Model Öngörülü Doğrudan Hız Kontrollü Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Sürücüleri için LMS Tabanlı Yük Momenti Kestiricisi
LMS-Based Load Torque Estimator for Model Predictive Direct Speed-Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives

Yunus Emre Altınışık[1], *Rıdvan Demir*[2]

[1]Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Kayseri Üniversitesi, Kayseri
{yunusemrea}@kayseri.edu.tr

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kayseri Üniversitesi, Kayseri
{ridvandemir}@kayseri.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, sürekli mıknatıslı senkron motorların (SMSM) model öngörülü doğrudan hız kontrolü (MÖDHK) için en küçük ortalama kare (Least Mean Square - LMS) algoritması tabanlı bir yük momenti kestiricisi önerilmiştir. Önerilen kestirici, motorun mekanik dinamiklerinden yararlanarak yük momentini çevrim içi olarak kestirmekte ve elde edilen yük momenti değeri MÖDHK yapısında kullanılmaktadır. Böylece, yük momentindeki değişimlerin hız kontrol performansı üzerindeki olumsuz etkilerinin azaltılması ve motorun bozucu etkilere karşı dayanıklılığının artırılması sağlanmıştır. Önerilen LMS tabanlı yük momenti kestiricisinin ve MÖDHK tabanlı SMSM sürücüsünün performansı benzetim çalışmaları ile test edilmiş ve doğrulanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları, önerilen kestiricinin yük momentini başarılı bir şekilde kestirdiğini ve MÖDHK sisteminin dinamik performansına katkı sağladığını göstermektedir.

Abstract

This study proposes a load torque estimator based on the Least Mean Square (LMS) algorithm for model predictive direct speed control (MPDSC) of permanent magnet synchronous motors (PMSMs). The proposed estimator estimates the load torque online by exploiting the mechanical dynamics of the motor, and the estimated load torque value is incorporated into the MPDSC structure. In this way, the adverse effects of load torque variations on speed control performance are reduced while improving the robustness of the motor drive against disturbances. The performance of the proposed LMS-based load torque estimator and the MPDSC-based PMSM drive is evaluated and validated through simulation studies. The simulation results demonstrate that the proposed estimator accurately estimates the load torque and contributes to the dynamic performance of the MPDSC system.

1. Giriş

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM), basit yapıları, yüksek verimleri, yüksek moment ve güç yoğunlukları ile geniş hız aralığında başarılı kontrol performansı sunmaları nedeniyle, değişken hız ve moment gerektiren elektrikli araçlar ve yüksek performanslı endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak tercih edilmektedir[1, 2]. Buna ek olarak, doğrusal olmayan yapıları ve çalışma koşullarına bağlı olarak değişen motor parametreleri nedeniyle SMSM'lerin yüksek performanslı kontrolü hâlen önemli zorluklar içermektedir [3].

SMSM'lerin yüksek performanslı kontrolünde yaygın olarak kullanılan alan yönlendirmeli kontrol (AYK) ve doğrudan moment kontrolü (DMK) yöntemlerine alternatif olarak öne çıkan model öngörülü kontrol (MÖK), doğrusal olmayan sistem dinamiklerini ve kısıtlamaları ele alabilmesi, hızlı dinamik cevap sunması ve basit çalışma prensibi sayesinde son yıllarda yaygın olarak tercih edilmektedir [4]. MÖK, motorun matematiksel modelinden yararlanarak gelecekteki davranışını öngörmekte ve sistem kısıtlarını doğrudan dikkate alarak bir maliyet fonksiyonunun optimizasyonu sonucunda en uygun kontrol eylemini belirlemektedir [5, 6]. MÖK'ün dikkat çeken avantajlarından biri, harici bir modülasyon algoritmasına ihtiyaç duyan geleneksel yöntemlere kıyasla, eviricinin anahtarlama durumlarını doğrudan belirleyen daha basit bir kontrol yapısına sahip olmasıdır [7]. Bu özellikler MÖK'ü yüksek performanslı elektrik motoru sürücü uygulamaları için oldukça uygun bir kontrol yöntemi hâline getirse de; SMSM sürücülerinde model ve parametre belirsizlikleri, bozucu etkiler ve farklı kontrol hedeflerine ilişkin gereksinimler nedeniyle yüksek kontrol başarımının elde

edilmesinde çeşitli zorluklar bulunmaktadır.

