

# Uyarlamalı genişletilmiş Kalman filtresi-tabanlı sabit anahtarlama frekanslı hız-algılayıcısız doğrudan moment kontrollü sürücü sisteminin tasarımı

## Design of adaptive extended Kalman filter-based speed-sensorless direct torque controlled drive system with constant switching frequency

Remzi İNAN<sup>1\*</sup> , Emrah ZERDALI<sup>2</sup> 

<sup>1</sup>Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Teknoloji Fakültesi, Isparta Uygulamalı Bilimler Üniversitesi, Isparta, Türkiye.  
remziinan@isparta.edu.tr

<sup>2</sup>Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Niğde, Türkiye.  
ezerdali@ohu.edu.tr

Geliş Tarihi/Received: 22.04.2019  
Kabul Tarihi/Accepted: 12.12.2019

Düzeltilme Tarihi/Revision: 11.12.2019

doi: 10.5505/pajes.2019.68553  
Araştırma Makalesi/Research Article

### Öz

Bu çalışmada, hız-algılayıcısız asenkron motor (ASM) kontrolü için uyarlamalı genişletilmiş Kalman filtresi (UGKF) tabanlı sabit anahtarlama frekanslı doğrudan moment kontrollü (SAF-DMK'lı) sürücü sisteminin tasarımı gerçekleştirilmektedir. Stator akısı tabanlı ASM modelini kullanan UGKF ile GKF'lerin kestirim başarımını doğrudan etkileyen ve geleneksel GKF'lerde sabit olarak kabul edilen sistem gürültüsü kovaryans matrisi çalışma koşullarına göre çevrimiçi olarak güncellenmektedir. UGKF'nin geleneksel DMK'lı sürücü yerine, SAF-DMK'lı sürücüye dahil edilmesinin nedeni geleneksel DMK kontrolündeki moment dalgalanmalarının ve değişken anahtarlama frekansından kaynaklanan anahtarlama kayıplarının azaltılmasıdır. SAF-DMK'lı sürücünün ihtiyaç duyduğu stator akısının stator duran eksen takımı bileşenlerine ve rotor mekanik açılma hızına ek olarak, stator akımının stator duran eksen takımı bileşenleri ve yük momenti önerilen UGKF tabanlı gözlemleyici ile kestirilmektedir. Yük momenti kestirimi ile önerilen hız-algılayıcısız sürücü sisteminin bozucu yük momenti değişimlerine karşı dayanıklı olması sağlanmaktadır. Son olarak, önerilen UGKF-tabanlı hız-algılayıcısız SAF-DMK'lı sürücü sistemi benzetim çalışmaları altında doğrulanmaktadır.

**Anahtar kelimeler:** Asenkron motor, Uyarlamalı genişletilmiş Kalman filtresi, Sabit anahtarlama frekanslı doğrudan moment kontrollü.

### Abstract

In this study, the design of the adaptive extended Kalman filter (AEKF) based direct torque controlled drive system with constant switching frequency (DTCD-CSF) is performed for speed-sensorless control of induction motor (IM). The system noise covariance matrix, which directly affects the estimation performance of EKF's and is assumed as constant in conventional EKF's, is updated online according to the operating conditions by the AEKF, which uses stator flux-based IM model. The reason why the proposed algorithm is included on a DTCD-CSF, instead of a conventional DTCD, is to reduce the torque ripples in the traditional direct torque control and the switching losses caused by the variable switching frequency. The load torque and the stator stationary axis components of stator currents in addition to the stator stationary axis components of stator fluxes and the rotor mechanical speed required for the DTCD-CSF are estimated by the proposed AEKF-based observer. By the load torque estimation, it is ensured that the proposed speed-sensorless drive system is robust to changes in load torque. Finally, the proposed AEKF-based speed-sensorless DTCD-CSF is verified under simulation studies.

**Keywords:** Induction motor, Adaptive fading extended Kalman filter, Constant switching frequency based direct torque control.

## 1 Giriş

Doğrudan moment kontrolünün (DMK'nın) basit bir yapıya ve yüksek dinamik kontrol başarımına sahip olması ile birlikte parametre değişimlerine karşı dayanıklı olması, asenkron motorların (ASM'lerin) dinamik kontrolünün gerekli olduğu endüstriyel uygulamalarda tercih sebebi olmasına neden olmaktadır. Ancak geleneksel doğrudan moment kontrolünde (GDMK'da) kullanılan histeresiz moment ve akı karşılaştırıcıları;

- Akı kontrolündeki zayıflık,
- Yüksek örnekleme frekansı gereksinimi,
- Değişken anahtarlama frekansı,
- Yüksek moment dalgalanmaları,

gibi olumsuzluklara neden olmaktadır [1].

Akı ve moment dalgalanmalarının temel nedeni, kontrol gerilim vektörlerinin kesin doğrulukta seçilememesi ve kontrol yöntemlerinin ayrık-zamanlı olarak gerçekleştirilmesine olanak sağlayan mikrodenetleyici ya da işlemci tabanlı uygulama platformlarından kaynaklanan örnekleme gecikmeleridir. Ayrıca GDMK yönteminde, eviricilerin değişken anahtarlama frekansı ile sürülmesi anahtarlama kayıplarının artmasına neden olmaktadır [1],[2].

GDMK yönteminde meydana gelen bu olumsuzlukların giderilmesine ve kontrol başarımının iyileştirilmesine yönelik, sabit anahtarlama frekanslı DMK (SAF-DMK) yöntemi [1], bulanık mantık temelli DMK yöntemi [3], algılayıcısız kontrol temelli DMK yöntemi [4] ve model öngörülü kontrol temelli DMK yöntemi [5] literatürde önerilmiştir. Belirtilen çalışmalarda [1],[3]-[5] önerilen yöntemlerin GDMK yöntemine göre üstünlükleri detaylı olarak incelenmiştir. Bu yöntemler

\*Yazışılan yazar/Corresponding author

içerisinde en dikkat çeken SAF-DMK ve algılayıcısız DMK yöntemleridir.

GDMK yönteminin gerektirdiği ASM'nin hız bilgisi ile birlikte akı ve konum bilgisi, artımsal kodlayıcılar ve hall-etkili algılayıcılar kullanılarak elde edilmektedir. Bu algılayıcıların konumlandırılması ise ASM'ye sonradan yapılan fiziksel müdahaleler ile mümkün olmaktadır. Bu durum ise sürücü sisteminin güvenilirliğini düşürmekte ve maliyetini artırmaktadır. Bu nedenle, literatürde DMK'nın gerektirdiği ASM'ye ait durum ve parametreler, ölçülmek yerine, kestirilmektedir. ASM'nin durum ve parametrelerinin kestirilmesi için literatürde işaret ekleme tabanlı kestiriciler ve ASM modeli tabanlı kestiriciler önerilmiştir. İşaret ekleme tabanlı kestiriciler, yüksek frekans [6] ve düşük frekans ekleme yöntemi [7] olarak iki gruba ayrılmaktadır [8]. ASM modelinin kullanıldığı model tabanlı kestiriciler ise, modele uyarlamalı sistem [9], kayan kip tabanlı gözlemleyici [10], Luenberger gözlemleyicisi [11] ve genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) [12]-[18] olarak gruplandırılabilir. Bu yöntemler içerisinde, ASM'den ölçülen stator gerilim ve akımlarını kullanan GKF yöntemi, sistem ve ölçme gürültülerini de hesaba katarak kestirim başarımını oldukça yüksek bir seviyeye çıkaran olası (stochastic) bir yaklaşımdır. Bu özelliği ile literatürde en çok tercih edilen yöntemlerin başında gelmektedir.

