



## MODELE UYARLAMALI SİSTEM TEMELLİ MODEL ÖNGÖRÜLÜ MOMENT KONTROLLÜ SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI

Emrah ZERDALI<sup>1,\*</sup>

<sup>1</sup>Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 51240 Niğde, Türkiye

### ÖZET

Bu çalışmada, asenkron motorların hız-algılayıcısız kontrolü için modele uyarlamalı sistem temelli model öngörülü moment kontrollü sürücü sisteminin tasarımı gerçekleştirilmiş ve önerilen sürücü sistemi farklı çalışma koşulları altında benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır. Model öngörülü moment kontrolü kolay anlaşılması, basit uygulanması, çok değişkenli doğrusal olmayan sistemleri etkin bir şekilde ele alabilmesi ve kısıtlamaların dahil edilebilmesi gibi üstünlüklerden dolayı sürücü sistemlerinde geniş bir uygulama alanı bulmuştur. Son yıllarda, bu kontrol yönteminin hız-algılayıcısız gerçekleştirilmesi için literatürde yoğun çalışmalar yürütülmektedir. Diğer taraftan, modele uyarlamalı sistemler basit yapıları, kolay uygulanmaları ve düşük işlem gereksinimleri nedeniyle asenkron motorların hız kestiriminde oldukça fazla kullanılmaktadır. Bu çalışmada, diğer modele uyarlamalı sistem yaklaşımlarına kıyasla sunduğu üstünlüklerden dolayı stator akım hatası temelli modele uyarlamalı sistem tercih edilmiş ve model öngörülü moment kontrolü için gerekli akı ve hız kestirimi gerçekleştirilmiştir. Son olarak, önerilen sürücü sistemi farklı çalışma koşulları ve parametre değişimleri altında test edilmiştir.

**Anahtar kelimeler:** Model öngörülü moment kontrolü, Modele uyarlamalı sistem, Asenkron motor

## THE DESIGN OF MODEL REFERENCE ADAPTIVE SYSTEM BASED MODEL PREDICTIVE TORQUE CONTROLLED DRIVE SYSTEM

### ABSTRACT

In this paper, the design of model reference adaptive system based model predictive torque controlled drive system is performed and the proposed drive system is verified under different operating conditions in simulations. Model predictive torque control has found application in drive systems because of its advantages such as easy to understand, straightforward implementation, effective handling of multivariable nonlinear systems, and inclusion of constraints. Recently, intensive studies are carried out in the literature for the realization of this control method without speed-sensor. On the other hand, model reference adaptive systems are widely used for speed estimation of induction motors due to their simple structure, easy implementation, and low processing requirements. In this study, model adaptive system based on stator current error is preferred due to the advantages it offers compared to other model adaptive system approaches and the flux and speed estimations required for model predictive torque control are estimated. Finally, the proposed drive system has been tested under different operating conditions and parameter changes.

**Keywords:** Model predictive torque control, Model reference adaptive system, Induction motor

### 1. GİRİŞ

Günümüzde, model öngörülü kontrol (model predictive control-MPC) yöntemi alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrolüne kıyasla sunduğu üstünlüklerden dolayı güç elektroniği ve elektrik sürücü sistemleri ile uğraşan araştırmacıların yoğun ilgisini çekmektedir [1]. MPC yöntemleri sürekli MPC ve sonlu durumlu MPC olarak iki ana kısma ayrılmaktadır. Sonlu durumlu MPC yönteminin kontrolör tasarımında evirici modelini de içermesi bu yöntemin üstünlüğünü oluşturmaktadır. Model öngörülü moment kontrolü (model predictive torque control-MPTC) sonlu durumlu MPC'lerin bir türüdür. MPTC'nin temel fikri motor ve eviricinin belirgin modeli kullanılarak öngörülen stator akısı ve elektromanyetik momenti içeren maliyet fonksiyonunu eniyileyen gerilim vektörünün belirlenmesine dayanmaktadır. MPTC kolay anlaşılması, basit uygulanması, çok değişkenli doğrusal olmayan sistemleri etkin bir şekilde ele alabilmesi ve kısıtlamaların dahil

\* Sorumlu yazar / Corresponding author, e-posta / e-mail: ezerdali@ohu.edu.tr

Geliş / Received: 20.08.2019 Kabul / Accepted: 17.10.2019 doi: 10.28948/ngumuh.607378

E. Zerdali

edilebilmesi gibi üstünlüklere sahiptir. Tüm bunlara rağmen, hesaplama yükünün fazla olması bu yöntemin olumsuz yönünü oluşturmaktadır. Bununla birlikte, günümüzde gelişen mikroişlemci mimarisi ile bu olumsuzluğun üstesinden gelinmiştir.

