



Hız-algılayıcı asenkron motor sürücüsü için indirgenmiş dereceli genişletilmiş kalman fitresi tabanlı parametre kestirimleri

Reduced order extended kalman filter based parameter estimations for speed-sensored induction motor drive

Rıdvan DEMİR¹, Murat BARUT^{2*}, Recep YILDIZ²

¹Mekatronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Niğde, Türkiye.

ridvandemir@ohu.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Niğde, Türkiye.

muratbarut27@yahoo.com, ryildiz@ohu.edu.tr

Geliş Tarihi/Received: 30.01.2018, Kabul Tarihi/Accepted: 18.10.2018

* Yazışılan yazar/Corresponding author

doi: 10.5505/pajes.2018.98415

Özel Sayı Makalesi/Special Issue Article

Öz

Bu çalışmada, asenkron motorların alan zayıflama bölgesindeki yüksek başarımı hız-algılayıcı kontrolü için yeni bir indirgenmiş dereceli genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı kestirici tasarlanarak benzetim ve gerçek-zamanlı deneylerle test edilmektedir. Önerilen indirgenmiş dereceli genişletilmiş Kalman filtresi ile vektör kontrol sistemi için gerekli olan rotor akısının stator duran eksen takımı bileşenleri kestirilmektedir. Ayrıca önerilen algoritma ile akı kestirimlerine ek olarak değeri çalışma koşulları ile değişen rotor direnci ve mıknatıslama endüktansı, sıfır hız ve alan zayıflama bölgesini de içeren geniş bir hız aralığında eş-zamanlı olarak kestirilmektedir. Önerilen kestirim algoritmasına ait benzetim sonuçları hız, yük momenti, rotor direnci ve mıknatıslama endüktansının zorlayıcı değişimleri altında oldukça tatmin edicidir. Bu nedenle önerilen kestirim algoritmasını kullanan doğrudan vektör kontrollü asenkron motor sürücüsünün başarımı da oldukça iyi olmaktadır. Ayrıca, elde edilen gerçek-zamanlı kestirim sonuçları da önerilen kestiricinin başarımını onaylamaktadır.

Anahtar kelimeler: Asenkron motorlar, Parametre kestirimi, İDGKF

Abstract

In this study, for a high performance speed-sensored control in field weakening region of induction motors, a novel reduced order extended Kalman filter based estimator is designed and tested by experiments performed in simulation and real-time experiments. The proposed reduced order extended Kalman filter estimates the stator stationary axis components of rotor fluxes, which are required for vector control system. In addition to the flux estimations, rotor resistance and mutual inductance whose values vary according to operating conditions of induction motors are estimated simultaneously in a wide speed range including zero-speed and field-weakening. The simulation based estimation results associated with proposed estimation algorithm are quite satisfactory under challenging variations of rotor angular velocity, load torque, rotor resistance, and mutual inductance. Therefore, the performance of the direct vector controlled induction motor drive using the proposed estimation algorithm also becomes quite well. Moreover, the estimation results in real-time experiments also confirm the performances of the proposed estimator.

Keywords: Induction motors, Parameter estimation, ROEKF

1 Giriş

Asenkron motorlar (ASM'ler) değişken hız ve moment kontrolü gerektiren endüstriyel tahrik sistemlerinde; sağlam, verimli, güvenilir ve az bakım gerektirmeleri nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadırlar. ASM'ler, parametreleri zamanla/çalışma koşullarıyla değişen ve doğrusal olmayan bir matematiksel modele sahip olmaları nedeniyle, yüksek başarımı kontrolleri halen problemli. Özellikle kontrol sistemi ve kestirim başarımları, ASM'ye ait parametrelerin doğruluğuna büyük ölçüde bağlıdır. Yani, ASM'nin parametreleri kilitli rotor/boşta çalışma deneyleri ve doğru akım testi ile doğrudan belirlenebilir olsalar da, bu parametrelerin değerleri akı seviyesi, sıcaklık, frekans ve diğer çalışma koşullarındaki değişimlerden etkilenmektedir. Diğer taraftan, ASM'nin yüksek başarımı kontrolü; sıfır hız ile literatürde alan zayıflama bölgesi olarak tanımlanan anma hızının üzerindeki yüksek hız bölgelerinde hız ve/veya akı bilgisinin doğruluğuna ihtiyaç duymaktadır [1]. Belirtilen nedenler dikkate alındığında yüksek başarımı kontrol için bu parametrelerden özellikle rotor direnci (R_r) ve mıknatıslama endüktansının (L_m 'nin) kestirilmesi gerekmektedir.

Literatürde hız-algılayıcı olarak parametre (R_r ve/veya L_m) kestirimine odaklanan bazı çalışmalar [2-10] bulunmaktadır. Bu çalışmalardan, Ref. [2]'de hız-algılayıcı R_r kestirimi vektör kontrol başarımını arttırmak için gerçekleştirilmiş ancak sıfır hız ve alan zayıflama bölgesi sonuçları sunulmamıştır. Ref. [3]'te rotor akılı ASM modelini kullanarak tasarlanan genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) ile R_r ve stator direnci (R_s) kestirilmekte ama yük momenti bilgisi ile ASM'nin çalıştığı hız bölgesi verilmemiştir. Ref. [4]'te stator akılı ASM modeli kullanan GKF ile ve Ref. [5]'te rotor akılı ASM modelini kullanan indirgenmiş dereceli GKF (İDGKF) ile R_r ve R_s 'nin kestirimi geniş bir hız bölgesinde ve farklı yük momenti değerleri altında gerçekleştirilmiş olmakla birlikte alan-zayıflama bölgesi için kestirim sonuçları sunulmamıştır. Ref. [6]'da R_s doğrusal olmayan bulanık gözlemleyici ile kestirilirken, R_r ileri beslemeli yapay sinir ağları ile kestirilmektedir. Kestirim sonuçları çok düşük/sıfır hız ile alan zayıflama bölgelerini kapsamamaktadır. Ref. [7]'de ise R_r reaktif güç ile birlikte motor momenti tabanlı modele uyarlamalı sistem (MUS) kullanılarak kestirilmektedir. Ancak alan zayıflama bölgesi sonuçları sunulmamaktadır. Ref. [8]'de kayma kipli gözlemleyicili MUS (pseudo-MRAS sliding mode observer) ile rotor zaman sabiti kestirimi yapılarak L_m 'nin %60, %80 ve

