





Fırçasız doğru akım motorların adaptif filtre tabanlı MRAS ile hız algılayıcısız doğrudan moment kontrolü

Speed sensorless direct torque control of brushless direct current motors with adaptive filter based MRAS

Canberk Tuzcu^{1,*} , Engin Cemal Mengüç^{2*} , Rıdvan Demir³ , Remzi İnan⁴ 

^{1,2,3}Kayseri Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 38280, Kayseri, Türkiye

⁴Isparta Uygulamalı Bilimler Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 32260, Isparta, Türkiye

Öz

Bu çalışma, kalıcı mıknatıslı fırçasız doğru akım motoru (SMFDAM) sürücüsünde gereken rotor hızını tahmin etmek için en küçük ortalama kare (Least mean square, LMS), en küçük ortalama kurtosis (LMK) ve en küçük ortalama dördüncü (Least mean fourth, LMF) yaklaşımlarına dayalı model referanslı adaptif sistem (Model reference adaptive system, MRAS) tahmin edicilerini tanıtmaktadır. Önerilen MRAS tahmin edicileri, referans modeli olarak hizmet eden ölçülen stator akımları ile adaptif modelin çıkışında üretilen stator akımları arasındaki hata terimini minimize ederek rotor hızını doğrudan kestirmektedir. Ayrıca, rotor hızını kapsayan ağırlık vektörleri üç tahmin edicide de her örnekleme adımında adaptif olarak güncellendiğinden, geleneksel MRAS çerçevelerinde yaygın olarak kullanılan sabit kazançlı orantılı-integral bir denetleyiciye olan ihtiyacı ortadan kaldırmaktadır. Önerilen tahmin edicilerin başarımları, zorlu çalışma senaryoları altında doğrudan moment kontrolü (DMK) tabanlı bir SMFDAM sürücüsü aracılığıyla değerlendirilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen kestiricilerin başarımlarının birbirlerine alternatif olduğunu göstermiştir. Özellikle, hız kestiriminde LMF tabanlı MRAS yapısı diğer MRAS yapılarından bir miktar daha iyi başarımlar sağlarken, 3-faz stator akım kestiriminde LMS ve LMK tabanlı MRAS yapıları daha iyi başarımlar sağlamıştır.

Anahtar kelimeler: SMFDAM, DMK, En küçük ortalama kare, En küçük ortalama kurtosis, En küçük ortalama dördüncü, Model referans adaptif sistem.

1 Giriş

Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorları (SMFDAM), yüksek verimli olmaları ve bakım gerektirmemeleri ile birlikte düşük boyutlarına rağmen yüksek yük momenti kabiliyetine sahip olmaları nedeniyle elektrikli araç teknolojilerindeki gelişime paralel olarak hızla artan kullanım alanı bulmaktadır. Ulaşım ve taşıma alanındaki kullanımından ziyade havacılık ve savunma sektörlerinde de sahip oldukları özellikleri nedeni ile çoğunlukla kullanılmaktadır. Bununla birlikte literatürde ve

Abstract

This study introduces model reference adaptive system (MRAS) estimators based on least mean square (LMS), least mean kurtosis (LMK), and least mean fourth (LMF) approaches for estimating the rotor speed required in a permanent magnet brushless direct current motor (SMFDAM) drive. The proposed MRAS estimators directly estimate the rotor speed by minimizing the error term between the measured stator currents, serving as the reference model, and the stator currents generated at the adaptive model's output. Additionally, since the weight vectors, which encapsulate rotor speed, are updated adaptively at each sampling step in all three estimators, the necessity for a fixed-gain proportional-integral controller commonly employed in conventional MRAS frameworks is removed. The performances of the proposed estimators are assessed through a direct torque control (DTC)-based SMFDAM drive under demanding operating scenarios. Simulation results show that the performances of the proposed estimators are alternative to each other. In particular, while the LMF-based MRAS structure performs slightly better than the other MRAS structures in speed estimation, the LMS and LMK-based MRAS structures provide better performances in 3-phase stator current estimation.

Keywords: PMSBLDC, DTC, Least mean square, Least mean kurtosis, Least mean fourth, Model reference adaptive system.

endüstride SMFDAM'lerin verimli ve yüksek başarımlı kontrolüne yönelik çalışmalar hala devam etmektedir.

SMFDAM sürücülerinde alan yönlendirmeli kontrol (AYK) [1], [2], [3], [4] doğrudan moment kontrol (DMK) [5], [6], [7], [8] ve model öngörülü kontrol (MÖK) [9] gibi yüksek başarımlı kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde; Rekioua vd. (1990) [1], SMFDAM'lerin alan yönlendirmeli kontrolünü (AYK) gerçekleştirmiş ve yüksüz durumdaki hız ve akım değerlerinde önemli iyileştirmeler sağlandığını göstermiştir.

Gujjar ve Kumar (2017) tarafından gerçekleştirilen çalışmada [2], AYK yönteminin SMFDAM'ler üzerindeki başarımı analiz edilmiştir. Bu bağlamda, sinüzoidal darbe genliği modülasyonu (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) ve uzay vektör darbe genliği modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM) teknikleri incelenmiştir. Çalışma kapsamında geliştirilen AYK sistemi MATLAB Simulink ortamında test edilmiş ve SVPWM yönteminin, SPWM yöntemine kıyasla daha üstün bir başarımla sergilediği sonucuna ulaşılmıştır. Irimia vd. (2019) [3], eş-zamanlı sinüzoidal modülasyon (Synchronous sinusoidal modulation, SSM) ile uzay vektör modülasyonunu (Space vector modulation, SVM) karşılaştırmış ve önerilen yöntemlerin kontrol başarımı üzerindeki etkisi incelenmiştir. İslam vd. (2017) [4]'te yer alan çalışmada ise, SVPWM yöntemi kullanılarak bir SMFDAM'nin akım ve hız algılayıcılı AYK'sı gerçekleştirilmiştir. Çalışmada, kontrol yöntemi olarak oransal-integral (Proportional-Integral, PI) kontrolcü yapısı kullanılmış ve elde edilen sonuçlar, bu yöntemin iyi bir tepki süresi sağladığını ortaya koymuştur. Noroozi vd. (2012) [5] ise, SMFDAM'lerin DMK'sı üzerine bir çalışma yapmışlardır. Çalışmada, iki fazlı ve üç fazlı iletim modlarının ayrıntıları incelenmiştir. Motorun, MATLAB/Simulink ortamında on iki gerilim vektörü kullanılarak kontrol edilmesi hedeflenmiş ve önerilen kontrol yönteminin başarımı benzetim ortamında test edilmiştir. İnan ve Üzüm (2022) [6], SMFDAM'ler için hız algılayıcısız DMK tabanlı bir sürücü önermiştir. Önerilen DMK tabanlı sürücü sistemi ile moment dalgalanmalarına karşı kararlı bir kontrol yapısı elde edilmiştir.

