高速永磁同步馬達驅動技術

一、前言:

台灣地區電力系統之夏季尖峰負載隨著全球暖化、溫度上升的 影響而屢創新高。目前使用的冰水機保守估計在十四萬台以上,總容 量約三百萬冷凍頓,其中離心式冰水機約佔一萬台左右。根據台電資 料顯示,住/商兩部門的耗電量自 1970 年代起穩定成長,至 2000 年 已達總耗電量的 31% (住宅 20.1%,商業 10.9%),其中空調與照明 耗電佔一半以上。整體而言,空調型建築物中以空調用電佔最大比 例,空調尖峰用電量在夏季佔了 40~50%,而冬季也佔了 20~30%。 因此,1998 年「全國能源會議」做出了節能及提升能源效率需優先 推動之結論。

為了減緩地球能源的耗竭,對各種馬達驅動器應用於各種不同產 業(如通風及空調等產業)的效能及它所產生周圍環境的熱等要求,就 變得更高的要求;也因整體效率上的優勢,使永磁同步馬達相對於交 流感應馬達,在節能驅動應用上有更大的吸引力。

另外也因日本地震、海嘯所引發的核廢料外洩危機,造成世界 各國對核電廠存廢有很大的爭議,同時也引起各地對『新興能源』及 『節能減碳』等技術的投入。根據台電資料統計,平均一年用電中, 約有 1/3 為空調設備所消耗。冰水機是中央空調系統的心臟,其消耗 的電力約佔中央空調的 60% ,因此,若能提升冰水機的能源使用效 率,相信對提升中央空調系統節省能源,降低用電量定有相當助益。

由於空調機系統的應用需求,並不強調高的動態性能,過去交流 感應馬達所常用的V/f控制方式,應用在空調機系統的永磁同步馬 達,是一個最合適的控制架構,所以本文將相當部分的內容,是專門 調查分析永磁同步馬達的V/f控制方式。

為了提供V/f控制器一個基本的設計概念,永磁同步馬達在開回 路V/f控制方式,驅動的穩定性特性,也就是沒有任何外加迴授訊號 的設計,將在文章中被討論及分析。這馬達模型的線性化,是分析模 型穩定性的關鍵。從穩定性的特性分析可知,在超過某一頻率後,永 磁同步馬達以開回路的V/f控制,將變得不穩定。

對於以V/f控制模式的驅動中,提出了一個方法,來計算輸出電 壓的大小,它含括了定子電阻的電壓降補償電壓。完整的V/f控制方 架構,它包含有1.輸出電壓的計算模式2.輸出頻率與輸出電力成正比 的穩定控制迴路。沒有轉子位置感測器,只有兩個電流感測器,用來 量測馬達的相電流。

除了V/f控制方式外,本文中也針對永磁同步馬達的磁場導向控

制方式進行討論。永磁同步馬達的磁場導向控制方式的控制結構和設 計方式,主要是針對馬達轉子位置估算的無感測向量控制為主,進行 詳細說明。

馬達轉子位置估算器,使用「預估-校正」的方式,是以一個預 測的轉子位置估計的電流和測得的電流(電流誤差)之間的差異來修 正。在本文中,先針對非凸極式(表面黏貼式)永磁同步馬達的架構, 進行估算,以電流的誤差量,來預測的馬達轉子位置可能的校正量。

二、永磁同步馬達

永磁 (PM) 同步馬達,它是一種雙重激磁的馬達,也就是它的激 磁來源包括有外部輸入電力的電能激磁與內部磁鐵磁能的激磁兩 種,在傳統的雙重激發馬達(直流整流子馬達和同步機)中,這些激 發源的線圈是連接到外部源的電能,永磁同步馬達它的激磁並不完全 依賴外部電力的激磁,所以在相同輸出能力下,它比交流感應馬達有 更好的啟動扭力(尤其是在低速範圍運轉下)、同時永磁同步馬達的機 構及重量也比交流感應馬達簡單而輕便,惟一的困擾是當使用的永久 磁鐵磁性太強時,在組立及未來維護上,比交流感應馬達不方便。