%100'ü gibi farklı değerleri için yapılan testlerde, kestirim başarımının doğru L_m değerine oldukça duyarlı olduğu belirtilmektedir. Ref. [9]'da parametre değişimlerinin kestirim başarımı üzerine etkisi incelenmiş ve L_m 'de meydana gelen değişimlerin düşük hız bölgesinde kestirim başarımı üzerinde etkili olduğu belirtilmiştir. Ref. [10]'da L_m kestirimi hız algılayıcı olarak MUS ile gerçekleştirilmiştir. Önerilen MUS tabanlı kestiricinin uyarlanabilir modeline ait denklemlerde R_r parametre olarak bulunmaktadır. Bu nedenle önerilen kestirici R_r 'de meydana gelen değişimlerine karşı duyarlıdır. Ref. [11]'de R_r ve L_m MUS ve öz-yinelemeli en küçük kareler (Recursive least squares-RLS) algoritması kullanılarak kestirilmiştir. Ancak sıfır hız ve alan zayıflama bölgeleri için kestirim sonuçları sunulmamaktadır. Ref. [12]'de çevrimiçi olarak R_s ve L_m kestirimi, Ref. [13]'te ise rotor akılı MUS tabanlı kestirici ile R_r ve L_m kestirimi gerçekleştirilmiştir. Fakat bu çalışmada alan zayıflama bölgesi sonuçları verilmemektedir. Bu

Bu çalışmanın temel katkısı hız-algılayıcı olarak ASM'nin doğrudan vektör kontrolü (DVK'sı) için, sürekli sıfır hız ve alan zayıflama bölgesi dahil çok geniş bir hız aralığında çalışabilen yeni bir İDGKF tabanlı kestirici literatüre tanıtılmaktadır. Bu çalışma [14]'teki çalışmanın gerçek-zamanlı sonuçlar eklenerek genişletilmiş halidir. Bu amaç için tasarlanan İDGKF algoritması ile ölçülen hız bilgisi kullanılarak rotor akısının stator duran eksen takımındaki bileşenleri ($\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$), R_r ve L_m 'nin eş-zamanlı kestirimi gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışma altı bölümden oluşmaktadır. Literatürdeki mevcut çalışmalar Bölüm 1'de, ASM'ye ait genişletilmiş matematiksel model Bölüm 2'de, önerilen İDGKF tabanlı kestiricinin tasarımı Bölüm 3'te, İDGKF algoritmasına ait benzetim sonuçları Bölüm 4'te, Önerilen İDGKF algoritmasının gerçek-zamanlı sonuçları Bölüm 5'te ve son olarak önerilen İDGKF algoritmasının başarımına ilişkin tartışmalar ve sonuçlar Bölüm 6'da sunulmaktadır.

2 ASM'ye ait genişletilmiş matematiksel model

ASM'nin matematiksel modeline ait genişletilmiş genel ifade Denklem (1) ve (2)'deki gibi verilebilir:

$$\underline{x}_e(k+1) = \underline{f}_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{\omega}_{e1}(k) \quad (1)$$

$$= \underline{A}_e(\underline{x}_e(k)) \underline{x}_e(k) + \underline{B}_e \underline{u}_e(k) + \underline{\omega}_{e1}(k)$$

$$\underline{Z}(k) = \underline{h}_e(\underline{x}_e(k)) + \underline{\omega}_{e2}(k) \text{ (Ölçüm Eşitliği)} \quad (2)$$

$$= \underline{H}_e \underline{x}_e(k) + \underline{\omega}_{e2}(k)$$

Burada, \underline{x}_e genişletilmiş modele ait durum vektörü, \underline{A}_e sistem matrisi, \underline{f}_e durumların ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonu, \underline{u}_e kontrol giriş vektörü, \underline{B}_e giriş matrisi, \underline{h}_e çıkışların fonksiyonu, \underline{H}_e ölçüm matrisi $\underline{\omega}_{e1}$ işlem gürültüsü ve $\underline{\omega}_{e2}$ ise ölçüm gürültüsüdür.

Denklem (1) ve (2) ile verilen genel ifadeye göre, ASM'nin genişletilmiş modeli Denklem (3) ve (4)'te sunulmaktadır.

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}_{\underline{x}_e(k+1)} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 & a_2 & 0 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -a_6 & 0 & 0 \\ 0 & a_4 & a_6 & a_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}_{\underline{x}_e(k)} + \begin{bmatrix} a_7 & 0 \\ 0 & a_7 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ \underline{u}_e \end{bmatrix} + \underline{\omega}_{e1} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}_{\underline{z}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}_{\underline{x}_e(k)} + \underline{\omega}_{e2} \quad (4)$$

Denklem (3) ve (4) ile verilen genişletilmiş ASM modelindeki katsayılar $a_1 = 1 - \frac{T}{L_\sigma(k)} \left(\frac{L_m^2(k)R_r(k)}{L_r^2(k)} + R_s \right)$, $a_2 = \frac{TR_r(k)L_m(k)}{L_r^2(k)L_\sigma(k)}$, $a_3 = \frac{L_m(k)p_p T \omega_m}{L_r(k)L_\sigma(k)}$, $a_4 = \frac{TR_r(k)L_m(k)}{L_r(k)}$, $a_5 = 1 - \frac{R_r(k)T}{L_r(k)}$, $a_6 = p_p T \omega_m$, $a_7 = \frac{1}{L_\sigma(k)}$, $L_\sigma(k) = L_s(k) - \frac{L_m^2(k)}{L_r(k)}$, $L_r(k) = Ll_r + L_m(k)$ ve $L_s(k) = Lls + L_m(k)$ olarak ifade edilir.

Burada p_p , kutup çifti sayısı, $L_\sigma = \sigma L_s$, stator geçici endüktansı, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, kaçak ya da kuplaj faktörü, L_s ve L_r , sırasıyla stator ve rotor endüktanslarıdır. $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$, rotor akısının stator duran eksen bileşenleri, $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$, stator geriliminin stator duran eksen bileşenleri, $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ ise stator akımının stator duran eksen bileşenleri, ω_m rotor mekanik açısal hızı ve T örnekleme zamanıdır.

3 Önerilen İDGKF algoritmasının tasarımı

GKF algoritması ASM modelindeki belirsizlikleri dikkate alma özelliğine sahiptir. Kestirim başarımını özellikle düşük ve sıfır hızlarda artırmak için her hangi bir harici işaret eklemeye gerek duymaksızın ASM motor modelindeki ölçüm ve sistem gürültüleri nedeniyle doğal olarak oluşan uyarımları kullanılmaktadır. Ayrıca model tabanlı olmayan yöntemlerin aksine, donanım karmaşıklığını artırmadan çok düşük ve yüksek hızlardaki herhangi bir ASM'ye uygulanabilmektedir [15].

