Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Hız Kontrolü için Kontrolcü Kazanç Ayarlamalı Geri Adımlamalı Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı
Backstepping Sliding Mode Controller Design with Controller Gain Tuning for Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

Ammar Urgan[1], *Fatih Adıgüzel*[1]

[1] Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
{ammar, fatih.adiguzel}@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, bir sabit mıknatıslı senkron motorun optimum kontrolcü kazançlı hız kontrolü amaçlanmaktadır. Kontrol yöntemi olarak geri adımlamalı kayan kipli bir kontrolcü ele alınmıştır ve bu kontrolcünün kazanç değerleri doğa tabanlı bir optimizasyon yöntemi olan parçacık sürü optimizasyonu ile belirlenmiştir. Kontrolcü performansı test edilirken ve kontrol kazançları optimize edilirken sistemde parametrik belirsizliklerin olduğu varsayılmıştır. Buradaki amaç belirlenen maliyet fonksiyonunun değerini minimize edecek optimum kazanç değerlerini bulmaktır. Optimum kontrolcü kazançlarına sahip geri adımlı kayan kipli kontrol yöntemi ile zamanla değişen referansların başarılı bir şekilde takip edildiği benzetim sonuçları sunulmuştur.

Abstract

In this study, it is aimed to control the angular velocity of a permanent magnet synchronous motor with optimum controller gains. A backstepping sliding mode controller is dealt with the controller and particle swarm optimization, a nature-based optimization method, determines the gains of this controller. While testing the controller's performance and optimizing the parameters, the parametric uncertainties are assumed in the system. The aim here is to find the optimum gain values that will minimize the value of the specified cost function. Simulation results are presented in which the time-varying references are successfully tracked with the backstepping sliding mode control method having the optimum controller gains.

1. Giriş

Sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) endüstride sıklıkla kullanılmaktadır. Verimlilik, yüksek güç ve tork yoğunluğu, sürüş kolaylığı ve güvenilirliği gibi avantajlı özelliklerinden dolayı farklı uygulama alanında tercih edilmektedir. Birçok alanda karşımıza çıkan bu motorlar temel bir test sistemi haline gelmiştir. Tasarlanan kontrolcülerin uygulanabilirliğini test edebilmek için daha karmaşık sistemlere uygulamadan önce SMSM üzerine uygulanmaktadır [1].

Günümüzde, geleneksel oransal-integral (PI) kontrol stratejisi, basitliği ve uygulanabilirliği nedeniyle birçok SMSM regülasyon sisteminde yaygın olarak tercih edilmektedir. Ancak, SMSM'un çok değişkenli, kuvvetli şekilde bağlı ve model belirsizlikleri içeren doğrusal olmayan bir sistem olması, PI kontrol yönteminin performansını parametre değişimleri ve motor yükündeki bozulmalara karşı hassas hale getirmektedir [2]. Bu sebeple, SMSM sürücü sistemleri için daha dayanıklı ve daha üstün kontrol performansı sağlayan yeni hız kontrol yöntemlerinin araştırılması, araştırmacılar için önemli bir konu olmuştur. Zaman içinde, SMSM kontrolü için model öngörülü kontrol [3], kayan kipli kontrolü (SMC) [4], uyarlamalı kontrol [5] ve bulanık mantık kontrol [6] gibi birçok gelişmiş kontrol stratejileri geliştirilmiştir.

Kontrol teorisinde, geri adımlamalı kontrol özel bir doğrusal olmayan dinamik sistem sınıfı için yinelemeli olarak tasarlanan doğrusal olmayan bir kontrol yöntemidir. Tasarımcı tasarım sürecini bilinen kararlı sistemde başlatır ve her dış alt sistemi kademeli olarak kararlı kılan yeni kontrolcü sinyallerini inşa ederek devam etmektedir [7]. Geri adımlama sırasında sürekli olarak sanal kontrol sinyalleri tasarlanır ve bu sinyaller ile her adım bir önceki kontrol durumunu bozmadan yeni durum değişkenini kontrol etmektedir [8]. Kayan kipli kontrol ise sistemin normal davranışının bir kesiti boyunca sistemin kaymasına zorlayan sürekliliği bozan bir kontrol sinyali uygulayarak doğrusal olmayan bir sistemin dinamiklerini değiştiren doğrusal olmayan bir kontrol yöntemidir ve kayan kipli kontrol genellikle sistem bilinmezlikler mevcutken kullanılmaktadır [7]. Sistemdeki bilinmezlikleri bastıracak bir kontrolcü tasarımı ile sistemin tasarlanan yüzeye gideceği garanti edilmektedir. Tasarlanan yüzey boyunca kapalı çevrim sistemin asimptotik kararlılığı garanti edilmektedir [9]. Bu iki ileri doğrusal olmayan kontrol metotları ayrı ayrı kullanılabildikleri gibi birlikte de kullanılmışlardır [10].

