

Üç-Seviyeli Evirici ile Bir Asenkron Motorun Bulanık Mantık Tabanlı Vektör Kontrolü

Okan BİNGÖL

Süleyman Demirel Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Bölümü / ISPARTA
okan@tef.sdu.edu.tr

Özet: Bu çalışmada, üç-seviyeli evirici ile asenkron motorun hızı denetlenmiştir. Asenkron motorun (ASM) hız denetimi vektör kontrol (alan yönlendirmeli kontrol) yöntemi ile yapılmıştır. Bu kontrol yönteminde, klasik PI (oransal + integral) denetleyici yerine bulanık mantık denetleyicisi asenkron motorun hız kontrol ünitesine uygulanmıştır. Momentteki salınımları azaltmak amacıyla üç-seviyeli eviricinin anahtarlama uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (DGM) tekniği kullanılmıştır. Bulanık mantık denetleyicisinden elde edilen sonuçlar ile PI denetleyicisinden elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre bulanık mantık denetleyicisinin PI denetleyiciden daha iyi tepki verdiği görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Bulanık Mantık Denetleyici, Üç-Seviyeli Evirici, Asenkron Motor, Uzak Vektör DGM

Fuzzy Logic Based Vector Control of An Induction Motor With Three-Level Inverter

Abstract: In this study, speed of an induction motor was controlled by using three-level inverter. The vector control (field oriented control) technique was used for speed control of an induction motor (IM). In this control technique, instead of the conventional PI (Proportional + Integral) controller fuzzy logic controller (FLC) has been applied, to speed control unit of an IM. In order to reduce torque ripples in the switching of three-level inverter, space vector pulse width modulation (PWM) technique has been used. The result of obtained from the fuzzy logic controller and PI controller were compared. Simulation results show that fuzzy logic controller provides a better response than the PI controller.

Keywords: Fuzzy Logic Controller, Three-Level Inverter, Induction Motor, Space Vector PWM

Giriş

Son yıllarda yarıiletken güç elemanlarının anahtarlama frekanslarında ve kapasitelerinde hızlı gelişmeler meydana gelmiştir. Bundan dolayı orta ve yüksek gerilim aralığındaki endüstriyel motor sürücü sistemlerinde, alternatif akım güç beslemelerinde ve statik güç dönüştürücülerinde birçok değişikliğe yol açmıştır [1]. Değişken hızlı yüksek performanslı AA sürücü sistemlerinde kullanılan gerilim beslemeli DGM eviricilerin, çıkışındaki gerilim ve akımlarında harmonik bileşenlerinin düşük genlikte olması istenir. ASM' larda harmonikler, motor kayıplarının artmasına dolayısıyla verimin düşmesine, momentte salınımların oluşmasına ve elektromanyetik etkileşime sebep olmaktadır [2,3]. Eviricinin çıkış gerilimindeki harmonikler, gerilimin çıkış dalga şeklinin seviye sayısı artırılarak en aza indirgenebilir [2,4]. Örneğin aynı anahtarlama frekansında üç-seviyeli eviricinin çıkış dalga şeklinin harmonik bileşenleri iki seviyeli eviricilere göre daha düşüktür. Böylece daha düşük anahtarlama frekanslarında çalışılabilir [5,6].

Yüksek performanslı AA sürücülerinde dolaylı alan yönlendirmeli denetim yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu kontrol yöntemi yabancı uyartımlı DA motoru kontrol yöntemine benzerdir. Bu yöntemde stator akımının moment ve akı bileşen değişkenleri kullanılır. Bu değişkenler birbirinden bağımsız olarak denetlenmektedir. Faz dönüşümlerinde uygun birbirinden bağımsız denetlenebilir işlemini

gerçekleştirebilmek için senkron açılma hız bilgisine ihtiyaç vardır. Senkron açılma hız bilgisinin doğru olarak hesap edilebilmesi rotor zaman sabitine bağlıdır. Fakat rotor zaman sabiti sıcaklık ve manyetik endüktansın doyuma ulaşması ile sürekli değişken bir değerdedir [7]. Son yıllarda bu tür problemleri çözmek için birçok çalışma yapılmıştır. Zeki denetim tekniklerinden bulanık mantık denetleyici tekniği bu tür problemleri çözmede yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

1965 yılında Lotfi A. Zadeh tarafından bulanık mantık veya bulanık küme kuramı ortaya konulmuştur. Bulanık mantık denetleyiciler birçok alanda başarılı bir şekilde uygulanmaktadır [8-12]. Bulanık mantık denetleyicisi, klasik denetleyicilerle karşılaştırıldığında denetleyicinin dizaynı sırasında her hangi bir matematiksel model gereksinimine ihtiyaç duymadığı görülmektedir. Bu çalışmada asenkron motorun vektör kontrol denetiminde klasik PI denetleyici yerine bulanık mantık denetleyici kullanılarak motorun hız denetimi gerçekleştirilmiştir. İkinci bölümde, ASM' un alan yönlendirmeli denetimi anlatılmaktadır. Üçüncü bölümde, bulanık mantık denetleyici hakkında genel bilgi verilmektedir. Dördüncü bölümde, bulanık mantık denetleyicinin tasarımı sunulmaktadır. Beşinci bölümde üç-seviyeli evirici ve uzak vektör DGM hakkında bilgi verilmektedir. Altıncı bölümde ise simülasyon çalışması verilmekte ve elde edilen sonuçlar tartışılmaktadır.

