

## Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Hız Denetiminde Doğal Frekans ve Bulanık Mantık

### *Natural Frequency and Fuzzy Logic at Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Control*

İbrahim Alışkan\*, Artun Sel

Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Bülent Ecevit Üniversitesi, Zonguldak, Türkiye

#### Öz

Sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) hız denetimi elektrik makinalarının önde gelen kontrol problemlerindedir. Çalışmada sürücü tasarımında motorun matematiksel modeli ve sistemin doğal frekansı göz önünde bulundurulmuştur. Lineer olmayan SMSM modellenmesi için üç fazlı yapıdan iki eksenli yapıya sırasıyla Clarke ve Park dönüşümleri ile geçilmiştir. Bu dönüşümle denklemlerdeki doğrusal olmayan yapı devam etmektedir ancak yapılacak olan kontrol stratejisi ile sistemde birbirine bağlı parametrelerin ayrıştırılması sağlanmıştır. Çalışmada hem hız denetimsi tasarımında hem de akım-gerilim dönüşümlerinde doğal frekanstan yararlanılmıştır. Sistemin hız çevriminin kontrolü katsayı-integral (PI) denetleyici ve bulanık mantık denetleyici (BMD) ile sağlanmıştır. MATLAB/SIMULINK ortamındaki benzetim sonuçları hem yapay zekanın başarımını hem de doğal frekans yolu ile tasarlanmış akım-gerilim dönüştürücülerinin başarımını görsel olarak sunmuştur.

**Anahtar Kelimeler:** Bulanık mantık, Doğal frekans, PI kontrol, Sürekli mıknatıslı senkron motor, Vektör kontrol

#### Abstract

Permanent magnet synchronous motor speed control is one of the central problems in electrical machine control. Mathematical model of the machine and natural frequency of the system are taken into consideration for controller design. The nonlinear three phase system is transferred into 2 axis plane by using Clarke and Park transmissions. After this one, nonlinear system form is not change. But the control strategy can separate the system parameters, which are related to each other. Natural frequency was used for both of speed controller design and current-voltage transformer design operations. The speed loop of the system was controlled by proportional-integral (PI) and fuzzy logic controller. The designed controllers and drive circuit was validated in MATLAB/SIMULINK environment and the simulation results present graphical results, which are proofs of the designed controllers and artificial intelligence.

**Keywords:** Fuzzy logic, Natural frequency, PI control, Permanent magnet synchronous motor, Vector control

#### 1. Giriş

Son yıllarda, SMSM, verimliliği, yüksek güç yoğunluğu, yüksek moment akım oranı ve mıknatıs teknolojisindeki ilerlemelerden dolayı kendine endüstriyel pompa, fan uygulamaları ve elektrikli araç alanlarında yer bulmaktadır (Wang vd. 2010, Mademlis vd. 2000).

SMSM hacim ve ağırlığın önem arz ettiği uygulamalar için, verimlilik ve bakım konuları da göze alınarak, asenkron motor ve DC motor gibi diğer motor çeşitlerine göre endüstriyel uygulamalarda büyük avantajlar sunmaktadır (Zeraoulia vd. 2006, Liu vd. 2016).

Bir sisteme denetleyici tasarlayabilmek için sistemin transfer fonksiyonu elde edilmelidir. Ancak, SMSM fiziksel yapısı itibarıyla oldukça lineer olmayan bir sistemdir, bu nedenle de karmaşık bir kontrol gerekmektedir (Mocanu ve Onea 2015). Sistemi basitleştirmek için birtakım varsayımlar ve ihmaller yapılsa da elde lineer olmayan bir sistem mevcuttur. Bu noktadan sonra vektör kontrol ile yapılacak olan kontrol tekniği ile sistem sonunda lineer bir yapıya indirgenebilir ve sistemin lineer dinamikleri elde edilir (Pillay ve Krishnan 2002).

Vektör kontrol alternatif akım (AA) motor sürücülerde kullanılır (Zhou vd. 2015). İlk olarak, üç faz gerilim ve akım denklemleri Clarke Dönüşümü ile  $\alpha$ - $\beta$  uzayına alınır.  $\alpha$ - $\beta$  uzayından Park dönüşümü ile gerilim ve akım denklemleri d-q uzayına indirgenir. Elde edilen d (Direct)

\*Sorumlu yazarın e-posta adresi: ialiskan@beun.edu.tr

ve  $q$  (Quadrature) eksen değişkenleri kullanılarak kontrol tekniği basitleştirilir (Yu vd. 2010).

Motor dinamik modelini elde etme amacıyla Eddy akım ve histerezis kayıpları ihmal edilmiş, üç faz mekanik ve elektriksel olarak simetrik bir yapıda olduğu, manyetik devrenin doğrusal olduğu, çalışma süresince motor parametrelerinin değişmediği, endüklenen geri elektromanyetik kuvvetin (emk) sinüzoidal yapıda olduğu varsayımları yapılmıştır (Krishnan, 2003, Sun vd. 2012).

Denetleyici tasarımlarında, özellikle akım-gerilim dönüştürücülerde, literatürde kabul görmüş değerler üzerinde gidilir. Ancak olayın matematiksel olarak irdelenmesi mühendisliğin temel gereğidir. Bu nedenle, denetleyici parametrelerinin elde edilmesinde doğal frekans ve sönüm oranı üzerinden geçen yol çalışmamızda tercih edilmiştir. Motorun frekans domeni modellemesi ile transfer fonksiyonu elde edilmiştir ve denetleyiciler de bu yapıya dahil edilmiştir. Yeni sistemin sönümü ve doğal frekansı ile köklerin yerleri istenilen noktalara taşınarak PI katsayılarına ulaşılmıştır. Benzer yaklaşım hız denetleyicisi içinde uygulanmıştır. Başarımı arttırmak için sisteme BMD dâhil edilmiştir. Düşürülmüş üyelik fonksiyonu sayısı ve minimize edilmiş moment dalgalanması geliştirilen yapay zeka denetiminin önemli sonuçlarıdır.

Çalışmamızın devamında SMSM matematiksel modeli,  $d$  ve  $q$  eksen akım çevrimindeki PI denetleyici ve hız çevrimindeki PI denetleyici ve BMD tasarımı sunulacaktır. Ardından, farklı yük ve hız referans atamaları için denetleyici ve sürücü devre performansı benzetim çalışmaları doğrultusunda değerlendirilecektir.