Bu çalışmada GKF algoritmasının bahsedilen üstünlüklerinden faydalanarak tasarlanan ve yalnızca ölçülmeyen durum ve parametreleri kestirmek için kullanılan indirgenmiş dereceli ASM modelinin genel ifadesi Denklem (1) ve (2) kullanılarak Denklem (5) ve (6)'da gösterildiği gibi elde edilebilir:

$$\underline{x}_i(k+1) = \underline{f}_i(\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k)) + \underline{\omega}_{i1}(k) \quad (5)$$

$$= \underline{A}_i(\underline{x}_i(k)) \underline{x}_i(k) + \underline{B}_i \underline{u}_i(k) + \underline{\omega}_{i1}(k)$$

$$\underline{Z}(k) = \underline{h}_i(\underline{x}_i(k)) + \underline{\omega}_{i2}(k) \text{ (Ölçüm Eşitliği)} \quad (6)$$

$$= \underline{H}_i \underline{x}_i(k) + \underline{\omega}_{i2}(k)$$

Denklem (5) ve (6) ile verilen genel ifadeye göre indirgenmiş ASM modeli Denklem (7) ve (8)'de gösterildiği gibi elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}_{\underline{x}_i(k+1)} = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & b_3 & 0 \\ b_2 & b_1 & b_4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}_{\underline{x}_i(k)} + \underline{w}_{i1} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} b_5 \\ b_6 \\ b_9 \\ b_{10} \\ b_{11} \\ b_{12} \end{bmatrix}_{\underline{z}(k+1)} = \begin{bmatrix} b_7 & b_8 & b_9 & 0 \\ -b_8 & b_7 & b_{10} & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r \\ L_m \end{bmatrix}_{\underline{x}_i(k)} + \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{12} \end{bmatrix} + \underline{w}_{i2} \quad (8)$$

Denklem (7) ve (8) ile verilen indirgenmiş dereceli ASM modelindeki katsayılar: $b_1 = 1 - \frac{R_r(k)T}{L_r(k)}$, $b_2 = -p_p T \omega_m$, $b_3 = \frac{-T i_{s\alpha}(k) L_m(k)}{L_r(k)}$, $b_4 = \frac{-T i_{s\beta}(k) L_m(k)}{L_r(k)}$, $b_5 = i_{s\alpha}(k+1) - i_{s\alpha}(k)$, $b_6 = i_{s\beta}(k+1) - i_{s\beta}(k)$, $b_7 = \frac{TR_r(k)L_m(k)}{L_r^2(k)L_\sigma(k)}$, $b_8 = \frac{L_m(k)p_p T \omega_m}{L_r(k)L_\sigma(k)}$, $b_9 = \frac{-T i_{s\alpha}(k) L_m(k)}{L_r^2(k)L_\sigma(k)}$, $b_{10} = \frac{-T i_{s\beta}(k) L_m(k)}{L_r^2(k)L_\sigma(k)}$, $b_{11} = \frac{v_{s\alpha} - TR_s i_{s\alpha}(k)}{L_\sigma(k)}$, ve $b_{12} = \frac{v_{s\beta} - TR_s i_{s\beta}(k)}{L_\sigma(k)}$ olarak ifade edilir.

$\varphi_{r\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, R_r ve L_m 'nin eş-zamanlı kestirimi için önerilen İDGKF algoritmasına ait eşitlikler Denklem (9a-9e)'de, akış şeması ise Şekil 1'de verilmiştir.

$$\underline{F}_i(k) = \left. \frac{\partial \underline{f}_i(\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k))}{\partial \underline{x}_i(k)} \right|_{\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k)} \quad (9a)$$

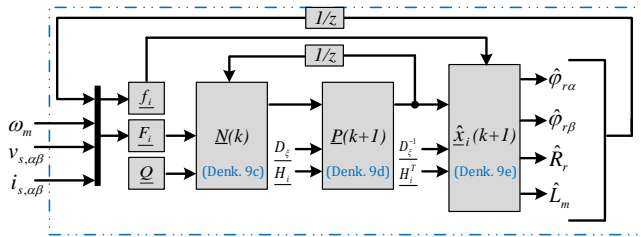
$$\underline{H}_i(k) = \left. \frac{\partial \underline{h}_i(\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k))}{\partial \underline{x}_i(k)} \right|_{\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k)} \quad (9b)$$

$$\underline{N}(k) = \underline{F}_i(k) \underline{P}(k) \underline{F}_i(k)^T + \underline{Q} \quad (9c)$$

$$\underline{P}(k+1) = \underline{N}(k) - \underline{N}(k) \underline{H}_i^T (\underline{D}_\xi + \underline{H}_i \underline{N}(k) \underline{H}_i^T)^{-1} \underline{H}_i \underline{N}(k) \quad (9d)$$

$$\hat{\underline{x}}_i(k+1) = \hat{\underline{f}}_i(\underline{x}_i(k), \underline{u}_i(k)) + \underline{P}(k+1) \underline{H}_i^T \underline{D}_\xi^{-1} (\underline{z}(k+1) - \underline{H}_i \hat{\underline{x}}_i(k)) \quad (9e)$$

Burada, \underline{F}_i ve \underline{H}_i sırası ile Denklem (5) ve (6) ile verilen ASM'ye ait doğrusal olmayan modeli doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyonlardır. \underline{Q} , sistem gürültü matrisinin kovaryansı yani modelleme hatası, \underline{D}_ξ ise çıkış gürültü matrisinin kovaryansı yani ölçüm hatasıdır. \underline{P} kestirim hatasının kovaryans matrisi ve \underline{N} ise, onun dış değerlemesinin (extrapolation) kovaryans matrisidir.



Şekil 1: Önerilen İDGKF algoritmasının genel şeması.

Şekil-1'de verilen İDGKF algoritmasında Denklem (9c-9e) Kalman filtresinin ana gövdesini oluşturmaktadır. Ölçülen $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ ve ω_m bilgilerine ek olarak kestirilen durum ve

parametrelerin bir önceki değerleri İDGKF algoritmasına ait girişleri oluşturmaktadır. Uygulanan bu girişlerin \underline{f}_i 'de kullanılması ile ön kestirim işlemi gerçekleştirilmektedir. \underline{F}_i ve \underline{H}_i 'de doğrusallaştırılmış modele ait Jacobian matrisleri elde edilmektedir. \underline{F}_i , \underline{H}_i ve \underline{f}_i 'de elde edilen matrisler ile birlikte gürültü kovaryans matrislerinin Kalman gövdesinde kullanılmasıyla ASM'ye ait durum ve parametreler kestirilmektedir.