ASM' un Alan Yönlendirmeli Denetimi

ASM' un alan yönlendirmeli denetim yönteminde motora ait 3 faz değişkenleri 90° faz farklı iki düzleme aktarılmaktadır. Senkron hızda dönen (ω_e) $d^e - q^e$

referans eksenine göre ASM' un gerilim denklemleri aşağıda verilmiştir [3,13].

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^e \\ v_{ds}^e \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & \omega_e L_s & L_m p & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + L_s p & -\omega_e L_m & L_m p \\ L_m p & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + L_r p & (\omega_e - \omega_r) L_r \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & L_m p & -(\omega_e - \omega_r) L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (1)$$

Elektromanyetik moment ise;

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\lambda_{dr} i_{qs}^e - \lambda_{qr} i_{ds}^e) \quad (2)$$

$d^e - q^e$ referans eksenin d^e eksenine rotor akısı ile çakıştırılırsa;

$$\lambda_{dr} = \lambda_r \quad (3)$$

Eğer sistem kararlı durumda ise;

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds}^e \quad (4)$$

Kayma hızı;

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r = \frac{R_r i_{qs}^e}{L_r i_{ds}^e} \quad (5)$$

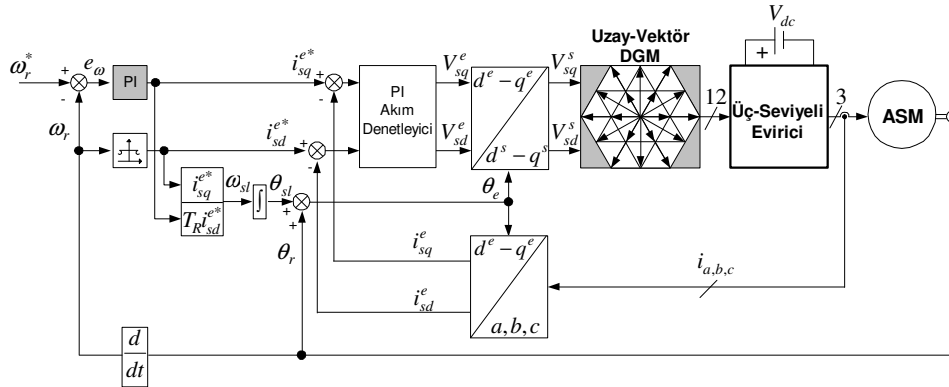
Rotorun pozisyonu;

$$\frac{d^2 \theta_r}{d^2 \theta} = (T_e - B \frac{d\theta_r}{d\theta} - T_L) / J \quad (6)$$

$$\frac{d\theta_r}{d\theta} = \omega_r \quad \theta_e = \theta_r + \theta_{sl} \quad (7)$$

Burada, V_{qs}, V_{ds} : q, d eksenlerindeki stator gerilimleri, R_s, R_r : Stator ve rotor sargı dirençleri, i_{qs}, i_{ds} : q, d eksenlerindeki stator akımları, $\lambda_{qs}, \lambda_{ds}$: q, d eksenlerindeki stator manyetik akısı, $\lambda_{qr}, \lambda_{dr}$: q, d eksenlerindeki rotor manyetik akısı, L_m : Ortak endüktans, L_r : Rotor endüktansı, P : Kutup sayısı, p : Türev operatörü.

ASM' un alan yönlendirmeli denetimli temel yapısı Şekil 1' de verilmiştir.



Şekil 1. ASM' un alan yönlendirme denetimi

Bulanık Mantık Denetleyici

Bir bulanık mantık denetleyici temel olarak dört kısımdan oluşmaktadır. Bunlar bulanıklaştırma, bilgi tabanı, karar verme birimi ve durulaştırma birimidir [14].

Bulanıklaştırma, sistemden alınan denetim giriş bilgilerini sözel değişkenler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemidir. Bu çalışma da NB: Negatif Büyük, NO: Negatif

Orta, NK: Negatif Küçük, S: Sıfır, PK: Pozitif Büyük, PO: Pozitif Orta, PB: Pozitif Büyük olmak üzere 7 sözel değişken kullanılmıştır. Sistemin verimli çalışmasını sağlamak amacıyla değişik şekillerde (üçgen, yamuk, çan eğrisi vs.) bulanık kümeler seçilebilir. Kararlı durum hatasını en aza indirmek için kurulma noktasına doğru sıklaşan asimetrik üçgen üyelik fonksiyonu tasarlanmıştır.

