

**T.C.
TUNCELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SABİT MİKNATISLI SENKRON MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ İLE
VEKTÖR KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Murat DEMİREL

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

DANIŞMAN

Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE

AĞUSTOS-2013

**T.C.
TUNCELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SABİT MİKNATISLI SENKRON MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ İLE
VEKTÖR KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Murat DEMİREL

(102103104)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 16 Ağustos 2013

Tezin Savunulduğu Tarih : 17 Eylül 2013

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE (T.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ (T.Ü)

Yrd. Doç Dr. Ömer ÇELİK (T.Ü)

AĞUSTOS-2013

Murat DEMİREL tarafından hazırlanan SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYİCİ İLE VEKTÖR KONTROLÜ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği/oy çokluğu ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir. Bu tez, Tunceli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.

Başkan : Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ (T.Ü)

Üye : Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE (T.Ü)

Üye : Yrd. Doç. Dr. Ömer ÇELİK (T.Ü)

Tarih : 17 Eylül 2013

ÖNSÖZ

Son yıllarda sabit mıknatıslı senkron motorlar yüksek güç yoğunluğu, yüksek moment ve verim değerlerine sahip olmaları gibi avantajlarından ötürü yaygın olarak kullanılmaya başlamışlardır. Ayrıca güç elektroniği ve kontrol teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak yüksek performanslı kontrol sistemlerinde geniş bir kullanım alanına sahiptirler.

Bu çalışmada sabit mıknatıslı senkron motorun yapısı, uygulama alanları, matematiksel modeli ve kontrol yöntemleri ile bulanık mantık denetleyici hakkında bilgiler verilmiş, uzay vektör darbe genişlik modülasyonlu vektör kontrol yöntemi kullanılarak sabit mıknatıslı bir senkron motorun Matlab/Simulink paket programında benzetimi yapılmıştır. Yapılan benzetimde bulanık mantık denetleyici kullanılarak hız kontrolü sağlanmıştır. Son olarak sürücü devresi tasarlanıp deney seti oluşturularak gerçek zamanlı uygulama yapılmış ve benzetim sonuçları ile deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Tez çalışmamın başlangıcından sonuna kadar her aşamasında bilgi, deneyim ve emekleri ile bana yardımcı olan ve destekleyen değerli danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE'ye sonsuz kez teşekkür ederim.

Benzetim çalışmalarında yönlendirmeleriyle bana destek veren Arş. Gör. Burhan ŞEKER'e, teşekkür ederim.

Tez çalışmam süresince gerekli desteği sağlayan çalıştığım kurum Tunceli Çevre ve Şehircilik İl Müdürlüğü idarecilerine teşekkür ederim.

Çalışmam sırasında sabır ve desteğini esirgemeyen sevgili eşim Derya DEMİREL'e teşekkür ederim.

Murat DEMİREL
TUNCELİ-2013

İÇİNDEKİLER

| | <u>Sayfa</u> |
|---|--------------|
| ÖNSÖZ | II |
| İÇİNDEKİLER | III |
| ÖZET | V |
| SUMMARY | VI |
| ŞEKİLLER LİSTESİ | VII |
| TABLolar LİSTESİ | IX |
| SEMBOLLER LİSTESİ | X |
| KISALTMALAR | XI |
| 1. GİRİŞ | 1 |
| 2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR | 5 |
| 2.1 Elektrik Motorlarının Sınıflandırılması | 5 |
| 2.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Uygulama Alanları | 6 |
| 2.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması | 6 |
| 2.4 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı | 8 |
| 2.4.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Kullanılan Mıknatıslar | 9 |
| 2.4.1.1 Mıknatıslarda B-H Eğrisi | 10 |
| 2.4.1.2 Mıknatıs Karakteristikleri | 12 |
| 2.4.1.3 Sıcaklığın Mıknatıslar Üzerindeki Etkileri | 13 |
| 2.4.1.4 Mıknatıs Çeşitleri | 14 |
| 2.5 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Avantaj ve Dezavantajları | 17 |
| 2.6 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli | 18 |
| 2.7 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri | 23 |
| 2.7.1 Giriş | 23 |
| 2.7.2 V/f Kontrolü | 23 |
| 2.7.3 Vektör Kontrol Yöntemi | 24 |
| 2.7.3.1 Hız Kontrolörü | 27 |
| 2.7.3.2 Moment Kontrolörünün Tasarımı | 28 |
| 2.7.4 Doğrudan Moment Kontrolü | 30 |
| 2.7.4.1 Stator Akı Referans Sisteminde Motor Denklemleri | 30 |
| 2.7.4.2 Düzenli Hava Aralığına Sahip Sabit Mıknatıslı Senkron Motor | 33 |
| 2.7.4.3 Stator Manyetik Akısının Kontrolü | 34 |
| 2.7.4.4 Rotor Açısının Hesabı | 36 |
| 3. BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLER | 38 |
| 3.1 Giriş | 38 |
| 3.2 Bulanık Mantığın Uygulama Alanları | 39 |
| 3.3 Bulanık Mantığın Sağladığı Avantajlar | 40 |
| 3.4 Bulanık Mantık Denetleyicilerin Yapısı | 42 |
| 3.4.1 Bulanıklık Kavramı | 43 |
| 3.4.2 Bulanık Küme, Üyelik Fonksiyonları ve Üyelik Dereceleri | 44 |
| 3.4.3 Üyelik Fonksiyonları ve Üyelik Derecelerinin Hesaplanması | 48 |
| 3.4.4 Bulanık Mantık Denetleyicilerde Kural Tabanı ve Kuralın Kesinlik Derecesinin Hesaplanması | 49 |

| | <u>Sayfa</u> |
|--|---------------------|
| 3.4.5. Bulanık Mantık Denetleyicilerde İma İşlemi, Toparlama ve Çıkışın Hesaplanması | 50 |
| 3.4.6. Bulanık Mantık Denetleyici İle PI Kontrolörün Kıyaslanması | 52 |
| 4. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROL BENZETİMİ..... | 54 |
| 4.1 Giriş..... | 54 |
| 4.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Matlab/Simulink Benzetimi | 57 |
| 4.3 Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ve Matlab/Simulink Benzetimi . | 57 |
| 4.4 Bulanık Mantık Denetleyicinin Matlab/Simulink Benzetimi | 66 |
| 4.5 Benzetim Sonuçları | 66 |
| 5. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DENEYSEL SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI..... | 73 |
| 5.1. Giriş..... | 73 |
| 5.2. Denetleyici Kart (DSP1103)..... | 75 |
| 5.3. İverter Modülü..... | 76 |
| 5.4. İzolasyon Devresi..... | 76 |
| 5.5. Ölü Zaman Devresi..... | 77 |
| 5.6. Koruma Devresi..... | 78 |
| 5.7. Akım Algılayıcıları..... | 79 |
| 5.8. Artımsal Konum ve Hız Algılayıcısı..... | 80 |
| 5.9. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Rotor Konumun Sıfır Konumuna Getirme..... | 81 |
| 5.10. Deneysel Sonuçlar..... | 82 |
| 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER..... | 86 |
| KAYNAKLAR..... | 88 |
| EKLER..... | 95 |
| ÖZGEÇMİŞ..... | 95 |

ÖZET

Küçük boyutlarda olmaları ve verimliliklerinin yüksek olması gibi nedenlerle günümüzde robot, uçak, asansör, pompa, fan gibi birçok endüstriyel uygulamada yaygın olarak kullanılan sabit mıknatıslı senkron motorlar klasik doğru akım ve alternatif akım motorlarının yerini almaya başlamıştır.

Mıknatıs teknolojisinin gelişmesiyle birlikte mıknatıs fiyatlarının düşmesi, sayısal işlemci ve güç elektroniğindeki gelişmeler sabit mıknatıslı senkron motorlara olan ilgiyi arttırmaktadır. Ayrıca uyartma akımının sabit mıknatıslar tarafından sağlanması nedeniyle daha tasarruflu bir motor oluşu, enerji darboğazına giren dünyamızda, bu motorlara olan ilgiyi arttırmaktadır. Bununla birlikte diğer motor türlerine göre aynı güç için boyutunun küçük olması, özellikle robot teknolojisi gibi alanlarda, son derece önemli bir üstünlüktür.

Bu çalışmada sabit mıknatıslı senkron motor çeşitli yönleriyle incelenerek, Matlab/Simulink paket programında sabit mıknatıslı senkron motorun uzay vektör darbe genişlik modülasyonlu vektör kontrolünün benzetimi yapılmıştır. Yapılan benzetimde hız kontrolü, bulanık mantık denetleyici tarafından gerçekleştirilmiştir. Ayrıca sürücü devresi tasarlanarak deney seti oluşturulmuş ve gerçek zamanlı uygulaması yapılarak benzetim sonuçları ile deneysel sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor, Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu, Vektör Kontrol , Bulanık Mantık Denetleyici.

SUMMARY

Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor by Fuzzy Logic Controller

Because of having small sizes and high efficiency etc., today permanent magnet synchronous motors, which are used commonly in many industrial applications such as robot, plane, elevator, pump, fan, began to take the place of classic direct and alternating current motors.

With the development of magnets technology decreasing in magnets price, improvement in numerical processor and power electronics are increasing interest in permanent magnet synchronous motors. Furthermore; by the reason of obtaining excitation current by permanent magnets makes the motor more economical than the other motors, increasing interest in this motors in living energy narrowness World. At the same time having smaller sizes than the other motors is extremely important ascendancy especially in robot technology.

In this study permanent magnet synchronous motors are investigated by various ways and vector control of permanent magnet synchronous motor with space vector width pulse modulation is simulated in Matlab/ Simulink program. In this simulation, speed control is done by fuzzy logic controller. Also set of experiments is created as designing of driver circuit and by real time practicing, the results of simulation and experimental results are compared.

Key Words: Permanent Magnet Synchronous Motor, Space Vector Pulse Width Modulation, Vector Control, Fuzzy Logic Controller.

ŞEKİLLER LİSTESİ

| | <u>Sayfa No</u> |
|--|-----------------|
| Şekil 2.1 Elektrik motorlarının çeşitleri | 5 |
| Şekil 2.2 Sabit mıknatıslı senkron motorların sınıflandırılması | 7 |
| Şekil 2.3 a)YSMSM kesiti b) YSMSM akı dağılımı | 7 |
| Şekil 2.4 İSMSM kesiti b) İSMSM akı dağılımı | 8 |
| Şekil 2.5 Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi | 10 |
| Şekil 2.6 Mıknatısın B-H eğrisi | 10 |
| Şekil 2.7 Bir mıknatısa ait mıknatıslanma karakteristiği | 11 |
| Şekil 2.8) Stator abc referans düzlemi, α - β stator referans düzlemi ve d - q rotor referans düzlemi | 18 |
| Şekil 2.9 İki fazlı durağan eksen stator referans düzlemi | 19 |
| Şekil 2.10 İki fazlı dönen rotor referans düzlemi | 20 |
| Şekil 2.11 SMSM'nin d - q eşdeğer devresi | 21 |
| Şekil 2.12 V/f kontrolünün blok şeması | 24 |
| Şekil 2.13 YSMSM vektör kontrolü blok şeması | 25 |
| Şekil 2.14 SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı | 26 |
| Şekil 2.15 Alan zayıflatma bölgesinde SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı | 27 |
| Şekil 2.16 Hız denetleyicinin tasarımında kullanılan model | 28 |
| Şekil 2.17 Moment kontrolörünün blok şeması | 29 |
| Şekil 2.18 Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor manyetik akıları | 31 |
| Şekil 2.19 İki seviyeli gerilim kaynaklı inverterin gerilim vektörleri | 35 |
| Şekil 2.20 Rotor açısının hesabı | 37 |
| Şekil 3.1 Bulanık mantık denetleyici sistemi | 42 |
| Şekil 3.2 Yeşil, siyah ve mavi bulanık renk kümeleri | 44 |
| Şekil 3.3 a) Yaşlılar kesin kümesi b) Yaşlılar bulanık kümesi | 45 |
| Şekil 3.4 Yaş genel uzayında tanımlı yaşlı kesin kümesi | 45 |
| Şekil 3.5 Yaş uzayında tanımlı yaşlı bulanık kümesi | 46 |
| Şekil 3.6 Üyelik fonksiyonlarının alabildiği değişik şekiller | 47 |
| Şekil 3.7 Üyelik fonksiyonları ile üyelik derecelerinin hesaplanması | 48 |
| Şekil 3.8 Verilen örnek girişler için ima edilen bulanık çıkış kümeleri | 51 |
| Şekil 4.1 Matlab/Simulink benzetimde kullanılan SMSM'nin kontrol blok şeması | 55 |
| Şekil 4.2 SMSM'nin vektör kontrolünün Matlab/Simulink benzetimi | 56 |
| Şekil 4.3 SMSM'nin Matlab/Simulink benzetimi | 57 |
| Şekil 4.4 Durağan referans çatıdaki inverter durumlarının ifadesi | 58 |
| Şekil 4.5 1. bölgede bulunan referans vektör için PWM çıkış sinyalleri | 61 |
| Şekil 4.6 UVDGM'nin Matlab/Simulink benzetimi | 63 |
| Şekil 4.7 Sektör belirlemenin Matlab/Simulink benzetimi | 63 |
| Şekil 4.8 Faz gerilimlerinin elde edilmesinin Matlab/Simulink benzetimi | 64 |
| Şekil 4.9 Anahtarlama sürelerinin Matlab/Simulink benzetimi | 64 |
| Şekil 4.10 Uzun, kısa, tek orta ve çift orta tanımlarının Matlab/Simulink benzetimi | 65 |

| | | |
|-------------------|--|----|
| Şekil 4.11 | Faz gerilimlerinin uzun, kısa, tek orta ve çift orta tanımlamalarından yola çıkılarak elde edilmesinin Matlab/Simulink benzetimi | 65 |
| Şekil 4.12 | Bulanık mantık denetleyicinin Matlab/Simulink benzetimi | 66 |
| Şekil 4.13 | Yüksüz durumda referans hızın (0-0,5) sn. arası 100 rad/sn., (0,5-0,93) sn. arası -100 rad/sn. ve (0,93-1) sn. arası sıfır olduğu durum için benzetim sonuçları..... | 67 |
| Şekil 4.14 | Yüksüz durumda referans hızın 150 rad/sn olduğu durum için benzetim sonuçları..... | 68 |
| Şekil 4.15 | $t=0$ anında $T_y = 0$ iken $t=0,2$. sn’de SMSM’nin 1 Nm yüklendiği ve $t = 0,4$. sn’de yeniden yüksüz hale getirildiği durum için benzetim sonuçları | 69 |
| Şekil 4.16 | $t = 0$ anında $T_y = 0$ iken $t = 0,5$. sn’de SMSM’nin 1 Nm yüklendiği ve $t = 0,8$. sn’de yeniden yüksüz hale getirildiği durum için benzetim sonuçları | 70 |
| Şekil 4.17 | Yüksüz durumdaki SMSM’de referans hızın kademeli olarak değiştirildiği durum için benzetim sonuçları | 71 |
| Şekil 5.1 | DeneySEL sürücü sisteminin fotoğrafı..... | 73 |
| Şekil 5.2 | Eagle paket programında hazırlanan sürücü baskı devresi | 74 |
| Şekil 5.3 | DSP denetleyici kart (DS1103)..... | 75 |
| Şekil 5.4 | İnverter modülünün fotoğrafı..... | 76 |
| Şekil 5.5 | İzolasyon devresinin şematik gösterimi..... | 77 |
| Şekil 5.6 | Ölü zaman devresinin şematik gösterimi..... | 78 |
| Şekil 5.7 | Koruma devresinin şematik gösterimi..... | 79 |
| Şekil 5.8 | Akım algılayıcı devresinin şematik gösterimi..... | 79 |
| Şekil 5.9 | TL082 işlemsel yükseltecinin bacak bağlantıları..... | 80 |
| Şekil 5.10 | Artımsal konum ve hız algılayıcısı..... | 81 |
| Şekil 5.11 | SMMS’nin başlangıç pozisyonunu sıfıra getirmek için motora uygulanması gereken gerilimlerin dalga şekli..... | 81 |
| Şekil 5.12 | Yüksüz durumda referans hızın (0-0,5) sn. arası 100 rad/sn., (0,5-0,93) sn. arası -100 rad/sn. ve (0,93-1) sn. arası sıfır olduğu durum için deneysel sonuçlar..... | 83 |
| Şekil 5.13 | Yüksüz durumda 150 rad/sn’lik referans hız için deneysel sonuçlar | 84 |

TABLolar LİSTESİ

| | <u>Sayfa No</u> |
|--|-----------------|
| Tablo 2.1 Sürekli mıknatısların karakteristikleri | 9 |
| Tablo 2.2 Çeşitli mıknatıslara ait büyüklükler | 13 |
| Tablo 2.3 Mıknatıs malzemelere ait ısıl büyüklükler | 14 |
| Tablo 2.4 İnverter için uygun anahtarlama çizelgesi | 35 |
| Tablo 3.1 Klasik bir kontrolde kullanılan kural tablosu | 49 |
| Tablo 4.1 Sektörlere göre uzay vektörü anahtarlama sıralamaları | 59 |

SEMBOLLER LİSTESİ

| | |
|-----------------------------|---|
| B | : Sürtünme katsayısı |
| $(BH)_{\max}$ | : Maksimum enerji çarpımı |
| B_r | : Kalıcı akı yoğunluğu |
| B_{SAT} | : Doyma noktasındaki manyetik indüksiyon |
| e | : Bulanık mantık denetleyici girişindeki hata |
| H | : Manyetik alan şiddeti |
| H_{cB} | : Zorlayıcı (koersif) alan şiddeti |
| H_{SAT} | : Doyma noktasındaki alan şiddeti |
| \dot{I}_d, \dot{I}_q | : Motorun rotor referans düzleminde d-q eksen akımları |
| J | : Manyetik kutuplaşma |
| J | : Atalet katsayısı |
| L_d, L_q | : Motorun rotor referans düzleminde d-q eksen indüktansları |
| L_s | : Stator indüktansı |
| P | : Çift kutup sayısı |
| R_s | : Stator sargı direnci |
| S_a, S_b, S_c | : Üç faz anahtarlama durumları |
| T_c | : Kritik sıcaklık |
| T_e | : Motorda üretilen elektromanyetik moment |
| T_s | : Anahtarlama süreleri |
| T_y | : Yük momenti |
| V_d, V_q | : Motorun rotor referans düzleminde d-q eksen gerilimleri |
| $V_0, V_1, V_2, \dots, V_7$ | : Uzay durum vektörleri |
| μ_0 | : Boşluğun manyetik geçirgenliği |
| Ψ_d, Ψ_q | : Motorun rotor referans düzleminde d-q eksen akıları |
| Ψ_M | : Motor mıknatıs akısı |
| W_r | : Rotorun elektriksel hızı |
| δ | : Yük açısı |
| X_s | : Senkron relüktans |
| θ_r | : Rotorun elektriksel konum açısı |
| Δ_e | : Bulanık Mantık denetleyici girişindeki hatanın değişimi |

KISALTMALAR

| | |
|--------------|---|
| SMSM | : Sabit Mıknatıslı Senkron Motor |
| DSP | : Sayısal Sinyal İşleyici (Digital Signal Processor) |
| DMK | : Doğrudan Moment Kontrolü |
| BMK | : Bulanık Mantık Kontrol |
| DA | : Doğru Akım |
| AA | : Alternatif Akım |
| YSMSM | : Yüzey Sabit Mıknatıslı Senkron Motor |
| İSMSM | : İç Sabit Mıknatıslı Senkron Motor |
| VKY | : Vektör Kontrol Yöntemi |
| AYK | : Alan Yönlendirmeli Kontrol |
| PWM | : Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu) |
| PI | : Oransal İntegral Denetleyici |
| BMD | : Bulanık Mantık Denetleyici |
| DGM | : Darbe Genişlik Modülasyonu |
| UVDGM | : Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu |
| EMK | : Elektromotor Kuvvet |
| ASIPM | : Application Specific İntelligent Power Module |

1. GİRİŞ

Teknolojik gelişmelere bağlı olarak Dünya'nın her yerinde elektrik enerjisi talebinde sürekli olarak artış olmaktadır. Gerek enerji talebindeki bu artış gerek kaynakların sınırlı olması, elektrik makinelerinin minimum enerji tüketimi ve üretim giderleriyle optimum verimi sağlayacak şekilde tasarlanmasını gerektirmektedir. Son yıllarda mıknatıs teknolojisindeki gelişmelerle birlikte mıknatıs fiyatlarının düşmesi ve uyarma akımının sabit mıknatıslar tarafından sağlanması nedeniyle daha tasarruflu bir motor oluşu sabit mıknatıslı motorlara olan ilgiyi arttırmaktadır.

Sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM); yüksek verim, yüksek moment, birim hacim başına yüksek güç oranı gibi avantajları nedeniyle endüstride kullanılan diğer motorların yerini almaktadırlar (Çelik, 2012).

Endüstriyel uygulamaların çoğunda hız ve moment kontrolü önem arz etmektedir. Hız ve moment kontrollerinin güvenilir, ekonomik olmasının yanı sıra sık sık bakıma ihtiyaç duymayacak şekilde sağlanması istenmektedir. Sayısal sinyal işlemcilerin sayesinde vektör kontrol uygulamalarının başarılı bir şekilde yapılabildiği son yıllarda, SMSM'ler tercih edilmeye başlanmıştır (Öksüztepe, 2008).

SMSM'nin statorunda üç fazlı sargılar, rotorunda ise yüzeye monte edilmiş kalıcı mıknatıslar bulunur. Sabit mıknatısların rotorda olması mekanik dayanıklılık ve yüksek hız uygulamalarına elverişli olması gibi avantajlar sağlamaktadır.

Elektrik motorlarının üretiminde kullanılan manyetik malzemelerdeki hızlı gelişmeler, motor sürücü sistemlerinde kullanılan elektronik elemanların yeterli yüksek hızlara ulaşmaları ve maliyetlerinin düşmesi, sabit mıknatıslı elektrik motorlarının ortaya çıkmasına neden olmuştur. Bu doğrultuda, istenilen uygulamalara yönelik elektrik motorunun seçilmesi, tasarlanması ve kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesi oldukça önem kazanmaktadır.

Literatürde SMSM'ler hakkında birçok araştırma yapılmıştır. Bu araştırmalar aşağıdaki şekilde sınıflandırılabilir.

- 1) Yapısal değişiklikler ile ilgili araştırmalar
- 2) Motor modellemesi ile ilgili araştırmalar
- 3) Moment titreşimleri ile ilgili araştırmalar

4) Doğrudan moment kontrolü ile ilgili araştırmalar.

Özçira (2007), Lin ve arkadaşları (2009) ile Wang ve arkadaşlarına (2008) göre son yıllarda doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde Yapay Sinir Ağları ve bulanık mantık yöntemleri yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bunun yanında yeni geliştirilen genetik algoritma ve karınca koloni gibi optimizasyon yöntemleri de kullanılmaya başlanmıştır.

SMSM'ler ile ilgili literatürde yapılan çalışmaların bazıları şunlardır:

Nandam ve Sen (1990), SMSM'ler için adaptif bir gözlemleyici tabanlı bir denetleyici tasarlamışlardır. Hemati ve arkadaşları ise SMSM'lerin kullanıldığı robot uygulamaları için dayanıklı doğrusal olmayan bir kontrol gerçekleştirmişlerdir.

Raymont ve Jeffrey (1991), Motorola 6802 mikroişlemcisini kullanarak gerçek zamanda adaptif bir kontrol gerçekleştirmişlerdir. Oluşturulan kontrolör için motor sistemi doğrusallaştırılmış ve modellenmeyen sistem dinamikleri ihmal edilmiştir.

Matsui ve Ohashi (1992), SMSM'ler için DSP tabanlı bir adaptif kontrolör önermişlerdir.

Sharaf ve Ghosh (1993), SMSM'ler için kural tabanlı bir bulanık mantık ile kontrol edilen bir kontrolör önermişlerdir.

Ko ve arkadaşları (1994), SMSM için adaptif bir yük momenti gözlemleyicisi kullanarak dayanıklı bir sayısal konum kontrolörü kullanmışlardır. Yine aynı yıl SMSM'nin rotor konumu algılanmadan kendinden ayarlı, model-takipli ve model-referans adaptif kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Bu yöntemde iki adet stator akımı ve gerilimleri kullanılarak kestirim yapıldığından, sistem modeline bağımlılık vardır. Morimoto ve arkadaşları (1994) ise SMSM'nin verimini arttırmayı hedefleyen bir çalışma yapmışlardır.

Cerruto ve arkadaşları (1995), SMSM'lerin kullanıldığı robot uygulamaları için dayanıklı bir sayısal konum kontrolörü önermişlerdir.

Wijenayake ve Schmidt (1997), makine manyetik parametrelerinin değişimini ve çekirdek kayıplarını dikkate alarak SMSM'nin iki eksenli akım modelini yapmışlardır. Jang-Mok ve Seung-Ki (1997) ise İçten Mıknatıslı SMSM'nin alan zayıflatma bölgesindeki kontrolünü gerçekleştirmişlerdir.

Chung ve arkadaşları (1998), yeni bir ani moment kontrol yöntemi önermişlerdir. Bu yöntemde model referans adaptif sistem kullanılarak motor akısı kestirimi yapılmış ve bu kestirim sonucu matematiksel model kullanılarak kontrolör parametreleri hesaplanmıştır.

Petrovic ve arkadaşları (2000), moment dalgalanmalarını önlemek için yeni bir adaptif kontrol yöntemi önermişlerdir.

Zadeh (2001), TMS320C31 DSP kullanarak vektör kontrolü yöntemi ile sabit moment kontrolünü gerçekleştirmiştir. Demirbaş (2001), SMSM'nin konum algılayıcısız kontrolünü gerçekleştirmiştir. Wenjin ve Huiling (2001) ise SMSM'nin DSP tabanlı Doğrudan Moment Kontrolünü (DMK) gerçekleştirmişlerdir.

Comnac ve arkadaşları (2002), Kalman filtresi ile SMSM'nin hız ve doğrudan moment kontrolünü, konum algılayıcı sensörü kullanmadan gerçekleştirmişlerdir.

Sun ve arkadaşları (2003), hız sensörü kullanmadan uzay vektör modülasyonu ile SMSM'nin DMK yöntemini gerçekleştirmişlerdir. Faiz ve Zonoozi (2003) ise SMSM'nin maksimum moment üretebilmesi için gereken stator akısının tahminini içeren bir çalışma yapmışlardır.

Zhao ve arkadaşları (2004), 200000 dev/dak gibi çok yüksek hızlarda çalışabilen SMSM'nin DSP tabanlı kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Liu ve arkadaşları (2004) ise SMSM'nin DMK yönteminin bulanık mantık uygulamasını yapmışlardır.

Kim ve arkadaşları (2005), uzay uygulamaları için üç eksenli hareket simülatöründe kullanılmak üzere SMSM'nin adaptif kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Pacas ve Weber (2005) ise SMSM'nin DMK yöntemi için adaptif bir kontrol yöntemi önermişlerdir.

Jolly ve arkadaşları (2006), SMSM'nin sabit güç bölgesindeki kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Arroyo (2006) ise SMSM sürücü sisteminin modelini ve benzetimini yapmıştır.

Kaewjinda ve Konghirun (2007), resolver sensörü kullanarak SMSM'nin vektör kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. He ve Jiang (2007) ise SMSM'nin DMK yöntemi için değişken yapıda bir kontrolör önermişlerdir.

Soliman ve Elbuluk (2008), SMSM'nin DMK yönteminde Bulanık Mantık kullanarak moment dalgalılığının azaltılmasına yönelik bir çalışma yapmışlardır. Öztürk (2008), ise sinüzoidal Elektromotor Kuvvet'e (EMK) sahip olmayan SMSM'nin DMK yöntemine göre kontrolünü gerçekleştirmiştir.

Jiefan ve arkadaşları (2009), SMSM'nin kontrolünde geliştirilmiş DMK yöntemini kullanmışlardır. Bu yöntemde kayan kipli kontrol yöntemi kullanılmıştır.

Beerten ve arkadaşları (2010), SMSM'nin DMK yönteminde akı ve moment dalgalılığının azaltılmasına yönelik bir çalışma yapmışlardır.

Singh ve arkadaşları (2011), SMSM'nin DMK yönteminden daha iyi bir performans elde edilmesini içeren bir çalışma yapmışlardır.

2012 yılında Milan ve Michal, 3 fazlı SMSM'nin MPC5500 mikroişlemci tabanlı tork ve vektör kontrolü üzerine bir çalışma yapmışlardır (Brejl ve Princ, 2012).

2013 yılında Abdelkrim ve arkadaşları SMSM için çoklu makine yaklaşımına dayanan vektörel modelleme ile ilgili bir çalışma yapmışlardır (Abdelkrim vd., 2013).

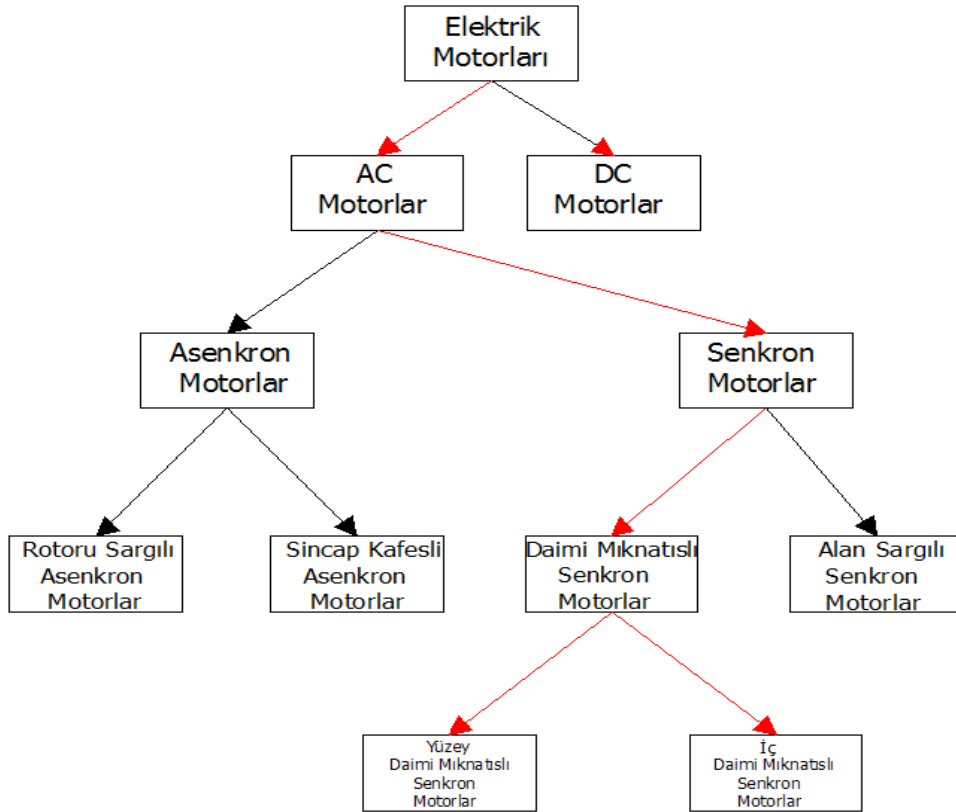
Bu çalışmada Bulanık Mantık Denetleyici (BMD) kullanılarak SMSM'nin hız ve moment kontrolü benzetimi Matlab/Simulink programında yapılmış ve gerçek zamanlı uygulaması için deney seti hazırlanmıştır. Son olarak benzetim sonuçlarıyla uygulama sonuçları karşılaştırılmış, önerilerde bulunulmuştur.

2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR

2.1. Elektrik Motorlarının Sınıflandırılması

Elektrik motorları genel olarak Doğru Akım (DA) Motorları ve Alternatif Akım (AA) Motorları olmak üzere iki ana başlıkta incelenebilir. AA motorları senkron ve asenkron motor olmak üzere iki çeşittir.

Senkron motorda rotor devir sayısı döner manyetik alan devir sayısına eşittir ve motor hızı stator frekansı ve kutup sayısına bağlı olarak değişir. Şekil 2.1'de elektrik motorlarının sınıflandırılması verilmiştir.



Şekil 2.1 Elektrik motorlarının çeşitleri

2.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Uygulama Alanları

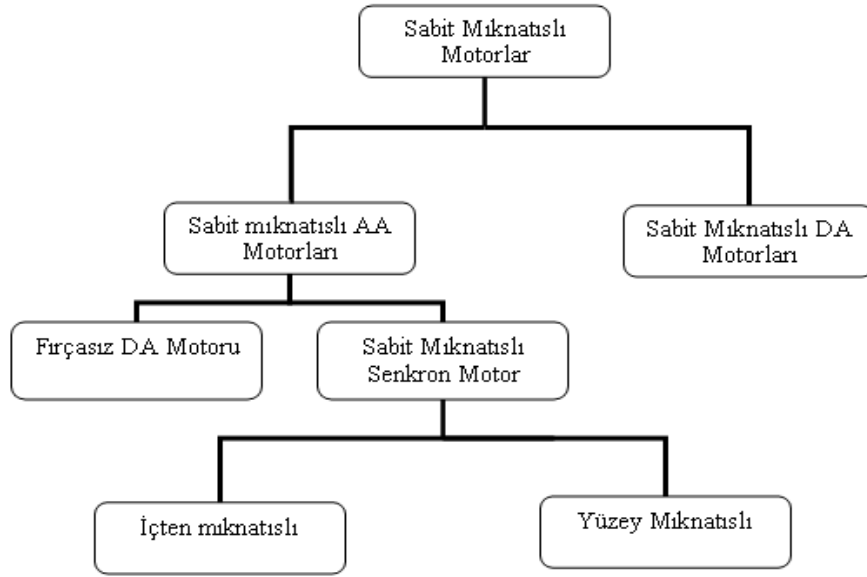
SMSM'ler; verimlerinin ve moment değerlerinin yüksek olması, birim hacim başına elde edilen güç oranının yüksek olması, hassas hız kontrolü yapılabilmesi gibi avantajlarıyla endüstride kullanılan diğer motorların yerine tercih edilmektedirler. SMSM'ler robot teknolojisi, asansör, uçak, yenilenebilir enerji kaynakları, elektrik ulaşım araçları, pompa, endüstriyel sürücüler, elektrik jeneratörleri, buzdolabı, klima, fan gibi ev aletleri vb. bir çok alanda yaygın bir şekilde kullanılmaktadırlar (Çelik, 2012; Öksüztepe, 2008; Buzcu, 2005).

2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması

Sabit mıknatıslı doğru akım motorları genellikle küçük güçlüdür ve stator manyetik alanı mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Geleneksel DA motorlarda olduğu gibi fırça ve kollektör yapısına sahiptirler (Er, 2007; Öksüztepe, 2008; Çelik, 2012).

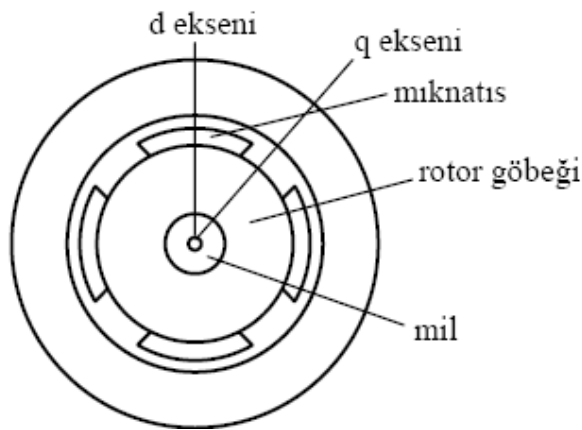
SMSM'lerde uyartım rotora yerleştirilen mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Bu motorlarda fırça ve kolektör düzeneği bulunmadığından, geleneksel DA motorlarının tozlu ortamlarda çalışmama ve bakım gerektirme gibi dezavantajları yoktur (Buzcu, 2005). Ancak; rotor dönme frekansı ile statora uygulanan gerilimin frekansının senkronize edilebilmesi için bir konum algılayıcısına ihtiyaç duymaları SMSM'lerin dezavantajıdır (Çelik, 2012).

Şekil 2.2'de SMSM'lerin sınıflandırılması gösterilmiştir. Fırçasız DA motorları, akım ya da gerilim kaynaklı inverter ile beslenen ve manyetik alanları yamuk biçiminde olan sabit mıknatıslı motorlardır. Manyetik alanlarının yamuk biçiminde olmasından ötürü bu motorlara yamuk tip sabit mıknatıslı motorlar da denilmektedir. Klasik DA motorlarda fırça ve kollektör düzeneğinin yaptığı komütasyon işlemi güç elektroniği elemanları ile elektronik olarak gerçekleştirilmektedir. Anahtarlama frekansı arttırılarak yüksek hızlar elde edilebilmektedir. Komütasyon işlemi nedeniyle bu motorlarda elde edilen moment sabit değildir (Adam, 2007; Orman, 2008; Çelik, 2012).

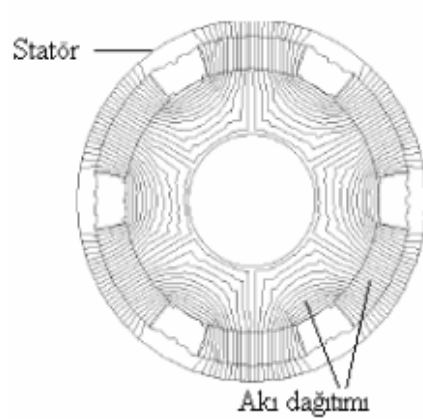


Şekil 2.2 Sabit mıknatıslı senkron motorların sınıflandırılması (Çelik, 2012).

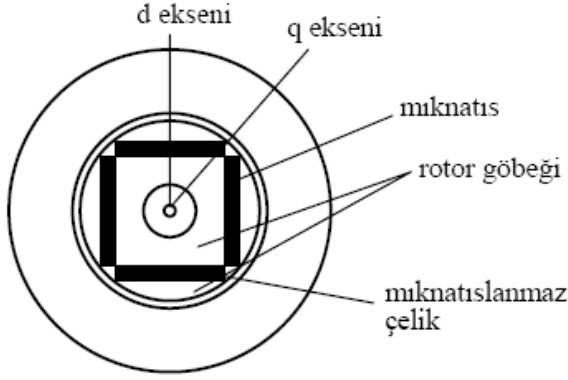
SMSM'ler yaklaşık olarak sinüzoidal bir hava aralığı akı dağılımına sahip sinüzoidal stator akımlarıyla beslenen motorlardır. SMSM'ler, mıknatısların rotora yerleştirilme şekline göre Yüzey Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (YSMSM) ve İç Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (İSMSM) olmak üzere ikiye ayrılırlar. Şekil 2.3'de YMSM'nin kesiti ile akı dağılımı şekil 2.4'de de İSMSM'nin kesiti ile akı dağılımı görülmektedir (Orman, 2008).