Canlıların hareketlerinin gözlemlenmesi sonucu, parçacık sürü optimizasyonu (PSO), genetik algoritma (GA) ve bakteriyel yiyecek arama optimizasyonu (BYAO) gibi doğa temelli algoritmalar geliştirilmiştir [11, 12]. Kontrol teorisi kapsamında bu algoritmalar, daha önce yapılan çalışmalarda, PID kontrol-

cüsü katsayılarının bulunmasında [13], robot yörünge kontrolünde [14] ve bulanık mantık kontrolcülerde [6] doğa temelli algoritmalar kullanılmıştır. Bu algoritmaların en büyük avantajı gradyanı yani yüzeyi bilinmeyen sistemler için optimizasyon olanağı sunmalarıdır. Parçacıkların sadece kendi bulundukları ve/veya sürüdeki diğer parçacıkların bulundukları noktalar üzerinden bir optimizasyon yapmaktadırlar. Yani yüzeyin minimum veya maksimum noktası matematiksel bir denklemle değil deneye yanılma ile bulunmaktadır. Bu algoritmaların en önemli dezavantajları ise optimizasyon sürecinin uzun sürebilmesi ve optimizasyon sürecinde hiç denk gelinmeyen bir noktada sistemin daha iyi performans verebilme ihtimalinin bulunmasıdır. Niewiara ve ark. yaptığı çalışmada periyodik bozucuların zayıflatılmasıyla hız kontrolü yaparken yapay arı kolonisi algoritmasını kullanmıştır [15]. Torkun minimize edilmesi ile ilgili çalışmada genetik algoritma ve Guguk kuşu algoritmaları kullanılmıştır [16].

Bu çalışmada ilk olarak, SMSM hız kontrolü için doğrusal olmayan geri adımlamalı kayan kipli kontrolcü tasarımları gerçekleştirilmektedir. Kapalı çevrim sistemin kararlılığı Lyapunov teorisi aracılığı ile ispatlanmıştır. PSO algoritması açıklamalarının ardından, PSO ile geri adımlamalı kayan kipli kontrolcü kazançları optimize edilmiştir. Elde edilen doğrusal olmayan optimum kazançlı geri adımlamalı kayan kipli kontrol yapısının etkinliği sayısal benzetim yolu ile test edilmiştir.

2. SMSM Modeli

SMSM sürücüleri üç faz ile sürülmektedir, ancak kontrol tasarımını kolaylaştırmak ve sürüş kolaylığı adına sisteme üç fazda gerilim uygulamak yerine yapılan Clarke ve Park dönüşümleri ile iki fazda gerilim uygulanmaktadır. Bu fazlar Şekil 1'de görülmektedir. İndirgenmiş sistemin dinamik denklemleri

$$\dot{i}_d = \frac{1}{L_d}\left(V_d - R_s i_d + w_r L_q i_q\right) \tag{1}$$

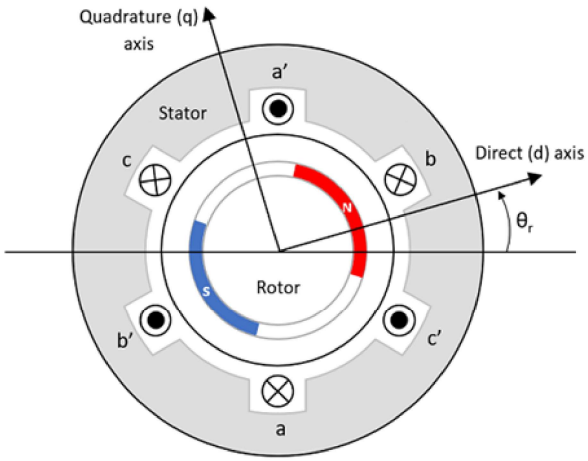
$$\dot{i}_q = \frac{1}{L_q}\left(V_q - R_s i_q - w_r L_d i_d - w_r \psi_m\right) \tag{2}$$

$$\dot{w}_r = \frac{\left(\frac{3}{2} p \psi_m i_q - T_L - B w_r\right)}{J} \tag{3}$$

şeklinde ifade edilmektedir. Bu denklemlerde kullanılan R_s stator direncini, L_d d ekseninin endüktansını, L_q q ekseninin endüktansını, B sönümleme katsayısını, J atalet momenti katsayısını, ψ_m zıt EMK (Elektromotor Kuvvet) katsayısını, T_L tork yükünü ve p motorun kutup sayısını belirtmektedir. Denklemlerde V_d ve V_q şeklinde iki kontrol sinyali bulunmaktadır. Birisi i_d akımı sıfırlamak için, diğeri ise rotor açısal hızını kontrol etmek için tasarlanmaktadır.

