

ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİ BESLEMELİ ASENKRON MOTOR İÇİN YÜKSEK PERFORMANSLI VEKTÖR DENETİM STRATEJİSİ

Servet TUNCER*

*Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, Teknoloji Fakültesi, Fırat Üniversitesi, 23119 Elazığ
stuncer@firat.edu.tr

(Geliş/Received: 30.05.2014; Kabul/Accepted: 06.09.2014)

ÖZET

Bu makalede, Çok Seviyeli Evirici (ÇSE) beslemeli asenkron motor sürücü sistemi için yüksek performanslı bir vektör denetim stratejisini sunulmuştur. Önerilen sürücü sisteminde hız izleme performansını iyileştirmek için bir uyarlamalı ve on-line eğitilmiş sugeno tip sinirsel-bulanık hız denetleyici kullanılmıştır. ÇSE için Darbe Genişlik Modülasyonlu (DGM) işaret üretimi uzay vektör DGM algoritması ile elde edilmiştir. Tüm sürücü sistemi DS1104 denetleyici kart kullanılarak gerçek-zamanda gerçekleştirilmiştir. Önerilen sürücü sistemin performansı; referans hız değişimleri, mekanik parametre değişimleri ve yük değişimleri altında deneysel ortamda test edilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlardan, önerilen sürücü sistemin denetim performansının tatmin edici olduğu görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Uzay vektör DGM, sinirsel-bulanık denetleyici, dolaylı vektör denetimi, çok seviyeli evirici ve asenkron motor.

HIGH-PERFORMANCE VECTOR CONTROL STRATEGY FOR MULTILEVEL INVERTER FED INDUCTION MOTOR

ABSTRACT

This paper presents a high-performance vector control strategy for Multilevel Inverter (MLI) fed induction motor drive system. In the proposed drive system, an adaptive and online trained sugeno type neuro-fuzzy speed controller is used to improve the speed tracking performance. The generation of Pulse Width Modulation (PWM) patterns for multilevel inverter is obtained using space vector PWM algorithm. The complete drive system is implemented in real time using DS1104 controller card. Using the experimental setup, the performance of the proposed drive system is tested under different speed commands, mechanical parameter variations and load disturbances. The experimental results show that control performance of the proposed drive system is satisfactory.

Keywords: Space vector PWM, neuro-fuzzy controller, indirect vector control, multilevel inverter and induction motor.

1. GİRİŞ (INTRODUCTION)

Asenkron motorlar; basit yapıları, sağlam ve ucuz olmaları ve yüksek güç/ağırlık oranları nedeniyle endüstriyel uygulamalarda çok geniş kullanım alanına sahiptirler [1-4]. Ancak, parametrelerinin çoğu zamanla ve çalışma koşullarına göre değişmesi nedeniyle doğrusal olmayan bir sistem olarak görülebilir. 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.

Alan yönlendirme; stator akı, hava-aralığı akı ve rotor akı yönlendirme olarak sınıflandırılmaktadır [1]. Alan yönlendirme metotları kullanılarak, moment ve akı bileşenleri arasındaki kenetlenmenin kaldırılması ile

motorun momenti ve akısı birbirinden bağımsız olarak denetlenebilmektedir [3,5]. 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. Fakat bu tip denetleyicilerin eğer sistem modeli doğru olarak elde edilmemişse tasarımları zor olmaktadır. Dahası; bilinmeyen yük dinamikleri ve gürültü, sıcaklık ve doyum gibi diğer faktörler denetleyicilerin performansına etki etmektedir [6]. Bu gerçekle, araştırmacılar asenkron motor sürücülerin performanslarını iyileştirmek için denetim stratejileri üzerine yoğun çalışmalar yapmaktadırlar.

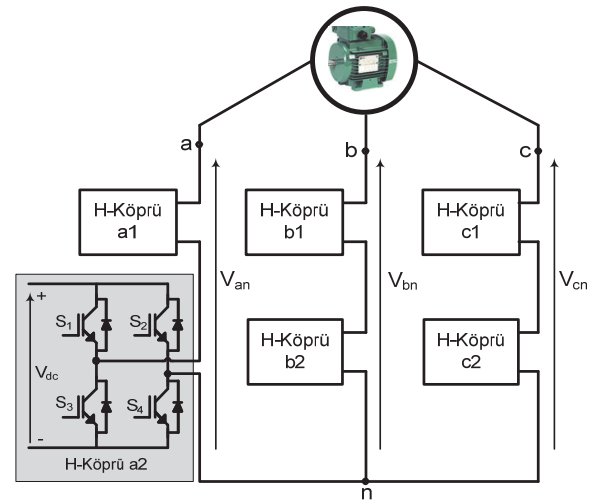
Bu makalede, asenkron motorun hız izleme performansını iyileştirmek için on-line eğitilmiş bir sinirsel-bulanık hız denetleyici önerilmiştir. Sinirsel-Bulanık Denetim (SBD); bulanık-mantık ve yapay sinir ağlarını birleştiren güçlü bir teknik olarak ortaya çıkmıştır. Bu birliktelik denetim sistem tasarlayıcına, bulanık-mantığın uzman deneyimleri ve sinir ağların öğrenme yeteneklerinin dikkate alınması avantajını sağlamaktadır [7-9].

Doğrusal olmayan sistemler göz önüne alındığında, SBD'ler geleneksel denetleyicilere göre; yapı esnekliği ve çalışma koşullarındaki sıcaklığa bağlı parametre değişimleri altında uyarlanabilir karakteristikleri nedeniyle daha iyi bir davranış sergilemektedirler.

Son yıllarda, yarı iletken teknolojisi ve güç elektroniğindeki ilerlemeler asenkron motor sürücülerin güç devrelerinde de bazı yeniliklere yol açmıştır. Bu amaçla, araştırmacılar çok seviyeli evirici olarak isimlendirilen farklı devre konfigürasyonları geliştirmiş ve asenkron motor sürücü sistemlerinde kullanmaya başlamıştır. ÇSE'ler, girişlerine uygulanan farklı doğru akım gerilim seviyelerini birleştirerek, sinüzoidal forma yakın çıkış gerilimi oluştururlar. Böylelikle, yükseltici transformatörler kullanılmadan seviye sayısına bağlı olarak basamak şeklinde daha yüksek değerlerde çıkış gerilimleri üretilebilmektedir. Devre topolojileri nedeniyle ÇSE'ler geleneksel iki-seviyeli eviriciler ile karşılaştırıldığında, aynı anahtarlama frekansları için çıkış geriliminin ve akımının harmonik profili, verim ve güç kalitesi açısından daha iyi bir performansa sahiptirler. Bu eviriciler için en çok bilinen topolojiler: diyot-kenetlemeli, kondansatör-kenetlemeli ve kaskad H-köprü eviricilerdir [10].

Tek-fazlı köprü tip (H-köprü) eviricilerin seri bağlanması ile oluşturulan kaskad ÇSE devresi diğer iki topolojiden daha basit yapıdadır ve tek fazlı H-köprü eviricilerin eklenip veya çıkarılması ile

eviricinin çıkış gerilim seviyesi kolaylıkla artırılıp azaltılabilmektedir. Bu evirici diğer iki topoloji ile kıyaslandığında, aynı seviyede çıkış gerilimi elde etmek için kenetleme-diyotları ve gerilim dengeleme kondansatörlerine gerek duyulmaması nedeniyle en az sayıda eleman kullanılmaktadır. Bu eviricinin dezavantajı ise istenen çıkış gerilimini elde etmek için her bir H-köprü, birbirinden yalıtımlı doğru akım kaynaklarına ihtiyaç duymasındır. Ancak, kullanılan H-köprülerin paket halinde üretilmesi sonucunda modüler dizaynının kolay olması ve gerilim dengeleme probleminin oluşmaması nedeniyle son yıllarda en çok tercih edilen evirici tipi olmaktadır. Şekil 1'de 5-seviyeli kaskad eviricinin güç devresi verilmiştir.



