Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Model Öngörülü ve Öngörülü Kayan Kip Yöntemi ile Denetlenmesi

Model Predictive and Predictive Sliding Mode Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

Fuat Kılıç[1], Feriha Erfan Kuyumcu[1]

[1]Elektrik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
fuat.kilic1@kocaeli.edu.tr, erfan@kocaeli.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, kalıcı mıknatıslı senkron motorun denetimi (KMSM) için bozucu etkilere ve parametrelerde meydana gelen değişikliklere karşı dayanıklı olan hızlı dinamik cevap yeteneğine sahip sınırlı denetim setli model öngörülü (predictive) ve öngörülü kayan kip denetim denetim algoritması kullanılmaktadır. Öngörülü denetimin eşzamanlı optimizasyon özelliği ile kayan kip denetimin dayanıklılık özelliği bir araya getirilmektedir. KMSM'nin denetimi için her iki algoritmanın benzeşim sonuçları sunulmakta ve karşılaştırılmaktadır.

Abstract

In this study, model predictive and predictive sliding mode control for permanent magnet synchronous motor are studied which are robust against parameter variations and disturbances and have ability good dynamic response. Online optimization specification of predictive control combined with robustness of sliding mode control. Both finite control set model predictive control and predictive control simulation results are presented and compared for permanent magnet synchronous motor control.

1. Giriş

Endüstride kimya, enerji gibi farklı alanlarda öngörülü denetim yöntemlerinin kullanım alanları artmaktadır. Genellikle, motor ve sürücülerinin denetiminde sonlu zamanlı ve model öngörülü denetim (MÖD) algoritmaları uygulanmaktadır. Sonlu zamanlı denetim yöntemi modülasyon algoritması ile birlikte kullanılırken referans gerilimlerin hesaplanmasını gerektirmektedir. Bu yöntem, motor sürücülerinin ayrık zamanlı çalışma temeli denetimde hesaba katılmadığından parametre değişimlerine karşı dayanıklı değildir [1], [2]. MÖD denetim yöntemi, motor gerilim referanslarını izleyebilmek için maliyet fonksiyonu kriterini içerir ve bu fonksiyonun minimize edilmesini gerektirir. Minimizasyon diğer deyişle en az değere indirme iki yöntemle gerçekleştirilir. Bunlar, genelleştirilmiş öngörülü denetim ve sınırlı denetim setli (SDS) MÖD denetim yöntemleridir. Genelleştirilmiş öngörülü denetim yöntemi, hesaplama açısından işlemciler için yük oluştururlar bundan dolayı motor ve sürücülerinin denetiminde çok kullanılmazlar. SDS-MÖD denetim yöntemi ise uygulama açısından daha kolaydır [3], [4]. MÖD denetim yöntemi doğrusal olmayan bir denetim yöntemidir. Doğrusal denetim yöntemleri ile karşılaştırıldığında basit yapısı, hızlı dinamik cevap, çoklu amaç ve kısıtlara sahip olması gibi üstünlükleri mevcuttur. Buna karşın motor eviricisine bir periyot boyunca yalnızca bir anahtarlama vektörü uygulandığından ve standart SDS-MÖD algoritması sınırlı sayıda anahtarlama vektörüne sahip olduğundan istenmeyen yüksek frekanslı akım harmonikleri ve moment dalgalanması gibi dezavantajlar ortaya çıkar [5].
Bu dezavantajları ortadan kaldırmak için görev çevrimi tabanlı, çoklu vektör tabanlı, değişken ağırlık çarpanı tabanlı algoritmalar önerilmektedir [6], [7].
Bir diğer çözüm yöntemi ise kayan kipli denetimin doğası gereği süreksiz yani ayrık zamanlı denetimde güçlü özellikler barındırması nedeni ile anahtarlama vektörünü seçerken bu yöntemden faydalanmadır.
Bu çalışma 4 bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm girişe, ikinci bölüm KMSM'nin matematiksel modeline, üçüncü bölüm klasik MÖD algoritması ve öngörülü kayan kip algoritmasına ve son bölüm sonuçlara ayrılmıştır.

2. KMSM'nin Matematiksel Modeli

SMSM matematiksel modeli, doyma, histeresiz kayıpları ve girdap akımı kayıplarının olmadığı dikkate alınarak ve zıt EMK'nın sinüsoidal olduğu kabul edilerek senkron referans eksen takımında aşağıdaki şekilde sunulur.

