

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
DSP TABANLI DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ**

Yük. Müh. Hakan ÇELİK

**Doktora Tezi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Prof. Dr. Hasan KÜRÜM
MAYIS-2012**

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

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
DSP TABANLI DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ**

DOKTORA TEZİ

Yük. Müh. Hakan ÇELİK

(03213203)

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Programı: Elektrik Makinaları

Danışman: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 28 Mart 2012

MAYIS-2012

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

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
DSP TABANLI DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ**

DOKTORA TEZİ

Yük. Müh. Hakan ÇELİK

(03213203)

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 28 Mart 2012
Tezin Savunulduğu Tarih: 13 Nisan 2012**

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM (F. Ü.)

Diğer Jüri Üyeleri: Prof. Dr. A. Sefa AKPINAR (K. T. Ü.)

Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR (F. Ü.)

Prof. Dr. Yakup DEMİR (F. Ü.)

Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN (F. Ü.)

MAYIS-2012

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Doktora Programı'nda hazırlanmıştır.

Bu çalışmada, Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM)'nin doğrudan moment kontrolünün, alan yönlendirmeli kontrole göre daha iyi bir dinamik cevap ve performansa sahip olduğu hem deneysel hem de benzetim sonuçları ile gösterilmiştir. Histerezis doğrudan moment kontrolünün en önemli sakıncalarından biri olan sabit anahtarlama frekansında çalışmama probleminin çözümü için genetik algoritma ile sabit anahtarlama frekansının elde edildiği bir yapı önerilmiş ve önerilen yönteme ilişkin benzetim sonuçları verilmiştir. Ayrıca SMSM'nin doğrudan moment kontrolüne ilişkin deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlarda görülen moment, hız ve akım dalgalanmalarının önlenmesine yönelik olarak, Yapay Sinir Ağları (YSA) ile PI parametrelerinin adaptif olarak değiştirildiği bir kontrol yapısı önerilmiştir. Önerilen bu kontrol yapısı ve geleneksel kontrol yapısının kullanıldığı SMSM sürücüsünden elde edilen deneysel sonuçlar karşılaştırılmalı olarak verilerek sağlanan iyileştirmeler gösterilmiştir.

Bu tez çalışması süresince tezin her aşamasında yardım ve desteğini esirgemeyen danışman hocam sayın Prof. Dr. Hasan KÜRÜM'e teşekkür ederim. Yine yardım ve desteğini esirgemeyen sayın Prof. Dr. Mehmet CEBECİ hocama da teşekkür ederim.

Tezin başından sonuna yardım, destek ve önerileri ile bana yol gösteren Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE'ye teşekkür ederim. Yine tez süresince yardımlarını gördüğüm, Yrd. Doç. Dr. Ayşegül UÇAR, Yrd. Doç. Dr. Yavuz EROL, Yrd. Doç. Dr. Mehmet POLAT ve Arş. Gör. M. Temel ÖZDEMİR'e teşekkür ederim.

Bugüne kadarki eğitim hayatım boyunca maddi ve manevi hiçbir desteğini esirgemeyen aileme, tez çalışmalarım süresince ihmal etmeme rağmen sabırla bana destek olan eşime teşekkür ederim. Ayrıca biricik kızıma da sevgilerimi sunarım.

Deneysel sürücü sisteminin kurulması sırasındaki desteğinden dolayı Fırat Asansörleri Koll. Şti.'ne teşekkür ederim.

Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Yönetim Birimi'ne (FÜBAP-1869) proje dâhilinde tez çalışmalarına yaptığı desteklerden dolayı teşekkür ederim.

Hakan ÇELİK
Elazığ-2012

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ.....	I
İÇİNDEKİLER.....	II
ÖZET.....	IV
SUMMARY.....	V
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	VI
TABLolar LİSTESİ.....	XI
SİMGELER LİSTESİ.....	XII
KISALTMALAR LİSTESİ	XIII
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Genel Bilgi	1
1.2. Tezin Amacı	5
1.3. Tezin İçeriği	6
2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR.....	8
2.1. Giriş	8
2.2. Sabit Mıknatıslı Motorların Sınıflandırılması.....	8
2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı.....	10
2.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Kullanılan Mıknatıslar	11
2.4.1. Mıknatıslarda B-H Eğrisi	12
2.5. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Matematiksel Modeli.....	14
2.5.1. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların dq Sistemindeki Matematiksel Modeli.....	16
3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROL YÖNTEMLERİ ...	20
3.1. Giriş	20
3.2. Darbe Genişlik Modülasyonu Teknikleri.....	21
3.2.1. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu	21
3.2.2. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	22
3.2.2.1. Sektörün Belirlenmesi.....	27
3.2.3. Histerezis DGM	27
3.3. v/f Kontrol.....	28
3.4. Alan Yönlendirmeli Kontrol	29
3.4.1. Hız Kontrolörünün Tasarımı	31
3.4.2. Moment Kontrolörünün Tasarımı.....	36
3.4.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolünün Benzetimi	40
3.4.4. Benzetim ve Deneysel Çalışmalardan Elde Edilen Sonuçlar	43
4. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ	53
4.1. Giriş	53
4.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Histerezis Doğrudan Moment Kontrolü.....	54
4.2.1. Stator Manyetik Akısının Kontrolü	57
4.2.2. Rotor Açısının Hesabı.....	60
4.2.3. SMSM'nin Histerezis Doğrudan Moment Kontrolünde Genetik Algoritma ile Sabit Anahtarlama Frekansının Elde Edilmesi	61
4.2.3.1. Genetik Algoritma	61
4.2.3.2. Genetik Algoritma ile Sabit Anahtarlama Frekansının Elde Edilmesi	63

4.2.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Histerezis Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi	65
4.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Uzak Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrolü	68
4.3.1. SMSM'nin Uzak Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrolünde YSA ile PI Parametrelerinin Tahmini	71
4.3.1.1. Yapay Sinir Ağları	71
4.3.1.1. Yapay Sinir Ağlarının Sınıflandırılması	73
4.3.1.2. Yapay Sinir Ağlarının Yapılarına Göre Sınıflandırılması	73
4.3.1.3. Yapay Sinir Ağlarının Tasarımı	76
4.3.1.2. Yapay Sinir Ağları ile PI Parametrelerinin Tahmini	78
4.3.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Uzak Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi	81
4.4. Benzetim ve Deneysel Çalışmalardan Elde Edilen Sonuçlar	84
5. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DENEYSEL SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI.....	99
5.1. Giriş	99
5.2. Denetleyici Kart (DSP1103)	101
5.4. İnverter Modülü.....	102
5.5. İzolasyon Devresi	103
5.6. Ölü Zaman Devresi.....	104
5.7. Güvenli Veri İletim Devresi.....	105
5.8. Koruma Devresi.....	106
5.9. Akım ve Gerilim Algılayıcıları	107
5.10. Artımsal Konum ve Hız Algılayıcısı	108
5.11. Rotor Pozisyonunun Sıfıra Getirilmesi.....	109
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	111
6.1. Sonuçlar	111
6.2. Öneriler	113
KAYNAKLAR.....	114
EKLER.....	122
EK-1. Benzetim ve Deneysel Çalışmalarda Kullanılan Motor Parametreleri	122
EK-2. DS1103 Denetleyici Kartın Özellikleri	123
EK-3. PS22056 ASIPM İnverter Modülü.....	125
EK-4. HCPL-2631'in Teknik Özellikleri	127
EK-5. IXDP630'un Teknik Özellikleri	129
EK-6. SN75176A'nın Teknik Özellikleri.....	130
EK-7. LA 55-P'nin Teknik Özellikleri.....	132
EK-8. LV 25-P'nin Teknik Özellikleri.....	133
ÖZGEÇMİŞ.....	134

ÖZET

Mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler ve güçlü mıknatısların üretilmesi ile birlikte Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların (SMSM) kullanımı günümüzde giderek yaygınlaşmaktadır. SMSM'ler basit yapıları, yüksek verim değerleri ve birim hacim başına elde edilen yüksek güç oranı nedeniyle diğer motorlara göre daha fazla tercih edilmektedirler. SMSM'lerin kullanıldığı sürücü sistemlerinde motor kontrol yöntemi olarak v/f, Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) ve Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) kullanılmaktadır. DMK, dinamik cevabının ve performansının iyi olması nedeniyle diğer kontrol yöntemlerine göre daha üstün bir çalışma performansı sağlamaktadır. Bu nedenle son zamanlarda, SMSM'lerin kontrol yöntemi olarak DMK kullanılmaktadır.

Bu tez çalışmasında SMSM'nin kontrol yöntemlerinden olan AYK ve DMK yöntemleri için Matlab/Simulink'te benzetim yapılmış ve elde edilen sonuçlar irdelenmiştir. Histerezis DMK yönteminin en önemli sakıncalarından biri olan sabit anahtarlama frekansında çalışamama probleminin çözümü için literatürdeki çalışmalardan farklı olarak genetik algoritma ile sabit anahtarlama frekansının elde edildiği bir yapı önerilmiş ve önerilen yapıya ilişkin benzetim sonuçları verilmiştir.

Uzay vektör modülasyonlu DMK yöntemi, sabit anahtarlama frekansında çalışması ve yüksek örnekleme frekansına gerek duymaması nedeniyle SMSM'nin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak bu yöntemdeki PI kontrolörünün değişken çalışma şartlarına cevap verememesi nedeniyle büyük moment dalgalanmaları ve kararsız çalışma durumları ortaya çıkmaktadır. Bu çalışmada hız ve moment kontrolörü parametrelerinin, YSA ile tahmin edilerek güncellendiği ve böylece PI kontrolöründen kaynaklanan sorunların giderildiği adaptif bir kontrolör yapısı önerilmiştir.

SMSM'lerin AYK ve DMK yöntemlerinin deneysel olarak gerçekleştirilmesi için DSP 1103 Ace Kit kullanılarak SMSM'nin deneysel sürücü sistemi gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar ile deneysel sürücü sisteminden elde edilen sonuçlar karşılaştırılmış, SMSM'lerin kontrolünde DMK yönteminin daha iyi bir performans sağladığı görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor, Doğrudan Moment Kontrolü, Alan Yönlendirmeli Kontrol, Matlab/Simulink, DSP

SUMMARY

Direct Torque Control Based on DSP of Permanent Magnet Synchronous Motor

Using of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) becomes more and more widespread in conjunction with developments in microprocessor technology and production of powerful magnets. PMSM has advantages compared with other motor because of their simple structure, high efficiency, and high power rate obtained per unit volume. v/f , Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC) are the control methods used for PMSM drives. Since FOC achieves more performance and more high dynamic response than the other methods, DTC have been recently widely used as a control method for PMSM.

In this thesis, the simulations of the DTC control method and the FOC control method of PMSM were carried out in Matlab/Simulink. The obtained results were analyzed. One of the best important disadvantages of hysteresis DTC method does not provides the valid results at a fixed switching frequency. In order to get rid of the problem in this thesis, it was proposed a structure in which a fixed switching frequency can be obtained by using genetic algorithm as different from literature. Simulation results relating to the proposed structure were presented.

The DTC method with space vector modulations has been widely using at the control of PMSM because of operating at their fixed step switching frequency. However PI control in the DTC method does not meet all requirements for variable operating conditions. In which big moment ripples and unstable separating cases comes out. In this thesis, the speed parameters and the moment controller parameters were improved by using only a Feedforward Neural Networks (FNN). Therefore the obtained FNN controller removed the appeared problems due to PI. An adaptive PI controller was thus designed.

In order to experimentally realize the DTC and FOC methods, an experimental drive system using DSP 1103 Ace Kit was designed. Both experimental and simulation results were evaluated together. It was observed that the DTC method for the control of PMSMs achieved better performance compared to the other.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor, Direct Torque Control, Field Oriented Control, Matlab/Simulink, DSP

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 1.1. Motor kontrol yöntemleri	2
Şekil 2.1. Sabit mıknatıslı senkron motorların sınıflandırılması.....	9
Şekil 2.2. Yüzey mıknatıslı senkron motor	10
Şekil 2.3. İçten mıknatıslı senkron motor	10
Şekil 2.4. Sabit mıknatıslı malzemelerin yıllara göre gelişimi.....	12
Şekil 2.5. Mıknatıslarda B-H eğrisi	13
Şekil 2.6. Çeşitli mıknatıslara ait demagnetizasyon eğrileri	13
Şekil 2.7. Stator abc referans düzlemi, $\alpha\beta$ stator referans düzlemi ve $d-q$ rotor referans düzlemi.....	14
Şekil 2.8. 2 fazlı durağan eksen stator referans düzlemi.....	16
Şekil 2.9. 2-fazlı dönen rotor referans düzlemi	17
Şekil 2.10. SMSM'nin q-d eşdeğer devresi.....	18
Şekil 3.1. Gerilim kaynaklı inverterden beslenen SMSM.....	20
Şekil 3.2. Sinüzoidal DGM'nin prensip şeması	21
Şekil 3.3. Her bir ayırık uzay vektörü için çıkış gerilimleri.....	23
Şekil 3.4. a) Altıgen formunda uzay vektörler, b) referans gerilim vektörü	24
Şekil 3.5. Referans uzay vektörün 1. bölgede olması durumunda DGM işaretleri	26
Şekil 3.6. Histerezis DGM prensip şeması.....	28
Şekil 3.7. Histerezis DGM çıkış gerilimi	28
Şekil 3.8. Açık çevrim v/f kontrolü	29
Şekil 3.9. SMSM'nin AYK yöntemine ilişkin blok diyagramı	30
Şekil 3.10. SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı.....	31
Şekil 3.11. Alan zayıflatma bölgesinde SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı	31
Şekil 3.12. Hız kontrolörünün tasarımında kullanılan model	32
Şekil 3.13. Hız kontrolörünün tasarımında kullanılan z düzlemindeki motor modeli.....	34
Şekil 3.14. Hız kontrolörü için kök yer eğrisi diyagramı.....	36
Şekil 3.15. Moment kontrolörünün blok şeması.....	37
Şekil 3.16. z düzleminde akım kontrol döngüsü	38
Şekil 3.17. Moment kontrolörü için kök yer eğrisi diyagramı	39
Şekil 3.18. SMSM'nin AYK Matlab/Simulink benzetimi	41
Şekil 3.19. SMSM Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği	42

Şekil 3.20. UVDGM Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği.....	42
Şekil 3.21 3 fazlı gerilim kaynaklı inverter Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği ..	43
Şekil 3.22. abc/alfa-beta Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği.....	43
Şekil 3.23. alfa-beta/d-q Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği.....	43
Şekil 3.24. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için benzetim sonuçları a) hız, b) moment.....	44
Şekil 3.25. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment.....	44
Şekil 3.26. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları.....	45
Şekil 3.27. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları.....	45
Şekil 3.28. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durumda başlangıç anı için benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları.....	46
Şekil 3.29. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durumda başlangıç anı için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları.....	46
Şekil 3.30. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment.....	47
Şekil 3.31. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment.....	47
Şekil 3.32. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları.....	48
Şekil 3.33. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları.....	48
Şekil 3.34. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için yüklenme anındaki benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları.....	49
Şekil 3.35. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ yük için yüklenme anındaki deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları.....	49
Şekil 3.36. Referans hızın, 100 rad/s'den 200 rad/s'ye gitmesi durumunda, $T_y=0,6$ Nm yük için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) d-q eksen akımları.....	50
Şekil 3.37. Referans hızın, 100 rad/s'den 200 rad/s'ye gitmesi durumunda, $T_y=0,6$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment, c) d-q eksen akımları	50
Şekil 3.38. Referans hızın, 100 rad/s'den 200 rad/s'ye gitmesi durumunda, $T_y=0,6$ Nm yük için benzetim sonuçları a) üç fazlı stator akımları, b) yüklenme anı için üç fazlı stator akımları	51
Şekil 3.39. Referans hızın, 100 rad/s'den 200 rad/s'ye gitmesi durumunda, $T_y=0,6$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) üç fazlı stator akımları, b) yüklenme anı için üç fazlı stator akımları	51
Şekil 4.1. SMSM'nin histerezis DMK yönteminin blok diyagramı	54
Şekil 4.2. d-q ve x-y ekseninde vektör diyagramı	55

Şekil 4.3. DMK yöntemi için vektör diyagramı	57
Şekil 4.4. Uzak vektör gerilimleri.....	58
Şekil 4.5. a) Moment ve b) akı histerzis karşılaştırıcısı	59
Şekil 4.6. Rotor açısının hesaplanması	60
Şekil 4.7. Genetik algoritmanın akış diyagramı	61
Şekil 4.8. Histerezis DMK yönteminde moment değişimi.....	64
Şekil 4.9. SMSM'nin histerezis DMK yönteminin Matlab/Simulink benzetimi	66
Şekil 4.10. Akı histerezis karşılaştırıcısı Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği.....	67
Şekil 4.11. Moment histerezis karşılaştırıcısı Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği	67
Şekil 4.12. Sektör Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği	67
Şekil 4.13. DMK Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği	68
Şekil 4.14. Uzak vektör modülasyonlu DMK yönteminin blok diyagramı	68
Şekil 4.15. Uzak vektör modülasyonlu DMK yönteminin vektör diyagramı	70
Şekil 4.16. Temel yapay sinir ağı hücresi	72
Şekil 4.17. YSA'nın genel yapısı	73
Şekil 4.18. İleri beslemeli ağı yapısı.....	74
Şekil 4.19. Geri beslemeli ağı yapısı.....	74
Şekil 4.20. Eğitici öğrenme yapısı.....	75
Şekil 4.21. Eğitici öğrenme yapısı.....	75
Şekil 4.22. Destekleyici öğrenme yapısı.....	76
Şekil 4.23. YSA tahmin edicili uzak vektör modülasyonlu DMK	80
Şekil 4.24. Matlab /Nntraintool	81
Şekil 4.25. YSA'nın performans eğrisi.....	81
Şekil 4.26. Uzak vektör modülasyonlu DMK yönteminin Matlab/Simulink benzetimi.....	82
Şekil 4.27. Akı değişimlerinin hesaplandığı Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği ..	83
Şekil 4.28. Vd-Vq Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği.....	83
Şekil 4.29. Vref Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği	84
Şekil 4.30. 60 rad/s'lik referans hız ve Ty=1 Nm yük için benzetim sonuçları a) hız,	85
Şekil 4.31. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için benzetim sonuçları a) hız,	85
Şekil 4.32. 60 rad/s'lik referans hız ve Ty=1 Nm yük için benzetim sonuçları a) d-q ekseni akımları, b) üç faz stator akımları.....	86
Şekil 4.33. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için benzetim sonuçları a) d-q ekseni akımları, b) üç faz stator akımları.....	86
Şekil 4.34. Genetik algorithmadan elde edilen 0,3242 bant genişliği değeri için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) sürekli durumda moment	87

Şekil 4.35. 0,1 bant genişliği değeri için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) sürekli durumda moment	87
Şekil 4.36. Yüksüz durumda 60 rad/s'lik referans hız için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) stator akısı	89
Şekil 4.37. Yüksüz durumda 60 rad/s'lik referans hız için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment, c) stator akısı	89
Şekil 4.38. Yüksüz durumda 60 rad/s'lik referans hız için benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları	90
Şekil 4.39. Yüksüz durumda 60 rad/s'lik referans hız için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları	90
Şekil 4.40. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) stator akısı	91
Şekil 4.41. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment, c) stator akısı	91
Şekil 4.42. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları b) üç faz stator akımları	92
Şekil 4.43. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları b) üç faz stator akımları	92
Şekil 4.44. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durumda adaptif PI kontrolörü için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment, c) stator akısı	93
Şekil 4.45. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda adaptif PI kontrolörü için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment, c) stator akısı	93
Şekil 4.46. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durumda adaptif PI kontrolörü için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları	94
Şekil 4.47. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda adaptif PI kontrolörü için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları	94
Şekil 4.48. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda sabit parametrelili PI kontrolör için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment	95
Şekil 4.49. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda adaptif PI kontrolör için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment	95
Şekil 4.50. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda sabit parametrelili PI kontrolör için deneysel sonuçlar a) stator akısı, b) d-q eksen akımları	96
Şekil 4.51. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda adaptif PI kontrolör için deneysel sonuçlar a) stator akısı, b) d-q eksen akımları	96
Şekil 4.52. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda sabit parametrelili PI kontrolör için deneysel sonuçlar, a) üç faz stator akımları b) sürekli durumda üç faz stator akımları	97
Şekil 4.53. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda adaptif PI kontrolörü için deneysel sonuçlar a) üç faz stator akımları, b) sürekli durumda üç faz stator akımları	97
Şekil 5.1. Deneysel sürücü sistemin blok diyagramı	99

Şekil 5.2. Deneysel sürücü sisteminin fotoğrafı	100
Şekil 5.3. Sürücü devresinin fotoğrafı	100
Şekil 5.4. DSP denetleyici kart (DS1103).....	101
Şekil 5.5. Control Desk Developer Yazılımı.....	102
Şekil 5.6. İnverter sürücü devresinin fotoğrafı	103
Şekil 5.7. DSP giriş-çıkış devresi	103
Şekil 5.8. İzolasyon devresi.....	104
Şekil 5.9. Ölü zaman entegresinin giriş ve çıkış işaretleri	105
Şekil 5.10. SN75176A entegresinin bağlantı şekli	105
Şekil 5.11. Koruma devresi	106
Şekil 5.12. Ölü zaman devresi, koruma devresi ve güvenli veri iletim devresi	106
Şekil 5.13. Akım algılayıcı devre şeması.....	107
Şekil 5.14. Akım algılayıcı devresinin fotoğrafı	107
Şekil 5.15. Gerilim algılayıcı devresinin şeması	108
Şekil 5.16. Gerilim algılayıcı devresinin fotoğrafı	108
Şekil 5.17. Artımsal konum ve hız algılayıcısının çıkış işaretleri	109
Şekil 5.18. Rotor pozisyonunu sıfıra getirmek için motora uygulanan gerilimler	110

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. AYK ve DMK yönteminin karşılaştırılması.....	3
Tablo 2.1. Mıknatıslara ait büyüklükler.....	13
Tablo 4.1. İnverter için anahtarlama stratejisi.....	59
Tablo 4.2. Ağ türleri ve kullanım amaçları	77

SİMGELER LİSTESİ

B	: Manyetik akı yoğunluğu
B_r	: Kalıcı Akı yoğunluğu
B_m	: Makine ve dönen sistemin sürtünme katsayısı
H	: Manyetik alan şiddeti
H_c	: Mıknatısın koersitif kuvveti
H_{Te}	: Moment histerezis bant genişliği
H_Ψ	: Stator akısı histerezis bant genişliği
i_a, i_b, i_c	: Stator akımları
i_d, i_q	: d-q eksenli stator akımları
J	: Atalet momenti
K_p, K_i	: PI kontrolörünün oransal ve integral kazançları
L_s	: Stator indüktansı
L_d, L_q	: d-q eksenli indüktansları
V_a, V_b, V_c	: Stator faz-nötr gerilimleri
V_d, V_q	: d-q eksenli stator gerilimleri
p	: Motorun çift kutup sayısı
R_s	: Stator direnci
T_y	: Yük momenti
T_s	: Anahtarlama periyodu
T_e	: SMSM'de üretilen elektromanyetik moment
Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c	: Faz sargılarının toplam akıları
Ψ_d, Ψ_q	: d-q eksenli stator akıları
Ψ_s	: Stator akısı
Ψ_M	: Sabit mıknatısların oluşturduğu manyetik akının genliği
θ_e	: Rotorun elektriksel yer değiştirmesi
θ_{rm}	: Rotorun mekaniksel yer değiştirmesi
ω_e	: Elektriksel açısal hız
ω_{cw}	: Süzgecin açısal kesim frekansı
δ	: Yük açısı

KISALTMALAR LİSTESİ

SMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
DMK	: Doğrudan Moment Kontrolü
AYK	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
UVDGM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
YSA	: Yapay Sinir Ağları
BM	: Bulanık Mantık
AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım
PI	: Oransal İntegral Kontrolörü
DSP	: Sayısal İşaret İşleyici (Digital Signal Processor)
YMSM	: Yüzeysel Mıknatıslı Senkron Motor
İMSM	: İçten Mıknatıslı Senkron Motor

1. GİRİŞ

1.1. Genel Bilgi

Son yıllarda mıknatıs teknolojisindeki gelişmeler ile birlikte yüksek manyetik akı sağlayan mıknatısların üretilmesi sonucunda, sürücü sistemlerde Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların (SMSM) kullanımı giderek yaygınlaşmıştır. Bu motorlar yüksek verim, yüksek moment, birim hacim başına yüksek güç oranı gibi üstünlükleri nedeniyle endüstride kullanılan diğer motorların yerine tercih edilmektedirler. SMSM'ler robot teknolojisinde, asansörlerde, uçak teknolojisinde, yenilenebilir enerji kaynaklarında, elektrikli ulaşım araçlarında vb. birçok alanda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [1-67].

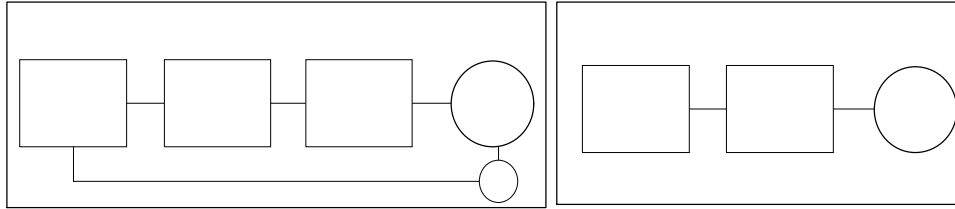
Endüstride yaygın bir şekilde kullanılmakta olan asenkron motorlar düşük hızlarda verimli bir şekilde kullanılamazlar. Bu durum özellikle servo uygulamalarda asenkron motorun kullanımını güçleştirmektedir. Bu nedenle düşük hızlarda verimli bir şekilde çalışabilen SMSM'lere olan ilgi giderek artmıştır. Daha önceleri asenkron motorların kullanıldığı asansör sistemlerinde SMSM'ler kullanılmaya başlamıştır. SMSM'lerin kullanıldığı asansör sistemlerinde doğrudan tahrik mümkün olmaktadır. Doğrudan tahrik sistemlerinde geleneksel tahrik sistemlerinde kullanılan dişli sistemleri kullanılmamaktadır. Bunun sonucunda da dişli sistemlerinin neden olduğu, dört bölge çalışamama ve düşük verim değerlerinde çalışma gibi olumsuzluklar da ortadan kaldırılmaktadır [67].

SMSM'ler mıknatısın yerleştirilme biçimine göre; yüzey mıknatıslı ve içten mıknatıslı olmak üzere iki şekilde imal edilirler. Yüzey mıknatıslı motorların rotor çaplarının küçük olması nedeniyle, eylemsizlik katsayısı düşük ve dinamik davranışları iyidir. İçten mıknatıslı motorlarda ise yüzey mıknatıslı motorlara göre daha yüksek akı yoğunluğu elde edilebilir ve hava aralığı daha küçük yapılabilir. Yüksek hızlarda, içten mıknatıslı motorlardaki mıknatısların merkezkaç kuvvetiyle dağılmaması da önemli bir üstünlüktür.

Rotorun biçimine göre ise silindirik kutuplu ve çıkık kutuplu olmak üzere iki çeşit motor vardır. Ayrıca bu motorlar üretilen zıt emk şekline göre Sabit Mıknatıslı Senkron Motor ve Fırçasız Doğru Akım Motoru olarak ikiye ayrılabilir. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar'ın ürettiği zıt emk sinüzoidaldir ve stator üç faz sargısı da aynı anda enerjilendirilir. Fırçasız doğru akım motorlarda ise üretilen zıt emk trapezoidaldir ve stator üç faz sargısının ikisi aynı anda enerjilendirilmektedir [29, 70].

Motorların yapısındaki gelişmeler ve iyileştirmelerin yanı sıra, sürücü kontrol yöntemlerinde de gelişmeler sağlanmıştır. Önceleri kullanılan skaler kontrol yöntemleri, istenilen performansı sağlayamadığından, günümüzde bu kontrol yöntemlerinin yerini yüksek performanslı vektör kontrol yöntemleri almıştır. SMSM'nin vektör kontrol yöntemlerinden olan Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK), güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler ile birlikte yaygın bir şekilde kullanılmaya başlamıştır. Bu kontrol yönteminde 3 fazlı motor denklemleri d-q dönüşümü yapılarak iki boyutlu vektör düzlemine aktararak motor kontrolü gerçekleştirilir. Alan yönlendirmesi için motorun d-eksen akımı olan i_d akımı sıfır yapılarak motorun kontrolü gerçekleştirilir. Bu durumda motor kontrolü q-eksen akımı olan i_q ile gerçekleştirilmektedir. AYK yönteminin en büyük sakıncası, rotor ile stator döner alanının senkronize edilmesi için konum bilgisi gerektirmesidir [1, 5, 13, 14, 21, 22, 54]

Doğrudan Moment Kontrolünde (DMK) stator akısı, rotor akısı ve moment, inverter için uygun bir anahtarlama stratejisi kullanılarak doğrudan kontrol edilebilir. DMK yönteminde moment ve akı hatalarının belirli bir histerezis bandı içinde tutulması, düşük anahtarlama frekansı elde edilmesi ve daha iyi bir harmonik içeriğe sahip olunması için çalışmalar yapılmaktadır. DMK ile esnek bir kontrol ve hızlı moment cevabı elde dileyebilir [2, 4, 8, 18, 25, 37].



Şekil 1.1. Motor kontrol yöntemleri

DMK yönteminin ilk teorik çalışmaları 1985 yılında Alman bilim adamı Depenbrock [68] tarafından gerçekleştirilmiş ve 1986 yılında Japon Bilim adamı Takahashi [69] tarafından bu çalışmalara devam edilmiştir. Bu yöntemin ticari olarak piyasaya sürülmesi ise ABB firması tarafından 1995 yılında gerçekleştirilmiştir [18].

DMK yönteminde kontrol büyüklükleri DA motorun kontrol yönteminde olduğu gibi motor akısı ve momenttir. AYK yönteminde ise genellikle motor akımının kontrolü için statora uygulanan gerilimin genliği ve frekansı, Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) ile kontrol edilerek motora uygulanmaktadır. Bu durum motorun kontrol süresini artırmakta

ve bunun sonucunda da moment ve hız cevabı DMK yönteminden daha kötü olmaktadır [7, 9].

DMK’da motor akısı ve moment bir histerezis bandı içinde kontrol edilir ve böylece DGM’den kaynaklanan sorunlar ortadan kalkar. Bu durumda sürücü performansı DA motorlarındaki sürücü performansına yaklaşır.

