

ASENKRON MOTORLARIN KAYMA KIPLİ HIZ DENETİMİNDE SÜZGEÇLİ BİR YÖNTEM

Mehmet F. Uşlu, Ata Sevinç

Kırıkkale Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
M_FatihUslu@yahoo.com, A.Sevinc@kku.edu.tr

ÖZET: Kayma kipli denetimde denk denetim kuralı, sistem modeline ait tahmini bir fonksiyon içermektedir. Bu fonksiyon parametre belirsizliği, modelleme hataları ve muhtemel bazı bozucu etkiler içeriyorsa sistem çıkışında büyük genlikli salınımlar meydana gelmesine sebep olmaktadır. Bu yüzden iyi bir modele ve sistem parametrelerine ihtiyaç duyar. Önerilen yöntemde denk denetim kuralının yerini alçak geçiren bir süzgeç almaktadır. Bu yöntem, sistem modeline ait tahmini fonksiyon içermemekte ve sistem parametrelerine ihtiyaç duymamaktadır. Bu yüzden sistem parametrelerine duyarlı değildir. Aynı zamanda kayma kipli denetimin bir dezavantajı olan sistem çıkışındaki salınımların genliği, önerilen yöntemde daha azdır. Simülasyon sonuçları önerilen yöntemin avantajını doğrulamaktadır.

Anahtar kelimeler: Kayma kipli denetim, vektör kontrol, asenkron motor

1.GİRİŞ

Asenkron motorlar ucuz ve bakımı kolay olduğu için değişken hızlı endüstriyel motor uygulamalarında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Serbest uyarımlı doğru akım motorlarının tersine moment, akılar ve akıların doğrusal olmayan bir fonksiyonundan elde edilir. Bu zorluğun üstesinden alan yönlendirmeli kontrol (AYK) tekniğiyle gelenebilmektedir. Bu kontrol tekniğinde stator akımı, aki üreten ve moment üreten olmak üzere iki bileşene ayrılır. Böylece moment ve akı birbirinden ayrıştırılmış olarak denetlenir. AYK tabanlı sürücülerde geleneksel PI denetleyicileri yaygın olarak kullanılmaktadır. Optimum bir denetim için PI kazançlarının uygun bir şekilde seçilmesi, bunun için de motor ve yük parametrelerinin hassas bir şekilde bilinmesi gerekmektedir. Fakat çalışma esnasında yük ve motor parametreleri değişebildiği için PI denetleyici yüksek performans sağlayamamaktadır. Bu sorunların üstesinden gelmek için literatürde adaptif kontrol, değişken yapıli kayma kip denetimi gibi doğrusal olmayan çeşitli denetim teknikleri önerilmiştir. Kayma kipli denetleyici çıkışının hesaplanması, adaptif denetleyici ve parametre tahmini ile kıyaslandığında daha basit ve daha az zaman almaktadır. Aynı zamanda parametre

belirsizliklerinin sınırları ve bozucu girişlerin sınırları bilindiğinde parametre değişimlerinde ve ani bozucu etkilerde iyi performans sergilemektedir (Şabanović ve Izosimov, 1981; Slotine 1983; Slotine 1991; Utkin, 1978).

Sistemin giriş değerini yaklaşık olarak temin edecek olan denk denetim kuralı, modele ait tahmini bir fonksiyon içermektedir. Sistemin modelini hassas bir şekilde elde ederek bu tahmini fonksiyonu belirlemenin zorluğunun yanında, bu fonksiyondaki sistem parametrelerinin de bilinmesi gerekir. Kayma kipli denetim, bu bilgilerdeki belirsizliğin sınırlarının bilinmesi halinde yine başarılı sonuçlar verir; ancak, belirsizliğin büyüklüğüyle orantılı olarak durum değişkenlerinin ve sistem çıkışının istenen değerleri civarında salınımlar ortaya çıkar. Bu çalışmada, tahmini fonksiyona bağlı denk denetim ifadesi kullanılmaksızın, yani büyük bir belirsizlikle başlanıp, anahtarlamalı denetleyici çıkışı alçak geçiren bir süzgeçten geçirilerek denk denetim ifadesi yerine kullanılması önerilmektedir. Bu yöntem, yavaş değişen denk denetim sinyali gereken kayma kipli denetim için başarılı sonuçlar vermektedir. Bu yöntem ile tahmini fonksiyon ve parametre bilgisine

gerek kalmamakta ve sistem çıkışındaki salınımlar oldukça azaltılmaktadır.

2. ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROL

ω_g hızıyla dönen bir d-q referans çerçevesine göre asenkron motorun beşinci mertebeden modeli şöyle ifade edilir (Sevinç, 2001):

$$\dot{i}_{ds} = -\frac{R_s L_r + M^2 / \tau_r}{\sigma L_r L_s} i_{ds} + \omega_g i_{qs} + \frac{M}{\tau_r \sigma L_r L_s} \psi_{dr} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega_r \psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \quad (1a)$$

$$\dot{i}_{qs} = -\omega_g i_{ds} - \frac{R_s L_r + M^2 / \tau_r}{\sigma L_r L_s} i_{qs} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \omega_r \psi_{dr} + \frac{M}{\tau_r \sigma L_r L_s} \psi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \quad (1b)$$

$$\dot{\psi}_{dr} = -\frac{1}{\tau_r} \psi_{dr} + (\omega_g - \omega_r) \psi_{qr} + \frac{M}{\tau_r} i_{ds} \quad (1c)$$

$$\dot{\psi}_{qr} = -(\omega_g - \omega_r) \psi_{dr} - \frac{1}{\tau_r} \psi_{qr} + \frac{M}{\tau_r} i_{qs} \quad (1d)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{3 n_p M}{2 J L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) - \frac{f_d}{J} \omega_r - \frac{1}{J} T_l \quad (1e)$$

burada $\sigma = (L_r L_s - M^2) / L_r L_s$ sızıntı sabitidir. Doğru akım motorlarına benzer bir denetim sağlayabilmek için stator akımı, rotor akısını üreten mıknatıslanma akımı ve moment üreten moment akımı olarak iki bileşene ayrıştırılır. Akıyı d eksenine kilitlemek için $\psi_{qr} = 0$ yapılmalıdır. Bunu sağlamak için kayma komutu

$$\omega_{dr} = \omega_g - \omega_r = \frac{M i_{qs}}{\tau_r \psi_{dr}} \quad (2)$$

seçilirse (1d) denkleminde göre $\psi_{qr} = 0$ olmaya zorlanır. Bu gerçekleştiğinde (1c) denkleminde de anlaşıldığı gibi denge durumunda $\psi_{dr} = M i_{ds}$ olur. Bu yüzden akı, "mıknatıslanma akım bileşeni" denilen i_{ds} ile denetlenir ve (2) denklemindeki ψ_{dr} yerine bunun referans değeri yani $\psi_{dr}^* = M i_{ds}^*$ kullanılsa bile rotor akısını d eksenine kilitleme amacına ulaşılır. Böylece (1e) denklemindeki moment terimi

$$\frac{3 n_p M}{2 L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) = \frac{3 n_p M \psi_{dr}^*}{2 L_r} i_{qs} = K_T i_{qs}$$

biçiminde, serbest uyarımlı d.c. motorlarda olduğu gibi moment akımı bileşeniyle orantılı olarak elde edilir.

3. KLASİK KAYMA KIPLİ DENETİM

Kayma kipli denetim her mertebeden sisteme uygulanabilmektedir; fakat burada sadece ikinci mertebeden sistemler için anlatılacaktır. İkinci

mertebeden kapalı çevrimli kontrol sistemi şöyle ifade edilebilir:

$$\ddot{x} = f(x) + b(x)u \quad (3)$$

burada $x = [x \ \dot{x}]^T$ durum vektörü, u ise giriştir. $f(x)$ fonksiyonundaki tahmini hatanın

$$|f - \hat{f}| \leq F \quad (4)$$

ve $b(x)$ giriş katsayısının

$$0 < b_{\min} \leq b \leq b_{\max} \quad (5)$$

biçiminde bilinen F , b_{\min} ve b_{\max} değerleriyle sınırlandırılmış kabul edilirse tasarım işlemleri basitleşir ve denetleyiciden daha iyi performans alınabilir. Tahmini giriş katsayısı \hat{b} , alt ve üst sınırların geometrik ortalamasıdır:

$$\hat{b} = \sqrt{b_{\min} b_{\max}} \quad (6)$$

Ayrıca

$$\beta = (b_{\max} / b_{\min})^{1/2} \quad (7)$$

olarak tanımlarsak,

$$\beta^{-1} \leq \frac{\hat{b}}{b} \leq \beta \quad (8)$$

olur. Denetimin amacı $f(x)$ ve $b(x)$ fonksiyonlarında model hataları olsa bile x durumunun verilen $x^* = [x^* \ \dot{x}^*]^T$ referansını izlemesini sağlamaktır. İkinci mertebeden izleme problemini birinci mertebeden kararlılık problemine dönüştürmek için $S(t)$ kayma yüzeyi $s(x, t) = 0$ denkleminde tanımlanır (Slotine, 1991):

