

SKASM'nin hız algılayıcısız doğrudan vektör kontrolü

Murat BARUT*, **O. Seta BOĞOSYAN**, **Metin GÖKAŞAN**

İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, 34469, Ayazağa, İstanbul

Özet

Bu çalışmada, Sincap Kafesli Asenkron Motorların (SKASM'lerin) algılayıcısız kontrolünde başarımlı olumsuz yönde etkileyen modele ait elektriksel ve mekanik yana ilişkin parametre belirsizliklerini çözmek üzere Genişletilmiş Kalman Filtresi (GKF) tabanlı gözlemleyici algoritmaları tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Doğrudan vektör kontrol sistemi ya da vektör kontrollü a.a sürücüsü ile başarımları test edilen bu algoritmalar ile herhangi yüksek frekanslı bir işaret eklemeksizin ve başlangıç değerleri bilinmediği varsayımıyla algılayıcısız kontrol için gerekli tüm durumlar, sabit sürtünme –viskoz– terimini de içeren yük momenti ve değeri bilinmeyen rotor direnci eş zamanlı olarak kestirilebilmiştir. Benzetim/deney sonuçları önerilen yöntemlerin oldukça etkin ve dayanıklı olduğunu göstermiştir. Bu yönleriyle, literatürde bilinen ilk çalışmadır.

Anahtar Kelimeler: Genişletilmiş Kalman filtresi, gözlemleyici, kestirici, hız algılayıcısız vektör kontrol, asenkron motor.

Speed sensorless direct vector control of the IM

Abstract

This paper offers a solution to the performance deteriorating effect of uncertainties in the sensorless control of induction motors (IMs). The major contribution of the study is the development and implementation of a Extended Kalman Filter (EKF) algorithms that take electrical and mechanical uncertainties into account. Also, unlike previous EKF based estimation studies taking the angular velocity, ω_m , into consideration as a constant parameter, in this study, ω_m is estimated as a state with the utilization of the equation of motion. In this regard, this is the first known study to estimate the mechanical uncertainties together with the estimation of the rotor resistance, R_r' , without injecting high frequency signals. The EKF algorithms also estimate the rotor flux, angular velocity and stator currents with no apriori knowledge on the states and initial values taken as zero. Experiments performed under unknown load torque and with rotor resistance variations up to twice the rated value, demonstrate the good performance and robustness of the estimation methods. The algorithms also estimate the mechanical uncertainties as a constant state to capture the unknown viscous and Coulomb friction in steady state, therefore, could be used to improve the performance of the velocity or position control of IM's, if utilized in combination with a compensation scheme.

Keywords: Extended Kalman filter, observer, estimator, speed sensorless vector control, induction motor.

*Yazışmaların yapılacağı yazar: Murat BARUT. barut@elk.itu.edu.tr; Tel: (212) 285 35 98.

Bu makale, birinci yazar tarafından İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi'nde tamamlanmış olan "Sincap kafesli asenkron motorların yüksek başarımlı kontrolüne yönelik genişletilmiş Kalman filtresi tasarım ve uygulaması" adlı doktora tezin-den hazırlanmıştır. Makale metni 22.12.2005 tarihinde dergiye ulaşmış, 02.01.2006 tarihinde basım kararı alınmıştır. Makale ile ilgili tartışmalar 30.11.2006 tarihine kadar dergiye gönderilmelidir.

Giriş

Sincap kafesli asenkron motorun (SKASM'nin) hem geçici hem de sürekli halde hız ve moment kontrolünü sağlayan dolaylı ve doğrudan vektör kontrol yöntemleriyle ilgili özellikle son 20 yıldan beri yoğun çalışmalar yapılmaktadır (Barut vd., 2002a). Ancak, genellikle moment-akı kontrolünü birbirinden bağımsızlaştırmak için kullanılan SKASM'nin değişen parametrelerine bağlı kontrol yapılarını içermeyen rotor akısı yönlendirmeli doğrudan vektör kontrol (DVK) yöntemi tercih edilir.

DVK için stator duran eksenindeki ölçülen veya kestirilen akının genlik ve konum bilgisi ile birlikte hız kontrol uygulamaları için rotorun açısız hız bilgisine gereksinim duyulur (Barut vd., 2003). Geleneksel yaklaşımda, rotor hızı için artımsal kodlayıcılar kullanılırken; akı vektörü, Hall etkili ya da araştırma bobinli algılayıcılardan yararlanılarak elde edilir. Bununla birlikte, ölçüm aygıtlarının kullanımı donanım karmaşıklığını ve maliyeti arttırmaktadır. Ayrıca bu algılayıcılar genellikle mekanik titreşimler, sıcaklık gibi çalışma koşullarından da olumsuz bir şekilde etkilenmektedir (Barut vd., 2002b). Bu yüzden akı ve hız durumlarını kestiriciler ya da gözlemleyiciler yardımı ile elde etmek çok daha kullanışlıdır. Ancak, SKASM modelinin 5. dereceden doğrusal olmayan zamanla değişen doğası ve özellikle modelleme hataları, parametre belirsizlikleri ve değişen çalışma koşullarından kaynaklanan sorunlar gözlemleyici tasarımını güçleştirmektedir (Barut vd., 2005).

Bir elektrik motorundaki belirsizlikler, elektriksel ve mekanik olmak üzere iki grupta sınıflandırılabilir (Barut vd., 2005). Stator ve rotor dirençleri sıcaklık ve frekans bağımlı oldukları için SKASM'deki elektriksel belirsizliklerin en önemli kaynağını oluşturmaktadır. Özellikle, rotor frekansının düşük olduğu bölgede, rotor direncinin azalan değerinin kontrol sistemi üzerinde istenmeyen bozucu etkilere neden olduğu bilinmektedir (Proca ve Keyhani, 2002). Stator tarafı için direncin değişimi sargı sıcaklığının ölçülmesiyle ya da kestirilmesiyle belirlenebilmektedir (Al-Tayie ve Acarnley, 1997). Ama,

SKASM'de rotor direncini belirlemede fiziksel güçlükler vardır. Bu güçlük tanıma ya da kestirim yöntemlerinin kullanımını gerekli kılmaktadır. Bu açıdan yapılmış çeşitli çalışmalar düşünüldüğünde, rotor ve stator dirençlerinin eş zamanlı kestiriminin kararsızlığa neden olduğu belirtilmekte (Faiz ve Sharifian, 2001) ve sonuç olarak, rotor belirsizliklerini kestirmek için geliştirilecek yöntemler daha etkin bir yaklaşım olarak görünmektedir. Hız algılayıcısız vektör kontrol sisteminin başarımı yük momenti ve sürtünme ile ilgili mekanik belirsizliklerden de etkilenmektedir. Bu nedenle, iyileşmiş bir kontrol başarımı elde etmek için, rotor direnci ve mekanik yana ilişkin belirsizlikler eş zamanlı olarak belirlenmeli ya da kestirilmelidir.

Sorunun çözümü için gerilim model (V-I) ve/veya akım model (I- ω) gibi geleneksel kestirim yaklaşımlarına (Jansen vd., 1994) ilave olarak, literatürdeki en yaygın yöntemler genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi (Du vd., 1995), modele uyarlamalı sistem (Cruz ve Rodriguez Rivas, 2000), tam-dereceli uyarlamalı akı gözlemleyicisi (Kubota vd., 1993), kayma kipli kontrol (Benchaib vd., 1999), yapay zeka yöntemleri (Pinto vd., 2001) ve genişletilmiş Kalman filtresi (GKF) temellidir.