Literatürde, motor sürücü sistemlerinin kontrol gereksinimlerine göre MÖK stratejileri genel olarak; model öngörülü akım kontrolü (MÖAK), model öngörülü moment kontrolü (MÖMK) ve model öngörülü doğrudan hız kontrolü (MÖDHK) olmak üzere sınıflandırılmaktadır [8, 9]. Geleneksel kaskat kontrol yapılarından farklı olarak MÖDHK, hız kontrol hedefini doğrudan öngörülü optimizasyon sürecine dâhil ederek dış hız kontrol döngüsüne olan gereksinimi ortadan kaldırmaktadır [10]. Ancak diğer MÖK yapılarından farklı olarak MÖDHK sisteminin başarılı bir şekilde çalışabilmesi için yük momenti bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Söz konusu bilgi; doğrudan moment algılayıcıları ile ölçülebildiği gibi, gözlemleyici/kestirici algoritmalar aracılığıyla da elde edilebilmektedir. Bu bilginin fiziksel algılayıcılar ile sağlanması sistem maliyetini ve donanım karmaşıklığını artırdığından [11], doğrudan ölçüm yerine kestirici algoritmaların tercih edilmesi hem maliyetin düşürülmesine hem de sistem güvenilirliğinin artırılmasına önemli bir katkı sağlamaktadır [12].

Literatürde, MÖDHK tabanlı SMSM sürücülerinin ihtiyaç duyduğu yük momenti bilgisini kestirmek amacıyla çeşitli algoritmalar bulunmaktadır. Bu algoritmalar arasında; genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi [13], kayma kipli yük momenti gözlemleyicisi [14, 15] ve Kalman filtresi (KF) [16] öne çıkmaktadır.

Son yıllarda, SMSM'ye ait durum ve/veya parametrelerin kestirilmesi için literatürde adaptif filtre tabanlı model referans adaptif sistem (MRAS) yapıları da önerilmektedir [3, 17]. Örneğin [3] numaralı çalışmada, adaptif filtre temelli MRAS yapılarının, geleneksel PI kontrolör kullanan MRAS yapılarına kıyasla çok daha yüksek kestirim performansına sahip olduğu gösterilmiştir.

Bu motivasyonla, sunulan bu çalışmada yük momentinin kestirilmesi amacıyla en küçük ortalama kare (Least Mean Square - LMS) tabanlı bir MRAS kestirici önerilmiştir. Geliştirilen LMS tabanlı MRAS ile yük momenti çevrim içi (online) olarak kestirilmekte ve doğrudan MÖDHK algoritmasına geri beslenmektedir. Böylece, yük momentinin fiziksel algılayıcılar tarafından ölçülmesine duyulan gereksinim tamamen ortadan kaldırılmıştır. Önerilen LMS tabanlı yük momenti kestiricisinin ve bütünleşik MÖDHK tabanlı SMSM sürücü sisteminin başarımı, geniş bir hız çalışma aralığında ve ani yük momenti değişimleri altında benzetim çalışmaları ile test edilerek doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen LMS tabanlı MRAS kestiricisinin yüksek etkinliğini açıkça göstermektedir.

2. SMSM'nin Dinamik Modeli ve Yük Momenti Kestiricisi

SMSM'lerin matematiksel olarak modellenmesi, yüksek performanslı kontrol ve durum kestirimi açısından büyük önem taşımaktadır. SMSM'nin dinamik davranışı, elektriksel ve mekanik büyüklükler arasındaki ilişkileri tanımlayan bir dizi diferansiyel denklem ile ifade edilebilmektedir [18].

Bu kapsamda, SMSM'nin duran ($\alpha\beta$-) referans eksen takımındaki [19, 3] ve dönen (dq-) referans eksen takımındaki [20] stator akım dinamikleri ile mekanik hareket denklemleri, Denklem (1)–(4)'te verilmiştir [21, 17].