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right) e = \dot{e} + \lambda e \quad (9)$$

Burada $e = x - x^*$, x değişkenindeki izleme hatası, λ ise band genişliğini ifade eden pozitif bir sabittir. $x = x^*$ olması için s kayma değişkenini sıfıra götürmek yeterli olacaktır. (3) sistemine giriş olacak denetim kuralının genel biçimi şöyledir:

$$u = \hat{u} - k(x) \text{sat}(s / \phi) \quad (10)$$

burada \hat{u} süreklilik gösteren denetim kuralıdır ve buna denk denetim kuralı denilmektedir. ϕ sınır katmanını, $k(x)$ anahtarlama genliğini ve $\text{sat}(s / \phi)$ doyum fonksiyonunu ifade eder:

$$\text{sat}(s / \phi) = \begin{cases} \text{sgn}(s) & |s| > \phi \\ \frac{s}{\phi} & |s| \leq \phi \end{cases} \quad (11)$$

Denk denetim kuralı, tahmini model ve parametrelere göre $\dot{s} = 0$ olmasını sağlayacak şekilde seçilir:

$$\dot{s} = \ddot{e} + \lambda \dot{e} = f + bu - \ddot{x}^* + \lambda \dot{e} = 0 \quad (12)$$

$$\hat{u} = \hat{b}^{-1} (-\hat{f} + \ddot{x}^* - \lambda \dot{e}) \quad (13)$$

Tasarım işlemlerini basitleştirmek için $\hat{u}' = \hat{b} \hat{u}$ olarak tanımlanırsa (10) denetim kuralı şöyle ifade edilebilir:

$$u = \hat{b}^{-1} (\hat{u}' - k'(x) \cdot \text{sat}(s/\phi)) \quad (14)$$

(3) sistemindeki u için s kayma değişkenini sıfıra gitmeye zorlayacak denetim kuralı, Lyapunov kararlılık şartına benzeyen şu şartla türetilerek $k'(x)$ fonksiyonu bulunur (Slotine, 1991):

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 = s \cdot \dot{s} \leq -\eta |s| \quad (15)$$

Burada η pozitif bir sabittir. Her iki tarafı da $|s|$ 'ye bölersek

$$\text{sgn}(s) \cdot (f + bu - \ddot{x}^* + \lambda \dot{e}) \leq -\eta \quad (16)$$

s değişkeni sınır katmanı dışındayken, sat fonksiyonu sgn fonksiyonu gibi davranacağından,

$$\text{sgn}(s) \cdot (f - b\hat{b}^{-1}\hat{f} + (1 - b\hat{b}^{-1})(-\ddot{x}^* + \lambda \dot{e}) - b\hat{b}^{-1}k' \text{sgn}(s)) \leq -\eta \quad (17)$$

$$\left| \hat{b}\hat{b}^{-1}(f - \hat{f}) + (\hat{b}\hat{b}^{-1} - 1)(\hat{f} - \ddot{x}^* + \lambda \dot{e}) \right| + \hat{b}\hat{b}^{-1}\eta \leq k' \quad (18)$$

olmalıdır. En kötü şartlarda bile kayma kipini sağlamak için (4) ve (8) belirsizlik sınırlarından faydalanılarak k' yeterince büyük seçilir:

$$k' \geq \beta(F + \eta) + (\beta - 1)|\hat{u}'| \quad (19)$$

(14) denetim kuralı, s değişkeni sınır katmanı içindeyken de sistem kararlılığını sağlamaktadır (Slotine, 1991).

4. ÖNERİLEN YÖNTEM

Sistem sürekli rejimdeyken, (14) denetim kuralının denk kontrol kısmı zamana göre yavaş değişim gösteren bir fonksiyondur. k' ise belirsizlik miktarınca etki gösteren bir fonksiyondur. s kayma değişkeni sınır katmanı dışındayken k' belirsizlik fonksiyonunun etkisi maksimum olur fakat sınırlı bir değerde kalır. Bu durumda denk kontrol kısmı hızlı değişim gösterir. s kayma değişkeni sınır katmanı dışındayken aynı hatta daha iyi performans denk kontrol içermeyen denetim kuralından da alınabilmektedir. Denk kontrol içermeyen denetim kuralı şöyledir:

$$u = -k_2 \cdot \text{sgn}(s) \quad (20)$$

Burada k_2 pozitif bir sabittir ve (15) koşulundan bulunabilir. Bu denetim kuralı, (14)'dekinden daha az terim içermektedir ve uygulanması daha kolaydır. Fakat bu denetim kuralı kullanıldığında kayma değişkeni s çoğu zaman sıfır olmayıp sıfır civarında zigzaglar çizmekte ve kalıcı durum hatası ortalama olarak sıfıra ulaşmamaktadır.