Diğer yöntemlerin aksine, GKF durum ve parametre kestirimi için olası bir yaklaşım sunar. Bu yüzden, SKASM'deki mevcut model belirsizlikleri ve doğrusal olmama özellikleri GKF'nin olası doğasına çok daha uygundur (Wade vd., 1995). Bu yöntemle, sistem/süreç ve ölçme gürültülerini doğrudan hesaba katarak, nispeten kısa bir zaman aralığında parametreleri eş zamanlı olarak tanıma gerçekleştirilirken, durumların da gerçek-zamanlı kestirimini yapmak mümkündür (Salvatore vd., 1993; Bogosyan vd., 2001). Bu nedenle, GKF hesap karmaşıklığı içermesine rağmen SKASM'lerin algılayıcısız kontrolünde yaygın bir uygulama bulmaktadır. Bu çalışmanın temel katkısı, hız kontrolü yapmak üzere SKASM'lerin rotor akısı yönlendirmeli algılayıcısız doğrudan vektör kontrolü için elektrik ve/veya mekanik belirsizlikleri hesaba katan yeni GKF temelli kestirim algoritmalarını

geliştirme ve gerçekleştirilmiştir. Bu açıdan, hız algılayıcısız kontrol için herhangi bir yüksek frekanslı işarete gereksinim duymaksızın rotor direnci (veya öncelikle rotor direncini temsil eden elektriksel belirsizlikleri), yük momenti (veya öncelikle yük momentini temsil eden mekanik belirsizlikleri) ve rotor açısal hızının eş zamanlı olarak kestirildiği GKF temelli kestirim üzerine bilinen ilk çalışmadır. Ayrıca, açısal hızın sabit parametre gibi düşünüldüğü önceki GKF temelli kestirim çalışmalarından farklı olarak, bu çalışmada ω_m , mekanik hareket eşitliğinin kullanımı ile bir durum olarak kestirilmiştir. Yine, SKASM'lerin algılayıcısız hız ve/veya pozisyon kontrolünde sürtünme etkilerinin de başarımı kötüleştirdiği bilinmektedir. Yapılan çalışmada bu konuyu adreslemek için yük momentinin kestirimi özellikle sürekli durumdaki kulomb ve viskoz sürtünme etkilerini hesaba katmak üzere sabit bir parametre gibi gerçekleştirilmiştir. Önerilen GKF algoritmalarında (Barut vd., 2003; Barut vd., 2005), çıkış olarak da ölçülen stator akımlarına (duran stator ekseninde) ilave olarak, rotor akı bileşenleri de kestirilmiştir. Ayrıca, iyileşmiş bir kestirim doğruluğu için geliştirilen GKF algoritmaları, analog sayısal dönüştürücü (analog digital converter –ADC)'deki sınırlı kelime uzunluğundan kaynaklanan kontrol giriş hatasını da dikkate almaktadır (Bogosyan vd., 2001). İlave olarak, geliştirilen kestirim algoritmaları benzetim temelli olarak DVK'da kullanılarak ya da deneysel olarak vektör kontrollü a.a sürücüsü ile darbe genişlik modülasyonlu (puls with modulation –PWM'li) gerilimler SKASM'ye uygulanarak daha gerçekçi bir yaklaşımla başarımları test edilmiştir. Son olarak kestiriciler, geniş bir hız aralığındaki başarımı kapsayacak şekilde yükün (basamak biçimli ve/veya hız ile doğrusal), hızın ve rotor direncinin ani değişimleri altında deneysel ve/veya benzetimlerle zorlanmıştır.

Genişletilmiş SKASM modelleri

SKASM'nin rotor akısı yönlendirmeli algılayıcısız doğrudan vektör kontrolü, stator duran eksenindeki rotor akısı bileşenleri ψ_{ra} ve $\psi_{r\beta}$ 'nin,

açısal (mekanik) hız ω_m 'nin ve stator duran eksenindeki stator akım bileşenleri i_{sa} ve $i_{s\beta}$ 'nin bilinmesi gerektirir. Bu çalışmada, yük momenti t_L (veya öncelikle yük momentini temsil eden mekanik belirsizlikler ξ) ve rotor direnci R_r' (veya öncelikle rotor direncini temsil eden elektriksel belirsizlikler χ) değişimlerinin kontrol başarımı üzerindeki olumsuz etkilerini gidermek üzere GKF temelli kestirimler için stator duran ekseninde farklı genişletilmiş SKASM modelleri aşağıdaki gibi önerilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{ei}(t) &= \mathbf{f}_{ei}(\mathbf{x}_{ei}(t), \mathbf{u}_e(t)) + \mathbf{w}_i(t) \\ &= \mathbf{A}_{ei}(\mathbf{x}_{ei})\mathbf{x}_{ei} + \mathbf{B}_e\mathbf{u}_e + \mathbf{w}_i \end{aligned} \quad (1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_{ei}(\mathbf{x}_{ei}(t)) + \mathbf{v}_i(t) = \mathbf{H}_e\mathbf{x}_{ei} + \mathbf{v}_i \quad (\text{ölçme eşitliği}) \quad (2)$$

Burada, $i = 1, 2$ önerilen farklı iki modeli temsil etmektedir. \mathbf{x}_{ei} , genişletilmiş durum vektörü, \mathbf{f}_{ei} : durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonudur. \mathbf{A}_{ei} : sistem matrisi; \mathbf{u}_e : kontrol giriş vektörü; \mathbf{B}_e : giriş matrisi; \mathbf{w}_i : sistem gürültüsü; \mathbf{h}_{ei} : çıkışların fonksiyonu; \mathbf{H}_e : ölçme matrisi ve \mathbf{v}_i : ölçme gürültüsüdür. (1) ve (2)'deki genel gösterim ile uyumlu SKASM modellerinin ayrıntıları aşağıda verilmiştir:

$$\left\{ a_1 \hat{=} \frac{R_s}{L_\sigma}, a_2 \hat{=} \frac{L_m}{L_r}, a_3 \hat{=} \frac{1}{L_r}, a_4 \hat{=} \frac{a_2}{L_\sigma}, a_5 \hat{=} a_4 a_3, \right. \\ \left. a_6 \hat{=} L_m a_5, a_7 \hat{=} \frac{1}{J_L}, a_8 \hat{=} 1.5 p_p a_2 a_7, a_9 \hat{=} \frac{a_1}{R_s} \right\}$$

$$\mathbf{B}_e = \begin{bmatrix} a_9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_9 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{u}_e = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$i = 1$ için Model 1:

$$\mathbf{x}_{ei} = \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{s\beta} & \psi_{ra} & \psi_{r\beta} & \omega_m & t_L & R_r' \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{A}_{e1} = \begin{bmatrix} -(a_1 + a_6 R_r') & 0 & a_5 R_r' & a_4 p_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(a_1 + a_6 R_r') & -a_4 p_p \omega_m & a_5 R_r' & 0 & 0 & 0 \\ a_2 R_r' & 0 & -a_3 R_r' & -p_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 R_r' & p_p \omega_m & -a_3 R_r' & 0 & 0 & 0 \\ -a_8 \psi_{r\beta} & a_8 \psi_{ra} & 0 & 0 & 0 & -a_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$i = 2$ için Model 2:

$$\mathbf{x}_{e2} = [i_{sa} \quad i_{s\beta} \quad \psi_{ra} \quad \psi_{r\beta} \quad \omega_m \quad \xi \quad \chi]^T$$

$$\mathbf{A}_{e2} = \begin{bmatrix} -(a_1 + a_6 R_r' \chi) & 0 & a_5 R_r' \chi & a_4 p_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(a_1 + a_6 R_r' \chi) & -a_4 p_p \omega_m & a_5 R_r' \chi & 0 & 0 & 0 \\ a_2 R_r' \chi & 0 & -a_3 R_r' \chi & -p_p \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 R_r' \chi & p_p \omega_m & -a_3 R_r' \chi & 0 & 0 & 0 \\ -a_8 \psi_{r\beta} & a_8 \psi_{ra} & 0 & 0 & 0 & -a_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Burada, p_p : kutup çifti sayısı, L_m : mıknatıslanma endüktansı, $L_\sigma = \sigma L_s$: stator geçici endüktansı, σ : kaçak faktörü, L_s , R_s : stator endüktans ve direnci. L_r , R_r' : rotor endüktans ve stator tarafına indirgenmiş rotor direncinin anma değeri, v_{sa} , $v_{s\beta}$: stator duran eksenindeki stator gerilim bileşenleridir.

i_{sa} ve $i_{s\beta}$ aynı zamanda çıkış olarak da ölçülmüştür. Model 1 ve model 2 arasındaki fark genişletilmiş durum vektörleri \mathbf{x}_{e1} ve \mathbf{x}_{e2} 'de sırasıyla $t_L \leftrightarrow \xi$ ve $R_r' \leftrightarrow R_r' \chi$ şeklinde durum olarak tanımlanmasından kaynaklanmaktadır. Ayrıca her iki modelde i_{sa} ve $i_{s\beta}$ aynı özellikte algılayıcılar ile ölçüldüğü için ölçme gürültüleri bir birine eşittir ($\mathbf{v}_1 = \mathbf{v}_2$).

