測法切換之後，需要將所注入之高頻電流關掉，避免影響其估測器之性能。

圖 13 為結合高頻信號注入與參考模式法轉子位置估之速度追隨圖，可看出估測器切換點由於所注入之高頻電流之影響，造成轉子位置估測之誤差之後，進而造成速度估測誤差，因此如何改善此部分缺陷已規劃於未來研究之方向內。

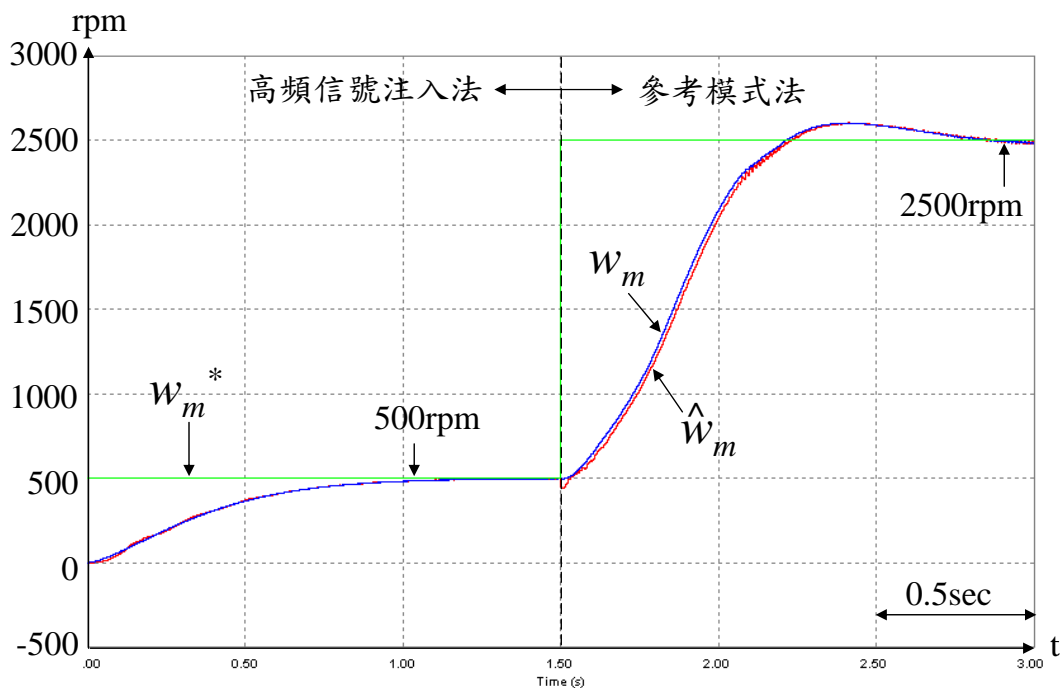


圖 13 速度命令與實際速度、估測速度

## 五、圖六實驗結果

本文僅說明圖 6 所示之利用反電動勢位置偵測並以方波合成弦波之弦波驅動架構實驗結果，此部分為了單獨確認方波合成弦波之可行性，因此先採用霍爾元件所產生之換相訊號來合成弦波，目前先採用野力公司型號 9D-130 永磁同步馬達作為控制器發展平台，未來會以實際之壓縮機用永磁同步馬達進行進一步的實驗與性能驗證。