Tablo 1.1. AYK ve DMK yönteminin karşılaştırılması

Kontrol Yöntemi	Moment Kontrolü	Akı Kontrolü	Cevap Verme Hızı	Üstünlükleri	Sakıncaları
Alan Yönlendirmeli Kontrol	Dolaylı	Doğrudan	Yüksek	Yüksek doğruluk, iyi moment cevabı.	Hız aygılayıcısı mutlaka gerekli.
Doğrudan Moment Kontrolü	Doğrudan	Doğrudan	Yüksek	Orta seviyeli doğruluk için, hız algılayıcısı gerekmez, mükemmel moment cevabı.	Yüksek doğruluk için hız algılayıcısı gerekli.

Son yıllarda doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde Yapay Sinir Ağları (YSA) ve Bulanık Mantık (BM) yöntemleri yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [13, 19, 24]. Bunun yanında yeni geliştirilen Genetik Algoritma ve Karınca Koloni gibi optimizasyon yöntemleri de kullanılmaya başlanmıştır [52]. BM yöntemi uzman bilgisinden yararlanarak çıkarım yapabilme yeteneğine sahip olduğundan dolayı doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde kullanılmaktadır. YSA’da ise belli sayıda örnek ile eğitim yapılarak eğitilen ağ doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde kullanılmaktadır. YSA ile yapılan kontrol yöntemleri, parametre değişimlerinden ve matematiksel modellerde ihmal edilen veya modellenemeyen parametrelerden kaynaklanan olumsuzluklardan daha az etkilenmektedir. Bu nedenle son yıllarda YSA’nın kullanıldığı kontrol yöntemleri giderek yaygınlaşmaktadır [19, 39, 58].

SMSM’ler ile ilgili literatürde yapılan çalışmaların bazıları şunlardır:

1990’da Nandam ve Sen [70], 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. 1991’de Raymont ve Jeffrey [71], Motorola 6802 mikroişlemcisini kullanarak gerçek zamanda

adaptif bir kontrol gerçekleştirmişlerdir. Oluşturulan kontrolör için motor sistemi doğrusallaştırılmış ve modellenmeyen sistem dinamikleri ihmal edilmiştir.

1992’de Matsui ve Ohashi [72], SMSM’ler için DSP tabanlı bir adaptif kontrolör önermişlerdir. 1993’de Sharaf ve Ghosh [73], SMSM’ler için kural tabanlı bir bulanık mantık ile kontrol edilen bir kontrolör önermişlerdir.

1994’de Ko ve arkadaşları [74], SMSM için adaptif bir yük momenti gözlemleyicisi kullanarak dayanıklı bir sayısal konum kontrolörü tasarlamışlardır. 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 [75] ise SMSM’nin verimini arttırmayı hedefleyen bir çalışma yapmışlardır. 1995’de Cerruto ve arkadaşları [76], SMSM’lerin kullanıldığı robot uygulamaları için dayanıklı bir sayısal konum kontrolörü önermişlerdir.

1997’de Wijenayake ve Schmidt [77], makine manyetik parametrelerinin değişimini ve çekirdek kayıplarını dikkate alarak SMSM’nin iki eksenli akım modelini yapmışlardır. Jang-Mok ve Seung-Ki [78] ise İçten Mıknatıslı SMSM’nin alan zayıflatma bölgesindeki kontrolünü gerçekleştirmişlerdir.

1998’de Chung ve arkadaşları [79], 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. 2000’de Petrovic ve arkadaşları [80], moment dalgalanmalarını önlemek için yeni bir adaptif kontrol yöntemi önermişlerdir.

2001’de Zadeh [81], TMS320C31 DSP kullanarak vektör kontrol yöntemi ile sabit moment kontrolünü gerçekleştirmiştir. Demirbaş [29], SMSM’nin konum algılayıcısız kontrolüne ilişkin çalışmalar yapmıştır. Wenjin ve Huiling [64] ise SMSM’nin DSP tabanlı doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmiştir.

2002’de Comnac ve arkadaşları [59], konum algılayıcı sensörü kullanmadan, Kalman filtresi ile SMSM’nin hız ve doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmiştir. 2003’de Sun ve arkadaşları [44], hız sensörü kullanmadan uzay vektör modülasyonu ile SMSM’nin DMK yöntemini gerçekleştirmişlerdir. Faiz ve Zonoozi [55] ise SMSM’nin maksimum moment üretebilmesi için gereken stator akısının tahminini içeren bir çalışma yapmışlardır.

2004’de Zhao ve arkadaşları [87], 200000 d/dk gibi çok yüksek hızlarda çalışabilen SMSM’nin DSP tabanlı kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Liu ve arkadaşları [40] ise

SMSM'nin DMK yönteminin bulanık mantık uygulamasını yapmışlardır. 2005'de Kim ve arkadaşları [88], uzay uygulamaları için üç eksenli hareket simülatöründe kullanılmak üzere SMSM'nin adaptif kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Pacas ve Weber [53] ise SMSM'nin DMK yöntemi için adaptif bir kontrol yöntemi önermişlerdir.

2006'da Jolly ve arkadaşları [89], SMSM'nin sabit güç bölgesindeki kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Arroyo [15] ise SMSM sürücü sisteminin modelini ve benzetimini yapmıştır. 2007'de Kaewjinda ve Konghirun [21], resolver sensörü kullanarak SMSM'nin vektör kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. He ve Jiang [30] ise SMSM'nin DMK yöntemi için değişken yapıda bir kontrolör önermişlerdir.

2008'de Soliman ve Elbuluk[45] SMSM'nin DMK yönteminde Bulanık Mantık kullanarak moment dalgalılığının azaltılmasına yönelik bir çalışma yapmışlardır. Öztürk [9], ise Sinüzoidal EMK'ya sahip olmayan SMSM'nin DMK yöntemine göre kontrolünü gerçekleştirmiştir. 2009'da Jiefan ve arkadaşları [24], SMSM'nin kontrolünde geliştirilmiş DMK yöntemini kullanmışlardır. Bu yöntemde kayan kipli kontrol yöntemi kullanılmıştır.

2010 yılında Beerten ve arkadaşları [25], SMSM'nin DMK yönteminde akı ve moment dalgalılığının azaltılmasına yönelik bir çalışma yapmışlardır. 2011'de Singh ve arkadaşları [41], SMSM'nin DMK yönteminin performansını arttırmaya yönelik bir çalışma yapmışlardır.

1.2. Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında;

- Son zamanlarda sürücü sistemlerde, özellikle servo uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanan SMSM'nin kontrol yöntemlerinin detaylı bir şekilde incelenmesi ve bu kontrol yöntemlerinden AYK ve DMK'nın Matlab/Simulink ortamında benzetimlerinin yapılması. Daha sonra, bu benzetim çalışmalarından faydalanılarak SMSM'nin kontrol yöntemlerinin motor performansı üzerindeki etkilerinin belirlenmesi,
- SMSM'nin deneysel sürücü sisteminin gerçekleştirilerek, SMSM'nin vektör kontrol yöntemlerinden olan AYK ve DMK 'nın deneysel olarak gerçekleştirilmesi,
- Deneysel çalışmalarda kullanılan 1,5 kW gücündeki SMSM'nin DSP kullanarak DMK yöntemi ve AYK yöntemi ile gerçek zamanlı kontrolü sırasında uygulamadan kaynaklanan sorunların belirlenmesi ve bu sorunların giderilmesine yönelik çalışmaların yapılması,

- Oluşturulan deneysel sürücü sistem yardımıyla SMSM'nin vektör kontrol yöntemlerinden olan AYK ve DMK yöntemlerinin motor performansı üzerindeki etkilerinin karşılaştırılması ve DMK yönteminin hızlı moment cevabı ve esnek kontrol yapısı vb., üstünlüklerinin deneysel olarak gösterilmesi,
- Uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminin deneysel uygulamalarında görülen büyük moment dalgalanmalarının, adaptif kontrol algoritmalarında yaygın olarak kullanılan YSA tabanlı adaptif bir yapı ile azaltılması,
- Son zamanlarda mühendislik problemlerinin çözümünde yaygın olarak kullanılan genetik algoritma ile, Histerezis DMK yönteminin en önemli sakıncalarından biri olan değişken anahtarlama frekansı probleminin çözülmesi amaçlanmıştır.

1.3. Tezin İçeriği

Bu tez çalışması toplam altı bölüm ve eklerden oluşmaktadır.

Birinci bölümde SMSM'lerin kullanım alanları ve kontrol yöntemlerine genel bir bakış yapılmış ve literatürdeki çalışmalardan bahsedilmiştir. Daha sonra da tezin amacına yönelik bilgiler verilmiştir.

Tezin ikinci bölümünde SMSM'lerin yapısı, çeşitleri ve kullanılan mıknatıslarla ilgili bilgiler verildi. Ayrıca SMSM'lerin modellenmesi ve matematiksel denklemleri verilmiştir.

Üçüncü bölümde, SMSM'lerin kontrol yöntemleri ele alınarak, AYK yöntemine ilişkin benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar ile beşinci bölümde verilen deneysel sürücü sistemden elde edilen sonuçlar karşılaştırılmalı olarak verilmiştir.

Dördüncü bölümde SMSM'nin DMK yöntemi ile ilgili genel bilgiler verilmiştir. Daha sonra histerezis DMK yönteminde genetik algoritma ile sabit anahtarlama frekansının elde edildiği yapıya ilişkin bilgiler verilmiştir. Ayrıca uzay vektör modülasyonlu DMK yöntemindeki hız ve moment kontrolörü parametrelerinin, YSA ile tahmin edilerek güncellendiği adaptif bir kontrolör yapısı verilmiştir. SMSM'nin DMK yönteminin Matlab/Simulink benzetimi yapılmış ve elde edilen sonuçlar ile beşinci bölümde verilen SMSM'nin deneysel sürücü sisteminden DMK yöntemine ilişkin elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Beşinci bölümde deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM sürücü sisteminin tasarımı ve gerçekleştirilmesi ile ilgili bilgiler verilmiştir.

Altıncı ve son bölümde ise, yapılan çalışmalardan elde edilen sonuçlar hakkında genel değerlendirmeler yapılmıştır. Ayrıca bundan sonra yapılacak çalışmalar için öneriler verilmiştir.

Tezin ek kısmında ise deneysel ve benzetim çalışmalarında kullanılan SMSM'nin teknik özellikleri, DSPACE 1103 denetleyici kartın genel özellikleri, PS22056 ASIPM inverter modülü ve deneysel sürücü sisteminde kullanılan bazı devre elemanlarına ait katalog bilgileri verilmiştir.

Bu tez çalışması Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Proje Birimi tarafından FÜBAP-1869 numaralı proje ile desteklenmiştir.

2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

2.1. Giriş

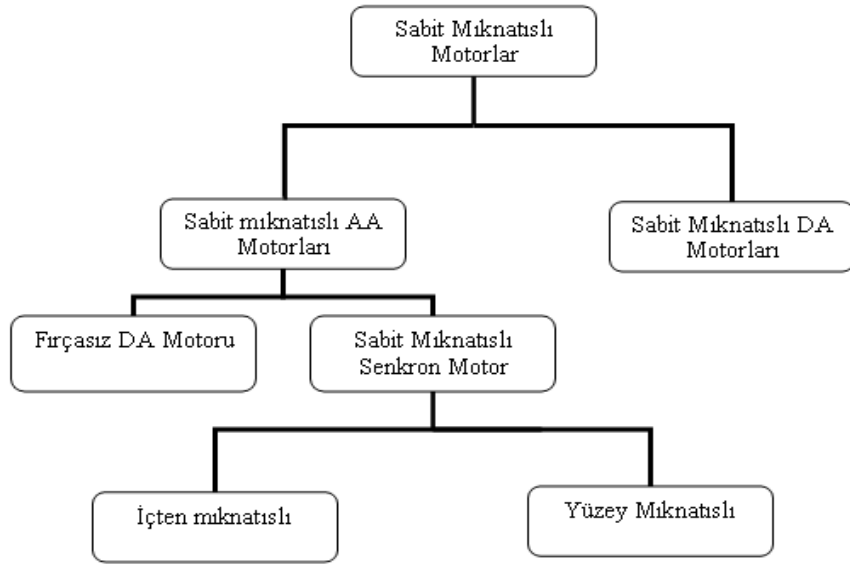
Geleneksel senkron motorların, statorunda ve rotorunda sargılar bulunmaktadır. Çoğunlukla yükten bağımsız olarak sabit hız istenen sürücü sistemlerde kullanılırlar. Senkron motorlar, değişken frekans kaynağı ile beslenirse hız ayarı yapılabilir. Senkron motorların, DA motorlarına göre motor boyutları ve atalet momentleri daha küçüktür, Asenkron Motorlara göre ise verimleri ve güç faktörleri daha yüksektir [70, 77].

SMSM'lerde geleneksel senkron motorlardan farklı olarak uyartım alanı mıknatıslar tarafından sağlanır. Bu durum motorun yapısını küçülterek, bakır kayıplarını azalttığından verimin artmasına neden olur. Ayrıca, komütatör ve fırça yapısı kullanılmadığından patlamalı ve tozlu ortamlarda kullanılabilirler. SMSM'lerin verimleri geleneksel senkron motorlara göre daha yüksek değerlere çıkabilmektedir. Son yıllarda mıknatıs teknolojisindeki gelişmeler sonucunda, yüksek manyetik akı sağlayan mıknatısların üretilmesi ile birlikte bu motorların kullanımı da giderek artmaktadır. SMSM'lerin kontrolünde kullanılan güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler ile birlikte SMSM'lere olan ilgi de giderek artmıştır [3,7,9,11].

2.2. Sabit Mıknatıslı Motorların Sınıflandırılması

Sabit mıknatıslı motorlar Şekil 2.1'de verildiği gibi ilk olarak besleme gerilimine göre sabit mıknatıslı DA motorları ve sabit mıknatıslı AA motorları olarak iki gruba ayrılırlar. Sabit mıknatıslı DA motorları genellikle küçük güçlüdür ve stator manyetik alanı mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Geleneksel DA motorlarında olduğu gibi fırça ve kollektör yapısına sahiptirler [77].

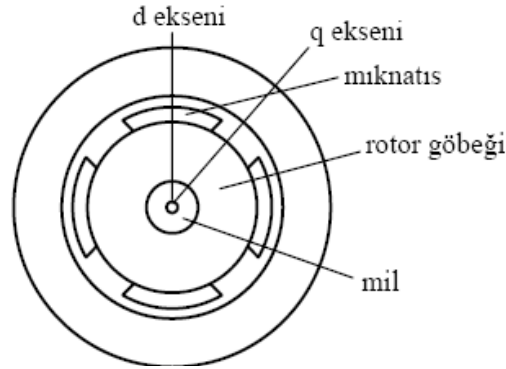
Sabit mıknatıslı AA motorlarında uyartım alanı rotora yerleştirilen mıknatıslar tarafından sağlanır ve bu motorlar senkron motor olarak çalışırlar. Bu motorlarda fırça ve kolektör düzeneği bulunmadığından, geleneksel DA motorlarının patlamalı ve tozlu ortamlarda çalışamama ve bakım gerektirme gibi sakıncalarına sahip değildirler. Fakat bu motorların bir sakıncası, rotor dönme frekansı ile statora uygulanan gerilimin frekansının senkronize edilebilmesi için bir konum algılayıcısına ihtiyaç duymalarıdır [11, 29, 56].



Şekil 2.1. Sabit mıknatıslı senkron motorların sınıflandırılması

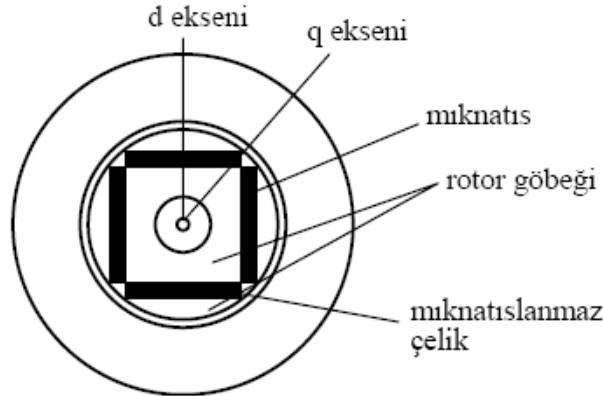
Sabit mıknatıslı AA motorları Fırçasız DA motoru ve sabit mıknatıslı senkron motor olarak ikiye ayrılırlar. Fırçasız DA motorlarında manyetik alan yamuk biçiminde olduğundan bu motorlara Yamuk tip sabit mıknatıslı motorda denilmektedir. Bu motorların çalışma biçimi geleneksel DA motorlarına benzerdir. Bu motorda, fırça ve kolektör düzeneğinin yapmış olduğu komütasyon işlemi güç elektroniği elemanları ile elektronik olarak gerçekleştirilmektedir. Yüksek hızlar elde etmek için anahtarlama frekansının artırılması gerekir. Bu komütasyon işlemi nedeniyle, bu motorlarda elde edilen moment sabit değildir [78-80].

Sabit mıknatıslı senkron motorlara, sinüzoidal tip sabit mıknatıslı motor da denilir. Bu motorlarda stator sargılarına üç faz gerilim uygulanır ve bu gerilim ile rotorun dönme frekansının senkronize edilmesi gerekir. Statorlarındaki sargılar dağıtılmış yapıda olduğundan stator tarafından oluşturulan alan sinüzoidal şekildedir. Bu haliyle stator yapısı asenkron motorun stator yapısına benzemektedir. Fırçasız DA motoruna göre moment daha düzgündür. Bu motorlar rotora mıknatısların yerleştirilme biçimine göre Yüzey Mıknatıslı Senkron Motor (YMSM) ve İçten Mıknatıslı Senkron Motor (İMSM) olmak üzere ikiye ayrılır. YMSM basit yapısı nedeniyle yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu motorun en büyük sakıncası ise yüksek hızlarda rotora yerleştirilen mıknatısların merkezkaç kuvvetine karşı koyamamasıdır. Genellikle düşük hız uygulamalarında kullanılır [11, 12].



Şekil 2.2. Yüzey mıknatıslı senkron motor

İMSM’lerde mıknatıslar, rotorda açılan oluklara yerleştirilirler. Bu motor tipinde, mıknatısın etrafı hava yerine manyetik malzeme ile dolu olduğundan relüktans momenti oluşmaktadır. İMSM’lerin YMSM’lere göre en büyük üstünlüğü, yüksek hızlara çıkabilmesidir. Mıknatıslar, rotora gömülü olduklarından merkezkaç kuvvetine karşı koyabilirler ve böylece yüksek hızlara çıkabilirler. Sakıncası ise maliyetlerinin yüksek olması ve motorun çıkık kutup özelliği nedeniyle, endüvi reaksiyonunun artmasıdır [56, 66]. Endüvi reaksiyonu, endüvi manyetik alanının kutup alanının, kutup alanına gösterdiği tepkidir. Endüvi reaksiyonunun etkisini azaltmak için, kutup ayaklarına oluklar açılır, kutup ayakları tarak şeklinde yapılır veya yardımcı kutup ve kompanzasyon sargısı kullanılır.



Şekil 2.3. İçten mıknatıslı senkron motor

2.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı

Bu motorlarda stator, döner alanı oluşturan 3 fazlı sargıların bulunduğu kısımdır. Bu motorda dağıtılmış sargılar kullanılır. Toplu sarımlar bu motorda kullanılmaz. Statorda manyetik geçirgenliği yüksek olan silisyumlu saclar kullanılır. Mıknatısların da üzerinde bulunduğu kısım, motorun döner kısmıdır. Mıknatıslar kutupları oluşturur. Silindirik ve çıkıntılı olmak üzere iki tip rotor vardır [11, 29].

Bu motorlarda kullanılan konum algılayıcılar, rotor dönme frekansı ile statora uygulanan frekansın senkronize edilmesi için büyük önem taşır. Konum algılayıcısı olarak, artımsal konum algılayıcısı yaygın olarak kullanılır. Bu konum algılayıcıları motorun dönme açısına göre tek kanallı veya iki kanallı darbeler üretirler. Bu darbeler kullanılarak hız ve açısal yer değiştirme ölçülebilir. Üretilen darbelerin sayısı dönen diskin yer değiştirmesiyle doğru orantılıdır. Bu algılayıcılar ile rotorun dönüş yönünde belirlenebilir [3].

2.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Kullanılan Mıknatıslar

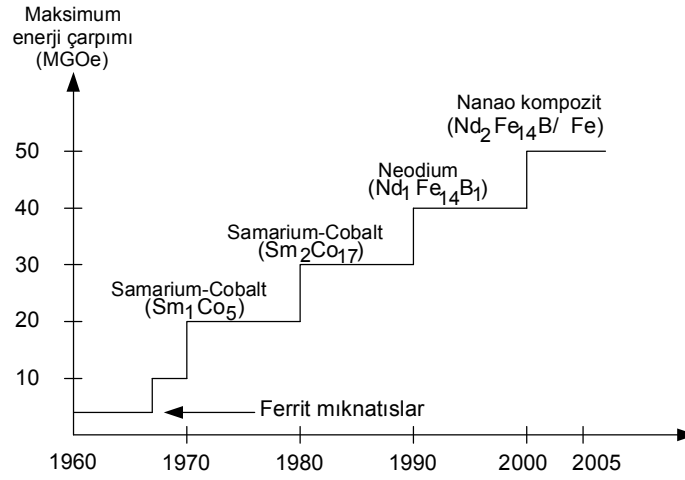
Önceleri küçük güçlü motorlarda uyartımın sağlanabilmesi için krom çelik ve diğer sert çelik mıknatıslar kullanılırdı. 1930'lu yıllarda Al-Ni-Co sabit alaşımlı mıknatısların bulunması ve büyük güçlü motorların uyartımı için kullanılması ile Sabit Mıknatıslı Motorların kullanım oranı artmıştır. Bu mıknatıslarda kalıcı akı yoğunluğu (Br) oldukça yüksektir, fakat düşük koersitif kuvvetleri, özellikle sabit akım gerektiren uygulamalarda kullanımını sınırlar [1, 3, 29].

1950'li yıllarda Baryum, Stronsiyum veya kurşunun demir oksitlerle oluşturduğu ferrit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi ile sabit mıknatıslı motorlarda bu mıknatıslar kullanılmaya başlamıştır. Yüksek koersitif kuvvete sahip olmaları nedeniyle sabit mıknatıslı motorlara uyum sağlamışlardır.

1980'li yıllarda nadir toprak elementi olan Sm-Co ve Nd-Fe-B mıknatısların geliştirilmesi ile sabit mıknatıslı motorların kullanım oranında büyük artış olmuş ve elektrik makinalarında uyartım için DA kaynağı yerine mıknatıs kullanma fikri daha ön plana çıkmıştır. Samaryum kobalt sabit mıknatıslar, Al-Ni-Co mıknatıslar kadar yüksek akı yoğunluğuna sahip ve Ferrit mıknatıslı malzemelerin sahip olduğu koersitif güçten daha büyük bir koersitif güce sahiptir. Nd-Fe-B alaşımlı sabit mıknatıslar Samaryum Kobalt mıknatıslar ile karşılaştırılabilecek kadar teknik özellikler sahip ve daha ucuz mıknatıslardır. Nd-Fe-B mıknatısları bugün en yaygın olarak bilinen ve sabit mıknatıslı motorların uyartımı için en çok kullanılan mıknatıslardır [70, 72].

Manyetik malzemeler yumuşak malzeme ve sert malzeme olmak üzere ikiye ayrılırlar. Bir mıknatısın manyetik özellikleri kolaylıkla bozulabiliyorsa bu manyetik malzeme yumuşak malzeme denir. Manyetik özelliklerini kolaylıkla kaybetmeyen malzemelere de sert malzeme denir. Yumuşak malzemelerin mıknatıslığını devam ettirmesi için üzerine bir uyartım magneto motor kuvveti uygulanması gerekir. Fakat sert manyetik malzemelerde

ise uyartım magneto motor kuvveti olmadan da mıknatıslık devam etmektedir. Şekil 2.4’de sabit mıknatıslı malzemelerin yıllara göre gelişimi verilmiştir.



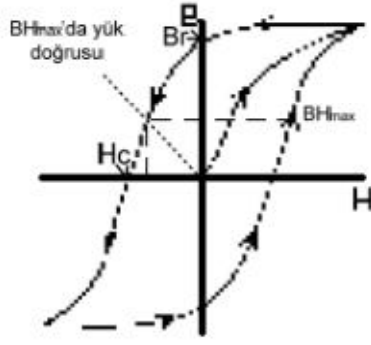
Şekil 2.4. Sabit mıknatıslı malzemelerin yıllara göre gelişimi

Mıknatısın oluşturduğu enerji ne kadar yüksek olursa elde edilebilen moment değeri de o kadar büyük olur ve aynı güçteki diğer motorlara göre boyutları da küçülür. Bunun sonucunda da motorun atalet momenti küçük olur [29, 70].

2.4.1. Mıknatıslarda B-H Eğrisi

Mıknatıslarda B-H eğrisi, mıknatıs özelliklerini gösteren bir histerezis eğrisidir. Bu eğride mıknatıs bir dış manyetik alanı ile doyuma ulaştırılmakta, demagnetize edilmekte, ters yönde doyuma getirilmekte ve magnetize edilmektedir.

Şekil 2.5’de B_r ve H_c ile gösterilen alan demagnetizasyon eğrisidir ve bu eğri uygulamada kullanılan mıknatısların davranışını temsil eder. Bu eğrinin B eksenini kestiği nokta B_r (artık indüksiyon), H eksenini kestiği nokta ise H_c (koersitif kuvvet) olarak isimlendirilir. B ve H’nin maksimum olduğu nokta BH_{max} olarak isimlendirilir ve maksimum enerji noktasını temsil eder. Bunlar mıknatısın en önemli üç özelliğidir. B_r değeri mıknatısın, kapalı devre şartlarında üreteceği maksimum indüksiyonu temsil eder. H_c (koersitif kuvvet) ise, dış manyetik alanın etkisiyle mıknatısın demagnetize olacağı H değerini temsil eder. Bu değer, mıknatısın dış alanlardan ne kadar etkileneceğini belirleyen bir büyüklüktür. [1, 29]

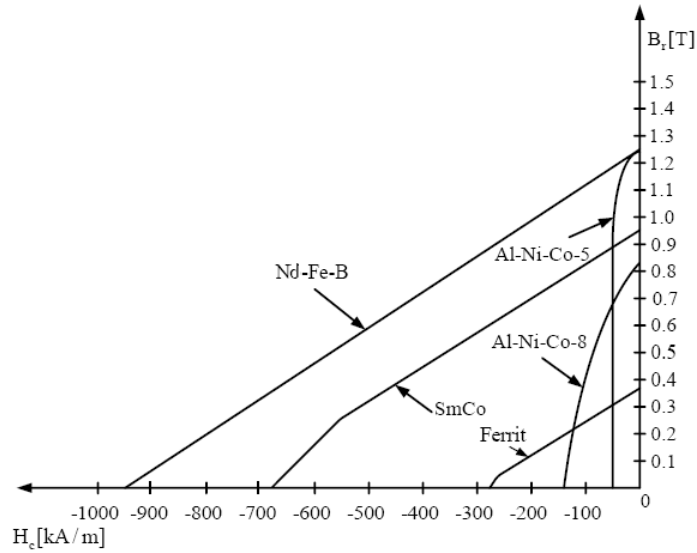


Şekil 2.5. Mıknatıslarda B-H eğrisi

Şimdiye kadar bahsedilen mıknatıs çeşitlerine ait demagnetizasyon eğrileri Şekil 2.6'da verilmiştir. Tablo 2.1'de ise bu mıknatıslara ait B_r , H_c ve BH_{max} değerleri görülmektedir.

Tablo 2.1. Mıknatıslara ait büyüklükler

Mıknatıs tipi	B_r (T)	H_c (kA/m)	BH_{max} (kJ/m ³)
Nd-Fe-B	1,2	50	44
Al-Ni-Co	1,2	900	250
Ferrit	0,4	250	30
Sa-Co	0,9	650	150



Şekil 2.6. Çeşitli mıknatıslara ait demagnetizasyon eğrileri

Demagnetizasyon olayının en fazla etkilendiği fiziksel olay sıcaklık değişimleridir. B_r ve H_c büyüklüklerinin ve genel olarak demagnetizasyon olayının sıcaklığa bağımlı olması mıknatıslı manyetik devrelerin tasarımında karşılaşılan en önemli güçlüktür. Cruie olarak

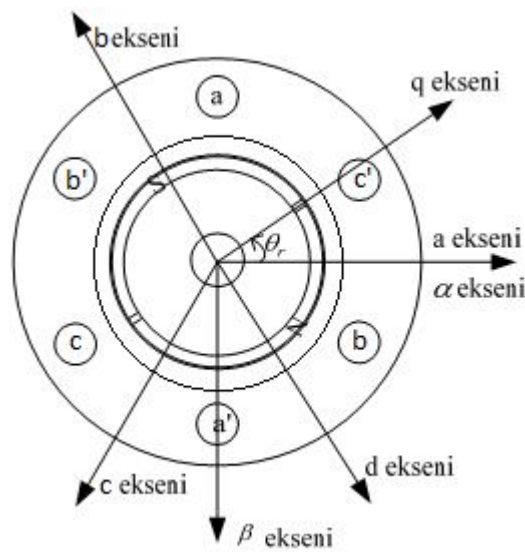
adlandırılan bir sıcaklık değeriinde tüm manyetik malzemeler manyetik özelliklerini kalıcı olarak kaybederler [2].

2.5. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Matematiksel Modeli

Bu bölümde Şekil 2.7’de verilen SMSM’nin üç fazlı abc ve d-q eksenindeki matematiksel modeli ele alınacaktır. Bu model ile gerilim ve akımın herhangi bir değeri için SMSM’nin hem geçici hem de sürekli durum davranışı incelenebilecektir [2, 6].

Model oluşturulurken aşağıdaki varsayımlar yapılmaktadır.

- Üç fazlı stator sargıları sinüzoidal bir hava aralığı akısı oluşturacak ve kutup sayısına bağlı olarak 120° ’lik elektriksel açı sağlayacak şekilde statora düzgün bir şekilde (dağıtılmış) yayılmıştır.
- Doyma ve dış etkileri ihmal edilmiştir.
- Histerezis ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir.
- Deri olayı ihmal edilmiştir.
- Direnç ve indüktans değerlerinin sıcaklık ve frekanstan etkilenmediği kabul edilmiştir.
- Mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilmiştir.
- Sabit mıknatısların oluşturduğu toplam manyetik akı değeri sıcaklıktan bağımsız ve sabit olarak kabul edilmiştir [1, 3, 14].