3. Yöntem

Bu alt başlıkta sırasıyla i_q akım kontrolcüsü ve SMSM hız kontrolcüsü tasarımları verilecektir. i_q akım kontrolü kayan kipli kontrolcü ile, SMSM motor hız kontrolü geri adımlamalı kayan kipli kontrol yapısı ile kontrol edilmektedir.



Şekil 1: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Fazları

3.1. i_d Akım Kontrolü

i_d kontrolü için kayan kipli yüzey

$$s_1 = i_d + k_1 \int i_d dt \tag{4}$$

şeklinde oluşturulmuştur. Bu yüzeyde i_d ve integralinin kullanılma sebebi birinci türevde kontrol işaretine ulaşılıyor olmasıdır. Kayan yüzey için Lyapunov aday fonksiyonu

$$V_0 = \frac{1}{2} s_1^2 \tag{5}$$

şeklinde seçilsin. (5)'de verilen fonksiyonun zamana göre türevi alınırsa ve (1) denklemi işletilirse

$$\dot{V}_0 = s_1 \left(\frac{1}{L_d}\left(V_d - R_s i_d + L_q w_r i_q\right) + k_1 i_d \right) \tag{6}$$

elde edilmektedir. Burada V_d kontrol girişi aşağıdaki şekilde tasarlandığında

$$V_d = R_s i_d - L_q w_r i_q - L_d k_1 i_d - \gamma_1 s_1, \tag{7}$$

aday Lyapunov aday fonksiyonunun türevi

$$\dot{V}_0 = -\gamma_1 s_1^2 \tag{8}$$

şeklinde elde edilmektedir. Bu sonuç s_1'in asimptotik olarak sıfıra gittiğini göstermektedir.

3.2. Geri Adımlamalı Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı

i_d kontrol tasarımından sonra bu çalışmada ikinci kayan yüzey için ilk olarak geri adımlama yapılmaktadır. Bunun için işlem kolaylığı açısından Denklem (9) ve Denklem (10)'daki şekilde düzenlenmiştir:

$$\dot{w}_r = f_1 i_q - f_2 - f_3 w_r \tag{9}$$

$$\dot{i}_q = f_4 V_q - f_5 i_q - f_6 w_r i_d - f_7 w_r. \tag{10}$$

Açısal hızın zamana göre türevi alınırsa,

$$\begin{aligned}\ddot{w}_r =& f_1 f_4 V_q - f_1 f_5 i_q - f_1 f_6 w_r i_d - f_1 f_7 w_r \\ & - f_1 f_3 i_q + f_2 f_3 + f_3^2 w_r\end{aligned} \tag{11}$$

hali elde edilmektedir. Denklem düzenlendiğinde

$$\ddot{w_r} = g_1 V_q - g_2 i_q - g_3 w_r i_d - g_4 w_r + g_5 \tag{12}$$

halini almaktadır. Hata dinamiği olarak e_1 ve e_2 şeklinde iki durum değişkeni Denklem (13)'deki şekilde tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned} e_1 =& w_r - w_{ref} \\ e_2 =& \dot{w_r} - \varphi - \dot{w}_{ref} \end{aligned} \tag{13}$$

burada φ ileriki adımlarda tasarlanacak sanal kontrol sinyalini ifade etmektedir. Durum değişkenlerinin türevi ise

$$\begin{aligned} \dot{e_1} =& \dot{w_r} - \dot{w}_{ref} \\ \dot{e_2} =& g_1 V_q - g_2 i_q - g_3 w_r i_d - g_4 w_r + g_5 - \dot{\varphi} - \ddot{w}_{ref} \end{aligned} \tag{14}$$

şeklinde bulunmaktadır. Tasarımda Aday Lyapunov fonksiyonu

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \tag{15}$$

şeklinde seçilsin. Aday Lyapunov fonksiyonu yazılıp türevi alındığında Denklem (15)'teki sonuç elde edilmiş olmaktadır:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e_1} = e_1 \left(\dot{w_r} - \dot{w}_{ref} \right) \\ &= e_1 \left(e_2 + \varphi + \dot{w}_{ref} - \dot{w}_{ref} \right) \\ &= e_1 \left(e_2 + \varphi \right) \end{aligned} \tag{16}$$

burada $\varphi = -k_2 e_1$ tasarımı kullanıldığında

$$\dot{V}_1 = -k_2 e_1^2 + e_1 e_2 \tag{17}$$

elde edilmektedir. İkinci kayan yüzey Denklem (18)'daki gibi tasarlanmıştır:

$$s_2 = k_3 e_1 + e_2. \tag{18}$$

Önceki Lyapunov denklemini de içerecek şekilde tasarlanan yeni aday Lyapunov fonksiyonu, Denklem (19)'de verilmiştir:

