

Tek-Fazlı Asenkron Motorların Dolaylı Rotor Alan Yönlendirmeli Denetimi

Servet TUNCER^{1*}, Hanifi GÜLDEMİR¹, Selma TUNCER²

¹Fırat Üniversitesi, Teknoloji Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Elazığ

²Elazığ İl Milli Eğitim Müdürlüğü, Hıdır Sever Anadolu Lisesi, Elazığ

*stuncer@firat.edu.tr

(Geliş/Received:02.02.2017; Kabul/Accepted:24.02.2017)

Özet

Tek-fazlı asenkron motorlar; ucuz ve basit yapılı olmaları sebebi ile hem endüstriyel sahada hem de evlerde birçok sistem ve düzenek içerisinde yoğun olarak kullanılmaktadırlar. Bu makalede, tek-fazlı asenkron motorların verimini düşürmeden yol verme momentini artıracak bir sürücü yaklaşımı önerilmiştir. Bunun için motorun matematiksel modeli oluşturularak dolaylı rotor alan-yönlendirme metoduna göre hız denetimi gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında yapılmıştır. Farklı referans hız değerleri ve yük momenti değişimlerine göre motorun referans hız değerlerini takip etme başarımı incelenmiştir.

Anahtar kelimeler: Tek-Fazlı Asenkron Motor, Vektör Denetimi, Dolaylı Rotor-Alan Yönlendirmeli Denetim, DGM evirici.

Indirect Rotor Field-Oriented Control of Single-Phase Induction Motors

Abstract

Because of cheap and simple design, single-phase induction motors are extensively used both industrial and domestic applications in several electro-mechanical systems. In this paper, a single-phase induction motor drive increased the starting torque without reducing the efficiency of the motor is proposed. For this aim, mathematical model of the motor is obtained and its speed control is realized via indirect rotor field-oriented method. Simulation studies are realized in MATLAB/Simulink environment. The speed tracking performance of the motor is investigated according to the different speed reference values and load disturbances.

Keywords: Single-Phase Induction Motor, Vector Control, Indirect Rotor Field-Oriented Control, PWM Inverter.

1. Giriş

Tek-fazlı asenkron motorlar; üç-fazlı gerilimin olmadığı ev içi aletlerde, bürolarda ve endüstrideki düşük güçlü uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bu uygulamalarda kullanılmalarının başlıca sebepleri; üretim teknolojilerinin gelişmiş ve yerleşmiş olması, basit ve dayanıklı bir yapıya sahip olmaları nedeniyle az arıza yapmaları, bakım gerektirmemesi ve işletme maliyetlerinin düşük olmasıdır [1-5]. Bu motorların yapısı gereği yol almada kullanılan yardımcı sargı ve/veya kondansatörler, motor nominal hızına eriştikten sonra bir merkezkaç anahtarı veya elektromekanik röleler yardımıyla devreden çıkartılmaktadır. Ancak merkezkaç anahtarında mekanik hareketli parçaların olması ömrünü

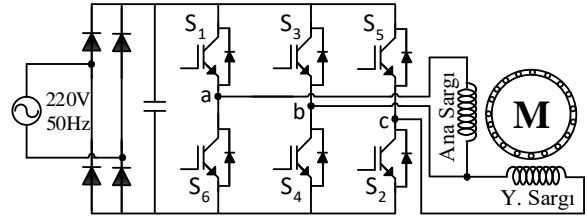
sınırlandırmakta ve arıza yapma olasılığını artırmaktadır. Ayrıca, çevresel etkilere (toz, kimyasal etkiler v.b.) karşı hassas olan merkezkaç anahtarı, motor hacminin büyük tutulmasını gerektirmektedir. Bütün bunlara ek olarak, merkezkaç anahtarı sadece belirli hızda işlevini yerine getirdiğinden, besleme gerilimindeki değişikliklere karşı cevap verme yeteneği bulunmamaktadır [4].

Son yıllarda, enerji maliyetlerindeki artış ve yarı iletken güç anahtarların fiyatlarındaki azalmalar araştırmacıları en etkin sürücü şemalarını geliştirmeye yönlendirmiştir. Literatürde, düşük güçlü yüksek performanslı tek-fazlı asenkron motorlar için farklı evirici topolojileri önerilmiştir [6-8]. Bu topolojilerde kullanılan güç elektroniği devre elemanlarının kontrol edilmesiyle motora uygulanan gerilimin

denetimi sağlanarak hız denetimi gerçekleştirilmektedir. Yapılan ilk çalışmalarda, AA hat kömütasyonlu tristörler kullanılmıştır. Ancak tristör elemanı içeren topolojilerde; geride güç faktörü, hem motor sargılarında ve hem de kaynak gerilimi/akımında harmonik bozulmalar ve motora güç akışının süreksizliği gibi bir takım dezavantajları mevcut olmaktadır [7]. Günümüzde hat kömütasyonlu AA kıyıcıların yerini Darbe Genişlik Modülasyonlu (DGM) işaretler ile denetlenen AA kıyıcı devreler almaktadır. DGM denetimli AA kıyıcılar, tristör teknolojili AA kıyıcılar ile kıyaslandığında; sinüzoidal giriş-çıkış akım/gerilim dalga şekilleri, daha küçük giriş-çıkış filtre parametreleri, iyileştirilmiş giriş güç faktörü, daha iyi bir geçici cevap karakteristiği ve harmonik içeriklerde önemli bir azalma sağlanabilmektedir. Şekil 1’de tek-fazlı asenkron motorun ana ve yardımcı sargılarını evirici üzerinden beslemek için en sık kullanılan iki-faz çıkışlı DGM evirici topolojisi verilmiştir.

