

# Gemi Elektrikle Tahrik Sistemleri için Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Üstün Burulma Algoritması ile Kontrolü

Fuat KILIÇ<sup>1, \*</sup>, Feriha ERFAN KUYUMCU<sup>1</sup>, Murat KARABACAK<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Koceli Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümü

<sup>2</sup>Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

## Özet

*Bu çalışmada sürekli gemilerde doğrudan tahrik makinesi olarak kullanılan sürekli mıknatıslı senkron motorun (SMSM) ikinci dereceden kayan kiple kontrolü ve klasik oran/integral kontrolüne ait uygulama ve benzeşimi yapılmıştır. Üstün burulma algoritması İkinci dereceden kayan kipli kontrol sistemlerine ait bir yöntemdir. Belirsizlikler içeren simtemlerde aynı zamanda dış ve iç bozucu etkilere maruz kalan sitemlerde karşı klasik kontrol yöntemi ve kayan kip yöntemine göre dayanıklılık ve çatırdama etkisini azaltma bakımından oldukça üstünlük sağlamaktadır. Ayrıca deneysel çalışması yapılan yöntem, makinenin kontrolüne ait herhangi bir parametre bilgisi içermemektedir. Deneysel ve benzeşim sonuçları kullanılan yöntemin diğer yöntemlere göre daha üstün olduğunu göstermektedir.*

**Anahtar Kelimeler:** Gemi, SMSM, Elektrikle Tahrik, Kayan Kip Kontrol, Üstün Burulma Algoritması

## Super-Twisting Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor For Ship Electric Propulsion Systems

### Abstract :

*In this study, implementation and simulation of second order sliding mode and conventional proportion/integral control for permanent magnet synchronous motor is accomplished that is used as propulsion machine in ship applications. Super-twisting algorithm pertain second order sliding mode control structure and enables superiorities with regard to robustness against nonlinear and including uncertainties systems, at the same time disturbance and perturbation effects in comparison with conventional proportion/integral and sliding mode method. Additionally, the method, which is studied*

---

\* Fuat KILIÇ, fuat.kilic1@kocaeli.edu.tr

*experimentally, does not contain any parameter information dependent the machine control. Experimental and simulations studies show that the method is superior than the other methods.*

**Keywords:** *Ship, PMSM, Electric Propulsion, Sliding Mode Control, Super-twisting Algorithm*

## 1. Giriş

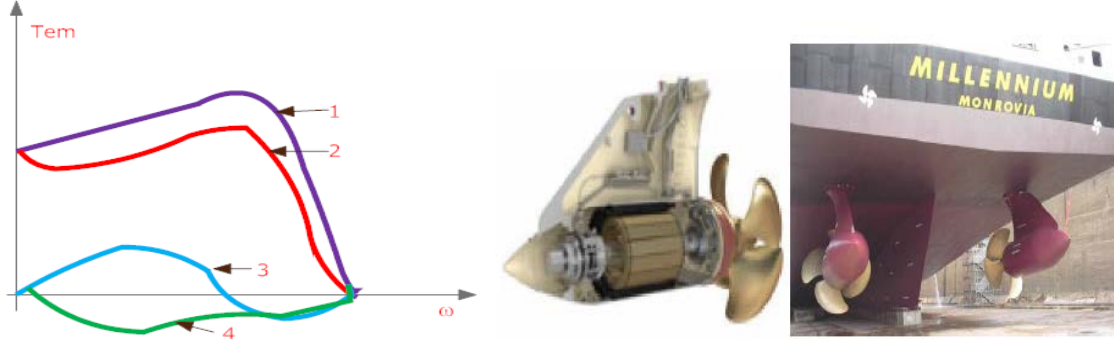
Gemi uygulamalarında kullanılan elektrikle tahrik sistemleri pervanelerin doğrudan elektrik motoruyla sürüldüğü tahrik sistemleridir. Tahrik araçları genellikle pervane, motorlar, generatörler, ana makine ve kontrol sistemlerini içerirler. Elektrikle tahrik sistemleri kullanılarak ana makinenin geniş aralıklara yayılmış hız kontrol ve hız izleme manevra kabiliyetlerine göre daha dinamik ve hassas kontrol amacı güdülmüş ve verimlilikte kayda değer gelişme kaydedilir[1]. Elektrik motorları ve sürücüleri savaş gemilerinin tahrik sistemlerinde güç elektroniği ve makine tasarımıdaki yeniliklerden dolayı hızlı büyüyen ve aktif araştırma alanı haline gelmektedir. Elektrikle çalışan gemiler güç üretim birimleri, enerji depolama birimleri, güç dönüşüm birimleri, elektrikle tahrik birimleri ve gemi servis hizmetleri biriminden oluşur. Elektrikle tahrik edilen gemi sistemleri, yakıt tasarrufunu artırırlar ve tasarım açısından avantajlara sahiptirler. Sistemin çalışma ve kontrol açısından önemli bir şekilde iyileşme sağlarlar aynı zamanda optimal manevra ve konumlama özelliklerine sahiptirler. Tasarım açısından redüksiyon dişlisi ve şaft yerleşimi açısından sınırlama oluşturmazlar [10].

Sürekli mıknatıslı senkron makineler 100 kW' a kadar pek çok tahrik uygulamasında başarılı bir şekilde kullanılmaktadır. Bu tip makineler 10-15 kW' a kadar olan asenkron motorlara ve senkron relüktans motorlara göre daha fazla avantaj sunarlar. Rotorunun dayanıklılığı, yüksek güç yoğunluğu (güç/hacim) açısından diğer makine tiplerine göre çok daha avantajlıdır. Vektör kontrol metodu ile motorun kolayca kontrolü, mekanik komütatör olmamasından dolayı bakım kolaylığı, deniz araçlarında kullanıldığında alçak devirlerde yüksek verimliliklerinden dolayı ön plana çıkmaktadırlar[5]. Değişken hızlı üç fazlı elektrik motor ve sürücüleri gemi tahrik makineleri olarak gitgide daha fazla kullanılmaktadır bu durum özellikle turist botlarında yer almaktadır. Elektrik motor ve sürücülerinin en önemli avantajı egzoz gazı olmama ve daha düşük gürültü değerlerine sahip olma anlamına gelen düşük emisyon değerleridir. Bu durum içten yanmalı motorlar tarafından yayılan sera gazlarının azaltılmasına olumlu katkılar sağlar[6].

## 2. Gemi Pervane Yük Karakteristikleri Modellenmesi

Gemilerde elektrikle tahrik sistemleri tekne veya gövde tipi, dümen tipi ve kapsül tipi şeklinde tasarlanır. Gövde tipi olan sistemlerde tahrik sürücüleri mekanik sürme sistemlerine benzerlik gösterir. Kapsül tipi uygulamalarda ise transmisyon şaftı ihtiyaç duyulmaz. Pervaneler kapsül içerisine yerleştirilerek daha yüksek manevra kabiliyeti elde edilir. Dümen tipi uygulamalarda 360 derecelik kontrol dönüş ve kontrol esnekliği sağlanır[10]. Gemi elektrikle tahrik sistemlerinde sürekli mıknatıslı senkron motorlar, asenkron ve senkron motorlar kullanılır. Günümüzde güç değerleri olarak 0.1-30 MW elektrikle tahrik sistemleri kullanılabilir hale gelmiştir. Sürekli mıknatıslı senkron