Diğer taraftan, MPTC'nin gerçekleştirilebilmesi için akı ve hız bilgisine ihtiyaç vardır ve bu bilgiler geleneksel MPTC'de hall etkili algılayıcılar ve hız algılayıcıları kullanılarak elde edilmektedir. Son zamanlarda, MPTC'nin maliyet fonksiyonundaki moment ile akı arasındaki ağırlıklandırma teriminin ( $\lambda$ 'nın) yok edilmesine ve hız algılayıcısız gerçekleştirilmesine yönelik yoğun bir çaba harcanmaktadır.  $\lambda$ 'nın seçimi için analitik bir yolun olmaması ve bu parametrenin bir sonraki anda seçilecek olan anahtarlama işaretlerinin seçimine doğrudan etki etmesi geleneksel MPTC'nin olumsuz yönünü oluşturmaktadır. Literatürde eviriciye ait anahtarlama işaretlerini  $\lambda$ 'dan bağımsızlaştırmak için farklı MPTC yapıları önerilmiştir [2]–[5]. Ayrıca, sürücüdeki anahtarlama kayıplarını azaltarak sürücü sisteminin verimini arttırmayı amaçlayan çalışmalara [6] ek olarak, değişken anahtarlama frekansını düşüren çalışmalar [7] da mevcuttur. Kontrol yapısındaki çalışmalara paralel olarak, MPTC yapısını hız-algılayıcısız olarak gerçekleştiren çalışmalar [7]–[10] da mevcuttur. Bu çalışmalarda [7]–[10], modele uyarlamalı sistem (model reference adaptive system), tam dereceli gözlemleyici, genişletilmiş Kalman filtresi gibi farklı kestirici/gözlemleyici yöntemleri tercih edilmiştir.

ASM'lerin hız kestiriminde kullanılan diğer yöntemlerin aksine, modele uyarlamalı sistemler (MUS'lar) basit yapıları, kolay uygulanmaları ve düşük işlem gereksinimleri nedeniyle geliştirilmeleri amacıyla literatürde yoğun bir çaba harcanmaktadır. Bu amaçla rotor akısı [11], zıt elektromotor kuvveti [12], reaktif güç [13], stator akımı [14] veya gerilimi [15],  $X = v^*i$  [16] ve empedans [17] temelli çeşitleri önerilmiştir. Stator akım temelli MUS (SA-MUS) integratör içermemesinden dolayı kayma sorununun olmaması, referans model olarak doğrudan ölçülen stator akımlarını kullanmasından dolayı referans modelin parametre değişimlerinden etkilenmemesi ve büyük parametre değişimlerinde ( $\pm$  %50) dahi kararlı olması bu yöntemin diğer MUS yaklaşımlarına göre üstünlüklerini oluşturmaktadır [14].

Bu çalışmanın temel katkısı ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için SA-MUS temelli MPTC'li sürücü sisteminin tasarımı ve benzetim ortamında doğrulanmasıdır. Önerilen hız-algılayıcısız sürücü sistemi yük momenti değişimlerini ve hız terslemelerini de içeren farklı çalışma koşulları altında test edilmiştir. Ayrıca, stator ve rotor dirençlerindeki sıcaklık ve frekans bağımlı değişimler ile mıknatıslanma endüktansındaki akı bağımlı değişimlerin önerilen sistem üzerindeki etkisi de incelenmiştir.

Bu çalışmanın geri kalanı şu şekilde düzenlenmiştir: Bölüm 2'de ASM'nin dinamik modeli ve geleneksel MPTC'si hakkındaki bilgilerden sonra, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolünde kullanılan SA-MUS kestiricisine ait detaylar verilmiştir. Bölüm 3'te farklı çalışma koşullarında ve parametre değişimleri altında önerilen sürücü sisteminin başarımını test eden benzetim çalışmaları ve elde edilen gözlemler sunulmuştur. Son olarak, Bölüm 4'te sonuçlara yer verilmiştir.