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & p_p\omega_m \\ -p_p\omega_m & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{sd}}{L_s} \\ \frac{V_{sq}}{L_s} - \frac{p_p\omega_m}{L_s}\psi_{pm} \end{bmatrix} \tag{1}$$

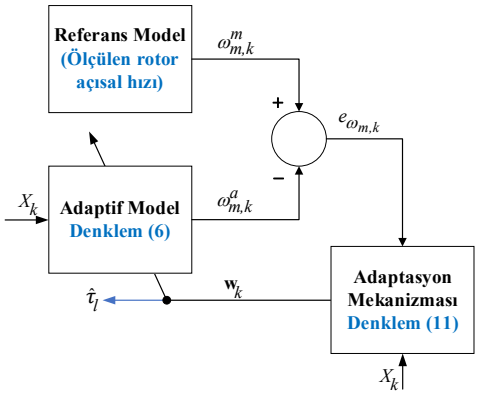
$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2}\frac{p_p}{J_T}\psi_{pm}i_{sq} - \frac{B_T}{J_T}\omega_m - \frac{\tau_l}{J_T} \tag{2}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{s\alpha}}{L_s} + \frac{p_p\omega_m}{L_s}\psi_{pm}\sin\theta_r \\ \frac{v_{s\beta}}{L_s} - \frac{p_p\omega_m}{L_s}\psi_{pm}\cos\theta_r \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2}\frac{p_p}{J_T}\psi_{pm}\left(i_{s\beta}\cos\theta_r - i_{s\alpha}\sin\theta_r\right) - \frac{B_T}{J_T}\omega_m - \frac{\tau_l}{J_T} \tag{4}$$

Burada, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ ve $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ sırasıyla ($\alpha\beta$-) referans eksen takımındaki stator akım ve gerilimlerini ifade etmektedir. (dq)- referans eksen takımındaki stator akımları ve gerilimleri ise sırasıyla i_{sd}, i_{sq} ve v_{sd}, v_{sq} ile gösterilmektedir. R_s ve L_s sırasıyla stator direncini ve stator endüktansını ifade etmektedir. p_p ve ω_m sırasıyla kutup çifti sayısını ve rotor açısal hızını göstermektedir. J_T motor ve yüke ait toplam atalet momentini ifade etmektedir. τ_l yük momentini, B_L ise viskoz sürtünme katsayısını göstermektedir.

Bu çalışmada, τ_l'nin kestirimini gerçekleştirmek için, Denklem (2)'de verilen mekanik hareket eşitliği ileri Euler yaklaşımıyla ayrıklaştırılmış ve LMS tabanlı MRAS algoritmasında kullanılmıştır. LMS tabanlı MRAS kestiricisine ait blok diyagram Şekil 1'de gösterilmiştir. Şekil 1'de verilen MRAS kestiricisinde, referans modelinin çıktıları doğrudan ölçülen rotor açısal hızı ($\omega^m_{m,k}$) iken, adaptif model çıktıları Denklem (5) kullanılarak elde edilir.



Şekil 1: LMS tabanlı MRAS kestiricisi

$$\omega^a_{m,k} = \frac{3}{2}\frac{p_p}{J_T}T\psi_{pm}i_{sq} + (1 - \frac{TB_T}{J_T})\omega_{m,k-1} - \frac{T\tau_l}{J_T} \tag{5}$$

burada T örnekleme süresini ifade etmektedir. Denklem (5), LMS tabanlı MRAS kestirici için kompakt formda aşağıdaki gibi yeniden yazılır:

$$\omega^a_{m,k} = \mathbf{w}_k \mathbf{x}_k^T \tag{6}$$

burada $\mathbf{w}_k$ ve $\mathbf{x}_k$ sırasıyla uyarlanabilir modelin ağırlık vektörünü ve giriş matrisini temsil eder ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\mathbf{w}_k = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 1 & -1 & \hat{\tau}_l \end{bmatrix} \tag{7}$$

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} \frac{p_p}{J_T} T \psi_{pm} i_{sq} & \hat{\omega}_m & \frac{TB_T}{J_T} \hat{\omega}_m & -\frac{T}{J_T} \end{bmatrix} \tag{8}$$