Sürücü beslemeli motorlar, başlangıç ve daimi kondansatörler olmadan asimetrik iki-fazlı makine gibi davranmaktadırlar. Yüksek performanslı düşük güçlü tek-fazlı motor sürücü sisteminin geliştirilmesi ile yüke daha yüksek kalitede elektromanyetik moment sağlanmasının yanı sıra değişken frekanslı çalışma mümkün kılınarak uygulamanın verimliliği iyileştirilmektedir[3]. Etkin sürücü topolojileri geliştirilmesinin yanında bu motorları denetlemek için literatürde birçok denetim strateji önerilmiştir [9-13]. Bunlar arasında vektör denetimi etkin ve pratik olabilecek bir yöntemdir. Tek-fazlı asenkron motorlar için vektör denetimi; rotor akı denetimi [9,11,12,13], stator akı denetimi [9,10] ve doğrudan moment denetimi [9,11] yöntemlerinden birinin kullanılması ile gerçekleştirilmektedir.

Bu makalenin amacı, evirici üzerinden beslenen tek-fazlı asenkron motorun vektör denetim stratejisi kullanılarak hız denetiminin gerçekleştirilmesidir. Benzetim çalışmaları ile motorun referans hız değişikliklerinde ve yüklemelerindeki hız, moment ve akım değişimleri verilerek önerilen dolaylı rotor alan-yönlendirmeli denetimin performansı incelenmiştir.



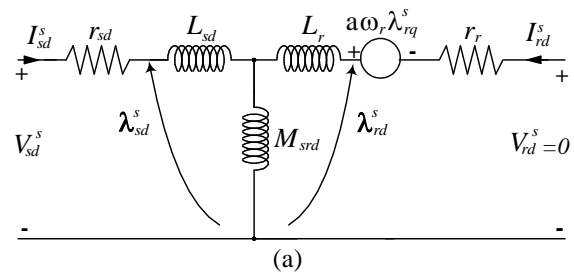
Şekil 1. Evirici üzerinden beslenen tek-fazlı asenkron motor.

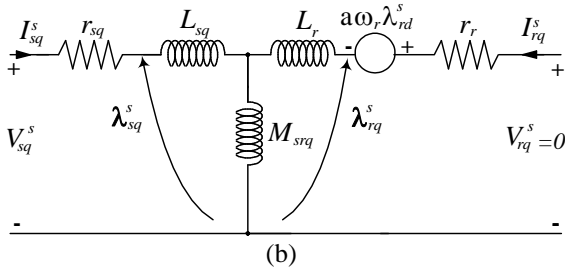
2. Tek-Fazlı Asenkron Motorun Modeli

Tek-fazlı asenkron motorun yüksek performanslı hız denetimi sağlamak için motorun sürekli ve geçici durum davranışını tanımlayan dinamik modelinin oluşturulması gereklidir. Eksen dönüşümleri kullanılarak asenkron motorların dinamik denklemleri elde edilmesi ile motorun sürekli ve geçici durum davranışlarının denetlenebildiği denetim yapıları oluşturulabilmektedir. Tek-fazlı asenkron motorun stator sargıları bağımsız olarak beslendiğinde, motor simetrik olmayan iki-fazlı asenkron motor gibi düşünülebilir (Şekil 1). Bu motorlarda sabit katsayılı gerilim denklemlerini elde etmek için tüm değişkenler stator referans çatıya dönüştürülmesi gerekmektedir[14-17]. Tek-fazlı asenkron motorun matematiksel modeli aşağıdaki varsayımlara göre türetilmektedir:

- i. Manyetik devrenin doğrusal olduğu ve hava aralığı uzunluğunun sabit olduğu,
- ii. Hava aralığında, motor sargıları tarafından üretilmiş manyetik alan dağılımının sinüzoidal olduğu,
- iii. Rotor sargılarının simetrik olduğu,
- iv. Rotorun sincap kafesli tip olduğu, bu yüzden rotor geriliminin sıfır olduğu,
- v. Histeresis ve fuko kayıplarının ihmal edildiği.

Şekil 2’de tek-fazlı asenkron motorun duran çatıda eşdeğer devre yapıları verilmiştir [11,14,18].





Şekil 2. Tek-fazlı asenkron motorun dq-eksen eşdeğer devreleri. (a) d-eksen devresi, (b) q-eksen devresi.

Eşdeğer devre yapıları kullanılarak motorun dinamik modeli duran referans çatıda aşağıda verilen denklemler yardımıyla türetilir [19-23]:

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^s \\ v_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{sd} & 0 \\ 0 & r_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{sd}^s \\ \lambda_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{rd}^s \\ \lambda_{rq}^s \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & \lambda_{rq}^s \\ -\lambda_{rd}^s & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Stator ve rotor akı bileşenleri:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sd}^s \\ \lambda_{sq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{srd} & 0 \\ 0 & M_{srq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{rd}^s \\ \lambda_{rq}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd}^s \\ i_{rq}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{srd} & 0 \\ 0 & M_{srq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^s \\ i_{sq}^s \end{bmatrix} \quad (4)$$