## 2. MATERYAL VE METOT

### 2.1. Asenkron Motorun ve Gerilim Kaynaklı Eviricinin Matematiksel Modeli

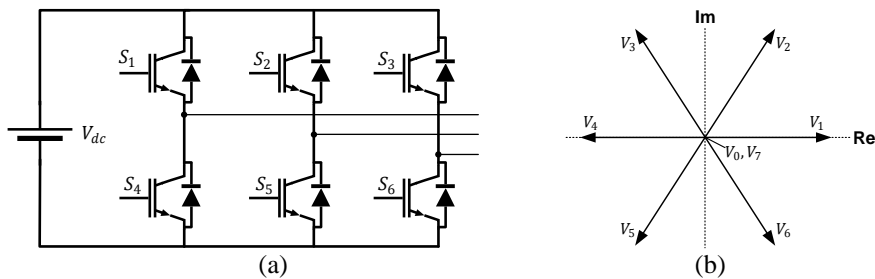
Asenkron motorun matematiksel modeli aşağıdaki biçimde verilebilir:

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (1)$$

$$0 = R_r i_r + \frac{d\psi_r}{dt} - j\omega_r \psi_r \quad (2)$$

$$\psi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (3)$$

$$\psi_r = L_m i_s + L_r i_r \quad (4)$$



Şekil 1. a) İki seviyeli gerilim kaynaklı evirici b) Evirici tarafından oluşturulabilen gerilim vektörleri

**MODELE UYARLAMALI SİSTEM TEMELLİ MODEL ÖNGÖRÜLÜ MOMENT KONTROLLÜ SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI**

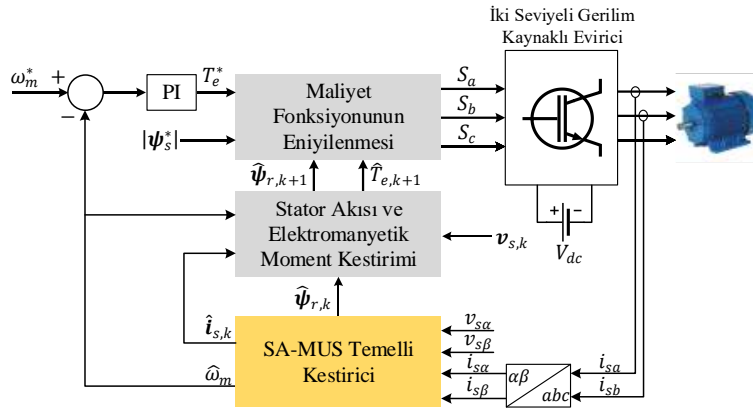
$$T_e = \frac{3}{2} p_p \Im(\hat{\psi}_s \mathbf{i}_s). \tag{5}$$

Burada,  $\mathbf{v}_s$  stator gerilim vektörlerini,  $\mathbf{i}_s$  ve  $\mathbf{i}_r$  sırasıyla stator ve rotor akımlarını,  $\psi_s$  ve  $\psi_r$  sırasıyla stator ve rotor akılarını,  $R_s$  ve  $R_r$  sırasıyla stator ve rotor dirençlerini,  $L_s$ ,  $L_r$  ve  $L_m$  sırasıyla stator, rotor ve mıknatıslanma endüktanslarını,  $\omega_r$  elektriksel hızı ifade etmektedir.

Stator terminalleri Şekil 1a'daki iki seviyeli üç-fazlı gerilim kaynaklı evirici ile beslenirse, gerilim vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3} V_{dc} (S_a + a S_b + a^2 S_c) \tag{6}$$

Burada,  $S_a$ ,  $S_b$  ve  $S_c$  eviricinin 1 (açık durumu) veya 0 (kapalı durumu) olabilen üst taraftaki IGBT'lere ait anahtarlama sinyalleridir.  $V_{dc}$  doğru akım barasının gerilim seviyesini göstermektedir.  $a = e^{j2\pi/3}$ 'tür.  $S_a$ ,  $S_b$  ve  $S_c$  anahtarlama sinyallerinin olası kombinasyonları göz önüne alındığında, sekiz farklı gerilim vektörü elde edilmektedir. Bu vektörlerden  $V_0$  ve  $V_7$ 'nin her ikisi de sıfır gerilim vektörü olduğundan, Şekil 1b'de gösterilen yedi adet gerilim vektörü elde edilebilmektedir.



**Şekil 2.** SA-MUS temelli hız-algılayıcısız MPTC’li sürücü sistemi

**2.2. Asenkron Motorun Model Öngörülü Moment Kontrolü**

ASM modeli ve birinci dereceden Euler ayrıklaştırması kullanılarak, öngörülen stator akısının ve akımının ayrık biçimdeki ifadeleri aşağıdaki gibidir:

$$\hat{\psi}_{s,k+1} = \psi_{s,k} + T(v_{s,k} - R_s \mathbf{i}_{s,k}) \tag{7}$$

$$\hat{\mathbf{i}}_{s,k+1} = \left(1 - \frac{T}{\tau_\sigma}\right) \mathbf{i}_{s,k} + \frac{T}{\tau_\sigma R_\sigma} \left(k_r \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_{r,k}\right) \psi_{r,k} + \mathbf{v}_{s,k}\right). \tag{8}$$

