

ASENKRON MOTORUN KARMA KESTİRİCİ TABANLI HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLÜ

Remzi İNAN¹ (ORCID: 0000-0003-1717-3875)*
Rıdvan DEMİR² (ORCID: 0000-0001-6509-9169)
Murat BARUT¹ (ORCID: 0000-0001-6798-0654)

¹Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
²Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Bor Meslek Yüksekokulu, Elektrik ve Enerji Bölümü

Geliş / Received: 03.01.2018
Kabul / Accepted: 12.04.2018

ÖZ

Bu çalışmada, asenkron motorlar (ASM'ler) için hız-algılayıcılı karma (hibrid) kestirim algoritması tabanlı doğrudan vektör kontrol (DVK) yöntemi benzetim ortamında tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Önerilen karma kestirim yönteminde stator akımının stator duran eksen takımı ($\alpha\beta$) bileşenleri ($i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$), rotor akısının $\alpha\beta$ -bileşenleri ($\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$), rotor direnci (R'_r) ve stator direnci (R_s) GKF ile kestirilirken; mıknatıslama endüktansı (L_m) ise çevrim-içi L_m -kestiricisi ile kestirilmektedir. Önerilen karma kestirim algoritmasının kestirim ve bu algoritmanın kullanıldığı DVK sisteminin kontrol başarımları; sıfır hız ile anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesini de kapsayan geniş bir hız aralığında oldukça zorlayıcı parametre ve durum değişimleri altında benzetim temelli test edilmiştir. Benzetim ortamından elde edilen sonuçlar önerilen karma kestiricinin ve bu yüzden DVK sisteminin oldukça yüksek bir başarıma sahip olduğunu göstermektedir. Bu yönleri ile literatürde bilinen ilk çalışmadır.

Anahtar kelimeler: ASM, alan zayıflama bölgesi, elektrikli araç, mıknatıslama endüktansı, GKF

HYBRID ESTIMATOR BASED DIRECT VECTOR CONTROL OF IM WITH SPEED-SENSOR

ABSTRACT

In this study, a hybrid estimator based speed-sensored direct vector control (DVC) of induction motor (IM) is implemented in simulation for electrical vehicle drive system applications. The proposed estimator is composed of stochastic based extended Kalman filter (EKF) and online magnetizing inductance estimation method. In hybrid estimation method, stator stationary axis components ($\alpha\beta$) of stator current ($i_{s\alpha}$ and $i_{s\beta}$), $\alpha\beta$ -axis components of rotor flux ($\varphi_{r\alpha}$ and $\varphi_{r\beta}$), rotor and stator resistances (R'_r and R_s) are estimated by EKF and the changes of magnetizing inductance are determined by online magnetizing inductance estimation method. The estimation performance of the hybrid estimation method which is implemented with DVC in simulation platform and the control performance of DVC are tested at a wide speed range varying from zero speed to beyond the rated/sensed speed defined as field weakening region in the literature under the challenging variations of parameters and states. The results obtained from the simulation show that the proposed hybrid estimator has a very high performance. Also the speed-sensored DVC has been gained the ability to have high control performance over a wide speed range.

Keywords: IM, field-weakening region, electrical vehicle, magnetizing inductance, EKF

*Corresponding author / Sorumlu yazar. Tel.: +90 388 225 27 99; e-mail / e-posta: rinan@ohu.edu.tr

1. GİRİŞ

ASM'ler endüstrideki kullanım alanlarına göre değişken hız/moment kontrolünü sağlayabilen yüksek başarılı kontrol yöntemlerinin kullanıldığı sürücülere ihtiyaç duymaktadır. Alan yönlendirmeli kontrol yöntemi, yüksek başarılı sürücü uygulamalarında sıklıkla kullanılmakta olup, moment ve alan indükleme akımlarının bağımsız kontrolünü sağlamaktadır [1]. Düşük hızlarda ve anma hızının altındaki hız değerlerinde, ASM sürücüsü sabit moment bölgesinde çalışırken, anma hızının üzerindeki hızlarda ise sargı yalıtımının zarar görmemesi için sabit güç bölgesinde çalışması gerekmekte ve bu yüzden de manyetik alanın zayıflatılmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Geleneksel ASM sürücülerinde alan zayıflatma, akı referansının hızla ters orantılı olarak azaltılması ile sağlanmaktadır [2]. Sürücünün, anma akı referansının etkin olduğu sabit moment bölgesindeki çalışmada, kontrol yöntemleri mıknaatıslama endüktansının (L_m 'nin) anma değerine ihtiyaç duyarken, değişken akı referansının gerekli olduğu alan zayıflama bölgesinde ise ASM'nin mıknaatıslama eğrisi bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır [3]. Bu nedenle alan zayıflama bölgesinde L_m 'nin sürekli olarak kontrol sistemlerine güncellenmesi noktasında oluşan gereklilik sürücü sistemlerinde büyük bir problem oluşturmaktadır. Bu problemin çözümü, L_m bilgisinin çevrim-içi olarak kontrol sistemine sürekli güncellenmesini gerektirmektedir. Ayrıca, akı ve momentin yüksek başarılı kontrolü için gerekli olan kestirilen akı bilgisinin doğruluğu, ASM'nin parametrelerine bağımlılık göstermektedir. ASM'ye ait elektriksel parametreler d.a testi, kilitle rotor ve boşa çalışma deneyleri ile doğrudan belirlenebilir olsalar da değerleri akı seviyesi, sıcaklık ve frekans gibi çalışma koşullarından etkilenmektedir. Bu nedenle ASM'nin yüksek başarılı kontrolü için özellikle rotor direnci (R_r'), stator direnci (R_s) ve L_m 'nin kestirilmesi gerekmektedir [4]. Bu noktada, istenilen kontrol başarımının sağlanmasının yalnızca dinamik kontrol yöntemlerinin kabiliyetine bağlı olmadığı aynı zamanda durum ve parametrelerin belirlendiği ya da kestirildiği/gözlemlendiği algoritma yapılarının başarımı da önem olmaktadır. [3, 5, 6].

Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde, ASM parametrelerinin kestirimine yönelik hız-algılayıcı olarak önerilen çalışmalar arasında, [7]'de bir faz akım algılayıcısından elde edilen akım bilgisi kullanılarak, rotor akısı ile birlikte R_r' ve R_s 'yi eş-zamanlı olarak kestiren modele uyarlamalı gözlemleyici yapısı önerilmiştir. Fakat sıfır ya da düşük hız ile ilgili bir sonuç sunulmamıştır. R_r' ve R_s kestiriminin aktif ve reaktif güç tabanlı kestirici ile gerçekleştirildiği [8]'de, yük momenti artışının kestirilen parametre değerlerinin gerçek değerlere yakınsama hızını arttırdığı belirtilmiştir. [9]'da, R_s doğrusal olmayan bulanık mantık tabanlı gözlemleyici yapısı ile kestirilirken, ileri beslemeli yapay sinir ağıları kullanılarak R_r' kestirimi sağlanmıştır. Kestirime ait sonuçlar ASM'nin anma hızının %70 değerlerinde döndürülmesi durumunda alınmış olup, anma hızında ya da düşük/sıfır hız değerlerinde herhangi bir sonuç verilmemiştir. Rotor akısı temelli ASM modeli kullanılarak oluşturulan tam dereceli GKF kestiricisi ile R_r' ve R_s kestiriminin gerçekleştirildiği [10]'da, ASM'nin çalıştığı hız bölgesi ve yük momenti hakkında herhangi bir bilgi sunulmamıştır. [11]'de alan yönlendirmeli kontrol başarımını arttırmak için R_r' kestirimi gerçekleştirilmiş olup düşük/sıfır hızda kestirim sonuçlarına yer verilmemiştir. [12]'de aktif güç ve motor momenti tabanlı modele uyarlamalı sistem kullanılarak R_r' kestirimi gerçekleştirilmiştir. [13]'de, akı, yük momenti, stator akımı ve R_r' değişimlerinin her birinin kestirimi amacıyla birer adet uyarlamalı kestirici yapısı kullanılmıştır. Gerçek-zamanlı sonuçlar incelendiğinde, hız kontrolü yük momentinde herhangi bir değişim oluşturulmadan gerçekleştirilmesine rağmen uyarlamalı kestiricilerin R_r' ve R_s 'de meydana gelen değişimlerden oldukça etkilendiği ve kestirilen değerlerin gerçek değerlere yakınsamada zorlandığı görülmektedir. Özellikle yüksek hızlarda meydana gelen R_r' değişimi karşısında yük momenti ve R_r' 'ye ilişkin kestirim başarımının ve gerçek değerlere yakınsama hızları tatmin edici değildir. Bu çalışmaların hiç birinde ASM'nin alan zayıflama bölgesinde çalışması durumunda parametre ve L_m kestirimine ilişkin sonuç verilmemiştir. Bu sebeple, önerilen kestirim yöntemlerinin anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesindeki kestirim başarımları hakkında herhangi bir değerlendirme yapılamamıştır.

Literatürde, ASM sürücülerinin geçici ve sürekli-hal başarımının iyileştirilmesinde büyük önem taşıyan ve ölçme ve sistem gürültülerini kullanarak ASM parametre belirsizliklerini yüksek bir doğruluk ve hız ile kestirebilen olası tabanlı GKF'nin kullanıldığı çalışmalar da mevcuttur [14–16]. [14]'de ASM'nin hız-algılayıcı GKF tabanlı doğrudan moment kontrolü (DMK'sı) gerçekleştirilmiştir. Stator akısı tabanlı ASM modelinin kullanıldığı GKF algoritması ile stator akımının $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımı bileşenleri ($i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$), stator akısının $\alpha\beta$ - bileşenleri ($\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$), R_r' ve R_s eş zamanlı olarak kestirilmiştir. [15]'de ASM'nin hız-algılayıcı indirgenmiş dereceli GKF (İDGKF) tabanlı doğrudan vektör kontrolü (DVK'sı) gerçekleştirilmiştir. Rotor akısı tabanlı ASM modelinin kullanıldığı İDGKF algoritması ile rotor akısının $\alpha\beta$ - bileşenleri ($\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$), R_r' ve R_s eş-zamanlı olarak kestirilmiştir. Her iki çalışma da hız-algılayıcı olarak gerçekleştirilmiştir. [16]'da ASM'nin hız-algılayıcı İDGKF tabanlı DVK'sı gerçekleştirilmiş olup önerilen İDGKF ile $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r' ve L_m kestirilmiştir. Böylelikle önerilen kestiricinin sıfır hız ile anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesinde kestirim başarımı test edilmiştir.

ASENKRON MOTORUN KARMA KESTİRİCİ TABANLI HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLÜ

Literatürde, L_m 'nin belirlenmesine ya da kestirilmesine yönelik hız-algılayıcı olarak önerilen çalışmalarda, [17–19]'da ASM'nin T-model eşdeğer devresi, [20, 21]'de ise farklı analitik modelleme yaklaşımları kullanılmıştır. Bu çalışmalarda önerilen yöntemlerin ağır hesaplama yükü içermesine rağmen yalnızca L_m kestirimi gerçekleştirilmiştir ve diğer parametre değişimlerinin etkisi hesaba katılmamıştır. Ayrıca L_m ile nüvedeki doyum arasındaki bağıntının ispatlanmasına yönelik olarak önerilen [22–25] çalışmalarında, ölçülen stator gerilimleri ve akımları ile birlikte bilinen ters mıknatıslama eğrisi kullanılarak, L_m çevrim-içi olarak kestirilmiştir. Burada kullanılan ters mıknatıslama eğrisi, mıknatıslama akımının (\vec{l}_m 'nin) birime indirgenmiş (per-unit) bir analitik fonksiyonu ile belirtilmiştir. Mıknatıslama eğrisini ifade eden analitik fonksiyon, ASM'nin birime indirgenmiş (per-unit) mıknatıslama akısı değeri ($|\vec{\varphi}_m|_{(pu)}$) kullanılarak belirlenmiştir. Önerilen analitik fonksiyonun özellikle R_s 'de meydana gelebilecek değişimlere duyarlı olmasına rağmen bu parametreye ait herhangi bir kestirim sonucu sunulmamıştır.

Bu çalışmada ise [14]'de önerilen $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r' ve R_s 'yi kestiren rotor akısı tabanlı ASM modelinin kullanıldığı GKF algoritması ile birlikte çevrim-içi L_m kestirimi için [22–25]'de önerilen ters mıknatıslama eğrisinin analitik fonksiyonunun kullanıldığı yöntem birleştirilerek karma (hibrid) bir kestirim algoritması tanıtılmıştır. Önerilen karma kestirim algoritması, ASM'nin DVK yöntemi ile birlikte MATLAB Simulink benzetim ortamında gerçekleştirilmiş ve kestirim başarımları test edilmiştir. Böylece, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r' , R_s ve L_m 'nin eş-zamanlı kestirimleri gerçekleştirilerek, [14], [16] ve [16]'dan daha fazla durum/parametre kestirimi yapan yeni bir hız-algılayıcı hibrid kestirim algoritması literatüre bu çalışma kapsamında tanıtılarak, geniş bir hız aralığında ASM'nin yüksek başarımlı kontrolü gerçekleştirilmiştir.

2. ROTOR AKISI TABANLI AYRIKLAŞTIRILMIŞ ASENKRON MOTOR MODELİ VE GENİŞLETİLMİŞ KALMAN FİLTRESİ ALGORİTMASI

ASM'nin $\alpha\beta$ - stator duran eksen takımındaki rotor akısı tabanlı genelleştirilmiş modeli, (1) ve (2)'deki gibi verilebilir:

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

$$\begin{aligned} \underline{Z}(t) &= \underline{h}_e(\underline{x}_e(t)) + \underline{w}_2 \text{ (Ölçüm eşitliği)} \\ &= \underline{H}_e\underline{x}_e(t) + \underline{w}_2 \end{aligned} \tag{2}$$

$i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r' ve R_s kestirimi için GKF algoritmasında kullanılacak rotor akısı tabanlı bu ASM modelinin ayrıntılı durum uzay gösterimi ise (3) ve (4)'te sunulmuştur:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r' \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k+1)} = \underbrace{\begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 & a_2 & 0 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -a_6 & 0 & 0 \\ 0 & a_4 & a_6 & a_5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r' \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} a_7 & 0 \\ 0 & a_7 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ u_e(k) \end{bmatrix}}_{\underline{u}_e(k)} + \underline{w}_1(k) \tag{3}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ z(k) \end{bmatrix}}_{\underline{z}(k)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{H}_e} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ R_r' \\ R_s \end{bmatrix}}_{\underline{x}_e(k)} + \underline{w}_2(k) \tag{4}$$