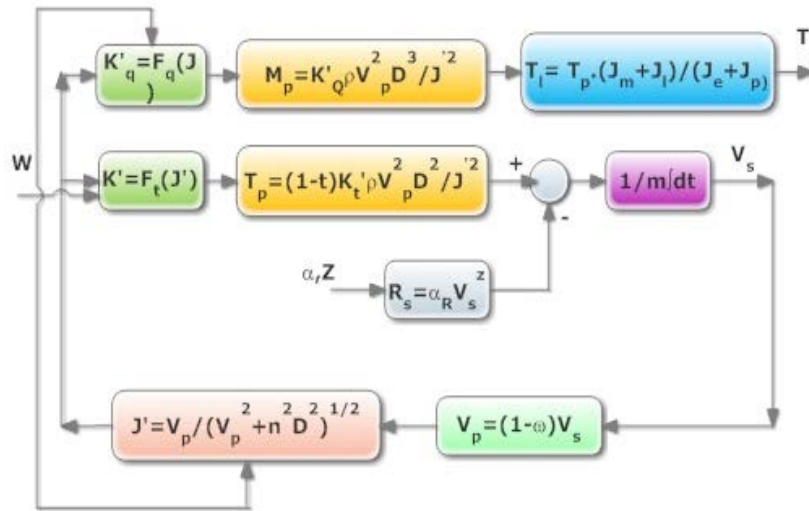
motorlar için yük karakteristikleri bakımından aşağıdaki şekilde basitçe incelenmiştir. Şekil 1’ de SMSM için moment hız grafiği bileşenleri verilmiştir. Buna göre 1 numaralı moment bileşeni asenkron moment, 2 numaralı bileşen toplam moment, 3 numaralı bileşen relüktans momenti ve 4 numaralı bileşen generatör fren momentidir.



Şekil 1. SMSM moment-hız grafiği ve tahrik makinesi olarak kullanımı

### 2.1. Gemi Matematiksel Modeli

Geminin sudaki itme gücü pervanenin dönmesi ile elde edilir. Dönme yönü gemi ile aynı yönde ise ileri yönde, dönme yönü gemi yönü ile ters yönde ise geri yönde hareket gerçekleşir yani negatif time gücü açığa çıkar. Pervanenin direnç momenti, pervanenin dönüş yönünün tersinedir bu yüzden bu direnci yenmek için tahrik motoru veya makinesi uygun moment değerini sağlamalıdır. Bu tip sistemlerde üç tip karakteristik hareket vardır bunlar serbest seyir, halat veya demirleme ve ters karakteristikten oluşur [2].



Şekil 2. Gemi matematiksel modeli

Şekil 2 hız girişine karşı itme gücü ve burulma momenti büyüklüklerini tanımlayan gemi matematiksel modelini ifade etmektedir. Yukarıda verilen gemi modelinde  $\rho$  deniz suyu yoğunluğu;  $D$  pervane çapı;  $V_p$  itme hızı olarak adlandırılan pervanenin sudaki hızı;  $V_s$  gemi hızı;  $m$  gövde brüt ağırlığı;  $R_s$  standart gövde direnci;  $\alpha_r$  (gövde yükü ve fırtınalı dalgalarla ilgili) ve seyir şartlarına göre değişir) ve  $z$  (genellikle 2' ye eşittir) direnç sabitleridir. Gemi veya bot pervanesi doğrusal olmayan değişim gösterir.

Pervane üzerinde bulunan gövde etkisi akıntı sabiti ile birleştirilirse  $\omega = 1 - V_p/D$  öne sürülür. İtme gücü bozulma sabiti,  $t = \Delta T/T$  şeklinde tanımlanırsa,  $\Delta T$  pervanenin soğurduğu su tarafından üretilen direnci yenen itme gücü de sisteme eklenir. Pervane tarafından sağlanan güç ve devir/dakika cinsinden bir hızı sahiptir ve  $V_p$  itme hızı olarak adlandırılır.  $V_p/nD$  rota oranına karşılık gelir ve  $J$  ile gösterilir. Pervanenin dönüşü suda  $T_p$  itme gücü üretir. Bununla  $K_T$  itme gücü sabiti,  $K_q$  ise burulma moment katsayısı ve  $\eta_p$  verim olarak ifade edilir. Eğer pervanenin geometrik parametresi sabitse,  $K_T, K_q, \eta_p$  doğrudan  $J$ ' nin fonksiyonudur. Eğer frenleme pervane yönünün terslenmesi ile gerçekleştirilirse, normal dönüş ve ters dönme durumunda farklı  $K_T$  ve  $K_q$  eğrileri elde edilir.  $J$  katsayısı  $-\infty$  ile  $+\infty$  sonsuz arasında tanımlanır. Yukarıda ifade edilen tanımlara göre gemi modeli için eşitlikler aşağıdaki şekilde verilebilir.

$$T_p = \rho D^2 K_T \frac{n_p D^2}{V_p^2 + n^2 D^2} (V_p^2 + n^2 D^2) \quad (1)$$

$$\cos\phi = \frac{n_p D}{\sqrt{V_p^2 + n^2 D^2}} = \frac{1}{1+J^2} \quad (2)$$

$$J = \tan\phi \quad (3)$$

$$J' = \frac{V_p}{\sqrt{V_p^2 + n^2 D^2}} = \frac{1}{1+J^2} \quad (4)$$

$$K'_Q = \frac{T_p}{\rho D^3 (V_p^2 + n^2 D^2)} = \frac{K_q}{1+J^2} \quad (5)$$

$$K'_T = \frac{P_p}{\rho D^2 (V_p^2 + n^2 D^2)} = \frac{K_T}{1+J^2} \quad (6)$$

Yukarıda verilen eşitlikler düzenlenirse, itme gücü ve burulma momenti,

$$T_p = \frac{(1-t)K'_T \rho V_p^2 D^2}{J^2} \quad (7)$$

$$M_p = \frac{K'_Q \rho V_p^2 D^3}{J^2} \quad (8)$$

olarak ifade edilebilir. Pervane dönme hızı sıfıra yaklaşırken  $J$  sonsuza doğru yönelir [4].

### 3. SMSM Matematiksel Modeli

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar tasarım açısından bazı özelliklere sahiptirler. N-S kutuplarına sahip sabit mıknatıslar rotora sabitlenmişlerdir ve kutup çifti olarak bilinirler. Stator sargıları hava aralığı boyunca magnetik akının sinüsoidal olarak değişmesini sağlarlar ve stator sargılarında zıt EMK' nin oluşmasını sağlarlar. 3 faz sisteminin iki dikey vektör sistemine dönüştürülmesi hesaplamaları kolaylaştırır. Senkron referans çerçevesinde stator gerilimi, endüktans ve akım cinsinden eşitlikler aşağıdaki şekilde verilmektedir..

$$v_{ds}=R_s i_{ds}+L_d \frac{di_{ds}}{dt}-\omega_e L_q i_{qs} \quad (9)$$

$$v_{qs}=R_s i_{qs}+L_q \frac{di_{qs}}{dt}+(L_d i_{ds} + \lambda_m) \quad (10)$$

Burada;  $v_{ds}$ , d eksen gerilimi [V],  $v_{qs}$ , q eksen gerilimi [V],  $R_s$ , Stator direnci (Ohm),  $i_{ds}$ , d eksen akımı [A],  $i_{qs}$ , q eksen akımı [A],  $\omega_e$ , Rotor açısal hızı [rad/sn],  $L_d$ , d eksen endüktansı [H],  $L_q$ , q eksen endüktansı [H].

$$\lambda_q=L_q i_{qs} \quad (11)$$

$$\lambda_d=L_d i_{ds} + \lambda_m \quad (12)$$

$\lambda_q$  : q eksen akısı [Wb],  $\lambda_d$  : d eksen akısı [Wb],  $\lambda_m$  : Sürekli mıknatıslardan dolayı meydana gelen mıknatıslanma akısıdır [Wb]. Elektriksel güç ifadesi,

$$P_e=\frac{3}{2} \omega_r (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (13)$$

Elektriksel moment,

$$T_e=\frac{P_{em}}{\omega_{rm}} = \frac{3P}{2} (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (14)$$

eşitlikleriyle elde edilir.

$$\theta_e = P \theta_r \quad (15)$$

$$\omega_e = P \omega_r \quad (16)$$

$\theta_e$  ve  $\theta_r$ , P, kutup sayısı, elektriksel ve mekanik konumlar,  $\omega_e$  ve  $\omega_r$ , elektriksel ve mekanik açısal hızlardır. Elektriksel moment eşitliği ile aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$T_e=J \frac{d\omega}{dt} + B \omega_r + T_L \quad (17)$$