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_1^2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} s_2^2. \tag{19}$$

V_2 denkleminin türevi alındığında

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_2 e_1^2 + e_1 e_2 + s(k_3 \dot{w_r} - k_3 \dot{w_{ref}} + g_1 V_q \\ & - g_2 i_q - g_3 w_r i_d - g_4 w_r + g_5 - \dot{\psi} - \ddot{w_{ref}}) \end{aligned} \tag{20}$$

elde edilmektedir. Burada kontrol girişi olan V_q aşağıdaki gibi tasarlandığında

$$\begin{aligned} V_q = & -\frac{1}{g_1} (k_3 \dot{w_r} - k_3 \dot{w_{ref}} - g_2 i_q - g_3 w_r i_d - g_4 w_r \\ & + g_5 - \dot{\psi} - \ddot{w_{ref}} + \gamma_2 s_2 + \gamma_3 u), \end{aligned} \tag{21}$$

Lyapunov fonksiyonunun türevi

$$\dot{V}_2 = -k_2 e_1^2 + e_1 e_2 - \gamma_2 s_2^2 - \gamma_3 u s_2 \tag{22}$$

halini almaktadır. Denklem (22)'de Denklem (18) yerine yazılırsa ve $u = s/(|s| + \eta)$ seçilirse Lyapunov fonksiyonunun türevi Denklem (23)'deki gibi yazılmaktadır.

$$\dot{V}_2 = -k_2 e_1^2 + e_1 e_2 - \gamma_2 k_3^2 e_1^2 - \gamma_2 2 k_3 e_1 e_2 - \gamma_2 e_2^2 - \gamma_3 \frac{s_2^2}{|s| + \eta} \tag{23}$$

(23) ile verilen denklem yeniden düzenlenerek

$$\dot{V}_2 = - \begin{bmatrix} e_1 & e_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_2 + \gamma_2 k_3^2 & \gamma_2 k_3 - \frac{1}{2} \\ \gamma_2 k_3 - \frac{1}{2} & \gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} - \gamma_3 \frac{s_2^2}{|s| + \eta} \tag{24}$$

halinde yazılabilmektedir. Bu denklem sonucunda Lyapunov fonksiyonunun negatif tanımlı olabilmesi için denklemdeki 2×2 matrisin pozitif tanımlı olması gerekmektedir. Matrisin pozitif tanımlı olması için matrisin ilk elemanının ve matrisin determinantının pozitif olması gerekmektedir. Matris ilk elemanı her zaman pozitif olmaktadır ve matris determinantı hesaplandığında

$$\begin{vmatrix} k_2 + \gamma_2 k_3^2 & \gamma_2 k_3 - \frac{1}{2} \\ \gamma_2 k_3 - \frac{1}{2} & \gamma_2 \end{vmatrix} = \gamma_2 (k_2 + k_3) - \frac{1}{4} \tag{25}$$

denklemi elde edilmektedir. Katsayıların $4\gamma_2(k_2 + k_3) > 1$ şartını sağlayacak şekilde seçilmesiyle determinantın pozitif çıkması sağlanmaktadır. Determinantın da pozitif çıkmasıyla $\dot{V}_2$ negatif tanımlı hale gelmektedir. Bu durumda da kapalı çevrim sistem hata dinamiği asimptotik olarak sıfıra yakınsamaktadır.

Parçacık Sürü Optimizasyonunun uygulanması için ilk olarak sisteme nasıl entegre edileceği belirlenmelidir. Bu çalışmada sistem 10 saniye boyunca belli bir referansı takip etmeye çalışmıştır. Bu takip işlemi sırasında takip hatası, gerilim, akım gibi değerler ölçülmüştür. Bu ölçüm sonuçlarına göre bir maliyet fonksiyonu belirlenmiş ve Denklem (26)'te verilmiştir.

$$m = 100 ort\,|h| + 20 var\,|k|\,. \tag{26}$$

Denklem (26)'te kullanılan m maliyeti, h hatayı ve k kontrol eforunu belirtmektedir. Hatanın mutlak değerinin ortalaması ve gerilim değerinin varyansının belirlenen ağırlıklarla toplanmasıyla maliyet fonksiyonu belirlenmiştir.

Bu çalışmanın temel amaçlarından biri, PSO algoritmasının uygulanması sonucunda en düşük maliyet aracılığıyla sistemin optimum ortalama hataya sahip ve optimum varyanslı gerilime sahip olduğu kazanç değerlerini bulmaktır.