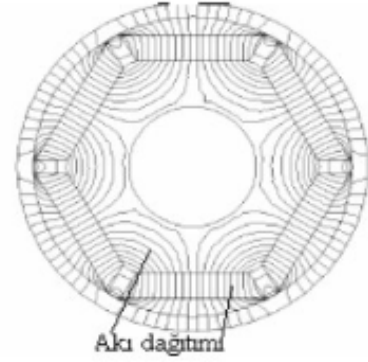
Şekil 2.3 a) YSMSM kesiti (Çelik, 2012).



b) YSMSM akı dağılımı (Adam, 2007).



Şekil 2.4 a) İSMSM kesiti (Çelik, 2012).



b) İSMSM akı dağılımı (Orman, 2008).

YSMSM’de, mıknatıslar rotor yüzeyine yapışiktır. Kajabadi ve Ahrabian'a (2000) göre L_q ve L_d birbirine eşit olduğundan relüktans moment oluşmaz. İSMSM’de ise stator akımını azaltmak ve belirli yük şartlarında güç faktörünü düzeltmek için mıknatıslar rotor çekirdeğine gömülür. Bu durumda L_q , L_d 'den daha büyük olup manyetik bir çıkıntılık elde edilir. Pozitif bir relüktans momentini elde etmek için motora negatif bir i_d akımı enjekte edilmelidir (Öksüztepe, 2008).

2.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı

Miller (1994) SMSM’nin; döner alanı oluşturan sargıları taşıyan duran kısım stator, sabit mıknatısların yerleştirildiği dönen kısım rotor ve konum algılayıcılardan oluştuğunu belirtmiştir (Öksüztepe, 2008). Momentin daha düzgün olduğu SMSM’lerde 120^0 açı ile yerleştirilmiş, dağıtılmış sargılar kullanılır. Toplu sarımlar bu motorlarda kullanılmaz. Stator, manyetik geçirgenliği iyi olan silisyumlu saçların paketlenmesinden yapılır. Rotora yerleştirilen sabit mıknatıslar rotorla birlikte dönerek kutupların oluşmasını sağlar. Silindirik ve çıkıntılı olmak üzere iki tip rotor vardır. Bu motorlarda kullanılan konum algılayıcılar rotor dönme frekansı ile statora uygulanan frekansın senkronize edilmesini sağlarlar. Böylece motor senkron hızda çalışabilir (Adam, 2007; Öksüztepe, 2008; Çelik, 2012).

SMSM’lerde komütatör ve fırça yoktur. Komütatör ve fırçanın olmaması SMSM’lerin önemli bir avantajıdır.

2.4.1. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Kullanılan Mıknatıslar

Daimi mıknatıs; üzerinde herhangi bir uyarım magneto motor kuvveti olmadan bir manyetik alan üretebilen malzemelere denir. Magnetik malzemeler yumuşak ve sert malzemeler olmak üzere iki çeşittirler. Yumuşak malzemeler, üzerinde bir uyarım magneto motor kuvveti olduğu sürece mıknatıs özelliği gösteren, bu kuvvet ortadan kalktığı anda ise mıknatıs özelliğini büyük ölçüde kaybeden malzemelerdir. Sert malzemeler ise üzerindeki uyarım magneto motor kuvveti kalkınca da mıknatıslık özelliğini sürdüren malzemelerdir. Daimi mıknatıslar normalde demir, nikel ve kobalt gibi elementlerin alaşımlarından oluşur.

Daimi mıknatısların tarihsel gelişimini kısaca özetleyecek olursak;

1930'lu yıllarda Alnico alaşımlı daimi mıknatısların bulunması daimi mıknatıslarla uyarılmış büyük makinelerin yapımına imkan sağlamıştır.

1950'li yıllarda baryum, stronsiyum veya kurşunun demir oksitle oluşturduğu Ferrit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatısların elektrik makinelerinde kullanımını sağlamıştır.

Rahman ve Slemo'nun (1985) göre 1980'li yıllarda nadir toprak elementi mıknatısları olan Samaryum Kobalt (SmCo) ve Neodim-Demir-Bor (Nd-Fe-B) mıknatısların geliştirilmesinden sonra elektrik makinelerinde, mıknatısların uyarım amacıyla kullanılma fikri yaygınlık kazanmıştır (Özçira, 2007).

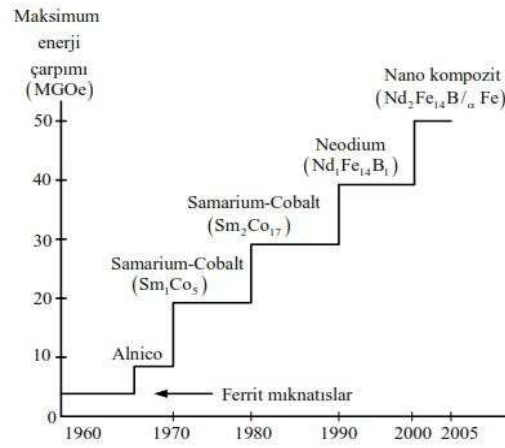
Duru ve Demiröz'e (2005) göre uyarım sargısından akım geçirilmesiyle elde edilen manyetik akının mıknatıslar ile kayıp olmadan elde edilebilmesi SMSM'lerin sargılı tiplere göre daha küçük boyutlarda ve daha verimli olarak tasarlanabilmelerini mümkün kılmıştır (Özçira, 2007). Tablo 2.1'de sürekli mıknatısların karakteristikleri görülmektedir.

Tablo 2.1 Sürekli mıknatısların karakteristikleri

| | |
|--------------------------------------|--|
| Al-Ni-Co | Yüksek B_r ve düşük H_c Mükemmel mekanik dayanım, büyük boyutlu sabit mıknatıslar için iyidir |
| Ferrit | Düşük B_r ve orta H_c Nispeten daha ucuz ve kolay kırılabilir |
| Nadir-toprak elemanı samaryum-kobalt | Yüksek B_r ve H_c Çok pahalı, küçük sıcaklık katsayısı |
| NdFeB | Yüksek B_r ve H_c Mükemmel performans, nispeten pahalı |

Trout'a (2001) göre mıknatısın ürettiği enerji ne kadar yüksek olursa, motorun moment kapasitesi o kadar yüksek, boyutu da aynı güçteki başka bir motora göre, o kadar küçük olur. Bu da ağırlık ve atalet momentinin azalması üstünlüğünü beraberinde getirmektedir. Motorlarda mıknatısların kullanılması aynı zamanda motor tasarımında üreticilere esneklik sağlamaktadır (Özçira, 2007).

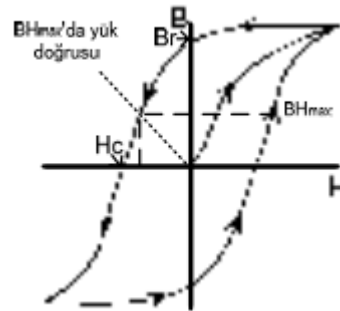
Şekil 2.5'de sürekli mıknatısların maksimum enerji çarpım değerlerinin yıllara göre değişimi verilmiştir.



Şekil 2.5 Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi (Özçira, 2007).

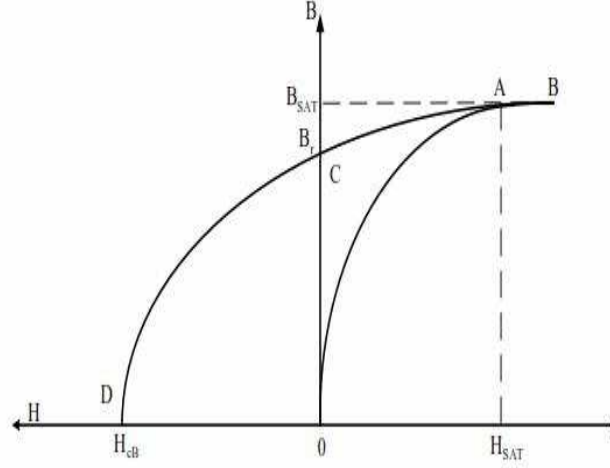
2.4.1.1. Mıknatıslarda B-H Eğrisi

Bir mıknatısın özelliklerini gösteren histeresiz eğrisidir.



Şekil 2.6 Mıknatısın B-H eğrisi

Şekil 2.6'da görüldüğü gibi B-H eğrisi bir dış manyetik alanın etkisiyle mıknatısın, kapalı bir devrede doymaya ulaştırılması, sonra zıt yönde alan şiddeti uygulanarak doymaya ulaştırılması ve demagnetize edilmesi ile elde edilir.



Şekil 2.7 Bir mıknatısa ait mıknatıslanma karakteristiği

Şekil 2.7'de sert magnetik bir malzemeye ait mıknatıslanma karakteristiği görülmektedir. Şekil yardımıyla mıknatıs malzeme için kalıcı mıknatıslanma olayı aşağıdaki gibi açıklanabilir. Başlangıçta magnetik olarak nötr durumda bulunan malzeme bir dış alanın etkisiyle OA yolunu izleyerek mıknatıslanmaktadır.

Bu bölgede B magnetik akı yoğunluğu ile H alan şiddeti arasındaki ilişki;

$$\vec{B} = \vec{J} + \mu_0 \vec{H}$$

olarak verilir. Burada,

\vec{J} : Magnetik kutuplaşma (Tesla),

μ_0 : Boşluğun magnetik geçirgenliğidir ($4.\pi.10^{-9} H / m$).

A noktasında malzeme tamamen doymuş ve $J=0$ 'a düşmüştür. Bu noktadaki alan şiddeti H_{SAT} , magnetik indüksiyon da B_{SAT} olarak adlandırılır. H_{SAT} ve B_{SAT} değişik mıknatıs malzemeler için farklı değerler alabilir.

A noktasında malzeme magnetik özelliğini kaybetmiştir. B noktasından A noktasına doğru, alan şiddeti azaltıldığında histeresiz görülmez ve iniş çıkış doğruları çakışiktır. A noktasından itibaren histeresiz etkisi görülmeye başlar. Alan şiddeti azaltılmaya devam edilirse B-H değişimi A-C yolunu izleyecektir. Nihayet dış alan tamamen ortadan kalktığında malzeme B_r ile gösterilen bir artık mıknatıslık kalmıştır. B_r artık indüksiyon olarak adlandırılır ve yine magnetik malzemelere göre farklı değerlerde olabilir. Örnek olarak, bir Ferrit mıknatısta 0,4 T değerinde iken Nd-Fe-B mıknatıslarda 1,2 T civarındadır.

Mıknatıslanma eğrisinin 2. bölgesindeki değişimin izlenmesi için dış alan şiddeti ters yönde uygulanırsa bu kez değişim C-D yolunu izler. Bu bölge mıknatıslığı yok etme ya da demagnetizasyon bölgesi olarak adlandırılır. Normal olarak mıknatıslı bir magnetik devrede çalışma noktası bu bölgede bulunur. D noktasına gelindiğinde uygulanan dış alan şiddetinin etkisiyle mıknatıs malzeme tamamen demagnetize olmuş yani mıknatıslık özelliğini tümüyle kaybetmiştir. Artık mıknatıslığı tamamen yok etmek için malzemeye uygulanması gereken alan şiddetine zorlayıcı alan şiddeti (koersif alan şiddeti) adı verilir ve H_{CB} sembolü ile gösterilir. Bu değer, mıknatısın dış alanlardan ne kadar etkileneceğini belirleyen bir büyüklüktür. Örnek olarak, bir Ferrit mıknatısta H_{CB} değeri 165 kA/m iken, bir Nd-Fe-B mıknatısta 1000 kA/m düzeyindedir.

2.4.1.2. Mıknatıs Karakteristikleri

Akı Yoğunluğu - Artık Mıknatıslık (B_r): SMSM'nin momentini ve performansını direkt olarak etkileyen büyüklüktür. Akı yoğunluğu günümüzde $1,45 W_b / m^2$ (Tesla)'ya kadar ulaşmıştır. Fakat sıcaklık arttıkça akı yoğunluğu azalmaktadır.

Çalışma Sıcaklığı: Trout'a (2001) göre ısı, sürekli bir mıknatıs için önemli bir parametredir. Isı artışı mıknatısın geçirgenliğini ve giderici kuvvetinin azalmasını sağlamaktadır. Bu yüzden kalıcı mıknatıslı bir motorun çalışma sıcaklığına dikkat etmek gerekir (Özçira, 2007).

Maksimum Enerji Çarpımı $(BH)_{\max}$: Sürekli mıknatısın akı üretme yeteneğinin bir ölçüsüdür. Malzemenin ürettiği enerji ne kadar yüksek olursa, mıknatıs boyutları, aynı zamanda motor boyutları da, o kadar küçük olur. Enerji üretimi B ve H çarpımı ile bulunur. Birimi MKS sisteminde $Joule/m^3$, CGS sisteminde Mega Gauss Oersted (MGO_e)'dır. Mıknatısın maksimum enerji çarpımı ise, histerisiz çevriminin ikinci çeyreğinde $(BH)_{\max}$ çarpımının en büyük olduğu noktaya karşılık gelir.

Kritik Sıcaklık (T_c) : Sürekli bir mıknatısın mıknatıslığını tamamen kaybettiği sıcaklıktır.

Zorlayıcı (Koersif) Kuvvet (H_{cB}) : Sürekli bir mıknatısın mıknatıslığını bütünüyle ortadan kaldırmak için mıknatısa ters yönde uygulanacak harici manyetik alan değeridir. Birimi A/m'dir. İyi bir kalıcı mıknatısın giderici kuvvetinin yüksek olması gerekir. Böylece mıknatısiyet özelliği dış etkiler tarafından kolayca yok edilemez.

Mekanik ve Elektrik Özellik: Yüksek hız gerektiren birçok uygulamada mıknatıstaki eddy akımları motorun ısınmasına sebep olan ciddi bir problem olarak ortaya çıkmaktadır. Bu ısı kayıplarının oluşmaması için mıknatıs malzemenin tasarımı sırasında yalıtımı iyileştirici metotlar uygulanmaktadır. Tablo 2.2'de çeşitli mıknatıslara ait bazı karakteristik büyüklükler verilmiştir.

Tablo 2.2 Çeşitli mıknatıslara ait büyüklükler (Özçira, 2007).

| Mıknatıs Cinsi | B_r (T) | H_{cB} (kA/m) | $(BH)_{\max}$ (kJ/m ³) |
|----------------|-----------|-----------------|------------------------------------|
| Al-Ni-Co | 1,2 | 50 | 44 |
| Ferrit | 0,4 | 250 | 30 |
| SmCo | 0,9 | 650 | 150 |
| Nd-Fe-B | 1,2 | 900 | 250 |

2.4.1.3. Sıcaklığın Mıknatıslar Üzerindeki Etkileri

Demagnetizasyon karakteristiğinin en çok etkilendiği fiziksel olay sıcaklık değişimleridir. Bu durum pek çok magnetik büyüklüğün sıcaklığa bağlı değişimler

göstermesinden kaynaklanır. Özellikle B_r ve H_{cB} büyüklükleri ile genel olarak demagnetizasyon yolunun sıcaklığa bağımlı olması, mıknatıslı magnetik devre tasarımında en önemli güçlüğü oluşturmaktadır. Yukarıda kısaca açıklanan geri dönüş etkisi, dış alan şiddeti ve magnetik devre geometrisi yanında mıknatısın demagnetizasyon karakteristiğindeki ısıl değişimler sonucu da oluşabilir.

Curie sıcaklığı olarak bilinen bir noktada tüm magnetik malzemeler magnetiklik özelliklerini tamamen ve kalıcı olarak kaybederler. Bu değer, değişik magnetik malzemeler için farklı büyüklüklerde dir. Tablo 2.3'de mıknatıs malzemelere ait ısıl büyüklükler gösterilmektedir.

Tablo 2.3 Mıknatıs malzemelere ait ısıl büyüklükler (Özçira, 2007).

| Mıknatıs Cinsi | Curie Sıcaklığı °C (T_c) | Isıl Değişim (H_{cB}) %/Kelvin | Çalışma Sıcaklığı °C | Isıl Değişim (B_r) %/Kelvin |
|----------------|------------------------------|------------------------------------|----------------------|---------------------------------|
| Al-Ni-Co | 800 | -0,03 | 500 | 0,02 |
| Ferrit | 450 | -0,2 | 300 | -0,4 |
| SmCo | 720 | -0,02 | 250 | -0,045 |
| Nd-Fe-B | 310 | -0,6 | 120 | -0,13 |

2.4.1.4. Mıknatıs Çeşitleri

Kullanıldığı malzemeye göre modern mıknatıslar dört sınıfa ayrılır. Bu genel sınıflar alnico, seramik (ferrit), SaCo ve Nd-Fe-B mıknatıslardır. SaCo ve Nd-Fe-B mıknatıslar nadir toprak grubu elementlerden oluştuğu için bu iki mıknatıs ailesine nadir toprak mıknatıslar da denir (Öksüztepe, 2008).

Alnico Mıknatıslar: Alnico mıknatıslar ilk geliştirilen mıknatıslardır. Alnico sürekli mıknatıslar Alüminyum (Al), Nikel (Ni), Kobalt (Co) ve Demir (Fe) alaşımlarından oluşur. İlk yüksek indüksiyonlu makineler bu tiptir ve elektrik makinelerinin mıknatıslarla uygulamaları da ilk olarak alnico mıknatısların kullanımıyla olmuştur. Yüksek akı yoğunluğuna sahip alnico mıknatıslar, birkaç kilovatlık sürekli mıknatıslı motorlarda ve güç uygulamalarında kullanılmaya başlanmıştır. Ancak bu mıknatısların düşük koersif güçleri, özellikle sabit akım gerektiren uygulamalarda kullanılmalarını engellemiştir.

Sert ve kırılğan olan Alnico mıknatıslar mekanik zorlanmalara ve çarpmalara karşı mıknatıslığı kolayca kaybedebilirler. Alnico mıknatıslar içerisinde en çok kullanılan Alnico-5'dir. Korozyona karşı dayanıklılığı çok iyidir. Yüksek kalıcı akı yoğunluğuna rağmen düşük zorlayıcı alan şiddetine ve lineer olmayan mıknatıslanmayı giderme eğrisine sahip olan Alnico mıknatıslarda H_{cB} değerinin düşük olması yüksek performanslı elektrik makineleri için uygun bir çözüm olmalarını engellemektedir. Alnico-8 gibi bazı tipleri bu zayıflığı gidermek için geliştirilmiş olsalar da bu mıknatıslarda artık mıknatısiyet (B_r) değeri küçüktür (Özçira, 2007; Öksüztepe, 2008).

Yüksek sıcaklıklarda mükemmel bir ısıl kararlılığa ve çok yüksek Curie sıcaklığına (700-900 °C) sahip olmaları Alnico mıknatısların önemli üstünlükleridir. Ancak koersif kuvvetlerin diğer mıknatıs türlerine göre küçük oluşu, kobaltın az bulunan bir element olması ve fiyatlarının pahalı olması nedeniyle modern makine tasarımlarında tercih edilmemektedirler.

Ferrit Mıknatıslar: Seramik mıknatıslar olarak da bilinirler. 1950'li yıllarda geliştirilmişlerdir. Yapılarında Demir-Oksit, Baryum (Ba), Stronsiyumu (Sr) malzemeleri bulunmaktadır. Bazı ferrit türlerinde az oranlarda Kurşun (Pb), Alüminyum (Al) veya Kükürt (S) katkısı da yapılmaktadır. Stronsiyum-Ferritlerin zorlayıcı (koersif) kuvvetleri biraz daha yüksektir.

Ferritler diğer mıknatıs türlerine göre oldukça farklıdır. İçlerinde magnetik moment taşıyıcı olarak sadece Fe atomları bulunan bu oksitler, metalik Alnico ve nadir toprak elementli mıknatıslara göre çok daha az doyma mıknatısiyeti ve Curie sıcaklığına sahiptirler. Koersif kuvvetleri ise Alnico'lara göre büyüktür.

Ferrit mıknatıslar, lineer bir mıknatıslanmayı giderme eğrisine sahiptirler. Demir-Oksitler; Alnico ve Nadir Toprak Elementli Mıknatıslar gibi metal alaşım olmadıkları için elektriksel açıdan yalıtandır. Bu özellikleri, elektrik makineleri veya magnetik alan değişiminin hızlı olduğu diğer bazı uygulamalarda bir avantaj oluşturur. Ferrit mıknatıslarda fuko kayıpları söz konusu değildir. Ayrıca kimyasal açıdan soy metal oldukları için presleme ve yüzeysel işlemler daha rahat yapılır. Hatta yüksek sıcaklıklarda bile aşınma (korozyon) sorunu ortaya çıkmaz. Ancak curie sıcaklıklarının (T_c) küçük olması nedeni ile yüksek sıcaklıklarda mıknatıslık değerlerinde azalma olur.

Yapısında bulunan ham maddelerin bolluğu sayesinde seramik mıknatıslar iyi bir maliyet/performans oranına sahiptirler. Ferrit mıknatısların en büyük avantajı ucuz

olmalarıdır. Maliyetinin düşük olması çok geniş bir uygulama alanında kullanımını sağlamıştır. Mıknatıslıklarını kaybetmeden uzun süre koruyabilirler. Sert ve kırılğan olmalarına rağmen korozyona karşı büyük direnç gösterirler, yüzeyleri düzgün ve pürüzsüzdür.

Ancak Duru'ya (1997) göre kalıcı akı yoğunlukları düşük olduğu için aynı hava aralığında aynı akıyı üretmek için daha fazla malzemeye ihtiyaç vardır. Bu yüzden genellikle performansın maliyetten daha önemli olduğu uygulamalarda kesit alanı büyük, boyu kısa olan magnetik devrelerde, hoparlörlerde, manyetik rezonans vb. gibi magnetik cihazlarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Alnico malzemelere göre mekanik olarak yumuşak olduklarından elektrik makinelerinde kullanımları oldukça sorun yaratmaktadır (Özçira, 2007).

Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar: Yüksek enerjili ve kalıcı indüksiyonlu mıknatıs malzemelerdir. Bu mıknatıslar, elektrik makinelerinde mıknatısların bugünkü önemini kazanmasında büyük rol oynamışlardır. Kimyasal formülleri Nd-Fe-B ve SmCo olan bu mıknatıslar Ferrit mıknatıslarla kıyaslandıklarında önemli üstün özelliklere sahiptirler. Nadir toprak elementi sürekli mıknatıslar; Fe, Co gibi güçlü manyetik özelliklere sahip metaller ile Lantanitler olarak da adlandırılan Seryum (Ce), Paraseodim (Pr), Neodium (Nd), Samaryum (Sm) gibi nadir toprak elementleri arasında oluşturulan alaşımlardır.

Duru'ya (1997) göre Nadir toprak elementi sayısı 15 kadardır. Alaşımlarda bazen tek başlarına bazen de bir arada kullanılmaktadırlar. Değişik katkı oranlarının kullanılabilmesi 50'den fazla mıknatısın üretilmesine olanak sağlamıştır. Ancak hammaddenin kısıtlı oluşu, üretim güçlükleri ve bunlara bağlı olarak maliyetlerinin yüksek oluşu nedeni ile bu türlerden ancak sınırlı bir bölümü ticari olarak üretilmektedir. Nadir toprak elementleri kullanılarak sürekli mıknatıs üretilmesi çalışmaları, diğer türlere göre oldukça yenidir (Özçira, 2007).

Samaryum Kobalt Mıknatıslar: 1966'da keşfedilen Samaryum-Cobalt, K.J. Strnat tarafından geliştirilmiş ve 1970'li yıllarda kullanımı yaygınlaşmıştır. Samaryum Kobalt Sürekli Mıknatıslar, Alnico sınıfındaki mıknatıslar kadar yüksek akı yoğunluğuna sahiptir. Ayrıca sert Ferrit Sürekli Mıknatısların sahip olduğu koersif güçten daha fazla koersif güce sahiptirler. Koersif alan şiddeti seramik mıknatısın üç ila beş katı kadardır. Karakteristik değerleri incelendiğinde elektrik makineleri için ideal oldukları görülür.

Nadir bulunan mıknatıslar içerisinde ısıya karşı dayanıklılığı en iyi olan mıknatıslardır. SaCo mıknatısın 500°C gibi yüksek ısıya dayanabilme özelliği gaz türbinleri gibi yeni

uygulama alanlarında kullanılmasına neden olmuştur. Belirtilen avantajlarına karşın kobaltın Dünya'da sadece bir kaç yerde bulunmasından ötürü pahalı olması bu mıknatısın dezavantajıdır (Özçira, 2007; Öksüztepe, 2008).

Neodim Demir Bor Mıknatıslar: Kollmoorgen'e (2002) göre nadir bulunan mıknatıs tiplerinden olan Nd-Fe-B mıknatıslar 1982 Yılı'ndan itibaren kullanılmaya başlanmıştır. Mıknatıslar içinde en yüksek enerji yoğunluğuna sahip olan mıknatıslardır (Özçira, 2007).

Teknik özellikleri samaryum kobalt mıknatısinkiyle karşılaştırılabilecek kadar iyi olan bu mıknatıslar aynı zamanda çok daha ucuzdur. Ancak maliyetinin düşük olmasına karşın korozyona karşı dayanıklılığı azdır. Bu yüzden bazı özel uygulamalarda mıknatısın yüzeyi epoksi, reçine gibi manyetik olmayan madde ile kaplanır. Nd-Fe-B mıknatısların en önemli dezavantajları, curie sıcaklığının düşüklüğü ve maliyetlerinin yüksek oluşudur.

Servo motorlar, lineer ve step motorlar, manyetik kaplinler gibi uygulama alanlarında kullanılmaktadır. Ayrıca hacim ve ağırlığın önemli olduğu uzay aracı, uçak gibi uygulamalarda gereksinim duyulan tahrik motorlarında kullanması amacıyla Nd-Fe-B mıknatıslar üzerinde araştırma ve geliştirme çalışmaları yapılmaktadır.

2.5. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Avantaj ve Dezavantajları

Senkron makinelerde sargılı rotor yerine sabit mıknatısların kullanımı aşağıdaki **avantajları** sağlar:

- Bilezik ve fırçaların olmamasından ötürü bakım gereksinimi azalır ve verim artar.
- Rotor bakır kayıpları yoktur.
- Mıknatısların kullanımı motordaki alanın verimli bir şekilde kullanılmasına olanak tanır. Böylece bu motorlar 50'den fazla mıknatıs kutbu olacak şekilde imal edilebilirler. Çok fazla kutup sayısı genellikle aynı akımda daha fazla moment üretilmesine imkân tanır.
- Texas Instruments'ta (1997) Sm_2Co_{17} ve NdFeB gibi yüksek mıknatıslı malzemelerin çok yüksek güçlerde motor boyutlarının azalmasını sağladığı belirtilmiştir (Adam, 2007).
- Aynı büyüklükte makineler için, makinelerin karakteristiği seçilen mıknatıs tipine ve onların düzenlenme şekline bağlı olarak geniş bir aralıkta değişebilir.
- Basit bir yapıya sahiptir.
- Moment-hız ilişkisi doğrusaldır.

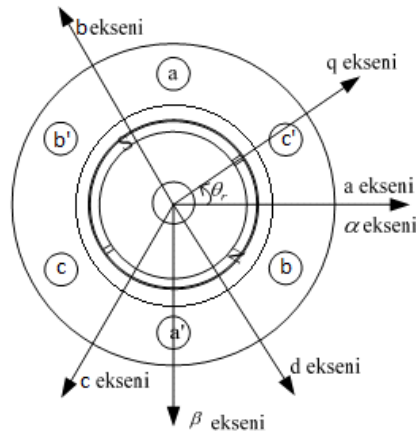
- Yüksek moment elde edilir.
- Verim yüksektir.
- Küçük hacimlidir.
- Geniş sınırlar içerisinde hız kontrolü yapılabilir.

Dezavantajları aşağıdaki şekilde sıralanabilir:

- Stator alanı ile senkronize edilmesi gerektiğinden, rotor pozisyonunun bilinmesi gerekir. Yani hassas pozisyon bilgisi gerekir.
- Rotor pozisyonu, bir pozisyon sensörü ile belirlenebilir Fakat bu durum, maliyetin artması ve güvenilirliğin azalması nedeniyle arzu edilmez.
- Harici güç elektroniği devreleri gerektirir.
- Rotor mıknatısları motor maliyetini artırır (Buzcu, 2005).

2.6. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

PMSM'nin kontrol benzetiminin yapılabilmesi için matematiksel modelinin bilinmesi gerekmektedir. Matematiksel modellemeye geçmeden önce matematiksel ifadeleri farklı referans düzlemlerinde kullanma imkanı sağlayan Clark ve Park Dönüşümleri anlatılacaktır. Şekil 2.8'de stator ve rotor referans düzlemleri gösterilmiştir.



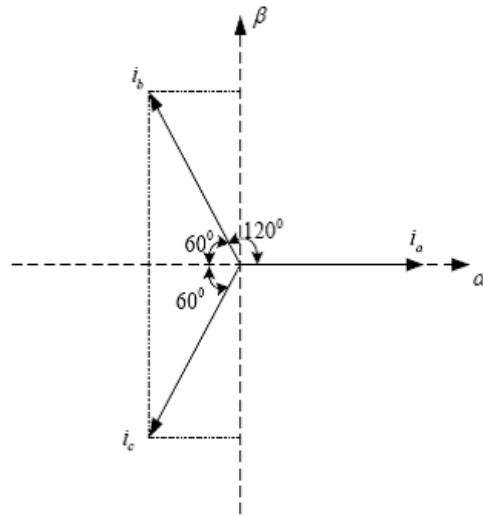
Şekil 2.8 Stator abc referans düzlemi, α - β stator referans düzlemi ve d - q rotor referans düzlemi (Çelik, 2012).

Clark Dönüşümü: Clark dönüşümü kullanılarak 3 fazlı makine denklemleri 2 fazlı durağan eksenle ifade edilebilir. Denklem (2.1)'de verilen Clarke dönüşümü ile üç fazlı stator akımları durağan stator referans düzleminde ifade edilmektedir. Bu dönüşümdeki I_0 bileşeni sıfır bileşenidir ve dengeli sistemlerde değeri sıfırdır.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Bu dönüşümün tersi olarak durağan referans düzlemindeki ifadeler, stator abc düzleminde denklem (2.2)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$



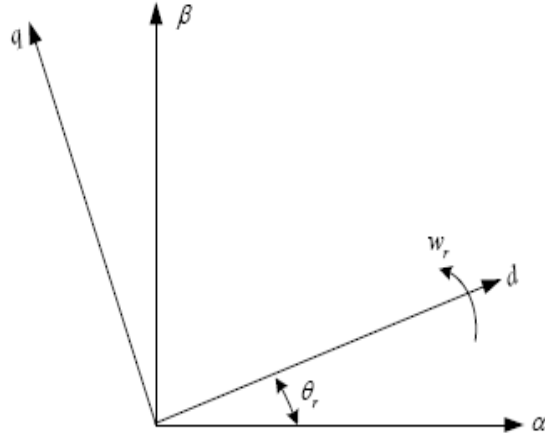
Şekil 2.9 İki fazlı durağan eksen stator referans düzlemi

Şekil 2.9'da üç fazlı sistemin akımları ve α - β olarak isimlendirilen durağan eksenler görülmektedir.

Park Dönüşümü: Rotor değişkenlerinin stator devresine indirgenmesinde kullanılan katsayılar rotorun konumuna göre sürekli değişir. Motor değişkenleri rotor referans düzleminde yazılırsa rotor konumuna göre değişmez ve daha basit bir model elde edilir. Bu durumda bir değişkeni dönen rotor referans düzleminde ifade etmek, ancak rotor konumunun bilinmesiyle olur.

Motor akımlarının rotor referans ekseninde ifade edilmesi için Park Dönüşümü kullanılmaktadır.

Şekil 2.10'da α - β olarak isimlendirilen durağan sistemler ile 2 fazlı, dönen rotor referans düzlemi görülmektedir.



Şekil 2.10 İki fazlı dönen rotor referans düzlemi

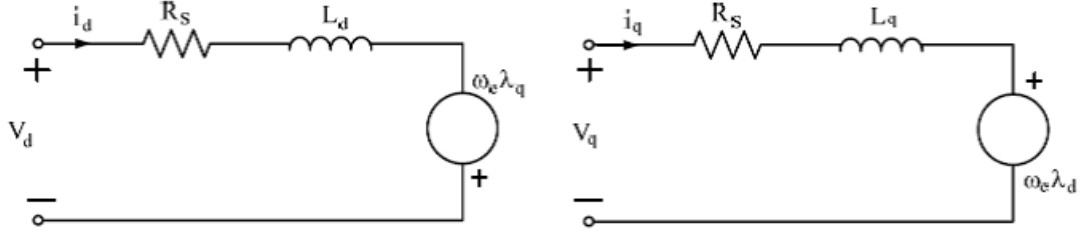
Denklem (2.3)'de park dönüşümü ve denklem (2.4)'de ise ters park dönüşümü görülmektedir.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

SMSM'nin Eş Değer Devresi:

SMSM'nin d ve q eksen takımına göre eşdeğer devreleri şekil 2.11'de verilmiştir:



Şekil 2.11 SMSM'nin d-q eşdeğer devresi

$$V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_r \psi_q \quad (2.5)$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_r \psi_d \quad (2.6)$$

Denklem (2.5) ve denklem (2.6)'da verilen gerilim denklemlerinde V_d ve V_q , d - q eksen gerilimlerini, I_d ve I_q , d - q eksen akımlarını, Ψ_d ve Ψ_q ise d - q eksen akılarını göstermektedir.

Ψ_d ve Ψ_q akıları aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_M \quad (2.7)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (2.8)$$

Burada Ψ_M mıknatıs akısıdır. L_d ve L_q , ise d - q eksenı indüktanslarıdır. Denklem (2.7) ve denklem (2.8), denklem (2.5) ve denklem (2.6)'da yerine yazılırsa bu durumda d - q eksen gerilimleri aşağıdaki gibi olur.

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \quad (2.9)$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \Psi_M \quad (2.10)$$

Moment denklemi, denklem (2.11)'de verilmiştir.

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_d i_q - \Psi_q i_d] \quad (2.11)$$

Denklem (2.7) ve denklem (2.8)'de verilen Ψ_d ve Ψ_q akıları, denklem (2.11)'de yerine yazılırsa moment denklemi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_M i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.12)$$

Denklem 2.12'de birinci terim mıknatıs tarafından üretilen moment, ikinci terim ise relüktans momentidir. Yüzey mıknatıslı SMSM'lerde L_d ve L_q indüktansları birbirine eşit olduğundan relüktans momenti sıfırdır. Bu durumda moment denklemi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_M i_q] \quad (2.13)$$

Burada;

\dot{I}_d, \dot{I}_q endüvi akımının d ve q bileşenleri,

V_d, V_q giriş geriliminin d ve q bileşenleri,

ω_e elektriksel açısal hız,

R_s endüvi sargı direnci,

ψ_M manyetik akı bileşenini ifade etmektedir (Akyazı vd., 2011).

2.7. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri

2.7.1. Giriş

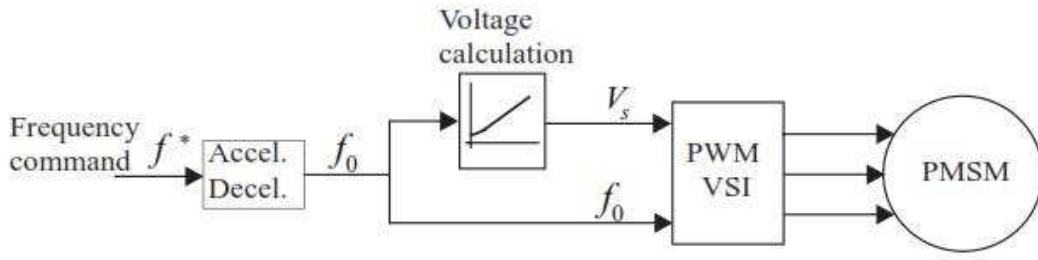
Buzcu (2005), SMSM'lerin stator yapısının asenkron motorlar ile aynı olması nedeniyle genel olarak bu motorlara uygulanan kontrol yöntemlerinin tümünün SMSM'lere de uygulanabileceğini belirtmiştir. Bu kontrol yöntemleri aşağıdaki gibi sıralanabilir (Çelik, 2012).

- v/f Kontrol
- Vektör Kontrol
- Doğrudan Moment Kontrolü (Çelik, 2012)

2.7.2. V/f Kontrolü

Hertz başına sabit volt kontrolü daha çok sincap kafesli indüksiyon motorlarında uygulanan bir açık çevrim kontrol yöntemidir. SMSM'lerde kullanıldığında sensörsüz kontrol yapılabilmesi bu yöntemin önemli bir avantajıdır (Stulrajter vd., 2007).

PMSM sürücülerinin yüksek dinamik performans gerektirmeyen pompa ve fan gibi uygulamalarda kullanıldığı durumlarda V/f kontrolü gerekli kontrol performansını elde etmek için elverişli bir kontrol yöntemidir. Geri besleme gerektirmeyen açık çevrim V/f kontrolü şeması şekil 2.12'de verilmiştir (Perera, 2002).



Şekil 2.12 V/f kontrolünün blok şeması (Perera, 2002).

V/f kontrolü ile PMSM'nin sürülmesi pozisyon sensörü kullanılmadan yapılan açık çevrim kontrolüdür. Bu yöntem; motorda sabit akıya sahip olmak için çıkış frekansı ile çıkış gerilimi arasındaki oranı sabit tutar. V/f kontrolü metodu yüksek performanslı sayısal işlem gerektirir.

V/f kontrolünün başlıca özellikleriyle ilgili olarak şunlar söylenebilir:

- Kontrol değişkenleri gerilim ve frekanstır.
- Akı, sabit V/f oranı ile sağlanır.
- Açık-çevrim kontrollüdür.
- Motorun momenti yük tarafından zorlanır.

Basit bir tasarıma sahip olan V/f kontrolü düşük bir maliyetle uygulanabilir. Ayrıca geri besleme aygıtı gerektirmemesi ve yapısının basit olması gibi avantajları vardır. Buna karşılık moment kontrollü olmaması, alan yönlendirmesi kullanılmaması ve motor konumunun bilinmemesi dezavantajları olarak sayılabilir (Buzcu, 2005).

