

Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motorun Moment Dalgalanmasının Azaltılması için Akı Bölgelerinin Kaydırılması

Sensorless Flux Region Modification of DTC Controlled IM for Torque Ripple Reduction

Yavuz Üser¹, Kayhan Gülez², Şükrü Özen³

¹ Teknik Bilimler MYO, ³ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Akdeniz Üniversitesi yuser@akdeniz.edu.tr, sukruozen@akdeniz.edu.tr

> ² Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Yıldız Teknik Üniversitesi gulez@yildiz.edu.tr

Özet

Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) hazır bir inverter anahtarlama tablosu kullanarak akının ve elektromanyetik torkun doğrudan bağımsız olarak kontrol edilmesini sağlar. Burada akım ve gerilim için herhangi bir karmaşık hesaplama işlemine gerek yoktur. Ancak anahtarlama tablosundan seçilen her stator gerilim vektörü, istenen akı ve momenti üretemez. Bu da moment ve akı üzerinde dalgalanmaları azaltacak bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntemde, klasik doğrudan moment kontrolündeki akı bölgeleri kaydırılmış DMK ve klasik DMK ile karşılaştırılmıştır. Asenkron motorun hızı Model Referans Adaptif Sistem (MRAS) ile kestirilmiştir. MRAS hız kestirimli sensörsüz Klasik DMK ve akı bölgeleri kaydırılmış DMK' nın simülasyon sonuçları kıyaslanmıştır.

Abstract

A Direct Torque Control (DTC) drive allows direct and independent control of flux linkage and electromagnetic torque by the selection of optimum inverter switching tables. There is no need for any complex transformation of current or voltage. However, each vector selected from the switching table cannot produce the required accurate stator voltage vector to provide the desired torque and flux. This results in the production of ripples in the torque as well as flux waveforms. In this study, we propose a method to reduce torque and flux fluctuations. In this method, the flux region of conventional DTC model are modificated and is compared to conventional DTC method. Speed is estimated from MRAS. The conventional MRAS-based sensorless DTC and the flux region modification method are simulated and the comparison of their practice performances is presented.

1. Giriş

Asenkron motorlar basit yapıları az bakım gerektirmeleri fiyatlarının ucuzluğu, sağlam yapıları, yüksek güç/ağırlık oranına sahip olmaları ve her türlü ortam koşullarında çalışabilmeleri gibi üstün özellikleri nedeni ile geçmişten günümüze endüstrinin kullandığı elektrik tahrik sistemleridir. Asenkron motorları kontrol etmek için birçok farklı yöntem denenmiştir. Yıllarca asenkron motor kontrolü vektörel kontrol yöntemleri ile yapılmıştır. Ancak, güncel eğilim doğrudan moment kontrolü ve bunun geliştirilmesidir. Çünkü basit yapısı, hızlı olması ve daha birçok avantajı vardır. Sinüs-üçgen karşılaştırması veya histerezis akım kontrolü gibi PWM oluşturma yöntemine ihtiyaç yoktur. Herhangi mekanik sensör veya kompleks bir algoritma kullanmaya ihtiyaç duymadan moment hesaplanabilir. Çok hızlı dinamik moment cevabı vardır.

Doğrudan moment kontrolünde akı ve momenti birbirinden bağımsız hale getirmek için koordinat dönüsümüne ve gerilim dekublaj bloklarına ihtiyaç yoktur. Ancak doğrudan moment kontrolü yapılırken amaç moment ve akıyı istenen değer de kontrol ederken, motor uçlarındaki akımın ve gerilimin herhangi harmonik gürültü icermemesi ve ideal bir sünüs eğrisi istenir. Bunu klasik DMK' daki akı bölgelerinde aktif vektörlerin anahtarlaması ile yapmak yeterli değildir. Bir kaç anahtarlama vektörü ile istenen moment elde edilebilir ama anahtarlanan voltaj vektörü genelde gerekli momentten ya daha az yada daha fazla moment üretir. Bunun sonucunda moment ve akı da dalgalanmalar meydana gelir[1]. Uzay vektör modülasyonu kullanarak inverter anahtarlama frekansını arttırarak momentteki dalgalanmaları azaltılmaya calışılmıştır.[2]-[3]. Fakat bu yaklaşım karmasık hesaplamalar gerektirir.

