

HIZ-ALGILAYICISIZ ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN DAĞILIMLI KALMAN FİLTRESİ İLE GERÇEK-ZAMANLI YÜK MOMENTİ VE ROTOR DİRENCİ KESTİRİMİ

Murat BARUT (ORCID: 0000-0001-6798-0654)*
Recep YILDIZ (ORCID: 0000-0003-0584-6649)
Emrah ZERDALI (ORCID: 0000-0003-1755-0327)

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

Geliş / Received: 04.06.2017
Kabul / Accepted: 17.08.2017

ÖZ

Bu çalışmada, asenkron motorların (ASM'lerin) hız-algılayıcısız kontrolü için ölçülen stator akımları ve gerilimleri kullanılarak; stator akımının ve rotor akısının duran eksen takımı bileşenlerini, rotor hızını, yük momentini ve rotor direncini eş zamanlı olarak kestiren dağılımlı Kalman filtresi (DKF) tabanlı kestiricinin gerçek-zamanlı uygulaması literatüre ilk kez tanıtılmaktadır. Böylece tasarlanan DKF tabanlı kestiricinin kestirim başarımı, stator gerilimleri/akımlarının ölçme hatalarını dikkate alarak, yük momentini ve rotor direncinin basamak biçimli ve doğrusal olmayan belirsizlikleri/değişimleri altında sıfır hız geçişlerini ve hız terslendirmelerini de içeren geniş bir hız bölgesi için gerçek-zamanlı olarak test edilmiş olmaktadır. Mevcut literatüre göre hız-algılayıcısız olarak en fazla durum ve parametre kestirimi yapan DKF algoritmasından elde edilen sonuçlar, kestirilen durum ve parametrelerin hızlı bir şekilde gerçek değerlerine yakınsadığını ve sürekli haldeki kestirim hatalarının oldukça tatmin edici olduğunu göstermektedir. Bu yönleri ile literatürde bilinen ilk çalışmadır.

Anahtar Kelimeler: Asenkron motor, dağılımlı kalman filtresi, durum ve parametre kestirimi, hız-algılayıcısız kontrol

UNSCENTED KALMAN FILTER BASED REAL-TIME LOAD TORQUE AND ROTOR RESISTANCE ESTIMATIONS FOR SPEED-SENSORLESS CONTROL OF INDUCTION MOTOR

ABSTRACT

In this study, the real-time application of unscented Kalman filter (UKF) based estimator simultaneously estimating the stator stationary axis components of the stator currents and the rotor fluxes, the rotor mechanical speed, the load torque, and the rotor resistance by using measured stator currents and voltages for speed-sensorless control of induction motors (IMs) is firstly introduced to the literature. Thus, the performance of proposed UKF based estimator is tested by considering measurement errors of stator voltages/currents in real-time for a wide range of speeds including zero-speed transitions and speed reversal under step-type and nonlinear uncertainties/variations of the load torque and rotor resistance. According to the current literature, the results obtained from the UKF algorithm, which estimates the maximum states and parameters in case of speed-sensorless, show that estimated states and parameters quickly converge to real values and steady-state estimation errors are quite satisfactory. With these aspects, it is the first known work in the literature.

Keywords: Induction motor, unscented Kalman filter, state and parameter estimation, speed-sensorless control

*Corresponding author / Sorumlu yazar. Tel.: +90 388 225 22 27; e-mail / e-posta: mbarut@ohu.edu.tr

HIZ-ALGILAYICISIZ ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN DAĞILIMLI KALMAN FİLTRESİ İLE GERÇEK-ZAMANLI YÜK MOMENTİ VE ROTOR DİRENCİ KESTİRİMİ

1. GİRİŞ

Asenkron motorların (ASM'lerin) hız-algılayıcısız kontrolü; sürücü sistemin güvenilirliğini arttırdığı, donanım karmaşıklığını azalttığı, boyutunu küçülttüğü ve maliyetini düşürdüğü için endüstriyel rekabet açısından çok önemlidir. Ancak, ASM'nin doğrusal olmayan bir modele sahip olması ve bu modeldeki yük momentinin değişimleri ile birlikte parametrelerinin sıcaklık ve frekans bağımlı değişimleri, bu motorların hız-algılayıcısız kontrolünü zorlaşmaktadır. Gerçekleştirilecek kontrol başarımının artırılması için frekans ve sıcaklık bağımlı bu değişimlerin kestirim algoritmasında güncellenmesi veya bu parametrelerin kestirim algoritmasına dahil edilmesi gerekmektedir.

Literatürde ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için durum ve/veya parametre kestiriminin gerçekleştirildiği açık-çevrim kestiriciler [1], modele uyarlamalı gözlemleyiciler (Model reference adaptive systems) [2], tam-dereceli gözlemleyiciler [3], kayma-kipli gözlemleyiciler (Sliding-mode observers) [4], Luenberger gözlemleyicisi [5] ve Kalman filtresi (KF) [6, 7] vb. yöntemler önerilmiştir. Literatürdeki diğer yöntemlerden farklı olarak, KF tabanlı yöntemler sistem ve ölçüm gürültüsünü de hesaba katarak durum/parametre kestirimini diğer belirgin (deterministic) temelli yöntemlere kıyasla çok daha kısa sürede gerçekleştiren olasıl (stochastic) tabanlı yöntemlerdir. Geleneksel KF doğrusal zamanla-değişmeyen sistemlere uygulanabilirken, KF'nin doğrusal olmayan ve zamanla-değişen sistemlere uygulanabilen türleri olan Genişletilmiş KF (GKF) ve Dağılımlı KF (DKF), ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde durum ve parametre kestirimleri için yaygın olarak kullanılmaktadırlar [8, 9]. GKF algoritmasında doğrusal olmayan ASM modeli, doğrusallaştırılarak kullanılmaktadır. Doğrusallaştırma işleminde Taylor serisindeki yüksek dereceli terimlerin ihmal edilmesi ve Jacobian matrisinin hesaplanması bu algoritmanın olumsuz yönlerini oluşturmaktadır. Ayrıca, [7]'de örnekleme zamanının yeterli olmaması durumunda kararlılık sorunlarının oluşabileceği belirtilmiştir. DKF algoritmasında, GKF algoritmasında kullanılan doğrusallaştırma işlemi yerine, dağılımlı dönüşüm (DD) kullanılmaktadır. Böylece doğrusallaştırma işleminden kaynaklanan olumsuzlukların DD kullanılarak giderilmesi ile yüksek başarılı kestirimler gerçekleştirilebilmektedir [7, 9].

