

高效率空調系統變頻驅動技術

林法正 葉超明 陳家銘

國立中央大學 電機工程學系

摘要

隨著科技之發展與世界人口暴增，能源之使用量日益增加，因此隨節能意識之高漲與我國對節能科技之重視，目前國內空調系統由原本交流定頻系統逐漸被直流變頻系統所取代，藉由變頻技術可調整壓縮機馬達之運轉速度，進而達到節能之效果。本文介紹了無感測變頻空調壓縮機驅動系統，以凸極式反電動勢為基礎之速度估測法作為無感測控制策略，並實際應用在內藏式永磁同步馬達迴轉式壓縮機之空調系統，以進一步提高變頻壓縮機驅動系統之能源使用效率。

關鍵字：內藏式永磁同步馬達、無感測控制、凸極式反電動勢。

一、前言

目前壓縮機技術的發展藉由馬達轉子與定子之結構的設計與其它材料的應用，其效率已從原本的 80% 提升至約 93%；其次為熱交換器的改良，熱交換器目前因技術成熟，故其改良已很難使其熱傳效能有極大突破[1]，因此就中短期發展潛力而言，變頻冷氣之壓縮機驅動技術之研發仍為目前提升系統性能係數最佳方法[2]，而變頻壓縮機驅動技術中效率最高者則為永磁同步馬達驅動系統[3]。

近十年來應用於變頻空調系統中之馬達控制皆是採用無感測控制方法來估測馬達轉子位置及轉速，無感測控制之方法大致可分為磁通估測法[4-5]與反電動勢估測法[6-10]，在[7]中討論了表面貼覆式永磁同步馬達及內藏式永磁同步馬達反電動勢之差異性，並由傳統的內藏式永磁同步馬達數學模型仿照表面貼覆式永磁同步馬達數學模型改寫成新的馬達數學模型，改寫的目的是為了凸顯凸極式反電動勢的存在，此外在[7]中亦利用狀態濾波器來估測內藏式永磁同步馬達之凸極式反電動勢。在[9]中提出基於固定座標軸下電流模型之狀態濾波器，利用此狀態濾波器可以估測出內藏式永磁同步馬達之凸極式反電動勢。綜合以上參考文獻之磁通、反電動勢估測法，大部分獲得轉子磁場角度及轉速之方法皆是基於鎖相迴路技術[9, 10]，在[10]中利用了李亞普若夫函數保證鎖相迴路穩定，並且給出鎖相迴路控制器增益的設計法。

本文以凸極式反電動勢估測法為基礎，藉由狀態濾波器估測出內藏式永磁同步馬達之凸極式反電動勢，經由計算得到估測磁場角度誤差後，送入以機械模型為基礎之鎖相迴路獲得估測之轉子角度與速度，達成壓縮機之永磁同步馬達無感測變頻驅動控制，藉以提升空調系統之能源使用效率。

二、內藏式永磁同步馬達凸極式反電動勢之定義

內藏式永磁式同步馬達在同步旋轉座標系下之定子電路模型如式(1)所示。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_d & -\omega_{re} L_q \\ \omega_{re} L_d & r_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} \lambda_{pm} \end{bmatrix} \quad (1)$$

上述模型可改寫如式(2)所示[9]:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_d & -\omega_{re} L_q \\ \omega_{re} L_q & r_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re} \lambda_{pm} + (L_d - L_q) \left(\omega_{re} i_d - \frac{di_q}{dt} \right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

再把式(2)經由座標變換，整理後可得新型內藏式永磁同步馬達在固定座標系下電路模型，如式(3)所示。

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_d & \omega_{re}(L_d - L_q) \\ -\omega_{re}(L_d - L_q) & r_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \left\{ \omega_{re}\lambda_{pm} + (L_d - L_q) \left(\omega_{re}i_d - \frac{di_q}{dt} \right) \right\} \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (3)$$

將式(2)之新型式內藏式永磁同步馬達之電路模型與式(3)之表面貼覆式永磁同步馬達之電路模型兩兩比較可發現，雖然式(2)中第二項之係數矩陣之副對角線元素仍為時變，但由於型式簡單，較容易消除。再比較表面貼覆式永磁同步馬達電路模型之反電動勢項，可發現新型之內藏式永磁同步馬達電路模型之反電動勢項多了 i_d 、 i_q 電流的成分，與表面貼覆式永磁同步馬達電路模型之反電動勢項不同。因此定義凸極式反電動勢如式(4)：

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \left\{ \omega_{re}\lambda_{pm} + (L_d - L_q) \left(\omega_{re}i_d - \frac{di_q}{dt} \right) \right\} \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中 E_α 為 α 軸之凸極式反電動勢， E_β 為 β 軸之凸極式反電動勢，觀察式(4)並定義凸極式反電動勢之振幅為式(5)

$$E = (L_d - L_q) \left(\omega_{re}i_d - \frac{di_q}{dt} \right) + \omega_{re}\lambda_{pm} \quad (5)$$

本文則是根據內藏式永磁同步馬達在固定座標系之電路模型設計凸極式反電動勢狀態濾波器。[9]提出了一反電動勢狀態濾波器來估測出固定座標系底下內藏式永磁同步馬達之凸極式反電動勢，假若電流模型中的估測之定子電氣參數與實際相差甚小，且整個狀態濾波器閉迴路穩定，則狀態濾波器之輸出就會越逼近實際之凸極式反電動勢。根據式(4)定義凸極式反電動勢，若反電動勢估測器穩定且收斂，則估測凸極式反電動勢將會趨近於實際。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha(t) \\ \hat{E}_\beta(t) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{re}(t)) \\ \cos(\theta_{re}(t)) \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中 \hat{E}_α 及 \hat{E}_β 為估測固定座標軸下之凸極式反電動勢。