2.1 永磁馬達的分類

在一般情況下,永磁馬達可以分類為如圖2.1所示。根據它是否為DC或AC激發,永磁馬達可以先分為兩類,永磁直流馬達和交流永磁同步馬達兩組類型設計。在永磁直流馬達的結構與傳統的直流換向馬達非常相似,唯一的區別是使用永久磁鐵來激磁。仍然存在著直流無刷馬達傳統的問題,需換向器和電刷,來進行直流換向的工作。



交流永磁同步馬達,它是一種同步馬達,它的場激磁來源,是馬 達轉子上的永久磁鐵所產生的。在這些馬達中,不存在著過去馬達在 換相時,所需的換向器和電刷,所以馬達的結構非常簡單,這也使得 的PMAC馬達成為永磁(PM)馬達種類中,最吸引人的機種。PMAC馬達進 一步分為梯形波(BLDCM)和正弦波型(PMSM),如圖2.1所示。梯形波 (BLDCM)馬達,定子三相的繞組在旋轉過程中,馬達轉子產生的反電 動勢電壓波形為梯形波的波形;同理的正弦波型(PMSM),馬達轉子產 生的反電動勢電壓波形為正弦的波的波形。

梯形波PMAC馬達對於扭矩的生產,被矩形電流波形激發,而正弦 波的PMAC馬達需要給定子端為正弦電流激勵。梯形PMAC的馬達,也被 稱為"直流無刷馬達",稱它為"無刷直流馬達",主要是它的控制 像直流馬達的控制,那樣簡單。因直流無刷馬達的驅動中,存在著轉 矩脈動,導致無法運用在高性能控制的設備機構,限制了直流無刷馬 達的應用領域;相對的,也帶動了20世紀70年代末到80年代間,正弦 波的交流永磁同步馬達蓬勃發展;由於高性能交流感應馬達的控制皆 以向量控制原理來控制,而正弦交流永磁同步馬達也適合以向量控制 原理來控制,所以正弦交流永磁同步馬達是最具與交流感應馬達競爭 的馬達。因此,交流永磁同步馬近年來得到了越來越多的關注。除了 特殊的應用外,在一般情況下,由於製造成本高,永磁同步馬達在轉 子中沒有內置阻尼繞組。

存在不同的轉子的配置,也就是,如何將磁鐵,放置在所述轉子內,就建構不同的永磁同步馬達,這取決於[1],[2]。常用的兩種類型,即,表面磁鐵類型(SPM)和內部磁鐵類型(IPM)如圖2.2所示。在表面磁鐵類型的磁鐵安裝在轉子鐵心的表面上,而在內部磁鐵類型的磁鐵配置在轉子鐵芯內。在本文中的永磁同步馬達與表面磁鐵轉子配置的被稱為內部磁鐵的SPMSMs和永磁同步馬達轉子結構為IPMSMs。



圖 2.2 永磁同步馬達的定子架構圖

三、以V/f控制來驅動交流永磁同步馬達 如前一節所述說的,隨著能源政策的推動,永磁同步馬達已逐步 的取代交流感應馬達被用在各種應用設備上;但有些的應用,它並不 需求高性能,如泵和風扇等的應用,它們的動態響應及負載的瞬間變 動不大,可以考量以過去最廣受交流感應馬達驅動的" V/f控制架 構"來實現所需的控制性能。

