

Asenkron Motorun Histeresiz Denetleyici Tabanlı Doğrudan Moment Denetimi

Ahmet GÜNDOĞDU^{1*}, Beşir DANDIL², Fikret ATA³

¹Batman Üniv. Teknoloji Fak. Elektronik-Haberleşme Mühendisliği, Batman

²Fırat Üniv. Teknoloji Fak. Mekatronik Mühendisliği, Elazığ

³Fırat Üniv. Mühendislik Fak. Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Elazığ

*ahmet.gundogdu@batman.edu.tr

(Geliş/Received: 11.10.2016 ; Kabul/Accepted: 24.02.2017)

Özet

Bu çalışmada iki seviyeli gerilim kaynaklı bir eviriciden beslenen 3-fazlı bir asenkron motorun, Doğrudan Moment Denetim (DMD) yöntemi kullanılarak akı ve moment denetimi gerçekleştirilmiştir. Akı ve momentin birbirinden bağımsız denetimi için iki ayrı histeresiz denetleyici kullanılmıştır. Evirici çıkışında uygun gerilim vektörlerinin seçimi için oluşturulan anahtarlar tablosu ile histeresiz denetleyici yapıları detaylı olarak açıklanmıştır. Sisteme ilişkin Matlab/Simulink'te oluşturulan benzetim modeli kullanılarak farklı hız ve yük değerleri için sonuçlar alınmıştır. Alınan sonuçlardan, hem geçici hem de sürekli durumda motorun yüksek dinamik performans gösterdiği, stator akı bileşenleri ile motor akımlarının sinüsoidal yapıda olduğu, akı ile momentin belirlenen referans değerleri etrafında başarılı bir şekilde denetlenebildiği gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Doğrudan Moment Denetimi, Histeresiz Denetleyici, Vektör Denetim.

Direct Torque Control Based on Hysteresis Controller of Asynchronous Motor

Abstract

In this study, flux and torque control of 3-phase asynchronous motor fed by a two level voltage source inverter by using Direct Torque Control (DTC) technique is simulated. Hysteresis controller was used to decouple control of flux and torque. Switching table for selection of suitable voltage vectors at inverter output and hysteresis controller structures are detailed. The control system has been modeled in Matlab/Simulink and simulation results have been obtained for different speed and load conditions. From the simulation results it has been demonstrated that flux and torque is controllable within reference hysteresis bands, a high dynamic performance in steady state and transient operating conditions are obtained from the asynchronous motor and motor currents and stator fluxes are sinusoidal.

Keywords: Direct Torque Control, Hysteresis controller, Vector Control.

1. Giriş

Asenkron motorlar basit yapı, dayanıklılık, düşük maliyet ve daha az bakım gibi üstünlükleri ile endüstride geniş bir alanda kullanılmaktadır. Ancak yüksek kuplajlı ve nonlineer yapısı yüksek performanslı denetim süreçlerinde bir problem olarak karşımıza çıkmaktadır. Asenkron motorların kullanıldığı *ac* sürücü sistemlerde denetim işlemi skaler veya vektörel olarak gerçekleştirilir. Skaler denetim yöntemi, basit yapıya sahip olmakla beraber düşük dinamik performans gösterir.

Yüksek performanslı *ac* sürücü sistemler, genelde vektör denetim (VD) olarak adlandırılan

ileri denetim yöntemleri ile gerçekleştirilir. Alan Yönlendirmeli Denetim (AYD) ve Doğrudan Moment Denetimi (DMD) olarak adlandırılan yöntemler *ac* sürücülerde yaygın olarak kullanılan vektör denetim yöntemleridir[1,2]. Her iki yöntemde de akı ile moment birbirinden ayrışık olarak denetlenebilir ve bunun bir sonucu olarak motordan hem geçici hem de sürekli durumda yüksek hız ve moment cevabı elde edilebilir[3].

Temel kuramı 1971 yılında Blaschke[4] tarafından geliştirilen alan yönlendirmeli denetim yöntemi, 3-fazlı bir asenkron motorun stator akımlarının motorun akı ve moment üreten akım bileşenlerine ayrıştırılarak akının ve momentin

Asenkron Motorun Histeresiz Denetleyici Tabanlı Doğrudan Moment Denetimi

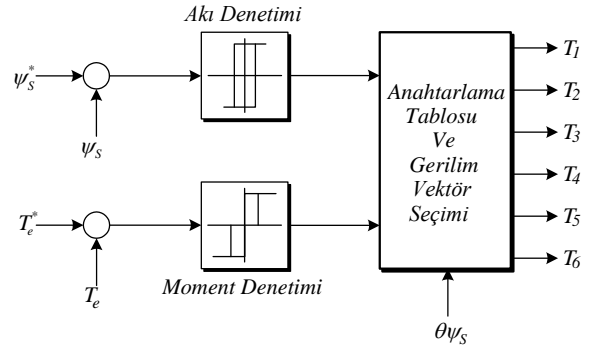
birbirinden bağımsız olarak denetimi esasına dayanır[5,6]. Yüksek dinamik performansa sahip olmakla beraber bu yöntemin gerçekleştirilmesi yüksek doğrulukta eksen dönüşümlerinin yapılmasını, alan yönlendirmenin tipine bağlı olarak akı vektörünün açısının doğru bir şekilde tahmin edilmesini ve pek çok karmaşık hesaplamaların yapılmasını gerektirir[7]. Bu yöntem ayrıca motor parametrelerindeki değişimlere oldukça duyarlıdır[8]. Süreç iyileştirme bakımından bütün bunların bir sonucu olarak hem asenkron motordan hızlı moment cevabı elde etmek, motor parametrelerine olan bağımlılığı ve işlemsel karmaşıklığı azaltmak ve hem de farklı motor tipleri[9-12] üzerine yapılan pek çok farklı çalışma vardır[13,14].

