



SMSM’de Vektör Kontrol Sürücüsü için 2 DOF FOPI Kontrolör Tasarımı

2 DOF FOPI Controller Design for Vector Control Driver in PMSM

Hasan Erdal^{1*}, Burak Yıldırım², Mehmet Emin Asker³¹ Bingöl Üniversitesi, Teknik Bilimler MYO, herdal@bingol.edu.tr
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-1713-9274>² Bingöl Üniversitesi, Teknik Bilimler MYO, byildirim@bingol.edu.tr
ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-2118-4297>³ Dicle Üniversitesi, Diyarbakır Teknik Bilimler MYO, measker@dicle.edu.tr
ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4585-4168>

MAKALE BİLGİLERİ

ÖZ

Makale Geçmişi:

Geliş 18 Ağustos 2022
Revizyon 18 Ekim 2022
Kabul 11 Ocak 2023
Online 23 Mart 2023

Anahtar Kelimeler:

SMSM, Alan yönlendirmeli kontrol,
2 DOF FOPI Kontrolör, Karınca
kolonisi optimizasyonu.

Günümüzde sürekli mıknatıslı senkron motorların (SMSM) tahrik sistemlerinde kullanımları giderek yaygın hale gelmektedir. Bu motorların kontrollerindeki gelişmeler kullanıldıkları servo sistemlerde konum ve hız takibinde iyileştirmeler sağlamaktadır. Bu çalışmada SMSM'nin uzay vektör modülasyonlu vektör kontrol yöntemine dayalı modeli Matlab/Simulink'te modellenmiştir. Bu modelde kontrolör yapısı olarak iki serbestlik derecesine sahip kesir dereceli oransal integral (2-DOF FOPI) kontrolör yapısı kullanılmıştır. Kontrolör parametreleri karınca kolonisi optimizasyonu (KKO) ile belirlenmiştir. Önerilen kontrolörün başarısını göstermek amacıyla sonuçlar geleneksel PI kontrolör ile eşit şartlarda karşılaştırılmıştır. Elde edilen simülasyon sonuçları incelendiğinde, 2-DOF FOPI kontrolörün SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünde geleneksel PI kontrolörden daha iyi performansa sahip olduğu görülmüştür.

ARTICLE INFO

ABSTRACT

Article history:

Received 18 August 2022
Received in revised form 18 October 2022
Accepted 11 January 2023
Available online 23 March 2023

Keywords:

PMSM, vector control, 2 DOF FOPI
Controller, Ant colony optimization.

Today, the use of Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM) in drive systems is becoming increasingly common. The developments in the controls of these motors provide improvements in position and speed tracking in the servo systems in which they are used. In this study, the model of PMSM based on the vector control method with space vector modulation is modeled in Matlab/Simulink. In this model, 2-degree of freedom fractional order proportional integral (2-DOF FOPI) is used as the controller structure. Controller parameters are determined by ant colony optimization (ACO). In order to demonstrate the success of the proposed controller, the results are compared with the conventional PI controller on equal terms. When the simulation results obtained are examined, it is seen that the 2-DOF FOPI controller has better performance than the traditional PI controller in the field oriented control of the PMSM.

Doi: 10.24012/dumf.1162983

* Sorumlu Yazar

Giriş

SMSM'lerin kullanımı, yüksek performans isteyen robotik sistemler veya havacılık ve uzay teknolojileri gibi alanlarda her geçen gün artmaktadır. Ayrıca endüstride güç/hacim oranlarının yüksek olması, verimlerinin iyi olması, fırça kollektör yapısının bulunmamasından dolayı arıza ve bakımının azlığı, ses seviyesinin düşük olması, uyarımın sabit mıknaatlarla yapılması, reaktif güce ihtiyaç duymamaları, senkron hızda verimlerinin kayma oranından bağımsızlığı gibi nedenlerden ötürü asenkron motorlara nazaran daha çok tercih edilmeye başlanmış ve kullanımları yaygınlaşmıştır. Robot teknolojisi, elektrikli araçlar, uzay teknolojisi, asansörler, pompalar gibi birçok uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır [1],[2],[3].

SMSM'nin kontrolünde genel olarak üç yöntem kullanılır; skaler kontrol yöntemi, vektör kontrol yöntemi ve doğrudan moment kontrol (DMK) yöntemi. Skaler kontrol yöntemi yapısı basit, uygulaması kolay ve fiyatı ucuz olmasına rağmen sürücü performansı zayıftır. DMK yöntemi ile vektör kontrol yöntemleri kontrol kalitesinin iyi olması sebebiyle yüksek performans gerektiren uygulamalarda tercih edilmektedirler. Bununla birlikte bu iki yöntemin uygulanmasında bir takım zorluklar vardır [4]. Vektör kontrol yöntemi, geleneksel kontrol teorilerinden daha robust ve daha iyi bir dinamik yanıt sunar [5]. Vektör kontrol yöntemi aynı zamanda alan yönlendirmeli kontrol (AYK) yöntemi olarak da isimlendirilebilir. SMSM'lerin alan yönlendirmeli kontrolünde, alana karşılık gelen d eksen akımı sıfırda tutulurken, q eksen akımı ile motor momenti kontrol edilir [2].