Yukarıdaki modelde kullanılan katsayılar ve fonksiyonlar aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

R. İNAN, R. DEMİR, M. BARUT

$$L_s(k) = L_m(k) + L_{ls}, L'_r(k) = L_m(k) + L_{lr}, L_\sigma(k) = L_s(k) - \frac{L_m^2(k)}{L'_r(k)}$$

$$a_1 = 1 - \left(\frac{R_s}{L_\sigma(k)} + \frac{L_m^2(k)R'_r}{L_\sigma(k)L_r'^2(k)} \right) T, a_2 = \frac{L_m(k)R'_r}{L_\sigma(k)L_r'^2(k)} T, a_3 = \frac{L_m(k)p_p\omega_m}{L_\sigma(k)L_r'(k)} T, a_4 = \frac{L_m(k)R'_r}{L_r'(k)} T,$$

$$a_5 = 1 - \frac{R'_r}{L_r'(k)} T, a_6 = p_p\omega_m T, a_7 = \frac{T}{L_\sigma(k)}$$

Burada, \underline{x}_e , genişletilmiş durum uzay vektörüdür. \underline{f}_e , durum ve girişlerin doğrusal olmayan fonksiyonudur. \underline{A}_e , sistem matrisidir. \underline{u}_e , kontrol giriş vektörüdür. \underline{B}_e , giriş matrisidir. \underline{w}_1 , sistem gürültüsüdür. \underline{h}_e , çıkışların fonksiyonudur. \underline{H}_e , ölçme matrisidir. \underline{w}_2 , ölçme gürültüsüdür. p_p , kutup çifti sayısıdır. $L_\sigma = \sigma L_s$, stator geçici endüktansdır. $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r'}$, kaçak ya da kuplaj faktörüdür. L_s ve L_r sırasıyla, stator ve rotor endüktanslarıdır. L_{ls} ve L_{lr} , stator ve rotor kaçak endüktansdır. $v_{s\alpha}$ ve $v_{s\beta}$, stator gerilimlerinin stator duran eksen takımının bileşenleridir. T , örnekleme zamanıdır.

Şekil 2’de verilen karma kestirim algoritmasında $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R'_r ve R_s kestirimi için kullanılan GKF algoritmasına ait eşitlikler (5a)-(5d)’deki gibi verilmiştir:

$$\underline{F}_e(k) = \left. \frac{\partial \underline{f}_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k))}{\partial \underline{x}_e(k)} \right|_{\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k)} \tag{5a}$$

$$\underline{N}(k) = \underline{F}_e(k) \underline{P}(k) \underline{F}_e(k)^T + \underline{Q} \tag{5b}$$

$$\underline{P}(k+1) = \underline{N}(k) - \underline{N}(k) \underline{H}_e^T (\underline{D}_\xi + \underline{H}_e \underline{N}(k) \underline{H}_e^T)^{-1} \underline{H}_e \underline{N}(k) \tag{5c}$$

$$\hat{\underline{x}}_e(k+1) = \underline{f}_e(\underline{x}_e(k), \underline{u}_e(k)) + \underline{P}(k+1) \underline{H}_e^T \underline{D}_\xi^{-1} (\underline{Z}(k) - \underline{H}_e \hat{\underline{x}}_e(k)) \tag{5d}$$

Burada, \underline{F}_e , doğrusal olmayan modelleri doğrusallaştırmada kullanılan fonksiyondur. \underline{f}_e , giriş ve durumların doğrusal olmayan fonksiyonudur. \underline{Q} , sistem gürültüsünün kovaryans matrisidir, model hatası olarak adlandırılır. \underline{D}_ξ , çıkış gürültüsünün kovaryans matrisidir, ölçme gürültüsü olarak adlandırılır. \underline{P} ve \underline{N} , sırasıyla durum kestirim hatası ve dış değer hatasının kovaryans matrisleridir. $\hat{\underline{x}}_e$, öngörülen durumların matris biçimidir. $\hat{\underline{x}}_e$, kestirilen durumların matris biçimidir.

3. ÇEVİRİM-İÇİ MIKNATISLAMA ENDÜKTANSI KESTİRİM YÖNTEMİ

ASM’nin L_m değeri, nüvedeki doyum etkisine bağlı olarak değişim göstermektedir. Bu sebeple, geniş bir hız aralığında yüksek başarımli kontrol için L_m ’de meydana gelen değişimlerin çevrim-içi/anlık olarak kontrol sistemine güncellenmesi gerekmektedir. Bu durum ise L_m parameteresinin kestirilmesini zorunlu hale getirmektedir [23,25].

Bu çalışma kapsamında, L_m ’nin çevrim-içi olarak kestirimi, $\vec{\varphi}_m$ ’nin genliği ($|\vec{\varphi}_m|$) ve [22–25]’de önerilen miknatıslama akımının analitik fonksiyonu kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Önerilen çevrim-içi kestirim yönteminde kullanılan $\vec{\varphi}_m$ ’nin $\alpha\beta$ - bileşenleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir:

$$\varphi_{m\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - L_{ls} i_{s\alpha} \tag{6}$$

$$\varphi_{m\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - L_{ls} i_{s\beta} \tag{7}$$

$$|\varphi_m| = \sqrt{\varphi_{m\alpha}^2 + \varphi_{m\beta}^2} \tag{8}$$

Eşitlik (6)-(8)’de, integral alma işlemi içeren kısımlar ile elde edilen değerlerin stator akısının $\alpha\beta$ - bileşenleri ($\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$) olduğu açıkça görülmektedir. İntegral alıcıların ayrık-zamanlı olarak oluşturulan sistemlerde yığılma problemine neden olduğu bilinmektedir. Bu olumsuzluğun önüne geçilmesi amacı ile GKF ile kestirilen

ASENKRON MOTORUN KARMA KESTİRİCİ TABANLI HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLÜ

$\hat{\varphi}_{r\alpha}$, $\hat{\varphi}_{r\beta}$, $\hat{i}_{s\alpha}$ ve $\hat{i}_{s\beta}$ değerleri ile ASM model eşitlikleri kullanılarak $\hat{\varphi}_{s\alpha}$ ve $\hat{\varphi}_{s\beta}$ değerleri elde edilmiştir. Elde edilen $\hat{\varphi}_{s\alpha}$ ve $\hat{\varphi}_{s\beta}$ değerleri ve ASM'den ölçülen stator akımları ($i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$) kullanılarak $\hat{\varphi}_{m\alpha}$ ve $\hat{\varphi}_{m\beta}$ kestirilmiştir.

$$\hat{\varphi}_{s,\alpha\beta} = L_s \hat{i}_{s,\alpha\beta} + L_m \hat{i}_{r,\alpha\beta} \tag{9}$$

$$\hat{\varphi}_{r,\alpha\beta} = L_r' \hat{i}_{r,\alpha\beta} + L_m \hat{i}_{s,\alpha\beta} \tag{10}$$