## 2. SMSM Modelleme

SMSM rotoru akım taşımadığından, rotor mıknatısından kaynaklanan rotor akısının zamana göre değişimi ihmal edilebilir varsayımıyla, rotor gerilim denklemlerinin belirtilmesinin gereği yoktur (Wenshan vd. 2013). Stator gerilim denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$v_a = R_a i_a + p\lambda_a \quad (1)$$

$$v_b = R_b i_b + p\lambda_b \quad (2)$$

$$v_c = R_c i_c + p\lambda_c \quad (3)$$

Burada,  $v_a$ ,  $v_b$ ,  $v_c$  parametreleri faz gerilimleri,  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  parametreleri faz akımlarını,  $p$  türev operatörünü,  $\lambda_a$ ,  $\lambda_b$ ,  $\lambda_c$  parametreleri faz akılarını ve  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$  parametreleri faz dirençlerini ifade eder. Motor akı ifadeleri aşağıdaki gibidir:

$$\lambda_a = L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + \lambda_{ma} \quad (4)$$

$$\lambda_b = L_{ab} i_a + L_{bb} i_b + L_{bc} i_c + \lambda_{mb} \quad (5)$$

$$\lambda_c = L_{ac} i_a + L_{bc} i_b + L_{cc} i_c + \lambda_{mc} \quad (6)$$

Motorun fiziksel simetrisinden dolayı, karşılıklı endüktanslar ( $L_{ab} = L_{ba}$ ), öz endüktanslar ( $L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$ ) ve manyetik akı ifadeleri ( $\lambda_{ma} = \lambda_{mb} = \lambda_{mc}$ ) birbirlerine eşittir (Sun vd. 2012). Üç faz motor değişkenlerini durağan referans koordinat değişkenlerine dönüştürmek için, Clarke dönüşümü, formül (7), işleme alınır.

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

Burada,  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  parametreleri üç fazlı sistemdeki değişkenleri ve  $S_\alpha$ ,  $S_\beta$  parametreleri durağan referans koordinat değişkenlerini birbirlerine geometrik olarak dik olacak şekilde ifade eder. Durağan referans koordinat değişkenlerini döner referans koordinat değişkenlerine dönüştürmek için, Park dönüşümü stator akımı için formül (8) uygulanır.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

Burada,  $i_\alpha$ ,  $i_\beta$  parametreleri durağan referans koordinat değişkenlerini ve  $i_d$ ,  $i_q$  parametreleri döner referans koordinat değişkenlerini ifade eder.

Formül (7) ve (8)'in gerilim, akı ve akım değişkenlerine uygulanması ile formül (1) ve (4)'deki döner gerilim ifadeleri döner referans koordinatında formül (9) ve (10) ile ifade edilir,

$$V_q = R_s i_q + \omega_r \lambda_d + p\lambda_q \quad (9)$$

$$V_d = R_s i_d - \omega_r \lambda_q + p\lambda_d \quad (10)$$

Motor akı değişkenleri aynı şekilde formül (11) ve (12) ile ifade edilebilirler.

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (11)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m \quad (12)$$

Formül (11) ve (12), formül (9) ve (10)'da yerine yazılırsa, yeni  $d$ - $q$  gerilim eşitliklerimiz aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_q = R_s i_q + \omega_r (L_d i_d + \lambda_m) + pL_q i_q \quad (13)$$

$$V_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_q + p(L_d i_d + \lambda_m) \quad (14)$$

Mekanik moment denklemi ise formül (15) ile sunulur.

$$T_e = T_L + B\omega_m + Jp\omega_m \quad (15)$$

Motorun ürettiği elektromekanik moment ifadesi eşitlik (16) ile verilmiştir.

$$T_e = (3/2)(P/2)(\lambda_m i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (16)$$

Rotor mekanik hız ile elektriksel hız bağıntısı formül (17)'ye göre elde edilebilir.

$$\omega_m = \omega_r \left( \frac{2}{P} \right) \quad (17)$$

$V_q$  ve  $i_q$  q-ekseni stator gerilim ve akımını,  $V_d$  ve  $i_d$  d-ekseni stator gerilim ve akımını,  $L_q$  ve  $L_d$  q ve d eksenli endüktanslarını,  $R_s$  stator direncini,  $\omega_r$  ve  $\omega_m$  motor elektriksel ve mekanik rotor hızlarını,  $\lambda_d$  ve  $\lambda_q$  q ve d eksenli akıların,  $p$  türev operatörünü,  $\lambda_m$  rotor miknatıslarından kaynaklanan manyetik akıyı,  $T_e$  motorun ürettiği elektromekanik momenti,  $P$  motor kutup sayısını,  $B$  is viskoz sürtünme katsayısını,  $T_L$  uygulanan yük momentini ve  $J$  atalet momentini ifade etmektedir.

Formül (16)'nın sağında iki terim bulunmaktadır, ilk terim stator q-eksen akımına bağlıdır, ikinci terim stator d-eksen akımına ve q-eksen akımına birlikte bağlıdır.  $L_q > L_d$  olduğundan dolayı, bu terimin momente katkıda bulunması için, stator d-eksen akımının negatif olması gerekir. Ancak, SMSM rotor miknatısı tek başına gerekli olan hava aralığı akısını motor anma hızına kadar sağlayabilir (Sharma vd. 2008).

### 3. Denetleyici Tasarımı

Şekil 1'de motor hız kontrolü için sürücü devresi gösterilmiştir. Referans hız gerçek hız ile karşılaştırılarak, hata değeri PI denetleyiciden geçirilir ve referans  $i_q$  akımı belirlenir. Referans  $i_q$  akımı sonrasında gerçek  $i_q$  akımı ile kıyaslanarak hata değeri akım kontrolü için tasarlanan PI

denetleyiciden geçirilerek  $V_q$  gerilim sinyaline ulaşılır.  $i_d$  akımı referans olarak sıfır atanmıştır, bu ifade gerçek  $i_d$  akımı ile kıyaslanarak elde edilen hata ifadesi PI denetleyiciden geçirilerek gerekli  $V_d$  gerilim sinyali elde edilir. Buradan  $V_d$  ve  $V_q$  gerilim sinyal ifadeleri sırası ile ters Park ve ters Clarke dönüşümleri ile motora gerekli olan üç faz gerilim sinyalleri üretilir. Gerilim kaynaklı eviriciye referans olarak bu gerilimler verilir ve motorun referans hızı takip etmesi sağlanır (Marek vd. 2007).