Bilgisayar teknolojilerindeki ve sayısal işlemcilerdeki gelişimler araştırmacılara kontrol yöntemlerinde farklı yapıları deneme imkânı sunmuştur. PID kontrolörlerin genel olarak endüstride kullanımları artmaktadır. Son yıllarda robotik sistemler, havacılık ve uzay teknolojileri gibi alanlarda kullanılan sistemlerde konum ve hız kontrolünün hassasiyeti önem kazanmıştır. İstenilen performansın yakalanabilmesi için farklı kontrol yapıları teknolojik gelişmelerle birlikte motor kontrol sistemlerine de uygulanabilir hale gelmiştir. Son zamanlarda kontrol alanının genişliği ve reel dünyayı daha iyi modellemesi gibi üstün özelliklerinden dolayı; serbestlik derecesi birden farklı PID yapıları (örneğin 2 DOF PID) ve kesir dereceli PID (FOPID) yapıları araştırmacıların dikkatini çekmiştir.

Günümüzde, kesir dereceli yapılar kontrol alanında büyük ilgi görmektedir. Bunun nedeni kesirli diferansiyel sistemlerin reel dünya modellerini tamsayı dereceli diferansiyel ifadelerle daha iyi tanımlamalarıdır [6], [7]. Kesir dereceli kontrolör yapıları da hem akademik hem de endüstriyel olarak büyük ilgi görmektedir [8]. Bu kontrolör yapılarındaki integral ve türev terimlerinin derecelerine getirilen ekstra serbestlik derecesi sayesinde bu kontrolör yapıları hem tamsayı dereceli sistemlerin hem de kesir dereceli sistemlerin kontrolünde tam sayı dereceli PID kontrolöre göre daha iyi yanıtlar vermesini sağlamıştır [9]–[11]. Narayanaswamy ve arkadaşları yaptıkları çalışmada sıvı seviye kontrolü için j-indeksi

optimizasyon yöntemini kullanarak parametrelerinin belirlendiği sıvı seviye kontrolü için kesir dereceli PI kontrol modeli ile geleneksel PI kontrol modelini kıyaslamışlardır. Kesir dereceli PI modelinin daha iyi sonuç verdiğini göstermişlerdir [12]. Kesir dereceli kontrolör yapılarının parametre değerlerini belirlemek için literatürde farklı metotlar sunulmuştur. Hamamcı çalışmasında kesir dereceli PID kontrolörün parametre değerlerinin belirlenmesi için kazanç ve genlik marjlarını dikkate alarak kararlılık bölgelerinin belirlenmesine dayanan bir yöntem sunmuştur [9]. Deniz ve arkadaşları çalışmalarında kararlılık bölgesinin belirlenmesine yönelik yöntemi tam sayı dereceli PI kontrolör yapısı için kullanmışlardır [13]. Kesir dereceli kontrolör yapılarının parametre değerlerinin belirlenmesinde ayrıca optimizasyon algoritmalarına dayalı yöntemler de literatürde sunulmaktadır. Yıldırım ve arkadaşları çalışmalarında kesir dereceli kontrolörün parametre tespitinde karınca kolonisi optimizasyon algoritmasını kullanmışlardır [14]. Ateş ve arkadaşları çalışmalarında kesir dereceli PI kontrolörün parametre değerlerinin belirlenmesinde değiştirilmiş yapay fizik optimizasyon algoritmasını kullanmışlardır [15].

Geleneksel yöntemlerin performansını artırmak için serbestlik derecesi birden farklı PID yapıları (2 DOF PID gibi) literatürde çalışılmıştır [4], [16]–[18]. 2 DOF kontrol yapısı ile 1 DOF kontrol yapısı karşılaştırıldığında, 2 DOF yapısı daha iyi performans göstermektedir [16], [17]. Kaynak [18]'de kesir dereceli PID kontrolör üzerine çalışılmış ve 2 DOF FOPID yapısının FOPID yapıya göre hassas ayar yapabilme kolaylığı sunduğu gösterilmiştir. Kaynak [4]'de 2-DOF PI kontrolün geleneksel PI göre SMSM alan yönlendirmeli kontrolünde daha iyi bir performans gösterdiği yapılan çalışmada sunulmuştur. Çalışmada her iki kontrolör parametrelerini de parçacık sürü optimizasyon algoritmasıyla elde etmişlerdir. Kaynak [19]'da, kesir dereceli kayan mod kontrol (FOSMC) ile geleneksel kayan mod kontrol (SMC) yöntemlerini karşılaştırmış, hızlı tepki vermek ve bozucu etkilere karşı dirençte FOSMC'nin daha iyi performans gösterdiğini ifade etmiştir. Kaynak [20]'de, genetik algoritma ile optimizasyon yaparak 2 DOF PID kontrolörler sistemlerini SMSM motorun AYK yöntemi üzerinde incelemiştir. Kaynak [21]'de SMSM kontrolünde kesir dereceli bir filtre tasarımı kullanmıştır. Bu filtre ile yüksek frekansta gürültüye ve düşük frekansta bozulmaya karşı daha iyi bir performans elde etmişlerdir.