Bilgi tabanı, veri tabanı ve kural tabanı olmak üzere iki kısma ayrılır. Veri tabanının oluşturulması her bir değişken için evrensel kümenin tanımlanmasını, bulanık kümelerin sayısının belirlenmesini ve üyelik fonksiyonlarının tasarlanmasını gerektirir. Kural tabanı, uzman kişiler tarafından belirlenmiş bulanık mantık denetleyicinin davranışlarını tespit eden denetim kurallarını içerir. Bu çalışmada 7x7'lik toplam 49 kural tanımlanmıştır.

Karar verme birimi, çıkarım motoru olarak ta adlandırılır. Bulanık mantık denetimin çekirdek kısmıdır. Karar vermeyi gerçekleştirmek için birçok yöntem mevcuttur. Bu işi gerçekleştirmek için bu uygulamada MAX-MIN karar verme yöntemi seçilmiştir.

Durulaştırma, karar verme biriminden gelen bulanık bir bilgiden bulanık olmayan ve uygulamada kullanılacak gerçek değerlerin elde edilmesini sağlar. Durulaştırma işleminde birçok değişik yöntem kullanılmaktadır. Bu çalışmada ağırlık merkezi yöntemi kullanılmıştır.

ASM' un Bulanık Mantık Hız Denetimi

Vektör kontrollü ASM sürücü sisteminde motorun hız denetimini sağlamak için klasik PI denetleyici yerine bulanık mantık denetleyici uygulanmıştır. Bulanık mantık denetleyicinin giriş değişkenleri referans hız ile motorun gerçek hızı arasındaki hız hatası (e_ω) ve hız hatasındaki değişim (ce_ω) olarak tanımlanmıştır. Çıkış değişken

değişimi olarak ise akımın moment bileşeni (Δi_{sq}^{e*}) seçilmiştir. Bulanık mantık hız denetleyicisinin blok şeması Şekil 2'te verilmiştir. Vektör kontrollü bulanık mantık denetleyicili ASM hız denetim şeması Şekil 3'te görülmektedir.

$$e_\omega(k) = \omega_r^*(k) - \omega_r(k)$$

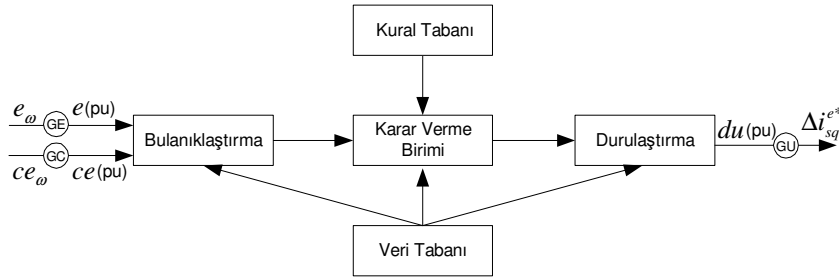
$$ce_\omega(k) = e_\omega(k) - e_\omega(k-1)$$
(8)

$\omega_r^*(k)$ k 'inci örnekleme anında istenilen referans hız, $\omega_r(k)$ k 'inci örnekleme anındaki motor hızı, $e_\omega(k)$ k 'inci örnekleme anındaki motor hız hatası, $ce_\omega(k)$ ise k 'inci örnekleme anında motor hız hatasındaki değişimdir. Tasarımda esneklik sağlamak ve denetleyiciyi ayarlamak için değişkenler birim değer (pu) olarak temsil edilmektedirler. Denetleyicinin giriş ve çıkış değişkenlerinin birim değer olması için kazanç katsayısı kullanılır. Bu kazanç katsayıları GE , GC ve GU olarak isimlendirilirler. Birim değer olarak açıklanan değişkenler aşağıdaki şekildedir:

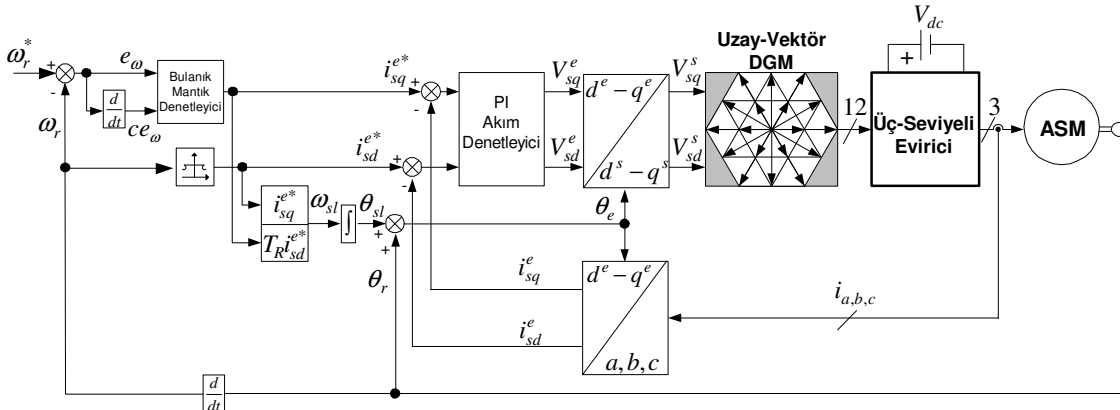
$$e(pu) = e_\omega(k) / GE$$

$$ce(pu) = ce_\omega(k) / GC$$

$$du(pu) = \Delta i_{sq}^{e*}(k) / GU$$
(9)