三、以凸極式反電動勢為基礎之速度估測器

如圖 1 所示，利用狀態濾波器可以估測出在固定座標系底下內藏式永磁同步馬達之凸極式反電動勢，此狀態濾波器主要分成兩個部分，一為內藏式永磁同步馬達在固定座標系下之電流模型，二為比例積分補償器。由於上述電流模型無法自行產生凸極式反電動勢，因此需借助比例積分估測器產生估測之凸極式反電動勢，再送入電流模型之輸入，而電流模型所估測之固定座標系下之電流再與實際之固定座標系下之電流比較，爾後送入比例積分補償器，

如此產生一個負回授之閉迴路。

由圖 1 可推知得估測器之輸入電流與所估測之凸極式反電動勢之關係，如式(7)所示

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \frac{-(R_p p + R_i)}{\hat{L}_d p^2 + (\hat{r}_s + R_p)p + R_i} \begin{bmatrix} \hat{r}_s + \hat{L}_d p & \hat{\omega}_{re}(\hat{L}_d - \hat{L}_q) \\ -\hat{\omega}_{re}(\hat{L}_d - \hat{L}_q) & \hat{r}_s + \hat{L}_d p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \text{ for } \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中：

其中 \hat{E}_α 及 \hat{E}_β 為固定座標軸之下估測之反電動勢； v_α^* 及 v_β^* 為固定座標軸之下之電壓命令； \hat{L}_d 及 \hat{L}_q 為同步旋轉座標軸之下估測之 d 軸和 q 軸定子電感； \hat{r}_s 為估測之定子電阻； $\hat{\omega}_{re}$ 為估測之電器角速度； R_p 為比例項之增益； R_i 為積分項之增益。

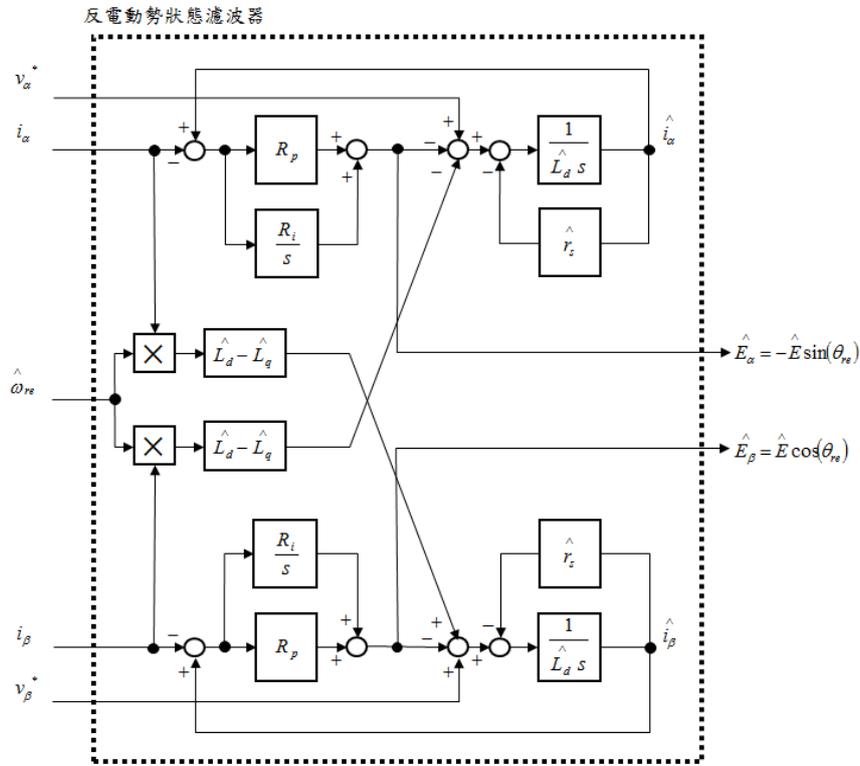


圖1 凸極式反電動勢用狀態濾波器估測原理方塊圖

估測器之輸入命令電壓與所估測之反電動勢與估測器輸入之關係，如式(8)所示，

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \frac{R_p p + R_i}{\hat{L}_d p^2 + (\hat{r}_s + R_p)p + R_i} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix}, \text{ for } \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

由式(9)可看出估測凸極式反電動勢其實是由實際之凸極式反電動勢，經過一個低通濾波器所獲得。

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = \frac{R_p p + R_i}{\hat{L}_d p^2 + (\hat{r}_s + R_p) p + R_i} \begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

如圖 1 所示。若反電動勢狀態濾波器穩定且收斂，則估測凸極式反電動勢趨近於實際，如式 (10) 所示。

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha(t) \\ \hat{E}_\beta(t) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{re}(t)) \\ \cos(\theta_{re}(t)) \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(10)可知，估測之凸極式反電動勢 \hat{E}_α 及 \hat{E}_β 分別為實際轉子磁場角度的負正弦及餘弦，式 (10) 中的正餘弦之振幅為凸極式反電動勢之幅量 E ，其值會隨著馬達轉動方向而改變正負號，因此需要作以下之修正確保其值恆為正，如式(11)所示。

$$\begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha^\# \\ \hat{E}_\beta^\# \end{bmatrix} = \text{sign}(\hat{\omega}_{re_emf}) \cdot \begin{bmatrix} \hat{E}_\alpha \\ \hat{E}_\beta \end{bmatrix} = |E| \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{re}) \\ \cos(\theta_{re}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