Mekanik denklem ve elektromanyetik moment [20,21]:

$$n_p(T_e - T_L) = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (5)$$

$$T_e = n_p(M_{srq}i_{sq}^s i_{rd}^s - M_{srd}i_{sd}^s i_{rq}^s) \quad (6)$$

Burada; $v_{sd}^s, v_{sq}^s, i_{sd}^s, i_{sq}^s, i_{rd}^s, i_{rq}^s, \lambda_{sd}^s, \lambda_{sq}^s, \lambda_{rd}^s$ ve λ_{rq}^s stator referans çatıda statorun ve rotorun dq eksen gerilimleri, akımları ve akılarıdır. Ayrıca, r_{sd}, r_{sq} ; stator direncini, r_r ; rotor direncini, L_{sd}, L_{sq}, L_r ; sırasıyla dq stator ve rotor öz indüktansları ve M_{srd}, M_{srq} ise dq ortak indüktansı belirtmektedir. n_p ; motorun kutup çifti sayısını, T_e ; elektromanyetik momentini ve T_L ise yük momentidir. J, B ve ω_r sırasıyla atalet momenti, sürtünme ve motor hızını ifade etmektedirler.

Yüksek performanslı bir asenkron motor sürücü sistemi için ana kriter; parametre değişimlerine duyarsız ve bozucu girişlere karşılık motor hızının hızlı cevap karakteristiğine sahip olmasıdır. Günümüzde bu performans kriterleri, alan-yönlendirme metotlarının kullanılması ile kolaylıkla sağlanabilmektedir. Rotor alan-yönlendirme, stator alan-yönlendirme ve doğrudan moment denetimi vs. gibi. Alan-yönlendirme metotları kullanılarak, moment ve akı bileşenleri arasındaki kenetlenmenin kaldırılması ile motorun momentini ve akısı birbirinden bağımsız olarak denetlenebilmektedir. Bu kontrol stratejilerden dolayı rotor alan-yönlendirme metodu aşağıda tanıtılmıştır.

3. Dolaylı Rotor Alan-Yönlendirmeli Denetim

Tek-fazlı asenkron motorun stator ve rotor sargılarının asimetrik yapısından dolayı alan yönlendirme prensiplerinin kullanılması özel dikkat gerektirmektedir ve vektör modelinin standart bir tanımlaması mevcut değildir [21]. Asimetri, standart tek-fazlı motorlar için bilinen d ve q eksen parametrelerinin bir sonucudur. Bu asimetri elektromanyetik momente bir osilasyon terimine sebep olmaktadır. Hatta i_{sd}^s ve i_{sq}^s eşit büyüklükte ve fazı 90° kaydırıldığı zaman dahi momente bir AA terim mevcuttur. Alan yönlendirme stratejini uygulamak için moment ifadesindeki AA terim elemine edilmelidir. Denklem (6)'da verilen moment ifadesine dikkat edilirse moment dalgalanması ortak endüktanstaki asimetriden kaynaklanmaktadır ($M_{srd} \neq M_{srq}$). Bu durumun üstesinden gelmek için rotor akımlarını ve akılarını dengeleyen ve bunun sonucu olarak osilasyon terimini yok eden ortak endüktanslar arasında bir $k = M_{srd}/M_{srq}$ bağıntısı önerilmektedir [3,20]. Moment denklemini dengelemek için bağıntılar aşağıdaki gibi yazılacaktır:

$$\begin{aligned} i_{sd}^s &= i_{sd1}^s; & i_{sq}^s &= k i_{sq1}^s \\ \lambda_{sd}^s &= \lambda_{sd1}^s; & \lambda_{sq}^s &= \frac{\lambda_{sq1}^s}{k} \\ v_{sd}^s &= v_{sd1}^s; & v_{sq}^s &= \frac{v_{sq1}^s}{k} \end{aligned} \quad (7)$$

Osilasyon terimi olmadan moment için yeni bir tanımlama aşağıda belirtildiği gibi yazılabilir:

$$T_e = \frac{n_p}{L_r} M_{srd} (i_{sq1}^s \lambda_{rd}^s - i_{sd1}^s \lambda_{rq}^s) \quad (8)$$

Elektromanyetik momentin bu yeni ifadesi simetrik makinalara benzerdir. Böylece, motor moment dalgalanmalarını üretmeyecek ve bunun sonucu olarak ta mıknatıslanma akısı dengelenecektir. Böylelikle, (7) denklemi kullanılarak, duran referans çatıda rotor akı bileşenleri ile stator akımları arasındaki bağıntı yeniden şu şekilde yazılabilir [20]:

$$\frac{d\lambda_{rd}^s}{dt} = \frac{1}{\tau_r} \lambda_{rd}^s + \omega_r \lambda_{rq}^s + \frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{sd1}^s \quad (9)$$

$$\frac{d\lambda_{rq}^s}{dt} = \frac{1}{\tau_r} \lambda_{rq}^s - \omega_r \lambda_{rd}^s + \frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{sq1}^s \quad (10)$$

(9) ve (10) denklemleri kullanılarak ‘a’ olarak gösterilen keyfi bir referans çatıda yeni rotor-akı modeli aşağıda verilmiştir.

$$\frac{d\lambda_r^a}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \lambda_r^a - (\omega_r - \omega_r) \lambda_r^a + \frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{s1}^a \quad (11)$$

Keyfi referans çatıdaki değişkenler aşağıdaki ifadeler yoluyla duran referans çatıdaki değişkenlerden hesaplanmaktadır.