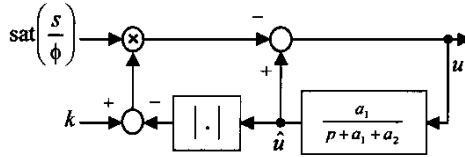
Bu çalışmada, yavaş değişen denk denetim kuralına ihtiyaç duyan haller için, sistem yörüngeleri kayma yüzeyinden uzaktayken (20) denetim kuralının sağladığı hızlı etkiyi gösterebilecek, sistem yörüngeleri kayma yüzeyine yaklaştığında ise (14) denetim kuralındaki gibi ince ayar yapabilecek, üstelik belirsizliği telafi edebilecek süzgeçli bir denetim kuralı önerilmektedir. (14) denklemindeki denk denetim kuralı, denetim sinyalinin sürekli rejimdeki ortalamasıdır. Bu çalışmada ise denk denetim kuralının bu görevini, Şekil 1'de görüldüğü gibi anahtarlamalı denetim sinyalinin süzen bir süzgeç üstlenir. üzere Denetim kuralı,

$$u = \hat{u} - (k - |\hat{u}|) \text{sat}(s/\phi) \quad (21)$$

denkleminde göre hesaplanır. Burada, p Laplace operatörü olmak üzere süzgeç,

$$\hat{u} = \frac{a_1}{p + a_1 + a_2} u \quad (22)$$

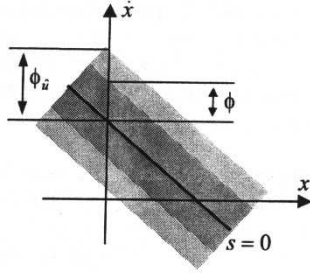
ifadesinden görüldüğü gibi iki farklı katsayı kullanır.



Şekil 1. Önerilen Kayma Kipli Denetleyici

Süzgeç, sistem yörüngeleri bir süzüş katmanına girdiğinde etkin olup, denk denetim sinyali gibi davranan bir sinyal üretmektedir. a_1 sabiti süzgeç etkin olduğunda kutbunu belirleyen değer, a_2 ise süzüş katmanı içinde sıfır alınan, süzüş katmanı dışında da süzgeç çıkışını sönümlemesi için büyük seçilen bir değerdir. Süzüş katmanı ϕ_u , Şekil 2'de gösterilmiştir. Buna göre sistem yörüngeleri süzüş katmanı dışındayken, süzgeç sinyali \hat{u} yaklaşık sıfır yapıldığı için denetim kuralı (20) denklemindekine benzemiş olur. Süzgeç asıl etkisini süzüş katmanı içinde, yani a_2 'nin sıfır yapıldığı durumda gösterir. Süzgeç etkin iken süzgeç çıkışı, anahtarlamalı denetim sinyalinin yavaş değişim gösteren ortalamasına benzer. Bu durumda denetim sinyali, referans değer için gerekli değere yaklaşır. Böylece anahtarlama genliği azaltılmış olur ve bu yüzden

sistem çıkışının istenilen değer civarında yaptığı salınımların genliği azalır.



Şekil 2. İkinci mertebeden sistemler için sınır katmanı ve süzüş katmanı

Eğer referans sabit ve k ve ϕ katsayıları uygun seçilmiş ise, genellikle salınımlar sürekli rejimde tamamen yok olarak denetim sinyali pürüzsüz bir hale gelir. k katsayısı, sistem yörüngelerinin süzüş katmanı dışında olduğu durum için (15) kayma şartından klasik yöntemdeki gibi belirlenir. Sistem yörüngeleri süzüş katmanı dışındayken a_2 'nin aldığı değere göre süzüş çıkışı (21) denetim kuralına bağlı olarak sınırlı bir değerde kalır:

$$|\hat{u}| \leq N \quad (23)$$

Burada N pozitif bir katsayıdır. a_2 çok büyük seçilirse \hat{u} sifıra çok yaklaşır. (15) kayma şartıyla k katsayısı şöyle belirlenir:

$$\begin{aligned} s \cdot \dot{s} &\leq -\eta |s| \\ \text{sgn}(s) \cdot (f + b\hat{u} - b(k - |\hat{u}|) \text{sgn}(s) - \ddot{x}^* + \lambda \dot{e}) &\leq -\eta \\ \text{sgn}(s) \cdot (b^{-1}f + \hat{u} - b^{-1}\ddot{x}^* + b^{-1}\lambda \dot{e}) + |\hat{u}| + b^{-1}\eta &\leq k \\ |b^{-1}f - b^{-1}\ddot{x}^* + b^{-1}\lambda \dot{e}| + 2|\hat{u}| + b^{-1}\eta &\leq k \end{aligned} \quad (24)$$