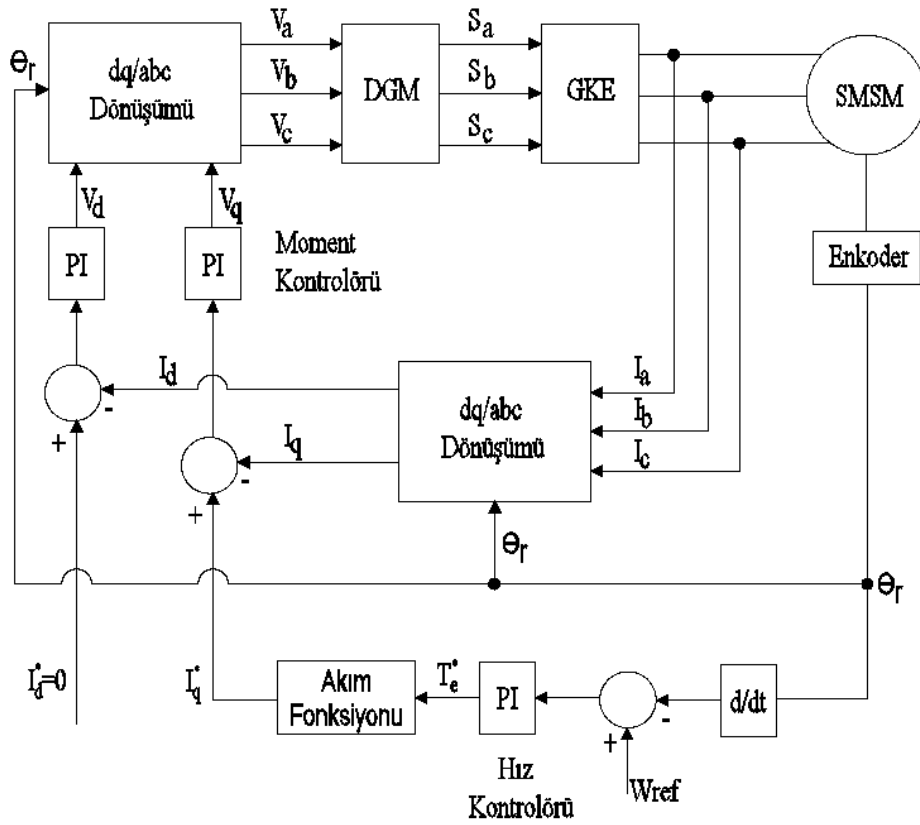
2.7.3. Vektör Kontrol Yöntemi

Vektör Kontrol Yöntemi (VKY), makineden arzu edilen momenti almak için, d-q rotor referans düzleminde birer vektör olarak gösterilen motor akımlarının bileşenlerini kontrol etmektir. Bu kontrol yöntemine Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) de denir. Bu akım bileşenleri d eksen akımı ve q eksen akımı olup, bu akımları elde etmek için rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulur.

YSMSM'nin moment ifadesini veren denklem (2.13) incelendiğinde momentin, mıknatıs akısı ve stator q eksen akımı ile orantılı olduğu görülmektedir. Mıknatıs akısı sabit olduğundan q akımının kontrolü ile moment kontrolü yapılabilmektedir. I_d

akımının moment üzerinde bir etkisi olmadığından, stator bakır kayıplarını azaltmak için, bu akım bileşeni sıfırda tutulur. Eğer motorun nominal hızından daha büyük hızlarda çalışılacaksa alan zayıflatması gereklidir. Bu durumda \dot{I}_d akımı, motorun zarar görmeyeceği akıyı elde etmek için negatif bir değerde tutulur. Buna alan zayıflatması denir.

YSMSM'nin vektör kontrolünün blok şeması şekil 2.13'de görülmektedir. Şekil 2.13'de hız denetleyici referans momenti üretir. Moment denetleyici ise V_d ve V_q gerilimlerini üretir. Bu gerilimler, PWM üretme yöntemiyle elde edilen kontrol sinyallerinin invertere girilmesi suretiyle motora uygulanır (Öksüztepe, 2008).



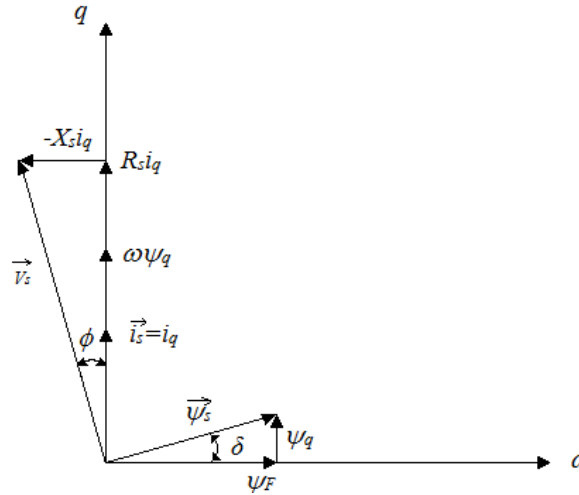
Şekil 2.13 YSMSM vektör kontrolü blok şeması

Moment değerinden denklem (2.11) kullanılarak i_q referans akımı elde edilmektedir. i_q referans akımı ile motordan ölçülen gerçek i_q akımı karşılaştırılarak elde edilen fark PI kontrolörüne uygulanmaktadır. PI kontrolörünün çıkışından V_q gerilimi elde edilmektedir. Aynı şekilde i_d referans akımı ile motordan ölçülen gerçek i_d akımı karşılaştırılarak elde

edilen fark PI kontrolörüne uygulanmaktadır. PI kontrolörünün çıkışından V_d gerilimi elde edilmektedir. V_d ve V_q gerilimlerinden q - d/abc dönüşümü kullanılarak üç fazlı V_a , V_b , V_c referans gerilimleri elde edilir. DGM bloğunda bu referans gerilimlere göre sürme işaretleri üretilir ve bu sürme işaretleri gerilim kaynaklı inverterdeki anahtarlara uygulanır.

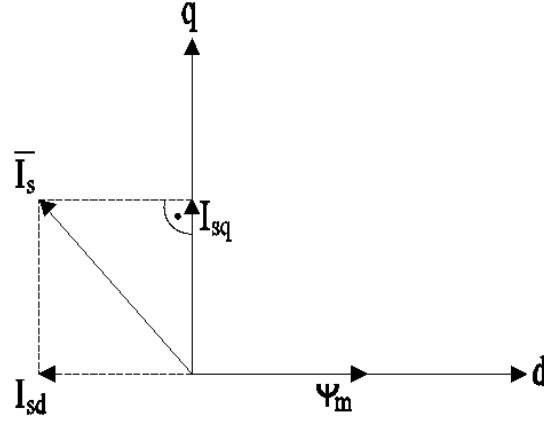
Şekil 2.14’de SMSM’nin AYK sürekli durum vektör diyagramı verilmiştir. Bu diyagramda δ yük açısını, φ güç faktörünü, V_s stator gerilim vektörünü, I_s stator akım vektörünü, ψ_s stator akı vektörünü, ψ_M mıknatıs akı vektörünü, x_s ise senkron relüktansı temsil etmektedir.

Er (2007), şekil 2.14’de görüldüğü gibi $i_d=0$ olması durumunda güç faktörü ile yük açısının birbirine eşit olduğunu belirtmiştir (Çelik, 2012).



Şekil 2.14 SMSM’nin sürekli durum vektör diyagramı

Yüksek hızlarda inverterin çıkış gerilimi artan stator elektromotor kuvvetine uygun olarak arttırılmalıdır. Belli bir değerden sonra inverter gerilimi maksimum değerine ulaşır ve bu durumda alan zayıflatma bölgesine geçilir. Alan zayıflatma bölgesinde i_d akımı negatif değerler alır. Bu duruma ilişkin vektör diyagramı şekil 2.15’de verilmiştir (Çelik, 2012; Özçira, 2007; Er, 2007).



Şekil 2.15 Alan zayıflatma bölgesinde SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı

VKY'de hareket kontrol döngüsü (pozisyon, hız ve tork döngüsü) ve manyetizasyon kontrol döngüsü (akı döngüsü) referans sistem olarak akı vektörü kullanılarak ayrılmış ve akım fazörü aktif ve reaktif bileşenlerine bölünmüştür. Birou'ya göre bu kontrol yöntemi çok zaman ve çaba gerektirdiğinden bu durum sistem maliyetini arttırır. Ancak, en iyi dinamik performansı sağlar ve değişken hız kontrollerinde enerji verimliliğini destekler (Dhamo ve Spahiu, 2013).

VKY'de akı ve momentin bağımsız kontrolü mümkündür. Vektör kontrolde, akı ve moment bağımsız olarak kontrol edilebildiği için yüksek dinamik performanslı akı ve moment kontrolü yapılabilir (Dhamo ve Spahiu, 2013).

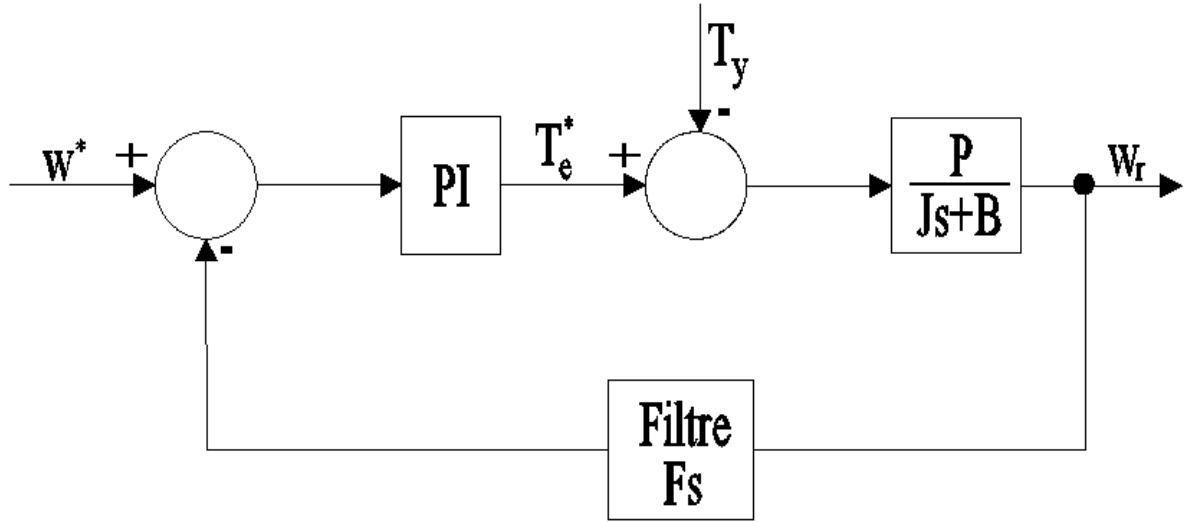
Rotor shaft pozisyonuna bağlı olarak sabit mıknatıslı rotordan elde edilen magnetik akı sabit oldukça koordinatlardaki akı pozisyonu, pozisyon sensörü vasıtasıyla belirlenebilir (Merzoug ve Naceri, 2008).

2.7.3.1. Hız Kontrolörü

Hız kontrolörü olarak bir PI kontrolör veya bulanık mantık denetleyici kullanılabilir. Hız denetleyicinin tasarımı için şekil 2.16'da verilen model kullanılabilir. Burada, sistemi birinci dereceden bir mekanik denklemle ifade etmek yeterlidir. Çünkü motor modelinde hız kontrolü için mekanik denklem daha etkilidir. Rotor hız algılayıcısından alınan elektriksel hız, bir filtreden geçirilir. İstenen hız bilgisi ve geri bildirim hız bilgisine göre hata sinyali elde edilir. Hata sinyali PI tarafından işlenerek referans hız için gerekli

moment elde edilir. Bu moment, yükü karşılar ve rotor hızını belirler.

Bu modellemede moment denetleyicinin istenen momenti üretecek çıkışı sağladığı varsayımı kullanılır. Yani $T_e^* = T_e$ olduğu varsayılır. Şekil 2.16'daki modele göre makinenin mekanik denklemleri denklem (2.14)'de verilmiştir.



Şekil 2.16 Hız denetleyicinin tasarımında kullanılan model

$$T_e = T_y + Bw_{rm} + jsw_{rm}$$

$$w_r = Pw_{rm}$$

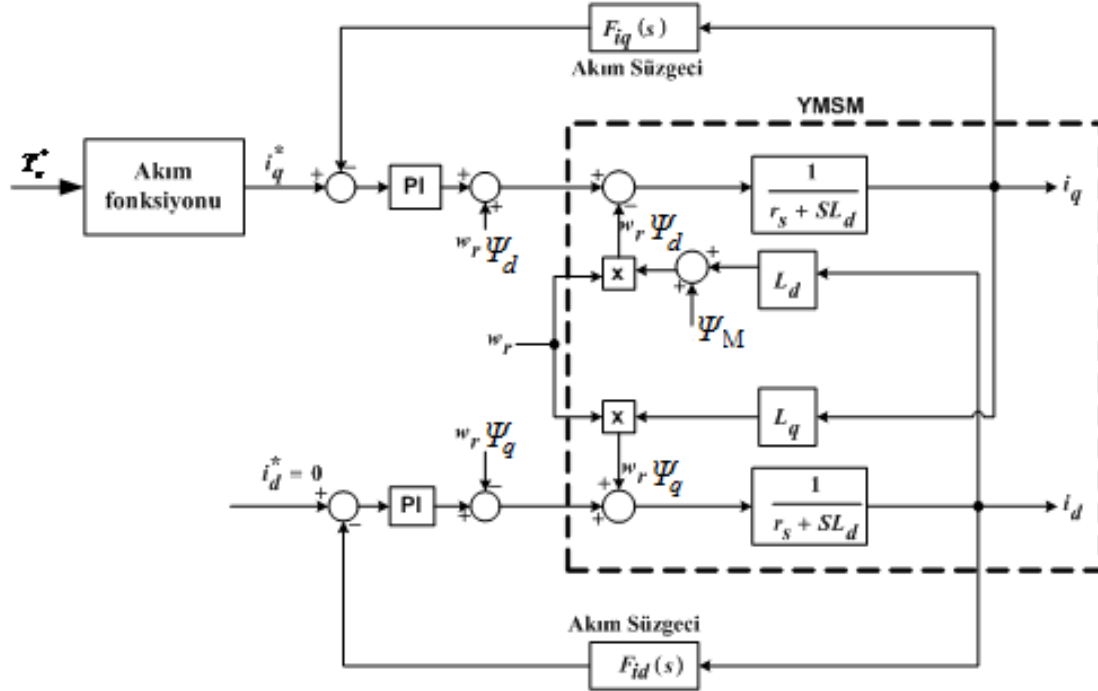
$$T_e - T_y = \frac{1}{P}(Bw_r + Jsw_r) \quad (2.14)$$

2.7.3.2. Moment Kontrolörünün Tasarımı

Perera (2002), hız kontrolü tarafından üretilen referans moment değeri ve akım algılayıcıları ile ölçülen akımlar kullanılarak, motor için gerekli gerilimlerin, moment kontrolörü tarafından üretildiğini belirtmiştir. Moment denetleyicinin blok şeması şekil 2.17'de verilmiştir. Denklem (2.13)'de yüzey mıknatıslı SMSM için verilen moment ifadesi kullanılarak, denklem (2.15)'de verilen akım fonksiyonundan i_q akımı hesaplanır (Çelik, 2012).

$$i_q^* = T_e^* \frac{2}{3p\Psi_m} \quad (2.15)$$

Maksimum momentin elde edilmesi için i_d akımı sıfırda tutulur. Akım hataları PI kontrolörler tarafından işlenerek referans gerilim değerleri elde edilir.



Şekil 2.17 Moment kontrolörünün blok şeması

V_q gerilimi, denklem (2.6)'da görüldüğü gibi, Ψ_d akısının değişimi ($w_r\Psi_d$) ile elde edilen gerilime bağlıdır. Aynı şekilde V_d gerilimi ise denklem (2.5)'de verildiği gibi, Ψ_q akısının değişimi ($w_r\Psi_q$) ile elde edilen gerilime bağlıdır. PI kontrolörler tasarlanırken akıların değişimlerinden kaynaklanan gerilimler hesaba katılmayıp, daha sonra ilave edilir. Ψ_d ve Ψ_q akı tahminlerinin, gerçek akılara yakın olması sistem performansı açısından büyük öneme sahiptir. Bu nedenle, Ψ_d ve Ψ_q akılarının doğru bir şekilde tahmin edilmesi gerekmektedir (Demirbaş, 2001; Çelik, 2012).

2.7.4. Doğrudan Moment Kontrolü

Almanya'da Depenbrock (1985) ve Japonya'da Takahaski ve Nogucki (1986) tarafından geliştirilen doğrudan moment kontrolü ilk olarak asenkron makineler için uygulanmış ancak Zhong ve arkadaşları (1997 ve 1999) SMSM için doğrudan moment kontrolü üzerine ilk akademik çalışmalardan birini gerçekleştirmişlerdir (Özçira vd., 2012).

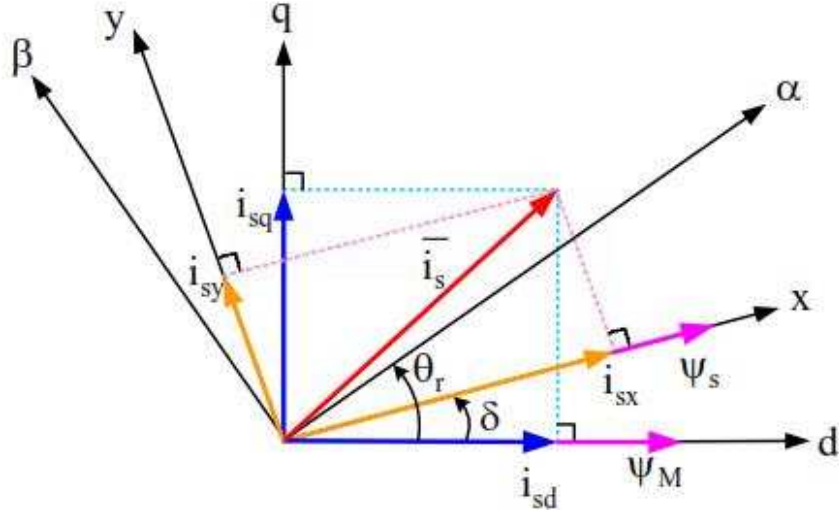
Rahman ve arkadaşları (1999) d ve q gerilimlerinin bulunması için belirli katsayılarla dayanan bir yöntem kullanarak doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmişlerdir (Özçira vd., 2012).

DMK'nin temel prensibi stator manyetik akısı ve momentin referans ve gerçek değerleri arasındaki farka bağlı olarak uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. Sürekli mıknatıslı senkron motorda, mıknatıs manyetik akısı sabit olduğundan moment kontrolünde, darbe genişlik modülasyonu (PWM) karşılaştırıcısı ile oluşturulan akım kontrol devresinin kullanılması zorunluluğu ortadan kalkar. Bu nedenle SMSM'lerde doğrudan moment kontrolü, PWM akım kontrolü yardımıyla yapılan moment kontrolüne göre daha az parametre bağıllığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar.

Sürücü sistemleri gibi karmaşık yapılarda, kullanılan kontrol yönteminden bağımsız olarak, kontrol değişkenlerinin sayısının düşürülmesi, sistemin parametre bağımlılığının azaltılması sistemin uygulanabilirliği açısından zorunlu hale gelir. Bu nedenle elektrik makinesine ait üç fazlı denklemler iki faza indirilerek işlem yoğunluğu ortadan kaldırılabilir ve yüksek dinamik performans için akım kontrolü, rotor akı referans sisteminde gerçekleştirilir.

2.7.4.1. Stator Akı Referans Sisteminde Motor Denklemleri

Stator manyetik akı vektörü ψ_s ve rotor manyetik akı vektörü ψ_M , şekil 2.18'de görüldüğü gibi rotor akı (dq), stator akı (xy) referans sistemlerinde çizilebilir. Stator ve rotor manyetik akılarının arasındaki açı (δ) yük açısıdır. δ , sabit bir yük momenti için sabittir. Bu durumda hem stator akısı hem de rotor akısı senkron hızla döner. Ancak farklı yüklerde δ değişir. Burada stator akısının dönüş hızı ya da δ 'daki değişiklik kontrol edilerek, momentteki artışın kontrol edilebileceği gösterilmiştir.



Şekil 2.18 Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor manyetik akıları

Stator manyetik akı, gerilim ve elektromanyetik momentin dq referans sistemindeki denklemleri aşağıda gösterilmiştir.

$$\psi_{sd} = L_{sd} \dot{I}_{sd} + \psi_M \quad (2.16)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} \dot{I}_{sq} \quad (2.17)$$

$$V_{sd} = R_s \dot{I}_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \quad (2.18)$$

$$V_{sq} = R_s \dot{I}_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} P (\psi_{sd} \dot{I}_{sq} - \psi_{sq} \dot{I}_{sd}) \\ &= \frac{3}{2} P [\psi_M \dot{I}_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) \dot{I}_{sd} \dot{I}_{sq}] \end{aligned} \quad (2.20)$$

Sabit moment çalışması ele alınırsa, akımlardan birini ortadan kaldırmak yararlı olur ve I_{sq} akımı için denklem (2.20) çözülürse;

$$I_{sq} = \frac{T_e / (3/2P)}{\psi_M - (L_{sq} - L_{sd}) \dot{I}_{sd}} \quad (2.21)$$

Stator manyetik akısının genliğinin karesi

$$|\psi_s|^2 = (L_{sd}I_{sd} + \psi_M)^2 + (L_{sq}I_{sq})^2 \quad (2.22)$$

olur. Burada stator endüktanslarının değişimi ve EMK değişimi sinüzoidal olduğu zaman, ψ_M , L_{sd} ve L_{sq} stator EMK sabiti ve endüktanslarıdır. Denklem (2.23) ve (2.24) ifadeleri ile denklem (2.19) ve (2.20) xy referans sisteminde denklem (2.25) 'e dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Burada f; gerilim, akım ve manyetik akıyı temsil etmektedir. Şekil 2.18'den;

$$\begin{aligned} \sin \delta &= \frac{\psi_{sq}}{|\psi_s|} \\ \cos \delta &= \frac{\psi_{sd}}{|\psi_s|} \end{aligned} \quad (2.24)$$

olduğu bulunur ve burada ifade edilen $|\psi_s|$; stator manyetik akısının genliğini gösterir.

$$T_e = \frac{3}{2} P [\psi_{sd} (I_{sx} \sin \delta + I_{sy} \cos \delta) - \psi_{sq} (I_{sx} \cos \delta - I_{sy} \sin \delta)] \quad (2.25)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \left[I_{sx} \frac{\psi_{sd}\psi_{sq}}{|\psi_s|} + I_{sy} \frac{\psi_{sd}^2}{|\psi_s|} - I_{sx} \frac{\psi_{sd}\psi_{sq}}{|\psi_s|} + I_{sy} \frac{\psi_{sq}^2}{|\psi_s|} \right] \quad (2.26)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P |\psi_s| I_{sy} \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{sd} \cos \delta & L_{sq} \sin \delta \\ -L_{sd} \sin \delta & L_{sq} \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_{sd} \cos^2 \delta + L_{sq} \sin^2 \delta & -L_{sd} \sin \delta \cos \delta + L_{sq} \sin \delta \cos \delta \\ -L_{sd} \sin \delta \cos \delta + L_{sq} \sin \delta \cos \delta & L_{sd} \sin^2 \delta + L_{sq} \cos^2 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Zhong vd. (1997) stator manyetik akısının genliği sabitse (denklem (2.27)'den anlaşılacağı üzere); stator akımının y eksen bileşeniyle momentin direkt olarak orantılı olduğunu belirtmişlerdir (Özçira, 2007).

2.7.4.2. Düzenli Hava Aralığına Sahip Sabit Mıknatıslı Senkron Motor

Zhong vd.'ne göre (1999) düzenli hava aralığına sahip SMSM'de $L_{sd} = L_{sq} = L_s$ olduğundan denklem (2.28), denklem (2.29)'daki gibi basitleştirilir.

$$\begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_x \\ \dot{I}_y \end{bmatrix} + \Psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

stator manyetik akısı x ekseninde olduğundan ψ_y sıfır olur ve (2.29) eşitliğinin ikinci denkleminde I_y çözülebilir.

$$I_{sy} = \frac{1}{L_s} \Psi_M \sin \delta \quad (2.30)$$

Denklem (2.30)'un moment denklemi (2.27)'de yerine konulması ile;

$$T = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} P |\psi_s| \Psi_M \sin \delta \quad (2.31)$$

bulunur. Burada δ , moment açısıdır. δ , $-\frac{\pi}{2}$ ile $\frac{\pi}{2}$ aralığı içindeyse, belirtilen zaman ile momentin türevi her zaman pozitiftir. Bu durum moment artışı ile δ 'daki artışın orantılı olmasını sağlar. Diğer bir deyişle, SMSM'nin momentini stator manyetik akısının genliğinin sabit tutulduğu durumda, stator manyetik akısının dönüş hızının ayarlanması ile kontrol edilebilir. (Özçira, 2007).

2.7.4.3. Stator Manyetik Akısının Kontrolü

Momentteki değişim, stator manyetik akısının genliğini sabit tutup, dönüş hızını arttırarak en hızlı şekilde kontrol edilebilir. Stator manyetik akısının genliği ve dönüş hızı doğru stator gerilim vektörleri seçilerek kontrol edilebilir.

DMK'nin temel prensibi, uygun anahtarlama çizelgesinden doğru gerilim vektörlerini seçmektir. Bu seçim, moment ve stator manyetik akısının histerezis kontrolüne dayanır. Stator manyetik akısı denklem (2.32) ile hesaplanır.

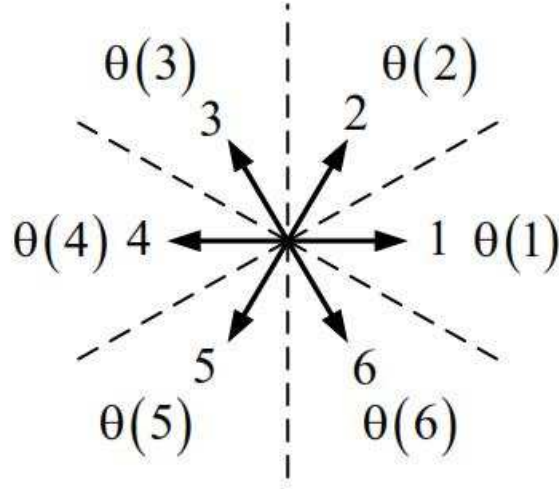
$$\psi_s = \int_t^{t+\Delta t} (u_s - R_s \dot{I}_s) dt \quad (2.32)$$

Gerilim kaynaklı inverterlerin güç anahtarları 180° iletim modundadır. Bu da altı anahtarlama durumunu karşılamak için sadece üç anahtarlama sinyalinin (S_a , S_b , S_c) gerekli olduğu anlamına gelir. Dan vd.'ne göre (1998) bu yolla, bir inverterde altı etkin gerilim uzay vektörü ve iki sıfır gerilim uzay vektörü bulunur. Gerilim uzay vektörünün a, b, c referans sisteminin a-eksenine yerleştirildiğini farz edelim. A- fazı ile V_a gerilimi tek başına uygulandığı zaman, gerilim uzay vektörlerinin inverter çıkışı, farklı anahtarlama durumları altında denklem (2.33)'deki gibi belirtilir.

$$V_s = \frac{2}{3} V_{DC} (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (2.33)$$

Burada V_s ; gerilim uzay vektörü, V_{DC} ; DC gerilimi ifade eder. S_a, S_b, S_c ; üç faz anahtarlama durumlarını gösterir ve $2/3$ ise dönüşüm katsayısıdır. Bu yolla elde edilmiş gerilim vektörleri şekil 2.19'da gösterilmiştir.

Burada altı etkin gerilim uzay vektörleri, $V_1 - V_6$, birbiri ile 60° aralıklarla dizilmişlerdir. İki sıfır gerilim uzay vektörü V_0 ve V_7 , uzay-vektör düzleminin merkezine yerleştirilmiştir.



Şekil 2.19 İki seviyeli gerilim kaynaklı inverterin gerilim vektörleri

Gerilim vektör düzlemi altı sektöre ayrılmıştır ve böylece her bir gerilim vektörü her bölgede iki eşit parçaya ayrılmıştır. Her bir sektörde altı adet sıfır olmayan gerilim vektörünün dördü kullanılabilir. Ayrıca sıfır vektörleri de kullanılabilir. Bütün bu olasılıklar, uygun anahtarlama çizelgesi içinde gösterilebilir. Uygun anahtarlama çizelgesi tablo 2.4'de gösterilmiştir.

Tablo 2.4 İnverter için uygun anahtarlama çizelgesi

| ϕ | T | θ | | | | | |
|--------|----|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| | | $\theta(1)$ | $\theta(2)$ | $\theta(3)$ | $\theta(4)$ | $\theta(5)$ | $\theta(6)$ |
| 1 | 1 | $V_2(110)$ | $V_3(100)$ | $V_4(101)$ | $V_5(001)$ | $V_6(011)$ | $V_1(010)$ |
| | 0 | $V_7(111)$ | $V_0(000)$ | $V_7(111)$ | $V_0(000)$ | $V_7(111)$ | $V_0(000)$ |
| | -1 | $V_6(101)$ | $V_1(001)$ | $V_2(011)$ | $V_3(010)$ | $V_4(110)$ | $V_5(100)$ |
| 0 | 1 | $V_3(010)$ | $V_4(110)$ | $V_5(100)$ | $V_6(101)$ | $V_1(001)$ | $V_2(011)$ |
| | 0 | $V_0(000)$ | $V_7(111)$ | $V_0(000)$ | $V_7(111)$ | $V_0(000)$ | $V_7(111)$ |
| | -1 | $V_5(001)$ | $V_6(011)$ | $V_1(010)$ | $V_2(110)$ | $V_3(100)$ | $V_4(101)$ |

Luukko (2000), moment histeresiz komparatörünün çıkışının T ile, akı histeresiz komparatörün çıkışının ϕ ile, manyetik akı bölgesinin θ ile gösterildiğini belirtmiştir. Moment histeresiz komparatörü üç değerli bir komparatördür. $T = -1$ ise; momentin gerçek değeri referansın üzerindedir. $T = 1$ ise; momentin gerçek değeri referansın altındadır. Akı histeresiz komparatörü iki değerli bir komparatördür. $\phi = 0$; manyetik akının gerçek değeri referansın üzerinde, $\phi = 1$ ise manyetik akının gerçek değeri referansın altında anlamına gelir (Özçira, 2007).

Yukarıda sözü edildiği gibi, DMK ile SMSM'un momentini, stator manyetik akısının hem genlik hem de dönüş hızı uygun Gerilim Uzay Vektörünün (GUV) seçilmesi ile kontrol edilirken, genliklerin sabit tutulduğu durum altında, stator manyetik akısının dönüş hızının ayarlanması ile kontrol edilebilir. Bununla birlikte, DMK için asenkron motor ve SMSM arasında GUV'nün seçim yollarında farklılıklar vardır.

Asenkron motorda; stator manyetik akısı, stator gerilimi ile genelde karşılaştırılmaz. Bu yüzden sıfır GUV seçildiği zaman, stator manyetik akı vektörü, moment üretiminin olmadığı bir pozisyon içinde duracaktır. Böylece, sırayla çalışma ve frenleme yolu ile motor kontrol edilir. Bununla beraber SMSM'da mıknatıs manyetik akısı hem rotor manyetik akısı hem de stator gerilimi birlikte kararlaştırılır. (Dan vd., 2003; Özçira, 2007).

2.7.4.4. Rotor Açısının Hesabı

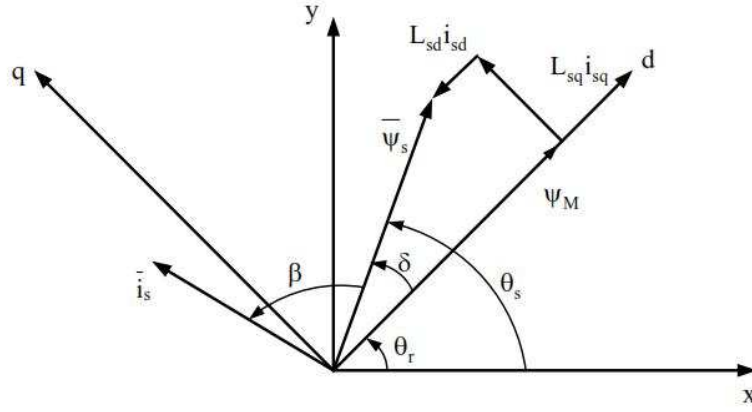
DMK içindeki hesaplamalar, statorla belirlenmiş referans sistemi içerisinde yapılır. Çıkık kutuplu senkron motorların asimetric özelliği nedeniyle, motor modeli ile birlikte rotor açısı da gerekir. Stator akım vektörleri oranı ve stator manyetik akı hesabından rotor açısını belirleyecek yöntem aşağıda verilmiştir.

Şekil 2.20'de rotor açısının nasıl hesaplandığını gösteren fazör diyagramı görülmektedir.

Enine eksen manyetik akısı ψ_{sq} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$|\psi_s| \sin \delta = L_{sq} |I_s| \sin(\delta + \beta) \quad (2.34)$$

$$\sin(\delta + \beta) = \sin \delta \cos \beta + \cos \delta \sin \beta \quad (2.35)$$



Şekil 2.20 Rotor açısının hesabı (Luukko ve Pyrhönen, 1998; Özçira, 2007).

Denklem (2.35)'den yararlanılarak yük açısı δ hesaplanabilir.

$$\tan \delta = \frac{L_{sq} |\dot{I}_s| \sin \beta}{|\psi_s| - L_{sq} |\dot{I}_s| \cos \beta} \quad (2.36)$$

Denklemdeki $\sin \beta$ ve $\cos \beta$ trigonometrik fonksiyonlarından kurtulmak için,

$$\psi_s \dot{I}_s = |\psi_s| |\dot{I}_s| \cos \beta \quad (2.37)$$

$$\psi_s \times \dot{I}_s = |\psi_s| |\dot{I}_s| \sin \beta \quad (2.38)$$

kullanılır. Bu durumda yük açısının tanjantı,

$$\tan \delta = \frac{L_{sq} (\psi_s \times \dot{I}_s)}{|\psi_s|^2 - L_{sq} (\psi_s \dot{I}_s)} \quad (2.39)$$

olur. Buradan rotor açısı;

$$\theta_r = \theta_s - \delta \quad (2.40)$$

şeklinde bulunur.

3. BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLER

3.1. Giriş

Günlük hayatta kullandığımız birçok terim genellikle bulanık bir yapıya sahiptir. Çeşitli durumları ifade etmek için kullandığımız birçok sözel veya sayısal ifade bulanıklık içerir. Uzun, kısa, büyük, küçük, geniş, dar, sıcak, soğuk, yüksek, alçak, kirli, temiz gibi birçok sözel ve sayısal ifade bu duruma örnek olarak gösterilebilir. Sohbet ederken, bir durum hakkında görüş bildirirken kesinlik ifade etmeyen terimler kullanırız. Bir nehir suyunun görünüşüne bakıp kirli ya da temiz demek, bir insanın yaşıyla ilgili genç, yaşlı ya da orta yaşlı gibi değerlendirmelerde bulunmak, televizyonun sesinin çok fazla ya da kısık olduğunu söylemek kesinlik ifade etmeyen durumlara örnek olarak gösterilebilir.

Gündelik yaşantımızda kesinlik ifade etmeyen değerlendirmelerimize göre karar verip harekete geçeriz. Örneğin televizyonun sesini çok yüksek buluyorsak kısarız. Araç kullanırken araçtaki bir kişinin çok hızlı kullandığımız yönündeki uyarısına karşın hızımızı düşürürüz. Bütün bunlar, insanın belirsiz olan ve kesinlik içermeyen durumlarda olayları nasıl değerlendirip, davrandığına dair örneklerdir.

Bulanık mantık, insan davranışlarına benzer bir şekilde mantıksal uygulamalarla bilgisayarlara yardım eden bir bilgisayar mantık devrimidir. 'Biraz sıcak', 'çok doğru' gibi ifadelerin, bakıldığında matematiksel açıdan bir durum ifade etmemelerine karşın problemleri çözme açısından günlük hayatta karşılaşılan ve sıkça kullanılan örnekler olduğu görülür. Bulanık mantık; bir insanın anlayabileceği ve çözüme ulaştırabileceği şekilde sistemlerin ya da cihazların çalışmasına izin verir. Kelime anlamı olarak belirsiz bir durum içeriyor gibi gözükse de, matematiksel uygulamalarda oldukça kullanışlı olmaktadır (Kıyak ve Kahveciğlu; 2003).

Bulanık mantığın en önemli özelliklerinden biri nesnel olmayıp kişisel olmasıdır. Bir olayın sadece doğruluğu veya yanlışlığıyla ilgilenen Aristo mantığına göre bir iş ya doğrudur ya da yanlıştır. Bunların bir karışımı yani kısmen doğru ya da kısmen yanlış olamaz. Bulanık mantık bu durumu gideren ve çözüm arayışında özellikle de modellemede, bireyin daha aktif kullanılmasına izin veren bir yöntemdir (Kıyak ve Kahveciğlu; 2003).

Aristo Mantığı'nın en fazla kullanıldığı sahalar içerisinde mühendislik konuları başta gelir. Matematik, fizik ve kimya ilkeleri de Aristo Mantığına göre gelişmiştir. Ancak doğadaki olayların incelenmesinde, durumun tamamen bulanık dünya ve mantığa göre olması gerekirken, yapılan kabul, varsayım, idealleştirme ve lineerleştirme ile olay insan aklının şartlı olarak ikili mantığa göre algılayabileceği seviyeye getirilir.

1930'larda ünlü Amerikan filozofu Max Black tarafından belirsizliği açıklayıcı öncü kavramlar geliştirilmiş olsa da, 1965'de Zadeh tarafından yayınlanan makale modern anlamda belirsizlik kavramının değerlendirilmesinde önemli bir nokta olarak kabul edilir. Zadeh, bu makalede, kesin olmayan sınırlara sahip nesnelerin oluşturduğu bulanık küme teorisini ortaya koymuştur. Zadeh'in bu makalesinin önemi sadece ihtimaller teorisine karşı duruşu ile ilgili değil, ayrıca ihtimaller teorisinin temelini oluşturan Aristo mantığına karşı da bir meydan okumadır.