Formül (16)'dan görüleceği üzere,  $i_d$  sıfır olduğunda,  $i_d$  ile  $i_q$  birbirlerinden bağımsızdırlar ve model lineer yapıdadır (Mahammadsoaib vd. 2015).

Formül (16) için  $i_d$ 'nin sıfır olmasını göz önüne alalım, elektromanyetik moment ifadesi basit bir katsayı eşitliğine dönüşür.

$$T_e = K i_q \quad (18)$$

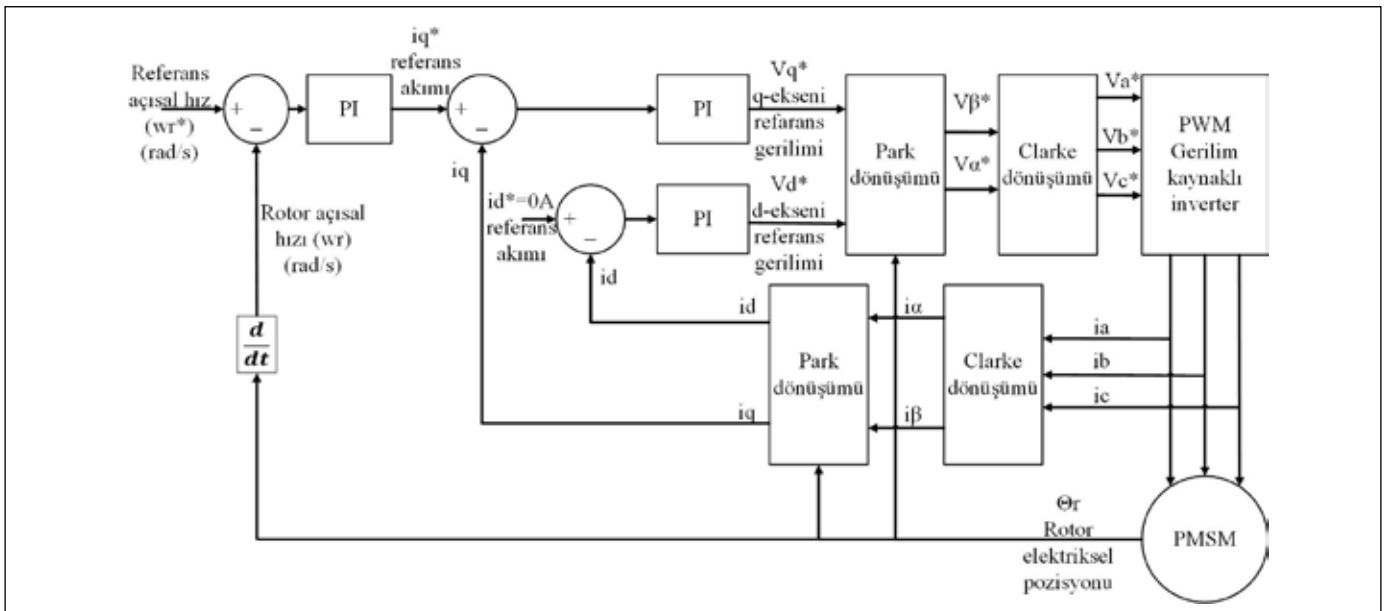
Burada  $K = (3/2)(P/2)\lambda_m$  geçerlilik kazanır.  $V_q$  gerilimi formül (19) ile daha sade bir yapıya dönüşecektir.

$$v_q = (R_s + L_q p) i_q + \omega_r K_b \quad (19)$$

$K_b = \lambda_m$  olup, bu sayede SMSM'nin basitleştirilmiş modeli elde edilir.

Verilen blok diyagramın sadeleştirilmesi ve PI denetleyici parametrelerin de göz önüne alınması ile  $i_q$  dinamiklerinin elde edildiği yeni yapı formül (20)'de bulunabilir.

$$\frac{i_q}{i_q^*}(S) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (20)$$



Şekil 1. SMS sürücü devre yapılanması.

Denklem katsayılarının eşdeğer devre parametreleri üzerinden ifadesi;  $a_2 = K_{pc} J$ ,  $a_1 = K_{pc} B + K_{ic} J$ ,  $a_0 = K_{ic} B$ ,  $b_3 = L_s J$ ,  $b_2 = L_s B + R_s J + K_{pv} J$ ,  $b_1 = BR_s + K_b K + K_{pc} B + K_{ic} J$ ,  $b_0 = K_{ic} B$  eşitlikleri ile verilebilir. Ayrıca  $K_{pc}$  ve  $K_{ic}$  sırasıyla PI denetleyici için oransal ve integral katsayılarıdır.

Formül (20)'deki sistem üçüncü derecedendir. Eğer üçüncü kutup sistem dinamiklerini az etkileyecek bir konuma yerleştirilirse, sistem ikinci dereceden bir sistem olarak tasarlanabilir. (Levine 1996).

İkinci dereceden sistem karakteristik değerleri; akım kapalı çevriminin yükselme zamanı 1.4 ms, salınım oranı 0.54 ve doğal frekans 5130 rad/s olacak şekilde akım denetleyicisi tasarlanır. Üçüncü kutup,  $-2e-4$ 'e yerleştirilen sıfır ile yok edilir. Böylelikle akım kontrolü için tasarlanan PI denetleyici sabitleri  $K_{pc} = 11.45$  ve  $K_{ic} = 57250$  olarak elde edilirler.  $i_d$  ve  $i_q$  aynı dinamik karakteristiklerine sahip olduğundan tasarlanan denetleyici  $i_d$  kontrolünde de kullanılabilir.

### 3.1. Doğal Frekans Tabanlı PI Tasarımı

Akım denetleyicisinin tasarımından sonra, rotor mekanik hız denetleyicisi Şekil 2'de verilen blok diyagram kullanılarak tasarlanır. Blok diyagramda, stator elektriksel zaman sabiti motorun mekanik zaman sabitinden çok küçüktür. Bundan dolayı stator elektriksel gecikmesini modelleyen blok burada işlem kolaylığı açısından ihmal edilebilir (Ogata 2013). Bu varsayımdan sonra kapalı çevrim transfer fonksiyonu hız çevrimi için formül (21)'e ulaşılır.