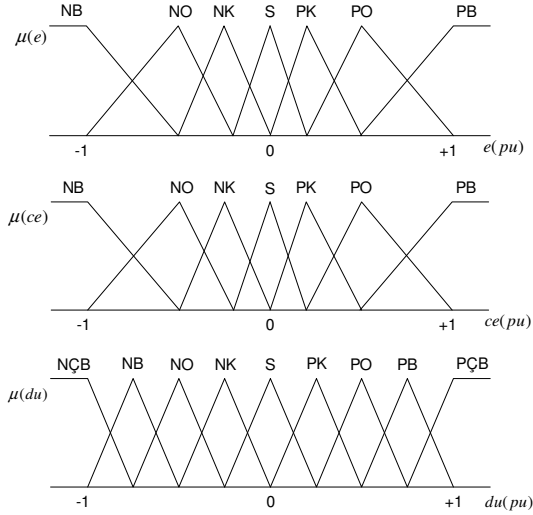
Şekil 2. Bulanık mantık hız denetleyicisi blok şeması



Şekil 3. Vektör kontrollü bulanık mantık denetleyicili ASM hız denetim şeması

Bulanık mantık denetleyiciler genellikle deneme yanılma ile tasarlanmakta ve ayarlanmaktadır. Bu yüzden üyelik fonksiyonları, kurallar ve ölçeklendirme faktörleri optimum bir performans elde edinceye kadar değiştirilmektedirler.

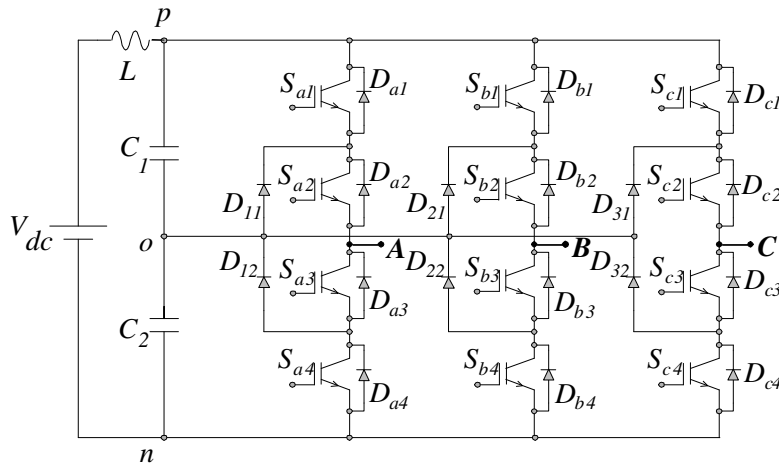
Şekil 4'te giriş ve çıkış değişkenleri $e(pu)$, $ce(pu)$ ve $du(pu)$ 'nun üyelik fonksiyonları görülmektedir. Bulanık küme sayısını arttırmadan kararlı durum noktası civarında hassas denetim sağlamak için orta kısımda sıklaşan asimetrik üyelik işlevleri tercih edilmektedir.



Şekil 4. $e(pu)$, $ce(pu)$ ve $du(pu)$ değişkenlerinin üyelik fonksiyonları

Çizelge 1'de bulanık mantık hız denetleyicisi için deneme yanılma ile daha uygun hale getirilmiş kural tabanı matrisi verilmektedir. Hız denetimi için işlem sırası aşağıdaki şekilde yapılmaktadır [10]:

1. ASM' un hız işareti örneklenmektedir.



Şekil 5. Üç-seviyeli diyot-tutmalı evirici

2. Hız hatası ve hız hatasındaki değişim hesaplanmaktadır.
3. Hız hatası ve hız hatasındaki değişim için bulanık kümeler ve üyelik fonksiyonları belirlenmektedir.
4. Her bir kurala bağlı olarak denetim işlemindeki değişim (ΔI_{sq}^{e*}) belirlenmektedir.
5. Ağırlık merkezi durulaştırma yöntemi kullanılarak I_{sq}^{e*} 'deki gerçek değişim (ΔI_{sq}^{e*}) hesaplanmaktadır.
6. Sürücüyü kontrol etmek için denetim işlemindeki değişim $I_{sq}^{e*}(k) = I_{sq}^{e*}(k-1) + (\Delta I_{sq}^{e*})$ gönderilmektedir.