Denklem (7)'de verilen $\mathbf{w}_k$ ağırlık vektöründe, $\hat{\tau}_l$ güncellenmesi gereken bilinmeyen bir parametre olarak kabul edilirken, vektörde yer alan diğer sayısal parametreler ($\frac{3}{2}$, 1 ve -1) bilinen sabit katsayılar olarak varsayılmaktadır. Bu nedenle, algoritma tarafından ağırlık vektöründeki bilinen sayısal katsayılar kestirilmez; yalnızca bilinmeyen yük momentinin kestirimi ve güncellenmesi gerçekleştirilir.
Ölçülen ve kestirilen rotor açısal hızları arasındaki kestirim hatası:

$$\mathbf{e}_{\omega_{m,k}} = \omega^m_{m,k} - \omega^a_{m,k} \tag{9}$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Ardından, Denklem (9) kullanılarak, maliyet fonksiyonu LMS algoritmasını türetmek için aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$J^{LMS}_k = \frac{1}{2} E\left\{ e^T_{\omega_{m,k}} e_{\omega_{m,k}} \right\} \tag{10}$$

olarak tanımlanır. Burada $E\{\cdot\}$ beklenen değer operatörünü ifade etmektedir. Denklem (10)'da verilen maliyet fonksiyonu $\mathbf{w}_k$'ya göre minimize edilirse, LMS algoritmasının ağırlık katsayısı güncelleme kuralı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \mu \mathbf{x}_k e_{\omega_{m,k}} \tag{11}$$

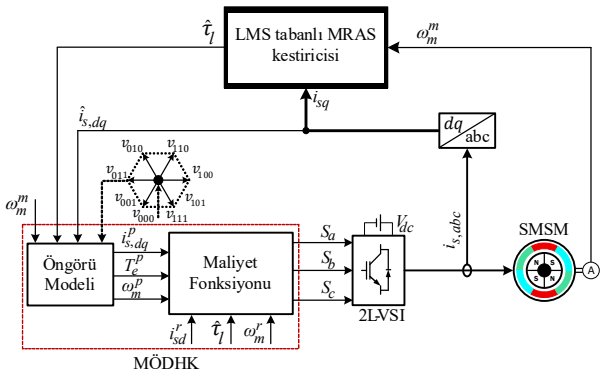
burada μ, LMS algoritmasının adım büyüklüğünü temsil etmektedir. Adım büyüklüğü, algoritmanın yakınsama hızı ve kararlılığı üzerinde doğrudan etkili olduğundan, LMS algoritmasının kararlı bir şekilde çalıştırılabilmesi için aşağıda verilen sınır içerisinde seçilmelidir.

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}(\mathbf{R})} \tag{12}$$

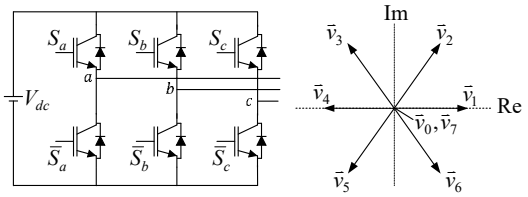
şeklinde verilebilir. Burada $\lambda_{\max}(\cdot)$, giriş otokorelasyon matrisi $\mathbf{R} = E\left\{\mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^T\right\}$'nin maksimum özdeğerini ifade etmektedir.

3. Model Öngörülü Doğrudan Hız Kontrol Sistemi

MÖDHK, SMSM'nin rotor hızını doğrudan kontrol etmek amacıyla motorun ayrık zamanlı modelinden yararlanarak gelecekteki hız davranışını öngören ve uygun anahtarlama durumunu bir maliyet fonksiyonu aracılığıyla belirleyen öngörülü bir kontrol yaklaşımıdır. Bu yapıda rotor hızının doğru bir şekilde öngörülebilmesi için, mekanik modelde yer alan yük momenti bilgisinin güvenilir biçimde elde edilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada, söz konusu yük momenti bilgisi Bölüm II'de tanıtılan LMS tabanlı MRAS kestiricisi ile çevrim içi (online) olarak elde edilerek MÖDHK yapısına entegre edilmektedir. Önerilen LMS tabanlı MRAS yük momenti kestiricisinin MÖDHK yapısıyla tümleştirildiği SMSM sürücü sisteminin genel blok diyagramı Şekil 2'de gösterilmiştir. Şekil 2'de görüldüğü üzere, MÖDHK yapısında SMSM, iki seviyeli bir gerilim kaynaklı evirici üzerinden beslenmektedir. MÖDHK algoritmasında değerlendirilen anahtarlama durumlarını üreten bu eviricinin devre yapısı ise Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 2: MÖDHK tabanlı SMSM sürücüsü