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

$$\frac{di_q(t)}{dt} = -\frac{P_p}{L} \lambda_m \omega_r(t) - P_p \omega_r i_d(t) - \frac{R_s}{L} i_q(t) + \frac{1}{L} v_q(t) \quad (2)$$

$$\frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{3}{2}\frac{P_p}{J} \lambda_m i_q(t) - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{1}{J} T_l(t) \quad (3)$$

Burada $i_d(t)$, $i_q(t)$ ve $\omega_r(t)$ sırası ile d ekseni akımı, q ekseni akımı ve rotor açısal hızıdır. Elektriksel parametreler R_s, L ve λ_m sırası ile stator direnci, endüktans ve mıknatıs

akısını temsil etmektedir. Elektriksel moment ise aşağıdaki eşitlikle verilir.

$$T_e(i_q(t)) = \frac{3}{2} P_p \lambda_m i_q \tag{4}$$

Mekanik katsayılar, B, J, P_p , T_l sürtünme katsayısı, rotor atalet momenti, kutup çifti ve yük momentini sayısını temsil etmektedir.

3. KMSM'nin Öngörülü Denetimi

Öngörülü denetim bozucu etkilere, parametre değişimlerine karşı dayanıklı ve hızlı dinamik cevaba sahip bir denetim şeklidir. Model öngörülü denetim sistem matematiksel modeliyle doğrudan ilgilidir. Model öngörülü denetim, azalan ufuk denetimi ve dinamik matris denetimi isimlerle de bilinir. Histerisiz tabanlı, yörünge tabanlı, sonlu zamanlı (dead beat), sürekli ve sınırlı denetim seti tabanlı model öngörülü denetim yöntemleri mevcuttur. Öngörülü denetimde, sistemlerin değişkenliği, kısıtları, doğrusal olmayan durumlar doğrudan denetime dahil edilebilir ve çok değişkenli durumlar denetim tasarımında kolayca hesaba katılabilir. Öngörülü denetimin en büyük avantajı, denetim süresi boyunca gelecekteki zaman aralığını dikkate alarak denetim de anlık süre aralığında optimizasyon yapılmasıdır [1,4,5].

3.1. KMSM'nin Model Öngörülü Denetimi

Model öngörülü denetimde (MÖD) temel amaç bir hesaplama ufku üzerinde tanımlanan amaç fonksiyonlarının değerinin en aza indirilmesini sağlayacak gelecekteki denetim işareti sıralamasını belirlemektir. MÖD'ün uygulanabilmesi için sistem modeline gereksinim vardır. Sistem modeline göre gelecekteki çıkış değişkenlerinin alacağı değer öngörülür. Öngörü işlemi, sistem değişkenlerinin geçmişteki ve güncel değerleri üzerinden gerçekleştirilir [8].

Özet olarak MÖD denetim yönteminde;

- Kestirim modeli,
- Amaç fonksiyonun değerinin en az olması,
- Uzak durum kestirim stratejisi,

bileşenleri yer alır. Her t örnekleme anında, sistem modelini kullanan sınırlı kestirim ufuğu üzerinde sistem çıkışları hesaplanır.

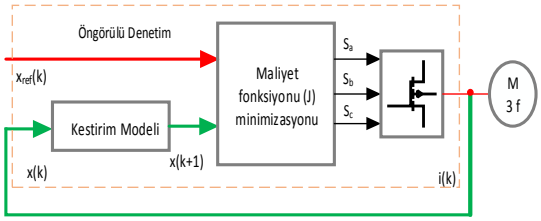
$$\hat{y}(t+jt), j = N_1, N_2, ...N_p \tag{5}$$

Burada $\hat{y}$ sistem çıkışı, N_p kestirim yapılacak ufuk sayısıdır.

Gerçek zamanlı optimizasyon yapılabilmesi içinse amaç fonksiyonu veya fonksiyonlarının tanımlanması gerekir [5], [9].

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [\hat{y}(t+jt) - y_d(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=0}^{Nu} [\varphi(t+j) - \varphi(t+j-1)]^2$$
$$\varphi^{alt} \le \varphi(t) \le \varphi^{üst} \tag{6}$$

Burada y_d istenen çıkış değeri, λ optimizasyon işlemi süresince sınır bölgelerinin aşılması durumunda cezalandırma katsayısı, φ^{alt} ve $\varphi^{üst}$ ise sınır değerlerin kalınlığını belirleyen değerlerdir.



Şekil 1: MÖD prensip şeması [8].

MÖD algoritmalarından bir tanesi sınırlı denetim setli (SDS) denetimdir. SDS'li model öngörülü denetimin temel mantığında, eviriciye uygulana sınırlı sayıda anahtarlama durumunun olmasıdır. Her bir anahtarlama durumunda ufuk sayısına göre öngörülü çıkış hesaplaması diğer deyişle kestirimi yapılmaktadır.