Bu çalışmada, akı bölgeleri kaydırılmış sensörsüz DMK yöntemi ele alınacaktır. Öncelikle klasik DMK yöntemi gösterilecek, ardından yeni yöntem ile moment dalgalanmasının azaltılması incelenecektir. Optimum voltaj vektörünün seçilmesi için yeni anahtarlama tablosu ve MRAS hız kestirimi şeması ile denklikleri verilecektir. Sensörsüz klasik DMK ile sensörsüz yeni önerilen DMK' nın simülasyon sonuçları ve performansları karşılaştırılacaktır.

2. Klasik DMK Yöntemi

Doğrudan moment kontrol yöntemi, hesaplanan akı ve moment değerlerini verilen referans değerlerine getirmek için momentteki hatayı hızla gideren bir yöntemdir. Şekil 1' de blok şeması görülen DMK, bir anahtarlama çizelgesi ile inverter' a bağlı güç elemanlarını anahtarlayarak moment kontrolünü gerçekleştirir[4].



Sekil 1: Doğrudan moment kontrol Blok şeması [5]

Doğrudan moment kontrolü için gerekli denklikler α - β eksen takımındaki motor modelinden hareketle çıkartılabilir. Motorun statorundan ölçülen akım ve gerilimler yardımı ile stator akısı, momenti, stator akı sektör bölgesi gibi aşağıdaki hesaplamalar yapılabilir.

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \tag{1}$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt}$$
⁽²⁾

$$T_e = p\left(i_{s\alpha}i_{s\beta} - i_{s\beta}i_{s\alpha}\right) \tag{3}$$

$$\psi_{s\alpha} = \int \left(v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \right) dt \tag{4}$$

$$\psi_{s\beta} = \int \left(v_{s\beta} - R_s \, i_{s\beta} \right) dt \tag{5}$$

$$\left|\vec{\psi}_{s}\right| = \sqrt{\left(\psi_{s\alpha}^{2} + \psi_{s\beta}^{2}\right)} \tag{6}$$

Burada, Rs stator faz direnci, p kutup çifti sayısı, $i_{s\alpha}$, $is\beta$, $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$, $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, σ - β ekseninde akım, akı ve gerilimi, T_e ise momenti gösterir. Stator akısı ve momentin genliği yukarıdaki eşitlikler ile hesaplanır. Ardından referans stator akı genlik değeri ile hesaplanan akı değeri karşılaştırılır. Elde edilen hata iki seviyeli histeresiz denetleyiciye verilir. Eğer hata pozitif ise bu, stator akı genliğinin arttırılması gerektiği anlamına gelir ve d ψ_s =1 olur. Eğer hata negatif ise bu, stator akı genliğinin azaltılması gerektiği anlamına gelir ve d ψ_s =0 olur. İki seviyeli histeresiz akı karşılaştırıcısının çıkışı d ψ_s aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$d\psi_{s} = 1 \quad \text{icin} \quad \left|\overline{\psi}_{s}\right| \leq \left|\overline{\psi}_{ref}\right| - \left|\Delta\psi_{s}\right|$$

$$d\psi_{s} = 0 \quad \text{icin} \quad \left|\overline{\psi}_{s}\right| \geq \left|\overline{\psi}_{ref}\right| + \left|\Delta\psi_{s}\right|$$
(7)

Rotor referans hızı, geri beslemeden gelen MRAS ile hesaplanan hız değeri ile karşılaştırılır ve uygun PI denetleyici yardımıyla referans moment değerine dönüştürülür. Referans moment de istenen referans moment değeri ile karşılaştırılarak, elde edilen hata üç seviyeli bir histeresiz denetleyiciye verilir. Eğer hata pozitif ise bu, momentin arttırılması gerektiği anlamına gelir ve dt_e =1 olur. Eğer hata negatif ise bu, momentin azaltılması gerektiği anlamına gelir ve dt_e =-1 olur. Eğer hata sıfır ise bu, momentin sabit kalması gerektiği anlamına gelir ve dte =0 olur. Üç seviyeli histeresiz moment karşılaştırıcının çıkışı dt_e aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$dt_{e} = 1 \quad \text{için } \left| t_{e} \right| \leq \left| t_{ref} \right| - \left| \Delta t_{e} \right|$$