J, rotor atalet momenti [ $kgm^2$ ], B, sürtünme katsayısı [Nm/rad/s],  $T_L$ , yük momenti [Nm] temsil eder. Rotor açısal hızı,

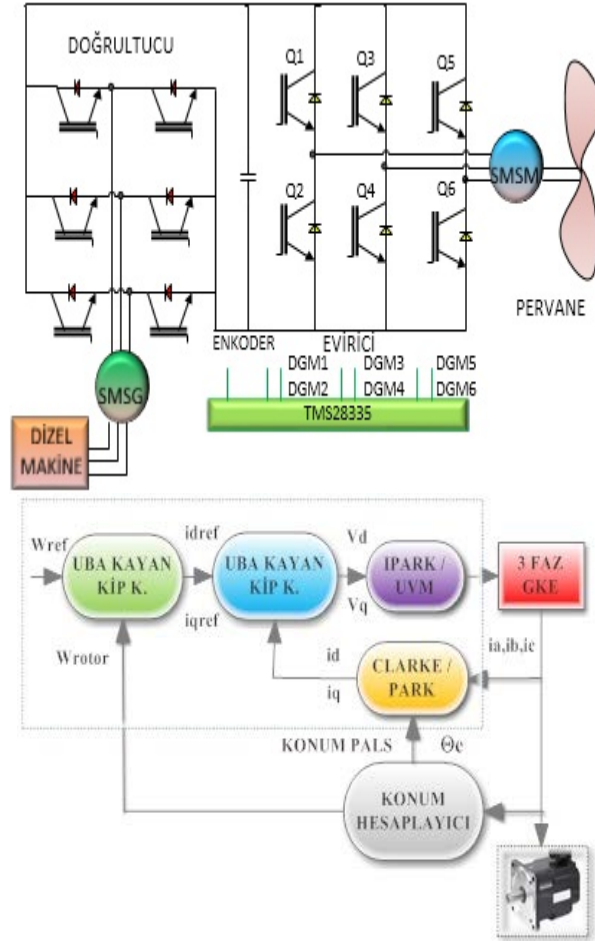
$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (18)$$

eşitliği ile elde edilir [7-9].

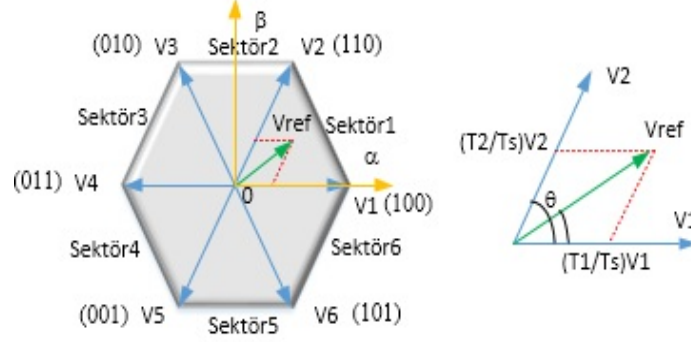
#### 4. SMSM Sürücü Sistemi ve Kontrolü

Şekil 3' te SMSM' nin sürülmesine ait doğrultucu, gerilim ara devreli evirici ile birlikte alan etkili kontrol (vektör kontrol) temel yapısı verilmektedir. Alan etkili kontrol veya

vektör kontrol sisteminde iki tip koordinat sistemi kullanılır. Bunlar; durağan koordinat sistemini kullanan sabit stator veya koordinat sistemine göre dönen sabit rotor koordinat sistemlerdir. Üç fazlı ABC stator sargılarının oluşturduğu ve iki fazlı  $\alpha\beta$  koordinat sistemleri durağan koordinat sistemleri olarak adlandırılır.  $dq$  koordinat sisteminde ise  $d$  eksenini sabit olmakla birlikte rotor koordinat eksenine göre döner [11]. Vektör kontrol sisteminde  $i_A, i_B$  faz akımları evirici çıkışından akım sensörleri yardımıyla bulunur.  $i_C$  akımı ise formül yoluyla hesaplanarak elde edilir.  $i_A, i_B, i_C$  akımları dönen koordinat sistemine Clarke ve Park dönüşümleri yardımıyla doğrudan  $i_{sd}, i_{sq}$  bileşenleri olarak çevrilir. Bu bileşenler akım döngü kontrolleri için geribesleme olarak kullanılırlar. Hız döngüsünde ise referans hız ve enkoder yardımı ile elde edilen geribesleme hızı hız kontrol döngüsünde kullanılır. Akım döngüsü çıkışında elde edilen  $V_d$  ve  $V_q$  büyüklükleri ters Park dönüşümü yardımıyla  $\alpha\beta$  koordinat sistemi altında  $V_{\alpha ref}$  ve  $V_{\beta ref}$  referans stator gerilim bileşenlerine dönüştürülür. Gerilim uzay vektör tekniği kullanılarak evirici yarı iletkenlerini tetiklemek için kullanılan darbe genişlik modülasyonu işaretleri elde edilir. Amper başına en yüksek momentin elde edilmesi için  $d$  eksenini akım referansı sıfıra eşitlenir.



Şekil 3. PMSM Sürücü ve kontrolü



Şekil 4. UVDGM Sektörleri

Şekil 4 Uzay vektör darbe genişlik modülasyonuna (UVDGM) ait 6 adet anahtarlama sektörü ve birinci sektöre ait referans gerilim bileşenlerini göstermektedir. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (UVDGM) tekniğinde, altı sektöre sekiz adet gerilim uzay vektörü oluşturulur. Sekiz gerilim uzay vektörünün iki tanesi sıfır vektör  $T_0$  olarak ifade edilir. İlk sektör için  $V_{ref}$  referans gerilim uzay vektörü aşağıdaki eşitlikle verilebilir.

Burada,  $T_s$  UVDGM taşıyıcı dalga periyodu,  $V_1, V_2$  komşu gerilim vektörlerine ait  $T_1, T_2$  çalışma zamanları olarak isimlendirilir.

$$\overrightarrow{V_{ref}} = \frac{T_1}{T_s} V_1 + \frac{T_2}{T_s} V_2 \quad (19)$$

Referans gerilim vektörünün bileşeni olarak trigonometrik dönüşümler yardımıyla  $V_\alpha, V_\beta$  iki fazlı koordinat sisteminde ifadesi,

$$V_\alpha = \frac{T_1}{T_s} V_1 + \frac{T_2}{T_s} V_2 \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) / T_0 \quad (20)$$

$$V_\beta = \frac{T_2}{T_s} V_2 \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (21)$$

şeklinde elde edilir. UVDGM algoritmasında, uzay vektör açısı sürekli değiştiğinden dönen gerilim uzay vektörü elde etmek için bir sinüs periyodunda farklı vektör zamanları kullanmak gerekir. Bu sebepten dolayı, öncelikli olarak referans vektörün içinde bulunduğu sektöre karar verilir sonrasında ise modülasyon zamanları hesaplanarak algoritma tamamlanır.  $N$  sektörlerine,  $N = A + 2B + 4C$  eşitliği kullanılarak,

Eğer  $V_\beta > 0$ , ise  $A = 1$ , değilse,  $A = 0$

Eğer  $\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta > 0$ , ise  $B = 1$ , değilse,  $B = 0$

Eğer  $\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta < 0$ , ise  $C = 1$ , değilse,  $C = 0$

karar verilir. Bir sonraki adımda modülasyon zamanları elde edilen sektör bilgisine göre modülasyon zamanları hesaplanır.

$$X = \sqrt{3}T_s V_\beta / V_{da} \quad (22)$$

$$Y = T_s \left( \frac{3}{2} V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} V_\beta \right) / V_{da} \quad (23)$$

$$Z = T_s(-\frac{3}{2}V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}V_\beta)/V_{da} \quad (24)$$

Burada  $V_{da}$  doğrusal gerilimin en yüksek değeri,  $T_s$  UVDGM' nin periyodudur [12-14].