3.1 直接電壓/頻率(V/f)控制方法

一般在感應馬達變頻控制器裡所採用開固定 V/f 控制方法,其功 能是可控制固定的馬達合成磁通,使馬達不因轉速或轉矩變動而產生 磁飽和。PMSM 的固定 V/f 控制方法與威應馬達的控制有相同考量。 因轉子磁石的磁通是大小λ_M,而定子磁場向量可表示為 $Ldi_{dr} + jLqi_{dr}$,所以實際上合成磁場向量是 $\overline{\lambda}_{SR} = (\lambda_{PM} + Ldi_{dr}) + jLqi_{dr}$, 其大小 $|\overline{\lambda}_{sr}| = \sqrt{(\lambda_{PM} + L_d \dot{i}_{dr})^2 + (L_d \dot{i}_{ar})^2}$,因此合成磁場感應的內電勢 $\vec{E}_{sr} = -\omega_{re} Lq \dot{i}_{qr} + j \omega_{re} (\lambda_{PM} + Ld \dot{i}_{dr}), 其向量圖如圖 3.1 所示, 最後<math>\vec{E}_{sr}$ 與 繞組壓降 Rsi合成的電壓為馬達端電壓 V_r 。所以由以上分析得知, PMSM 的固定 V/f 控制方法為了要使馬達磁場 $\overline{\lambda}_{sr}$ 大小保持固定,理論 上需要有馬達參數資訊,並控制直交軸電流。而一般採用的方法是假 設控制 $\bar{\lambda}_{sR}$ 大小為 λ_{PM} ,則在實現 V/f控制時可以不需要同步框直交 軸電流資訊。此外,為克服馬達由靜止啟動時的靜磨擦轉矩及馬達運 轉時的動磨擦轉矩,外部端電壓須增加一偏移量,所以假設馬達最大 工作電流是 Ismax, 則所設定的輸入電壓振幅即可設計為 $Vm=I_{smax}Rs+\omega_{re}^{*}\lambda_{PM}$,其中 ω_{re}^{*} 代表馬達的轉速命令,圖 3.2 是依上述原 則,採直接 V/f 控制的系統模擬方塊圖,模擬結果發現 PMSM 直接 V/f 控制方法,其系統是不穩定的。



圖 3.1 合成磁場感應內電勢向量圖





圖 3.3 $\alpha - \beta$ 座標與 dr-qr 座標關係示意圖

為方便分析,假設一與轉子磁場 dr-qr 座標軸相差 δ 度的 α - β 座 標系統,如圖 3.3 所示。而馬達外加電壓向量 \overline{V}_r 固定在 β 軸上, \overline{V}_r 的 頻率是 ω_e ,相對於定子 as 相軸的相角是 θ_e ;轉子的頻率是 ω_{re} ,相對 於定子 as 相軸的相角是 θ_{re} ,所以 $\delta = \theta_e - \theta_{re}$,當馬達轉速不穩定時, δ 的值產生變動,此時馬達產生的恢復轉矩與 δ 的變動量成正比[3] 為 Δ Te=ke $\Delta \delta$,因 d δ /dt=d θ_e /dt-d θ_{re} /dt= $\omega_e - \omega_{re}$ 。所以,以馬達轉 子動態為主的小信號方塊圖如圖 3.4 示,因為 $\Delta \omega_e = 0$,所以其特性方 程式為:

$$S^{2}+(Bm/Jm)S+(pke/2Jm)=0$$
 (3.1)

因為一般馬達 Bm 值相當小,所以此系統是一個低阻尼系統,相當容易因外在干擾而震盪,為了要使系統穩定運轉需加入其他控制,使系統阻尼增加。



圖 3.4 直接 V/f 控制法機械系統小信號方塊圖

2.2 頻率阻尼電壓/頻率控制方法

從馬達輸入功率與轉速間關係知,馬達輸入功率 pin 包含鐵損 pcore、銅損 pcu、雜散損 pstr 及機械輸出功率 pe,即

 $p_{in}=p_{core}+p_{cu}+p_{str}+p_{e}$

(3.2)

而轉速與轉矩乘積為機械功率 pe,所以轉速不穩定時輸入功率會隨著 不穩定,假設輸入功率變動量完全反映在機械輸出功率,即 $\Delta p_{in}=\Delta pe$,因為 $p_{e}=(2/p)Te\omega_{re}$,假設分別將 Te 與 ω_{re} 分解為一固定 值加上小信號變動量,即 Te=Te0+ ΔTe , $\omega_{re}=\omega_{re0}+\Delta \omega_{re}$,則依據機械 轉矩方程式推導機械功率小信號方程式(參考圖 3.5),其結果近似為:

所以可利用一比例控制器, 使 $\Delta \omega_e$ =-kp Δp_e , 將此控制加入機械系統, 其機械系統方塊圖變成如圖 2.8 所示, 最後其特性方程式變成:

$$S^{2} + [(Bm/Jm) + (2kekp\omega_{re0}/p)]S + (ke/Jm)[(4/p)Bmkp\omega_{re0} + T_{L0}kp + p/2] = 0$$
(3.5)