$$\lambda_r^a = \lambda_{rd}^a + j\lambda_{rq}^a = (\lambda_{rd}^s + j\lambda_{rq}^s) e^{-j\theta} \quad (12)$$

$$i_{s1}^a = i_{sd1}^a + j i_{sq1}^a = (i_{sd1}^s + j i_{sq1}^s) e^{-j\theta} \quad (13)$$

ve keyfi referans çatının hızı $\omega_a = \frac{d\theta}{dt}$ olarak tanımlanabilir. Rotor alan-yönlendirmeli kontrolün koşulu, rotor akı vektörünü dönen çatının d-ekseni üzerindeki akı vektörüne çakıştırmaktır. Böylece:

$$\lambda_{dr}^{rf} = \lambda_r ; \lambda_{qr}^{rf} = 0$$

olacaktır. Böylece, Denklem (11) yeniden yazılırsa:

$$\frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{sd1}^{rf} = \frac{\lambda_r}{\tau_r} + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (14)$$

$$\frac{M_{srd}}{\tau_r} i_{sq1}^{rf} = \omega_{sl} \lambda_r \quad (15)$$

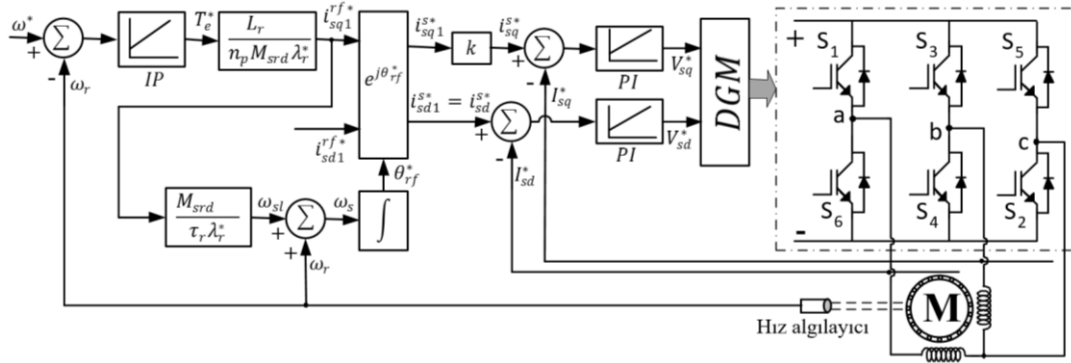
Denklem (8) kullanılarak moment ifadesi aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$T_e = \frac{n_p}{L_r} M_{srd} i_{sq1}^{rf} \lambda_r \quad (16)$$

Burada; λ_r rotor akısı, ω_{sl} kayma frekansı ve θ rotor akı vektörünün konumudur. Denkleme verilen i_{sd1}^{rf} rotor akısı ve i_{sq1}^{rf} ise elektromanyetik momenti kontrol etmektedir.

Tek-fazlı asenkron motorların dolaylı rotor alan-yönlendirmeli denetiminde, üç-fazlı motorlara benzer olarak, stator akımları kontrol edilmelidir. Eğer kullanılan evirici gerilim kontrollü DGM evirici ise referans gerilim değerleri akım denetleyicilerin çıkışları olarak üretilmelidir. Tek-fazlı asenkron motor sürücü sistemlerinde kullanılan denetleyiciler, performans karakteristiklerini karşılamada önemli rol oynamaktadır. Denetleyiciler önceden belirlenen referans hız/konum takibini; yüklenme, doyum ve parametre değişimlerini dikkate alarak her zaman sağlamalıdır. PI ve PID gibi geleneksel denetleyiciler, asenkron motor sürücülerinde sıklıkla kullanılırlar. PI denetleyiciler basamak şeklindeki bir referans giriş için sürekli-durum hatasını sıfır yapabilmeye yeteneğine sahiptir ve doğasında ileri beslemeli mikroişlemci uygulamaları için oldukça uygun olmaktadır. Bununla birlikte PI denetleyicinin bazı dezavantajları da vardır; istenmeyen maksimum aşma, ani yük değişimlerine yavaş cevap karakteristiği ve denetleyici parametrelerine hassasiyet olarak belirtilebilir. Son yıllarda, PI denetleyicideki bu temel sorunları üstesinden gelmesi için Integral+Oransal (IP) denetleyiciler önerilmiş olup birçok alanda kullanılmaya başlanmıştır[20]. Bu denetleyicinin transfer fonksiyonu, PI denetleyicinin transfer fonksiyonundan farklı olarak pay kısmında “sıfır” içermemektedir.

Şekil 3’de dolaylı rotor alan yönlendirmeli denetimin genel blok şeması görülmektedir. Şekildeki DGM bloğu, eviricinin her bir güç anahtarı için kapı gerilimlerini üretmektedir. Burada, motorun ana ve yardımcı sargıları IGBT güç anahtarları kullanan iki-seviyeli eviricinin ayrı bir kolu üzerine bağlı durumda bulunmaktadır.



Şekil 3. Dolaylı rotor alan-yönlendirmeli denetimin blok şeması

Tek-fazlı asenkron motor sürücüsünün akım dalgalanmasını azaltmak için üç-kollu iki-fazlı eviricinin uygun bir DGM stratejisi geliştirilmelidir. Bu makalede sinüzoidal DGM (SDGM) tekniği kullanılmıştır. Üç-kollu eviricide; iki kol tek-fazlı asenkron motorun ana ve yardımcı sargısını kontrol etmektedir. Burada, ana ve yardımcı sargı arasında 90° faz farkı yapılmaktadır. Diğer üçüncü kol ise offset gerilimini kontrol etmektedir. Eviricinin güç anahtarları için DGM işaretlerinin üretimi aşağıdaki yolla gerçekleştirilmektedir[10].