### 5. İkinci Dereceden Kayan Kipli Kontrol Üstün Burulma Algoritması Yöntemi (ÜBA)

Motor sürücü sistemlerinin, konum izleme, hız kontrolü, yük kompanzasyonu ve sürekli kararlılık özellikleri göz önüne alınır. Sürücü sistemlerinde halen uygulaması kolay olan klasik oran/integral kontrol yapısı kullanılsa da belirtilen özellikleri sistemlerin doğrusal olmayan özelliklerinden dolayı karşılayamazlar. Doğrusal olmayan yapılar aynı zamanda belirsizliklere de sahiptirler. Bu şartlar altında kontrol sistemleri dayanıklılık ve adaptasyon özelliklerini sağlamak durumundadırlar. SMSM motor gibi doğrusal olmayan sistemlerde kararlılığı sağlayabilmek ve dinamik performans sağlamak için kontrolcüler sistemdeki bozucu veya kötüleştirici etkilere karşı dayanıklı olmak zorundadırlar. Sistemlerdeki ani değişimler dayanıklılık özelliği ile değerlendirilirler. Kayan kipli kontrol dayanıklı kontrol sistemlerinin en başta gelen temsilcilerinden biridir. Kayan kip kontrolün süreksizlik fonksiyonu yoluyla dayanıklılık özelliği, sistem belirsizlikleri ve bozucu etkilere karşı dayanıklılık sağlama için kullanılır [15, 16]. Adaptif kanunlar ise kontrol problemleriyle, zamanla yavaş değişen sistem parametreleri ve büyük belirsizliklerle başa çıkmak için kullanılırlar [17] 18]. Kayan kipli kontrol son yıllarda doğrusal olmayan belirsizlik içeren sistemlerde oldukça geniş kullanım alanına sahip bir kontrol yöntemi haline gelmiştir. Bu yöntemde süreksiz kontrol fonksiyonu ve yüksek kazanç kullanımı kapalı döngü kontrol sistemlerinde dayanıklılık özelliği açısından çok önemlidir.

Klasik kayan kipli kontrol kavramı süreksiz fonksiyonların doğrusal olmayan sistemlerde kullanılmasından ileri gelmektedir. Birinci dereceden kayan kipli kontrolde kayan yüzey veya kayan kip değişkeni ( $s$ ) görece derece kavramı ile şekillenir. Kayan kip yüzeyinin  $s = 0$  olması ve Utkin tarafından ortaya atılan eşdeğer kontrol değerinin de  $\dot{s} = 0$  olması gerekir. Süreksiz kontrolün gerçekleştirilmesi işaret (signum) fonksiyonu yardımıyla gerçekleştirilir.

$$sgn(\sigma) = \begin{cases} 1 & \text{If } s(x) > 0 \\ 0 & \text{If } s(x) = 0 \\ -1 & \text{If } s(x) < 0 \end{cases} \quad (25)$$

Klasik kayan kip kontrol yöntemi için kararlılık analizi için, Lyapunov fonksiyonu,

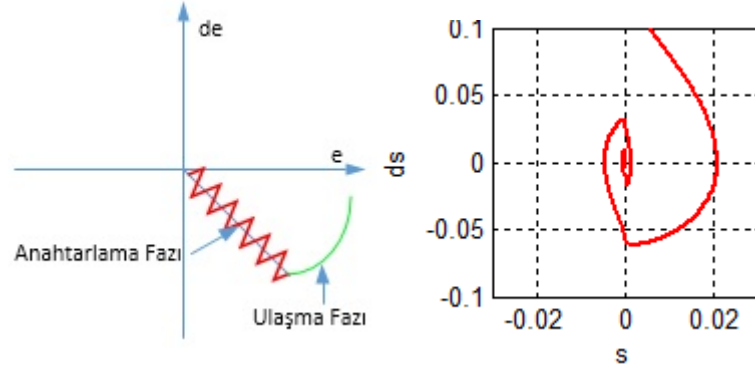
$$V = \frac{1}{2}S^2 \quad (26)$$

şeklinde yazılabilir. Lyapunov kararlılık ölçütüne göre  $s\dot{s} < 0$  olması gerektiği bilinmektedir.

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(-\varepsilon sgn(s) - ks) \quad (27)$$



$s\dot{s} < 0$ , olduğu açıktır, global olarak kararlıdır ve sifıra yaklaşır. Şekil 5’ da birinci dereceden kayan kipli kontrol ve ikinci dereceden kayan kipli kontrole ait denge noktasına yaklaşım temel grafikleri yer almaktadır.



Şekil 5. Klasik kayan kip kontrol ve üstün burulma algoritması denge noktası yakınsaması

Birinci dereceden kayan kipli kontrol (KKK) çıkışı görece derece 1 olduğundan dolayı kontrol yetenekli sınırlıdır. KKK yönteminde türev yalnızca eşdeğer kontrolü elde etmek için kullanılır. Yüksek dereceli kayan kip yöntemleri (YDKKK) çatırdama etkisini azaltmak ve KKK’ nin zayıf yönlerini gidermek için öne sürülmüştür. Anahtarlama fonksiyonu üzerinde sınır bölgesi uygulaması, yüksek kazanç, gözlemleyici tabanlı KKK yöntemi, klasik yöntemde çatırdama etkilerini azaltmak için kullanılan önemli tekniklerdir. Ancak, çatırdama azaltma tekniklerinin kullanımı çoğu zaman kontrolcü dayanıklılık özelliğinden ödün vermeyi gerektirir. Literatürde belli yüksek dereceli KKK yöntemleri, klasik yöntemlere göre üstünlük sağladıklarından ortaya atılmıştır. Bu sebepten YDKK yöntemleri yalnızca çatırdamayı azaltmakla kalmaz aynı zamanda tüm belirsizliklere ve bozucu etkilere karşı dayanıklılık özelliği gösterirler. Bazı YDKKK yöntemleri, diğer yüksek dereceli tekniklere göre parametrelere bağımsız olarak sistemlerin kontrol görevini yürütürler.  $s(t, x)$  kayan kip değişkeni sürekli olduğundan sistem değişkenlerini içerir. Klasik yöntem  $s(t, x) = 0$  yapılması ve eşdeğer kontrolün  $\dot{s}(t, x) = 0$  elde edilmesi ile gerçekleştirilir. Burada eşdeğer kontrolün elde edilmesi için kayan kip değişkeninin türevi alınır [20]. Görece derece  $r$  ile temsil edilirse,  $n$ . dereceden kayan kip kontrol aşağıdaki şartlara bağlıdır.

$$s(t, x) = \dot{s}(t, x) = \dots = s^{r-1}(t, x) = 0 \quad (28)$$

YDKKK’ da amaç sistem yörüngesini, anahtarlama yüzeyine sürmek ve  $s(t, x) = 0$  kayan kip değişkeninin sifıra götürülmesi amaçlanır. Kayan kip değişkeninin  $(r - 1)$  türevleri  $s^{r-1}(t, x) = 0$  şeklinde elde edilmelidir. Kayan kip yüzeyinin türevi,

$$\frac{d}{dt} s(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) \frac{\partial x}{\partial t} \quad (29)$$

eşitliği ile bulunmaktadır. Doğrusal olmayan sistem fonksiyonu  $\dot{x} = f(t, x, u)$  fonksiyonu türev eşitliğinde yerine konulursa,

$$\frac{d}{dt} s(t, x) = \frac{\partial}{\partial t} s(t, x) + \frac{\partial}{\partial x} s(t, x) f(t, x, u) \quad (30)$$

eşitliği elde edilir.  $s(t, x)$  değişkenin ikinci türevi

$$\frac{d}{dt}\dot{s}(t, x) = \frac{\partial}{\partial t}\dot{s}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x}\dot{s}(t, x, u)\frac{\partial x}{\partial t} + \frac{\partial}{\partial u}\dot{s}(t, x, u)\frac{\partial u}{\partial t} \quad (31)$$

$$\ddot{s} = \phi(x) + \gamma(x)v \quad (32)$$

şeklinde elde edilir. Burada,  $v = \frac{\partial u}{\partial t} = \dot{u}$  kaynak fonksiyonunun türevi olarak gösterilebilir. Bazı pozitif değerlerin  $\phi, \Gamma_m, \Gamma_M > 0$  olduğu kabul edilir ve  $\phi(x), \gamma(x)$  düzgün fonksiyonu ifade eder.