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*}(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (21)$$

Formülde  $a_2 = KK_{pv} K_{pc}$ ,  $a_1 = KK_{pc} K_{iv} + KK_{pv} K_{ic}$ ,  $a_0 = KK_{ic} K_{iv}$ ,  $b_3 = J(K_{pc} + 1)$ ,  $b_2 = B(K_{pc} + 1) + KK_{pv} K_{pc} + K_{ic} J$ ,  $b_1 = BK_{ic} + KK_{iv} K_{pc} + KK_{pv} K_{ic}$ ,  $b_0 = KK_{ic} K_{pv}$  ayrıca  $K_{pv}$  ve  $K_{iv}$  sırasıyla hız denetleyicisi için oransal ve integral sabitleridir.

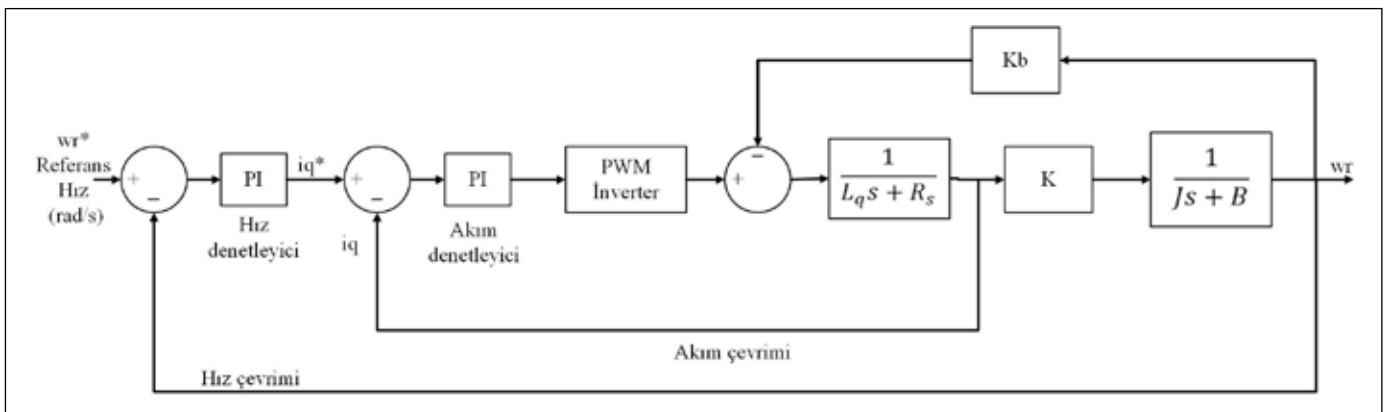
Formüldeki sistem üçüncü derecedir. Kapalı çevrimin üçüncü kutbunun sanal eksenden uzağa yerleştirilmesi ile ikinci dereceden sistem baz alınarak denetleyici tasarımı yapılabilir. İkinci dereceden sistem karakteristiklerinin kullanılması ile de hız denetleyicisi elde edilir. Karakteristik değerler; hız kapalı çevriminin salınım oranı 0.88 ve doğal frekans 281 rad/s olacak şekilde tasarıma başlanabilir. Üçüncü kutup sistem dinamiklerini az etkilemesi için  $-4590$ 'e yerleştirilir. Böylelikle hız kontrolü için tasarlanan PI denetleyicinin sabitleri  $K_{pv} = 0.1$  ve  $K_{iv} = 4.6$  değerlerine ulaşılır.

### 3.2. Bulanık Mantık Hız Denetleyici

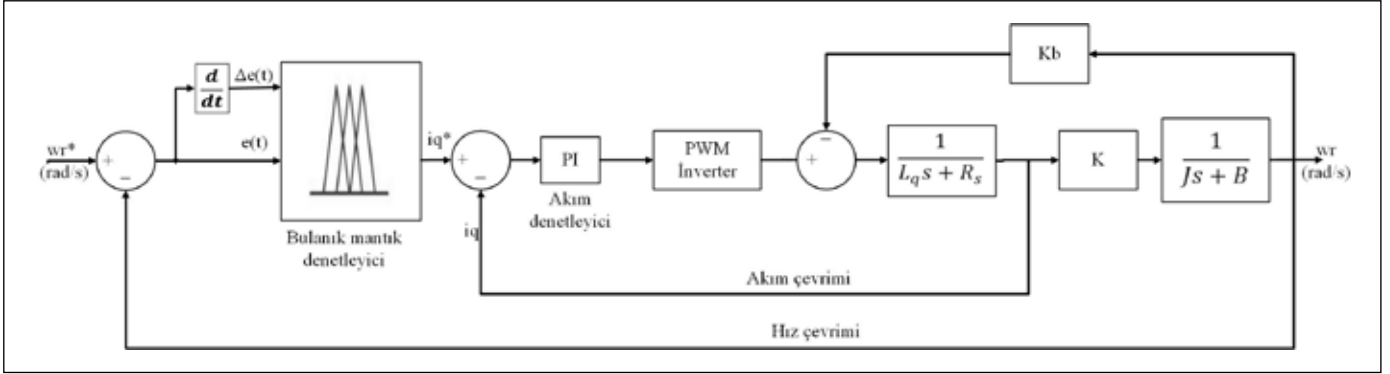
Şekil 3'de BMD ile SMSM hız kontrolü blok diyagramı verilmiştir. BMD klasik denetleyicilere alternatif olarak, karmaşık sistemler için daha iyi bir kontrol amacı ile sunulmuştur. BMD tasarımında giriş ve çıkış belirlendikten sonra, uzmanların bilgisine dayanarak, giriş-çıkış arasındaki ilişkiye göre denetleyicinin vereceği yanıt, oluşturulan kurallarla belirlenir. Kural tablosuna göre alınan karar kontrol edilecek sistem parametreleri hesaba katılır ve sistemde kullanılan birime dönüştürülür.

BMD giriş değişkenleri bu model için rotor mekanik hız hatası  $e(t)$  ve bu hatanın zamana göre değişimi  $ce(t)$  olarak belirlenir. Giriş değişkenleri  $e(t)$  ve  $ce(t)$  sayısal değerleri, üyelik fonksiyonları kullanılarak bulanıklaştırma işlemi yapılır. Bulanıklaştırma sayısal giriş değerlerinin kural tablosu esas alınarak, oluşturulan üyelik fonksiyonları kullanılarak sözel ifadelere dönüştürülme işlemidir (Elmas 2003). Şekilde giriş değişkenleri ve çıkış için uzman görüşü doğrultusunda oluşturulan üyelik fonksiyonları sunulmuştur.