3.3. Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), parçacıkların maliyet açısından hem geçmişteki en iyi konumlarını hem de sürüdeki en iyi parçacığın konumunu dikkate alarak belirli bir hedefe doğru ilerledikleri bir algoritmadır [17]. Bu algoritmanın performansı, komşuluk genişliği ve yapısından, iterasyon sayısından, bilişsel katsayıdan, sosyal katsayıdan ve daralma faktöründen etkilenmektedir. Bu çalışmada komşuluk genişliği sonsuz olarak kabul edilmiş, iterasyon sayısı 10 olarak belirlenmiş ve daralma faktörü 0.5 olarak sabit tutulmuştur. Algoritma, farklı bilişsel ve sosyal katsayılar için çalıştırılmıştır.

Her parçacık daha önce bulunduğu en iyi noktayı kişisel en iyi, komşuluk genişliği içinde bulunan en iyi noktayı ise küresel en iyi olarak kaydetmektedir. Bu çalışmada komşuluk genişliği sonsuz olduğu için küresel en iyi tüm parçacıklar için aynı düşünülmüştür.

Parçacıklar, kendi en iyi konumlarına ve sürüdeki en iyi konuma göre yön ve büyüklük belirleyerek hareket etmektedir.

Hareket denklemi şu şekildedir[11]:

$$v^i(t+1) = X\Big[v^i(t) + \Phi_1^i\left(p^i(t) - x^i(t)\right) + \Phi_2^i\left(g(t) - x^i(t)\right)\Big] \quad (27)$$

$$x^i(t+1) = x^i(t) + v^i(t+1). \quad (28)$$

Denklem (27), parçacıkların hızlarını ve Denklem (28), parçacıkların konumlarını hesaplamak için kullanılmaktadır. Bu denklemlerde kullanılan ifadelerin açıklamaları Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Semboller ve Anlamları

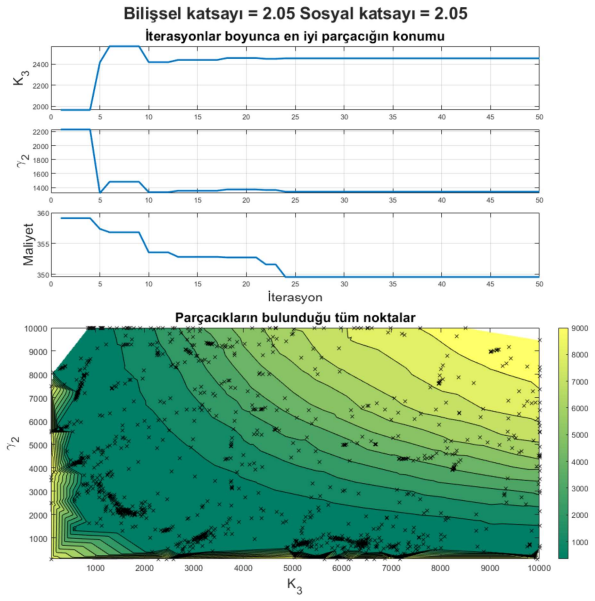
Sembol	Sembolün Anlamı
$v^i(t)$	i. parçacığın t anındaki hızı
$x^i(t)$	i. parçacığın t anındaki konumu
$p^i(t)$	i. parçacığın t anına kadarki en iyi konumu
$g(t)$	t anına kadarki en iyi küresel konum
Φ_1	Bilişsel en iyi konum ağırlığının üst sınırı
Φ_2	Sosyal en iyi konum ağırlığının üst sınırı
X	Daralma Faktörü

4. Benzetim Sonuçları

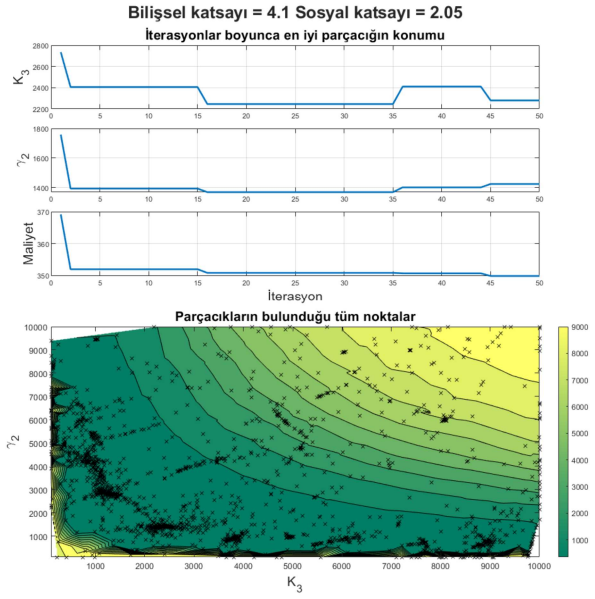
Bir SMSM sürücüsünde hız kontrolü için önerilen kontrol yapısı sayısal benzetim çalışmaları ile test edilmiştir ve elde edilen sonuçlar bu bölümde sunulmaktadır. Benzetim çalışmaları MATLAB/SIMULINK ortamında gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları sırasında kullanılan sistem parametrelerinin nominal değerleri Tablo 2'de verilmiştir. Sistem benzetim çalışmaları sırasında sistemde %10 parametrik belirsizlik olduğu varsayılmıştır. Tüm sonuçlar bu varsayım altında alınmıştır. Bu bölümde ilk olarak farklı katsayılar için çalıştırılmış PSO sonuçları verilmiştir. Sonrasında ise algoritmalar ile bulunan optimum kontrolcü kazanç noktalarının iki farklı referans için SMSM hız performans sonuçları verilmiştir.

