

## Fırçasız doğru akım motorunun hız kontrolü için uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü tasarımı

### Adaptive backstepping controller design for the speed control of brushless DC Motor

Türker TÜRKER<sup>1\*</sup> 

<sup>1</sup>Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye.  
turker@yildiz.edu.tr

Geliş Tarihi/Received: 04.08.2016, Kabul Tarihi/Accepted: 14.08.2017

\* Yazışılan yazar/Corresponding author

doi: 10.5505/pajes.2017.72623

Araştırma Makalesi/Research Article

#### Öz

Fırçasız doğru akım motorlarının hız kontrolünde yüksek performans elde edebilmek için doğrusal olmayan dinamik model ve modeldeki fiziksel niceliklerin tam olarak biliniyor olması gerekmektedir. Fakat, model parametrelerinin tam olarak bilinmemesi, bazı fiziksel özelliklerin çalışma esnasındaki değişimleri ve yük momentinin belirsiz olması sebebi ile bu mümkün olmayabilmektedir. Parametrik model belirsizlikleri olması durumunda hız kontrolünü sağlayabilmek için uyarlamalı geri adımlamalı bir kontrolcü tasarımı bu çalışmada önerilmektedir. Kontrolcünün tasarımında model belirsizlikleri de göz önünde bulundurulmuş ve Lyapunov kararlılık analizi ile rotor hız hatasının sıfıra yakınsayacağı garanti edilmiştir. Pratik bir uygulamadaki tüm unsurların hesaba katıldığı bir benzetim ortamı ile tasarlanan kontrolcü farklı referans yörüngeler için sınanmış ve tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir.

**Anahtar kelimeler:** Uyarlamalı geri adımlamalı kontrol, FDAM hız kontrolü, Lyapunov kararlılığı

#### Abstract

Nonlinear dynamical model and its physical quantities have to be known exactly in order to obtain a high performance in the speed control of brushless direct current (BLDC) motors. However this may not be possible due to the lack of knowledge on the model parameters, the change of some physical characteristics during the operation and uncertainty on the load torque. An adaptive backstepping controller design is proposed in this paper to provide the speed control under parametric uncertainties. Model uncertainties have been considered in the design process of the controller and the convergence of the speed error to zero has been ensured via Lyapunov stability analysis. The designed controller has been tested for various reference trajectories considering all the practical issues in a simulation environment and satisfactory results have been obtained.

**Keywords:** Adaptive backstepping controller, Speed control of BLDC motors, Lyapunov stability.

## 1 Giriş

Sabit mıknatıslı motorların farklı uygulamalardaki kullanımları verim, güç yoğunluğu, güvenilirlik vb. olumlu özellikleri sebebi ile günden güne artmaktadır. Sabit mıknatıslı motorlar (SMM) özellikle yüksek ve sabit moment üretimi, küçük boyut, hızlı cevap, düşük ağırlık gerektiren robotik uygulamaları, evsel kullanım, askeri uygulamalar gibi alanlarda tercih edilmektedirler. SMM, sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) ve fırçasız doğru akım motorları (FDAM) olmak üzere iki gruba ayrılmaktadır. Bu iki grubu birbirinden ayıran temel özellik ise zıt elektromotor kuvvet (EMK) olarak karşımıza çıkmaktadır. Zıt-EMK, rotor açısına bağlı olarak, SMSM'da sinüs biçiminde değişirken FDAM'nda yamuk biçiminde değişmektedir.

FDAM'nun kullanım alanlarının genellikle hassas uygulamalar olması, rotor açısız hız kontrolünün önemini arttırmaktadır. Bu nedenle FDAM hız kontrolüne yönelik olarak bir çok farklı kontrol yöntemi tasarlanmış ve literatürde sunulmuştur. Uyarlamalı kontrol ile [1], hibrit bulanık sinir ağı yapısı ile [2], genetik algoritma ve yapay sinir ağları ile [3], uyarlamalı ağ tabanlı bulanık mantık çıkarım ile [4], model referans uyarlamalı kontrol ile [5]-[7] FDAM hız kontrolü bu yöntemlere örnek olarak gösterilebilmektedir. Elektro-mekanik sistemlerin hız kontrolü için genellikle akım döngüsü ve hız döngüsü birbirinden ayrı düşünülme ve pratikte bu döngüler için oransal-integral (PI) kontrol yapıları kullanılmaktadır. Bu geleneksel kontrolcülerin kullanılması

durumunda, özellikle belirsizliklere sahip doğrusal olmayan matematiksel model sebebi ile dezavantajları ortaya çıkmaktadır. FDAM hız kontrolünde bu dezavantajları ortadan kaldırmak üzere PI kontrolcülerin kazanç değerleri uyarlamalı ağ tabanlı bulanık mantık çıkarım sistemi [8], genetik algoritmalar [9] gibi yapılar ile uyarlanabilmektedir. Ayrıca, FDAM hız kontrolü için bir dayanıklı kontrolcü doğrusal model baz alınarak önerilmekte [10] ve bu kontrolcü ile doğrusal olmayan ara bağlantı terimlerine karşı dayanıklılığın sağlanması amaçlanmaktadır.