4 Benzetim sonuçları

Şekil 2'de verilen DVK sürücü sistemi kullanılarak, önerilen İDGKF tabanlı kestirim algoritmasının başarımı, benzetim ortamında test edilmektedir. Şekil 2'deki DVK'lı sürücü sisteminde kullanılan kontrolörler PI yani geleneksel oran+integral alıcı (proportional+integral), kontrolörler olup katsayıları arzu edilen kestirim başarımının elde etmek üzere deneme-yanılma yaklaşımı ile belirlenmiştir. $\hat{\theta}_{rf}$ ise dönen eksen takımındaki d-ekseni ile stator duran eksen takımındaki α -ekseni arasındaki alan açısıdır. Kullanılan PI kontrolörlerde referans ve kestirilen işaretler arasındaki fark olarak tanımlanan hata işareti kullanılarak stator akımının dönen eksen takımı bileşenlerine ait referans işaretleri oluşturulmaktadır. Oluşturulan bu işaretler ve kestirilen rotor akısının stator duran eksen takımı bileşenlerinden elde edilen $\hat{\theta}_{rf}$ kullanılarak gerçekleştirilen iki faz-üç faz dönüşümü sonucunda evirici anahtarlama işaretleri üretilmektedir.

Alan zayıflama bölgesinde gerilim limitinden dolayı akı referansı, $|\vec{\varphi}_r|^r$ artan hız referansı ile azalmaktadır. Bu yüzden mknatsızlama endüktansı artmaktadır [1]. Şekil 2'de hız referansına göre değişen $|\vec{\varphi}_r|^r$ 'in matematiksel ifadesi [1] aşağıda verilmiştir:

$$|\vec{\varphi}_r|^r = \frac{n_n}{n_m^r} |\varphi_r|^r \text{ anma, } n_m^r > n_n \text{ için} \quad (10)$$

$$|\vec{\varphi}_r|^r = 1, \quad n_m^r \leq n_n \text{ için} \quad (11)$$

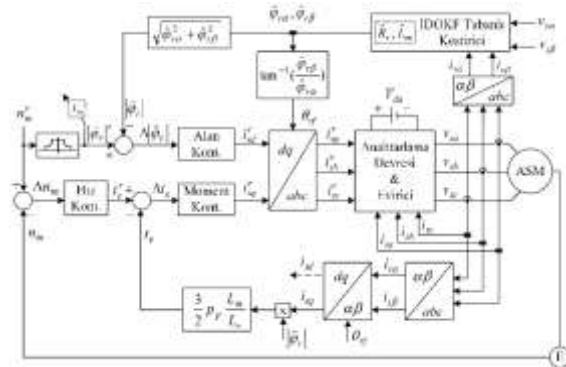
Burada, n_n ASM'nin nominal hızını ve n_m^r DVK'lı sürücü sistemine uygulanan hız referansını ifade etmektedir.

Tasarlanan İDGKF algoritmasına ait kovaryans matrisleri, deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmiş olup aşağıda sunulmaktadır:

$$\underline{Q} = \text{diag}[1e-10, 1e-10, 1e-4, 1e-4]$$

$$\underline{D}_\xi = \text{diag}[1e-6, 1e-6]$$

$$\underline{P} = \text{diag}[10, 10, 10, 10]$$



Şekil 2: İDGKF tabanlı hız-algılayıcı DVK'lı ASM sürücü sistemi.

Anma değerleri Tablo 1’de verilen ASM parametreleri ile önerilen İDGKF algoritmasına ait kestirim başarımları ve DVK’lı ASM sürücüsünün kontrol başarımları iki farklı zorlayıcı senaryo ile test edilmektedir. Bu senaryolara ilişkin benzetim sonuçlarında, “^” kestirilen durumları, $e_{(\cdot)}$ ise kestirilen değer ile gerçek değer arasındaki fark olarak tanımlanan hatayı ifade etmektedir.

Tablo 1: Benzetim çalışmalarında kullanılan ASM’ye ait anma değerleri [16].

Motor parametreleri	Değeri
P	3 kW
V	380 V
I	6.9 A
f	50 Hz
t_{Ln}	20 N.m
n_{mn}	1430 dev/dk
p_p	2
R_{sn}	2.283 Ω
R_{rn}	2.133 Ω
L_s	0.2311 H
L_r	0.2311 H
L_m	0.22 H

4.1 Senaryo-I: Anma ve çok düşük/sıfır hız bölgelerinde R_r , L_m ve t_L değişimleri için İDGKF'nin başarımı

Şekil 3’te gösterilen bu senaryolarda,

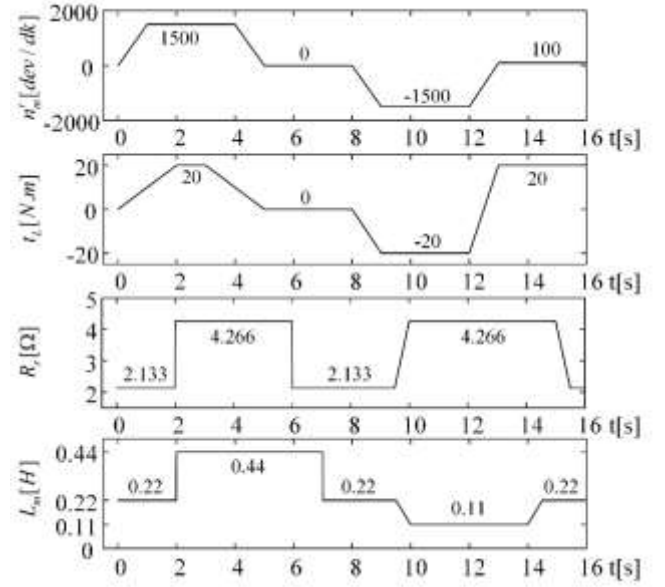
- ASM sıfır hız ile anma hızı arasındaki hız bölgelerinde çalıştırılmaktadır.
- ASM’ye farklı hız bölgelerinde 20 N.m ile -20 N.m arasında doğrusal olarak değişen yük momenti uygulanmaktadır.
- Farklı hız bölgelerinde R_r ve L_m basamak ve/veya doğrusal bir şekilde değiştirilmektedir.