$$dt_{e} = -1 \quad \text{için } \left| t_{e} \right| \geq \left| t_{ref} \right| + \left| \Delta t_{e} \right|$$

$$dt_{e} = 0 \quad \text{için } \left| t_{ref} \right| - \left| \Delta t_{e} \right| \leq \left| t_{e} \right| \leq \left| t_{ref} \right| + \left| \Delta t_{e} \right|$$
(8)

Anahtarlama işlemi Şekil 2' de görüldüğü gibi statora uygulanan gerilim, $V_i(Sa,Sb,Sc)$ (i=0,1,2...7), 8 ayrı anahtarlamadan oluşan 8 farkı gerilim vektöründen biri seçilerek gerçekleştirilir. 6 anahtarlama seviyesi dışında, uygulandığında çıkışında bir gerilim üretmeyen $V_0(0,0,0)$ ile $V_7(1,1,1)$ seviyeleri vardır[3].



Şekil 2: Uzay Voltaj Vektörleri ve Akı Bölgeleri

Şekil 2' deki gibi stator akı vektörünün birinci bölgede olduğu varsayılır ve saat yönünün tersine döndüğü düşünülürse Şekil 3' te görüldüğü gibi moment ve stator akısındaki artma ve azalma durumları için altı aktif vektör arasından seçim yapılır. Şekil 3'te stator akısı 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momentte nasıl etki ettiği gösterilmektedir.

Histerezis kontrolcünün dte ve d ψ s çıkışları ile stator akısının bulunduğu bölge saptandıktan sonra stator akısının saat yönünün tersine dönmesi için Çizelge 1 kullanılarak en uygun anahtarlama vektörü seçilmeye çalışılır [6]. Bu çizelgenin çıkışı motoru süren inverterin anahtarlama vektörüdür.



Şekil 3: Birinci bölgede bulunan stator akısı için gerilim vektörlerinin akı ve momente etkisi

Çizelge 1: Saat yönünün tersi dönüş sağlaması için anahtarlama yapısı

		θ(1)	θ(2)	θ(3)	θ(4)	θ(5)	θ(6)
$d\psi_s=0$	$dt_e = 1$	V ₅	V_1	V ₃	V ₂	V ₆	V_4
	$dt_e = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$dt_e^{=-1}$	V ₆	V_4	V ₅	V_1	V ₃	V ₂
$d\psi_s = 1$	$dt_e = 1$	V_1	V ₃	V ₂	V ₆	V_4	V ₅
	$dt_e = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$dt_e^{=-1}$	V ₂	V ₆	V_4	V ₅	V_1	V ₃

3. Önerilen DMK Yöntemi

Klasik DMK kontrol algoritmasında sektörler arası geçiş esnasında temel harmonik periyodunda özellikle akının yükselmesi gereken anlarda histerezis band sınırının altına düşmektedir. Özellikle düşük hızlarda stator akısının genliği her sektör değişiminde akı bandı aralığı dışına çıkmaktadır. Önerilen yöntem ise, stator akı çemberine ait bölgeler arası geçişlerde, ilgili bölgenin önceden belirlenen açı kadar yaklaşımıdır. Böylece akı bölgesi döndürülmekte ve akı uzay vektörü bir sonraki bölgede olmasına rağmen, bir önceki bölgeye ait aktif gerilim vektörü belirli bir süre daha uygulanmakta ve bu şekilde stator akı genliği istenen değere ulaşmaktadır. Şekil 4' de birinci ve ikinci bölgenin 30°'lik dönmesi sonucu yeni oluşan bölgeler görülmektedir[7]. Klasik DMK yönteminde gerilim vektörlerinin seçimi sadece iki histerezis kontrolör çıkışlarına ($d\psi_s$ ve dt_e) ve stator akı uzay vektörünün acısına (θ_s pozisyonuna) bağlıdır.