KMSM için SDS-MÖD algoritmasını oluşturabilmek için ayrık zamanlı motor modeli kullanmak gerekmektedir. Öngörülen çıkış değerlerine göre maliyet amaç veya kalite fonksiyonu oluşturulur. Amaç fonksiyonun en az değerli sonucuna göre gelecek anahtarlama durumu oluşturulur. Bu durumda eş zamanlı optimizasyon gerçekleştirilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d(t) \\ \dot{i}_q(t) \\ \dot{\omega}_r(t) \end{bmatrix} = A_c \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ \omega_r(t) \end{bmatrix} + B_c \begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} + d(t) \tag{7}$$

KMSM modeli, senkron referans çatıda eşitlikteki gibi yazılabilir. Burada, $i_d(t)$ ve $i_q(t)$ d-q ekseni stator akımları, $v_d(t)$ ve $v_q(t)$ d-q ekseni stator gerilimleri, $d(t)$ bozucu etkilerdir.

$$A_c = \begin{bmatrix} 1 - R_s T_s / L & 0 & 0 \\ 0 & 1 - R_s T_s / L_s & -\lambda_m T_s \\ 0 & P\lambda_m / JT_s & 1 - T_s / J \end{bmatrix},$$
$$B_c = \begin{bmatrix} T_s / L & 0 \\ 0 & T_s / L \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \tag{8}$$
$$d(t) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ T_l / JT_s \end{bmatrix}$$

Burada Ts örnekleme zamanı, Ayrık zamanda oluşturulan motor modeline göre gelecekteki anahtarlama durumları için öngörülen akımlar maliyet fonksiyonda kullanılır. Maliyet fonksiyonları,

$$J = g_1 \left| i_{dref} - i_d(k+1) \right|^2 + g_2 \left\| i_{qref} - i_q(k+1) \right\|^2 \tag{9}$$

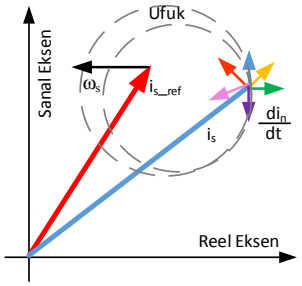
eşitliği şeklinde verilmektedir. Maliyet fonksiyondan elde edilen en düşük değere göre evirici anahtarlama vektörleri Çizelge 1'de verilmektedir.

Çizelge 1'deki anahtarlama tablosuna göre, referans stator akımlarına ulaşmak için ufuk sayısına göre öngörülen gelecek anahtarlama durumlarına ait prensip şeması Şekil 1'de verilmektedir.

Çizelge 1: Evirici anahtarlama vektörleri [5].

m	S	$\lvert U_s^m \rvert$	n
0	**000**	0	
1	**100**	2/3Vdc	**A**
2	**110**	2/3Vdc	**-C**
3	**010**	2/3Vdc	**B**
4	**011**	2/3Vdc	**-A**
5	**001**	2/3Vdc	**C**
6	**101**	2/3Vdc	**-B**
7	**111**	0	

Stator akımlarının öngörülü hesabı için ufuk sayısının 1 olduğu duruma göre her bir vektör ayrık zamanlı motor modelinde yerine konularak amaç fonksiyona sokulur ve amaç fonksiyonunun minumum olduğu durumdaki vektör evirici anahtarlama vektörü olarak seçilir. Bu durum Şekil 2'de verilmektedir.



Şekil 2: MÖD denetimci öngörü prensip şeması [8].