Bunlar arasında, DMD yöntemi ile ilgili ilk çalışmalar 1986'da Takahashi[15] ve 1988'de Depenbrock[16] tarafından yapılmıştır. Akı ve moment hatalarına göre histeresiz denetleyiciler tarafından seçilen uygun gerilim vektörleri motora uygulanır. Basit yapılı[17], dayanıklı ve yüksek dinamik performansa sahiptir[18-24]. Motor parametrelerinden sadece stator sargı direncine bağımlıdır dolayısı ile parametre değişimlerine daha az duyarlıdır. Hız veya konum algılayıcı gerektirmez[7,13]. Bu avantajlarının yanı sıra histeresiz denetimden dolayı akı, moment ve akımlarda yüksek dalgalanmalar görülür. Rotor hızına, yük momentine ve histeresiz bant genişliklerine bağlı olarak değişken anahtarlama frekansı ve stator akı tahmininde karşılaşılan zorluklar gibi dezavantajlara da sahiptir[25-30]. Gerçek uygulamalarda stator akımlarının ölçümünde genel olarak galvanik izolasyonlu akım ve gerilim sensörleri kullanılır[31,32]. Geleneksel DMD algoritması üzerine yapılan bazı çalışmalar[33-38]'de ve kontrollü güç kaynağı olarak kullanılan evirici topolojileri üzerine yapılan bazı çalışmalar da[39-44]'de verilmiştir.

2. Doğrudan Moment Denetim Yöntemi

Doğrudan moment denetim yönteminde motorun gerçek akısı ψ_s ve gerçek momentini T_e , motorun ölçülebilen büyüklükleri olan stator 3-faz akım ve gerilimlerinin ani değerleri kullanılarak hesaplanır[45,46]. Hesaplanan bu değerler ile akı ve momentin referans değerleri olan ψ_s^* ve T_e^* karşılaştırılarak momentte ve akıda oluşacak hataları doğrudan giderecek olan bir anahtarlama dizisi elde edilir[47,48]. Bu

anahtarlama dizisi ile uygun gerilim vektörleri bir anahtarlama tablosundan seçilerek evirici anahtarlanır[19]. Böylece akı ve momentte oluşabilecek değişimler yani hatalar anında düzeltilerek motordan hızlı bir akı ve moment cevabı elde edilir.



Şekil 1. Doğrudan moment denetimine ilişkin prensip şeması.

Temel prensip şeması şekil 1'de verilen doğrudan moment denetimli bir sürücü sistem, kontrollü güç kaynağı olarak gerilim kaynaklı evirici, akı ve moment tahmin bloğu, akı ve moment denetimi için iki adet histeresiz denetleyici ile anahtarlama tablosundan oluşmaktadır.

3. Stator Akısı ve Motor Momentinin Hesaplanması

Akı ve momentin birbirinden bağımsız olarak denetimini gerçekleştirebilmek için asenkron motorun sabit eksen takımındaki α - β modelinden yararlanır. Stator akısı ve motor momentini, geri besleme için hesaplanması gerekli olan motor parametreleridir. Sabit eksen takımında motora ait stator gerilimi, stator akısı ve elektromanyetik moment ifadeleri denklem (1-6) da verilmiştir.

$$V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \quad (1)$$

$$V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \quad (2)$$

$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (3)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (4)$$

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (5)$$

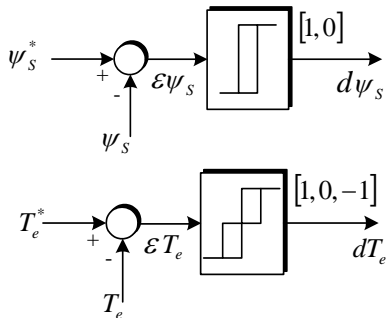
$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{s\alpha} I_{s\beta} - \psi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (6)$$

Burada R_s stator sargı direnci, ψ_s stator akısı ve T_e motorun ürettiği elektromanyetik momenttir. Stator akısının α - β bileşenlerinin hesaplanması, hem momentin hesaplanması hem de en uygun gerilim vektörlerinin seçimi için gereklidir. Stator akı vektörünün konumunun tam olarak bilinmesine gerek yoktur. Sadece bulunduğu bölgenin bilinmesi yeterlidir[49]. Akı vektörünün bulunduğu bölgenin belirlenmesi için denklem (7) 'den yararlanılır.

$$\theta_{\psi_s} = \tan^{-1} \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \quad (7)$$

4. Akı ve Momentin Histeresiz Denetimi

Doğrudan moment denetim yönteminde, motorun ürettiği akıyı ve momentini birbirinden bağımsız bir şekilde istenilen referans değerlerinde sabit tutmak için belirli bir bant genişliğine sahip histeresiz denetleyiciler kullanılır. Basit yapı ve hızlı cevap verme özelliğine sahiptir. Uygun gerilim vektörlerinin seçiminde, seçilen gerilim vektörlerinin uygulanma sürelerinin belirlenmesinde önemli rol oynar. Akı denetimi için iki-seviyeli, moment denetimi için üç-seviyeli histeresiz denetleyici yapıları Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2. Akı ve moment histeresiz denetleyici yapısı.