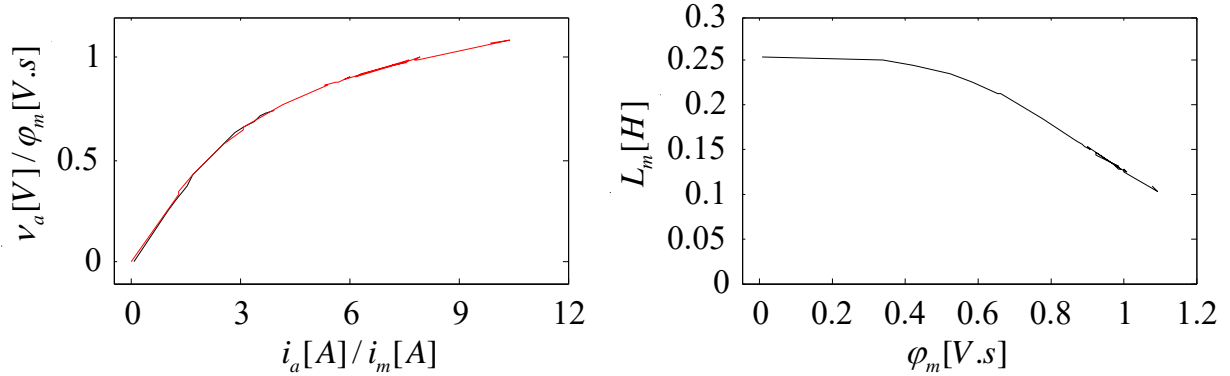
$$\hat{\varphi}_{m\alpha} = \left(\frac{L_m}{L_r'} \hat{\varphi}_{r\alpha} + L_\sigma \hat{i}_{s\alpha} \right) - L_{l\sigma} i_{s\alpha} \tag{11}$$

$$\hat{\varphi}_{m\beta} = \left(\frac{L_m}{L_r'} \hat{\varphi}_{r\beta} + L_\sigma \hat{i}_{s\beta} \right) - L_{l\sigma} i_{s\beta} \tag{12}$$

[22–25]'de, ASM'nin mıknatıslama eğrisinin belirlenmesi amacıyla kullanılan ve \vec{i}_m 'nin $|\vec{i}_m|_{(pu)}$ değerini veren analitik fonksiyon aşağıda verilmiştir.

$$|\vec{i}_m|_{(pu)} = a|\vec{\varphi}_m|_{(pu)} + (1 - a)|\vec{\varphi}_m|_{(pu)}^b \tag{13}$$

Yukarıda belirtilen analitik fonksiyonun içerdiği 'a' ve 'b' katsayıları, Tablo 1'de parametreleri verilen ASM'nin gerçek-zamanlı deney düzeneğinden ölçülen mıknatıslama eğrisi ile karşılaştırılarak $a = 0.507$ ve $b = 5$ olarak tespit edilmiştir. ASM'nin mıknatıslama eğrisinin belirlenmesinde [26]'da önerilen yöntem uygulanmıştır. Ölçülen mıknatıslama eğrisi ile [22–25]'de önerilen analitik fonksiyon kullanılarak hesaplanan mıknatıslama eğrisi karşılaştırılarak Şekil 1'deki ASM doyumu eğrileri elde edilmiştir.



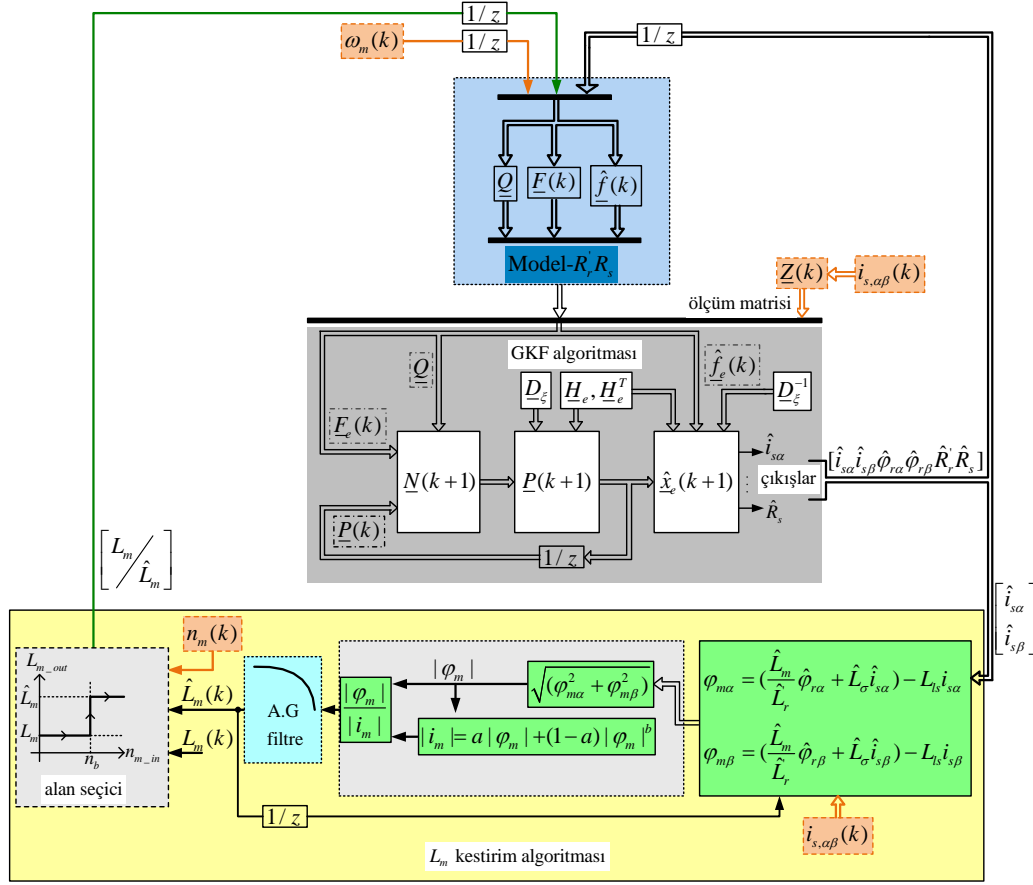
Şekil 1. ASM'ye ait mıknatıslama eğrisi ve mıknatıslama endüktansı değişimi.

4. KARMA KESTİRİM YÖNTEMİNİN TASARIMI VE ASENKRON MOTORUN KARMA KESTİRİM YÖNTEMİ TABANLI DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLÜ

Şekil 2'de gösterilen karma kestirim yönteminde GKF algoritması kullanılarak $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$, $\varphi_{r\beta}$, R_r' ve R_s' 'nin kestirimi GKF algoritması ile gerçekleştirilirken L_m kestirimi ise çevrim-içi L_m kestiricisi ile eş-zamanlı olarak gerçekleştirilmektedir. GKF algoritmasına ASM'den ölçülen $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$, $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ ve rotor mekanik açısal hızı (ω_m) uygulanırken çevrim-içi L_m kestiricisine yalnızca ölçülen $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ uygulanmaktadır. Hız-algılayıcılı olarak gerçekleştirilen karma kestirim yönteminde GKF algoritmasının girişlerini oluşturan Model- R_r' & R_s' tabanlı ASM modeline kestirilen $\hat{i}_{s\alpha}$, $\hat{i}_{s\beta}$, $\hat{\varphi}_{r\alpha}$, $\hat{\varphi}_{r\beta}$, \hat{R}_r' ve \hat{R}_s' değerleri her örnekleme zamanı T 'de güncellenirken, çevrim-içi L_m kestiricisine, GKF ile kestirilen $\hat{i}_{s\alpha}$, $\hat{i}_{s\beta}$, $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ ve $\hat{\varphi}_{r\beta}$ değerleri ile birlikte çevrim-içi L_m kestirici tarafından kestirilen \hat{L}_m değeri her T 'de güncellenmektedir. Ayrıca, çevrim-içi L_m kestiricisi çıkışına konumlandırılan alan seçici ile GKF algoritmasına güncellenecek olan L_m değeri belirlenmektedir. Oluşturulan alan seçici bloğunda, ASM'den ölçülen rotor mekanik hızı kullanılarak eşik değeri olan ASM'nin anma hızına bağlı olarak ASM'nin çalışma bölgesi belirlenmektedir. Burada gerçekleştirilen karar verme mekanizmasında, ASM'nin alan zayıflama

R. İNAN, R. DEMİR, M. BARUT

bölgesinde (anma hızının üzerinde) çalışması durumunda kestirilen \hat{L}_m değeri GKF algoritmasına güncellenirken, ASM'nin anma hızının altındaki bölgede çalışması durumunda ise GKF algoritmasına L_m 'nin anma değeri uygulanmaktadır.



