
Araştırma Makalesi / Research Article

Kayma Mod ile Asenkron Motorun Algılayıcısız Hız Kontrolü

Korhan KAYIŞLI^{*1}, Hanifi GÜLDEMİR²

¹ Bitlis Eren Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Bilgisayar Mühendisliği, Bitlis

² Fırat Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği, Elazığ

Özet

Elektrik sürücülerinin hız ve konum kontrolü gerektiren endüstriyel uygulamalarında, sürücü düzeneğinin istenilen referans değere çok hızlı ve doğru bir şekilde ulaşması dinamik performans açısından oldukça önemlidir. Elektrik sürücülerinin konum ve hız kontrolleri yaygın olarak doğrusal kontrol yöntemlerinden biri kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Ancak, sistemin matematiksel modeli çıkarılırken yapılan ihmaller, doğrusal olmayan matematiksel modelin doğrusallaştırılması, bozucu girişler ve sistemin modellenemeyen dinamikleri sürücü sistemlerinin performansını etkilemektedir. Ayrıca, elektrik makinelerinin manyetik zaman sabitinin çok büyük olması yük momentindeki değişmelerin makinedeki manyetik alanı etkilememesini gerekli kılmaktadır. Bu çalışmada, hız geri besleme bilgisi olmadan gözetleyici tabanlı bir asenkron motorun algılayıcısız hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Hız gözetleyicisinde kayma mod kontrolör kullanılmıştır. Kayma mod kontrol özellikle doğrusal olmayan sistemlere uygulanmaktadır ve bu kontrol yöntemindeki temel amaç, hatayı anahtarlama yüzeyi veya kayma yüzeyine itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bu durumda sistem kayma modundadır ve dış bozuculardan veya modelleme hatalarından etkilenmez. Bu amaçla, asenkron motor, yük, kaynak ve kontrolör içeren sürücü sisteminin Matlab/Simulink'te benzetim modeli oluşturulmuş ve bu benzetim modelinden elde edilen bazı sonuçlar verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Asenkron motor hız kontrolü, Algılayıcısız kontrol, Kayma mod kontrol, Kayma mod hız gözetleyici

Sensorless Speed Control of Asynchronous Machine with Sliding Mode

Abstract

It is very important to response quickly and correctly to the reference value for the modern industrial applications of the electrical drive systems that require the control of speed and position. The position and speed control of electrical drives is widely performed by using one of the linear control methods. However, as a result of assumptions while retaining the mathematical model, linearization of the non-linear mathematical model, disturbance inputs and unmodelled dynamics of system affect the performance of drive systems. That the magnetic time constant of the electrical machines are very big, has required the variations in the load moment effect the magnetic field in the machine. In this study, observer based sensorless speed control of asynchronous machine is performed. Sliding mode control is used in this speed observer. The sliding mode control especially is applied to nonlinear systems. The main objective in this control method is to push the fault to switching or sliding surface and to hold in this surface. Then the system is sliding mode and don't be effected distributions or the modeling faults. In addition, the simulation containing designed observer, asynchronous machine, load, source and controller is performed by using Matlab/Simulink software and some results of this simulation model are presented.

Keywords: Asynchronous machine speed control, Sensorless control, Sliding mode control, Sliding mode speed observer

* Sorumlu yazar: korhankayisli@gmail.com

1.Giriş

Doğru akım makinelerinin yapıları gereği alan ve moment kontrolü birbirinden bağımsız olarak yapılabildiğinden değişken hızlı sürücü düzeneklerinde yaklaşık yirmi yıl öncesine kadar doğru akım (DA) motorları kullanılmaktaydı. Ancak güç elektroniği ve yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler alternatif akım (AA) motorlarının geniş sınırlar içerisinde hız ayarlarının yapılabilmesini mümkün kılmış ve basitliği, ucuzluğu, kayan kontakların olmaması, sağlamlığı ve bakım gerektirmeme gibi özellikleri nedeniyle değişken hızlı sürücü sistemlerinde AA motorları, DA motorlarına tercih edilmeye başlamıştır [1-2].

Elektronik anahtarlama güç dönüştürücülerinin geliştirilmesi, AA motor sürücüleri için yeni bir çağ açmış ve değişken hızlı AA motor sürücü sistemlerinin kontrolü için birçok yöntem geliştirilmektedir. Alternatif akım sürücülerinin momentleri sabit olmak şartıyla frekansları değiştirilerek hız kontrolü açık çevrimli olarak yapılabilmektedir. Ancak açık çevrimli kontrolde, yük momentindeki değişimler motor hızında değişimlere sebep olmakta dolayısıyla dinamik performans düşüklüğü ve salınımlar gibi problemler oluşmaktadır. Sürücü sistemi hızlı dinamik cevap ve hassas hız kontrolü yapılmasını gerektirdiğinden açık çevrimli kontrol yetersiz kalmaktadır. Bu durumda sistemin kapalı çevrimli kontrolünün yapılması gerekmektedir [3].

Sürücü düzeneğinin yüksek performansa sahip olması için asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü yapılır. Alan yönlendirmeli kontrol, asenkron motoru sabit uyarımlı bir doğru akım motoruna benzeterek, momentin birbirinden bağımsız olarak denetlenebilen bileşenlerden oluşturulmasını sağlamaktadır. Böylece asenkron motor serbest uyarımlı bir DA motoru gibi kontrol edilmektedir. Alan yönlendirmeli kontrol ile asenkron motor sürücüleri, yüksek performanslı uygulamalarda, DA motorlarıyla yarışmaya başlamıştır [4].

Kapalı çevrimli kontrolün yapılabilmesi için sürücü düzeneği hız geri beslemesini gerektirmektedir. Bu geri besleme genellikle rotor miline bağlanan mekanik bir hız algılayıcısından sağlanmaktadır. Ancak yüksek hızlı uygulamalarda hız algılayıcısını miline bağlamak mümkün olmamaktadır. Yapılan araştırmalar motorun miline bağlanan bu hız algılayıcısını çıkartarak kontrol sisteminin performansını artırmayı amaçlamaktadır. Böylece sürücü sisteminin maliyeti düşürülür, bakımı azalır ve sağlamlığı ile güvenilirliği artırılmış olur. Bu tür sisteme algılayıcısız hız kontrol sistemi denilmektedir.

Algılayıcısız sürücü düzeneği ya da algılayıcısız hız kontrol sistemi mekanik sensör ya da algılayıcılardan oluşabilecek problemlerin önüne geçilmesini sağlamış olur. Ancak kapalı çevrimli kontrol için hız bilgisi gerekli olduğundan, araştırmalar mekanik algılayıcıların yerini alabilecek, aynı zamanda dinamik performansı etkilemeyecek hız gözetleyicisi ya da kestiricilerinin geliştirilmesi yönüne kaymıştır.

Algılayıcısız sürücü denetiminin konusu, rotor hızının ölçülmesi yerine, kolaylıkla ölçülebilen motor terminal büyüklükleri, hat akımı ve geriliminden tahmin edilerek hız denetleyicisine geri besleme sinyali olarak kullanılmasını inceler. Bu konuda birçok yeni araştırma yapılmakta ve değişik teknikler geliştirilmektedir. Bu tekniklerden bir tanesi de Kayma Mod Kontrol (KMK) tekniğidir [4].

KMK' lı kontrol ilk olarak 1960' lı yıllarda Rus bilim adamı Emelyenov tarafından ikinci dereceden bir sisteme uygulanmıştır. Bu çalışmada kontrol girişleri hata dinamiğinin, durum vektörünü herhangi bir başlangıç değerinden kayma yüzeyine ulaştırdığı ve kayma yüzeyine ulaştıktan sonra hata vektörünün orijine yakınsadığı gösterilmiştir. Daha sonra yapılan çalışmalar KMK yönteminin ikinci dereceden daha yüksek dereceli sistemlere de uygulanabileceğini ortaya koymuştur.