Diğer taraftan, doğrusal olmayan kontrolcü tasarım yöntemi olan geri adımlama ile parametrik model belirsizliklerinin etkilerinin indirgenmesine yönelik olarak kullanılan uyarlamalı kontrolcülerin birleştirilmesi ile oluşturulan uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü de FDAM hız kontrolü için uygulanmıştır [11],[12]. Uyarlama kurallarının tasarımı için Lyapunov yaklaşımının kullanıldığı çalışmada [11], oluşturulan uyarlama kurallarında mevcut olan tekilliklerden kaçınmak üzere ek bir algoritmaya ihtiyaç duyulmuştur. Bu ek algoritmanın kararlılık analizinde içerilmemesi ise tasarlanan kontrolcünün zayıflığını ortaya çıkarmaktadır. Model referans uyarlama mekanizmasının kullanıldığı diğer çalışmada ise [12], matematiksel modeldeki parametrelerin bir kısmının bilindiği kabul edilmektedir. Uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü tasarımı SMSM için de gerçekleştirilmiş ve literatüre kazandırılmıştır [13]-[21]. Fakat bu çalışmaların tümünde dinamik model parametrelerinden bir kısmının bilindiği varsayılmış ve tasarım bu varsayım ışığında

gerçekleştirilmiştir. Öte yandan, [22] ile verilen SMSM hız kontrolü için uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü tasarımında model parametrelerinin neredeyse tamamı belirsiz kabul edilmektedir. Fakat bu çalışmada bazı model sabitlerine ilişkin sınırların bilindiği varsayılmıştır ve kontrol kazançları bu sınırlara göre yüksek değerler alabilmektedir.

Bu çalışmada, FDAM hız kontrolü için uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü tasarım yöntemi ile doğrusal olmayan bir kontrol kuralı tasarlanmıştır. Oluşturulan kontrol kuralının dinamik sisteme entegre edilmesi ile rotor hızının zamanla değişen erişilebilir bir yörüngeyi takip edeceği teorik olarak gösterilmiştir. Hız ve akım döngüleri ayrı ayrı ele alınmış ve teorik analiz ve sentez model belirsizlikleri de hesaba katılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan kontrol yapısı FDAM ile birlikte SMSM için de uyumlu hale getirilip uygulanabilir. Literatürde SMM için sunulmuş uyarlamalı geri adımlamalı kontrol yapılarına ek olarak, tasarlanan kontrolcüde model belirsizlikleri hesaba katılmış, kontrolcü kazançları parametrelerden bağımsız hale getirilmiş ve uyarlama kuralları olası tekilliklerden arındırılmıştır. Oluşturulan kontrolcü, gerçek bir pratik çalışmadaki tüm etkenler düşünülerek oluşturulan benzetim ortamında farklı referans işaretler için test edilmiş ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

## 2 FDAM'nun dinamik modeli

Bu çalışmada ele alınan FDAM eş değer devresi ile sürücüsü Şekil 1 ile verilmektedir. Fırçasız doğru akım motorunun sürekli moment üretebilmesi için önceden belirli bir sıralama ile iki fazından belirli bir yönde akım geçirilmelidir. Dolayısı ile istenilen çalışmayı sağlamak üzere Şekil 1'deki gibi bir inverter sürücü olarak kullanılmaktadır. Rotorun elektriksel olarak her 60°'lik açısında fazlardan biri devreden çıkarılırken bir diğeri devreye alınmaktadır (komütasyon) ve bu işlem sürekli olarak devam ettirilmektedir. Komütasyonu takiben kısa süreli bir geçici durum oluşmaktadır. Genel olarak bu geçici durum motor momenti anlamında çok kısa bir etki oluşturduğundan göz ardı edilmektedir. Bu çalışmada da komütasyon süreci ihmal edilerek aynı anda sadece iki fazın iletimde olduğu varsayılmaktadır. Ayrıca, fazların dengeli oldukları, fazların ortak noktasının geriliminin sıfır olduğu ve her bir sargının karşıt endüktanslarının sıfır olduğu kabul edilmektedir. Bu durumda, FDAM elektriksel eş değer devresinin dinamik denklemi