GKF'ler, literatürde en çok tercih edilen kestirim yöntemi olmasının yanında, GKF'nin kestirim başarımına doğrudan etkisi olan sistem (**Q**) ve ölçme (**R**) gürültüsü kovaryans matrislerinin belirlenmesindeki zorluklar ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünün gerçekleştirilmesini güçleştirmektedir. ASM'nin çalışma koşullarına göre güncellenmesi gereken bu matrisler, literatürde genellikle sabit olarak kabul edilmekte ve deneme-yanılma yöntemi ile ya da meta-sezgisel optimizasyon algoritmaları kullanılarak belirlenmektedir [12],[19]-[21]. Bu durum ise GKF'nin farklı çalışma koşulları altındaki kestirim başarımını olumsuz yönde etkilemektedir. Bu olumsuzluğun giderilerek geleneksel GKF yönteminin kestirim başarımının artırılması için **Q** ve **R** matrislerinin ASM'nin çalışma koşulları dikkate alınarak güncellenmesi gerekmektedir. Ancak, her iki gürültü matrisinin eş-zamanlı olarak güncellenmesinin ırsaklama problemine ve takip başarısızlığına neden olabileceği ve bu sebeple **Q** ve **R** matrislerinden herhangi birinin güncellenmesi gerektiği [22]'de vurgulanmıştır. Bu matrislerin çalışma koşullarına göre güncellenmesi amacı ile, bulanık mantık temelli yaklaşımların kullanıldığı [23], [24] ve kestirim hatasının öngörülme matrisine (**P<sub>k</sub>**) farklı analitik ve olası yaklaşımlarla belirlenen unutm faktörünün dahil edildiği uyarlamalı GKF (UGKF) yapıları [13]-[18], [25], [26] literatürde önerilmiştir. Bulanık mantık temelli UGKF yapılarının tasarımı uzman bilgisi gerektirmesinden dolayı zordur. Ayrıca, [13]-[15],[17],[18], [25],[27]'de önerilen UGKF yöntemleri özellikle unutm faktörünün belirlendiği yenilik adımı sürecinden dolayı [26]'ya göre ağır hesaplama yüküne sahiptirler. Bu noktada, [26]'da önerilen UGKF yöntemi literatürde belirtilen diğer çalışmalara kıyasla ön plana çıkmaktadır.

Bu çalışmanın temel katkısı, stator akımlarının  $\alpha\beta$ - duran eksen takımı bileşenlerini ( $i_{s\alpha}$  ve  $i_{s\beta}$ ), stator akılarının duran eksen takımı bileşenlerini ( $\varphi_{s\alpha}$  ve  $\varphi_{s\beta}$ ), rotor mekanik hızını ( $\omega_m$ ) ve yük momentini ( $t_L$ ) kestiren tam dereceli UGKF yönteminin tasarlanması ve bu algoritmanın benzetim ortamında hız-algılayıcısız SAF-DMK sistemi üzerinde kestirim başarımının test edilerek doğrulanmasıdır. Bu amaçla, GDMK yönteminin

içerdiği moment dalgalanmalarının sönmüldüğü ve akı kontrolünün iyileştirildiği SAF-DMK yöntemi [1] ile birlikte [26]'da rotor akısı temelli ASM modeli kullanılarak ASM'nin hız-algılayıcısız doğrudan vektör kontrolü için önerilmiş olan UGKF yapısı, stator akısı temelli ASM modeli kullanılarak yeni bir UGKF algoritması elde edilmiştir. Önerilen bu hız-algılayıcısız ASM sürücü sistemi, sıfır hız ile anma hızı arasındaki geniş bir aralıkta, doğrusal hız değişimleri ve basamak şeklindeki yük momenti değişimleri altında benzetim ortamında test edilmiştir.

## 2 Stator akısı tabanlı asenkron motor modeli

ASM'nin duran eksen takımındaki modeli Denklem (1) ve (2)'deki genelleştirilmiş biçimde verilebilir [28].

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}_e(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w} \quad (1)$$

$$= \mathbf{A}(\mathbf{x}_k)\mathbf{x}_k + \mathbf{B}\mathbf{u}_k + \mathbf{w}$$

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v} \quad (2)$$

$$= \mathbf{H}_k\mathbf{x}_k + \mathbf{v}$$

Burada,  $\mathbf{x}_k$  ayrık durum vektörünü,  $\mathbf{f}_e$  durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonunu, **A** sistem matrisini, **B** giriş matrisini,  $\mathbf{u}_k$  giriş vektörünü, **h** çıkış fonksiyonunu, **H** ölçüm matrisini, **w** ve **v** sırasıyla sistem ve ölçme gürültüsünü ifade etmektedir.

Denklem (1) ve (2)'de genelleştirilmiş ifadesi verilen stator akısı temelli ASM modeline ait eşitlikler Denklem (3) ve (4)'te verilmektedir [28].

$$\mathbf{x}_k = [i_{s\alpha,k} \quad i_{s\beta,k} \quad \varphi_{s\alpha,k} \quad \varphi_{s\beta,k} \quad \omega_{m,k} \quad t_{L,k}]^T$$

$$\mathbf{x}_{k+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 - a_1 & -a_2 & a_3 & a_4 & 0 & 0 \\ a_2 & 1 - a_1 & -a_4 & a_3 & 0 & 0 \\ -a_5 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_5 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -a_6 & a_7 & 0 & 0 & 1 & -a_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}(\mathbf{x}_k)} \mathbf{x}_k \quad (3)$$

$$+ \underbrace{\begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha,k} \\ v_{s\beta,k} \end{bmatrix}}_{\mathbf{u}_k} + \mathbf{w}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha,k} \\ i_{s\beta,k} \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}_k} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_k} \mathbf{x}_k + \mathbf{v} \quad (4)$$