KMK özellikle doğrusal olmayan sistemlere uygulanmaktadır. Bu kontrol yöntemindeki temel amaç, hatayı anahtarlama yüzeyi veya kayma yüzeyine itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bu durumda sistem kayma modundadır ve dış bozucu ve/veya modelleme hatalarından etkilenmez. KMK yöntemi, hem kararlılığı hem de sistem parametre belirsizliklerine karşı dayanıklılığı sağladığından, parametre belirsizlikleri olan birçok sisteme başarı ile uygulanan bir yöntemdir. Bu çalışmada, KMK yöntemi doğrusal olmayan, değişken parametrelere sahip veya bozucu girişlerin etkisi altında bulunan sistemlerin kontrolünde etkili bir yöntem olması sebebiyle asenkron motorun algılayıcısız hız kontrolü KMK tekniği ile gerçekleştirilmiştir.

2. Kayma Mod Kontrol

Doğrusal olmayan, değişen parametrelere sahip, sistem dinamiğinin karmaşıklığına bağlı olarak dinamik denklem takımının lineer olmadığı sistemlerin kontrolü zorlaşmaktadır. KMK, bu tür sistemlerin kontrolünde kullanılan etkili bir kontrol yöntemidir. Değişken yapıli kontrol sistemleri olarak ta adlandırılan KMK, dış bozuculara karşı kontrol sistemine dayanıklılık sağlayan bir yaklaşımdır [5].

KMK' nin kapalı çevrim kontrol sistemlerine uygulanmasındaki gaye, hatayı anahtarlama yüzeyi veya diğer adıyla kayma yüzeyine doğru itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Ardından sistem kayma rejimindedir ve dış bozuculardan etkilenmez. Kayma yüzeyi, durum değişkenlerinin doğrusal kombinasyonu olan bir fonksiyon olarak tanımlandığı için, durum değişkenleri, bu yüzey üzerinde doğrusal bağımlı hale gelir. Bu durumda sistemin derecesi, bağımsız giriş sayısı kadar indirgenmiş olur ve indirgenmiş bir kontrol kuralı ile kontrol edilebilir.

Durum değişkenleri aşağıdaki gibi verilen doğrusal olmayan bir sistemi göz önüne aldığımızda,

$$\dot{x} = A(x, t) + B(x, t)u(t) \quad (1)$$

burada, $x \in \mathbb{R}^n$, $A \in \mathbb{F}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $\text{rank}(B(x, t)) = m$, $u \in [u_{\min}, u_{\max}]$ ' dir.

Değişken yapıli kontrol tasarımı iki aşamada ele alınabilir:

- $s(x)$ vektör formunda yazılmış, m adet anahtarlama fonksiyonunun seçimi.

$$S = \{x: \Phi(t) - \varphi(x) = s(x, t)\} = 0 \quad (2)$$

Burada, $\Phi(t)$ olması istenen durum değerlerinin fonksiyonudur, $\Phi(t) = f(x^t)$. Referans değerler, zamanın fonksiyonu olduğundan $\Phi(t)$ olarak ifade edilmektedir. $\varphi(x)$ ise durum değişkenlerinin fonksiyonudur, $\varphi(x) = g(x)$. Böylece, sistem durum hatasının bir fonksiyonu olan anahtarlama fonksiyonları, zamana ve durumlara bağlı iki parça olarak ifade edilmektedir [6].

- Kontrol seçimi, Lyapunov fonksiyonunun seçilmesi ile belirlenen, kararlılık kriterini sağlayacak, kontrolün hesaplanması işlemidir. Sonuç olarak, seçilmiş olan anahtarlama yüzeyi $s(x)$ ' in işaretine göre farklı kontrol yapılarının uygulanması ile Değişken yapıli kontrol elde edilmiş olur.

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+(x, t) & s(x) > 0 \\ u^-(x, t) & s(x) < 0 \end{cases} \quad (3)$$

Değişken yapıli kontrol sistemlerinin özel bir halini oluşturan KMK sistemlerinde bu kontrol, sistemin durumlarının sonlu zamanda seçilen $s(x) = 0$ yüzeyine ulaşmasını sağlayacak şekilde yapılır.

2.1. Kayma Yüzeyi

Eşitlik 2' de verilen sistem için kayma yüzeyi, eşitlik 3' deki tanımlama ile seçilir ve bu eşitliklerdeki $\Phi(t)$, $\varphi(x)$ ve $s(x)$ fonksiyonları ise eşitlik 4' teki gibi olmaktadır.

$$\Phi(t) = G.x^t \quad \varphi(x) = G.x \Rightarrow s(x, t) = \Phi(t) - \varphi(x) = G.(x^t - x) \quad (4)$$

Burada G matrisi kayma yüzeyinin eğimini belirleyen $(m \times n)$ boyutunda katsayı matrisidir. G genelde köşegen matris olarak belirlenir ve elemanları aşağıdaki eşitlik ile izleme hatalarını sıfıra götürmek üzere pozitif katsayılar olarak seçilirler. İzleme hatası, $e_i = x^t - x$ olarak tanımlanmıştır.

$$s_i = \left(\frac{d}{dt} + g_i \right) e_i \quad (5)$$

olduğunda, s_i sıfıra gittiği zaman e_i ' de sıfıra gider.

3. Gözetleyici Tasarımı

Gözetleyici tasarlarken, genellikle motorun matris formundaki dinamik denklem takımı kullanılmaktadır. Denklem takımları incelendiğinde buradaki öncelikli amaç, akım ve akı eşitlikleri arasındaki bağımlılığı ortadan kaldırmak ve her iki eşitliği de birbirlerine benzeterek ortak olan ifadeyi, kayma mod kontrolde kullanılacak olan hata yüzeyi olarak tanımlamaktır. Dolayısıyla akım ve

akı arasındaki bağımlılık, motorun rotor zaman sabitine ve rotor hızına olan ihtiyaç ortadan kalkmış olmaktadır. Rotor zaman sabitindeki ve kestirilen rotor hızındaki hatalar, geri besleme olmadığı için hız kestiriminde kullanılan, akım veya akı gözetleyicilerini etkilememektedir. Dolayısıyla dış bozuculardan etkilenmeyen ve geniş hız aralıklarında kullanılabilen bir gözetleyici yapısı oluşturulmaktadır. Aşağıdaki eşitliklerde asenkron motor dinamik denklem takımı gösterilmiştir [7].

$$\frac{di_{\alpha}}{dt} = \beta\eta\lambda_{\alpha} + \beta\omega_e\lambda_{\beta} - \gamma i_{\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{\alpha} \quad (6)$$

$$\frac{di_{\beta}}{dt} = \beta\eta\lambda_{\beta} - \beta\omega_e\lambda_{\alpha} - \gamma i_{\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{\beta} \quad (7)$$

$$\frac{d\lambda_{\alpha}}{dt} = -\eta\lambda_{\alpha} - \omega_e\lambda_{\beta} + \eta L_m i_{\alpha} \quad (8)$$

$$\frac{d\lambda_{\beta}}{dt} = -\eta\lambda_{\beta} + \omega_e\lambda_{\alpha} + \eta L_m i_{\beta} \quad (9)$$

Eşitlik 6, 7, 8 ve 9' daki motor dinamik denklem takımını matris biçiminde yazılırsa,

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{\alpha s} \\ \dot{I}_{\beta s} \end{bmatrix} = k_1 \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \right) - k_2 \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{\alpha r} \\ \dot{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix} = - \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \right) \quad (11)$$

akı ve akım ifadeleri eşitlik 10 ve 11'deki gibi olur. Matris formunda yazılan dinamik denklemlerin parametreleri ise;

$$k_1 = \frac{k_3 L_m}{L_r} \quad (12)$$

$$k_2 = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (13)$$

$$k_3 = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (14)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (15)$$

$$\eta = \frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r} \quad (16)$$

şeklindedir.

