

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun İkinci Dereceden Kayan Kip Gözlemleyici İle Sensörsüz Kontrolü

Second Order Sliding Mode Observer Sensorless Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor

Fuat KILIÇ¹, Feriha ERFAN KUYUMCU²

^{1,2}Kocaeli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü

fuat.kilic1@kocaeli.edu.tr, erfana@kocaeli.edu.tr

Özet

Sürekli mıknatıslı senkron motorun(SMSM) sensörsüz konum ve hız kontrolü için motor gerilim ve akım ölçümü ile makine modeli eşitliklerini kullanan pek çok yöntem önerilmiştir. Bu yöntemler genellikle motor direnci, endüktansı gibi parametre değişimlerinden ve belirsizliklerinden etkilenirler ve bu durum denetim kalitesinin azalmasına neden olur. Kayan kipli gözlemleyici yöntemleri söz edilen etkilere karşı dayanıklı kontrol sağlarlar.

Bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motorun konum ve hız kontrolü için birinci ve ikinci dereceden kayan kip gözlemleyici yöntemleri incelenmektedir. Kayan kip kontrolün en büyük dezavantajı olan çatırdama etkisi ikinci derece kayan kip gözlemleyici avantajlarından yararlanarak azaltılmaktadır. Birinci dereceden kayan kip gözlemleyici yönteminde kullanılan alçak geçiren filtre faz gecikmesi ve çatırdama etkisi ve faz kilitlemeli döngü yöntemi kullanılarak kompanze edilmektedir. Simülasyon sonuçları ikinci dereceden kayan kayan kip gözlemleyici yönteminin daha verimli olduğunu ortaya koymaktadır.

Abstract

In sensorless permanent magnet synchronous motor control, a number of observation techniques are proposed that use terminal current, voltage measurement and machine model equations. Generally, these techniques are adversely effected from parameter variations such as motor resistance, inductance and uncertainties and the case reduces control quality. Sliding mode observation techniques promise robust control to be insensitive aforementioned effects.

In this study, position and speed sensorless control of permanent magnet magnet synchronous motor is presented based on first and second order sliding mode observers. The most important disadvantage of chattering phenomenon in sliding mode control is lessened by exploiting second order sliding mode observation. Low pass filter phase delaying and chattering effect in first order sliding mode observer is compensated by using phase locked loop. Simulations show that second order sliding mode observer is more effective than first order sliding mode observer.

1. Giriş

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar, az yer kaplayan yapısı, yüksek verimliliği, amper başına yüksek moment oranı ve yüksek güç yoğunluğu gibi özelliklerinden dolayı endüstride oldukça geniş kullanım alanına sahiptirler.[1] SMSM' ler rotorunda yüzey mıknatıslı veya gömülü mıknatıslı yapıları ile imal edilirler. Bu tipte yapıları ile diğer elektrik makinelerine göre üstünlük sağlarlar. Günümüzde SMSM' lerin kontrolü daha yaygın olarak vektör kontrol (alan etkili kontrol) yöntemleriyle gerçekleştirilmektedir. Makinenin sensörlü kontrolü miline montaj edilmiş enkoderler yardımıyla gerçekleştirilmektedir. Enkoderler, maliyeti arttırmaları, dayanıklılığı azaltmaları, titreşimlere karşı dayanıksızlıklarından dolayı kullanımda arzu edilmezler. Sensörsüz kontrol son zamanlarda gelişmeye devam eden bir kontrol yöntemlerinden biridir. Sensörsüz kontrolde amaç rotor hız ve konum bilgisini gerilim ve akım gibi ölçülen büyüklüklerden elde etmektir.[4]

Sensörsüz kontrol için çeşitli yöntemler mevcuttur. Bu yöntemler genellikle rotor ve hız tahmini ile ilgili kalıcı durum doğruluk hassasiyeti, ölçülen elektriksel büyüklüklerin genlik ve frekansları açısından inceleme alanları olurlar. Bunlardan biri motor d ve q eksenleri endüktansları arasındaki manyetik çıkıntılık etkisinden faydalanmaktadır. Bu durumda genellikle makineye sinyal enjeksiyonu yapılır. Manyetik çıkıntılık temelli yöntemleri makineye uygulamak zordur ancak düşük devirlerdeki çalışma için tek seçenek olarak karşımıza çıkar.[5]

Diğer bir kontrol sınıfı ise model tabanlı tahmin yöntemleridir. Tam dereceli ve indirgenmiş dereceli olabilirler aynı zamanda sürekli veya süreksiz geri besleme kullanırlar[7]. Model tabanlı gözlemleyiciler adaptif, dayanıklı ve zıt-EMK gözlemleyicileri gibi sınıflara ayrılırlar.