這裡的 $\hat{E}_\alpha^\#$ 及 $\hat{E}_\beta^\#$ 為修正過後之估測凸極式反電動勢， $\hat{\omega}_{re_emf}$ 為凸極式反電動勢估測法之估測電氣轉速。為了獲得實際與估測轉子磁場角度誤差 ε_{emf} ，需再作如式(12)之運算。

$$\begin{aligned} \varepsilon_{emf} &= \hat{E}_\alpha^\# \cdot \left(-\cos(\hat{\theta}_{re_emf}) \right) + \hat{E}_\beta^\# \cdot \left(-\sin(\hat{\theta}_{re_emf}) \right) \\ &= |E| \cdot \left[-\sin(\theta_{re}) \cdot \left(-\cos(\hat{\theta}_{re_emf}) \right) + \cos(\theta_{re}) \cdot \left(-\sin(\hat{\theta}_{re_emf}) \right) \right] \\ &= |E| \cdot \sin(\theta_{re} - \hat{\theta}_{re_emf}) \end{aligned} \quad (12)$$

這裡的 ε_{emf} 為凸極式反電動勢估測法之實際與估測轉子磁場角度誤差。

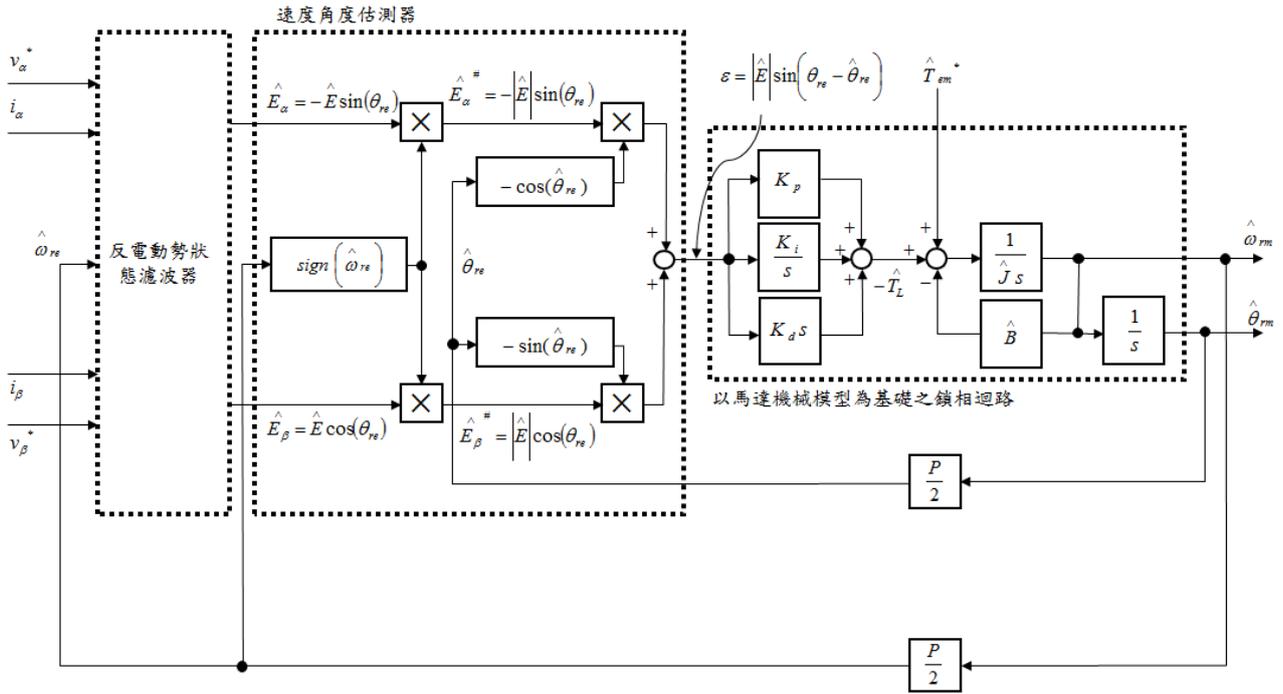


圖2 利用比例積分微分估測器之以凸極式反電動勢為基礎之速度估測原理方塊圖

圖 2 的以機械模型為基礎之鎖相迴路主要可分成兩個部分，其一為負載轉矩估測器，其二為馬達機械模型，由於上述之馬達機械模型無法自行產生負載轉矩，因此需借助負載轉矩估測器來產生負的估測之負載轉矩 $-\hat{T}_L$ ，再送入後級之馬達機械模型，由馬達機械模型之輸出獲得估測機械轉速，再經過一積分器獲得估測機械角度，此估測機械角度與所估測之反電動勢經過式(12)之運算獲得反電動勢估測法之實際與估測轉子磁場角度誤差，將此誤差送入負載轉矩估測器。如此將產生一個閉迴路。假若鎖相迴路中之估測轉動慣量與估測摩擦係數與實際馬達相差甚小，且整個以機械模型為基礎之鎖相迴路穩定。則估測機械轉速與估測機械角度將會逼近實際，如式(13)所示。

$$\frac{\omega_{rm_emf}^{\wedge}}{\omega_{rm}} = \frac{\theta_{rm_emf}^{\wedge}}{\theta_{rm}} = \frac{J \frac{\hat{\lambda}_{pm}}{\lambda_{pm}} \cdot s^3 + K_d \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_i}{\hat{J} \cdot s^3 + K_d \cdot s^2 + K_p \cdot s + K} \quad (13)$$

這裡的 ω_{rm} 為實際之機械轉速， $\omega_{rm_emf}^{\wedge}$ 為估測之機械轉速， θ_{rm} 為實際之機械角度， $\theta_{rm_emf}^{\wedge}$ 為估測之機械角度， J 為實際之轉動慣量， \hat{J} 為估測之轉動慣量， $\hat{\lambda}_{pm}$ 為估測之磁通常數， K_d 為微分項之增益， K_p 為比例項之增益， K_i 為積分項之增益。

如圖 3 為以凸極式反電動勢為基礎之速度估測法無感測控制系統方塊圖，由於無感測技術皆需利用固定座標系下之電壓或電流信號作為估測器之輸入，因此需要使用兩次座標轉換，