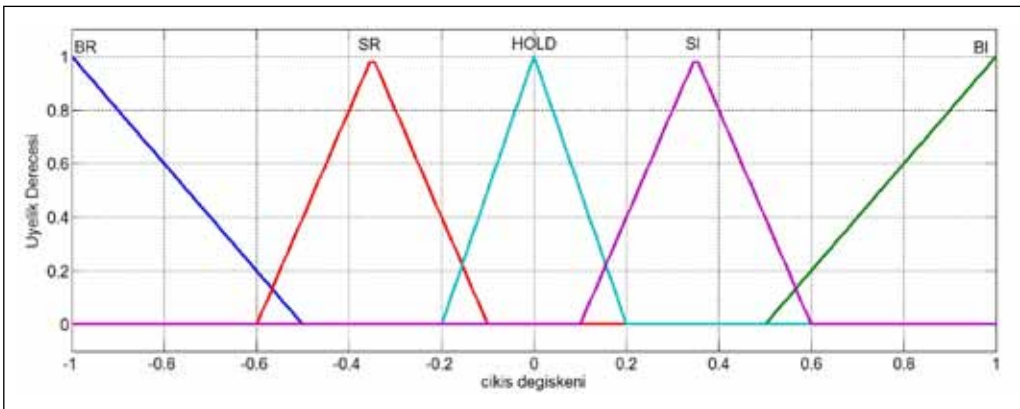
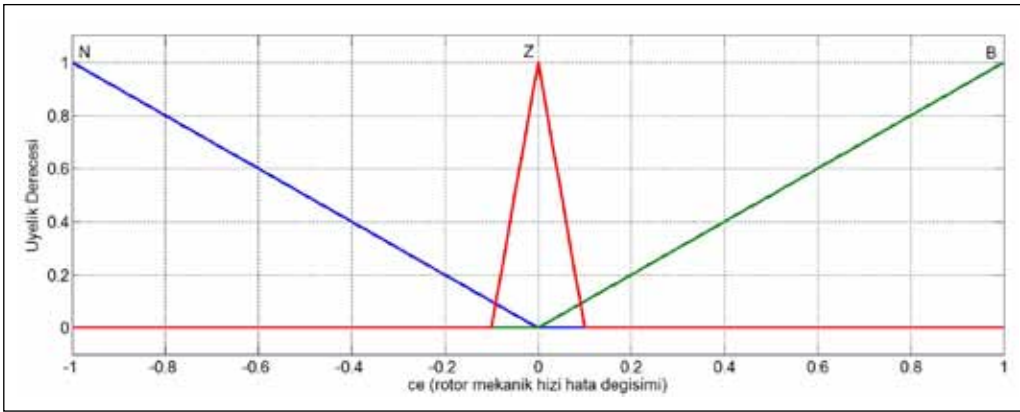
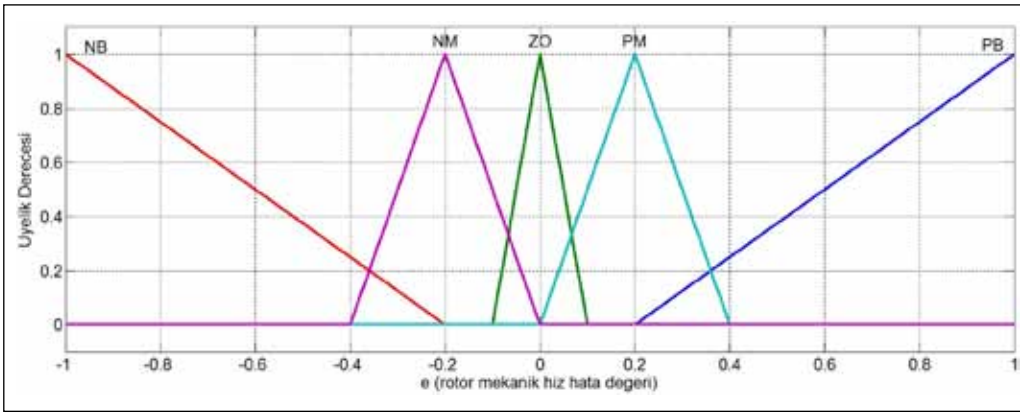
Hız hata değişkeni  $[-1,1]$  rad/s aralığına normalize edilerek üyelik fonksiyonuna giriş olarak verilmiştir. Hız hatası için kullanılan üyelik fonksiyonu, (NB) negatif büyük, (NM)



Şekil 2. Basite indirgenmiş SMSM hız kontrolünde PI denetleyici.



Şekil 3. BMD ile SMSM hız denetimi.



Şekil 4. A) Hatanın, B) Hatanın değışiminin ve C) Çıkış kontrol sinyalinin üyelik fonksiyonları.

negatif orta, (ZO) sıfır, (PM) pozitif orta, (PB) pozitif büyük olarak 5 kümeye ayrılmıştır. Hız hatası değişimi için kullanılan üyelik fonksiyonu, (N) negatif, (Z) sıfır, (B) büyük olarak 3 kümeye ayrılmıştır. Çıkış kontrol değişkeni için kullanılan üyelik fonksiyonu, (BR) büyük azalt, (SR) küçük azalt, (HOLD) değiştirme, (SI) küçük arttır, (BI) büyük arttır olarak 5 kümeye ayrılmıştır (Alışkan ve Yılmazel 2014).

Verilen çizelgeye göre örnek çıkarım yapacak olursak; EĞER  $e = NB$  ve  $ce = B$  ise O HALDE  $C = BR$  elde edilir. Yine bir başka örnek olarak, hata değeri pozitif büyük ve hata değişimi sıfırsa, kontrol çıkış değişkeni "büyük arttır" durumu ele alınabilir. Çizelge 1'de görüleceği üzere toplamda 15 kural bulunmaktadır.

SMSM hız kontrolü için BMD verilen kural tabanı kullanılarak Matlab Fuzzy Logic Toolbox ile tasarlanmıştır.