3.2. KMSM'nin Öngörülü Kayan Kip Denetimi

Öngörülü kayan kip denetim, denetim hatasının signum işaretinin yanında hatanın türevini de dikkate almaktadır. Buna göre, motor ve eviricinin modelini içeren basit bir durum tablosu kullanılarak denetim kuralları elde edilmektedir. Evirici anahtarlama durumları, 2^3 sayıda tüm durumları içerecek şekilde seçilmektedir. Seçilen anahtarlama durumu veya vektör anlık olarak maliyet fonksiyonunun değerini en az değere indirmeye çalışmaktadır. Kayan kip tabanlı öngörülü denetim sayesinde hatanın değişimi de dikkate alındığından durum değişkenlerindeki dalgalanma azaltılmaktadır [10], [11].
Kayan kipli denetim iki adımda tasarlanır. İlki kayma veya anahtarlama yüzeyinin tanımlanmasıdır. İkincisi ise geribesleme denetim kanunu oluşturmaktır. Geribesleme denetim kanuna göre, sistem durum değişkenlerinin değerlerindeki değişikliklerle kayan kip anahtarlama yüzeyine yakınsama sağlanmalıdır. Sonuç olarak sınırlı zaman içerisinde anahtarlama yüzeyine ulaşılmalıdır. Anahtarlama yüzeyine ulaşılana kadar olan harekete ulaşma kipi, anahtarlama yüzeyine ulaşıldıktan sonraki harekete kayan kip denir [13].
Herhangi bir denetim durumunda durum hatası $e = x_{ref} - x$ ile hatanın değişimi ise $\dot{e} = \dot{x}_{ref} - \dot{x}$ ile gösterilebilir. Bir denetim sisteminde istenen referans değere yakınsamanın sağlanması için hata ve hatanın değişimine bağlı kurallar oluşturulur.

$$\begin{aligned} &Eğer \quad e>0 \; ve \; \dot{e}(t)<0 \quad ise \quad x \to x_{ref} \; ve \; e \to 0, \\ &Eğer \quad e>0 \; ve \; \dot{e}(t)>0 \quad ise \quad x, x_{ref}\text{'den uzaklaşır}, \\ &Eğer \quad e<0 \; ve \; \dot{e}(t)<0 \quad ise \quad x, x_{ref}\text{'den uzaklaşır}, \\ &Eğer \quad e<0 \; ve \; \dot{e}(t)>0 \quad ise \quad x \to x_{ref} \; ve \; e \to 0. \end{aligned} \tag{10}$$

Bu durumda $e\dot{e}(t)<0$ koşulunun istenen referans değere ulaşmak için gerekli olduğu görülmektedir. Doğrusal olmayan sistemlerin kararlılık analizinde kullanılan Lyapunov fonksiyonu (doğrudan yöntem veya Lyapunov'un 2. Yöntemi) temel olarak,

$$V(x) = \frac{e(x)^2}{2}, \; \dot{V}(x) = e(x)\dot{e}(x) < 0 \tag{11}$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Kayan kip denetim, süreksiz denetim fonksiyonu (signum fonksiyonu) kullanılarak doğrusal olmayan bir sistemin dinamik davranış şeklini kayma yüzeyi olarak adlandırılan yüzey kullanılarak değiştiren denetim sistemi olarak tanımlanabilir. Kayma yüzeyi üzerindeki hareket enine olmakla birlikte nihai hedef hatanın ve türevlerinin sıfıra zorlanmasıdır.
Zamana göre değişen ve durum değişkenlerinden oluşan kayma yüzeyi,

$$\sigma(x,t) = e(t)\dot{e}(t,u) < 0 \tag{12}$$

ifadesi ile tanımlanır. Burada amaç u kaynak giriş vektörleri ile durum değişkenlerinin kayma yüzeyinde tutulması ve hatanın sıfıra zorlanmasıdır.

KMSM'nin koordinat dönüşümü yapılmadan faz gerilim denklemi,

$$\begin{aligned} &u_{si}(V_k) = R_s i_{si} + L_s (di_{si})/(dt) + e_{si} \\ &i = 1,2,3..,k = 0,1,2,3..7 \end{aligned} \tag{13}$$

Burada, u_{si} stator faz gerilimi, i_{si} stator faz akımı, L_s faz endüktans, e_{si} endüklenen zıt EMK'dır. Burada i sıralayıcısı motorun stator fazlarını, k sıralayıcısı ise anlık olarak eviricinin anahtarlama durumlarını belirtir. Akım denetimi için akım denetim hatası,

$$\Delta i_s = i_{s_ref} - i_s \tag{14}$$

stator faz akımı referansından faz akımının çıkarılması ile elde edilir. Bu durumda akımın gerilim vektörlerinin fonksiyonu olduğu için uygun gerilim vektörleri veya anahtarlama durumları seçilir ve eviriciye uygulanır. Akım denetimi hatasına göre Lyapunov kararlılık fonksiyonu yeniden oluşturularak kararlılık şartı yerine getirilir.