$$L \frac{di_\alpha}{dt} = v^* - Ri_\alpha - \frac{1}{2}e_{\alpha\beta} \quad (1)$$

biçiminde oluşturulabilir. Burada  $\alpha$  ve  $\beta$  iletimde olan faz indislerini,  $i_\alpha$  faz akımını,  $v^*$  pozitif akım ile iletimde olan faza uygulanan gerilimi,  $e_{\alpha\beta}$   $\alpha$  ve  $\beta$  fazları arası ters elektromotor kuvveti,  $R$  ve  $L$  ise sırası ile faz direnci ve endüktansını göstermektedir. Diğer taraftan, FDAM'nun mekanik eş değerinin dinamik denklemi ise

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_e - T_L - b\omega \quad (2)$$

ile verilmektedir. Burada  $\omega$  rotor açısal hızını,  $T_L$  yük momentini,  $b$  viskoz sürtünme katsayısını,  $J$  ise rotor ataletini göstermektedir. Ayrıca,  $T_e$  üretilen elektriksel momenti göstermektedir ve önceden yapılan kabuller ışığında

$$T_e = k i_\alpha \quad (3)$$

biçiminde verilebilmektedir ki burada  $k$  moment sabitini göstermektedir. Bu noktada

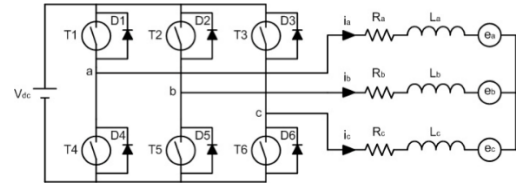
$$\theta_1 = J, \theta_2 = T_L, \theta_3 = b, \theta_4 = R, \theta_5 = L \quad (4)$$

tanımlamaları ile (1) ve (2) eşitlikleri

$$\theta_1 \frac{d\omega}{dt} = T_e - \theta_2 - \theta_3 \omega \quad (5)$$

$$\theta_5 \frac{di_\alpha}{dt} = v^* - \theta_4 i_\alpha - \frac{1}{2}e_{\alpha\beta} \quad (6)$$

halini alır. Burada amaç, rotor açısal hızının önceden verilmiş en az iki defa türevlenebilir ve erişilebilir bir referans yörüngeyi dinamik sistemdeki belirsizliklere rağmen takip etmesini sağlamaktır. Bunu başarmaya yönelik olarak,  $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5$  ile verilen sistem parametrelerinin bilinmediği fakat sınırlı ve sabit oldukları ya da çok yavaş değiştikleri varsayılarak uyarlamalı ve geri adımlamalı bir kontrol yapısı oluşturulması bu çalışmanın temel çıktısını oluşturmaktadır.



Şekil 1: Sürücü ile birlikte FDAM eş değer devresi.

## 3 Kontrolcü tasarımı ve kararlılık analizi

Bu bölüm kontrolcü tasarımı ve kararlılık analizi olmak üzere iki alt bölüme ayrılmıştır.

### 3.1 Kontrolcü tasarımı

Bu bölümde parametre belirsizliklerine sahip FDAM'nun hız kontrolünü sağlamak için uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü tasarımı verilmektedir. Rotor açısal hızı için, en az iki defa türevlenebilir referans yörünge  $\omega_d$  olmak üzere, hata

$$e_\omega = \omega_d - \omega \quad (7)$$

biçiminde tanımlanmaktadır. Bu ifadenin türevi alındıktan sonra (5) kullanılarak

$$\theta_1 \dot{e}_\omega = \theta_1 \dot{\omega}_d + \theta_2 + \theta_3 \omega - T_e \quad (8)$$

elde edilebilir. Bu noktada  $\theta_a = [\theta_1 \theta_2 \theta_3]^T$  ve  $Y_a = [\dot{\omega}_d \ 1 \ \omega]^T$  tanımlamaları ile (8)

$$\theta_1 \dot{e}_\omega = \theta_a^T Y_a - T_e \quad (9)$$

haline getirilebilir. Burada  $T_e$  sanal kontrol girişi gibi düşünülerek model parametrelerinin tam olarak bilinmesi durumunda hız hatasının sıfıra sürülebileceği görülebilmektedir. Geri adımlamanın ilk adımı olarak, (7) ile tanımlanan rotor açısal hız hatasını sıfıra götürecek istenilen moment ifadesi

$$T_e^* = \hat{\theta}_a^T Y_a + k_\omega e_\omega \quad (10)$$

biçiminde oluşturulabilir ki burada  $k_\omega \in \mathbb{R}$  pozitif bir sabittir,  $\hat{\theta}_a = [\hat{\theta}_1 \ \hat{\theta}_2 \ \hat{\theta}_3]^T$  biçiminde tanımlanmaktadır, ve  $\hat{\theta}_{(i)}$  belirsiz olan  $\theta_{(i)}$  parametrelerinin uyarlama fonksiyonlarıdır.