**Çizelge 1.** Bulanık mantık kural tablosu

$e \setminus ce$	N	Z	B
NB	BR	BR	BR
NM	SR	SR	SR
ZO	SR	HOLD	SI
PM	SI	SI	SI
PB	BI	BI	BI

Kural tabanının oluşturulmasından sonra, hata ve hata değişiminin çıkış kontrol değişkeni ile ilişkisi şekil 5'de belirtilmiştir. Çıkarım metodu olarak Mamdani kullanılmıştır (Elmas 2003).

Hata ve hata değişiminin sıfır olduğu noktada BMD'nin tepkisizliği ve köşelerde (giriş değişkenleri için sınırlar) en üst değerlerde tepki bulanık mantık tasarımının başarımını göstermektedir.

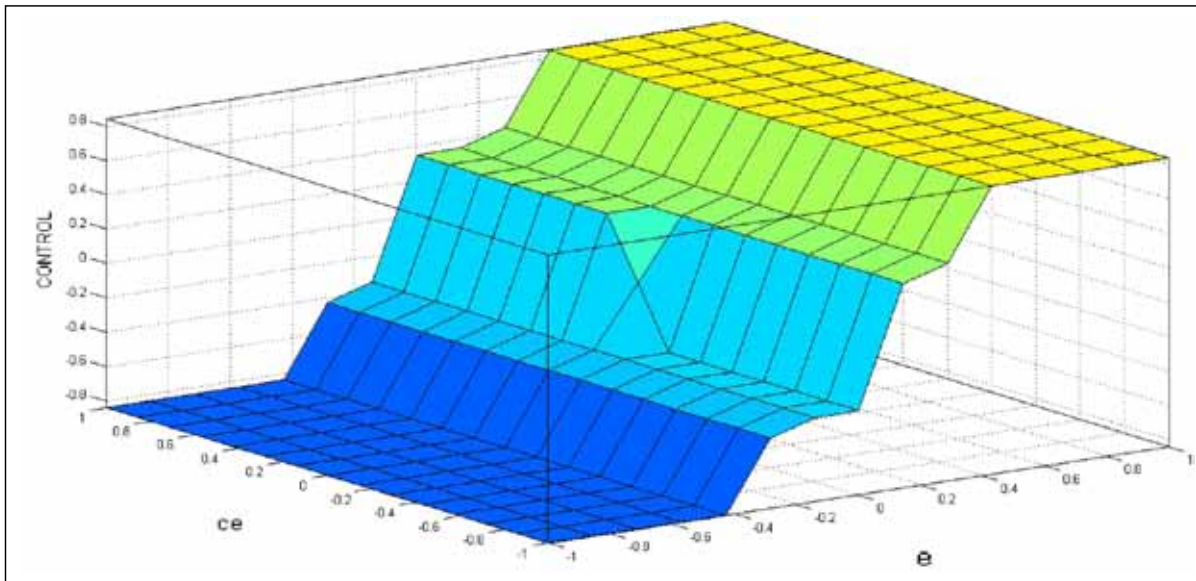
#### 4. Sonuçlar

Tasarlanan denetleyiciler ve sistem tepkisinin benzetim çalışmaları Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. İlk benzetim çalışmasında, motora 3Nm'lik yük momenti uygulanmış ve referans hız olarak 200 rad/s değeri atanmıştır,  $t=0.05s$ 'de referans hız değeri ters yönde 200 rad/s değerine değiştirilmiş ve  $t=0.1s$ 'de yük momenti 5 Nm yapılmıştır. Şekil 6'da rotor mekanik hızı BMD ve PI denetleyici etkisi altında gözlemlenmiştir. Hız değeri, atanan referans değerini BMD için oturma zamanı 0.01s, PI denetleyici için 0.02s olacak şekilde yakalamıştır. Ayrıca referans hız değişimi ve yük moment değişimi gibi etkilere karşı sistemin kalıcı duruma gelişi görülmektedir. BMD'nin her bir değişimde salınımsız ve lineer cevabı grafikte açık olarak görülmektedir.

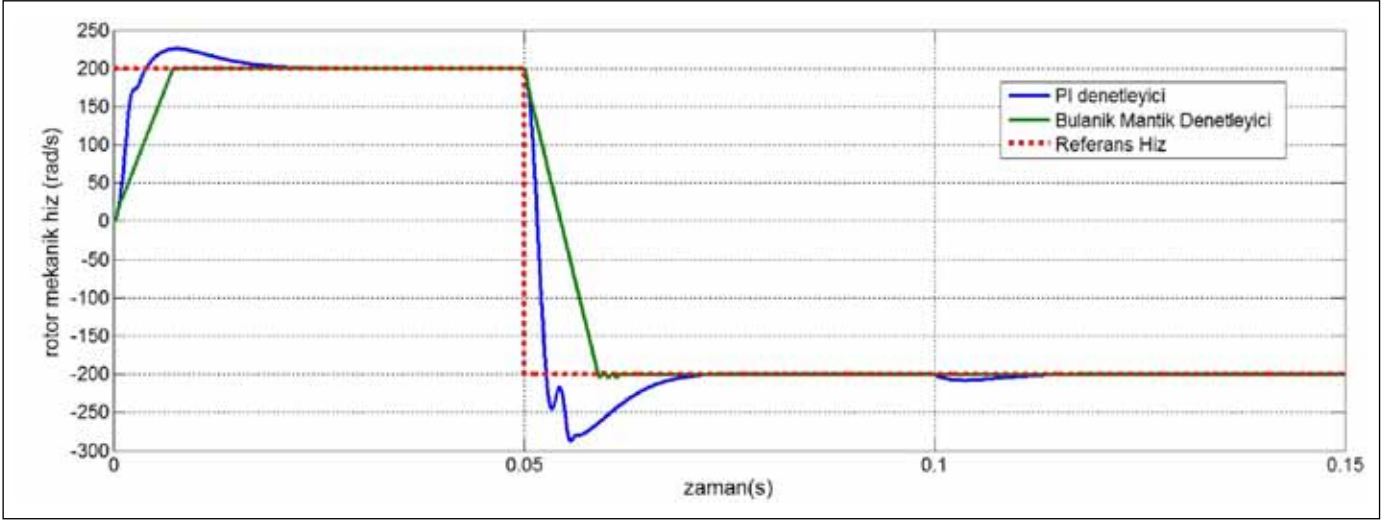
Şekil 7'de motorun elektromanyetik moment değerinin, yük momenti 3 Nm'den 5 Nm'ye değişimine yanıtı verilmektedir. Elektromanyetik moment salınımı oranı 22kHz evirici anahtarlama frekansı için BMD ile %2.8, PI ile %3 değerindedir.