Denklem (3) ve (4)'te kullanılan katsayılar  $a_1 = \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_\sigma}{L_r L_\sigma}\right)T$ ,  $a_2 = p_p T \omega_{m,k}$ ,  $a_3 = \frac{R_r}{L_r L_\sigma} T$ ,  $a_4 = \frac{p_p}{L_\sigma} T \omega_{m,k}$ ,  $a_5 = R_s T$ ,  $a_6 = \frac{3p_p}{2J_T} T \varphi_{r\beta,k}$ ,  $a_7 = \frac{3p_p}{2J_T} T \varphi_{r\alpha,k}$ ,  $a_8 = \frac{T}{J_T}$ ,  $b_1 = \frac{T}{L_\sigma}$ 'dir. Ayrıca  $R_s$  ve  $L_s$  sırasıyla stator direncini ve endüktansını,  $R_r$  ve  $L_r$  sırasıyla stator tarafına indirgenmiş rotor direncini ve endüktansını,  $L_m$  mıknatıslanma endüktansını,  $L_\sigma = L_s - L_m^2/L_r$  stator geçici endüktansını,  $p_p$  kutup çiftini,  $B_t$  ASM'nin ve yükün toplam viskoz sürtünme terimini,  $J_T$  ASM'nin ve yükün toplam eylemsizliğini,  $T$  örnekleme zamanını,  $v_{s\alpha}$  ve  $v_{s\beta}$  motora uygulanan stator gerilimlerinin duran eksen takımı bileşenlerini ifade etmektedir.

### 3 Tam dereceli uyarlamalı genişletilmiş Kalman filtresi algoritması

Bu çalışmada, ASM'nin hız-algılayıcısız SAF-DMK'sında  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{s\alpha}$ ,  $\varphi_{s\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimleri için, stator akısı tabanlı ASM modelinden elde edilen girişler kullanılarak [26]'da önerilen UGKF algoritması tasarlanmıştır. Geleneksel GKF yöntemine ilişkin denklemler aşağıdaki gibi verilmiştir [1],[26]:

- Doğrusallaştırma adımı

$$\mathbf{F}_{k+1|k} = \frac{\partial \mathbf{f}_e(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k)}{\partial \mathbf{x}_k} \Big|_{\mathbf{x}_k=\hat{\mathbf{x}}_k} \quad (5)$$

- Zaman güncellemesi adımı

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- = \mathbf{f}_e(\hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_{k+1}) \quad (6)$$

$$\mathbf{P}_{k+1}^- = \mathbf{F}_{k+1|k} \mathbf{P}_k \mathbf{F}_{k+1|k}^T + \mathbf{Q}_k \quad (7)$$

- Ölçüm güncellemesi adımı

$$\mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1}^- \mathbf{H}_{k+1|k}^T [\mathbf{H}_{k+1|k} \mathbf{P}_{k+1}^- \mathbf{H}_{k+1|k}^T + \mathbf{R}_k]^{-1} \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- + \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{z}_{k+1} - \mathbf{H}_{k+1|k} \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^-) \quad (9)$$

$$\mathbf{P}_{k+1} = \mathbf{P}_{k+1}^- - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{H}_{k+1|k} \mathbf{P}_{k+1}^- \quad (10)$$

Burada,  $\mathbf{F}$ , durum ve girişlerin doğrusal fonksiyonudur.  $\mathbf{H}_k$ , ölçüm eşitliğinin doğrusal fonksiyonudur.  $\mathbf{P}_k^-$  ve  $\mathbf{P}_k$ , sırasıyla önceki ve sonraki durum ve parametre kestirim hatasının kovaryans matrisleridir.  $\mathbf{K}_k$ , Kalman kazancıdır.  $\mathbf{z}_k$ , ölçüm vektörüdür.  $\hat{\mathbf{x}}_k$ , kestirilen durum ve parametrelerin vektörüdür.

UGKF yöntemi, kestirilen durum vektörünün varyansının artırılmasına yönelik olarak kestirim hatasının kovaryans matrisine ölçekleme faktörü  $\lambda$ 'nın dahil edilmesiyle geleneksel GKF yönteminden farklılaşmaktadır [29]. UGKF yöntemine ait eşitlikler aşağıdaki gibi verilmiştir [26].

$$\mathbf{P}_{k+1}^- = \lambda_{k+1} \mathbf{F}_{k+1|k} \mathbf{P}_k \mathbf{F}_{k+1|k}^T + \mathbf{Q}_k \quad (11)$$

GKF'nin uyarlamalı çalışma durumu için kararlılık ve yakınsama analizi [30] ve [31]'de yapılan en iyi (optimum) ölçekleme faktörü aşağıdaki gibidir:

$$\lambda_{k+1} = \max \left\{ 1, \frac{\text{tr}[\mathbf{N}_{k+1}]}{\text{tr}[\mathbf{M}_{k+1}]} \right\} \quad (12)$$

$$\mathbf{M}_{k+1} = \mathbf{H}_{k+1} \mathbf{F}_{k+1|k} \mathbf{P}_k \mathbf{F}_{k+1|k}^T \mathbf{H}_{k+1}^T \quad (13)$$

$$\mathbf{N}_{k+1} = \mathbf{C}_0 - \mathbf{R}_k - \mathbf{H}_{k+1|k} \mathbf{Q}_k \mathbf{H}_{k+1|k}^T \quad (14)$$

Burada  $\text{tr}[*]$ , Denklem (14) ve (15)'te verilen  $\mathbf{M}_{k+1}$  ve  $\mathbf{N}_{k+1}$  matrislerinin iz düşümlerini ifade etmekte olup,  $\mathbf{C}_0$  ise aşağıdaki gibi belirlenmektedir:

$$\mathbf{C}_0 = \begin{cases} \frac{\mathbf{v}_0 \mathbf{v}_0^T}{2}, & k = 0 \\ \frac{\lambda_{k+1} \mathbf{v}_{k+1} \mathbf{v}_{k+1}^T}{1 + \lambda_{k+1}}, & k \geq 1 \end{cases} \quad (15)$$

$$\mathbf{v}_{k+1} = \mathbf{z}_{k+1} - \mathbf{H}_{k+1|k} \hat{\mathbf{x}}_{k+1}^- \quad (16)$$

Ölçekleme faktörü filtreleme açısından değerlendirilirse;  $\lambda_{k+1} \leq 1$  durumunda filtreleme işleminin sürekli-halde olduğu,

$\lambda_{k+1} > 1$  durumunda ise filtreleme işleminin geçici halde olduğu anlamına gelmektedir. Ölçekleme faktörünün UGKF'nin kestirim başarımı üzerindeki etkisi değerlendirilirse;  $\lambda_{k+1} > 1$  durumunda UGKF'nin kestirim başarımının ıraksama eğiliminde olabileceği ve  $\lambda_{k+1}$  değerinin bu ıraksama problemini üstesinden geldiği,  $\lambda_{k+1} \leq 1$  olması durumunda ise filtreleme işleminin sürekli-halde olduğu ve UGKF'nin ölçeklendirme işlemine gerek duymadığı anlaşılmaktadır. Bundan dolayı, (12)'deki gibi  $\lambda_{k+1} = 1$  alınarak UGKF algoritması geleneksel GKF algoritması olarak değiştirilmektedir.