Bu çalışmada, SMSM'de AYK için kullanılan hız kontrolörü ve iki adet gerilim kontrolörleri için yukarıda avantajları sunulan kesir derece ve 2 serbestlik derece yapılarına sahip 2 DOF FOPI kontrolör yapısı kullanılmıştır. Çalışmada kullanılan 2 DOF FOPI kontrolörlerin parametreleri karınca kolonisi algoritması optimizasyon yöntemi yardımıyla belirlenmiştir. Çalışmada sunulan kontrolör yapısı SMSM'de AYK için literatürde ilk kez kullanılmıştır. Kullanılan yöntemle ait sonuçlar geleneksel PI kontrolörler ile aynı şartlarda simüle edilerek kıyaslanmıştır.

SMSM'nin Matematiksel Modeli

SMSM'nin matematiksel modeli için literatürde genellikle $d - q$ eksenin takımına dayalı matematiksel model tercih edilmektedir. Bu modelde moment ve akı bileşenleri ayrı ayrı kontrol edilebilir. Rotor konumuna bağlı olarak endüktans değerinin değişimi motor ile ilgili analizlerde zorluk çıkarmaktadır. $d - q$ eksen modeli kullanılarak endüktans değişiminin getirdiği zorluklardan kurtulup model daha basit hale gelir. Böylece, SMSM'nin dinamik analizini yapmak kolaylaşır [22],[23].

$$V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega_r \Psi_q \quad (1)$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega_r \Psi_d \quad (2)$$

Burada, V_d d eksen voltajıdır, V_q q eksen voltajıdır i_d d eksen akımıdır, i_q q eksen akımıdır, Ψ_d d eksen akısıdır, Ψ_q q eksen akısıdır, ω_r rotor hızıdır ve R_s stator direncidir. Ψ_d ve Ψ_q sekse akı denklemleri aşağıdaki gibi yazılır.

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_M \quad (3)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (4)$$

Burada Ψ_M mıknatıs akısını, L_d ve L_q $d - q$ eksenlerindeki endüktans değişkenlerini ifade etmektedir. Denklem (3) ve (4), Denklem (1) ve Denklem (2)'de yerine yazılırsa bu durumda $d-q$ eksen voltajları;

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \quad (5)$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \Psi_M \quad (6)$$

Elektriksel moment;

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_d i_q - \Psi_q i_d] \quad (7)$$

şeklinde yazılabilir.

Denklem (3)'deki Ψ_d ve Denklem (4)'deki Ψ_q Denklem (7)'de yerine yazılırsa Denklem (8) elektriksel momenti ifade eder.

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_M i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (8)$$

Denklem (8)'de " $\Psi_M i_q$ " mıknatısların ürettiği momenti, " $(L_d - L_q) i_q i_d$ " ise relüktans momenti ifade etmektedir. Yüzeş mıknatıslı SMSM'lerde $L_d = L_q$ kabul edilir.

Elektriksel moment denklemi Denklem (9)'daki gibi yazılır;

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_M i_q] \quad (9)$$

$$T_e - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_r + B \omega_r \quad (10)$$

Denklem (10) hareket denklemdir. Burada T_L yük torku J atalet momenti ve B ise sürtünme katsayısıdır.

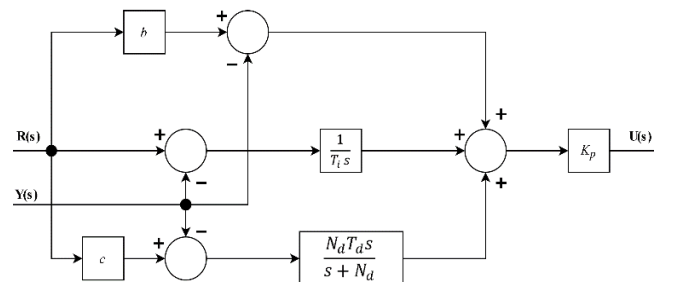
SMSM'nin 2 DOF FOPI kontrolör ile Vektör Kontrolü

SMSM'nin vektör kontrolünde makine akımları, $d - q$ olarak vektörel iki eksene ayrılır. q eksen akımıyla moment kontrol edilirken yüzeş tip SMSM'lerde d eksen akımının sıfırda tutulmasıyla akı sabit mıknatıs akısında (Ψ_M) sabit kalır [2]. Böylece vektör kontrolün uygulanmasıyla SMSM'nin kontrolü serbest uyarımlı DC motorun kontrolüne benzetilir [22]. SMSM'nin vektör kontrolü için tasarlanan 2-DOF FOPI Matlab/Simulink modeli Şekil 3'de verilmiştir.

Modelde gösterildiği gibi, 2-DOF FOPI hız kontrol cihazının çıkışından I_q referans elde edilir. I_d referans değeri sıfır alınır. Motor çıkışından alınan I_a , I_b , I_c akımlarına Clarke ve Park dönüşümleri uygulanarak I_d ve I_q akımları bulunur. Bulunan bu değerler referans I_d ve I_q akımlarıyla karşılaştırılıp ilgili 2-DOF FOPI kontrole girilir. Bu kontrol çıkışlarından ise gerekli referans V_d ve V_q gerilimleri elde edilir. Bu voltajlar, motor için gerekli üç fazlı V_a , V_b , V_c referans voltajlarının hesaplanması için ters Clarke ve Park dönüşümlerinde kullanılır. Hesaplanan üç faz referans V_a , V_b , V_c gerilim değerleriyle de PWM bloğunda, voltaj kaynaklı inverter için gerekli anahtarlama sinyalleri üretilir. Şekil 3'de verilen modelde görüldüğü gibi, 2-DOF FOPI denetleyicisi, hız ve akım kontrol cihazı olarak geleneksel PI denetleyicisi yerine kullanılmıştır.