Burada,  $k_r = L_m/L_r$ ,  $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$ ,  $L_\sigma = \sigma L_s$ ,  $\tau_r = L_r/R_r$  ve  $\tau_\sigma = L_\sigma/R_\sigma$ 'dir. Öngörülen stator akısı ve akımı kullanılarak elde edilen bir adım sonraki elektromanyetik moment aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\hat{T}_{e,k+1} = \frac{3}{2} p_p \Im(\hat{\psi}_{s,k+1} \hat{\mathbf{i}}_{s,k+1}). \tag{9}$$

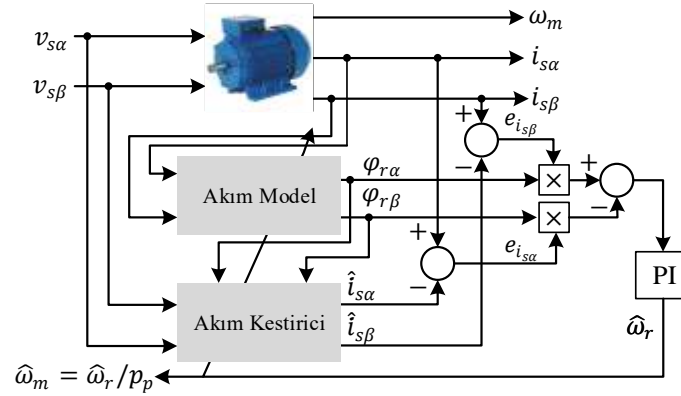
$$g_i = |T_e^* - \hat{T}_{e,k+1}| + \lambda \left| |\psi_s^*| - |\hat{\psi}_{s,k+1}| \right| + I_{m,k+1} \tag{10}$$

$$I_{m,k+1} = \begin{cases} 0, & \text{eğer } |\hat{\mathbf{i}}_{s,k+1}| \leq |i_{s,max}| \\ \infty, & \text{eğer } |\hat{\mathbf{i}}_{s,k+1}| > |i_{s,max}| \end{cases} \tag{11}$$

Şekil 2’de blok şeması sunulan MPTC’nin amacı toplam harmonik bozulmaları düşürürken, akı ve momentteki dalgalanmaları ve hataları en uygun stator gerilim vektörünü seçerek en aza indirmektir. Bu amaçla, Şekil 2’deki maliyet fonksiyonunun eniyilenmesi bloğunda en uygun evirici anahtarlama işaretlerinin seçilebilmesi için (10)’daki akı ve moment

E. Zerdali

hatalarını içeren maliyet fonksiyonu kullanılmaktadır. Şekil 1'deki aday gerilim vektörlerinden her biri (7) ve (8)'de yerine koyularak, (10) yardımıyla her birine ait bir maliyet değeri atanmaktadır. Ardından tüm maliyet değerleri incelenerek, (10)'u en aza indiren gerilim vektörü sonraki adımda kullanılmak üzere seçilmektedir. Eşitlik (10)'daki  $\lambda$ , moment ve akı hataları arasındaki ağırlıklandırma terimini ifade etmektedir.  $I_m$  ise akım sınırlama korumasını temsil etmektedir ve (11) gibi tanımlanmıştır. Burada, öngörülen akım vektörünün genliği  $i_{s,max}$  değerinden büyük ise, akım sınırlama koruması devreye girmektedir.



Şekil 3. SA-MUS'a ait blok şeması [14]

### 2.3. SA-MUS Temelli Kestirici

İlk olarak, [14]'te önerilmiş SA-MUS kestiricisine ait blok şeması Şekil 3'te sunulmuştur. Diğer MUS yaklaşımlarının aksine, SA-MUS integratörden kaynaklı kayma sorunu olmaması, referans modelinin parametre değişimlerinden etkilenmemesi, büyük parametre değişimlerinde ( $\pm$  %50) dahi kararlı olması gibi üstünlüklere sahiptir [14]. Bu yöntemde, referans model olarak ölçülen stator akımının stator duran eksen takımı bileşenleri kullanılırken, hız bağımlı uyarlamalı model olarak (12)'deki stator gerilim-akım model kullanılarak kestirilen akımlar kullanılmaktadır. Uyarlanabilir model için gerekli olan rotor akısı bilgisi (13)'deki hız bağımlı akım model kullanılarak elde edilmiştir.

$$\hat{i}_{s,k+1} = \left(1 - \frac{T}{\tau_\sigma}\right) i_{s,k} + \frac{T}{\tau_\sigma R_\sigma} \left(k_r \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_{r,k}\right) \psi_{r,k} + v_{s,k}\right) \quad (12)$$

$$\psi_{r,k+1} = k_r R_r T i_{s,k} + \left(\left(1 - \frac{T}{\tau_r}\right) + jT\omega_r\right) \psi_{r,k} \quad (13)$$