Denetleyiciler, girişlerindeki hatanın (\mathcal{E} 'un) değişimine bağlı olarak [1,0] ve [1,0,-1] sayısal çıkışları üretir ve bu çıkışlar en uygun gerilim vektörlerinin seçiminde kullanılmak üzere

anahtarlama tablosuna giriş olarak verilir. Gerçek motor akısı referans değerinin altına düştüğü zaman akıyı arttırmak için denetleyici çıkışı $d\psi_s=1$, akı referans değerini aştığı zaman akıyı azaltmak için denetleyici çıkışı $d\psi_s=0$ olarak kabul edilir.

$$d\psi_s = \begin{cases} 1, & |\psi_s| \leq \psi_s^* - \Delta\psi_s \\ 0, & |\psi_s| \geq \psi_s^* + \Delta\psi_s \end{cases}$$

Motor momentini, referans değerinin altına düştüğü zaman momentini arttırmak için denetleyici çıkışı $dT_e=1$, momentini azaltmak için $dT_e=-1$ ve motor momentini verilen referans değere eşit veya histeresiz denetleyicinin $2\Delta T_e$ bant aralığında ise bu durumda da denetleyici çıkışı $dT_e=0$ olarak belirlenir.

Pozitif dönüş yönü için

$$dT_e = \begin{cases} 1, & T_e \leq T_e^* - \Delta T_e \\ 0, & T_e \geq T_e^* \end{cases}$$

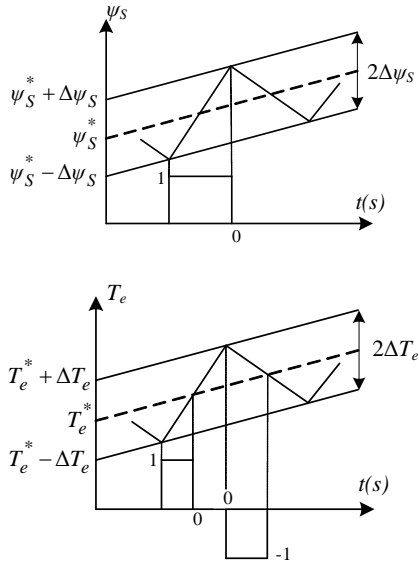
Negatif Dönüş yönü için

$$dT_e = \begin{cases} -1, & T_e \leq T_e^* - \Delta T_e \\ 0, & T_e \leq T_e^* \end{cases}$$

Denetleyicilerin bant genişlikleri, akı ve momentin gerçek değerini referans değer etrafındaki $2\Delta\psi_s$ ve $2\Delta T_e$ bant aralığında tutacak şekilde seçilir. Şekil 3'de motorun gerçek akı ve momentinin belirlenen bant aralığındaki değişimi ve bu değişime bağlı olarak denetleyici çıkışının alacağı sayısal değerler gösterilmiştir.

Motorun dinamik davranışını doğrudan etkileyeceğinden her iki denetleyici için de seçilecek olan bant genişliği en uygun değerde olmalıdır. Akı denetleyici bant genişliğinin büyük tutulması, motor akımlarındaki dalgalanmaları arttıracığından harmonik kayıplara yol açar. Küçük tutulması ise motor akımlarını sinüsoidale yaklaştırır. Moment denetleyici bant genişliğinin büyük tutulması eviricinin anahtarlama frekansını ve dolayısıyla anahtarlama kayıpları azaltır ancak yüksek moment dalgalanmalarına ve akustik gürültülere neden olur.

Asenkron Motorun Histeresiz Denetleyici Tabanlı Doğrudan Moment Denetimi



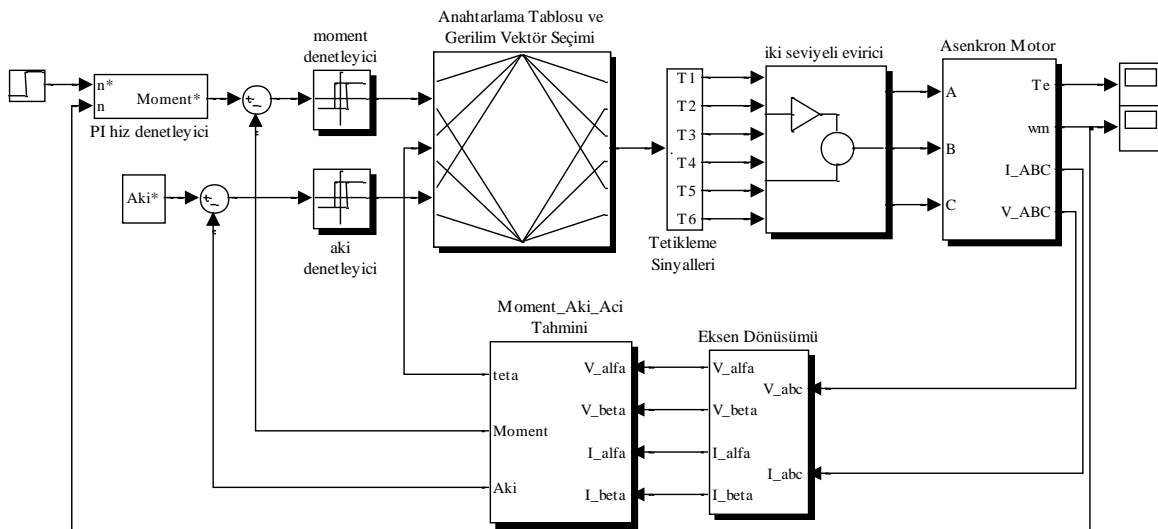
Şekil 3. Akı ve moment histeresiz bant yapıları ve sayısal çıkışları.