才能將固定座標系下之信號轉換為同步旋轉座標系下之信號。此外三種架構圖之估測器皆是以轉矩電流命令所獲得之電磁轉矩作為輸入，並且都是以機械模型為基礎之鎖相迴路作為速度、角度之估測，因此易於結合。

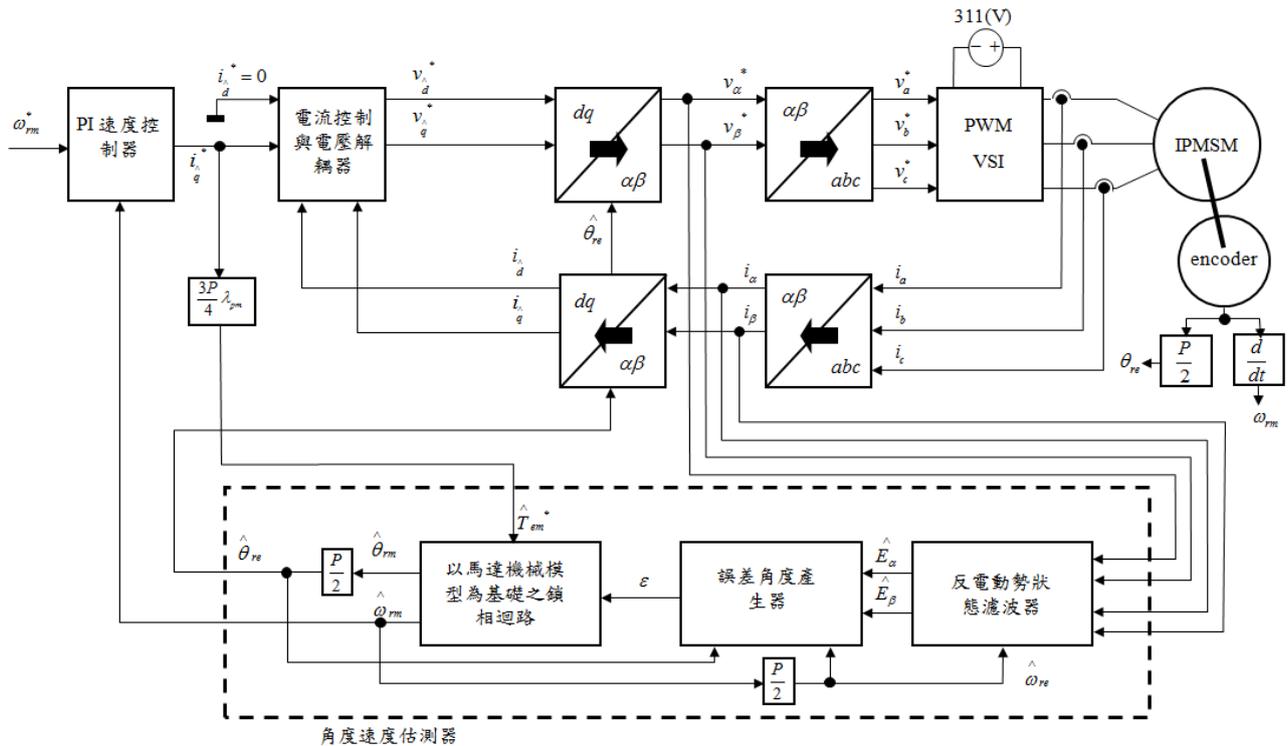


圖3 凸極式反電動勢為基礎之速度估測法無感測控制系統方塊圖

四、空調系統介紹

如圖 4 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。低溫低壓之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之製冷量[1]。

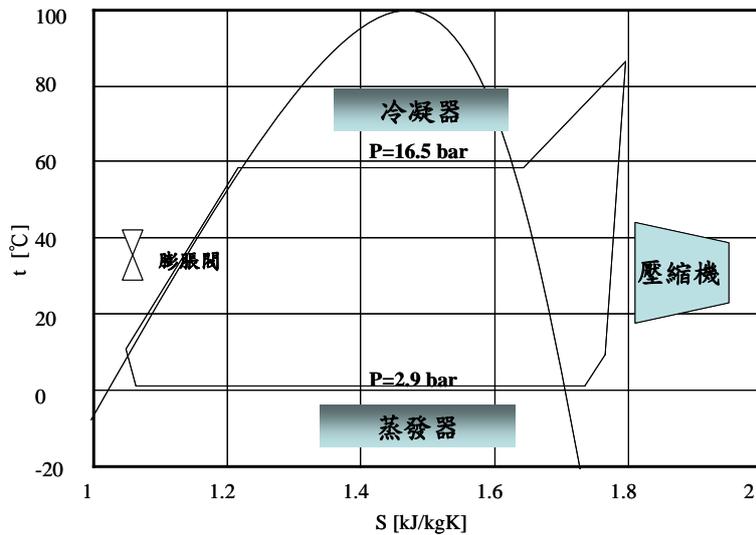
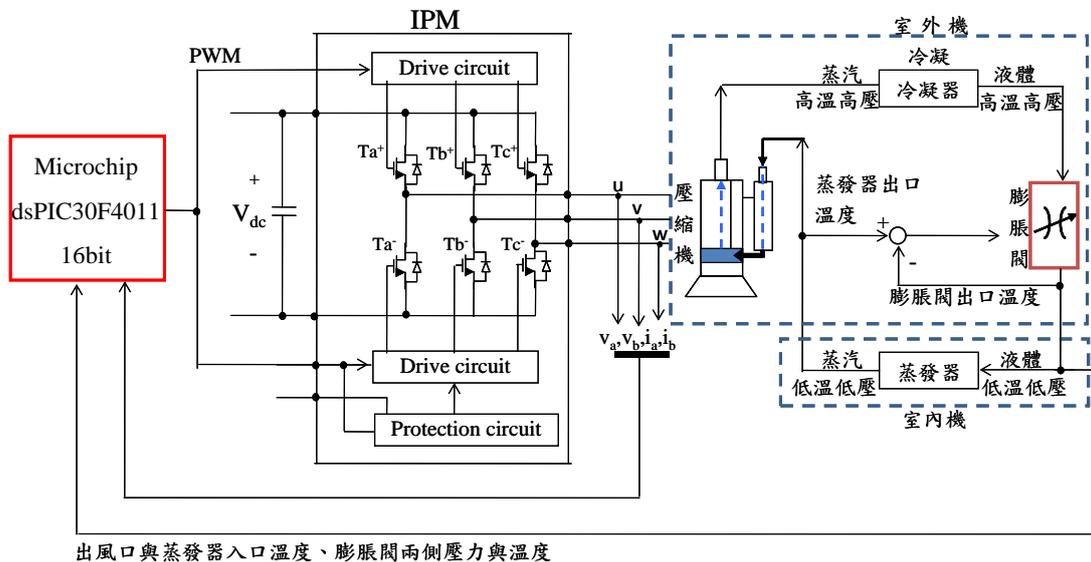