3.1. Akım Gözetleyici

Gözetleyici tasarlarırken, motor dinamik denklem takımlarında ortak olan, rotor zaman sabiti, rotor hızı, stator akımları ve rotor akılarına bağlı matris ifadesi K olarak tanımlanırsa [8];

$$K = \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \right) \quad (17)$$

şeklinde olur. Eşitlik (10) ve eşitlik (11)' in sahip olduğu avantaj, yapılarındaki α ve β bileşenlerinin bağımlılıklarından ötürü, akımın α ve β bileşenleri ile akının α ve β bileşenleri birbirlerinin aynısıdır. K matrisini yerine kendisiyle aynı olan kayma fonksiyonu $\psi_{\alpha\beta r}$ yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} = \hat{K} = \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \right) \quad (18)$$

Bu terim, hata sıfıra yaklaştığı zaman K matrisinin kestirilmiş bir değeri olarak ortaya çıkar ve akım ve akı eşitlikleri aşağıdaki şekli alır;

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{I}}_{\alpha s} \\ \hat{I}_{\alpha s} \\ \dot{\hat{I}}_{\beta s} \\ \hat{I}_{\beta s} \end{bmatrix} = k_1 \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} - k_2 \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha s} \\ \hat{I}_{\beta s} \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\lambda}}_{\alpha r} \\ \hat{\lambda}_{\alpha r} \\ \dot{\hat{\lambda}}_{\beta r} \\ \hat{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r} \\ \Psi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (20)$$

Tasarlanan kayma mod fonksiyonları $\Psi_{\alpha r}$ ve $\Psi_{\beta r}$, sırasıyla stator akımının α ve β bileşenlerinin gerçek ve kestirilen değerleri arasındaki hatayı sıfıra götürecek şekilde kayma mod fonksiyonları olarak yazıldığı taktirde,

$$\Psi_{\alpha r} = -u_0 \text{sign}(s_{\alpha s}) \quad (21)$$

$$\Psi_{\beta r} = -u_0 \text{sign}(s_{\beta s}) \quad (22)$$

şeklinde olur. Kayma yüzeyi fonksiyonları $s_{\alpha s}$ ve $s_{\beta s}$ sırasıyla stator akımı α ve β bileşenlerinin kestirim hatalarıdır ve eşitlik (23) ve eşitlik (24)' deki gibidir.

$$s_{\alpha s} = \dot{\hat{I}}_{\alpha s} = \dot{\hat{I}}_{\alpha s} - I_{\alpha s} \quad (23)$$

$$s_{\beta s} = \dot{\hat{I}}_{\beta s} = \dot{\hat{I}}_{\beta s} - I_{\beta s} \quad (24)$$

Burada, $s_n = [s_{\alpha s} \quad s_{\beta s}]^T$ kayma yüzeyidir. Kestirim hataları sıfıra ulaştığında yani ($s_n=0$) olduğunda, gözetlenen akım değerleri, gerçek değerlerine eşit olur. u_0 parametresini Lyapunov kararlılık analizine uygun olarak, yeterli miktarda büyük seçtiğimiz taktirde akım kestirimi garanti altına alınmış olur. Bu anda, akım ve akı gözetleyicileri burada birbirlerinden bağımsız hale gelirler. Çünkü ne rotor zaman sabiti ne de rotor hızı parametreleri gözetleyici eşitliklerinde yer almamaktadır. Sonuçta akım ve akı gözetleyicilerinin her ikisinde de ortak olarak kullanılan kayma mod fonksiyonudur ki, bu da akım kestirim hatalarının sıfıra götürülmesini garanti edecek şekilde belirtilmiştir.

3.2. Rotor Hızı ve Rotor Akısı için Gözetleyici

Eşitlik (21) ve Eşitlik (22)' deki ifadeler kullanılarak akı değerleri direkt bir integrasyon işlemiyle elde edilebilir. Fakat $\Psi_{\alpha r}$ ve $\Psi_{\beta r}$, u_0 ve $-u_0$ büyüklüklerinin yüksek değerlerini de alırlar ve gerçek değerler etrafında büyük salınımlar yaparlar. KMK' yi gerçekleştiren ve KM hareketini sağlayan kontrol olan

Eşdeğer Kontrol Kuramı burada, bu büyük salınımları ortadan kaldırmak için kullanılabilir. $s_n = 0$ ifadesi sağlayan kontrol eşdeğer kontroldür [9]. Süreksiz kontrol, eşdeğer kontrolün bir kombinasyonunu ve yüksek frekanstaki tetikleme terimlerini içeren durumdadır. Bu sebepten eşdeğer kontrol terimi, sürekli bileşenleri bir alçak geçiren filtre ile izole edilerek bulunabilir ve aşağıdaki eşitlikteki gibi ifade edilebilir.

$$\Psi_{\alpha\beta r}^{eq} = \frac{1}{\tau_s + 1} \Psi_{\alpha\beta r} \quad (25)$$

Eşitlik (24)' de τ , filtrenin zaman sabitidir ve değeri yüksek frekans bileşenlerini ortadan kaldıracak ve aynı zamanda düşük frekans bileşenlerini bozmayacak şekilde belirlenir. Hızdaki ufak

dalgalanmalar, τ değeri büyütülerek azaltılabilir. Diğer bir alçak geçiren filtre ise kapalı çevrim hız kontrolünde, geri beslenen rotor hızını iyice düzgünleştirmek için kullanılabilir. Sistem trajektörleri kayma yüzeyinde sıfır değerine ulaştığında kestirilen akımlar gerçek değerlerini alırlar. Eşitlikler (20) ve (25) kullanılarak, Eşitlik (26) aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{\alpha r} \\ \dot{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r}^{eq} \\ \Psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r}^{eq} \\ \Psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \right) \quad (27)$$

Eşitlik (17) kullanılarak, rotor hızının kestirilmiş değerini elde edebileceğimiz ifade, eşitlik (28)' te gösterilmiştir. Ancak bu ifade lineer değildir ve bu eşitliği kullandığımız taktirde, elde edilen hız değerinde çok büyük salınımlar meydana gelmektedir. Kapalı çevrim kontrol sisteminde hızı geri beslerken, alçak geçiren bir filtre kullandığımız halde bu salınımlar tam anlamıyla ortadan kalkmamaktadır. Aynı zamanda filtrenin frekansını çok küçülttüğümüzde ise süreksiz bileşenlerde bozulmaktadır.

$$\omega_r = \frac{\lambda_{\beta r} \Psi_{\alpha r}^{eq} - \lambda_{\alpha r} \Psi_{\beta r}^{eq} - \eta L_m (I_{\beta s} \lambda_{\alpha r} - I_{\alpha s} \lambda_{\beta r})}{\lambda_{\alpha r}^2 + \lambda_{\beta r}^2} \quad (28)$$

Bu ifade yerine Isozimov (1983) tasarlamış olduğu ve Utkin ve Shi (1995) tarafından geliştirilmiş olan KM hız gözetleyici yapısı kullanılmıştır. Bu yapıda kullanılan durum gözetleyici yerine KM gözetleyici ile elde edilen akım ve akı değerleri kullanılmaktadır. $\hat{\lambda}_{\alpha}, \hat{\lambda}_{\beta}$ değişkenleri, rotor akı bileşenlerinin kestirimleri, $\hat{i}_{\alpha}, \hat{i}_{\beta}$ değişkenleri, oluşturulan kayma modunda kullanılan stator akımlarının kestirimleri ve $\hat{\omega}_e$ kestirilen elektriksel rotor hızıdır ve süreksizdir. $\hat{\omega}_e$ eşitlik (29)' da gösterildiği gibidir.

$$\hat{\omega}_e = \omega_o \text{sign}(s_n) \quad (29)$$

Burada ω_o , pozitif kontrol kazancıdır. Eşitlik (29)' daki, kayma yüzeyi s_n şöyle tanımlanmaktadır;

$$s_n = (\hat{i}_{\beta} - i_{\beta}) \hat{\lambda}_{\alpha} - (\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \hat{\lambda}_{\beta} \quad (30)$$

ω_o ' ı yeteri kadar büyük seçersek, kayma modu $s_n = 0$ meydana gelir, beraberinde ise kestirilen akımlar