Diğer taraftan, üretilmek istenilen moment ile gerçekte üretilen moment arasındaki fark

$$e_i = T_e^* - T_e \quad (11)$$

biçiminde, parametrelerin gerçek değerleri ile uyarlamalarının arasındaki farklar ise

$$\tilde{\theta}_j = \theta_j - \hat{\theta}_j, \quad j \in \mathbb{Z}^+ \quad (12)$$

olarak tanımlanmaktadır. Bu durumda,  $\theta_j$  parametrelerinin türevlerinin sıfır ya da neredeyse sıfır oldukları varsayımı ile

$$\dot{\tilde{\theta}}_j = -\dot{\hat{\theta}}_j \quad (13)$$

elde edilebilir. (9) ifadesine  $T_e^*$  eklenip çıkarıldığında

$$\theta_1 \dot{e}_\omega = \tilde{\theta}_a^T Y_a + e_i - k_\omega e_\omega \quad (14)$$

oluşturulabilir. Geri adımlamanın devamı için (11)'in türevi alındığında, (3) ve (6)'nın kullanımı ile

$$\theta_5 \dot{e}_i = \theta_5 \dot{T}_e^* - k(v^* - \theta_4 i_\alpha - \frac{1}{2} e_{\alpha\beta}) \quad (15)$$

elde edilebilir. Bu eşitliğin sağında bulunan  $\dot{T}_e^*$  ifadesi ise (10)'un türevi alınıp düzenlenmesi ile

$$\dot{T}_e^* = \hat{\theta}_a^T Y_a + \hat{\theta}_1 \dot{\omega}_d + k_\omega \dot{\omega}_d + \frac{1}{\theta_5} (k_\omega - \hat{\theta}_3) \theta_b^T Y_b \quad (16)$$

biçiminde elde edilebilir. Burada  $\theta_6 = \theta_5/\theta_1$ ,  $\theta_7 = \theta_2\theta_5/\theta_1$ ,  $\theta_8 = \theta_3\theta_5/\theta_1$ ,  $\theta_b = [\theta_6 \ \theta_7 \ \theta_8]^T$  ve  $Y_b = [-k i_\alpha \ 1 \ \omega]^T$  olarak tanımlanmaktadır. Bu durumda, (16) yerine yazıldığında (15) ifadesi

$$\theta_5 \dot{e}_i = \theta_5 \left( \hat{\theta}_a^T Y_a + \hat{\theta}_1 \dot{\omega}_d + k_\omega \dot{\omega}_d \right) + (k_\omega - \hat{\theta}_3) \theta_b^T Y_b - k(v^* - \theta_4 i_\alpha - \frac{1}{2} e_{\alpha\beta}) \quad (17)$$

halini almaktadır. (13), (14) ve (17) ile verilen dinamik sistemin denge noktasını kararlı kılacak ve hız hatasının sıfıra yakınsamasını sağlayacak kontrolcünün tanımlanması öncesinde,  $\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_8$  pozitif sabitler olmak üzere aday Lyapunov fonksiyonu

$$V = \frac{1}{2} \theta_5 e_\omega^2 + \frac{1}{2} \theta_5 e_i^2 + \frac{1}{2} \theta_6 \sum_{m=1}^3 \frac{1}{\gamma_m} \tilde{\theta}_m^T \tilde{\theta}_m + \sum_{n=4}^8 \frac{1}{\gamma_n} \tilde{\theta}_n^T \tilde{\theta}_n \quad (18)$$

biçiminde tanımlanabilir. Bu fonksiyonun türevi alınıp (13), (14) ve (17) kullanılarak