Zadeh'in "bulanık küme" kavramı, klasik sistem kuramının matematiksel yöntemlerinin gerçek dünyadaki pek çok sistemde, özellikle de işin içine insanları alan, kısmen karmaşık sistemlerde yetersiz kalmasından ortaya çıkmıştır.

Zadeh, 'uzun, kırmızı, durağan' gibi yüklemelerin ikili üyelik fonksiyonuyla ifade edilen klasik kümeler yerine, dereceli üyelik fonksiyonuyla ifade edilen bulanık kümelerle tanımlamasını önermiştir (Kıyak ve Kahveciğlü; 2003).

Şen'e (2001) göre 1980'den sonra bulanık sistemin; elektrikli süpürgeler, çamaşır makineleri, asansörler, metro ve şirket işletimi gibi konularda kullanılmasında patlama olmuştur. Son yıllarda birçok mühendislik dallarında, veri tabanlarının sözelleştirilmesinde, telesekreterlerin cevaplamasında ve bir çok konuda bulanık mantık bütün dünyada kullanılır hale gelmiştir (Kıyak ve Kahveciğlü; 2003).

3.2. Bulanık Mantığın Uygulama Alanları

Bulanık mantık kontrol yönteminin başarıyla uygulandığı bazı uygulama alanları aşağıda sıralanmıştır:

- Çevresel Kontrol

Klimalar, hava nemlendiriciler

- Ev Aletleri

Çamaşır makineleri/kurutucular, elektrikli süpürgeler, tost makineleri, mikrodalga fırınlar, buzdolabı

- Elektronik Cihazlar

Televizyon, fotokopi makineleri, fotoğraf makineleri, video kameralar, otomatik odaklama, titreşimsizlik, Hi-Fi sistemleri

- Otomotiv Sistemleri

Araç klima kontrolü, otomatik şanzımanlar, 4 teker kontrolü, koltuk/ayna kontrol sistemleri

Yukarıdaki listede bulanık mantığın genel uygulama alanları hakkında bilgi verilmektedir. Aşağıdaki listede bulanık mantığın elektrik mühendisliğindeki bazı uygulama alanları sıralanmıştır.

- Otomatik Kontrol Sistemleri

Robotik, otomasyon, akıllı denetim, izleme sistemleri, ticari elektronik ürünler vb.

- Bilgi Sistemleri

Bilgi depolama ve yeniden çağırma, uzman sistemler, bilgi tabanlı sistemler vb.

- Görüntü tanımlama

Görüntü işleme, makine görüntülemesi

- Optimizasyon

Fonksiyon optimizasyonu, süzgeçleme, eğri uydurma vb. (Altaş, 1999).

Genellikle, teorik ve pratik performans bütünüyle test edilmedikçe bulanık mantık kontrol yöntemi güvenlik hassasiyeti olan bir uygulamada kullanılmaz (Vernon).

Bulanık mantığın Mamdani ve arkadaşları tarafından denetim sistemlerine ilk uygulanmasından sonra bu alanda oldukça önemli adımlar atılmaya başlanmıştır. Öyle ki denetim sistemleri bulanık mantığın en fazla uygulandığı alan olarak günümüze kadar gelmiştir (Altaş, 1999).

Bu tez çalışmasında bulanık mantık denetimli hız kontrolü yapılan SMSM'nin Matlab/Simulink paket programında benzetimi yapılacaktır.

3.3. Bulanık Mantığın Sağladığı Avantajlar

Ticari olarak bakıldığında bulanık mantıkla makineler ve tüketim ürünlerini büyük başarı ile kontrol edilmektedir. Bulanık mantık pratiktir. Uygun uygulamalarla bulanık mantık sistemleri basit olarak dizayn edilebilir ve kontrol teorisinde uzman olmayan kişiler tarafından anlaşılıp uygulanabilir. Çoğu durumda orta derecede teknik bilgisi olan birisi

bulanık mantık kontrolör tasarlayabilir. Bu kişilerin tasarladığı kontrol sistemi ideal olmasa da kabul edilebilir sınırlarda olacaktır (Vernon).

İsminin insanlarda çağrıştırdığının aksine bulanık mantık, belirsiz ifadelerle yapılan, belirsiz işlemler değildir. Gelişmiş bir olasılık hesaplama yöntemi de değildir. Aslında modelleme aşamasında değişkenler ve kuralların esnek bir şekilde belirlenmesidir. Bu esneklik asla rastgelelik ya da belirsizlik içermez. Nasıl bir lastik içinde bulunduğu duruma göre şeklini değiştirirken bütünlüğünü ve yapısını koruyabilirse, bir bulanık model de değişen koşullara değişen cevaplar verirken özündeki yapıyı muhafaza eder.

Liu (1997) ile Gupta ve Sinha'ya (1996) göre klasik denetim sistemlerindeki aksine, sistemlerin matematiksel modeline gerek duymadan, sadece istenilen çıkışı verecek şekilde girişe uygulanan işaret ayarlandığından, bulanık denetimin işlemesi tıpkı usta bir insanın o sistemi denetlemesine benzer. Yani bulanık mantık ve bulanık küme işlemleri kullanılarak makinelerin insanlar gibi kararlar vermesi sağlanabilmektedir. Bulanık mantığın bu uygunluğunun yapay sinir ağları veya genetik algoritmalarla desteklenmesi sonucu nöral-bulanık sistemler veya genetik bulanık sistemler ortaya çıkmıştır. Böylece akıllı sistemler hızlı bir gelişme kaydetmeye başlamıştır (Altaş, 1999).

Bulanık mantık, doğrusal ve doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde kullanılan alternatif bir yaklaşımdır. Bulanık mantık denetleyici (BMD), lineer olmayan sistemler için geniş çalışma aralığıyla ideal bir çözümdür (Garcia ve Dominguez). Gerçek hayattaki sistemlerin hemen hiçbiri doğrusal değildir. Gerçek dünyaya daha yakın olduğundan, bulanık mantık doğrusal olmayan denetim için alternatif bir yaklaşım olarak karşımıza çıkar. Sistemlerin doğrusal olmayan karakteristikleri; kurallar, üyelik fonksiyonları ve sonuca varma işlemi ile temsil edilir.

Bulanık mantık yaklaşımının kullanılmasıyla sistem performansı artar, uygulama basitleşir ve mali giderler azalır. Gerçek sisteme daha yakın olan, daha doğal bir kural tabanı kullanılarak doğrusal olmayan denetim alışlagelmiş yöntemlere göre daha iyi bir biçimde gerçekleştirilebilir. Bu durumda sistem performansı mükemmel bir şekilde iyileştirilip daha etkili ve duyarlı bir denetim elde edilebilir (Altaş, 1999).

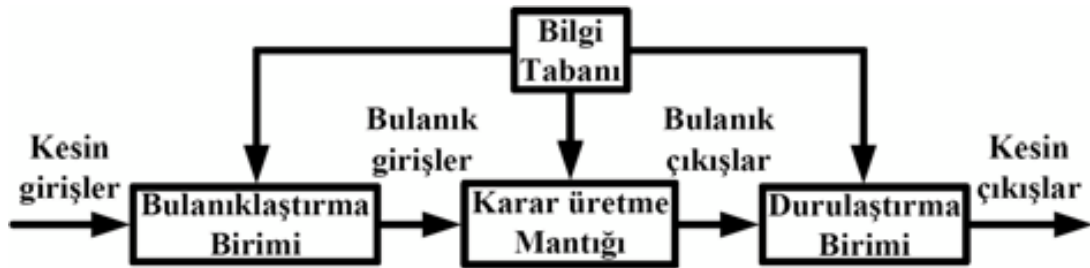
Özetle bulanık mantığın sağladığı avantajlar aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- İnsan düşünce sistemine ve tarzına yakındır.
- Kesinlik arz etmeyen bilgilerin kullanılması söz konusudur.
- Uygulamasında mutlaka matematiksel bir modele gereksinim duyulmaz.
- Yazılımının basit olması nedeniyle, sistem ekonomik olarak kurulabilir.

- Bulanık mantık kavramını anlamak kolaydır.
- Üyelik değerlerinin kullanımı sayesinde, diğer kontrol tekniklerine göre daha esnektir.
- Doğrusal olmayan fonksiyonların modellenmesine izin verebilir.
- Sadece uzman kişilerin tecrübelerinden faydalanılarak, kolaylıkla bulanık mantığa dayalı bir modelleme ya da sistem tasarlanabilir.
- Geleneksel kontrol teknikleriyle uyum halindedir.
- İnsanların iletişimde kullandıkları sözel ifadelerin bulanık mantıkta kullanımı ile daha iyi sonuçlar alınmaktadır (Kıyak ve Kahveciğlü; 2003).
- Uygulamanın sade olmasının istendiği ve hızın önemli olduğu kontrol problemlerinde bulanık mantık etkili bir çözüm yöntemidir (Vernon).

3.4. Bulanık Mantık Denetleyicilerin Yapısı

Lee'ye göre ilk bulanık mantık denetimi, Mamdani ve Assilian'ın bu yöntemi küçük bir buhar makinesinin kontrolünde kullanmasıyla gerçekleştirilmiştir. Bulanık mantık denetim algoritması, sezgisel denetim kurallar kümesinden oluşmaktadır ve dilsel terimleri ifade etmek için bulanık kümeler ve kuralları değerlendirmek için bulanık mantık kullanılmaktadır. BMD sistem temel yapısı dört ana parçadan oluşur: Bulanıklaştırma birimi, bilgi tabanı, karar üretme mantığı ve durulaştırma birimi (Özkop ve Altaş, 2007). Bulanık mantık denetim sistemi şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1 Bulanık mantık denetleyici sistemi

Kontrolördeki ilk blok olan bulanıklaştırma biriminde, bir veya daha fazla üyelik fonksiyonuna bakılarak her giriş verisi üyelik derecesine dönüştürülür. Böylece

bulanıklaştırma bloğu giriş değerlerini kurallara göre işaretler. Girişe uygulanan her terim için bir üyelik derecesi vardır (Jantzen, 1998).

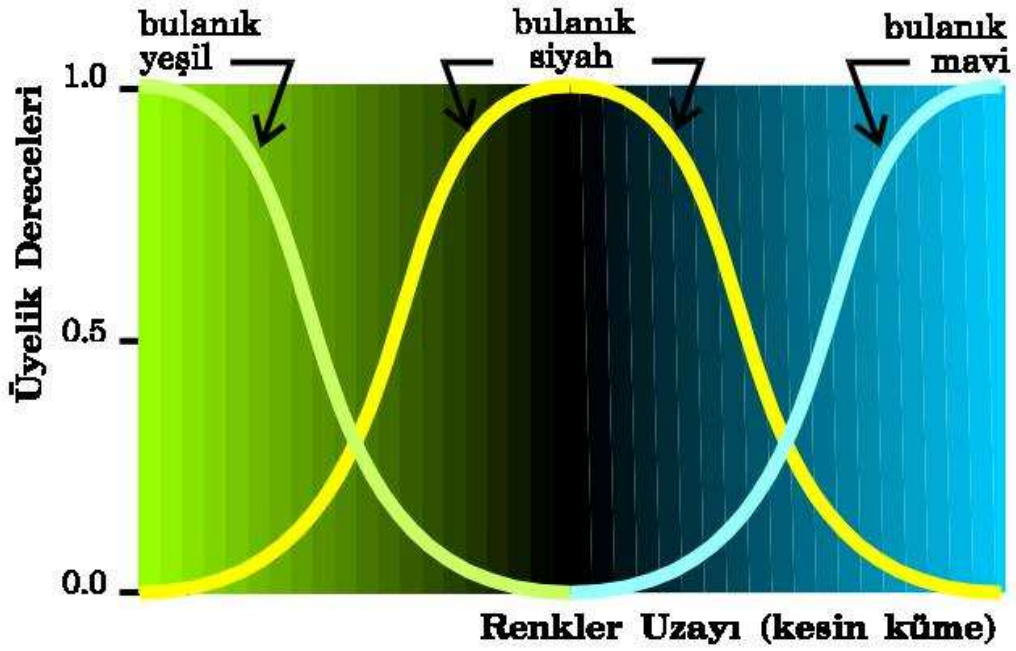
Bulanık mantık konusunun temel elemanı bulanık kümedir. Bulanık kümeler, üyelik fonksiyonları ile karakterize edilirler. Üyelik fonksiyonları birer bulanık sayıdır. Bulanık mantık, üyelik fonksiyonu ve bulanık sayı gibi kavramların iyi anlaşılabilmesi için öncelikle bulanıklık kavramının anlaşılması gerekir.

3.4.1. Bulanıklık Kavramı

Şekil 3.2'de renkler uzayında tanımlı yeşil, siyah ve mavi renkleri değişik tonlara sahiptirler. Örneğin soldan sağa doğru ilerledikçe yeşilin tonu koyulaşmakta ve siyaha dönüşmektedir. Şeklin tam ortasında renk tam siyahken, sağa doğru ilerleme sürdürülürse, siyahın renk tonu da açılıp mavi olmaktadır.

Dikkat edilirse yeşilin bitip siyahın başladığı, siyahın bitip mavinin başladığı noktalar kesin bir şekilde ayrıştırılamamaktadır. Verilen üç renk bölgesi de kesin, sabit bir renk tonuna sahip değildir. Dolayısıyla bu üç renk bölgesini birer bulanık küme ile temsil etmek uygun olacaktır. Verilen şekilde sadece yeşil, siyah ve mavinin tonları bulunduğundan, sadece bu üç rengi temsil eden yeşil, siyah ve mavi bulanık kümelerini tanımlamak yeterli olacaktır (Altaş, 1999).

Şekil 3.2'nin sol yarısındaki ilk bölgede yeşilden siyaha bir geçiş vardır. Dolayısıyla bu bölgede sağa doğru ilerledikçe, bölgenin yeşil bulanık kümesine ait olma derecesi azalırken, siyah bulanık kümesine ait olma derecesi de artmaktadır. Şeklin sağ yarısındaki bölgede ise siyahtan maviye bir geçiş vardır. Dolayısıyla, şeklin ortasından sağa doğru ilerledikçe bu bölgenin siyah bulanık kümesine ait olma derecesi azalmakta mavi bulanık kümesine ait olma derecesi de artmaktadır. Yeşil-siyah tonlarının hakim olduğu şeklin sol yarısının, mavi bulanık kümesinde hiçbir üyeliği yoktur. Benzer şekilde siyah-mavi tonlarının hakim olduğu sağ yarının da yeşil bulanık kümesinde hiç bir üyeliği bulunmamaktadır.



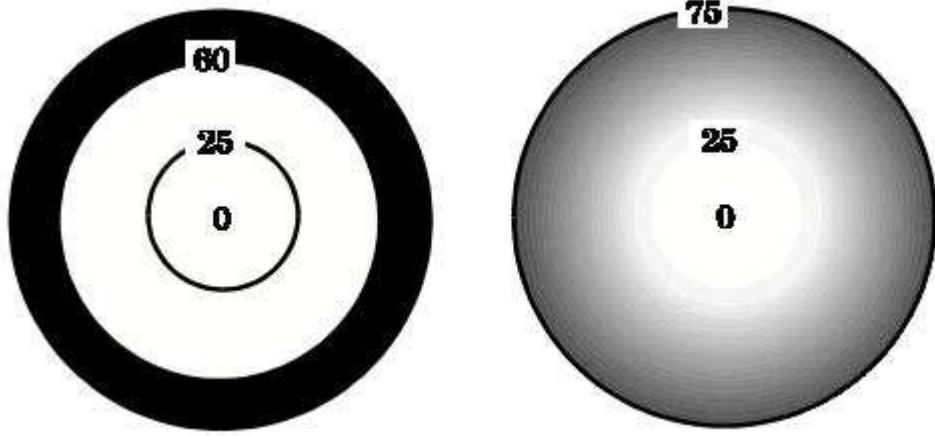
Şekil 3.2 Yeşil, siyah ve mavi bulanık renk kümeleri (Altaş, 1999).

3.4.2. Bulanık Küme, Üyelik Fonksiyonları ve Üyelik Dereceleri

Bulanık sistemlerin en temel elemanı bulanık kümedir. Bulanık bir küme, değişik üyelik yani ait olma derecelerine sahip olan bir küme türüdür. Böyle bir küme, elemanlarının her birine 0 ile 1 arasında üyelik değeri atayabilen bir üyelik fonksiyonu ile karakterize edilebilir. Bulanık kümelerin bu tanımı, bulanık kümelerle ilgili ilk çalışmaları yapan ve bu konunun bulucusu olarak kabul edilen Lotfi A. Zadeh tarafından 1965 yılında yayınladığı orjinal makalesinde yapılmaktadır (Zadeh, 1965; Altaş, 1999).

Kümeye ait olmayan elemanların üyelik dereceleri 0, kümeye tam dahil olanların üyelik dereceleri de 1 olarak atanmaktadır. Kümeye dahil olup olmadıkları belirsiz olan elemanlara ise belirsizlik durumuna göre 0 ile 1 arasında değerler atanır. Oysa kesin küme teorisinde belirsiz eleman diye bir şey söz konusu değildir. Bir eleman ya kümeye dahildir ya da tamamı ile kümenin dışındadır. Dolayısıyla kesin kümelerde bir elemanın alabileceği üyelik değeri ya 0 ya da 1'dir.

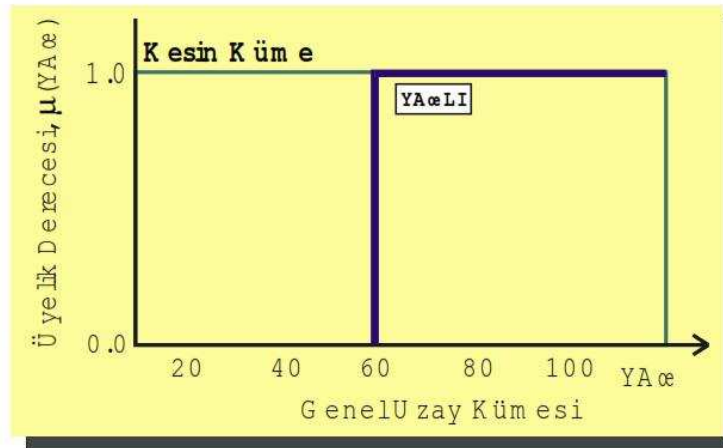
Şekil 3.3'de yaşlı insanlar için kesin ve bulanık kümeler gösterilmiştir. Bu şekillerde siyah rengin tonu yaşlılık düzeyini belirtmektedir. Şekil 3.3a'daki kesin kümeye göre yaş 60'dan küçük olanlar yaşlı değildir. Oysa şekil 3.3b'de sadece yaş 75'in üzerinde olanlar değil, yaş 25 ile 75 arasında olanlar da yaşlılar kümesine dahildir.



Şekil 3.3 a) Yaşlılar kesin kümesi

b) Yaşlılar bulanık kümesi

Şekil 3.3’de verilen kesin ve bulanık kümeler şekil 3.4 ve şekil 3.5’de gösterildiği gibi üyelik fonksiyonları (karakteristik fonksiyonlar) ile temsil edilebilirler. Üyelik fonksiyonları 0 ile 1 arasında değişen, üyelik derecesini gösteren fonksiyonlardır.

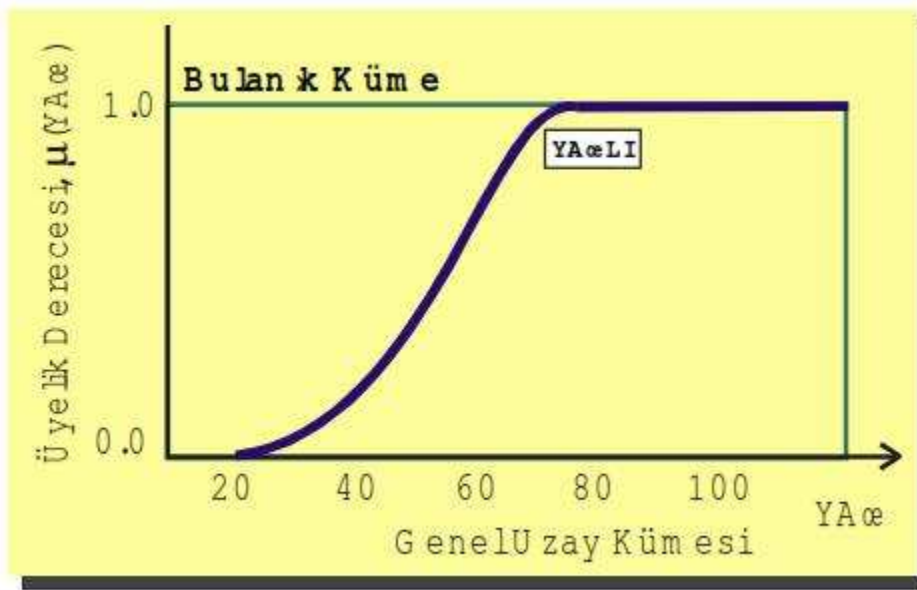


Şekil 3.4 Yaş genel uzayında tanımlı yaşlı kesin kümesi

Şekil 3.4 ve şekil 3.5’den anlaşılacağı gibi, üyelik fonksiyonlarının kullanılması, elemanların kümelere ait olma derecelerini 0 ile 1 arasında değişen sayılara atama olanağı verir. Üyelik fonksiyonları kullanıldığında yaşlı kesin kümesine göre yaşı 60 ve daha büyük olanlar yaşlı, yaşı 60’dan küçük olanlar ise yaşlı değildirler. Yani 59 yaşındaki biri yaşlı sayılmazken 60 yaşındaki biri yaşlı sayılmaktadır. Bu da şu anlama gelmektedir.

Yaşlı kesin kümesine göre 59 yaşındaki bir insan kesinlikle yaşlı değilken 60 yaşındaki bir insan kesinlikle yaşlıdır.

Yaşlı insanlar bulanık bir küme ile temsil edilirse bu yeni küme şekil 3.5'de verildiği gibi 25 ile 75 yaşları arasındakileri de kapsar. Ancak bu kapsama klasik bir kümede olduğu gibi tam bir kapsama değildir. Yani yaşı 25 ile 75 arasında olanlar belirli derecelerle bu kümenin elemanlarıdır. Örneğin yaşı 25'in altında olanların yaşlı bulanık kümesindeki üyelik dereceleri sıfır iken, yaşı 25'in hemen üzerinde olanların üyelik derecesi sıfırın biraz üzerinde, yaşı 75'e gelmek üzere olanların üyelik derecesi de 1'e yakındır.



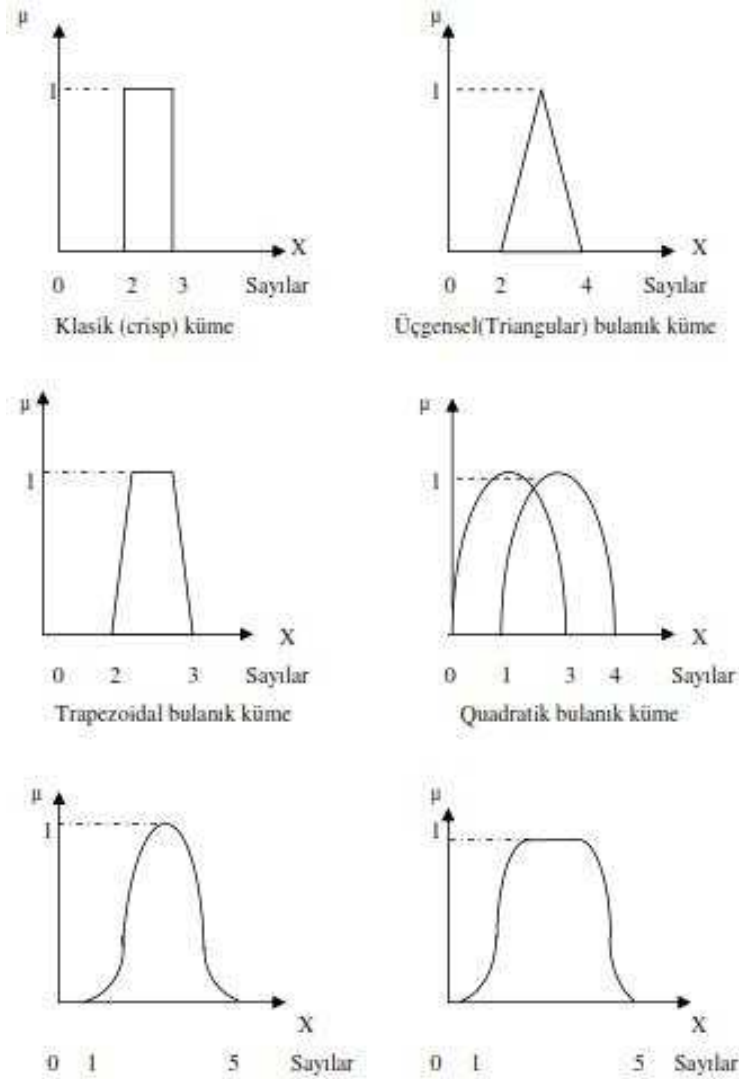
Şekil 3.5 Yaş uzayında tanımlı yaşlı bulanık kümesi (Altaş, 1999).

Herhangi bir bulanık küme, elemanlarının ait olma derecelerini gösteren bir karakteristik veya üyelik fonksiyon ile temsil edilebilir. Bulanık kümeleri karakterize eden üyelik fonksiyonlar değişik biçimlere sahiptirler (Altaş, 1999).

Şekil 3.4 ve 3.5'de verilen kümeler yaş genel uzayında tanımlı olan ve yaşlı kümesini sırasıyla kesin ve bulanık biçimlerde tanımlayan birer üyelik fonksiyonlarıdır.

Zadeh'e (1973) göre kullanımlarını kolaylaştırmak amacıyla bulanık kümeleri temsil eden üyelik fonksiyonları (karakteristik fonksiyonlar) parametrelerine bağlı olarak formülze edilirler. Parametrelerinin ayarlanabilme kolaylığı, üyelik fonksiyonlarının da

ayarlanabilmesini kolaylaştırır (Altaş, 1999). Şekil 3.6'da üyelik fonksiyonlarının alabildiği değişik şekiller görülmektedir.



Şekil 3.6 Üyelik fonksiyonlarının alabildiği değişik şekiller
(Çobanoğlu, 2000).

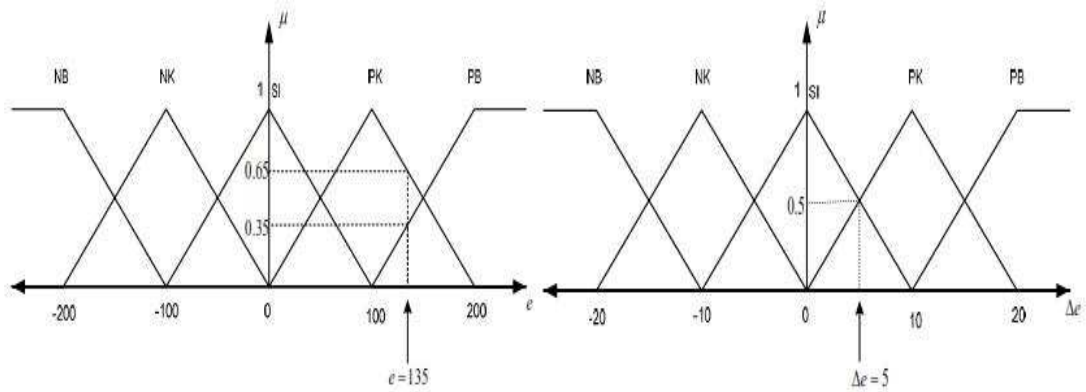
Üyelik fonksiyonları, dilsel ifade kolaylığı sağlayacak bölgelerin sınırlarını belirtirler ve algılayıcı bilgilerine (gerçek bilgiler) ait üyelik ağırlıklarının tespit edilmesini sağlarlar (Çobanoğlu, 2000).

Üyelik fonksiyonu olarak en çok kullanılan bulanık küme fonksiyonları üçgen, yamuk, gaussian ve çan fonksiyonu şeklinde olanlardır. Bu üyelik fonksiyonu türlerinin yanısıra sigmoid, sinüzoid ve cauchy türü fonksiyonlar da yeri geldikçe kullanılır (Altaş, 1999).

Baba'ya (1995) göre sistem parametrelerini tanımlayan üyelik fonksiyonlarının sayısına ve şekline ait hiçbir kısıtlama yoktur. Bu; tamamıyla tasarımcının istek ve tecrübesine bağlıdır (Çobanoğlu, 2000).

3.4.3. Üyelik Fonksiyonları ve Üyelik Derecelerinin Hesaplanması

Sistemde bir giriş için tanımlanan kümelerin her biri için, kısmi üyeliği gösteren üyelik fonksiyonlarıyla üyelik derecesi hesaplanır. Şekil 3.7'de üçgen şeklinde değişen üyelik fonksiyonları ve iki giriş değişkeni için üyelik dereceleri gösterilmiştir. BMD için hata (e) ve hatanın değişimi (Δe) giriş olarak alınmıştır. Giriş (e) Pozitif Küçük kümesinin 0.65 üyelik derecesinde kısmen üyesi iken Pozitif Büyük kümesinin 0.35 üyelik derecesinde kısmen üyesidir. Giriş (e) diğer kümelerin 0 üyelik derecesinde üyesidir. Aynı şekilde Δe girişi Sıfır ve Pozitif Küçük kümelerinin aynı oranda üyesi olup, üyelik dereceleri 0,5'tir ve diğer kümelerin 0 üyelik derecesinde üyesidir (Öksüztepe, 2008).



Şekil 3.7 Üyelik fonksiyonları ile üyelik derecelerinin hesaplanması

Üyelik dereceleri $\mu_{(i,j)}$ şeklinde tanımlanırsa, burada denetleyicinin i . girişi için tanımlanan j . kümenin üyelik derecesini gösterir. Buna göre şekil 3.7'de verilen örnek için üyelik dereceleri aşağıdaki gibi olur.

$$\mu_{(1,0)} = 0, \mu_{(1,1)} = 0, \mu_{(1,2)} = 0, \mu_{(1,3)} = 0.65, \mu_{(1,4)} = 0.35$$

$$\mu_{(2,0)} = 0, \mu_{(2,1)} = 0, \mu_{(2,2)} = 0.5, \mu_{(2,3)} = 0.5, \mu_{(2,4)} = 0$$

BMD'nin çıkışı için de bir üyelik fonksiyon tanımlanır. Bu üyelik fonksiyonu da BMD'nin çıkışının hesaplanmasında kullanılır (Öksüztepe, 2008).

3.4.4. BMD'lerde Kural Tabanı ve Kuralın Kesinlik Derecesinin Hesaplanması

BMD'lerde kural tabanı kontrol edilecek sistemi iyi bilen uzmanların dilsel ifadeleriyle veya matematiksel ilişkilerle oluşturulur. Kuralların varsayım kısmında, denetleyicinin giriş değişkenleri ($e, \Delta e$) ve sonuç kısmında denetleyicinin çıkış değişkeni (u) ifadesi yer alır. Klasik bir kontrolde kullanılan kural tablosu tablo 3.1'de verilmiştir.

Tablo 3.1 Klasik bir kontrolde kullanılan kural tablosu

| | | Δe | | | | |
|-----|-----------|------------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| | | NB | NK | SI | PK | PB |
| e | NB | NB | NB | NO | NK | SI |
| | NK | NB | NO | NK | SI | PK |
| | SI | NO | NK | SI | PK | PO |
| | PK | NK | SI | PK | PO | PB |
| | PB | SI | PK | PO | PB | PB |
| | | | | | | |

Girişlerin üyelik dereceleri ve kuralların belirlenmesinden sonra çıkarım mekanizması tarafından bir bulanık küme oluşturulur.

Varsayımlar genellikle AND, OR veya NOT işlemleriyle bağlanmışlardır. Ancak kontrolde daha çok AND işlemi kullanılır. Bu işlemler giriş değerlerinin üyelik dereceleri arasında matematiksel olarak kullanıldığında, her kural için bir kuralın kesinlik derecesi bulunur. Bireysel kural tabanlı çıkarım yönteminde, üyelik derecesi 0 olan kümelerle ilgili kuralların, kesinlik derecesi 0 olacaktır. Bu çıkışın hesaplanmasında sadece üyelik derecesi sıfırdan farklı olan kümelerle ilgili kuralların kullanılacağı anlamına gelip, zaman tasarrufu demektir (Öksüztepe, 2008).

Verilen örnek için kuralın kesinlik derecesi $\mu_{(m,n)}^{CR}$ ile gösterilirse, burada birinci girişin m. kümesinin, ikinci girişin n. kümesinin üyelik dereceleriyle elde edilen kuralın kesinlik derecesi aşağıdaki gibi olur.

$$\mu_{(3,2)}^{CR} = \mu_{(1,3)} \cdot \mu_{(2,2)} = 0.325, \mu_{3,3}^{CR} = \mu_{(1,3)} \cdot \mu_{(2,3)} = 0.325$$

$$\mu_{(4,2)}^{CR} = \mu_{(1,4)} \cdot \mu_{(2,2)} = 0.175, \mu_{4,3}^{CR} = \mu_{(1,4)} \cdot \mu_{(2,3)} = 0.175$$

Burada AND işlemi kullanılmış olup, kural tablosunun m. satırı ve n. sütunundaki kuralın kullanılacağı anlaşılır. Verilen örnekte ima edilen çıkış kümesi için 25 kuraldan sadece 4 kural kullanılır. Diğer kuralların kesinlik derecesi sıfır olmaktadır.

3.4.5. BMD'lerde İma İşlemi, Toparlama ve Çıkışın Hesaplanması

Kuralın kesinlik derecesi ile ilgili kuralın bulanık çıkış kümesi ima işlemi sonucu elde edilir. İma işleminde genellikle 'min' operatörü kullanılır. İma işleminden sonra kural tabanındaki her kural, bir ima edilen bulanık çıkış kümesi oluşturur. Bu çıkış kümeleri çıkış üyelik fonksiyonlarında ifade edilir.

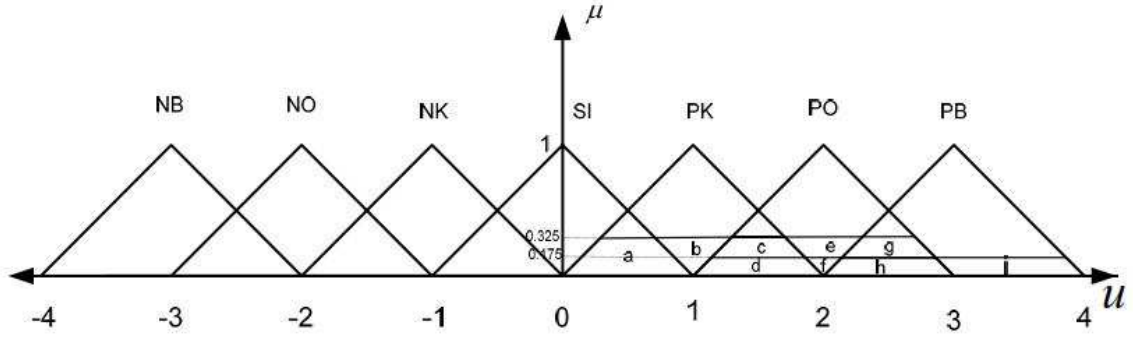
Şekil 3.8'de verilen örnek girişler için ima edilen bulanık çıkış kümeleri gösterilmiştir. Bulanık çıkış kümelerinin daha rahat görülmesi için harflerle gösterilen küçük yüzeylerle ifade edersek,

$$\mu_{(3,2)}(u) = \min\{0,325, \mu_{(3,2)}''(u)\} \quad \text{şekilde a+b+c+d alanı}$$

$$\mu_{(3,3)}(u) = \min\{0,325, \mu_{(3,3)}''(u)\} \quad \text{şekilde c+d+e+f+g+h alanı}$$

$$\mu_{(4,2)}(u) = \min\{0,175, \mu_{(4,2)}''(u)\} \quad \text{şekilde d+f+h alanı,}$$

$$\mu_{(4,3)}(u) = \min\{0,175, \mu_{(4,3)}''(u)\} \quad \text{şekilde h+i alanı ile görülebilir.}$$



Şekil 3.8 Verilen örnek girişler için ima edilen bulanık çıkış kümeleri

İma işleminden sonra tüm kuralar için oluşan bulanık çıkış kümeleri toplama işlemi ile sonuç bulanık çıkış kümesi elde edilir. Toparlama işleminde genellikle max operatörü kullanılır.

$$\mu_{out}(u) = \max\{\mu_{(3,2)}(u), \mu_{(3,3)}(u), \mu_{(4,2)}(u), \mu_{(4,4)}(u)\} \quad (3.1)$$

Daha sonra bu çıkış kümesi çıkışın sayısal değerini hesaplamak için durultucu birimine gönderilir. En fazla kullanılan durultma yöntemi ‘ağırlık merkezi’ yöntemidir.

$\mu_{out}(u)$ kümesinin ağırlık merkezi denklem (3.2) ile hesaplanır.

$$u^* = \frac{\int u \mu_{out}(u) du}{\int \mu_{out}(u) du} \quad (3.2)$$

$\mu_{out}(u)$ fonksiyonun integralinin hesaplanması bazen zor ve zaman aldığı için ima edilen bulanık çıkış kümelerinin merkezlerinin ağırlıklı ortalaması alınarak hesaplanır. u_n n’inci ima edilen bulanık kümenin merkezi w_n de bu kümenin yüksekliği olursa denetleyicinin çıkışının sayısal değeri denklem (3.3) ile hesaplanır.

$$u^* = \frac{\sum_{n=1}^m w_n \cdot u_n}{\sum_{n=1}^m w_n} \quad (3.3)$$

Bu yönteme 'Merkezlerin Ağırlıklı Ortalaması' denir. Bu yöntemde toplama işlemine ihtiyaç yoktur. Çıkışın sayısal değeri bulanık çıkış kümeleri kullanılarak hesaplanmaktadır. w_n de kuralın kesinlik derecesidir. Bu yöntemle verilen örnek için sonuç aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$u^* = \frac{0.375*1+0.375*2+0.175*2+0.175*3}{0.375+0.375+0.175+0.175} = 1.8182$$

Burada verilen bulanık denetleyici Standart Bulanık Denetleyici veya MAMDANI tipi denetleyici olarak adlandırılır.

3.4.6. Bulanık Mantık Denetleyici ile PI Kontrolörün Kıyaslanması

Jurado ve Saenz'e (2002) göre oransal integral (PI) kontrolör, kolay uygulanabilir olması, uygulama esnasında sabitlerinin değiştirilebilme esnekliği gibi avantajlarından ötürü geniş bir kullanım alanına sahiptir. Ziegler-Nichols Metodu, PI kontrolör sabitlerini belirlemede yaygın kullanılan bir metottur (Garcia ve Dominguez).