Literatürdeki ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünün gerçekleştirildiği DKF tabanlı çalışmalar incelendiğinde; [7]'de DKF algoritması kullanılarak stator akımlarının ve rotor akımlarının stator duran eksen takımı bileşenleri ve rotor hızı kestirimleri sırasıyla benzetim ve gerçek-zamanlı çalışmalarla gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, bu çalışmada DKF algoritmasının kestirim başarımını GKF algoritması ile karşılaştırılarak, DKF'nin GKF'ye kıyasla daha hızlı durumların gerçek değerlerine yakınsadığını ve DKF'nin sürekli-hal hatasının GKF'ye kıyasla daha az olduğunu vurgulamışlardır. [7]'de gerçekleştirilen DKF tasarımında rotor hızı ASM modelinde sabit parametre olarak kabul edilirken, [9] ve [10]'da rotor mekanik hızı mekanik hareket eşitliği kullanılarak ASM modeline dahil edilmiştir. Bu çalışmalardan, [9]'da stator akımlarının ve akımlarının stator duran eksen takımı bileşenleri ($\alpha\beta$), rotor mekanik hızı ve yük momentini kestirimlerini eş-zamanlı olarak ve dört farklı DD kullanıldığı DKF algoritmaları tasarlanıp, gerçek-zamanlı olarak karşılaştırılmıştır. Ayrıca, %25 mıknaatıslanma endüktansı, stator ve rotor direnci değişimleri altında da DKF ve GKF algoritmalarının kestirim başarımları gerçek-zamanlı olarak karşılaştırılmış ve parametre değişimlerinde DKF algoritmasının GKF algoritmasına göre daha iyi kestirim başarımına sahip olduğu belirtilmektedir. Buna ek olarak, [9] ile aynı parametrelerin kestirildiği [10]'da, önerilen Karekök DKF (KDKF) algoritmasının kestirim başarımını ile geleneksel DKF ve GKF algoritmalarının kestirim başarımları gerçek-zamanlı olarak karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre, KDKF'nin geleneksel DKF ve GKF'ye kıyasla daha iyi kestirim başarımına sahip olduğu, ancak hesap yükünün daha fazla olduğu ifade edilmektedir. Gerçekleştirilen diğer çalışmalardan farklı olarak, [11]'de rotor direnci ile birlikte stator akımlarının ve rotor akımlarının $\alpha\beta$ –bileşenleri, rotor mekanik hızı ve sürtünme terimini de içeren yük momentinin kestirimleri DKF algoritması ile benzetim ortamında gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmanın temel katkısı, stator akımları ($i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$) ve rotor akımlarının ($\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$) stator duran eksen takımı bileşenlerini, rotor mekanik hızını (n_m), sürtünme terimini de içeren yük momentini (t_L) ve rotor direncini (R_r) kestirmek üzere tasarlanan DKF algoritmasının, gerçek-zamanlı deneylerle başarımının doğrulanmasıdır. Böylece, yazarların önceki çalışması [11]'den farklı olarak, gerçek-zamanlı ölçülen stator akımları ve gerilimleri kullanılarak, ölçme hataları ile birlikte t_L ve R_r 'nin gerçek-zamanlı belirsizlikleri altında sıfır hız geçişlerini de içeren geniş bir hız aralığı için geliştirilen DKF algoritmasının başarımını ilk defa bu çalışma kapsamında test edilmiş olmaktadır. Ayrıca, mevcut literatürdeki ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan DKF algoritmaları içerisinde eş-zamanlı olarak en çok (7 adet) durum ve parametre kestiriminin gerçek-zamanlı olarak gerçekleştirildiği ilk çalışmadır.

2. MATERYAL VE METOT

2.1. Genişletilmiş ASM Modeli

ASM, iki girişli ve sadece üç durum değişkeninin ölçmeye uygun olduğu 5. dereceden doğrusal olmayan diferansiyel eşitliklerle ile tanımlanmaktadır. Tasarlanan DKF algoritmasında eş-zamanlı $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L ve R_r kestirimlerinin gerçekleştirilebilmesi için kullanılan genişletilmiş ASM modeli, Eşitlik (1) ve (2)'deki gibi genel biçimde verilebilir [8].

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}_e &= \underline{f}_e(\underline{x}_e(t), \underline{u}_e(t)) + \underline{\omega}_1 \\ \dot{\underline{x}}_e &= \underline{A}_e(\underline{x}_e(t))\underline{x}_e(t) + \underline{B}_e\underline{u}_e(t) + \underline{\omega}_1 \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \underline{Z}(t) &= \underline{h}_e(\underline{x}_e(t)) + \underline{\omega}_2 \\ \underline{Z}(t) &= \underline{H}_e\underline{x}_e(t) + \underline{\omega}_2 \end{aligned} \quad (2)$$

Burada, \underline{f}_e girişler ve durumlara ait doğrusal olmayan fonksiyonu, \underline{x}_e genişletilmiş durum matrisini, \underline{u}_e kontrol girişlerini, \underline{A}_e sistem matrisini, \underline{B}_e giriş matrisini, \underline{h}_e çıkış fonksiyonunu ve \underline{H}_e ölçüm matrisini ifade etmektedir. Bunlara ek olarak, Eşitlik (1) ve (2)'de bulunan $\underline{\omega}_1$ ve $\underline{\omega}_2$ ise sırasıyla sistem ve ölçme gürültülerini temsil etmektedir.