圖 4 冷凍空調循環



出風口與蒸發器入口溫度、膨脹閥兩側壓力與溫度

圖 5 變頻冷氣系統架構圖

圖 5 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，進而控制室外的風機、膨脹閥和壓縮機，完成相對應的控制功能。同時還會將室外機的運轉狀態和室外機的温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温度資訊，再對整個空調系統進行協調與控制。

五、實驗結果

為了驗證上述控制法則之實驗，本文使用一 1000Watt、4 極之內藏式永磁同步馬達及包含磁

粉式剎車，扭力計與編碼器之控制平台進行實驗，並以 Microchip 之數位訊號處理器 dsPIC30F4011 實現其控制法則，如圖 6 所示。為了完成溫度控制策略以對能源使用達到最佳化，本文架設一實驗空調系統，並針對實驗需要在其中設計並製作必要的硬體電路。圖 7 為實驗空調系統硬體設備，其中包含了室外機、變頻器、壓縮機系統控制板、壓縮機人機介面控制板、安捷倫訊號擷取器等各項設備，圖 8 為實驗空調系統硬體設備示意圖，包含了壓縮機、溫度偵測電路及壓縮機驅動系統之硬體示意圖。圖 9 為室外機設備圖，包含冷凝器、風扇、三星製內藏式永磁同步馬達之迴轉式壓縮機等。