Doğrusal olmayan Kalman filtresi ve Luenberger gözlemleyiciler makine modelini kullanırlar. Her iki yöntem de makine parametrelerine bağımlılık gösterir ve matrisel işlemler içerdiklerinden uygulamaları karmaşıktır. Kalman filtresi uygun bir başlangıç ve katsayıları iyi ayarlanmış kovaryans (iki değişkeninin birbirlerine göre değişim ölçüsü) matrisine ihtiyaç duyar ki bu şartları sağlamak zordur ve doğruluk hassasiyeti probleminde sahiptir [8].

Literatürde yüksek dereceden kayan kipli gözlemleyicilerin yer almaya başlaması mekanik sistemler için tanımlanması ile başlamıştır[12]. Yüksek dereceli kayan kip gözlemleyicilerin dayanıklılık şartlarını sağlaması ve kararlılık analizi yöntemleri sunulmaktadır ayrıca sınırlı zaman yakınsama kavramı açıklanmaktadır. Sürekli mıknatıslı senkron motor denetiminde kullanılmasına yönelik simülasyon çalışmalarından biri bu yöntemin başarılı yönleriyle sunulmaktadır[13]. Adaptif kazançlı ikinci dereceden kayan kipli gözlemleyici örneği anahtarlamalı güç kaynakları için benzeşimi verilmektedir[14].Yüksek dereceli kayan kip gözlemleyiciler genel olarak optimal altı, burulma ve üstün burulma algoritmaları olarak sınıflandırılır. Bu çalışmada literatürden farklı olarak üstün burulma algoritması faz kilitlemeli döngü yapısı ile birlikte kullanılarak daha hassas konum tahmini amaçlanmaktadır.

2. SMSM' nin Matematiksel Modeli

Senkron referans çatıda yüzey mıknatıslı SMSM' nin matematiksel modeli;

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r \quad (1)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} \frac{P_p}{J} \lambda_m i_q - \frac{B}{J} \omega_r - T_l \quad (2)$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L} i_d + P_p \omega_r i_q + \frac{1}{L} v_d \quad (3)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{P_p}{L} \lambda_m \omega_r - P_p \omega_r i_d - \frac{R}{L} i_q + \frac{1}{L} v_q \quad (4)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_p \lambda_m i_q \quad (5)$$

$$\theta_e = P_p \theta \quad (6)$$

ifadeleri ile verilir. Burada,

θ : Rotor konumu,

ω_r : Rotor hızı,

v_d, v_q, i_d, i_q : d ve q eksen gerilimleri ve akımları,

T_e, θ_e : Elektriksel moment ve elektriksel konum,

λ_m, P_p, J, B Sırası ile mıknatıs akısı,kutup çifti, atalet momenti ve sürtünme sabitidir. α, β Sabit referans çatıda yüzey mıknatıslı motor modeli,

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r \quad (7)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P_p}{J} (i_\beta \cos\theta_e - i_\alpha \sin\theta_e) - \frac{B}{J} \omega_r \quad (8)$$

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L} i_\alpha + \frac{P_p}{L} \omega_r \lambda_m \sin\theta_e + \frac{1}{L} v_\alpha \quad (9)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L} i_\beta - \frac{P_p}{L} \omega_r \lambda_m \cos\theta_e + \frac{1}{L} v_\beta \quad (10)$$

eşitlikleri ile verilir.

3. Birinci Dereceden Kayan Kipli Gözlemleyici

Kayan kipli kontrol diğer bir deyişle anahtarlama kontrol kanunun amacı durum uzayında sistem yörüngelerini önceden tanımlanmış anahtarlama (kayma) yüzeyine sürmek, sonrasında bu yüzey üzerinde hareket ettirmek ve bu hareketin yüzey üzerinde devamlılığını sağlamaktır [2]. Bu durumu sağlamak için süreksiz kontrol işareti,

$$sgn(x) = \begin{cases} 1 & \text{Eğer } s(x) > 0 \\ 0 & \text{Eğer } s(x) = 0 \\ -1 & \text{Eğer } s(x) < 0 \end{cases} \quad (11)$$

eşitlikleri ile tanımlanır. Kayan kipli gözlemleyiciler, kayan kip yüzey ve eşdeğer kontrol kavramlarını kullanarak sistem durum değişkenlerini dayanıklı bir biçimde tahmin etmek için geliştirilmişlerdir. Burada, $s(x)$ anahtarlama yüzeyi veya kayma yüzeyi olarak adlandırılır. Sistem kayma yüzeyine ulaşınca $s(x) = 0$ ve $\dot{s}(x) = 0$ olur. Kayan kip kontrol yöntemlerinden biri olan eşdeğer kontrol yöntemi, $\dot{s}(x) = 0$ durumunda elde edilebilir.