Şekil 2.7. Stator abc referans düzlemi, α - β stator referans düzlemi ve d-q rotor referans düzlemi

Bu durumda üç fazlı gerilim ifadeleri Denklem 2.1'deki gibi yazılabilir. Bu ifadede faz sargılarına ait akı değerleri yerine yazılırsa Denklem 2.2'deki gerilim ifadeleri elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e \psi_M \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \cos(\theta_e - 120^\circ) \\ \cos(\theta_e + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Burada V_a , V_b , V_c stator faz-nötr gerilimlerini, ψ_a , ψ_b , ψ_c faz sargılarının toplam akılarını, i_a , i_b , i_c stator akımlarını, ψ_M sabit mıknatısların oluşturduğu manyetik akının statora indirgenmiş genliğini, R_s stator direncini, L_s ise stator indüktansını temsil etmektedir. θ_e ise rotorun elektriksel yer değiştirmesini temsil etmektedir.

Elektromanyetik moment ifadesi üç faz akımları cinsinden,

$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}]^T \cdot \frac{\partial [L_{abc}]}{\partial \theta_r} [i_{abc}] + [i_{abc}]^T \cdot \frac{\partial [\psi_{abc}]}{\partial \theta_r} \right\} \quad (2.3)$$

gibi ifade edilebilir. Burada; θ_r mekaniksel rotor konumu, p ise motorun çift kutup sayısıdır.

Hareket denklemi ise,

$$T_e - T_y = J \left(\frac{1}{p} \right) \frac{d\omega_e}{dt} + B_m \left(\frac{1}{p} \right) \omega_e \quad (2.4)$$

gibi yazılır. Burada; ω_e elektriksel açısal hız, J atalet momenti, T_y yük momenti ve B_m makine ve dönen sistemin sürtünme katsayısıdır. θ_e elektriksel konum ile ω_e elektriksel açısal hız arasında Denklem 2.5'deki gibi bir bağıntı yazılabilir.

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (2.5)$$

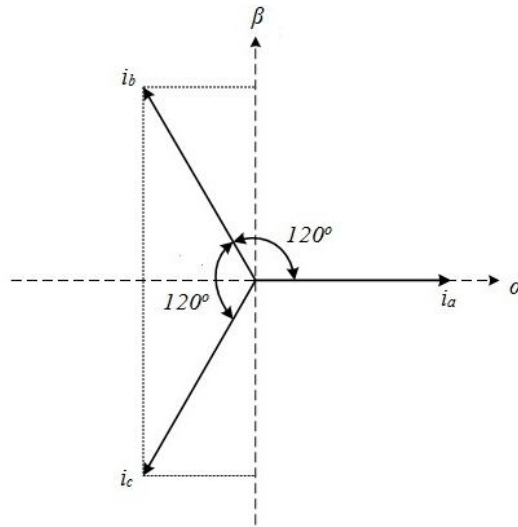
θ_e elektriksel konum ile θ_r mekaniksel konum arasında Denklem 2.6'daki gibi bir bağıntı vardır.

$$\theta_r = \frac{1}{p} \theta_e \quad (2.6)$$

Stator indüktansları, öz indüktans ve ortak indüktansın toplamıdır. Bu değerler θ_r 'ye bağlı olarak değişir. θ_r de zamanla değiştiğinden, indüktans değerleri de zamanla değişir. Bu durumda moment ve gerilim ifadelerinin çözümü zorlaşır. Bu nedenle denklemlerin çözümünü kolaylaştırmak için indüktans matrisi elemanlarının zamanla değişmediği bir eksen takımına geçmek gerekir. $qd0$ dönüşümü bu nedenle yapılır. Bu dönüşüm sonucunda indüktans matrisi elemanları sabit katsayılar haline gelmektedir [3, 11].

2.5.1. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların dq Sistemindeki Matematiksel Modeli

Üç fazlı sistemlerin d - q eksen dönüşümü yapılmadan önce, α - β olarak isimlendirilen durağan stator düzlemine dönüşüm yapılır. Bu işlemde, Clarke dönüşümü kullanılarak üç fazlı makine denklemleri 2 fazlı durağan eksenle ifade edilmektedir. Şekil 2.8'de üç fazlı sistemin akımları ve α - β olarak isimlendirilen durağan eksenler görülmektedir.



Şekil 2.8. 2 fazlı durağan eksen stator referans düzlemi

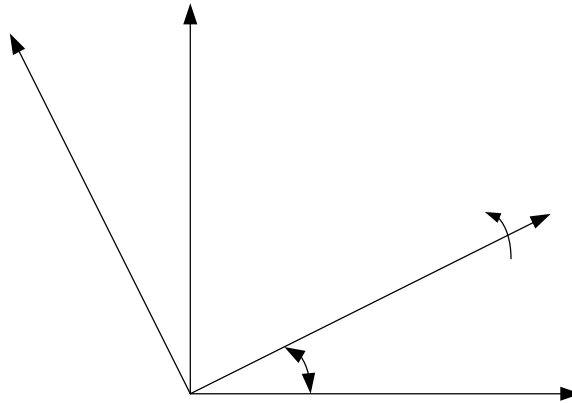
Denklem 2.7'de verilen Clarke dönüşümü ile üç fazlı stator akımları durağan stator referans düzleminde ifade edilmektedir. Bu dönüşümdeki i_0 , sıfır bileşenidir ve dengeli sistemlerde değeri sıfırdır.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Denklem 2.7'deki $2/3$ ifadesi üç fazlı sistemdeki güç değerlerinin, 2 fazlı durağan eksene dönüştürülmesini ifade etmektedir. Bu dönüşümün tersi olarak durağan referans düzlemindeki ifadeler stator abc düzleminde Denklem 2.8'deki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Motor değişkenleri, rotor referans düzleminde ifade edilirse rotor konumuna göre değişim ortadan kalkar ve daha basit bir motor modeli elde edilebilir. Bu dönüşüm için rotor konumunun bilinmesi gerekir. Şekil 2.9'da dönen rotor referans eksenleri görülmektedir.



Şekil 2.9. 2-fazlı dönen rotor referans düzlemi

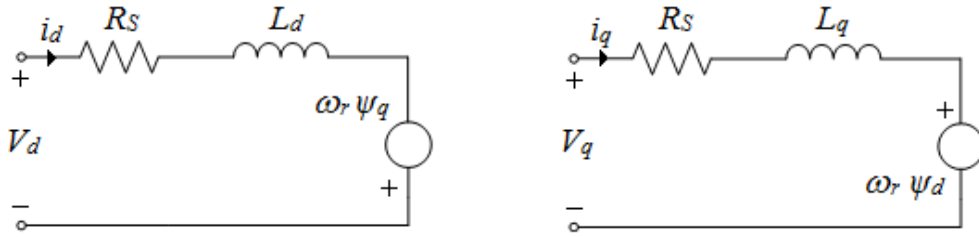
Motor akımlarının, rotor referans ekseninde ifade edilmesi için Park dönüşümü kullanılmaktadır. Denklem 2.9'da Park dönüşümü, Denklem 2.10'da ise ters Park

dönüşümü verilmiştir. d - q rotor dönen referans eksenini ile α - β stator durağan eksenini arasındaki dönüşümler bu denklemler kullanılarak gerçekleştirilmektedir.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Denklem 2.7, 2.8, 2.9 ve 2.10'da akımlar için verilen dönüşümler matematiksel modeldeki diğer büyüklüklere de uygulanarak Şekil 2.10'da gösterilen SMSM'nin q - d eşdeğer devresi elde edilir.



Şekil 2.10. SMSM'nin q - d eşdeğer devresi

Eşdeğer devrelerden,

$$V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_r \psi_q \quad (2.11)$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_r \psi_d \quad (2.12)$$

olur. Burada; 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.

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_M \quad (2.13)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (2.14)$$

Burada, Ψ_M mıknatıs akısıdır. L_d ve L_q ise d - q eksenı indüktanslarıdır. Denklem 2.13 ve 2.14, Denklem 2.11 ve Denklem 2.12’de yerine yazılırsa bu durumda d - q eksen gerilimleri

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \quad (2.15)$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \Psi_M \quad (2.16)$$

olur. Denklem 2.3’de verilen moment denklemi q - d eksenı büyüklüklerine göre yeniden düzenlenirse,

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_d i_q - \Psi_q i_d] \quad (2.17)$$

olur. Denklem 2.13 ve 2.14’te verilen Ψ_d ve Ψ_q akıları, Denklem 2.17’de yerine yazılırsa moment denklemi,

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_M i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (2.18)$$

olarak elde edilir. Bu denklemde, birinci terim mıknatıs tarafından üretilen momenti 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,

$$T_e = \frac{3p}{2} [\Psi_M i_q] \quad (2.19)$$

olarak elde edilir.

3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROL YÖNTEMLERİ

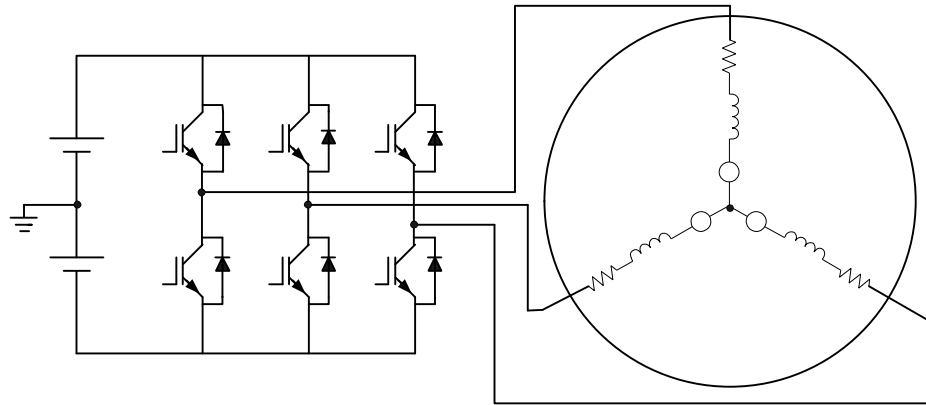
3.1. Giriş

SMSM'lerin stator yapısı asenkron motorlar ile aynı olduğundan, genel olarak bu motorlara uygulanan kontrol yöntemlerinin tümü SMSM'lere de uygulanabilir. Bu kontrol yöntemleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [6, 11].

- v/f Kontrol
- Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK)
- Doğrudan Moment Kontrolü (DMK)

Bu bölümde SMSM'nin kontrol yöntemi olarak v/f ve AYK ele alınacaktır. DMK ise 4. Bölümde ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

SMSM'nin kontrol yöntemlerinde motora uygulanan değişken genlikli ve değişken frekanslı gerilimlerin elde edilmesi için DGM teknikleri kullanılmaktadır. Şekil 3.1'de DGM ile elde edilen sürme işaretleri ile gerilim kaynaklı bir inverter kontrol edilerek, inverter çıkışında elde edilen değişken gerilim ve frekansa sahip gerilim SMSM'nin statoruna uygulanarak, SMSM kontrol edilir. Ayrıca DGM teknikleri ile çıkış akımının harmonik içeriği de kontrol edilebilir [3, 6].



Şekil 3.1. Gerilim kaynaklı inverterden beslenen SMSM

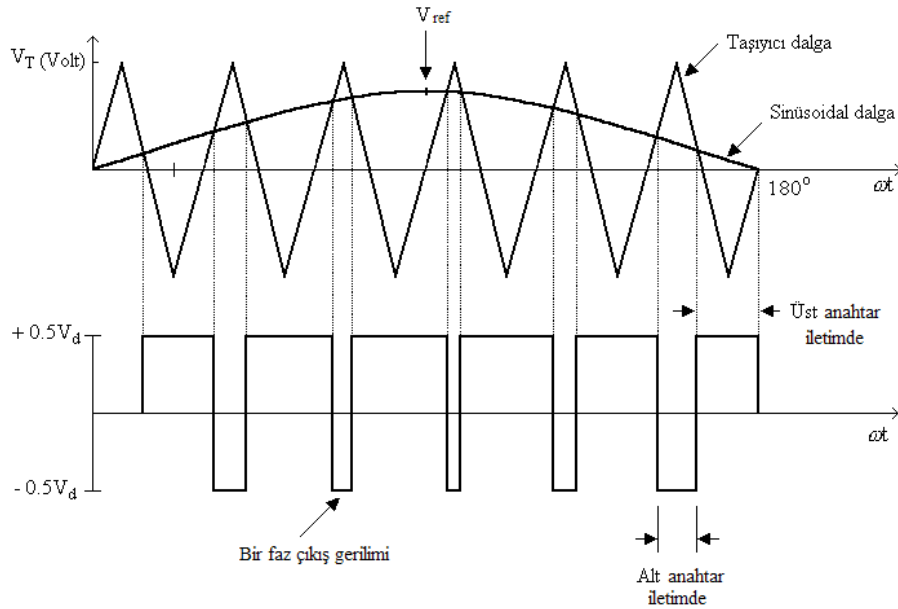
3.2. Darbe Genişlik Modülasyonu Teknikleri

Bu bölümde motor kontrol yöntemlerinde yaygın bir şekilde kullanılan sinüzoidal DGM, Uzay Vektör DGM ve Histerezis DGM teknikleri hakkında bilgiler verilecektir. Bu yöntemler genellikle gerilim kaynaklı inverterin kontrolünde kullanılan yöntemlerdir.

3.2.1. Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu

En temel ve en iyi bilinen bu yöntemde yöntemde, Şekil 3.2’de görüldüğü gibi bir referans sinüzoidal dalga, yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen dalgayı modüle etmek için kullanılmaktadır. Referans sinüzoidal dalga ile taşıyıcı üçgen dalga karşılaştırılarak, anahtarlar için gereken anahtarlama süreleri belirlenir. Üç fazlı inverterlerde her bir faz için aynı taşıyıcı üçgen dalga kullanılır. Şekil 3.2’den görüldüğü gibi, referans sinüzoidal dalga taşıyıcı üçgen dalgadan büyük olduğu durumda, inverterin bir kolundaki üst anahtar iletme geçer, bunun tersi durumlarda ise alt anahtar iletme geçer. Alt ve üst anahtarların iletme ve kesime girdikleri anda kısa devre durumlarını önlemek için anahtarlama anlarında bir ölü zaman bölgesi bırakılmalıdır, bu durum Şekil 3.2’de ihmal edilmiştir.

Bu yöntemde modülasyon genliği ve frekansı, çıkış geriliminin genliğinin ve frekansının ayarlanması için değiştirilmektedir. Böylece değişken gerilim değişken frekans sahip bir sürücü sistem elde edilebilir.



Şekil 3.2. Sinüzoidal DGM'nin prensip şeması

3.2.2. Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

DGM tekniklerinde yaygın olarak kullanılan, sinüzoidal DGM'nin sayısal olarak mikroişlemcilerle gerçekleştirilmesi, referans sinüzoidal dalğanın düzenli olarak örneklenmesiyle mümkün olmaktadır. Son yıllarda kullanılmaya başlanan uzak vektör modülasyonu ise temel bir sayısal modülasyon tekniğidir [28].

Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu, üç fazlı gerilim kaynaklı inverterde mümkün olan sekiz çalışma durumu için $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörünün durağan çatıda, komşu iki sıfır olmayan vektör ve iki sıfır vektörü için, ifade edilmesi temeline dayanır [29].

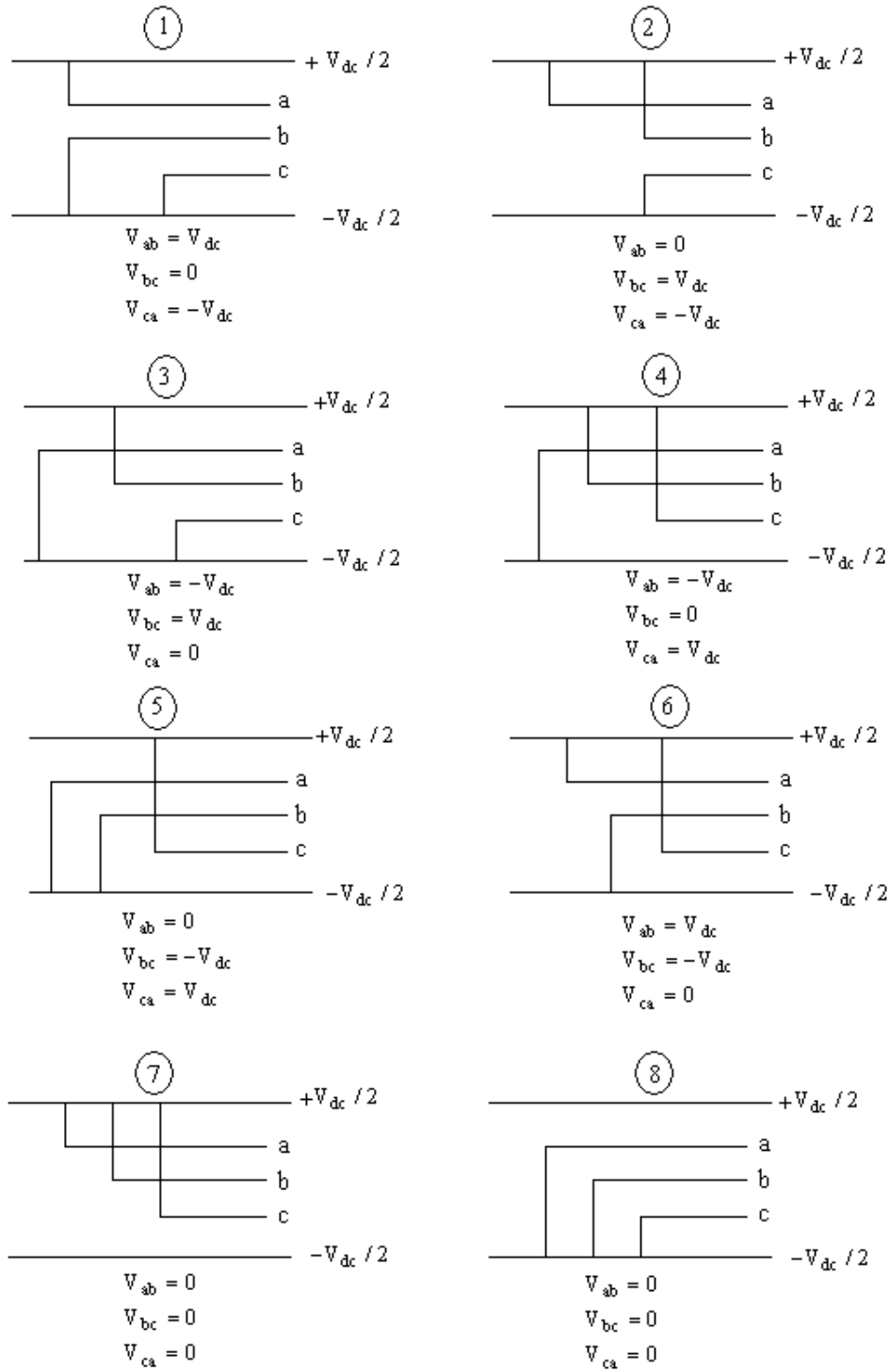
$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + jV_{\beta} = \frac{2}{3}(V_{a0} + V_{b0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0}e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (3.3)$$

Şekil 3.3'de inverterde ayrık uzak vektörleri olarak ifade edilen, sekiz durum için inverter kutup gerilimleri verilmiştir. Bu sekiz durum için tanımlanan ayrık uzak vektörleri için,

$$\begin{aligned} \vec{V}_1 &= -\vec{V}_4 \\ \vec{V}_2 &= -\vec{V}_5 \\ \vec{V}_3 &= -\vec{V}_6 \\ \vec{V}_0 &= \vec{V}_7 = 0 \end{aligned} \quad (3.4)$$

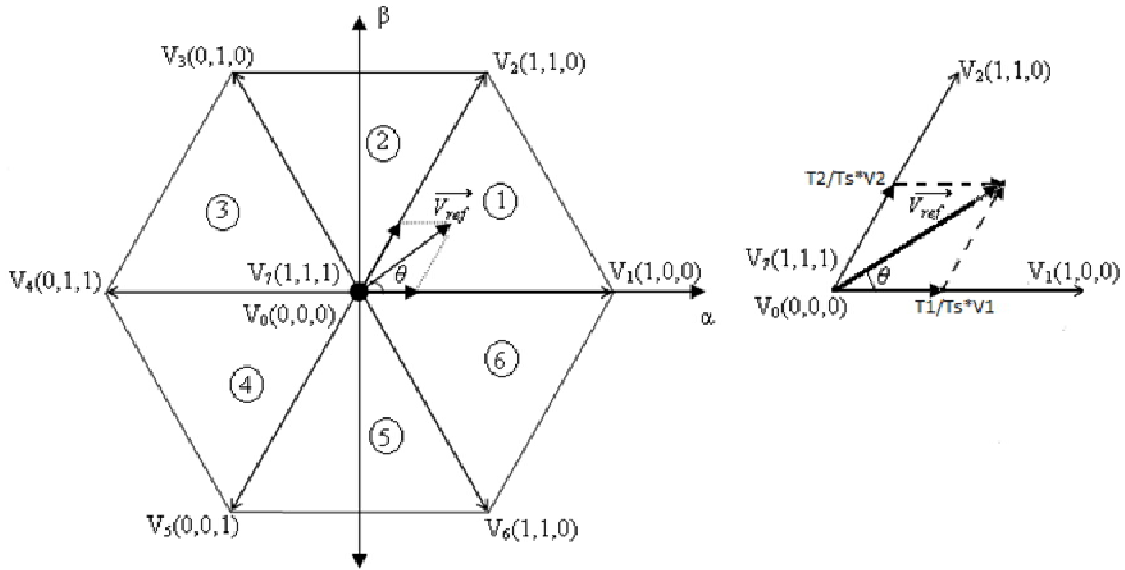
eşitlikleri yazılabilir. Sıfır olmayan altı gerilim vektörü genel olarak şu formda ifade edilebilir.

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k=1, \dots, 6) \quad (3.5)$$



Şekil 3.3. Her bir ayrık uzay vektörü için çıkış gerilimleri

Şekil 3.4’de daha önce tanımlanan, altı sıfır olmayan gerilim vektörü ve iki sıfır vektörü altıgen formunda uzay vektörler olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.4. a) Altıgen formunda uzay vektörler, b) referans gerilim vektörü

Uzay vektör DGM’de, her bir T_s anahtarlama periyodundaki ortalama uzay vektörü, $\vec{V}_{ref}$ olarak tanımlanmaktadır. T_s ’in yeteri kadar küçük olduğu düşünülürse, bu sürede $\vec{V}_{ref}$ yaklaşık olarak sabit kabul edilir ve makinanın temel davranışını bu vektörün hareketi tanımlar [63].

Uzay vektör modülasyon tekniğinde Şekil 3.4’de belirtilen $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü altı bölgenin her birinde 0 ve 7 sıfır vektörleri ve bitişik iki sıfır olmayan aktif uzay vektörlerinin ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir. Bu durumda her bir anahtarlama periyodunda istenen referans vektör bu dört inverter durumu arasındaki anahtarlama ile oluşturulabilir. Anahtarlama anında bir durumdan diğer bir duruma geçilirken, inverterin sadece bir bacağı anahtarlanır. Bu durum en iyi harmonik performansı da sağlamaktadır [28].

Her bir anahtarlama periyodunda inverter kutupları bir sıfır durumuyla başladığında aynı yönde değiştirilir. Tekrar sıfır durumuna ulaşıldığında $T_s/2$ süresi dolduğunda inverter kutupları ters yönde değiştirilerek tekrar sıfır durumuna ulaşılır ve T_s anahtarlama süresi tamamlanır. Örnek olarak, referans vektör bölge 3’de bulunduğunda ilk olarak $\vec{V}_0$, $\vec{V}_3$, $\vec{V}_5$ ve en son $\vec{V}_7$ gerilim vektörleri için anahtarlama yapılır. Daha sonra sıra ters olur. $\vec{V}_7$, $\vec{V}_5$, $\vec{V}_3$ ve en son $\vec{V}_0$ için anahtarlama yapılarak T_s anahtarlama süresi tamamlanır. Çift

sektörlerde ise, bunun tersi sırada vektörler uygulanır. Bu durumda $\vec{V}_0$ vektöründen sonra $\vec{V}_{k+1}$, $\vec{V}_k$, $\vec{V}_7$, $\vec{V}_7$, $\vec{V}_k$, $\vec{V}_{k+1}$ ve $\vec{V}_0$ vektörü uygulanarak T_s anahtarlama süresi tamamlanır.

Uzay vektör modülasyon stratejisinde her iki sıfır ve sıfır olmayan durum süreleri hesaplanarak bu süreler göre anahtarlama yapılmaktadır. Herhangi bir k bölgesi için $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü,

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_k \frac{T_k}{T_s/2} + \vec{V}_{k+1} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (3.6)$$

olarak ifade edilir. Denklem 3.6'da $\vec{V}_0$ ve $\vec{V}_7$ vektörleri sıfır olduğundan yazılmamıştır ve T_s anahtarlama periyodunda $\vec{V}_{ref}$ vektörü sabit olarak kabul edilir.

$$T_o + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (3.7)$$

Her bir T_s anahtarlama periyodunda iki adet T_o , T_k , T_{k+1} süresi bulunmaktadır. Denklem 3.7 Denklem 3.6'da yerine yazılırsa,

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \cdot \frac{T_k}{T_s/2} + \frac{2}{3} V_{dc} \cdot e^{jk\frac{\pi}{3}} \cdot \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (3.8)$$

olur. Denklem 3.8'de $\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta$ ifadesi yerine yazılarak reel ve imajiner kısımlar ayrıştırılırsa;

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

olur. $\vec{V}_{ref}$ vektörünün açısı θ ,

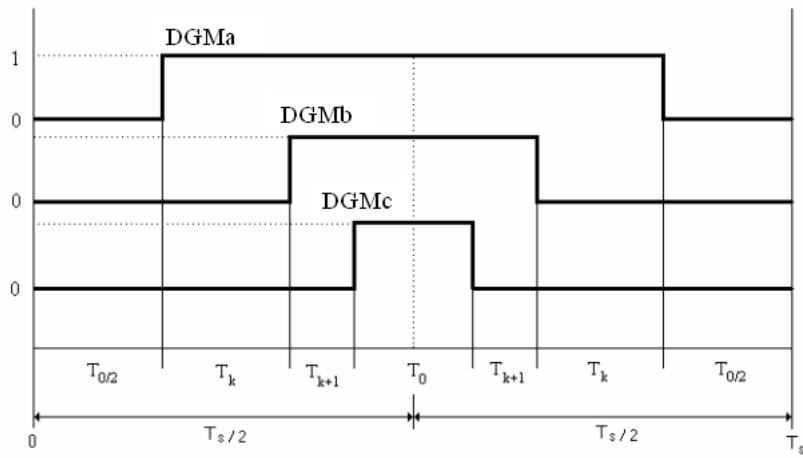
$$\frac{(k-1) \cdot \pi}{3} \leq \theta \leq \frac{k \cdot \pi}{3} \quad (3.10)$$

aralığındadır. Denklem 3.9'dan T_k ve T_{k+1} süreleri ,

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{(k\pi)}{3} & -\cos \frac{(k\pi)}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

olur. Toplam sıfır vektör zamanı T_0 , iki sıfır durumu arasında keyfî şekilde bölünebilir. Uygulanan genel çözüm yöntemi $\vec{V}_0$ ve $\vec{V}_7$ arasında eşit olarak paylaştırılmaktadır.

Anahtarlama düzenine bir örnek vermek için referans vektörün bölge 1’de bulunması durumunda anahtarlama düzeni Şekil 3.5’de verildiği gibi olur.



Şekil 3.5. Referans uzay vektörün 1. bölgede olması durumunda DGM işaretleri

Uzay vektör DGM’de $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü daire şeklindeki bir eğride θ açısıyla hareket eder. Bu durumda $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü,

$$\vec{V}_{ref} = |\vec{V}_{ref}| e^{j\omega t} = |\vec{V}_{ref}| [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] \quad (3.12)$$

olur. Burada; $|\vec{V}_{ref}|$, gerilim vektörünün genliği, ω ise faz geriliminin açısidir. Bu ifade Denklem 3.11’de yerine yazıldığında T_k ve T_{k+1} süreleri,

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_s \begin{bmatrix} \sin(\frac{k\pi}{3} - \omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

olur.

3.2.2.1. Sektörün Belirlenmesi

Daha önce referans gerilim vektörü, $V_\alpha + jV_\beta$ olarak tanımlanmıştır. Bu durumda faz açısı θ ,

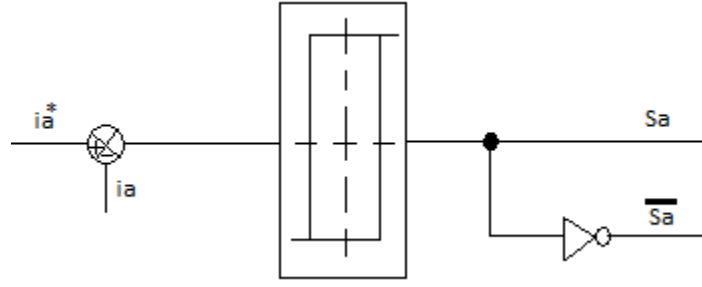
$$\theta = \arctan\left[\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right], \theta \in [0, 2\pi] \quad (3.14)$$

olur. Denklem 3.14’de verilen θ değerine göre referans gerilimin bulunduğu sektör belirlenir. Bu hesaplamada arctan ve bölme işlemi için mikroişlemcide iki çalışma zamanı gereklidir ve V_α sıfıra eşit olduğunda θ belirlenemez. Bunun yerine her bir bölgede referans vektörün bulunduğu çeyrek daire, referans vektörün reel ve imajiner bileşenlerinin işaretlerine bakılarak belirlenebilir. Örneğin; ilk çeyrekte referans vektör V_α ’nın ve V_β ’nin (+) işaretli olduğu kabulüyle referans vektör bölge 1 veya bölge 2’de bulunabilir.

Bu durumda Denklem 3.14’de verilen θ ifadesi için, $\theta \leq (\pi/3)$ kontrolü yapılır. Eğer bu şart sağlanıyorsa vektör sektör 1’de, sağlanmıyorsa sektör 2’dedir.