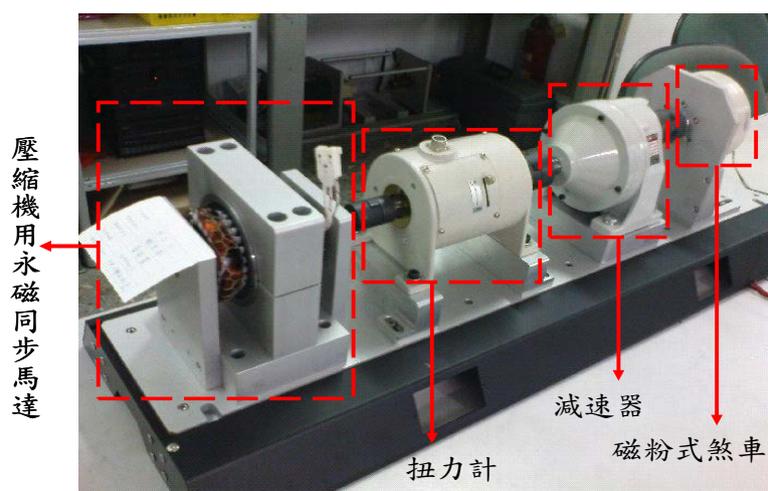


圖 6 馬達實驗平台

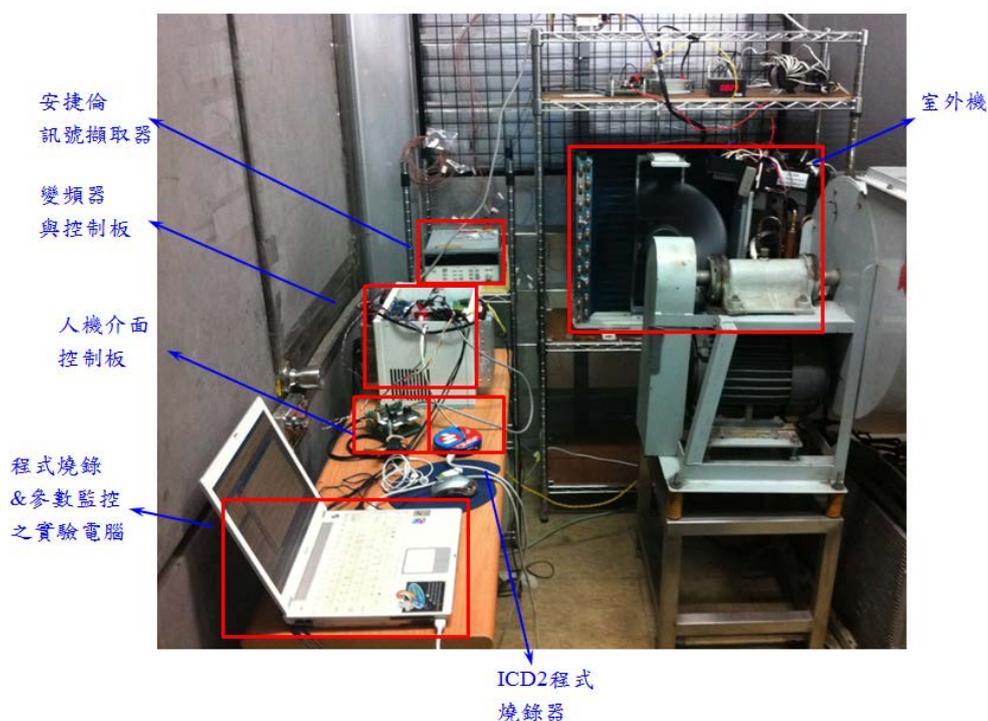


圖 7 實驗空調系統硬體設備

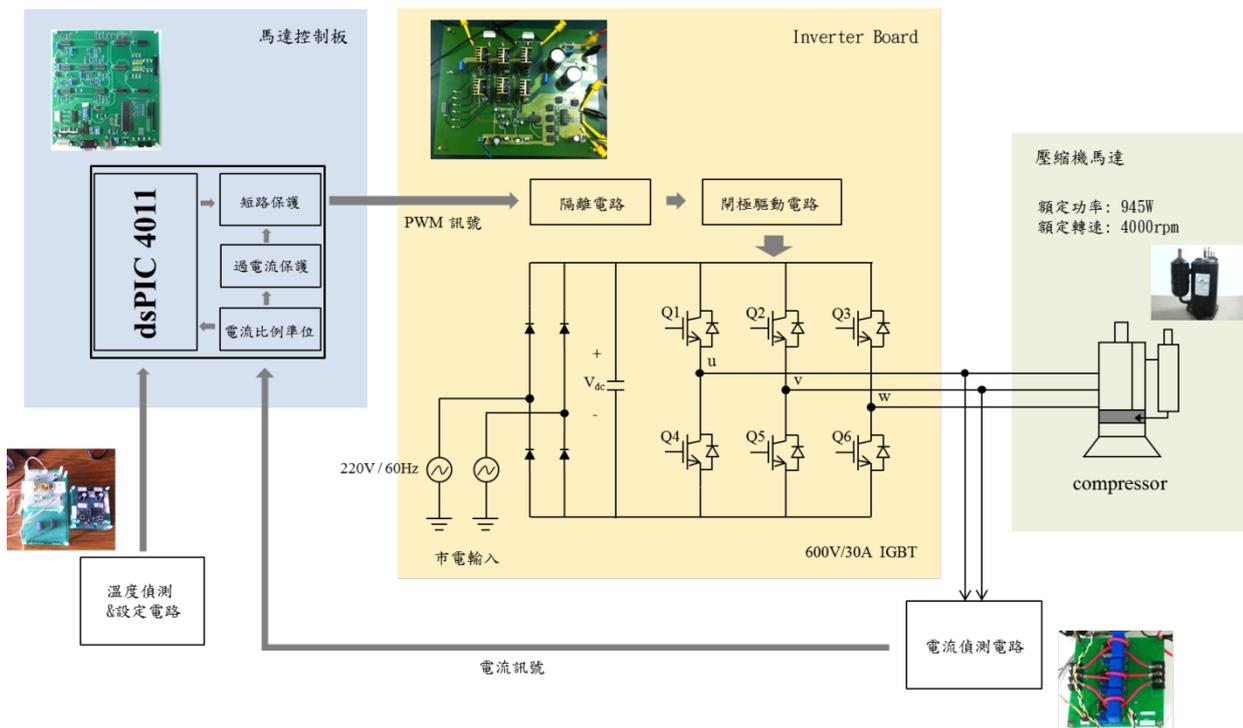


圖 8 實驗空調系統硬體設備示意圖



圖 9 室外機設備圖

為了驗證以凸極式反電動勢為基礎之無感測控制策略，實驗結果如圖 10、圖 11、圖 12 及圖 13 所示。圖 10 為馬達無載以靜止啟動 5 秒後至 500 轉穩定運轉，實際及估測角度與轉矩電流之暫態響應，圖中可以看到在 0 秒至 2 秒當中轉子為靜止，待轉矩電流上升後推動轉子，此時反電動勢產生，馬達進入角度閉迴路模式。圖 11 同樣為馬達無載以靜止啟動 5 秒後至 500 轉穩定運轉，實際及估測角度與估測之反電動勢之暫態響應，圖中可以看到在 0 秒到 2 秒當中轉子為靜止，待轉矩電流上升後推動轉子，可明顯看出由反電動勢狀態濾波器產生之凸極式反電動勢；此時由凸極式反電動勢提供轉子資訊，馬達進入角度閉迴路模式。圖 12 為以凸極式反電動勢為基礎之速度估測法之速度響應。為了驗證此實驗，馬達分別在無載、半

載、滿載狀況下運轉，利用以凸極式反電動勢為基礎之速度估測法，馬達以凸極式反電動勢為基礎之無感測控制策略啟動，以轉矩電流推動馬達待反電動勢產生後即進入角度閉迴路模式，爾後速度命令以每步階增加 500rpm，最終至 4000rpm 並維持之，而 i_q^* 為轉矩電流。圖 13 則顯示以凸極式反電動勢估測法在固定座標系下，實際與估測電流在 2000rpm 狀況下之響應，其下為估測角度與實際角度。圖 14 為應用在實際冷氣系統上之實驗結果，將各量測點所量測到之室內溫、室外溫以及所設定之溫度送入數位訊號處理器，藉由整合各個資訊經由所設定之控制策略運算後可得到壓縮機操作之運轉速度，藉以達成最佳化之控制。