Genel olarak kayan kipli gözlemleyici, ölçülen çıkış değişkenleri ile tahmin edilen çıkış değişkenlerinin birbirinden çıkarılması ile elde edilen hataların süreksiz fonksiyonunun sistemde giriş olarak kullanılması ile elde edilir. Kayan kipli kontrolcüler, durum uzayında önceden seçilen yüzey yardımıyla sistemlerin dinamik davranışlarını şekillendirirler ve sistem belirsizliklerinden etkilenmezler ve derece azaltma, bozucu etki giderme ve güçlü dayanıklılık özelliklerine sahiptirler. Aynı özellikler kayan kipli gözlemleyiciler için de geçerlidir [3].

Sürekli mıknatıslı senkron motorun durağan referans çerçeveye (çatıya) ait durum denklemleri,

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L} i_\alpha - \frac{1}{L} e_\alpha + \frac{1}{L} V_\alpha \quad (12)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R}{L} i_\beta - \frac{1}{L} e_\beta + \frac{1}{L} V_\beta \quad (13)$$

şeklinde yazılır. Burada i_α, V_α ve i_β, V_β , α ve β eksenlerine ait akımlar ve gerilimlerdir. Kayan kipli gözlemleyici için durum denklemleri eşitlikleri,

$$\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L} \hat{i}_\alpha + \frac{1}{L} V_\alpha - \frac{l_1}{L} sign(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (14)$$

$$\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L} V_\beta - \frac{l_1}{L} sign(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (15)$$

olarak yazılır. Burada l_1 gözlemleyici kazancıdır. Anahtarlama yüzeyleri,

$$s(x) = \hat{i}_\alpha - i_\alpha \quad (16)$$

$$s(x) = \hat{i}_\beta - i_\beta \quad (17)$$

eşitlikleri ile tanımlanırlar. Anahtarlama işaretleri ise,

$$Z_\alpha = l_1 sign(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \quad (18)$$

$$Z_\beta = l_1 sign(\hat{i}_\beta - i_\beta) \quad (19)$$

Sürekli sgnm fonksiyonundan elde edilir. Motor durum denklemlerinden akım tahmini denklemleri çıkarılırsa kestirilen akımlara ait hata denklemleri,

$$\frac{d\bar{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L}\bar{i}_\alpha + \frac{1}{L}e_\alpha - \frac{l_1}{L}sgn(\bar{i}_\alpha) \quad (20)$$

$$\frac{d\bar{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L}\bar{i}_\beta + \frac{1}{L}e_\beta - \frac{l_1}{L}sgn(\bar{i}_\beta) \quad (21)$$

\bar{i}_α ve \bar{i}_β akım gözlemeleme hatalarını göstermektedir.

Kararlılık için gerek ve yeter şartları sağlamak için Lyapunov metodu kullanılırsa, kararlılık için seçilen Lyapunov fonksiyonu,

$$V = \frac{1}{2}e^2 \quad (22)$$

Kararlılık şartlarının sağlanması için seçilen Lyapunov fonksiyonun türevi negatif olmalıdır.

$$V\dot{V} < 0 \quad (23)$$

$$V = \frac{1}{2}(\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) \quad (24)$$

$$\bar{i}_\alpha \dot{\bar{i}}_\alpha < 0 \quad (25)$$

$$\bar{i}_\beta \dot{\bar{i}}_\beta < 0 \quad (26)$$

sağlanması gerekir.

$-\frac{R}{L}\bar{i}_\alpha^2 < 0$ ve $-\frac{R}{L}\bar{i}_\beta^2 < 0$ şartını sağlayabilmesi için $l_1 > \max(|e_\alpha|, |e_\beta|)$ şartının sağlanması gerekir. l_1 akım hatalarının sifira gidebilmesi için yeterince büyük seçilir. Bu da tahmin edilen akımların gerçek değerlere yakınsadığını gösterir. Bu şartlara göre eşdeğer kontrol şartından denge noktası kararlılığı,

$$\frac{d\bar{i}_\alpha}{dt} = 0, \frac{d\bar{i}_\beta}{dt} = 0 \quad (27)$$

elde edilir. Kayan kip meydana geldikten sonra akımların sürekli kontrol bilgileri alçak geçiren filtreden geçirilerek zıt-EMK bilgileri elde edilir.