觀察(3.5)可發現,即使 Bm=0,此機械系統在適當設計之 kp 下仍然 可以提供適當阻尼來使機械系統穩定,其效果也可以由模擬結果來驗 證,以上採用的方法稱為頻率阻尼控制法[9],觀察此方法在推導過 程中假設定轉矩負載下之ΔTu=0,所以當負載轉矩變動太大時,若 kp 的設計不當,有可能使系統不穩定。另外,再觀察(3.5)特性方程式 發現,控制 kp ω_{re0} 為常數時其阻尼常數會保持固定值,因此一般都設 計一常數 C=kp ω_{re0} ,使得此方法的 kp 大小與轉速命令成反比,同時 這種設計方法使得系統在低速高轉矩時比較不穩定。因為,若 C 值設 定太大,系統在低速高負載轉矩時有較大的自然頻率,使得此時的阻 尼常數降低,使系統容易發生震盪,所以採用本方法設計控制器時需 要選擇一適當大小的常數 C 以符合馬達運轉時的轉速與負載需求。



圖 3.5 頻率阻尼控制法機械系統小信號方塊圖

參考圖 3.6 是所建立的另一硬體架構系統方塊圖,用來實現頻率阻尼控制及磁滯型電壓補償控制,然後進行實測包括加速暫態及 穩態轉速時瞬間投入負載測試兩部份,結果印證所實現的 V/f 驅動 器在大信號擾動及小信號擾動下都穩定運轉的性能。



阻尼控制法可以使 IPMSM 在 V/f 控制模式下穩定的運轉,但 是仍然缺乏掌握能源效率的理論基礎,需要進一步推演新控制法 來控制能源效率。

四、永磁同步馬達無感測控制技術

4.1 简介

除了V/f控制方式,控制的永磁同步馬達的另一種方法是,在控制系統中加入轉矩控制器,也就是所謂的磁場導向無感測向量控制,它的馬達瞬時扭矩的最後推導方程式如4.1所示。

$$\Gamma_{e} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{m} i_{qs}^{r} + (L_{d} - L_{q}) i_{qs}^{r} i_{ds}^{r}]$$
(4.1)

從上式可以看出,永磁同步馬達的轉矩可以通過適當地控制的電流控制,也就是在馬達轉子同步座標軸下,控制馬達的定子電流,就能決定馬達的輸出扭力大小,這就是所謂的轉子同步座標軸下的永久磁鐵的磁場導向控制[4],[5],[6]。

在本章中,先對馬達轉子同步座標軸的永久磁鐵磁場導向的控制驅動 系統,進行說明及部份控制方法的強調。以下針對不同的驅動方式進 行說明。

4.2 轉子同步軸永磁磁場導向的控制驅動系統

在前節中描述的閉環控制方法,採用了扭矩和速度控制器在控制 系統中。因為它是從(4.1),馬達的轉矩控制可以透過控制並固定到 馬達轉子的永久磁鐵的磁通,在同步軸中的定子電流來實現。採用這 個概念來實現轉矩控制驅動系統,如圖4.1所示。



圖4.1 轉子永磁磁場定向控制驅動系統的框圖。

在圖4.1中的速度控制器,它產生因速度的不同,產生必須變動的轉 矩命令,因方程式4.1的架構產生所對應的轉子同步軸的電流成分, 並用控制器 f_q 和 f_d (圖4.1)所示的命令被映射到該轉矩命令。這是一 個恆定的直流成份的轉矩指令,與實際在轉子座標軸下所測量的定子 電流,進行值的比較。將前述的電流誤差值,輸入圖中的電流控制器, 產生轉子同步軸下的電壓指令。電流控制器包括有兩組PI控制器(d& q),各軸電流誤差量的輸入。經由馬達轉子同步軸的轉換將控制器的 輸出變換為電壓命令;再將在馬達轉子同步軸下的電壓命令,轉換成 定子旋轉坐標軸下的電壓指令。將這些電壓指令(Vu、Vv、Vw)生成PWM 電壓源逆變器的驅動信號。

4.3轉子位置和速度估計技術

在前一章節中(4.2)說明了永磁同步馬達的控制方案,其中永 磁同步馬達轉子位置和速度的信息是一個重要的要求。在轉矩控制器 中必需提供馬達的轉子位置,以便將內部的電流和電壓變量,進行馬 達轉子的同步軸與馬達定子的旋轉軸交換,而在控制系統中的轉子的 實際速度是必需的,用來與期望的馬達速度進行閉迴路的速度控制。