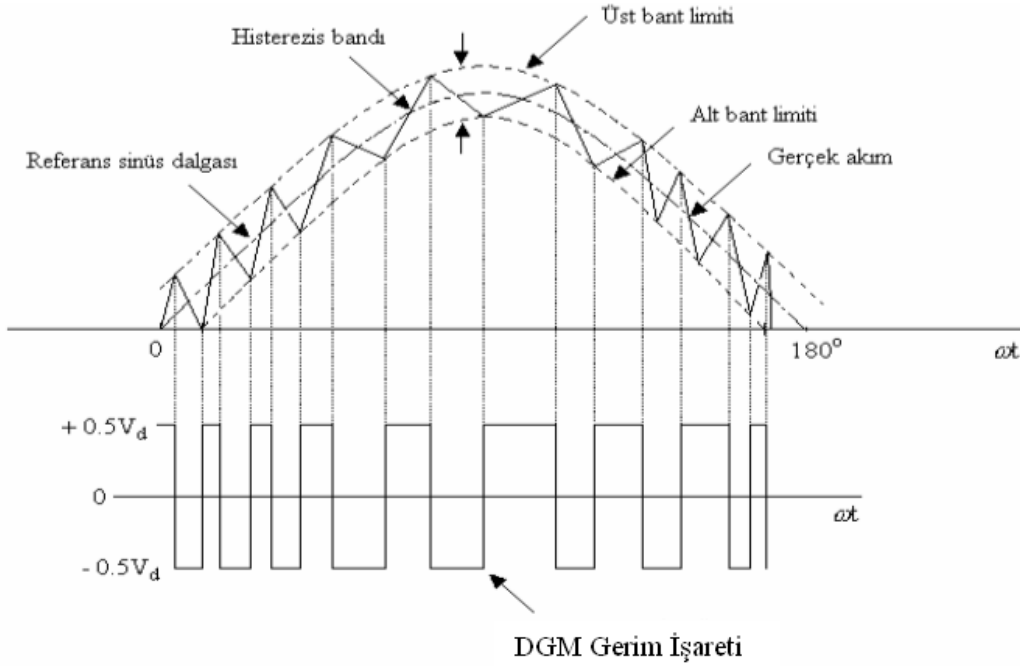
3.2.3. Histerezis DGM

Bu DGM yöntemi akım kontrollü DGM uygulamalarında yaygın olarak kullanılır. Şekil 3.6’da verilen prensip şemasında görüldüğü gibi motor akımının ani değeri bir geri besleme döngüsü ile ölçülür ve belirlenen bir histerezis bant içinde sinüzoidal akım referansını izlemesi sağlanır. Şekil 3.7’de verilen akım ve gerilim dalga şekillerinden görüldüğü gibi, gerçek akım üst histerezis bandını aşarsa, inverterin bir bacağındaki üst anahtar kesime girer, alt anahtar ise ilettime girer. Bu durum akımın azalmasına neden olur. Akım histerezis bandının altına düştüğünde ise, üst anahtar ilettime girer, alttaki anahtar ise kesime girer. Bu durumda faza uygulanan pozitif gerilim, akımın artmasına neden olacaktır. Bu kontrol yönteminin uygulamasıyla motor akımı arzu edilen histerezis bandı içinde tutulur. Bu yöntemde DA link gerilimindeki değişimler ya da dalgalanmalar dikkate alınmaz [28, 29].



Şekil 3.6. Histerezis DGM prensip şeması

Histerezis DGM yönteminin uygulanması kolaydır ve kontrolörün cevap süresi çok hızlıdır. Ayrıca, kontrolör akımın değerinden başka bir parametreye gerek duymaz. Fakat, bu modülasyon yönteminin de sakıncaları vardır. Bunların ilki, DGM'nin anahtarlama frekansı sabit değildir ve bir frekans bandı içinde değişir. Eğer akımın dalgalanması arzu edilmezse, histerezis bandı daraltılır bu durumda her periyodunda daha fazla sayıda anahtarlama yapılır. Bunun sonucunda da anahtarlama kayıpları artar [3].

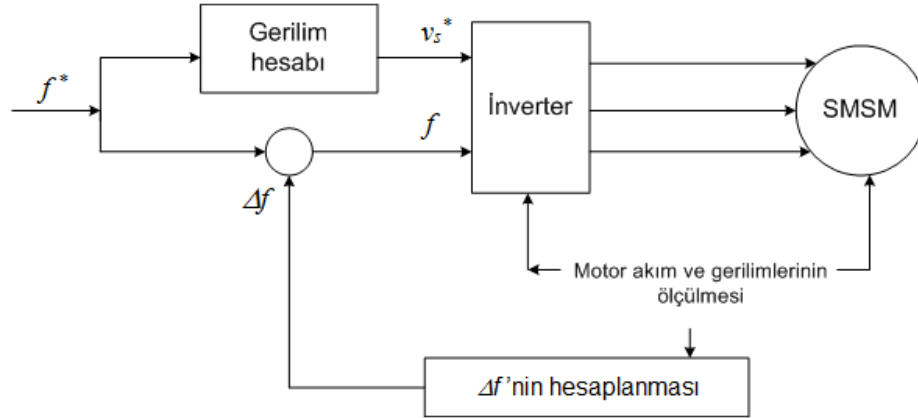


Şekil 3.7. Histerezis DGM çıkış gerilimi

3.3. v/f Kontrol

Bu yöntemde, sabit akı elde etmek için çıkış frekansı ile gerilimi arasındaki oran sabit tutulur. SMSM'nin açık çevrim v/f kontrolüne ilişkin blok diyagramı Şekil 3.8'deki gibidir. v/f kontrol yöntemi diğer kontrol yöntemlerine göre daha basittir. Fakat, rotor ve stator alanının senkronize edilmesi için konum algılayıcısına gerek duyarlar. Konum algılayıcısı olmadan yapılan v/f kontrolünde sadece belli frekanslarda kararlı çalışma elde

edilir, bu frekansın dışında ise kararlı bir çalışma elde edilmez ve motorda büyük güç titreşimleri meydana gelir. Konum algılayıcısının olmadığı durumlarda senkronizasyonu sağlamak için akım ve gerilim değerleri ölçülür ve Δf değeri hesaplanarak, senkronizasyon sağlanmaya çalışılır [6, 11].



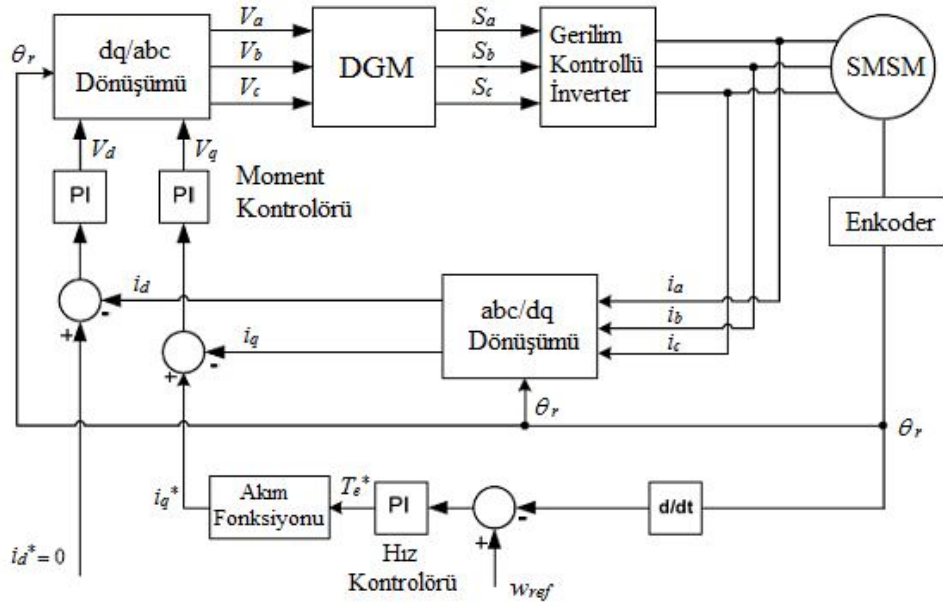
Şekil 3.8. Açık çevrim v/f kontrolü

3.4. Alan Yönlendirmeli Kontrol

Genel olarak elektrik makinalarında uygulanan AYK yöntemi AA motorlarının DA motorlarındaki gibi, alan devresi ve endüvi devresi arasında bir ilişki olmadan kontrol edilmesini sağlar. Böylece DA motorlarında olduğu gibi yüksek dinamik performans elde edilebilir. Bu yöntem, 1968’de Hasse [91] ve 1971’de Blaschke [92] tarafından önerilmiştir.

AYK yönteminin temel prensibi, makina akımının moment üreten ve akı üreten olmak üzere q - d olarak ifade edilen iki bileşene ayrılmasına ve bu bileşenlerin bağımsız olarak kontrol edilmesine dayanır. SMSM’lerde AYK diğer AA makinalarına göre daha kolaydır. Bunun nedeni rotorda bulunan sabit mıknatısların oluşturduğu manyetik akının sabit oluşudur [3].

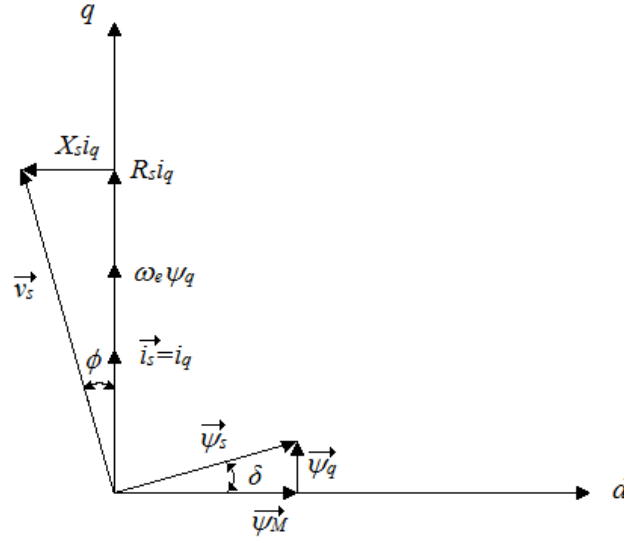
Denklem 2.19’den görüldüğü gibi yüzey mıknatıslı SMSM’de moment Ψ_M akısına ve i_q akım bileşenine bağlıdır. Ψ_M akısı rotora yerleştirilen sabit mıknatısların oluşturduğu sabit akı olduğundan, moment kontrolü sadece i_q akım bileşeni ile yapılmaktadır. i_d akımının moment üzerinde bir etkisi olmadığından bakır kayıplarını azaltmak için değeri sıfır alınır [54].



Şekil 3.9. SMSM'nin AYK yöntemine ilişkin blok diyagramı

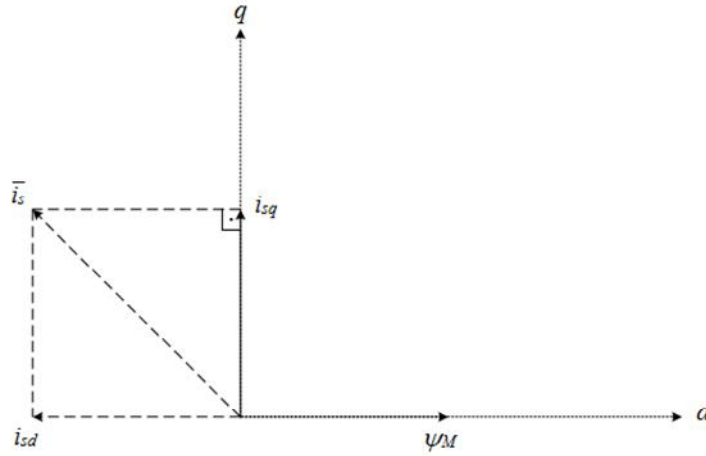
Şekil 3.9'da, SMSM'nin AYK yönteminin blok diyagramı görülmektedir. Bu blok diyagramında hız kontrolörünün çıkışından referans moment elde edilir. Daha sonra Denklem 2.19 kullanılarak i_q referans akımı elde edilmektedir. i_q referans akımı ile motordan ölçülen gerçek i_q akımı karşılaştırılarak elde edilen fark PI kontrolörüne girilir. PI kontrolörünün çıkışından V_q gerilimi elde edilir. Aynı şekilde i_d referans akımı ile motordan ölçülen gerçek i_d akımı karşılaştırılır ve elde edilen fark PI kontrolörüne uygulanır. PI kontrolörünün çıkışından V_d gerilimi elde edilmektedir. V_d ve V_q gerilimlerinden Bölüm 2'de Denklem 2.8 ve 2.10'da verilen ters Clarke ve ters Park dönüşümleri 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 3.10'da SMSM'nin AYK sürekli durum vektör diyagramı verilmiştir. Bu diyagramda δ yük açısını, φ güç açısını, $\vec{V}_s$ stator gerilim vektörünü, $\vec{i}_s$ stator akım vektörünü, $\vec{\Psi}_s$ stator akı vektörünü, $\vec{\Psi}_M$ mıknatıs akı vektörünü, ω_e elektriksel açısal hız ve X_s senkron relüktansı temsil etmektedir. Şekil 3.10'da görüldüğü gibi $i_d=0$ olması durumunda güç açısı ile yük açısı birbirine eşittir [14].



Şekil 3.10. SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı

Yüksek hızlarda inverterin çıkış gerilimi artan stator emk'sına 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 3.11'de verilmiştir [2, 14].

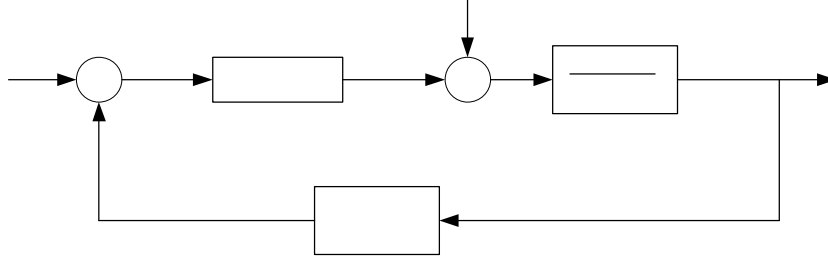


Şekil 3.11. Alan zayıflatma bölgesinde SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı

3.4.1. Hız Kontrolörünün Tasarımı

Şekil 3.9'da blok diyagramı verilen AYK yönteminde hız kontrolörü olarak bir PI kullanılır. Hız kontrolörünün tasarımı için Şekil 3.12'de verilen model kullanılır. Bu modelde, sistemi birinci dereceden bir mekanik denklemle ifade etmek yeterlidir. Rotor hız algılayıcısından alınan elektriksel hız, bir süzgeçten geçirilir. İstenen hız bilgisi ve hız geri besleme bilgisine göre, hata sinyali elde edilir. Bu hata sinyali, PI kontrolör tarafından işlenerek referans hız için gerekli moment değeri elde edilir. Bu moment yük momentini karşılar ve rotor hızını belirler [1, 11].

Bu modellemede, moment kontrolörünün istenen momenti sağladığı varsayılır. Yani $T_e^* = T_e$ olduğu varsayılır. Şekil 3.12’de Denklem 2.4’de verilen hareket denkleminde elde edilen motor modeli kullanılır. Tezde kullanılan motor parametreleri Ek-1’de verilmiştir.



Şekil 3.12. Hız kontrolörünün tasarımında kullanılan model

$$T_e = T_y + B\omega_{rm} + Js\omega_{rm}$$

$$\omega_r = P\omega_{rm}$$

$$T_e - T_y = \frac{1}{p} (B\omega_r + Js\omega_r) \quad (3.15)$$

Gerçek zamanlı çalışmalarda, bir örnekleme zamanı boyunca sistemdeki tüm değişkenlerin sabit tutulmasından kaynaklanan sıfırıncı mertebeden tutucu etkisini yok etmek için, transfer fonksiyonu ayrık zamanda ifade edilir. Motorun mekaniksel transfer fonksiyonu;

$$G_m(s) = \frac{P}{Js + B}$$

$$G_m(z) = (1 - z^{-1}) Z \left\{ \frac{G_m(s)}{s} \right\}$$

$$G_m(z) = (1 - z^{-1}) \frac{P}{B} Z \left\{ \frac{\frac{B}{J}}{s(s + \frac{B}{J})} \right\}$$

$$G_m(z) = \frac{P \left(1 - e^{-\frac{T}{T_m}} \right)}{B \left(z - e^{-\frac{T}{T_m}} \right)} \quad (3.16)$$

Burada T örnekleme zamanıdır.

$$T_m = J/B \quad (3.17)$$

Sistemde ölçülen hız bilgisi alçak geçiren bir süzgeçten geçirilir. Bu süzgecin transfer fonksiyonu

$$H_{\omega}(s) = \frac{W_{cw}}{s+W_{cw}} \quad (3.18)$$

olur. Burada; W_{cw} filtrenin açıl kesim frekansıdır.

Süzgecin ayrık zamandaki ifadesi, bilineer dönüşümü olarak adlandırılan, Denklem 3.19’da verilen sayısal entegrasyonla elde edilir.

$$H_{\omega}(z) = H_{\omega}(s) \Big|_{s=\frac{2(z-1)}{T(z+1)}} \quad (3.19)$$

Bu dönüşüm sonucunda elde edilen süzgecin ayrık transfer fonksiyonu,

$$H_{\omega}(z) = \frac{W_{cw}T(z+1)}{z(2+W_{cw}T)-2+W_{cw}T} = a_w \frac{z+1}{z-b_w}$$

$$a_w = \frac{W_{cw}T}{2+W_{cw}T} \text{ ve } b_w = \frac{2-W_{cw}T}{2+W_{cw}T} \quad (3.20)$$

olur. Süzgecin kesim frekansı, örnekleme zamanına göre seçilir. Moment kontrolöründe kullanılan süzgecin kesim frekansı örnekleme zamanının yarısından daha az olmalıdır. Hız denetleyicide kullanılan süzgecin kesim frekansı ise seçilen moment kontrolörünün tasarımında kullanılan süzgecin bant genişliğine göre 6-8 kat daha az seçilir. Bu seçimin nedeni referans elektriksel momentin gerçek elektriksel momente eşit olduğu varsayımına dayanır. Eğer 5 kHz örnekleme zamanında çalışılıyorsa, moment kontrolöründe kullanılan akım süzgecinin kesim frekansı 1500 Hz, hız kontrolöründe kullanılan süzgecin kesim frekansı ise 200 Hz seçilebilir.

Bu durumda ayrık zamandaki hız süzgecinin transfer fonksiyonu,

$$H_{\omega}(z) = \frac{0.1116z + 0.1116}{z - 0.7767} \quad (3.21)$$

olur. Moment süzgecinin transfer fonksiyonu ise,

$$H_{Te}(z) = \frac{0.4852z + 0.4852}{z - 0.0296} \quad (3.22)$$

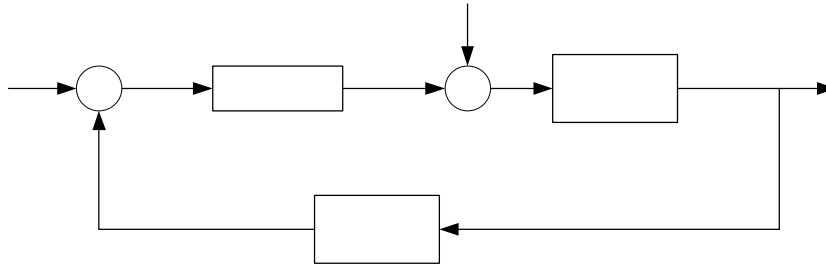
olur. Hız kontrolöründe kullanılan PI'nın s düzlemindeki transfer fonksiyonu,

$$K_m(s) = \frac{k_{pm}}{s} \left(s + \frac{1}{\frac{k_{pm}}{k_{im}}} \right) \quad (3.23)$$

olur. PI kontrolörünün ayırık zaman transfer fonksiyonu,

$$K_m(z) = k_{pi} + \frac{k_{im}}{1-z^{-1}} = \frac{(k_{pm}+k_{im}) \left(z - \frac{k_{pm}}{k_{pm}+k_{im}} \right)}{z-1} \quad (3.24)$$

olur. Hız kontrolörü için, z düzleminde motor modeli Şekil 3.13'de verildiği gibidir.



Şekil 3.13. Hız kontrolörünün tasarımında kullanılan z düzlemindeki motor modeli

Sistemin z düzlemindeki transfer fonksiyonu,

$$H_m(z) = \frac{\omega_r(z)}{\omega_r^*(z)} = \frac{K_m(z)G_m(z)}{1+K_m(z)G_m(z)H_w(z)} \quad (3.25)$$

olur. Sistemin karakteristik denklemi,

$$1 + K_m(z)G_m(z)H(z) = 0 \quad (3.26)$$

olur. Hız kontrolörü olarak kullanılan PI'nın tasarımı için kök yer eğrisi yönteminden faydalanılmıştır. Kök yer eğrisi yöntemi, seçilen bir kazanç için sistemin kararlı bölgede çalışıp çalışmadığını belirler. Sistemin kararlı olması için köklerin s düzleminde düşey eksenin sol tarafında olması gerekir. z düzleminde verilen bir transfer fonksiyon için ise köklerin birim çember içinde olması gerekir [11]. Bu çalışma şartlarını sağlayacak bir kazançta çalışılırsa, sistemin kararlı olur. Şekil 3.13'de verilen ayırık zamanlı sistemin karakteristik denklemi,

$$1 + \frac{(k_{pw} + k_{iw}) \left(z - \frac{k_{pw}}{k_{pw} + k_{iw}} \right) P \left(1 - e^{\frac{-T}{T_m}} \right)}{z - 1} \frac{P \left(1 - e^{\frac{-T}{T_m}} \right)}{B \left(z - e^{\frac{-T}{T_m}} \right)} a_w \frac{z + 1}{z - b_w} = 0 \quad (3.27)$$

olur. Sistemin yavaş kutbu olan $z - e^{\frac{-T}{T_m}}$ 'i sitemden yok etmek için $z - \frac{k_{pw}}{k_{pw} + k_{iw}}$ 'ye eşitlemek gerekir.

$$\frac{k_{p_w}}{k_{p_w} + k_{i_w}} = e^{\frac{-T}{T_m}} \quad (3.28)$$

Bu tezde kullanılan motorun parametrelerine göre, $e^{\frac{-T}{T_m}} = 0.7285$ 'dır.

$$1 + c' H'(z) = 0 \quad (3.29)$$

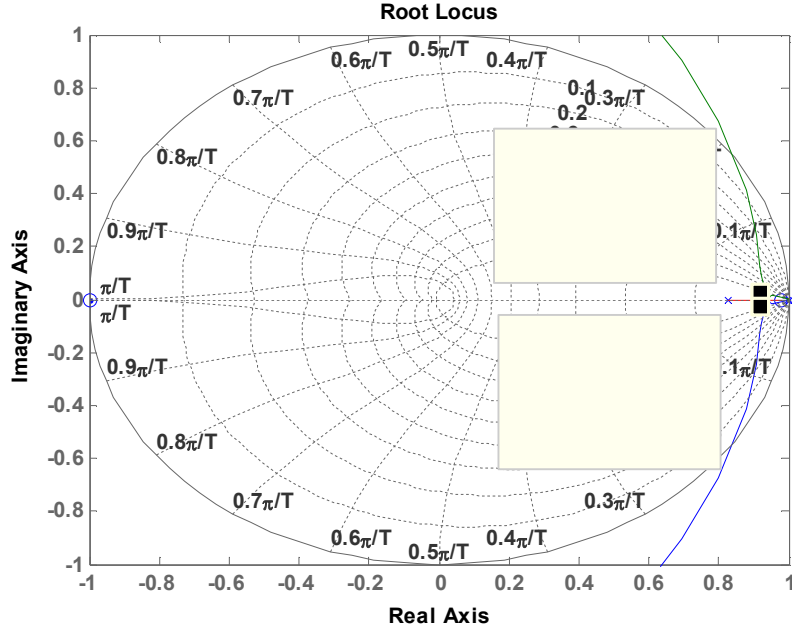
Denklem 3.29'daki c' kazancı,

$$c' = \frac{a_w P \left(1 - e^{\frac{-T}{T_m}} \right) (k_{pw} + k_{iw})}{B} \quad (3.30)$$

olur. Kök yer eğrisi için karakteristik denklem ise,

$$H'(z) = \frac{\left(z - \frac{k_{pw}}{k_{pw} + k_{iw}} \right) (z + 1)}{(z - 1) \left(z - e^{\frac{-T}{T_m}} \right) (z - b_w)} \quad (3.31)$$

olur.



Şekil 3.14. Hız kontrolörü için kök yer eğrisi diyagramı

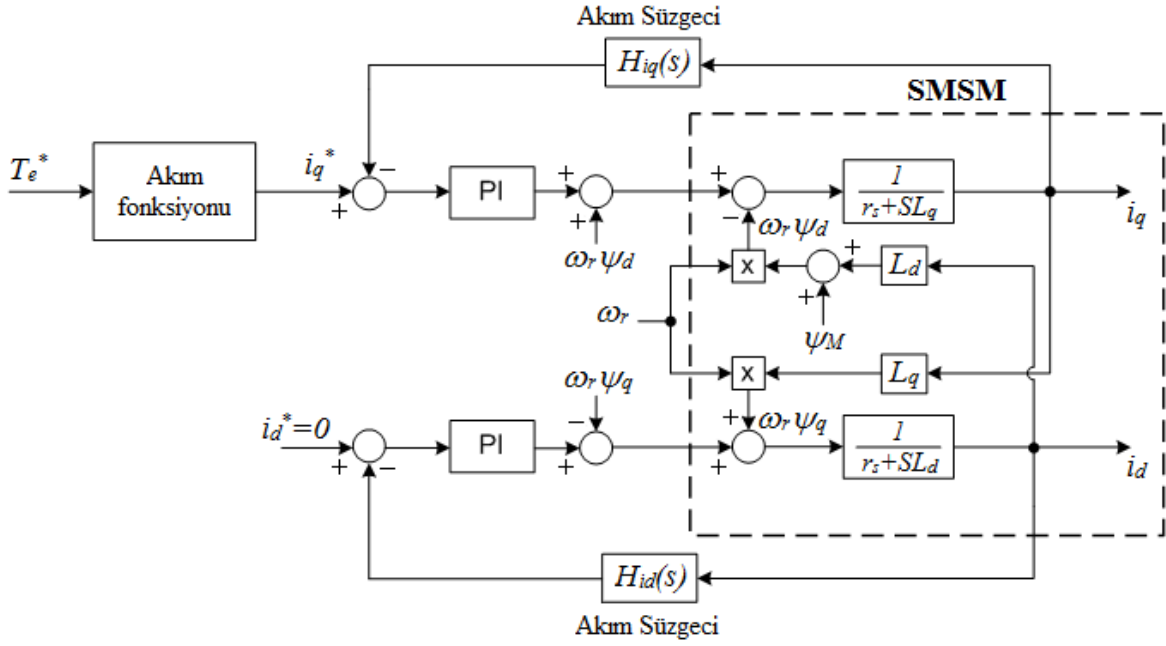
Kök yer eğrisinden kazanç değeri okunup, $k_{pw} + k_{iw}$ değeri hesaplanır. Daha sonra Denklem 3.28 kullanılarak $k_{pw}=0.0892$ ve $k_{iw}=1.9631e-008$ olarak hesaplanır.

3.4.2. Moment Kontrolörünün Tasarımı

Hız kontrolü tarafından üretilen referans moment değeri Te^* ve akım algılayıcıları ile ölçülen akımlardan elde edilen i_d ve i_q akımları kullanılarak, motor için gerekli V_d ve V_q gerilimleri, moment kontrolörü tarafından üretilir. Moment kontrolörünün blok şeması Şekil 3.15’de verilmiştir. Denklem 2.19’da yüzey mıknatıslı SMSM için verilen moment ifadesi kullanılarak, q eksenı akımının referans değeri i_q^* ,

$$i_q^* = T_e^* \frac{2}{3p\Psi_M} \quad (3.32)$$

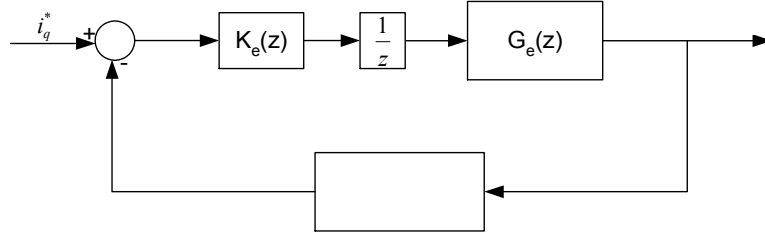
olur. i_d akımı ise sıfırda tutulur. Akım hataları PI kontrolörler tarafından işlenerek referans gerilim değerleri elde edilir.



Şekil 3.15. Moment kontrolörünün blok şeması

V_q gerilimi, Denklem 2.12’de verildiği gibi, Ψ_d akısının değişimi ($\omega_r \Psi_d$) ile elde edilen gerilime bağlıdır. Aynı şekilde V_d gerilimi ise Denklem 2.11’de verildiği gibi, Ψ_q akısının değişimi ($\omega_r \Psi_q$) ile elde edilen gerilime bağlıdır. i_d ve i_q akımlarının birbirinden bağımsız kontrolünü gerçekleştirmek için, 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 [29].

Moment kontrolörünün tasarımı için kullanılan akım kontrol döngüsünün z düzlemindeki modeli, Şekil 3.16’da verilmiştir. Moment kontrolü için kullanılacak d ve q eksenindeki motor modeli birbirinin aynısı olduğundan sadece q eksen modeli gösterilmiştir. Moment denetleyici olarak kullanılan PI kontrolörün transfer fonksiyonu $K_e(z)$ ile gösterilmiştir. Akımlar ölçüldükten sonra alçak geçiren bir süzgeçten geçirilmiştir. Sayısal akım kontrol sisteminden kaynaklanan hesaplama zamanı ve veri dönüşüm zamanı nedeniyle, moment kontrol döngüsüne bir örnekleme zamanı kadar gecikme ilave edilmiştir [11].



Şekil 3.16. z düzleminde akım kontrol döngüsü

Kullanılan PI kontrolörünün transfer fonksiyonu,

$$K_e(z) = k_{pe} + \frac{k_{ie}}{1-z^{-1}} = \frac{(k_{pe}+k_{ie})\left(z - \frac{k_{pe}}{k_{pe}+k_{ie}}\right)}{z-1} \quad (3.33)$$

olur. Motorun elektriksel transfer fonksiyonu,

$$\begin{aligned} G_e(s) &= \frac{1}{Ls+r_s} \\ G_e(z) &= (1-z^{-1}) Z \left\{ \frac{G_e(s)}{s} \right\} \\ G_e(z) &= (1-z^{-1}) \left(\frac{1}{r_s} \right) Z \left\{ \frac{\frac{r_s}{Lq}}{s\left(s+\frac{r_s}{Lq}\right)} \right\} \\ G_e(z) &= \frac{\left(1-e^{\frac{-T}{T_{el}}}\right)}{r_s\left(z-e^{\frac{-T}{T_{el}}}\right)} \end{aligned} \quad (3.34)$$

olur. Burada $T_{el} = \frac{r_s}{Lq}$ elektriksel zaman sabitidir.