Tablo 2: SMSM Parametreleri

Parametre	Değeri
r_s	0.96 Ω
L_d	5.25x10^{-3} H
L_q	5.25x10^{-3} H
B	0.0003 Nms
J	0.00064 kgm^2
ψ_m	0.1827 Wb
T_L	2 N
p	4



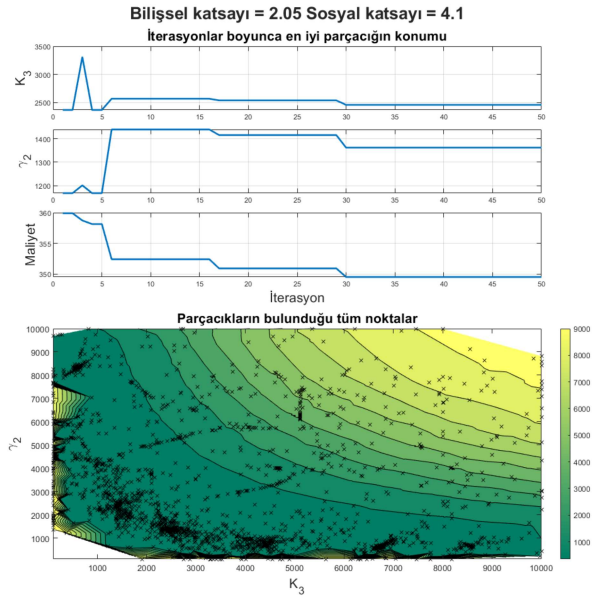
Şekil 2: Parçacık Sürü Optimizasyonu Sonucu



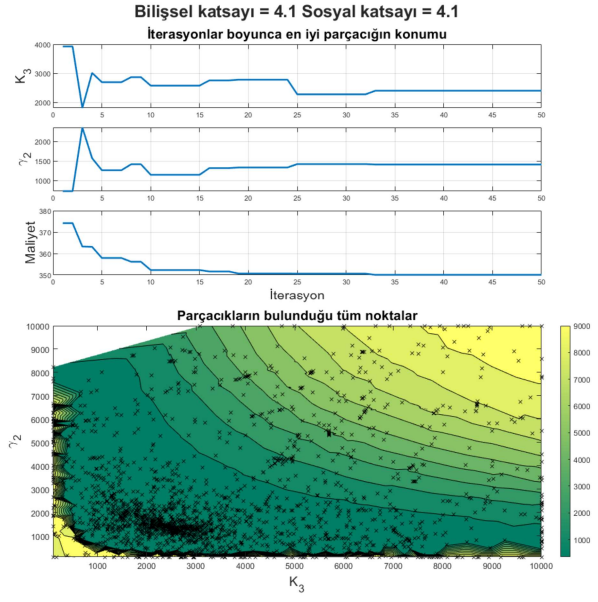
Şekil 3: Parçacık Sürü Optimizasyonu Sonucu

Parçacık sürü optimizasyonu sonuçları Şekil 2, Şekil 3, Şekil 4 ve Şekil 5'te verilmiştir. Bilişsel ve Sosyal Katsayı 2.05 iken K_3 kazancının 2500 civarlarında, γ_2 kazancının 1400 civarlarında ve maliyetin 350 civarlarında olduğu görülmektedir. En iyi nokta yaklaşık olarak yirmi beşinci iterasyonda bulunmuştur (Şekil 2). Bilişsel Katsayı 4.1, Sosyal Katsayı 2.05 iken K_3 kazancının 2300 civarlarında, γ_2 kazancının yine 1400 civarlarında ve maliyetin de yine 350 civarlarında olduğu görülmektedir. En iyi nokta yaklaşık olarak kırk beşinci iterasyonda bulunmuştur (Şekil 3). Bilişsel Katsayı 2.05, Sosyal Katsayı 4.1 iken K_3 kazancının yine 2500 civarlarında, γ_2 kazancının 1350