SMFDAM'lerin yüksek başarımlı kontrolü için, kontrol sistemleri (AYK, DMK vb.) motorun hız ve konum bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Bu bilgiler ya hız ve konum algılayıcılar tarafından ölçülerek ya da kestirici/gözlemleyici algoritmaları aracılığı ile kestirilerek elde edilirler. Bu bilgilerin algılayıcı kullanımı ile elde edilmesi donanım karmaşıklığını ve maliyeti artırmaktadır. Literatürde SMFDAM'ların durum ve parametre kestirimi için geliştirilmiş Kalman filtresi (GKF) [6], [10], adaptif gözlemleyici [8], yapay sinir ağı tabanlı kestirici [11], kayma kipli gözlemleyici [7] ve model referans adaptif sistem (Model reference adaptive system, MRAS) [12] gibi algoritmalar önerilmiştir. Bu çalışmalardan İnan ve Üzüm (2022) [6]'da bir SMFDAM'nin üç-faz stator akımları, konum, rotor hızı ve yük momenti kestirimleri, Kettle ve Murray [15]'te ise rotor konumu ve rotor hızı kestirimleri GKF ile gerçekleştirilmiştir. Saha vd. (2025) [8], SMFDAM'nin rotor hızı ve rotor konumu kestirimleri için adaptif gözlemleyici önermişlerdir. Gamazo-Real vd. (2022) [11]'de yapay sinir ağı temelli konum ve hız kestiricisi sunulmuştur. Kaf vd. (2024) [7]'de ise kayma kipli gözlemleyici ile SMFDAM'nin zıt-elektromotor kuvvetleri (EMK) kestirilmiş ve bu zıt-EMK'lar kullanılarak konum ve rotor hızı elde edilmiştir. Joshi vd. (2014) [12]'de stator akım tabanlı MRAS yapıları ile rotor hızı ve rotor konumu kestirimi gerçekleştirilmiştir. Bununla birlikte, son yıllarda elektrik motorları için adaptif filtre tabanlı MRAS hız kestiricileri literatüre tanıtılmıştır [13], [14], [15], [16]. Bu

çalışmalardan Demir (2023) [13]'te sürekli mıknatıslı senkron motorların hız kestirimi en küçük ortalama kare (Least mean square, LMS) ve en küçük ortalama kurtosis (Least mean kurtosis, LMK) tabanlı MRAS ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca asenkron motorların hız kestirimi, Zerdali ve Mengüç (2019) [14]'te kompleks-değerli LMS ve LMK tabanlı MRAS ile, Demir vd. (2023) [15]'te LMS tabanlı MRAS ile, Yıldız vd. (2023) [16]'da ise LMK tabanlı MRAS ile gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalarda adaptif filtre tabanlı MRAS hız kestiricilerinin, geleneksel PI denetleyici kullanan MRAS hız kestiricilerine kıyasla daha yüksek başarımla sahip olduğu gösterilmiştir.

Bu çalışmada, FDFDAM sürücüsü için gerekli olan hız bilgisinin kestirimi için LMS, LMK ve en küçük ortalama (Least mean fourth, LMF) tabanlı MRAS kestiricileri önerilmiştir. Önerilen MRAS kestiricileri, referans model olarak adlandırılan ölçülen stator akımları ile adaptif modelin çıkışındaki stator akımları arasındaki hatayı hesaba katarak SMFDAM'nin rotor hızını doğrudan kestirmiştir. Dahası, hem LMS tabanlı, hem LMK tabanlı hem de LMF tabanlı MRAS kestiricilerindeki rotor hızını içeren ağırlık vektörleri her bir örneklemede adaptif olarak güncellendiğinden, önerilen kestiriciler geleneksel MRAS yapılarında sıklıkla kullanılan sabit kazançlı bir PI denetleyiciye olan ihtiyacı ortadan kaldırmıştır. Önerilen kestiricilerin başarımı zorlayıcı senaryolar altında DTC tabanlı SMFDAM sürücüsü ile test edilmiş ve doğrulanmıştır. Sonuç olarak, bu çalışmanın temel katkısı, adaptif filtre tabanlı MRAS hız kestiricilerini kullanan hız-algılayıcısız DMK tabanlı SMFDAM sürücüsünün tasarımı ve benzetim temelli doğrulanması olarak ifade edilebilir.

Bu makalenin geri kalan kısmı şu şekildedir. Bölüm 2'de SMFDAM modeli ve adaptif filtre tabanlı MRAS hız kestiricileri detaylı olarak sunulmuştur. Bölüm 3'te adaptif filtre tabanlı MRAS hız kestiricilerinin kestirim başarımlarına ait benzetim sonuçları verilmiştir. Son olarak Bölüm 4'te makalenin sonuç kısmına yer verilmiştir.