Çizelge 1. Hız denetimi için bulanık mantık denetim kuralları

ce \ e	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	NB	NB	NO	NO	NK	NK	S
NO	NB	NB	NO	NO	NK	S	PK
NK	NO	NO	NO	NK	S	PK	PK
S	NO	NO	NK	S	PK	PO	PO
PK	NK	NK	S	PK	PO	PO	PO
PO	NK	S	PK	PO	PO	PB	PB
PB	S	PK	PK	PO	PO	PB	PB

Üç-Seviyeli Evirici

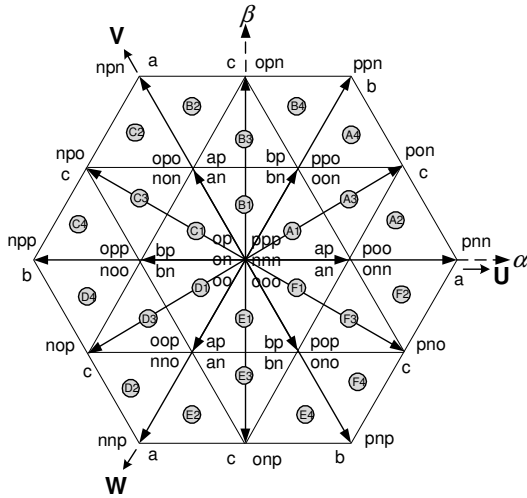
Şekil 5' de eviricinin her bir fazı, iki tutma diyodu (D_{11}, D_{12}), dört anahtar ($S_{a1}, S_{a2}, S_{a3}, S_{a4}$) ve dört bypass diyotundan ($D_{a1}, D_{a2}, D_{a3}, D_{a4}$) oluşmaktadır. Üç-seviyeli eviricide her faz kolunun 3 anahtarlama durumunun olması itibariyle ($3^3 = 27$) anahtarlama durumuna sahiptir.

Çizelge 2’de bir faza ait anahtarlama durumları gösterilmiştir. Anahtarlama durumlarına göre Şekil 6’da gerilim vektörleri iç içe iki altıgenin çeşitli noktalarına konumlandırılmıştır.

Çizelge 2. Üç-seviyeli eviricinin anahtarlama durumları ($x = a, b, c$)

Anahtarlama Durumu	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	V_{xo}
p	1	1	0	0	$+V_{dc}/2$
o	0	1	1	0	0
n	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

Şekil 6’ da görüldüğü gibi, gerilim vektörleri genliklerine göre, dört gruba ayrılır. Bunlar, büyük gerilim vektörleri olan a ve b grubu gerilim vektörleri olup genlikleri $2V_{dc}/3$ ’tür ve dıştaki altıgenin köşelerinde konumlanmışlardır. Orta gerilim vektörü olan c grubu gerilim vektörünün genliği $V_{dc}/\sqrt{3}$ ’tür ve dıştaki altıgenin orta noktalarında konumlanmışlardır. Küçük gerilim vektörleri olan (ap, an) ve (bp, bn) grubu gerilim vektörleri olup genlikleri $V_{dc}/3$ ’tür ve içteki altıgenin köşelerinde konumlanmışlardır. Sıfır gerilim vektörleri olan (op, on, oo) grubu gerilim vektörlerinin genliği ise sıfır olup, orijinde konumlanmışlardır. Şekil 6’ da dıştaki altıgen, altı sektöre (A, B, C, D, E, F) sahiptir. Aynı zamanda her bir sektörde dört adet bölge bulunmaktadır. Altıgendeki toplam bölge sayısı 24’tür [6].



Şekil 6. Üç-seviyeli eviricinin çıkış gerilimlerinin anahtarlama durumları ve uzay vektörü

Uzay vektör DGM yöntemine göre referans gerilim uzay vektörü, üç fazlı eviricinin çıkış gerilimleri aşağıda verilmiştir.

$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + jV_{\beta} = 2/3(V_a\vec{a}^0 + V_b\vec{a}^1 + V_c\vec{a}^2) \quad (10)$$

$$\vec{a}^1 = e^{j2\pi/3}$$

T_s örnekleme zamanı içerisinde gerilim vektörlerinin zaman süreleri;

$$V_{ref}T_s = V_1t_1 + V_2t_2 + V_3t_3 \quad (11)$$

$$T_s = t_1 + t_2 + t_3$$

Referans gerilim vektörünün hangi sektöre ve hangi bölgeye geldiğini bulmak için, referans gerilim vektörünün bileşenleri olan V_{α}, V_{β} gerilimleri

kullanılır. Denklem 11’de bulduğumuz t_1, t_2, t_3 süreleri her sektör içindeki bölgelerin gerilim vektör süreleridir.

Simülasyon Sonuçları

Vektör kontrollü ASM’ un hız denetimine ait simülasyon çalışmaları sırasında C++ programlama dili kullanılmıştır. Elde edilen bu veriler MATLAB programı kullanılarak grafiklere dönüştürülmüştür. Simülasyon çalışmasında kullanılan ASM’ un parametreleri şöyledir: $U=380$ V, $P=4.5$ kW ve $2p=6$ kutupludur. Eviricilerin besleme gerilimi DC 540 V olup anahtarlama frekansları 2 kHz’dir.