Şekil 2. GKF ve çevrim-içi L_m kestiricisi tabanlı önerilen karma kestirim yöntemi

ASM'nin durum ve parametrelerinin kestirim için önerilen karma kestirim yönteminin başarımlı testi Şekil 3'te görülen hız-algılayıcı DVK yöntemi üzerinde gerçekleştirilmiştir. Şekil 3'te akı referansı ($|\varphi_r|^{ref}$) değeri Eşitlik (14)'te ifade edildiği şekilde belirlenmektedir. ASM modeline uygulanan L_m değeri ise, ASM'nin anma hızının altındaki bölgede çalışması durumunda anma mıknaatıslama endüktansı değeri (L_{mn}) olarak, anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesinde çalışması durumunda ise ASM'nin gerçek mıknaatıslama eğrisi bilgisi kullanılarak belirlenmektedir. Gerçek-zamanlı deney düzeneği ile belirlenen mıknaatıslama eğrisinde veri adım aralığının daraltılması için MATLAB "Curve Fitting Toolbox" yardımı ile eğri uydurma yöntemi uygulanmıştır.

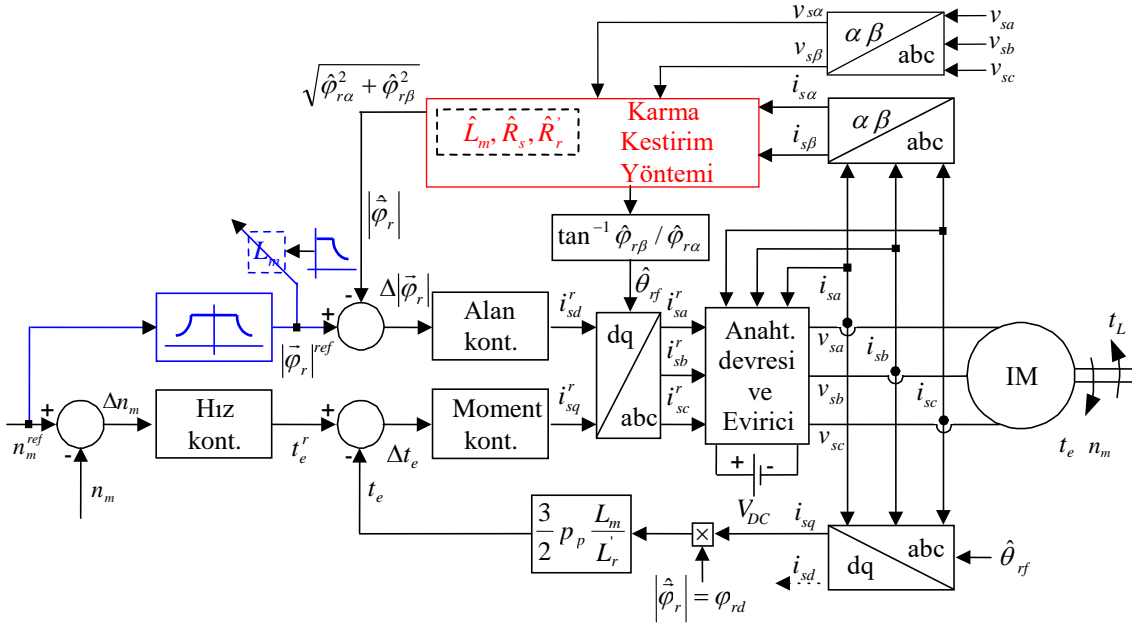
$$|\varphi_r|^{ref} = \begin{cases} \frac{n_b}{n_m^{ref}} |\varphi_r|_{rated}^{ref}, & n_m^{ref} > n_b \\ |\varphi_r|_{rated}^{ref}, & n_m^{ref} \leq n_b \end{cases} \quad (14)$$

Burada $|\varphi_r|_{rated}^{ref}$, rotor akısı referansının anma değeridir. n_m^{ref} , referans rotor mekanik hızıdır. n_b , ASM'nin mekanik hızının anma değeridir. $|\varphi_r|_{rated}^{ref}$ değeri, Eşitlik (15) ile belirlenmiştir.

$$|\varphi_r|_{rated}^{ref} = \frac{U_b}{\omega_b} = \frac{\sqrt{2}x^{380}}{2\pi x 50} = 0.987 \quad (15)$$

Alan seçici bloğu kullanılarak oluşturulan karar verme mekanizmasında, ASM'nin alan zayıflama bölgesinde (anma hızının üzerinde) çalışması durumunda kestirilen \hat{L}_m değeri Şekil 3'te belirtilen DVK yöntemine güncellenirken, ASM'nin anma hızının altındaki bölgede çalışması durumunda ise DVK yöntemine L_m 'nin anma değeri uygulanmaktadır.

ASENKRON MOTORUN KARMA KESTİRİCİ TABANLI HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLÜ



Şekil 3. Önerilen karma kestirim yöntemi tabanlı hız-algılayıcı DVK sistemi

5. KARMA KESTİRİM YÖNTEMİNE İLİŞKİN BENZETİM SONUÇLARI

İlk kez bu çalışma kapsamında önerilen karma kestirim yöntemi, Şekil 3’te verilen DVK yöntemi ile birlikte kullanarak kestirim başarımı benzetim ortamında test edilmiştir. Şekil 3’te tanımlanan DVK yönteminde kullanılan kontrolör yapıları geleneksel oran ve integral alıcı (proportional and integral-PI) yapısına sahiptir. Karma kestiricide kullanılan GKF algoritmasına ilişkin kovaryans matrisleri ve \hat{L}_m kestirimini içeren çevrim-içi L_m kestiricisine ait katsayılar aşağıdaki gibi verilmiştir. Burada GKF algoritmasına ait köşegen kovaryans matrisleri deneme yanılma yöntemi ile belirlenmiştir.

$$\begin{aligned} \underline{Q} &= diag\{1e-12 \quad 1e-12 \quad 1e-10 \quad 1e-10 \quad 1e-8 \quad 3e-8\} \\ \underline{D}_x &= diag\{1e-8 \quad 1e-8\} \\ \underline{P} &= diag\{10 \quad 10 \quad 10 \quad 10 \quad 10 \quad 10\} \\ a &= 0.507, b = 5 \end{aligned}$$

Karma kestirim yönteminin DVK yöntemi ile birlikte benzetim ortamında gerçekleştirilen kestirim başarımı testinde Tablo 1’de verilen ASM parametreleri kullanılmıştır [27]. ASM’nin hız-algılayıcı karma kestirici tabanlı DVK sistemi, Şekil 4 ile verilen senaryo üzerinde durum ve parametrelerde meydana getirilen zorlayıcı değişimler altında çalıştırılarak karma kestirim yönteminin kestirim ve DVK’nın kontrol başarımı benzetim ortamında test edilmiştir.