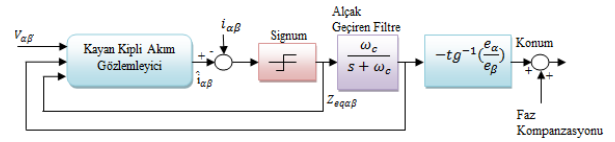
e_α, e_β : α ve β eksenleri zıt EMK' ları

$$u_{eq\alpha} = (l_1 Sgn(\bar{i}_\alpha))_{eq} = e_\alpha \quad (28)$$

$$u_{eq\beta} = (l_1 Sgn(\bar{i}_\beta))_{eq} = e_\beta \quad (29)$$

Elektriksel konum,

$$\theta_e = -tg^{-1}\left(\frac{e_\alpha}{e_\beta}\right) \quad (30)$$



Şekil 1. Kayan kipli gözlemleyici şeması[10]

4. İkinci Dereceden Kayan Kipli Gözlemleyici

Genel birinci derece kayan kipli gözlemleyicilerde rotor konumunu saptamak için kullanılan sürekli sgnm fonksiyonunun meydana getirdiği çattırdama etkisini azaltmak için kullanılan alçak geçiren filtreden dolayı ilave faz kompanzasyonu gerekir. Bunun dışında bozucu etkileri gidermek için integral kayan kipli kontrol önerilmiştir. Bu algoritmada aynı şekilde faz gecikmelerine neden olduğundan sistemde kararsızlığa neden olabilir. Alçak filtre kullanımından kaçınmak için sgnm fonksiyonunun yerine sigmoid fonksiyonu kullanılabilir fakat kayan kip kazancı seçimi ve sınır bölgesi rotor hızı ile doğrusal orantılı değişmez bu durumda bu yöntem sabit hızlı uygulamalar için geçerli olur.

Son zamanlarda, birinci dereceden kayan kipli gözlemleyicilerin dezavantajlarını gidermek için yüksek dereceli kayan kipli gözlemleyiciler geliştirilmiştir. Bunlardan en bilinenleri burulma, üstün burulma ve optimal altı kontrol algoritmalarıdır. Üstün burulma algoritması, denge noktasına sınırlı zaman yakınsaması ve tam yakınsama sağlar. Üstün burulma algoritmasının kararlılık analizi diferansiyel geometri tabanlı ve son yıllarda geliştirilen güçlü Lyapunov fonksiyonları ile yapılabilir.[6] Üstün burulma algoritması kayan kip kontrolde kayma yüzeyi etrafında gerçekleşen çattırdama etkisini oldukça azaltarak rotor konum ve hız tahminini gerçekleştirir. Aynı zamanda bu algoritma birinci dereceden kayan kipli gözlemleyicide kullanılan alçak filtreyi gerektirmez. Birinci dereceden kayan kipi tüm özelliklerini barındırmakla birlikte aynı zamanda çattırdama etkisini ortadan kaldırır ve daha yüksek doğruluk sağlar [9].

Üstün burulma algoritmasının uygulanabilmesi için aşağıda verilen bozucu etki altında doğrusal olmayan bir sistemi ele alalım.

$$\dot{x}_{1,t} = x_{2,t} \quad (31)$$

$$\dot{x}_{2,t} = f(x_t, u_t) + \xi_t \quad (32)$$

$$y_t = x_{1,t} \quad (33)$$

Burada, $x_t = [x_{1,t} \ x_{2,t}]^T \in \mathbb{R}^2$ durum vektörü ve $u_t \in \mathbb{R}^2$ sisteme uygulanan kontrol girişidir. ξ_t , doğrusal olmayan sistem yapısındaki iç bozucu etkilerdir. İkinci dereceden kayan kip kontrolü için, doğrusal olmayan, zamanla değişen ve zorlanmış bir sistemi ele alalım.

$$\dot{x} = f(t, x, u), \sigma = s(t, x) \in \mathbb{R}, u = U(t, x) \in \mathbb{R}$$

$x \in \mathbb{R}^n$, t : zaman, u : kontrol girişi ve f, s düzgün fonksiyonlardır. Amaç kayma yüzeyini sıfırlamak veya denge noktasına götürmektir. Çıkış değişkeni s türevlenirse $\dot{s}, \ddot{s}, \dots, s^n$

Sistem görece derece durumuna bağlı olarak aşağıdaki durumlar tasarlanır.

a) Görece derece $r = 1, \frac{\partial}{\partial u} \dot{\sigma} \neq 0$;

b) Görece Derece $r \geq 2, \frac{\partial}{\partial u} \sigma^i = 0 (i = 1, 2, 3 \dots), \frac{\partial}{\partial u} \sigma^r \neq 0$