2 SMFDAM modeli ve adaptif filtre tabanlı MRAS hız kestiricileri

2.1 SMFDAM modeli

SMFDAM'nin 3-faz stator akım eşitlikleri ve mekanik hareket eşitliği aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\frac{di_{sa}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{ls}}i_{sa} + \frac{1}{L_{ls}}v_{sa} - \frac{1}{L_{ls}}E_a \quad (1)$$

$$\frac{di_{sb}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{ls}}i_{sb} + \frac{1}{L_{ls}}v_{sb} - \frac{1}{L_{ls}}E_b \quad (2)$$

$$\frac{di_{sc}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{ls}}i_{sc} + \frac{1}{L_{ls}}v_{sc} - \frac{1}{L_{ls}}E_c \quad (3)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\tau_e}{J_t} - \frac{B_t}{J_t}\omega_m - \frac{\tau_l}{J_t} \quad (4)$$

$$\tau_e = (\varphi_{ra}i_{sa} + \varphi_{rb}i_{sb} + \varphi_{rc}i_{sc})p_p \quad (5)$$

Burada v_{sa} , v_{sb} ve v_{sc} 3-faz stator gerilimlerini i_{sa} , i_{sb} ve i_{sc} 3-faz stator akımlarını R_s ve L_{ls} stator direncini ve stator kaçak indüktansını E_a , E_b ve E_c 3-faz stator zıt-EMK değerlerini, ω_m rotor mekanik hızını τ_e ve τ_l sırasıyla indüklenen moment ve yük momentini B_t ve J_t sırasıyla motor ve yükün toplam eylemsizliğini ve viskoz sürtünme terimini, p_p kutup çifti sayısını φ_{ra} , φ_{rb} ve φ_{rc} ise rotor akılarını temsil etmektedir.

3-faz stator zıt-EMK değerleri motorun hızına, rotor elektriksel konum bilgisine (θ_e 'ye) ve rotordaki manyetik akıya (λ_m 'ye) bağlıdır. 3-faz stator zıt-EMK'ları motor tipine bağlı olarak sinüzoidal veya trapezoidal olabilirler. Eğer zıt-EMK'lar trapezoidal ise 3-faz zıt-EMK değerleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

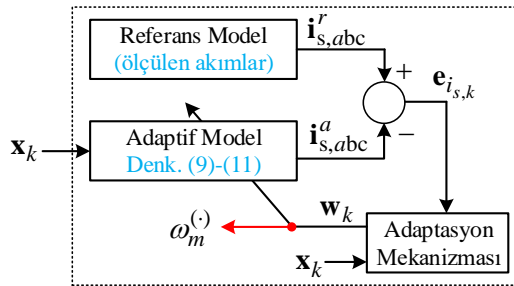
$$E_a = p_p \omega_m \cdot \lambda_m \cdot f(\theta_e) = p_p \omega_m \varphi_{ra} \quad (6)$$

$$E_b = p_p \omega_m \cdot \lambda_m \cdot f\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) = p_p \omega_m \varphi_{rb} \quad (7)$$

$$E_c = p_p \omega_m \cdot \lambda_m \cdot f\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) = p_p \omega_m \varphi_{rc}. \quad (8)$$

2.2 Adaptif filtre tabanlı MRAS hız kestiricileri

Bu bölümde, LMS, LMF ve LMK adaptif filtre tabanlı MRAS kestiricileri tasarımı gerçekleştirilecektir. Bilindiği üzere, stator akımına dayalı MRAS kestirici, doğrudan ölçülen stator akımları, yani referans model çıktıları ile stator akımı modelinden elde edilen kestirilmiş akımlar, yani adaptif model çıktıları arasındaki karşılaştırmaya dayanan bir sistemdir. Stator akımı tabanlı MRAS kestiricisinin blok şeması Şekil 1'de gösterilmiştir. İlgili kestiricinin gerçek-zamanlı olarak bir DSP ortamında çalıştırılabilmesi için adaptif model olarak ifade edilen stator akım denklemlerinin (Denklemleri (1)-(3)) sürekli-zamanlıdan ayrık-zamanlı hale getirilmesi gerekir. Bu kapsamda, Denklem (1)-(3) ilk olarak ileri Euler yaklaşımıyla aşağıdaki gibi ayrıklaştırılır:



Şekil 1. Adaptif filtre algoritması kullanan stator akım tabanlı MRAS kestiricisi

$$i_{sa,k+1}^a = \left(1 - \frac{TR_s}{L_{ls}}\right) i_{sa,k} - \omega_{m,k} \frac{p_p T \varphi_{ra,k}}{L_{ls}} + \frac{TV_{sa}}{L_{ls}} \quad (9)$$

$$i_{sb,k+1}^a = \left(1 - \frac{TR_s}{L_{ls}}\right) i_{sb,k} - \omega_{m,k} \frac{p_p T \varphi_{rb,k}}{L_{ls}} + \frac{TV_{sb}}{L_{ls}} \quad (10)$$

$$i_{sc,k+1}^a = \left(1 - \frac{TR_s}{L_{ls}}\right) i_{sc,k} - \omega_{m,k} \frac{p_p T \varphi_{rc,k}}{L_{ls}} + \frac{TV_{sc}}{L_{ls}}. \quad (11)$$

Ardından, Denklem (9)-(11), adaptif modelin çıkışı olarak aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$i_{s,k+1}^a = \mathbf{x}_k^T \mathbf{w}_k \quad (12)$$

burada \mathbf{x}_k ve \mathbf{w}_k sırasıyla giriş matrisini ve adaptif modelin ağırlık vektörünü temsil eder ve bu iki nicelik şu şekilde tanımlanır:

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} i_{sa,k} & i_{sb,k} & i_{sc,k} \\ -p_p T \varphi_{ra,k} & -p_p T \varphi_{rb,k} & -p_p T \varphi_{rc,k} \\ L_s & L_s & L_s \\ v_{sa,k} & v_{sb,k} & v_{sc,k} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\mathbf{w}_k = \begin{bmatrix} 1 - \frac{TR_s}{L_s} \\ \omega_{m,k} \\ T \\ L_s \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Böylece, referans ve adaptif model çıktıları arasındaki farkı ölçen hata sinyali aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\mathbf{e}_{i_s,k} = \mathbf{i}_{s,k}^r - \mathbf{i}_{s,k}^a. \quad (15)$$