Ziegler-Nichols Metodu, kontrol edilen sistemin basit olduğu durumlarda iyi sonuç verse de daha kompleks sistemler için tavsiye edilmez. Kontrol parametrelerini tespit etmenin en iyi yolu, sezgisel olarak belirlenen manuel değişkenler girmektir (Garcia ve Dominguez).

Bulanık mantık yöntemi uzman bilgisinden yararlanarak çıkarım yapabilme yeteneğine sahip olduğu için doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde kullanılmaktadır (Çelik, 2012). Mohamed ve Eskander'e (2001) göre doğrusal olmayan sistemlerde BMD kullanmak çok iyi sonuçlar verdiği gibi çok geniş işletim aralığında çalışma imkanı da sağlar. Bulanık mantık yönteminde değişkenler 'büyük, küçük' gibi öznel bir yaklaşımla tespit edilebilir (Garcia ve Dominguez).

Bu kontrol yönteminde değişkenler birbiri ardına sıralandığı için kontrolör dinamiklerinden biri oluşturulduğu zaman sonraki kontrolör değişkeni de göz önünde bulundurulur (Simoës, 1997). Bu tekniğin kullanımı, tasarım esnasında çok fazla değişken kullanılması gerekliliğini ortadan kaldırır.

Geleneksel kontrol yöntemi PI, kolay uygulanabilir bir yöntem olmasına rağmen doğrusal olmayan sistemlere iyi cevap verememektedir. PI kontrolör yerine bulanık mantık denetleyici kullanılması durumunda kontrol performansındaki olumlu değişim dikkat çekicidir. BMD kullanıldığında sistemin dinamik cevabı daha iyi olmaktadır.

Bu tez çalışmasında PI kontrolörlere göre değişken çalışma koşullarına daha hızlı cevap veren Bulanık Mantık Denetleyici kullanılmıştır.

4. SMSM'İN VEKTÖR KONTROL BENZETİMİ

4.1. Giriş

SMSM'lerin kontrol edildiği sürücü sistemlerinde motor kontrolü yapılırken Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) uygulanması dinamik cevabın iyileşmesine katkıda bulunarak vektör kontrol yönteminin çalışma performansını arttırmaktadır.

Bu bölümde UVDGM kontrol yöntemi ve PI kontrolörlere göre değişken çalışma koşullarına daha hızlı cevap veren BMD kullanılarak yapılan SMSM'nin vektör kontrol benzetimi anlatılmıştır.

Sırasıyla; SMSM'nin, UVDGM'nin ve BMD'nin benzetimi yapılırken uygulanan adımlar anlatılmış ayrıca UVDGM'nin çalışma prensibi hususunda bilgi verilmiştir.

Benzetimde kullanılan motor parametreleri aşağıda sıralanmıştır. Ayrıca SMSM'nin tüm karakteristikleri Ek-1'de verilmiştir. Benzetim çalışmalarında anahtarlama frekansı 5 kHz alınmıştır.

$$J = 11,18 \times 10^{-4} \text{ kg.m}^2$$

$$B = J \times (1.1 \times 10^{-3})$$

$$\Psi_m = 0.0946 \text{ Wb}$$

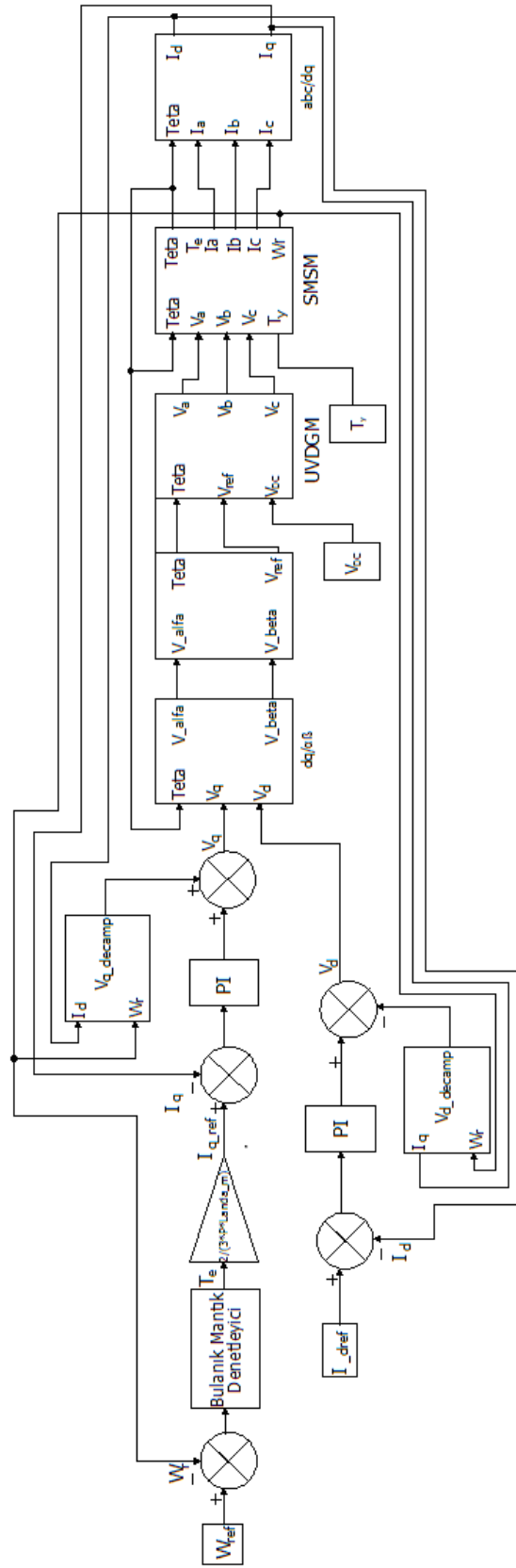
$$P = 5$$

$$R_s = 0.26 \text{ } \Omega$$

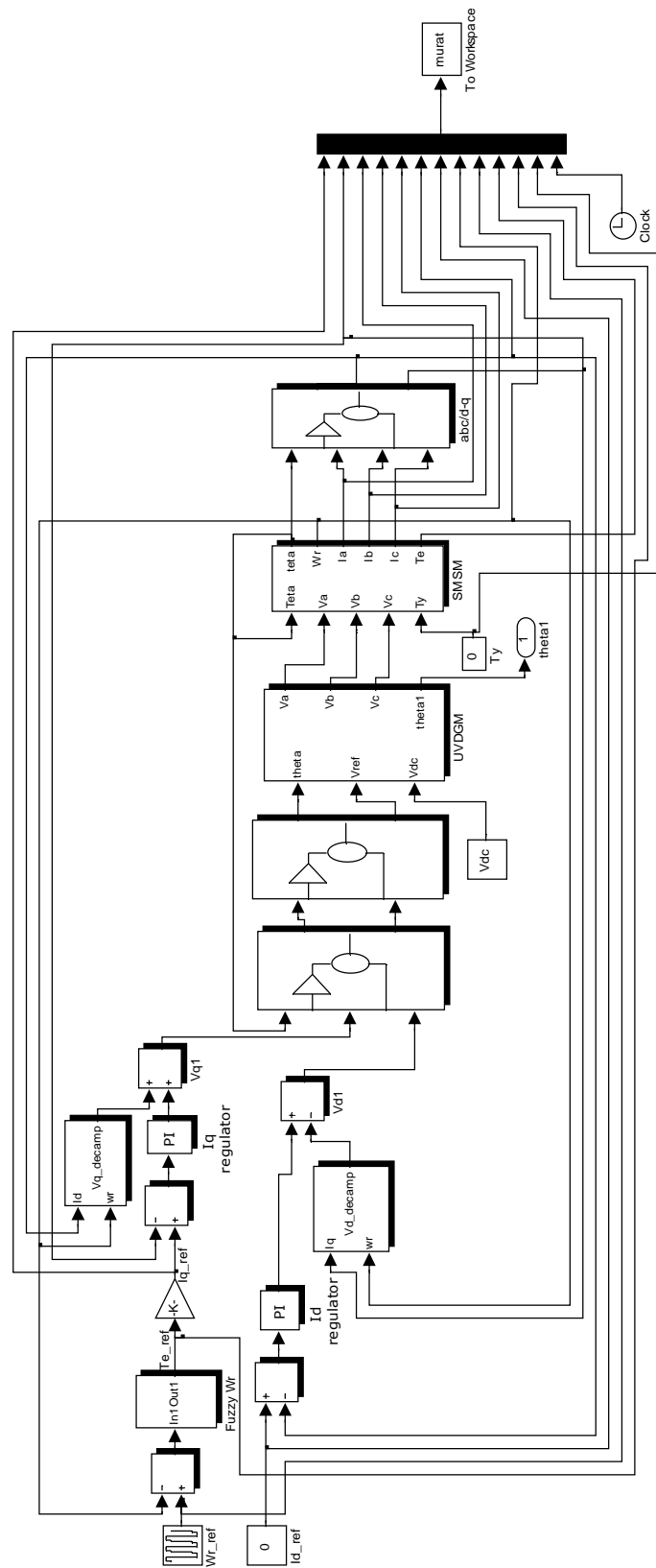
$$L_q = 4.01 \text{ mH}$$

$$L_d = 4.01 \text{ mH}$$

Şekil 4.1'de SMSM'nin vektör kontrolünün blok şeması ve şekil 4.2'de de SMSM'nin vektör kontrolünün Matlab/Simulink benzetimi verilmiştir.



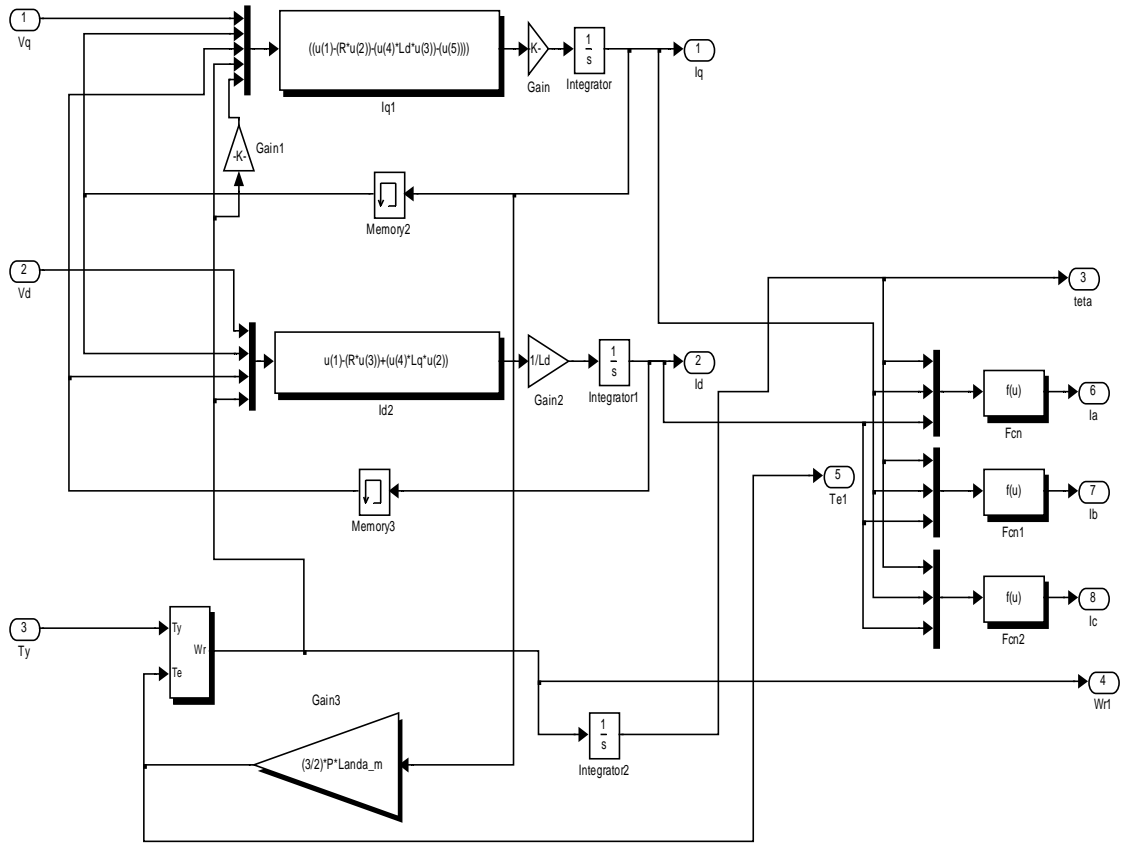
Şekil 4.1 Matlab/Simulink benzetiminde kullanılan SMSG'nin kontrol blok şeması



Şekil 4.2 SMSG'nin vektör kontrolünün Matlab/Simulink benzetimi

4.2. SMSM'nin Matlab/Simulink Benzetimi

YSMSM için matematiksel modellemeye ait formüllerden; denklem (2.9) ve (2.10) (d-q eksen gerilimleri), denklem (2.13) (moment), denklem (2.14) (mekanik denklem), denklem (2.16) ve (2.17) (akı denklemleri) kullanılarak SMSM'nin şekil 4.3'de verilen Matlab/Simulink benzetimi yapılmıştır.

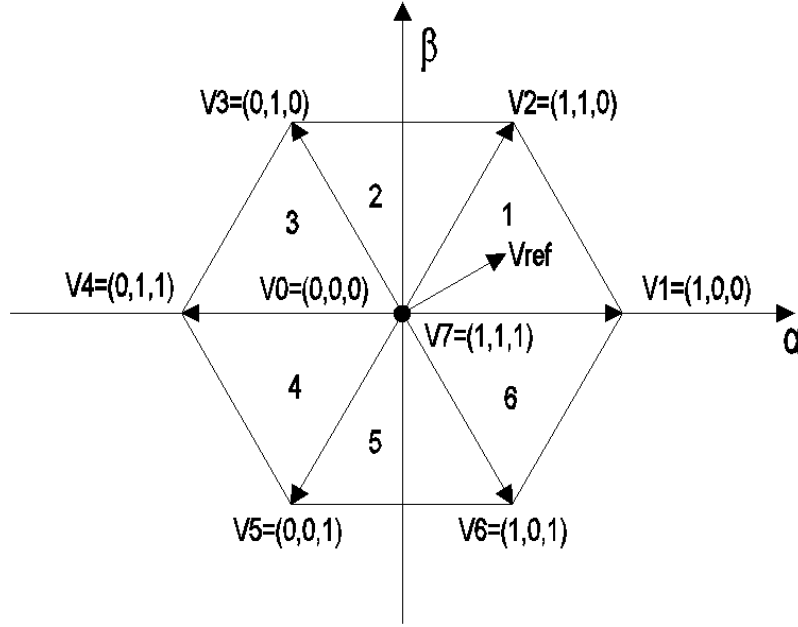


Şekil 4.3 SMSM'nin Matlab/Simulink benzetimi

4.3. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ve Matlab/Simulink Benzetimi

UVDGM, bir dijital modülasyon tekniğidir. Bu teknikteki amaç en az anahtarlama kaybı ve en düşük toplam harmonik distorsiyon ile istenilen sinüzoidal çıkış gerilimini elde etmektir. Bunun için inverterdeki anahtarların anahtarlama durumları birer anahtarlama vektörü ile ifade edilir (Ceylan vd., 2011).

UVDGM, üç fazlı gerilim kaynaklı inverterde sekiz çalışma durumu için V_{ref} gerilim vektörünün durağan çatıda kendisine komşu olan, iki sıfır vektörü ve iki sıfır olmayan vektör ile ifade edilmesi temeline dayanır (Çelik, 2004).



Şekil 4.4 Durağan referans çatıdaki inverter durumlarının ifadesi

Şekil 4.4'de gerilim vektörü durağan çatıda, iki sıfır vektörü ve altı sıfır olmayan gerilim vektörü için altıgen formunda verilmiştir. Şekildeki V_0 ve V_7 vektörleri sıfır vektörleri olarak adlandırılırlar.

Burada gerilim vektörü:

$$V_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k=1, \dots, 6) \quad (4.1)$$

olarak ifade edilebilir.

Şekil 4.4'de görülen altı sektörün her birinde toplamda dört adet vektör vardır. Bunların ikisi sıfır gerilim vektörleri ve diğer ikisi de birbirine bitişik sıfır olmayan gerilim vektörleridir.

Vref gerilim vektörü bu 4 vektörün ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonudur. Her bir anahtarlama periyodunda istenen referans vektör bu 4 inverter durumu arasındaki anahtarlama ile oluşturulabilir. En iyi harmonik performansı sağlamak için, anahtarlama yapılırken bir durumdan diğer bir duruma geçişte inverterin sadece bir bacağı anahtarlanır.

Anahtarlama sıfır durumuyla başlanır ve iki sıfır olmayan durum vektörüyle devam edilir. Tekrar sıfır durumuna ulaşıldığında $T_s/2$ süresi tamamlanır. Daha sonra anahtarlama yine sıfır durumuyla başlanır ve öncekinin tersi bir sıralamayla devam edilerek yeniden sıfır durumuna ulaşıldığında T_s anahtarlama süresi tamamlanır.

Tablo 4.1 Sektörlere göre uzay vektörü anahtarlama sıralamaları

| 1. Sektör | | | 2. Sektör | | | 3.Sektör | | | 4.Sektör | | | 5. Sektör | | | 6. Sektör | | |
|-----------|---|---|-----------|---|---|----------|---|---|----------|---|---|-----------|---|---|-----------|---|---|
| a | b | c | a | b | c | a | b | c | a | b | c | a | b | c | a | b | c |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

Tablo 4.1'de sektörlere göre uzay vektörü anahtarlama sıralamaları görülmektedir. Tablodan da görülebileceği gibi bir durumdan diğer bir duruma geçerken inverterin sadece bir bacağının anahtarlanması istendiği için hangi sektörde işlem yapılıyorsa o sektörde V_0 sıfır vektöründen sonraki vektör seçiminde sadece bir bacağın anahtarlandığı sıfır olmayan vektör seçilir ve daha sonra V_7 sıfır vektörüyle devam edilerek $T_s/2$ süresi tamamlanmış olur. Diğer $T_s/2$ süresinde yani son 4 anahtarlama durumunda anahtarlama sıralaması ilk $T_s/2$ süresindeki tam tersidir. Tablo 4.1 dikkatle incelendiğinde ikinci $T_s/2$ süresindeki 4 anahtarlama durumunun ilk $T_s/2$ süresindeki 4 anahtarlama durumunun simetriği olduğu görülür.

V_{ref} gerilim vektörü k sektöründe olduğunda bitişik vektörler V_k ve V_{k+1} olur. Altıncı bölgede k + 1 = 1' dir. UVDGM'de, V₀, V₇, V_k ve V_{k+1} durumları için süreler hesaplanarak bu süreler göre anahtarlama yapılır. Herhangi bir k bölgesi için V_{ref} gerilim vektörü aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\int_0^{T_s/2} V_{ref} dt = \int_0^{T_0/2} V_0 dt + \int_{T_0/2}^{\frac{T_0+T_k}{2}} V_k dt + \int_{\frac{T_0+T_k}{2}}^{\frac{T_0+T_k+T_{k+1}}{2}} V_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0+T_k+T_{k+1}}{2}}^{T_s/2} V_7 dt \quad (4.2)$$

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (4.3)$$

V₀ = V₇ = 0 değeri yerine yazıldıktan sonra denklem aşağıdaki gibi olur.

$$V_{ref} \frac{T_s}{2} = V_k T_k + V_{k+1} T_{k+1} \quad (4.4)$$

Bu denklemde denklem (4.1) yazılırsa V_{ref} denklemini aşağıdaki gibi olur.

$$V_{ref} = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \cdot \frac{T_k}{T_s/2} + \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{jk\frac{\pi}{3}} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (4.5)$$

Bu denklemde V_{ref} = V_α + jV_β ifadesi yerine yazılarak reel ve imajiner kısımlar ayrıştırılırsa;

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

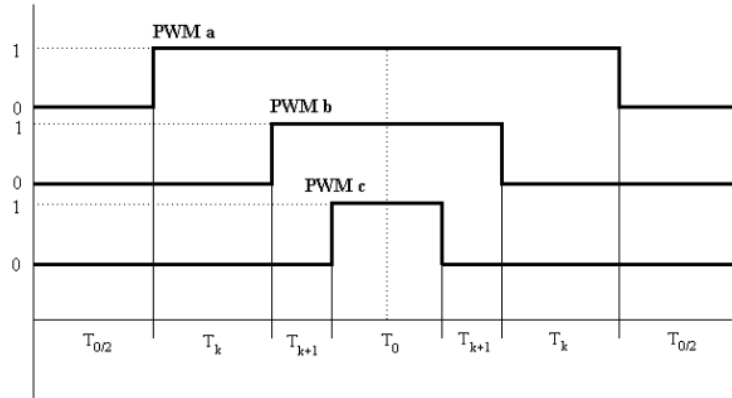
denklemini elde edilir. Burada V_{ref} gerilim vektörünün açısı α aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Lin and Lee, 1995; Analog devices Inc, 2000; Öksüztepe, 2008).

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{k\pi}{3} \quad (4.7)$$

Denklem (4.6) dan T_k ve T_{k+1} süreleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{(k\pi)}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Toplam sıfır vektörü süresi T_0 , iki sıfır durumu olan V_0 ve V_7 arasında eşit bir şekilde paylaştırılmaktadır.



Şekil 4.5 1. bölgede bulunan referans vektör için PWM çıkış sinyalleri

Şekil 4.5'de 1. bölgede bulunan referans vektör için anahtarlama çıkış süreleri gösterilmiştir. Şekil 4.4'deki düzgün altıgende V_{ref} gerilim vektörünün daire şeklindeki bir eğride α açısıyla hareket ettiği düşünülmektedir. Bu durumda $\alpha = \omega t$ için aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$V_{ref} = |V_{ref}| e^{j\omega t} = |V_{ref}| [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] \quad (4.9)$$

Denklem (4.9)'da $|V_{ref}|$ istenen faz geriliminin genliği, w ise aırsıdır. Bu ifade denklem (4.8)'de yerine yazılırsa T_k ve T_{k+1} süreleri aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} T_s \begin{bmatrix} \sin(\frac{k\pi}{3} - wt) \\ \sin(wt - \frac{(k-1)\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Yapılan benzetimde tablo 4.1'deki a,b,c fazlarında, bacakların anahtarlandığı yani '1' değerini aldığı sürelerle orantılı olarak uzun, kısa, çift orta ve tek orta değerleri belirlenmiŐtir.

$$\frac{T_0}{4} \leq T \langle T_s - \frac{T_0}{4} \text{ ise 'Uzun',}$$

$$\frac{T_0}{4} + \frac{T_k}{2} + \frac{T_{k+1}}{2} \leq T \langle T_s - (\frac{T_0}{4} + \frac{T_k}{2} + \frac{T_{k+1}}{2}) \text{ ise 'Kısa'}$$

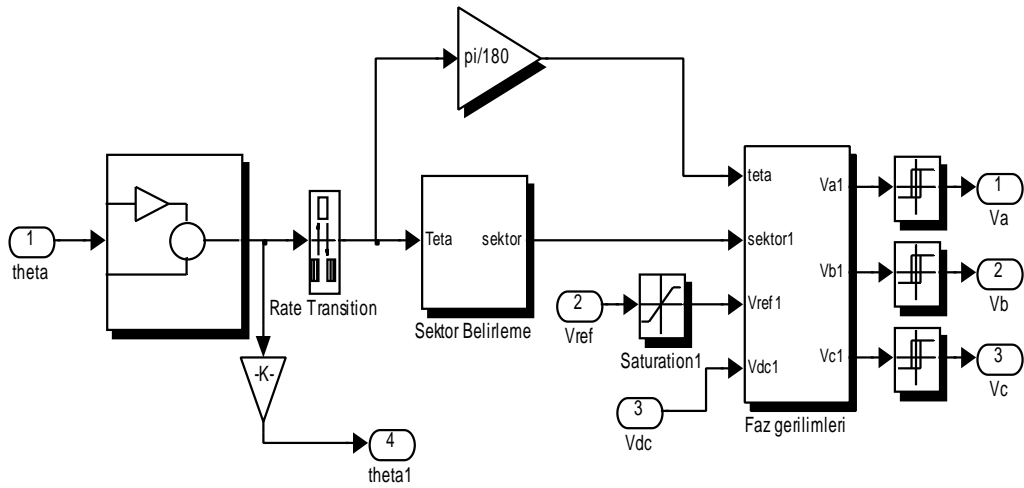
değerleri tanımlanır.

T süresinin uzun veya kısa olarak tanımlanması dıŐında bir de orta tanımı vardır. Ancak orta tanımı sektör numarasının çift veya tek sayı olmasına bağlı olarak değişir. Bu farklılığın nedeni tablo 4.1'in açıklamasında belirtilmiştir.

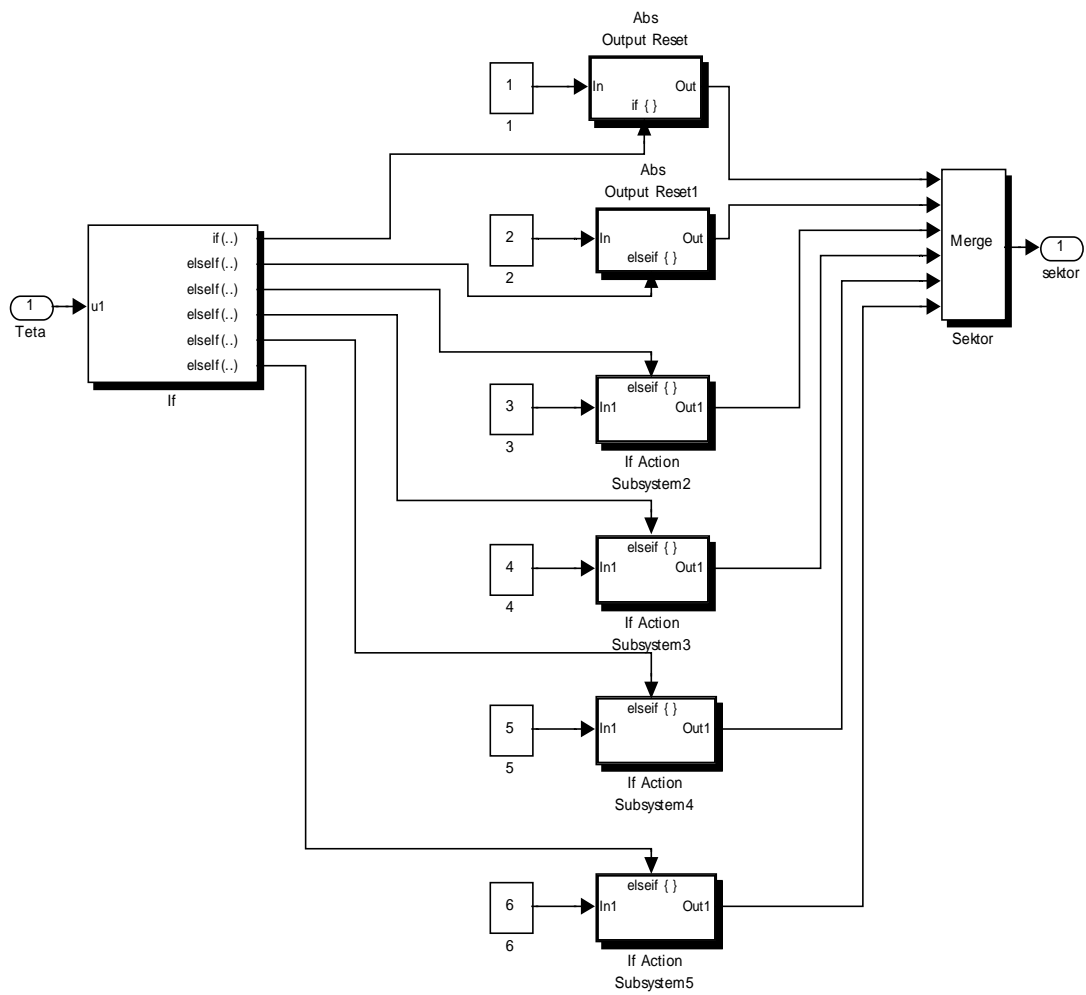
$$\frac{T_0}{4} + \frac{T_k}{2} \leq T \langle T_s - (\frac{T_0}{4} + \frac{T_k}{2}) \text{ ise 'Tek Orta',}$$

$$\frac{T_0}{4} + \frac{T_{k+1}}{2} \leq T \langle T_s - (\frac{T_0}{4} + \frac{T_{k+1}}{2}) \text{ ise 'ift Orta' değerleri tanımlanır.}$$

Daha sonra altı sektörün her biri için tablo 4.1'deki anahtarlama sıralamalarına göre kısa, tek orta, çift orta ve uzun durumlarına göre değerlendirme yapılarak V_a, V_b ve V_c gerilimleri üretilir. Şekil 4.6'da UVDGM'nin Matlab/Simulink benzetimi ve Şekil 4.7'de de sektör belirlemenin Matlab/Simulink benzetimi görülmektedir.

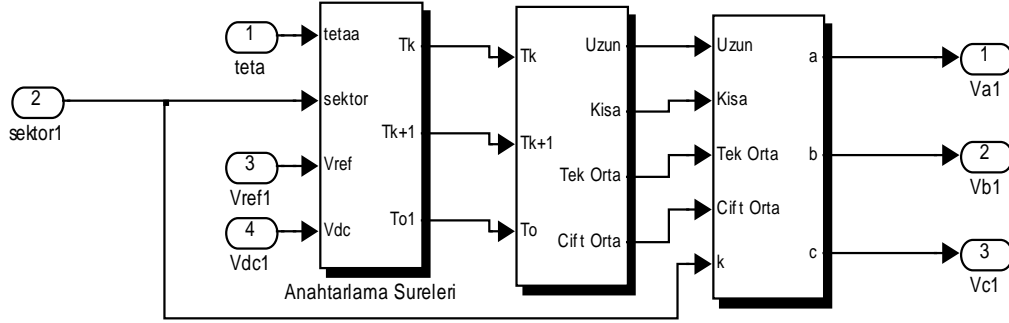


Şekil 4.6 UVDGM'nin Matlab/Simulink benzetimi

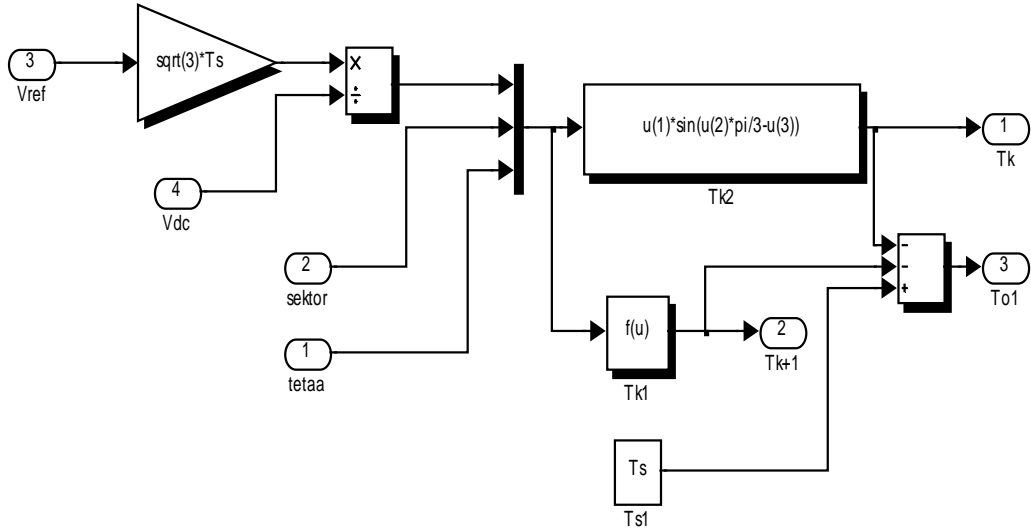


Şekil 4.7 Sektör belirlemenin Matlab/Simulink benzetimi

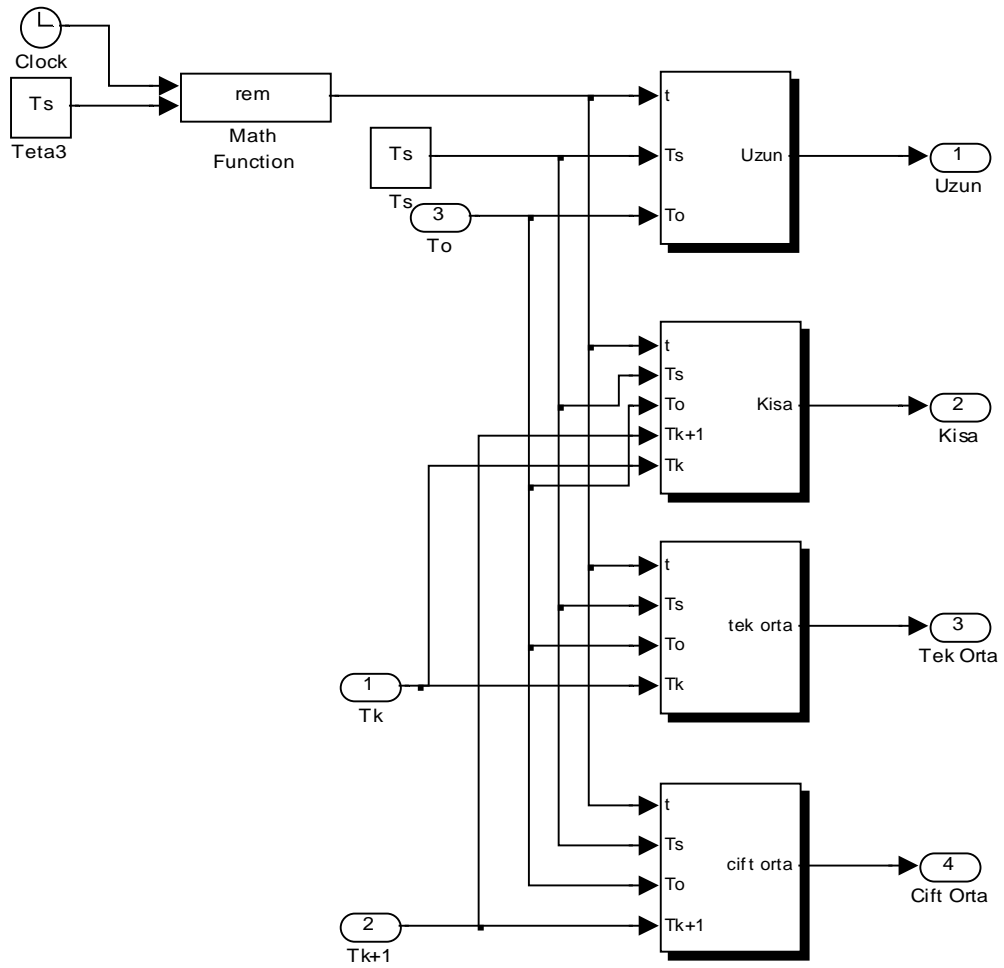
Şekil 4.8'de faz gerilimlerinin elde edilmesinin Matlab/Simulink benzetimi, şekil 4.9'da anahtarlama sürelerinin Matlab/Simulink benzetimi, şekil 4.10'da uzun, kısa, tek orta ve çift orta tanımlamalarının Matlab/Simulink benzetimi ve şekil 4.11'de de faz gerilimlerinin uzun, kısa, tek orta ve çift orta tanımlamalarından yola çıkılarak elde edilmesinin Matlab/Simulink benzetimi verilmiştir.



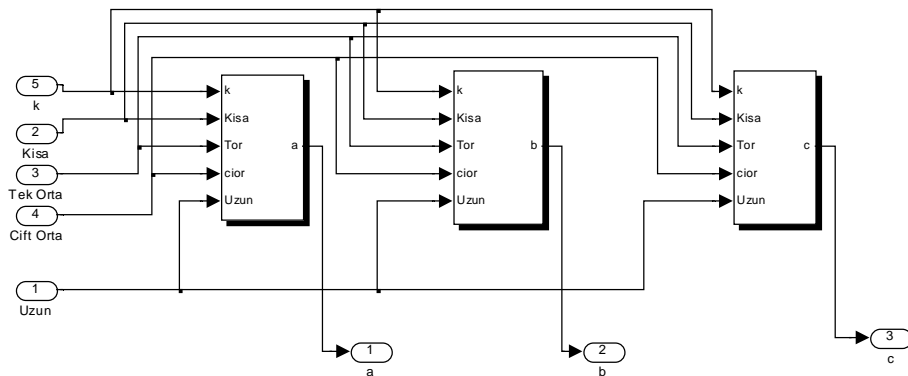
Şekil 4.8 Faz gerilimlerinin elde edilmesinin Matlab/Simulink benzetimi



Şekil 4.9 Anahtarlama sürelerinin Matlab/Simulink benzetimi



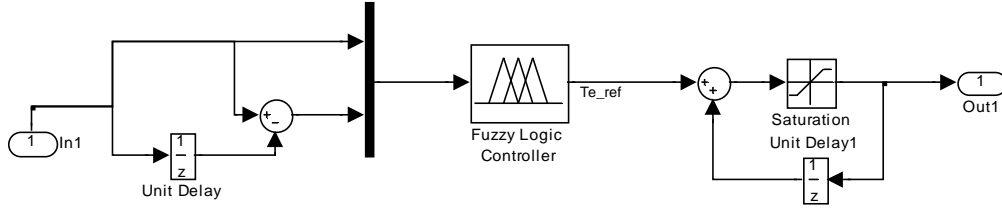
Şekil 4.10 Uzun, kısa, tek orta ve çift orta tanımlamalarının Matlab/Simulink benzetimi



Şekil 4.11 Faz gerilimlerinin uzun, kısa, tek orta ve çift orta tanımlamalarından yola çıkılarak elde edilmesinin Matlab/Simulink benzetimi

4.4. Bulanık Mantık Denetleyicinin Matlab/Simulink Benzetimi

Şekil 4.12'de bulanık mantık denetleyicinin Matlab/Simulink benzetimi verilmiştir. Burada In1 olarak gösterilen giriş değeri ($W_{ref} - W_r$) değeridir. BMD'nin çıkışından referans moment değeri olan T_{e_ref} elde edilir.