### 4 Benzetim sonuçları

Bu çalışmada,  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{s\alpha}$ ,  $\varphi_{s\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  kestirimi için tasarlanan UGKF algoritmasının kestirim başarımı, Şekil 1'de verilen ASM'nin hız-algılayıcısız SAF-DMK'sı üzerinde Matlab/Simulink benzetim ortamında test edilmiştir. Benzetim çalışmalarında kullanılan ASM modeline ait motor parametreleri Tablo 1'de sunulmuştur [12],[32].

Tablo 1. ASM parametreleri [12],[32].

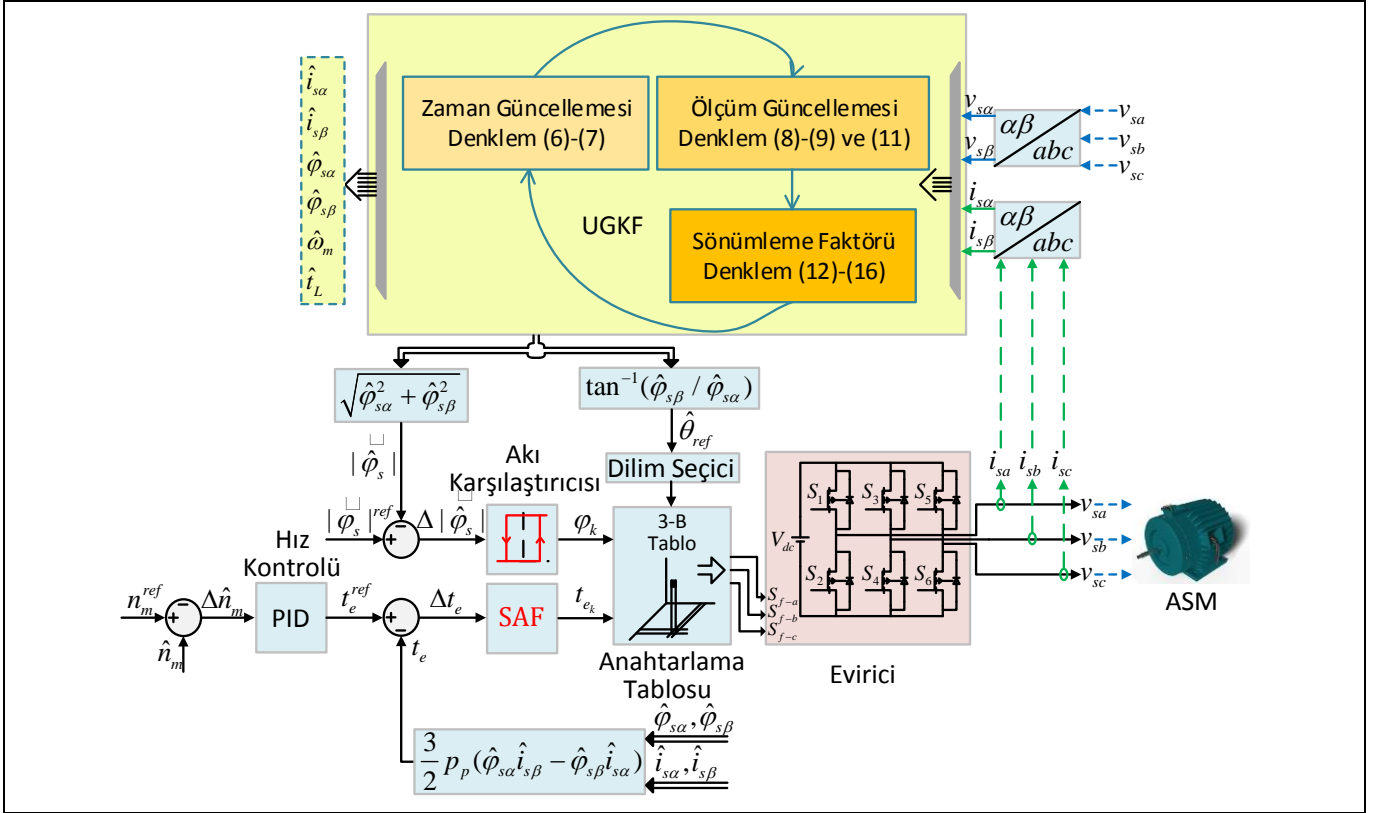
Table 1. Parameters of induction motor (IM) [12],[32].

$P$ [kW]	$f$ [Hz]	$J_T$ [kg.m <sup>2</sup> ]	$\beta_T$ [Nm/(rad/sn)]	$P_p$
2.2	50	0.055	0	3
$V$ [V]	$I$ [A]	$R_s$ [Ω]	$R_r$ [Ω]	$L_{ls}$ [H]
380	5.5	3.03	2.53	0.0116
$L_{lr}$ [H]	$L_m$ [H]	$n_m$ [dev/dk]	$t_L$ [N.m]	
0.0174	0.1269	1000	20	

Şekil 1'de sunulan SAF-DMK yönteminde kullanılan hız denetçisi oransal-integral-türev (PID) yapısındadır.

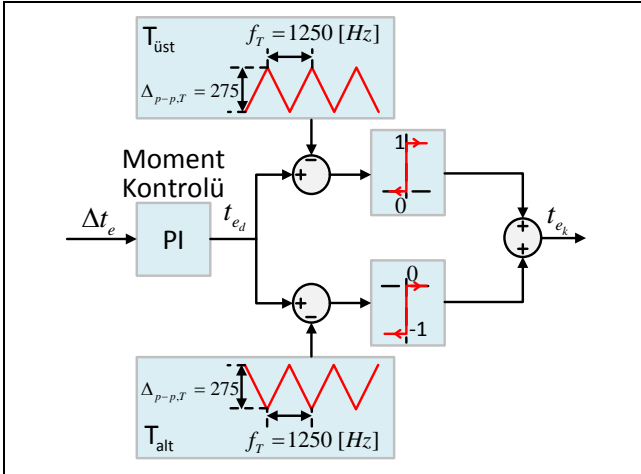
Ayrıca, GDMK yönteminin kontrol başarımının iyileştirilmesi amacı ile histeresiz moment karşılaştırıcısı yerine [1]'de önerilen ve Şekil 2'de verilen SAF yöntemi uygulanmıştır.