Yukarıdaki denklemlerden anlaşılacağı üzere; $r=1$ olan sistemlerde birinci türev sıfırdan farklı, $r = n$ olan sistemlerde $n-1$ türevleri sıfır ve n . türev sıfırdan farklıdır. İkinci dereceden kayan kip kontrolü için sistem kontrol girişinin zamana göre türevi $\dot{u}(t)$, kontrol değişkeni olarak kullanılabilir bu sayede kayan kip değişkeni $\sigma = 0$ 'a sürülür ve bu noktada tutulur. Kayan kip değişkeninin iki defa türevi alınır,

$$\dot{s} = \frac{\partial}{\partial t} \sigma(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \sigma(t, x, u) f(t, x, u) \quad (34)$$

$$\ddot{s} = \frac{\partial}{\partial t} \dot{\sigma}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x} \dot{\sigma}(t, x, u) f(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial u} \dot{\sigma}(t, x, u) \dot{u}(t) \quad (35)$$

eşitlikleri bulunur. Görece derecesi $r = 1$ olan üstün bulma algoritması,

$$\frac{d}{dt} \hat{x}_{1,t} = \hat{x}_2 - \frac{\alpha |\hat{x}_{1,t}|^2 \text{sign}(\hat{x}_{1,t})}{s_1} \quad (36)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{x}_{2,t} = f(x_t, u_t) - \frac{\beta \text{sign}(\hat{x}_{1,t})}{s_2} \quad (37)$$

$$\tilde{x}_{1,t} := x_{1,t} - \hat{x}_{1,t} \quad (38)$$

eşitlikleri ile elde edilir. Bu yapıda, kazançlar $k_i, i = 1, 2$ diferansiyel geometri temellerine göre sınırlı zaman yakınsamasını sağlayacak şekilde seçilmelidir.

$$\beta > \frac{c}{K_m} \quad (39)$$

$$\alpha^2 \geq \frac{4c}{K_m^2} \frac{K_m(\beta + \Phi)}{K_m(\beta - \Phi)} \quad (40)$$

Sürekli mıknatıslı senkron motor için hata denklemleri,

$$s_\alpha(t) = -s_{1\alpha}(t) - \int s_{2\alpha}(t) dt \quad (41)$$

$$s_\beta(t) = -s_{1\beta}(t) - \int s_{2\beta}(t) dt \quad (42)$$

Eşitlikleri ile tanımlanırsa, motor akım ve zıt-EMK denklemleri,

$$\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R}{L} \hat{i}_\alpha + \frac{1}{L} V_\alpha - s_\alpha \quad (43)$$

$$\frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R}{L} \hat{i}_\beta + \frac{1}{L} V_\beta - s_\beta \quad (44)$$

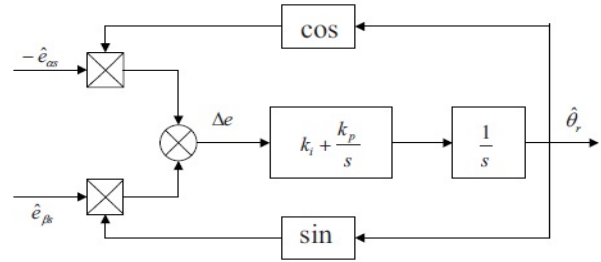
$$\hat{e}_\alpha = \int_0^t s_{2\alpha}(t) dt \quad (45)$$

$$\hat{e}_\beta = \int_0^t s_{2\beta}(t) dt \quad (46)$$

elde edilir.

5. Faz Kilitlemeli Döngü

Faz kilitleme devresi (PLL= phase –locked loop) geri besleme işaretinin frekans ve fazının, giriş işaretinin fazına ve frekansına kilitleme ilkesine dayanan bir sistemdir. Giriş işaretinin dalga şekline ilişkin bir sınırlama yoktur. Bir faz-kilitleme devresi, frekans ve fazın her ikisinde de referansla eşleşene kadar, frekans ve giriş işaretlerinin fazına tepki gösterir. Günümüzde PLL tekniği, motor hız kontrollerinde, uydularda, robot ve radyo kontrollerinde ve ton kod çözücülerde kullanılmaktadır.