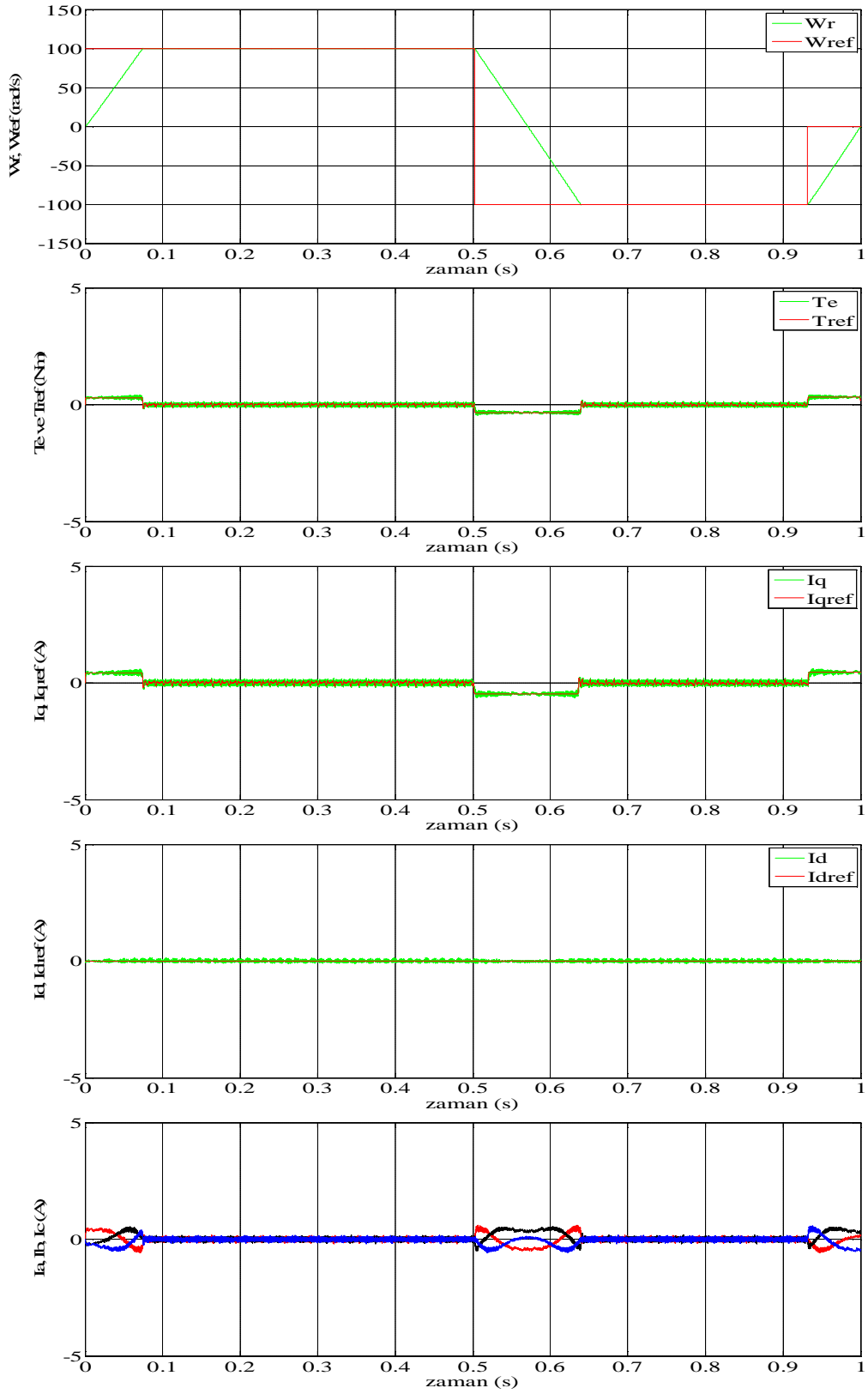
Şekil 4.12 Bulanık mantık denetleyicinin Matlab/Simulink benzetimi

4.5. Benzetim Sonuçları

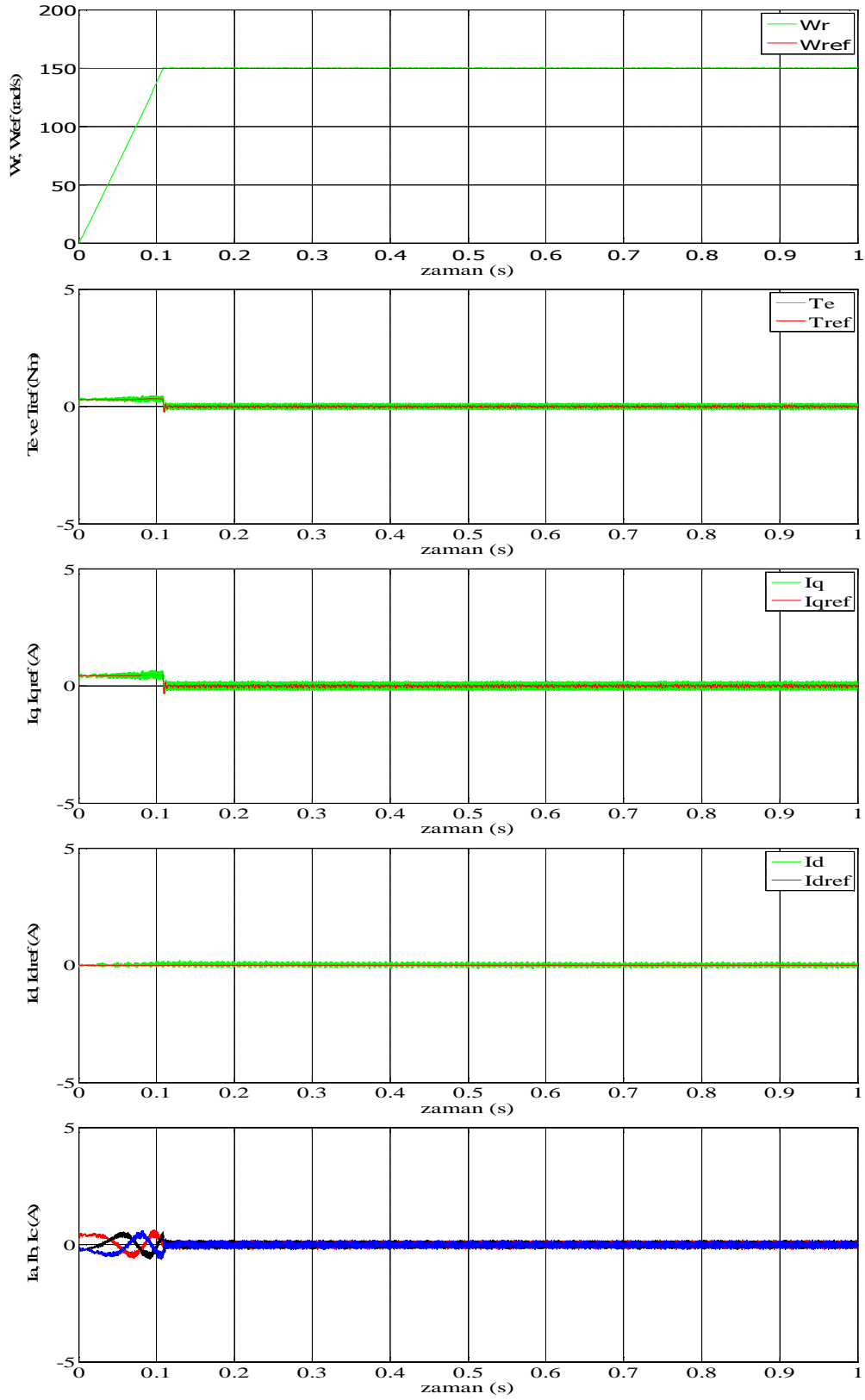
Benzetim, değişken hız ve değişken yük değerlerinde yapılarak, vektör kontrolün SMSM'nin çalışmasına olan etkisi ile BMD kullanılmasının SMSM'nin kontrol performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir.

Şekil 4.13'te yüksüz durumda referans hızın (0-0,5) sn. arası 100 rad/sn, (0,5-0,93) sn. arası -100 rad/sn ve (0,93-1) sn. arası sıfır olduğu durum için benzetim sonuçları verilmiştir. Şekil 4.14'te yüksüz durumda referans hızın 150 rad/sn olduğu durum için benzetim sonuçları görülmektedir. Şekil 4.13'te gerçek hız; referans hızı yaklaşık olarak 0,075 sn. sonra, şekil 4.14'te ise yaklaşık olarak 0,11 sn. sonra yakalamaktadır.

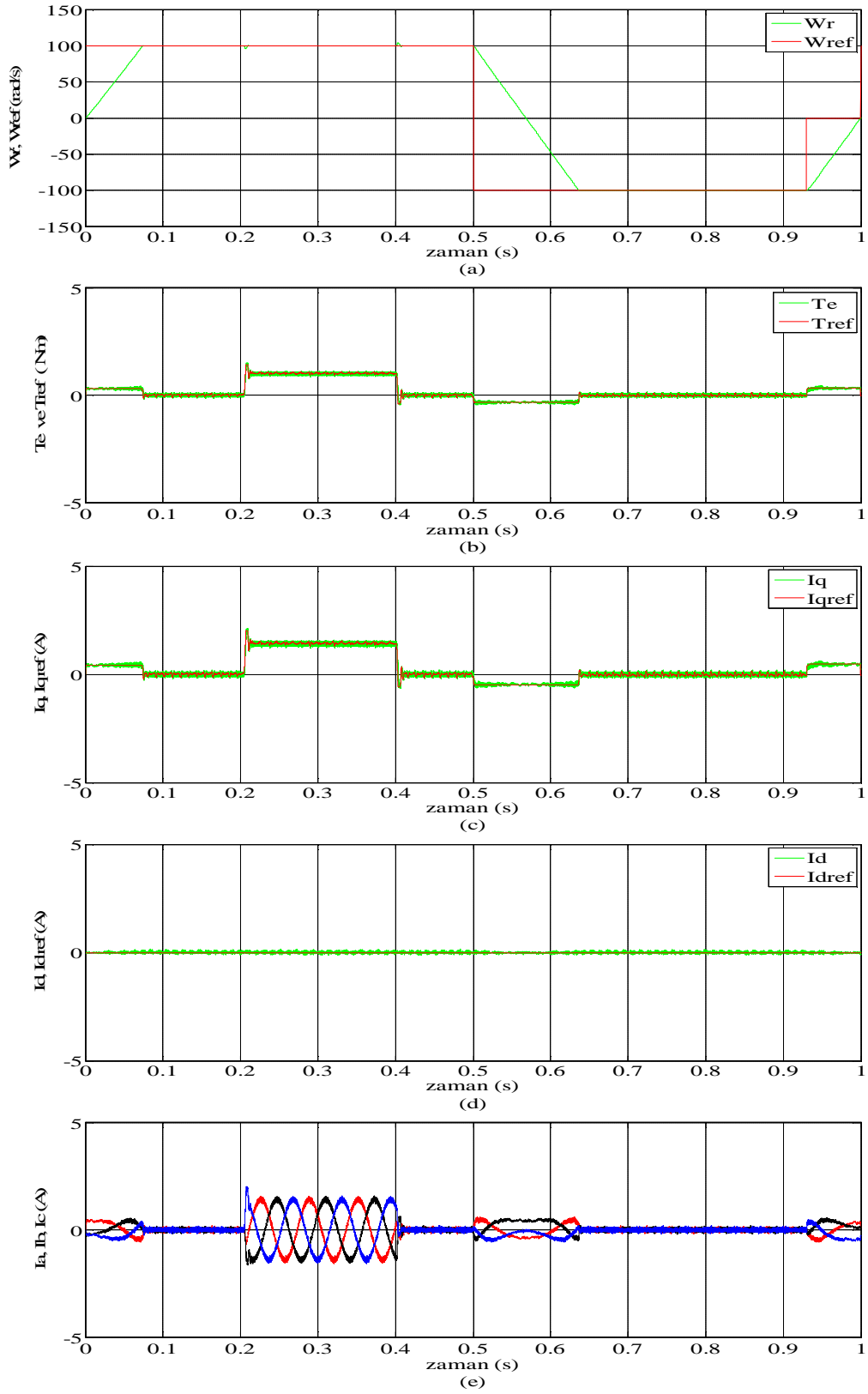
Şekil 4.15 incelendiğinde $t = 0$ anında yüksüz durumda 100 rad/sn referans hız uygulandığında gerçek hız; referans hızı, şekil 4.13'te olduğu gibi yaklaşık olarak 0,075 sn. gibi kısa bir sürede yakalamaktadır. 0,2. sn'de 1 Nm yük uygulandığında hızda kısa süreli ve çok küçük değerde bir düşüş sonrası hızın referans hızı tekrar yakaladığı görülmektedir. 0,4. sn'de yük sıfıra indirildiğinde hızda çok kısa süreli ve küçük değerde bir artış olmaktadır.



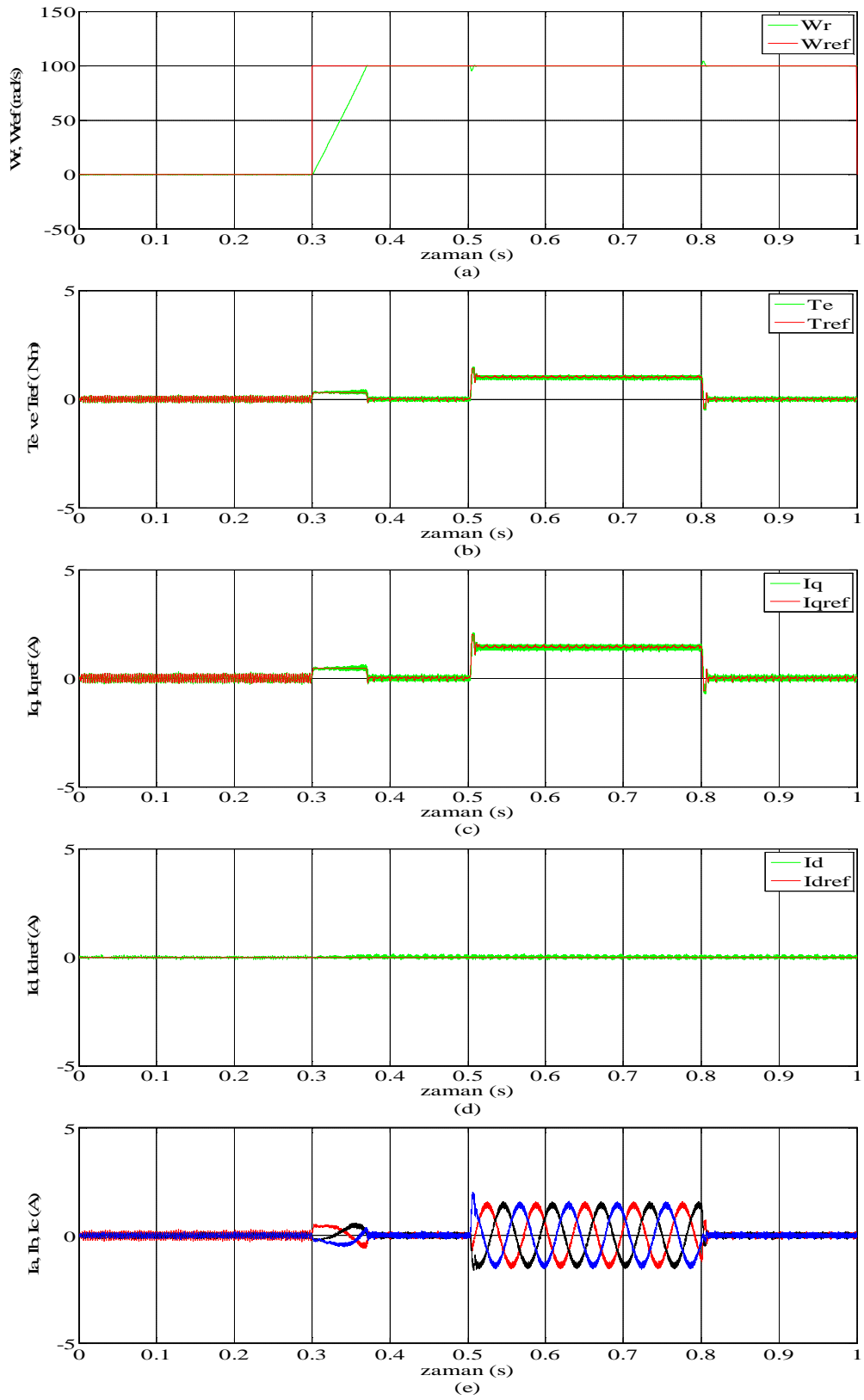
Şekil 4.13 Yüksüz durumda referans hızın (0-0,5) sn. arası 100 rad/sn., (0,5-0,93) sn. arası -100 rad/sn ve (0,93-1) sn. arası sıfır olduğu durum için benzetim sonuçları



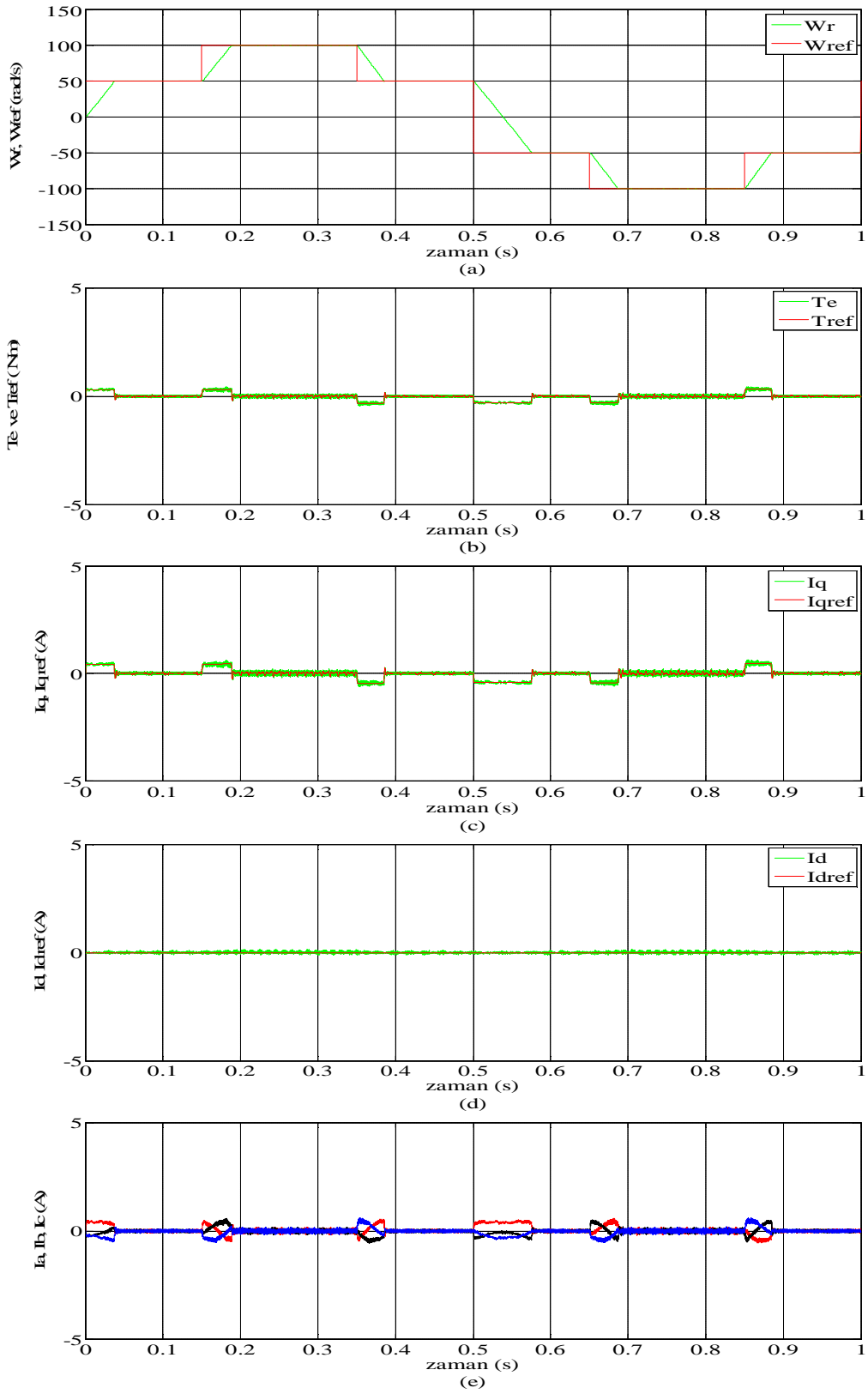
Şekil 4.14 Yüksüz durumda referans hızın 150 rad/sn olduğu durum için benzetim sonuçları



Şekil 4.15 $t=0$ anında $T_y = 0$ iken $t=0,2$. sn'de SMSM'nin 1 Nm yüklendiği ve $t = 0,4$. sn'de yeniden yüksüz hale getirildiği durum için benzetim sonuçları



Şekil 4.16 $t = 0$ anında $T_y = 0$ iken $t = 0,5$. sn'de SSM'nin 1 Nm yüklendiği ve $t = 0,8$. sn'de yeniden yüksüz hale getirildiği durum için benzetim sonuçları



Şekil 4.17 Yüksüz durumdaki SMSM’de referans hızın kademeli olarak değiştirildiği durum için benzetim sonuçları

Şekil 4.16 incelendiğinde referans hız 0,3. sn'de 0'dan 100'e çıkarılmış ve gerçek hız; referans hızı yaklaşık olarak 0,075 sn. gibi bir süre sonra (0,375.sn'de) yakalamıştır. 0,5. sn.'ye ya kadar yük sıfırken 0,5. sn'de motor 1 Nm yüklenmiş ve 0,8. sn.'de yük tekrar 0'a düşürülmüştür. Şekil 4.15'de olduğu gibi şekil 4.16'da da yüklenme anında hızda kısa süreli düşme ve yükün tekrar sıfıra düşürüldüğü anda ise hızda kısa süreli artış görülmektedir.

Şekil 4.17'de referans hızla sırasıyla (50, 100, 50, -50, -100, -50, 0) değerleri verilerek referans hız kademeli olarak değiştirilmiş ve hız, elektromanyetik moment, I_d ve I_q akımları ile stator faz akımlarının değişimi incelenmiştir.

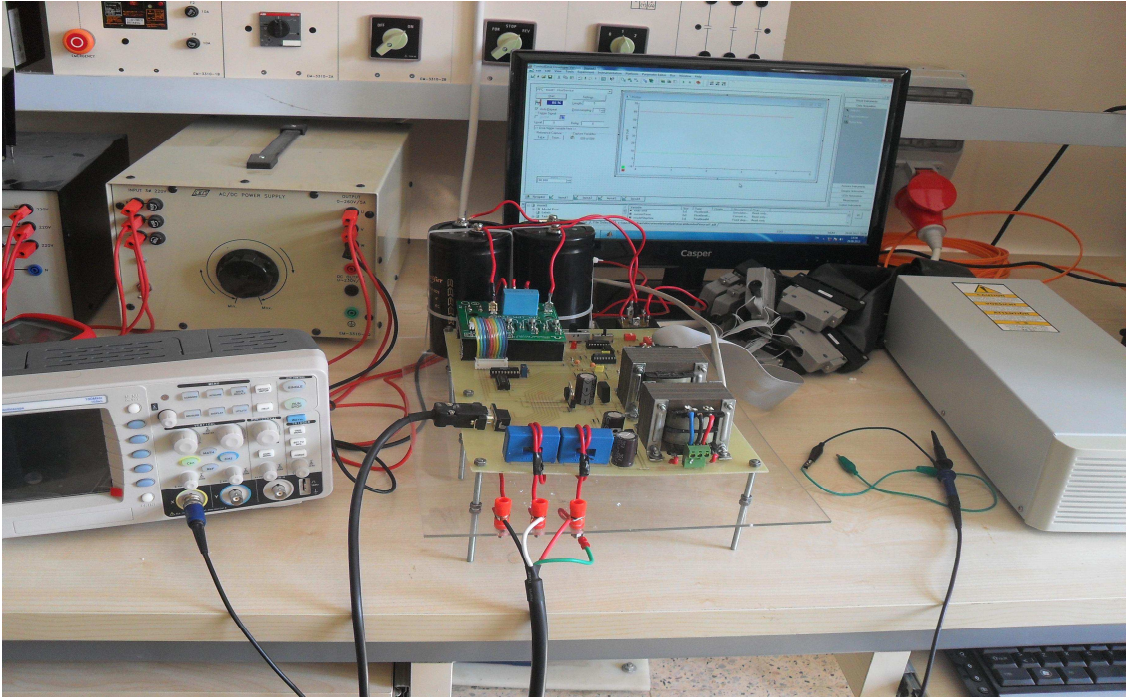
Şekil 4.13, 4.14, 4.15, 4.16 ve 4.17'de simülasyonun çalıştırıldığı 1 sn. süresince I_q akımının T_e elektromanyetik momenti ile doğrusal olarak değiştiği, I_d akımının ise kontrol süresince sıfır olduğu görülmektedir. Ayrıca SMSM'nin hızı, T_e elektromanyetik momenti ile I_d ve I_q akımları referans değerleri takip etmektedir. Benzetimde BMD ile kontrol edilen hızın her beş şekilde de çok kısa süreler içerisinde referans hız değerini yakalayıp kararlı duruma ulaştığı görülmektedir. Beş şeklin tümünde referans değerler kırmızı, gerçek değerler yeşil rengi kullanılarak çizdirilmiştir.

5. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DENEYSEL SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI

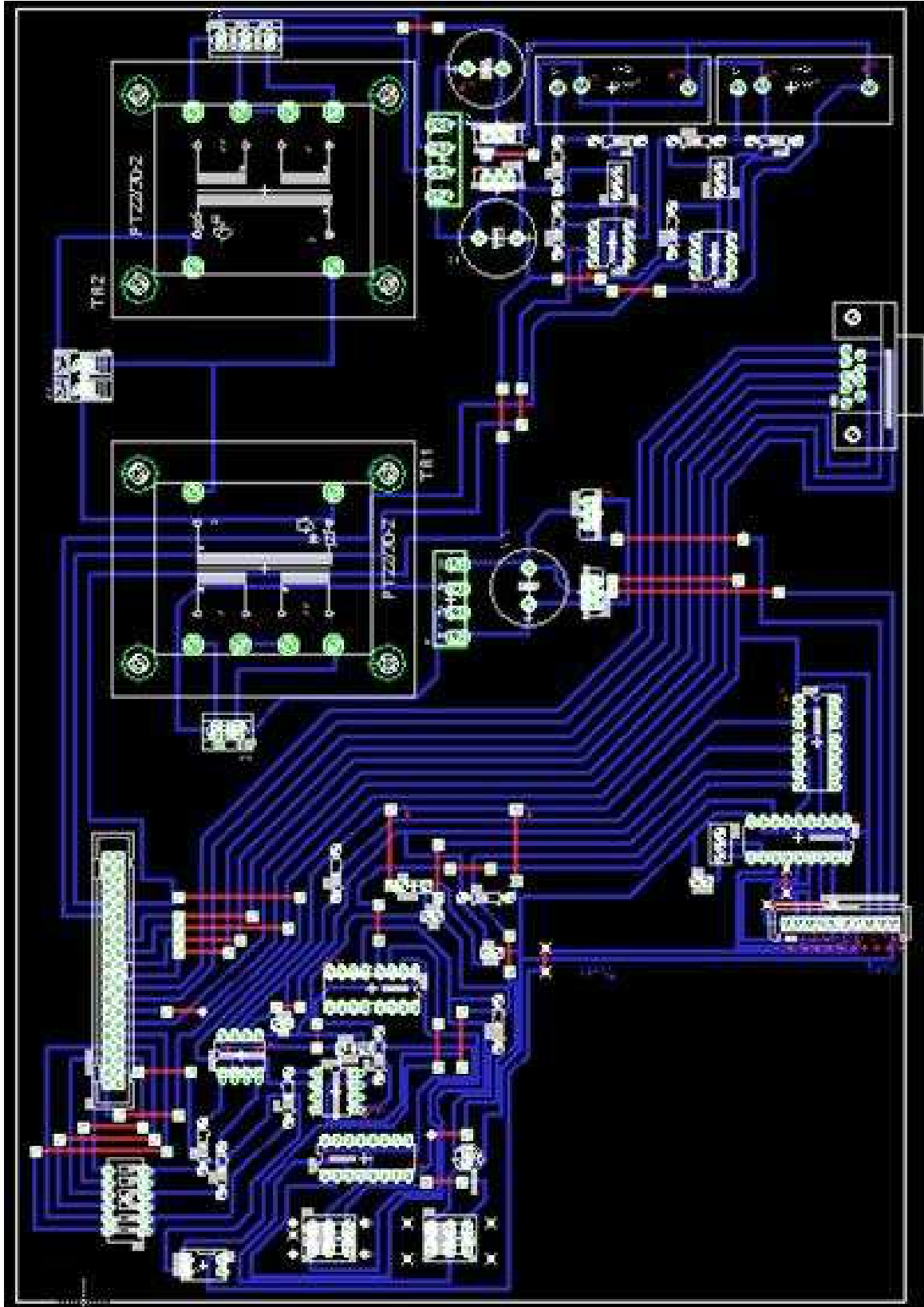
5.1. Giriş

Bu bölümde SMSM'nin vektör kontrolünün yapıldığı deneysel sürücü sistemindeki elemanlar hakkında bilgiler verilmiş ve sistemde kullanılan devrelerin çalışma mantığı anlatılmıştır. Son olarak deneysel sonuçlar incelenerek değerlendirmeler yapılmıştır.

SMSM'nin vektör kontrolünün yapıldığı deneysel sürücü sisteminin fotoğrafı şekil 5.1'de verilmiştir. Uygulamada motoru sürmek için Mitsubishi firmasının üretmiş olduğu PS22056 Application Specific Intelligent Power Module (ASIPM) inverter modülü kullanılmıştır. Denetleyici kart olarak ise dSPACE firmasının üretmiş olduğu DS1103 ACE kit kullanılmıştır. Şekil 5.2'de ise Eagle paket programında hazırlanan sürücü baskı devresi görülmektedir.



Şekil 5.1 Deneysel sürücü sisteminin fotoğrafı



Şekil 5.2 Eagle paket programında hazırlanan sürücü baskı devresi

5.2. Denetleyici Kart (DSP1103)

DSP'ler karmaşık matematiksel işlemleri hızlı çalışabilmeleri sayesinde kısa sürede çözebilirler (Çelik, 2012). Son yıllarda DSP'lerde meydana gelen gelişmelerle akıllı sistemler dediğimiz yapay sinir ağları ve bulanık mantığın gerçek zamanlı uygulamaları yapılabilmektedir (Öksüztepe, 2008). DSP'ler motor kontrol uygulamalarında da yaygın olarak kullanılabilir. DSP'nin hızlı işlem yapabilme özelliği sayesinde gerçek zaman uygulamalarında örnekleme zamanı kısalmıştır.

Bu tez çalışmasında denetleyici kart olarak şekil 5.3'de verilen DS1103 dsPACE kartı kullanılmıştır. Bu kartın üzerinde PowerPC604e (933 MHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20 MHz) olmak üzere iki işlemci mevcuttur. Denetleyici kart ISA kartı bulunan ve bazı temel özellikleri barındıran her bilgisayara takılabilir. ISA kartının bulunmadığı bilgisayarlarda genişleme modülü gibi ek donanımlara gerek duyulur. DSP modülünde 32 bit giriş/çıkış (I/O) portları ile 16 bit analog dijital dönüştürücü bulunmaktadır. Kullanılan DS1103 denetleyici kartın teknik özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphanesi Ek-2'de görülmektedir.



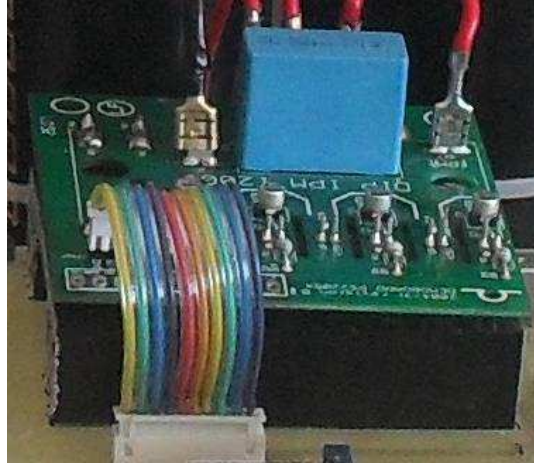
Şekil 5.3 DSP denetleyici kart (DS1103)

DSP kartı bilgisayara takılıp yüklendikten sonra gerçekleştirilmek istenen kontrol algoritmalarının Matlab/Simulinkte benzetimi yapılır. Daha sonra 'Simulink Real-Time Workshop' yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. Kodları denetleyici karta yüklemek için Matlab/Simulink yazılımında sırasıyla 'tools - real time workshop - built' sekmelerinin seçilmesi gerekir. Ayrıca 'Control Desk Developer' yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri gözlenerek kaydedilir.

Sürücü devresindeki akım algılayıcılarından alınan ölçüm bilgileri ADC modülleri ile denetleyici karta aktarılmıştır. Ayrıca ASIPM inverter modülündeki IGBT anahtarlarını kontrol etmek için Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) çıkış portları ve I/O portları kullanılmıştır.

5.3. İnverter Modülü

Uygulamada inverter modülü olarak 1200 V 25 A değerinde, PS22056 ASIPM modülü kullanılmıştır. Bu modülün içinde 6 adet IGBT anahtarı ve bu anahtarlar için sürme ve koruma devresi bulunmaktadır. ASIPM modülünde kısa devre, aşırı akım, düşük gerilim ve benzeri arızalara karşı koruma sinyali mevcuttur. İnverter modülünün çalışması için 15 V ve 5 V'luk gerilim kaynaklarına ihtiyaç duyulmaktadır. İnverter modülü hakkında ayrıntılı bilgi Ek-3'de verilmiştir. İnverter modülünün fotoğrafı şekil 5.4'de görülmektedir.

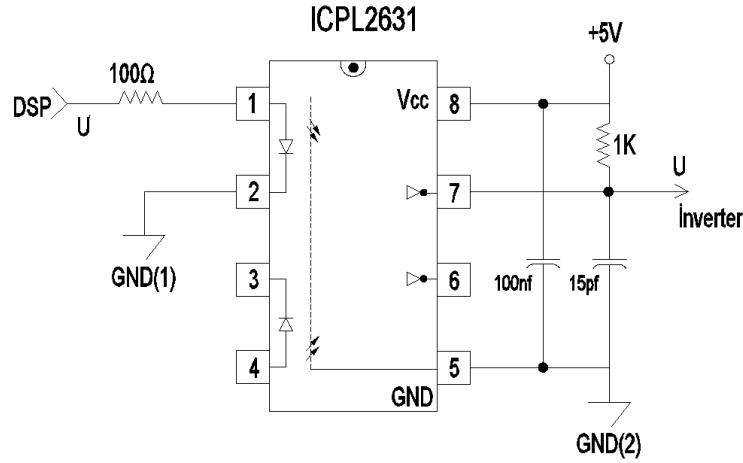


Şekil 5.4 İnverter modülünün fotoğrafı

5.4. İzolasyon Devresi

DSP ile güç devresinin izole edilmesi gerekir. Bu amaçla optocoupler devresi kullanılır. DSP'den gelen her PWM sinyali optocoupler devresi ile sürme devresine bağlanmıştır. Bu nedenle Ek-4'te teknik özellikleri verilen ICPL2631 yüksek hızlı optik izolasyon entegresi kullanılmıştır. Optocoupler devresinin çıkışında, gelen sinyalin tersi elde edilir. Bu nedenle bir değil entegresi kullanmak gerekir. Buna alternatif olarak girişte sinyalin tersi

verilip çıkışta kendisi elde edilebilir. Bu uygulamada DSP1103 board üzerinde PWM sinyallerini üreten 3 faz PWM birimi bulunmaktadır. Bu PWM biriminin çıkışından inverterin alt ve üst anahtarlarının konumunu kontrol eden 6 adet sinyal alınabilir. Bu altı sinyalden üst anahtarları kontrol eden sinyaller izolasyon devresine girilerek izolasyon devresinin çıkışından inverterin alt anahtarlarını kontrol eden sinyaller elde edilir. Şekil 5.5’de izolasyon devresinin şematik gösterimi verilmiştir.

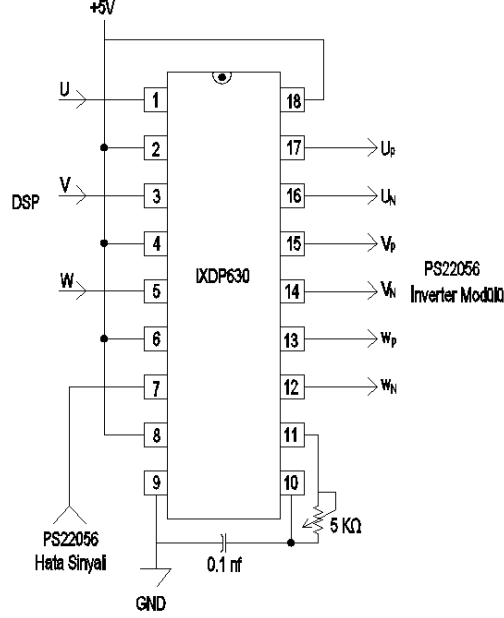


Şekil 5.5 İzolasyon devresinin şematik gösterimi

5.5. Ölü Zaman Devresi

Belirlenen anahtarlama sürelerine göre IGBT anahtarları sırasıyla anahtarlınırlar. DSP’den gelen bir PWM sinyali ile aynı inverter bacağına bağlı olan anahtarların kesime, kesimde olan anahtarların iletme geçmesi gerekir. Ancak anahtarların iletme veya kesime gitmesi çok kısa da olsa bir zaman gerektirdiği için bu pratikte mümkün değildir. Pratikte iletimde olan anahtarların kesime gitme süresi, kesimde olan anahtarların iletme gitme süresinden daha büyüktür. Bu durumda anahtarların kısa bir süre de olsa aynı anda iletimde kalması ile inverterin DA linki kısa devre olacak ve anahtarlardan büyük kısa devre akımları akacaktır. İletimde olan anahtarın kesime girmesi ve kesimde olan anahtarın iletme girmesi için bir süre beklenmesi gerekir. Ölü zaman olarak adlandırılan bu süre kullanılan elemanın tipine göre seçilir. Sürücü devresinde özellikleri Ek-5’te verilen IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresi kullanılarak anahtarlara gönderilen sinyalin kendisi ile tersi arasında bir gecikme sağlanmaktadır. IXDP630PI entegresinde ölü zaman

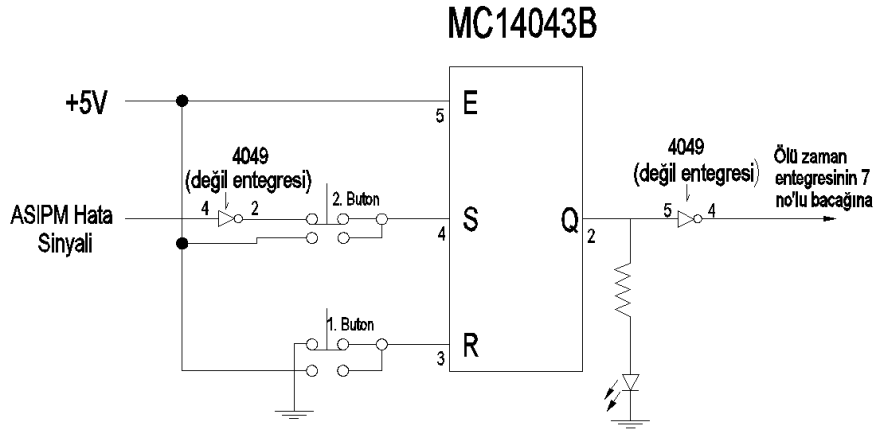
süresinin ayarı entegreye harici bağlanan RC osilatörü ile yapılır. Şekil 5.6'da ölü zaman devresinin şematik gösterimi görülmektedir.