$\hat{i}_{\alpha}, \hat{i}_{\beta}$, kendi gerçek değerlerine i_{α} ve i_{β} ' ya yakınsarlar. $\hat{\omega}_e$ ' nin eşdeğeri olan ω_e^{eq} , $s_n = 0$ cebirsel denklemi çözülerek elde edilebilir. Bu, elektriksel rotor hızının düzeltilmiş kestirimi olacaktır

ω_e^{eq} ' nin analitik değeri ise şöyle elde edilebilir;

$$\omega_e^{eq} = \omega_e \frac{\lambda^T \hat{\lambda}}{\|\hat{\lambda}\|^2} + k \frac{(\bar{\lambda}_{\beta} \hat{\lambda}_{\alpha} - \bar{\lambda}_{\alpha} \hat{\lambda}_{\beta})}{\|\hat{\lambda}\|^2} \quad (31)$$

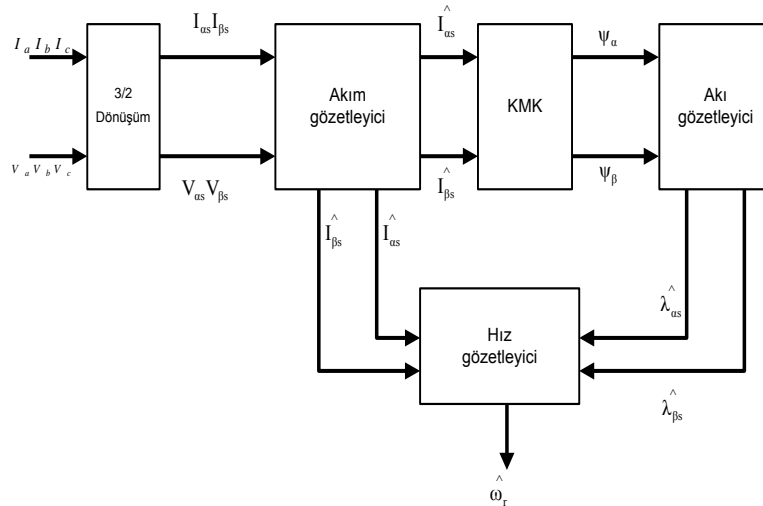
Burada $\hat{\lambda}^T \hat{\lambda} = \hat{\lambda}_\alpha \hat{\lambda}_\alpha + \hat{\lambda}_\beta \hat{\lambda}_\beta$ ve k motor parametrelerine bağlı olan ifadelerdir. Eğer kestirilen rotor akısı gerçek akıya yakınsar ise ardından $\hat{\omega}_e$ 'nin eşdeğer kontrolü, gerçek rotor hızına eşit olur. Uygulama da $\hat{\omega}_e^{eq}$ 'nin, bir alçak geçiren filtre sayesinde (alçak geçiren filtrenin girişi de süreksiz değer $\hat{\omega}_e$ olursa) elde edilebildiği görülmüştür ve bu ifade eşitlik (32)' de gösterilmektedir.

$$\hat{\omega}_e^{eq} = \frac{1}{1 + \tau s} \hat{\omega}_e \quad (32)$$

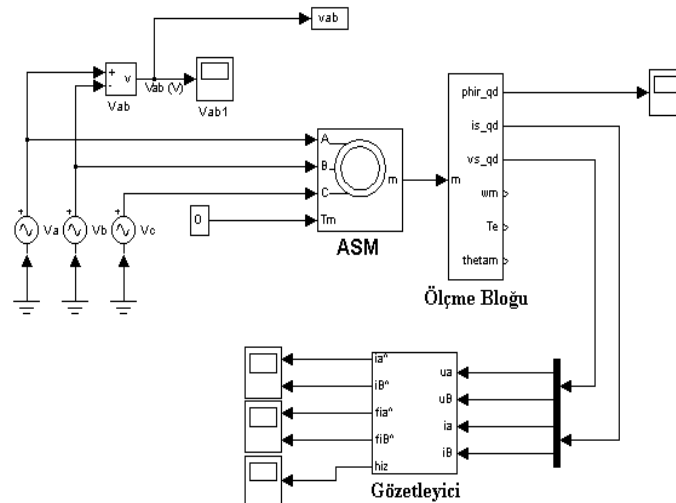
τ : filtre zaman sabiti
 s : laplace değişkeni

4. Benzetim Modeli ve Modelden Elde Edilen Sonuçlar

Benzetim çalışmasında ilk olarak tasarlanan gözetleyicinin benzetimi şekil 1'deki yapı kullanılarak oluşturulmuş ve performansı açık çevrim sistemde test edilmiştir. Bu yapının benzetimi, Matlab/Simulink programı kullanılarak şekil 2'deki gibi açık çevrim sistemde çalıştırılmıştır.

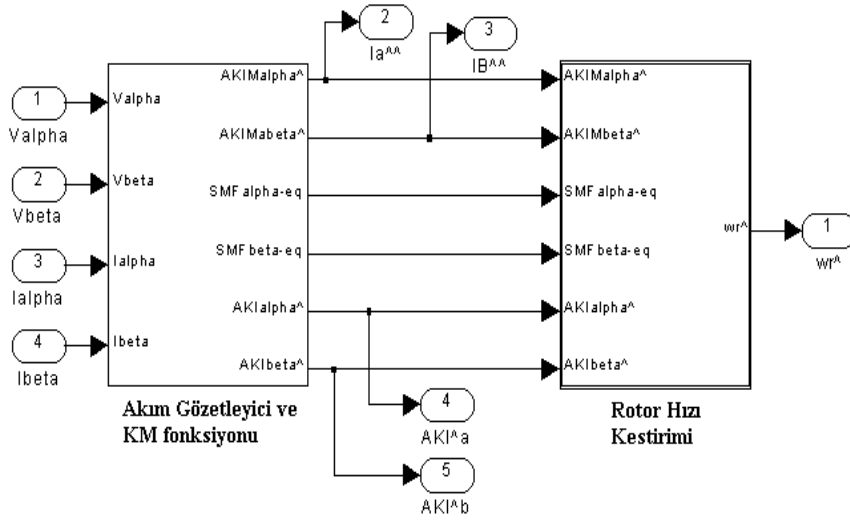


Şekil 1. Tasarlanan gözetleyicinin yapısı



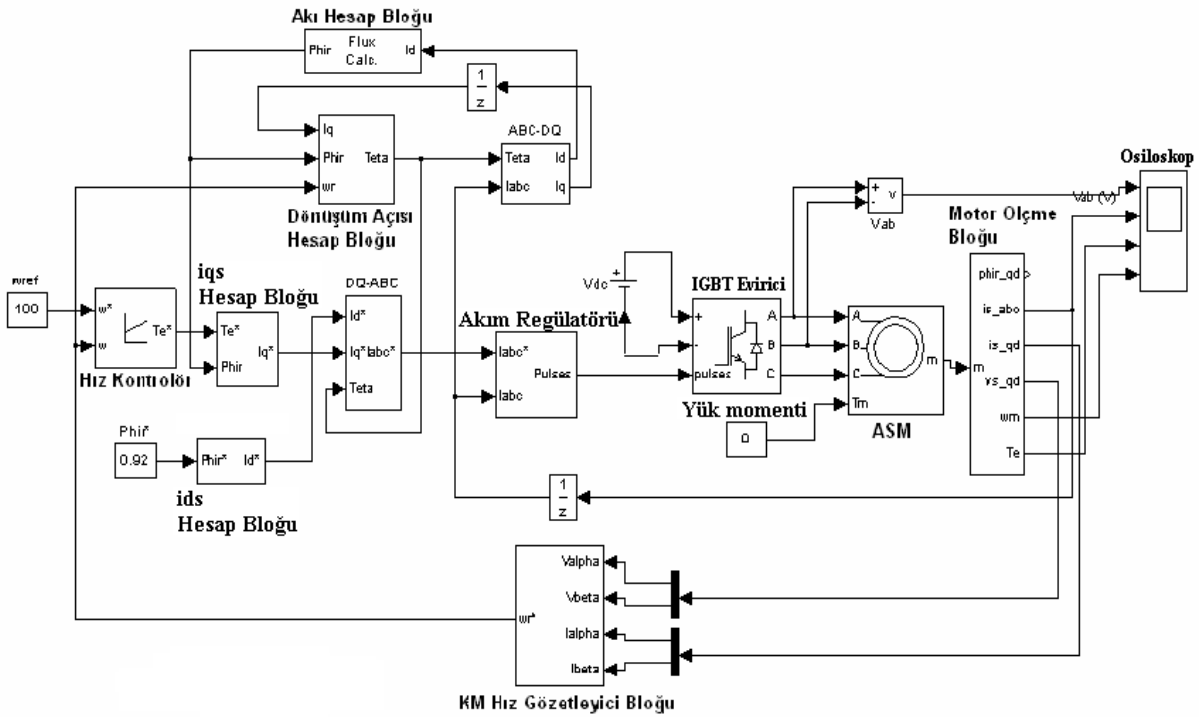
Şekil 2. Simulinkte oluşturulan gözetleyicinin açık çevrim gösterimi