Burada kullanılan moment denetçisi oransal-integral (PI) yapısındadır ve moment hatasının düzenlenebilmesi amacı ile kullanılmıştır. PI denetçisinin oransal ( $K_p$ ) ve integral ( $K_i$ ) katsayıları ise [1]'de belirtildiği gibi [33]'te tanımlanan tasarım sınırlamaları dikkate alınarak belirlenmiştir. Ayrıca SAF'de sabit anahtarlama frekansında anahtarlama işaretlerinin üretilebilmesi için aynı frekansta ve birbirleri ile 180° faz farkı bulunan, üst ve alt olmak üzere iki adet üçgen dalga üretici ( $T_{üst}$  ve  $T_{alt}$ ) taşıyıcı işaretler olarak kullanılmaktadır. Kullanılan üçgen dalga üreticilerinin periyodu ise [33]'te tespit edildiği gibi moment kontrol döngüsünün en iyi (optimum) band genişliğinin sağlanabilmesi için örnekleme zamanının 8 katı olarak belirlenmiştir. Bu çalışmada örnekleme zamanı  $T = 100 \mu s$  olarak alınmış olup, taşıyıcı üçgen dalga işaretlerinin periyodu  $D_T = 8 * T = 8 * 100 \mu s = 800 \mu s$  ve frekansı  $f_T = 1250 \text{ Hz}$  olarak belirlenmiştir. Üçgen dalga üreticilerinin genlik değerlerinin ise, [33]'te 100 *birim* olarak alınması önerilmiştir. Fakat SAF yapısındaki moment kontrol döngüsünün [33]'te belirtildiği şekilde bu çalışmada kullanılan ASM parametreleri altında sağlanması amacı ile tekrar belirlenmesi gerekmektedir. Üçgen dalga üreticilerinin genlik değeri ise SAF'nin kararlı bir yapı sergilemesinde önemli bir faktör olan PI denetçi katsayılarının belirlenmesi esnasında doğrusallaştırılan ve ortalama değeri alınan endüklenen moment ifadesinin pozitif ve negatif eğim karakteri sergilediği koşullar dikkate alınarak [33] 275 *birim* olarak belirlenmiştir.



Şekil 1. UGKF-tabanlı hız-algılayıcısız SAF-DMK sistemi.

Figure 1. Adaptive extended Kalman filter (AEKF) based speed-sensorless direct torque controlled drive system with constant switching frequency (DTCD-CSF).



Şekil 2. SAF yapısı.

Figure 2. Structure of CSF.

Ayrıca, PI denetçisine ait  $K_p$  ve  $K_i$  katsayıları [33]'teki gibi belirlenmiş olup  $K_p = 4.9$  ve  $K_i = 1009.275$  olarak elde edilmiştir. Sonuç olarak, SAF'den histeresis moment karşılaştırıcısına benzer bir desene sahip ancak sabit frekansa sahip anahtarlarma işaretleri üretilmiştir [1], [33]. SAF yönteminde PI denetçisi ile düzenlenen moment hatası ( $t_{ed}$ )  $T_{üst}$  ve  $T_{alt}$  taşıyıcı işaretler ile Denklem (17)'de belirtildiği gibi karşılaştırılarak düzenli anahtarlama işaretleri ( $t_{ek}$ ) belirlenmiştir.

$$t_{ek} = \begin{cases} 1, & t_{ed} \geq T_{üst} \\ 0, & T_{alt} < t_{ed} < T_{üst} \\ -1, & t_{ed} \leq T_{alt} \end{cases} \quad (17)$$

UGKF-tabanlı kestirim yönteminin yapısal olarak içerdiği ve kestirim başarımını doğrudan etkileyen  $\mathbf{Q}$  ve  $\mathbf{R}$  köşegen matrislerinin sabit değerleri ile  $\mathbf{P}$  köşegen matrisinin başlangıç değeri ( $\mathbf{P}_0$ ) deneme-yanılma yöntemi ile belirlenmiştir.  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$  ve  $\mathbf{P}_0$  köşegen matrislerine ait değerler aşağıdaki gibidir:

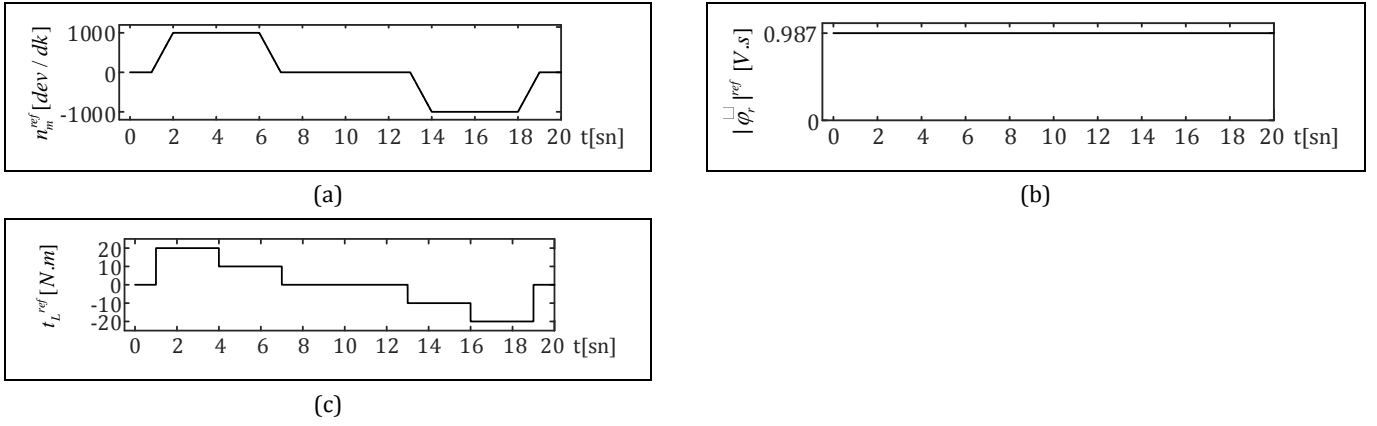
$$\mathbf{Q} = \text{diag}\{10^{-8}, 10^{-8}, 10^{-12}, 10^{-12}, 10^{-5}, 2 \times 10^{-4}\}$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}\{10^{-4}, 10^{-4}\}$$