- i. Birinci kol için V_{sq}^* kullanılarak DGM işareti oluşturulur,
- ii. İkinci kol için V_{sd}^* kullanılarak DGM işareti oluşturulur,
- iii. Üçüncü kol için sıfır referans gerilimini sağlamak adına DGM görev periyodu sabit olarak 0.5 alınmaktadır.

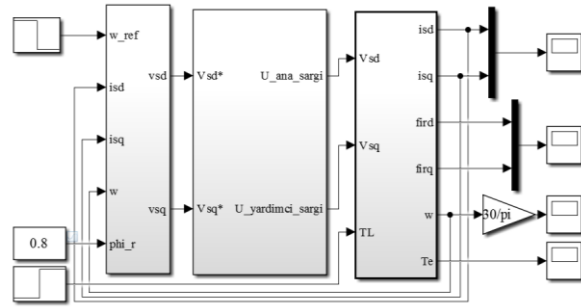
4. Benzetim Çalışmaları

Dolaylı rotor alan-yönlendirme için benzetim çalışmaları Matlab/Simulink ortamında yapılmış ve oluşturulan simulink modeli Şekil 4'de verilmiştir. Bu modellemede giriş değişkenleri motora uygulanan ve aralarında 90° faz farkı bulunan iki-fazlı stator gerilimleridir. Çıkış değişkenleri ise duran çatıdaki stator akımları, rotor akıları ve rotor hızı olarak belirlenmiştir. Benzetimlerde kullanılan tek-fazlı asenkron motorun parametreleri Tablo 1'de verilmiştir. Yapılan benzetimlerde DGM'li işaret üretiminde eviricinin aynı kolu üzerindeki güç anahtarları için gerekli olan ölü-zaman dikkate alınmamış ve anahtarlama frekansı 10kHz olarak seçilmiştir. Hız denetleyici olarak kullanılan IP

denetleyicinin parametreleri ise $K_i=6$ ve $K_p=0.5$ olarak alınmıştır.

Tablo 1. Tek-fazlı asenkron motorun parametreleri

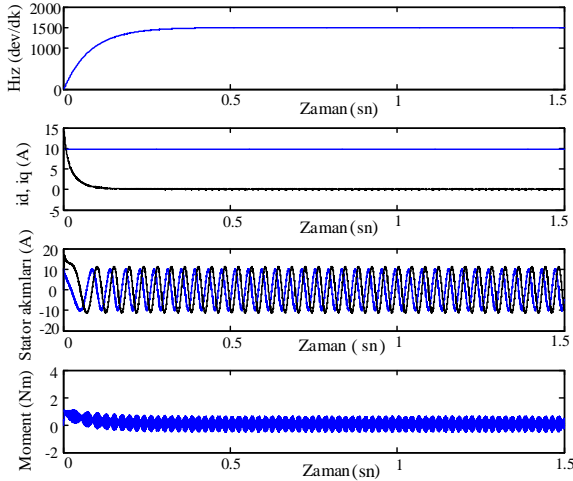
Parametre	Değeri
Etiket değerleri	1.1kW, 50Hz, 220V, 5.1A, 1430 dev/dak,
Güç faktörü	0.98
Kutup çifti, n_p	2
d-eksen stator direnci, R_{sd}	2.473 Ω
q-eksen stator direnci, R_{sq}	6.274 Ω
Rotor direnci, R_r	5.514 Ω
d-eksen stator indüktansı, L_{sd}	90.9 mH
q-eksen stator indüktansı, L_{sq}	115 mH
Rotor indüktansı, L_r	90.4 mH
M_{srd}	81.7 mH
M_{srq}	71.5 mH
Atalet momenti, J	$1.2 \cdot 10^{-3}$ kg.m ²
Sürtünme, B	$0.9 \cdot 10^{-3}$ kg.m ² /s



Şekil 4. Dolaylı rotor alan-yönlendirme için oluşturulan simulink modeli.

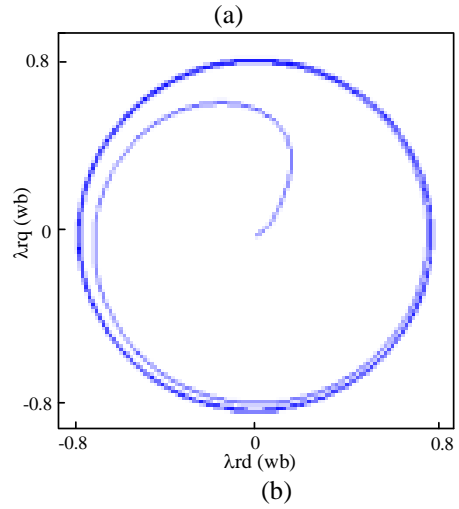
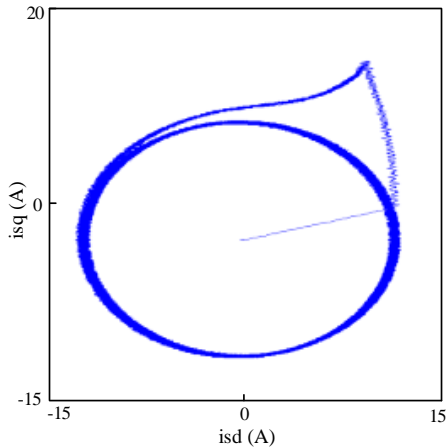
Tek-fazlı asenkron motorun dolaylı vektör denetim stratejisi ile elde edilmiş benzetim sonuçları Şekil 5-12 arasında verilmiştir. Tüm benzetimler çalışmaları için rotor akı referansı 0.8 olarak alınmıştır. Benzetimler için ilk olarak, sürücünün yüksüz durumda başlatılmasına ilişkin