如圖4.1中示出,使用馬達的轉子的角位置傳感器的機械聯接到 轉子上,我們可以直接的方法來取得當前馬達的位置和速度反饋信號 到控制系統。然而,就如前章節中所描述的,因增加了轉子的角位置 傳感器會破壞機構的強健性及造成驅動成本的增加,所以在系統中是 不被期望。使用倚靠控制理論,可準確的估算運轉中馬達的轉速與位 置,馬達轉子的角位置傳感器,是可以從系統中排除。在本節中,將 以圖4.1所示為控制架構,探討馬達的轉子位置和馬達速度的估算技 術。

4.3.1 以馬達的反電動勢計算方法

在永磁同步馬達驅動中,由於馬達轉子中,永久磁鐵磁通的感應 電壓(反電動勢),總是位於馬達轉子上的q軸。因此,在靜止坐標軸 中,反電動勢向量的位置表示轉子的位置角θr。這在圖4.2中示出。



圖4.2 在定子靜止坐標軸下,馬達的反電動勢向量圖。

如果有可能計算出在馬達定子靜止坐標軸中,馬達的反電動勢向 量位置,因此在已知的系統中,可估算出馬達轉子的位置「7」,[8].。 對於的SPMSMs和IPMSMs來說,可以使用馬達的電氣方程,以下面的方 程式,來計算出在靜止坐標系中的馬達反電動勢向量的位置,根據圖 4.2馬達的反電動勢向量位置,即馬達轉子的位置。

$$\theta_r = \tan^{-1}(\frac{e_d^s}{e_q^s}) \dots$$
(4. 2)

在這裡,

$$e_q^s = w_r \lambda_m \cos(\theta_r) \tag{4.3}$$

$$e_d^s = w_r \lambda_m \sin(\theta_r) \tag{4.4}$$

$$v_{qs}^{s} = r_{s}i_{qs}^{s} + p[(L + \Delta L\cos(2\theta_{r}))i_{qs}^{s} - \Delta L\sin(2\theta_{r})i_{ds}^{s}] + w_{r}\lambda_{m}\cos(\theta_{r})$$
(4.5)

$$v_{qs}^{s} = r_{s}i_{qs}^{s} + p[(L + \Delta L\cos(2\theta_{r}))i_{qs}^{s} - \Delta L\sin(2\theta_{r})i_{ds}^{s}] - w_{r}\lambda_{m}\cos(\theta_{r})$$
(4.6)

4.3.2 定子磁通鏈為基礎的計算方法

以下是以知道定子磁鏈向量,來估算馬達轉子的位置。在馬達定 子靜止坐標軸中,馬達的定子磁鏈向量可以用馬達的電壓方程來表達 如下:

$$\lambda_{qs}^{s} = \int (v_{qs}^{s} - r_{s} i_{qs}^{s}) dt \tag{4.7}$$

$$\lambda_{ds}^{s} = \int (v_{ds}^{s} - r_{s} i_{ds}^{s}) dt \tag{4.8}$$

其中定子的相電壓、相電流和定子電阻是已知,則從(4.7)和(4.8) 可估算出馬達的定子磁鏈向量[9],[10]。

在[11] & [12]所估算的定子磁通具有下面的假設, a. 使用馬達的 轉子位置來計算3相的定子電流值。b. 計算出的電流和實際馬達的電 流,即電流差之間的值,被用來修正所假設轉子位置。C. 為了避免磁 通估算的過程中積分器的漂移,採用濾波修正後的轉子位置和所測量 的定子電流。d. 同樣的轉子位置估算概念,僅用於零速以上的SPMSM 驅動傳感器操作。E. 假設轉子的位置,用轉子的Q軸電流誤差進行校 正,而不是使用3相電流誤差[13]。

因為在轉子位置估算中,馬達的定子磁鏈方程式中,使用到馬達 的參數,因此,位置估算過程中,馬達參數變化所造成的影響是很敏 感的。此外,因馬達轉子的初始位置,在一開始是無法檢測;所以, 馬達在起動時的穩健性可能會降低,除非使用另一種技術來檢測轉子 初始位置。