Şekil 2. Faz kilitlemeli döngü şeması[11]

$$\Delta e = -\hat{e}_\alpha \cos \hat{\theta}_r + \hat{e}_\beta \sin \hat{\theta}_r = \hat{\omega}_r \lambda_m \sin \hat{\theta}_e \cos \hat{\theta}_r \quad (47)$$

$$\Delta e = -\hat{\omega}_r \lambda_m \cos \hat{\theta}_e \sin \hat{\theta}_r = \hat{\omega}_r \lambda_m \sin(\hat{\theta}_e - \hat{\theta}_r) \approx \quad (48)$$

$$\hat{\omega}_r \lambda_m (\hat{\theta}_e - \hat{\theta}_r) \quad (49)$$

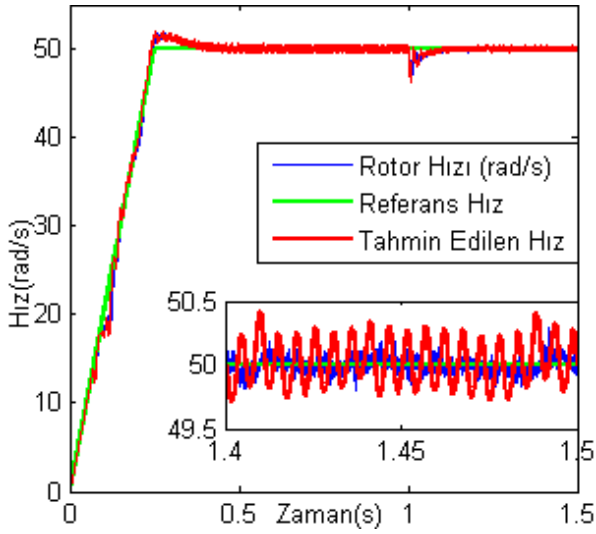
Kapalı döngü faz kilitlemeli döngü denklemleri yazılır ve sadeleştirilirse Δe hata denklemi elde edilir bu denklem alçak geçiren filtre (PI denetleyici) ve faz kontrollü osilatörden geçirilerek çıkışta rotor konumu elde edilir.

6. Simülasyon Sonuçları

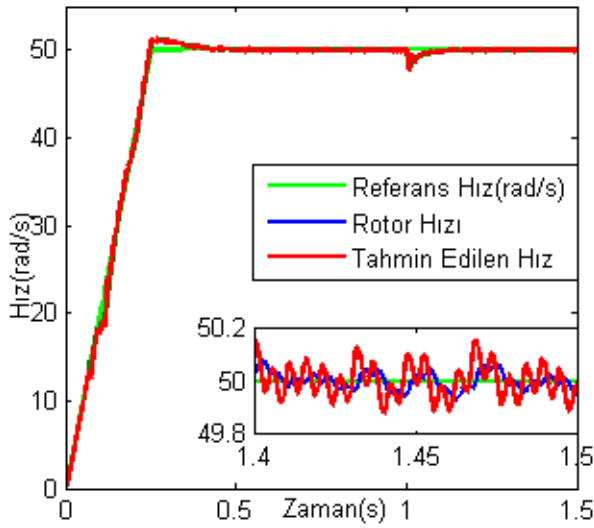
Sürekli mıknatıslı senkron motorun sensörsüz denetimi için 50 rad/s rampa referansı ve 0.5 Nm yük momenti ile benzeşim çalışması yapılmıştır. 1. saniyede motora mekanik yük uygulanmıştır. Bu durumda yükten dolayı rotor hızında oluşan çökme ve sonrasında toparlanma görülmektedir. Çıkışta ise birinci dereceden ve ikinci dereceden kayan kip gözlemleyici ile rotor konum ve hızı aynı zamanda akım ve zıt-EMK grafikleri incelenmiştir. Bu duruma göre istenen referans hıza göre birinci ve ikinci dereceden gözlemleyiciler referansı takip etmektedirler. Rotor konumu ve gözlemleyici konumu incelendiğinde, ikinci dereceden gözlemleyicinin gerçek konuma daha salınımsız yakınsadığı görülmektedir ayrıca birinci derece gözlemleyiciye göre faz gecikmesi çok daha azdır. İkinci dereceden kayan kipli gözlemleyicinin tüm grafiklerinde çatırdama etkisinin diğer gözlemleyiciye göre daha az ve konum tahmininin daha iyi olduğu anlaşılmaktadır. Her iki gözlemleyicide bozucu etkilere karşı dayanıklılık özelliklerini göstermektedir.