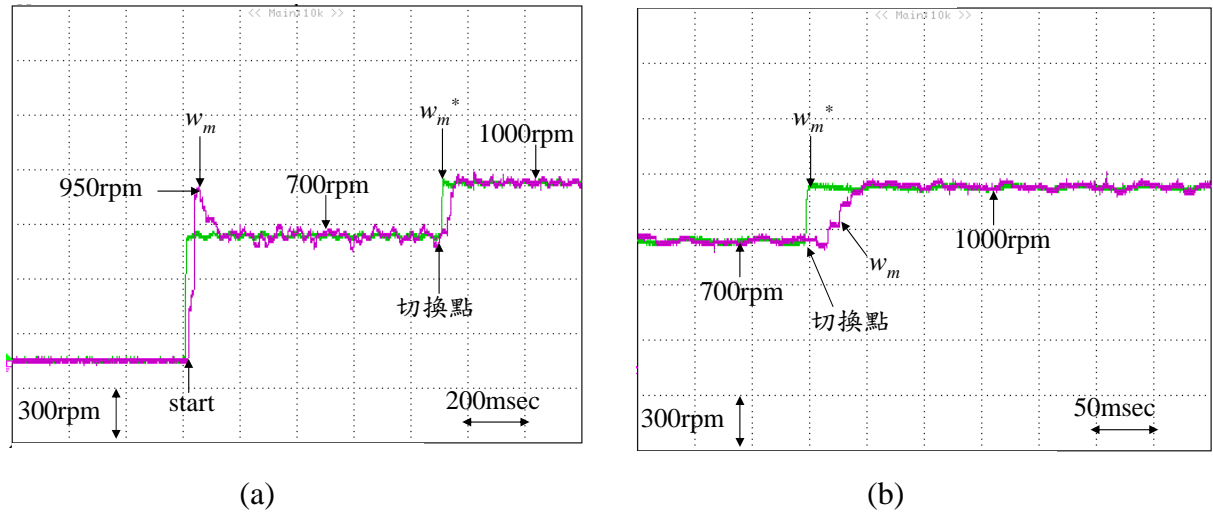


圖 14 方波驅動切換為弦波驅動

圖 14(a)為方波驅動切換為弦波驅動之速度控制波形，圖 14(b)為其切換點放大圖。於圖 14(a)圖，馬達以方波驅動之方式啟動並控制於 700rpm 下，並且切換為弦波控制後加速至 1000rpm，切換點之電流實測波形如圖 15 所示。

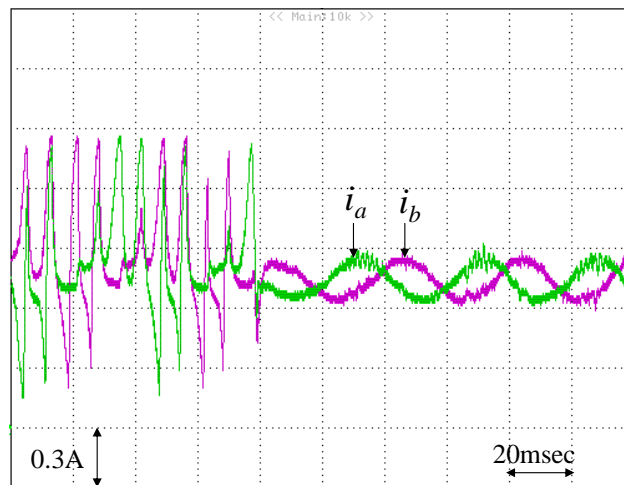


圖 15 方波驅動切換為弦波驅動之電流波型

圖 16 為弦波驅動後之速度控制波型，測試方式是於程式內先撰寫速度命令改變之相關程式後，再由實驗來驗證其結果。一開始由方波驅動並控制速度於 700rpm，並於 0.9sec 之後切換為弦波驅動控制速度於 1000rpm，並且每運行 2sec 改變一次速度命令，依序分別為 850rpm、700rpm、850rpm，最後再回到 1000rpm。於各轉速下之實際電流  $i_a$ 、 $i_b$  波形如圖 17(a)、(b)、(c)所示，圖 17(a)為速度控制於 700rpm 下之電流波形，圖 17(b)為速度控制於 850rpm 下之電流波形，圖 17(c)為速度控制於 1000rpm 下之電流波形。

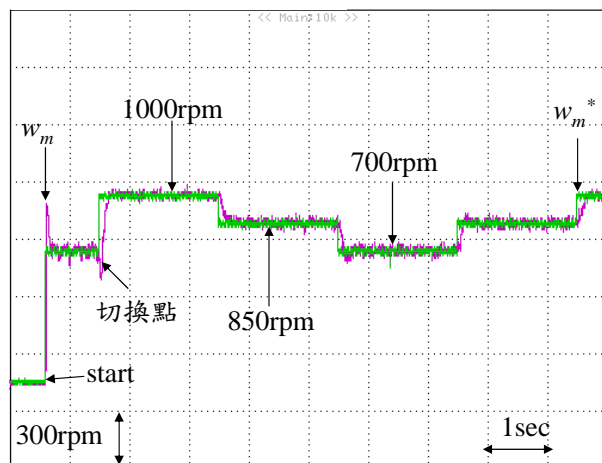
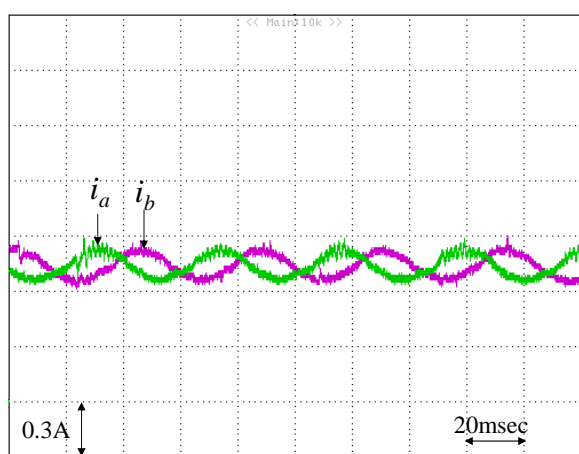
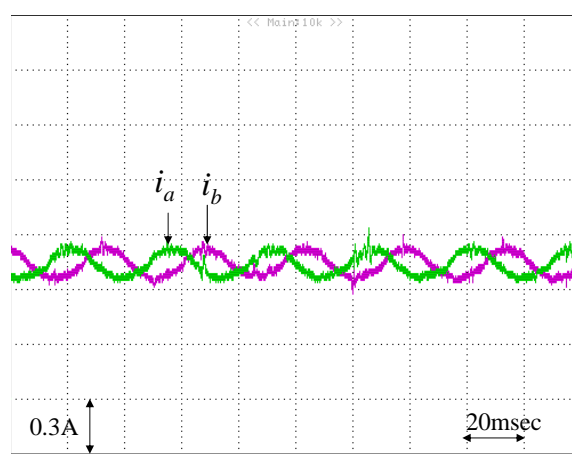