$$\mathbf{P}_0 = \text{diag}\{10, 10, 10, 10, 10, 10\}$$

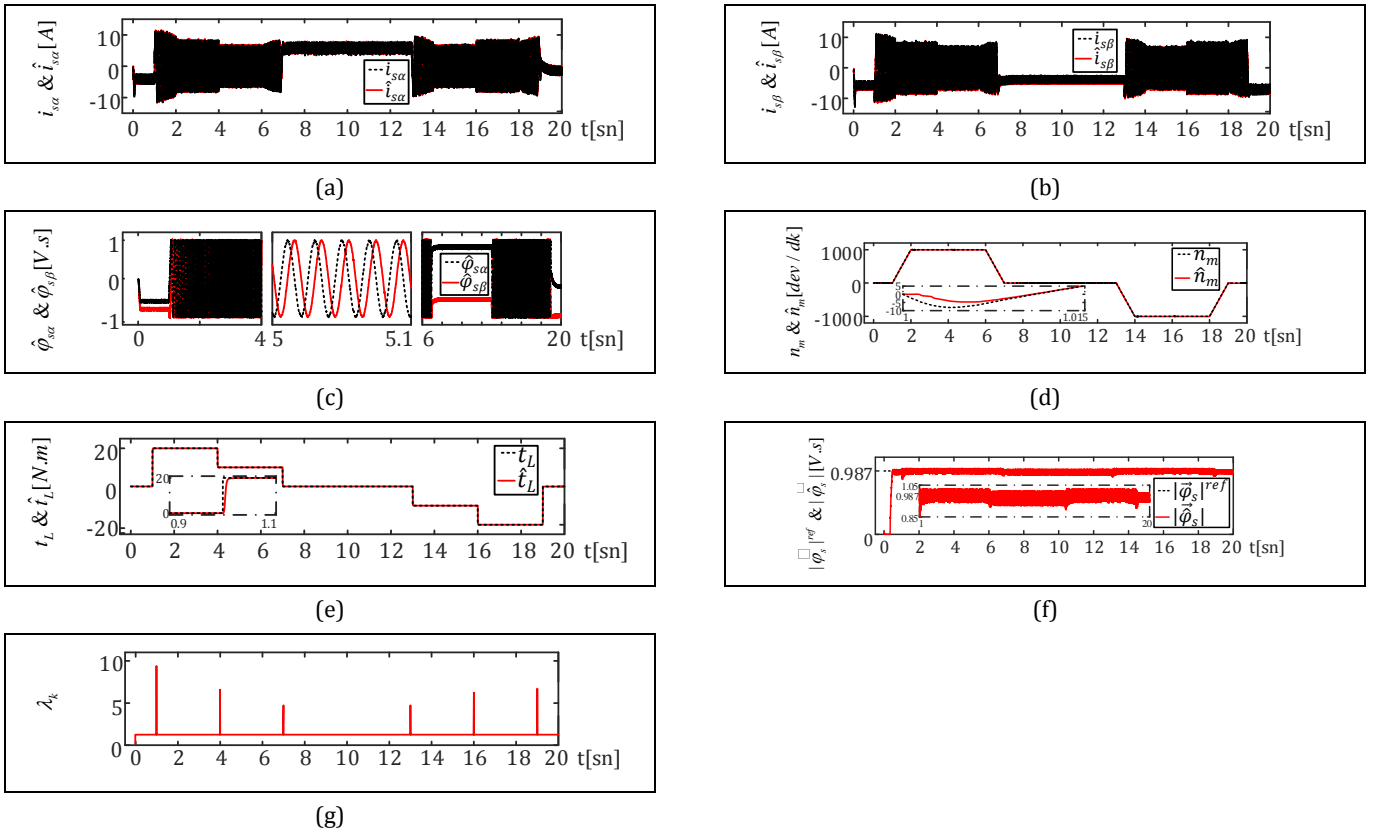
UGKF yöntemi ile kestirilen  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ ,  $\varphi_{s\alpha}$ ,  $\varphi_{s\beta}$ ,  $\omega_m$  ve  $t_L$  durumlarının ve parametresinin başlangıç koşulları sıfır olarak alınmıştır. Bu koşullar altında benzetim ortamında kontrol ve kestirim başarımı testlerinden elde edilen sonuçlar Şekil 3-5'te sunulmuştur. Burada  $*$ ref işareti referans değişimleri,  $\hat{*}$  işareti kestirilen durumları veya parametreleri,  $e_{(*)}$  ise ölçülen veya referans değişimleri ile kestirilen değişimler arasındaki fark olarak tanımlanan kestirim hatalarını göstermektedir.

Bu çalışmada önerilen UGKF-tabanlı hız-algılayıcısız SAF-DMK'lı ASM sürücü sistemi, Şekil 3'te sunulan zorlu referans değişimleri altında test edilmiştir.



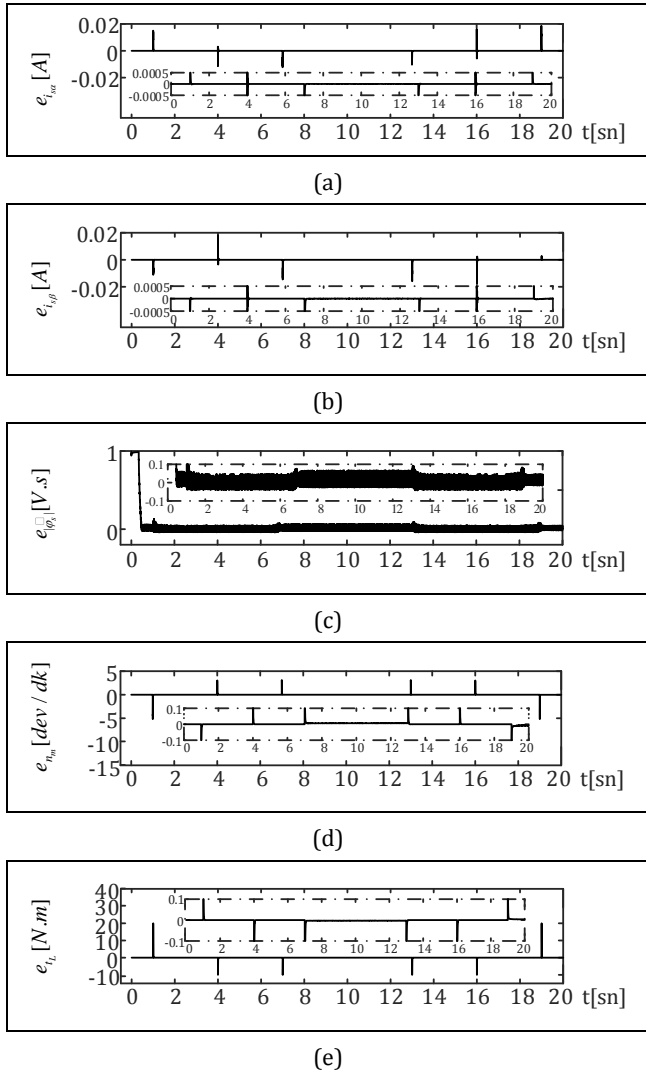
Şekil 3. UGKF'nin kestirim başarımının testi için SAF-DMK sistemine uygulanan. (a): Hız referansı, (b): Akı referansı, (c): Yük momenti referansı değişimleri.

Figure 3. The reference variations which are applied to the DTCD-CSF for testing the estimation performance of AEKF. (a): Speed reference, (b): Flux reference, (c): Load torque reference variations.



Şekil 4. UGKF tabanlı hız-algılayıcısız SAF-DMK sisteminin kestirim ve kontrol başarımı. (a): Stator akımının ölçülen ve kestirilen  $\alpha$  bileşenleri, (b): Stator akımının ölçülen ve kestirilen  $\beta$  bileşenleri, (c): Stator akımının kestirilen  $\alpha\beta$  bileşenleri, (d): Ölçülen ve kestirilen rotor mekanik hızları, (e): Ölçülen ve kestirilen yük momentleri, (f): Stator akımının referans ve kestirilen genlik değerleri, (g): Ölçekleme faktörü.