Ardından, Denklem (15) kullanılarak, bu çalışma kapsamında üç farklı maliyet fonksiyonu sırasıyla LMS, LMF ve LMK algoritmalarını türetmek için aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$J_k^{LMS} = \frac{1}{2} E \{ \mathbf{e}_{i_s,k}^T \mathbf{e}_{i_s,k} \} \quad (16)$$

$$J_k^{LMF} = E \{ \mathbf{e}_{i_s,k}^T \mathbf{e}_{i_s,k} \mathbf{e}_{i_s,k}^T \mathbf{e}_{i_s,k} \} \quad (17)$$

$$J_k^{LMK} = 3E^2 \{ \mathbf{e}_{i_s,k}^T \mathbf{e}_{i_s,k} \} - E \{ \mathbf{e}_{i_s,k}^T \mathbf{e}_{i_s,k} \mathbf{e}_{i_s,k}^T \mathbf{e}_{i_s,k} \} \quad (18)$$

burada $E\{\cdot\}$ ifadesi beklenen değeri temsil etmektedir.

Denklem (16), (17) ve (18), adaptif modelin ağırlık vektörü \mathbf{w}_k 'ya göre minimize edilirse, sırasıyla LMS [17], LMF [18] ve LMK [19] algoritmalarına ait güncelleme kuralları aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \mu_{LMS} \mathbf{x}_k \mathbf{e}_{i_s,k} \quad (19)$$

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \mu_{LMF} \mathbf{e}_{i_s,k}^T \mathbf{e}_{i_s,k} \mathbf{x}_k \mathbf{e}_{i_s,k} \quad (20)$$

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \mu_{LMK} (3\sigma_{e_k}^2 - \mathbf{e}_{i_s,k}^T \mathbf{e}_{i_s,k}) \mathbf{x}_k \mathbf{e}_{i_s,k} \quad (21)$$

burada μ_{LMS} , μ_{LMF} ve μ_{LMK} ifadeleri sırasıyla LMS, LMF ve LMK algoritmalarının adım büyüklüklerini temsil ederken, $\sigma_{e_k}^2 = E \{ \mathbf{e}_{i_s,k}^T \mathbf{e}_{i_s,k} \}$ ifadesi hata sinyalinin varyansını temsil eder ve aşağıdaki özyinelemeli denklem vasıtasıyla hesaplanır [19]:

$$\sigma_{e_k}^2 = \lambda \sigma_{e_{k-1}}^2 + \mathbf{e}_{i_s,k}^T \mathbf{e}_{i_s,k} \quad (22)$$

burada $\lambda \in [0,1)$ unutm faktörüdür.

Ayrıca, LMS, LMF ve LMK algoritmalarının kararlı bir şekilde çalıştırılabilmesi için adım büyüklüğü parametreleri μ_{LMS} , μ_{LMF} ve μ_{LMK} 'nin sırasıyla aşağıda verilen sınırlar içerisinde sabit bir şekilde seçilmesi gerekir [18], [20], [21], [22]:

$$0 < \mu_{LMS} < \frac{2}{\lambda_{\max}(\mathbf{R})} \quad (23)$$

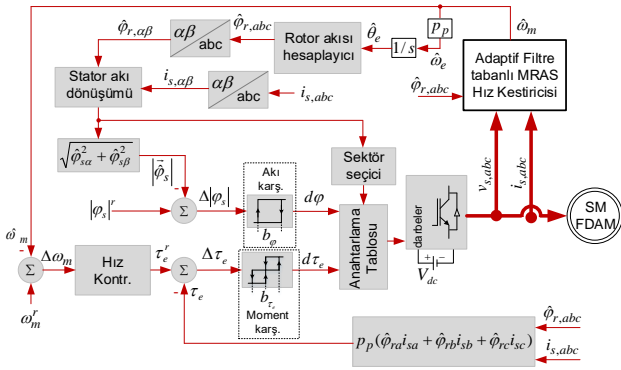
$$0 < \mu_{LMF} < \frac{2}{6\sigma^2\lambda_{\max}(\mathbf{R})} \quad (24)$$

$$0 < \mu_{LMK} < \frac{1}{4.5\sigma^2\lambda_{\max}(\mathbf{R}) \left(\frac{\lambda^3 + \lambda^2 - 4\lambda + 8}{-\lambda^3 - 2\lambda^2 + \lambda + 2} \right)} \quad (25)$$

burada $\lambda_{\max}(\cdot)$ ve σ^2 ifadeleri sırasıyla otokorelasyon matrisi $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}_k\mathbf{x}_k^T\}$ 'nin maksimum özdeğerini ve ölçüm gürültüsünün varyansını temsil etmektedir.

3 Benzetim sonuçları

Şekil 1'de gösterilen adaptif filtre tabanlı MRAS hız kestiricilerinin kestirim başarımı ile bu kestirim algoritmalarını kullanan ve blok şeması Şekil 2'de verilen hız-algılayıcısız DMK'lı SMFDAM sürücüsünün kontrol başarımı MATLAB/Simulink'te oluşturulan benzetim çalışmaları ile test edilmiş ve doğrulanmıştır. Benzetim çalışmalarında kullanılan SMFDAM'ye ait parametreler Tablo 1'de verilmiştir. Algoritmalara ait parametreler ise $\mu_{LMS} = 0.5$, $\mu_{LMF} = 10$, $\mu_{LMK} = 0.2$ ve $\lambda = 0.995$ olarak kurulmuştur.