$$\left| \frac{\partial}{\partial t}\dot{s}(t, x, u) + \frac{\partial}{\partial x}\dot{s}(t, x, u)\frac{\partial x}{\partial t} \right| \leq \Phi \quad (33)$$

$$0 < \Gamma_m < \frac{\partial}{\partial u}\dot{s}(t, x, u) < \Gamma_M \quad (34)$$

Üstün burulma algoritmasının kararlılık analizi Filippov ve tam Lyapunov fonksiyonları ile sağlanır.  $\phi, \Gamma_m, \Gamma_M$  pozitif değerleri Lyapunov fonksiyonlarını kullanmaksızın geometri tabanlı pozitif analiz değerleridir. Üstün burulma algoritması (ÜBA) ilk defa Levant tarafından ikinci dereceden bir kayan kip yöntemi olarak ve iki boyutlu doğrusal olmayan süreksiz ve sürekli kısımlardan oluşan sistem olarak ortaya atılmıştır. Üstün burulma algoritması, kontrol kanunu aşağıdaki şekilde verilmektedir.

$$u = u_1 + u_2 \quad (35)$$

$$u_1 = -\kappa_1 |s|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(s) \quad (36)$$

$$\dot{u}_2 = -\kappa_2 \text{sign}(s) \quad (37)$$

Burada  $\kappa_1, \kappa_2 > 0$ , kazanç değerleridir. Bu algoritma signum fonksiyonun zamana göre türevini gerektirmez. Yeterli şartlar sınırlı zaman yakınsamasını sağlamak için kazançlara bağlıdır.

$$\kappa_1 > \frac{\Phi}{\Gamma_m} \quad (38)$$

$$\kappa_2^2 = \frac{4\Phi\Gamma_M(\kappa_2 + \Phi)}{(\kappa_2 - \Phi)} \quad (39)$$

Literatürde farklı ikinci dereceden kayan kip yöntemleri önerilmektedir. Bunlar başlıca burulma, optimal-altı, terminal kayan kip olarak sayılabilir ancak bu yöntemlerin dezavantajları da klasik yöntem gibi çatırdama etkilerini içermeleridir. Bu kontrolcüler çıkışın birinci ve ikinci türevini kullanırlar. Ayrıca sürekli zamanlı üstün burulma algoritması, dayanıklı tam türevleyici, durum gözlemleyici tabanlı kestirimci algoritmaları uygulamada başarı ile gerçekleştirilmişlerdir. Ancak ayrık zamanlı üstün burulma algoritması ile ilgili çalışmalar literatürde azdır. Buna göre güçlendirilmiş üstün burulama algoritması [19],

$$u_1(n+1) = \begin{cases} \tau_1 u_1(n) + T_s u_2(n) \\ -T_s \kappa_1 |e(n)|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e(n)) \end{cases} \quad (40)$$

$$u_2(n+1) = \tau_2 u_2(n) - T_s k_2 \text{sign}(e(n)) \quad (41)$$

Burada  $\tau_i < 1 \in \mathfrak{R}^+$  olan sabitlerdir,  $k_i \in \mathfrak{R}$  for  $i = 1, 2, \dots$  denge noktasına ulaşmak için önerilen sabitlerdir ve  $T_s$  örnekleme zamanıdır.

### 5.1. Üstün Burulma algoritmasının SMSM' ye uygulanması

Hız döngüsü için hata ve hatanın birinci türevi bulunursa,

$$e_\omega = s = \omega_{r\_ref} - \omega_r \quad (42)$$

$$\dot{e}_\omega = \dot{s} = \dot{\omega}_{r\_ref} - \dot{\omega}_r = \dot{\omega}_{r\_ref} - a i_q - b T_l - c \omega_r \quad (43)$$

$$= a i_q - c \omega_r + r(t) \quad (44)$$

eşitliği elde edilmektedir. Burada,  $a = 3P^2 \lambda_m / 2J$ ,  $b = P/J$ ,  $c = B/J$  ile temsil edilir.

Hatanın ikinci türevi alınır,

$$\ddot{e}_\omega = \ddot{s} = \ddot{\omega}_{r\_ref} - \ddot{\omega}_r \quad (45)$$

$$\ddot{e}_\omega = \ddot{\omega}_{r\_ref} - a \ddot{i}_q - c \dot{\omega}_r \quad (46)$$

denkleminde ulaşılmaktadır. Burada yukarıda verilen,

$$\ddot{s} = \phi(x) + \gamma(x)v, v = \frac{\partial u}{\partial t} = \dot{u} \quad (47)$$

teoreminin hız denklemleri için elde edildiği görülmektedir. Hata eşitliği kontrol kaynağı denkleminde yerine konularak hız kontrolü denkleminde ulaşılmaktadır.

$$u_1 = -\kappa_1 |e_\omega|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_\omega) + \int v \quad (48)$$

$$v = -\kappa_2 \text{sign}(e_\omega) \quad (49)$$

Kararlılık analizi için, birinci derece kayan kipli kontrolden farklı olarak karesel enerji fonksiyonu kullanarak enerji değişiminin azalma göstermesinden hareketle denge noktasına yakınsama yerine, yeter şartları sağlayan sınırlı zaman yakınsamasına sahip Lyapunov fonksiyonları kullanılır. Seçilen Lyapunov fonksiyonunun, zaman türevinin negatif değere sahip olmasından hareketle kazanç katsayıları elde edilir. Lyapunov fonksiyon adayını aşağıdaki şekilde tanımlanırsa,

$$V_1 = 2k_2 |e_\omega| + \frac{1}{2} v^2 + \frac{1}{2} (k_1 |e_\omega|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_\omega) - v)^2 \quad (50)$$

$$= \xi^T P \xi \quad (51)$$

zaman türevi aşağıdaki şekilde elde edilir.  $\xi^T P \xi$  Kuadratik fonksiyon denkleminde,

$$\dot{\xi}^T = [|e_\omega|^{1/2} \text{sign}(e_\omega)] \quad (52)$$

$$P = \begin{bmatrix} 4k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix} \quad (53)$$

eşitlikleri kullanılarak kararlılık sağlanır.

$$\dot{V}_1 = -\frac{1}{|e_\omega|^{1/2}} \xi^T Q \xi + \frac{d-Ae_\omega}{|e_\omega|^{1/2}} q^T \xi \quad (54)$$

$$Q = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 & -k_1 \\ -k_1 & 1 \end{bmatrix} \quad (55)$$

$$q^T = \left[ \left( 2k_2 + \frac{k_1^2}{2} \right) \quad -\frac{k_1}{2} \right] \quad (56)$$

Doğrusal olmayan sistemlerin kararlılık analizi için kullanılan negatif yarı tanımlılık esasına göre,

$$\dot{V}_1 \leq -\frac{1}{|e_\omega|^{1/2}} \xi^T Q \xi \quad (57)$$

eşitliği sağlanmalıdır.  $Q \geq 0$  koşulu ile aşağıda verilen kazançlar istenen şartları sağladığında,  $\dot{V}_1 < 0$  elde edilir ve kararlılık şartları sağlanır.

$$Q = \begin{bmatrix} 2k_2 + k_1^2 - \left(\frac{4k_2}{k_1} + k_1\right)\delta & -(k_1 + 2\delta) \\ -(k_1 + 2\delta) & 1 \end{bmatrix} \quad (58)$$

$$k_1 > 2\delta \quad (59)$$

$$k_2 > k_1 \frac{5k_1\delta + 4\delta^2}{2(k_1 - 2\delta)} \quad (60)$$

Akım döngüleri kontrolünde de yukarıda verilen yol izlenir.