6.1. SMSM Motor Parametreleri

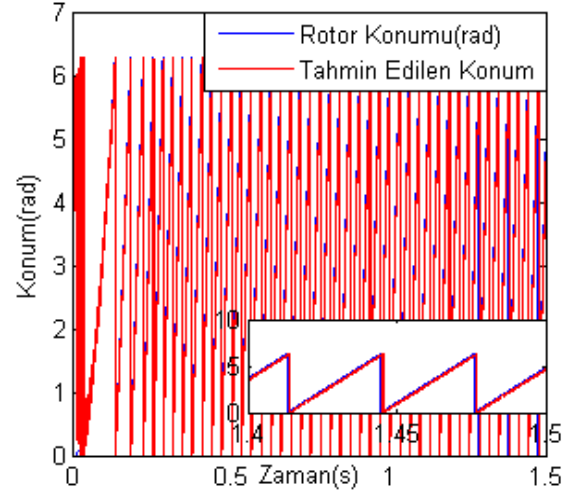
Moment(N.m)	1.27
Güç (Watt)	400
Hız (Rpm)	3000
Akım(A)	2.7
Moment Sabiti(N.m/A)	0.564
Mıknatis Magnetik Akı(Wb)	0.094
Faz Başına Stator direnci (Ohm)	2.35
d-q Eksen Endüktansları(H)	6.5e-3
Atalet Momenti(Kg.m ²)	0.34e-4



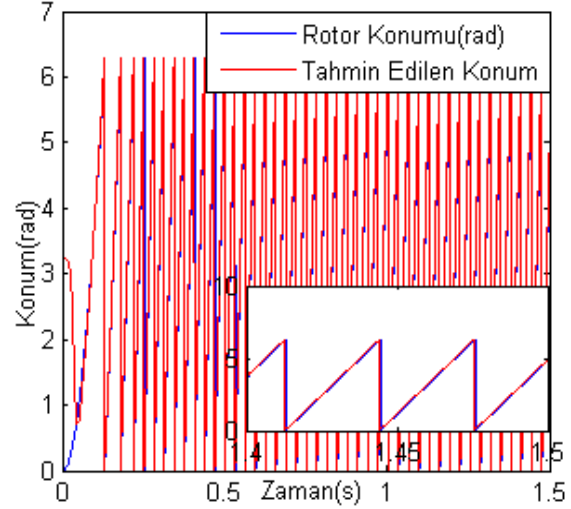
Şekil 3. Birinci dereceden kayan kip gözlemleyici, referans ve rotor hızı



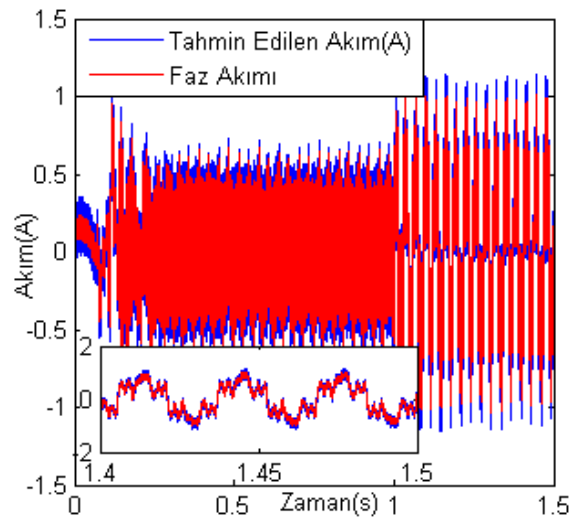
Şekil 4. İkinci dereceden kayan kip gözlemleyici, referans ve rotor hızı



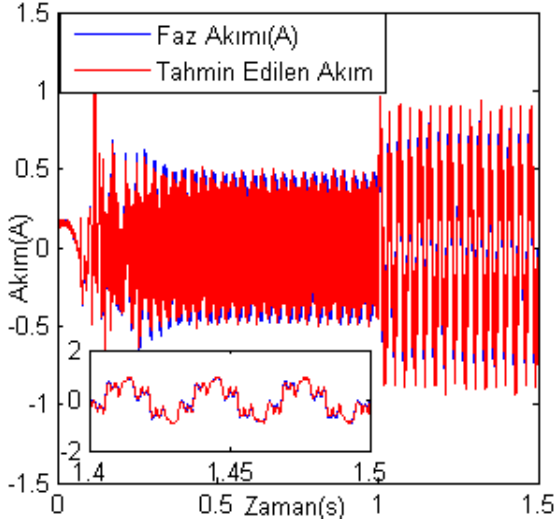
Şekil 5. Birinci dereceden kayan kip gözlemleyici ve rotor konumu