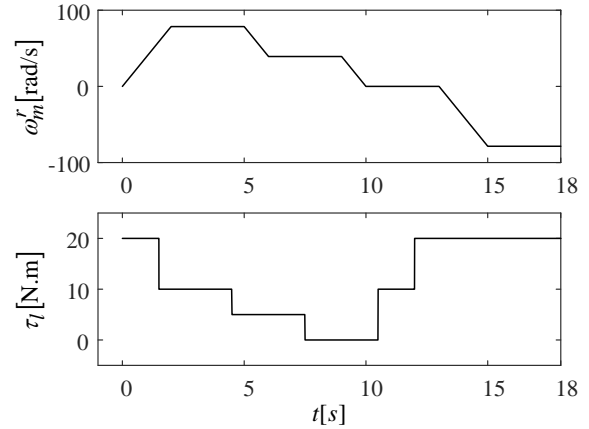
Şekil 2. Hız-algılayıcısız DMK tabanlı FDAM sürücüsü

Tablo 1. FDAM parametreleri.

Doğru Akım Güç Kaynağı	V	72
Nominal hızı	rpm	750
Nominal Torku	N.m	21
Nominal Gücü	kW	1.5
Eylemsizlik Momenti	kg.m ²	0.0073
Faz Ters-EMK Katsayısı	V _{peak} /krpm	96
Sator Direnci	Ω	0.033
Sator Endüktans	mH	0.16
Mıknatıslama Endüktansı	mH	0.0255
Kutup Çifti Sayısı	-	23

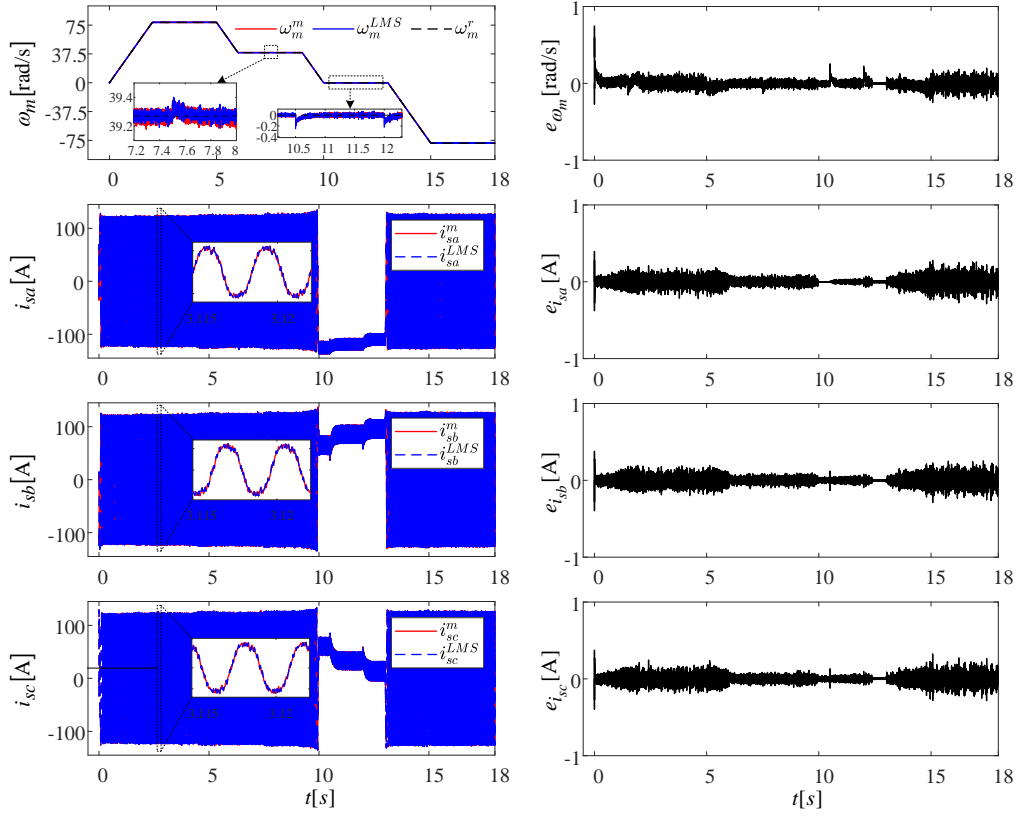
Şekil 2'de verilen hız-algılayıcısız DMK sisteminde τ_e^r referans değerini üretmek için geleneksel PI tipi hız kontrolörü, sürücü sisteminin akı ve moment tepkisini belirlemek için ise iki ve üç seviyeli histeresis karşılaştırıcılar kullanılmıştır. Üç fazlı rotor akıları ve sator akımları Clarke dönüşümü ile sator duran eksenine ($\alpha\beta$ -eksenine) dönüştürülür. Akı sektörü, rotor akısı ve sator akımının $\alpha\beta$ -bileşenleri kullanılarak 3 boyutlu arama tablosuyla belirlenir. Bu prosedür sırasında sator akısının $\alpha\beta$ -bileşenleri ($\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$), sator kaçak endüktans, rotor akısı ve sator akımının akısının $\alpha\beta$ -bileşenleri kullanılarak [6]'daki gibi hesaplanır.

DMK tabanlı SMFDAM sürücüsünün kontrol başarımı ve önerilen hız kestiricilerinin kestirim başarımı Şekil 3'te verilen hız referansı ve yük momenti değişimlerini içeren senaryo altında gerçekleştirilen benzetim çalışmalarıyla test edilmiştir. Şekil 3 ile verilen senaryoda SMFDAM'ye ait hız referansı ileri ve geri yönde sıfır hız ile anma hızını içeren geniş bir aralıkta uygulanmıştır. Böylelikle önerilen sürücü sisteminin hem sürekli-hal hem de geçici-hallerdeki hız ve moment başarımı gözlemlenebilmiştir. Motora uygulanan yük momenti ise SMFDAM'nin farklı hız değerlerinde çalışması esnasında 5 N.m ile 20 N.m arasında basamak şeklinde değiştirilmiştir. Böylelikle de SMFDAM sürücüsünün farklı yük koşullarında indüklenen moment kontrollündeki başarımı ve kararlılığı test edilmiştir.