Moment kontrol sisteminin z düzlemindeki transfer fonksiyonu ,

$$H_e(z) = \frac{i_q(z)}{i_q^*(z)} = \frac{K_e(z)Z^{-1}G_e(z)}{1+K_e(z)Z^{-1}G_e(z)H_{iq}(z)} \quad (3.35)$$

olur. Moment kontrolörünün tasarımında kullanılan karakteristik denklem ise,

$$1 + \frac{(k_{pe}+k_{ie})\left(z - \frac{k_{pe}}{k_{pe}+k_{ie}}\right)}{z-1} \frac{1}{z} \frac{\left(1-e^{\frac{-T}{T_{el}}}\right)}{r_s\left(z-e^{\frac{-T}{T_{el}}}\right)} a_e \frac{z+1}{z-b_e} = 0 \quad (3.36)$$

olur. Hız kontrolörünün tasarımındaki gibi $z - e^{\frac{-T}{T_{el}}}$ kutbunu yok etmek için $z - \frac{k_{pe}}{k_{pe}+k_{ie}}$ sıfırı bu kutup ile eşitlenir.

$$\frac{k_{pe}}{k_{pe}+k_{ie}} = e^{\frac{-T}{T_{el}}} \quad (3.37)$$

Bu tezde kullanılan motorun parametrelerine göre, $e^{\frac{-T}{T_{el}}} = 0,8781$ 'dir.

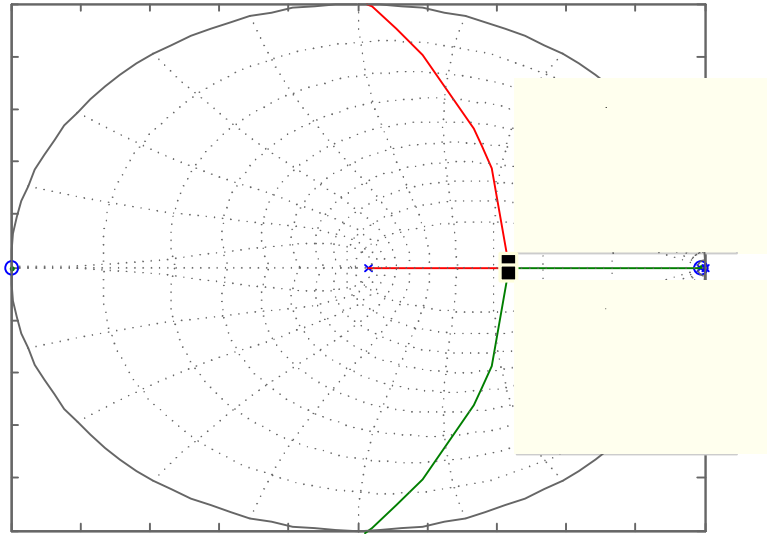
$$1 + c''H''(z) = 0 \quad (3.38)$$

Burada c'' kazancı,

$$c'' = \frac{a_e \left(1 - e^{\frac{-T}{T_{el}}}\right) (k_{pe} + k_{ie})}{r_s} \quad (3.39)$$

olur. Karakteristik denklem ise,

$$H''(z) = \frac{\left(z - \frac{k_{pe}}{k_{pe}+k_{ie}}\right)(z+1)}{z(z-1)\left(z - e^{\frac{-T}{T_{el}}}\right)(z-b_e)} \quad (3.40)$$



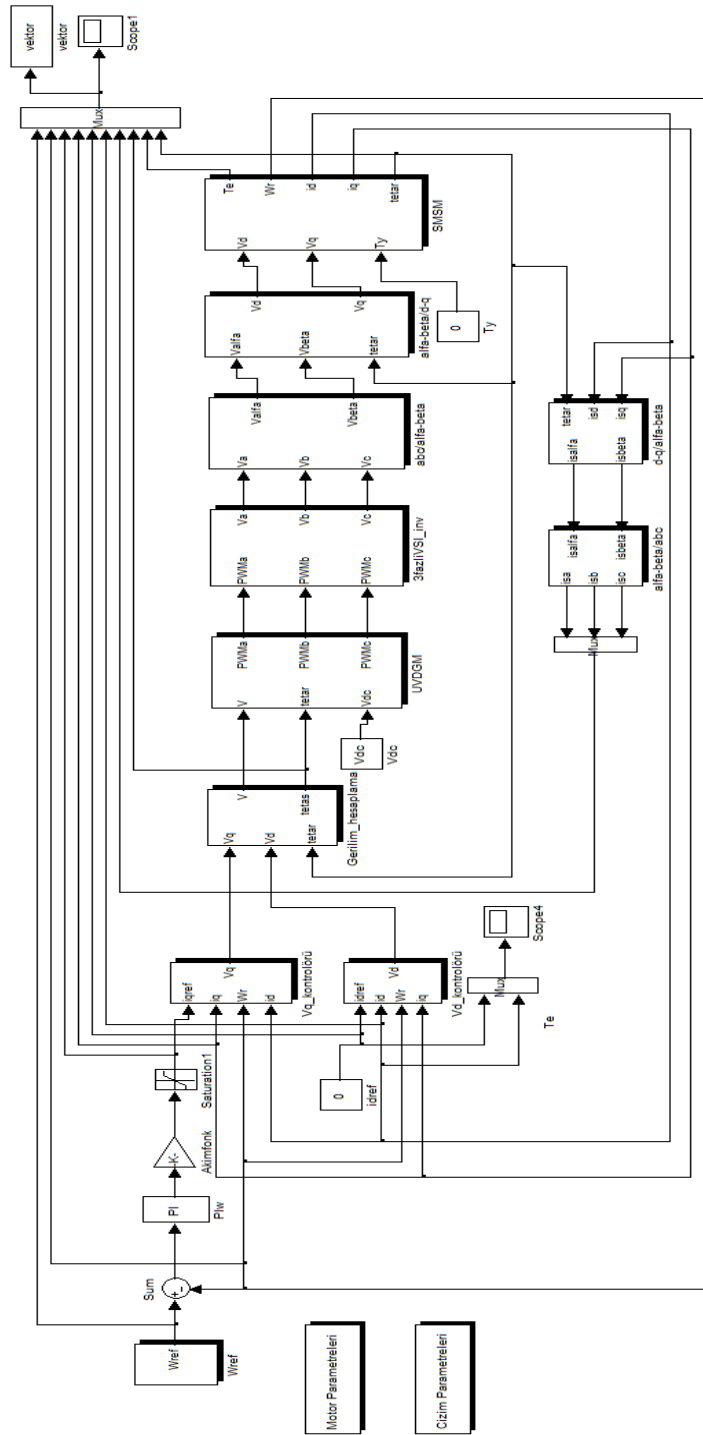
Şekil 3.17. Moment kontrolörü için kök yer eğrisi diyagramı

olur. Kök yer eğrisinden kazanç okunup, $k_{pe} + k_{ie}$ değeri hesaplanır ve Denklem 3.37 kullanılarak $k_{pe}=6.5690$ ve $k_{ie}=0.0857$ olarak hesaplanır.

3.4.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolünün Benzetimi

Bu alt bölümde SMSM'nin AYK Matlab/Simulink'te yapılan benzetimi verilecektir. Benzetimde ilk olarak 2. Bölümde verilen denklemler kullanılarak SMSM'nin matematiksel modelinin benzetimi yapılmıştır. Benzetim çalışmalarında DGM tekniği olarak uzay vektör DGM seçilmiştir. Uzay vektör DGM tekniğinin benzetiminde T_k ve T_{k+1} süreleri hesaplanarak DGM işaretleri üretilmiş ve gerilim kaynaklı inverterdeki anahtarlara sürme işareti olarak uygulanmıştır. İnverter çıkışındaki gerilim SMSM'ye uygulanarak AYK benzetimi gerçekleştirilmiştir.

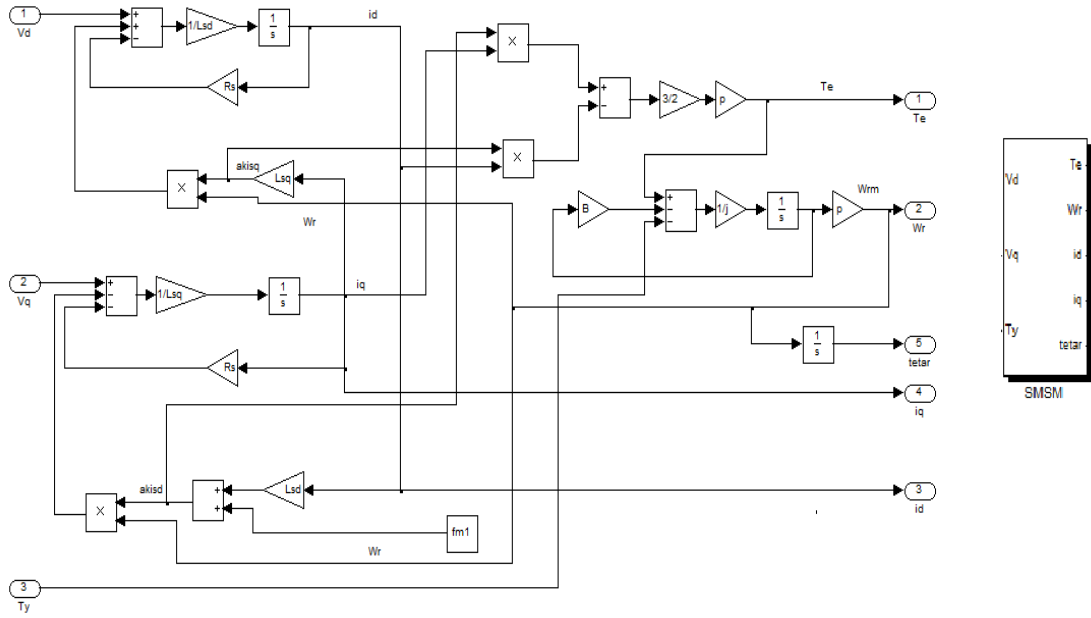
Şekil 3.18'de SMSM'nin AYK Matlab/Simulink benzetimi incelendiğinde, Şekil 3.9'da blok diyagramı verilen AYK'da olduğu gibi SMSM modelinin benzetiminden elde edilen i_d ve i_q akımları referans akımlarla karşılaştırılarak elde edilen hata değerlerine göre PI kontrolörler vasıtasıyla V_d ve V_q gerimleri elde edilmektedir. Daha sonra bu gerilimler kullanılarak referans gerilimin genliği ve açısı hesaplanarak uzay vektör DGM benzetim bloğuna girilmektedir. Bu bölümde süre hesaplamaları yapılarak sürme işaretleri üretilmektedir. Daha sonra bu sürme işaretleri gerilim kaynaklı inverterin benzetiminin bulunduğu bloğa uygulanmakta ve inverter kontrol edilmektedir. İnverter benzetiminden elde edilen çıkış gerilimlerini SMSM'nin benzetiminin olduğu bloğa uygulamadan önce Denklem 2.7, 2.8, 2.9 ve 2.10 kullanılarak, abc/alfa-beta benzetim bloğunda α - β eksenine, daha sonra alfa-beta/d-q benzetim bloğu ile d - q eksenine dönüştürmek gerekir. Bu dönüşümlerden sonra elde edilen V_d ve V_q gerilimleri SMSM'nin benzetim bloğuna uygulanarak SMSM'nin AYK Matlab/Simulink benzetimi gerçekleştirilir.



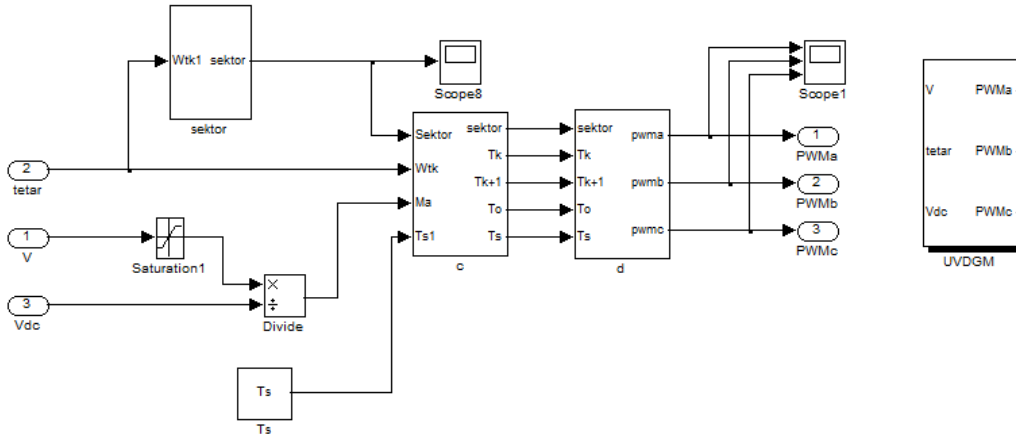
Şekil 3.18. SMSM'nin AYK Matlab/Simulink benzetimi

Şekil 3.19'da verilen SMSM'nin AYK Matlab/Simulink benzetiminde, SMSM'nin matematiksel modelinin benzetimi için oluşturulan SMSM Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği verilmiştir. Uzak vektör DGM tekniğinin benzetimini içeren UVDGM Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği ise Şekil 3.20'de gösterildiği gibidir. 3 fazlı gerilim kaynaklı inverterin benzetimi için kullanılan Matlab/Simulink benzetim bloğunun

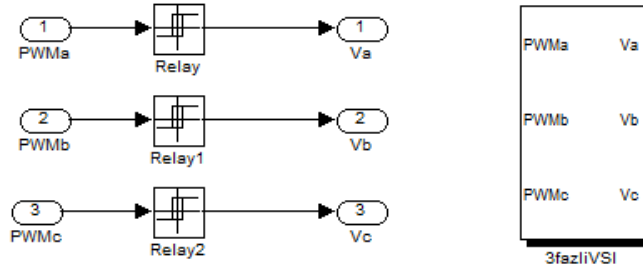
içeriği Şekil 3.21’de verilmiştir. Şekil 3.22 ve 3.23’de üç fazlı gerilimlerin önce *alfa-beta* eksen takımına oradan da *d-q* eksen takımına dönüşümlerinin benzetimleri olan abc/d-q ve d-q/alfa-beta Matlab/Simulink benzetim bloklarının içeriği verilmiştir.



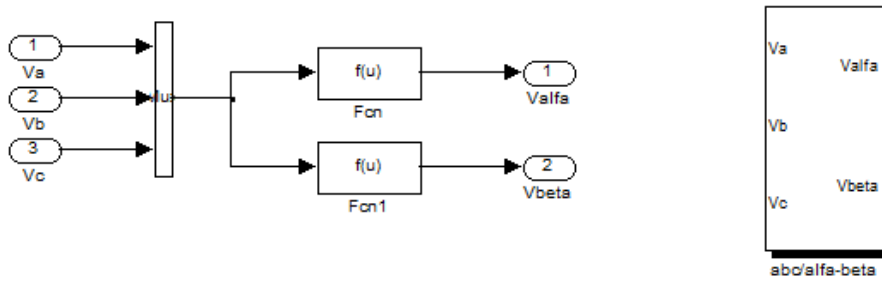
Şekil 3.19. SMSM Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği



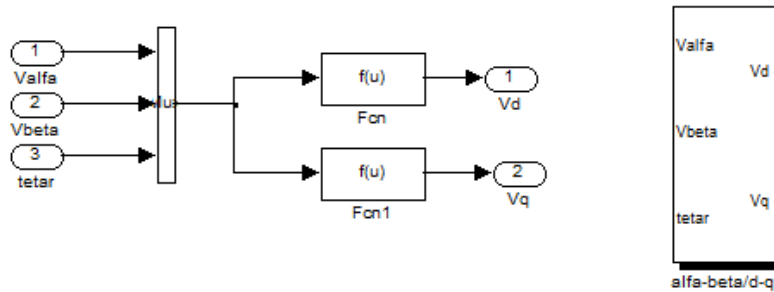
Şekil 3.20. UVDGM Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği



Şekil 3.21 3 fazlı gerilim kaynaklı inverter Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği



Şekil 3.22. abc/alfa-beta Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği

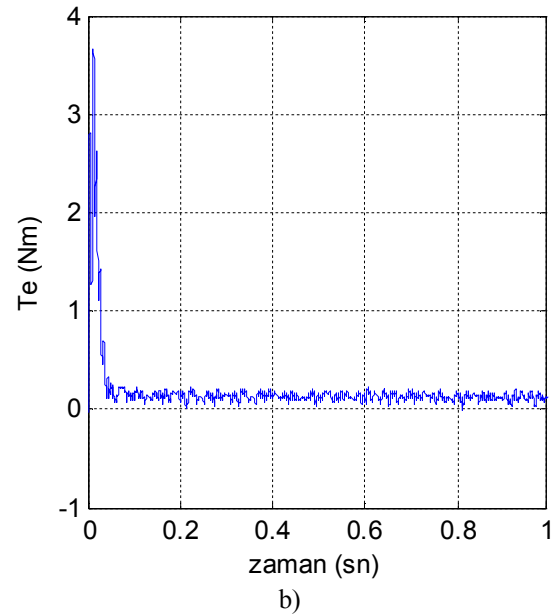
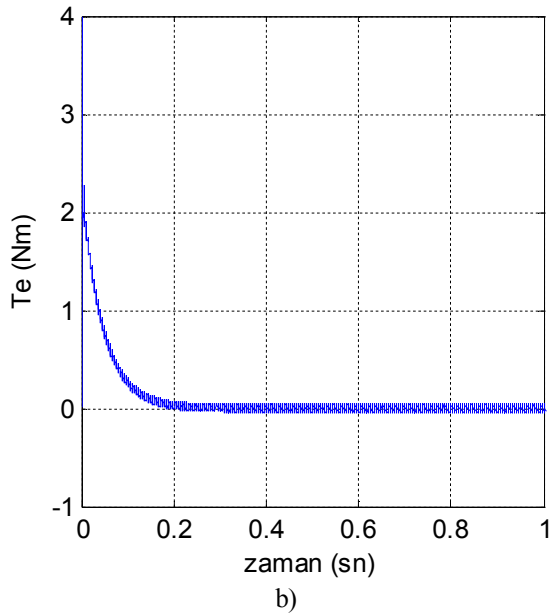
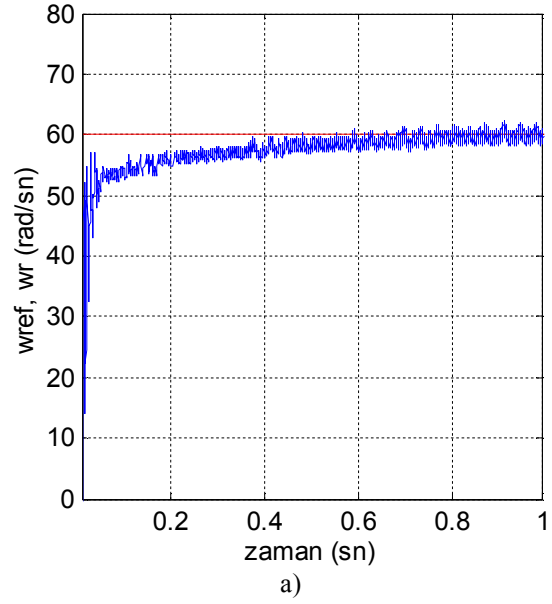
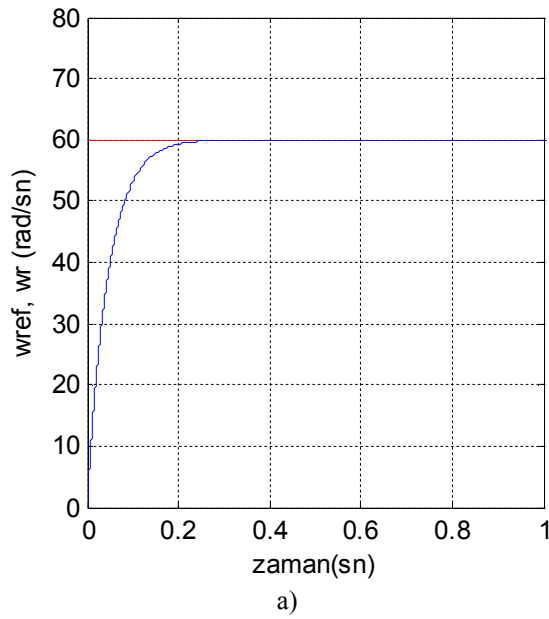


Şekil 3.23. alfa-beta/d-q Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği

3.4.4. Benzetim ve Deneysel Çalışmalardan Elde Edilen Sonuçlar

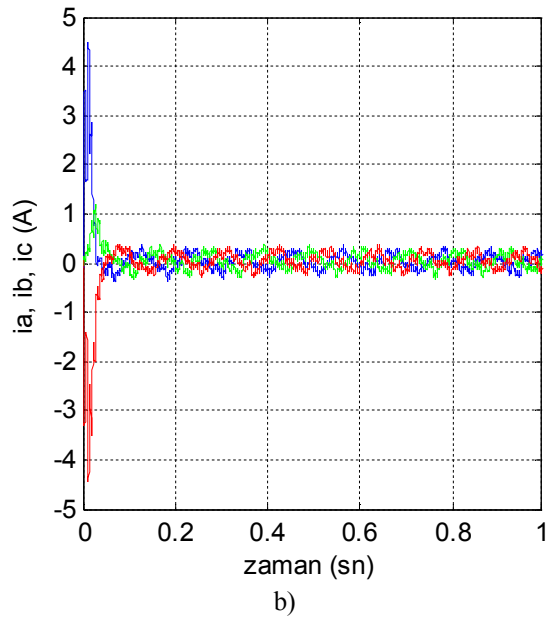
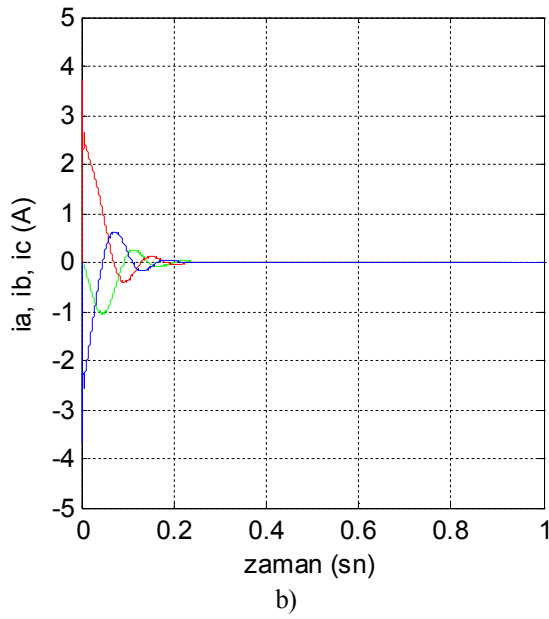
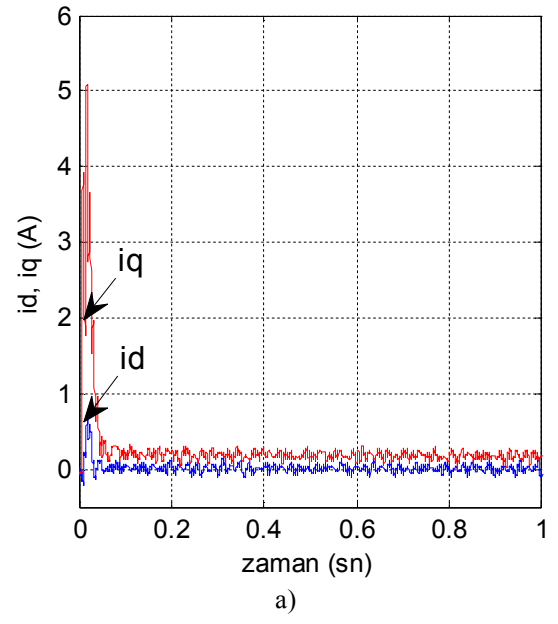
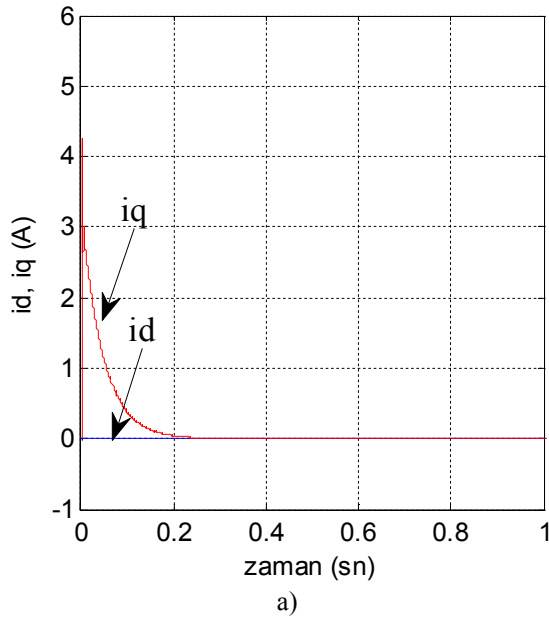
Bu alt bölümde SMSM'nin AYK benzetiminden ve deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar verilecektir. Sonuçlar EK-1'de parametreleri verilen SMSM için alınmıştır. Benzetim ve deneysel çalışmalarda gerilim kaynaklı inverterin DA giriş gerilimi olan V_{dc} 75 V, anahtarlama frekansı f_s ise 5 kHz olarak alınmıştır. Benzetim çalışmaları 10^{-5} çalışma adımında yapılmıştır. Hızı süzmek için Denklem 3.21'de verilen alçak geçiren süzgeç, i_d ve i_q akımlarını süzmek için ise Denklem 3.22'de verilen alçak geçiren süzgeç kullanılmıştır. Benzetim ve deneysel çalışmalar değişken yük ve moment değerlerinde

yapılarak, alan yönlendirmeli kontrolün SMSM'nin çalışma performansına olan etkisi geçici ve sürekli rejim için incelenmeye çalışılmıştır. Deneysel çalışmalar altıncı bölümde verilen SMSM deneysel sürücü sisteminden elde edilmiştir. Kullanılan kontrolörün PI parametreleri daha önce hız kontrolörü ve moment kontrolörü kısmında motor parametrelerine göre kök yer eğrisinden belirlenen değerlerden faydalanılarak bulundu.



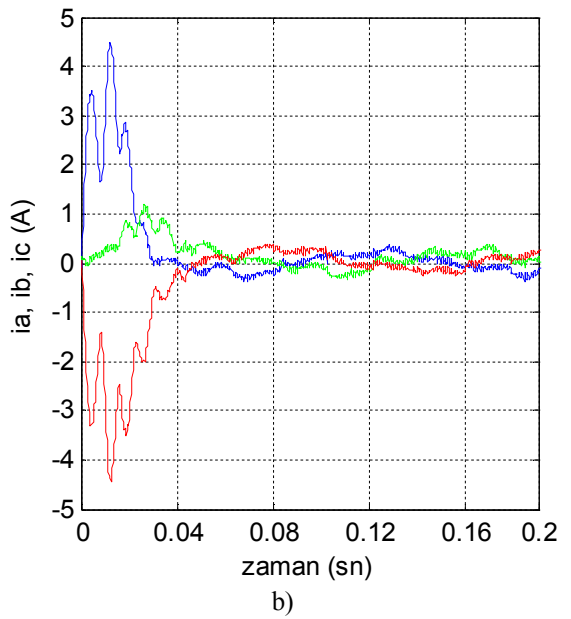
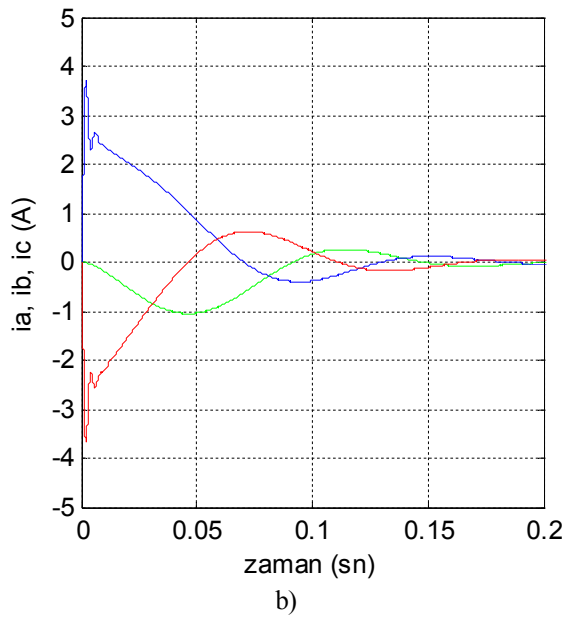
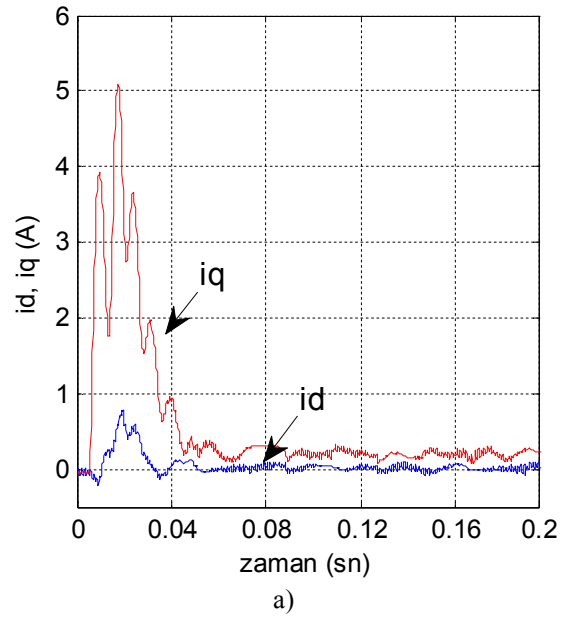
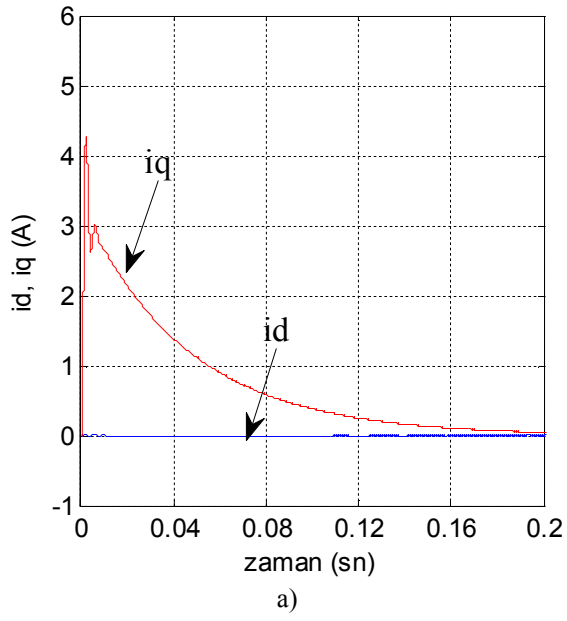
Şekil 3.24. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için benzetim sonuçları a) hız, b) moment