Söz konusu gözetleyici iki benzetim bloğu oluşturulup, birleştirilerek meydana getirilmiştir. Şekil 3’ de ise tasarlanan gözetleyicinin simulink blokları ile meydana getirilmiş hali görülmektedir.



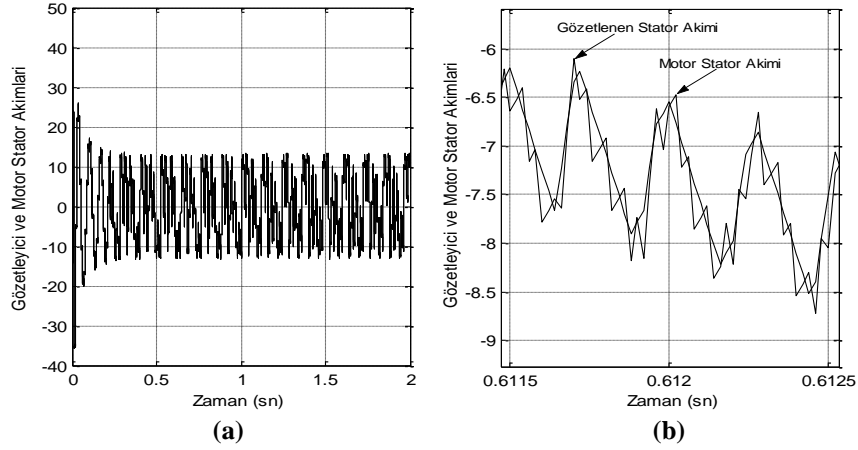
Şekil 3. Benzetimde oluşturulan gözetleyici bloğu

Son olarak oluşturulan ve test edilen gözetleyici bloğu kapalı çevrim sistemde test edilmiştir. Gerçekleştirilen KM gözetleyici tabanlı olarak hazırlanan asenkron motor hız kontrol sisteminin kapalı çevrim olarak benzetimi ise şekil 4’ teki gibidir.

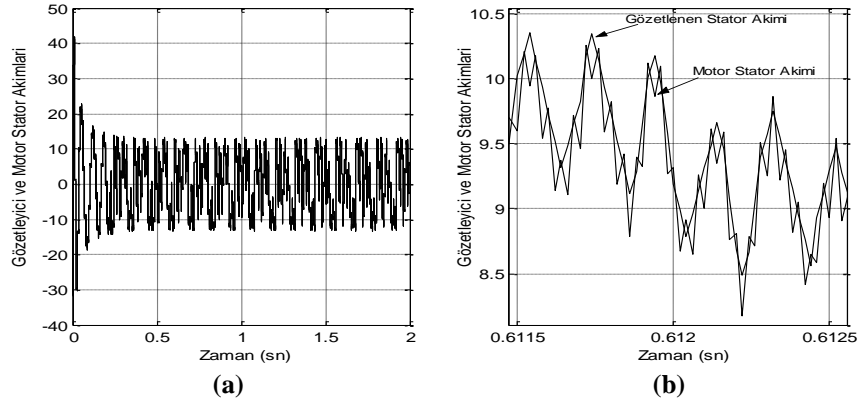


Şekil 4. KM gözetleyicili ASM hız kontrol sistemi simulink diyagramı

Açık çevrim sistemde test edilen gözetleyiciye ait sonuçlardan, gözetlenen stator akımı ve motor stator akımı α -bileşenine ait anlık grafikler şekil 5’ te gösterilmiştir. Şekil 5a’da 0-2sn aralığında stator akımı α -bileşeni ve b’de ise ilk grafiğin belli zaman aralığında (0.6115-0.6125sn) yakınlaştırılmış gösterimi mevcuttur. Aynı şekilde Şekil 6a ve b’ de stator akımının β bileşenine ait grafikler gösterilmektedir. Her iki şekilde de gözetlenen değerlerin gerçek değerlere ne kadar yakın olduğu açıkça görülmektedir.

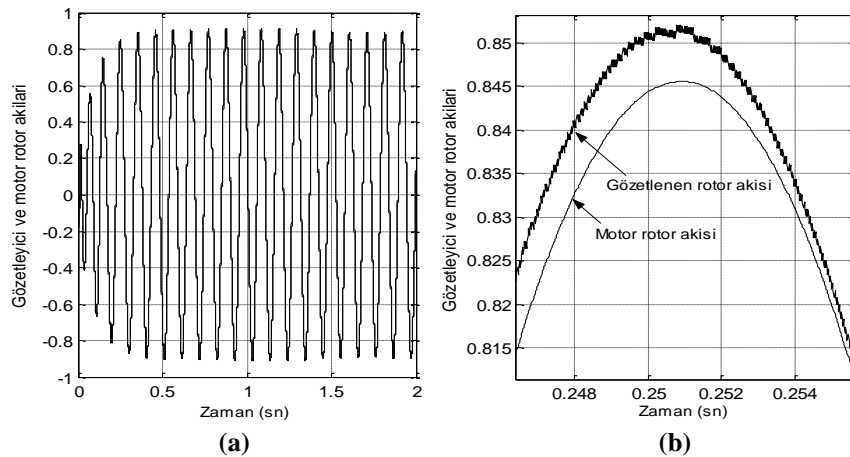


Şekil 5. a) Gözetlenen stator akımı ve motor stator akımı α -bileşeni,
b) 0.6115-0.6125 sn arasında gözetlenen akım ve motor akımı α -bileşeni

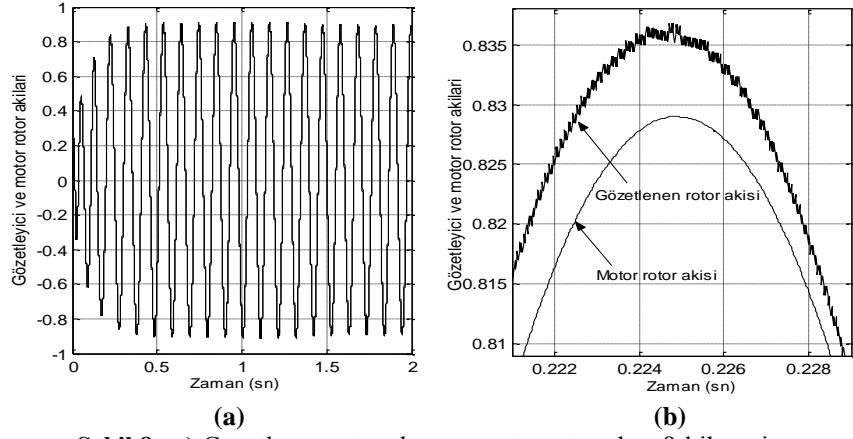


Şekil 6. a) Gözetlenen stator akımı ve motor stator akımı β -bileşeni,
b) 0.6115-0.6125 sn arasında gözetlenen akım ve motor akımı β -bileşeni