5. Benzetim Sonuçları

3-fazlı bir asenkron motorun doğrudan moment denetimine ilişkin Matlab/Simulink[50] blok diyagramı şekil 4'deki gibidir. Referans akı değeri, gerçek motor parametrelerine göre 0.8 wb olarak hesaplanmıştır. Verilen bu denetim yapısına göre geri besleme olarak kullanılan rotor hızı ile referans hız karşılaştırıldıktan sonra elde edilen hız hatası bir PI denetleyici tarafından işlenerek motorun referans moment değeri elde edilmiştir. Geçici durumlarda

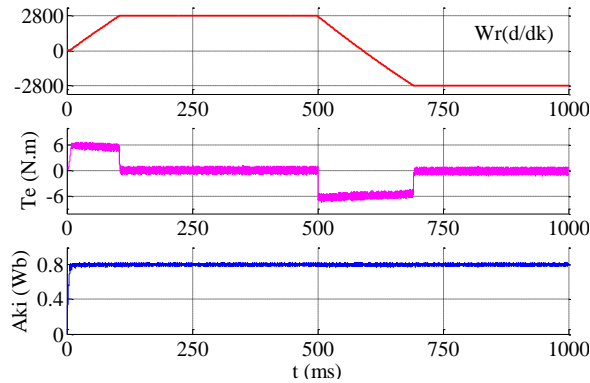
motorun dinamik performansını arttırmak için bu referans moment değeri, nominal motor momentinin yaklaşık 1.6 katı olacak şekilde 6 N.m ile sınırlandırılmıştır. Denetleyici parametrelerinden $K_p=0.3$ ve $K_i=0.005$ sabit katsayılı parametreler seçilmiştir. Motor sargı direnci $R_s=8.231\Omega$, eylemsizlik katsayısı $J=0.0019 \text{ kg.m}^2$, sürtünme katsayısı $B=0.000263 \text{ N.m.s}$, 50 Hz , 380 V , $2P=2$. Yapılan benzetim çalışmalarında örnekleme periyodu $T_s=50\mu\text{s}$ olarak alınmıştır. Akı denetleyici bant genişliği $\pm 0.01 \text{ Wb}$ ve moment denetleyici bant genişliği $\pm 0.03 \text{ N.m}$ olarak belirlenmiştir. Motorun gerçek akı ve momentini, belirlenen bu bant aralıklarında histeresiz denetleyiciler tarafından sabit tutulacak şekilde akı ve moment denetimini birbirinden bağımsız olarak gerçekleştirilmiştir.

Şekil 4'deki blok diyagramı üzerinden farklı hız ve yük değerleri için yapılan benzetim sonuçları aşağıdaki grafiklerle verilmiştir. Şekil 5'de, yüksüz çalışma durumunda $\pm 2800 \text{ d/dk}$ olarak verilen referans hızlardaki rotor hızı, motor momentini ve stator akısı grafikleri yer almaktadır. Motor verilen referans hızları düzgün bir şekilde takip etmektedir. Referans hızları yakalama süreleri içinde motor maksimum moment üreterek sürekli duruma daha hızlı bir şekilde ulaşmaktadır. Referans hız değişimlerinde referans hız ile gerçek motor hızı arasındaki hız hatası, bir PI hız denetleyici tarafından işlenerek motorun maksimum moment üretmesi sağlanır.

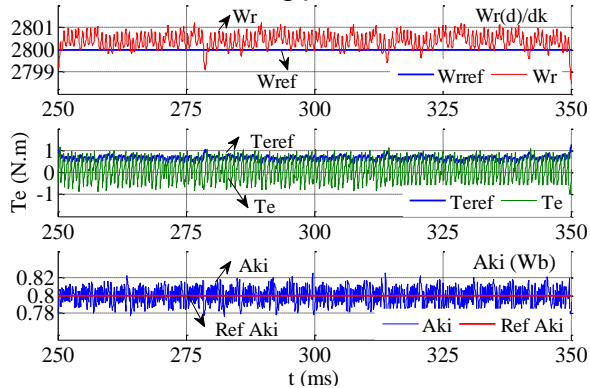


Şekil 4. Doğrudan moment denetimine ilişkin Matlab/Simulink blok diyagramı.

Sürekli durumda motorun ürettiği moment ise motorun boş çalışma kayıplarını karşılayacak değerde olup sifıra yakındır. +2800 d/dk'dan -2800d/dk yönündeki ters hareketi sırasında motor önce ileri yönde yavaşlama (ileri yönde frenleme) daha sonra ters yönde hızlanma (geri yönde motor) gerçekleştirerek verilen -2800d/dk'lık referans hıza kısa sürede ulaşmıştır 0.5'nci saniyede -2800 d/dk olarak verilen referans hıza bağlı olarak motor bu andan itibaren -2800 d/dk hıza ulaşmaya kadar negatif moment üretmektedir. Denklem 5 ile her an için hesaplanan gerçek stator akısı ψ_s ise $\psi_{ref}=0.8$ wb'lik referans akıyı çok küçük dalgalanmalar ile başarılı bir şekilde izlemektedir.



Şekil 5. ± 2800 d/dk referans hızlarda hız, moment ve akı değişimleri.

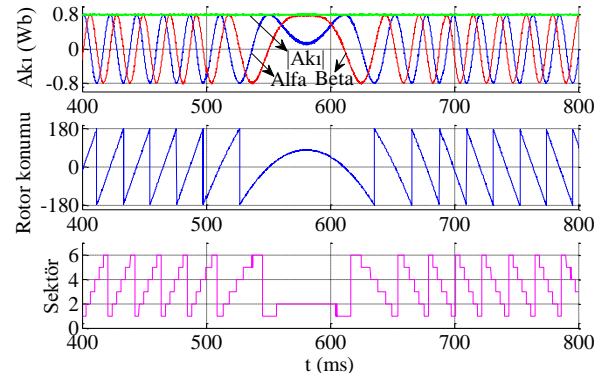


Şekil 6. ± 2800 d/dk referans hızlarda (250-350 ms aralığındaki) hız, moment ve akı değişimleri.