Eşitlik (1) ve (2)'de genel biçimi verilen genişletilmiş ASM modeline ait matrisler ve vektörler Eşitlik (3) ve (4)'te ayrıntılı olarak sunulmuştur. Eşitlik (3) ve (4)'te, R_s ve L_s sırasıyla stator direnci ve endüktansını, R_r' ve L_r' sırasıyla statora indirgenmiş rotor direnci ve endüktansını, L_m mıknatıslama endüktansını, p_p kutup çifti sayısını, $L_\sigma = L_s - L_m^2/L_r$ stator geçici endüktansını, T örnekleme zamanını ifade etmektedir. Genişletilmiş modelin giriş matrisinde bulunan $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$, ASM'ye uygulanan stator gerilimlerine ilişkin duran eksen takımının α ve β bileşenleridir.

$$\begin{aligned} \underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{t}_L \\ \dot{R}_r' \\ \underline{\dot{x}}_e \end{bmatrix}}_{\underline{\dot{x}}_e} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & 0 & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{L_m^2 R_r'}{L_\sigma L_r'^2}\right) & -\frac{L_m}{L_\sigma L_r'} p_p \omega_m & \frac{L_m R_r'}{L_\sigma L_r'} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_r'}{L_r} L_m & 0 & -\frac{R_r'}{L_r} & -p_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_r'}{L_r} L_m & p_p \omega_m & -\frac{R_r'}{L_r} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3 p_p L_m}{2 J_L L_r} \varphi_{r\beta} & \frac{3 p_p L_m}{2 J_L L_r} \varphi_{r\alpha} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J_L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \omega_m \\ t_L \\ R_r' \\ \underline{x}_e \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T}_{\underline{B}_e^T} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ \underline{u}_e \end{bmatrix}}_{\underline{u}_e} + \underline{\omega}_1 \end{aligned} \quad (1)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \underline{\dot{z}} \end{bmatrix}}_{\underline{\dot{z}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_e} \underline{x}_e + \underline{\omega}_2 \quad (2)$$

2.2. Dağılımlı Kalman Filtresi

ASM'nin Eşitlik (3) ve (4)'teki zamanla-değişen ve yüksek dereceli doğrusal olmayan bir model ile tanımlanması, durum ve parametre kestirimini zorlaştırmaktadır. Literatürde ASM modelinin doğrusal olmamasından kaynaklanan sorunun çözümü için doğrusallaştırma yöntemi yaygın olarak kullanılmaktadır.

HIZ-ALGILAYICISIZ ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN DAĞILIMLI KALMAN FİLTRESİ İLE GERÇEK-ZAMANLI YÜK MOMENTİ VE ROTOR DİRENCİ KESTİRİMİ

Doğrusal olmayan sistemlerin durum ve parametre kestirimi için doğrusallaştırma işlemi kullanılan KF algoritmaları da GKF olarak isimlendirilmektedir. Ancak doğrusallaştırma yapılırken, Taylor serisi açılımındaki yüksek dereceli terimlerin ihmal edilmesi, Jacobian matrisi hesaplamaları ve örnekleme zamanının yeteri kadar küçük olmaması durumunda kararlılık problemlerine yol açması, bu yöntemin sakıncalarıdır. Bu yüzden, doğrusallaştırmadaki belirtilen olumsuzlukları gidermek üzere, doğrusallaştırma işlemi yerine DD kullanan KF algoritması (DKF) literatüre tanıtılmış olup, doğrusal olmayan kontrol açısından önemli bir sınıfı (benchmark örneğini) temsil eden ASM'nin hız-algılayıcısız kontrolünde de alternatif bir yöntem olarak literatürde kullanılmaktadır. DD ve DKF ile ilgili ayrıntılı bilgi alt bölümlerde sunulmuştur:

2.2.1. Dağılımlı Dönüşüm

DD, doğrusal olmayan bir sistemden geçirilen rastgele değişkenin istatistiğinin elde edilmesinde kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntemde durum dağılımları, GKF'den farklı olarak, sigma noktalar grubu ile ifade edilir. Daha sonra sigma noktalarının doğrusal olmayan sistemden geçirilmesi ile bir sonraki adım için durum dağılımlarının gerçek ortalama değer ve kovaryansları elde edilir [12]. Ayrıca DD, doğrusal olmayan bir sistemin çıkışını iki basit düşünceden faydalanarak tanımlayan doğrusal olmayan dönüşümdür:

- Bir noktanın doğrusal olmayan dönüşümünün gerçekleştirilmesi nispeten kolay bir işlemdir.
- Durum vektörleri ile benzer olasıl özelliklere sahip olan durum uzayında sigma noktaları bulunabilir. Başka bir ifade ile DD, doğrusal olmayan bir model veya fonksiyondan ziyade, olasılık dağılımlarına yaklaşır [10].