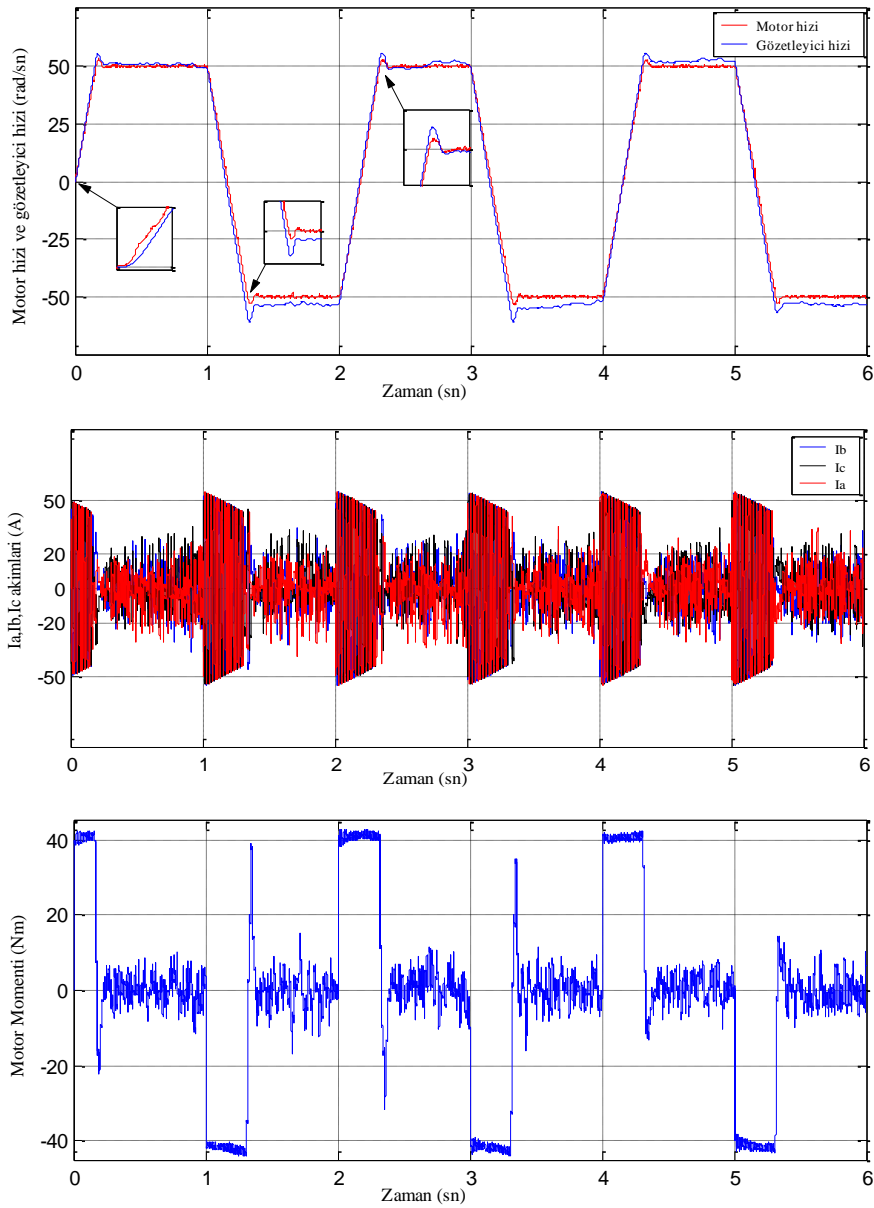
Şekil 7 ve 8' de ise rotor akısının gözetlenen değerleri ile gerçek değerleri arasındaki ilişki gösterilmektedir. Şekil 7 a' da rotor akısının α bileşeni, b' de yakınlaştırılmış gösterimi, şekil 8 a' da ise β bileşeni ve b' de aynı şekilde belli zaman aralığında (0.246-0.256 sn) yakınlaştırılmış hali mevcuttur. Stator akımında olduğu gibi rotor akısı takibinin de gayet başarılı olduğu görülebilmektedir.



Şekil 7. a) Gözetlenen rotor akısı ve motor rotor akısı α -bileşeni,
b) 0.246-0.256 sn arasında gözetlenen akı ve motor akısı α -bileşeni



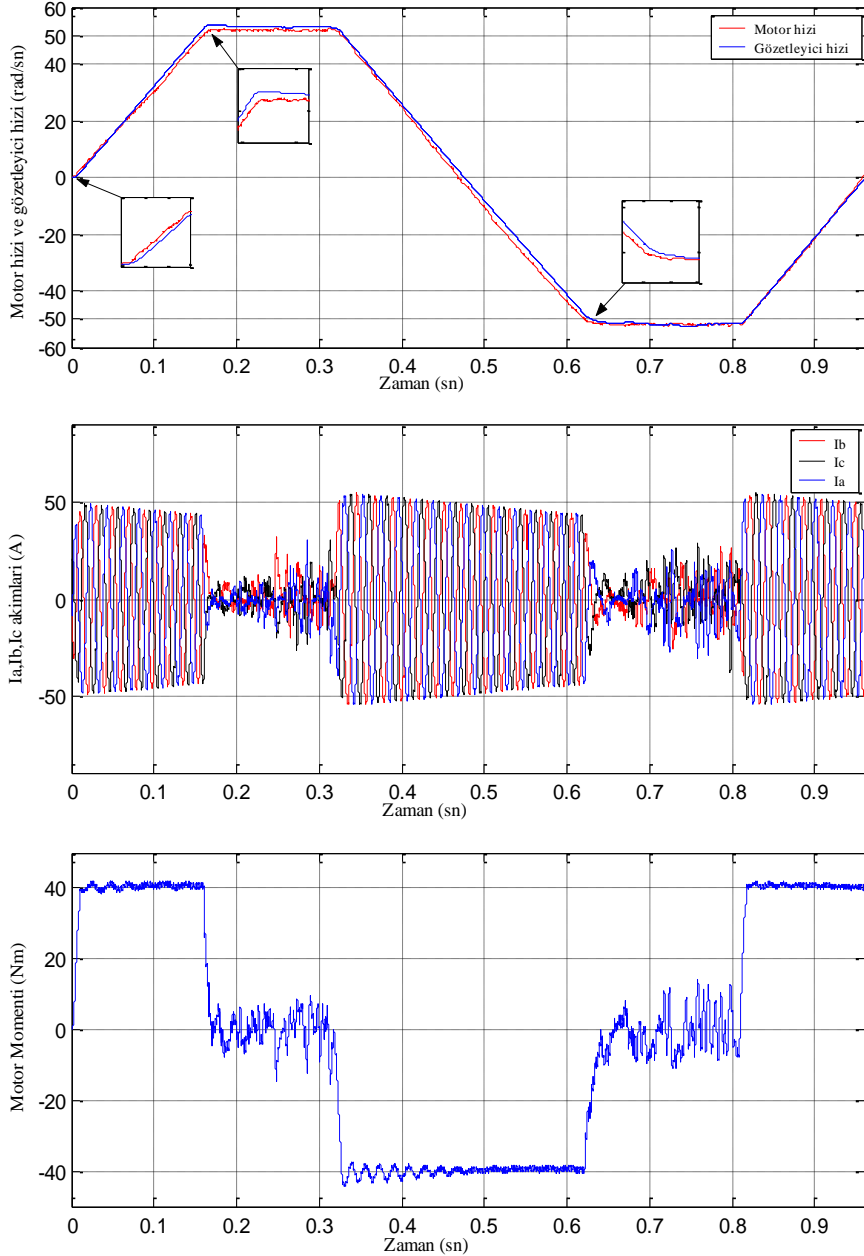
Şekil 8. a) Gözetlenen rotor akısı ve motor rotor akısı β -bileşeni, b) 0.220-0.229 sn arasında gözetlenen akı ve motor akısı β -bileşeni