Şekil 1. 5-seviyeli kaskad bağlı H-köprü evirici (Five-level cascade connected H-bridge inverter)

ÇSE'lerin performansı kullanılan DGM tekniklerine oldukça bağlıdır. ÇSE'ler için iki-seviyeli eviricilerde kullanılan DGM tekniklerinden türetilen farklı DGM teknikleri geliştirilmiştir:

Sinüzoidal DGM (SDGM) [11,12], Seçilen Harmoniklerin Eliminasyonu DGM (SHEDGM) [13,14] ve Uzak Vektör DGM (UVDGM) [15-17]. UVDGM tekniği, doğrusal modülasyon bölgesini genişletmesi ve çıkış geriliminin harmonik profilini iyileştirmesi nedeniyle son yıllarda oldukça popüler olmuştur [18]. Geleneksel çok seviyeli UVDGM algoritmalarının çoğunda referans gerim vektörüne en yakın üç vektörünün belirlenmesi ve bu vektörlerin anahtarlama zamanlarının hesabına değinilmektedir. Ancak, eviricinin çıkış gerilim seviyesinin artmasına bağlı olarak mevcut UVDGM teknikleri için hesaplama zorlukları ortaya çıkmaktadır. Bu yüzden bu algoritmaların sayısal işaret işlemciler ve mikrodenetleyiciler kullanılarak gerçekleştirilmesi oldukça karmaşık olmaktadır. Bu gerçekle, son yıllarda ÇSE'ler için hızlı UVDGM algoritmalarının geliştirilmesi üzerine araştırmalar yoğunlaşmıştır [16,17,19].

Bu makalede, kaynak [6]'da verilen çalışmadaki asenkron motorun dolaylı rotor akı yönlendirmeli kontrolü konusuna bir katkı ve farklı bir bakış açısı amaçlanmıştır [6]. Kaynak [6]'da verilen çalışmada, ÇSE üzerinden beslenen asenkron motorun moment akımını denetlemek için bir uyarlamalı sinirsel-bulanık akım denetleyici önerilmiştir. Bu akım denetleyicinin giriş değişkenleri; akım hatası ve akım hatasının integrali olarak seçilmiştir.

Bu makalede ise önceki çalışmada kullanılan sinirsel-bulanık akım denetleyici yapısı revize edilerek sinirsel-bulanık hız denetleyici olarak uyarlanmıştır. Burada kullanılan hız denetleyicinin giriş değişkenleri hız hatası ve hız hatasının türevidir. Asenkron motorun hızını denetlemek için önerilen bu sinirsel-bulanık hız denetleyici, yük değişimlerine ve parametre değişimlerine göre denetleyici parametrelerinin yeniden ayarlanabilme yeteneğine sahiptir.

Makalede, ayrıca 5-seviyeli kaskad eviricinin güç anahtarlarını sürmek için hızlı ve etkili bir UVDGM algoritması kullanılmıştır. Bu UVDGM algoritması, doğrusal modülasyon aralığının tüm değerleri için uygun olmakla birlikte minimum anahtarlama geçişi sağlamaktadır. Tüm denetim algoritmaları Matlab/Simulink ortamında oluşturulmuş ve dSPACE'in Real-Time Interface (RTI) yazılımı yardımıyla DS1104 denetleyici kart üzerinden gerçek-zaman gerçekleştirilmesi yapılmıştır. Önerilen sürücü sisteminin geçerliliği; farklı referans hız komutları, mekanik parametre değişiklikleri ve yük değişimleri altında test edilerek elde edilen deneysel sonuçlar verilmiştir.

2. ÇOK SEVİYELİ EVİRİCİ BESLEMELİ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜSÜNÜN VEKTÖR DENETİMİ (VECTOR CONTROL OF MULTILEVEL INVERTER FED INDUCTION MOTOR DRIVE)

2.1. Asenkron Motorun Dinamik Modeli (Dynamic Model of Induction Motor)

Asenkron motorun dinamik modeli R.H. Park tarafından önerilen d-q dönüşümü kullanılarak türetilmektedir. Bir asenkron motorun senkron dönen çatıda stator ve rotor gerilim denklemleri aşağıdaki gibi elde edilebilir [3]:

$$v_{ds} = (R_s + SL_s)i_{ds} - \omega_e L_s i_{qs} + SL_m i_{dr} - \omega_e L_m i_{qr} \quad (1)$$

$$v_{qs} = \omega_e L_s i_{ds} + (R_s + SL_s)i_{qs} + \omega_e L_m i_{dr} + SL_m i_{qr} \quad (2)$$

$$0 = SL_m i_{ds} - \omega_{sl} L_m i_{qs} + (R_r + SL_r)i_{dr} - \omega_{sl} L_r i_{qr} \quad (3)$$

$$0 = \omega_{sl} L_m i_{ds} + SL_m i_{qs} + \omega_{sl} L_r i_{dr} + (R_r + SL_r)i_{qr} \quad (4)$$

burada; S laplas operatörüdür, s stator değişkenlerini ve r ise rotor değişkenlerini belirtmektedir. ω_e senkron hızı, ω_r rotor hızını ve $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ ise kayma frekansını temsil etmektedir.

2.2. Dolaylı Vektör Denetimi (Indirect Vector Control)

Dolaylı vektör denetiminin temel prensipleri motor modeli yardımıyla açıklanmaktadır. Motor modelinde; $\psi_{qr} = 0$ ve $\psi_{dr} = \psi_r$ olacak şekilde rotor akı yönlendirmesi yapılmaktadır. Böylece (1)-(4) denklemleri kullanılarak ve rotor akımları ihmal edilerek asenkron motorun modeli yeniden yazıldığında [6]:

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{L_m}{\tau_r} i_{qs} \quad (5)$$

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m i_{ds} \quad (6)$$

elde edilir. Burada; τ_r rotor devresinin zaman sabitidir. Motorun ürettiği elektriksel moment, rotor akısı ve q-ekseni akımının terimleri olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{qs} \quad (7)$$

Rotor açısal hızı ω_r , motorun mekanik denklemini kullanılarak aşağıda verilmiştir.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (T_e - T_L) \quad (8)$$

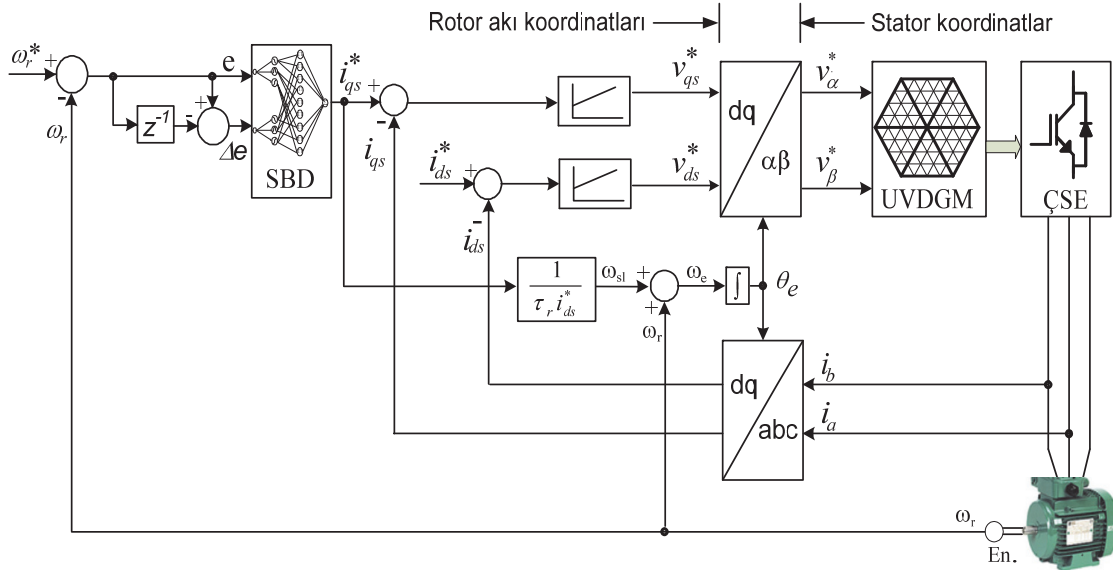
burada; J atalet momentini, B motorun sürtünmesini ve T_L ise yük momentini temsil etmektedir. Denklem (5) ile verilen kayma frekansı ve Denklem (8) ile verilen rotor hızı yardımıyla koordinat dönüşümünde kullanılan akı pozisyonu θ_e aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\theta_e = \int \theta_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (9)$$

Yukarıda verilen denklemlerden, asenkron motorun dolaylı vektör denetim şeması Şekil 2'de verildiği gibi oluşturulabilir.