SA-MUS ile hız kestiriminin gerçekleştirilebilmesi için Lyapunov kararlılık koşulu kullanılarak elde edilen (14)'teki uyarlama mekanizması kullanılmaktadır.

$$\omega_r = K_p \left(e_{i_{s\alpha}} \psi_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \psi_{r\alpha}\right) + K_I \int \left(e_{i_{s\alpha}} \psi_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \psi_{r\alpha}\right) \quad (14)$$

Burada,  $e_{i_{s\alpha}} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}$  ve  $e_{i_{s\beta}} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}$ 'dir.

Tablo 1. ASM anma değerleri

$P$ [kW]	$f$ [Hz]	$V$ [V]	$I$ [A]	$p_p$	$n_m$ [dev/dk]	$t_L$ [Nm]
3	50	380	6.9	2	1430	20
$R_s$ [ $\Omega$ ]	$R_r$ [ $\Omega$ ]	$L_{ls}$ [H]	$L_{lr}$ [H]	$L_m$ [H]	$J_t$ [kg.m <sup>2</sup> ]	$B_t$ [Nm/(rad/sn)]
2.283	2.133	0.011	0.011	0.22	0.0183	0.001

## MODELE UYARLAMALI SİSTEM TEMELLİ MODEL ÖNGÖRÜLÜ MOMENT KONTROLLÜ SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI

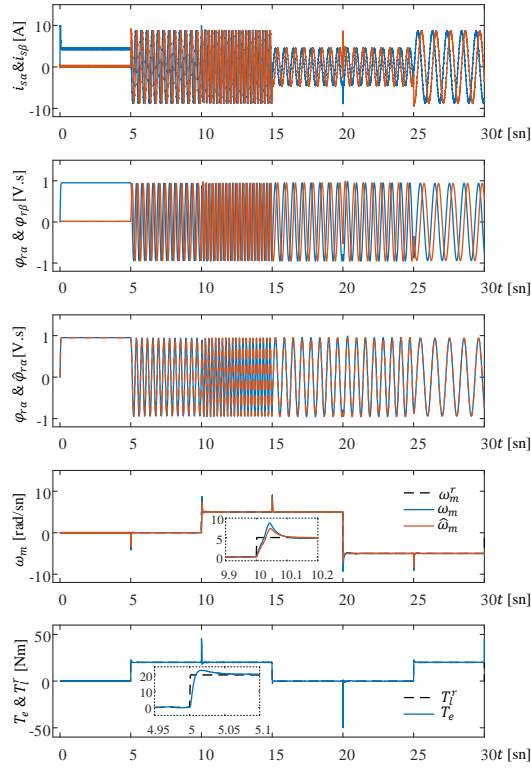
### 3. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada, Şekil 2’de sunulan SA-MUS temelli hız-algılayıcısız MPTC’li sürücü sisteminin tasarımı Matlab Simulink ortamında gerçekleştirilmiş ve farklı çalışma koşulları altında test edilmiştir. Benzetim çalışmalarında kullanılan ASM’ye ait anma değerler Tablo 1’de sunulmuştur. Sürücü sisteminde moment denetçisi olarak kullanılan kontrolör oransal-integral (PI) yapıdadır. Tüm benzetim çalışmalarında, örnekleme zamanı ( $T$ ) 20  $\mu$ s olarak kullanılmıştır. Ayrıca, SA-MUS kestiricisi tarafından kestirilen tüm durumların başlangıç değerleri sıfır kabul edilmiştir.

Önerilen SA-MUS temelli hız-algılayıcısız MPTC’li sürücü sistemi

- Senaryo 1’de basamak şeklindeki hız ve yük momentini değişimleri altında,
- Senaryo 2’de farklı hız bölgelerinde yük altında,
- Senaryo 3’te  $R_s$ ,  $R_r$  ve  $L_m$  değişimleri altında,

test edilerek doğrulanmıştır. Senaryolardaki tüm şekillerde,  $\hat{\ast}$  SA-MUS ile kestirilen durumları,  $(\ast)^r$  referans değerleri göstermektedir.