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \theta_6 e_\omega \left( \hat{\theta}_a^T Y_a + e_i - k_\omega e_\omega \right) \\ & + e_i \left( \theta_5 \left( \hat{\theta}_a^T Y_a + \hat{\theta}_1 \dot{\omega}_d + k_\omega \dot{\omega}_d \right) + (k_\omega - \hat{\theta}_3) \theta_b^T Y_b \right. \\ & \left. - k \left( v^* - \theta_4 i_\alpha - \frac{1}{2} e_{\alpha\beta} \right) \right) \\ & - \theta_6 \sum_{m=1}^3 \tilde{\theta}_m^T \frac{\dot{\hat{\theta}}_m}{\gamma_m} - \sum_{n=4}^8 \tilde{\theta}_n^T \frac{\dot{\hat{\theta}}_n}{\gamma_n} \end{aligned} \quad (19)$$

elde edilebilir. Bu noktada  $k_i \in \mathbb{R}$  pozitif bir sabit,

$$Y_c = \begin{bmatrix} k i_\alpha \\ \hat{\theta}_a^T Y_a + \hat{\theta}_1 \dot{\omega}_d + k_\omega \dot{\omega}_d \\ e_\omega - k(k_\omega - \hat{\theta}_3) i_\alpha \\ (k_\omega - \hat{\theta}_3) \\ (k_\omega - \hat{\theta}_3) \omega \end{bmatrix} \quad (20)$$

ve  $\theta_c = [\theta_4 \ \theta_5 \ \dots \ \theta_8]^T$  olmak üzere kontrol girişi

$$v^* = \frac{1}{2} e_{\alpha\beta} + \frac{k_i}{k} e_i + \frac{1}{k} \hat{\theta}_c^T Y_c \quad (21)$$

biçiminde oluşturulduğunda (19)

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\theta_6 k_\omega e_\omega^2 - k_i e_i^2 + \theta_6 \tilde{\theta}_a^T (e_\omega Y_a - \Gamma_a^{-1} \dot{\hat{\theta}}_a) \\ & + \tilde{\theta}_c^T (Y_c - \Gamma_c^{-1} \dot{\hat{\theta}}_c) \end{aligned} \quad (22)$$

halini almaktadır. Burada,  $\Gamma_a = \text{diag}\{\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3\}$  ve  $\Gamma_c = \text{diag}\{\gamma_4, \gamma_5, \dots, \gamma_8\}$  olarak tanımlanmaktadır. Uyarlama kurallarının

$$\dot{\hat{\theta}}_a = e_\omega \Gamma_a Y_a \quad (23)$$

ve

$$\dot{\hat{\theta}}_c = e_i \Gamma_c Y_c \quad (24)$$

şeklinde seçilmesi ile (22)

$$\dot{V} = -\frac{k_\omega}{\theta_1} e_\omega^2 - k_i e_i^2 \quad (25)$$

haline getirilebilmektedir ki bu durumda pozitif tanımlı Lyapunov fonksiyonunun türevi negatif yarı tanımlı olarak elde edilmektedir. Bu sonuç kararlılığı garanti etmektedir. Bu çalışmanın başlıca sonucu, detaylı kararlılık analizi ile birlikte bir sonraki alt bölümde sunulmaktadır.

### 3.2 Kararlılık analizi

Aşağıda verilen teorem, bu çalışmanın başlıca sonucunu özetlemektedir.

*Teorem:* (21) ile tanımlanan kontrol kuralı, (14),(17),(23) ve (24) ile verilen zamanla değişen dinamik sistemi küresel kararlı kılar. Dahası, (7) ile tanımlanan rotor açışal hız hatası için

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_\omega = 0 \quad (25)$$

ifadesi küresel olarak geçerlidir.

*İspat:* (18) ile tanımlanan skaler, pozitif tanımlı ve radyal sınırsız Lyapunov fonksiyonunun türevi, (21) ile verilen kontrol girişi ve (23) ve (24) ile verilen uyarlama kuralları ile, (25)'te verildiği gibi negatif yarı tanımlı olarak elde edilmiştir. Bu sonuç (14), (17), (23) ve (24) ile verilen dinamik sistemin küresel kararlılığını garanti etmektedir. Diğer taraftan LaSalle-Yoshizawa teoremine (bkz. Teorem 4.7, [23]) göre (25) ifadesi, dinamik sistemin tüm başlangıç durumları için geçerli olacağından, garanti edilmektedir.

### 4 Benzetim sonuçları

FDAM'nun hız kontrolü için tasarlanan uyarlamalı geri adımlamalı kontrol yapısını test etmek amacı ile farklı referans işaretler için MATLAB ortamında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarında kullanılan

FDAM'nun zıt-EMK sinyalleri yamuk biçiminde olup motora ait model parametreleri ve diğer özellikler Tablo 1'de verilmektedir.

Tablo 1: Benzetim çalışmalarında kullanılan FDAM'nun özellikleri.