Şekil 3.25. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment



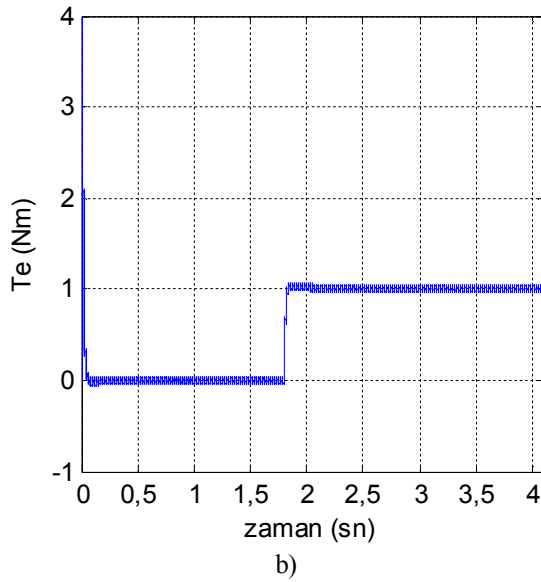
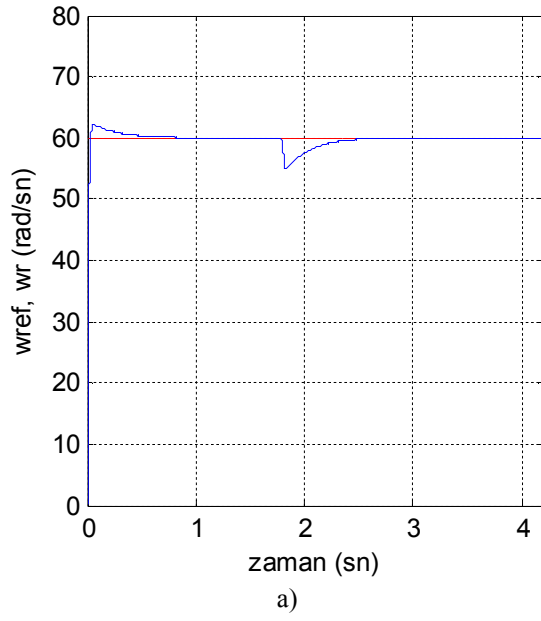
Şekil 3.26. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları

Şekil 3.27. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları

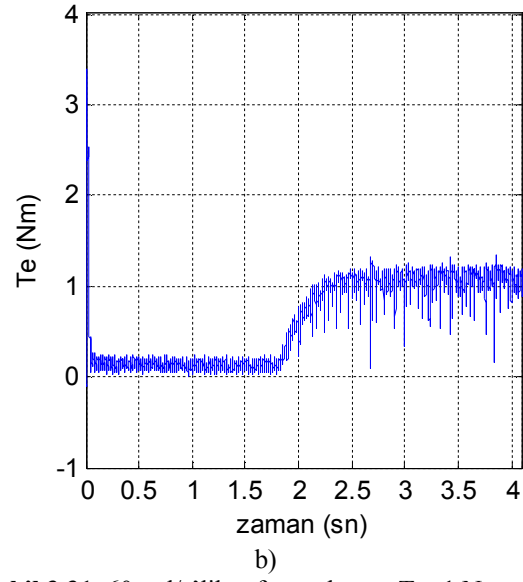
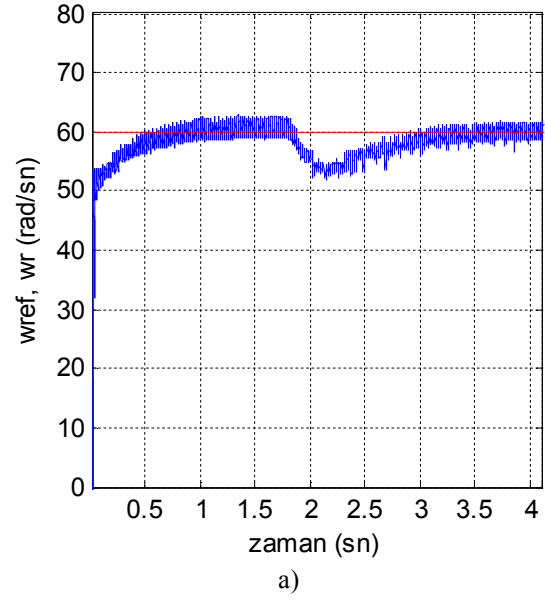


Şekil 3.28. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durumda başlangıç anı için benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları

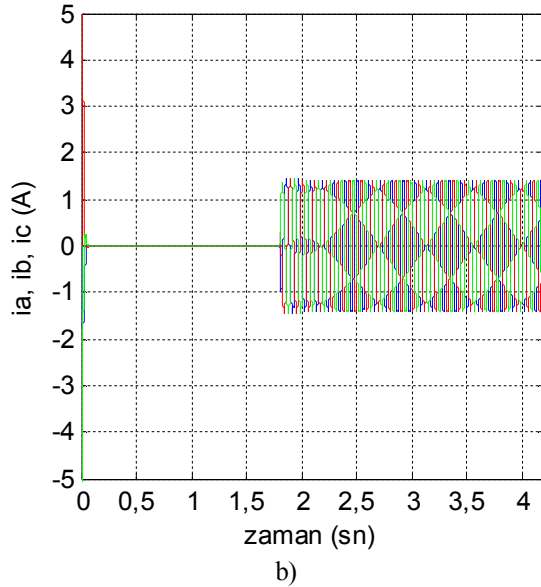
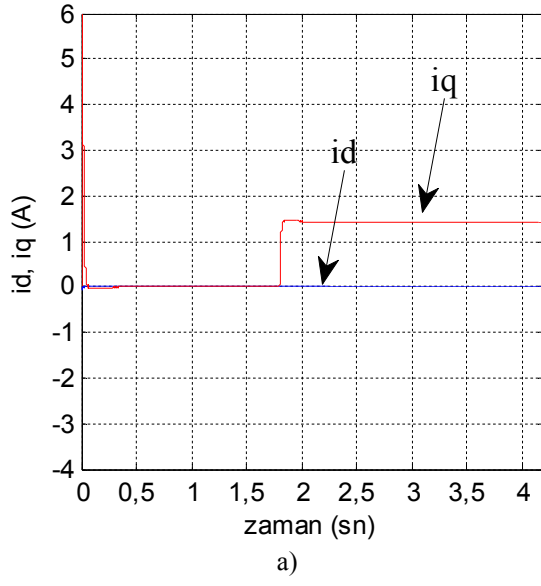
Şekil 3.29. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durumda başlangıç anı için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları



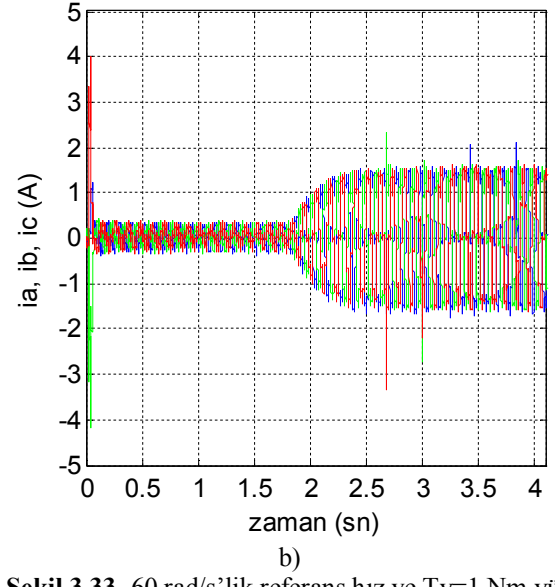
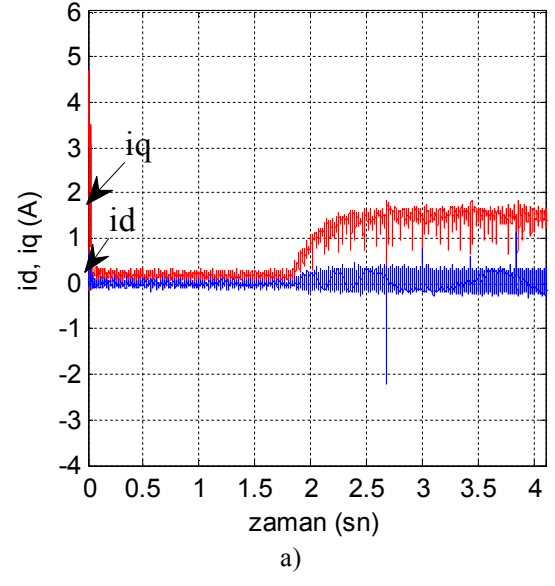
Şekil 3.30. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment



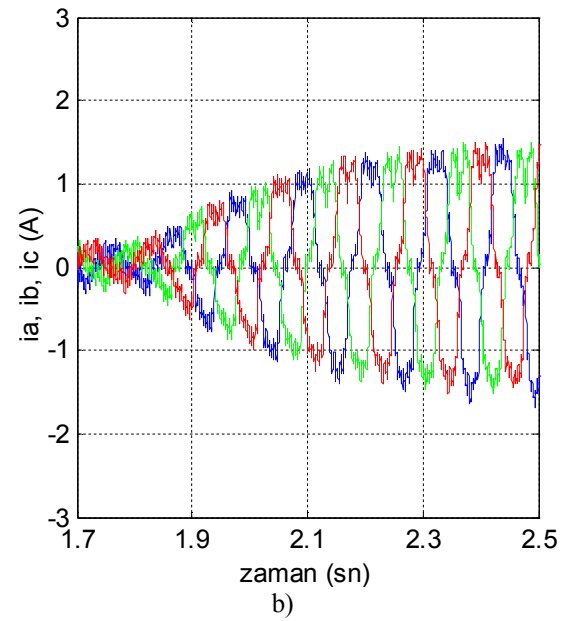
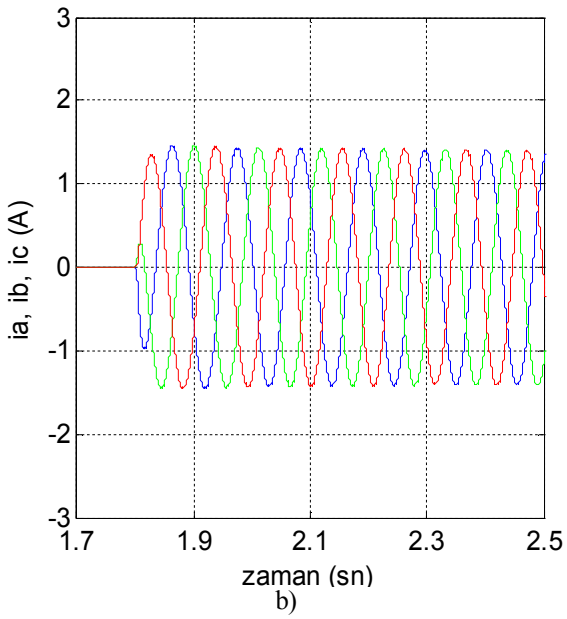
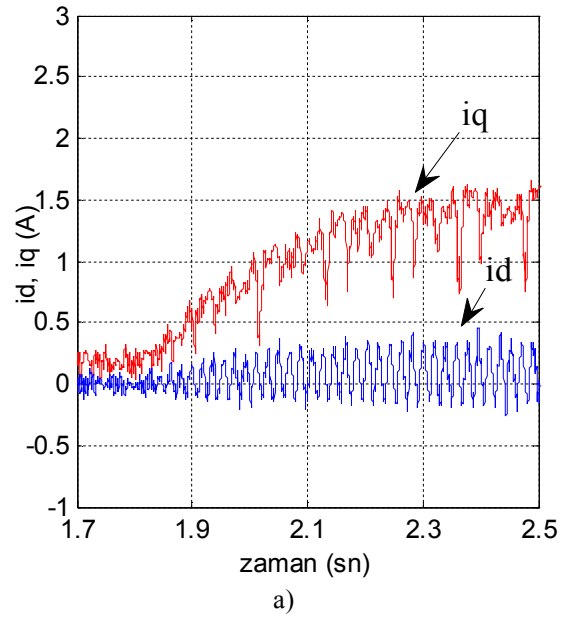
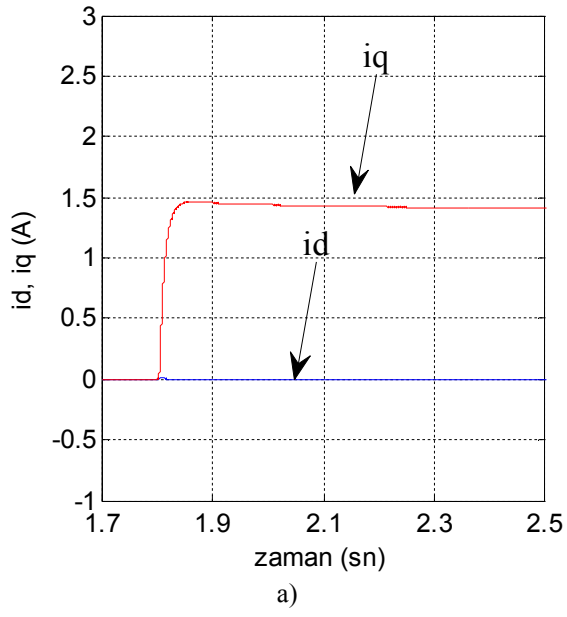
Şekil 3.31. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment



Şekil 3.32. 60 rad/s'lık referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları

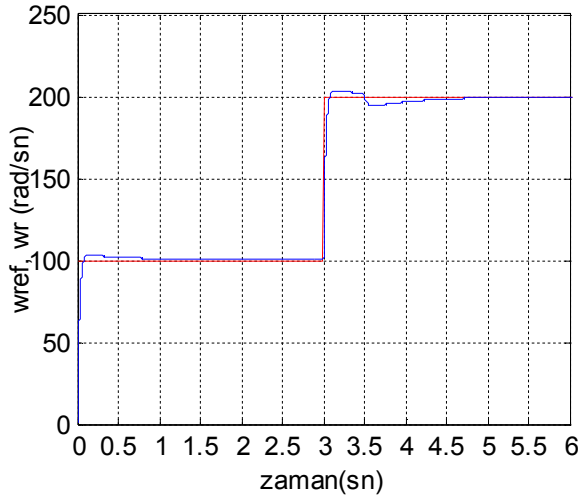


Şekil 3.33. 60 rad/s'lık referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları

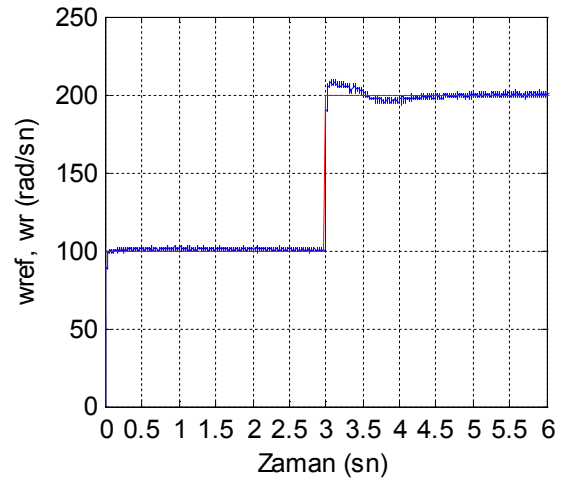


Şekil 3.34. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için yüklenme anındaki benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları

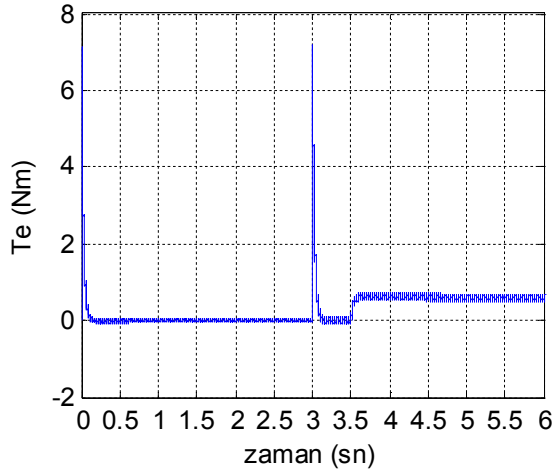
Şekil 3.35. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ yük için yüklenme anındaki deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları



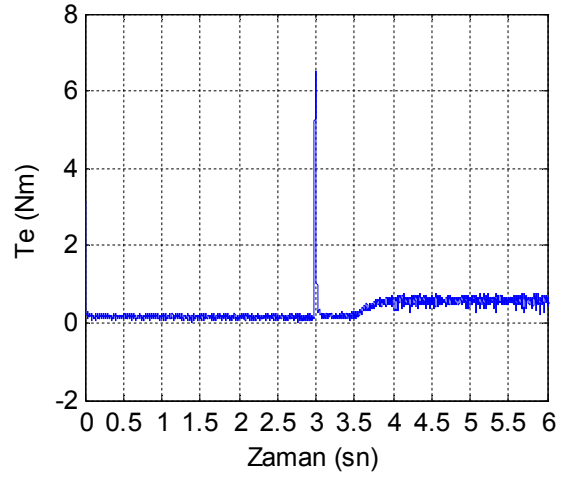
a)



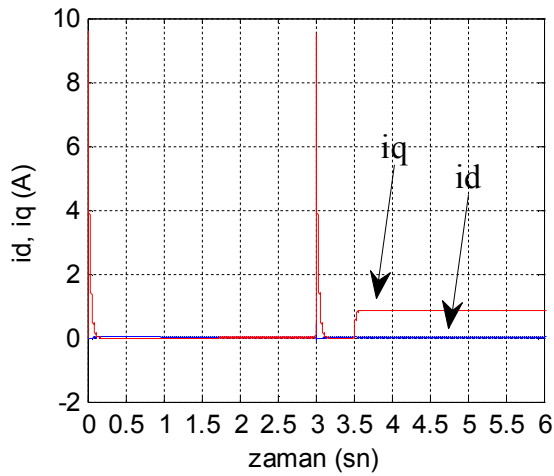
a)



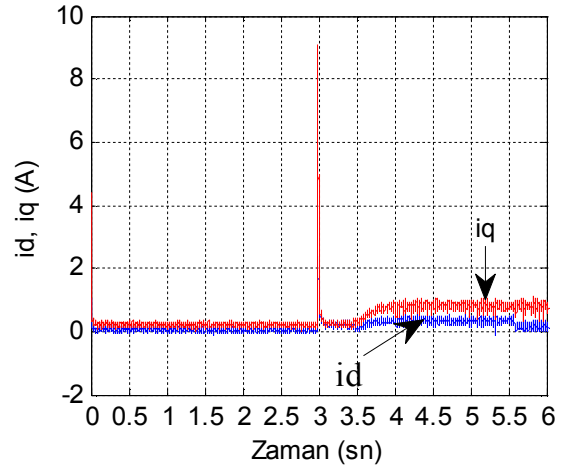
b)



b)



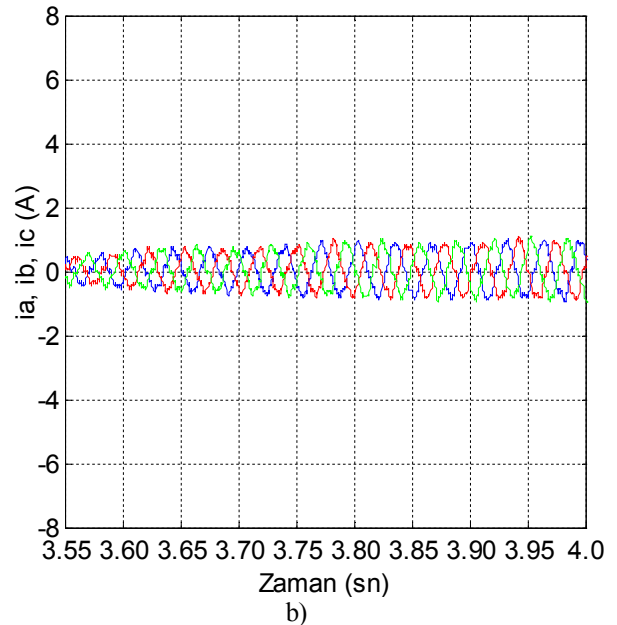
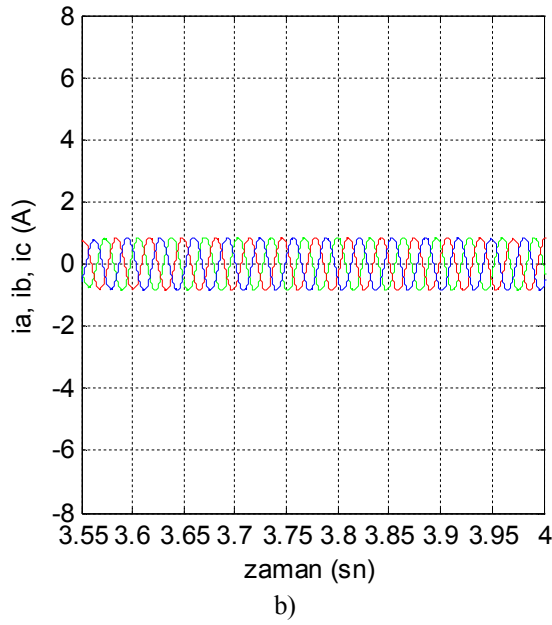
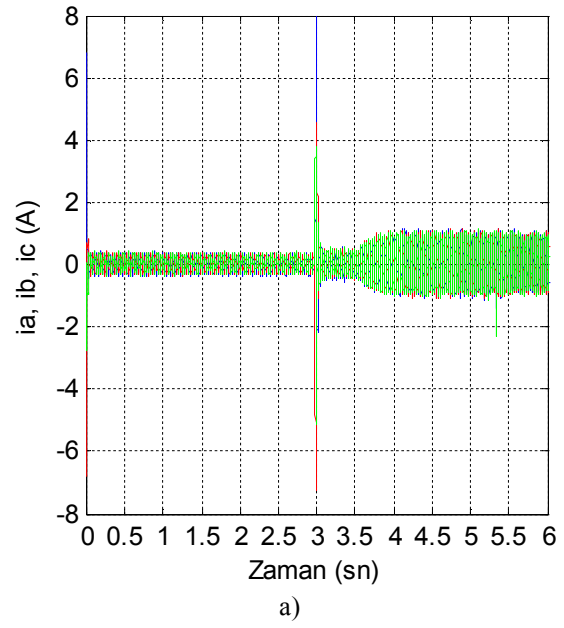
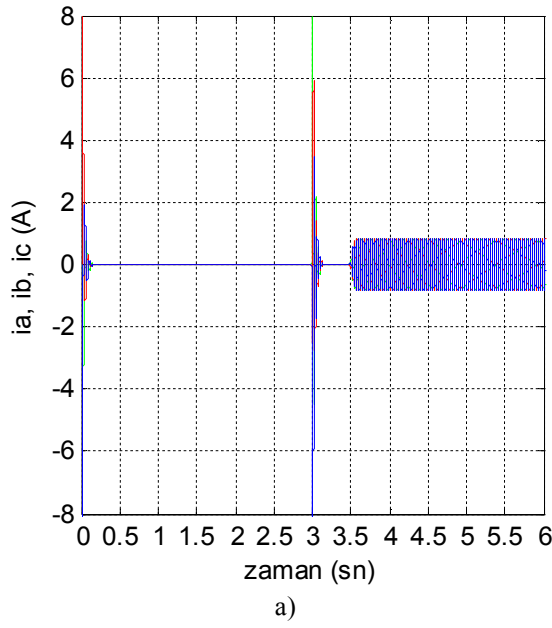
c)



c)

Şekil 3.36. Referans hızın, 100 rad/s'den 200 rad/s'ye gitmesi durumunda, $T_y=0,6$ Nm yük için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) d-q eksen akımları

Şekil 3.37. Referans hızın, 100 rad/s'den 200 rad/s'ye gitmesi durumunda, $T_y=0,6$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment, c) d-q eksen akımları



Şekil 3.38. Referans hızın, 100 rad/s'den 200 rad/s'ye gitmesi durumunda, $T_y=0,6$ Nm yük için benzetim sonuçları a) üç fazlı stator akımları, b) yüklenme anı için üç fazlı stator akımları

Şekil 3.39. Referans hızın, 100 rad/s'den 200 rad/s'ye gitmesi durumunda, $T_y=0,6$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) üç fazlı stator akımları, b) yüklenme anı için üç fazlı stator akımları

Şekil 3.24-3.29'da yüksüz durumda 60 rad/s'lik referans hız için verilen benzetim ve deneysel sonuçları incelendiğinde, benzetim sonuçları ile deneysel sonuçların yaklaşık olarak aynı olduğu görülür. Deneysel sistemde SMSM'yi yüklenmek için kullanılan fuko freninin rotoru, yüksüz durumda küçük bir yük momenti oluşturduğundan, deneysel sistemde yüksüz durumda SMSM'nin küçük bir stator akımı çektiği görülür. SMSM'nin hızı, üç faz stator akımları, i_d ve i_q akımları ile T_e elektromanyetik momentlerine ait

sonuçlar incelendiğinde, daha önce anlatıldığı gibi i_q akımının momentle doğrusal bir şekilde değiştiği ve i_d akımının ise kontrol sırasında sıfırda sabitlenerek, motorun referans hızı takip görülmektedir. şekil 3.30-3.35’de motorun 60 rad/sn’lik referans hız ve 1,8 saniye sonra $T_y=1$ Nm’lik yük ile yüklendiği durumda deneysel ve benzetim sonuçları görülmektedir. Bu sonuçlar incelendiğinde motorun yüksüz durumda yol aldıktan sonra 1,8 saniyede 1 Nm ile yüklenmesi durumunda, motorun kısa süreli bir hız düşüşü sonrasında 1 Nm yükle referans hızı yakalayarak sabit hızda çalıştığı görülür. Yüklenme anında üç faz stator akımlarının yk momentine paralel olarak arttığı görülür. Ayrıca i_q akımının T_e elektromanyetik momenti ile doğrusal değiştiği, i_d akımının ise kontrol süresince sıfır olduğu görülür. şekil 3.36-3.39’da değişken bir referans hız için benzetim ve deneysel sonuçları görülmektedir. Bu sonuçlardan değişken bir hız için SMSM’nin AYK performansı incelendiğinde, motor hızının referans hız takip ettiği ve yüklenme anında akımın ve momentin arttığı görülür. Yine yüklenme anında motor hızında küçük bir düşüş olduğu görülür. Bu düşüş sonrasında hız, yeniden referans hıza ulaşır ve SMSM kararlı bir şekilde çalışır.

4. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

4.1.Giriş

Bu bölümde son zamanlarda AA makinalarının kontrolünde yaygın bir şekilde kullanılan DMK ele alınacaktır. Bu yönteminin üstünlükleri:

- Motor parametrelerinden yalnızca stator direncine bağımlı olması,
 - AYK'da kullanılan DGM algoritmalarının kullanılmaması nedeniyle, süre hesaplama zamanının az olması
 - Akım kontrol döngüsü olmadığından, stator akısı ve momentin basit bir histerezis kontrol yapısı kullanılarak elde edilmesi,
 - AYK'da V_d ve V_q gerilimlerinin hesaplanması için kullanılan düzeltme gerilimi ifadelerine gerek duyulmaması,
 - Orta hassasiyetle çalışma durumu için moment kontrolünde, rotor konumuna gerek duyulmadığından konum algılayıcı gerektirmemesi,
- olarak sıralanabilir.

Sakıncaları ise:

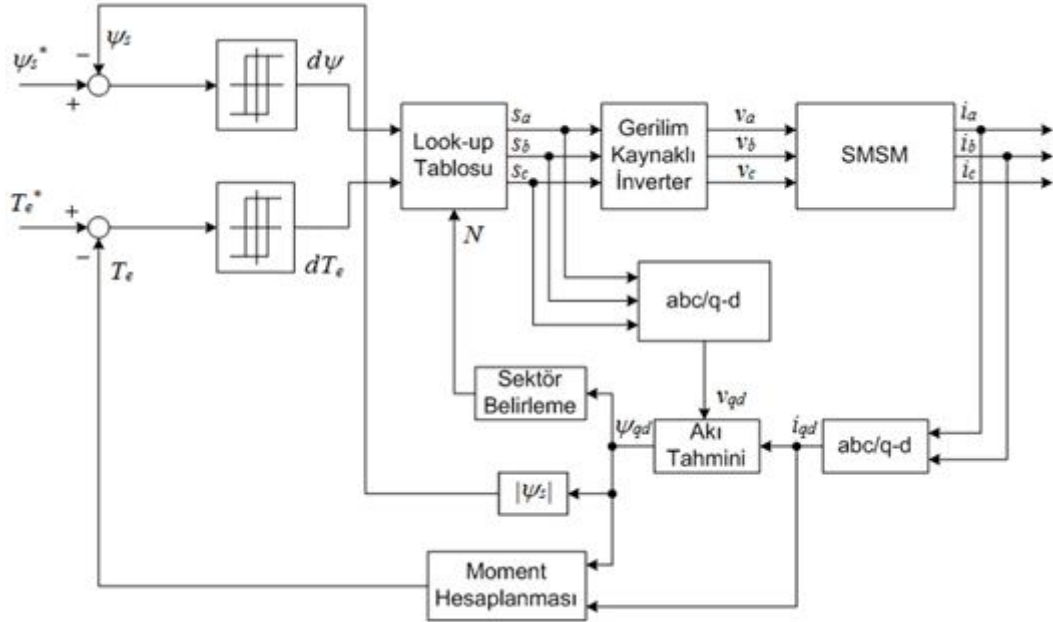
- Değişken anahtarlama frekansında çalışması nedeniyle, girişte kullanılan filtrelerin sadece bazı anahtarlama frekansında etkili olması
- Rotor manyetik akısının başlangıç pozisyonuna gerek duyulması,
- İnverter anahtarlama frekansının akı ve moment histerezis bandına, makine parametrelerine ve örnekleme frekansına bağlı olması,
- Histerezis karşılaştırıcı için yüksek örnekleme frekansına gerek duyulması,
- Başlangıç ve düşük hızlarda çalışma problemi,
- Yüksek gürültü seviyesi,

olarak sıralanabilir [7, 9].

Temel olarak DMK yöntemi, histerezis ve uzay vektör modülasyonlu olmak üzere iki şekilde uygulanmaktadır.

4.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Histerezis Doğrudan Moment Kontrolü

Histerezis DMK yönteminde stator akısı ve momentin, referans değerleri ile gerçek değerleri arasındaki farka bakılarak uygun bir anahtarlama stratejisine göre stator gerilimi seçilmektedir.