2.3. Sugeno Tip SBD Yapısı (Sugeno Type NFC Structure)

Bu çalışmada, Şekil 2'de verilen blok şemada görüleceği üzere, hız denetleyici olarak bir sugeno tip SBD yapısı kullanılmıştır [20,21]. Önerilen SBD yapısında; giriş değişkenleri hız hatası ve hız hatasının değişimi ve çıkış değişkeni olarak ta referans moment akımı seçilmiştir (Şekil 3).

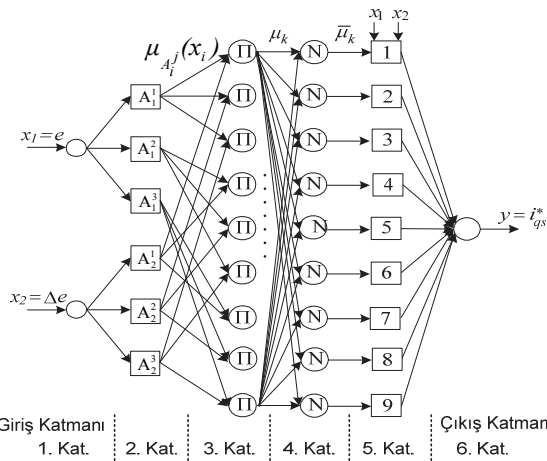


Şekil 2. Dolaylı vektör denetiminin blok diyagramı (Block diagram of the Indirect vector control)

Bir sugeno tip SBD için bulanık *eğer-o halde* kural kümesi aşağıda verilmiştir [6].

$$\begin{aligned} \text{eger } x_1 = A_1^1, x_2 = A_2^1, \text{ o halde } f_1 &= a_0^1 + a_1^1 x_1 + a_2^1 x_2 \\ \text{eger } x_1 = A_1^2, x_2 = A_2^2, \text{ o halde } f_2 &= a_0^2 + a_1^2 x_1 + a_2^2 x_2 \end{aligned}$$

burada; x_i giriş değişkenini, A_i^j ise üyelik fonksiyonu $\mu_{A_i^j}(x_i)$ 'nin dilsel değişkenlerini ve a_i^j ise çıkış fonksiyonu $f_i(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 'nin sonuç parametreleridir.



Şekil 3. İki-girişli sugeno tip SBD yapısı (Two-input sugeno type NFC structure)

Şekil 3'de tanımlanan SBD'nin katmanları sırasıyla bulanıklaştırma, çıkarsama ve durulaştırma süreçlerini gerçekleştirmektedir [20,22]. Birinci katmanda SBD'nin girişleri seçilmektedir. İkinci katman, giriş

değişkenleri için üyelik fonksiyonlarını ve üyelik fonksiyonlarının derecelerinin hesabını gerçekleştirir. Bu katmandaki her hücre bir $\mu_{A_i^j}(x_i)$ üyelik fonksiyonu ile temsil edilmektedir. SBD'nin üçüncü katmanında giriş sinyallerinin minimum değeri hesaplanır ve bu süreç Π ile gösterilmiştir.

Bu katmanın çıkışı ise kuralların ateşleme derecesini belirlemektedir. N ile gösterilmiş olan SBD'nin dördüncü katmanında, her bir girişi diğerlerine göre normalize etmektedir. Beşinci katmanda sonuç değerleri hesaplanır ve bu katmanın çıkışı ile normalize edilmiş kuralların ateşleme derecesi doğrusal bir f fonksiyonu ile çarpılarak bulanık kuralların durulaştırma işlemini gerçekleştirilmiş olunur.

Çıkış fonksiyonu aşağıdaki gibi seçilmektedir:

$$f_k = a_0^k + x_1 a_1^k + x_2 a_2^k \quad (10)$$

burada; a_0^k, a_1^k ve a_2^k çıkış fonksiyonunun sonuç parametreleridir [6]. Altıncı katman sonuç katmanıdır ve tüm girişlerin toplamını çıkışa aktarır.

Önerilen SBD yapısında, üyelik katmanının ön koşul parametreleri benzetim modelinde eğitilmiş olup daha sonra deneysel çalışmalarda kullanılmıştır. Deneysel çalışmalar süresince, sadece sonuç parametreleri on-line olarak geriye yayılım öğrenme algoritması kullanılarak eğitilmiştir [6]. İstenen denetim performansını sağlanıncaya kadar bu parametreler uyarlanmaktadır.

2.4. Çok Seviyeli UVDGM Algoritması (Multilevel SVPWM Algorithm)

Uzay vektör modülasyonunun temel amacı evirici çıkış gerilimlerinin denetlenmesidir.

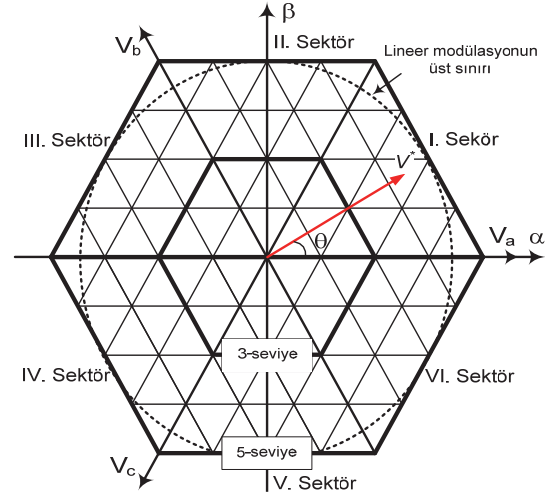
Bu makalede kullanılan UVDGM algoritması detaylı olarak referans [23]'de açıklanmıştır. Burada [23]'de önerilen UVDGM algoritmasının asenkron motor sürücü sistemine uygulanışı kısaca tanıtılacaktır. Önerilen UVDGM algoritmasında ilk olarak, üç-fazlı referans gerilimler (V_a , V_b ve V_c) Denklem (11)'de verilen Clarke dönüşümü kullanılarak Kartezyen koordinatlarda (α - β uzayı) bir uzay vektör ile temsil edilmektedir.

Bu vektörün genliği ve faz açısı bu üç-fazlı büyüklüklerin anlık değerleri ile saptanır.

$$V^* = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

burada; V_a, V_b ve V_c üç-fazlı gerilimler, V_α ve V_β ise bu gerilimlerin α - β uzayındaki karşılık gelen gerilimlerdir [17].

Şekil 4'de 5-seviyeli bir eviricinin uzay vektör diyagramı verilmiştir. Şekilden de görüleceği gibi altı sektörde toplam 96 adet küçük üçgen bulunmaktadır ve I. sektörün detayları Şekil 5(a)'da verilmiştir. Burada her bir üçgenin köşeleri bir gerilim vektörünü temsil eder ve aynı zamanda eviricinin üç-faz çıkışının anahtarlama durumlarını göstermektedir.