$$L = \Delta i_s (d\Delta i_s / dt) < 0 \tag{15}$$

Lyapunov fonksiyonun türevinin negatif değer alabilmesi için,

$$\dot{L} = \Delta i_s^T (d\Delta i_s)/(dt) < 0 \tag{16}$$

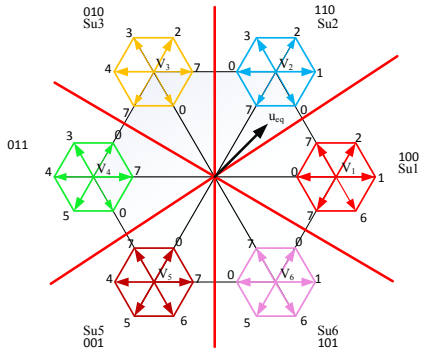
eşitsizliğinin sağlanması gerekir. Kayan kip denetim eşdeğer denetim kuralına göre KMSM denkleminden,

$$u_{eq} = e_s + R_s i_s + L_s (di_s^d)/(dt) \quad (17)$$

eşitliği elde edilir. Burada, u_{eq} eşdeğer gerilimi, endüklenen zıt EMK'yı temsil etmektedir. Kayma yüzeyi denklemi, akım hatası ve hata değişimine göre tekrar düzenlenirse,

$$\sigma(t) = -\Delta i_s^T (u_s - u_{eq}) / L_s < 0 \quad (18)$$

eşitliği elde edilir [10-12],[14].
Denetim eşitliklerinden evirici yarı iletkenlerinin anahtarlanması için V_k gerilim vektörleri öngörü prensibine göre hesaplanarak nihai anahtarlama seçimi gerçekleştirilir. Öngörülü kayan kip denetimin KMSM akım denetimine uygulanmasında iki adet anahtarlama kuralı uygulanır. Bunlar akım hatasının işaret değişimi ve eşdeğer gerilimin işaret değişimidir. Bu sayede uzay vektör prensibine göre bölge sektör tespiti yapılır. Bu tespite göre akım hatası işaretine göre gerilim vektörü yönlendirmesi yapılır. Şekil 2'de sektör ve akım hata değişimine göre anahtarlama diyagramı verilmektedir. Komşu vektörler ve sıfır vektöründen oluşan anahtarlama durumları $V_0 = [0,0,0]$, $V_1 = [1,0,0]$, $V_2 = [1,1,0]$ $V_3 = [0,1,0]$, $V_4 = [0,1,1]$, $V_5 = [0,0,1]$, $V_6 = [1,0,1]$, $V_7 = [1,1,1]$ değişimleri ile oluşturulur. Burada 1 durumu aktif olan yani anahtarlanan yarı iletken, 0 durumu ise anahtarlanmayan yarı iletken için kullanılır.



Şekil 3: Eviriciye uygulanan gerilim vektör diyagramı [10]

$sign(\Delta i_s)$ işareti *Sdi* anahtarlama vektörlerini, $sign(u_{eq})$ değişimi ise SU_x anahtarlama vektörlerini belirler. Evirici anahtarlama durumlarının gerçeklenmesi kayan kip denetime bağlı olduğu için Tablo 1'de verilen 8 adet anahtarlama durumu koşulları,

$$u_s = \begin{cases} u_s(V_{k=1,2,3,\ldots,6}) \neq 0 & eğer\ \sigma(x,t) < 0 \\ u_s(V_{k=0,7}) = 0 & eğer\ \sigma(x,t) > 0 \end{cases} \quad (19)$$

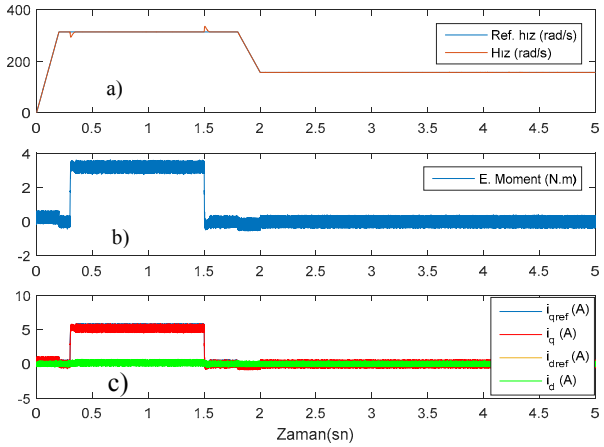
kayan kip şartlarına göre belirlenir.

Çizelge 2: Eşdeğer gerilim yönlendirme anahtarlama tablosu [10].