GKF algoritmasının geliştirilmesi

Kalman filtresi bilindiği gibi, model ve ölçme hatalarının beyaz gürültü ile temsil edildiği, çok-giriş/çok-çıkışlı sistemlerde kullanılan,

ardışıl durum kestiricidir. Filtre, kontrol edilen sistemin stokastik durum uzay modeli ile birlikte, çıkış ölçmelerini kullanarak, sistem durumlarının optimal kestirimini yapar (Chen ve Dunnigan, 2002). Kalman filtresi, gerçek ile kestirilen durumlar arasındaki fark olarak tanımlanan ortalama karesel hatayı minimum yapacak şekilde durumları kestirdiği için optimaldir. GKF ise, standart Kalman algoritmasının doğrusal olmayan sistemlere uygulanmış biçimidir. Bunun için modelin mevcut durum kestirimleri civarında doğrusallaştırılması gerekir (Goodwin ve Sin, 1994). Bu amaçla genel biçimi Eşitlik (1) ve (2) ile verilen modeller, ayrık biçimde tekrar aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{x}_{ei}(k+1) = \mathbf{f}_{ei}(\mathbf{x}_{ei}(k), \mathbf{u}_e(k)) + \mathbf{w}_i(k) \quad (3)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_e \mathbf{x}_{ei}(k) + \mathbf{v}_i(k) \quad (4)$$

Doğrusal olmayan bu modelin Kalman Filtresinde kullanılması için, bir önceki adımda kestirilen durumlar $\hat{\mathbf{x}}_{ei}(k)$ ve girişler ($\hat{\mathbf{u}}_e(k)$) yani çalışma noktası civarında Eşitlik (5) ve (6)'daki gibi doğrusallaştırılması gerekir.

$$\mathbf{F}_{ei}(k) = \left. \frac{\partial \mathbf{f}_{ei}(\mathbf{x}_{ei}(k), \mathbf{u}_e(k))}{\partial \mathbf{x}_{ei}(k)} \right|_{\hat{\mathbf{x}}_{ei}(k), \hat{\mathbf{u}}_e(k)} \quad (5)$$

$$\mathbf{F}_{ui}(k) = \left. \frac{\partial \mathbf{f}_{ei}(\mathbf{x}_{ei}(k), \mathbf{u}_e(k))}{\partial \mathbf{u}_e(k)} \right|_{\hat{\mathbf{x}}_{ei}(k), \hat{\mathbf{u}}_e(k)} \quad (6)$$

Sonuç olarak GKF eşitlikleri aşağıdaki gibi elde edilir (Bogosyan vd., 2001).

$$\mathbf{N}_i(k) = \mathbf{F}_{ei}(k) \mathbf{P}_i(k) \mathbf{F}_{ei}^T(k) + \mathbf{F}_{ui}(k) \mathbf{D}_u \mathbf{F}_{ui}^T(k) + \mathbf{Q}_i$$

$$\mathbf{P}_i(k+1) = \mathbf{N}_i(k) - \mathbf{N}_i(k) \mathbf{H}_e^T (\mathbf{D}_\xi - \mathbf{H}_e \mathbf{N}_i(k) \mathbf{H}_e^T)^{-1} \mathbf{H}_e \mathbf{N}_i(k) \quad (7)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{ei}(k+1) = \hat{\mathbf{f}}_{ei}(\hat{\mathbf{x}}_{ei}(k), \hat{\mathbf{u}}_e(k)) + \mathbf{P}_i(k+1) \mathbf{H}_e^T \mathbf{D}_\xi^{-1} (\mathbf{y}(k) - \mathbf{H}_e \hat{\mathbf{x}}_{ei}(k))$$

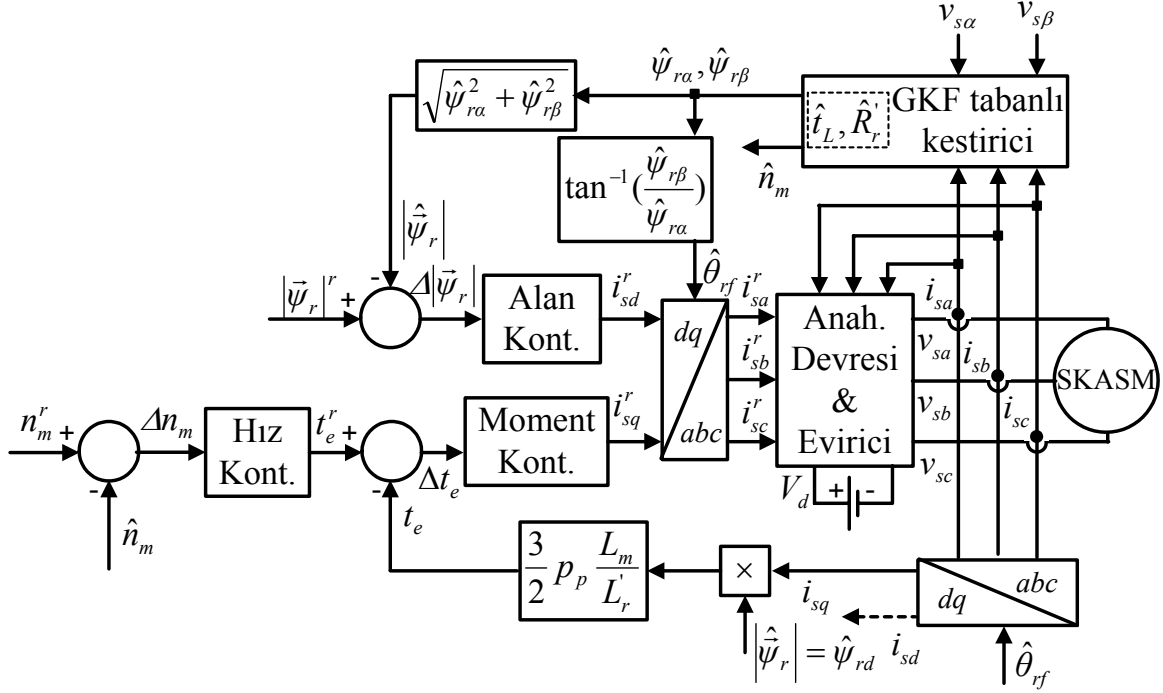
Burada,

\mathbf{Q}_i : sistem gürültüsünün kovaryans matrisi; yani, model hatasıdır. \mathbf{D}_ξ : çıkış matrisinin kovaryans matrisi; yani, ölçme gürültüsüdür. \mathbf{D}_u : kontrol giriş (v_{sa} ve $v_{s\beta}$) gürültüsünün

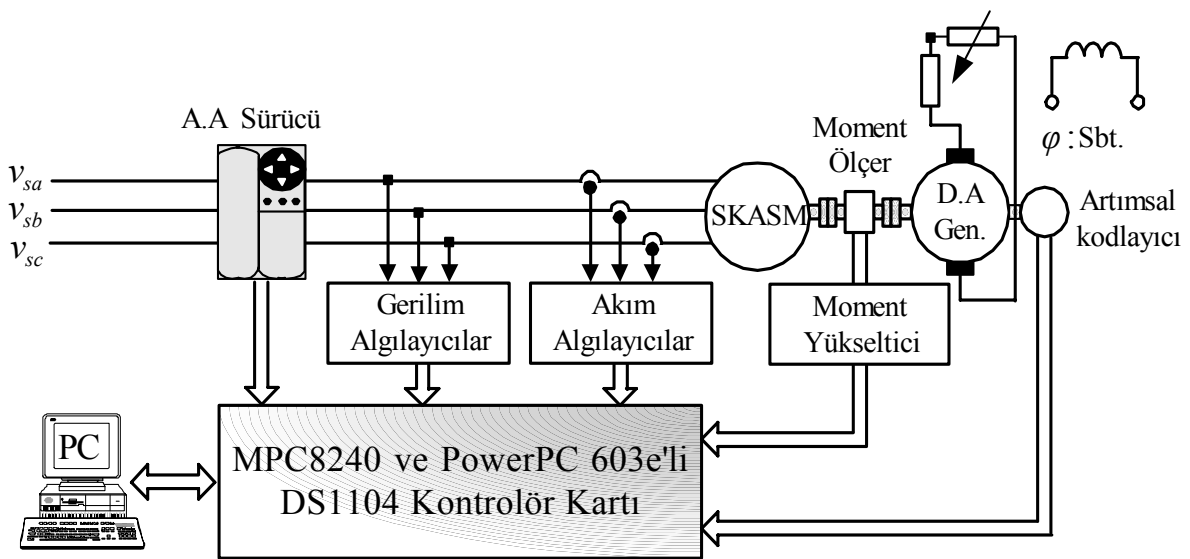
kovaryans matrisi; yani, giriş gürültüsüdür. P_i , N_i : mevcut ve öngörülen durum kestirim hatasının kovaryans matrisidir.