4.2 Senaryo-II: Alan zayıflama, anma ve sıfır hız bölgelerinde R_r ve t_L değişimleri için İDGKF'nin başarımı

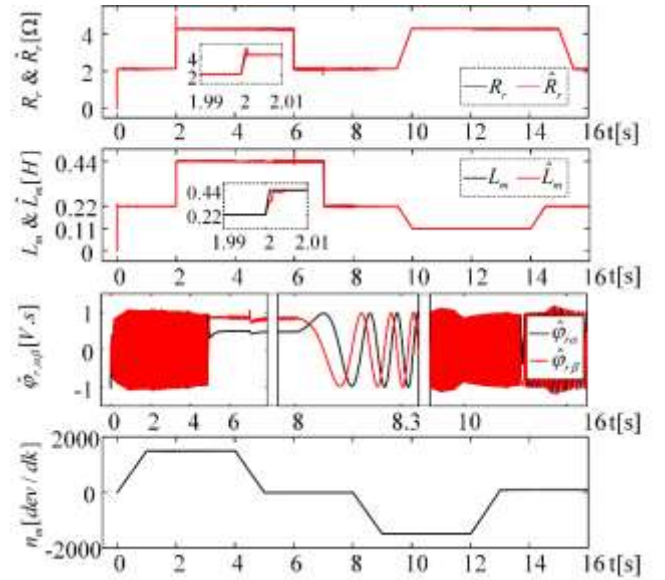
Önerilen İDGKF algoritmasını ve buna bağlı olarak DVK’lı ASM sürücüsünü farklı çalışma koşullarında test etmek üzere Şekil 6 ile verilen bu senaryoda ise,

- ASM sürekli sıfır, anma hız ve alan zayıflama bölgelerinde çalıştırılmaktadır.
- Yük momenti 20 N.m ile -20 N.m arasında, R_r ise rotor direncinin anma değeri olan R_{rn} ile $2 \times R_{rn}$ arasında basamak ve/veya doğrusal olarak değiştirilmektedir.
- ASM alan zayıflama bölgesinde çalıştırılarak ASM’nin akı seviyesinin azalması ile birlikte L_m doğrusal olarak artırılmaktadır.

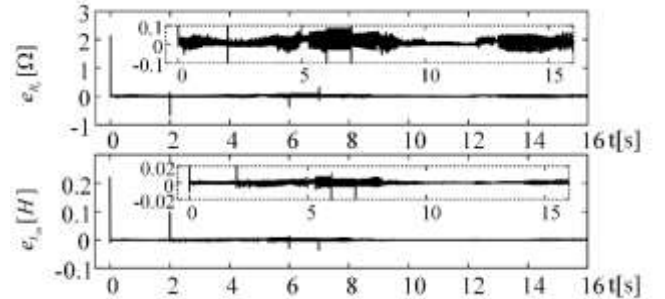
Şekil 3 ve 6 ile verilen senaryolar altında test edilen İDGKF tabanlı kestirim algoritması ve DVK’lı ASM sürücüsüne ait benzetim sonuçları Şekil 4-5 ve 7-8’de verilmiştir.



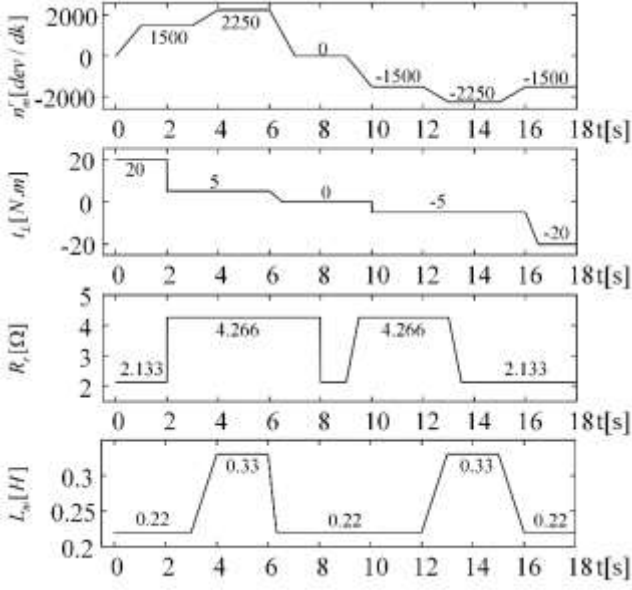
Şekil 3: İDGKF tabanlı DVK sisteminin başarımı için n_m^r , t_L , R_r ve L_m değişimleri (Senaryo I).



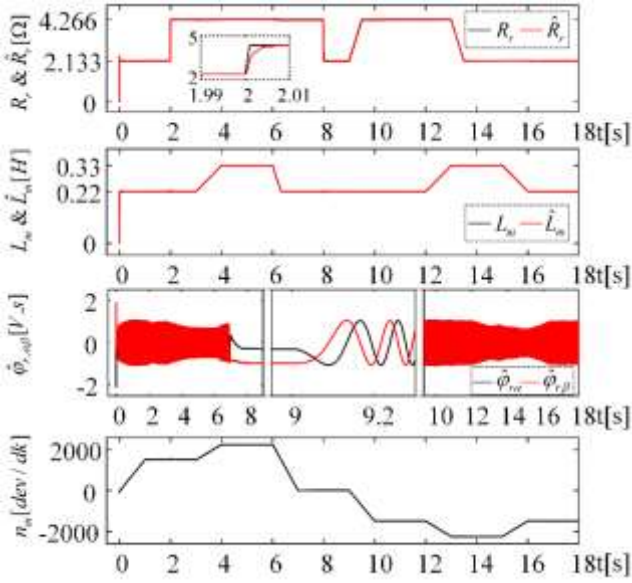
Şekil 4: Önerilen İDGKF tabanlı kestirici ve DVK’lı sürücü sistemine ait benzetim sonuçları (Senaryo I).



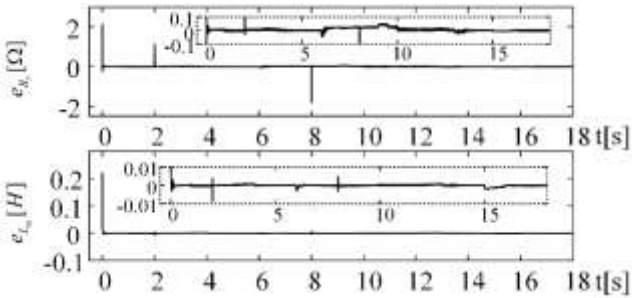
Şekil 5: Önerilen İDGKF tabanlı kestirici ve DVK’lı sürücü sistemine ait izleme ve kestirim hataları (Senaryo I).



Şekil 6: İDGKF tabanlı DVK sisteminin başarımı için n_m^r , t_L , R_r ve L_m değişimleri (Senaryo II).



Şekil 7: Önerilen İDGKF tabanlı kestirici ve DVK'lı sürücü sistemine ait benzetim sonuçları (Senaryo II).



Şekil 8: Önerilen İDGKF tabanlı kestirici ve DVK'lı sürücü sistemine ait izleme ve kestirim hataları (Senaryo II).