Şekil 4. Bir 5-seviyeli eviricinin uzay vektör diyagramı (Space vector diagram of a five-level inverter)

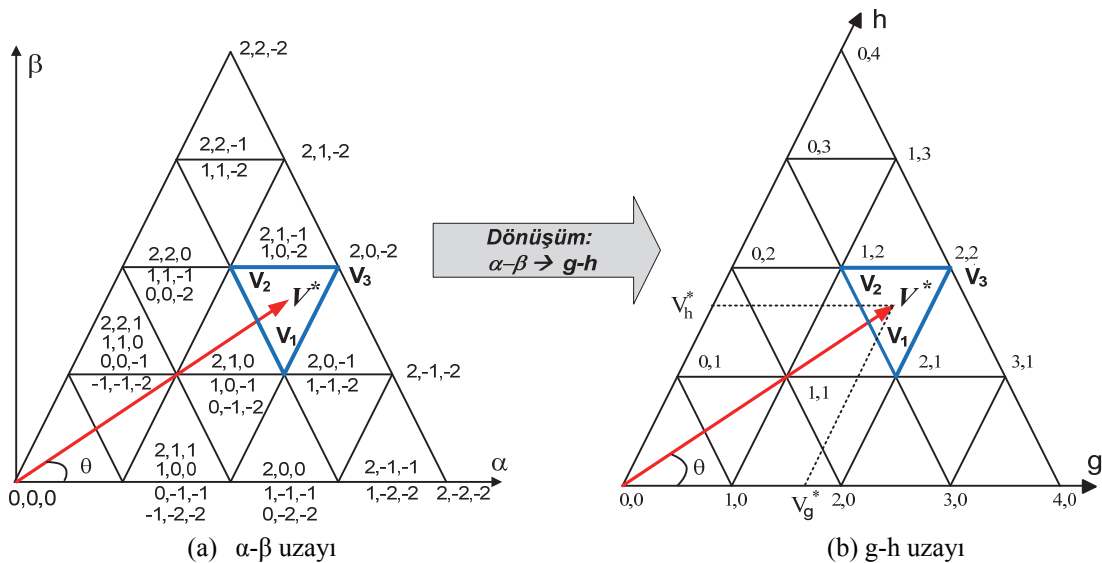
Çok seviyeli UVDGM algoritmasında, referans vektör V^* 'nin içine düştüğü üçgenin köşeleri komşu uzay vektörler (V_1 , V_2 ve V_3) olarak seçilmektedir (Şekil 5(a)).

Bu gerilim vektörleri, referans vektör V^* 'nin genliğine ve θ açısına bağlı olmaktadır.

Her bir komşu vektörün anahtarlama sürelerinin hesabı aşağıda belirtildiği gibi "gerilim-zaman eşitleme" prensibine göre yapılmaktadır.

$$T_1V_1 + T_2V_2 + T_3V_3 = T_S V^* \quad (12)$$

$$T_1 + T_2 + T_3 = T_S \quad (13)$$



Şekil 5. I. sektör için uzay vektörler (Space vectors for sector-I)

burada; T_S anahtarlama periyodudur ve T_1 , T_2 ve T_3 ise sırasıyla V_1 , V_2 ve V_3 komşu vektörlerin anahtarlama süreleridir [23].

Kartezyen koordinatlarda referans vektörün yerini belirlemek ve referans vektörü çevreleyen komşu vektörlerin anahtarlama sürelerini hesaplamak eviricinin seviye sayısına bağlı olarak oldukça karmaşık olmaktadır.

Bu karmaşıklık probleminin üstesinden gelmek için, kartezyen koordinat sistemi bir dönüşüm matrisi kullanılarak hegzagonal koordinat sistemine (g-h uzayı) dönüştürülmektedir [15].

$$\begin{aligned} V_g^* &= \frac{3V}{2} \left[\cos\theta - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\theta \right] \\ V_h^* &= \frac{3V}{2} \left[\cos(60 - \theta) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin(60 - \theta) \right] \end{aligned} \quad (14)$$

burada; V_g^* ve V_h^* hegzagonal koordinat sistemindeki V^* referans vektörünün bileşenleri, V ve θ ise referans vektörün genliği ve faz açısını belirtmektedir.

Denklem (14)'de verilen koordinat dönüşümü yardımıyla, I. sektörün hegzagonal koordinat sistemindeki eşdeğeri Şekil 5(b)'de verilmiştir.

ÇSE'lerde bir gerilim vektörü için birden fazla anahtarlama durumu oluşmaktadır. Örneğin, Şekil 5(b)'de (1,0) olarak verilen gerilim uzay vektörü 4 farklı anahtarlama durumuna sahiptir: [-1,-2,-2], [0,-1,-1], [1,0,0] ve [2,1,1]. Bu anahtarlama durumlarının hepsinde çıkış geriliminin fazı ve genliği aynı olmaktadır. Bir (g,h) uzay vektörü için toplam anahtarlama durumlarının sayısı aşağıdaki bağıntı yardımıyla hesaplanabilir [23].

$$n_{sw} = n - (g + h) \quad (15)$$

burada, n eviricinin seviye sayısını temsil etmektedir. Anahtarlama durumları evirici güç devresindeki yarıiletken güç anahtarlarından hangilerinin iletimde ve/veya hangilerinin kesimde olacaklarına karar vermek için kullanılmaktadır.

Bu makalede, anahtarlama durumlarının seçimi için [23]'de verilen min-max metodu kullanılmıştır. Bu metot ile referans gerilim vektörünün bir üçgen

diğerine geçişinde minimum anahtarlama geçişi elde edilmektedir.

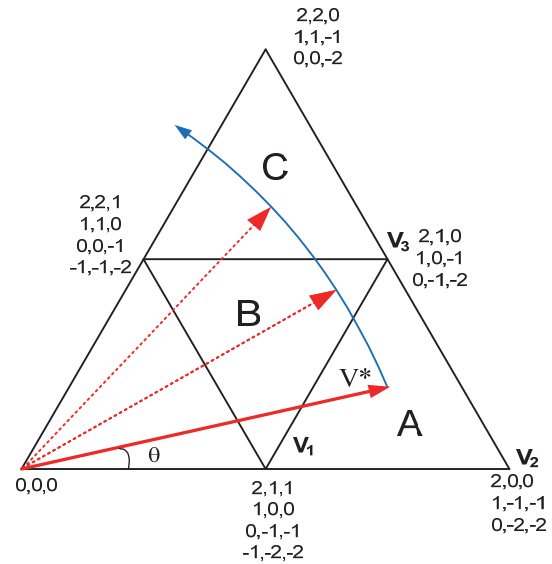
Burada, min ve max ifadeleri komşu gerilim vektörlerin minimum ve maksimum değerlerinin alınmasını ifade etmektedir.

$$V_{i-min} = \min([V_a, V_b, V_c]) \quad (16)$$

$$V_{i-max} = \max([V_a, V_b, V_c]), \quad (i=1,2,3) \quad (17)$$

Bu algoritmada, ilk olarak Denklem (15) yardımıyla hegzagonal koordinat sistemindeki bir (g,h) gerilim vektörü için anahtarlama durumlarının sayısı hesaplanır. Daha sonra (16) ve (17) denklemleri kullanılarak V_{i-min} and V_{i-max} değerleri belirlenmektedir.