Belirsizliğin üstesinden gelmek için k 'nin değeri en az

$$k = |b_{\min}^{-1}f - b_{\min}^{-1}\ddot{x}^* + b_{\min}^{-1}\lambda \dot{e}| + 2N + b_{\min}^{-1}\eta \quad (25)$$

olmalıdır. a_1 ve a_2 değerleri tecrübeler ile belirlenebilir. a_1 fazla büyük seçilirse süzgecin etkisi azalır ve denetim sinyali süzgeç ve denk denetimin kullanılmadığı (20) ifadesine benzeyeceğinden sistem çıkışında büyük salınımlar meydana gelir. a_1 çok küçük seçilirse kalıcı durum hatasının sifıra ulaşması gecikir. Süzüş katmanı çok küçük seçilirse büyük ani bozucu etkilerde sistem yörüngeleri süzüş katmanı dışına çıkabilir ve bu yüzden çıkışta salınımlara sebep olabilir. Ayrıca, gürültü gibi sürekli varolan bozucu etkilerde kalıcı durum hatası sifıra gitmeyebilir. Süzüş katmanı fazla büyük seçilirse anahtarlama genliği küçülmüş olduğundan kalıcı durum hatasının sifıra gitmesi zaman alır.

Önerilen yöntem (Şekil 1 ve (21)-(22) denklemleri) ile (14) denetim kuralları karşılaştırıldığında, önerilen yöntemin daha az hesaplama gerektirdiği anlaşılır. Ayrıca sistem parametrelerine de ihtiyaç duymamaktadır. Bu yöntem, a_1 ve a_2 için en uygun değerler tecrübelerle belirlendiği için ampirik bir yöntem kabul edilebilir; ancak aslında klasik kayma kipli denetimdeki anahtarlama genliği de her ne kadar teorik olarak (19) eşitsizliğine göre belirlenmeli ise de uygulamalarda çok büyük çıkan bu değerlerin yerine tecrübelerle belirlenen daha küçük bir değer kullanılır.

5. ASENKRON MOTORUN KAYMA KIPLİ DENETİMİ

Bu çalışmada, kayma kipli hız denetleyici tasarımı için AYK altındaki indirgenmiş ikinci mertebe hız denklemi kullanılmıştır (Sevinç, 2001):

$$\begin{aligned} \ddot{\omega}_r &= -\frac{3}{2} \frac{n_p M \psi_{dr}^*}{J L_r \sigma} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{1}{\tau_s} \right) i_{qs} - \frac{3}{2} \frac{n_p \psi_{dr}^{*2}}{J L_r \sigma} \omega_r \\ &\quad - \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{f_d}{J} \dot{\omega}_r + \frac{3}{2} \frac{n_p M \psi_{dr}^*}{J L_r L_s \sigma} v_{qs} \end{aligned} \quad (26)$$

Alan yönlendirmeli denetimde akımın referans değerinde tutulması gerekmektedir. Kayma kipli akı denetleyici tasarımı için (1) denklemden $\psi_{qr} = 0$ alınarak ikinci mertebeden şu denklem türetilmiştir:

$$\begin{aligned} \ddot{\psi}_{dr} &= -\frac{M}{\tau_r} \left(\frac{1}{\tau_r} + \frac{R_s L_r + M^2 / \tau_r}{\sigma L_r L_s} \right) i_{ds} + \frac{M}{\tau_r} \omega_s i_{qs} \\ &\quad + \frac{1}{\tau_r^2} \left(1 + \frac{M^2}{\sigma L_r L_s} \right) \psi_{dr} + \frac{M}{\tau_r \sigma L_s} v_{ds} \end{aligned} \quad (27)$$