Şekil 3: İki Seviyeli Gerilim Kaynaklı Evirici

İki seviyeli gerilim kaynaklı evirici (2L-VSI) için Denklem (13), olası sekiz anahtarlama durumuna karşılık gelen yedi farklı gerilim vektörünü tanımlamaktadır. Burada $a = e^{j2\pi/3}$ uzaysal operatör olarak tanımlanmakta ve $x \in \{a, b, c\}$ olmak üzere $S_x \in \{0, 1\}$ ifadesi, eviricinin her bir faz koluna ait iletim/kesim (ON/OFF) anahtarlama durumlarını temsil etmektedir. Eviricinin çıkış gerilim vektörü $\vec{v}_s$, Denklem (14)'te verildiği üzere anahtarlama durum vektörü $\vec{S}$ cinsinden ifade edilebilmektedir. Burada V_{dc}, eviricinin DA bara gerilimini göstermektedir. Modeldeki olası sekiz anahtarlama durumu için dq referans eksen takımındaki öngörülen stator akımları, Denklem (15) ve (16)'da hesaplanmaktadır [3].

$$\vec{S} = \frac{2}{3}\left(S_a + \vec{a}\, S_b + \vec{a}^{\,2} S_c\right) \tag{13}$$

$$\vec{v}_s = V_{dc}\, \vec{S} \tag{14}$$

$$i^p_{sd,k+1} = \left(1 - \frac{TR_s}{L_s}\right) i_{sd,k} + T p_p \omega_{m,k} i_{sq,k} + \frac{T}{L_s} v_{sd,k} \tag{15}$$

$$i^p_{sq,k+1} = \left(1 - \frac{TR_s}{L_s}\right) i_{sq,k} - Tp_p\omega_{m,k}i_{sd,k} + \frac{T}{L_s}v_{sq,k} - \frac{Tp_p\psi_{pm}}{L_s}\omega_{m,k} \quad (16)$$

Her bir aday gerilim vektörü için öngörülen d ve q ekseni stator akımları ile Denklem (17a) ve (17b)'de tanımlanan stator akıları, bir sonraki örnekleme anına ait elektromanyetik momentin hesaplanmasında kullanılmaktadır.

$$\psi^p_{sd,k+1} = L_s i^p_{sd,k+1} + \psi_{pm}, \quad (17a)$$

$$\psi^p_{sq,k+1} = L_s i^p_{sq,k+1} \quad (17b)$$

$$T^p_{e,k+1} = \frac{3}{2}p_p\left(\psi^p_{sd,k+1}i^p_{sq,k+1} - \psi^p_{sq,k+1}i^p_{sd,k+1}\right) \quad (18)$$

Denklem (17a) ve (17b) ile verilen akı ifadeleri Denklem (18) içerisinde yerine yazıldığında, öngörülen elektromanyetik moment denklemi sadeleşerek aşağıdaki formu almaktadır:

$$T^p_{e,k+1} = \frac{3}{2}p_p\psi_{pm}i^p_{sq,k+1} \quad (19)$$

Öngörülen elektromanyetik moment ve LMS tabanlı MRAS kestiricisinden elde edilen yük momenti bilgisi kullanılarak, rotor açısal hızının bir sonraki örnekleme anındaki değeri Denklem (20) yardımıyla hesaplanmaktadır.

$$\omega^p_{m,k+1} = \frac{T}{J_t}T^p_{e,k+1} + \left(1 - \frac{TB_t}{J_t}\right)\omega_{m,k} - \frac{T}{J_t}\hat{\tau}_{l,k} \quad (20)$$

Her bir aday gerilim vektörü için öngörülen rotor açısal hızı, referans hız ile karşılaştırılarak ilgili gerilim vektörünün kontrol başarımı maliyet fonksiyonu üzerinden değerlendirilmektedir. Sistem performansını maksimize etmek üzere tasarlanan maliyet fonksiyonu Denklem (21)'de verilmiştir.