Şekil 4-5 ve 7-8 ile verilen benzetim sonuçları dikkate alındığında aşağıdaki gözlemler ve çıkarımlar yapılabilir:

- Başlangıç değerleri sıfır olarak seçilen kestirilen durum ve parametreler Tablo 2'de gösterildiği gibi kısa süre içerisinde gerçek değerine yakınsamaktadır.
- 0 N.m, 5 N.m, 20 N.m, -5 N.m ve -20 N.m gibi farklı yük momentleri için,
 - Senaryo I'de gösterildiği gibi R_r ve L_m 'nin basamak ve/veya doğrusal değişimleri için sürekli sıfır (0 dev/dk), çok düşük (100 dev/dk) ve anma (1500 dev/dk) hızlarında elde edilen kestirim sonuçları,
 - Senaryo II ile test edilen sürekli sıfır (0 dev/dk veya 100 dev/dk), anma (1500 dev/dk) ve alan zayıflama (2250 dev/dk) hızlarında R_r 'nin basamak veya doğrusal değişimleri ve L_m 'nin doğrusal değişimi için elde edilen kestirim sonuçları,

ortalama mutlak hataları (OMH) Tablo 3'te gösterilen hata değerleri dikkate alındığında oldukça tatmin edicidir.

Tablo 2: Şekil 4 ve 7 ile verilen kestirim sonuçlarına ilişkin başlangıç yakınsama süreleri.

	R_r	L_m
Şekil 7.4	0.0015 s	0.002 s
Şekil 7.7	0.012 s	0.015 s

Tablo 3: Şekil 4 ve 7 ile verilen kestirim sonuçlarına ait ortalama mutlak hatalar.

	n_m 'nin OMH (dev/dk)	\hat{R}_r 'nin OMH (Ω)	\hat{L}_m 'nin OMH (H)
Şekil 4	5.2502	0.0168	5.2020×10^{-4}
Şekil 7	4.3419	0.0091	2.9767×10^{-4}

5 Gerçek-zamanlı sonuçlar

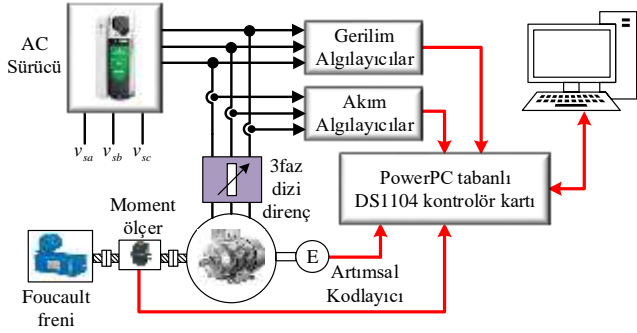
Önerilen hız-algılayıcı İDGKF algoritmasının başarımını gerçek zamanlı olarak test etmek için Şekil 9'da verilen deney düzeneği [17] kullanılmıştır. Önerilen İDGKF algoritmasının gerçek-zamanlı başarımını doğrulamak için aşağıda belirtilen iki farklı senaryo üretilmiştir:

- Anma hızında yük momenti değişimleri altında İDGKF algoritmasının başarımı.
- Anma hızı ve nominal yük momenti altında mıknaatlama endüktansı değişimleri için İDGKF algoritmasının başarımı.

Senaryoların tamamı ω_m ve t_L 'yi değiştirilerek üretilmektedir ve önerilen İDGKF tabanlı kestirim algoritmasına ait gerçek zamanlı sonuçlar 130 μ s'lik örnekleme zamanında elde edilmiştir.

Şekil 9'da ASM, sincap kafesli olup 3-faz, 6-kutuplu, 380 V, 5.5 A, 2.2 kW, 20 N.m ve 950 dev/dk'lıdır. Diğer teknik özellikleri ise Tablo 4'te sunulmuştur. ASM'yi yüklemek için basamak biçiminde değiştirilebilir d.a kaynağından tahrik edilen 0 – 30 N.m'lik bir Foucault-freni kullanılmıştır. Önerilen algoritma, 250 MHz hızında kayan noktalı işlem yapan Power PC-tabanlı DS1104 kontrolör kartı üzerinde gerçekleştirilmiştir. 50 N.m'lik moment ölçer ve 5000 darbe/devir'lik artımsal kodlayıcı, sadece sırasıyla t_L ve n_m kestirimlerini doğrulamak için kullanılmış yani kestirim

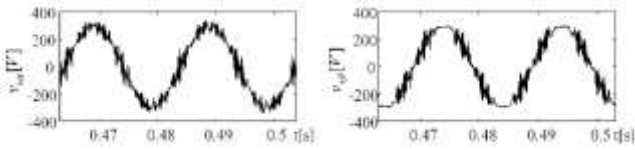
algoritmasında kullanılmamıştır. Ayrıca, faz gerilimleri ve akımları sırasıyla LV100-400 ve LA55-P/SP1 ile ölçülmüştür. Gerçekçi bir değerlendirme yapmak üzere ASM, Şekil 10'da gösterilen darbe-genişlik modülasyonlu a.a gerilimleri ile 4 kHz'lik anahtarlama frekansına sahip bir a.a sürücüsü ile beslenmiştir.



Şekil 9: Önerilen İDGKF algoritmasının gerçek-zamanlı başarımlarını test için kullanılan deney düzeneği [17].

Tablo 4: Gerçek-zamanlı deneylerde kullanılan ASM'nin anma parametreleri.

Motor parametreleri	Değeri
R_s	3.03 Ω
R_r	2.53 Ω
L_{ls}	0.0116 H
L_{lr}	0.0174 H
L_m	0.135 H



Şekil 10: ASM'ye a.a sürücü tarafından uygulanan stator gerilimlerin α ve β bileşenleri.

Diğer taraftan, ASM parametrelerinden L_m 'de gerçek-zamanlı uygulamada basamak biçiminde değişimler oluşturmak için,

- İlk olarak L_m aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$L_m \hat{=} L_{mn} \times \chi \quad (12)$$

Burada L_{mn} , L_m 'nin anma değerini, χ ise mıknatıslama induktansının çalışma koşullarına göre değişimini temsil eden katsayıdır.

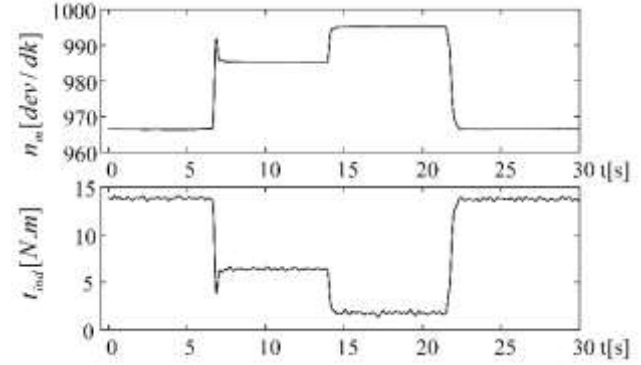
- İkinci olarak, $L_{mn} \times \chi$ Denklem (7)ve (8)'de L_m 'nin yerine yazılır.
- Son olarak, χ Denklem (7) ve (8)'de L_m 'nin yerine yeni durum olarak tanımlanır.