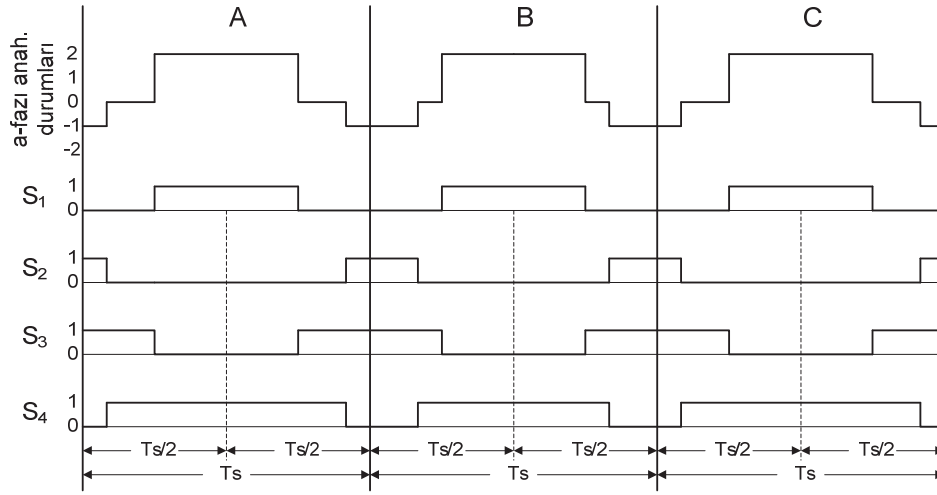
Örnek olarak, Şekil 6'daki V_1 gerilim vektörü için olası 4 anahtarlama durumları: [-1, -2, -2], [0, -1, -1], [1, 0, 0] ve [2, 1, 1]'dir. Önerilen metot ile bu anahtarlama durumları arasından [-1, -2, -2] ve [2, 1, 1] seçilmektedir. Şekil 6'da verilen referans vektörü V^* sırasıyla A, B ve C olarak belirtilen üçgenlerden sabit açısal hızla hareket etmektedir. Bu üçgenlerin köşegenlerinin temsil ettiği komşu gerilim vektörlerin anahtarlama durumlarından seçilen V_{i-min} ve V_{i-max} değerleri Tablo I'de verilmiştir. Şekil 7'de ise a-fazı anahtarlama durumları ile birlikte a2 H-köprüsü için S_1 - S_4 güç anahtarlarının DGM sinyalleri görülmektedir.



Şekil 6. Referans gerilim vektörün izlediği yol (The trajectory of the reference voltage vector)

Tablo 1. Şekil 6’da verilen üçgenler için V_{i-min} ve V_{i-max} değerleri (V_{i-min} and V_{i-max} values for the triangles given in Fig. 6)

Üçgen	n_{sw} ve komşu gerilim vektörlerin anahtarlama durumları	min-max. yaklaşımı
A	$n_{sw}=4$, V_1 : [-1,-2,-2], [0,-1,-1], [1,0,0], [2,1,1], $n_{sw}=3$, V_2 : [0,-2,-2], [1,-1,-1], [2,0,0], $n_{sw}=3$, V_3 : [0,-1,-2], [1,0,-1], [2,1,0],	$V_{1-min.}=[-1,-2,-2]$, $V_{1-max.}=[2,1,1]$ $V_{2-min.}=[0,-2,-2]$, $V_{2-max.}=[2,0,0]$ $V_{3-min.}=[0,-1,-2]$, $V_{3-max.}=[2,1,0]$
B	$n_{sw}=4$, V_1 : [-1,-2,-2], [0,-1,-1], [1,0,0], [2,1,1], $n_{sw}=4$, V_2 : [-1,-1,-2], [0,0,-1], [1,1,0], [2,2,1], $n_{sw}=3$, V_3 : [0,-1,-2], [1,0,-1], [2,1,0],	$V_{1-min.}=[-1,-2,-2]$, $V_{1-max.}=[2,1,1]$ $V_{2-min.}=[-1,-1,-2]$, $V_{2-max.}=[2,2,1]$ $V_{3-min.}=[0,-1,-2]$, $V_{3-max.}=[2,1,0]$
C	$n_{sw}=4$, V_1 : [-1,-1,-2], [0,0,-1], [1,1,0], [2,2,1], $n_{sw}=3$, V_2 : [0,-1,-2], [1,0,-1], [2,1,0], $n_{sw}=3$, V_3 : [0,0,-2], [1,1,-1], [2,2,0],	$V_{1-min.}=[-1,-1,-2]$, $V_{1-max.}=[2,2,1]$ $V_{2-min.}=[0,-1,-2]$, $V_{2-max.}=[2,1,0]$ $V_{3-min.}=[0,0,-2]$, $V_{3-max.}=[2,2,0]$

**Şekil 7.** Anahtarlama durumları ve a2 H-köprüsünün S_1 - S_4 anahtarları için DGM sinyalleri (Switching states and PWM signals for the switches S_1 - S_4 of the H-bridge a2)

3. DENEYSEL SONUÇLAR (EXPERIMENTAL RESULTS)

Önerilen dolaylı vektör denetimli asenkron motor sürücü sisteminin geçerliliğini test etmek için bir deneysel seti oluşturulmuştur. Şekil 8’de, oluşturulan deneysel ortamın fotoğrafı görülmektedir. Kullanılan motorun parametreleri ise Tablo II’de verilmiştir. Deney setindeki 5-seviyeli kaskad evirici Mitsubishi firmasının PM20CSJ060 akıllı güç modülünden 6 adet kullanılması ile inşa edilmiştir. Her bir H-köprünün giriş gerilimleri birbirinden yalıtımlı ve 145V olarak ayarlanmıştır. Akım ve gerilimleri algılamak için hall-etkili transdüserler kullanılmıştır. Bu amaç için, LEM firmasına ait LA25-NP ve LV25-P’lerden 2 adet kullanılmıştır. Motor hızının ölçülmesi ve sayısal işaret işlemci tarafından değerlendirilmesi, 5000 darbelik bir enkoder (NOC-S5000-2MHT) tarafından gerçekleştirilmektedir.

Tüm denetim algoritmaları Matlab/Simulink ortamında oluşturulmuş ve dSPACE firmasından tedarik edilen DS1104 gerçek-zaman denetleyici karta yüklenmiştir. Bu kart bünyesinde bir Motorola PowerPC (PowerPC603e/250MHz) ana işlemci ve DSP (TMS320F240/20MHz) uydu işlemci bulundurmaktadır. Matlab/Simulink’in Real-Time

Workshop (RTW) ve dSPACE’in Real-Time-Interface (RTI) yazılımları ile Simulink modelinden çalıştırılabilir C-kodları üretilmiş ve denetleyici karta yüklenmiştir. Tüm bu süreçler gerçek-zamanda dSPACE’in Control Desk yazılımı yoluyla gözlemlenebilmekte ve gerektiğinde model parametreleri değiştirilebilmektedir. Kullanılan DSP’nin örnekleme zamanı $100 \mu s$ ’dir. Evirici devresindeki IGBT güç anahtarları 1.25kHz anahtarlama frekansında, $4.5 \mu s$ ’lik ölü-zamanla çalıştırılmıştır. Yük değişimleri Şekil 8’de görüleceği üzere asenkron motora akuple edilen bir doğru akım jeneratörünün lamba yükleri ile yüklenmesi yoluyla gerçekleştirilmiştir.

Önerilen dolaylı vektör denetim stratejisi ile elde edilmiş deneysel sonuçlar Şekil 9-15’de verilmiştir. İlk olarak, sürücünün yüksüz durumda başlatılmasına ilişkin performansı incelenmiş ve elde edilen deneysel sonuçlar Şekil 9’da verilmiştir. Şekil 9’dan görüleceği üzere, motor hızı kendi referans değerine sürekli durum hatası olmadan çok hızlı bir şekilde erişmiştir. Burada basamak hız referansı 3000 dev/dk’dır. Şekil 10’da, sürekli durum süresince 5-seviyeli eviricinin faz ve faz-faz gerilimleri görülmektedir. Dolaylı vektör denetimli asenkron motor sürücü sisteminde

hız ve moment akımı izleme performansına etki eden en önemli parametreler; rotor ataleti, sürtünme ve yük momentindeki değişimlerdir. Bu yüzden denetim sisteminin dayanıklılığı rotor ataleti, sürtünme ve yük momentinin değişimlerine göre test edilmiştir. Şekil 11’de hem PI ve hem de SBD’den rotor ataletinin ve sürtünmesinin artırılmasına ilişkin deneysel sonuçlar verilmiştir.