$$g = \lambda_\omega(\omega^r_m - \omega^p_{m,k+1})^2 + \lambda_T(T^p_{e,k+1} - \hat{\tau}_{l,k+1})^2 + \lambda_i(i^r_{sd} - i^p_{sd,k+1})^2 \quad (21)$$

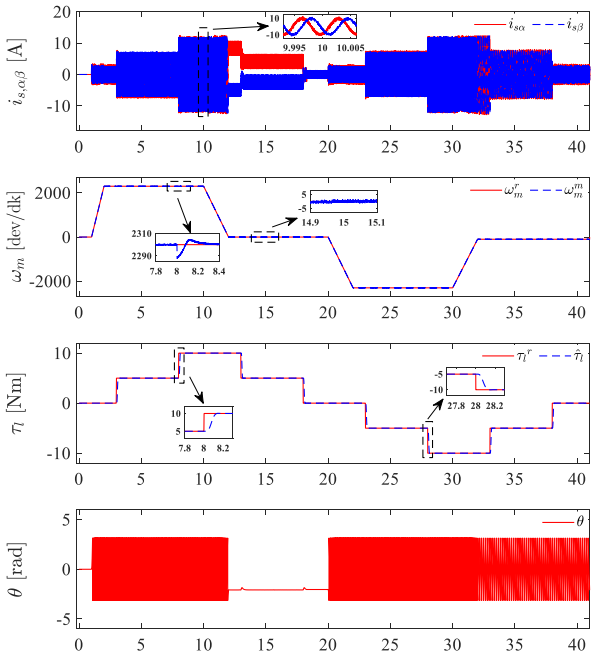
Sonuç olarak, her bir aday gerilim vektörü için hesaplanan maliyet fonksiyonu değerleri karşılaştırılmakta ve en düşük maliyeti sağlayan gerilim vektörü bir sonraki örnekleme periyodunda iki seviyeli gerilim kaynaklı eviriciye uygulanmaktadır.

4. Benzetim Çalışmaları

Önerilen LMS tabanlı MRAS yük momenti kestiricisi ile MÖDHK tabanlı SMSM sürücü sisteminin performansını değerlendirmek için yapılan benzetim çalışmaları, Tablo 1'de verilen SMSM parametreleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetimlerde, sistemin farklı hız ve yük momenti koşulları altındaki dinamik davranışı incelenmiş; özellikle rotor hızının referans değerini takip etme başarımı ve LMS tabanlı MRAS tarafından kestirilen yük momentinin gerçek yük momentini izleme performansı test edilmiştir. Şekil 4'te gerçek yük momenti ile LMS tabanlı MRAS tarafından kestirilen yük momentinin karşılaştırmasını da içeren genel sistem yanıtları, Şekil 5'te ise hız ve moment kestirimine ait hatalar sunulmuştur. Ayrıca Tablo 2'de benzetim çalışmalarına ilişkin hatalar verilmiştir.

Tablo 1: SMSM'nin parametreleri

n_m [r/min]	R_s [Ω]	L_s [mH]	ψ_{pm} [V.s]
2300	0.4578	3.34	0.171
J_t [kg.m^2]	L_s [mH]	p_p	T_n [N.m]
0.001469	0.0003035	4	10

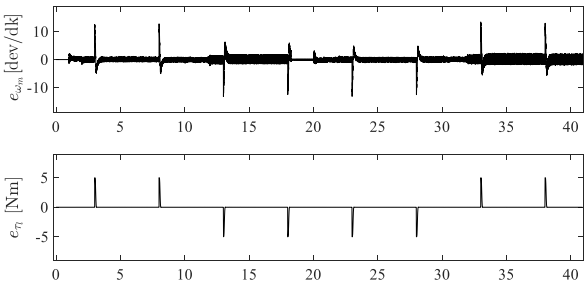


Şekil 4: MÖDHK tabanlı SMSM sürücüsüne ait benzetim sonuçları

Tablo 2: Kök ortalama kare hata (root mean square error, RMSE) değerleri

ω_m'ye ait RMSE değerleri	τ_l'ye ait RMSE değerleri
1.1831	0.5631

Benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar, kestirilen yük momentinin gerçek yük momentini farklı çalışma koşullarında yakından takip ettiğini göstermektedir. Yük momentindeki ani değişimler sırasında kısa süreli geçici sapmalar oluşsa da, kestirici algoritma hızlı bir şekilde yakınsamaktadır. Şekil 4'te verilen sonuçlar detaylı incelendiğinde, sistemin ileri ve geri yönlü yüksek hız bölgelerinde ($\pm$2300 dev/dk) referans değerini kusursuz biçimde takip ettiği görülmektedir. Özellikle $t = 8$. saniyede motora uygulanan ani yük artışı (5 Nm'den 10 Nm'ye) anında, rotor hızında meydana gelen düşüşün oldukça