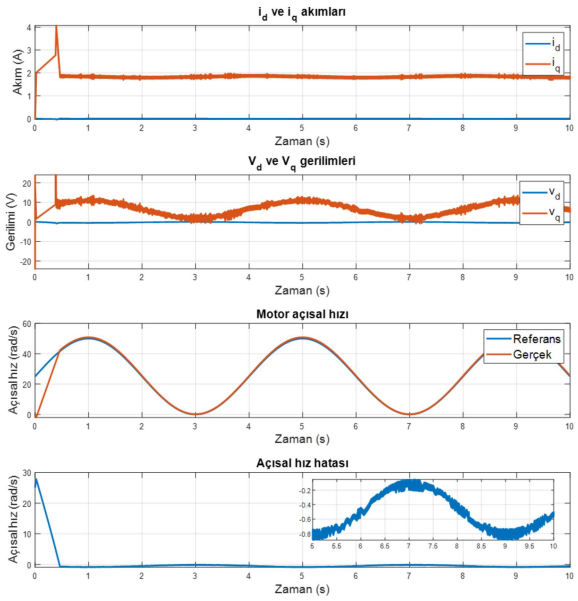
civarlarında ve maliyetin yine 350 civarlarında olduğu görülmektedir. Başka bir denemede en iyi nokta yaklaşık olarak otuzuncu iterasyonda bulunmuştur (Şekil 4). Bilişsel Katsayı 4.1, Sosyal Katsayı 4.1 iken K_3 kazancının yine 2500 civarlarında, γ_2 kazancının 15000 civarlarında ve maliyetin yine 350 civarlarında olduğu görülmektedir. Son denemede en iyi nokta yaklaşık olarak otuz beşinci iterasyonda bulunmuştur (Şekil 5). Tüm PSO sonuçları için benzer bir kontur grafiği elde edilmiştir. Yine tüm PSO sonuçlarına göre ajanları alanı oldukça iyi keşfetmiş ve maliyeti birbirine oldukça yakın noktaları en iyi noktalar olarak bulmuştur.



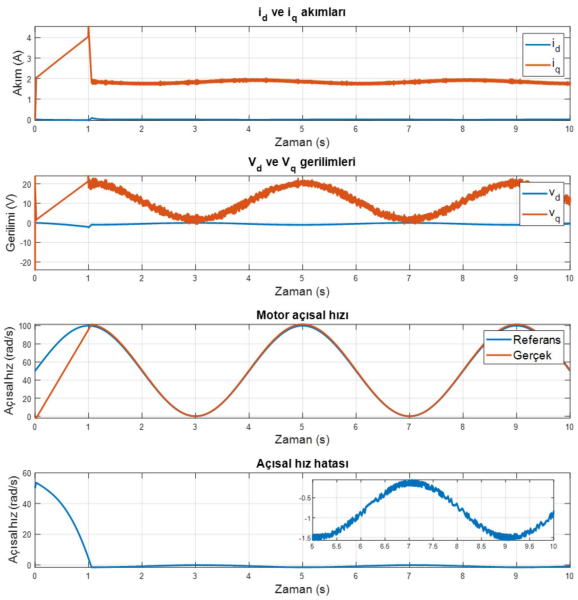
Şekil 4: Parçacık Sürü Optimizasyonu Sonucu



Şekil 5: Parçacık Sürü Optimizasyonu Sonucu



Şekil 6: Optimizasyonlar sırasında kullanılan referans için sistem performans sonuçları.



Şekil 7: Genliği ve ötelemesi değiştirilmiş referans için sistem performansı sonuçları.

Optimum kontrol kazançlarından elde edilen kazançlarla inşa edilen geri adımlamalı kayan kipli kontrolcünün SMSM sistemine uygulanması ile elde edilen sonuçlar Şekil 6 ve Şekil 7'de verilmiştir. Bu şekillerde yukarıdan aşağı doğru sırasıyla i_d ve i_q akımları, v_d ve v_q gerilimleri, motor açısal hızı ve referansı, açısal hız hatası verilmiştir. Referans sinyali olarak $25 + 25sin(\pi t/2)$ kullanıldığında sistem performansı Şekil 6'da verilmiştir. Referans sinyali olarak $50 + 50sin(\pi t/2)$ kullanıldığında sistem performansı Şekil 7'de sunulmuştur.

Elde edilen çıktılar bulunan noktanın uygulanabilir akım ve gerilim değerleriyle takip işlemini başardığını göstermiştir. Her iki referans değeri için hata yaklaşık 1 saniye içerisinde çok küçük bir banda sıkıştırılmıştır. İki şekilde de yaklaşık olarak birinci saniyede akım ve gerilim değerlerinde ani bir değişim görülmektedir. Bu ani değişimin sebebi bulunan K_3 katsayısının sistemde hatayı belli bir eşiğin altına düştüğünde aktifleşmesidir. Hata bu eşiğin üstündeyken K_3 katsayısı 10 olarak belirlenmiştir.