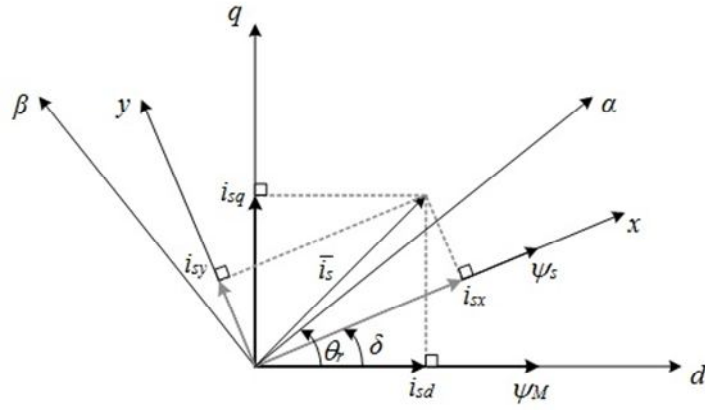


Şekil 4.1. SMSM'nin histerezis DMK yönteminin blok diyagramı

Şekil 4.1'deki blok diyagramından görüldüğü gibi motorun akı ve moment değerleri, stator akım ve gerilimlerinin ani değerleri kullanılarak hesaplanır ve referans değerler ile karşılaştırılarak, bir histerezis bandı içinde tutulmaya çalışılır. Moment ve akı hatası histerezis bandının dışına çıktığında yeni bir stator gerilim vektörü seçilir [43].

DMK yönteminin sürücü performansı, stator akısı uzay vektörünün doğru tahmin edilmesine bağlıdır. Bu yöntemde inverter sürücü performansı için kısıtlayıcı bir faktör olmaktan çıkar ve gerilim, akım cevap süreleri tamamen motor tarafından belirlenir [9, 18].

Stator manyetik akısı Ψ_s ve sabit mıknatısların oluşturduğu rotor manyetik akısı olan Ψ_M , rotor akı ($d-q$) ve stator akı ($x-y$) düzleminde Şekil 4.2'deki gibi gösterilebilir.



Şekil 4.2. d-q ve x-y ekseninde vektör diyagramı

Denklem 2.18'deki moment denkleminde i_q akımı çekilirse,

$$i_q = \frac{2T_e}{3p(\psi_M - (L_d - L_q)i_d)} \quad (4.1)$$

olur. Stator manyetik akısının genliği,

$$|\psi_s|^2 = (\psi_d)^2 + (\psi_q)^2 \quad (4.2)$$

olur. Denklem 4.2'de, Denklem 2.13 ve 2.14 yerine yazılırsa,

$$|\psi_s|^2 = (L_d i_d + \psi_M)^2 + (L_q i_q)^2 \quad (4.3)$$

elde edilir. d-q ve x-y eksenleri arasındaki dönüşüm için,

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\sin(\delta) \\ \sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

kullanılır. Burada f ; gerilim, akım ya da manyetik akıyı temsil etmektedir.

$$\sin(\delta) = \frac{\psi_q}{|\psi_s|} \quad (4.5)$$

$$\cos(\delta) = \frac{\psi_d}{|\psi_s|} \quad (4.6)$$

olur. Burada $|\psi_s|$ stator manyetik akısının genliğidir. d - q ve x - y dönüşümü yapılarak i_d ve i_q akımlarının yerine x - y eksen bileşenleri yazılırsa moment denklemi,

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_d (i_x \sin \delta + i_y \cos \delta) - \psi_q (i_x \cos \delta - i_y \sin \delta)] \quad (4.7)$$

gibi olur. Denklem 4.7’de, Denklem 4.5 ve 4.6 yerine yazılır ve yeniden düzenlenirse, moment denklemi,

$$T_e = \frac{3}{2} p |\psi_s| i_y \quad (4.8)$$

olur. Stator akısının x - y eksenindeki ifadesi ise Denklem 4.4’deki dönüşüm kullanılarak,

$$\begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d \cos(\delta) & L_q \sin(\delta) \\ -L_d \sin(\delta) & L_q \cos(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Şeklinde ifade edilir. Denklem 4.8’den görüldüğü gibi stator manyetik akısının genliği sabit tutulursa, moment stator akımının sadece y eksen bileşeniyle değişir [7, 12].

YMSM’de $L_d=L_q=L_s$ olduğundan Denklem 4.9,

$$\begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

gibi basitleştirilebilir. Şekil 4.2’de görüldüğü gibi stator manyetik akısı x eksen üzerinde olduğundan ψ_y bileşeni sıfır olur. Bu durumda Denklem 4.10’dan stator akımının y eksen bileşeni olan i_y ,

$$i_y = \frac{1}{L_s} \psi_M \sin \delta \quad (4.11)$$

gibi ifade edilebilir Denklem 4.11’deki i_y değeri Denklem 4.8’deki moment denkleminde yerine yazılırsa,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} p |\psi_s| \psi_M \sin \delta \quad (4.12)$$

olur. Burada δ moment açısı olarak ifade edilir. Stator manyetik akısı sabit tutulduğu durumda yüzey mıknatıslı SMSM'nin momenti stator manyetik akısının dönüş hızı ile kontrol edilebilir. Bu durum DMK yönteminin temelini oluşturur [16, 27]

4.2.1. Stator Manyetik Akısının Kontrolü

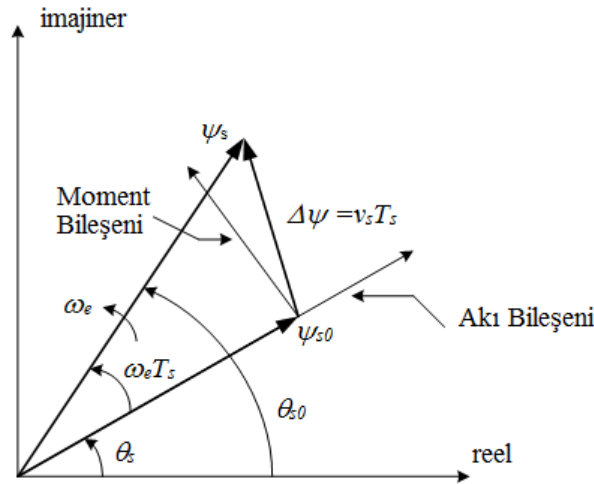
Stator manyetik akısının genliğinin ve dönüş hızının kontrolü için anahtarlama tablosundan doğru gerilim vektörünün seçilerek statora uygulanması gerekir. [4]. Genel olarak stator manyetik akısı,

$$\vec{\psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} (\vec{u}_s - R_s \vec{i}_s) . dt \quad (4.13)$$

olur. Denklem 4.13'de stator direnci olan R_s ihmal edilirse, stator manyetik akısı,

$$\vec{\psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} \vec{u}_s . dt \quad (4.14)$$

gibi olur. Denklem 4.14'de gösterildiği gibi stator manyetik akısı uzay vektör geriliminin integrasyonu ile bulunabilir.



Şekil 4.3. DMK yöntemi için vektör diyagramı

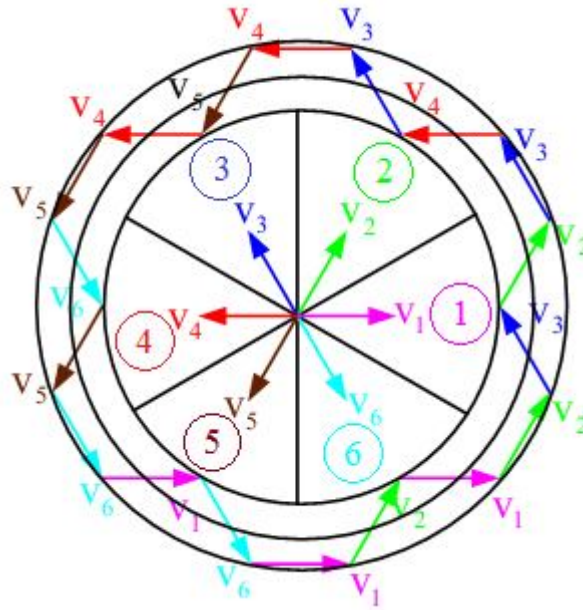
Şekil 4.3'de DMK yöntemi için vektör diyagramı verilmiştir. Bu vektör diyagramında ψ_{s0} , stator akısının başlangıç değeri, ψ_s ise stator akısının T_s anındaki değerini göstermektedir. Vektör diyagramından görüldüğü gibi stator akısına, $\Delta\psi$ akı vektörü ilave edildiğinde, Denklem 4.12'de verilen moment ifadesine göre momentte bir değişim

olmaktadır. Yeni akı ve moment değerlerine göre histerezis kontrol döngüsü ile yeni bir gerilim vektörü seçilerek, statora uygulanır [9].

Daha önce 3. Bölüm’de uzay vektör DGM yönteminde bahsedildiği gibi bir inverterde altı uzay gerilim vektörü ve iki sıfır gerilim vektörü bulunmaktadır. Denklem 4.13’deki $\vec{u}_s$ stator gerilim vektörü,

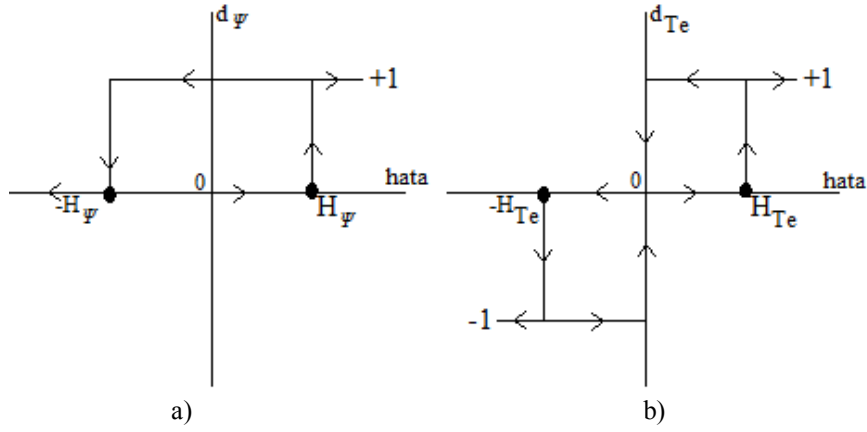
$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} V_{dc} (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (4.15)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada V_{dc} inverterin DA gerilimini, S_a , S_b ve S_c ise anahtarlama durumlarını gösterir. Şekil 4.4’de gösterilen uzay vektör gerilimleri arasında 60° vardır ve vektör düzlemi altı eşit parçaya bölünmüştür. Bu parçaların her birine sektör denilmektedir. Her bir sektörde Ψ_s ’in genliğini arttırmak ve azaltmak için, en düşük anahtarlama frekansını veren iki komşu gerilim vektörü seçilir.



Şekil 4.4. Uzay vektör gerilimleri

Tablo 4.1’de gerilim kaynaklı inverter için uygun anahtarlama stratejisi verilmiştir. Burada momet histerezis karşılaştırıcısının çıkışı dT_e , akı histerezis karşılaştırıcısının çıkışı $d\Psi$ ve manyetik akı bölgesi (sektör) ise θ ile gösterilmiştir. Şekil 4.5’de verildiği gibi dT_e 1, -1 ve 0 olmak üzere üç değerli, $d\Psi$ ise 0 ve 1 olmak üzere iki değerlidir.



Şekil 4.5. a) Moment ve b) akı histerzis karşılaştırıcısı

Moment ve akı histerezis karşılaştırıcıların çalışması şu şekildedir:

$$T_e - T_e^* > H_{Te} \text{ ise } dTe = -1$$

$$T_e - T_e^* = 0 \text{ ise } dTe = 0$$

$$T_e - T_e^* < H_{Te} \text{ ise } dTe = 1$$

$$\psi_s - \psi_s^* > H_\psi \text{ ise } d\Psi = 0$$

$$\psi_s - \psi_s^* < H_\psi \text{ ise } d\Psi = 1$$

Tablo 4.1. İnverter için anahtarlama stratejisi

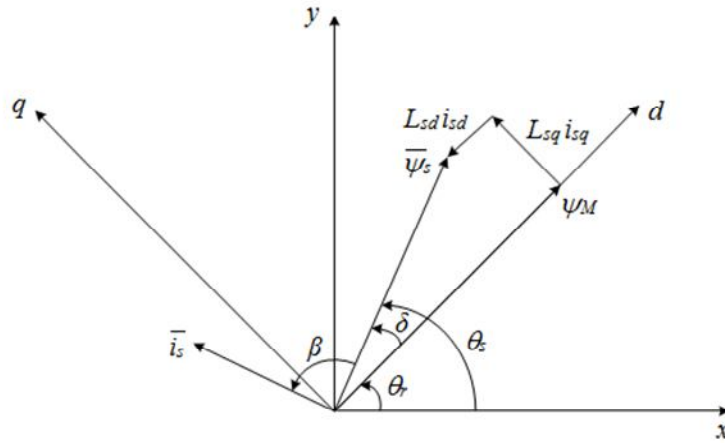
$d\Psi$	dTe	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
1	1	$V_2(110)$	$V_3(100)$	$V_4(101)$	$V_5(001)$	$V_6(011)$	$V_1(010)$
	0	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$
	-1	$V_6(011)$	$V_1(010)$	$V_2(110)$	$V_3(100)$	$V_4(101)$	$V_5(001)$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

Burada T_e^* ve Ψ_s^* moment ve akının referans değerlerini, H_{Te} ve H_ψ ise moment ve akının histerezis bandını temsil etmektedir. DMK yönteminde H_{Te} ve H_ψ 'nin seçimi çok önemlidir. Çünkü maksimum anahtarlama frekansı bu seçime göre belirlenmektedir. Eğer büyük seçilirse histerezis bandı büyük olur, bu durumda moment ve akıda istenmeyen büyük bir dalgalanma olur. Çok küçük seçildiğinde ise anahtarlama frekansı çok büyük olur ve bunun sonucunda da anahtarlama kayıpları artar. Literatürde bu değerlerin seçimi

için YSA, Bulanık Mantık vb. yeni kontrol yöntemlerinin kullanıldığı bir çok çalışma yapılmıştır [10, 17, 19].

4.2.2. Rotor Açısının Hesabı

İMSM'nin DMK yönteminde asimetrik yapı nedeniyle, motor modeli ile birlikte rotor açısının bulunması gerekmektedir. Rotor açısının hesaplanması için kullanılacak vektör diyagramı Şekil 4.6'da görüldüğü gibidir.



Şekil 4.6. Rotor açısının hesaplanması

q -ekseni manyetik akısı olan Ψ_q ,

$$|\psi_s| \sin \delta = L_d |i_s| \sin(\delta + \beta) \quad (4.16)$$

olur. Yük açısı olarak ifade edilen δ ise,

$$\tan \delta = \frac{L_d |i_s| \sin \beta}{|\psi_s| - L_q |i_s| \cos \beta} \quad (4.17)$$

olur. δ bulunduktan sonra rotor açısı θ_r ,

$$\theta_r = \theta_s - \delta \quad (4.18)$$

gibi hesaplanır.

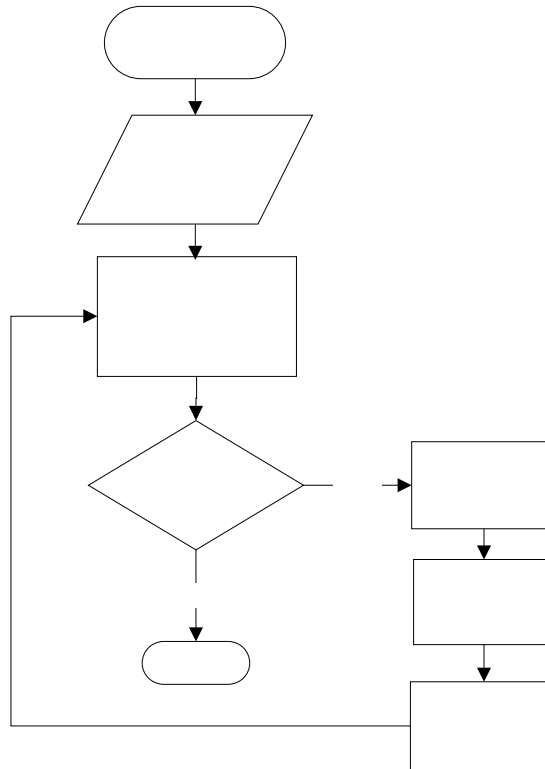
4.2.3. SMSM'nin Histerezis Doğrudan Moment Kontrolünde Genetik Algoritma ile Sabit Anahtarlama Frekansının Elde Edilmesi

4.2.3.1. Genetik Algoritma

Günümüzde karmaşık ve zor problemlerin hızlı ve kolay bir şekilde çözümüne yönelik olarak, YSA, BM, Karınca Koloni Algoritması ve Genetik Algoritma olmak üzere birçok yapay zeka algoritması kullanılmaktadır [93-98].

Genetik algoritmalar, doğal seçme ilkelerine dayanan bir arama yöntemidir. Genetik algoritma fikri ilk olarak 1975'de Holland [93] tarafından ortaya atılmıştır. Genetik algoritmalar, geleneksel yöntemlerle çözümü zor veya imkânsız olan birçok problemin çözümünde kullanılmaktadır [96, 97]. Genetik algoritmalar, optimizasyon, sınıflandırma, tasarım ve mekanik öğrenme gibi birçok alanda başarılı uygulamaları mevcuttur. Mühendislik alanında ise özellikle optimizasyon için kullanılmaktadır.

Genetik algoritma diğer evrimsel algoritmalar gibi, araştırma uzayında bulunan çözümlerin bazılarını başlangıç popülasyonu olarak kullanırlar. Başlangıç popülasyonu her generasyonda tabii seçme ve tekrar üreme işlemleri ile art arda geliştirilir. En son kuşağın en iyi bireyi problem için optimal çözüm olur. Genel olarak genetik algoritmanın temel adımları Şekil 4.24'de verilen akış diyagramındaki gibidir [94, 96, 97].



Şekil 4.7. Genetik algoritmanın akış diyagramı

Genetik algoritmalarda kullanılan biyolojik terimler:

Kromozom: Yaşayan tüm organizmalar hücrelerden oluşur. Her hücrede aynı kromozom kümesi bulunur. Bir kromozom gen adı verilen DNA bloklarından oluşur. Her genin saç rengi gibi bir özelliği kodladığı söylenebilir.

Tekrar Üretim: Tekrar üretimde ilk olarak çaprazlama yapılır. Çaprazlamada atalardan gelen genler yeni bir kromozom üretmek için bir araya gelirler. Bu yeni üretilen nesil mutasyona uğrayabilir. Mutasyon DNA elemanlarının değişimidir. Bu değişimler atalardan gelen genlerin kopyalanması sırasındaki hatalardan veya çevresel faktörlerden kaynaklanabilir.

Kromozomlar olası çözümü ifade eder. Bir kromozom ikilik sayı sisteminde ifade edilebilir. Bu durumda he bir kromozom ikilik sayı sisteminde ifade edilen bir dizi olur. Kromozomlar ikilik sayı sisteminden başka reel, tamsayı gibi farklı düzenlerde de ifade edilebilirler. Ancak ikilik sayı sistemleri bilgisayar çözümüne daha yatkın olduğundan yaygın bir şekilde kullanılırlar.

Kromozom 1

1	0	0	1	1	0	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---

Kromozom 2

0	1	0	1	0	0	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---

Çaprazlama: Uygun olan kromozomlar seçildikten sonra üreme işlemi için çaprazlama yapılır. Ebebeynlerden gelen kromozomlardan yeni evlatlar üretmek için çaprazlama yapılır. Çaprazlama tek noktalı, çok noktalı vb. bir çok yöntemle yapılabilir.

Evebeyn

1	0	0	1	1	0	0	1
---	---	---	---	---	---	---	---

Evebeyn

0	1	0	1	0	0	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---

Evlat

1	0	0	1	0	0	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---

Mutasyon: Çaprazlamadan sonra mutasyon işlemine geçilir. Mutasyon çaprazlama sonrasında üretilen yeni çözüm popülasyonunda kopyalama olmasını engellemek için yapılır. Mutasyonda, oluşan yeni evlâdın bir biti değiştirilir.

Evlat

1	0	0	1	0	0	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---

Evlat

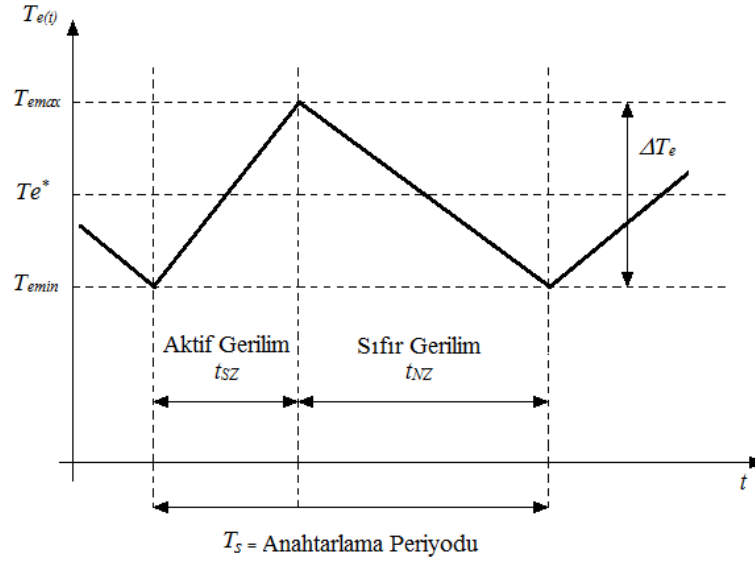
1	0	1	1	0	0	1	0
---	---	---	---	---	---	---	---

Elitizm: Üreme, çaprazlama ve mutasyon sonucunda, bir önceki popülasyonda bulunan en iyi evlat yeni popülasyona aktarılmayabilir. Bunu önlemek için elitizm yapılır. Elitizm, bir önceki popülasyonda en iyi (elit) olan evlâdın yeni nesle aktarılmasıdır. Bu durum doğal olmayan bir durumdur.

4.2.3.2. Genetik Algoritma ile Sabit Anahtarlama Frekansının Elde Edilmesi

Histerezis DMK yönteminde sabit bant genişliği kullanılması durumunda, anahtarlama frekansı değişir. Düşük hızlarda anahtarlama frekansı düşüktür, fakat moment ve akıdaki dalgalanma miktarı ise yüksektir. Yüksek hızlarda ise moment ve akıdaki dalgalanma miktarı düşük olmasına rağmen, anahtarlama frekansı yüksektir. Yüksek anahtarlama frekanslarında anahtarlama kayıpları artar ve inverterin çalışma frekansı aşılabılır. Bu sorunlar nedeniyle histerezis DMK yönteminde sabit anahtarlama frekansı elde edilmesine yönelik çalışmalar yapılmıştır.

Anahtarlama frekansını ayarlamak için genellikle adaptif bant genişliği ayarlama yöntemleri kullanılır. Şimdiye kadar yapılan çalışmalar genellikle BM ve YSA tabanlı adaptif bant genişliği ayarlama yöntemleridir [17, 85]. Son yıllarda bir çok mühendislik problemlerinin çözümü için genetik algoritma kullanılmaktadır. Histerezis DMK yönteminde adaptif bant genişliği ayarı ile sabit anahtarlama frekansının elde edilmesi için literatürdeki çalışmalardan farklı olarak genetik algoritma kullanılabilir. Şekil 4.8’de histerezis DMK yöntemi için verilen moment değişim eğrisi incelendiğinde maksimum değer olan Te_{max} değerine ulaşıldığında momenti azaltacak gerilim vektörü uygulanır ve minimum değer olan Te_{min} değerine ulaşıldığında ise momenti arttıracak gerilim vektörü uygulanır. Böylece belli bir bant genişliği içerisinde moment kontrol edilir.



Şekil 4.8. Histerezis DMK yönteminde moment değişimi

Anahtarlama periyodu momentin arttırıldığı aktif gerilim vektörü süresi ile momentin azaltıldığı sıfır gerilim vektörü sürelerinin toplamına eşittir. Genetik algoritma ile bant genişliği ayarlanırken moment değişim eğrisinden faydalanılarak istenen anahtarlama frekansını sağlayacak şekilde bant genişliği değiştirilir. Genetik algoritmanın programı Matlab’da m-file dosyası olarak yazılmıştır. Bu program başlangıçta 20 adet kromozomdan oluşur ve 5 kHz anahtarlama periyodu elde etmek için 1300 generasyon için çalıştırılmıştır. Kromozomlardan hangilerinin uygun olduğunu belirlemek için kullanılan uygunluk fonksiyonu,

$$f_{uyg} = \frac{1}{|f_s - f_{gen}|} \quad (4.19)$$

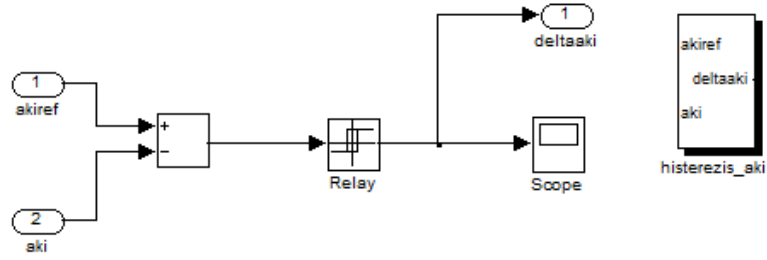
olarak seçilmiştir. Burada f_s çalışılmak istenen anahtarlama frekanslarını, f_{gen} ise genetik algoritmadan rastgele elde edilen anahtarlama frekanslarını temsil etmektedir. Denklem 4.19’den görüldüğü gibi f_s ile f_{gen} arasındaki fark ne kadar küçük olursa uygunluk fonksiyonu da o kadar büyük olur. 1300 generasyon sonucunda en yüksek uygunluk değerine sahip olan kromozom değeri, çözüm olarak kabul edilir. Bu kromozom bant genişliğini temsil eder ve bu bant genişliği değeri istenen anahtarlama frekansını sağlayan değerdir.

4.2.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Histerezis Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi

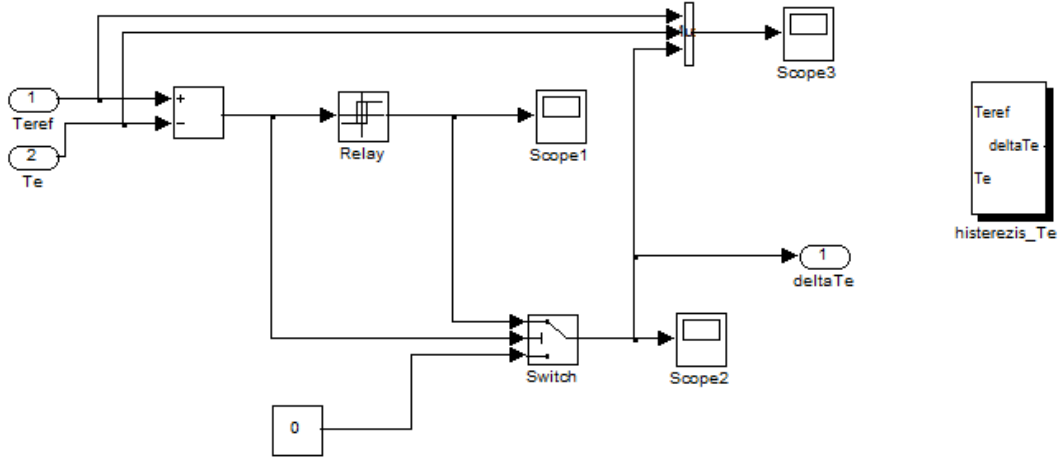
Bu alt bölümde SMSM'nin histerezis DMK yönteminin Matlab/Simulink benzetimi verilecektir. Daha önce SMSM'nin AYK Matlab/Simulink benzetiminde kullanılan benzetim bloklarına yeniden değinilmeyecektir.

SMSM'nin histerezis DMK yönteminin Matlab/Simulink benzetimi Şekil 4.9'da verildiği gibidir. Histerezis DMK yönteminde daha önce anlatıldığı gibi moment ve akı değeri belli bir bant genişliği içinde kontrol edilmeye çalışılır. Bu kontrol yönteminde uygun gerilim vektörünün seçimi ve statora uygulanması büyük önem taşır. İnverterin kontrolü için herhangi bir DGM tekniği kullanılamaz. Böylece inverter üzerindeki DGM tekniğinden kaynaklanan sınırlandırmalar kaldırılmış olur. SMSM'nin Matlab/Simulink benzetim modelinden elde edilen d ve q eksen akı değerlerine göre vektörünün büyüklüğü ve açısı belirlenir. Daha sonra bu akı değeri ile referans akı değeri, akı histerezis Matlab/Simulink bloğunda karşılaştırılarak akı değişimi hesaplanır. Yine SMSM'nin benzetim modelinden elde edilen moment değeri ile hız kontrolörünün çıkışı olan referans moment değeri, moment histerezis Matlab/Simulink benzetim bloğunda karşılaştırılarak moment değişimi hesaplanır. Daha sonra bu değerlere göre stator gerilim vektörü seçilmesi için oluşturulan Matlab/Simulink benzetim bloğundan elde edilen gerilim vektörü motora uygulanır.

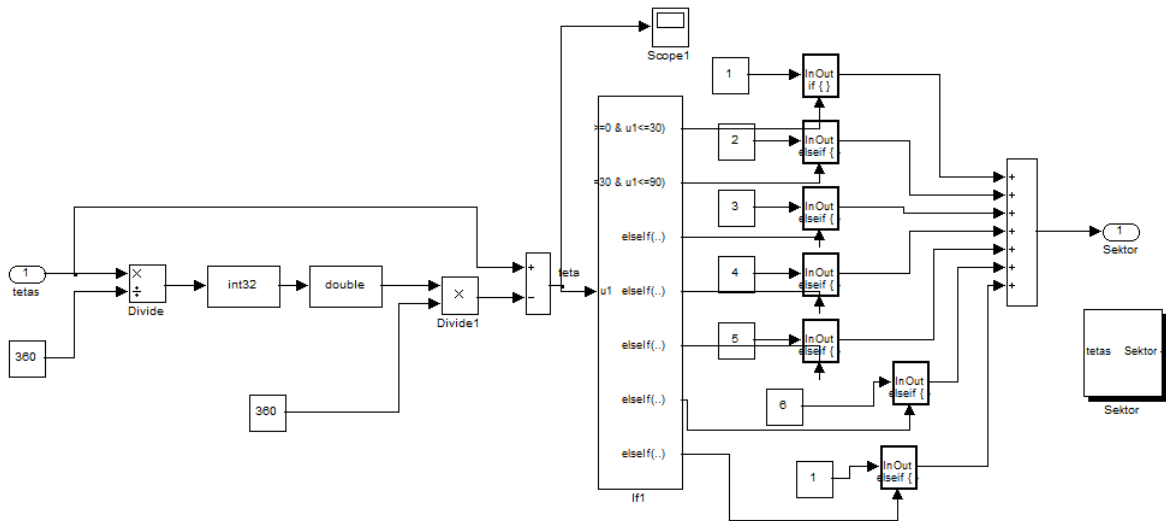
Şekil 4.10'da akı histerezis karşılaştırıcısının benzetiminin bulunduğu Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği verilmiştir. Bu blokta referans akı değeri ile gerçek akı değeri karşılaştırılarak akı değişimi elde edilir. Şekil 4.11'de verilen moment histerezis karşılaştırıcısının benzetiminin bulunduğu Matlab/Simulink benzetim bloğunda ise, referans moment değeri ile gerçek moment değeri karşılaştırılarak moment değişimi elde edilir. Şekil 4.12'de verilen Matlab/Simulink benzetim bloğunda stator akısının esas açısına göre sektör belirlenmektedir. Şekil 4.13'de içeriği verilen DMK Matlab/Simulink benzetim bloğunda ise, Tablo 4.1'de verilen anahtarlama stratejisi kullanılarak statora uygulanacak olan gerilim vektörünün seçimi yapılır.