Sembol	Açıklama	Değer	Birim
$J$	Atalet	0.4	kg cm <sup>2</sup>
$T_L$	Yük momenti	0.01	Nm
$b$	Sürtünme katsayısı	10 <sup>-7</sup>	Nms/rad
$L$	Faz endüktansı	2.5	mH
$R$	Faz direnci	0.58	$\Omega$
$k$	Moment sabiti	0.0245	Nm/A
$I_n$	Anma akımı	3	A
$P$	Kutup çifti sayısı	2	

Benzetim çalışmalarında üç fazlı gerilim beslemeli inverterin bara gerilimi 24 V olarak ayarlanmıştır. Ayrıca inverter anahtarları ideal kabul edilmiş ve darbe genişlik modülasyonu (DGM) tekniği ile üretilen tetikleme sinyallerinin frekansı 10 kHz olarak belirlenmiştir. Benzetim esnasında dinamik model Euler yöntemi kullanılarak 1  $\mu$ s sabit adımlar ile çözdürülmüştür. Uyarlama kuralları ve kontrolcünün örnekleme süresi ise tetikleme sinyalleri ile uyumlu olacak şekilde 100  $\mu$ s olarak belirlenmiştir. Bir başka deyişle her bir DGM periyodunda kontrolcü tarafından üretilen sinyal güncellenmektedir. Faz akımlarının ölçümü ise gerçeğe yakın olması için DGM periyodlarının ortasında gerçekleştirilmiştir. Benzetim esnasında, integratör sarmasından kaçınmak amacı ile inverterin doyumda olması durumunda uyarlama kuralları çalıştırılmamıştır.

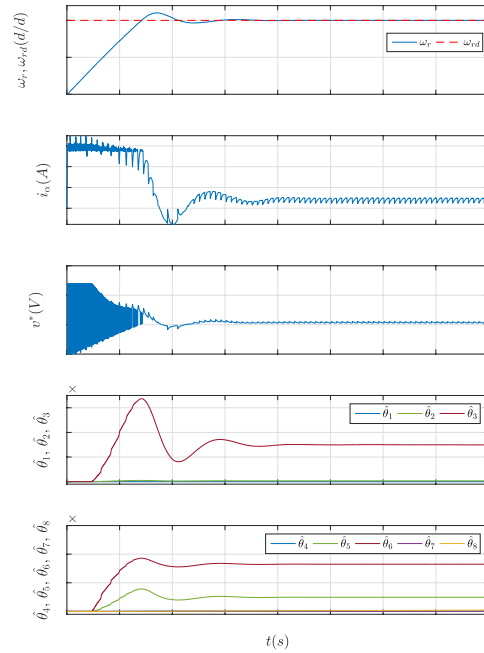
Tasarlanan teorik kontrolcü dahilinde sisteme ait bir kısıt bulunmamaktadır. Fakat pratik bir uygulamada motor sargılarına uygulanabilecek en yüksek gerilim değeri, motor sargılarının her birinden geçirilebilecek en büyük akım değeri (bkz. Tablo 1) gibi kısıtlar bulunmaktadır. En büyük gerilim değeri inverter besleme gerilimi ile kısıtlanıyor olsa da faz akımlarının anma akımı değerini uzun süreli aşmaması için pratik uygulamalarda önlem alınması gerekmektedir. Bu amaçla, benzetim çalışmalarının gerçek bir uygulamaya yakın bir biçimde gerçekleştirilebilmesi için, akım değerlerinin anma akımından fazla olması durumunda tasarlanan kontrolcü yerine

$$v^* = \frac{1}{2} e_{\alpha\beta} + \hat{\theta}_4 i_\alpha + k_i (i^* - i_\alpha) \quad (26)$$

biçiminde verilen kontrol yapısı kullanılmıştır. Bu kontrol kuralının, faz akımını  $i^*$  ile verilen akım değerine süreceği garanti edilmektedir. Böylece  $i^*$  üretilmek istenilen momentin yönüne göre anma akımı olarak seçilip, faz akımının anma akımını geçmemesi sağlanmıştır. İki kontrol kuralı arasında gerçekleştirilen bu anahtarlar ile, benzetim çalışmalarında motorun gerçek dışı değerlerde moment üretmesinin önüne geçilirken, tasarlanan kontrol kuralının uygulanmasının aksamaması da sağlanmıştır.