## 6. Sonuçlar ve Tartışma

İkinci dereceden kayan kipi yöntemi olan ÜBA kullanılarak deneysel ve benzeşim sonuçları karşılaştırılmıştır. Deneyde kullanılan SMSM parametreleri,

Tablo 1. SMSM Parametreleri

Nom. Moment (Nm)	1.27	Stator faz direnci ( $\Omega$ )	2.35
Nom. Güç (W)	400	Stator faz endüktansı (H)	$6.5e^{-3}$
Nom. Hız (d/d)	3000	Atalet momenti ( $Kgm^2$ )	$0.34e^{-4}$
Nom. Akım (A)	2.7	Mıknatıslanma akısı (Wb)	0.094

Yük olarak 0.68 Nm momente sahip olan DA motoru ve DSC işlemcisi olarak TMS320F28335 kullanılmıştır. Klasik PI tipi kontrolcüde ikinci derece sistemlere ait yapısal denklem ve kutup iptali yöntemi yoluyla oran ve integral katsayıları elde

edilmiştir. Buna göre hız döngüsünde  $K_p = 1, K_i = 5$ , akım döngülerinde ise  $K_p = 2.35, K_i = 335$  katsayıları elde edilmiştir.

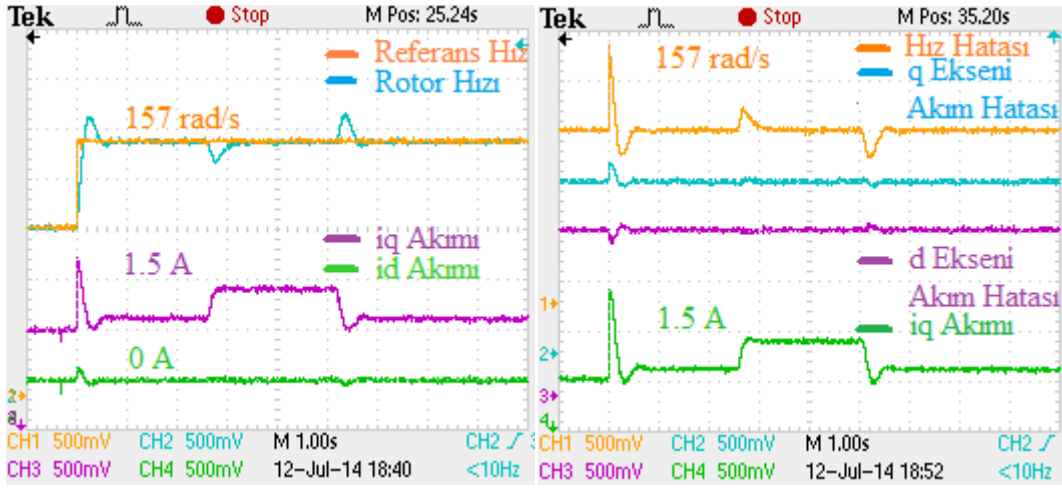
Deneysel ve benzeşim çalışmalarına göre, Şekil 6' de klasik oran/integral kontrolün deneysel sonuçları incelendiğinde referans hız olarak 157 rad/sn uygulanmıştır. Referans hıza karşılık rotor hızı,  $q$  eksen akımı,  $d$  eksen akımı hız hatası,  $q$  eksen akım hatası ve  $d$  eksen akım hataları ele alınmıştır. Dinamik cevap incelendiğinde adım referans hız için rotor hızının kalkınma anında aşma oluşturduğu ve yaklaşık 0.5 sn gibi sürede referans değerine oturduğu gözlenmektedir. Ayrıca 3 sn gibi bir süre için yük momenti uygulandığında rotor hızının belli bir çökmeye uğradığı ve toparlanma için 0.5 sn gibi bir süre geçtiği görülmektedir.  $q$  eksen akımının adım referanstan dolayı kalkınma anında belli bir değere ulaştığı daha sonra yük momenti uygulanana kadar motorun 0.2-0.3 A gibi boşta çalışma akımı çektiği görülmektedir.  $d$  eksen akımı için vektör kontrol tekniğine göre 0 referansı için kontrol sağlanmaktadır. 0.7 Nm yük momentine karşılık SMSM' den 1.5 A gibi bir akım değerinin çekildiği görülmektedir. Yük momenti kaldırıldığında rotor hızının çökme değeri kadar aşmaya uğradığı gözlenmektedir. Şekil 7 ve 8' de deneysel çalışması yapılan PI kontrolcünün benzeşim grafikleri verilmektedir. Deneysel çalışmayla karşılaştırıldığında uyumlu sonuçların elde edildiği anlaşılmaktadır.

Şekil 9' da üstün burulma algoritmasının SMSM için deneysel sonuçları alınmıştır. Şekil 6-7 ve 8' de verilen parametreler için karşılaştırma yapıldığında referans hız değeri için PI kontroldeki dinamik cevabın benzerinin elde edildiği ve ÜBA kontrolcüsünün dayanıklı yapısından dolayı herhangi bir aşma değerinin oluşmadığı görülmektedir. Buna ilave olarak eş sürede uygulanan yük momentine göre kontrolcü cevabındaki çökme ve aşma değerlerinin yarı değerine indiği ayrıca daha kısa sürede referans değerine ulaşıldığı görülmektedir. Şekil 10 ve 11' de ÜBA için yapılan benzeşim çalışmasının şekil 9' daki deneysel çalışma ile oldukça uyumlu olduğu gözlenmektedir. Şekil 9 ve 12' de anahtarlama fonksiyonunun deneysel ve benzeşim çalışması görülmektedir. Anahtarlama fonksiyonu incelendiğinde referans hız ve rotor hızı ile ilgili hatanın sıfırdan büyük olduğu durumlarda signum anahtarlama fonksiyonu gereği olarak, 1 değeri çıkışı vermektedir. Hata değerinin azaltılıp sıfır değeri etrafında değiştiğinde signum fonksiyonu anahtarlama fonksiyonunun yüksek frekanslı olarak gerçekleştiği anlaşılmaktadır. Hız kontrolcüsünün çıkışı  $q$  ve  $d$  eksen akım referansı olduğu için şekil 6 ve 9' daki akım grafikleri incelendiğinde kayan kipi kontrolün doğal özelliği olan çatırdama (titreşim) etkisinin akım cevabı etrafında oldukça küçük değerlerde olduğu gözlenmektedir. Şekil 12' de uzay vektör darbe genişlik modülasyonu sinüs dalgası işaretlerinin değişimi görülmektedir.