Doğrusal olmayan fonksiyonu $y = f(x)$ ve boyutu L olan rasgele bir değişken olmak üzere, x 'in ortalama değer ve kovaryansları sırasıyla \hat{x} ve P_x olsun. DD'de, y doğrusal olmayan fonksiyonunun istatistiğini hesaplamak amacıyla yeni bir X matrisi oluşturulur. Oluşturulan X matrisi $2L + 1$ değerinde sigma vektöründen meydana gelir. X matrisi elemanları;

$$X_0 = \hat{x} \quad (3)$$

$$X_i = \hat{x} + (\gamma\sqrt{P_x})_i, i = 1, \dots, L \quad (4)$$

$$X_i = \hat{x} - (\gamma\sqrt{P_x})_{i-L}, i = L + 1, \dots, 2L \quad (5)$$

$$\gamma = \sqrt{L + \lambda} \quad (6)$$

denklemleri ile hesaplanır. Burada, λ ölçeklendirme parametresi olup $\lambda = \alpha^2(L + \kappa) - L$ ifadesi ile elde edilmektedir. Ölçeklendirme parametresinin elde edilmesinde ihtiyaç duyulan α katsayısı ise sigma noktalarının rasgele değişken olan x 'in etrafındaki yayılmasını belirler ve genellikle küçük değerlerde kullanılır ($1 \leq \alpha \leq 10^{-4}$). Aynı şekilde ölçeklendirme parametresinin hesaplanmasında kullanılan κ ikincil ölçeklendirme parametresidir ve genellikle $3 - L$ değerinde kullanılır [12]. $(\gamma\sqrt{P_x})_i$ ile gösterilen ifade X matrisinin i 'inci sütununu göstermekte olup burada karekök işlemi için Cholesky faktörizasyonu yöntemi kullanılabilir.

DD'de sigma vektörlerinin elde edilmesinin ardından vektörler doğrusal olmayan $y = f(x)$ fonksiyonundan geçirilir. Böylece y 'nin ortalama değer ve kovaryansı sigma kullanılarak elde edilir [13].

$$Y_i = f(X_i), i = 0, \dots, 2L \quad (7)$$

$$\hat{y} \approx \sum_{i=0}^{2k} W_i^{(m)} Y_i \quad (8)$$

$$P_y \approx \sum_{i=0}^{2k} W_i^{(c)} (Y_i - \hat{y})(Y_i - \hat{y})^T \quad (9)$$

Sigma noktaları ağırlıkları,

$$W_0^{(m)} = \frac{\lambda}{L + \lambda} \quad (10)$$

M. BARUT, R. YILDIZ, E. ZERDALI

$$W_0^{(c)} = \frac{\lambda}{L + \lambda} + (1 - \alpha^2 + \beta) \quad (11)$$

$$W_i^{(m)} = W_i^{(c)} = \frac{\lambda}{2(L+\lambda)}, i = 1, \dots, 2L \quad (12)$$

eşitlikleri ile hesaplanır. Burada β , x 'in önceki dağılımlarının bilgisini dahil etmek için kullanılmaktadır ve gaussian dağılımlar için optimal değeri 2'dir [12].

2.2.2. Dağılımlı Kalman Filtresi Algoritması

DKF algoritmasına ait sözde kod aşağıda verilmiştir.

1. Başlangıç değerlerinin belirlenmesi

$$\hat{x}_0 = E[x_0] \quad (13)$$

$$P_0 = E[(x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T] \quad (14)$$

2. Sigma noktalarının belirlenmesi;

$$X_{k-1} = [\hat{x}_{k-1} \quad \hat{x}_{k-1} + \gamma\sqrt{P_{k-1}} \quad \hat{x}_{k-1} - \gamma\sqrt{P_{k-1}}] \quad (15)$$

3. Zaman güncellemesi;

$$X_{k|k-1}^* = F(X_{k-1}, u_{k-1}) \quad (16)$$

$$\hat{x}_k^- = \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(m)} X_{i,k|k-1}^* \quad (17)$$

$$P_k^- = \sum_{i=0}^{2L} W_i^{(c)} (X_{i,k|k-1}^* - \hat{x}_k^-)(X_{i,k|k-1}^* - \hat{x}_k^-)^T + Q_k \quad (18)$$

$$\hat{y}_k^- = H\hat{x}_k^- \quad (19)$$

4. Ölçüm güncellemesi;

$$P_{\hat{y}_k \hat{y}_k} = HP_k^- H^T + R_k \quad (20)$$

$$P_{x_k y_k} = P_k^- H^T \quad (21)$$

Kalman kazancı K_k , kestirilen durumlar ve/veya parametreler \hat{x}_k , ile hata kovaryansı P_k hesabı;

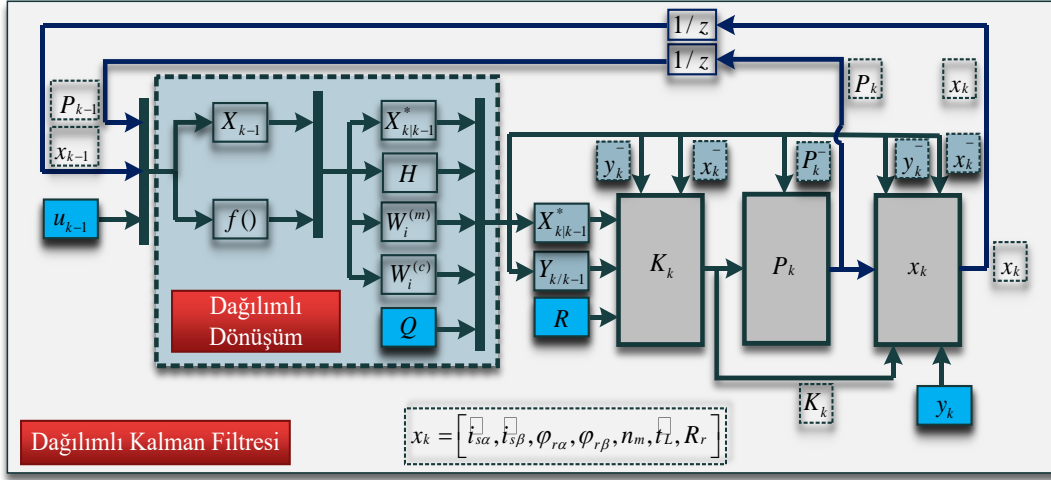
$$K_k = P_{x_k y_k} (P_{\hat{y}_k \hat{y}_k})^{-1} \quad (22)$$