Şekil 9. a) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızı karşı, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı b) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızda, motorun a,b,c akımları değişimi c) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızda, motor momenti değişimi

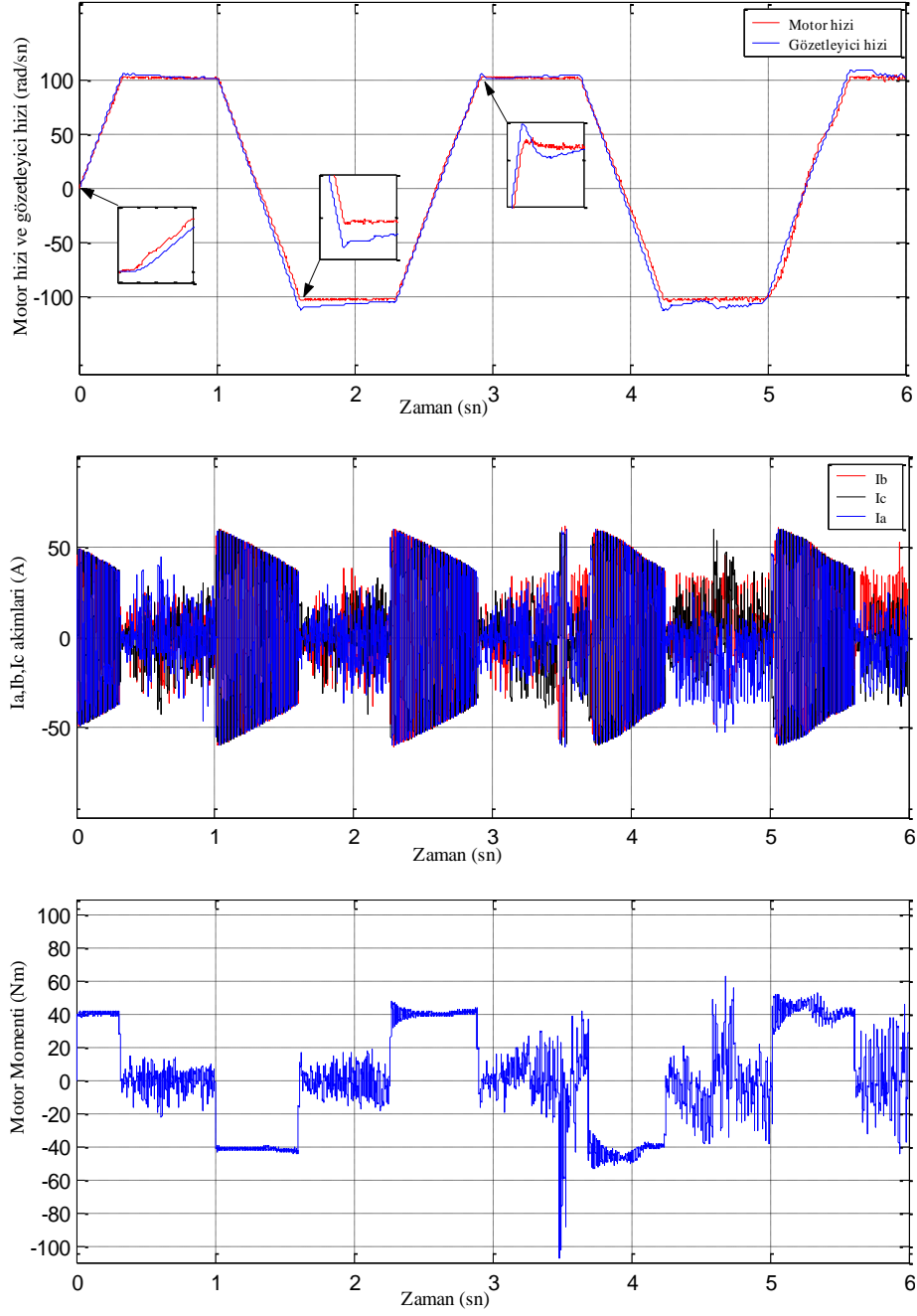
Açık çevrim benzetim sonuçları verildikten sonra, gözetleyicinin ve sistemin kapalı çevrim performansını gözlemleyebilmek için Şekil 9 a, b ve c' de motor hızı, motor akımları ve moment değişimleri gösterilmiştir. Şekil 9'daki grafiklere bakıldığında, hızın negatif değerlerinde gözetlenen hız ile motor hızı arasında, sürekli rejimde hata görülmektedir ki bu hata gözetleyici parametresi u_0 ile belli oranlarda düzeltilmektedir. Düşük ve değişken yapıları bir hız referansına karşı sistemin ve gözetleyicinin performansının oldukça iyi olduğu şekillerden görülebilmektedir.

Şekil 9'daki referans hızın bir periyot hareketinde, motor hızı ve gözetlenen hızın zamanla değişimini daha rahat görebilmek için şekil 10'daki yaklaşıtırlmış grafikler verilmiştir. Gözetleyici performansı, bu grafiklerde daha açık görülmektedir.

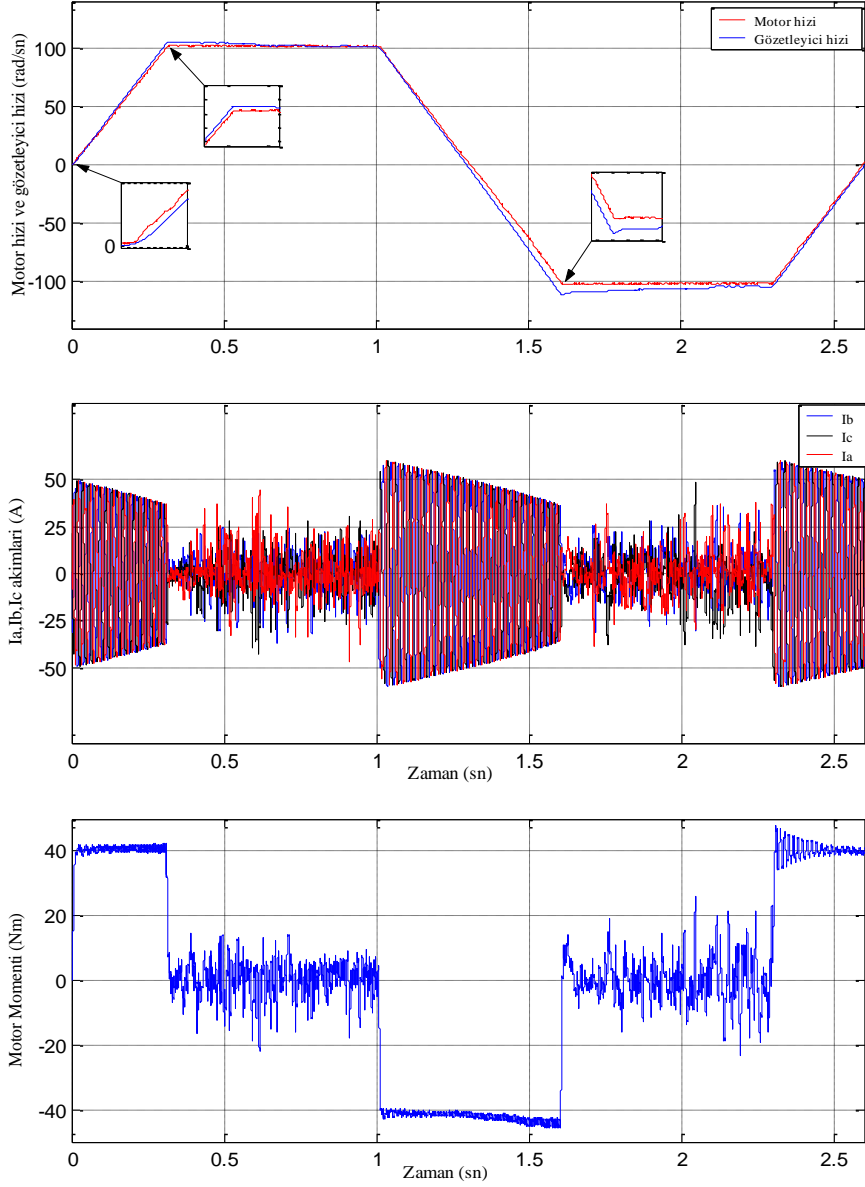


Şekil 10. a) +/-50 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyot hareketi, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı
b) +/-50 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyot hareketi, motorun a,b,c akımları değişimi
c) +/-50 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyot hareketi, motor momenti değişimi

Şekil 11' deki grafiklerde +/-100 rad/sn'lik hız referansına karşı, motorun ve gözetleyicinin verdiği cevapları ile motor akımları ve motor momenti gösterilmiştir. Bu benzetim sonuçları daha yüksek bir referans hızda gözetleyici performansının görülebilmesi için sunulmuştur.