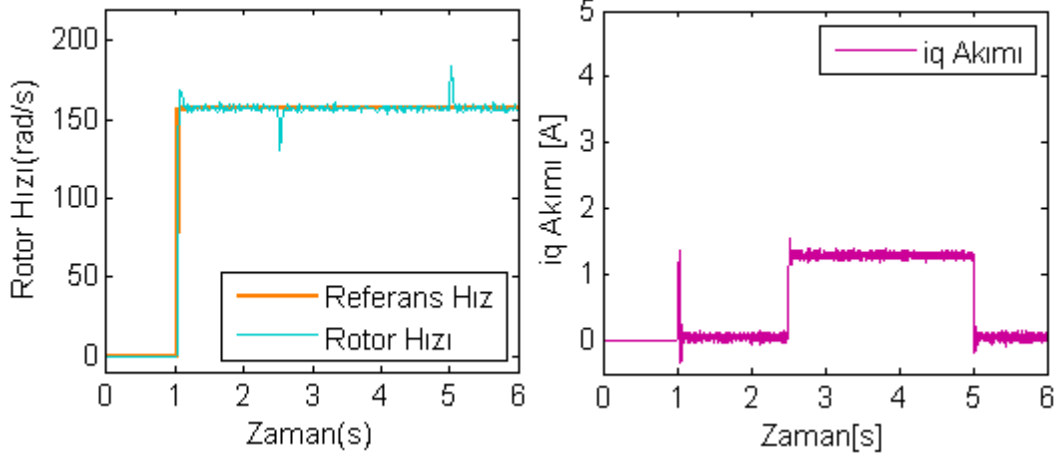
### **6.1. Deneysel sonuçlar ve benzeşim sonuçları**

Deneysel sonuçlar ve benzeşim sonuçları karşılaştırıldığında ÜBA kontrolü dinamik cevap, bozucu etkilere karşı dayanıklılık açısından klasik PI kontrole göre oldukça üstün cevaplar sağlamaktadır. Adım fonksiyonu referanslı hız cevabı incelendiğinde aşma ve yük momenti uygulandığında çökme değerleri PI kontrole göre daha iyi olduğu görülmektedir. Ayrıca sıcaklık ve diğer etkilere dolayı makine parametrelerinde meydana gelecek değişimde, frekans ve zaman eksen cevablarına göre dolayı PI kontrolde kötüleşme görülebilir. Parametre bağımsız üstün burulma algoritması bu yönden daha avantajlı hale gelmektedir. Ayrıca klasik kayan kipli kontrolün çatırdama etkisi sistemlerde titreşim, güç elektroniği devrelerinde ise yarı iletken ve diğer elemanların bozulmalarına sebep olabilmektedir. Akım döngüleri cevaplarına göre ÜBA

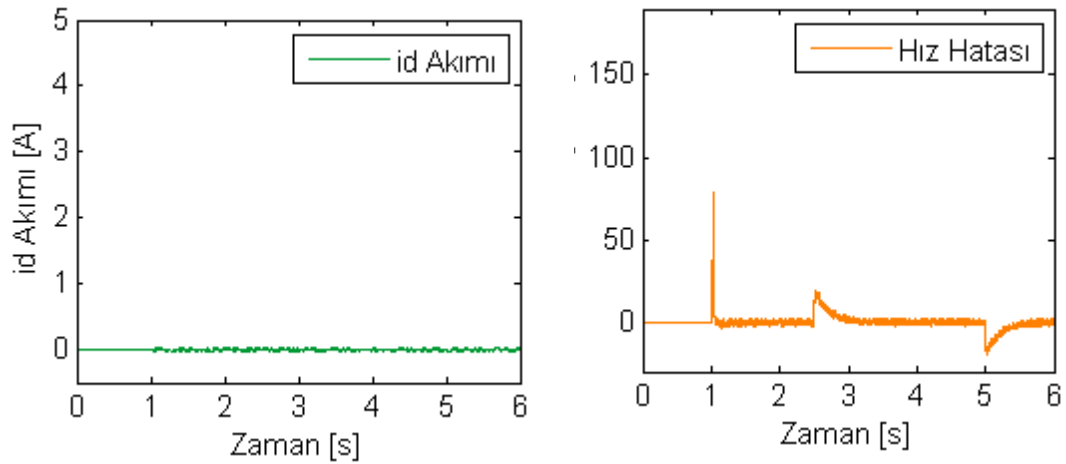
ve PI yakın cevaplar göstermektedir. Buna göre çatırdama etkisi oldukça azaltılmaktadır.



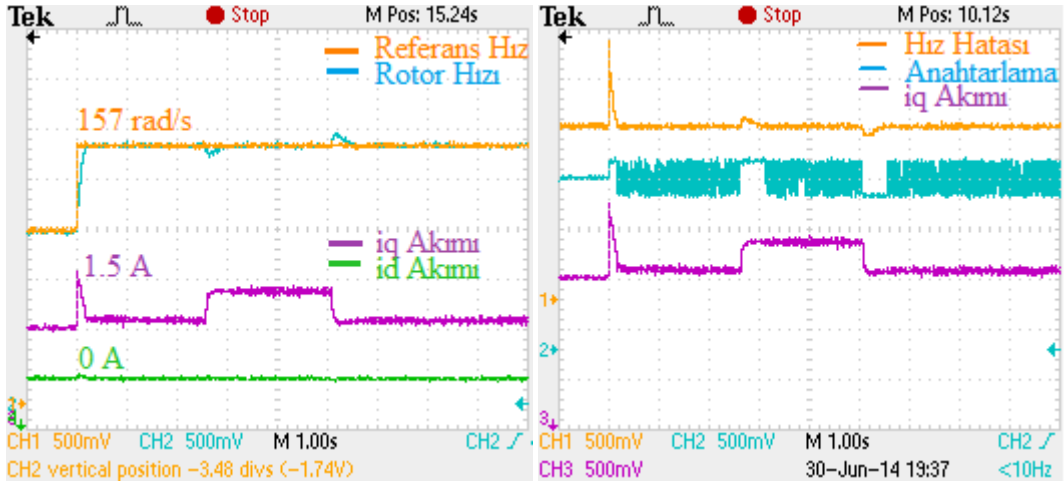
Şekil 6. SMSM’ nin PI hız kontrolüne ait uygulama hız ve akım grafikleri



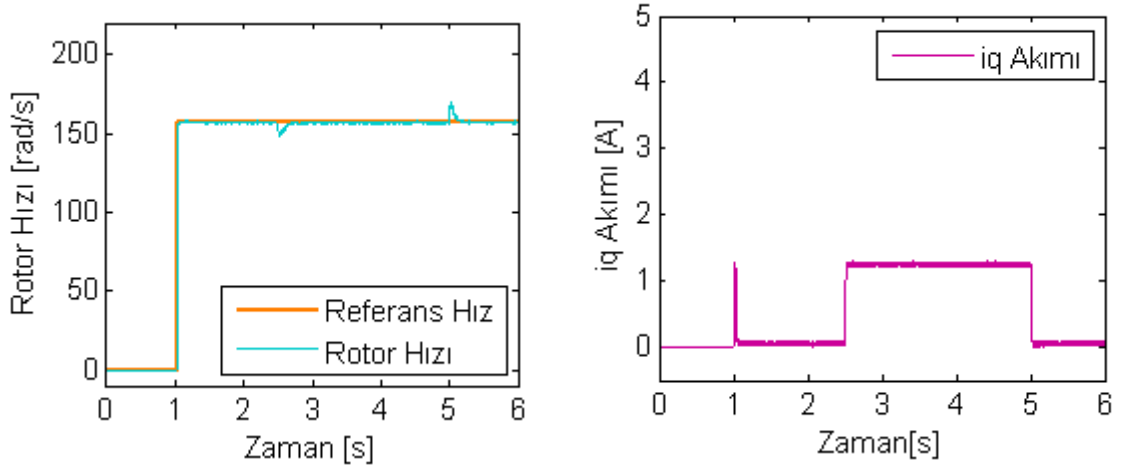
Şekil 7. SMSM’ nin PI hız kontrolüne ait benzeşim hız ve iq akım bileşeni grafikleri