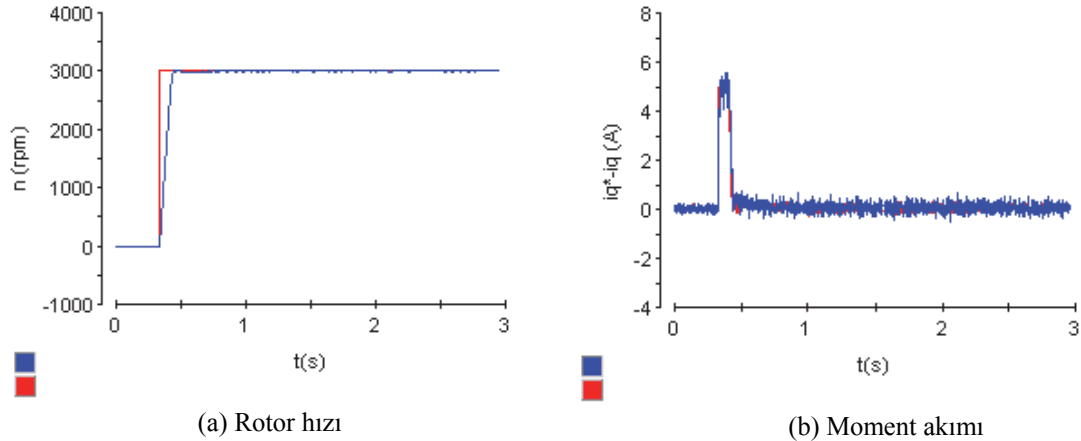
Burada, rotor ataleti nominal değerinin yaklaşık 3 katı ve sürtünme yine nominal değerinin yaklaşık 2 katı artırılarak sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 11’den görüleceği üzere, SBD’nin uyarlamalı ve dayanıklı yapısı nedeniyle sürücünün hız ve moment akımı izleme performansı PI denetleyiciden daha iyi olmaktadır.

Tablo 2. Asenkron motor parametreleri (Induction motor parameters)

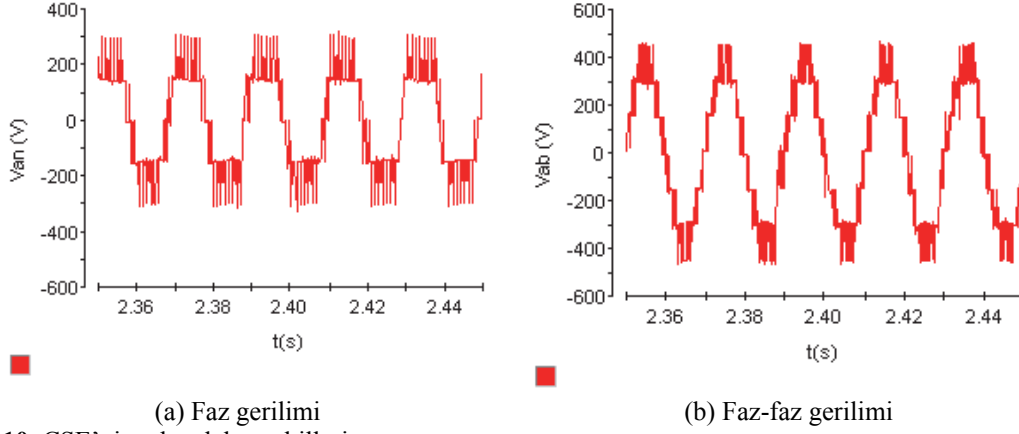
Parametre	Değeri
Etiket değerleri	1.1kW, 220/380V, 4.5/2.6A, 2820 rpm, 3.72Nm
Kutup çifti, P	2
Stator direnci, R_s	8.5 Ω
Rotor direnci, R_r	4.59 Ω
Stator indüktansı, L_s	599.9 mH
Rotor indüktansı, L_r	599.9 mH
Mıknatıslanma indüktansı, L_m	578.7 mH
Atalet momenti, J	0.0019 kg.m ²
Sürtünme, B	0.000263 kg.m ² /s



Şekil 8. Deneysel ortamın fotoğrafı (The photo of experimental setup).



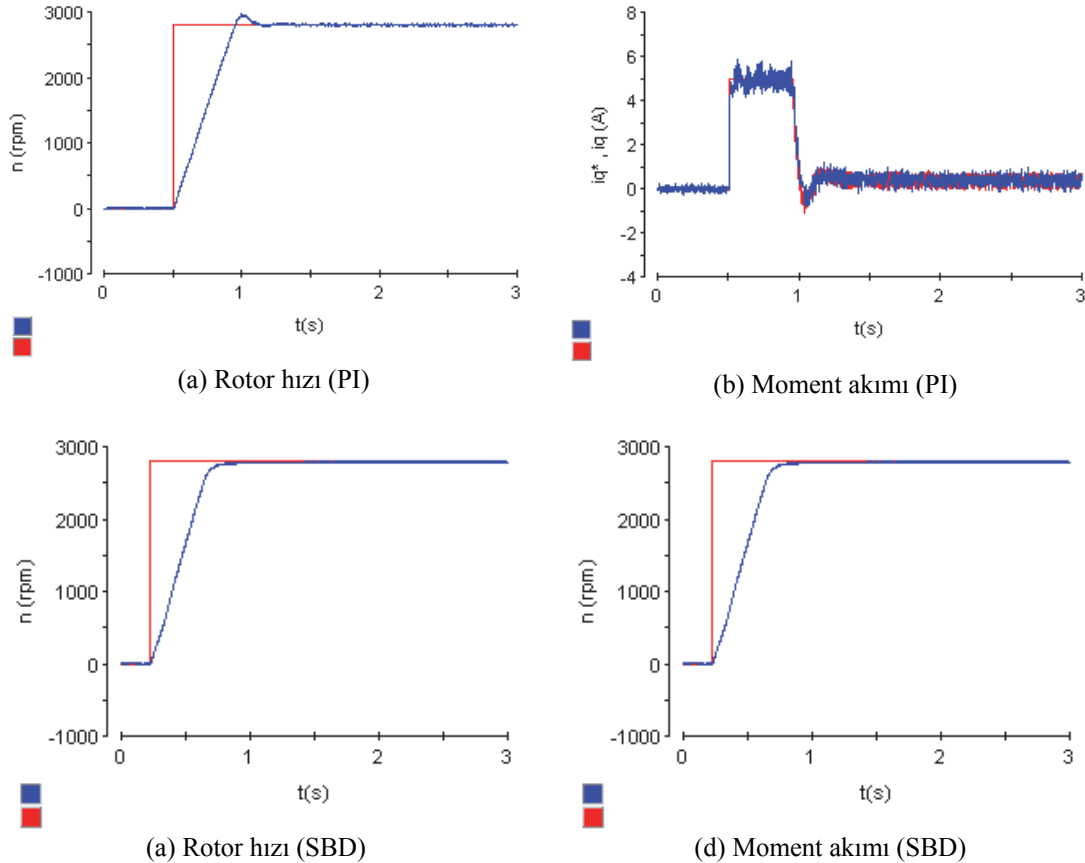
Şekil 9. Motorun yüksüz durumda başlatılmasına ilişkin dalga şekilleri (Waveforms related to starting of the motor under no load).



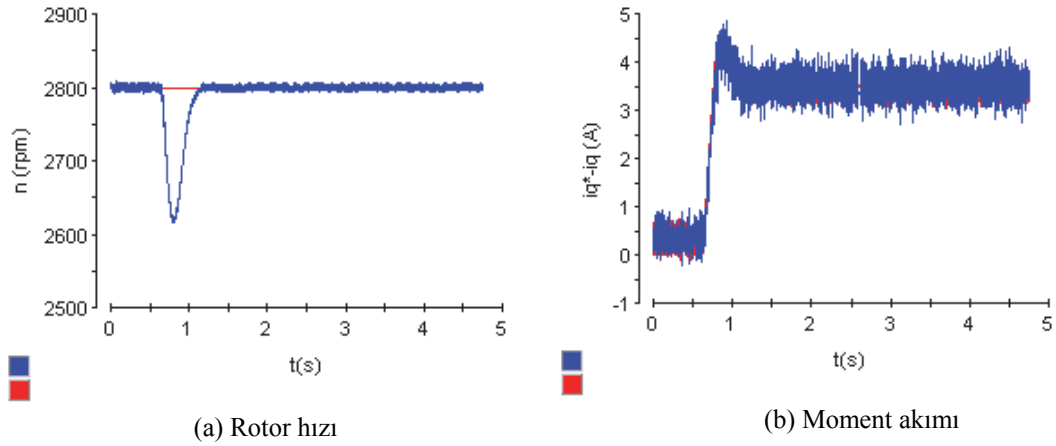
Şekil 10. ÇSE'nin çıkış dalga şekilleri (Output waveforms of multilevel inverter)