Böylece önceki senaryodaki çalışma koşullarına dayalı farklılıklara ek olarak ASM parametrelerinden L_m 'nin L_{mn} bilgisine göre hangi oran (χ) ile değiştiği kestirilebilir.

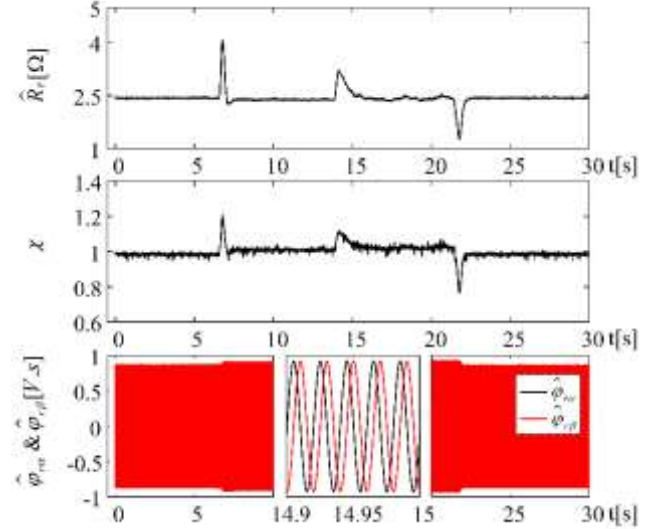
5.1 Senaryo-I: Anma hızında yük momenti değişimleri için İDGKF algoritmasının başarımları

Bu senaryoda, Şekil 11'de gösterildiği gibi ASM anma hızında dönerken İDGKF algoritması yük momenti değişimleri altında test edilmiştir. İDGKF algoritmasının durum ve parametre kestirim başarımları Şekil 12'de verilmiştir. Burada, ASM'ye uygulanan yük momenti basamak şeklinde ve sırasıyla, ilk

olarak yaklaşık $t = 6.5$'s'de 14 N.m'den 6 N.m'ye ikinci olarak yaklaşık $t = 14$'s'de 6 N.m'den 2 N.m'ye düşürülmüştür. Son olarak ise yaklaşık $t = 22$'s'de 2 N.m'den 14 N.m'ye artırılmıştır. İDGKF algoritmasına giriş olarak tanımlanan L_{mn} parametresinde herhangi bir değişim yapılmadığı için ($\chi = 1$) Denklem (12)'ye göre L_{mn} 'nin L_m 'ye eşit olması beklenmektedir. Şekil 12'den de görüleceği üzere, anma hızı bölgesinde üretilen yük momenti değişimlerine rağmen İDGKF algoritması tarafından gerçekleştirilen χ katsayısına ait kestirim değerinin 1'e eşit olduğu ve \hat{R}_r 'nin yaklaşık anma değerine eşit olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 11: Önerilen İDGKF algoritmasının anma hız bölgesindeki başarımlarını test için hız ve yük momenti değişimi (Senaryo I).



Şekil 12: Anma hızında yük momenti değişimi için önerilen İDGKF algoritmasına ait gerçek-zamanlı kestirim sonuçları (Senaryo I).

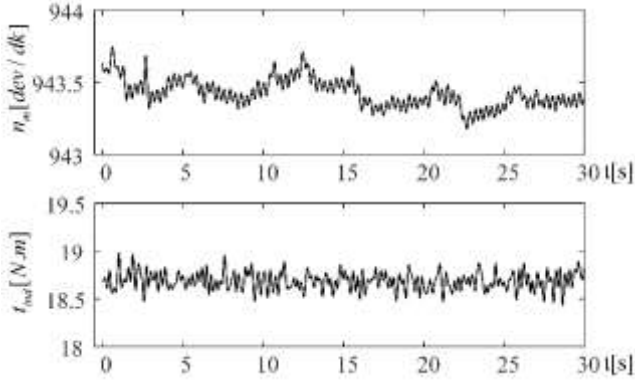
5.2 Senaryo-II: Anma hızında L_m değişimleri için İDGKF algoritmasının başarımları

Bu senaryoda, mıknatıslama endüktansı değişimlerine karşı önerilen İDGKF algoritmasının başarımlarını doğrulamak için Şekil 13'te gösterildiği gibi ASM anma hızı ve anma yük momentinde dönerken Şekil 14 ile verilen gerçek zamanlı deneyler gerçekleştirilmiştir. Şekil 14'te

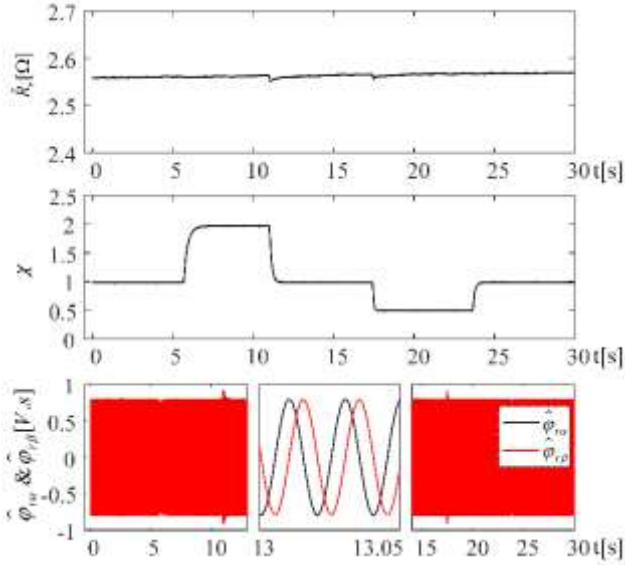
- Yaklaşık 5.6.s'de İDGKF algoritmasında giriş olarak kullanılan L_{mn} değeri aniden yarıya ($0.5 \times L_{mn}$ 'ye) düşürülmüştür. Ancak gerçek zamanlı deneylerde kullanılan ASM'nin çalışma koşulları değişmediği için

ASM'ye ait L_m değeri sabit olarak kalmaktadır. Bu nedenle Denklem (12) ile tanımlanan eşitliğin doğrulanabilmesi için İDGKF algoritmasında kestirimi gerçekleştirilen χ katsayısı değerinin 2'ye yakınsaması gerekmektedir. Bununla birlikte χ bilgisinin olmadığı durumda durum ve/veya parametre kestirimlerinde hatalar ortaya çıkabilmektedir. Fakat önerilen İDGKF algoritması Şekil 14'te gösterildiği gibi ASM modelindeki hatalı L_m bilgisini telafi etmek için hızlı bir şekilde kestirilen χ değerini 2'ye yakınsatmıştır.