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + K_k (y_k - \hat{y}_k^-) \quad (23)$$

$$P_k = P_k^- - K_k P_{\hat{y}_k \hat{y}_k} K_k^T \quad (24)$$

Böylece DKF algoritması ile kestirim işlemi gerçekleştirilir [12]. Eşitlik (9)-(24)'ün (3) ve (4)'deki ASM modeline uygulanmasıyla $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, n_m , t_L ve R_r 'yi kestirmek için geliştirilen DKF algoritması, Şekil 1'de sunulmuştur. Şekil 1'den de anlaşıldığı gibi tasarlanan DKF algoritması sadece ölçülen stator gerilim ve akımının kullanarak, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, n_m , t_L ve R_r 'nin eş-zamanlı kestirimini sunmaktadır.

HIZ-ALGILAYICISIZ ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN DAĞILIMLI KALMAN FİLTRESİ İLE GERÇEK-ZAMANLI YÜK MOMENTİ VE ROTOR DİRENCİ KESTİRİMİ

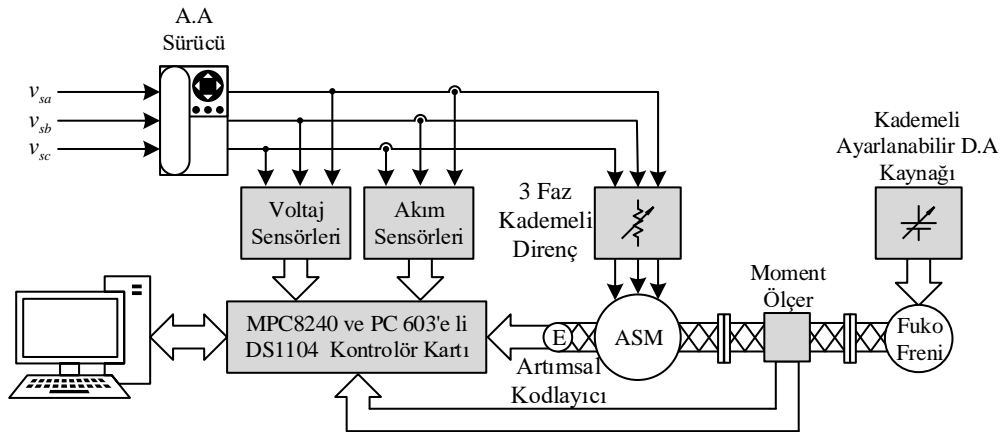


Şekil 1. $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, n_m , t_L ve R_r 'nin eş-zamanlı kestirimleri için tasarlanan DKF algoritması

2.3. Deney Düzenegi

Tasarlanan DKF algoritmasının gerçek-zamanlı başarımını test etmek üzere oluşturulan deney düzenegi Şekil 2’de sunulmuştur. Deney düzeneginde;

- ASM’ye uygulanan üç faz akım ve gerilimlerin ölçümleri sırasıyla LEM firması tarafından üretilen 400 [V]/50 [mA] dönüştürme oranına sahip LA55-P/SP1 ve LV100-400 algılayıcıları ile gerçekleştirilmektedir.
- ASM’nin basamak ve doğrusal biçimli hız değişimleri, Control Techniques firmasına ait 7,5 [kW] gücüne kadar çıkış verebilen sürücü ile gerçekleştirilmektedir. Böylece geliştirilen DKF algoritması, üç fazlı sinüzoidal şebeke gerilimleri yerine, bu a.a sürücü tarafından darbe genişlik modülasyonu (DGM) ile üretilen gerilimler kullanılarak da test edilmiş olmaktadır.
- Kullanılan ASM, Arçelik firması tarafından üretilen 3 kutuplu 2,2 [kW] gücüne sahip, anma hızı 950 [d/d] olan kafesli tip ASM’dir. Bu ASM’ye ait anma parametrelerine ilişkin değerler Tablo 1’de sunulmuştur.
- ASM’ye uygulanan yük momentini basamak ya da doğrusal biçimde değiştirebilmek için FEMSAN firması tarafından üretilen 30 [Nm]’lik fuko freni kullanılmaktadır.
- ASM’nin rotor açılma hızının ölçülmesi için Heidenhain firmasına ait 5000 dilimlik ERN120 artımsal kodlayıcıdan yararlanılmaktadır.
- ASM’ye fuko freni tarafından uygulanan yük momentinin gerçek değerinin ölçülebilmesi amacıyla, ETH firması tarafından üretilmiş 50 [Nm]’ye kadar ölçüm alabilen DBRK-50 serisi moment ölçer kullanılmaktadır.
- Matlab programı kullanılarak gerçekleştirilen algoritmaların gerçek-zamanlı olarak çalıştırılması için dSPACE tarafından üretilen DS1104 kontrolör kartı ve elde edilen sonuçların görsel olarak izlenmesi, kaydedilmesi ve değerlendirilmesi amacıyla ControlDesk arayüzü ve kişisel bilgisayar kullanılmaktadır.