Buradaki histerezis kontrol çıkışları ile uygulanan gerilim vektörü d ekseni bileşeni v_d ve teğet q ekseni bileşeni v_q arasında özel bir ilişki vardır. Eğer v_d>0 ise stator akı genliğinde bir yükselme olacak ve aynı zamanda v_q>0 ise momentte hızla bir artış olacaktır. Buna göre Şekil 3'deki gibi stator uzay akı vektörü başlangıçta ikinci bölgedeki A₀ pozisyonunda bulunsun ve saat ibresinin tersi yönünde dönüyor olsun. Bu durumda, akının genliğinin histerezis bandın alt sınırında olduğu şekilde görülmektedir.



Şekil 4: Klasik DMK ve kaydırılmış DMK stator akı bölgeleri

Bu nedenle akının genliğini arttırmak gerekmektedir ilgili pozisyona çekecek en uygun vektör V2 vektörüdür. Bu vektör uygulandığında stator akısının pozisyonu, A₀'dan A₁ konumuna taşınmış olur. Ancak akının genliği hala referans değere ulaşmamaktadır. Ve bunu sağlayacak başka bir gerilim vektörü de yoktur. Bu durum, uygulanan gerilim vektörünün akı üzerindeki v_d bileşenin çok küçük olmasından dolayı kaynaklanmaktadır. Aynı zamanda v_q bileşeni oldukça büyük olduğundan momentte hızlı bir artış ortaya çıkmaktadır. Klasik DMK yöntemine göre moment histerezis kontrolü bu durumda çıkışı dte=0 vermektedir. Çizelge 1'de görüldüğü gibi kontrolör sıfır voltaj vektörünü seçecek ve böylece zaten düşük olan akı genliği daha da düşecektir. Yeni oluşturulacak bölgeleriyle akı düşük hızlarda akıdaki azalma engellenebilir[8]. Şekil 3'den de görüldüğü gibi akı A1 konumundan başladığı için düşüşü ortadan kalkar ve akı uzay vektörü A1 pozisyonundan A2 pozisyonuna taşınır. Böylece akı düşüşü engellenmiş olur. Akı bölgelerinin kaydırılması ile yeni oluşacak anahtarlama yapısı çizelge 2'de verilmektedir.

Çizelge 2: Saat yönünün tersi dönüş için değiştirilmiş yeni anahtarlama yapısı

		θ(1)	θ(2)	θ(3)	θ(4)	θ(5)	θ(6)
$d\psi_s=0$	$dt_e = 1$	V_6	V ₂	V ₃	V_1	V ₅	V_4
	$dt_e = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$dt_e^{=-1}$	V_4	V_6	V ₂	V ₃	V_1	V ₅
$d\psi_s = 1$	$dt_e = 1$	V ₃	V_1	V ₅	V_4	V_6	V ₂
	$dt_e = 0$	V_0	V_7	V_0	V ₇	V_0	V ₇
	$dt_e^{=-1}$	V_1	V_5	V_4	V_6	V ₂	V ₃

4. Model Referans Adaptif Sistem (MRAS)

MRAS tekniği sensörsüz asenkron motorlarda ilk kez Schauder tarafından kullanılmıştır[9]. Bundan sonra birçok makalenin konu başlığı olmuştur[10,11]. Şekil 5' de MRAS basit şeması görülmektedir. Şema referans model, ayarlanabilir model ve de adaptasyon mekanizmasından oluşmaktadır. Referans model bilinmeyen parametre değerleri ile beraber gerçek sistem değerlerini içerir. x_d ve x_q durum değişkenleridir(rotor veya stator akısı vb.). Adaptif model referans model ile aynı yapıya sahiptir fakat bilinmeyen parametrelerden biri ayarlanabilir parametredir. adaptif modelin çıkışındaki bilinmeyen parametreli durum değişkenleridir. Adaptasyon mekanizması referans ve ayarlanabilir model arasındaki hata değeri ϵ_d ve ϵ_q ' yu kullanarak bilinmeyen parametreyi kestirir. Buradaki bilinmeyen parametre ω_r rotor hızıdır. Tatmin edici değer



alınana kadar ayarlanabilir model, kestirilen parametreyle güncellenir. Burada adaptasyon mekanizması PI denetleyicidir.