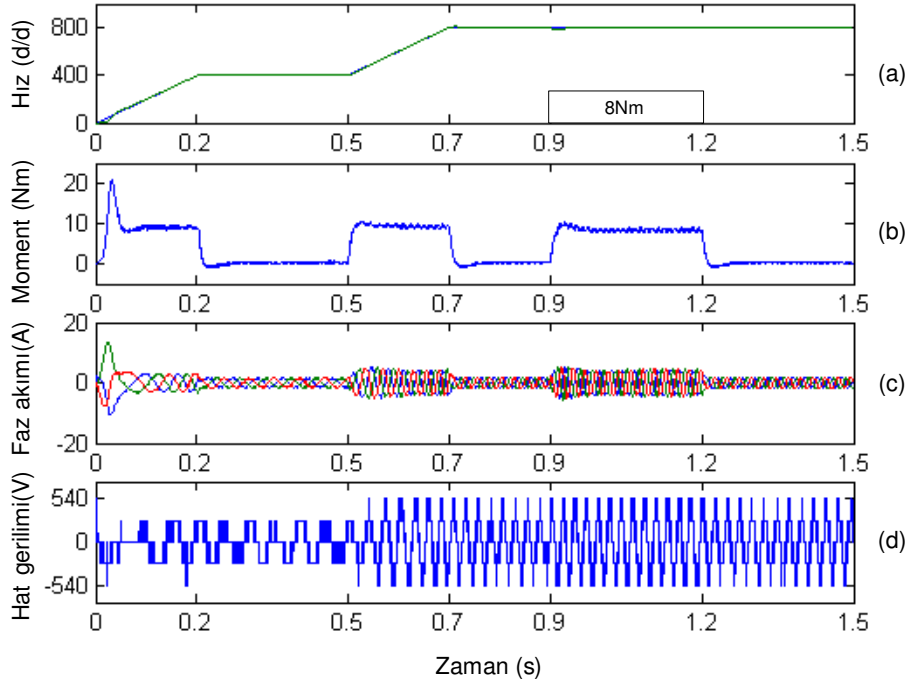
Klasik denetleyici ile bulanık mantık denetleyici arasındaki performans farklılıklarını kıyaslayabilmek amacıyla hem PI denetleyici hem de bulanık mantık denetleyici için sürücü sistem tasarlanmış ve simülasyonu yapılmıştır. En iyi simülasyon sonuçları alınana kadar üyelik fonksiyonları, kontrol kuralları ve kazanç katsayıları ayarlanmıştır. PI denetleyici ve bulanık mantık denetleyicisi için değişik şartlarda yapılan simülasyon sonuçları Şekil 7’den Şekil 10’a kadar olan şekillerde verilmektedir.

Şekil 7’de PI denetleyicisine ait şekiller verilmiştir. Şekil 7(a)’da motor $t=0.5s$ ’ye kadar 400 d/d’ da çalıştırılmış ve $t=0.5s$ ’de referans hız 800 d/d’ ya çıkartılmıştır. Motor 800 d/d’ da çalışırken $t=0.9$ s’de 8 Nm’lik yük uygulanmış ve $t=1.2$ s’de yük kaldırılmıştır. Şekil 7(b), (c) ve (d)’de motora ait sırasıyla moment, faz akımları ve hat gerilimi şekilleri görülmektedir.

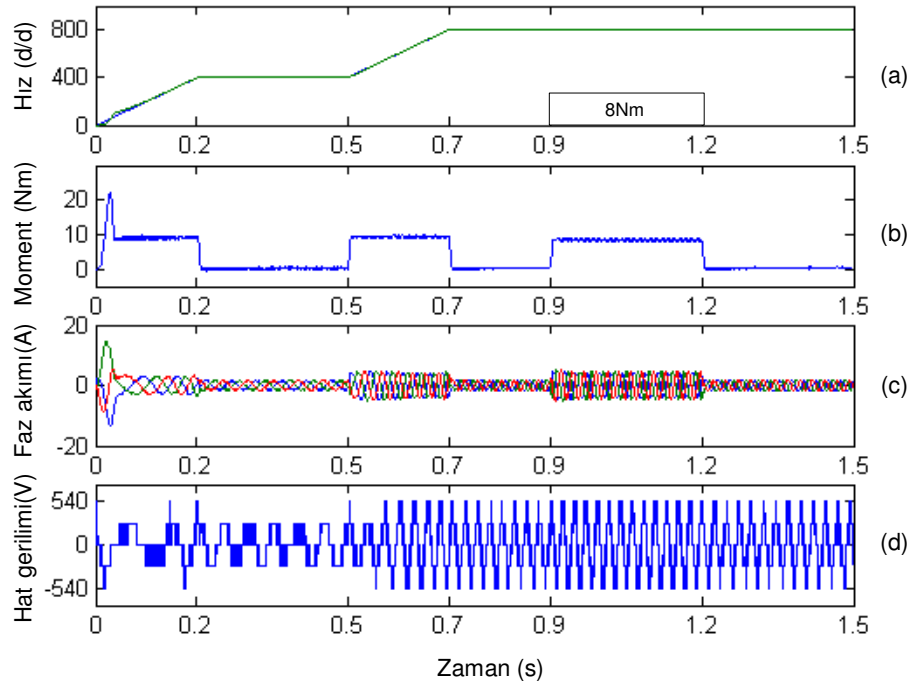
Şekil 8’de bulanık mantık denetleyicisine ait şekiller verilmiştir. Şekil 8(a)’da motor $t=0.5$ s’ye kadar 400 d/d’ da çalıştırılmış ve $t=0.5$ s’de referans hız 800 d/d’ ya çıkartılmıştır. Motor 800 d/d’ da çalışırken $t=0.9$ s’ de 8 Nm’ lik yük uygulanmış ve $t=1.2s$ ’de yük kaldırılmıştır. Şekil 8(b), (c) ve (d)’de motora ait sırasıyla moment, faz akımları ve hat gerilimi şekilleri görülmektedir.