(27) denklemini, ψ_{dr} akısını referans değerinde tutmak için yeterli hassasiyettir. ψ_{dr} akısı referans değerinde tutulduğunda AYK altında (26) ve (27) denklemleri (1) denklemleri yerine kullanılacaktır. Hız (26) denkleme göre v_{qs} ile, akı da (27) denkleme göre v_{ds} ile denetlenecektir. Her iki yöntem için hız ve akı kayma yüzeyleri sırasıyla:

$$s \omega = \dot{e}_\omega + \lambda_\omega e_\omega \quad (28)$$

$$s \psi = \dot{e}_\psi + \lambda_\psi e_\psi \quad (29)$$

olarak belirlenmiştir. (26) hız denklemi için \hat{f}_ω tahmini fonksiyonun

$$\hat{f}_\omega = \frac{f_{\omega_{\min}} + f_{\omega_{\max}}}{2} \quad (30)$$

olduğu kabul edilmiştir. Burada

$$f_{\omega_{\min}} = -\frac{3}{2} \frac{n_p \psi_{dr}^*}{J_{\max} L_r \sigma} \left(\left(\frac{M}{\tau_{r_{\max}}} + \frac{M}{\tau_{s_{\max}}} \right) i_{qs} + \psi_{dr}^* \omega_r \right) - \frac{f_{d_{\min}}}{J_{\max}} \dot{\omega}_r$$

$$f_{\omega_{\max}} = -\frac{3}{2} \frac{n_p \psi_{dr}^*}{J_{\min} L_r \sigma} \left(\left(\frac{M}{\tau_{r_{\min}}} + \frac{M}{\tau_{s_{\min}}} \right) i_{qs} + \psi_{dr}^* \omega_r \right) - \frac{f_{d_{\max}}}{J_{\min}} \dot{\omega}_r$$

$b_{\omega}(\mathbf{x})$ giriş katsayısının olabileceği minimum ve maksimum değerleri ise şöyle kabul edilmiştir:

$$b_{\omega_{\min}} = \frac{3}{2} \frac{n_p M \psi_{dr}^*}{J_{\max} L_r L_s \sigma} ; b_{\omega_{\max}} = \frac{3}{2} \frac{n_p M \psi_{dr}^*}{J_{\min} L_r L_s \sigma} \quad (31)$$

(30) denklemi yardımıyla F_{ω} belirsizlik sınırı (26) ifadesinden bulunmuştur. (31) ifadeleri yardımıyla (6) ve (7) tanımlarından \hat{b}_{ω} tahmini giriş katsayısı ve β_{ω} bulunmuştur. Aynı şekilde (27) akı denklemi için \hat{f}_{ψ} tahmini fonksiyonunun

$$\hat{f}_{\psi} = \frac{f_{\psi_{\min}} + f_{\psi_{\max}}}{2} \quad (32)$$

olduğu kabul edilmiştir. Burada

$$f_{\psi_{\min}} = -\frac{M}{\tau_{r_{\max}}} \left(\frac{1}{\tau_{r_{\max}}} + \frac{R_{s_{\min}} L_r + M^2 / \tau_{r_{\max}}}{\sigma L_r L_s} \right) i_{ds_{\min}} + \frac{M}{\tau_{r_{\max}}} (\omega_s i_{qs})_{\min} + \frac{1}{\tau_{r_{\max}}^2} \left(1 + \frac{M^2}{\sigma L_r L_s} \right) \psi_{dr_{\min}}$$

$$f_{\psi_{\max}} = -\frac{M}{\tau_{r_{\min}}} \left(\frac{1}{\tau_{r_{\min}}} + \frac{R_{s_{\max}} L_r + M^2 / \tau_{r_{\min}}}{\sigma L_r L_s} \right) i_{ds_{\max}} + \frac{M}{\tau_{r_{\min}}} (\omega_s i_{qs})_{\max} + \frac{1}{\tau_{r_{\min}}^2} \left(1 + \frac{M^2}{\sigma L_r L_s} \right) \psi_{dr_{\max}}$$

$b_{\psi}(\mathbf{x})$ giriş katsayısının olabileceği minimum ve maksimum değerleri şöyle olduğu kabul edilmiştir:

$$b_{\psi_{\min}} = \frac{M}{\tau_{r_{\max}} \sigma L_s} ; b_{\psi_{\max}} = \frac{M}{\tau_{r_{\min}} \sigma L_s} \quad (33)$$

Klasik kayma kipli hız denetleyicisinde olduğu gibi F_{ψ} belirsizlik sınırı (32) denklemi yardımıyla, \hat{b}_{ψ} tahmini giriş katsayısı ve β_{ψ} ise (33) denklemleri yardımıyla belirlenmiştir. Akımları sınırlandırmak için Šabanović ve Izosimov (1981) çalışmalarında kullanılan yöntemdeki gibi i_{qs} akımı belirlenmiş sınır değerini aştığı anlarda

$$s_{\omega} = \psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds} \quad (34)$$