Figure 4. The estimation and control performances of AEKF based speed-sensrless DTCD-CSF. (a):  $\alpha$  components of the measured and estimated stator current, (b):  $\beta$  components of the measured and estimated stator current, (c):  $\alpha\beta$  components of the estimated stator flux, (d): The measured and estimated rotor mechanical speeds, (e): The measured and estimated load torques, (f): Amplitudes of the estimated and reference stator flux, (g): Fading factor.



Şekil 5. UGKF tabanlı hız-algılayıcısız SAF-DMK sisteminde. (a): Stator akımının  $\alpha$  bileşenine, (b): Stator akımının  $\beta$  bileşenine, (c): Stator akısına, (d): Rotor mekanik hızına, (e): Yük momentine ait kontrol ve kestirim hataları.

Figure 5. The control and estimation errors in AEKF based speed-sensorless DTCD-CSF. (a): The control and estimation errors of  $\alpha$  component of the stator current, (b): The control and estimation errors of  $\beta$  component of the stator current, (c): The control and estimation errors of the stator flux, (d): The control and estimation errors of the rotor mechanical speed, (e): The control and estimation errors of the load torque.

Durum ve parametre değişimleri, sıfır hız ile anma hızı arasındaki geniş bir bölgede hız ve yük momentini değişimlerini kapsamakta olup, sürücü sistemine ait kontrol ve kestirim başarımları ile hataları sırasıyla Şekil 4 ve Şekil 5'te verilmiştir.

Benzetim ortamında elde edilen sonuçlar incelendiğinde aşağıdaki çıkarımlar yapılabilmektedir:

- ASM'nin anma hızında, ileri ve geri yöndeki hareketi esnasında meydana getirilen basamak şeklindeki  $t_L$  değişimleri hareket eşitliğinin kullanıldığı model tabanlı UGKF yöntemi ile başarılı bir şekilde kestirilmiştir.

- Belirli zaman aralıklarında ( $0 < t < 1$ ,  $7 < t < 13$  ve  $19 < t < 20$ ), ASM'nin model tabanlı durum ve parametre kestirimi için en zorlu koşul olan doğru akım (da) koşulu, yani sıfır hız sıfır yük momenti altında, sürücü sistemi test edilmektedir. Bu durumda statordan rotora indüksiyon gerçekleşmemekte ve statorda indüklenen akılar yalnızca da bileşenlerini içermektedir. Elde edilen sonuçlar, önerilen sürücü sisteminin bu koşullara karşı gürbzlüğünü ortaya koymaktadır.
- Kestirilen durum ve parametrelerin başlangıç koşullarının sıfır alınmasına karşın, kestirilen değerlerin gerçek değerlerini çok hızlı bir şekilde takip ettiği, kestirim ve kontrol hatalarının sıfıra yakınsadığı Şekil 4 ve 5'te açıkça görülmektedir. Bu da UGKF yönteminin yüksek kestirim başarımına ve SAF-DMK yönteminin yüksek kontrol başarımına sahip olduğunu ortaya koymaktadır.
- Hem yüksek hem sıfır hızda meydana gelen basamak şeklindeki  $t_L$  değişimlerinde, UGKF algoritmasının filtreleme özelliği geçici-hal durumuna girmekte ve oluşan iraksama problemi Şekil 4'te görüldüğü gibi  $\lambda_k > 1$  olması ile giderilmektedir. Bu durumun diğer bir ispatı da, Şekil 5'te sunulan yük momentini kestirim hatasındaki ( $e_{t_L}$ 'deki) anlık sıçramaların çok hızlı bir şekilde sıfıra yakınsamasıdır. Böylelikle, hem geleneksel GKF yönteminin hem de hız-algılayıcısız SAF-DMK yönteminin kararlılığı artırılmakta ve geçici-hal durumundaki sistem tepkisi hızlandırılmaktadır.

Yukarıda belirtilen çıkarımlar doğrultusunda, SAF-DMK yönteminin kontrol başarımının, özellikle geçici-hal durumunda meydana gelen iraksama probleminin geleneksel GKF yöntemine kıyasla giderildiği UGKF yöntemi ile iyileştirilmiş olduğu anlaşılmaktadır.

## 5 Sonuçlar

Bu çalışmada, değişken anahtarlama frekansı nedeni ile GDMK'da oluşan olumsuzlukların, sabit anahtarlama frekansı kontrolcüsü ile giderildiği SAF-DMK yöntemi hız-algılayıcısız olarak gerçekleştirilmiştir. Hız-algılayıcısız SAF-DMK yöntemi için gerekli  $\varphi_{s\alpha}$ ,  $\varphi_{s\beta}$  ve  $\omega_m$  ile birlikte  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$  ve  $t_L$  değişimleri literatürde ilk kez önerilen stator akısı tabanlı ASM modelinin kullanıldığı UGKF algoritması ile kestirilmiştir. Benzetim ortamında oluşturulan UGKF-tabanlı hız-algılayıcısız SAF-DMK'lı ASM sürücüsünün kontrol ve kestirim başarımları sıfır hız ile anma hızı arasındaki geniş bir hız aralığında zorlu çalışma koşulları altında test edilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları, önerilen UGKF tabanlı hız-algılayıcısız kontrol sistemi ile zorlu çalışma koşulları altında dahi yüksek kontrol ve kestirim başarımının elde edildiğini göstermektedir. Diğer taraftan, önerilen yöntem  $R_s$  ve  $R_r$ 'deki sıcaklık ve frekansa bağlı değişimlerden ve  $L_m$ 'deki akı bağımlı değişimlerden etkilenmektedir. Kestirim ve kontrol başarımının artırılması için, bu değişimlerin ya UGKF algoritması ile kestirilmesi ya da UGKF algoritmasına güncellenmesi gerekmektedir. Gelecek çalışmalar, parametre değişimlerine karşı daha dayanıklı bir sürücü sisteminin elde edilmesine yönelik olacaktır.

## 6 Conclusions

In this study, the DTCD-CSF method, in which the negativities arising in conventional direct torque controlled drive system (DTCD) due to the variable switching frequency are eliminated with the fixed switching frequency controller and the proposed DTCD-CSF method is carried out speed-sensorless. The  $i_{s\alpha}$ ,  $i_{s\beta}$ , and  $t_L$  changes along with the required  $\varphi_{s\alpha}$ ,  $\varphi_{s\beta}$ , and  $\omega_m$  for the speed-sensorless DTCD-CSF method are estimated by the AEKF algorithm using the stator flux-based IM model, which is proposed for the first time in the literature. The control and estimation performances of the AEKF-based speed-sensorless DTCD-CSF of IM which is implemented in the simulation is tested under challenging state and parameter changes in a wide speed range between zero speed and rated speed. The obtained simulation results show that, high control and estimation performances are achieved even under difficult operating conditions with the proposed AEKF based speed-sensorless drive system. On the other hand, the proposed method is affected by changes in  $R_s$  and  $R_r$  depending on temperature and frequency and flux dependent changes in  $L_m$ . In order to increase the estimation and control performances, these changes must either be estimated by the AEKF algorithm or updated to the AEKF algorithm. The future studies will focus on estimating the mentioned parameters with AEKF algorithm for a more robust IM drive system.