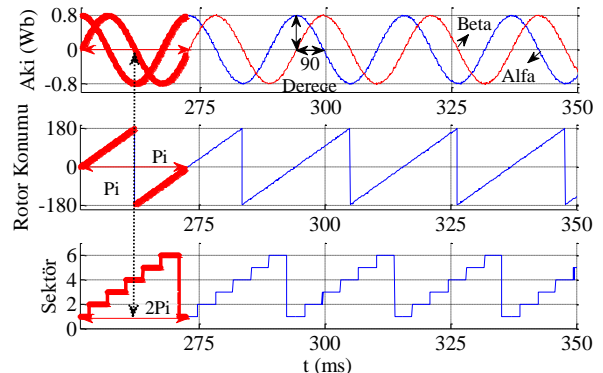
Şekil 6'da 2800 d/dk devirde boşta çalışan motorun sürekli çalışma durumuna ait hız, moment ve akı grafikleri verilmiştir. Motor verilen referans hızı yaklaşık 0.5 d/dk'lık yani % 0.017 gibi çok küçük bir hız hatası ile başarılı bir şekilde takip etmektedir. Aynı şekilde motor boşta çalıştığı için motorun ürettiği moment boş çalışmadaki demir kayıplarını karşılayacak değerde olup sifıra yakındır ve referans momenti düzgün bir şekilde takip etmektedir. Stator akısı

ise akı histeresiz denetleyici bandı içerisinde kalacak şekilde 0.8 wb'lik referans akıyı başarılı bir şekilde izlemektedir. Ancak her üç grafikte de hızda, momentte ve akıda dalgalanmalar mevcuttur. Doğrudan moment denetim yöntemin en belirgin ve en önemli sakıncalarından bir tanesi meydana gelen bu dalgalanmalardır. Hem geçici durum hem de sürekli durumda motorun ürettiği moment ve akı, verilen referans değerleri etrafındaki $2\Delta T$ ve $2\Delta\psi$ bant aralığı içerisinde kalmıştır.

Denklem 3 ve 4 ile elde edilen α - β ile akıları ile bunların vektörel toplamından oluşan ve denklem 5 ile her an için hesaplanan stator akısı $|A_{ki}|$, şekil 7'de detaylı olarak gösterilmiştir. Burada α - β akıları düzgün bir sinüsoidal yapıya sahiptir. Şekil 7'de ayrıca $t=500$ ms 'de referans hız pozitif 2800 d/dk'dan negatif 2800 d/dk'ya doğru giderken bu süre içerisinde α - β stator akılarının, rotor konumunun ve stator akı vektörünün içinde bulunduğu sektörlerin düzenli değişim gösterdiği görülmektedir.



Şekil 7. ± 2800 d/dk referans hız değişimindeki α - β akıları, rotor konum değişimi ve sektör değişimleri.



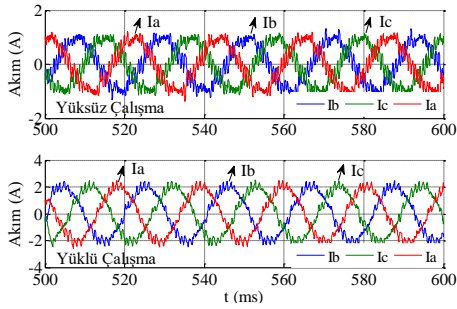
Şekil 8. 250-350 ms aralığındaki α - β stator akıları, rotor konum değişimi ve sektör değişimleri.

Şekil 7'de verilen grafiklerin 250 ms ile 350 ms arasındaki değişimleri büyütülerek şekil 8'de verilmiştir. İleri yönde motor olarak çalışma

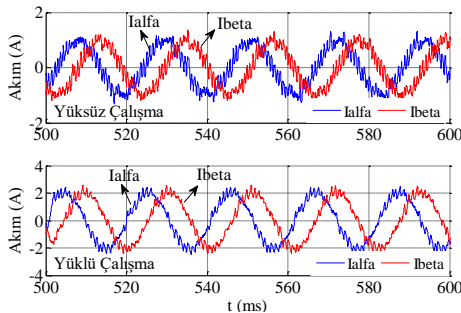
Asenkron Motorun Histeresiz Denetleyici Tabanlı Doğrudan Moment Denetimi

durumuna ait verilen bu grafiklerde motor uçlarına uygulanan 3-faz gerilimlerinin denklem 1 ve 2 yardımı ile 2 faz değerlerine dönüştürülmesi ve daha sonra denklem 3 ve 4 yardımı ile integralinin alınması ile elde edilen α - β stator akılarının düzgün sinüsoidal yapıda olduğu ve aralarında 90° faz farkı olduğu açıkça görülmektedir.

Bir periyotluk akı değişiminin olduğu her bir bölgede rotor -180° ile $+180^\circ$ arasındaki $(360^\circ$ veya $2\pi)$ 1 devrlik turunu tamamlamaktadır. Yine aynı periyot içerisinde stator akı vektörü, 6 sektörden oluşan dairesel akı yörüngesini 1'den 6'ya kadar adım adım takip etmektedir. 2800 d/dk hızda yüksüz ve yüklü çalışma durumlarına ilişkin sürekli durumdaki stator akımları şekil 9'da verilmiştir. Her iki çalışma durumuna ilişkin motor akımları genel itibarı ile sinüsoidal formda olup harmonikli bir yapıya sahiptir. Yükün filtreleme özelliğinden dolayı yüklü çalışma durumundaki motor akımları harmonik içerik ve dalgalanma bakımından daha düzgündür. Şekil 9'daki aynı hız ve yük şartlarında elde edilen α - β stator akımları şekil 10'da yer almaktadır. Motorun şebekeden çektiği 3-fazlı şebeke akımlarında olduğu gibi α - β akımları da sinüsoidal formda olup harmonik içerik ve dalgalanma bakımından benzer özellikler taşımaktadır.