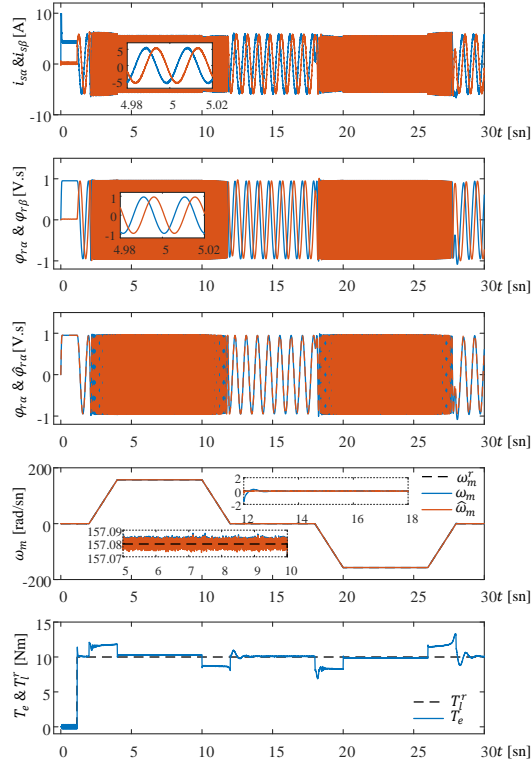
**Şekil 4.** Önerilen sürücü sisteminin basamak şeklindeki hız ve yük momentini değişimleri altındaki kestirim ve kontrol başarımı (Senaryo 1)

Şekil 4’te sunulan Senaryo 1’de önerilen sürücü sistemi basamak şeklindeki hız ve yük momentini değişimleri altında test edilmiştir. ASM ilk olarak sıfır hızda yüksüz ve anma yüklü olarak çalıştırılmaktadır. Daha sonra, ASM yüklü iken hız referansı basamak şeklinde 5 rad/sn’ye arttırılmakta ve bu hızda da basamak şeklinde yük momentini değişimi gerçekleştirilmektedir. Ardından, hız referansı -5 rad/sn’ye ayarlanmakta ve ASM ters yönde dönerken de yük momentini değişimi gerçekleştirilmektedir. Elde edilen kontrol ve kestirim başarımı değerlendirildiğinde, önerilen sürücü sistemi ASM’yi farklı yük koşullarında dahi referans olarak verilen akı ve hız değerlerinde tutmayı başarmıştır. Ayrıca, ASM’nin hızlanma veya yavaşlama süresi boyunca indüklenen momentin ( $\tau_e$ ) yük momentinden ( $\tau_l$ ) farklı olmasının nedeni doğrudan aşağıda verilen mekanik hareket eşitliği ile ilgilidir.

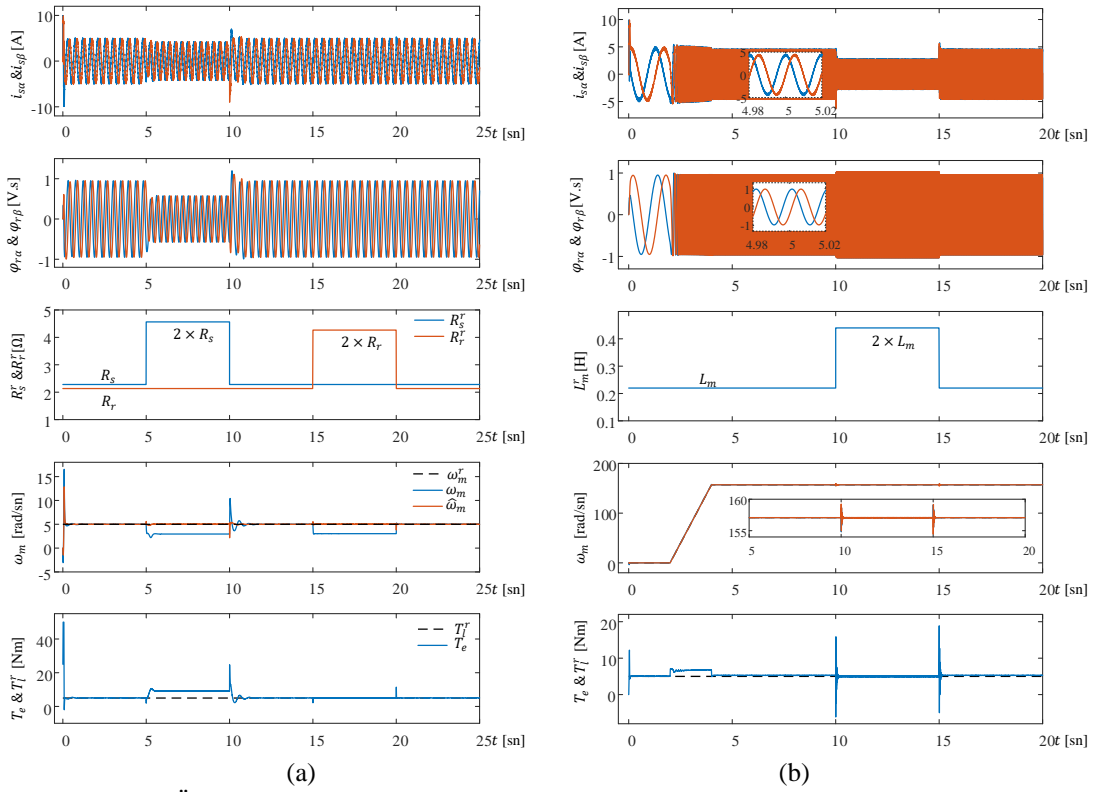
$$\tau_e - \tau_l = J_t \frac{d\omega_m}{dt} + \beta_t \omega_m \quad (15)$$