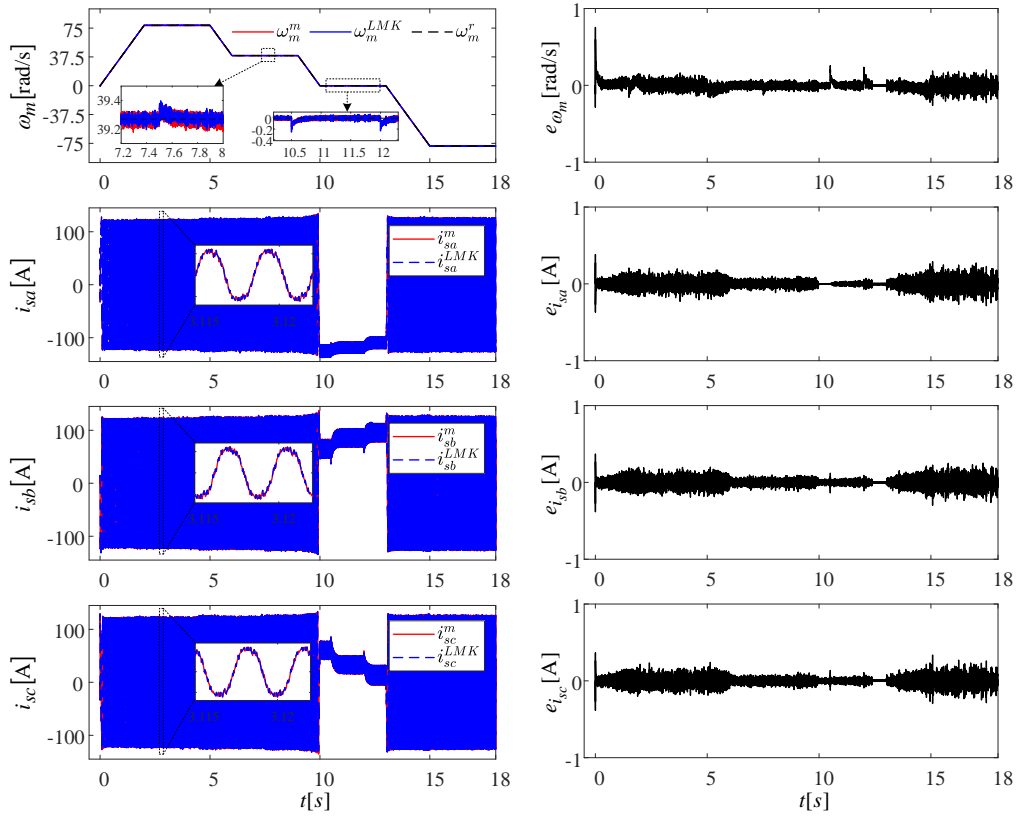


Şekil 3. Sürücü sistemine verilen hız referansı ve motora uygulanan yük momenti değişimleri

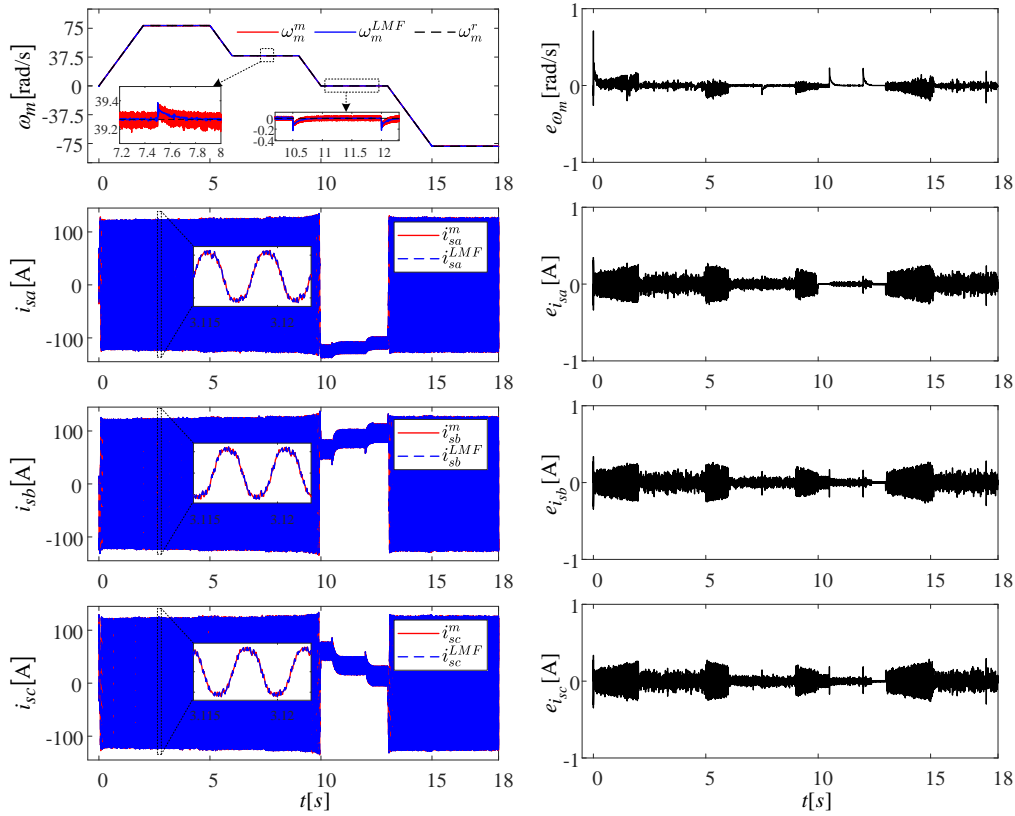
Şekil 3'te sunulan hız referansı ve yük momenti değişimleri ile oluşturulan senaryo ile SMFDAM'nin hız kestirimi için önerilen LMS, LMK ve LMF tabanlı MRAS kestiricilerinin de kestirim başarımları DMK'lı SMFDAM sürücüsü üzerinde test edilmiş ve hız kestirimindeki yüksek başarımın DMK üzerindeki etkisi de gözlemlenebilmiştir. SMFDAM'nin hız-algılayıcısız DMK'sı için önerilen sürücü sistemine ait benzetim sonuçları Şekil 4-6'da sunulmuştur. Kontrol ve kestirim sonuçları ile birlikte kestirim hataları da belirtilen şekillerde sunulmuştur. Ayrıca önerilen kestiricilere ait ortalama kare hata (Mean square error, MSE) değerleri Tablo 2'de verilmiştir. Tablo 2 kestirilen hız hataları ile birlikte sator akımlarına ait hata değerlerini içermektedir.