performansı incelenmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 5 ve Şekil 6'da verilmiştir. Şekillerden görüleceği üzere, motor hızı kendi referans değerine sürekli durum hatası olmadan çok hızlı bir şekilde erişmiştir. Burada basamak hız referansı 1500 dev/dk'dır.

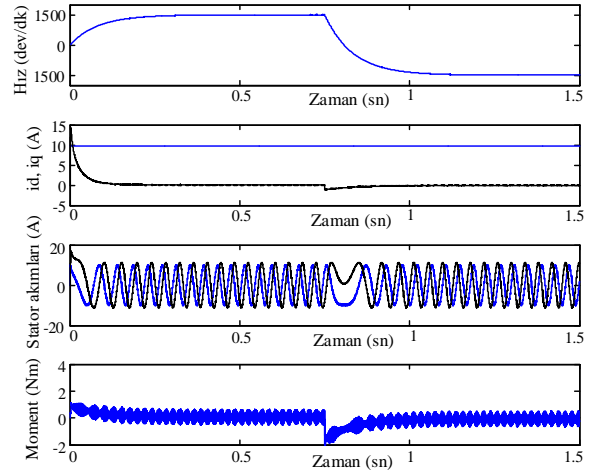


Şekil 5. Yüksüz durumda başlatılmasına ilişkin sonuçlar.

Önerilen dolaylı rotor alan-yönlendirme algoritmasının devir yönü değişikliklerine göre performansının incelemek amacıyla motor yüksüz durumda ve hızı sürekli durumda 1500 dev/dk iken, $t=0.75\text{sn}$ 'de -1500 dev/dk olarak değiştirilmiştir. Bu duruma ilişkin benzetim sonuçları Şekil 7'de görülmektedir. Şekilden görüleceği üzere motor hızı yaklaşık 0.25sn gibi bir süre ve aşma olmadan devir yönü değişikliğini gerçekleştirmiştir.



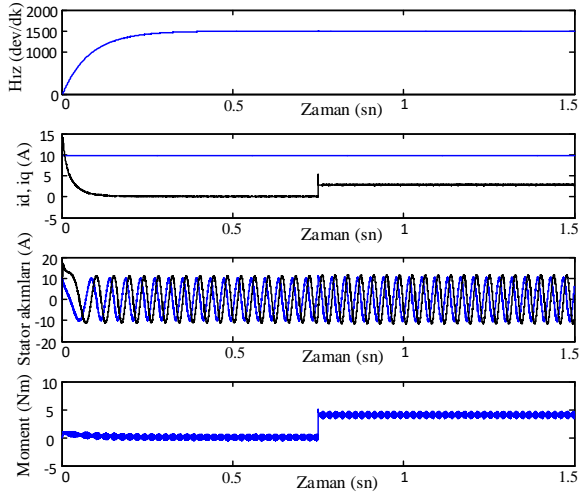
Şekil 6. Yüksüz durumda dq eksen stator sargı akımları ve rotor akı değişimleri.



Şekil 7. Devir yöne değişikliği yapılarak elde edilen sonuçlar.

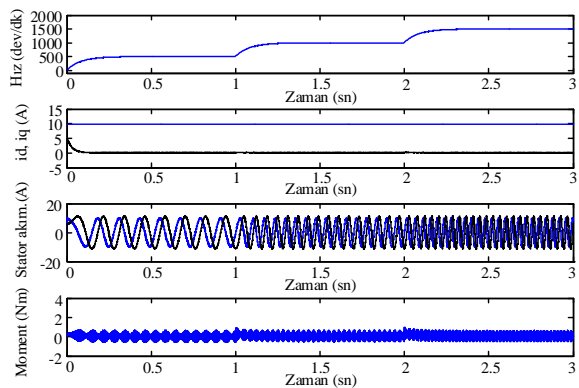
Dolaylı vektör denetimli tek-fazlı asenkron motor sürücü sisteminde hız ve moment akımı izleme performansına etki eden en önemli parametreler; rotor ataleti, sürtünme ve yük momentindeki değişimlerdir. Burada, yük değişimleri altında önerilen dolaylı vektör denetim sisteminin nasıl cevap verdiğini incelemek amacıyla bazı incelemeler yapılmıştır. Bu amaçla, başlangıçta motor yüksüz olarak yol almıştır. Sonra, sürekli durumda motor hızı 1500dev/dk'lık referans hıza eriştiğinde ve $t=0.75\text{sn}$ 'de 4 Nm'lik bir yük momentini uygulanmıştır. Bu duruma ilişkin elde edilen benzetim sonuçları Şekil 8'de verilmiştir. Şekilden görüleceği üzere,

sürücünün hız izleme performansı oldukça başarılıdır.



Şekil 8. Yük değişikliği yapılarak elde edilen sonuçlar.