2 DOF FOPI Kontrolör Yapısı

Kontrol sistemlerinin serbestlik derecesi; bağımsız bir şekilde ayarlanması mümkün kapalı transfer fonksiyon sayısı olarak tanımlanabilir [24]. Buna göre içinde bağımsız iki transfer fonksiyonu barındırıyor iki serbestlik derecesine sahip PID (2 DOF PID) olarak adlandırılabilir. Genel bir 2 DOF PID denklemi Denklem (11)'de ve yapısı ise Şekil 1'de verilmiştir [20].



Şekil 1 2 DOF PID blok diyagramı

$$U_{(s)} = K_p \left(b + \frac{1}{T_i s} + \frac{c T_d s}{1 + s/N_d} \right) R_{(s)} - K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + s/N_d} \right) Y_{(s)} \quad (11)$$

Burada “ $Y_{(s)}$ ” sistem çıkış işaretini “ K_p ” oransal kazancı ifade ederken “ b ” ve “ c ” değerleri, sırasıyla 2 DOF PID kontrolörünün oransal (P) ve türevsel (D) kısımlarının ağırlıklıdır. “ T_i ” integral, “ T_d ” türev zamanını; “ N_d ” filtre katsayısını, “ $R_{(s)}$ ” referans işareti, “ $U_{(s)}$ ” kontrol işaretini tanımlamaktadır. Denklem (11)’i 2 DOF PI yapısına getirmek için $T_d = 0$, $c = 0$ ve $0 < b < 1$ olarak alınır.

Kesir dereceli sistemler türev ve integral ifadelerinin üslerinin herhangi bir reel sayı olması veya tamsayı olmak mecburiyetinin bulunmadığı durumlarda diferansiyel denklemlerle düzenlenen sistemler olarak tanımlanır [25]. Denklem (12)’de genel şekli verilmiştir.

$${}_a D_t^x = \begin{cases} \frac{d^x}{dt^x} & Re(x) > 0, \\ 1 & Re(x) = 0, \\ \int_a^t (d\tau)^{-x} & Re(x) < 0, \end{cases} \quad (12)$$

Denklem (12)’de x reel sayı kümesinin herhangi bir elemanıdır. ${}_a D_t^x$ operantı x ’in değerlerine bağlı kesir dereceli integral veya türev operantı olarak davranır. a ve t değişkenleri, işlemcinin integral işlemcisi olarak hareket ettiği $x < 0$ şartında integralin sınırlarını ifade eder. Bu açıklama a ’nın tamsayı olduğu haldeki integral ve türev işlemcilerini de içine alan genel bir ifade olarak sunulmaktadır [25]

Bu çalışmada kullanılan kesir dereceli sistem çözümlerinde MATLAB programında kullanılan FOFT toolbox kullanılmıştır. 2 DOF FOPI denklemi Denklem (13)’de gibi yazılır. Denklemdeki “ λ ” kesir derecesini ifade etmektedir.

$$U_{(s)} = K_p \left(b + \frac{1}{T_i s^\lambda} \right) R(s) - K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s^\lambda} \right) Y_{(s)} \quad (13)$$

Karınca kolonisi ile kontrolör parametrelerinin belirlenmesi

Bu çalışmada 2 DOF FOPI için gerekli parametrelerin optimizasyonu karınca kolonisi optimizasyon tekniği ile bulunmuştur. Bunun için Matlab programında optimization toolbox kullanılmıştır. Bu optimizasyon tekniği sezgisel bir tekniktir ve popülasyon merkezlidir. Temelinde karıncaların yiyecek ararken ideal yolu nasıl tayin ettiklerini inceler. Karıncalar geçtikleri yollara feromon salgılayarak diğer arkadaşlarına da haber verirler. Rastgele olan yiyecek arayışı dağılımında en çok feromon bulunan yol daha çok tecrübe edilmiş olduğundan diğer karıncalar tarafından da tercih edilir. Yolu izleyen karınca sayısındaki artış ile beraber yoldaki feromon yoğunluğu bu yolu daha da cazip hale getirir[7].

Dorigo ve arkadaşları karıncaların bu davranışlarını matematiksel olarak modellemiş ve ilk defa gezgin satıcı problemi üzerinde denemışlerdir. Olumlu sonuçlar elde edilmiş ve günümüzde optimizasyon problemlerinin çözümünde kullanılan yaygın yapay zeka yöntemlerinden biri olarak yerini almıştır [26].

Karınca kolonisi optimizasyon algoritmasını 6 adımda ifade etmek mümkündür [27].

Adım 1: Karıncalar şehirlere rastgele olarak yerleştirilir.