Şekil 4. LMS tabanlı MRAS hız kestiricisini kullanan SMFDAM sürücüsüne ait benzetim sonuçları



Şekil 5. LMK tabanlı MRAS hız kestiricisini kullanan SMFDAM sürücüsüne ait benzetim sonuçları



Şekil 6. LMF tabanlı MRAS hız kestiricisini kullanan SMFDAM sürücüsüne ait benzetim sonuçları

Tablo 2. MSE değerleri.

$MSE_{\omega_m}^{LMS}$	0.0017	$MSE_{i_{s\alpha}}^{LMS}$	0.0020	$MSE_{i_{s\beta}}^{LMS}$	0.0021	$MSE_{i_{s\gamma}}^{LMS}$	0.0021
$MSE_{\omega_m}^{LMK}$	0.0017	$MSE_{i_{s\alpha}}^{LMK}$	0.0021	$MSE_{i_{s\beta}}^{LMK}$	0.0021	$MSE_{i_{s\gamma}}^{LMK}$	0.0021
$MSE_{\omega_m}^{LMF}$	0.0016	$MSE_{i_{s\alpha}}^{LMF}$	0.0047	$MSE_{i_{s\beta}}^{LMF}$	0.0048	$MSE_{i_{s\gamma}}^{LMF}$	0.0048

SMFDAM'nin üç farklı hız kestiricisi ile oluşturulan hız algılayıcısız DMK'sının kontrol başarımının önerilen hız kestiricilerinin kestirim başarımından doğrudan etkileneceği muhakkaktır. Şekil 4-6 ve Tablo 2 incelendiğinde aşağıdaki çıkarımlar yapılabilir;

- Hem ileri yönde hem de hızın terslendirildiği bölgelerde yüksek hız ve düşük hızda çalışmayı kapsayan geniş bir hız aralığında önerilen kestirici yapıları yüksek başarımla hız kestirimini gerçekleştirmiştir. Ayrıca belirtmek gerekir ki; LMK ve LMF tabanlı MRAS yapıları hata sinyalinin yüksek dereceden istatistiksel özelliklerini kullanırken, LMS tabanlı MRAS yapısı hata sinyalinin sadece ikinci dereceden istatistiksel özelliklerini kullanmaktadır.
- Kestirilen hız bilgisinin ve 3-faz stator akım bilgilerinin kullanıldığı hız-algılayıcısız DMK tabanlı SMFDAM sürücüsü yüksek kontrol başarımına sahiptir.
- Önerilen kestiricilere ait MSE değerleri kestiricilerin birbirlerine alternatif olduğunu göstermektedir. Özellikle, hız kestiriminde LMF tabanlı MRAS yapısı, diğer MRAS yapılarından bir

miktar daha iyi başarımlar sağlarken, 3-faz stator akım kestiriminde LMS ve LMK tabanlı MRAS yapıları daha iyi MSE başarımları sağlamıştır.

Özetle benzetim sonuçları bu çalışmada önerilen adaptif filtre tabanlı MRAS hız kestiricilerinin kestirim başarımını ve bu kestiricileri kullanan DMK tabanlı SMFDAM sürücüsünün başarımını onaylamaktadır.

4 Sonuç

Bu çalışmada hız algılayıcısız SMFDAM sürücüsünün ihtiyaç duyduğu hız bilgisinin kestirimi LMS, LMK ve LMF tabanlı MRAS yapıları ile gerçekleştirilmiştir. Önerilen MRAS kestiricileri, ölçülen (referans) stator akımları ile adaptif modelin çıkışındaki stator akımları arasındaki hatayı hesaba katarak SMFDAM'nin rotor hızını doğrudan kestirmiştir. Dahası, hem LMS tabanlı, hem LMK tabanlı hem de LMF tabanlı MRAS kestiricilerindeki rotor hızını içeren ağırlık vektörleri her bir örneklemede adaptif olarak güncellendiğinden, önerilen kestiriciler geleneksel MRAS yapılarında sıklıkla kullanılan sabit kazançlı PI denetleyiciye olan ihtiyacı ortadan kaldırmıştır. Önerilen MRAS kestiricilerin başarımı zorlayıcı senaryolar ile DMK tabanlı SMFDAM sürücüsü ile test edilmiş ve doğrulanmıştır. Ayrıca, tasarlanan MRAS yapılarına hız kestiriminin yanı

sıra parametre kestiriminin eklenmesi ve ilgili yapıların gerçek-zamanlı olarak çalıştırılması gelecek çalışma olarak planlanmaktadır.

Çıkar çatışması

Yazarlar çıkar çatışması olmadığını beyan etmektedir.