Algoritma *öngörü* ve *filtreleme* olmak üzere iki temel aşamadan oluşmaktadır. Öngörü aşama

sında, gelecekteki öngörülen durumlar \hat{f}_{ei} ve durum hata kovaryans matrisleri P_i ve N_i işlenir. Filtreleme aşamasında ise gelecekteki kestirilen durumlar $\hat{x}_{ei}(k+1)$, \hat{f}_{ei} ve düzeltme terimi ((7)'deki son Eşitliğin ikinci terimi)'nin toplamından hesaplanır.



Şekil 1. Rotor akısı yönlendirmeli DVK sistemi



Şekil 2. Deney düzeneği ilke şeması

Algılayıcısız DVK sistemi

Şekil 1’de rotor akısı yönlendirmeli doğrudan vektör kontrol (DVK) sistemi görülmektedir.

Burada, $\hat{\theta}_{rf}$ stator duran eksenine göre rotor a-

kısının konumunu göstermektedir. $\hat{\theta}_{rf}$ ise dq – ile dönen eksenin açısız hızıdır. Ayrıca şekilde görülen hız, alan ve moment kontrolörleri geleneksel PI yapısını içermektedir.

Donanım düzeneği

GKF temelli kestirici için deney düzeneği Şekil 2’de verilmiştir. Kullanılan 3 faz, 4 kutuplu ve 3 [kW]’lık SKASM’ye ilişkin ayrıntılı bilgi benzetim sonuçları kısmında verilecektir.

Deneylerde; GKF algoritması ve tüm analog işaretler, Power PC tabanlı 250 [MHz] saat frekansında kayan noktalı aritmetik işlem yapma kapasitesine sahip, 4-kanal 16-bit çoğullamalı ve 4 adet 12-bit paralel analog-sayısal dönüştürücü DS1104 kontrolör kartında geliştirilmiş ve işlenmiştir. Ayrıca, yük momenti ve hız kestirimlerini doğrulamak amacıyla, anma değeri 50 [Nm] olan bir moment ölçer ve 1024 dilimlik bir artımsal kodlayıcıdan yararlanılmıştır. Faz gerilim ve akımları ise LEM şirketi tarafından üretilen yüksek bantlı gerilim ve akım algılayıcılarla ölçülmüştür. Son olarak farklı yük durumları, SKASM’nin rotor miline bağlı 4 [kW]’lık d.a makinasının armatür uçlarına bir dizi direnç bağlanıp jeneratör kipinde çalıştırılarak, elde edilmiştir.

Benzetim sonuçları ve gözlemler

Model 1’li GKF algoritması, Şekil 1’de görülen DVK sisteminde kullanılarak benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Kestirim yönteminin başarımını test etmek için anma değerleri aşağıda verilen SKASM’den yararlanılmıştır:

$$\begin{aligned} R_s &= 2.283 [\Omega], & R_r' &= 2.133 [\Omega], & L_s &= 0.23 [H], \\ L_r' &= 0.23 [H], & L_m &= 0.22 [H], & p_p &= 2, \\ J_L &= 0.005 [kg.m^2], & B_L &= 0.01 [Nm/(rad/s)] \end{aligned}$$

Kovaryans matrisler aşağıdaki gibi seçilmiştir:

$$\begin{aligned} Q_1 &= \text{diag}\{10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-5} \ 10^{-5}\} \\ D_\xi &= \text{diag}\{10^{-6} \ 10^{-6}\} \\ D_u &= \text{diag}\{10^{-5} \ 10^{-5}\} \end{aligned}$$

Matris elemanları Barut ve diğerlerindeki (2005) düşüncelerle belirlenmiştir. Örneklem zamanı ise $T = 100 [\mu s]$ ’dir.

Benzetimler Şekil 3a’da görüldüğü gibi SKASM’nin altı farklı çalışma durumu (I,II,..VI) için düşünülmüştür. Şekil 3b, c, d ve e’de sırasıyla, kestirilen $|\psi_r|$, n_m , t_L ve R_r' değişimleri verilirken, Şekil 4b, c, d, e ve f’de sırasıyla $|\psi_r| - |\hat{\psi}_r|$, $n_m - \hat{n}_m$, $t_L - \hat{t}_L$, $R_r' - \hat{R}_r'$ ve $|\psi_r|^r - |\hat{\psi}_r|^r$ değişimleri gösterilmiştir. Kestirilen hız (\hat{n}_m), Şekil 3g’de gösterilmiştir. $e_{(\cdot)}$ işaretleri, gerçek ile kestirilen durum ya da parametre arasındaki hatayı ifade etmektedir.

Benzetim sonuçları incelenerek aşağıdaki gözlemler ve değerlendirmeler yapılmıştır:

- Başlangıç değerleri sıfır alınarak yapılan GKF tabanlı kestirimlerin başarımı, yükün, hızın ve rotor direncinin *ani değişimlerinde bile* oldukça iyidir.
- Önerilen gözlemleyici herhangi bir yüksek frekanslı işaret eklemeksizin, DVK’ya özgü darbe genişlik modülasyonlu anahtarlamalar altında iyi bir başarımla göstermiştir.
- Geliştirilen algoritmanın başka bir özelliği de, yük ile birlikte diğer değeri bilinmeyen sabit sürtünmeleri (burada viskoz sürtünme) de kestirebilmesidir. Bu durum, örneğin Şekil 3d’deki ilk zaman aralığı (0-3 [s]) için aşağıdaki gibi basit bir hesapla görülebilir.

$$\begin{aligned} \omega_m(\infty) &= \hat{\omega}_m(\infty) + e_{\omega_m(\infty)} \\ &= 2\pi(1499.7 - 0.0067)/60 \quad (8) \\ &= 157.0475 [rad/s] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e_{tL} &= -B_L \omega_m(\infty) \\ -1.5708 &= -0.01 \times 157.0475 \\ -1.5708 [Nm] &\cong -1.570475 [Nm]. \end{aligned} \quad (9)$$

Diğer taraftan, Şekil 3'te görülmemekle birlikte en büyük kestirim hatası, kestirilmeyen stator direnci R_s 'nin %40 değişimi için anma yükünde oluşmuştur. Bu hata yaklaşık 6 [rpm] civarındadır. Bu yüzden daha iyi bir başarımla için R_s kestiriminin de algoritmaya eklenmesi gerekmektedir.

Özetle önerilen GKF algoritması ve kontrol sistemi, basamak biçimindeki yük, rotor direnci ve hızın tüm değişim aralığında oldukça dayanıklı olup, iyi bir başarımla göstermiştir.

Deney sonuçları ve gözlemler

Deney çalışmaları, *Model 2*'li GKF algoritması, Şekil 2'deki deney düzeneğinde kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Burada, *Model 1*'li GKF algoritmasından farklı olarak, R_r ' kestirimi yerine R_r' 'nin anma değeri R_{rN}' *Model 2*'li GKF'ye yazılıp, öncelikle R_r' değişimlerini temsil eden elektriksel belirsizlikler (χ) kestirilmiştir. Böylece benzetimlerde verilen rotor direnci değişimleri, deney aşamasında modeldeki R_{rN}' 'de yapılarak, bu değişimin GKF tarafından kestirilebildiği göstermek istenmiştir. Diğer taraftan *Model 1*'li GKF'deki t_L ise, aslında öncelikle yük momenti değişimlerini temsil eden ξ ile aynı anlamda kullanılmıştır. Yani bu algoritmalar GKF açısından matematiksel olarak benzer algoritmalarlardır. Yine benzetimlerde kullanılan DVK sistemi yerine, deneylerde vektör kontrolü a.a sürücüsü kullanılarak, benzer koşullarda *Model 2*'li GKF algoritmasının başarımla ve dayanıklılık testlerini yapmak amaçlanmıştır.

Deney çalışmaları için benzetimlerde kullanılan SKASM'ye ilişkin parametrelerden yararlanılmıştır. Kovaryans matrisler ise aşağıdaki gibi seçilmiştir (Barut vd., 2005):

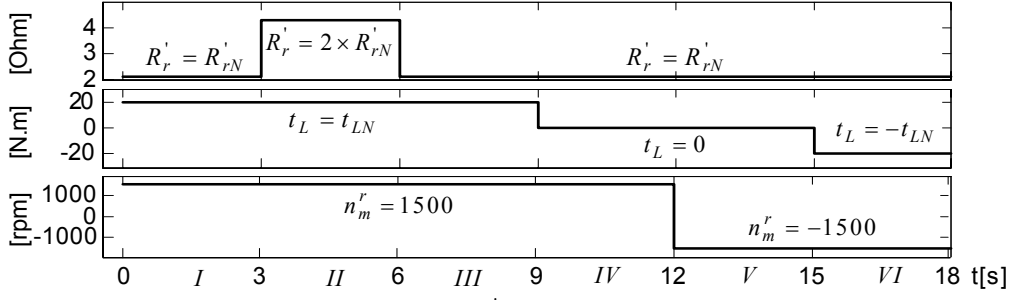
$$\begin{aligned} Q_1 &= \text{diag} \left\{ 1.5 \times 10^{-10} \quad 1.5 \times 10^{-10} \quad 0 \quad 0 \right. \\ &\quad \left. 9 \times 10^{-15} \quad 4 \times 10^{-15} \quad 5 \times 10^{-16} \right\} \\ D_\xi &= \text{diag} \left\{ 10^{-6} \quad 10^{-6} \right\} \\ D_u &= \text{diag} \left\{ 10^{-5} \quad 10^{-5} \right\} \end{aligned}$$

Örnekleme zamanı $T = 100 [\mu s]$ 'dir.