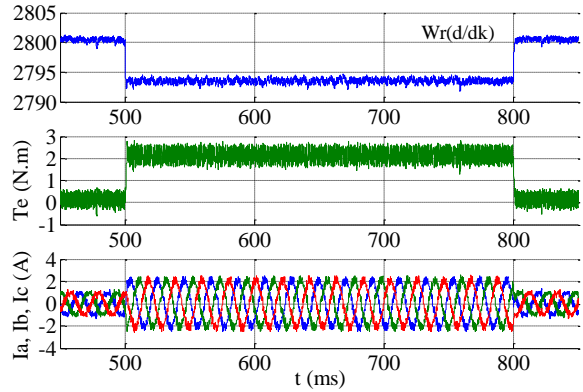


Şekil 9. +2800 d/dk referans hızda yüksüz ve yüklü durum için 3 faz stator akımları.



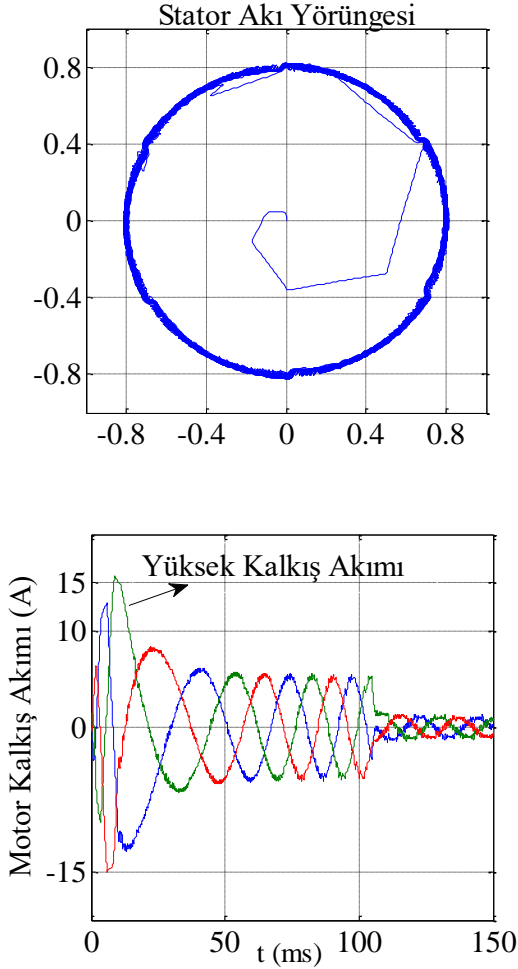
Şekil 10. +2800 d/dk referans hızda yüksüz ve yüklü durum için α - β stator akımları.

2800 d/dk sabit hız ile dönmekte olan motorun miline $t=500-800$ ms aralığında maksimum motor momentinin %53.7'si oranındaki $T_L=2$ N.m lik bir yük bindirilmiştir. Bu aralıktaki hız, moment ve akım değişimleri şekil 11'de verilmiştir. Motorun yüklenmesi ile birlikte motor hızında yaklaşık % 0.21'lik ihmal edilebilir bir düşüş olmuştur. Yüklenme ile birlikte motorun ürettiği moment, sürtünme ve vantilasyon kayıpları ile $T_L=2$ N.m'lik yükü karşılayacak değerdedir ve grafikte görülmektedir. Benzer şekilde yüklenme ile birlikte motorun şebekeden çektiği I_a , I_b , I_c akımları da doğal olarak artmıştır. Sinüsoidal değişim gösteren α - β stator akı bileşenlerinin oluşturduğu stator akı vektörünün dairesel düzlemdeki değişimi şekil 12'de gösterilmiştir. Kalkış esnasında stator akısı sıfırdan nominal değeri olan 0.8 wb'e kadar artmaktadır. Akı ile birlikte motor momenti maksimum değerine ulaştıktan sonra akı 0.8 wb'lik referans akı etrafında belirlenen $2\Delta\psi$ bant aralığında değişim gösterecek şekilde dairesel yörüngeyi takip etmektedir.



Şekil 11. +2800 d/dk referans hızda, $T_L=2$ N.m yük altında hız, moment ve motor akımları.

Şekil 12'de ayrıca motorun kalkış akımlarının değişimi de yer almaktadır. Herhangi bir akım sınırlaması yapılmadığından dolayı motor ilk kalkınma anında şebekeden aşırı akım çekmektedir. Doğrudan moment denetim yönteminin diğer sakıncalarından bir tanesi de bu yüksek kalkış akımlarıdır.



Şekil 12. Dairesel akı yörüngesi ile yüksek kalkış akımları.

4. Sonuç

Yapılan benzetim çalışmasında asenkron motorun histeresiz denetleyici tabanlı doğrudan akı ve moment denetimi gerçekleştirilmiştir. Farklı hız ve yük değerleri için alınan sonuçlardan motorun akı ve momentinin birbirinden bağımsız olarak denetlenebilir olduğu gösterilmiştir. Basit yapılı, dayanıklı ve yüksek dinamik performansa sahip olmakla beraber bu yöntemin en büyük dezavantajı akım, akı ve momentte görülen dalgalanmalar ile yük ve hız şartlarına bağlı olarak değişen anahtarlama frekansıdır. Eviricinin maksimum anahtarlama frekansını aşmayacak şekilde histeresiz denetleyicilerin bant genişliği azaltılarak, bu dalgalanmaların genliği azaltılabilir. Motorun dinamik davranışını doğrudan etkileyeceğinden her iki denetleyici için de seçilecek olan bant genişliği en uygun değerde olmalıdır. Akı denetleyici bant genişliğinin büyük tutulması