Şekil 5: MRAS temel yapısı

4.1. Rotor Hız Kestirimi

Yukarda da bahsedildiği gibi burada iki model karşılaştırılmaktadır. Bu iki modelin hata çıktısı bir PI denetleyiciye verilerek hata payı sıfıra düşürülmek istenmektedir. Hız kestirimi yapmak için kullanılan denklikler $\psi_{r\alpha}$, $\psi_{r\beta}$ akı denklikleridir. Referans denklik (9) ve (10) kullanılarak, rotor akı hesaplamasında kullanılan adaptif denklik (11) ve (12)' den de ω_r ifadesi çekilmektedir.

Referans Model:

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int \left(v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \right) dt - L_s i_{s\alpha} \right]$$
(9)

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int \left(v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \right) dt - L_s i_{s\beta} \right]$$
(10)

Adaptif Model:

$$\hat{\psi}_{r\alpha} = \frac{1}{T_r} \int \left(L_m i_{s\alpha} - \hat{\psi}_{r\alpha} - \omega_r T_r \hat{\psi}_{r\beta} \right) dt \tag{11}$$

$$\hat{\psi}_{r\beta} = \frac{1}{T_r} \int \left(L_m i_{s\beta} - \hat{\psi}_{r\beta} - \omega_r T_r \hat{\psi}_{r\alpha} \right) dt \tag{12}$$

Burada, T_r rotor zaman sabiti, L_s stator endüktansı, L_r indirgenmiş rotor endüktansı, L_m mıknatıslanma endüktansıdır. Şekil 6' da görüldüğü gibi hız ayar sinyali $\varepsilon_{\omega} = \text{Im}(\psi_r \hat{\psi}_r) = \psi_{r\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \hat{\psi}_{r\beta}$ bir PI denetleyiciye verilerek rotor hızı kestirilir. Adaptasyon mekanizmasının girişi ε_{ω} girişi sıfır oluncaya kadar döngü devam eder[12].



Şekil 6: Akı denklikleri ile hız kestirimi

Hata sıfır olduğunda gerçek rotor hızı ($\hat{\omega}_r$) tespit edilmiştir. Hız kestirimi aşağıdaki denklikle ifade edilebilir.

$$\hat{\omega}_r = K_p \varepsilon_\omega + K_i \int \varepsilon_\omega dt \tag{13}$$

Bu ifadedeki Kp ve Ki değerleri iyi bir performans için ayarlanmalıdır. Aşağıdaki şekilde akı bazlı MRAS rotor hız kestirimcinin şeması verilmektedir.



Şekil 7: Akı bazlı MRAS hız kestirim şeması

5. Simülasyon Sonuçları

Klasik DMK ile akı bölgeleri kaydırılmış sensörsüz DMK simüle edilmiş ve sonuçları karşılaştırılmıştır. Simülasyonda kullanılan parametreler Ek-A' da, Simulink şeması ise Ek-B' de verilmiştir. Şekil 8–13 arasında geçiş ve kararlı durumdaki analizleri görülmektedir. Hız kestirimi açıklandığı gibi MRAS ile yapılmıştır. Kararlı durumda yüksek genlikli dalgalanmalar yok olmuştur. Akım ve gerilim dalga şekillerindeki osilasyon sayısı azalmıştır. Hız kestirimi referans hız değerini yeterli doğrulukta takip etmektedir. Klasik DMK yöntemine göre



sensörsüz akı bölgelerinin kaydırılmış DMK yöntemi akı ve moment üzerinde gözle görülür azalma sağlamıştır.