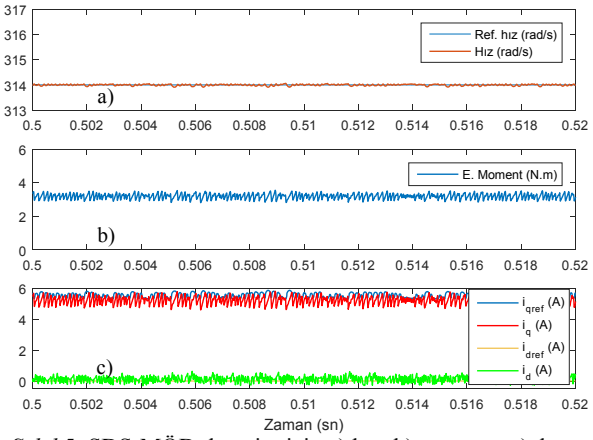
	U_x		Su1	Su2	Su3	Su4	Su5	Su6
	sign(di)		**100**	**110**	**010**	**011**	**001**	**101**
Olaylar	Sdi0	**000**	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0
	Sdi1	**100**	$\mathbf{V_1}$	$\mathbf{V_1}$	V_7	V_7	V_7	$\mathbf{V_1}$
	Sdi2	**110**	$\mathbf{V_2}$	$\mathbf{V_2}$	V_2	V_0	V_0	V_0
	Sdi3	**010**	V_7	$\mathbf{V_3}$	$\mathbf{V_3}$	$\mathbf{V_3}$	V_7	V_7
	Sdi4	**011**	V_0	V_0	$\mathbf{V_4}$	$\mathbf{V_4}$	$\mathbf{V_4}$	V_0
	Sdi5	**001**	V_7	V_7	V_7	$\mathbf{V_5}$	$\mathbf{V_5}$	$\mathbf{V_5}$
	Sdi6	**101**	$\mathbf{V_6}$	V_0	V_0	V_0	$\mathbf{V_6}$	$\mathbf{V_6}$
	Sdi7	**111**	V_7	V_7	V_7	V_7	V_7	V_7

4. Benzeşimlerin Karşılaştırılması

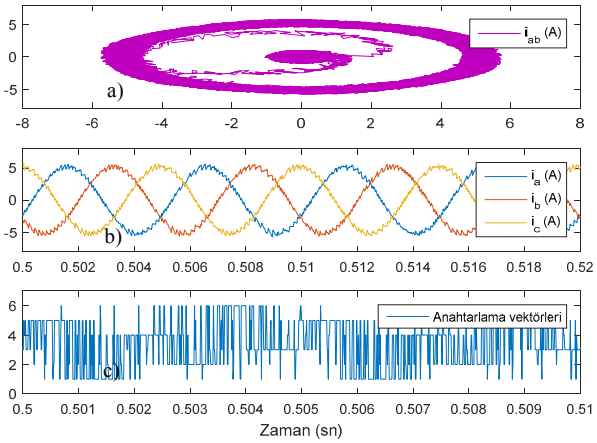
Simülasyonda 1 kW gücünde KMSM'ye ait parametreler şu şekildedir. Nominal Akım 6 A, stator faz direnci 0.8 ohm, nominal moment 3.2 Nm., mıknatıs sabit magnetik akısı 0.2 Wb, motor atalet momenti 1.74e-4 Kg.m^2' dir.
Bu çalışmada, KMSM'nin SDS-MÖD ve öngörülü kayan kip denetim yöntemleri ile benzeşimi yapılmaktadır. Benzeşim çalışmasında 1 kW'lık motor parametreleri kullanılmaktadır. Benzeşim çalışmasında, 2 sn boyunca 314 rad/sn hız referansı sonrasında 3 sn boyunca 157 rad/sn hız referansı kullanılmaktadır. Motor, nominal yük momenti olan 3.2 N.m ile yüklenmektedir. Rampa hız referansından sonra yüklenen motor için d-q eksenleri akım referans bilgileri ve geribesleme akımları, $\alpha - \beta$ akım bilgileri, motor elektriksel moment bilgileri ve anahtarlama bilgilerine ait grafikler Şekil 4,5,6,7,8,9'da sunulmaktadır.
Benzeşim grafikler verilen denetleyiciler için örnekleme zamanı T_s=0.5 e-4 sn kullanılmaktadır. Öngörülü denetim algoritmalarının dezavantajlarından moment dalgalanmaları ve yüksek frekanslı akım bileşenleri ile karşılaştırmalar yapılmaktadır.