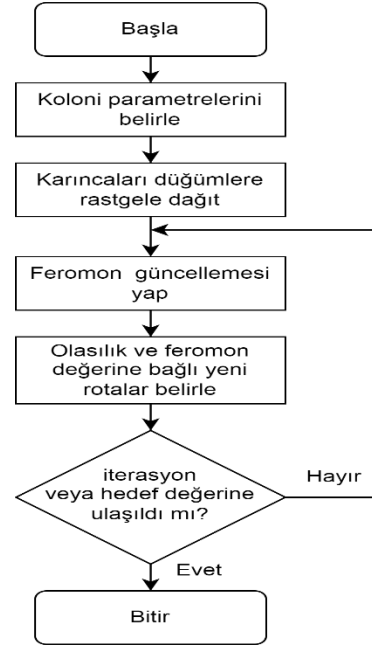
Adım 2: Her karınca belirtilen alfa ve beta değerlerine göre şehirleri dolaşarak rotaları oluştururlar.

Adım 3: Her karıncanın rota mesafesi hesaplanır.

Adım 4: Karıncaların rota mesafelerine göre yollardaki feromon değerleri artırılır.

Adım 5: Feromon buharlaşma değerine göre bütün yollardaki feromon değeri azaltılır.

Adım 6: Belirtilen nesil sayısına ulaşılan kadar veya hedef değere ulaşılan kadar Adım 2’ye gidilir. Akış şeması Şekil 2 ‘deki gibi verilebilir.



Şekil 2 Karınca Kolonisi Akış Şeması

Performans Kriteri

Bu makalede 2 DOF FOPI kontrolörlerin parametre değerlerinin ayarlamak için çok amaçlı bir performans fonksiyonu sunulmuştur. Burada sunulan fonksiyon artış zamanı t_r , yerleşme zamanı t_s , maksimum aşma M_p , ve $ITAE$ ifadelerinden oluşur. Bu performans fonksiyonu Denklem (14)’de verilmiştir.

$$J_{(k)} = w_1 t_r + w_2 t_s + w_3 M_p + w_4 ITAE \quad (14)$$

Denklem (14)’de verilen performans fonksiyonunu oluşturan her ifadenin önemi fonksiyonda w_i ağırlık katsayıları tarafından ayarlanır. Bu katsayıların oranları istenilen özelliği ön plana çıkaracak şekilde seçilir.

Bu çalışma için bu değerler $w_1 = 1$, $w_2 = 1$, $w_3 = 1$ ve $w_4 = 500$ alınmıştır. Fonksiyonu oluşturan ifadelerden herhangi birine ait katsayı değerinde yapılacak artış bu ifade ile ilgili özellikte bir gelişme sağlayacaktır. Fakat dikkat edilecek diğer husus ise fonksiyonu oluşturan diğer ifadelerde bir azalma meydana gelebileceğidir [7].

Bu çalışmada KKO ile belirlenen kontrolör parametreleri Tablo 1’de verilmiştir. Çalışmada kullanılan 2-DOF FOPI kontrolörlü vektör kontrol yönteminin Matlab / Simulink modeli, Şekil 3’de verilmiştir. Burada, SMSM modellenirken denklem (1)-(10)’da verilen matematiksel model kullanılmıştır. İnverter için ideal anahtar modeli tercih edilmiştir.

Tablo 1 KKO ile belirlenen kontrolör parametreleri

	GELENEKSEL PI	2-DOF FOPI
W_r Kontrolörü		
k_p	22.00143	64.7676
k_i	0.0101	16.6767
b	-	0.9899
λ	-	1.0172
I_q kontrolörü		
k_{p1}	260.0237	83.8383
k_{i1}	1.0011	59.5959
$b1$	-	0.8384
$\lambda1$	-	0.3647
I_d kontrolörü		
k_{p2}	260.0231	23.2323
k_{i2}	1.0024	31.3131
$b2$	-	0.4546
$\lambda2$	--	0.2495

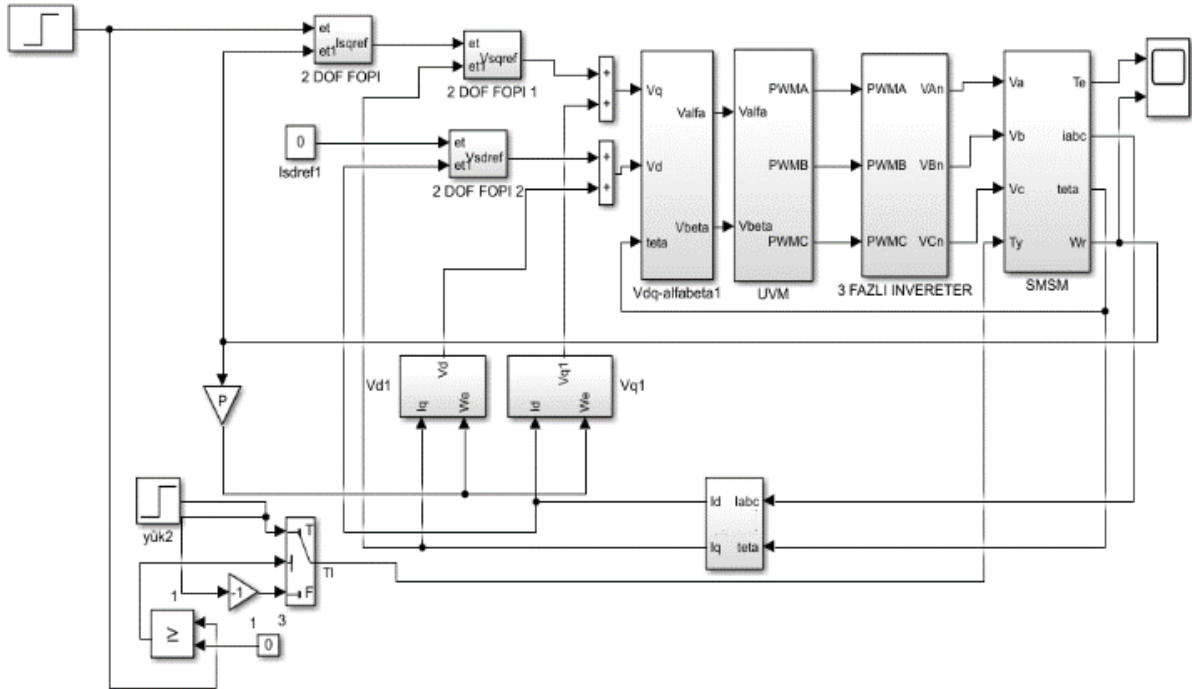
Modelde, gerilim kaynaklı inverterin kontrolü için uzay vektör modülasyonu kullanılmıştır. Uzay vektör PWM yönteminin tercih nedeni kolayca uygulanabilirliği ve sinüzoidal PWM yönteminden daha az harmonik bozulmaya sahip olmasıdır [28]. Ayrıca modelde kullanılan motor parametreleri Tablo 2’de verilmiştir.