4.3.3 基於定子相電感下估算馬達轉子位置

永磁同步馬達相電感的計算,是假設一個開關週期的電感,由於轉子位置沒有改變,也就是假設電流控制型PWM逆變器的開關頻率是

高的。為了獲得轉子位置,將計算出的電感與預先計算的電感建表, 進行比較,其中包含電感和轉子位置之間的關係進行。當使用所得的 電感值[14],來計算參數rs和λm的過程中,因為電感值計算的變動, 可能會影響到這些參數的精度,因此開關頻率要求要超過10kHz,以 量得精確的電感。

使用的電壓和電流,所產生的PWM電壓源變頻器的電感矩陣中, 給出的計算和轉子的位置,從該矩陣的元素的提取的高次諧波成分。 特殊的PWM模式的使用和諧波電壓分量的計算從該PWM模式。指的是從 所測得的電流諧波分量。在計算過程中,電阻壓降和反電動勢是可以 忽略不計,由於電壓和電流的高次諧波成分的使用。這種技術的主要 優點是沒有馬達參數是必需的,提取的轉子位置。因此,它是馬達參 數的變化不敏感。此外,由於馬達有特殊的PWM圖樣在零速時被激發, 電感計算是可能的,因此,轉子位置。然而,實現這種技術需要特殊 的PWM模式和特殊的電流取樣技術。

4.3.4 假設轉子位置來估算並驗證馬達轉子位置

在這種技術中馬達的電壓或電流值,轉子位置是先加以假設,如 何確認所假設的位置是正確的,它是依據馬達由定子旋轉座標下的電 壓或電流轉換到馬達轉子的同步座標軸後,馬達的電壓或電流所產生 的變動量大小。根據所測得的3相的馬達的變量(電壓或電流)變換 到轉子的同步座標軸時,可以推導驗證出,所假設的馬達轉子位置的 差異。這些轉換後的值和從以前的模型計算得到的值之間的誤差被用 於計算中的錯誤的假設轉子位置。假設轉子位置相應的糾正。這種技 術中提出[15]的無傳感器操作一個SPMSM驅動器。在[15]它提出了兩個 假設轉子位置的方法來糾正。在第一種方法中,使用的是電壓誤差 法,而在第二種方法中,則是使用電流誤差法。

也可用[16]中所提的概念,使用電流所引起的誤差來計算位置誤差,在永磁同步馬達的凸極比低。對於具有高的凸極比IPMSMs,因為轉子位置誤差計算不是很準確,這種技術可能會造成問題。

4.3.5 觀察器的方法

加入狀態觀測器,它是另一種方法,來獲得永磁同步馬達轉子位 置和速度信息的方法。在狀態觀測器中,嘗試在相同的輸入條件下, 建構馬達的動態模式,因為它是以實際馬達來進行資料的建立,可確 保模型化的馬達狀態下,馬達的真實轉子的位置與速度,及追隨的狀 態。所以觀察器是用在可計量和輸出的模型化機的輸出之間的誤差, 以修正任何錯誤,如在估算轉子的位置和速度等。

由於永磁同步馬達模型的狀態觀測器的設計是非線性的,它比一 個線性模型,如直流馬達,更具有複雜的系統。

$\overline{x} = f(x,u)$	(4.9)
y = h(x)	(4.10)
其中,x,u和y是,狀態,輸入和輸出系統。 f是x利	hu的非線性函數
h是X的線性函數。這個系統具有全狀態觀測形式	

$$\bar{x} = f(\bar{x}, u) + G(\bar{x})[y - h(\bar{x})]$$
(4.11)

$$\hat{v} = h(\hat{x}) \tag{4.1}$$

其中G是觀測器增益矩陣,該矩陣是一個函數的估計狀態x。不同於線 性觀察器的增益矩陣,在這種情況下,它不是一個常數。增益矩陣G (x)的設計,是為了保證在估算過程中,系統具備收斂性。

2)

設計永磁同步馬達狀態觀測器,在[17]的文中可以發現它是一種 有趣的分析。狀態觀測器的複雜性,由於存在的顯著性分析,將這技 術應用在SPMSM永磁同步馬達有增加的趨勢。因此,系統中的參數變 化量,可能會影響到觀測器的性能。然而,並非所有的參數都會對觀 測器產生影響,但有一些參數的變化,將帶給觀測器的性能相當大的 影響。此問題的解決方案可以利用線上的參數估算計技術,來修改參 術受環境所造成的變動,提高觀測器的準確性[18]。