motor akımlarındaki dalgalanmaları arttıracığından harmonik kayıplara yol açar. Küçük tutulması motor akımlarını sinüsoidal forma yaklaştırır. Moment denetleyici bant genişliğinin büyük tutulması eviricinin anahtarlama frekansını ve dolayısıyla anahtarlama kayıpları azaltır ancak yüksek moment dalgalanmalarına ve akustik gürültülere neden olur. Sonuç olarak doğrudan moment denetim yöntemi, yüksek dinamik performans gerektiren sürücü uygulamalarında uygulanması kolay ve esnek bir denetim yöntemi olup geniş hız aralıklarında kararlı bir yapıya sahiptir. Bu çalışma ile vektör denetim yöntemlerinden olan doğrudan moment denetim yönteminin basit ama yüksek performanslı denetim yapısı detaylı olarak incelenerek avantaj ve dezavantajları açıklanmıştır. Ayrıca α - β sabit eksen takımındaki zamandan bağımsız denklem takımlarını ve dönüşüm matrislerini kullandığı için alan yönlendirmeli diğer vektör denetim yöntemlerine göre daha az işlemsel yük gerektirdiğinden dolayı basit ve ucuz mikrodenetleyiciler ve kontrolörler ile kolaylıkla gerçekleştirilebileceği vurgulanmıştır.

5. Kaynaklar

1. Casadei, D., Profumo, F., Serra, G., Tani, A. (2002). FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control. IEEE Transactions on Power Electronics. **Vol:17**, No:5, 779-787.
2. Hoang, L. H. (1999). Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor Drives. In Conference Recordings of IEEE 34th IAS Annual Meeting, **Vol. 2**, 1245-1252.
3. Wei, X., Chen, D., Zhao, C. (2004). Minimization of Torque Ripple of Direct-Torque Controlled Induction Machines by Improved Discrete Space Vector Modulation. Electric Power Systems Research, 103-112.
4. Blaschke, F. (1971). A New Method for the Structural Decoupling of AC Induction Machines. In Conference Recordings IFAC, Germany, 1-15.
5. Dandil, B. (2004). Sinirsel Bulanık Denetleyicilerle Asenkron Motorun Dayanıklı Hız Denetimi. Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
6. Gündoğdu, A., Altun, H. (2016). Matris Konverterden Beslenen Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolünün Sayısal Benzetimi. Batman Üniversitesi, Yaşam Bilimleri Dergisi, **Cilt 6, Sayı 2/2**, s41-58.
7. Lijun H., Siwei C., Yi D., Ronald G.H., Thomas G. H. (2015). Stator Temperature Estimation of

- Direct-Torque-Controlled Induction Machines via Active Flux or Torque Injection. *IEEE Transaction On Power Electronics*, **Vol. 30**, No. 2, pp888-899.
8. Huangang, W., Wenli, X., Geng, Y., Jian, L. (2005). Variable-Structure Torque Control of Induction Motors Using Space Vector Modulation. *Electrical Engineering*, **87**: 93-102
 9. Patel, C., Ramchand, R., Gopakumar, K. K., and Kazmierkowski, M. P. (2012). Fast direct torque control of an open-end induction motor drive using 12-sided polygonal voltage space vectors. *IEEE Trans. Power Electron.*, **vol. 27**, **no. 1**, pp. 400–410.
 10. Zhang, Y., Zhu, J. (2011). Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency. *IEEE Trans. Power Elect.*, **26(1)**, pp.235–248.
 11. Zhang, Y., Zhu, J. (2011). A novel duty cycle control strategy to reduce both torque and flux ripples for DTC of permanent magnet synchronous motor drives with switching frequency reduction. *IEEE Trans. Power Electron.*, **26(10)**, pp.3055–3067.
 12. Hoang, K. D., Zhu, Z. Q., Foster, M. P. (2011). Influence and compensation of inverter voltage drop in direct torque-controlled four-switch three-phase PM brushless AC drives. *IEEE Trans. Power Electronics.*, vol. 26, no. 8, pp. 2343–2357.
 13. Metidji, B., Taib, N., et al. (2012). Low-Cost Direct Torque Control Algorithm for Induction Motor Without AC Phase Current Sensors. *IEEE Transaction On Power Electronics*, **27(9)**, pp4132-4139.
 14. Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Zarri, L. (2006). Assessment of Direct Torque Control for Induction Motor Drives. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, **54(3)**, 237-254
 15. Takahashi, I., Noguchi, T. (1986). A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.22, No.5, 820-827.
 16. Depenbrock, M. (1988). Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machines. *IEEE Trans. on Power Electronics*, **3(4)**, 420-429.
 17. Zaid, S. A., Mahgoub, O. A., El-Metwally, K. (2010). Implementation of a new fast direct torque control algorithm for induction motor drives. *IET Electr. Power Appl.*, **4(5)**, pp. 305–313.
 18. Tarkiainen, A., Pyrhönen, J. (2012). Maximum modulation index of direct torque control with circular flux trajectory. *IET Power Electron.*, **5(4)**, pp. 477–484.
 19. Jidin, A., Idris, N.R.N., Yatim, A.H., Sutikno, T., Elbuluk, M. (2011). An optimized switching strategy for quick dynamic torque control in dtc hysteresis-based induction machines. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **58**, (8), pp. 3391–3400
 20. Casadei, D., Grandi, G., Serra, G., Tani, A. (1994). Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines. *Conf. Record IECON'94*, 299–304.
 21. Kaboli, S., Vahdati-Khajeh, E., Zolghadri, M.R. (2006). Probabilistic Voltage Harmonic Analysis of Direct Torque Controlled Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics* **21(4)**, 1041–1052.
 22. Casadei, D., Grandi, G., Serra, G., Tani, A. (1994). Switching Strategies in Direct Torque Control of Induction Machines. *Conf. Rec.ICEM'94*,204–209.
 23. Tiitinen, P., Pohjalainen, P., Lalu, J. (1995). The Next Generation Motor Control Method:Direct Torque Control (DTC). *EPE Jour.***5(1)**,14–18.
 24. Kazmierkowski, M.P., Buja, G. (2003). Review of Direct Torque Control Methods for Voltage Source Inverter-Fed Induction Motors. *IECON '03*, 981–991.
 25. Kazmierkowski, M.P., Tunia, H. (1994). *Automatic Control of Converter-Fed Drives*. Amsterdam, The Netherlands : Elsevier.
 26. Kazmierkowski, M.P., Kasproicz, A.B. (1995). Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **42(4)**, 344–350.
 27. Damiano, A., Vas, P., et al. (1997). Comparison of Speed-Sensorless DTC Induction Motor Drives. In *Proc. PCI M, Nuremberg, Germany*, 1–11.
 28. Buja, G. (1998). A New Control Strategy of the Induction Motor Drives: The Direct Flux and Torque Control. *IEEE Ind. Elect. Soc*, **45**, 14–16.
 29. Vas, P. (1998). *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford, U.K.,Oxford Univ. Press.
 30. Grabowski, P.Z., Kazmierkowski, M.P., Bose, B.K., Blaabjerg, F. (2000). A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter Fed Induction Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **47(4)**, 863-870.
 31. Foo, G., Rahman, M. F. (2009). Direct torque and flux control of an IPM synchronous motor drive using a backstepping approach. *IET Elect. Power Appl.*, **3(5)**, pp. 413–421.
 32. Haque, M.E., Rahman, M.F. (2009). Incorporating control trajectories with the direct torque control scheme of interior permanent magnet synchronous motor drive. *IET Elect. Power Appl.*, **3(2)**, pp.93–101.
 33. Idris, N.R.N., Yatim, A.H.B.M. (2004). Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **51(4)**, pp. 758–767.