Şekil 4’te verilen senaryoda,

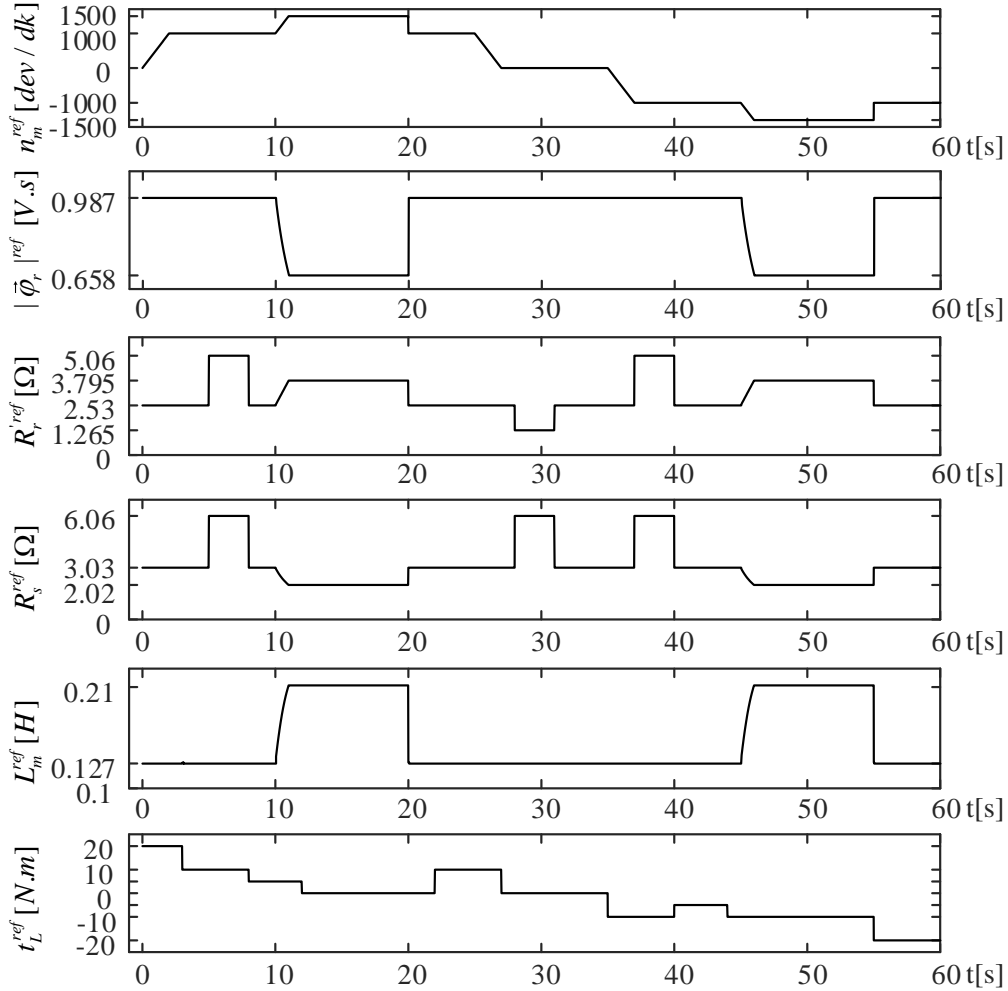
- ASM sıfır hız, anma hızında ve anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgelerinde ileri/geri yönde çalıştırılmaktadır.
- ASM’ye uygulanan yük momenti t_L^{ref} , $-20 [N.m]$ ile $20 [N.m]$ değerleri arasında basamak şeklinde artırılmakta ya da azaltılmaktadır.
- R_r^{ref} , anma hızında basamak şeklinde $2xR_{rn}^{ref}$ değerine çıkarılıp tekrar R_{rn}^{ref} değerine düşürülmektedir. Sıfır hızda, basamak şeklinde $0.5xR_{rn}^{ref}$ değerine düşürülüp tekrar R_{rn}^{ref} değerine çıkartılmaktadır. Ayrıca alan zayıflama bölgesinde, ASM’nin rotor hızıyla doğru orantılı olarak hızla doğrusal olarak artırılıp azaltılmaktadır.

R. İNAN, R. DEMİR, M. BARUT

- R_s^{ref} , anma hızında ve sıfır hızda basamak şeklinde $2xR_{sn}$ değerine çıkarılıp tekrar R_{sn} değerine düşürülmektedir. Ayrıca alan zayıflama bölgesinde, ASM'nin rotor hızıyla doğru orantılı olarak hızla doğrusal olarak azaltılıp artırılmaktadır.
- DVK'ya uygulanan $|\vec{\varphi}_r|^{ref}$ değeri Eşitlik (15)'te belirtildiği gibi, anma hızının altında ve anma hız değerinde, ASM'nin anma akı değeri alınmış olup, alan zayıflama bölgesinde ise ASM'nin hızı ile ters orantılı olarak azaltılmıştır.
- ASM'nin L_m^{ref} değeri ise, ASM'nin anma hızının altındaki sabit akı referansı bölgesinde L_m 'nin anma değeri olarak belirlenmiş olup, alan zayıflama bölgesinde ise ASM'nin gerçek-zamanlı deneysel testlerinden elde edilen mıknatıslama/doyum eğrisi bilgisi kullanılarak belirlenmiştir.

Tablo 1: ASM anma değerleri [27]

P [kW]	f [Hz]	J_T [kg.m ²]	β_T [Nm/(rad/sn)]	P_p
2.2	50	0.055	0	3
V [V]	I [A]	R_s [Ω]	R_r [Ω]	L_s [H]
380	5.5	3.03	2.53	0.0116
L_r [H]	L_m [H]	n_m [dev/dk]	t_L [N.m]	
0.0174	0.135	1000	20	