Yük değişimleri altında önerilen dolaylı vektör denetim sisteminin nasıl cevap verdiğini incelemek amacıyla bazı testler yapılmıştır. Sistemi yüklemek için bir dc jeneratöre bağlı lamba yükleri kullanılmıştır. Başlangıçta, asenkron motor artırılmış atalet ve sürtünme ile yol almıştır. Sonra, sürekli durumda motor hızı 2800 dev/dk'lık referans hıza eriştiğinde ve 0.62 sn'de 3.4Nm'lik bir yük momenti uygulanmıştır. Şekil 12'de görüleceği üzere sürücü, yük değişimine karşı hızlı bir cevap karakteristiğine sahiptir. Sürücünün düşük hızlardaki performansı 10dev/dk ve 50 dev/dk referans hız değerleri için test edilmiş ve elde edilen deneysel sonuçlar sırasıyla

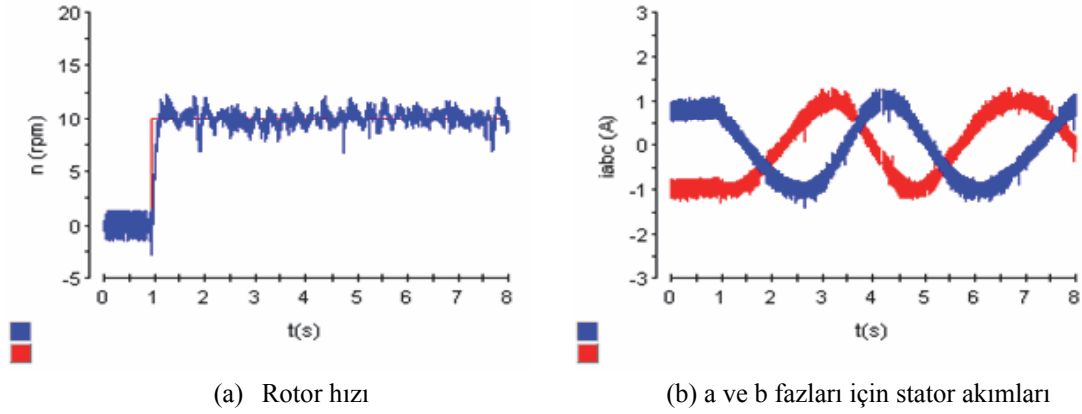
Şekil 13 ve Şekil 14'de verilmiştir. Şekillerden görüleceği üzere önerilen dolaylı vektör denetimli sürücü sistemi düşük hız değerlerinde de oldukça iyi hız izleme performansına sahip olmaktadır. Son olarak, sürücünün 4-bölgeli çalışmasını test etmek için hız referansı ± 2800 dev/dk olarak değiştirilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 15'de verilmiştir. Şekil 11-15'deki verilen tüm dalga şekilleri artırılmış atalet ve sürtünme altında alınmıştır. Elde edilen deneysel sonuçlardan görüleceği üzere önerilen dolaylı vektör denetimli sürücü sisteminin dinamik performansı oldukça tatmin edicidir.



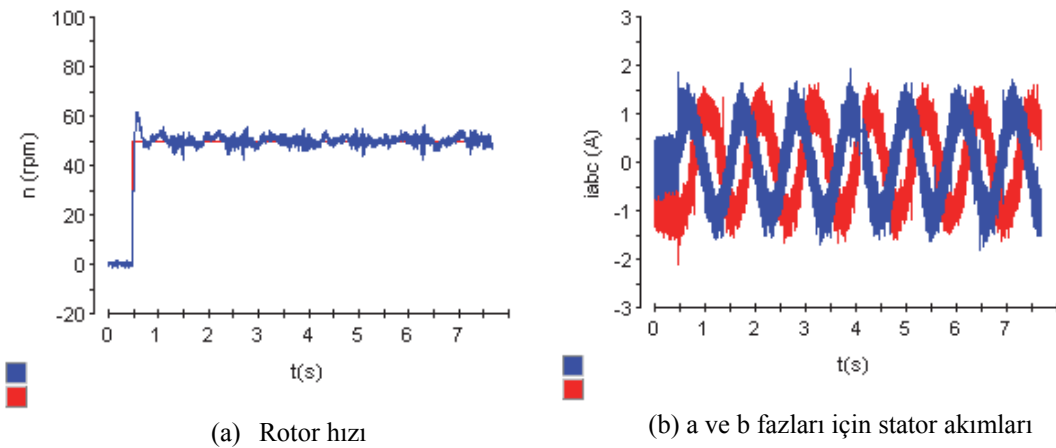
Şekil 11. Atalet ve sürtünme değişimleri altında dalga şekilleri (Waveforms under the inertia and friction variation).



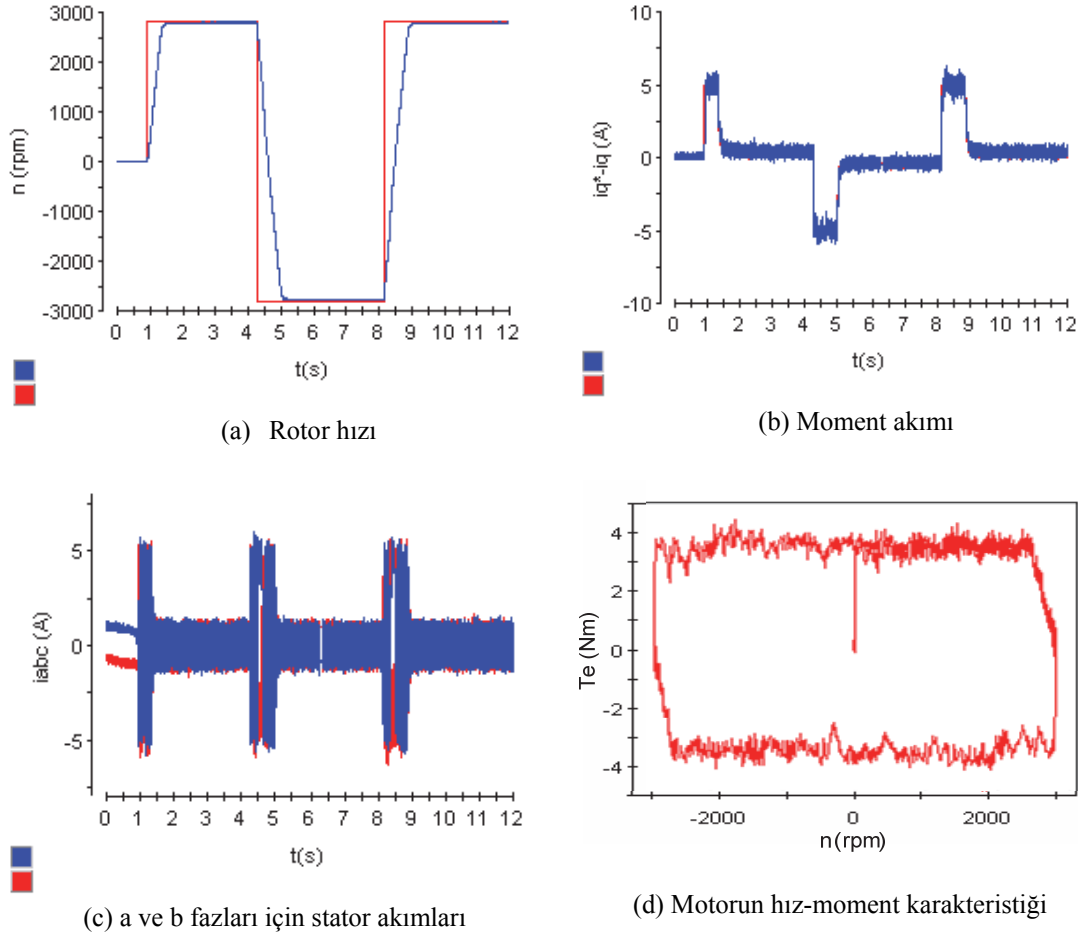
Şekil 12. Yük değişikliği uygulandığı zaman dalga şekilleri (Waveforms when load disturbance is applied)



Şekil 13. 10 dev/dk'lık referans hız için dalga şekilleri (Waveforms for speed reference 10 rpm)



Şekil 14. 50 dev/dk'lık referans hız için dalga şekilleri (Waveforms for speed reference 50 rpm)



Şekil 15. Artırılmış atalet ve sürtünme altında hızın yön değiştirilme dinamikleri (Speed reversal dynamics under increased inertia and friction conditions).