Şekil 2. Gerçek-zamanlı deney düzenegi

Tablo 1. Gerçek-zamanlı deneylerde kullanılan ASM'nin anma parametreleri

$P(kW)$	$f(Hz)$	$V(V)$	$I(A)$	$J_L(kg \cdot m^2)$	$B_L(Nm/(rad/s))$	P_p
2,2	50	380	5,5	0,055	0,0019	3
$R_s (\Omega)$	$R'_r (\Omega)$	$L_s (H)$	$L_r (H)$	$L_m (H)$	$N_m (rpm)$	$T_e (Nm)$
3	2,53	0,0116	0,0174	0,135	950	20

3. BULGULAR VE TARTIŞMA

Literatürde gerçekleştirilen DKF tabanlı gerçek-zamanlı çalışmalardan farklı olarak, bu çalışmada ASM'nin hız-algılayıcısız kontrol başarımını olumsuz yönde etkileyen sıcaklık ve frekans bağımlı R_r değişimleri ve bilinmeyen t_L bilgisine ek olarak i_{sa} , $i_{s\beta}$, φ_{ra} , $\varphi_{r\beta}$, ω_m kestirimleri eş-zamanlı olarak gerçekleştirilmektedir. Böylece t_L ve R_r değişimlerine karşı dayanıklı yeni bir DKF algoritmasının gerçek-zamanlı olarak çalıştırılıp, literatüre başarımı sunulmuş olmaktadır.

Bilindiği gibi DKF algoritmasının kestirim başarımı, gürültü kovaryans matrisi elemanlarının değerlerinin ne kadar uygun seçildiğine bağlıdır. Bu çalışmada literatürdeki birçok çalışmada olduğu gibi bu matrisin elemanlarının değerleri, arzu edilen kestirim başarımını elde edecek şekilde deneme-yanılma yöntemi ile aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

$$Q = \text{diag}[1(A)^2 \quad 1(A)^2 \quad 1e - 10 (V.s)^2 \quad 1e - 10 (V.s)^2 \quad 3e - 6 (rad/sn)^2 \quad 2,5e - 4 (N.m)^2 \quad 1e - 5 (\Omega)^2]$$

$$R = \text{diag} [0,9 (A)^2 \quad 0,9 (A)^2]$$

$$P = \text{diag}[10(A)^2 \quad 10 (A)^2 \quad 10 (V.s)^2 \quad 10 (V.s)^2 \quad 10 (rad/sn)^2 \quad 10 (N.m)^2 \quad 10 (\Omega)^2]$$

Ayrıca, gerçek-zamanlı deney çalışmalarında işlem yükünün azaltılması ve gürültü kovaryans matrislerinin deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmesini kolaylaştırmak için ω_1 ve ω_2 sabit ve gürültü kovaryans matrisleri kesin pozitif olma koşulunu sağlamak üzere köşegen matris biçiminde hesaplamalarda kullanılmaktadır. Matlab Simulink ortamında tasarlanan ve DS1104 üzerinde gerçek-zamanlı olarak çalıştırılan DKF algoritmasının örnekleme zamanı T , $170 \mu s$ 'dir.

Önerilen DKF algoritmasının gerçek-zamanlı kestirim başarımı Şekil 3 ve 4'te verilen iki farklı senaryo altında test edilmiştir. Şekillerde “ $\hat{\cdot}$ ” ile DKF algoritması tarafından kestirilen durumlar veya parametreler, “ $e_{(\cdot)}$ ” ile durum veya parametreye ait ölçülen (ya da gerçek) değer ile kestirilen değer arasındaki fark olarak tanımlanan hata, f_s ve f_r ile sırasıyla stator frekansı ve rotor frekansı ifade edilmektedir.

R_r 'nin f_r ($f_r = sf_s$) bağımlı değişiminin [8] görülebilmesi için, Şekil 3'te sunulan sonuçlarda f_s ve f_r değişimleri de sunulmaktadır. Ancak aynı ekseninde çizilen f_s ve f_r değişimlerinde, f_s 'nin genliğinin f_r 'ye göre büyük olmasından dolayı f_s değeri $1/20$ oranında ölçeklendirilerek gösterilmektedir.

Şekil 3'te sunulan senaryo 1'de;

- $0 < t < 25$ sn aralığında ASM anma yükünde ve hızında çalıştırılmaktadır.
- Anma yükünde ve hızında çalıştırılan ASM'nin hızı $t \approx 25$ sn'de terslendirilmektedir.
- $27 < t < 74$ sn aralığında ASM anma yükünde ve hızında ters yönde çalıştırılmaktadır.
- Anma yükünde ve hızında ters yönde çalıştırılan ASM'nin hızı $t \approx 74$ sn'de tekrar terslendirilmektedir.
- $76 < t < 100$ sn aralığında ASM anma yükünde ve hızında çalıştırılmaktadır.

Şekil 4'te sunulan senaryo 2'de ise;

- $0 < t < 25$ sn aralığında ASM anma hızında yüksüz olarak çalıştırılmaktadır.
- ASM anma hızında boşta çalışırken, $t \approx 25$ ve $t \approx 50$ sn'de basamak şeklinde yük değişimleri uygulanmaktadır.
- $50 < t < 76$ sn aralığında ASM anma yükünde ve hızında çalıştırılmaktadır.
- ASM anma hız ve yükünde çalışırken, $t \approx 76$ sn'de uygulanan yük kaldırılmaktadır.
- $76 < t < 100$ sn aralığında ASM anma hızında yüksüz çalıştırılmaktadır.

Şekil 3 ve 4'teki zorlayıcı senaryolar altında elde edilen gerçek-zamanlı deney sonuçları dikkate alındığında aşağıdaki gözlem ve değerlendirmeler yapılabilir:

- DKF algoritmasında kestirilen durum ve parametrelerin başlangıç koşulları sıfır kabul edilmesine rağmen, algoritma ölçülen durum ve anma parametre değerlerine çok hızlı bir şekilde yakınsamaktadır.