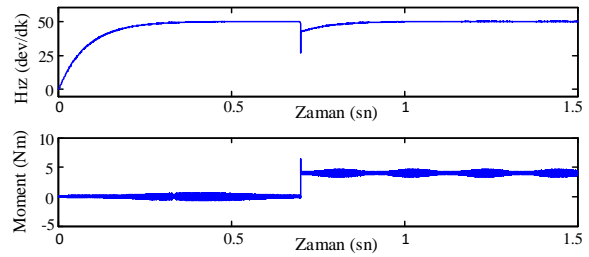
Şekil 9'da motor hızınının referans değerleri basamak şeklinde artırılarak elde edilen benzetim sonuçları görülmektedir. Bu analizde motor hızının referans değeri ilk olarak 500 dev/dk olarak ayarlanmış ve $t=1\text{sn}$ 'de 1000 dev/dk olarak artırılmıştır. Benzer bir artış $t=2\text{sn}$ 'de gerçekleştirilerek referans hız değeri 1500 dev/dk olacak şekilde giriş sağlanmıştır. Bu analizde motor yüksüz durumdadır ve tüm hızlara kalıcı durum hatası ve maksimum aşma olmadan referans değerlerini takip ettiği görülmüştür.



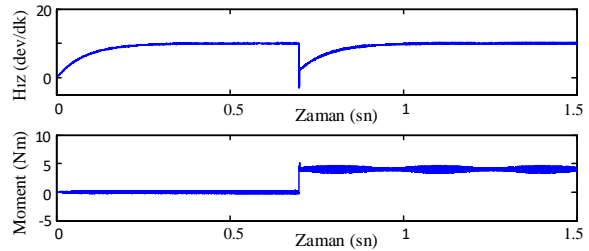
Şekil 9. Basamak şeklinde hız referansı için elde edilen sonuçlar.

Dolaylı vektör denetimli tek-fazlı asenkron motor sürücü sisteminin düşük hızlardaki performansı 50dev/dk ve 10 dev/dk referans hız

değerleri için incelenmiş ve elde edilen benzetim sonuçları sırasıyla Şekil 10 ve Şekil 11'de verilmiştir. Şekillerden görüleceği üzere önerilen dolaylı vektör denetimli sürücü sistemi düşük hız değerlerinde de oldukça iyi hız izleme performansına sahip olmaktadır. Son olarak, sürücünün 4-bölgeli çalışmasını test etmek için hız referansı ± 1500 dev/dk olarak değiştirilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 12'de verilmiştir.



Şekil 10. 50 dev/dk'lık referans hız değeri için elde edilen sonuçlar.



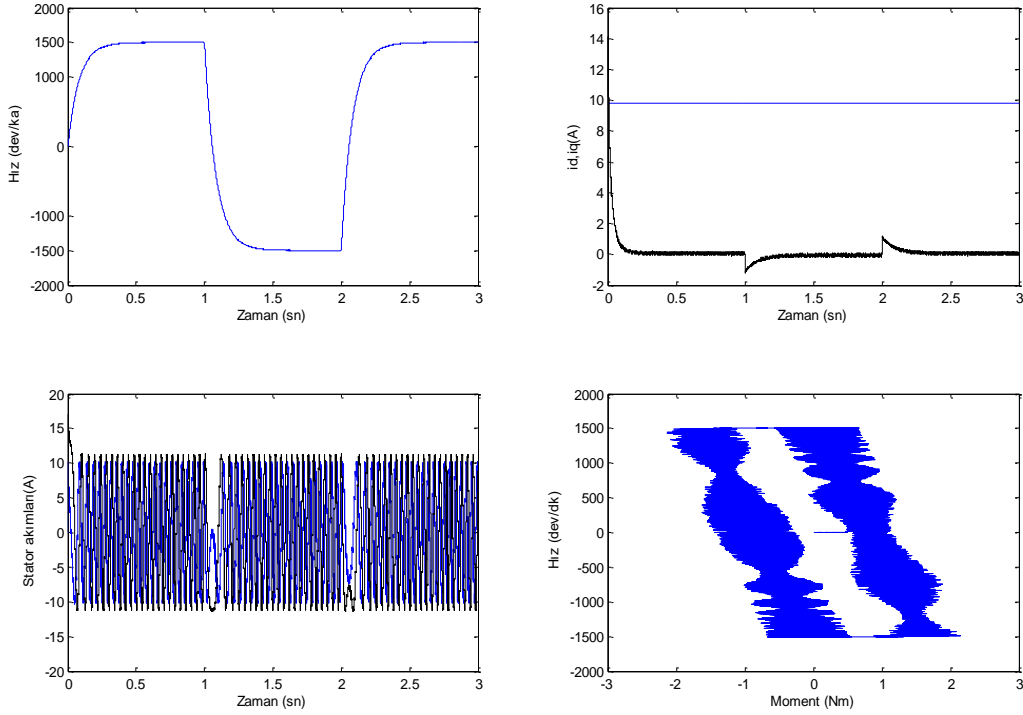
Şekil 11. 10 dev/dk'lık referans hız değeri için elde edilen sonuçlar.

5. Sonuç

Bu makalede, evirici üzerinden beslenen tek-fazlı asenkron motor sürücü sisteminin hız denetimi için yüksek performansı dolaylı rotor alan-yönlendirmeli denetim yöntemi tanıtılmıştır. Önerilen sürücü sisteminde, hız denetleyici olarak IP denetleyici yapısı kullanılmıştır. Bu IP hız denetleyici, sürücü sistemine iyi bir dinamik cevap karakteristiği kazandırmıştır. Eviricinin güç anahtarlarının denetimi için SDGM algoritması kullanılmıştır.