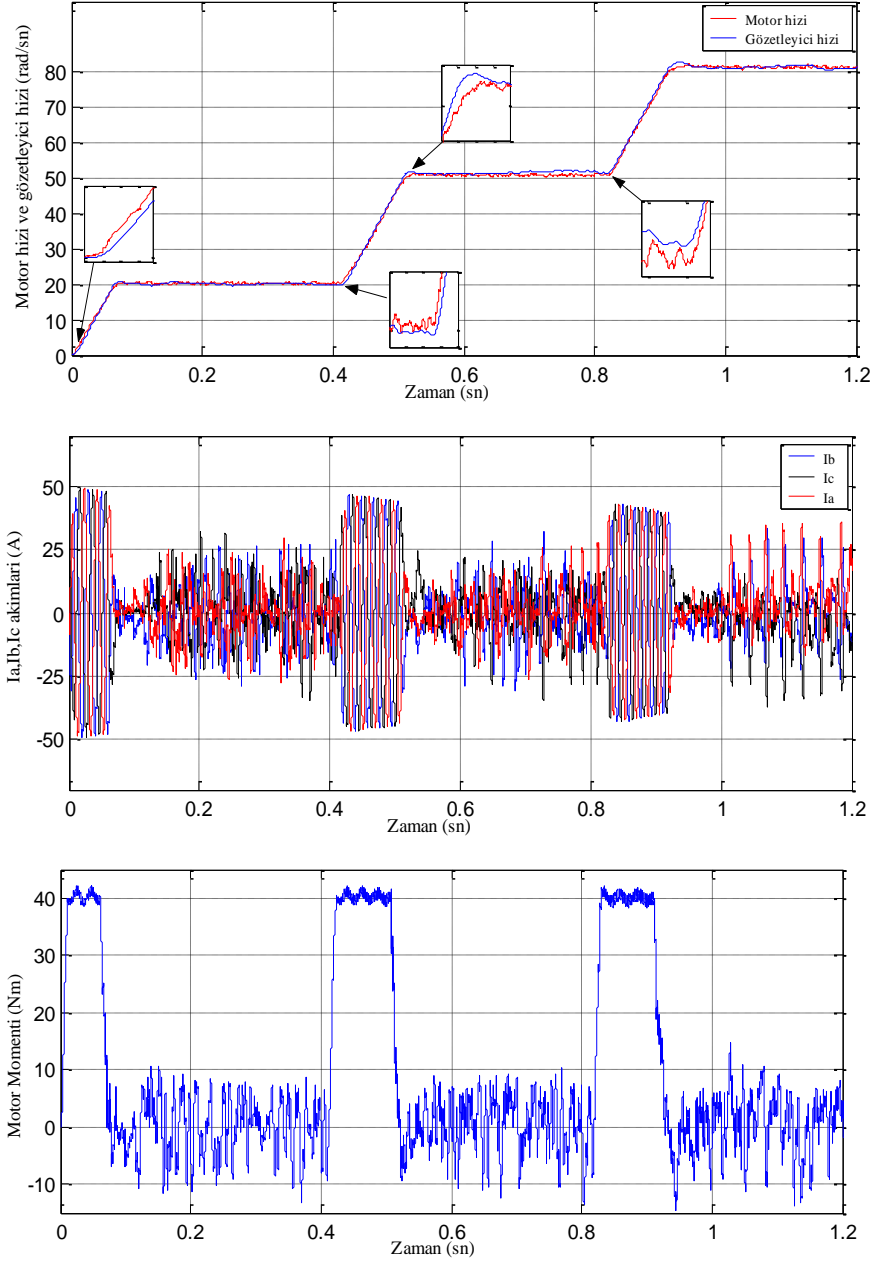


Şekil 11. a) +/-100 rad/sn kare dalga referans hızı karşı, gözetlenen hız ve motor hızı cevabı
b) +/-100 rad/sn kare dalga referans hızda, motorun a,b,c akımları değişimi
c) +/-100 rad/sn kare dalga referans hızda, motor momenti değişimi



Şekil 12. a) +/-100 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyot hareketi, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı
b) +/-50 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyot hareketinde, motorun a,b,c akımları değişimi
c) +/-50 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyot hareketinde, motor momentini değişimi

Şekil 11' deki referans hızın bir periyotunda gözetleyici hızı ve motor hızı cevapları ile motor akımları ve motor momentini şekil 12' de verilmiştir.



Şekil 13. a) Kademeli olarak artırılan referans hız değerine karşı, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı
b) Kademeli olarak artırılan referans hız değerinde, motorun akımları değişimi
c) Kademeli olarak artırılan referans hız değerinde, motor momentini değişimi

Son olarak, sırası ile 20-50-80 referans hız değerleri kademeli olarak sisteme uygulanmış, motorun ve gözetleyicinin hız cevabı ile motorun a,b,c akımları ve ürettiği momentin değişimi Şekil 13' teki grafiklerde gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi, gözetlenen hız gerçek hızı oldukça başarılı bir şekilde izlemektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, KMK kullanan gözetleyici tabanlı olarak asenkron motorun algılayıcısız hız kontrolü için Matlab/Simulink'te benzetim modeli oluşturulmuştur. KMK kullanılarak oluşturulan gözetleyici ile motorun hızı, akısı, akımı, zaman sabiti, gerilimi ve akım bilgileri kestirilmiş ve kapalı çevrim bir kontrol sisteminde bu gözetleyicinin performansı gözlenmiştir. Gözetleyicinin akım ve akı kestiriminin başarısı grafiklerde rahatlıkla görülebilmektedir fakat kapalı çevrim hız kontrol sisteminde bu kestirimlerde oluşan hatalar sebebiyle hız kontrolünün zorlaştığı görülmüştür. Hız

kestiriminde kullanılan KMK yönteminin özelliği ve kullanılan kayma yüzeyi denklemlerden dolayı, akım ve akı kestirimindeki hatalar ne kadar azaltılırsa hız o kadar iyi takip edilebilmektedir.

Kaynaklar

1. Kayışlı K. 2004. Asenkron Motorun Kayma Mod Algılayıcısız Hız Kontrolü. Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Elazığ.
2. Sarıoğlu M., Kemal, Gökaşan M., Boğosyan S.. 2003. *Asenkron Makinalar ve Kontrolü*, Birsan Yayınevi.
3. Skvarenina Timothy L. 2002. *Power Electronics Handbook*, CRC Press.
4. Gedikpınar M. 2002. Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Kayma Mod Gözlemleyicili Algılayıcısız Hız Kontrolü, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora tezi, Ankara.
5. Slotine J.J. and Liu T.S. 1991. *Aplied Nonlinear Control*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.
6. Utkin V., Guldner J. and Shi J. 1999. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor&Francis.
7. Boldea Ion, Nasar Syed A. 2002. *The Induction Machine Handbook*, CRC Press.
8. Jansen Patrick L., 1993, The Integration of State Estimation, Control and Design for Induction Machines, University of Wisconsin-Madison, Doctor of Philosophy.
9. Şahin C. 1997. Asenkron Motorlar için Algılayıcısız Akı Gözlemleyicisi ve Kontrolü, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, İstanbul.