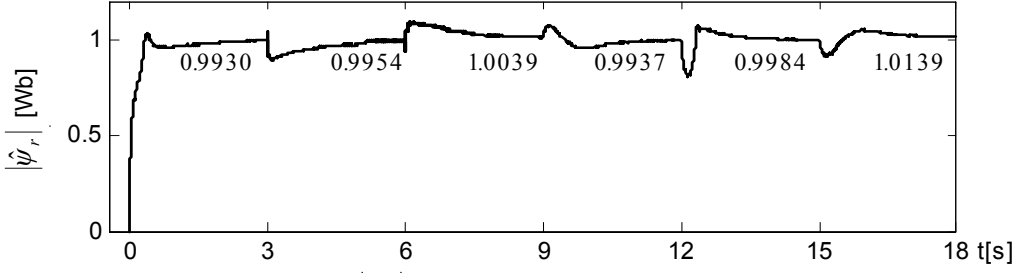
Önerilen GKF algoritmasının başarımla ve dayanıklılık testleri için üç farklı çalışma durumu düşünülmüştür. İlk olarak, a.a sürücüsü ile beslenen SKASM sabit hızda dönerken basamak biçiminde yükü boşaltılmıştır (Şekil 5). İkinci olarak, SKASM yüklü ve sabit hızda dönerken, sürücü yardımıyla hız (ve bu nedenle de yük) terslendirilmiştir (Şekil 6). Son olarak, öncelikle rotor direnci belirsizliklerini temsil eden χ 'in kestirim başarımla etkisi gösterilmiştir (Şekil 7).

Deney sonuçları incelendiğinde aşağıdaki değerlendirilmeler ve gözlemler yapılmıştır:

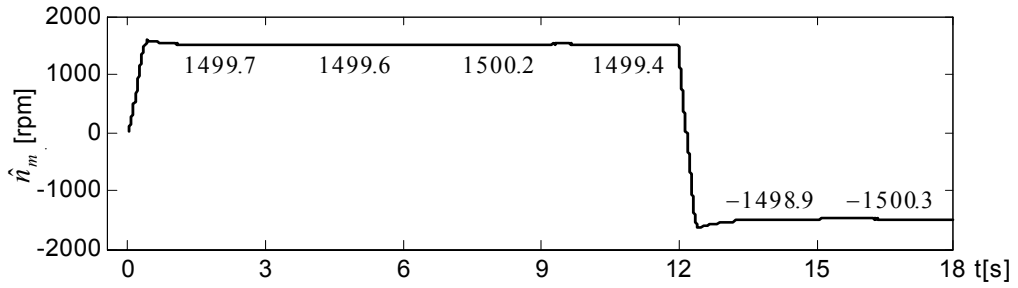
- Başlangıç değerleri sıfır alınarak yapılan GKF tabanlı kestirimlerin başarımla, yükün ve hızın *ani değişimlerinde bile* oldukça iyidir.
- GKF'de yük sabit parametre gibi tanımlanmasına rağmen, sürücü ile hıza bağlı doğrusal değişim yaptırılarak algoritmalar zorlanmıştır. Buna rağmen algoritmaların kararlılığı ve izleme başarımla kabul edilebilir ölçüdedir. Ayrıca değişim hızının yavaşlatılmasıyla bu durumda oluşan maksimum hataların azaldığı görülmüştür.
- Şekil 6'da görüldüğü gibi $\hat{\chi}$ 'de terslendirme durumu için bir çökme olmaktadır. Diğer taraftan, rotor direncinin sızıcılık ve frekans ile değiştiği de bilinmektedir. Bunun için SKASM'ye uygulanan besleme geriliminin frekansı ve mekanik hız ölçülerek, rotor devresi frekansının değişimi incelenmiş ve bu değişimlerin, öncelikle $\hat{\chi}$ 'de çökmeye neden olduğu kanısına varılmıştır. Ayrıca bu sonuç, Proca ve Keyhani (2002) ile de uyumludur.



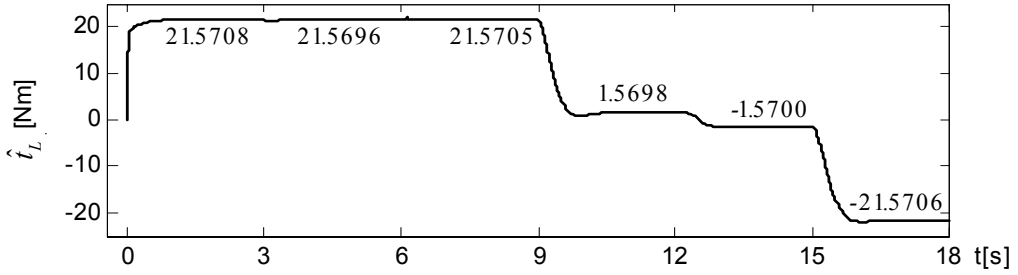
a) Başarım testleri için R_r' , t_L ve n_m^r 'nin değişimleri