Burada,  $J_t$  eylemsizlik momentini ve  $\beta_t$  viskoz sürtünme terimini ifade etmektedir.

E. Zerdali



Şekil 5. Önerilen sürücü sisteminin farklı hız bölgelerinde yük altındaki kestirim ve kontrol başarımı (Senaryo 2)



Şekil 6. Önerilen sürücü sisteminin a)  $R_s$  ve  $R_r$  değişimleri b)  $L_m$  değişimleri altındaki kestirim ve kontrol başarımı (Senaryo 3)

## MODELE UYARLAMALI SİSTEM TEMELLİ MODEL ÖNGÖRÜLÜ MOMENT KONTROLLÜ SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI

Şekil 5'te sunulan Senaryo 2'de önerilen sürücü sisteminin farklı hız bölgelerinde yük altındaki kestirim ve kontrol başarımı test edilmiştir. Bu amaçla, ASM ilk olarak yüksüz başlatılmış ve 1. sn'de anma yükünün yarısı ile (10 Nm) yüklenmiştir. Daha sonra, 10 Nm yük ile anma hızına (157 rad/sn) hızlandırılan ASM ardından sıfır hıza yavaşlatılmıştır. Ters yöndeki kontrol ve kestirim başarımının doğrulanması için ters yönde anma hızına hızlandırılarak tekrar sıfır hıza yavaşlatılmıştır. Böylece, önerilen hız-algılayıcısız MPTC'li sürücü sisteminin ASM'yi yük altında tüm hız aralığı boyunca sürebilme yeteneğine sahip olduğu kanıtlanmıştır.

Şekil 6'da sunulan Senaryo 3'te, önerilen sürücü sisteminin 5 Nm yük ve basamak şeklindeki  $R_s$ ,  $R_r$  ve  $L_m$  değişimleri altındaki başarımı incelenmiştir. Bu amaçla Şekil 6a'da,  $5 < t < 10$  sn aralığında  $R_s$  ve  $15 < t < 20$  sn aralığında  $R_r$  iki katına çıkarılmıştır. Sürücü sisteminin  $R_s$  ve  $R_r$  değişimlerine karşı duyarlı olduğu ve bu değişimlerin gerçekleştirildiği aralıklarda hız hatasının arttığı gözlemlenmiştir. Daha sonra, Şekil 6b'de basamak şeklindeki  $L_m$  değişimlerinin önerilen sürücü sisteminin başarımı üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Bunun için  $L_m$   $10 < t < 15$  sn aralığında iki katına çıkarılmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları değerlendirildiğinde,  $L_m$  değişiminin geçici anlar dışında hız kestirimi ve kontrolüne etkisinin olmadığı görülmüştür. Fakat  $L_m$  değişiminin gerçekleştirildiği aralıkta akı ve akımda değişimler meydana gelmiştir. Diğer taraftan, gerçek zamanlı sürücü sistemlerinde sıfır hız ile anma hızı arasındaki bölgede akı sabit tutulduğundan  $L_m$  sabit olmaktadır. Bundan dolayı, sıfır hız ile anma hızı arasındaki bir çalışma koşulunda  $L_m$  değişimi sorun olmaktan çıkmaktadır.

## 4. SONUÇLAR

Bu çalışmada, ASM'lerin hız-algılayıcısız kontrolü için SA-MUS temelli MPTC'li bir sürücü sisteminin tasarımı gerçekleştirilmiş ve önerilen sürücü sisteminin başarımı farklı çalışma koşulları ve parametre değişimleri altında benzetim ortamında incelenmiştir. Gerçekleştirilen üç farklı senaryoda elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde,