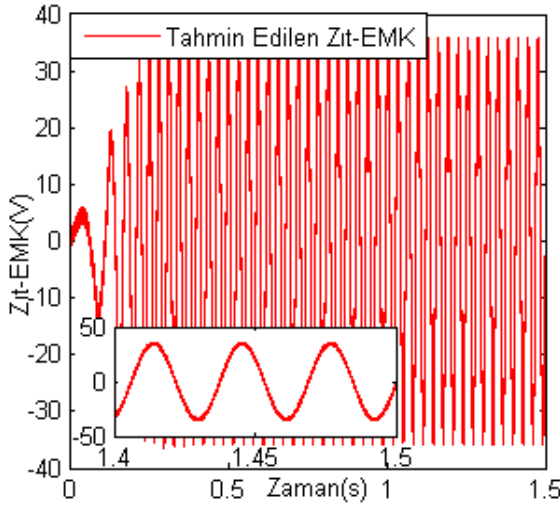
Şekil 6. İkinci dereceden kayan kip gözlemleyici ve rotor konumu



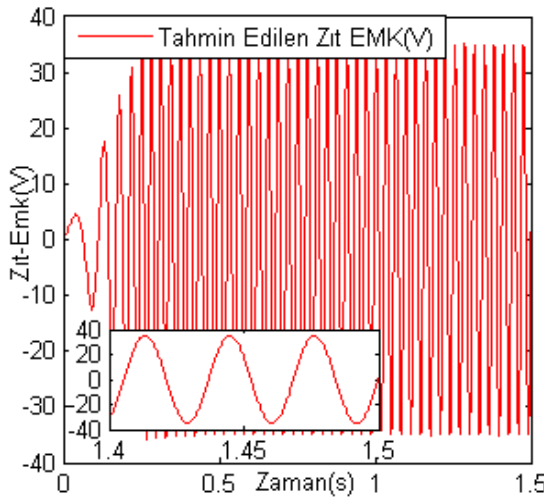
Şekil 7. Birinci dereceden kayan kip gözlemleyici tahmin akımı ve faz akımı



Şekil 8. İkinci dereceden kayan kip gözlemleyici tahmin akımı ve faz akımı



Şekil 9. Birinci dereceden kayan kip gözlemleyici zıt-EMK çıkışı



Şekil 10. İkinci dereceden kayan kip gözlemleyici zıt-EMK çıkışı

7. Kaynaklar

- [1] Slemo, G. R, "Electrical Machines for variable-frequency drives", Proceeding of IEEE, 82((8): 1123-1139, 1994
- [2] Utkin, V. I, Sliding Modes in Control Optimization., Springer-VerlagB, Berlin, 1992
- [3] Yan, Z, Utkin, V. " Sliding Mode Observers for Electrical Machines- An Overview", Industrial Electronic Society, IEEE 28. Annual conference, ,2002, pp 1842-1847
- [4] Bose, B. K. Modern Power Electronics and AC Drives,upper Saddle River, NJ, Prentice Hall, 2002
- [5] Corley, M, J, Lorenz, R, D, "Rotor position and velocity estimation for permanent magnet synchronous machine at standstill and high speed", IEEE-I AS Annual Meeting, Vol. 1, 1996, pp3.6-41
- [6] Moreno, J.A, "A linear framework for the robust stability analysis of a generalized supertwisting algorithm", International conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, Toluca, Mexico, 2009, pp. 12-17
- [7] Batzel, T. K, Lee, Y. "Electric Propulsion with Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor, Model and Approach", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol 20, No 4, Dec., pp 818-825, 2005
- [8] Huang, M. C, Mosses, A. J, Anayi F, Yao, X.G, "Reduced order linear Kalman filter theory in application of sensorless control for permanent magnet synchronous motor(PMSM)", and IEEE Conference on Industrial Electronic and Applications, 2006,pp 1-6
- [9] Levantovsky, L. V, "Second order sliding algorithms : their realization in dynamic of heterogeneous systems", Institute for System Studies, Moscow, pp 32-43, 1985
- [10] Chi, S, Zhang Z, Xu, L, A Novel Sliding Mode Observer with Adaptive feedback Gain for PMSM Sensorless Vector Control, Power Electronics Specialists Conference, pp 2579-2585, 2007
- [11] Huang, J, , Li, H, Xu Q, Sensorless Vector Control of PMSM Using sliding mode observer and fractional Order phase-locked loop, Proceedings of the 31 st Chinese Control Conference July 25-27, , Hefei, China, pp 4513-4518, 2012
- [12] Levant, A, Introduction high order sliding modes,2002
- [13] Kommuri, S, Kalyana, C. V, Defoort, M, Robust observer with high order sliding mode for sensorless speed estimation of a PMSM, 2013 European Control Conference (ECC) July 17-19, Zurich, Switzerland, pp 4598-4603, 2013
- [14] Liu, J, Lagrouche S, Harmouche M, Wack M, Adaptive-gain second order sliding mode observer design for switching power converters,Control Engineering Practise, 2013