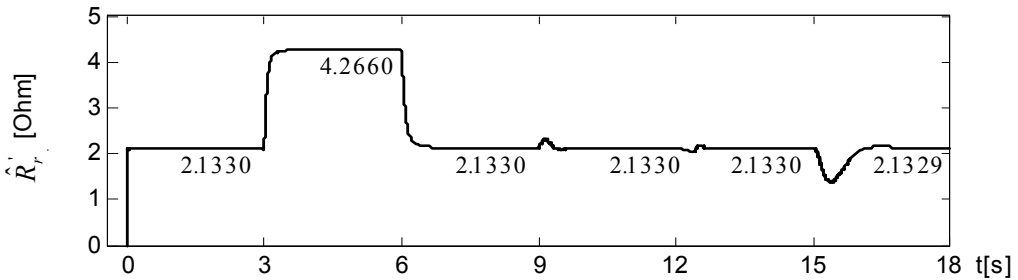
b) $|\psi_r|$ kestiriminin değişimi



c) n_m kestiriminin değişimi



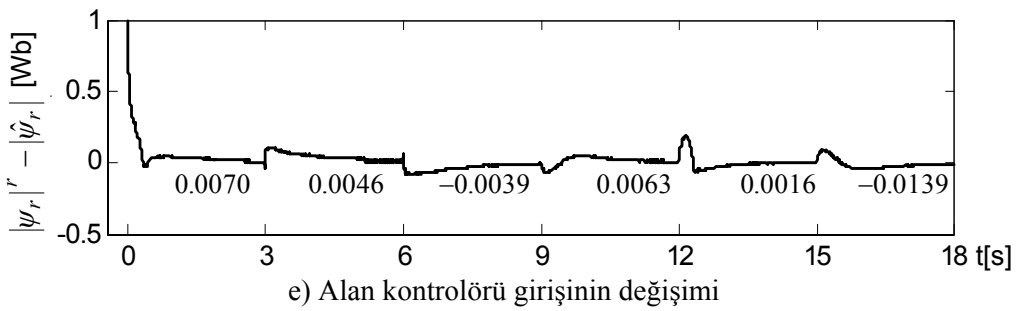
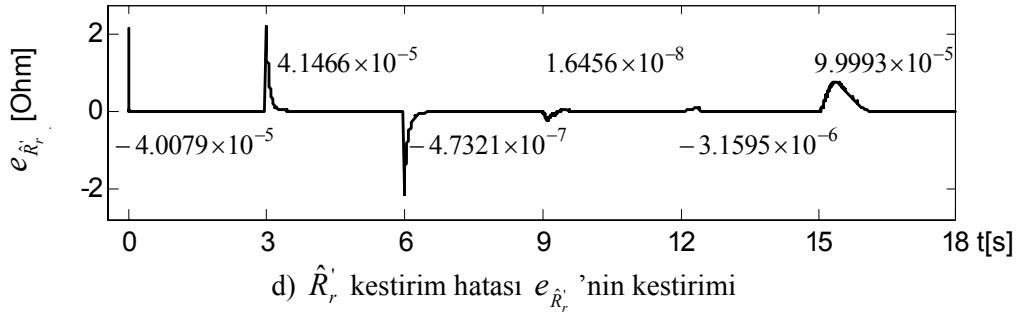
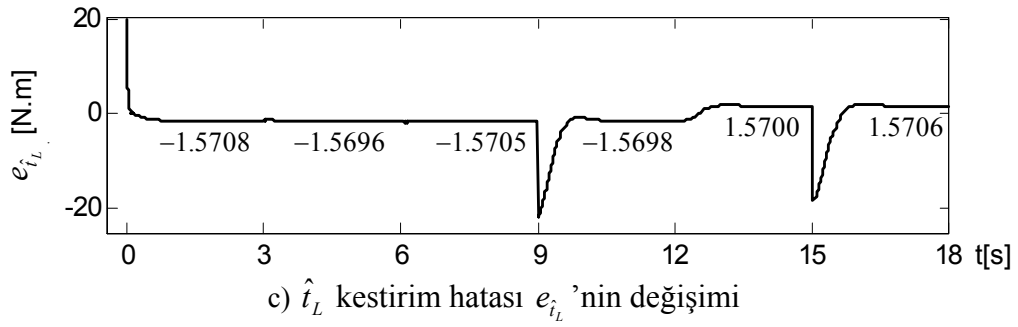
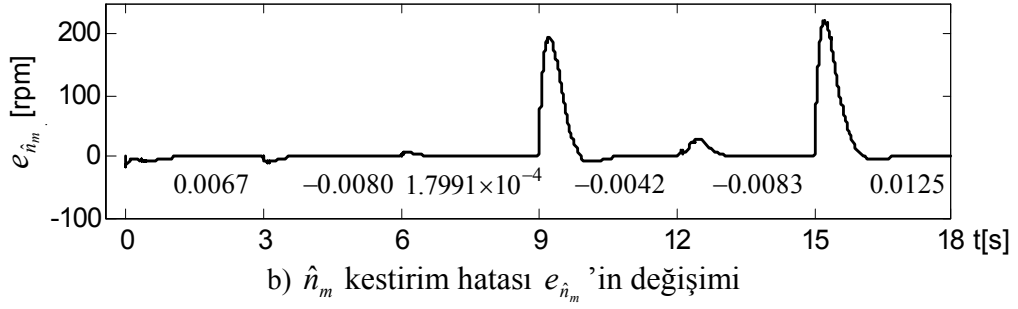
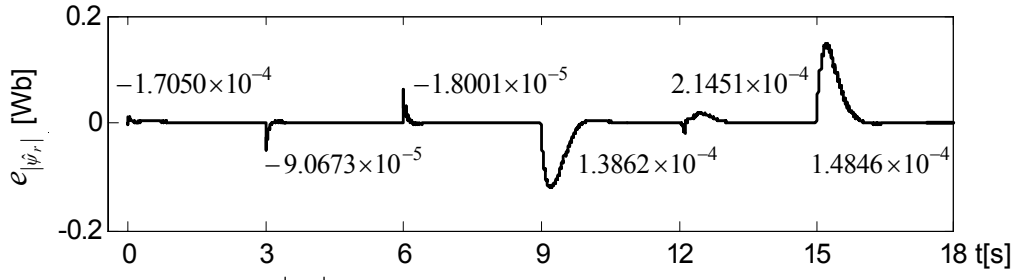
d) t_L kestiriminin değişimi



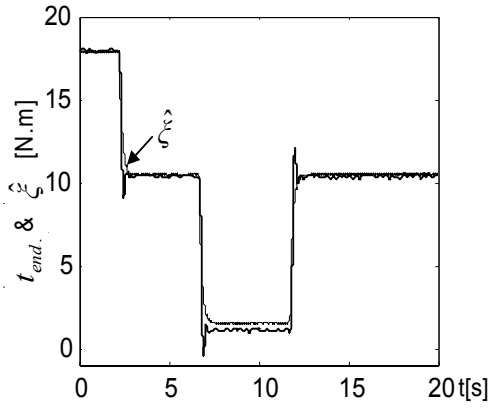
e) R_r' kestiriminin değişimi

Şekil 3. DVK sistemi ve Model 1'li GKF'ye ilişkin parametre ve durum kestirimlerinin benzetim sonuçları

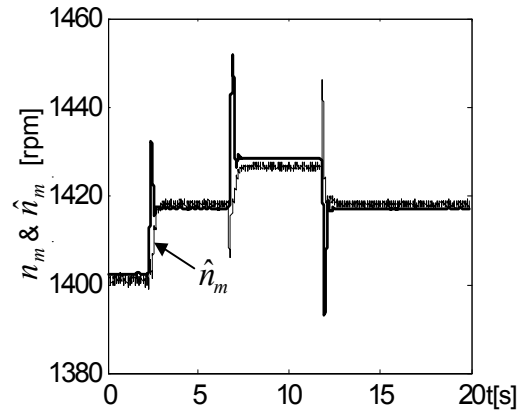
SKASM'nin hız algılayıcısız doğrudan vektör kontrolü



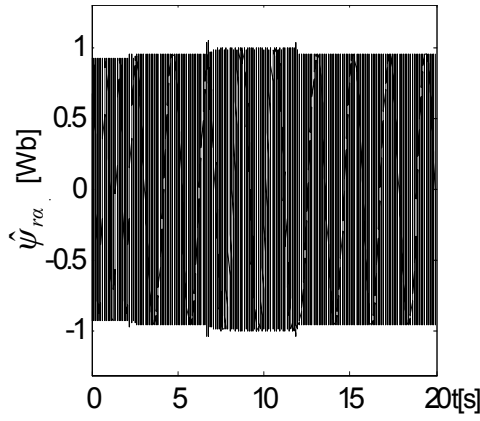
Şekil 4. DVK sistemindeki kontrolör ve kestirim hatalarına ilişkin benzetim sonuçları



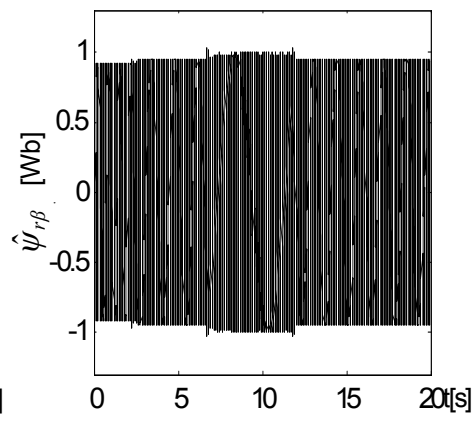
a) t_{end} ve kestirilen ζ 'nin değişimi



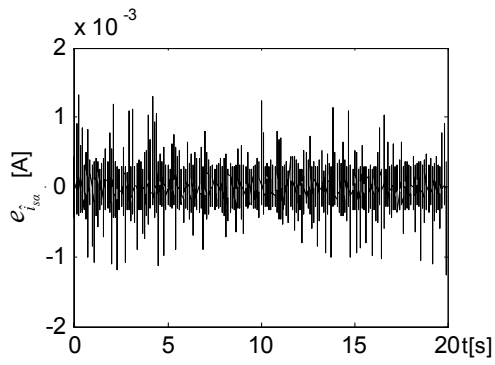
b) n_m ve \hat{n}_m 'nin değişimi



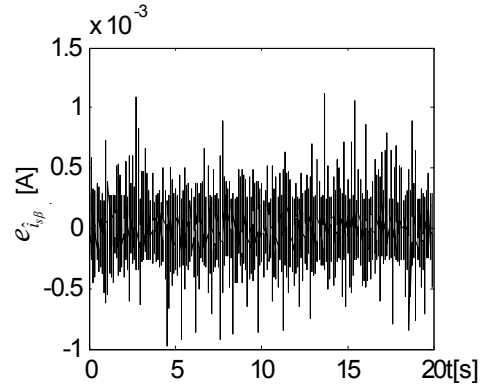
c) Kestirilen ψ_{ra} 'nın değişimi



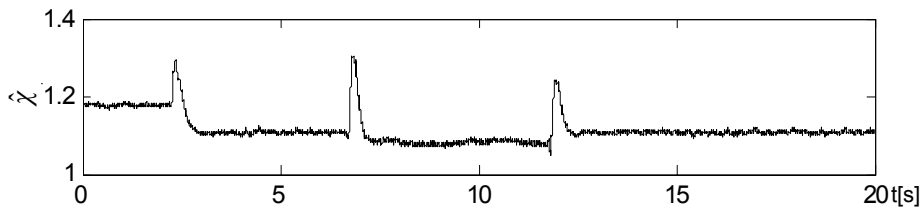
d) Kestirilen $\psi_{r\beta}$ 'nin değişimi