Şekil 5: MÖDHK tabanlı SMSM sürücüsüne ait hatalar

sınırlı kaldığı (yaklaşık 15 dev/dk) ve MÖDHK algoritmasının hızı 0.2 saniyeden daha kısa bir sürede tekrar referans değerine ulaştırdığı açıkça görülmektedir. Bu durum, önerilen bütünleşik yapının yüksek bir bozucu etki bastırma (disturbance rejection) yeteneğine sahip olduğunu kanıtlamaktadır. Eş zamanlı olarak, duran eksen stator akımlarının ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) yük değişimlerine anında ve pürüzsüz bir şekilde uyum sağladığı gözlemlenmiştir.

Şekil 5'te verilen kestirim hatası incelendiğinde, hataların yalnızca referans hızın veya yük momentinin anlık olarak değiştiği geçici durumlarda (transient) sıçrama yaptığı, bunun dışında oldukça düşük seviyelerde kaldığı ve kararlı duruma (steady-state) geçildiğinde hızla sıfıra yakınsadığı görülmektedir.

Özetle, bu sonuçlar önerilen LMS tabanlı MRAS yapısının yük momenti kestiriminde son derece başarılı olduğunu ve MÖDHK algoritmasında güvenle kullanılabilecek hassasiyette bir kestirim değeri sağladığını doğrulamaktadır.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, sürekli mıknatıslı senkron motorların model öngörülü doğrudan hız kontrolü için LMS tabanlı bir yük momenti kestiricisi tasarlanmıştır. Önerilen kestirici ile yük momentinin çevrim içi olarak kestirilmesi ve elde edilen kestirim değerinin MÖDHK yapısında kullanılması sağlanmıştır. Böylece, yük momentinin doğrudan fiziksel bir algılayıcı ile ölçülmesine duyulan gereksinim ortadan kaldırılırken; sürücü sisteminin donanım karmaşıklığı ve maliyeti azaltılmıştır. Benzetim çalışmaları sonucunda, LMS tabanlı kestiricinin yük momentindeki değişimleri başarılı bir şekilde takip ettiği ve elde edilen kestirim değerinin, MÖDHK tabanlı SMSM sürücüsünün hız kontrol performansını artırdığı gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen bütünleşik yapının değişken yük koşulları altında SMSM sürücüleri için etkili ve uygulanabilir bir çözüm olduğunu doğrulamaktadır.

6. Kaynakça

[1] Hatice Kurnaz Araz and Murat Yılmaz, "Elektrikli araçlar için mıknatıs oranı ve moment titreşimi azaltılmış yüksek verimli sürekli mıknatıslı senkron motor tasarım süreci ve gerçeklenmesi," *Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, vol. 35, no. 2, pp. 1089–1110, 2019.

[2] Osman Emre Özçiflikçi, Mikail Koç, Serkan Bahçeci, and Selçuk Emiroğlu, "Overview of PMSM control strategies in electric vehicles: a review," *International Journal of Dynamics and Control*, vol. 12, no. 6, pp. 2093–2107, 2024.

[3] Ridvan Demir, "Speed-sensorless PredictiveCurrent Controlled PMSM Drive With Adaptive Filtering-based MRAS Speed Estimators," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 21, no. 8, pp. 2577–2586, 2023.

[4] Duygu Gümüşçü, Yunus Emre Altınışık, and Rıdvan Demir, "Parameters estimation based on extended kalman Filter for high performance permanent magnet synchronous motors drives," in *VII. International Turkic World Congress on Science and Engineering*, Priştine-Kosova, 2025, pp. 64–74.