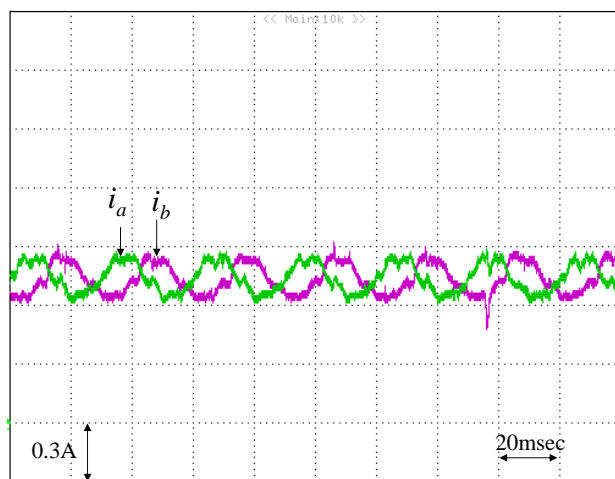
圖 16 速度控制



(a)



(b)



(c)

圖 17  $i_a, i_b$  電流(a)700rpm(b)850rpm(c)1000rpm

## 六、結論

由以上實驗可知，由利用反電動勢位置偵測並以方波驅動切換為弦波驅動之方法應用於

永磁同步馬達上是相當可行的，但由於此架構需要由方波驅動之方式來啟動馬達，因此啟動時所伴隨的高啟動電流依然是無法避免的缺點。有鑑於此，本文所提出全弦波驅動之方法，以高頻信號注入法結合參考模式法即是用來克服此缺點，讓馬達於零轉速下依然可以應用弦波驅動之方式驅動馬達，進而達成柔啟動之功能，改善以方波驅動馬達之方式啟動時所產生的過大啟動電流。於未來研究上會繼續高頻信號注入法結合參考模式法之實作，實際將以上兩種驅動方法應用於壓縮機用永磁同步馬達上，並且對兩種驅動方法之效率進行比較與改進，驗證所提之方式其效率確實有增加效果。

## 七、參考資料

- [1] 徐銘宏, "高性能變頻器專題研究," 工研院 IEK 系統能源組, 民國 91 年.
- [2] 郭文璋, "變頻空調系統中無感測直流無刷馬達技術之研究," 碩士論文, 元智大學電機工程學系, 民國 95 年.
- [3] 台灣冷氣空調網, <http://www.airconditioner.com.tw>
- [4] 三菱股份有限公司, <http://www.kawabishi.com/index.html>
- [5] C. H. Chen, and M. Y. Cheng, "A new cost effective sensorless commutation method for brushless DC motors without phase shift circuit and neutral voltage," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System*, vol. 30, no. 3, pp. 644-653, July 1994.
- [6] H. C. Chen, and Y. C. Chang, and C. K. Huang, "Practical sensorless control for inverter-fed BDCM compressors," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 1, pp. 127-132, January 2007.
- [7] J. H. Jang, J. I. Ha, M. Ohto, K. Ide, and S. K. Sul, "Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 6, pp. 1595-1604, November/December 2004.
- [8] J. I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S. K. Sul, "Sensorless rotor position estimation of an interior permanent-magnet motor from initial states," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp. 761-767, May/June 2003.
- [9] T. H. Liu, and C. P. Cheng, "Adaptive control for a sensorless permanent-magnet synchronous



motor drive,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 900-909, March 2007.

- [10] F. J. Lin, R. J. Wai, R. H. Xuo, and D. C. Liu, “A comparative study of sliding mode and model reference adaptive speed observers for induction motor drive,” *Electronic Power System Research*, vol. 44, pp. 163-174, 1998.