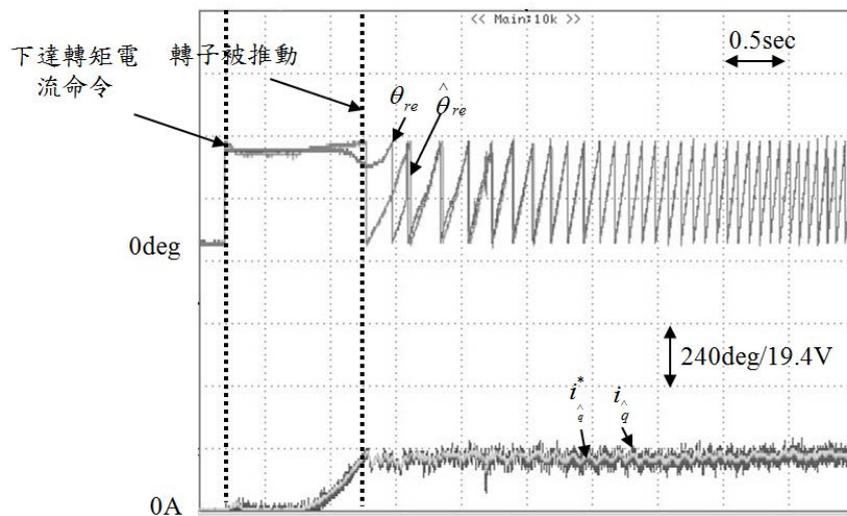


圖 10 以凸極式反電動勢為基礎之無感測控制啟動策略角度與轉矩電流之暫態響應

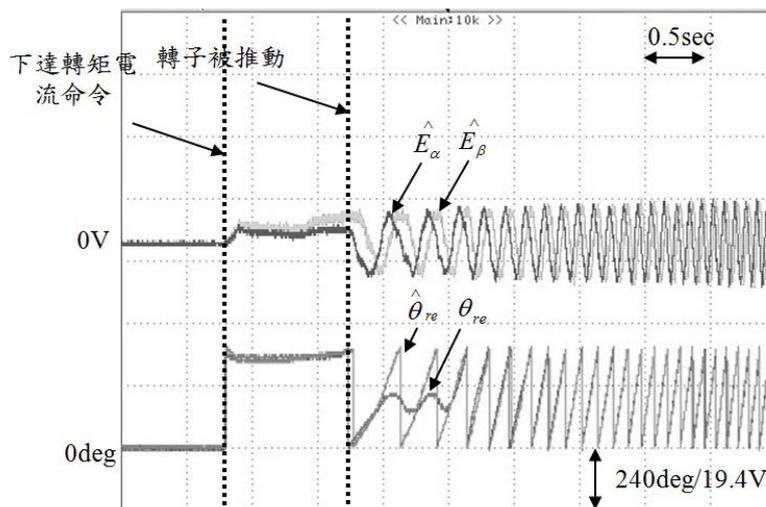
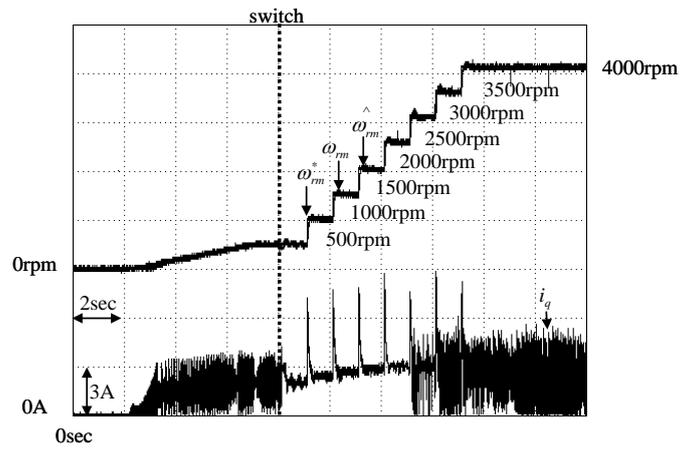
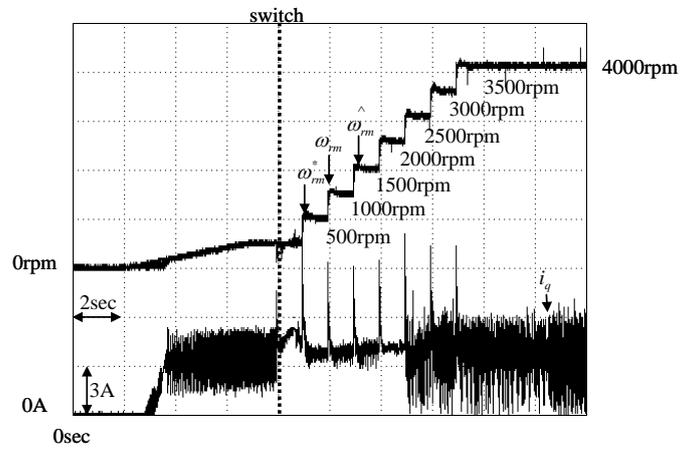


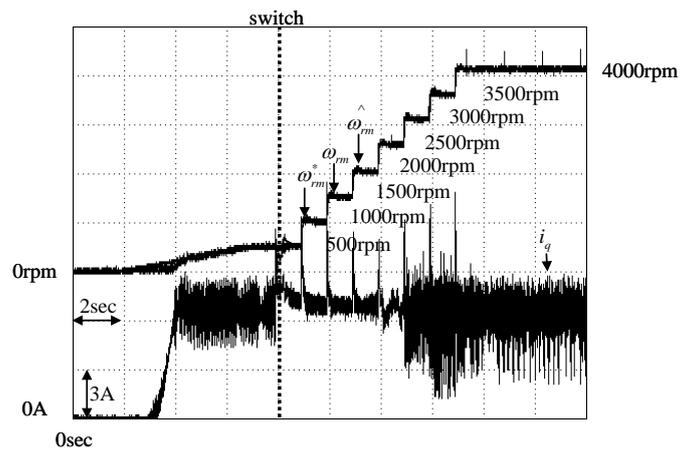
圖 11 以凸極式反電動勢為基礎之無感測控制啟動策略角度與反電動勢之暫態響應



(a) (續)