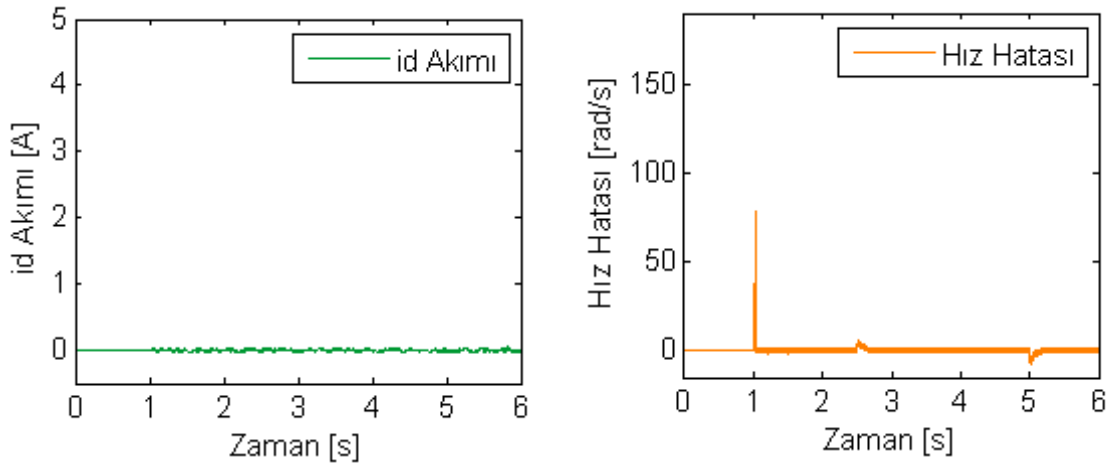
Şekil 8. SMSM’ nin PI hız kontrolüne ait benzeşim hız hatası ve id akım bileşeni grafikleri



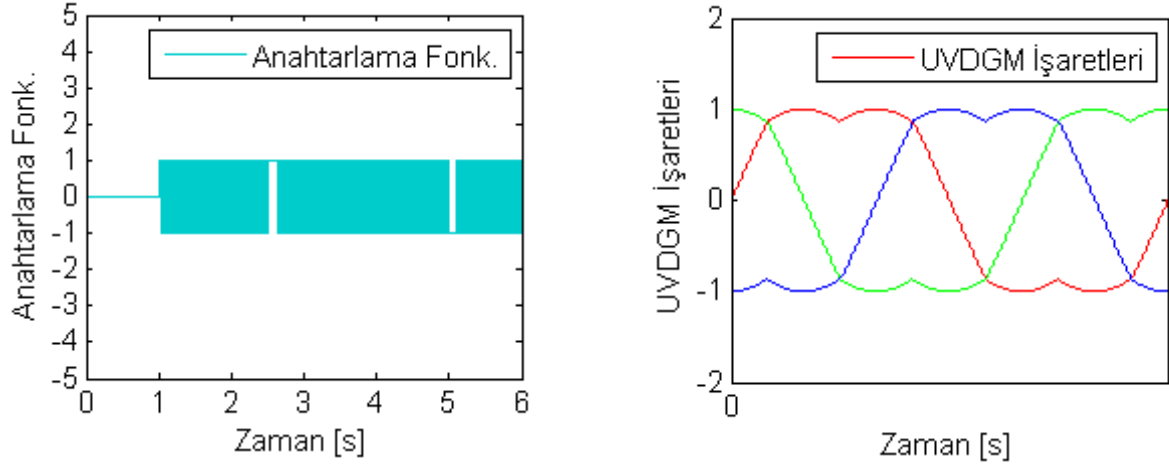
Şekil 9. SSM' nin UBA hız kontrolüne ait benzeşim uygulama hız ve akım grafikleri



Şekil 10. SSM' nin UBA hız kontrolüne ait benzeşim hız ve iq akım bileşeni grafikleri



Şekil 11. SSM' nin UBA hız kontrolüne ait benzeşim hız hatası ve id akım bileşeni grafikleri



Şekil 12. SMSM' nin UBA' ya ait hız kontrolüne ait anahtarlama fonksiyonu ve UVDGM işaretleri

### Kaynaklar

- [1]. Ji, Q., Liu, G, A., Starting Method of Ship Electric Propulsion Permanent Magnet Synchronous Motor, **Advanced in Control Engineering and Information Science**, 655-659, (2011).
- [2]. Shang, G., Liu, Y., Sun, F., Zhang H, Study on DTC-SVM of PMSM Based on Propeller Load Characteristic, **Proceeding of the 9<sup>th</sup> World Congress on Intelligent Control and Automation**, 6445-6449, China, (2008).
- [3]. Xiuming, R., Zhihua W., Multi-stage PM disc motor for ship propulsion application, *Electrical Machines and Systems*, 2003. **ICEMS 2003 Sixth International Conference 9-11 Nov.** vol.1, 52-55, Beijing, China, (2003).
- [4]. Yi, G., Hua-Yao, Z., Bu-Lai, W., Ai-Di S., Design of ship propulsion simulation system, **Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics**, 18-21 August, Vol. 2, 1059- 1063, Guangzhou, (2005).
- [5]. De, L., Pinherio, M., Suemitsu, W, I., Permanent magnet synchronous motor drive in vessels with electric propulsion system, **Power Electronics Conference (COBEP)**, 27-31 Oct, 808-813, Brazil, (2013).
- [6]. Mecke, R., Permanent magnet synchronous motor for passenger ship propulsion, **Power Electronics and Applications, EPE '09 13<sup>th</sup> European Conference**, 8-10 Sept. 1-10, (2009).
- [7]. Ionel, D, M., Popescu, M., McGilp, M, I., Miller, T, J, E., Dellinger, S. J., Assessment of torque component in brushless permanent-magnet machines through numerical analysis of the electromagnetic field, **IEEE Transactions on Industry Applications**, Vol. 41, 1149-1158, (2005).
- [8]. Nakai, T., Fujimoto, H., Harmonic current suppression method of PMSM based on repetitive perfect tracking control”, **IECON 2007: 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**, Vol. 1-3., 1049-1054, (2007).
- [9]. Suk-Hee, L., Geun-Ho, Lee., Kim Sung, Jung-Pyo, H., “A novel control method for reducing torque ripple in PMSM applied for Electric Power Steering”, **ICEMS, International Conference in Electrical Machines and Systems**, 3142-3145, (2008).



- [10]. Thongam, J. S., Tarbouchi, M., Okou, A., Bouchard, F., Trends in Naval Ship Propulsion Drive Motor Technology, **Electrical Power and Energy Conference (EPEC)**, 1-5, 21-23 Aug, (2013).
- [11]. Xudong, W., Liu, N., Simulation of PMSM Field-Oriented Control Based on SVPWM, **Vehicle Power and Propulsion conference (VPPC)**, 1465-1469, 7-10 Sept. (2009).
- [12]. Yu, G., Zhang, Y., Research of DSP-Based SVPWM Vector Control System of Asynchronous Motor, **Computer Science and Electronics Engineering (ICCSEE), International Conference**, 151-155, 23-25 March, (2012).
- [13]. Li, Z., Li, H., Modeling and Simulating of SVPWM Control System of Induction Motor in Electric Vehicle, **Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics**, 2026-2030, 1-3 Sept. China, (2008).
- [14]. Jin, H., Zhao Y., Wang, D., Simulation Study of AC Motor Speed Sensorless Vector Control System Based on SVPWM, **9<sup>th</sup> International Conference on Hybrid Intelligent Systems**, 523-528, 12-14 Aug, (2009).
- [15]. Utkin, V. I., **Sliding Modes in Control Optimization**,. Springer-Verlag, Berlin, (1992).
- [16]. Erbatur, K., Kaynak, M, O., Sabanovic, A., A Study on Robustness Property of Sliding –Mode Controllers: A Novel Design and Experimental Investigations, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Vol46, No. 5, October, (1999).
- [17]. Gutman, P,O., Levin, H., Neumann, L., Sprecher, T., and Venezia, E., Robust and Adaptive Control of a Beam Deflector, **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol, 33, No, 7, July, (1988)
- [18]. Astrom, K,J., Wittenmark, B., **Adaptive Control**, Addison-Wesley, (1994).
- [19]. Salgado, I., Chairez, I., Bandyopadhyay, B., Fridman, L., Camacho, O., Discrete-time non-linear state observer based on a super twisting-like algorithm, **IET Control Theory and Applications**, Vol. 8, Iss. 10, pp. 803–812, (2014).
- [20]. Moreno, J. A, Osorio.M, A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers, **47th IEEE Conference on Decision and Control**, 2856-2861, December, Mexico, (2008).