400 600 Frequency (Hz) (a) 800

1000



Şekil 13: Motor A Fazı Akımı Spektrumu (a)Klasik (b)Önerilen DMK

6. Sonuç

Bu çalışmada, sensörsüz hız tahmini yapılarak, harici hız sensörü kullanmaya gerek kalmamıştır. Klasik DMK yöntemindeki akı bölgeleri incelenmiş ve moment üzerindeki dalgalanmaların azaltılması için akı bölgeleri kaydırılmıştır. Her iki yöntemin akım, gerilim, akı, moment grafikleri karşılaştırılmış ve hız, akı tabanlı MRAS ile kestirilmiştir. Momentteki dalgalanma 1,3Nm azalmıştır. Akı cemberinde yöntem uygulandıktan sonra referans akı değerine hemen ulaşmış ve 0.8Wb civarında klasik DMK' ya göre daha az akı dalgalanmasıyla bir daire oluşturmuştur. Motor a fazına bağlanmış spektrum analizörünün ekranı görülmektedir. Yöntem uygulanmadan önce akım harmoniklerinin %7.3 THD ile 1kHz civarında harmoniklerin yoğunlaştığı görülmektedir. Yöntem uygulandıktan sonra THD' nin %4.8 'e düştüğü görülmektedir. 1kHz'de bulunan harmoniklerden nerede ise arındığı görülmektedir. Sonuçlara bakılarak, akı bölgelerinin kaydırılması ve anahtarlama tablosunun değiştirilmesi ile akı ve momentteki dalgalanmaların azaldığı görülmektedir. Literatürde akı bölgelerinin kaydırılması yöntemi mevcuttur. Burada bu yönteme MRAS hız kestirici eklenmiştir. MRAS ile kestirilen hız tatmin edici şekilde referans hızı izlemektedir.

7. Kaynaklar

[1] X. Li, R. Duke and S. Round., "Development of a threephase three-level inverter for an electric vehicle", Australasian Universities PowerEngineering Conf., 1999, Darwin, Australia, pp. 247-251.

[2] Sarıoğlu M. K., "Elektrik Makinalarının Temelleri I", ITÜ, Elektrik-Elektronik Müh. Fakültesi, 1984.

[3] Sarioglu M.K., "Gokasan M., Bogosyan S., Asynchronous Machines and it's Control", Birsen Publishing, ISBN 975-511-343-6, 2003.

[4] Vasudevan M., Arumugam R., "New Direct Torque Control Scheme of Induction Motor for Electric Vehicles".

[5] Parekh R., "AC Induction Motor Fundamentals", Microchip Technology Inc., AN887,U.S.A., 2003.

[6] Luukko, J., "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines -Analysis and Implementation", Diss. Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Stockholm, 2000.

[7] Okumuş, H.,İ., "Improved Direct Torque Control of Induction Machine Drives", PhD Thesis, University of Bristol, July, UK, 2001. [8] Mei, C.G., Panda, S.K., Xu, J.X. ve Lim, K.W., "Direct Torque Control of Induction Motor-Variable Switching Sectors", Proc. of the 3rd Power Electronics and Drive Systems, Proceedings of the IEEE International Conference, 1999, 1:80-85.

[9] Schauder, C., "Adaptive Speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", IEEE Tran.Ind.Applic., 5(IA-22): 965-970, 1999.

[10] Cirrincione, M. and M. Pucci, "Sensorless direct torque control of an induction motor by a TLS-based MRAS observer with adaptive integration", Automatica, 11(41): 1843-1854, 2005.

[11] Kojabali,H.M., L. Chang and R. Doraismi, "A MRAS based adaptive pseudo-reduced order flux observer for sensorless induction motor drivers", Elec. Power Components Systems, 4(20):930-937, 2005.

[12] Kraiem, H., Ben Hamed, M., Sbita, L. ve Naceuraldulkrim, M., "DTC Sensorless Induction Motor Drives Based on MRAS Simultaneous Estimation of Rotor Speed Stator Resistance", International Journal of Electrical and Power Engineering, 2(5):306-313,2008.

[13] SIMULINK Dynamic System Simulation for MATLAB Modeling, Simulation, Implementation, The MathWorks, Inc. Natick, Massachusetts, USA, 2010.

Teşekkür- Bu çalışma, Akdeniz Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetim birimi tarafından desteklenmiştir.

Ek A

Aşağıda kullanılan motor parametreleri ve alınan referans değerler ve örnekleme periyodu verilmiştir.

Ek B

Aşağıda asenkron motorun sensörsüz doğrudan moment kontrolü (DMK) simulink şeması vardır.