Şekil 9’ da PI denetleyicisine ait şekiller yakınlaştırılmış halde verilmiştir. Buradaki şekillerde motorun hız tepkisi, moment eğrisi, faz akımları ve hat gerilim şekilleri daha iyi görülmektedir.

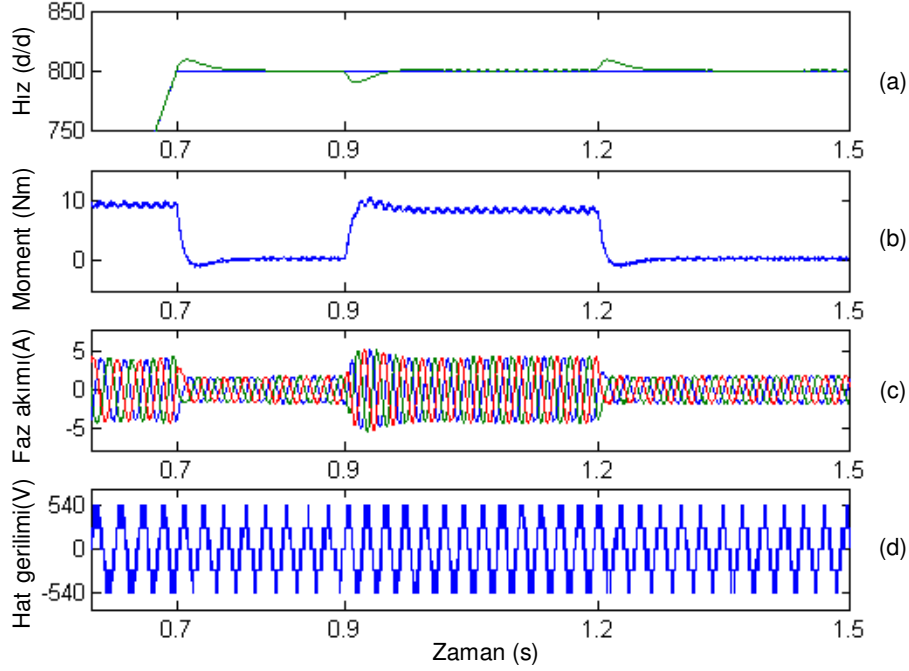
Şekil 10’ da da bulanık mantık denetleyicisine ait şekillerde PI denetleyicisinde olduğu gibi yine yakınlaştırılmış halde verilmiştir. Buradaki şekillerde de motorun hız tepkisi, moment eğrisi, faz akımları ve hat gerilim şekilleri daha iyi görülmektedir.



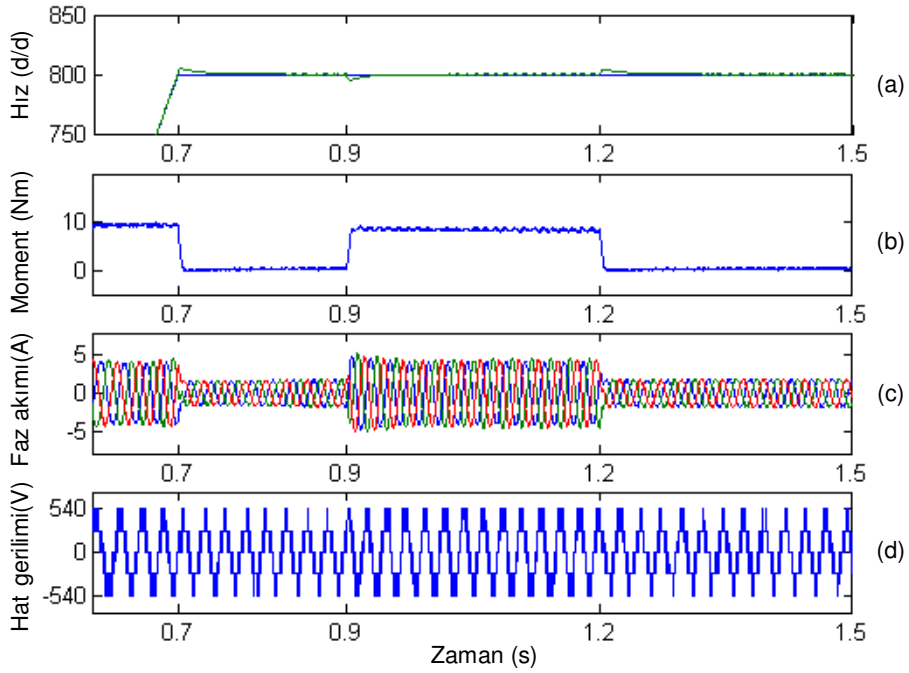
Şekil 7. PI denetleyiciye ait eğriler
 a) Hız b) Moment c) Faz akımı d) Hat gerilimi