4. SONUÇ (CONCLUSION)

Bu makalede çok seviyeli evirici üzerinden beslenen asenkron motor sürücü sistemi için yüksek performansı dolaylı vektör denetimi incelenmiştir. Bu amaçla, asenkron motoru beslemek için bir 5-seviyeli kaskad eviricinin tasarımı ve gerçekleştirilmesi yapılmıştır.

Önerilen sürücü sisteminde, hız denetleyici olarak bir sugeno tip SBD yapısı kullanılmıştır. Bu sinirsel-bulanık hız denetleyici, sürücü sistemine iyi bir dinamik cevap karakteristiği kazandırmıştır. Ayrıca, eviricinin güç anahtarlarının denetimi için çok seviyeli UVDGM algoritması kullanılmış ve böylece referans vektörün uzay vektör diyagramındaki üçgenler arası geçişlerinde minimum anahtarlama geçişleri sağlanmıştır. Önerilen sürücü sisteminin performansı yoğun deneysel testlerle doğrulanmıştır.

Elde edilen sonuçlardan, asenkron motor sürücü sisteminin dinamik performansı oldukça tatmin edicidir.

TEŞEKKÜR (ACKNOWLEDGMENT)

Bu makalede sunulan çalışmalar Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Birimi, FUBAB-776 *nolu* "Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanılarak Beş-Seviyeli Eviricinin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi" isimli proje kapsamında yürütülmüştür. Yazar, sağlanan destekten dolayı FÜBAB'a teşekkür eder.

KAYNAKLAR (REFERENCES)

1. Lai, Y.S., "Machine Modelling and Universal Controller for Vector-Controlled Induction Motor Drives", **IEEE Transaction on Energy Conversion**, Cilt 18, No 1, 23–32, 2003.
2. Kouro, S., Bernal, R., Miranda, H., Silva, C.A. ve Rodriguez, J., "High-Performance Torque and Flux Control for Multilevel Inverter Fed Induction Motors", **IEEE Transaction on Power Electronics**, Cilt 22, No 6, 2116–2123, 2007.
3. Bose, B.K., **Modern Power Electronics and AC Drives**, Prentice-Hall PTR, Upper Saddle River, NJ, 2002.

4. Ebrahim, E.A., Hammad, N., “A Novel Approach of an Adaptive Neuro-PI Vector Controller Fed Induction-Motor Servo Drives”, **Int. Conf. on Intelligent Robots and Systems**, Cilt 3, 2181-2186, 30 Eylül-4Ekim 2002.
5. Lorenz, R.D., Lipo, T.A. ve Novotny, D.W., “Motion Control with Induction Motor” **Proc. of IEEE**, Cilt 82, 1215-1240, 1994.
6. Tuncer, S., Dandil, B., “Adaptive Neuro-Fuzzy Current Control for Multilevel Inverter Fed Induction Motor”, **The Int. Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering**, Cilt 27, No 3, 668-681, 2008.
7. Valdez, M.A.G., Romero, R.D., “Improvement of an Induction Motor Drive-Based Direct Torque Control Strategy Using a Neuro-Fuzzy Controller”, **1st Int. Conf. on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE’2004)**, Los Alamitos USA, 439-444, 24-27 Haziran 2004.
8. Gokbulut, M., Dandil, B. ve Bal, C., “A Hybrid Neuro-Fuzzy Controller for Brushless DC Motor”, **Lecture Notes in Artificial Intelligence**, Cilt 39, No 49, 125-132, 2006.
9. Dandil, B., “Fuzzy Neural IP Controller for Robust Position Control of Induction Motor Drive”, **Expert System With Applications**, Cilt 36, No 3, 4528-4534, 2009.
10. Zhang, H., Von Jouanne, A., Dai, S., Wallace, A.K. ve Wang, F., “Multilevel Inverter Modulation Schemes to Eliminate Common-Mode Voltages”, **IEEE Transaction on Industry Applications**, Cilt 36, No 6, 1645–1653, 2000.
11. Tuncer, S., “Çok Seviyeli Eviricilerde Taşıyıcı Dalga Şekli Değişimlerinin Çıkış Gerilimi Üzerine Etkilerinin İncelenmesi”, **Journal of The Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University**, Cilt 24, No 4, 613-628, 2009.
12. Tolbert, L.M., Habetler, T.G., “Novel Multilevel Inverter Carrier-Based PWM Method”, **IEEE Transaction on Industry Applications**, Cilt 35, No 5, 1098–1107, 1999.
13. Li, L., Czarkowski, D., Liu, Y. ve Pillay, P., “Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Technique in Series-Connected Voltage Inverters”, **IEEE Transaction on Industry Applications**, Cilt 36, No 1, 160–170, 2000.
14. Ebrahimi, A., Farokhnia, N. ve Fathi, S.H., “A Hybrid Approach for Solving Nonlinear Equations of SHEPWM in Multilevel Inverters”, **IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics**, Hangzhou China, 1962-1967, 28-31 Mayıs 2012.
15. Wei, S., Wu, B., Li, F. ve Liu, C., “A General Space Vector PWM Control Algorithm for Multilevel Inverters”, **Applied Power Electron. Conf. and Exposition (APEC’03)**, Miami Beach USA, Cilt 1, 562-568, 9-13 Şubat 2003.
16. Celanovic, N., Boroyevich, D., “A Fast Space-Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three-Phase Converters”, **IEEE Transaction on Industry Applications**, Cilt 37, No 2, 637–641, 2001.
17. Deng, Y., Teo, K.H. ve Harley, R.G., “A Fast and Generalized Space Vector PWM Scheme and its Application in Optimal Performance Investigation for Multilevel Inverters”, **Energy Conversion Cong. and Exposition (ECCE)**, Denver CO, 3977-3983, 15-19 Eylül 2013.
18. Mondal, S.K., Pinto, O.P. ve Bose, B.K., “A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for a Three-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive”, **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, Cilt 38, No 3, 660-669, 2002.
19. Vafakhah, B., Salmon, J. ve Knight, A.M., “A New Space-Vector PWM With Optimal Switching Selection for Multilevel Coupled Inductor Inverters”, **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, Cilt 57, No 7, 2354-2364, 2010.
20. Grabowski, P.Z., Kazmierkowski, M.P., Bose, B.K. ve Blaabjerg, F., “A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive”, **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, Cilt 47, No 4, 863-870, 2000.
21. Coteli, R., Deniz, E., Dandil, B. ve Tuncer, S., “Phase Angle Controller Using Neuro-Fuzzy Controller”, **Advances in Electrical and Computer Engineering**, Cilt 12, No 1, 77-84, 2012.
22. Draou, A., Miloudi, A., “A Simplified Speed Controller for Direct Torque Neuro Fuzzy Controlled Induction Machine Drive Based on a Variable Gain PI Controller”, **4th Int. Power Engineering and Optimization Conf. (PEOCO)**, Shah Alam, 533-538, 23-24 Haziran 2010.
23. Tuncer, S., Tatar, Y., “A New Approach for Selecting The Switching States of SVPWM Algorithm in Multilevel Inverter”, **European Transaction on Electrical Power**, Cilt 17, No 1, 81-95, 2007.