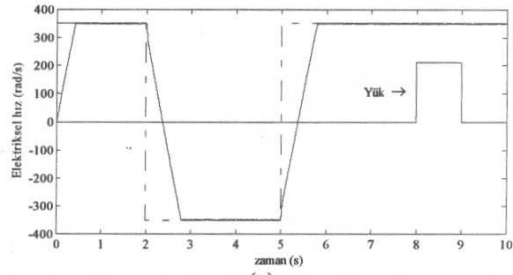
ve i_{ds} akımı belirlenmiş sınır değerini aştığı anlarda

$$s_{\psi} = \psi_{dr} i_{ds} + \psi_{qr} i_{qs} \quad (35)$$

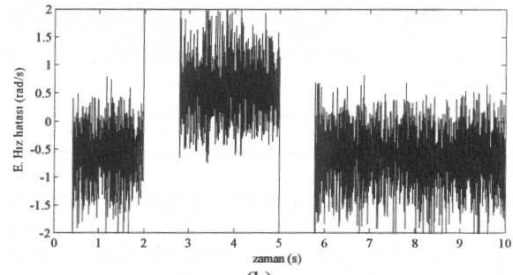
ile değiştirilmektedir.

6. KARŞILAŞTIRMALI SİMULASYON

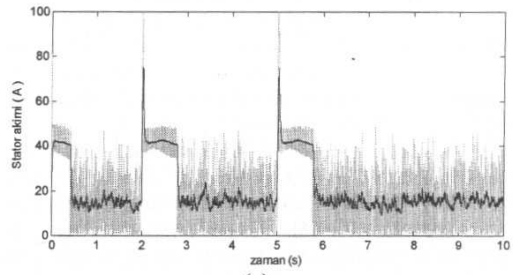
Her iki kayma kipli denetleyiciyi karşılaştırmak için asenkron motor alan yönlendirmeli kontrol simülasyonu yapıldı. Simülasyon frekansı 10 kHz'dir. Doğal ortamı elde edebilmek için akım ve hız ölçümlerine ve uygulanan gerilimlere nominal değerlerine göre yaklaşık %1 oranında gürültü eklenmiştir. Ayrıca uzay vektörlü darbe genişlik modülasyonu kullanılmıştır (Van Der Broeck, et al., 1988). Rotor akısını tahmin etmek için de doğal gözleyici (Bowes ve arkadaşları, 2004) kullanılmıştır.



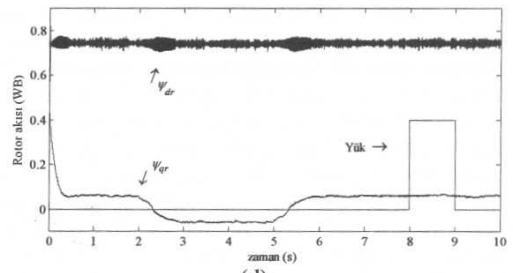
(a)



(b)

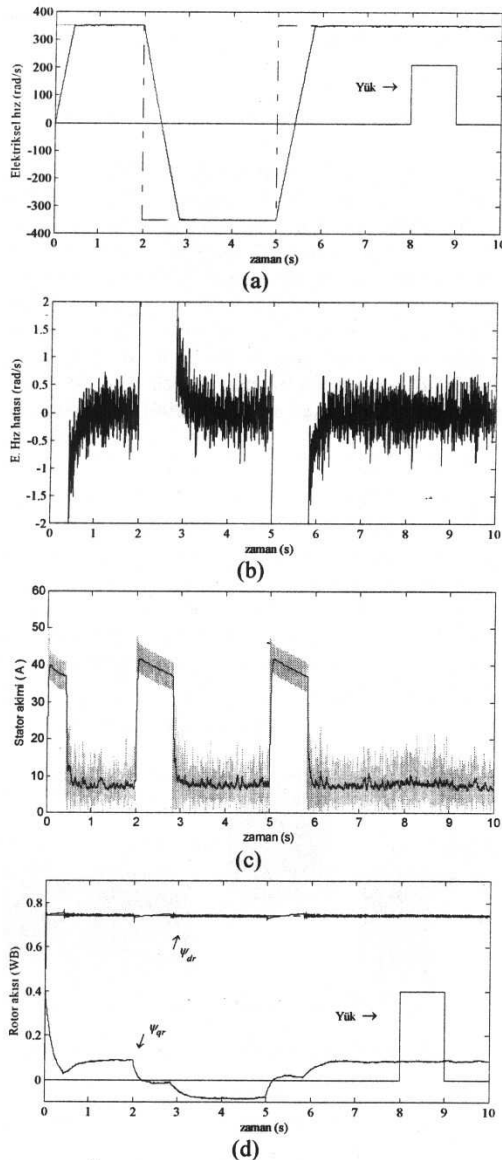


(c)