Şekil 5.6 Ölü zaman devresinin şematik gösterimi

5.6. Koruma Devresi

Koruma devresi, ASIPM modülünden alınan hata bilgisine göre ölü zaman entegresinin resetlenmesini sağlar. Arıza durumunda IGBT anahtarlarının sürme işaretleri kesilerek ASIPM modülü korunmaktadır. Devrede bir hata meydana geldiğinde RS flip flopunun çıkış ucu '0' konumundan '1' konumuna gelir. Bu işaretin tersi alınarak ölü zaman entegresinin 7 no'lu bacağına bağlanır. Böylece anahtarların tetikleme sinyalleri kesilerek koruma yapılır. Devrede reset no'lu anahtar ile yapay olarak hata sinyali verilerek, isteğe bağlı olarak sürme işaretleri kesilebilmektedir. Şekil 5.7'de koruma devresinin şematik gösterimi görülmektedir. Şekilde görülen rakamlar entegrelere bağlanan iletkenlerin ilgili entegrenin kaç numaralı bacağıyla irtibatlandırıldığını göstermektedir.

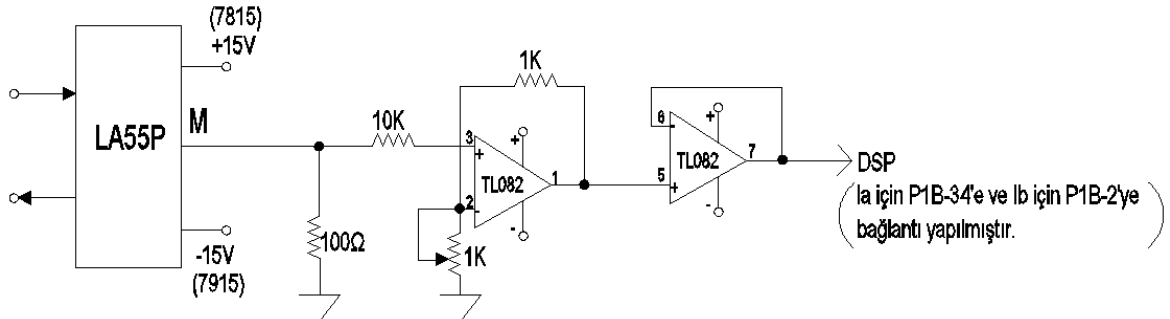


Şekil 5.7 Koruma devresinin şematik gösterimi

5.7. Akım Algılayıcıları

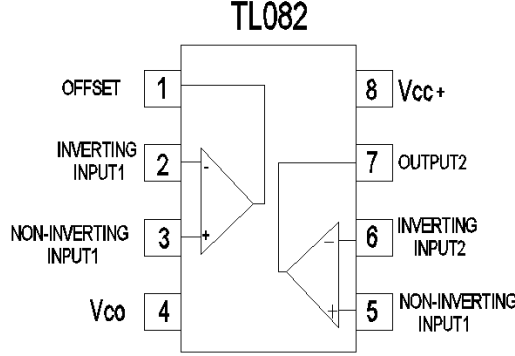
Yapılan uygulamada kontrolde kullanılan motor akımları, algılayıcılar tarafından ölçülmüştür. Akım algılayıcılarından alınan analog değerler, denetleyici kartın analog dijital çevirme modülü (ADC) kullanılarak denetleyici karta aktarılır.

Akım algılayıcısı olarak teknik özellikleri Ek-6'da verilen LEM firmasının üretmiş olduğu LA55-P modeli kullanılmıştır. Bu akım algılayıcısı 0-50 A aralığında ölçüm yapabilmektedir. LA55-P akım algılayıcısına ait teknik bilgiler ekte verilmiştir. Akım algılayıcısı devre şemasının verildiği şekil 5.8'de entegrelerin giriş ve çıkışlarında görülen rakamlar iletkenlerin entegrede bağlandıkları bacakların numaralarını göstermektedir.



Şekil 5.8 Akım algılayıcı devresinin şematik gösterimi

Şekil 5.9’da, şekil 5.8’deki akım algılayıcı devresinde kullanılan TL082 işlemsel yükseltecinin bacak bağlantıları görülmektedir.



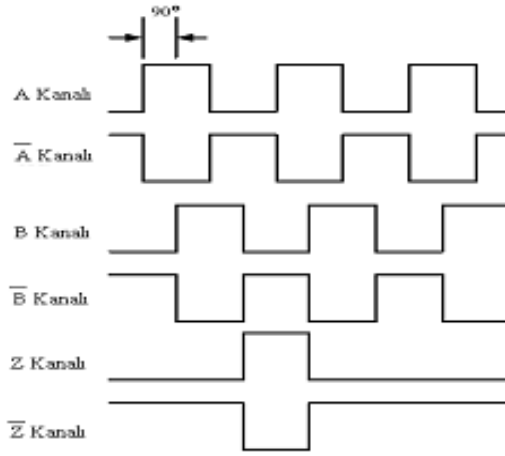
Şekil 5.9 TL082 İşlemsel yükseltecinin bacak bağlantıları

5.8. Artımsal Konum ve Hız Algılayıcısı

SMSM’de asenkron motorların aksine, motorun çalışması için konum bilgisine ihtiyaç vardır. Özellikle başlangıç anında rotorun konum bilgisi önemli olduğundan mutlaka konum ve hız algılayıcısı kullanılması gerekir. Bu nedenle rotor hızı ile konumun ölçülmesi için daha ekonomik olan artımsal konum ve hız algılayıcısı kullanılır.

Artımsal konum ve hız algılayıcısı döndüğünde şekil 5.10’da görüldüğü gibi aralarında 90° faz farkı olan iki sinyal üretilir. Ayrıca indeks denilen üçüncü bir sinyal de turun tamamlandığı anda üretilir. Bu sinyallerin tersleri de gürültü duyarlılığını arttırmak için oluşturulmaktadır.

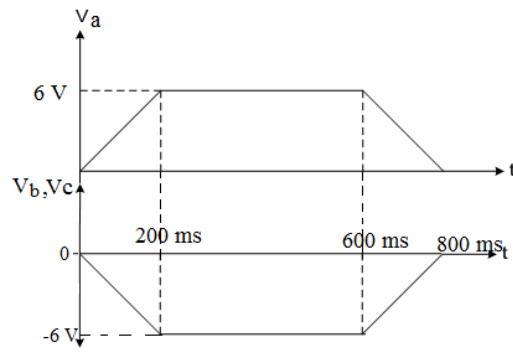
A ve B sinyalleri birbirini düzenli takip ettiği zaman indeks sinyali oluşturularak konum ve hız algılayıcısında bir turun tamamlandığı belirlenir. A ve B sinyallerinin önce veya sonra gelmesine göre dönüş yönü belirlenir. Bu tezde kullanılan konum ve hız algılayıcısı bir turda 2500 darbe üretmektedir. DSP kartında konum ve hız algılayıcısı girişlerine konum ve hız algılayıcısı sinyal uçları bağlanarak konum ve hız bilgisi ölçülmüştür.



Şekil 5.10 Artımsal konum ve hız algılayıcısı

5.9. SMSM'nin Rotor Konumunu Sıfır Konumuna Getirme

SMSM'nin başlangıç rotor konumunun bilinmesi, motorun çalıştırılabilmesi için çok önemlidir. Artımsal konum veya hız algılayıcısı kullanıldığı zaman rotor konumu sıfıra getirilerek, sürücü bilinen bir konumla başlatılır. SMSM'nin başlangıç pozisyonunun sıfıra getirilmesi için motora uygulanan gerilimlerin dalga şekli, şekil 5.11'de verilmiştir.



Şekil 5.11 SMSM'nin başlangıç pozisyonunu sıfıra getirmek için motora uygulanması gereken gerilimlerin dalga şekli

5.10. Deneysel Sonuçlar

Bu kısımda uzay vektör darbe genişlik modülasyonlu vektör kontrol yönteminin deneysel çalışmalarından elde edilen sonuçlar verilmiştir. Deneysel çalışmalarda parametreleri Ek-1’de verilen motor kullanılmıştır. Yapılan bütün çalışmalarda inverterin DA giriş gerilimi 75 V’tur.

şekil 5.12 ve 5.13’de yüksüz durumda farklı referans hızlar için deneysel sonuçlar verilmiştir. Her iki şekilde de hız, elektromanyetik moment, d ve q eksen akımları, faz akımları ile bulanık mantık denetleyicinin girişine uygulanan hata (e) ve hatanın değişimi (de) görülmektedir. Grafiklerde referans değerler kırmızı ve gerçek değerler yeşil renkleriyle gösterilmiştir.

şekil 5.12’de yüksüz durumda yapılan uygulamada (0-0,5) sn. arası 100 rad/sn’lik (0,5-0,93) sn. arası -100 rad/sn’lik referans hızın uygulandığı ve 0,93. sn.’de referans hızın sıfıra düşürüldüğü durum için deneysel sonuçlar verilmiştir.

şekil 5.13’de yüksüz durumda 150 rad/sn.’lik referans hız için deneysel sonuçlar verilmiştir.

şekil 5.12 incelendiğinde q eksen akımı, elektromanyetik moment, faz akımları ve hatanın değişim değerlerinin referans hızın değiştiği anlarda büyüdüğü ve sonra referans değerleri takip ederek küçüldüğü görülmektedir. şekil 5.12 ve 5.13 incelendiğinde BMD’nin dinamik cevabının son derece hızlı olduğu görülmektedir.

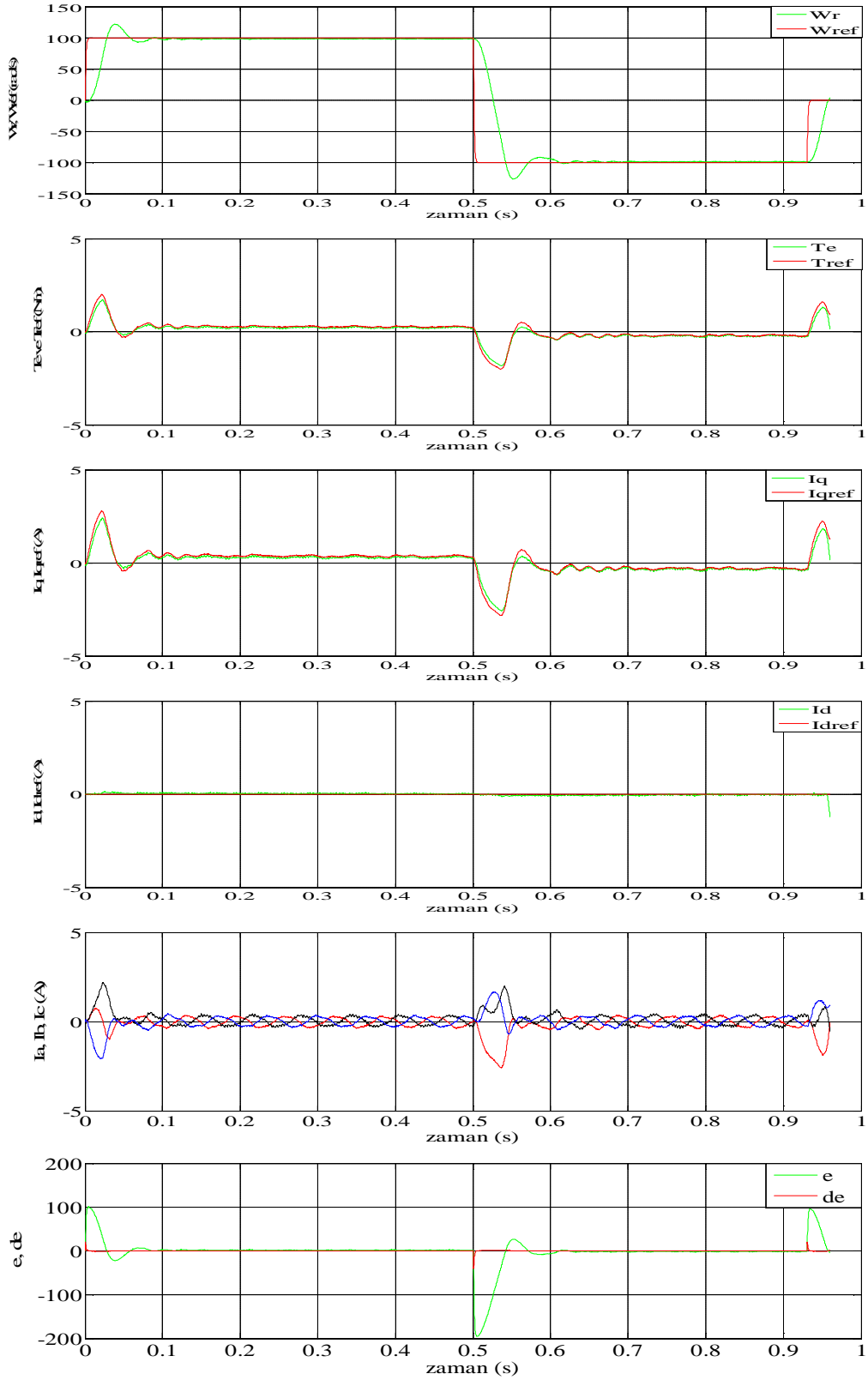
şekil 4.13 ve şekil 5.12’de yüksüz durumda referans hızın (0-0,5) sn. arası 100 rad/sn., (0,5-0,93) sn. arası -100 rad/sn ve (0,93-1) sn. arası sıfır olduğu durum için sırasıyla benzetim sonuçları ile deneysel sonuçlar verilmiştir. Her iki şekilde de gerçek hız, referans hızı 0,1 sn.den kısa sürede yakalamıştır.

Benzetim sonuçları ile deneysel sonuçlar kıyaslandığında hız, elektromanyetik moment, faz akımları ile q ve d eksenleri akım grafiklerinin birbirine son derece yakın olduğu görülmektedir. Aradaki küçük farklılıkların nedeni ise aşağıdaki gibi açıklanabilir.

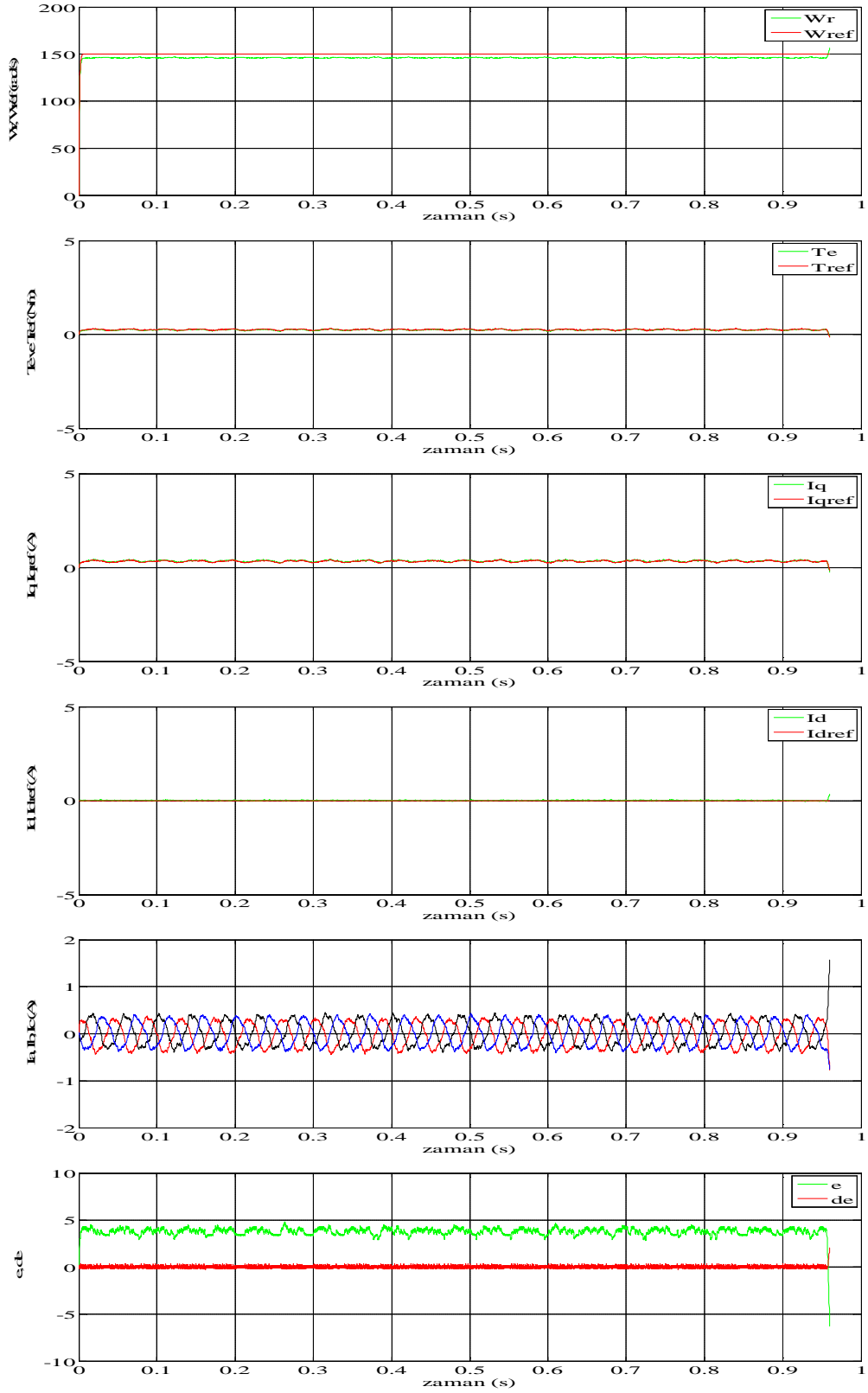
şekil 4.13’deki benzetim sonuçlarında gerçek hız, örneğin 100 rad/sn.’lik referans hızı 0,075 sn. gibi bir sürede yakalarken, deneysel sonuçlarda gerçek hız 100 rad/sn’lik referans hızı 0,035 sn. gibi daha kısa bir sürede yakalamaktadır. Bu örnek için, deneysel sonuçlardaki gerçek hız, referans hızı daha kısa sürede yakaladığı için; ilk yakalama anında benzetim sonuçlarına kıyasla referans hızı daha büyük bir değerde geçtikten sonra BMD, gerçek hızı düşürerek referans hız ile eşitlenmesini sağlamaktadır.

Gerçek hızın referans hızı yakaladığı andaki durumundan ötürü, hızın değiştiği anlarda moment ve akım grafiklerinde benzetim sonuçlarına oranla deneysel sonuçlarda daha büyük değerlerde artış görülmektedir.

Şekil 4.14 ve şekil 5.13’de yüksüz durumdaki referans hızın 150 rad/sn olduğu durum için sırasıyla benzetim sonuçları ve deneysel sonuçlar verilmiştir. Benzetim sonuçlarında gerçek hız, 150 rad/sn’lik referans hızı, 0,11 sn. gibi bir sürede yakalarken, deneysel sonuçlarda gerçek hız aynı değerdeki referans hızı 0,96 sn. gibi bir sürede yakalamaktadır. Bu şekillerdeki grafiklerde görülen farklılıklar da yine gerçek hızın, referans hızı yakalama süresi ve ilk yakaladığı anda referans hız ile eşitleninceye kadar referans hız değerinden sapma miktarıyla alakalıdır.



Şekil 5.12 Yüksüz durumda referans hızın (0-0,5) sn. arası 100 rad/sn., (0,5-0,93) sn. arası -100 rad/sn ve (0,93-1) sn. arası sıfır olduğu durum için deneysel sonuçlar



Şekil 5.13 Yüksüz durumda 150 rad'sn'lik referans hız için deneysel sonuçlar

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Elektrik makinelerinin endüstrinin her alanında yaygın olarak kullanılması, verimli ve ucuz denetim teknikleri geliştirmek amacındaki araştırmacıları çeşitli çalışmalara yöneltmektedir. Bu çalışmalar sonucunda, klasik senkron motorun rotoruna, sargıların görevini görecek olan sabit mıknatıslı malzemeler yerleştirilmiş ve SMSM'ler geliştirilmiştir.

SMSM'ler, yüksek verim, yüksek kalkış momenti, yüksek güç yoğunluğu ve sessiz çalışma gibi özelliklerinden ötürü gittikçe geniş bir kullanım alanı bulmaktadırlar. Bu avantajları nedeniyle son yıllarda SMSM'ler üzerinde yapılan çalışmalar hızlanmış ve bu çalışmalar daha çok motor kontrol yöntemleri üzerinde yoğunlaşmıştır.

Son yıllarda uygulama alanları gittikçe genişleyen BMD'ler, motor kontrol uygulamalarında da yaygın olarak kullanılmaktadır. Dinamik cevaplarının iyi olması ve geniş çalışma aralıkları sayesinde, lineer olmayan sistemlerin denetiminde BMD'ler ideal çözüm olabilmektedir.

Bu çalışmada SMSM'nin yapısı ve özellikleri açıklanmış, SMSM'de kullanılan mıknatıs malzemeler anlatılmıştır. SMSM'nin avantaj, dezavantajları, uygulama alanları, matematiksel modellenmesi, kontrol yöntemleri ile BMD'ler incelenmiştir. Matlab/Simulink paket programında SMSM'nin BMD'li vektör kontrol benzetimi yapılmıştır. Daha sonra bir deney seti tasarlanarak SMSM'nin BMD'li vektör kontrol uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Kontrolde kullanılan SMSM'nin doğru modellenmesi benzetim açısından son derece önemlidir. Ayrıca BMD'de kullanılan kural tabanının doğru oluşturulması ve I_q ile I_d akımlarının gerçek değerlerinin referans değerleri kısa sürede yakalayabilmesi için PI kontrolörlerde uygun katsayıların seçilmesi gerek vektör kontrolünün benzetimi gerek uygulamada önem arz etmektedir.

Benzetim ve deneysel uygulama sonuçları incelendiğinde BMD'nin, kontrol performansını arttırmak yönünde son derece etkili olduğu görülmektedir. Hız ve yük değişimlerine dinamik cevap oldukça hızlıdır.

BMD'nin çalışma şekliinden kaynaklanan ve SMSM'nin çalışma performansı üzerinde önem arz etmeyen küçük farklılıklar haricinde, benzetim sonuçları gerçek zamanlı uygulama sonuçlarını güvenilir bir şekilde yansıtmaktadır.

SMSM'nin vektör kontrolünün endüstrideki uygulamalarında, bilgisayarlara bağımlılığı ortadan kaldırmak amacıyla düşük maliyetli mikrodenetleyicilerle yapılması daha yararlı olacaktır.

KAYNAKLAR

- Adam, A.A.**, 2007. Sabit mıknatıslı senkron motorda moment dalgalanması ve gürültünün azaltılması, *Doktora Tezi*, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Akyazı, Ö., Küçükali M. ve Akpınar A.S.**, 2011. Sürekli mıknatıslı senkron motorun hız denetiminin farklı bulanık üyelik fonksiyonları kullanılarak gerçekleştirilmesi, *T.M.M.O.B Elektrik Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu*, Elazığ, s. 311-315.
- Altaş, İ.H.**, 1999. Bulanık mantık: Bulanıklılık kavramı, *Enerji, Elektrik, Elektromekanik-3e*, **62**, 80-85.
- Analog Devices Inc.**, Implementing Space Vector Modulation With The ADMC300, 2000.
- Arroyo, E. L. C.**, 2006. Modelling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system, *Master Thesis*, University of Puerto Rico, Puerto Rico.
- Baba, A. F.**, 1995. İTÜ Triga mark-II reaktörünün bulanık kontrolü, *Doktora Tezi*, Marmara Üniversitesi Fen Bilimler Enstitüsü.
- Beerten, J., Verdeccken, J., Driesen, J.**, 2010. Predictive direct torque control for flux and torque ripple reduction, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **1**, 404-412.
- Brejlı, M. and Princ, M.**, 2012. Permanent magnet synchronous motor vector control, driven by eTPU on MPC5500, Roznov Czech System Center.
- Buzcu, İ.E.**, 2005. Daimi mıknatıslı senkron motorun rotor alan yönlendirmeli kontrolü ve pasif filtre ile harmoniklerin azaltılması, *Yüksek Lisans Tezi*, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- C. C. Lee**, 1990. Fuzzy logic in control systems: Fuzzy logic controller-part I, *IEEE Trans. Syst., Man, Cybern.*, **2**, 404-418.
- C. Liu**, 1997. Intelligent system applications to power systems, *IEEE Computer Applications in Power*, **4**, 21-24.
- Gupta and Sinha (Ed.)**, 1996. Intelligent control systems, *IEEE*.
- Cerruto, E., Consoli, A., Raciti, A., Testa, A.**, 1995, A robust adaptive controller for PM motor drives in robotic application, *IEEE Trans. Power Electron.*, **10**, 62-71.

- Ceylan, S., Öksüztepe, E. ve Omaç, Z.,** 2011. Üç seviyeli uzay vektör darbe genişlik modülasyonlu inverter ile sabit mıknatıslı senkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü, *T.M.M.O.B Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu*.
- Chung, S.K., Kim, H.S., Kim, C.G., Youn, M.J.,** 1998, A new instantaneous torque control of PM synchronous motor for high performance direct drive applications, *IEEE Trans. Power Electron.*, **3**, 388–400.
- Comnac, V., Cernat, M., Moldoveanu, F., Draghici, I.,** 2002, Sensorless speed and direct torque control of surface permanent magnet synchronous machines using an extended Kalman Filter, *IEEE 22nd Convention Electrical and Electronical Engineers*, Israel.
- Çelik H.,** 2004. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile üç fazlı asenkron motorun hız kontrolü, *Yüksek lisans tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
- Çelik, H.,** 2012. Sürekli mıknatıslı senkron motorun DSP tabanlı doğrudan moment kontrolünün araştırılması, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Çobanoğlu, B.,** 2000. Bulanık mantık ve bulanık küme teorisi, GOP Üniversitesi Nixsar M.Y.O.
- Dan, S., Weizhong, F. ve Yikang, H.,** 1998. Study on the direct torque control of permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE*, Zhejiang University, 571-574.
- Dan, S., Zhu, J. G. ve He, Y. K.,** 2003. A space vector modulation direct torque control for permanent magnet synchronous motor drive systems, *IEEE, Power Electronics and Drive Systems*, 692-697.
- Demirbaş, Ş.,** 2001. Sürekli mıknatıslı senkron motorun konum algılayıcısız denetimi, *Doktora Tezi*, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Depenbrock, M.,** 1985. DTC leans on the theory of field-oriented control of induction machines and the theory of direct self-control, *Etz-Archive* **7**, 211-218.
- Dhamo, L. and Spahiu A.,** 2013. Simulation based analysis of two different control strategies for PMSM, *International Journal of Engineering Trends and Technology*, **4**.
- Djoughri, M.,** 2013. A vectorial modeling for the permanent magnet synchronous machine (polyphase) based on multimachine approach, *International Journal on Electrical Engineering and Informatics*, **1**, 67-80.
- Duru, T.,** 1997. Sürekli mıknatıslı senkron motorun magnetik analizi ve modellenmesi, *Doktora Tezi*, KOÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü.

- Duru, H., Demiröz, R.,** 2005. Asansör makinalarında mıknatıs uyarmalı senkron motor ve doğrudan tahrik sisteminin kullanımı, *1. EVK Sempozyumu*, Kocaeli.
- Er, B. H.,** 2007. Sürekli mıknatıslı senkron motorların mekanik algılayıcısız konum kontrolü, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Faiz, J., Zonoozi, S. H. M.,** 2003. A novel technique for estimation and control of stator flux of a salient-pole PMSM in DTC method based on MTPF, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **2**, 262-271.
- Garcia, J.M. and Dominguez, J.A.,** Comparison between fuzzy logic and PI controls in a speed scalar control of an induction machine, *Departamento de Ingeniería Eléctrica C.P.S., Universidad de Zaragoza*.
- He, Y. Y., Jiang, W.,** 2007. A new variable structure controller for direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive, *International Conference on Automation and Logistics*, Jinan, 2349-2354.
- Jang-Mok, K., Seung-Ki, S.,** 1997. Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **33**, 43-48.
- Jantzen J.,** 1998. Design of fuzzy, Technical University of Denmark.
- Jiefan, C., Yue, F., Hui, W.,** 2009. Fuzzy direct torque control of permanent magnet synchronous motor, *Sixth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery*, 107-111.
- Jolly, L., Jabbar, M.A., Liu, Q.,** 2006. Optimization of the constant power speed range of a saturated permanent-magnet synchronous motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **4**, 1024-1030.
- Jurado, F., Saenz, J.R.,** 2002. Neuro Fuzzy control for autonomous wind diesel systems using biomass, *Renewable Energy 14 th PSCC*, Sevilla, **31**, 3-4.
- Kaewjinda, W., Konghirun, M.,** 2007. Vector control drive of permanent magnet motor using resolver sensor, *ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics and Communications*, **1**, 134-138.
- Kajabadi, H. M. and Ahrabian, G.,** 2000. Simulation and analysis of the interior permanent magnet synchronous motor as a brushless AC-drive, *Simulation Practice and Theory*, **7**, 691-707.
- Kıyak, E. ve Kahvecioğlu A.,** 2003. Bulanık mantık ve uçuş kontrol problemine uygulanması, *Havacılık ve Uzay Teknolojileri Dergisi*, **2**, 63-72.
- Kim, H.W., Youn, M.J., Cho. K.Y.,** 2005. New voltage distortion observer of PWM VSI for PMSM, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **52**, 1188.

- Ko, J. S. , Lee, J. H., Chung, S. K., Youn, M. J.,** 1993. A robust position control of brushless DC motor with dead beat load torque observer, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **40**, 512-520.
- Kollmoorgen Inc.,** (2002). Magnets types, *Training Center Notes*, 1-22.
- L.A. Zadeh,** 1965. Fuzzy sets, *Information and Control* **8**, 338-353.
- L.A. Zadeh,** 1973. Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes, *IEEE Transactions on Systems, man, and Cybernetics*, **1**, 28-44.
- Lin, C.T., Lee, G.,** 1995. Neural fuzzy Systems, *Prentice Hall PTR*, 797.
- Lin, H., Yan., W., Li, H.,** 2009. Fuzzy and PNN-based direct torque control for permanent magnet synchronous motor, *IEEE 4th Conference on Industrial Electronics and Applications*, China.
- Liu, J., Pusheng ., W., Bai, H., Huang, X.,** 2004. Application of fuzzy control in direct torque control of permanent magnet synchronous motor, *IEEE 5 th World Congress on Intelligent Control and Automation*, China.
- Lulian, B. M. T.,** Robust control of sensorless AC drives based on adaptive identification.
- Luukko, J.,** 2000. Direct torque control of permanent magnet synchronous machines analysis and implementation, *Diss. Lappeenranta University of Technology*, Lappeenranta, Stockholm.
- Luukko, J., Pyrhönen, J.,** 1998. Selection of the flux linkage reference in a direct torque controlled permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE, in Proc. AMC'98 COIMBRA*, 198-203.
- Matsui N., Ohashi,H.,** 1992. DSP-based adaptive control of a brushless motor, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **28**, 448-454.
- Merzoug, M.S. and Naceri, F.,** 2008. Comparison of field oriented control and direct torque control for permanent magnet synchronous motor, *World Acedemy of Science, Engineering and Technology*, **21**.
- Miller T.J. Hendershot, T. J. E. Miller,** 1994. Design of Permanent Magnet Motors, *Clarendon Press*, Oxford.
- Mohamed, A.Z., Eskander, M.N.,** 2001. Fuzzy logic control based maximun power tracking of wind energy system, *Renewable Energy*, **23**, 235-245.
- Morimoto, S., Sanada, M., Takeda,Y.,** 1994. Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, **30**, 1632–1637.

- Nandam, P.K. , Sen, P.C.**, 1990. Electric motor drives and control-past, present, and future, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, **37**, 562-575.
- Orman, K.**, 2008. Daimi mıknatıslı senkron motorlar için akım gözetleyici ve hız kestirimi, *Yüksek Lisans Tezi*, Atatürk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Erzurum.
- Öksüztepe, E.**, 2008. Sürekli mıknatıslı senkron motorların algılayıcısız kontrolü, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Öksüztepe, E. ve Kürüm H.**, 2009. Sabit mıknatıslı senkron motorun moment dalgalanmalarının sonlu elemanlar yöntemi ile oluşturulan akı modelinin kullanılması ile azaltılması, *Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, **25**, s. 120-133.
- Özçira, S.**, 2007. Sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol yöntemleri ve endüstriyel uygulamaları, *Yüksek Lisans Tezi*, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Özçira, S., Bekiroğlu, N. Şenol, İ. ve Ayçiçek, E.**, 2012. Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda doğrudan moment kontrolünün incelenmesi ve benzetim çalışmasının gerçekleştirilmesi, *E.M.O Bilimsel Dergi*, **3**, s. 1-6.
- Özkop, E. ve Altaş, İ.H.**, 2007. Bulanık mantık denetleyici ile aktif otomobil süspansiyon denetimi, *XXII. EEBB Mühendisliği Ulusal Kongresi ve Fuarı*, Osmangazi Üniversitesi.
- Öztürk, S. B.**, 2008. Direct torque control of permanent magnet synchronous motors with non-sinusoidal back-EMF, *Doctor of Philosophy*, Texas A&M University, U.S.A.
- Pacas, M., Weber, J.**, 2005. Predictive direct torque control for the PM synchronous machine, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **52**, 1350-1356.
- Perera, P.D.C.**, 2002. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor drives, *Doctor of Philosophy in Electrical Engineering*, Aalborg University, Institute of Energy Technology, Aalborg.
- Petrovic, V., Ortega ,R., Stankovic,A.M., Tadmor,G.**,2000. Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors, *IEEE Trans. Power Electron.*, **15**, 871.
- Raymond,B., Jeffrey, H.**, 1991. Real time adaptive control of the permanent magnet synchronous motor, *IEEE Industry Applications society*.
- Rahman, M. A., ve Slemon, G. R.**, 1985. Promising applications of NdFeB magnets in electrical machines, *IEEE*, **5**, 1712-1717.


- Rahman, M. F.; Zhong, L. & Haque, E.**, 1999. Selection of voltage switching tables for DTC controlled interior permanent magnet motor, *School of Electrical Engineering and Telecommunications Lect*, The University of New South Wales, Sydney.
- Sellam, A., Dehiba, B., Benabdallah, M.B., Abid, M., Bouiadjra N.B., Bensaid, B., Sharaf, A.M., and Ghosh, A.**, 1993. Speed and torque regulation of permanent magnet DC motors using rule-based fuzzy logic, *Proceedings of the IEEE International Conference on Intelligent Vehicles*, Tokyo, Japan, July 14-16.
- Simoës, M.G.**, 1997. An implementation methodology of a fuzzy based decision support algorithm, *International journal of knowledge-based intelligent engineering systems*, October, **4**, 267-275.
- Singh, J., Singh, B., Singh, S. P.**, 2011. Performance evaluation of direct torque control with permanent magnet synchronous motor, *SAMRIDDHI A Journal of Physical Sciences, Engineering and Technology*, **2**, 25-36.
- Soliman, H. F. E., Elbuluk, M. E.**, 2008. Improving the torque ripple in DTC of PMSM using fuzzy logic, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'08)*, Canada.
- Stulrajter, M., Hrabovcova V. and Franko M.**, 2007. Permanent magnets synchronous motor control theory, *Journal of Electrical Engineering*, **2**, 79-84.
- Sun, D., Zhu, J. G., He, Y. K.**, 2003. Continuous direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on SVM, *IEEE Sixth International Conference on electrical Machines and systems (ICEMS 2003)*, China.
- Şen Z.**, 2001. Bulanık (fuzzy) mantık ve modelleme ilkeleri, *Bilge Sanat Yapım Yayınevi*, İstanbul.
- Takahashi I., Noguchi T.**, 1986. A new quick response and high-efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE Trans. on Industry Applications*, **5**, 820-827.
- Lulian, B.M.T.**, Robust control of sensorless AC drives based on adaptive identification, Technical University of Cluj-Napcoa, Department of Electrical Drives and Robots, Romania. 277-302.
- Texas Instruments**, Digital Signal Processing Solution for Permanent Magnet Synchronous Motor, *Texas Instruments Application Note Literature*, **44**, 1997.
- Trout S. R.**, 2001. Understanding permanent magnets materials, an attempt at universal magnetic literacy, *Magnequench International Inc.*, Germany, 1-15.