#### 5. Tartışma ve Öneriler

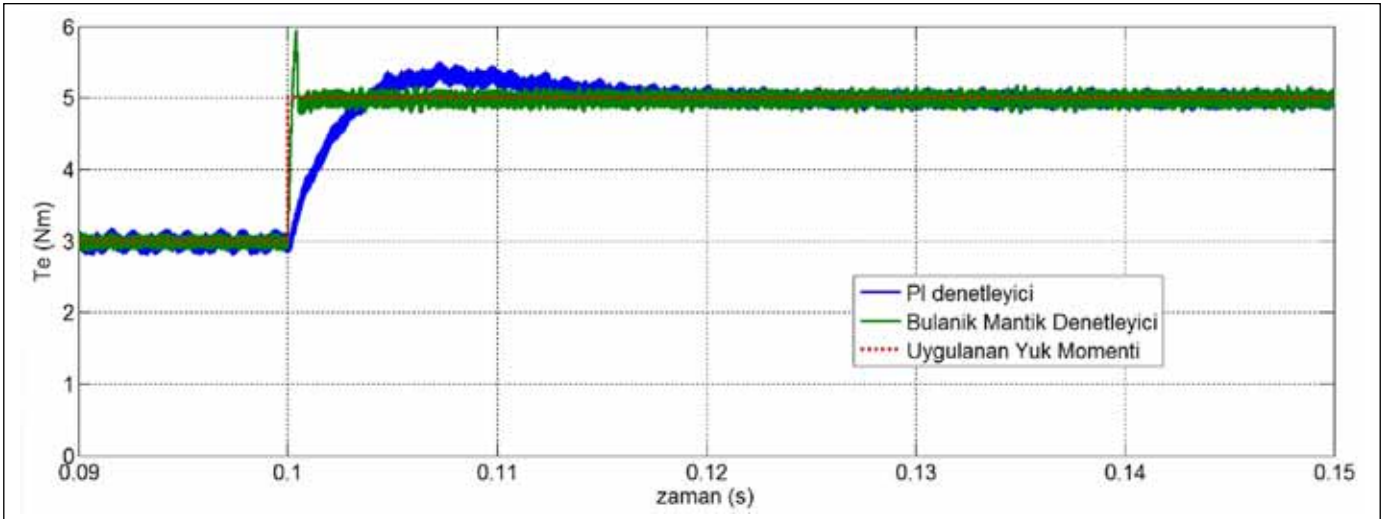
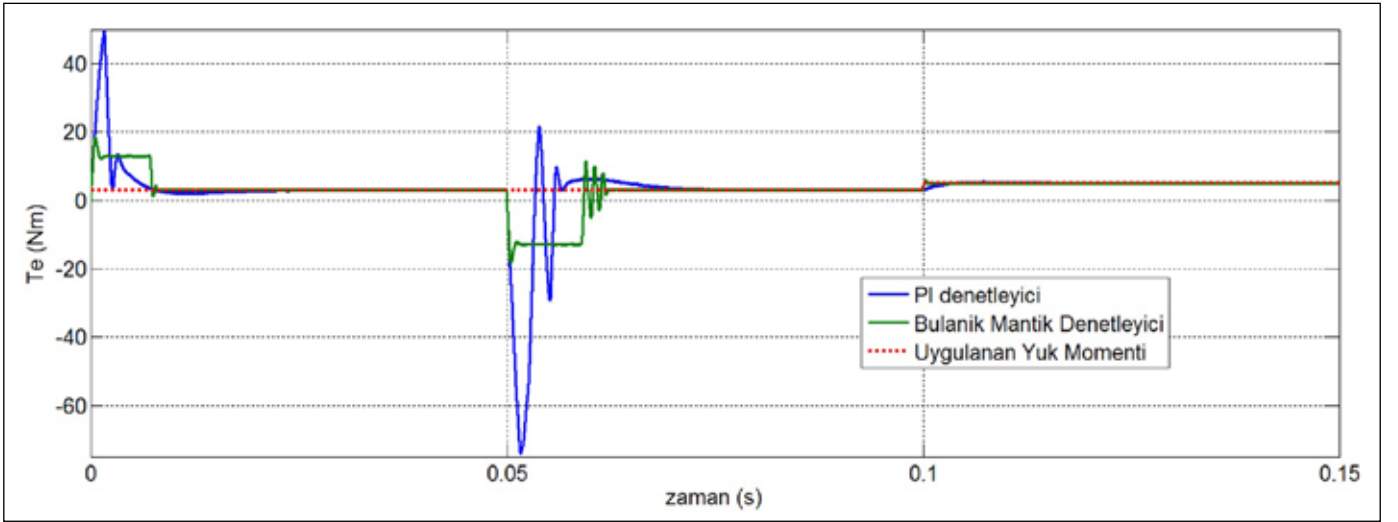
Literatüre bakıldığında SMSM'ler üzerine yapılmış çalışmaların son yıllardaki yoğunluğu dikkat çekici bir boyuttadır. Çalışmalardaki temel eksikliklerden öne çıkan ise sistem



**Şekil 5.** Geliştirilen BMD'ye ait kural yüzeyi.



Şekil 6. SSM hız değişimleri.



Şekil 7. A)  $t=0.00-0.15s$  ve B)  $t=0.09-0.15s$  arası elektromanyetik moment değişimi.