5. Sonuçlar

SMSM hız kontrolü için tasarlanan geri adımlamalı kayan kipli kontrolcü tasarımları gerçekleştirilmiştir ve bu kontrolcü altında kapalı çevrim sistemin asimptotik kararlılığı elde edilmiştir. Kontrol kazançlarının belirlenmesinde kullanılan PSO algoritması ile maliyetin fonksiyonun yerel en düşük olduğu nokta bulunabilmiştir. Parçacıkların bulunduğu, toplandığı alanlar ve toplanma biçimleri ve ayrıca en iyi parçacığın bulunduğu iterasyon sayısı değişiklik göstermiştir. Elde edilen optimum parametreler ile zamanla değişen hız referansları SMSM sistemi tarafından başarılı bir şekilde takip edebilmektedir. Ayrıca üretilen akım ve gerilim değerlerinin uygulanabilir sınırlar içerisinde olduğunu doğrulayan sonuçlar gözlemlenmiştir. İlerleyen çalışmalarda farklı kontrolcü kazanç arama algoritmalarının PSO ile SMSM hız kontrolü özelinde karşılaştırılması ve deneysel testlerin yapılması planlanmaktadır.

6. Teşekkür

Bu çalışma Türkiye Araştırma Üniversiteleri Destek Programı (ADEP) tarafından FBA-2024-6114 proje numarası ile desteklenmiştir.

Kaynakça

[1] P. Kundur, "Power system stability," *Power System Stability and Control*, vol. 10, pp. 7-1, 2007.

[2] S. Li and Z. Liu, "Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of load inertia," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 8, pp. 3050-3059, 2009.

[3] X. Zhang, L. Zhang, and Y. Zhang, "Model predictive current control for PMSM drives with parameter robustness improvement," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1645-1657, 2018.

[4] Y. Zhao, X. Liu, H. Yu, and J. Yu, "Model-free adaptive discrete-time integral terminal sliding mode control for PMSM drive system with disturbance observer," *IET Electric Power Applications*, vol. 14, no. 10, pp. 1756-1765, 2020.

[5] A. T. Nguyen, M. S. Rafaq, H. H. Choi, and J. W. Jung, "A model reference adaptive control based speed controller for a surface-mounted permanent magnet synchronous motor drive," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 12, pp. 9399-9409, 2018.

[6] S. Ünsal and I. Aliskan, "Investigation of performance of fuzzy logic controllers optimized with the hybrid genetic-gravitational search algorithm for PMSM speed control," *Automatika: časopis za automatiku, mjerenje, elektroniku, računarstvo i komunikacije*, vol. 63, no. 2, pp. 313-327, 2022.

[7] J. J. E. Slotine and W. Li, *Applied Nonlinear Control*, vol. 199, no. 1. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991, p. 705.

[8] Y. Chaou, S. Ziani, H. B. Achour, and A. Daoudia, "Nonlinear control of the permanent magnet synchronous motor PMSM using backstepping method," *WSEAS Trans. Syst. Control*, vol. 17, pp. 56-61, 2022.

[9] X. Hao and Y. Luo, "An SMC-ESO-based distortion voltage compensation strategy for PWM VSI of PMSM," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 5, pp. 5686-5697, 2022.

[10] T. H. Nguyen, T. T. Nguyen, K. M. Le, H. N. Tran, and J. W. Jeon, "An adaptive backstepping sliding-mode control for improving position tracking of a permanent-magnet synchronous motor with a nonlinear disturbance observer," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 19173-19185, 2023.

[11] V. Gazi and K. M. Passino, *Swarm Stability and Optimization*. Springer Science & Business Media, 2011.

[12] K. M. Passino, *Biomimicry for optimization, control, and automation*. Springer Science & Business Media, 2005.

[13] D. A. Souza, J. G. Batista, L. L. dos Reis, and A. B. Júnior, "PID controller with novel PSO applied to a joint of a robotic manipulator," *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, vol. 43, no. 8, p. 377, 2021.

[14] Z. Bingül and O. Karahan, "A Fuzzy Logic Controller tuned with PSO for 2 DOF robot trajectory control," *Expert Systems with Applications*, vol. 38, no. 1, pp. 1017-1031, 2011.

[15] Ł. J. Niewiara, R. Szczepański, T. Tarczewski, and L. M. Grzesiak, "State feedback speed control with periodic disturbances attenuation for PMSM drive," *Energies*, vol. 15, no. 2, p. 587, 2022.

[16] G. Cvetkovski and L. Petkovska, "Cogging Torque Minimisation of PM Synchronous Motor Using Nature Based Algorithms," in *Proc. 2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2021, pp. 419-425.

[17] M. Jain, V. Saihjpal, N. Singh, and S. B. Singh, "An overview of variants and advancements of PSO algorithm," *Applied Sciences*, vol. 12, no. 17, p. 8392, 2022.