Benzetim çalışmalarında kontrol ve uyarlama kurallarındaki kazanç değerleri  $k_\omega = 0.01$ ,  $k_i = 1$ ,  $I_j$ ,  $j \times j$  boyutlu birim matris olmak üzere  $\Gamma_a = 0.0001I_3$  ve  $\Gamma_c = 0.01I_5$  olarak seçilmiştir. Benzetimler biri sabit değeri ise sinüs biçiminde değişen iki farklı yörünge için gerçekleştirilmiştir. İlk benzetimde başlangıçta açısal hız değeri 0 olmak üzere sabit referans işareti 1000 d/d ( $\omega_d = 2000\pi/60$  rad/s) olarak atanmıştır. Uyarlanan parametrelerin başlangıç değerleri de 0

olarak verilmiştir. İlk benzetime ait sonuçlar Şekil 2'de sunulmaktadır. Bu sonuçlarda başlangıçta hız hatasının büyük olması sebebi ile gereksinim duyulan momentin üretilebilmesi için faz akımlarının anma akımında tutulduğu ve bu süreçte parametre uyarlamalarının yapılmadığı görülmektedir. Yaklaşık ilk 25 ms sonrasında gerekli olan akım değerleri anma akımının altına düşmekte ve parametre uyarlamaları bu noktada başlamaktadır. Motorun hız cevabı model belirsizliklerine rağmen oldukça hızlı bir biçimde küçük bir üst aşım ile gerçekleşmiş ve açısal hız istenilen değere yakınsamıştır.



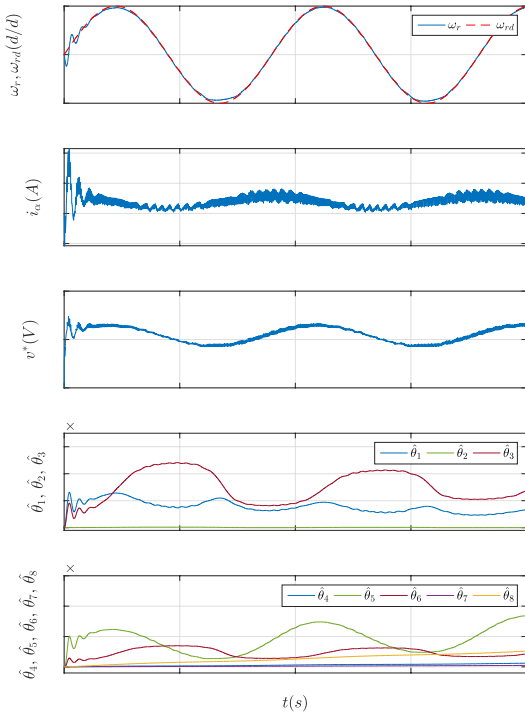
Şekil 2: 1000 d/d sabit referans için benzetim sonuçları.

İkinci benzetimde referans yörünge  $1000 + 200\sin(7t)$  olarak belirlenmiş ve başlangıçta hız hatası olmayacak şekilde benzetim yapılmıştır. İkinci benzetimin sonuçları Şekil 3 ile verilmektedir. İlk benzetimden farklı olarak başlangıçta hız hatası olmadığı için anma akımından daha yüksek faz akımlarına ihtiyaç olmamış ve dolayısı ile parametre uyarlamaları doğrudan başlamıştır. Benzetimin başlangıç safhasında yörünge takibi çok iyi bir biçimde gerçekleşmemesine rağmen, parametre uyarlamaları ile bu takip neredeyse sorunsuz hale gelmiştir. Sinüs biçiminde zamanla değişen yörüngeyi takip edilebilmesi için motor fazlarına uygulanan gerilimin, bunun sonucu oluşan faz akımlarının ve uyarlanan parametrelerden bazılarının da referans işaretle aynı frekansta olan değişimleri gözden kaçırılmamalıdır.

## 5 Sonuçlar

Bu çalışmada FDAM'nun hız kontrolü için uyarlamalı geri adımlamalı bir kontrol kuralı önerilmiş ve sunulmuştur. FDAM'nun doğrusal olmayan modeli için tasarlanan kontrolcünün hız hatasını sıfıra sürdüğü teorik olarak gösterilmiştir. Pratik bir uygulamada bulunan bir çok durumu içerisinde barındıran benzetim çalışmaları ile tasarlanan kontrol kuralı test edilmiş ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir.





Şekil 3:  $1000 + 200\sin(7t)$  d/d referans için benzetim sonuçları.