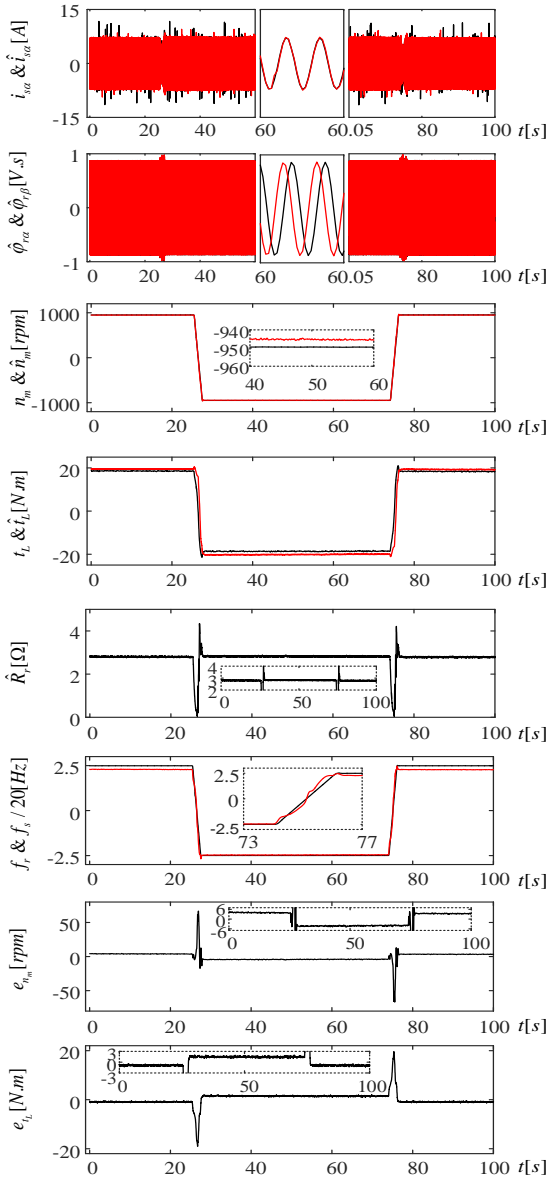
HIZ-ALGILAYICISIZ ASENKRON MOTOR KONTROLÜ İÇİN DAĞILIMLI KALMAN FİLTRESİ İLE GERÇEK-ZAMANLI YÜK MOMENTİ VE ROTOR DİRENCİ KESTİRİMİ

- Şekil 3'te ASM'nin anma yük ve anma hızındaki hız terslendirmelerine ve Şekil 4'te anma hızında basamak şeklindeki ani yük değişimlerine rağmen, tasarlanan DKF algoritmasının kestirim başarımının oldukça iyi olduğu kestirim sonuçları ve özellikle kestirim hataları e_{n_m} ve e_{t_L} 'den de anlaşılmaktadır.
- Şekil 3'teki senaryo 1'de f_r 'nin sıfıra düşmesine bağlı olarak \hat{R}_r 'nin sıfıra yakınsaması ve f_r değerinin artması ile tekrar anma değerine yükselmesi ve Şekil 4'teki Senaryo 2'de yük değişimlerinde artan kaymanın etkisiyle, yani artan kaymaya bağlı olarak artan f_r 'nin etkisiyle, \hat{R}_r 'nin artması önerilen DKF algoritmasının R_r değişimlerine karşı dayanıklı olduğunun bir göstermektedir.

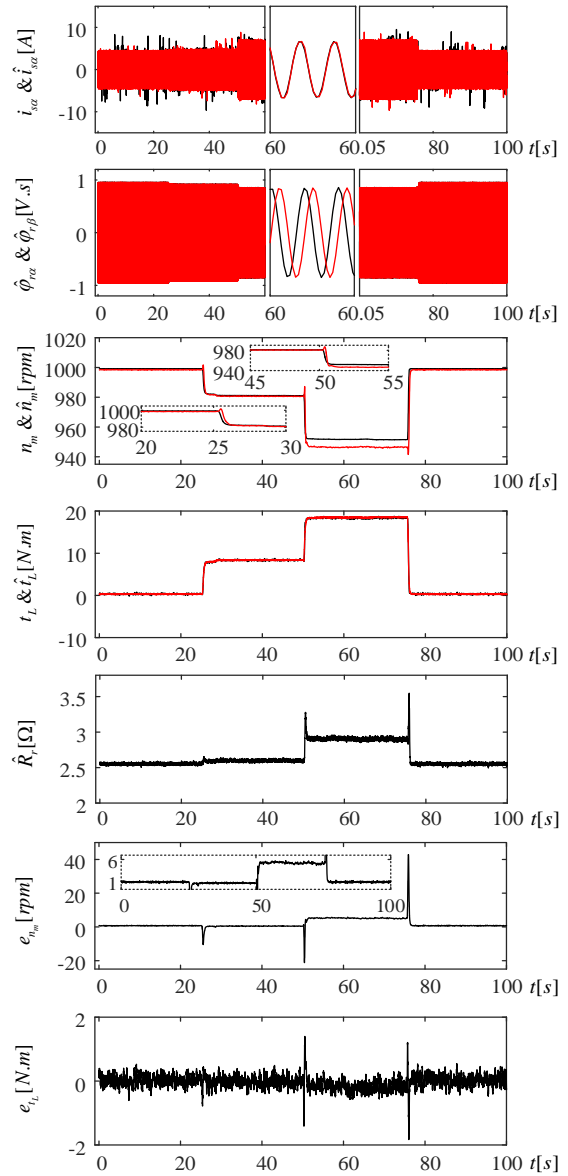
Özetle, ölçülen stator akımları ve gerilimleri kullanılarak t_L ve R_r 'nin gerçek-zamanlı basamak ve doğrusal olmayan belirsizlikleri ya da değişimleri ile birlikte sıfır hız geçişlerini de içeren geniş bir hız aralığında;

- kestirimlerin çok hızlı bir şekilde gerçek değerlerine yakınsaması,
- sürekli-haldeki kestirim hatalarının oldukça küçük olması,
- n_m , t_L ve R_r 'nin eş-zamanlı ve zorlayıcı değişimleri altında her iki senaryoda da başlangıç kestirim değerlerinin tekrar edilebildiğinin gösterilmesi,

hem teorik hem de gerçek-zamanlı mühendislik uygulamaları açısından oldukça tatmin edici ve kabul edilebilir sonuçların elde edildiğini göstermektedir.