[5] Max Schwenzer, Muzaffer Ay, Thomas Bergs, and Dirk Abel, "Review on model predictive control: an engineering perspective," *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 117, no. 5-6, pp. 1327–1349, 2021.

[6] Mahmoud M Adel, Amr A Saleh, Mohamed A Hassan, Ralph Kennel, and Ahmed Farhan, "Efficient Sensorless Speed Predictive Control without Weighting Factors for PMSM Drive Based on MRAS Estimator," *Journal of Applied Science and Engineering*, vol. 27, no. 12, pp. 3697–3710, 2024.

[7] Mahyar Khosravi, Masoume Amirbande, Davood A. Khaburi, Marco Rivera, Jose Riveros, Jose Rodriguez, Abolfazl Vahedi, and Patrick Wheeler, "Review of model predictive control strategies for matrix converters," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 12, pp. 3021–3032, 2019.

[8] Araz Darba, Frederik De Belie, Pieter D'haese, and Jan A. Melkebeek, "Improved Dynamic Behavior in BLDC Drives Using Model Predictive Speed and Current Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 2, pp. 728–740, 2016.

[9] Recep Yildiz and Tevfik Yigit, "Performance examination of the FOPI on MPCC-Based PMSM drive: A comparative study," in *VII. International Turkic World Congress on Science and Engineering*, Priştine-Kosova, 2025, pp. 131–140.

[10] Lukáš Pancurák, Krisztián Horváth, and Karol Kyslan, "Sequential model predictive direct speed control of PMSM," *Scientific Reports*, vol. 16, no. 1, pp. 8226, 2026.

[11] Ming Liu, Jiefeng Hu, Ka Wing Chan, Siu Wing Or, Siu Lau Ho, Wenzheng Xu, and Xian Zhang, "Dual Cost Function Model Predictive Direct Speed Control With Duty Ratio Optimization for PMSM Drives," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 126637–126647, 2020.

[12] Ming Liu, Ka Wing Chan, Jiefeng Hu, Wenzheng Xu, and Jose Rodriguez, "Model Predictive Direct Speed Control With Torque Oscillation Reduction for PMSM Drives," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, no. 9, pp. 4944–4956, Sept. 2019.

[13] Panagiotis Kakosimos and Haitham Abu-Rub, "Predictive Speed Control With Short Prediction Horizon for Perma-

nent Magnet Synchronous Motor Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2740–2750, 2018.

[14] Chao Gong, Yihua Hu, Kai Ni, Jinglin Liu, and Jinqiu Gao, "SM Load Torque Observer-Based FCS-MPDSC With Single Prediction Horizon for High Dynamics of Surface-Mounted PMSM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 20–24, 2020.

[15] Emmanuel Adamski de Moura, Marco Rivera, and Rodrigo Padilha Vieira, "Performance Comparison of State Observers in Speed-Sensorless Predictive Direct Speed Control for PMSM Drives," in *IECON 2025 – 51st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Madrid, Spain, 2025, pp. 1–6.

[16] Lukáš Pancurák, Tomáš Jure, and Karol Kyslan, "Finite Control Set Model Predictive Direct Speed Control of PMSM," in *2023 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, The High Tatras, Slovakia, 2023, pp. 396–401.

[17] Yunus Emre Altınışık and Rıdvan Demir, "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların LMF Tabanlı MRAS ile Hız Algılayıcısız Model Öngörülü Akım Kontrolü," in *26. Otomatik Kontrol Ulusal Konferansı Bildiri Kitabı*, Samsun, 2025, pp. 698–702.

[18] Sadeq Ali Qasem Mohammed, Mohammad M. Almuhaini, and Kyo-Beum Lee, "Sensorless Deadbeat Control Strategy With Adaptive Capability for PMSM Drive Machines," *IEEE Access*, vol. 13, pp. 68212–68223, 2025.

[19] S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto, "Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 184–191, 1999.

[20] Omer Cihan Kivanc and Salih Baris Ozturk, "Sensorless PMSM Drive Based on Stator Feedforward Voltage Estimation Improved With MRAS Multiparameter Estimation," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1326–1337, 2018.

[21] Rıdvan Demir and Duygu Gümüşcü, "Speed-sensorless model predictive current control of permanent magnet synchronous motors," *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, vol. 40, no. 1, pp. 355–363, 2025.