(d)

Şekil 3. Geleneksel kayma kipli denetim sonuçları



Şekil 4. Önerilen kayma kipli denetleyici sonuçları

Hız referansı +350 ile -350 rad/s arasında değişmektedir. 4-4.5s arasında 10Nm'lik yük momenti uygulanmıştır. Şekil 3 ve Şekil 4 den görüldüğü gibi yük uygulandığında her iki denetleyici yöntemi de yükten kayda değer miktarda etkilenmemektedir. Ancak gürültünün sebep olduğu kalıcı durum ortalama hız hatası, klasik kayma kipli denetleyicide 0.5rad/s civarında olmasına karşın önerilen denetleyicide farkedilemeyecek kadar küçüktür. Önerilen yöntemdeki süzgeç, denk denetim kuralının yerini aldığı için gürültülü ortamda da vazifesini yapmakta ve hız hatası sıfıra gitmektedir. Diğer yandan klasik kayma kipli denetleyicide, parametre belirsizliği göze alınarak seçilen tahmini bir fonksiyon bulunduğundan, bu fonksiyondaki belirsizlikle orantılı olarak daha büyük salınımlar ortaya çıkmaktadır. Tahmini fonksiyon kullanılmayan bu yeni yöntemde ise süzgeç yardımıyla sürekli rejimde anahtarlama genliği azaltıldığı için çıkıştaki salınımların genliği de daha

azdır. Gürültüsüz ortamda ise bu salınımlar tamamen yok edilmektedir.

7. SONUÇ

Önerilen yöntemde kullanılan süzgecin, hız referansının parçalı sabit veya yavaş değişen olduğu çalışmalarda denk denetim kuralının yerini aldığı gösterilmiştir. Süzgeç çıkışı anahtarlama denetim sinyalinden elde edildiği için modele ilişkin tahmini fonksiyona ve parametre bilgilerine ihtiyaç duymamakta, bilakis bozucu etkilerde bile yavaş değişen ortalama denetim sinyalinin ihtiyaç duyulan değerini yakalamakta ve böylece anahtarlama genliğini azaltmaktadır. Bu da sistem çıkışının referans değer civarında yaptığı salınımların azalmasını sağlamaktadır. Yöntemin dezavantajı ise, süzgeç sabiti için uygun bir değerini tecrübeyle bulunmasıdır. Ancak bu, birkaç deneme-yanılma ile yapılabilecek kolay bir iştir.

SİMÜLASYON PARAMETRELERİ

Stator endüktansı $L_s = 0.1418333$ H

Rotor endüktansı $L_r = 0.1430333$ H

Ortak endüktans $M = 0.1373333$ H

Stator direnci $R_s = 1.28333$ Ω

Rotor direnci $R_r = 0.9233$ Ω

Kutup sayısı $n_p = 2$

Sürtünme katsayısı $f_d = 0.0028$ Nm · s/rad

Eylemsizlik momenti $J = 0.1$ kg · m²

$$\lambda_\psi = \lambda_\omega = 100 \text{ s}^{-1}$$

REFERANSLAR

- Bowes, S.R., Sevinç A., Holliday, D. (2004), New Natural Observer Applied to Speed-Sensorless DC Servo and Induction Motors, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, No. 5, pp. 1025-1032.
- Şabanović A., Izosimov, D.B. (1981), Applications of sliding modes to induction motor control, IEEE Trans. on Indust. Appl., vol. 17, pp. 41-49.
- Sevinç A. (2001), Speed sensorless control of induction motors, Doktora tezi, University of Bristol, Dept. of Electrical and Electronic Eng., İngiltere.
- Slotine, J.J.E. (1983), Sliding controller design for non-linear systems, Int. J. Contr., vol 43, pp. 1631-1651.
- Slotine, J.J.E., Li, W. (1991), Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall.
- Utkin V.I. (1978), Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems, Mir Publishers, Moscow.
- Van Der Broeck, H.W., Skudelny, H.-C. and Stanke, G.V. (1988), Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors, IEEE Trans. Indust. Appl., vol 24, pp. 142-150.