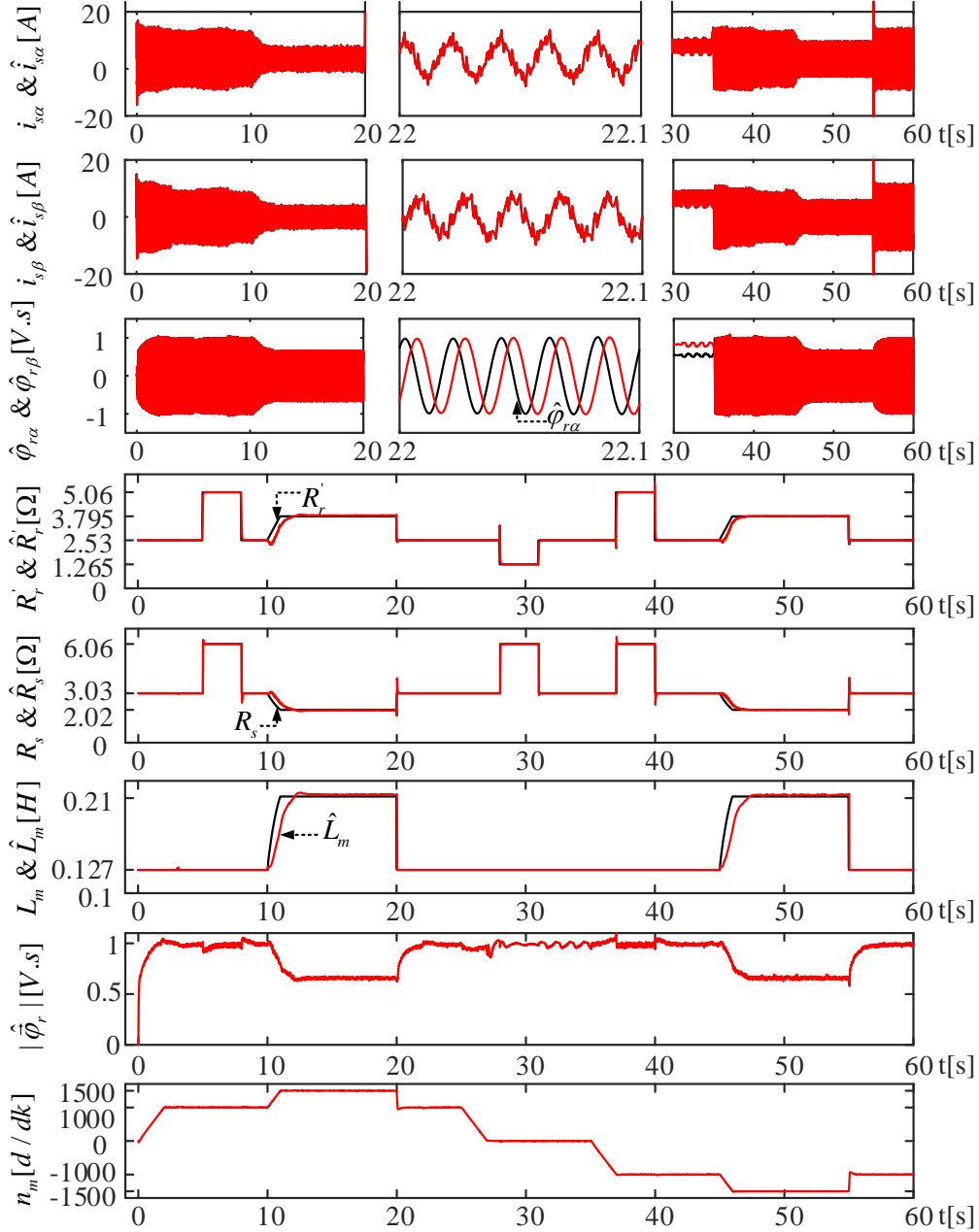


Şekil 4: Önerilen karma kestirim yönteminin testi için ASM ve DVK'ya uygulanan referans durum ve parametre değişimleri.

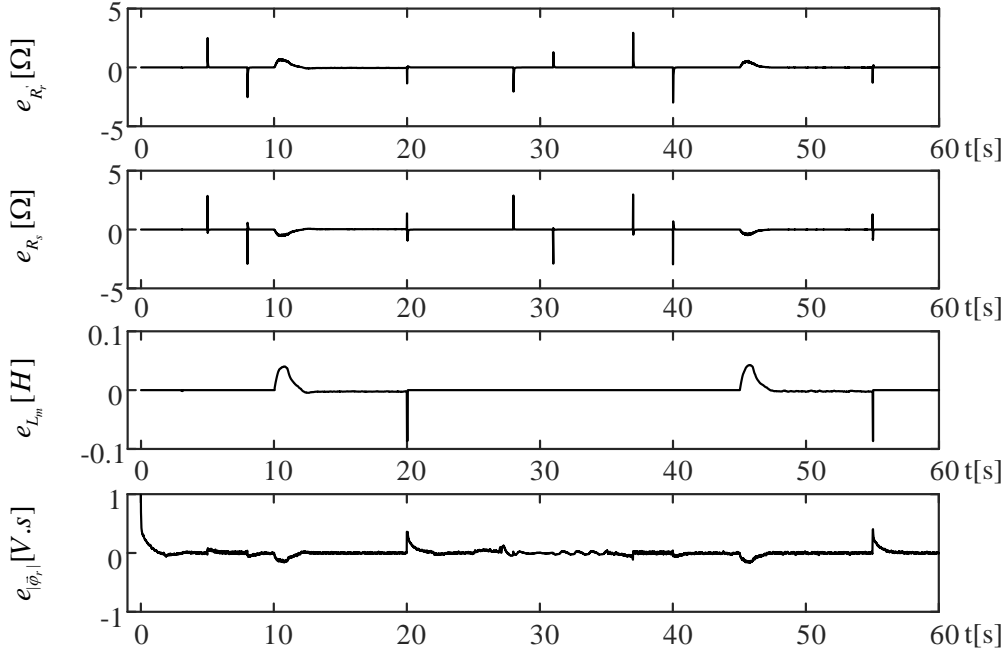
Benzetim ortamında gerçekleştirilen kestirim ve kontrol başarımlı testinden elde edilen sonuçlara göre (Şekil 5 ve 6), DVK yöntemi ile birlikte çalıştırılan karma kestirim yönteminin yük momentinde basamak şeklinde

ASENKRON MOTORUN KARMA KESTİRİCİ TABANLI HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLÜ

meydana getirilen tüm değişimlere karşı, durum ve parametre değişimlerini hızlı bir şekilde kestirdiği ve başarılı bir şekilde gerçek değerlerine yakınsadığı görülmektedir. Yalnızca ASM'nin alan zayıflama bölgesine çıkarılması esnasında, çevrim-içi L_m kestiricisinin çıkışında bulunan alçak-geçiren filtre nedeni ile geçici-halde kestirimlerde gecikmeye sebep olduğu ve bu gecikmenin GKF ile kestirilen durum ve parametrelerde kısa süreli bozunmalara neden olduğu görülmektedir. Fakat sistemin sürekli-hale oturması ile birlikte bu durum ortadan kalkmakta olup karma kestirim yöntemi ile kestirilen durum ve parametrelerin gerçek değerlerine çok hızlı bir şekilde yakınsadığı Şekil 5'te açıkça görülmektedir. Şekil 6'da kestirim hatalarına ilişkin verilen sonuçlar da bu durumu doğrulamaktadır.



Şekil 5: ASM'nin hız-algılayıcılı DVK'sına ve karma kestirim yöntemine ait benzetim sonuçları.



Şekil 6: Önerilen karma kestirim yöntemine ait kestirim hataları.

4. SONUÇLAR VE YORUMLAR

Bu çalışmada ASM'ler için sıfır hız ve anma hızının üzerindeki alan zayıflama bölgesini de kapsayan geniş bir hız aralığında eş-zamanlı parametre kestirimi için karma kestirim algoritması önerilmiş ve önerilen bu algoritmayı kullanan hız-algılayıcı DVK'lı sürücü sistemi tasarlanarak benzetim temelli olarak test edilmiştir. Önerilen karma kestirim algoritması ile DVK için gerekli olan bütün durumlara ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\varphi_{r\alpha}$ ve $\varphi_{r\beta}$ 'ya) ek olarak değerleri sıcaklık ve frekansla değişen R_r' ve R_s ile birlikte alan zayıflama bölgesinde gerilim sınır değerine bağlı olarak akı seviyesinde meydana gelen azalmadan dolayı değişen L_m kestirimi gerçekleştirilmiştir.