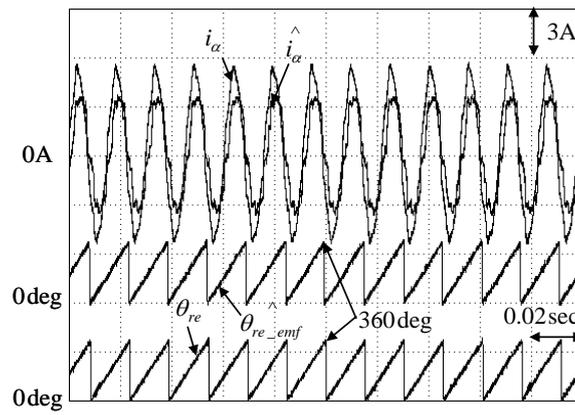


(b)

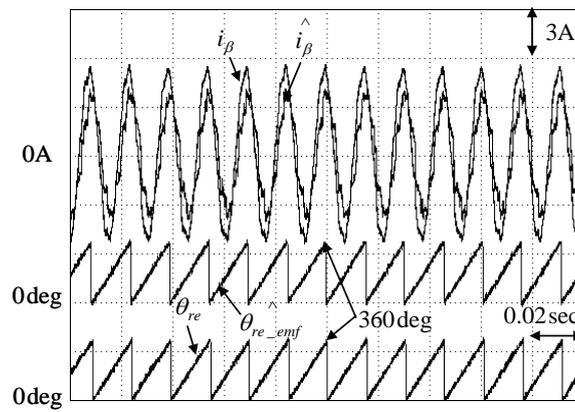


(c)

圖 12 以凸極式反電動勢為基礎之速度估測法之 0rpm-4000rpm 之速度與轉矩電流響應(a)無載；(b)半載；(c)滿載



(a) (續)



(b)

圖 13 凸極式反電動勢估測法之 $\alpha\beta$ 座標系下之實際與估測電流在 2000rpm 狀況下之響應

(a) α 軸, (b) β 軸

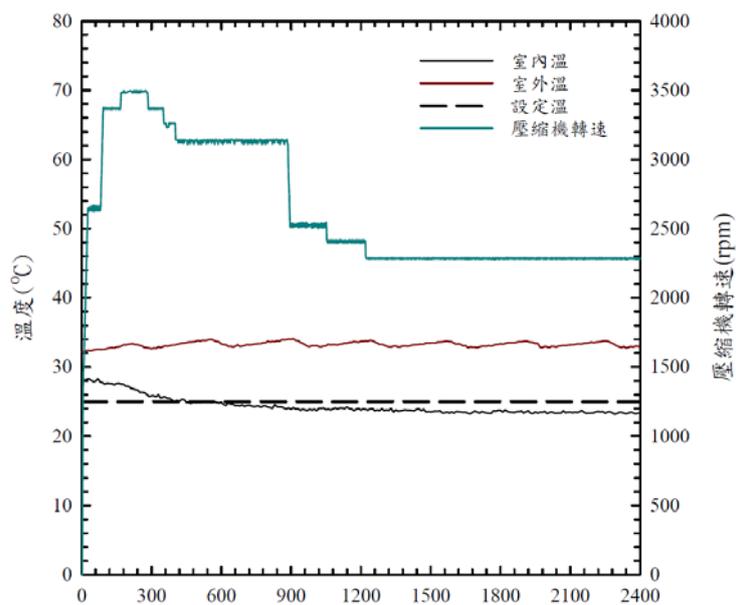


圖 14 實際應用至冷氣壓縮機各量測點溫度與壓縮機轉速之關係

六、結論

本文主要目的在應用以凸極式反電動勢為基礎之速度估測法來達成壓縮機無感測驅動控制。藉由無感測驅動控制以達成以低成本硬體架構來實現壓縮機變頻驅動控制，以提升空調系統之能源使用效率。

七、致謝

感謝國科會 99 至 100 年度高效率功率元件研發與直流電頻冷氣驅動系統之應用計畫 (NSC 99-2218-E-008 -002-) 研究經費之支持。

八、參考資料

- [1] 陳加偉，冷凍空調節能技術之發展規劃，民國 98 年 12 月。
- [2] 高子胤，「以反電動勢為基礎之比例積分微分類神經網路估測器之無感測器變頻壓縮機驅動系統開發」，中央大學電機工程系，碩士論文，民國 100 年 7 月。
- [3] 經濟部能源局，2012 能源產業技術白皮書，民國 101 年 4 月。
- [4] Consoli A., Musumeci S., Raciti A., Testa A.: 'Sensorless vector and speed control of brushless motor drives', IEEE Trans. Industrial Electronics, 1994, 41, (1), pp. 91-96
- [5] Degner M.W., Lorenz R.D.: 'Using multiple saliencies for the estimation of flux position and velocity in AC machine', IEEE Trans. Industry Applications, 1998, 34, (5), pp. 1097-1104
- [6] Tomita M., Senjyu T., Doki S., Okuma S.: 'New sensorless control for brushless DC motors using disturbance observers and adaptive velocity estimations', IEEE Trans. Industrial Electronics, 1998, 45, (2), pp. 274-282
- [7] Chen Z., Tomita M., Ichikawa S., Doki S., Okuma S.: 'Sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor by estimator of an extended electromotive force', Proc. IECON 00', 2000, pp. 1814-1819
- [8] Ichikawa S., Tomita M., Doki S., Okuma S.: 'Sensorless control of synchronous reluctance motors based on an extended EMF model and initial position estimation', Proc. IECON 03', 2003, pp. 2150-2155
- [9] Kim H., Harke M.C., Lorenz R.D.: 'Sensorless control of interior permanent magnet machine drives with zero-phase lag position estimation', IEEE Trans. Industry Applications, 2003, 39, (6), pp. 1726-1733
- [10] Harnefors L., Nee H.P.: 'A general algorithm for speed and position estimation of AC motor', IEEE Trans. Industrial Electronics, 2000, 47, (1), pp. 77-83