Tablo 2 Kullanılan motor parametreleri

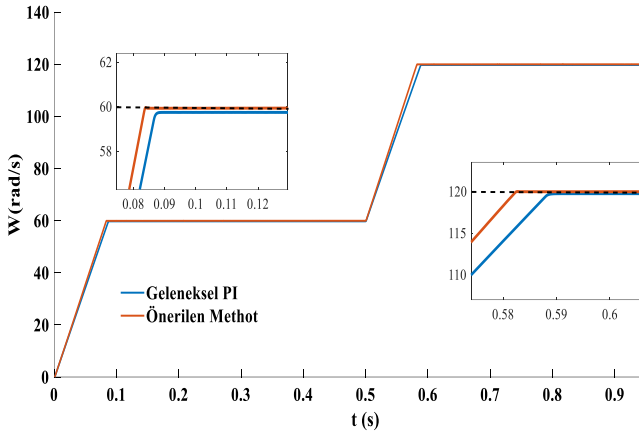
Parametreler	
Nominal güç(kW)	1
Nominal hız(dev/dak)	2000
Stator direnci(Ohm)	4,7
Stator endüktası(mH)	5,99
Eylemsizlik momenti(x10-4kg.m2)	8,41
Sürtünme kuvveti	0
Kutup sayısı	10

Araştırma ve Bulgular

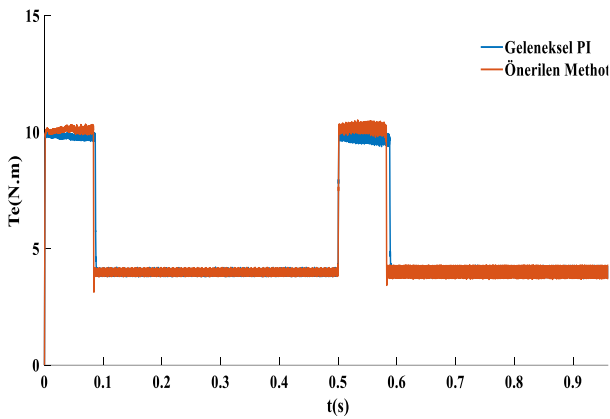
MATLAB / Simulink programında kurulan model, hem 2-DOF FOPI hem de geleneksel PI kontrolör için farklı hız ve moment değerlerinde simüle edilmiştir. Başlangıçta moment $T_y=4$ N.m ve referans hız $W_{ref}=60$ rad/s alınmıştır. 0,5. saniyede yük sabit tutularak referans hız 120 rad/s çıkarılmıştır. Sunulan kontrol yönteminin başarısını göstermek için elde edilen sonuçlar Şekil 4,5 ve 6’da sunulmuştur. Şekil 4’te rotor hızı, Şekil 5’te elektriksel moment ve Şekil 6’da q-ekseni akımı gösterilmiştir.



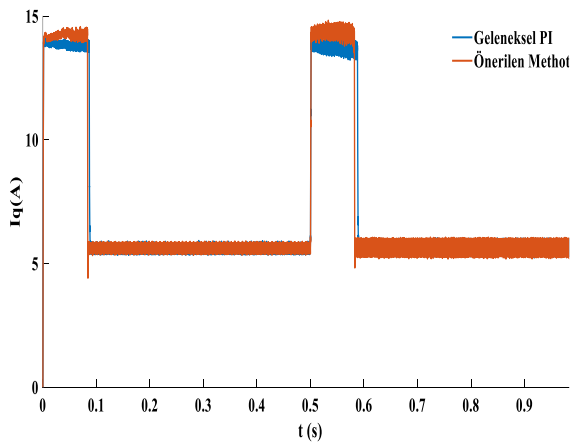
Şekil 3 2-DOF FOPI kontrolörlü vektör kontrol yöntemi simiunk modeli



Şekil 4 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60,120$ rad/s için rotor hızı



Şekil 5 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60,120$ rad/s için elektriksel moment



Şekil 6 Gerilim kontrollü vektör kontrol yöntemi $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60,120$ rad/s için q-ekseni akımının zamana göre değişimi

Şekil 4'te, hem 2-DOF FOPI hem de geleneksel PI denetleyicisinden elde edilen hız sonuçları gösterilmiştir. Geleneksel PI kontrolöre ait sonuçlar mavi renkli çizgi ile gösterilirken önerilen metot kırmızı renkle ifade edilmiştir. Tablo 3' de artış zamanı, yerleşme zamanı ve ITEA kriteri sayısal değer olarak da sunulmuştur.