上面討論的觀察員的方法的一個擴展是擴展卡爾曼濾波算法。擴展卡爾曼濾波算法來估算轉子位置和速度的SPMSM。該算法可抗參數 變化和測量噪聲[6],[19],[20]。

4.3.6 位置和速度估計使用高頻信號注入

連續的以高頻率載波信號注入的技術[21],它可以用來突顯受注入 物的電器反應,以收集並計算相關的電氣訊號,在馬達控制上,它用 來估算馬達的轉子位置和速度信號,尤其是運用於低速上。該技術的 基礎是,在所欲注射的馬達,在基本運轉頻率下,注射高頻載波信號, 可能是電壓或電流。載波信號用來誘導馬達的電流或電壓信號(依靠 載波信號注入電壓或電流),其中包含有關馬達的轉子位置信息。通 過使用合適的信號處理技術,它能夠取得該位置信息引起的電流或電 壓,以提供連續的估算轉子的位置和速度的控制系統。

由於在IPMSMs中馬達的電感值有顯著的差異,更增加這技術的使用 [22],[23]。高頻載波取得電壓信號注入的永磁同步馬達的轉子位置 的應用範例,是容易被說明提到。由於高頻率載波的電壓信號被注入 連續存在的感應電流信號,在馬達的運轉速度無關,使用這種技術的 轉子的位置的取得,是可在零和非常低的速度下,這就成為這種技術 的主要優點。為了取得轉子位置的感應電流,濾波器和追觀察器是必 需的,設計準確的濾波器和可靠的追踪觀察器,能更加提升高頻率載 波信號注入的技術,所獲得馬達轉速與位置的估算準度,增加使用這 種技術的性能影響。

在本章中,首先,說明馬達轉子磁場導向的永磁同步馬達驅動系 統,其中包括在馬達轉子永久磁鐵的磁通的固定的轉子同步軸中,來 實現轉矩控制的電流控制。它已說明的馬達轉子的位置和速度信號, 是驅動器的控制系統中不可缺少的資訊。在過去十年左右,一直存在 相當多的分析與關注;取消馬達轉子位置感測器的控制技術,它是常 用於獲得此驅動器的控制系統的位置和速度信息,在本章中,已經嘗 試進行說明,提出所使用的基礎概念與的技術,來估算馬達轉子的位 置和速度。

從馬達的角度來看,IPMSMs提供了一些不同的馬達參數結構,使 馬達內部電感的計算方法和高頻信號注入方法的功能,更加顯著,更 有利於馬達轉子位置和速度的估算。

五、結論

效率高的特性是最大的吸引力,使永磁同步馬達被導入,成為應 用到泵和風扇的最好的選擇。本文一直專注在永磁同步馬達控制的方 式及效能。為了提供之間的同步機的激磁頻率和轉子頻率,在永磁同 步馬達的控制過程中,轉子的位置信號是不可缺少的。直接的方法來 獲得轉子位置信息角位置感測器轉子安裝。由於成本和可靠性降低, 轉子角位置感測器安裝在泵和風扇驅動器和感測器控制是不可取 的。在這篇論文中,兩個感測器的控制方法,即無感測器的V/f控制 方式和無感測器磁場導向向量控制的方法,進行了說明。此外,在初 步方面,如數學模型,永磁同步馬達控制性能,還進行了討論。 根據本文中的探討結果,主要結論可以概括如下。

- ・針對負載變動性不大的應用場合,如泵和風扇等產業,以無感測的 V/f控制方式,來驅動永磁同步馬達,不但可維持好的控制效率, 更能以單純的控制晶片及控制方式,即能達到驅動的效果,若加 上角度恆力矩控制,最大扭矩每安培控制和單位功率因數控制等 架構,將使V/f控制的驅動器效能更高。
- 對有激烈變動性的負載或低轉速高扭力的應用場合,無感測的向量 f控制是好的選擇,若加上觀測器、高頻諧波注入法等馬達位置與 速度估算技術,必能使馬達驅動器的效能更好,但它必須有好的 計算處理器,許多的控制邏輯方能被實現,相對它的驅動成本也 可能較高。