Şekil 8. Bulanık mantık denetleyiciye ait eğriler
 a) Hız b) Moment c) Faz akımı d) Hat gerilimi



Şekil 9. PI denetleyiciye ait yakınlştırılmış eğriler
a) Hız b) Moment c) Faz akımı d) Hat gerilimi



Şekil 10. Bulanık mantık denetleyiciye ait yakınlştırılmış eğriler
a) Hız b) Moment c) Faz akımı d) Hat gerilimi

Şekillerden de görüldüğü gibi aynı şartlarda PI denetleyici tepkisinde bulanık mantık denetleyiciye göre daha fazla dalgalanmalar olmaktadır. PI denetleyici değişen çevre şartlarına bağımlılık gösterirken bulanık mantık

denetleyicisi değişen çevre şartlarından bağımsız olarak çalışmaktadır.

Sonuçlar

Üç-seviyeli evirici ile ASM' un hızı denetlenmiştir. ASM'un hız denetimi vektör kontrol yöntemi ile yapılmıştır. Bu kontrol yönteminde, klasik PI denetleyici yerine bulanık mantık denetleyicisi ASM' un hız kontrol ünitesine uygulanmıştır. Bulanık mantık denetleyicisinden elde edilen simülasyon sonuçları ile PI denetleyicisinden elde edilen simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre bulanık mantık denetleyicisinin PI denetleyicisinden daha iyi tepki verdiği ve çalışma şartlarının değişikliğine daha az bağımlı olduğu gözlenmiştir.

Kaynaklar

- [1]. Lee, Yo-H., Suh, B. S., Hyun, D.S., 1994. A Novel PWM Scheme for a Three-Level Voltage Source Inverter With GTO Thyristors, IEEE Transactions On Industry Applications, 32, 1151-1157.
- [2]. Nabae, A., Takahashi, I. and Akagi, H., 1981. A New Neutral- Point- Clamped PWM Inverter, IEEE Transactions On Industry Applications, IA-17, 518-523.
- [3]. Elmas, Ç., Bingöl, O., 2003. Üç-Seviyeli Evirici ile Asenkron Motor Hız Denetimi, 3rd International Advanced Technologies Symposium, Ankara, 445-456.
- [4]. Holtz, J., 1994. Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion, Proceedings of the IEEE, 82, 1194-1214.
- [5]. Zhang, J., 1995. High Performance Control Of a Three-Level IGBT Inverter Fed AC Drives, Industry Applications Conference, Thirtieth IAS Annual Meeting, 1, 22-28.
- [6]. Celanovic, N. and Boroyevich, D., 2000. A Comprehensive Study of Neural- Point Voltage Balancing Problem in Three- Level Neutral- Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters, IEEE Transactions. On Power Electronics, 15, 242-249.
- [7]. Wai, R.-J., Chang, H.-H., 2004. Backstepping Wavelet Neural Network Control For Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Neural Networks, 15, 367-382.
- [8]. Lee, C. C., 1990. Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part I, IEEE Tran. On systems Man and Cybernetics, 20, 404-418.
- [9]. Lee, C. C., 1990. Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part II, IEEE Tran. On systems Man and Cybernetics, 20, 419-435.
- [10]. Bay, Ö. F., 1999. Fuzzy Control of Field Orientation Controlled Induction Motor, Journal of Polytechnic, 2, 1-9.
- [11]. Elmas, Ç., Akcayol, M. A., 2004. Virtual Electrical Machinery Laboratory: A Fuzzy Logic Controller For Induction Motor Drive, Int. Journal of Engineering Education, 20, 226-233.
- [12]. Akcayol, M. A., Cetin, A., Elmas, C., (2002). An Educational Tool For Fuzzy Logic Controlled BDCM, IEEE Trans. on Education, 45, 33-42.
- [13]. Lin, B.L., Lu, H.H., 1999. Multilevel AC/DC/AC Converter For AC Drives, IEE Proc.-Electr. Power Appl., 146, 397-406.
- [14]. Bay, Ö. F., 1999. A Digital Signal Processor Based Fuzzy Control of A Switched Reluctance Motor, Journal of Polytechnic, 2, 7-21.