Tablo 3 Kontrolör performanslarının $T_y=4$ N.m ve $W_{ref}=60,120$ rad/s için karşılaştırılması

Performans Kriteri	Geleneksel PI	Önerilen Metot	Yüzdellik İyileşme
Artış Zamanı	0,0692	0,0662	4,33
Yerleşme Zamanı	0,0857	0,0821	4,20
Maksimum Aşma	0	0	0
ITAE	1,6162	1,3960	13,62

Şekil 6'da akımın I_q bileşeninin, Şekil 4'te hızın ve Şekil 5'te momentin 2-DOF FOPI denetleyici tepkisinin geleneksel PI denetleyici tepkisinden daha iyi olduğu görülmektedir. Bu durum, Tablo 3'te verilen sonuçlarla da sunulmuştur. Verilen kriterlerden artış zamanı, yerleşme zamanı ve ITEA değerlerinin küçüklüğü önerilen sistemin dinamik cevabının daha iyi olduğunu ifade etmektedir. Ayrıca Şekil 6'da, d eksen akımı sıfır referans değerinde tutulurken q eksen akımının SMSM'nin vektör kontrol stratejisine uygun olarak elektriksel momenti takip ettiği görülmektedir.

Sonuç

Bu çalışmada, 2-DOF FOPI denetleyicisi, SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünde hız ve akım kontrol cihazı olarak kullanıldı. Matlab / Simulink ortamında oluşturulan SMSM'nin AYK modeli hem geleneksel PI denetleyicisi hem de 2-DOF FOPI denetleyicisi için farklı çalışma koşullarında çalıştırıldı ve simülasyon sonuçları elde edildi. Simülasyonlarda kullanılan hem geleneksel PI hem de 2-DOF FOPI denetleyicisinin parametreleri KKO ile belirlendi. Elde edilen sonuçlara göre, SMSM'nin vektör kontrolü için önerilen 2-DOF FOPI kontrolörünün geleneksel PI kontrolörüne göre daha iyi performans verdiği görülmüştür. Ayrıca 2-DOF FOPI kontrolöre sahip sistemin yerleşme zamanı, artış zamanı ve ITAE değerleri geleneksel PI kontrolöre sahip sisteme göre performans açısından daha iyi değerlere sahip olduğu sunulmuştur. Bu çalışmada önerilen 2-DOF FOPI kontrolör yapısı kullanılarak SMSM'nin vektör kontrol sürücü performansının artırılacağı tespit edilmiştir.

Kaynaklar

- [1] M. E. Asker, "Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda vektör ve doğrudan moment yöntemlerinin uygulanması," Y.L. tezi, Fenbilimleri Enstitüsü, Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye, 2009.
- [2] E. Öksüztepe, "Sürekli mıknatıslı senkron motorların algılayıcısız kontrolü," Doktora tezi, Fenbilimleri Enstitüsü, Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye, 2008.
- [3] M. S. Camgöz, "Sabit mıknatıslı senkron motorun alan yönlendirmeli kontrolünün DSP üzerinde gerçekleştirilmesi," Y.L. tezi, Fenbilimleri Enstitüsü, Afyon Kocatepe Üniversitesi, Afyon, Türkiye, 2019.