e) \hat{i}_{sa} kestirim hatası $e_{\hat{i}_{sa}}$ 'nın kestirimi

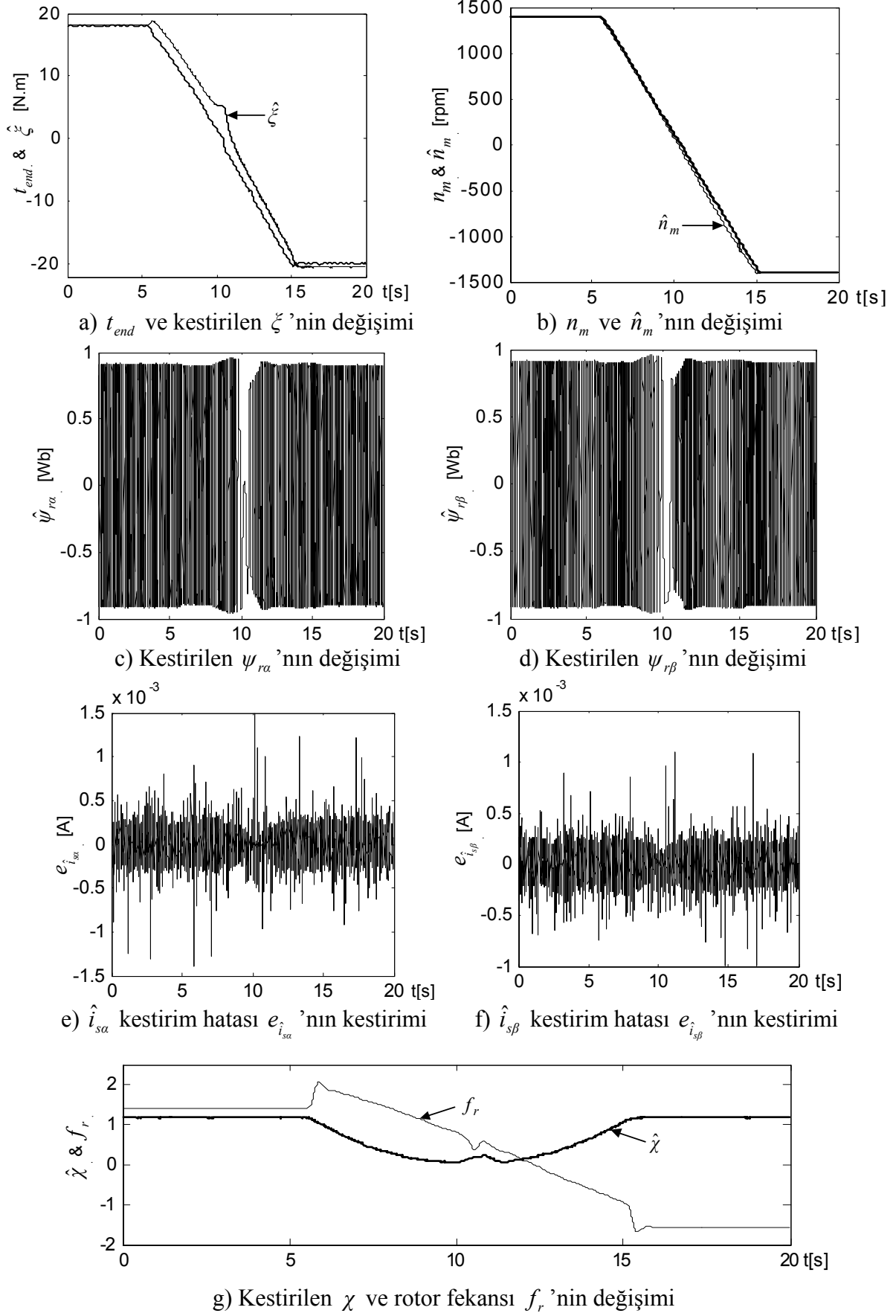


f) $\hat{i}_{s\beta}$ kestirim hatası $e_{\hat{i}_{s\beta}}$ 'nın kestirimi

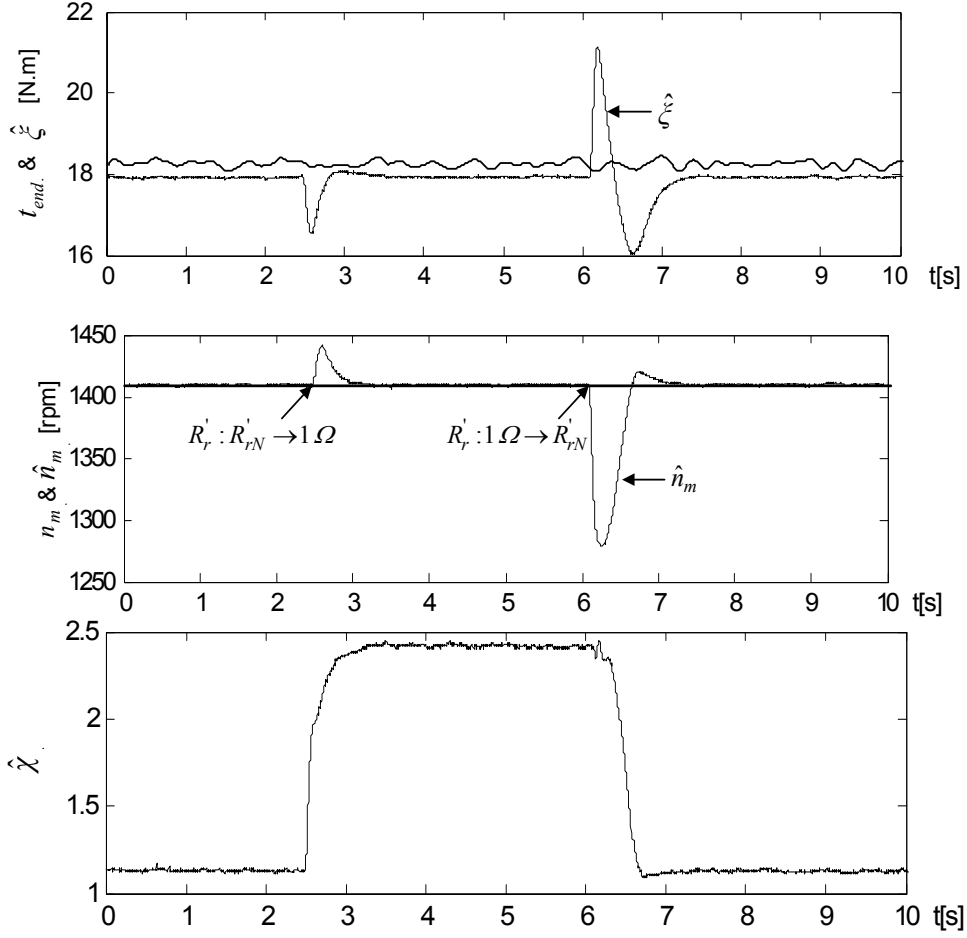


g) Kestirilen χ 'in değişimi

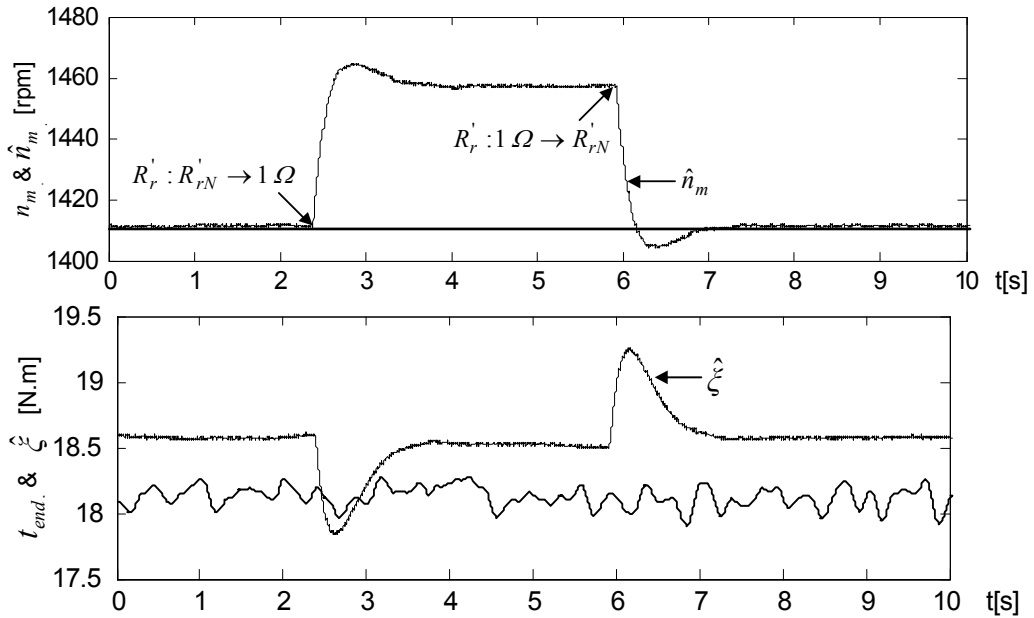
Şekil 5. Sabit hızda basamak biçimindeki yük değişimleri için deney sonuçları