Şekil 3. Senaryo 1 için DKF algoritmasından elde edilen gerçek- zamanlı kestirim sonuçları



Şekil 4. Senaryo 2 için DKF algoritmasından elde edilen gerçek-zamanlı kestirim sonuçları

4. SONUÇLAR

Bu çalışmada, ASM'lerin yüksek başarılı hız-algılayıcısız kontrolü için yazarların önceki çalışması [11]'de önerilerek sadece benzetimlerle doğrulaması yapılan DKF algoritmasının DS1104 kontrolör kartında gerçek-zamanlı uygulaması yapılarak,

- DGM ile üretilen gerilimlerin uygulanması,
- t_L ve R_r 'deki gerçek-zamanlı basamak biçimli ani ve doğrusal olmayan belirsizlikleri ya da değişimleri,
- gerçek-zamanlı gerilim ve akım ölçmelerine ilişkin olası hatalar,

dikkate alınarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, ω_m , t_L ve R_r 'nin eş-zamanlı kestirimleri mevcut literatüre göre ilk kez gerçekleştirilmiş olmaktadır. Böylece, hız-algılayıcısız olarak ASM'nin hız kontrolü için geliştirilen literatürdeki DKF tabanlı diğer çalışmalar içerisinde en fazla durum ve parametre kestirimi de bu çalışmada yapılmış olmaktadır. Hem bilinmeyen t_L hem de f_r bağımlı R_r değişimleri ile birlikte sıfır geçişleri de içeren geniş bir hız-aralığı için elde edilen sonuçlar; durumların gerçek değerlerine yakınsaması ve kestirim hataları dikkate alındığında, oldukça tatmin edicidir. Diğer taraftan, önerilen algoritma hala R_s değişimlerinden etkilenmektedir. Dolayısıyla sıcaklık bağımlı R_s değişimlerinin kestirim algoritmasına güncellenmesi gerekmektedir. Gelecek çalışmalarımız R_s kestirimine yönelik olacaktır.

TEŞEKKÜR

Bu çalışma, Ömer Halisdemir Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi tarafından FEB2016/09-BAGEP numaralı proje ile desteklenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] BOLOGNANI, S., PERETTI, L., ZIGLIOTTO, M., "Parameter Sensitivity Analysis of an Improved Open-Loop Speed Estimate for Induction Motor Drives", IEEE Trans. Power Electron., 23, 2127–2135, 2008.
- [2] KUMAR, R., DAS, S., SYAM, P., CHATTOPADHYAY, A.K., "Review on Model Reference Adaptive System for Sensorless Vector Control Of Induction Motor Drives", IET Electr. Power Appl., 9, 496–511, 2015.
- [3] QU, Z., HINKKANEN, M., HARNEFORS, L., "Gain Scheduling of a Full-Order Observer for Sensorless Induction Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., 50, 3834–3845, 2014.
- [4] LASCU, C., BOLDEA, I., BLAABJERG, F., "Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives: A Sliding-Mode Approach", IEEE Trans. Ind. Appl., 40, 582–590, 2004.
- [5] VICENTE, I., ENDEMAN, A., GARIN, X., BROWN, M., "Comparative Study of Stabilising Methods for Adaptive Speed Sensorless Full-Order Observers With Stator Resistance Estimation", IET Control Theory Appl., 4, 993–1004, 2010.
- [6] BARUT, M., BOGOSYAN, S., GOKASAN, M., "Experimental Evaluation of Braided EKF for Sensorless Control of Induction Motors", IEEE Trans. Ind. Electron., 55, 620–632, 2008.
- [7] AKIN, B., ORGUNER, U., ERSKAK, A., EHSANI, M., "Simple Derivative-Free Nonlinear State Observer for Sensorless AC Drives", IEEEASME Trans. Mechatron., 11, 634–643, 2006.
- [8] 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 Trans. Ind. Electron., 59, 4197–4206, 2012.
- [9] JAFARZADEH, S., LASCU, C., FADALI, M. S., "State Estimation of Induction Motor Drives Using the Unscented Kalman Filter", IEEE Trans. Ind. Electron., 59, 4207–4216, 2012.
- [10] JAFARZADEH, S., LASCU, C., FADALI, M.S., "Square Root Unscented Kalman Filters for State Estimation of Induction Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., 49, 92–99, 2013.
- [11] YILDIZ, R., BARUT, M., ZERDALI, E., "Speed-sensorless induction motor drive with unscented Kalman filter including the estimations of load torque and rotor resistance", 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2946–2950. Florence, ITALY, 2016.
- [12] HAYKIN, S., Kalman Filtering and Neural Networks (1st ed.), Wiley-Interscience, New York, USA, 2001.
- [13] JULIER, S., UHLMANN, J., DURRANT-WHYTE, H. F., "A New Method for the Nonlinear Transformation of Means and Covariances in Filters and Estimators", IEEE Trans. Autom. Control, 45, 477–482, 2000.