34. Hajian, M., Soltani, J., Markadeh, G. A., Hosseinnia, S. (2010). Adaptive nonlinear direct torque control of sensorless IM drives with efficiency optimization. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **57(3)**, pp. 975–985.
35. Zhifeng, Z., Renyuyan, T., Boadong, B., Dexin, X. (2010). Novel direct torque control based on space vector modulation with adaptative stator flux observer for induction motors. *IEEE Trans. Magn.*, **46(8)**, pp. 3133–3136.
36. Shyu, K.K., Lin, J. K., Pham, V. T., Yang, M. J., Wang, T. W. (2010). Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives. *IEEE Trans. Ind. Elect.*, **57(9)**, pp.3148–3156.
37. Jidin, A.B., Idris, N.R.N., Yatim, A.H.B.M., Elbuluk, M. E., Sutikno, T. (2012). A wide-speed high torque capability utilizing overmodulation strategy in DTC of induction machines with constant switching frequency controller. *IEEE Trans. Power Electron.*, **27(5)**, pp. 2566–2575.
38. El Badsı, B., Bouzidi, B., Masmoudi, A. (2013). Bus-clamping based DTC: An attempt to reduce harmonic distortion and switching losses. *IEEE Trans. Ind. Elect.*, **60(3)**, pp. 873–884.
39. Azab, M., Orille, A. L. (2001). Novel flux and torque control of induction motor drive using four switch three phase inverter. In *Proc. IEEE Annu. IECON, Denver, CO, USA*, **2**, pp. 1268–1273.
40. Lee, K. B., Blaabjerg, F. (2008). Sensorless DTC-SVM for induction motor driven by a matrix converter using a parameter estimation strategy. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **55(2)**, pp. 512–521.
41. Kazem, L., Zolghadri, M.R. (2009). Direct torque control of four-switch three phase inverter fed induction motor using a modified SVM to compensate dc-link voltage imbalance. In *Proc. IEEE Int. Conf. EPECS, Sharjah, UAE*, pp. 1–6.
42. Zhang, Y., Zhu, J., Zhao, Z., Xu, W., Dorrell, D. G. (2012). An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive. *IEEE Trans. Power Electron.*, **27(3)**, pp. 1502–1513.
43. El Badsı, B. (2013). Six-switch inverter emulation based DTC strategy dedicated to three-switch inverter-fed induction motor drives. *Comput.Math. Elect. Electron. Eng. (COMPEL)*, **32(1)**, pp. 289–301.
44. El Badsı, B., Bouzidi, B., Masmoudi, A. (2013). DTC scheme for a fourswitch inverter fed induction motor emulating the six-switch inverter operation. *IEEE Trans. Power Elect.*, **28(7)**, pp.3528–3538.
45. Bertoluzzo, M., Buja, G., Menis, R. (2006). Direct torque control of an induction motor using a single current sensor. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **53(3)**, pp. 778–784.
46. Peralta-Sanchez, E., Al-rifai, F., Schofield, N. (2009). Direct torque Control of permanent magnet motors using a single current sensor. In *Proc. Electr. Mach. Drives Conf., Miami, FL*, **3–6**, pp. 89–94.
47. Madishetti, S., Bhuvaneshwari, G., Singh, B. (2013). Improved power quality converter for direct torque control-based induction motor drives. *IET Power Electron.*, **6(2)**, pp.276–286.
48. Bose, B.K. (2007). *Modern power electronics and AC drives* (Pearson Prentice Hall, 4th edition.)
49. Gündoğdu, A. (2012). *Asenkron Motorlarda Moment Dalgalarının Sinirsel Bulanık Ağlar İle Azaltılması*. Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
50. Math Works MATLAB R for Microsoft Windows, Mass, 1995.