Benzerlik oranı (iThenticate): %12

Kaynaklar

- [1] T. Rekioua, F. Meibody Tabar, and R. le Doeuff, A new approach for the field-oriented control of brushless, synchronous, permanent magnet machines, in 1990 Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives (Conf. Publ. No. 324), pp. 46–50 Jul. 1990.
- [2] M. N. Gujjar and P. Kumar, Comparative analysis of field oriented control of BLDC motor using SPWM and SVPWM techniques, in 2017 2nd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), pp. 924–929, May 2017. <https://doi.org/10.1109/RTEICT.2017.8256733>.
- [3] N. D. Irimia, F. I. Lazar, and M. Luchian, Comparison Between Sinusoidal and Space Vector Modulation Techniques on the Resulting Electromagnetic Torque Ripple Produced by a Three-Phase BLDC Motor under Field-Oriented Control, in 2019 6th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT), pp. 640–645, Apr. 2019. <https://doi.org/10.1109/CoDIT.2019.8820718>.
- [4] Md. A. Islam, Md. B. Hossen, B. Banik, and B. C. Ghosh, Field oriented space vector pulse width modulation control of permanent magnet brushless DC motor, in 2017 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC), pp. 322–327, Dec. 2017. <https://doi.org/10.1109/R10-HTC.2017.8288966>.
- [5] M. A. Noroozi, J. S. Moghani, J. Mili Monfared, and H. Givi, An improved direct torque control of brushless DC motors using twelve voltage space vectors, in 2012 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC), pp. 133–138, Feb. 2012. <https://doi.org/10.1109/PEDSTC.2012.6183312>.
- [6] R. İnan, B. Aksoy, and O. K. M. Salman, Estimation performance of the novel hybrid estimator based on machine learning and extended Kalman filter proposed for speed-sensorless direct torque control of brushless direct current motor, Eng. Appl. Artif. Intell., 126, p. 107083, Nov. 2023. <https://doi.org/10.1016/j.engappai.2023.107083>.
- [7] A. A. Kaf, X. Cheng, C. Zhang, A. Almadwami, A. Abdullah, and H. Almadwami, Sensorless Direct Torque Control in Brushless DC Motor Using Sliding Mode Observer, in 2024 4th International Conference on Emerging Smart Technologies and Applications (eSmarTA), pp. 1–8, Aug. 2024. <https://doi.org/10.1109/eSmarTA62850.2024.10638846>.
- [8] B. Saha and B. Singh, Torque Ripple Mitigation in Sensorless PMSM Motor Drive With Adaptive Observer for LEV, IEEE Trans. Power Electron., 40, no. 1, pp. 1739–1747, Jan. 2025. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2024.3457677>.
- [9] R. İnan, An Improved Model Predictive Current Control of BLDC Motor With a Novel Adaptive Extended Kalman Filter–Based Back EMF Estimator and a New Commutation Duration Approach for Electrical Vehicle, Int. J. Circuit Theory Appl., 53(2), pp. 1135–1150, 2024. <https://doi.org/10.1002/cta.4407>.
- [10] P. Ubare, D. Ingole, and D. N., Sonawane, Nonlinear Model Predictive Control of BLDC Motor with State Estimation, IFAC-Pap., 54(6), pp. 107–112, 2021. <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2021.08.531>.
- [11] J.-C. Gamazo-Real, V. Martínez-Martínez, and J. Gomez-Gil, ANN-based position and speed sensorless estimation for BLDC motors, Measurement, 188, p. 110602, Jan. 2022. <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2021.110602>.
- [12] D. Joshi, D. Deb, and A. K. Giri, MRAS disturbance observer-based sensorless field-oriented backstepping control of BLDC motor drive, Electr. Eng., 106(5), pp. 6681–6701, Oct. 2024. <https://doi.org/10.1007/s00202-024-02378-9>.
- [13] R. Demir, Speed-sensorless Predictive Current Controlled PMSM Drive With Adaptive Filtering-based MRAS Speed Estimators, Int. J. Control Autom. Syst., 21(8), pp. 2577–2586, Aug. 2023. <https://doi.org/10.1007/s12555-022-0698-z>.
- [14] E. Zerdali and E. C. Mengüç, Novel Complex-Valued Stator Current-Based MRAS Estimators With Different Adaptation Mechanisms, IEEE Trans. Instrum. Meas., 68(10), pp. 3793–3795, Oct. 2019. <https://doi.org/10.1109/TIM.2019.2932161>.
- [15] R. Demir, R. Yıldız, and M. Barut, Speed-sensorless predictive torque control of the IM based on MRAS, Niğde Ömer Halisdemir Univ. J. Eng. Sci., 12(1), pp. 126–133, 2023. <https://doi.org/10.28948/ngumuh.1208031>.
- [16] R. Yıldız, R. Demir, E. Zerdali, and M. Barut, Least mean Kurtosis algorithm-based MRAS estimator for speed-sensorless model predictive control of induction motor, presented at the V. International Turkic World Congress on Science and Engineering, pp. 80–92, Bishkek, Kirgizistan, Jul. 2023.
- [17] B. Widrow and M. E. Hoff, Adaptive switching circuits, IRE, pp. 96–104.
- [18] E. Walach and B. Widrow, The least mean fourth (LMF) adaptive algorithm and its family, IEEE Trans. Inf. Theory, 30(2), pp. 275–283, Mar. 1984. <https://doi.org/10.1109/TIT.1984.1056886>.
- [19] O. Tanrikulu and A. G. Constantinides, Least-mean kurtosis: A novel higher-order statistics based adaptive filtering algorithm, Electron. Lett., 30(3), pp. 189–190, Feb. 1994. <https://doi.org/10.1049/el:19940129>.
- [20] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall., 1996.
- [21] E. C. Mengüç and N. Acir, An Augmented Complex-Valued Least-Mean Kurtosis Algorithm for the Filtering of Noncircular Signals, IEEE Trans. Signal

Process., 66(2), pp. 438–448, Jan. 2018. <https://doi.org/10.1109/TSP.2017.2768024>.

[22] E. C. Mengüç, N. Acır, and D. P. Mandic, Widely Linear Quaternion-Valued Least-Mean Kurtosis

Algorithm, IEEE Trans. Signal Process., 68, pp. 5914–5922, 2020. <https://doi.org/10.1109/TSP.2020.3029959>.