bilgisidir. Bu teoreme göre sistemin en zayıf elemanı başarıyı belirleyen eleman olacaktır. Literatür çalışmalarında i-V dönüşüm görevini üstlenen PI dönüştürücüler yeterince ele alınmamıştır. Alan yönlendirme ve doğrudan moment kontrolü gibi gelişmiş yöntemleri irdeleyen Aymen ve Lassaad (2012) akım denetleyicileri ihmal etmişlerdir. Optimize edilmemiş akım denetleyiciler moment dalgalanmalarında ve oturma zamanı değerinde büyümelere yol açmıştır. Mishra vd. (2012) hem hız hem de i-V dönüşümlerinde bulanık mantık ile sonuca ulaşmak istemişlerdir. Ancak matematiksel olarak elde edilmeyen PI katsayıları ve bu değerlere bağlı tasarlanan bulanık mantık denetleyici hız ve moment çıktılarında beklenen başarıyı sunamamıştır. Akım denetleyicilerinin eksikliğinin uygulama çalışmalarında performansa etkisi daha da barizdir. Hall sensörleri ile yapılan bu tip çalışmalarda gerekli sinyal dönüşümü olmadığından hız ve momentte başarımlar sağlanamaz (Mehta vd. 2015). Literatürden bir diğer çalışma olarak Li ve Gu'nun (2012) çalışmasını inceleyebiliriz. Bizim çalışmamıza eşdeğer olarak matematiksel eşdeğerler üzerinden yol almıştır. Özellikle hız denetleyicisi üzerinde durulmuş, akım denetleyicileri arka plana alınmıştır. Görmemiz gereken ayrıntı ise matematiksel yaklaşımın denetim üzerindeki etkinliğidir. Özellikle SMSM hız grafikleri zaman değerleri ve referans etrafındaki dalgalanmaları göz önüne alalım. Sistem idealize edilmiş bir forma kavuşturulmuştur.

Bizim çalışmamızda da optimize edilmiş akım denetleyicileri ve BMD'nin birleşimi hem moment hem de hız grafikleri yönünden dalgalanmalardan ve uzun süreli geçiş zaman değerlerinden kurtarılmıştır. Öncelikle belirtilen varsayımlar çerçevesinde sistemin matematiksel modeli ortaya konmuştur. Bu model için akım ve hız için transfer fonksiyonları oluşturulmuştur. Akım denetimi için PI tasarımı yapılmıştır. Bu noktadan sonra rotor mekanik hız kontrolü için PI denetleyici ve BMD kullanılmıştır. Her iki denetleyicide motor hızını yük değişimi ve referans değişimi sırasında istenilen değere getirirken, sistem performansları açısından BMD'nin PI denetleyiciye göre özellikle geçici durum tepkisi göz önüne alınarak daha iyi bir sonuç ortaya koyduğu görülmüştür. SMSM'lerin temel sorunlarından olan moment dalgalanması BMD ile minimize edilmiştir. Cevap süresinin kısaltılması ve sıfır salınım denetleyicilerden beklenen performans ölçütleridir. Her iki başarımlar ölçütü de BMD tarafından sağlanmıştır.

## 8. Kaynaklar

- Aliskan, I., Yilmazel, R. 2014.** Fuzzy Algorithm Based Speed Control for PMSM at Power Electronic Area. International Conference on Mechanism Science and Control Engineering, pp. 241-247, Changsha.
- Aymen, L., Lassaad, S. 2012.** A new adaptive high speed control algorithm used for a FOC or a DTC PMSM drive strategies. 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 4472-4476, Montreal.
- Elmas, Ç. 2003.** Bulanık Mantık Denetleyiciler, Şeçkin Yayıncılık, Ankara, 91 s.
- Li, S., Gu, H. 2012.** Fuzzy Adaptive Internal Model Control Schemes for PMSM Speed-Regulation System. *IEEE Trans. Ind. Informat.*, 8: 767-779.
- Krishnan, R. 2003.** Electric Motor Drives (Modeling, Analysis, and Control), Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, USA, 525 pp.
- Levine, W.S. 1996.** The Control Handbook. IEEE Press, USA, 283 pp.
- Liu, X., Chen, H., Zhao, J., Belahcen, A. 2016.** Research on the Performances and Parameters of Interior PMSM Used for Electric Vehicles. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 63: 3533-3545.
- Mademlis, C., Xypteras, J., Margaritis, N. 2000.** Loss Minimization in Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 47: 115-122.
- Mahammadsoaib, S.M., Sajid, P.M., 2015.** Vector controlled PMSM drive using SVPWM technique -Matlab/Simulink implementation. International Conference on Electrical, Electronics, Signals, Communication and Optimization, pp. 1-5, Visakhapatnam.
- Marek, S., Valeria, H., Marek, F. 2007.** Permanent magnets synchronous motor control theory. *J Electr. Eng.*, 58: 79-84.
- Mehta, H., Joshi, V., Thakar, U., Kuber, M., Kurulkar, M. 2015.** Speed Control of PMSM with Hall Sensors using DSP TMS320F2812. 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 295-299, Sydney.
- Mishra, A., Mahajan, V., Agarwall, P. 2012.** Fuzzy Logic Based Speed and Current Control of Vector Controlled PMSM Drive. 2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems, pp. 1-6, Allahabad.
- Mocanu, R., Onea, A. 2015.** Passivity Based Torque Control of PMSM used in electrical vehicles. 19th International Conference on System Theory, Control and Computing, pp. 803-810, Cheile Gradistei - Fundata Resort.
- Ogata, K. 2013.** Sistem Dinamiği. 4. Basım, Palme Yayıncılık, Ankara, 274 s.



- Pillay P., Krishnan, R. 2002.** Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Trans. Power Electron.*, 5: 151-159.
- Sharma, R.K., Sanadhya, V., Behera, L., Bhattacharya, S. 2008.** Vector control of a permanent magnet synchronous motor, Annual IEE India Conference, pp. 81-86, Kanpur.
- Sun, T., Liu, C., Lu, N., Gao, D., Xu, S. 2012.** Design of PMSM vector control system based on TMS320F2812 DSP. 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 2602-2606, Harbin.
- Wang, M., Wang, J., Zhao, J., Liu, Z. 2010.** Switching gain adaptive sliding mode model-following speed control of PMSM. Proceedings of the 29th Chinese Control Conference, pp. 3238-3243, Beijing.
- Wenshan, L., Jian Z., Yong, L. 2013.** A simpler and more efficient iterative learning controller for PMSM torque ripple reduction. International Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 1231-1235, Busan.
- Yu, S., Yang, Z., Liu, S., Zheng, K. 2010.** Analysis and implementation of digitalized vector control for PMSM with switching control. 3rd International Symposium on Systems and Control in Aeronautics and Astronautics, pp. 912-917, Harbin.
- Zeraouia, M., Benbouzid, M., Diallo, D. 2006.** Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 55: 1756-1764.
- Zhou, Y., Shang, W., Liu, M., Li, X., Zeng, Y. 2015.** Simulation of PMSM vector control based on a self-tuning fuzzy PI controller. 8th International Conference on Biomedical Engineering and Informatics (BMEI), pp. 609-13, Shenyang.