- Vaez-Zadeh,S.**, 2001. Variable flux control of permanent magnet synchronous motor drives for constant torque operation, *IEEE Trans. Power Electron*, **16**, 527–534.
- Vernon, J.**, Fuzzy Logic Systems, *Consultant Scientist* , control systems principles.co.uk.
- Yıldırım, D.**, 2012. Field oriented control of a permanent magnet synchronous motor using space vector modulated direct AC-AC matrix converter, *A thesis submitted to the graduate school of natural and applied sciences*, Middle East Technical University, Ankara.
- Wang, J., Wang, H. H., Yuan, X. L., Lu, T. H.**, 2008. Novel intelligent direct torque control for permanent magnet synchronous motor drive, *IEEE Fifth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (FSKD 08)*, China.
- Wenjin, D., Huiling, L.**, 2001. Study of Direct Torque Control (DTC) system of permanent magnet synchronous motor based on DSP, *IEEE Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems*, China.
- Wijenayake,A.H., Schmidt,P.B.**, 1997. Modeling and analysis of permanent magnet synchronous motor by taking saturation and core loss in to account, in *Proc. PEDS*, 530–534.
- Zhao, L., Ham, C. H., Wu, T. X., Zheng L., Sundaram, K.B., Kapat, J. Chow, L.**, 2004. DSP-based super high-speed PMSM controller development and optimization, *Digital Signal Processing Workshop and the 3rd IEEE Signal Processing Education Workshop*, 187- 190, New Mexico
- Zhong, L., Rahman, M. F.; Hu, W. Y. & Lim, K. W.**, 1997. Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE Trans. on Power Electronics*, **12**, 528-536.
- Zhong, L., Rahman, M. F.; Hu, W. Y.; Lim, K. W. & Rahman, M. A.** 1999. A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, **14**, 637-642.

EKLER

EK-1. Benzetimde ve Deneysel Setinde Kullanılan Motor Parametreleri


Chapter 11 Specifications | ASDA-B Series

| | C304 | C306 | | C308 | | C310 | |
|-----------------------|--|------|------|------|------|------|-----|
| Model: ECMA Series | 100W | 200W | 400W | 400W | 750W | 1kW | 2kW |
| | 01 | 02 | 04 | 04 | 07 | 10 | 20 |
| Vibration grade (um) | 15 | | | | | | |
| Operating temperature | 0° C to 40° C (32 F to 104 F) | | | | | | |
| Storage temperature | -10° C to 80° C (-14 F to 176 F) | | | | | | |
| Operating humidity | 20% to 90% RH (non-condensing) | | | | | | |
| Storage humidity | 20% to 90% RH (non-condensing) | | | | | | |
| Vibration capacity | 2.5G | | | | | | |
| IP rating | IP65 (when both waterproof connectors and shaft seal installation (or selecting oil seal models, an oil seal is used to be fitted to the rotating shaft, making the connectors waterproof (IP65 applicable)) are used. | | | | | | |
| Approvals |  | | | | | | |

Medium / High Inertia Servo Motor

| | E313 | | | | E318 | G313 | | |
|---|----------------------------|---------|----------|----------|----------|---------|---------|----------|
| Model: ECMA Series | 500W | 1kW | 1.5kW | 2kW | 2kW | 300W | 600W | 900W |
| | 05 | 10 | 15 | 20 | 20 | 03 | 06 | 09 |
| Rated output power (kW) | 0.5 | 1.0 | 1.55 | 2.0 | 2.0 | 0.3 | 0.6 | 0.9 |
| Rated torque (N-m) | 2.39 | 4.77 | 7.16 | 9.55 | 9.55 | 2.86 | 5.73 | 8.59 |
| Maximum torque (N-m) | 7.16 | 14.3 | 21.48 | 28.65 | 28.65 | 8.59 | 17.19 | 21.48 |
| Rated speed (rpm) | 2000 | | | | 1000 | | | |
| Maximum speed (rpm) | 3000 | | | | 2000 | | | |
| Rated current (A) | 2.9 | 5.6 | 8.3 | 11.01 | 11.22 | 2.5 | 4.8 | 7.5 |
| Maximum current (A) | 8.7 | 16.8 | 24.9 | 33.03 | 33.66 | 7.5 | 14.4 | 22.5 |
| Power rating (kW/s) (without brake) | 7 | 27.1 | 45.9 | 62.5 | 26.3 | 10.0 | 39.0 | 66.0 |
| Rotor moment of inertia (Kg.m ²) (without brake) | 8.17E-4 | 8.41E-4 | 11.18E-4 | 14.59E-4 | 34.68E-4 | 8.17E-4 | 8.41E-4 | 11.18E-4 |
| Mechanical time constant (ms) (without brake) | 1.91 | 1.51 | 1.10 | 0.96 | 1.62 | 1.84 | 1.40 | 1.06 |
| Torque constant-KT (N-m/A) | 0.83 | 0.85 | 0.87 | 0.87 | 0.85 | 1.15 | 1.19 | 1.15 |
| Voltage constant-KE (mV/rpm) | 30.9 | 31.9 | 31.8 | 31.8 | 31.4 | 42.5 | 43.8 | 41.6 |
| Armature resistance (Ohm) | 0.57 | 0.47 | 0.26 | 0.174 | 0.119 | 1.06 | 0.82 | 0.43 |
| Armature inductance (mH) | 7.39 | 5.99 | 4.01 | 2.76 | 2.84 | 14.29 | 11.12 | 6.97 |
| Electrical time constant (ms) | 12.96 | 12.88 | 15.31 | 15.86 | 23.87 | 13.55 | 13.50 | 16.06 |
| Insulation class | Class A (UL), Class B (CE) | | | | | | | |
| Insulation resistance | >100MQ, DC 500V | | | | | | | |
| Insulation strength | 1500V AC, 60 seconds | | | | | | | |
| Weight (kg) (without brake) | 6.8 | 7 | 7.5 | 7.8 | 13.5 | 6.8 | 7 | 7.5 |

Chapter 11 Specifications|ASDA-B Series

| Model: ECMA Series | E313 | | | | E318 | G313 | | |
|---|--|---------|----------|----------|----------|---------|---------|---------|
| | 500W | 1kW | 1.5kW | 2kW | 2kW | 300W | 600W | 900W |
| | 05 | 10 | 15 | 20 | 20 | 03 | 06 | 09 |
| Weight (kg) (with brake) | 8.2 | 8.4 | 8.9 | 9.2 | 17.5 | 8.2 | 8.4 | 8.9 |
| Max. radial shaft load (N) | 490 | 490 | 490 | 490 | 1176 | 490 | 490 | 490 |
| Max. thrust shaft load (N) | 98 | 98 | 98 | 98 | 490 | 98 | 98 | 98 |
| Power rating (kW/s) (with brake) | 6.4 | 24.9 | 43.1 | 59.7 | 24.1 | 9.2 | 35.9 | 62.1 |
| Rotor moment of inertia (Kg.m ²) (with brake) | 8.94E-4 | 9.14E-4 | 11.90E-4 | 15.88E-4 | 37.86E-4 | 8.94E-4 | 9.14E-4 | 11.9E-4 |
| Mechanical time constant (ms) (with brake) | 2.07 | 1.64 | 1.19 | 1.05 | 1.77 | 2.0 | 1.51 | 1.13 |
| Brake holding torque [Nt-m (min)] | 16.5 | 16.5 | 16.5 | 16.5 | 25 | 16.5 | 16.5 | 16.5 |
| Brake power consumption (at 20° C) [W] | 21.0 | 21.0 | 21.0 | 21.0 | 31.1 | 21.0 | 21.0 | 21.0 |
| Brake release time [ms (Max)] | 5.0 | 5.0 | 5.0 | 5.0 | 5.0 | 5.0 | 5.0 | 5.0 |
| Brake pull-in time [ms (Max)] | 25.0 | 25.0 | 25.0 | 25.0 | 25.0 | 25.0 | 25.0 | 25.0 |
| Vibration grade (um) | 15 | | | | | | | |
| Operating temperature | 0 °C to 40 °C (32 °F to 104 °F) | | | | | | | |
| Storage temperature | -10 °C to 80 °C (-14 °F to 176 °F) | | | | | | | |
| Operating humidity | 20% to 90% RH (non-condensing) | | | | | | | |
| Storage humidity | 20% to 90% RH (non-condensing) | | | | | | | |
| Vibration capacity | 2.5G | | | | | | | |
| IP rating | IP65 (when both waterproof connectors and shaft seal installation (or selecting oil seal models, an oil seal is used to be fitted to the rotating shaft, making the connectors waterproof (IP65 applicable)) are used. | | | | | | | |
| Approvals |  | | | | | | | |

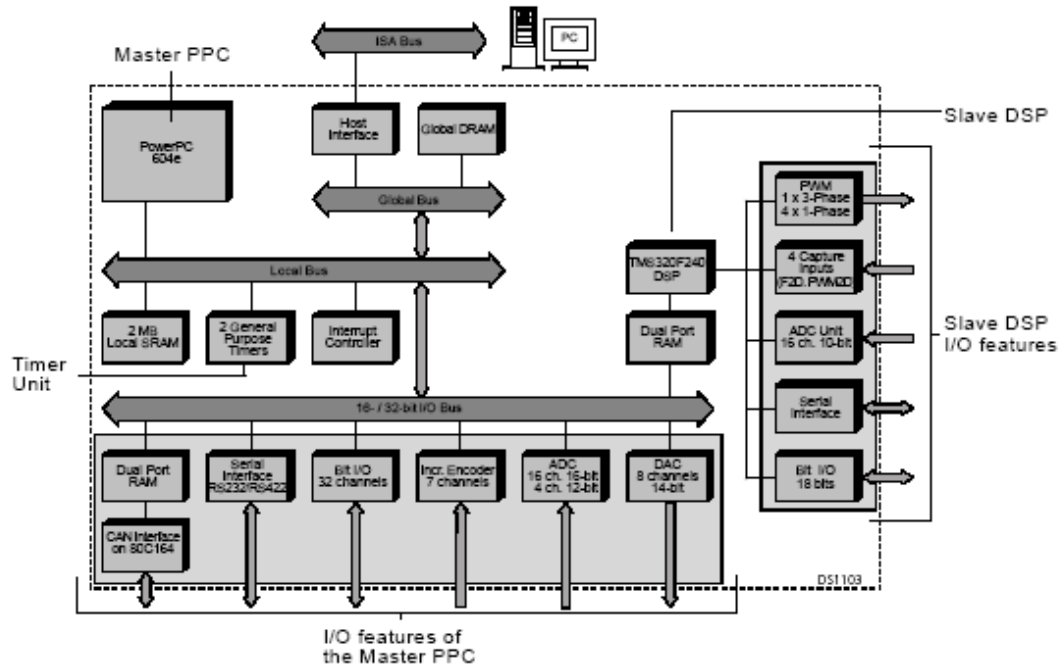


1) Please refer to Section 1.2 for details about the model explanation.

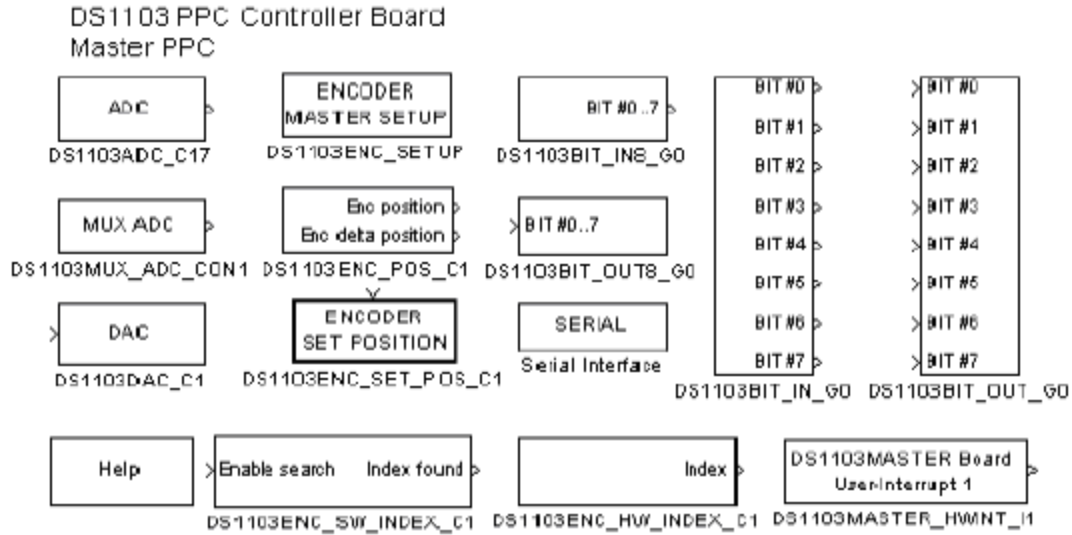
EK-2 DS1103 Denetleyici Kartın Özellikleri

Motorola PowerPC 604e/933 MHz
Slave DSP Texas Instrument TMS320F240
2 general purpose timers
2 MB local SDRAM
32 MB global DRAM
4 ADC units 16 bit, multiplexed (4 channels each) 4 μ s sampling time
4 ADC channels 12 bit, 800 ns sampling time
8 DA channels, 14 bit, 5 μ sn settling time
Incremental encoder interface (6 digital inputs and 1 analog input)
4 channels with 8 bits of digital I/O
Serial interface
CAN interface
Tree-phase PWM outputs plus 4 single PWM outputs

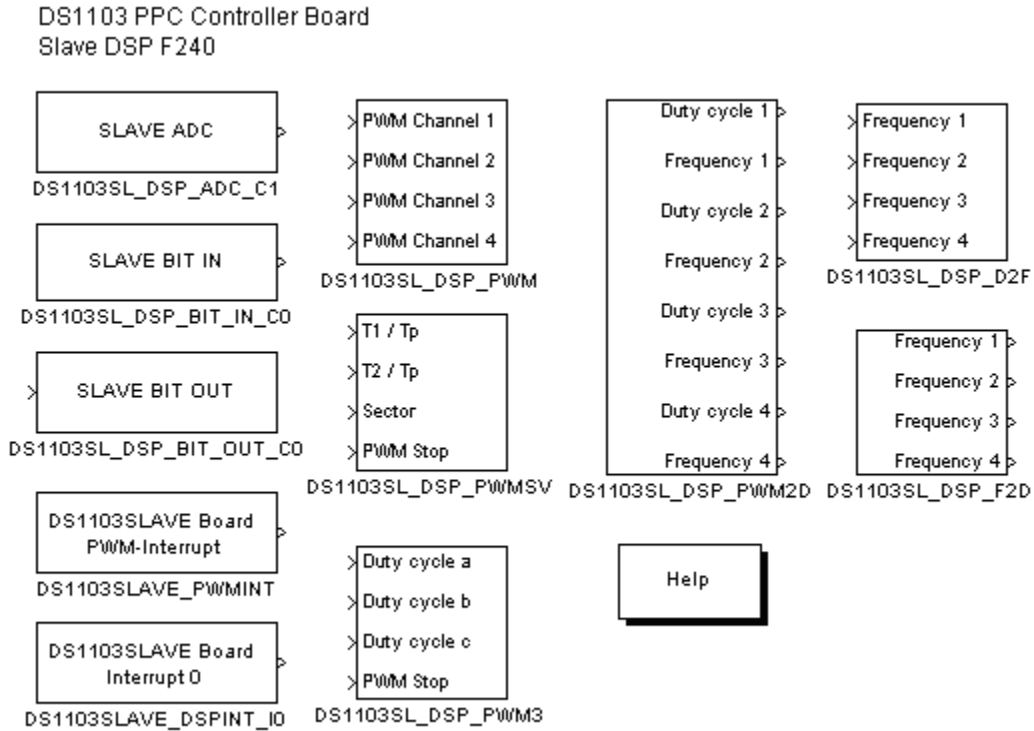
EK-2.1. DS1103'ün Mimarisi ve Fonksiyonel Birimleri



EK-2.2 DS1103'ün Master PPC'si için RTI blokları



EK-2.3 DS1103'ün Slave DSP'si için RTI blokları




EK-3 PS22056 AS IPM Inverter Modülü

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <Dual-In-Line Package Intelligent Power Module>

PS22056
TRANSFER-MOLD TYPE
INSULATED TYPE

PS22056

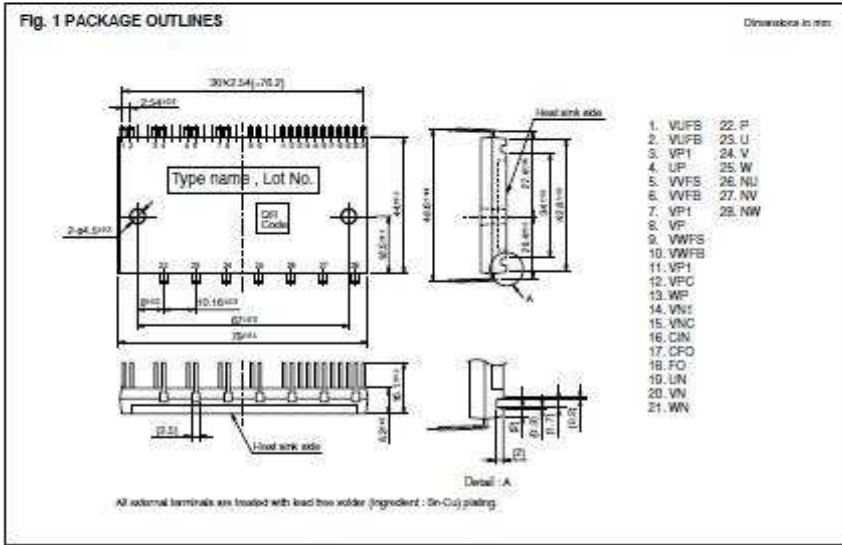
INTEGRATED POWER FUNCTIONS
1200V/25A low-loss 4th generation IGBT inverter bridge for 3 phase DC-to-AC power conversion



INTEGRATED DRIVE, PROTECTION AND SYSTEM CONTROL FUNCTIONS

- For upper-leg IGBTs : Drive circuit, High voltage high-speed level shifting, Control supply under-voltage (UV) protection.
- For lower-leg IGBTs : Drive circuit, Control supply under-voltage protection (UV), Short circuit protection (SC).
- Fault signaling : Corresponding to an SC fault (Lower-side IGBT) or a UV fault (Lower-side supply).
- Input interface : 5V line CMOS/TTL compatible (High active logic).

APPLICATION
AC400V 0.2kW~3.7kW inverter drive for small power motor control.



May 2005



Fig. 2 INTERNAL FUNCTIONS BLOCK DIAGRAM (TYPICAL APPLICATION EXAMPLE)

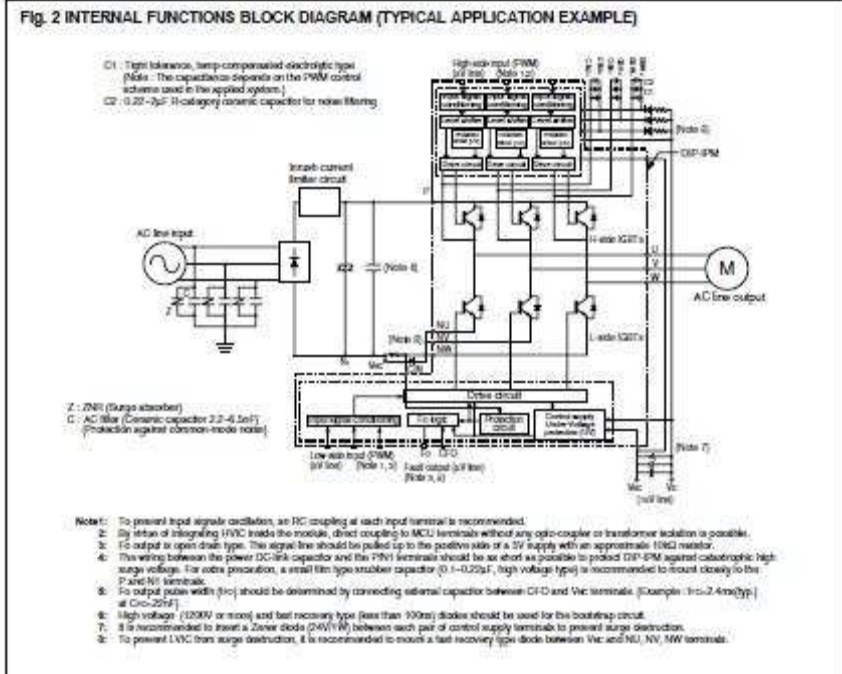
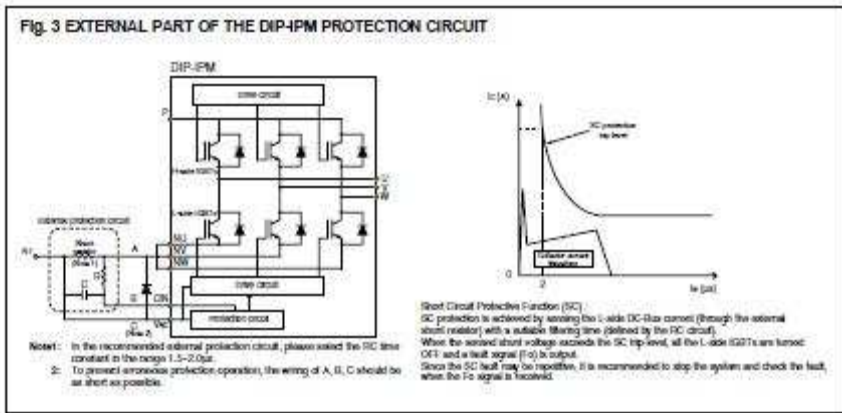


Fig. 3 EXTERNAL PART OF THE DIP-IPM PROTECTION CIRCUIT



EK-4 ICPL-2631'in Teknik Özellikleri

ICPL2631
ICPL2630



DUAL CHANNEL, HIGH CMR, VERY HIGH SPEED OPTICALLY COUPLED ISOLATOR LOGIC GATE OUTPUT

APPROVALS

- UL recognized, File No. E91231

DESCRIPTION

The ICPL2630 / ICPL2631 are dual channel optocouplers consisting of GaAsP light emitting diodes and high gain integrated photo detectors to provide 3500Volts_{iso} electrical isolation between input and output. The output of the detector I.C.'s are open collector Schottky clamped transistors. The ICPL2631 has an internal shield which provides a guaranteed common mode transient immunity specification of 1000V/us minimum. This unique design provides maximum ac and dc circuit isolation while achieving TTL compatibility. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of 0°C to 70°C, such that a maximum input signal of 5mA will provide a minimum output sink current of 13mA (equivalent to fan-out of eight gates)

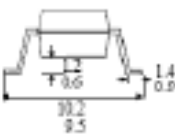
FEATURES

- High speed - 10MBit/s
- High Common Mode Transient Immunity 100V/us typical
- Logic gate output
- ICPL2631 has improved noise shield for superior common mode rejection
- Options :-
10mm lead spread - add G after part no.
Surface mount - add SM after part no.
Tape/reel - add SMT&R after part no.

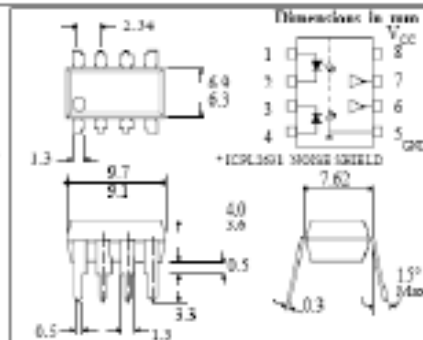
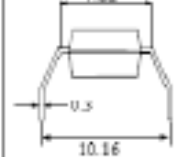
APPLICATIONS

- Line receiver, data transmission
- Computer-peripheral interface
- Data multiplexing
- Pulse transformer replacement

OPTION SM SURFACE MOUNT



OPTION G



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (25°C unless otherwise specified)

Storage Temperature _____ -55°C to +125°C
Operating Temperature _____ 0°C to +70°C
Lead Soldering Temperature
(1/16 inch (1.6mm) from case for 10 sec) 360°C

INPUT DIODE

Average Forward Current _____ 15mA
(note 5)
Peak Forward Current _____ 30mA
(less than 100ns duration)(note 5)
Reverse Voltage _____ 5V
(note 5)

DETECTOR

Supply Voltage (V_{CC}) _____ 7V
(1 minute maximum)
Output Current (I_O) _____ 16mA
(note 5)
Output Voltage (V_O) _____ 7V
(note 5)
Collector Output Power Dissipation _____ 60mW

ISOCOM COMPONENTS LTD

Unit 25B, Park View Road West,
Park View Industrial Estate, Breads Road
Hartlepool, Cleveland, TS25 1YD
Tel: (01429) 863609 Fax: (01429) 863581

ISOCOM INC

1024 S. Gossettville Ave, Suite 240,
Allen, TX 75002 USA
Tel: (214) 495-0755 Fax: (214) 495-0801
e-mail: info@isocom.com
http://www.isocom.com

00000

DR02631 A00/A1

EK-5 IXDP630'un Teknik Özellikleri



Inverter Interface and Digital Deadtime Generator for 3-Phase PWM Controls

| Type | Package | Configuration | Temp. Range |
|------------|--------------------|--------------------|----------------|
| IXDP630 PI | 18-Pin Plastic DIP | RC Oscillator | -40°C to +85°C |
| IXDP631 PI | 18-Pin Plastic DIP | Crystal Oscillator | -40°C to +85°C |

This 5 V HCMOS integrated circuit is intended primarily for application in three-phase, sinusoidally commutated brushless motor, induction motor, AC servomotor or UPS PWM modulator control systems. It injects the required deadtime to convert a single phase leg PWM command into the two separate logic signals required to drive the upper and lower semiconductor switches in a PWM inverter. It also provides facilities for output disable and fast overcurrent and fault condition shutdown.

In the IXDP630, deadtime programming is achieved by an internal RC oscillator. In the IXDP631, programming is achieved by use of a crystal oscillator. An alternative for both the IXDP630/631 is with an external clock signal. Because of its flexibility, the IXDP630/631 is easily utilized in a variety of brushed DC, trapezoidally commutated brushless DC, hybrid and variable reluctance step and other more exotic PWM motor drive power and control circuit designs.

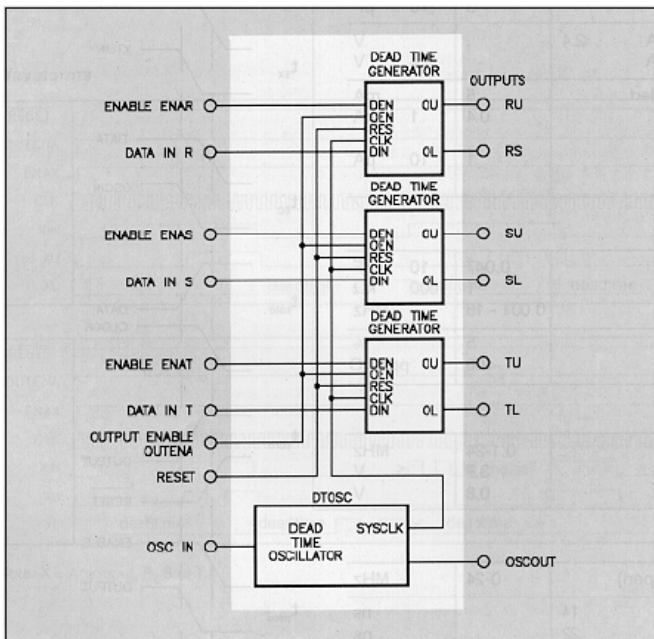
Features

- 5 V HCMOS logic implementation maintains low power at high speed
- Schmitt trigger inputs and CMOS logic levels improve noise immunity
- Simultaneously injects equal deadtime in up to three output phases
- Replaces 10-12 standard SSI/MSI logic devices
- Allows a wide range of PWM modulation strategies
- Directly drives high speed optocouplers

Applications

- 1- and 3- Phase Motion Controls
- 1- and 3- Phase UPS Systems
- General Power Conversion Circuits
- Pulse Timing and Waveform Generation
- General Purpose Delay and Filter
- General Purpose Three Channel "One Shot"

Block Diagram IXDP 630/IXDP 631



IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

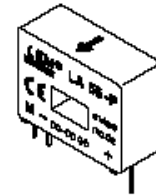
EK-6 LA 55-P'nin Teknik Özellikleri



Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



| Electrical data | | | | |
|-----------------|---|------------------------------------|------------|--|
| I_{PN} | Primary nominal r.m.s. current | 50 | A | |
| I_P | Primary current, measuring range | 0 .. ± 70 | A | |
| R_M | Measuring resistance @ | $T_A = 70^\circ\text{C}$ | | |
| | | R_{Mmin} | R_{Mmax} | |
| | | $T_A = 85^\circ\text{C}$ | | |
| | | R_{Mmin} | R_{Mmax} | |
| | with $\pm 12 \text{ V}$ | @ $\pm 50 \text{ A}_{max}$ | 10 100 | 60 95 Ω |
| | | @ $\pm 70 \text{ A}_{max}$ | 10 50 | 60 ¹⁾ 60 ¹⁾ Ω |
| | with $\pm 15 \text{ V}$ | @ $\pm 50 \text{ A}_{max}$ | 50 160 | 135 155 Ω |
| | | @ $\pm 70 \text{ A}_{max}$ | 50 90 | 135 ²⁾ 135 ²⁾ Ω |
| I_{SN} | Secondary nominal r.m.s. current | 50 | mA | |
| K_N | Conversion ratio | 1 : 1000 | | |
| V_C | Supply voltage ($\pm 5\%$) | $\pm 12 \dots 15$ | V | |
| I_C | Current consumption | 10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S | mA | |
| V_d | R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn | 2.5 | kV | |

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

| Accuracy - Dynamic performance data | | | |
|-------------------------------------|---|---|------------------|
| X | Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$ | @ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$ | ± 0.65 % |
| | | @ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5\%)$ | ± 0.90 % |
| ϵ_L | Linearity | | < 0.15 % |
| I_O | Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ | Typ | Max |
| I_{OM} | Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$ | | ± 0.2 mA |
| I_{OT} | Thermal drift of I_O | 0°C .. + 70°C | ± 0.1 mA |
| | | - 25°C .. + 85°C | ± 0.1 mA |
| t_{ra} | Reaction time @ 10 % of I_{Pmax} | < 500 | ns |
| t_r | Response time @ 90 % of I_{Pmax} | < 1 | μs |
| di/dt | di/dt accurately followed | > 200 | A/ μs |
| f | Frequency bandwidth (- 1 dB) | DC .. 200 | kHz |

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

| General data | | | |
|--------------|-------------------------------|--------------------------|------------------|
| T_A | Ambient operating temperature | - 25 .. + 85 | $^\circ\text{C}$ |
| T_S | Ambient storage temperature | - 40 .. + 90 | $^\circ\text{C}$ |
| R_S | Secondary coil resistance @ | $T_A = 70^\circ\text{C}$ | 80 Ω |
| | | $T_A = 85^\circ\text{C}$ | 85 Ω |
| m | Mass | 18 | g |
| | Standards ⁴⁾ | EN 50178 | |

- Notes : ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{max}$
²⁾ Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{max}$
³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ A list of corresponding tests is available

980706/8

EK-7 DSP Bağlantıları

| Güç Giriş (dspden) | Dsub_50(1104) | Büyükük | Simulink Karşılığı | Dsub_50(1103) |
|--------------------|---------------|------------|--------------------|---------------|
| 2 | A16 | Ic | ADCH5 | P1B-19 |
| 3 | A48 | Vamp | ADCH7 | P1B-36 |
| 4 | A6 | SPWM1 | PHASE1 | P2B-28 |
| 5 | A12 | U | IO0 | P2B-18 |
| 6 | A38 | SPWM3 | PHASE2 | P2B-12 |
| 7 | A28 | V | IO2 | P2B-2 |
| 8 | A21 | SPWM5 | PHASE3 | P2B-45 |
| 9 | A44 | W | IO4 | P2B-19 |
| 10 | A22 | SPWM2 | PHASE1INV | P2A-28 |
| 11 | A45 | GND | GND | P2B-1 |
| 12 | A5 | SPM4 | PHASE2INV | P2A-12 |
| 13 | A4 | Vcc | VCC(+5V) | P2B-17 |
| 14 | A37 | SPWM6 | PHASE3INV | P2A-45 |
| 15 | A41 | PHIO(1) | PHIO(1) | P3B-41 |
| 17 | A8 | PHIO(1)_d | PHIO(1)_d | P3A-41 |
| 19 | A24 | PHI90(1) | PHI90(1) | P3B-25 |
| 21 | A40 | PHI90(1)_d | PHI90(1)_d | P3A-25 |
| 23 | A7 | IDX(1) | IDX(1) | P3B-9 |
| 25 | A23 | IDX(1) | IDX(1) | P3A-9 |
| 27 | A25 | GND | GND | P3B-8 |
| 29 | A4 | Vcc | VCC(+5V) | P3B-16 |
| 30 | A33 | Ib | ADCH3 | P1B-2 |
| 32 | A50 | Ia | ADCH1 | P1B-34 |
| 34 | B48 | Fo | ADCH8 | P1A-36 |
| 36 | B16 | Voltage_C | ADCH6 | P1A-19 |
| 38 | B33 | voltage_B | ADCH4 | P1A-2 |
| 40 | B50 | Voltage_A | ADCH2 | P1A-34 |

| | | | | |
|---|-----|------|-------|--------|
| 2 | A16 | Ic | ADCH5 | P1B-19 |
| 3 | A48 | Vamp | ADCH7 | P1B-36 |

| | | | | |
|---|-----|-------|-----------|--------|
| 5 | A12 | SPWM2 | PHASE1INV | P2A-28 |
|---|-----|-------|-----------|--------|

| | | | | |
|---|-----|-------|-----------|--------|
| 7 | A28 | SPWM4 | PHASE2INV | P2A-12 |
|---|-----|-------|-----------|--------|

| | | | | |
|---|-----|-------|-----------|--------|
| 9 | A44 | SPWM6 | PHASE3INV | P2A-45 |
|---|-----|-------|-----------|--------|

| | | | | |
|----|-----|-----|-----|-------|
| 11 | A45 | GND | GND | P2B-1 |
|----|-----|-----|-----|-------|

| | | | | |
|----|----|-----|----------|--------|
| 13 | A4 | Vcc | VCC(+5V) | P2B-17 |
|----|----|-----|----------|--------|

| | | | | |
|----|-----|---------|---------|--------|
| 15 | A41 | PHIO(1) | PHIO(1) | P3B-41 |
|----|-----|---------|---------|--------|

| | | | | |
|----|----|-----------|-----------|--------|
| 17 | A8 | PHIO(1)_d | PHIO(1)_d | P3A-41 |
|----|----|-----------|-----------|--------|

| | | | | |
|----|-----|----------|----------|--------|
| 19 | A24 | PHI90(1) | PHI90(1) | P3B-25 |
|----|-----|----------|----------|--------|

| | | | | |
|----|-----|------------|------------|--------|
| 21 | A40 | PHI90(1)_d | PHI90(1)_d | P3A-25 |
|----|-----|------------|------------|--------|

| | | | | |
|----|----|--------|--------|-------|
| 23 | A7 | IDX(1) | IDX(1) | P3B-9 |
|----|----|--------|--------|-------|

| | | | | |
|----|-----|--------|--------|-------|
| 25 | A23 | IDX(1) | IDX(1) | P3A-9 |
|----|-----|--------|--------|-------|

| | | | | |
|----|-----|-----|-----|-------|
| 27 | A25 | GND | GND | P3B-8 |
|----|-----|-----|-----|-------|

| | | | | |
|----|----|-----|----------|--------|
| 29 | A4 | Vcc | VCC(+5V) | P3B-16 |
|----|----|-----|----------|--------|

| | | | | |
|----|-----|----|-------|-------|
| 30 | A33 | Ib | ADCH3 | P1B-2 |
|----|-----|----|-------|-------|

| | | | | |
|----|-----|----|-------|--------|
| 32 | A50 | Ia | ADCH1 | P1B-34 |
|----|-----|----|-------|--------|

| | | | | |
|----|-----|----|-------|--------|
| 34 | B48 | Fo | ADCH8 | P1A-36 |
|----|-----|----|-------|--------|

| | | | | |
|----|-----|-----------|-------|--------|
| 36 | B16 | Voltage_C | ADCH6 | P1A-19 |
|----|-----|-----------|-------|--------|

| | | | | |
|----|-----|-----------|-------|-------|
| 38 | B33 | voltage_B | ADCH4 | P1A-2 |
|----|-----|-----------|-------|-------|

| | | | | |
|----|-----|-----------|-------|--------|
| 40 | B50 | Voltage_A | ADCH2 | P1A-34 |
|----|-----|-----------|-------|--------|

Encoder Dsub 9

| | | |
|---|------------|----|
| 1 | IDX(1) | 25 |
| 2 | PHI90(1)_d | 21 |
| 3 | PHI90(1) | 19 |
| 4 | PHIO(1) | 15 |
| 5 | PHIO(1)_d | 17 |
| 6 | GND | 11 |
| 7 | GND | 11 |
| 8 | 5 | 13 |
| 9 | IDX(1) | 23 |

2 no IC akımı-Adch5

EK-8 Enkoder Konnektör Bağlantıları

| | | | | | | | | | |
|--|--------------|------------------------|--------------|------------------------|-----------------|---------------------------|--|-------------------------------|-------------|
| Terminal Tanımlama AMP (1-172161-9) | A (Siyah) | /A (Siyah /Kırmızı) | B (Beyaz) | /B (Beyaz/ kırmızı) | Z (Portakal) | /Z (Portakal/ Kırmızı) | +5V (Kahverengi ve Kalıverengi/Beyaz) | GND (Mavi ve Mavi/Beyaz) | BRAID SHELL |
| A | 1 | 4 | 2 | 5 | 3 | 6 | 7 | 8 | 9 |
| Terminal Tanımlama 3106A-20-29S | A (Mavi) | /A (Mavi /Siyah) | B (Yeşil) | /B (Yeşil/ Siyah) | Z (Sarı) | /Z (Sarı/ Siyah) | +5V (Kırmızı ve Kırmızı/Beyaz) | GND (Siyah ve Siyah/Beyaz) | BRAID SHELL |
| B | A | B | C | D | F | G | S | R | L |

ÖZGEÇMİŞ

17.08.1981 tarihinde Tunceli'de doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Tunceli'de tamamladı. 1999 yılında lisans eğitimine Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Mühendisliği bölümünde başlayıp 2004 yılında lisans eğitimini tamamladı. 2005 yılında 6 ay Kocaeli Beypınarlılar LTD. ŞTİ.'de çalıştıktan sonra aynı yıl Türkiye Elektrik İletim Anonim Şirketi (TEİAŞ) Elazığ 13. İletim Tesis ve İşletme Grup Müdürlüğüne Elektrik Mühendisi olarak atandı. 2006 yılında kısa dönem olarak askerlik görevini tamamlayıp TEİAŞ'taki görevine devam etti. 2009 yılında TEİAŞ'taki görevinden istifa ederek aynı yıl Tunceli Mülga Bayındırlık ve İskan İl Müdürlüğü'ne Elektrik Mühendisi olarak atandı. 2010 yılında Tunceli Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı. Halen Tunceli Çevre ve Şehircilik İl Müdürlüğündeki görevine devam etmektedir.