## 7 Kaynaklar

- [1] Alsofyani IM, Idris NRN. "Lookup-table-based DTC of induction machines with improved flux regulation and extended Kalman filter state estimator at low-speed operation". *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 12(4), 1412-1425, 2016.
- [2] Kumar RH, Iqbal A, Lenin NC. "Review of recent advancements of direct torque control in induction motor drives-a decade of progress". *IET Power Electronics*, 11(1), 1-15, 2018.
- [3] Gdaim S, Mtibaa A, Mimouni MF. "Design and experimental implementation of DTC of an induction machine based on fuzzy logic control on FPGA". *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 23(3), 644-655, 2015.
- [4] Krim S, Gdaim S, Mtibaa A, Mimouni MF. "Contribution of the FPGAs for complex control algorithms: sensorless DTFC with an EKF of an induction motor". *International Journal of Automation and Computing*, 16(2), 226-237, 2019.
- [5] Ouhrouche M, Errouissi R, Trzynadlowski AM, Tehrani KA, Benzaïoua A. "A novel predictive direct torque controller for induction motor drives". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(8), 5221-5230, 2016.
- [6] Wang D, Zhang L, Zhang J, Zhao X, Lin X. "A hybrid speed sensorless control of induction machine based on adaptive flux observer and high-frequency signal injection method". *2018 IEEE 19<sup>th</sup> Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Padua, Italy, 25-28 June 2018.
- [7] Basic D, Malrait F, Rouchon P. "Current controller for low-frequency signal injection and rotor flux position tracking at low speeds". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(9), 4010-4022, 2011.
- [8] Xu D, Wang B, Zhang G, Wang G, Yu Y. "A review of sensorless control methods for AC motor drives". *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 2(1), 104-115, 2018.
- [9] Pal A, Das S, Chattopadhyay AK. "An improved rotor flux space vector based MRAS for field-oriented control of induction motor drives". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(6), 5131-5141, 2018.
- [10] Zaky MS, Metwaly MK, Azazi HZ, Deraz SA. "A new adaptive SMO for speed estimation of sensorless induction motor drives at zero and very low frequencies". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(9), 6901-6911, 2018.
- [11] You J, Wu W, Wang Y. "An adaptive luenberger observer for speed-sensorless estimation of induction machines". *2018 Annual American Control Conference (ACC)*, Milwaukee, WI, USA, 27-29 June 2018.
- [12] 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.
- [13] Zhang Y, Yin Z, Li G, Liu J, Tong X. "A novel speed estimation method of induction motors using real-time adaptive extended Kalman filter". *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 13(1), 287-297, 2018.
- [14] Yin Z, Li G, Zhang Y, Liu J, Sun X, Zhong Y. "A speed and flux observer of induction motor based on extended Kalman filter and Markov chain". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(9), 7096-7117, 2017.
- [15] Alonge F, D'Ippolito F, Sferlazza A. "Sensorless control of induction-motor drive based on robust Kalman filter and adaptive speed estimation". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(3), 1444-1453, 2014.
- [16] Yin ZG, Zhao C, Zhong YR, Liu J. "Research on robust performance of speed-sensorless vector control for the induction motor using an interfacing multiple-model extended Kalman filter". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6), 3011-3019, 2014.
- [17] Smidl V, Peroutka Z. "Advantages of square-root extended kalman filter for sensorless control of AC drives". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(11), 4189-4196, 2012.
- [18] Jafarzadeh S, Lascu C, Fadali MS. "Square root unscented Kalman filters for state estimation of induction motor drives". *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(1), 92-99, 2013.
- [19] Alonge F, Cangemi T, D'Ippolito F, Fagiolini A, Sferlazza A. "Convergence analysis of extended Kalman filter for sensorless control of induction motor". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(4), 2341-2352, 2015.
- [20] Zerdali E, Barut M. "The comparisons of optimized extended kalman filters for speed-sensorless control of induction motors". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(6), 4340-4351, 2017.
- [21] 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.
- [22] Almagbile A, Wang J, Ding W. "Evaluating the performance of adaptive Kalman filter methods in GPS/INS integration". *Journal of Global Positioning Systems*, 9(1), 33-40, 2010.
- [23] Drózd K. "Estimation of the mechanical state variables of the two-mass system using fuzzy adaptive Kalman filter - experimental study". *2015 IEEE 2<sup>nd</sup> International Conference on Cybernetics (CYBCONF)*, Gdynia, Poland, 24-26 June 2015.

- [24] Aydin M, Gokasan M, Bogosyan S. "Fuzzy based parameter tuning of EKF observers for sensorless control of induction motors". *Automation and Motion 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives*, Ischia, Italy, 18-20 June 2014.
- [25] Mohamed AH, Schwarz KP. "Adaptive Kalman filtering for INS/GPS". *Journal of Geodesy*, 73(4), 193-203, 1999.
- [26] Zerdali E, Yildiz R, Inan R, Demir R, Barut M. "Adaptive fading extended Kalman filter based speed-sensorless induction motor drive". *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Alexandroupoli, Greece, 3-6 September 2018.
- [27] Yin Z, Zhao C, Zhong YR, Liu J. "Research on robust performance of speed-sensorless vector control for the induction motor using an interfacing multiple-model extended Kalman filter". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6), 3011-3019, 2014.
- [28] Barut M, Bogosyan S, Gokasan M. "Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(1), 272-280, 2007.
- [29] Jwo DJ, Chung FC, Weng TP. *Adaptive Kalman Filter for Navigation Sensor Fusion*. Editors: Ciza Thomas. Sensor Fusion and its Applications, 65-90, Rijeka, Croatia, Intech Sciyo Press, 2010.
- [30] Boutayeb M, Aubry D. "A strong tracking extended Kalman observer for nonlinear discrete-time systems". *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(8), 1550-1556, 1999.
- [31] Xia Q, Rao M, Ying Y, Shen X. "Adaptive fading Kalman filter with an application". *Automatica*, 30(8), 1333-1338, 1994.
- [32] İnan R, Demir R, Barut M. "Asenkron motorun karma kestirici tabanlı hız-algılayıcılı doğrudan vektör kontrolü". *Ömer Halisdemir Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 7(2), 612-623, 2018.
- [33] Idris NRN, Yatim AHM. "Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(4), 758-767, 2004.