- ii. 11.s'de ise $0.5 \times L_{mn}$ ifadesi aniden L_{mn} 'ye yükseltilmiştir. Bu durumda da χ yeniden 1'ye yakınsamıştır.
- iii. 17.5.s'de L_{mn} aniden $2 \times L_{mn}$ 'ye yükseltilmiş ve sonra tekrar 23.6.s'de L_{mn} değerine düşürülmüştür. Basamak şeklindeki bu değişimlere rağmen χ sırasıyla ve hızlı bir şekilde 0.5 ve 1 değerlerine yakınsamıştır.



Şekil 13: Önerilen İDGKF algoritmasının mıknatıslama endüktansı kestirimi için hız ve yük momentine ait değişim (Senaryo II).



Şekil 14: Anma hızı ve nominal yük momentinde altında mıknatıslama endüktansı değişimleri için İDGKF algoritmasına ait gerçek-zamanlı kestirim sonuçları (Senaryo II).

Özetle, bu çalışmada önerilen İDGKF algoritmasına ait Senaryo I ve II'de elde edilen gerçek-zamanlı sonuçlar, önerilen kestiricinin kabul edilebilir bir başarıma sahip olduğunu ortaya koymaktadır. Ancak, önerilen İDGKF algoritması kabul edilebilir gerçek-zamanlı ve benzetim sonuçlarına sahip olmakla birlikte orta ve çok düşük/sıfır hız bölgelerinde R_s değişimlerine karşı duyarlıdır.

6 Sonuçlar

Bu çalışmada yüksek başarılı ASM sürücü sistemi kontrolü için $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ ile birlikte değeri sıcaklık ve frekansa bağlı olarak değişen R_r ve akı seviyesi ile değişen L_m kestirimi için İDGKF tabanlı yeni bir kestirici tasarlanarak benzetim temelli ve gerçek zamanlı deneylerle test edilmektedir. Sıfır/çok düşük hız ve anma hızı ile birlikte alan zayıflama bölgelerinde yüklü/yüksüz durumları için R_r ve L_m 'nin basamak ve/veya doğrusal değişimleri altında üretilen senaryolardan elde edilen benzetim temelli sonuçlar ve bu sonuçlara ilişkin hatalar (Tablo 3) önerilen İDGKF tabanlı kestiricinin oldukça iyi bir başarıma sahip olduğunu göstermektedir. Ayrıca anma hızında basamak şeklinde yük momenti değişimleri ve anma hızı ve nominal yük momentinde altında basamak şeklinde değiştirilen mıknatıslama endüktansı çalışması için elde edilen gerçek-zamanlı sonuçlar, İDGKF tabanlı kestiriciye ait başarımın kabul edilebilir olduğunu onaylamaktadır.

7 Kaynaklar

- [1] Inan R, Barut M. "Bi input-extended Kalman Filter-based speed-sensorless control of an induction machine capable of working in the field-weakening region". *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 22, 588-604, 2014.
- [2] Kan J, Zhang K, Wang Z. "Indirect vector control with simplified rotor resistance adaptation for induction machines". *IET Power Electronics*, 8(7), 1284-1294, 2015.
- [3] Talla J, Peroutka Z, Blahnik V, Streit L. "Rotor and stator resistance estimation of induction motor based on augmented EKF". *International Conference on Applied Electronics (AE)*, Pilsen, Czech Republic 8-9 September, 2015.
- [4] Demir R, Barut M, Yıldız R, Inan R Zerdali E. "EKF based rotor and stator resistance estimations for direct torque control of induction motors". *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, Brasov, Romania, 25-27 May 2017.
- [5] Demir R, Barut M, Yıldız R, Zerdali E, Inan R. "Asenkron motorların hız-algılayıcı doğrudan vektör kontrolü için indirgenmiş dereceli genişletilmiş kalman fitresi tabanlı stator ve rotor direnci kestirimi". *1. Ulusal Elektrik Enerjisi Dönüşümü Kongresi*, Elazığ, Türkiye, 21-22 Eylül 2017.
- [6] Karanayil B, Rahman MF, Grantham C. "Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(4), 771-780, 2005.
- [7] Mapelli FL, Tarsitano D, Cheli F. "MRAS rotor resistance estimators for EV vector controlled induction motor traction drive: Analysis and experimental results". *Electric Power Systems Research*, 146, 2017.

- [8] Comanescu M. "Design of a pseudo-MRAS sliding mode observer with double feedback for estimation of the rotor time constant of the induction motor". *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Toronto, ON, Canada, 22-25 March 2017.
- [9] Chen B, Yao W, Chen F, Lu Z. "Parameter sensitivity in sensorless induction motor drives with the adaptive full-order observer". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(7), 4307–4318, 2015.
- [10] Liu L, Guo Y, Wang J. "Online identification of mutual inductance of induction motor without magnetizing curve". *2018 Annual American Control Conference (ACC)*, Wisconsin Center, Milwaukee, USA, 27-29 June 2018.
- [11] Jo GJ, Choi JW. "A novel method for the identification of the rotor resistance and mutual inductance of induction motors based on MRAC and RLS estimation". *Journal of Power Electronics*, 18(2), 492–501, 2018.
- [12] Mengoni M, Agarlita SC, Zarri L, Casadei D. "On-line estimation of stator resistance and mutual inductance of multiphase induction machines". *13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, Brasov, Romania, 22-25 May 2012.
- [13] Yang S, Ding D, Li X, Xie Z, Zhang X, Chang L. "A novel online parameter estimation method for indirect field oriented induction motor drives". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 32(4), 1562–1573, 2017.
- [14] Demir R, Barut M, Yıldız R, "Asenkron motorların hız- algılayıcı doğrudan vektör kontrolü için indirgenmiş dereceli genişletilmiş kalman fitresi tabanlı parametre kestirimi". *Otomatik Kontrol Türk Millî Komitesi Ulusal Toplantısı (TOK 2017)*, İstanbul, Türkiye, 21-23 Eylül 2017.
- [15] Demir R, Barut M. "Novel hybrid estimator based on model reference adaptive system and extended Kalman filter for speed-sensorless induction motor control". *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 40(13), 3884–3898, 2018.
- [16] Barut M. "Bi Input-extended Kalman filter based estimation technique for speed-sensorless control of induction motors". *Energy Conversion and Management*, 51(10), 2032–2040, 2010.
- [17] Barut M, Demir R, Zerdali E, Inan R. "Real-Time implementation of bi input-extended kalman filter-based estimator for speed-sensorless control of induction motors". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(11), 4197–4206, 2012.