Elde edilen benzetim sonuçları, önerilen karma kestirim algoritmasının ve buna bağlı olarak DVK'lı ASM sürücü sisteminin geniş bir hız aralığında yüksek başarıma sahip olduğunu doğrulamaktadır. Bu çalışma ile [14], [15] ve [16]'daki çalışmalardan daha fazla durum/parametre kestirimi yapan yeni bir hız-algılayıcı hibrid kestirim algoritması ilk defa bu çalışma kapsamında literatüre sunulmuş, geniş bir hız aralığında ASM'nin yüksek başarımlı hız-kontrolü gerçekleştirilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] LEE, SH., YOO, A., LEE, HJ., YOON, YD., HAN, BM., "Identification of Induction Motor Parameters at Standstill Based on Integral Calculation", IEEE Transactions on Industry Applications, 53(3): 2130–2139, 2017.
- [2] FARASAT, M., TRZYNADLOWSKI, AM., FADALI, MS., "Efficiency improved sensorless control scheme for electric vehicle induction motors", IET Electrical Systems in Transportation, 4(4), 122–131, 2014.
- [3] TOLİYAT, HA., LEVI, E., RAINA, M., "A review of RFO induction motor parameter estimation techniques", IEEE Transactions on Energy Conversion, 18(2), 271–283, 2003.
- [4] İNAN, R., BARUT, M., "Bi input-extended Kalman filter-based speed-sensorless control of an induction machine~capable of working in the field-weakening region", Turkish Journal Of Electrical Engineering & Computer Sciences, 22, 588–604, 2014.
- [5] LEE, H., WOLDESEMAYAT, ML., NAM, K., "Zero Torque Control for EV Coasting Considering Cross-Coupling Inductance", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64(8), 6096–6104, 2017.

ASENKRON MOTORUN KARMA KESTİRİCİ TABANLI HIZ-ALGILAYICILI DOĞRUDAN VEKTÖR KONTROLÜ

- [6] LIU, Y., ZHAO, J., WANG, R., HUANG, C., "Performance Improvement of Induction Motor Current Controllers in Field-Weakening Region for Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5), 2468–2482, 2013.
- [7] SALMASI, FR., NAJAFABADI, TA., "An Adaptive Observer With Online Rotor and Stator Resistance Estimation for Induction Motors With One Phase Current Sensor", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 26(3), 959–966, 2011.
- [8] SHINOHARA, K., NAGANO, T., ARIMA, H., MUSTAFA, W. Z. W., "Online tuning method of stator and rotor resistances in both motoring and regenerating operations for vector-controlled induction machines", *Electrical Engineering in Japan*, 135(1), 199–205, 2001.
- [9] KARANAYIL, B., RAHMAN, MF., GRANTHAM, C., "Stator and rotor resistance observers for induction motor drive using fuzzy logic and artificial neural networks", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(4), 771–780, 2005.
- [10] TALLA, J., PEROUTKA, Z., BLAHNIK, V., STREIT, L., "Rotor and stator resistance estimation of induction motor based on augmented EKF", *2015 International Conference on Applied Electronics (AE)*, 253-258, Pilsen, Czech Republic, 2015.
- [11] KAN, J., ZHANG, K., WANG, Z., "Indirect vector control with simplified rotor resistance adaptation for induction machines", *IET Power Electronics*, 8(7), 1284–1294, 2015.
- [12] MAPELLI, FL., TARSITANO, D., CHELI, F., "MRAS rotor resistance estimators for EV vector controlled induction motor traction drive: Analysis and experimental results", *Electric Power Systems Research*, 146(Supplement C), 298–307, 2017.
- [13] KENNE, G., AHMED-ALI, T., LAMNABHI-LAGARRIGUE, F., ARZANDE, A., "Real-Time Speed and Flux Adaptive Control of Induction Motors Using Unknown Time-Varying Rotor Resistance and Load Torque", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24(2), 375–387, 2009.
- [14] DEMIR, R., BARUT, M., YILDIZ, R., INAN, R., ZERDALI, E., "EKF based rotor and stator resistance estimations for direct torque control of Induction Motors", *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, 376-381, Brasov, Romania, 2017.
- [15] DEMIR, R., BARUT, M., YILDIZ, R., ZERDALI, E., INAN, R., "Asenkron Motorların hız-algılayıcı Doğrudan Vektör Kontrolü için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Fitresi Tabanlı Stator ve Rotor Direnci Kestirimi", *1. Ulusal Elektrik Enerjisi Dönüşümü Kongresi*, 189-193, Elazığ, Türkiye, 2017.
- [16] DEMIR, R., BARUT, M., YILDIZ, R., "Asenkron Motorların Hız-Algılayıcı Doğrudan Vektör Kontrolü için İndirgenmiş Dereceli Genişletilmiş Kalman Fitresi Tabanlı Parametre Kestirimi", *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı TOK 2017*, 562-567, İstanbul, Türkiye, 2017.
- [17] BELLINI, A., BIFARETTI, S., "A method for magnetizing curve identification in vector controlled induction motor drives", *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2006)*, 955-959, Taormina, Italy, 2006
- [18] BERTOLUZZO, M., BUJA, GS., MENIS, R., "Self-commissioning of RFO IM drives: one-test identification of the magnetization characteristic of the motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(6), 1801–1806, 2001.
- [19] BUNTE, A., GROSTOLLEN, H., KRAFKA, P., "Field weakening of induction motors in a very wide region with regard to parameter uncertainties", *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 944-950, Baveno, Italy, 1996.
- [20] KLAES, NR., "Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 29(6), 1135–1140, 1993.
- [21] WANG, K., YAO, W., CHEN, B., SHEN, G., LEE, K., LU, Z., "Magnetizing Curve Identification for Induction Motors at Standstill Without Assumption of Analytical Curve Functions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(4), 2144–2155, 2015.
- [22] LEVI, E., SOKOLA, M., VUKOSAVIC, SN., "A method for magnetizing curve identification in rotor flux oriented induction machines", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 15(2), 157–162, 2000.
- [23] ZAKY, MS., KHATER, M., YASIN, H., SHOKRALLA, SS., "Speed-Sensorless Control of Induction Motor Drives (Review Paper)", *Acta Electrotechnica*, 49(3), 251–268, 2008.
- [24] ZAKY, MS., KHATER, MM., SHOKRALLA, SS., YASIN, HA., "Wide-Speed-Range Estimation With Online Parameter Identification Schemes of Sensorless Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(5), 1699–1707, 2009.
- [25] DYBKOWSKI, M., ORLOWSKA-KOWALSKA, T., "Speed sensorless induction motor drive with magnetizing reactance estimation", *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC, T5-120-T5-125, Ohrid, Macedonia, 2010.*

R. İNAN, R. DEMİR, M. BARUT

- [26] ERMIS, M., ÇAKIR, Z., CADIRCI, I., ZENGINOBUZ, G., TEZCAN, H., "Self-excitation of induction motors compensated by permanently connected capacitors and recommendations for IEEE std 141-1993", IEEE Transactions on Industry Applications, 39(2), 313–324, 2003.
- [27] BARUT, M., DEMİR, R., ZERDALI, E., İNAN, 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.