## 6 Kaynaklar

- [1] Jin Y, Tang Z, Wen Y, Zou H. "High performance adaptive control for BLDC motor with realtime estimation of uncertainties". *21<sup>th</sup> Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Dallas, TX, USA, 19-23 March 2006.
- [2] Gökbulut M, Dandil B, Bal C. *A Hybrid Neuro-Fuzzy Controller for Brushless DC Motors*. Editor: Savacı FA. Artificial Intelligence and Neural Networks, 125-132, Springer Berlin Heidelberg, 2006.
- [3] Wang Y, Xia C, Zhang M, Liu D. "Adaptive speed control for brushless DC motors based on genetic algorithm and RBF neural network". *2007 IEEE International Conference on Control and Automation*, Guangzhou, China, 30 May-1 June 2007.
- [4] Premkumar K, Manikandan BV. "Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System based speed controller for brushless DC motor". *Neurocomputing*, 138, 260-270, 2014.
- [5] Wang HP, Liu YT. "Integrated design of speed-sensorless and adaptive speed controller for a brushless DC motor". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(2), 518-523, 2006.
- [6] Solomon O. "Model Reference Adaptive Control of a Permanent Magnet Brushless DC Motor for UAV Electric Propulsion System". *33<sup>rd</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Taipei, Taiwan, 5-8 November 2007.
- [7] Liu Y, Zhao J, Xia M, Luo H. "Model reference adaptive control-based speed control of brushless DC motors with low-resolution Hall-effect sensors". *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(3), 1514-1522, 2014.
- [8] Awadallah MA, Bayoumi EH, Soliman HM. "Adaptive deadbeat controllers for brushless DC drives using PSO and ANFIS techniques". *Journal of Electrical Engineering*, 60(1), 3-11, 2009.
- [9] Demirtas M. "Off-line tuning of a PI speed controller for a permanent magnet brushless DC motor using DSP". *Energy Conversion and Management*, 52(1), 264-273, 2011.
- [10] Thirusakthimurugan P, Dananjayan P. "A novel robust speed controller scheme for PMLDC motor". *ISA Transactions*, 46(4), 471-477, 2007.
- [11] Hu J, Dawson DM, Carroll JJ. "An adaptive integrator backstepping tracking controller for brushless DC motor/robotic load". *IEEE American Control Conference*, Baltimore, MD, USA, 29 June-1 July 1994.
- [12] Lin H, Yan W, Wang J, Yao Y, Gao B. "Robust nonlinear speed control for a brushless DC motor using model reference adaptive backstepping approach". *2009 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, Changchun, China, 9-12 August 2009.
- [13] Zhou J, Wang Y. "Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor". *IEE Electric Power Applications*, 149(2), 165-72, 2002.
- [14] Ouassaid M, Cherkaoui M, Zidani Y. "A nonlinear speed control for a PM synchronous motor using an adaptive backstepping control approach". *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Hammamet, Tunisia, 8-10 December 2004.
- [15] Zhou J, Wang Y. "Real-time nonlinear adaptive backstepping speed control for a PM synchronous motor". *Control Engineering Practice*, 13(10), 1259-1269, 2005.
- [16] Liu K, Fang Y, Zhao Y, Han Y. "Accurate Speed Control for High-power Servomotor Based on Adaptive Backstepping Control Approach". *2007 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation*, Harbin, Heilongjiang, China, 5-9 August 2007.
- [17] Yang M, Wang X, Zheng K. "Adaptive backstepping controller design for permanent magnet synchronous motor". *IEEE 8<sup>th</sup> World Congress on Intelligent Control and Automation*, Jinan, China, 7-9 July 2010.
- [18] Rebouh S, Kaddouri A, Abdessemed R, Haddoun A. "Adaptive backstepping speed control for a permanent magnet synchronous motor". *International Conference on Management and Service Science*, Wuhan, China, 12-14 August 2011.
- [19] Lagrioui A, Mahmoudi, H. "Nonlinear adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor (PMSM)". *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, 29(1), 1-9, 2011.
- [20] Morawiec M. "The adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor supplied by current source inverter". *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(2), 1047-1055, 2013.
- [21] Prashanth KV, Navada HG. "Parameter estimation of PMSM using adaptive backstepping technique". *2014 International Conference on Advances in Energy Conversion Technologies*, Manipal, India, 23-25 January 2014.
- [22] Karabacak M, Eskikurt HI. "Speed and current regulation of a permanent magnet synchronous motor via nonlinear and adaptive backstepping control". *Mathematical and Computer Modelling*, 53(9), 2015-2030, 2011.
- [23] Haddad WM, Chellaboina V. *Nonlinear Dynamical Systems and Control: A Lyapunov-Based Approach*. Princeton, NJ, USA, Princeton University Press, 2008.