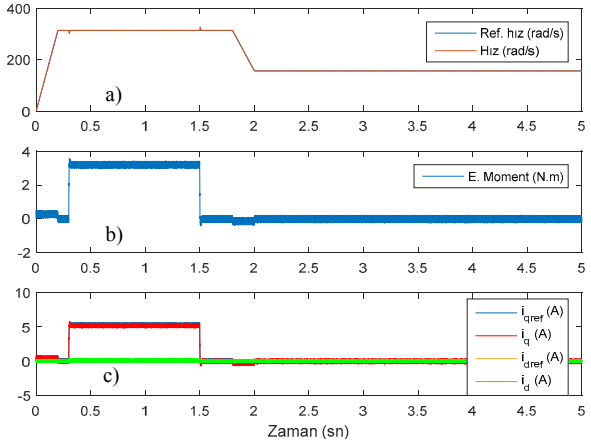
Şekil 4: SDS-MÖD denetim için a) hız, b) moment, c)akım grafikleri



Şekil 5: SDS-MÖD denetim için a) hız, b) moment, c)akım grafikleri

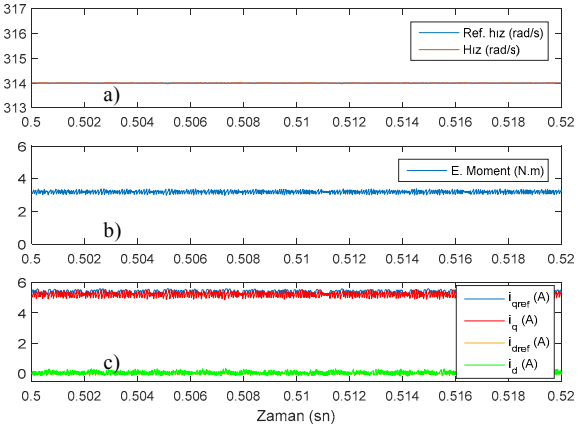


Şekil 6: SDS-MÖD denetim için a) $\alpha-\beta$ akımları, b) faz akımları, c) anahtarlama vektörleri grafikleri

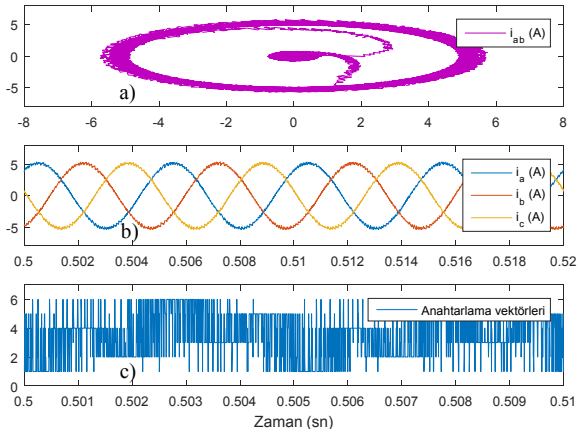


Şekil 7: Öngörülü kayan kip denetim için a) hız, b) moment, c) akım grafikleri

Bu çalışmada, hız denetimci için klasik PI tipi denetimci kullanılmaktadır. PI tipi denetimci katsayıları motor frekans cevabı analizi ve kutup-sıfır yok etme yöntemine göre seçilmektedir. Hız referansı çıkış q ekseni akım referansını oluşturmaktadır. D ekseni akım referansı olarak sıfır değeri kullanılmaktadır.



Şekil 8: Öngörülü kayan kip denetim için hız, moment ve akım grafikleri



Şekil 9: Öngörülü kayan kip denetim için a) $\alpha-\beta$ akımları, b) faz akımları, c) anahtarlama vektörleri grafikleri

Şekil 4,5,6'da SDMÖD algoritmasına ait benzeşim grafikleri yer almaktadır. Şekil 4, a'da hız referansına göre rotor çıkış hızı 314-157 rad/sn aralıklarında değişmektedir. Şekil 4, b'de 3.2 N.m nominal yük momenti için elektriksel moment çıkışı elde edilmektedir. Elektriksel momentten 8 adet anahtarlama vektöründen dolayı dalgalanma gözlenmektedir. Şekil 4, c'de ise d-q eksenleri akımlarına göre geri besleme akımlarında moment çıkışı ile uyumlu olarak dalgalanma izlenmektedir. Şekil 5, a,b,c grafikler, Şekil 4'te verilen grafiklerin 0.5 sn. sonrasında dar bir zaman aralığındaki durumlarıdır. Bu grafiklerden de moment ve akımlardaki dalgalanmalar görülmektedir. Şekil 6, a'da ise $\alpha-\beta$ akımlarının x ve y eksenlerindeki değişimleri verilmektedir. Şekil 6, b'de üç faz akımının değişimleri görülmektedir. Akımlardaki dalgalanma d-q eksenleri akımları ile uyumludur. Şekil 6, c'de ise eviricinin anahtarlanması için gerilim vektör sıralarının değişimlerini göstermektedir.