參考文獻

- Thomas M. Jahns, Variable Frequency Permanent Magnet AC Machine Drives, Chapter 6 in Power Electronics and Variable Frequency Drives, Technology and Applications, B. K. Bose, Ed., IEEE Press, 1997.
- [2] Gordon R. Slemon, *Electrical Machines for Drives*, Chapter 2 in Power Electronics and Variable Frequency Drives, Technology and Applications, B. K. Bose, Ed., IEEE Press, 1997.
- [3] R.S. Colby and D.W. Novotny, "An efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. on Ind. Appl.., vol. 24, no. 3, pp. 462-469, May/Jun. 1988.
- [4] Thomas M. Jahns, Gerald B. Kliman and Thomas W. Neumann, *Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No.4, pp. 738-747, July-August 1986.
- [5] Toshihiro Sawa and Kaneyuki Hamada, *Introduction to the Permanent Magnet Motor Market*, In proceedings of the conference Energy Efficiency in Motor-Driven systems, pp. 81-94, 1999.
- [6] Peter Vas, Vector and Direct Torque Control of Synchronous Machines, Chapter 3 in Sensorless Vector and Direct Torque Control, pp. 87-257, Oxford University Press, 1998.
- [7] Marcel Jufer and Razack Osseni, Back EMF Indirect Detection for Self-Commutation of Synchronous Motors, Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1125-1129, 1987.
- [8] M. Schroedl, An Improved Position Estimator for Sensorless Controlled Permanent Magnet Systchronous Motors, Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications, Vol.3, pp. 418-423, 1991.
- [9] Jun Hu and Bin Wu, New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No.5, pp.969-977, September 1998.
- [10] Markku Niemela, Juha Pyrhonen, Olli Pyrhonen and Julius Luukko, Drift Correction Methods of the Stator Flux Linkage in DTC Synchronous Motor Drives, Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications, 1999.
- [11] Nesimi Ertugrul and P.P. Acarnley, A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No.1, pp. 126-133, January-February 1994.
- [12] Chris French and Paul Acarnley, Control of Permanent Magnet Motor Drives Using a New Position Estimation Technique, IEEE Transactions on Industry

Applications, Vol. 32, No.5, pp. 1089-1097, September-Ocober 1996.

- [13] Stefan Ostlund and Michael Brokemper, Sensorless Rotor-Position Detection from Zero to Rated Speed for an Integrated PM Synchronous Motor Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No.5, pp. 1158-1165, September-Ocober 1996.
- [14] Ashok B. Kulkarni and Mehrdad Ehsani, A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No.1, pp. 144-150, January-February 1992.
- [15] Nobuyuki Matsui, Sensorless PM Brushless DC Motor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No.2, pp. 300-308, April 1996.
- [16] Takaharu Takeshita and Nobuyuki Matsui, Sensorless Control and Initial Position Estimation of Salient-Pole Brushless DC Motor, Proceedings of the 4th International Workshop on Advanced Motion Control, Vol. 1, pp. 18-23, 1996.
- [17] Lawrence A. Jones and Jeffrey H. Lang, A State Observer for the Permanent-Magnet Synchronous Motor, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, No.3, pp. 374-382, August 1989.
- [18] Raymond B. Sepe and Jeffrey H. Lang, Real-Time Observer-Based (Adaptive) Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor without Mechanical Sensors, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No.6, pp. 1345-1352, November-December 1992.
- [19] Rached Dhaouadi, Ned Mohan and Lars Norum, Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No.3, pp. 491-497, July 1991.
- [20] S. Bolognani, R. Oboe and M. Zigliotto, Sensorless Full-Digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No.1, pp. 184 -191, February 1999.
- [21] MichaelW. Degner, Flux, Position and Velocity Estimation In AC Machines Using Carrier Signal Injection, Ph.D. Thesis, University of Wisconsin-Madison, 1998.
- [22] M.J. Corley and R.D. Lorenz, Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No.4, pp. 784-789, July-Aug. 1998.
- [23] Limei Wang and R.D. Lorenz, Rotor Position Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Saliency-Tracking Self-Sensing Method, Proceedings of IEEE/IAS Annual Meeting, Vol. 1, pp. 445-450, 2000.