- Önerilen sürücü sisteminin farklı hız bölgelerinde (sıfır hız ile anma hızı arasında) yüksüz veya farklı yük koşullarında çalışabilme yeteneğine sahip olduğu,
- Başarımının basamak şeklindeki  $R_s$  ve  $R_r$  değişimlerine karşı duyarlı olduğu ve bu aralıklarda ASM hızının referans hızdan uzaklaştığı,
- $L_m$  değişiminin gerçekleştirildiği aralıkta akı ve akımda hatalar meydana gelirken, hız kestiriminin ve kontrolünün bu değişimlerden etkilenmediği

görülmüştür. Gerçekleştirilen hız-algılayıcısız sürücü sistemi genel olarak tatmin edici bir kestirim ve kontrol başarımı sağlamakla birlikte hız algılayıcısından kaynaklı maliyet, harici kablolama, ölçümden kaynaklı gürültüler, sürücü güvenilirliğinin azalması gibi olumsuzlukları ortadan kaldırmıştır. Diğer taraftan, önerilen sistem hala  $R_s$ ,  $R_r$  ve  $L_m$  değişimlerinden etkilenmektedir. Gelecek çalışmalar bu değişimleri de kestirebilecek veya bu değişimlere karşı dayanıklı farklı kestirici/gözlemleyici algoritmalarının tasarımına ve bu sistemlerin gerçek zamanlı uygulamalarına yönelik olacaktır.

## KAYNAKLAR

- Ç. G. Türker, P. Karamanakos ve R. Kennel, "Asenkron Makinaların Değişken Anahtarlama Noktalı Model Öngörülü Akım Kontrolü," *Firat Üniversitesi Mühendis. Bilim. Derg.*, vol. 30, no. 3, pp. 181–187, 2018.
- P. Karlovsky and J. Lettl, "Induction Motor Drive Direct Torque Control and Predictive Torque Control Comparison Based on Switching Pattern Analysis," *Energies*, vol. 11, no. 7, p. 1793, 2018.
- C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Silva, and M. Trincado, "Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 681–690, 2013.
- F. Wang, H. Xie, Q. Chen, S. A. Davari, J. Rodriguez, and R. Kennel, "Parallel Predictive Torque Control for Induction Machines without Weighting Factors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 2, pp. 1779–1788, 2020.
- Y. Zhang and H. Yang, "Two-Vector-Based Model Predictive Torque Control Without Weighting Factors for Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1381–1390, 2016.
- R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Predictive Approach to Increase Efficiency and Reduce Switching Losses on Matrix Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 4, pp. 894–902, 2009.
- Y. Zhang, Y. Bai, H. Yang, and B. Zhang, "Low Switching Frequency Model Predictive Control of Three-Level Inverter-Fed IM Drives With Speed-Sensorless and Field-Weakening Operations," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 6, pp. 4262–4272, 2019.
- Fengxiang Wang, Zhe Chen, P. Stolze, J.-F. Stumper, J. Rodriguez, and R. Kennel, "Encoderless Finite-State Predictive Torque Control for Induction Machine With a Compensated MRAS," *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 10, no. 2, pp. 1097–1106, 2014.

- [9] Md. Habibullah and D. Dah-Chuan Lu, "Encoderless FS-PTC for induction motor with extended Kalman filter," in *2014 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, Perth, Australia, 2014, pp. 1–5.
- [10] L. Yan, M. Dou, H. Zhang, and Z. Hua, "Speed-Sensorless Dual Reference Frame Predictive Torque Control for Induction Machines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 12, pp. 12285–12295, 2019.
- [11] A. Pal, S. Das, and A. K. Chattopadhyay, "An Improved Rotor Flux Space Vector Based MRAS for Field-Oriented Control of Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 6, pp. 5131–5141, 2018.
- [12] M. Rashed and A. F. Stronach, "A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation," *Electr. Power Appl. IEE Proc. -*, vol. 151, no. 6, pp. 685–693, 2004.
- [13] A. V. R. Teja, V. Verma, and C. Chakraborty, "A New Formulation of Reactive-Power-Based Model Reference Adaptive System for Sensorless Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6797–6808, 2015.
- [14] T. Orłowska-Kowalska and M. Dybkowski, "Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 4, pp. 1296–1308, 2010.
- [15] E. Dehghan-Azad, S. Gadoue, D. Atkinson, H. Slater, P. Barrass, and F. Blaabjerg, "Sensorless Control of IM Based on Stator-Voltage MRAS for Limp-Home EV Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, pp. 1911–1921, 2018.
- [16] A. V. Ravi Teja, C. Chakraborty, S. Maiti, and Y. Hori, "A New Model Reference Adaptive Controller for Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 10, pp. 3757–3767, 2012.
- [17] S. Das, R. Kumar, and A. Pal, "MRAS-Based Speed Estimation of Induction Motor Drive Utilizing Machines' d- and q-Circuit Impedances," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 6, pp. 4286–4295, 2019.