Şekil 7,8 ve 9'da aynı referans değerler için öngörülü kayan kip denetime ait çıkış grafikleri yer almaktadır. SDS-MÖD algoritması ile karşılaştırıldığında öngörülü kayan kip denetimin daha üstün olduğu görülmektedir. Moment ve akım bilgilerindeki dalgalanmalar ve yüksek frekanslı harmoniklerin azaldığı görülmektedir. Sekiz adet gerilim anahtarlama vektörüne göre yapılan hesaplamalardan çıkış anahtarlama sırasının daha sık olduğu izlenmektedir. Sonuç olarak öngörülü

kayan kip denetim algoritması SDS-MÖD denetim algoritmasına göre daha üstün performans göstermektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada kalıcı mıknatıslı senkron motorun model öngörülü denetim ve öngörülü kayan kip denetimine ait benzeşim çalışmaları yapılmaktadır. Benzeşim çalışmalarında iki denetim algoritmasına ait elde edilen grafikler yorumlanmaktadır. Sınırlı setli model öngörülü denetime ait en büyük dezavantaj değişken anahtarlama frekansından dolayı oluşan moment dalgalanmalarıdır. Kayan kip öngörülü denetimde ise hata değişkeninin türevi de dikkate alınarak bu dalgalanmaların azaltılması sağlanmaktadır.

6. Kaynaklar

[1] Correa, P., Pacas, M., Rodriguez, J., "Predictive torque control for inverter-fed induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 1073–1079, Apr. 2007.

[2] Davari, S. A., Khaburi, D. A., "Sensorless predictive torque control by means of sliding mode observer," in *Proc. IEEE Int. Conf. Power Energy Conf.*, Dec. 2008, pp. 707–711.

[3] Zhang, Y., Yang, H., "Model-predictive flux control of induction motor drives with switching instant optimization," *IEEE Trans. Energ. Convers.*, vol. 30, no. 3, pp. 1113–1122, Sep. 2015.

[4] Zhang, Y., Yang, H., "Two-vector-based model predictive torque control without weighting factors for induction motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1381–1390, Feb. 2016.

[5] Wang, S., Xia, C., Gu, X., Chen, W.," A novel fcs-model predictive control algorithm with duty cycle optimization for surface-mounted PMSM," 7*th IET International Conf. On Power Elec., Machines and Drives (PEMD 2014),* 8-10 April 2014, pp. 1-6.

[6] Davari, S.A., Khaburi, D. A., Kennel, R., "Using a weighting factor table for fcs-mpc of induction motors with extended prediction horizon," *IECON 2012- 38th Annual Conf. On IEEE Industrial Elec. Society,* 25-28 Oct. 2012, pp. 2086-2091.

[7] Zhang, Y., Xie, W., Li, Z., Zhang, Y.,"Model predictive direct power control of a pwm rectifier with duty cycle optimization", *IEEE Trans.on Power Elec.*, vol. 28, no. 11, November 2013.

[8] Cortés, P., Kazmierkowski, M. P., Kennel, R.M., Quevedo, D. E., Rodríguez, J., "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *IEEE Trans. On Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, Dec. 2008.

[9] Xie, W., Wang, X., Wang F., Xu W., Kennel, R. M., Gerling, D., Lorenz, R. D., "Finite-Control-Set Model Predictive Torque Control With a Deadbeat Solution for PMSM Drives," *IEEE Trans. On Ind. Electron*, vol. 62, no. 9, Sep. 2015.

[10] Curkovic, M., Jezernik, K., Horvat, R.," FPGA-Based Predictive Sliding Mode Controller of a Three-Phase Inverter," *IEEE Trans. On Ind. Elec.*, vol. 60, no. 2, Feb. 2013.

[11] Jezernik, K., Korelic, J., Horvat, R., "PMSM Sliding Mode FPGA-Based Control for Torque Ripple Reduction," *IEEE Trans. On Power Elec.*, vol. 28, no. 7, Jul. 2013.

[12] Jezernik, K., Horvat, R., Čurkovič, M., "A Switching Control Strategy for the Reduction of Torque Ripple for PMSM", *IEEE Trans. On Ind. Infor.*, vol. 9, no. 3, Aug.2013.

[13] Young, K. D., Utkin,V. I., Özgüner, Ü., "A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control", *IEEE Trans. On Control Syst. Tech.*, vol. 7, no. 3, May 1999.

[14] Parte, M.P., Cirre, C. M., Camacho, E. F., Berenguel, M., "Application of Predictive Sliding Mode Controllers to a Solar Plant", *IEEE Trans. On Cont. Syst. Tech.*, vol. 16, no. 4, July 2008.