Önerilen sürücü sisteminin performansı benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlardan, önerilen tek-fazlı asenkron motor sürücü sisteminin dinamik performansı oldukça tatmin edicidir.

Tek-Fazlı Asenkron Motorların Dolaylı Rotor Alan Yönlendirmeli Denetimi



Şekil 12. Yüksüz durumda 4-bölgeli çalışmaya ilişkin benzetim sonuçları.

6. Kaynaklar

- Mergen A.F., ve Zorlu S., (2005). Elektrik Makinaları II: Asenkron Makineler, Birsen Yayınevi, 286s.
- Bal, G., (2006). Özel Elektrik Makinaları, Seçkin Yayıncılık, 197s.
- Tuncer S., (2015). Tek-Fazlı Asenkron Motorların Vektör Denetimi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 71s.
- Dalkılıç, Ö., (2007). Bir Fazlı Asenkron Motorlarda Yeni Yol Verme Mekanizması Yaklaşımı, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 112s.
- Taştan, D., (2006). Tek Fazlı Asenkron Motorların Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 135s.
- Bowling, S., (2005). An Introduction to AC induction motor using the dsPIC30F MCU, *Microchip Technology Inc.*
- Nabil, A.A., Kenji A., and Sakui M., (2000). AC Chopper Voltage Controller-Fed Single-Phase Induction Motor Employing Symmetrical PWM Control Technique, *Electric Power Systems Research*, **55(1)**, 15-25.
- Bathunya A.S., Khopkar R., Wei, K., and Toliyat H.A., (2001). Single Phase Induction Motor Drives- A Literature Survey, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'2001*, Cambridge, 911-914.
- Correa, M.B.R., Jacobina, C. B., Silva, E.R.C. and Lima A.M.N., (2004). Vector Control Strategies for Single-Phase Induction Motor Drive Systems, *IEEE Tran.on Industrial Electronics*, **51(5)**, 1073-1080.
- Jemli M., Azza H.B., Bousak M. and Gossa M., (2009). Sensorless Indirect Stator Field Orientation Speed Control for Single-Phase Induction Motor Drive, *EEE Tran. on Power Electronics*, **24(6)**, 1618-1627.
- Correa, M.B.R., Jacobina, C. B., Lima A.M.N., and Silva, E.R.C., (1998). Field Oriented Control of a Single-phase Induction Motor Drive, *Power Electronics Specialists Conference PESC 98*, Fukuoka, 990-996.
- Salo, M., and Tuusa H., (2005). A Vector-Controlled PWM Current-Source-Inverter-Fed Induction Motor Drive With a New Stator Current Control Method, *IEEE Tran. on Industrial Electronics*, **52(2)**, 523-531.
- Reicy S.H. and Zadeh S.V., (2005). Vector Control of Single-Phase Induction Machine with Maximum Torque Operation, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2005*, Dubrovnik, 923-928.
- Krause, P.C. (1995). Analysis of Electric Machinery, IEEE Press, 613s.
- Craciunas, G., (2007). Simulink Implementation of Two-Phase Induction Motor, *6th International*

- Conference on Electromechanical and Power Systems*, Chisinau, 69-72.
16. Lee, K.J., Kim, H.G., Lee, D.K., Chun, T.W., and Nho, E.C., (2001). High Performance Drive of Single-Phase Induction Motor, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2001* 938-988.
 17. Nied, A., Oliveira, J., Sa, F. L., Campos, R.F., Seleme, I.S., and Marques, C.S.M., (2011). Space Vector PWM-DTC Strategy for Single-Phase Induction Motor Control, *Electric Machinery and Drives, chapter 11, book edited by Mirosław Chomat*, 217-232.
 18. Golwala, H. and Chudamani, R., (2011). A Modified Three Dimensional Space Vector based PWM Method four-Leg Voltage Source Inverter Fed Asymmetrical Two-Phase Induction Motor, *International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2011*, 573-578.
 19. Azza, H.B., Jemli, M., Boussak, M., and Gossa, M., (2011). High Performance Sensorless Speed Control of SPIM Drives with on-line Stator Resistance Estimation, *Simulation Modelling Practice and Theory*, **19**, 271-282.
 20. Jemli, M., Azza, H.B., and Gossa, M., (2009). Real-Time Implementation of IRFOC for Single-Phase Induction Motor Drive Using dSPACE DS1104 Control Board, *Simulation Modelling Practice and Theory*, **17**, 1071-1080.
 21. Correa, M.B.R., Jacobina, C. B., Silva, E.R.C., Lima A.M.N. and Silva, E.R.C., (2002). A Three-Leg Voltage Source Inverter for Two-Phase AC Motor Drive Systems, *IEEE Tran. on Power Electronics*, **17(4)**, 517-523.
 22. Correa, M.B.R., Jacobina, C. B., Silva, E.R.C., Lima A.M.N. and Silva, E.R.C., (2000). Rotor-Flux-Oriented Control of a Single-Phase Induction Motor Drive, *IEEE Tran. on Power Electronics*, **47(4)**, 832-841.
 23. Zaidi, N., Azza, H.B., Jemli, M., Boussak, M., and Chaari, A., (2013). DSP Implementation of Speed Control for Single-Phase Induction Motor Based on Proportional Sliding Mode Control Law, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, **9(7)**, 2727-2740.