- [4] H. Celik and T. Yigit, "Field-Oriented Control of the PMSM with 2-DOF PI Controller Tuned by Using PSO," *2018 Int. Conf. Artif. Intell. Data Process. IDAP 2018*, no. 5, pp. 11–14, 2019, doi: 10.1109/IDAP.2018.8620902.
- [5] E. Kılıç, H. R. Özçalık, Ş. Yılmaz, and S. Şit, "Speed Control of Vector Controlled Induction Motors under Variable Load with RBFNN Based Model Reference Adaptive Control," *Acad. Platf. J. Eng. Sci.*, vol. 3, no. 3, pp. 27–33, 2015, doi: 10.5505/apjes.2015.20591.
- [6] E. Cokmez, S. Atıç, F. Peker, and I. Kaya, "Fractional-order PI Controller Design for Integrating Processes Based on Gain and Phase Margin Specifications," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 51, no. 4, pp. 751–756, 2018, doi: 10.1016/j.ifacol.2018.06.206.
- [7] B. Yildirim, "Bir Mikro Şebekenin Yük Frekans Kontrolü için Tamsayı Derece Yaklaşımlı Kesir Dereceli PID Kontrolörün Optimizasyonu," *DÜMF Mühendislik Derg.*, vol. 1, no. 1, pp. 79–87, 2021, doi: 10.24012/dumf.860298.
- [8] B. Yildirim and M. H. Khooban, "Enhancing stability region of time-delayed smart power grids by non-integer controllers," *Int. J. Energy Res.*, vol. 45, no. 1, pp. 541–553, Jan. 2021, doi: 10.1002/er.5711.
- [9] S. E. Hamamci, "An Algorithm for Stabilization of Fractional-Order Time Delay Systems Using Fractional-Order PID Controllers," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 52, no. 10, pp. 1964–1969, Oct. 2007, doi: 10.1109/TAC.2007.906243.
- [10] B. Yildirim, M. Gheisarnejad, and M. H. Khooban, "A New Parameter Tuning Technique for Noninteger Controllers in Low-Inertia Modern Power Grids," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Ind. Electron.*, vol. 3, no. 2, pp. 279–288, Apr. 2022, doi: 10.1109/JESTIE.2021.3119888.
- [11] B. Yildirim, M. Gheisarnejad, and M. H. Khooban, "A Robust Non-Integer Controller Design for Load Frequency Control in Modern Marine Power Grids," *IEEE Trans. Emerg. Top. Comput. Intell.*, vol. 6, no. 4, pp. 852–866, Aug. 2022, doi: 10.1109/TETCI.2021.3114735.
- [12] P. N. Narayanaswamy, P. Kanthabhabha, and S. E. Hamamci, "Fractional order PI," in *2010 Second World Congress on Nature and Biologically Inspired Computing (NaBIC)*, Dec. 2010, pp. 121–126, doi: 10.1109/NABIC.2010.5716345.
- [13] F. N. Deniz, N. Tan, S. E. Hamamci, and I. Kaya, "Stability region analysis in Smith predictor configurations using a PI controller," *Trans. Inst. Meas. Control*, vol. 37, no. 5, pp. 606–614, May 2015, doi: 10.1177/0142331214539991.
- [14] B. Yildirim, M. T. Özdemir, and I. Eke, "Design of Integer Order Approximation Fractional Order Controller with for Automatic Voltage Regulation System," in *2019 4th International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA)*, Sep. 2019, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICPEA1.2019.8911137.
- [15] A. Ates, C. Yeroğlu, J. Yuan, Y. Q. Chen, and S. Ethem Hamamci, "Optimization of the FO[PI] Controller for MTDS Using MAPO with Multi Objective Function," *SSRN Electron. J.*, 2018, doi: 10.2139/ssrn.3274043.
- [16] M. Araki and H. Taguchi, "Two-degree-of-freedom PID controllers," *Int. J. Control. Autom. Syst.*, vol. 1, no. 4, pp. 401–411, 2003.
- [17] H. Taguchi and M. Araki, "Two-Degree-of-Freedom PID Controllers — Their Functions and Optimal Tuning," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 33, no. 4, pp. 91–96, 2000, doi: 10.1016/s1474-6670(17)38226-5.
- [18] F. Geng and X. Zhu, "Research on fractional order two-degrees-of-freedom flight control technology of unmanned air vehicle," in *2012 International Conference on Computer Science and Information Processing (CSIP)*, Aug. 2012, pp. 807–812, doi: 10.1109/CSIP.2012.6308976.
- [19] F. M. Zaihidee, S. Mekhilef, and M. Mubin, "Application of Fractional Order Sliding Mode Control for Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 101765–101774, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2931324.
- [20] T. Pajchrowski and A. Wójcik, "Analysis of influence of linear regulators' structure on level of speed unevenness of PMSM direct drive," *Prz. Elektrotechniczny*, vol. 96, no. 7, pp. 59–67, 2020, doi: 10.15199/48.2020.07.11.
- [21] P. Chen and Y. Luo, "Analytical Fractional Order PID Controller Design with Bode's Ideal Cut-off Filter for PMSM Speed Servo System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 0046, no. c, 2022, doi: 10.1109/TIE.2022.3158009.
- [22] A. A. Adam, "Sabit mıknatıslı senkron motorda moment dalgalanması ve gürültünün azaltılması," Doktora tezi, Fenbilimleri Enstitüsü, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2007.
- [23] S. Özçira, "Sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol yöntemleri ve endüstriyel uygulamaları," Y.L. tezi, Fenbilimleri Enstitüsü, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2007.
- [24] I. M. Horowitz, *Synthesis of feedback systems*. Elsevier, 2013.
- [25] Y. Chen, I. Petras, and D. Xue, "Fractional order control - A tutorial," in *2009 American Control Conference*, Jun. 2009, pp. 1397–1411, doi: 10.1109/ACC.2009.5160719.

- [26] M. Dorigo, G. Di Caro, and L. M. Gambardella, "Ant algorithms for discrete optimization," *Artif. Life*, vol. 5, no. 2, pp. 137–172, 1999.
- [27] H. Dikmen, H. Dikmen, A. Elbir, Z. Ekşi, and F. Çelik, "Gezgin Satıcı Probleminin Karınca Kolonisi ve Genetik Algoritmalarla Eniyilemesi ve Karşılaştırılması Optimization and Comparison of Travelling Salesman Problem Using Ant Colony and Genetic Algorithms," vol. 18, no. 1, pp. 8–13, 2014.
- [28] E. Öksüztepe, Z. Omac, M. Polat, H. Celik, A. H. Selcuk, and H. Kürüm, "Sensorless field oriented control of nonsinusoidal flux-distribution permanent magnet synchronous motor with a FEM based ANN observer," *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 24, no. 4, pp. 2994–3010, 2016.