Şekil 6. Terslendirilen yük ve hız için deney sonuçları



a) Model 2'li GKF'ye ilişkin sonuçlar



b) $\{i_{sa}, i_{sb}, \psi_{ra}, \psi_{rb}, \omega_m, \xi\}$ (χ 'siz) durumdeğişkenli GKF'ye ilişkin sonuçlar

Şekil 7. Rotor direnci değişimlerinin χ 'li ve χ 'siz GKF algoritmaları üzerindeki etkilerine ilişkin deney sonuçları

- Şekil 7'de $\{i_{sa}, i_{s\beta}, \psi_{ra}, \psi_{r\beta}, \omega_m, \xi, \chi\}$ durum değişkenli Model 2'li algoritma ile χ 'siz yani $\{i_{sa}, i_{s\beta}, \psi_{ra}, \psi_{r\beta}, \omega_m, \xi\}$ durum değişkenli başka bir GKF algoritması, karşılaştırılmıştır. Burada algoritmalarındaki rotor dirençleri önce $R_r' : R_{rN}' \rightarrow 1 \Omega$ 'a getirilerek hata oluşturulmuş ve tekrar $R_r' : 1 \Omega \rightarrow R_{rN}'$ doğru değerlerine getirilmiştir. Bu durumda Model 2'li algoritma oluşturulan rotor direnci hatasını $\hat{\chi}$ (öncelikle rotor direnci değişimlerini temsil eden belirsizlikler) ile algılayıp, kestirim doğruluğunu korurken, χ 'siz GKF algoritması beklenen sonucu vermekte yani bu hatayı giderebilmektedir.
- Diğer taraftan, elde edilen deneysel sonuçlar, stator direnci değişimlerine duyarlıdır. İyi bir başarımla için stator direnci kestiriminin de algoritmalara güncellenmesi gerekmektedir.

Sonuçlar

Bu çalışmada, SKASM'nin algılayıcısız ya da hız algılayıcısız doğrudan vektör kontrolü için GKF tabanlı gözlemleyiciler tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Benzetim temelli olarak doğrudan vektör kontrol sistemi ile ya da deneysel olarak vektör kontrollü a.a sürücüsü ile önerilen algoritmaların başarımlarını test edilmiştir. Bu amaçla, analog sayısal dönüştürücünün kelime uzunluğunun sınırlı olması nedeniyle oluşabilecek yuvarlama hatalarını da gözönüne alan mevcut yaklaşımlardan farklı bir GKF algoritması kullanılarak; çıkış olarak ölçülen stator akımlarının yanısıra yüksek başarımlı kontrol açısından önemli olan *rotor akısı bileşenleri, rotor hızı, yük momenti* (ya da öncelikle *yük momentini temsil eden mekanik belirsizlikler*) ve *rotor direnci* (ya da öncelikle *rotor direnci değişimlerini içeren elektriksel belirsizlikler*) kestirimlerinin tümü hem benzetimlerle hem de deneysel olarak gerçekleştirilmiştir.

Deney ve benzetim çalışmalarıyla herhangi bir yüksek frekanslı işaret eklemeksizin akı bileşenleri ve hızın yanısıra, sürtünme terimlerini de içeren yük momentiyi birlikte rotor direncinin eş zamanlı olarak kestirilebildiğinin gösterilmesi literatür açısından yeni sonuçlardır.

Ancak, tasarlanan algoritmalar özellikle düşük hızlarda stator direnci değişimlerine duyarlıdır. Bu yüzden iyi bir başarımla için stator direnci değişimlerinin de algoritmalara güncellenmesi gerekmektedir.

Son olarak, GKF'nin diğer algoritmalara göre fazla hesap yükü içermesi ve bu nedenle yüksek hızlı ve doğruluklu işlemciler gerektirmesi, günümüz tasarımcıları açısından bir sakınca olarak görülse de gelecekteki teknolojik gelişmeler ve buna bağlı olarak işlemci maliyetlerindeki azalmalar, GKF ve GKF tabanlı karma yöntemlerle tasarlanan algoritmaların motor kontrol endüstrisinde kullanımına yol açacağı söylenebilir.

Kaynaklar

- Al-Tayie, J. K., Acamley, P. P., (1997). Estimation of speed, stator temperature and rotor temperature in cage induction motor drive using the extended kalman filter algorithm, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, **144**, 5, 301-309.
- Barut, M., Bogosyan, O. S., Gokasan M., (2002a). Genişletilmiş Kalman Filtresi tabanlı akı, hız ve yük momenti kestiricisi, *Türk Otomatik Kontrol Konferansı (TOK 2002)*, 211-217, Ankara.
- Barut, M., Bogosyan, O. S., Gokasan M., (2002b). EKF based Estimation for direct vector control of Induction motors, *Proceedings of the IEEE 28th Annual Conference on Industrial Electronics Society (IECON'02)*, **2**, 1710-1715, Thessaloniki.
- Barut, M., Gokasan, M., Bogosyan, O. S., (2003). EKF based sensorless direct vector control of induction motors, *Proceedings of the IEEE 29th Annual Conference on Industrial Electronics Society (IECON'03)*, **1**, 318-322, Virginia.
- Barut, M., Bogosyan, O. S., Gokasan M., (2005). An EKF based estimator for speed sensorless vector control of induction motors, *Electric Power Components & Systems, formerly Electric Machines And Power Systems, Taylor-Francis*, **33**, 7, 727-744.

- Benchaib, A., Rachid, A., Audrezet, E., Tadjine, M., (1999). Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **46**, 1, 128-138.
- Bogosyan, O. S., Gokasan, M., Hajiyeve, C., (2001). An application of ekf for the position control of a single link arm, *Proceedings of the IEEE 27th Annual Conference on Industrial Electronics Society (IECON'01)*, **1**, 564–569, Colorado.
- Chen, F., Dunnigan, M. G., (2002). Comparative study of a sliding-mode observer and Kalman filters for full state estimation in an induction machine, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, **149**, 1, 53-64.
- Cruz, P.P., Rodriguez Rivas, J.J., (2000). Induction motor space vector control using adaptive reference model direct and indirect methods, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2000)* **1**, 300-305, Mexico.
- Du, T., Vas, P., Stronach, F., (1995). Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high performance AC drives, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, **142**, 2, 71-78.
- Faiz, J., Sharifian, M. B. B., (2001). Different techniques for real time estimation of an induction motor rotor resistance in sensorless direct torque control for electric vehicle, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **16**, 1, 104–109.
- Goodwin, G. C., Sin, K. S., (1994). *Adaptive filtering prediction and control*, Prentice-Hall Inc., New Jersey.
- Jansen, P. L, Lorenz, R. D., Novotny, D. W., (1994). Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **30**, 4, 945–953.
- Kubota, H., Matsuse, K., Nakano, T., (1993). DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor, *IEEE Transactions on Industry Application*, **29**, 2, 344-348.
- Pinto, J. O., Bose B. K., Da Silva, L. E. B., (2001). A stator-flux-oriented vector-controlled induction motor drive with space-vector PWM and flux-vector synthesis by neural networks, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **37**, 5, 1308-1318.
- Proca A. B., Keyhani A., (2002). Identification of variable frequency induction motor models from operating data, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **17**, 1, 24-31.
- Salvatore, L., Stasi, S., Tarchioni, L., (1993). A new EKF-based algorithm for flux estimation in induction machines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **40**, 5, 496–504.
- Wade, S., Dunnigan, M. W., Williams, B. W., (1995). Comparison of stochastic and deterministic parameter identification algorithms for indirect vector control, *IEE Colloquium on Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors*, **2**, 1-5, London.