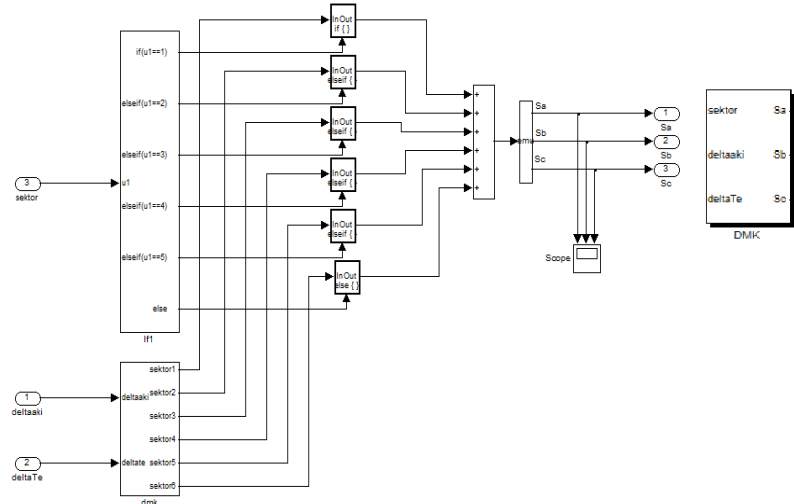
Şekil 4.10. Akı histeresis karşılaştırıcısı Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği



Şekil 4.11. Moment histeresis karşılaştırıcısı Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği



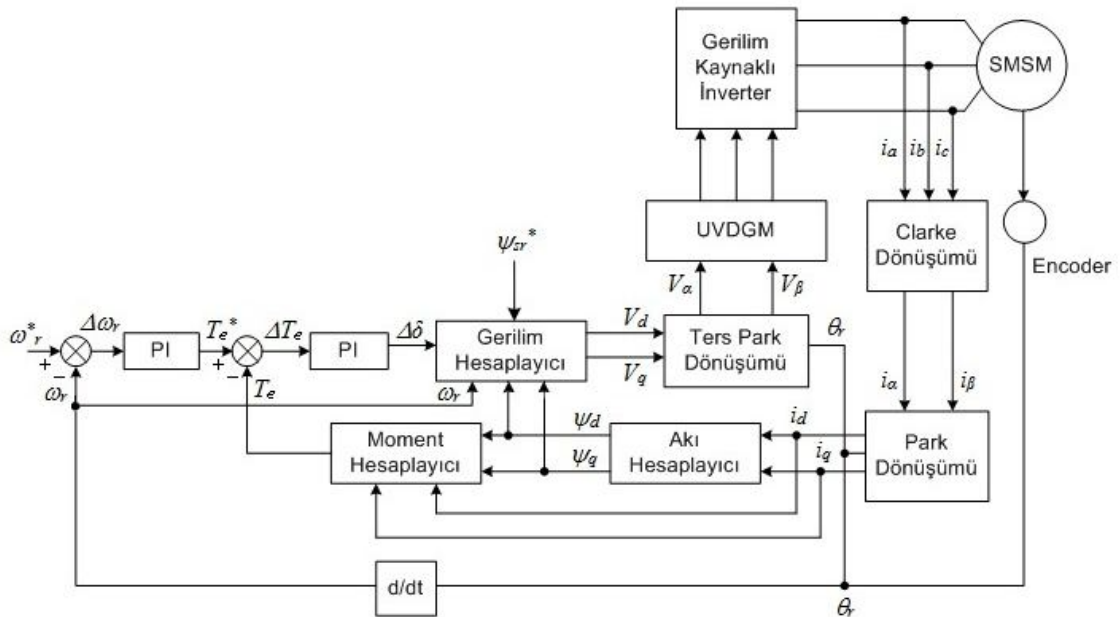
Şekil 4.12. Sektör Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği



Şekil 4.13. DMK Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği

4.3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Uzak Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrolü

Histerezis DMK yönteminde sabit anahtarlama frekansının elde edilememesi ve yüksek örnekleme frekansına gerek duyulması nedeniyle uzak vektör modülasyonlu DMK yöntemi ortaya çıkmıştır. Bu yöntemde kullanılan uzak vektör modülasyonu ile sabit anahtarlama frekansında çalışmak mümkün olur [34, 41]. 3. Bölüm’de uzak vektör modülasyon tekniği ile ilgili ayrıntılı bilgiler verildiğinden bu bölümde yeniden değinilmeyecektir. Uzak vektör modülasyonlu DMK yönteminin blok diyagramı Şekil 4.14’de görüldüğü gibidir.



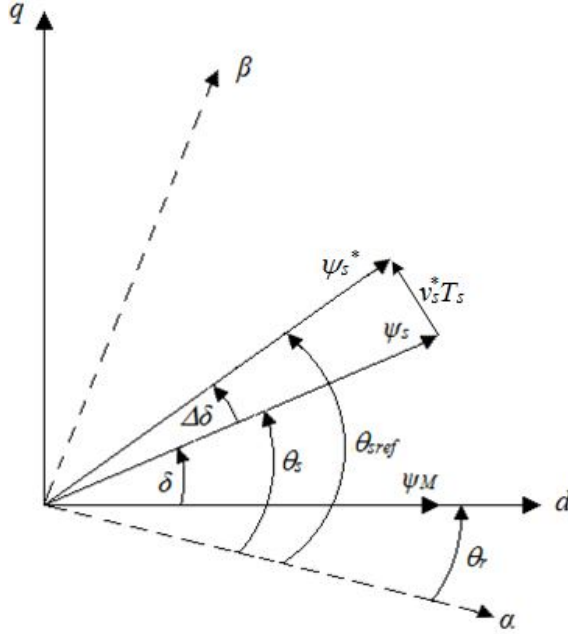
Şekil 4.14. Uzak vektör modülasyonlu DMK yönteminin blok diyagramı

Şekil 4.14’de verilen blok diyagramından görüldüğü gibi, ω_r^* referans hızı ile ω_r gerçek hızı karşılatırılarak elde edilen $\Delta\omega_r$ hız hatası, PI hız kontrolörünün girişine uygulanarak referans moment değeri, T_e^* elde edilir. Motordan ölçülen üç faz stator akımları Denklem 2.7’de verilen Clarke dönüşümü ile α - β eksenine, daha sonra Denklem 2.9’da verilen Park dönüşümleri ile d - q eksenine dönüştürülür. Akı hesaplayıcı bloğunda Denklem 2.13 ve 2.14 kullanılarak Ψ_d ve Ψ_q akıları hesaplanır. Moment hesaplayıcı bloğunda Denklem 2.17 kullanılarak gerçek moment değeri, T_e hesaplanmaktadır. T_e^* referans moment değeri ile gerçek moment değeri T_e karşılaştırılmasıyla elde edilen ΔT_e moment hatası, PI moment kontrolörüne girilerek, yük açısının değişimi olan $\Delta\delta$ elde edilir. Moment değişimi ΔT_e ve yük açısı değişimi $\Delta\delta$ arasındaki ilişkiyi bulmak için, Denklem 4.12’deki moment ifadesinin türevi alınır,

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} p |\psi_s| \psi_M \sin \delta \frac{d\delta}{dt} \quad (4.20)$$

olur. Denklem 4.20’den görüldüğü gibi momentin değişimi, yük açısı δ ’nın değişimi ile doğru orantılıdır. Hızlı ve dinamik bir moment cevabının elde edilmesi için δ ’nın hızlı bir şekilde değiştirilmesi gerekir. δ ’nın belli bir bant genişliği içinde hızlı bir şekilde değiştirilmesi ile motor momentinde de bir bant genişliği içinde hızlı bir şekilde kontrol edilebilir. Bunun sonucu olarak momentedeki dalgalanma miktarı, dolayısıyla motordaki gürültü miktarı azaltılabilir. [34, 35, 41].

Uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminin vektör diyagramı, Şekil 4.15’de verildiği gibidir. Bu vektör diyagramından, yük açısında $\Delta\delta$ kadarlık bir değişim olması durumunda, Ψ_s stator akısındaki değişim görülür. Bu diyagramda, T_s sabit anahtarlama periyodunu, v_s^* gerilimi ise uzay vektör modülasyon tekniği kullanılarak statora uygulanan gerilim vektörünü göstermektedir.



Şekil 4.15. Uzak vektör modülasyonu DMK yönteminin vektör diyagramı

Stator akısının d eksenindeki değişimi $d\Psi_d$ ve q eksenindeki değişimi $d\Psi_q$,

$$d\Psi_d = \psi_{sr}^* \cos(\delta + \Delta\delta) - |\psi_s| \cos(\delta) \quad (4.21)$$

$$d\Psi_q = \psi_{sr}^* \sin(\delta + \Delta\delta) - |\psi_s| \sin(\delta) \quad (4.22)$$

gibi olur. Denklem 4.21 ve 4.22'deki ψ_{sr}^* stator akısının referans değerini, $|\psi_s|$ ise stator akısının genliğini göstermektedir. $|\psi_s|$ 'in değeri,

$$|\Psi_s| = \sqrt{\Psi_d^2 + \Psi_q^2} \quad (4.23)$$

olur. Yük açısı olan δ ise

$$\delta = \arctan \frac{\Psi_q}{\Psi_d} \quad (4.24)$$

olur. V_d ve V_q gerilim ifadeleri Denklem 2.15 ve 2.16 kullanılarak hesaplanabilir. Sabit anahtarlama frekansını çalışmak için, Denklem 2.15 ve Denklem 2.16'da dt yerine, anahtarlama periyodu olan T_s yazılırsa, V_d ve V_q gerilim ifadeleri,

$$V_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{T_s} - \omega_r \psi_q \quad (4.25)$$

$$V_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{T_s} + \omega_r \psi_d \quad (4.26)$$

elde edilir. Denklem 2.10'da verilen ters Park dönüşümü ile V_d ve V_q gerilimlerinden V_α ve V_β gerilimleri bulunur. Böylece statora uygulanacak gerilimin genliği ve açısı hesaplanır. Daha sonra bu değerler kullanarak uzay vektör modülasyonu işaretleri üretilir ve SMSM'nin uzay vektör modülasyonlu DMK gerçekleştirilir. PI hız kontrolörü ve PI moment kontrolörünün parametreleri daha önce 3.Bölüm'de verilen kök yer eğrisine göre belirlenmektedir. Bu yöntemin çalışma performansı PI kontrolör parametrelerinin uygun olarak seçimine bağlıdır. PI parametrelerinin uygun seçilmemesi durumunda motor momentinde büyük dalgalanmalar meydana gelir ve motor kararlı bir şekilde çalıştırılmaz [34, 48].

4.3.1. SMSM'nin Uzay Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrolünde YSA ile PI Parametrelerinin Tahmini

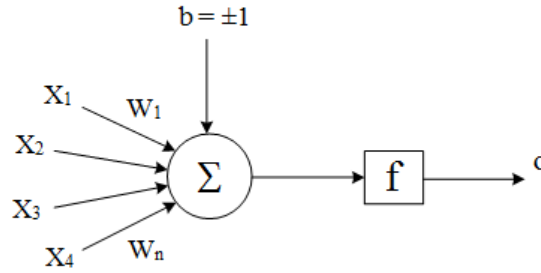
4.3.1.1. Yapay Sinir Ağları

YSA beyindeki sinir sisteminin çalışmasından esinlenerek oluşturulan bir bilgi işleme mekanizmasıdır. YSA insan beyninin özelliklerinden olan öğrenme sonucu yeni bilgiler türetilme, yeni bilgiler oluşturma keşfedilme yeteneklerini otomatik olarak gerçekleştirebilen bir bilgisayar sistemidir [82-86,]

YSA'lar, matematiksel olarak modellenemeyen karmaşık sistemlere ait problemlerin çözümünde kullanılmaktadır. Son yıllarda bir çok alanda YSA'lar kullanılmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. YSA, endüstri, sağlık, haberleşme, otomasyon ve kontrol sistemleri olmak üzere birçok uygulama alanında kullanılmaktadır [86].

Temel bir YSA hücresi Şekil 4.16'da verilmiştir. YSA hücresi girişler, ağırlıklar, toplama fonksiyonu ve aktivasyon fonksiyonu ve çıkıştan oluşur. Girişler dış ortamdan veya diğer nöronlardan alınabilir. Dış ortamdan alınan veriler ağırlıklar ile çarpılarak nöronlara bağlanır. Ağırlıklar girişlerin nöron üzerindeki etkisini temsil etmektedir. Toplam fonksiyonu ile net giriş hesaplanmaktadır. Son olarak net giriş aktivasyon fonksiyonundan geçirilerek nöronun çıkışı hesaplanabilir. b, bias veya aktivasyon

fonksiyonunun eşik değeri temsil etmektedir. Genel olarak YSA hücresinde kullanılan aktivasyon fonksiyonları doğrusal olmayan fonksiyonlardır.



Şekil 4.16. Temel yapay sinir ağı hücresi

Şekil 4.16’da verilen YSA hücresinin matematiksel modeli,

$$o = f(WX + b) \quad (4.27)$$

olur. Burada W ağırlıklar matrisi, X ise giriş matrisidir. n giriş sayısı olmak üzere;

$$W = w_1, w_2, w_3, \dots, w_n$$

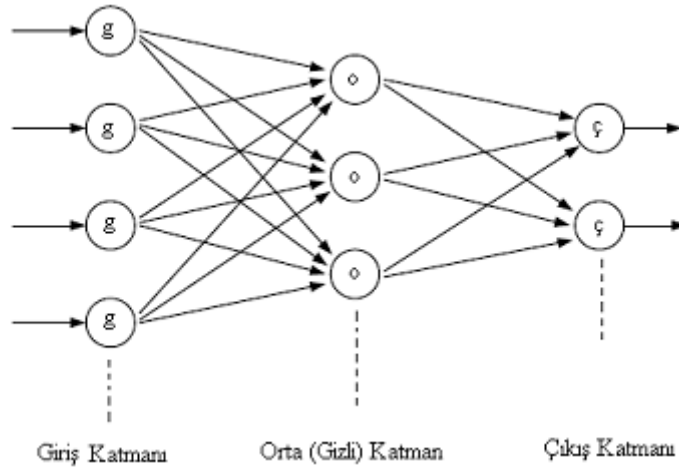
$$X = x_1, x_2, x_3, \dots, x_n \quad (4.28)$$

gibi ifade edilirse, çıkış ifadesi,

$$o = f\left(\sum_{i=1}^n W_i X_i + b\right) \quad (4.29)$$

olur. Burada f aktivasyon fonksiyonudur. Aktivasyon fonksiyonları doğrusal, sigmoid, tansigmoid, logsigmoid ve eşik fonksiyonu gibi çeşitli tipleri vardır.

YSA nöronların birbirleriyle bağlantılar aracılığıyla bir araya gelmelerinden oluşur. Nöronların aynı doğrultu üzerinde bir araya gelmeleriyle katmanlar oluşur. Katmanların birbirine bağlantısı değişik ağ mimarilerini ortaya çıkarmıştır. Genel olarak YSA Şekil 4.17’de verildiği gibi, üç katmandan meydana gelmektedir. Bunlar giriş, orta ve çıkış katmanıdır. Giriş katmanı, dış ortamdan alınan bilgileri ara katmanlara transfer eder. Orta katman (gizli katman), giriş katmanından alınan verileri işleyerek çıkış katmanına gönderir. Çıkış katmanı ise, orta katmandan alınan verileri işleyerek ağın çıkışını üretir ve dış ortama gönderir [83, 86, 90].



Şekil 4.17. YSA'nın genel yapısı

4.3.1.1. Yapay Sinir Ağlarının Sınıflandırılması

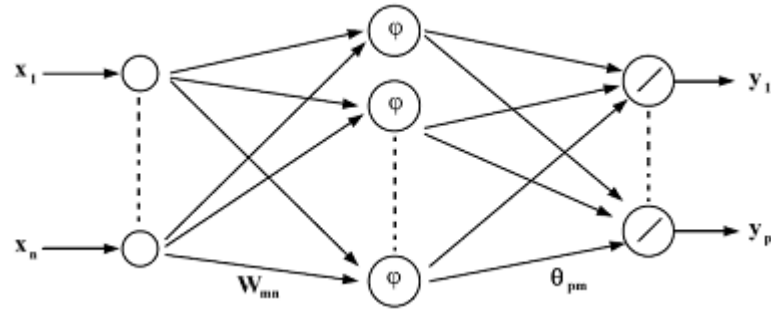
YSA, birbirileri ile bağlantılı sinir hücrelerinden oluşmaktadır. Bu hücreler arasındaki bağlantıların yapısı ağı yapısını belirler. Kullanılan öğrenme algoritmasına göre, hatayı sıfır yapacak şekilde ağı ağırlıkları belirlenir. YSA, yapılarına ve öğrenme algoritmalarına göre sınıflandırılırlar.

4.3.1.2. Yapay Sinir Ağlarının Yapılarına Göre Sınıflandırılması

YSA, yapılarına göre ileri ve geri beslemeli ağ yapısı olmak üzere iki şekilde sınıflandırılırlar.

a) İleri Beslemeli Ağlar

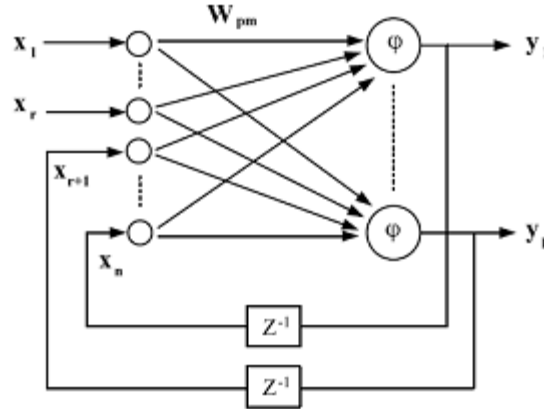
Şekil 4.18'de ileri beslemeli YSA yapısı verilmiştir. Bu yapıda bir katmandaki hücrelerin çıkışları bir sonraki katmana ağırlıklar üzerinden verilir. Giriş katmanı, dış ortamdan aldığı bilgileri hiçbir değişikliğe uğratmadan orta katmanda bulunan hücrelere iletir. Ağ çıkışı, giriş katmanında alınan bilgilerin orta ve çıkış katmanında işlenmesiyle elde edilir. Bu yapı ile ileri beslemeli ağlar, doğrusal olmayan statik bir işlev yerine getirir. İleri beslemeli ağların eğitiminde yaygın olarak geriye yayılım eğitim algoritması kullanılmaktadır. Bu nedenle bu ağlara geriye yayılım ağları da denilmektedir [82].



Şekil 4.18. İleri beslemeli ağ yapısı

b) Geri Beslemeli Ağlar

Geri beslemeli YSA'da, çıkış ve ara katmanlarındaki çıkışlar, giriş katmanına ya da önceki ara katmanlara geri besleme olarak verilir. Geri besleme bir önceki değeri temsil eden, geciktirme elemanı üzerinden verilir. Bu yapıyı nedeniyle geri beslemeli YSA, doğrusal olmayan dinamik bir davranış gösterir. Şekil 4.19'da iki katmanlı ve çıkışlarından giriş katmanına geri beslemenin yapıldığı geri beslemeli YSA yapısı görülmektedir.

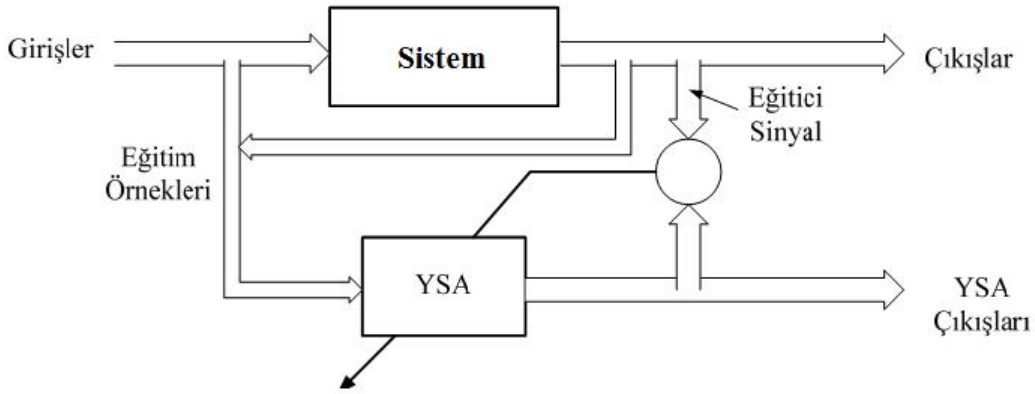


Şekil 4.19. Geri beslemeli ağ yapısı

YSA'da, eğitici, eğitici ve destekleyici öğrenme olmak üzere üç öğrenme yöntemi ve bunların uygulandığı değişik öğrenme algoritmaları bulunmaktadır.

a) Eğitici Öğrenme

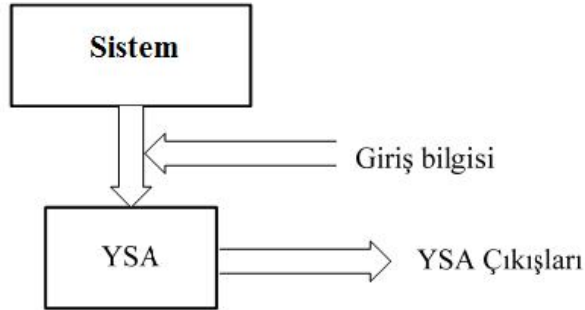
Eğitici tip öğrenmede, YSA'ya örnek olarak bir doğru çıkış verilir. Bu öğrenmede ağın ürettiği çıkışlar ile hedef çıkışlar arasındaki fark hata olarak tanımlanır ve bu hata minimize edilmeye çalışılır. Bunun için ağırlıklar, en uygun çıkışı elde etmek için değiştirilir. Bu nedenle eğitici öğrenme algoritmasında bir "eğiticiye" ihtiyaç vardır. Şekil 4.20'de eğitici öğrenme yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.20. Eğitici öğrenme yapısı

b) Eğitici öğrenme

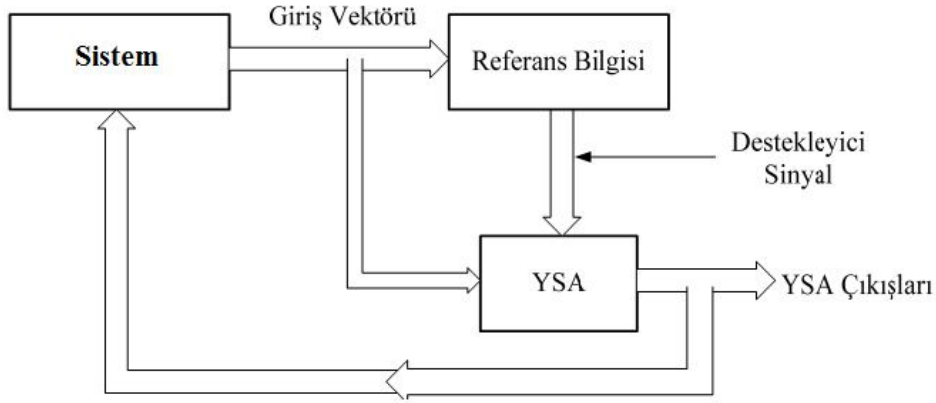
Eğitici öğrenme yönteminde ağı sadece girişler verilir. Ağın ulaşması istenen hedef çıkışlar verilmez. Girişe verilen örnekler kullanılarak elde edilen çıkış bilgilerine göre ağı, sınıflandırma kurallarını kendi kendine geliştirir. Daha sonra aynı özellikleri gösteren örnekler oluşturmak için ağırlıklar değiştirilir. Şekil 4.21’de eğitici öğrenme yapısı verilmiştir.



Şekil 4.21. Eğitici öğrenme yapısı

c) Destekleyici öğrenme

Destekleyici öğrenme algoritmasında, hedef çıkışın bilinmesine gerek duyulmaz. Eğitici öğrenme yöntemine benzer olarak, ağı çıkışlar yerine, ağı çıkışlarının ne ölçüde doğru olduğunu belirten bir referans bilgisine göre ağırlıklar değiştirilir. Şekil 4.22’de destekleyici öğrenme yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.22. Destekleyici öğrenme yapısı

YSA’da öğrenme işlemi çevrim içi (on-line) ve çevrim dışı (off-line) olmak üzere iki şekilde gerçekleştirilir. Çevrim içi öğrenme yöntemine göre öğrenen sistemler, gerçek zamanda çalışırken bir taraftan fonksiyonlarını yerine getirmekte, diğer taraftan da öğrenmeye devam etmektedirler. Çevrim dışı öğrenmede ise, YSA kullanılmadan önce daha önce elde edilen örnekler üzerinden eğitilir. Eğitilen YSA gerçek zamanda kullanıldığında artık öğrenme olmaz [68, 72].

Literatürde kullanılan çok sayıda öğrenme algoritması bulunmaktadır. Bu algoritmaların çoğu matematiksel tabanlı olup ağırlıkların güncelleştirilmesi için kullanılırlar. En çok kullanılan eğiticili öğrenme algoritması, geriye yayılım algoritmasıdır. Geriye yayılım algoritması, basit ve iyi bir öğrenme kapasitesine sahiptir [82, 90].

4.3.1.3. Yapay Sinir Ağlarının Tasarımı

YSA uygulamalarının başarısı, kullanılacak olan yaklaşımlar ve deneyimlere bağlıdır. Uygulamanın başarısı için uygun yöntemi belirlemek büyük önem taşır. YSA’nın geliştirilmesi sürecinde ağın yapısına ve işleyişine ilişkin şu kararların alınması gerekir.

- Ağ mimarisinin seçimi ve yapı özelliklerinin belirlenmesi, (katman sayısı, katmandaki nöron sayısı gibi)
 - Nörondaki fonksiyonların karakteristik özelliklerinin belirlenmesi,
 - Öğrenme algoritmalarının seçilmesi ve bu seçime uygun olarak parametrelerin belirlenmesi,
 - Eğitim ve test verisinin oluşturulması

YSA uygulamalarının başarılı olması için bu kararların doğruluğu çok önemlidir. YSA uygun tasarlanması durumunda, sürekli olarak kararlı ve istikrarlı sonuçlar üretir. Sistemin tepki süresi ağ büyüklüğü ile ilişkili olduğundan, tepki süresinin yeterince küçük olması için ağ büyüklüğünün de yeterince küçük olması gerekir.

a) Ağ Yapısının Seçimi

Ağ yapısının seçimi, uygulama problemine bağlıdır. Hangi problem için hangi ağ yapısının daha uygun olduğunun bilinmesi önemlidir [82]. Kullanım amacı ve o alanda başarılı olan ağ türleri Tablo 4.2’de verilmiştir.

Tablo 4.2. Ağ türleri ve kullanım amaçları

Kullanım Amacı	Ağ türü	Ağ Kullanımı
Tahmin	Çok katmanlı ağ	Ağın girişlerinden bir çıkış değerinin tahmin edilmesi
Sınıflandırma	LVQ ART Olasılıklı Sinir ağları	Girişlerin hangi sınıfa ait olduğunun belirlenmesi
Veri ilişkilendirme	Hopfield Boltzman Ağı Bellek Hücreli sinir Ağı	Girişlerin içindeki hatalı bilgilerin bulunması ve eksik bilgilerin tamamlanması

b) Öğrenme Algoritmasının Seçimi

YSA yapısının seçiminden sonra uygulama başarısını belirleyen önemli faktörlerden birisi de öğrenme algoritmasının seçimidir. Genel olarak ağ yapısı öğrenme algoritmasının seçiminde belirleyici faktördür. YSA’nın geliştirilmesinde kullanılacak çok sayıda öğrenme algoritması bulunur. Uygulama tipine göre öğrenme algoritmalarından uygun olanları seçilir.

c) Ara Katman Sayısının Belirleme

YSA’nın tasarım sürecinde yapılması gereken diğer bir işlem, ağıdaki katman sayısını belirlemektir. Genellikle 2 yada 3 katmanlı bir ağ, yeterince doğru sonuçlar üretebilmektedir. Giriş ve çıkış katmanlarının sayısı, problemin yapısına göre değişir. Katman sayısı belirlenirken birkaç deneme yapılarak en uygun yapıya karar verilir. Burada dikkat edilecek önemli bir nokta katman sayısının artması ile yapılacak işlemlerin artması nedeniyle işlem süresinin de artmasıdır.

d) Nöron Sayısının Belirlenmesi

YSA'nın yapısal özelliklerinden biriside her bir katmandaki nöron sayısıdır. Katmandaki nöron sayısının seçimi genellikle deneme-yanılma yöntemiyle belirlenmektedir. Nöron sayısı belirlenirken başlangıçta alınan nöron sayısı istenilen performansa ulaşılan kadar arttırmak veya tersi şekilde istenilen performansın altına inilmeden azaltmak gerekir. Bir katmanda kullanılacak nöron sayısı olabildiğince az seçilmelidir. Nöron sayısının az olması YSA'nın genelleme yeteneğini arttırırken, gereğinden fazla olması ise YSA'nın ezberlemesine neden olur. Ancak gereğinden az nöron kullanılması verilerdeki giriş-çıkış verilerinin ağ tarafından öğrenilmemesi gibi bir soruna neden olabilir [83, 86].

d) Eğitim Kümesinin Normalizasyonu

Giriş ve çıkış kümelerinin normalizasyonu, yakınsama ve öğrenme işlemi açısından önemlidir. Eğer aktivasyon fonksiyonu olarak sigmoid fonksiyonu kullanılırsa, bu fonksiyonun çıkışı 0 ile 1 arasında bir değer olduğundan ağın çıkışı da 0 ile 1 arasında olur. Bununla birlikte giriş değişkenleri, sigmoid fonksiyonunun doyuma girmemesi için yeterince küçük tutulmalıdır. Dolayısıyla giriş ve çıkış verilerinin, ağ eğitiminden önce normalize edilmesi gerekir. En temel normalizasyon yöntemi, giriş ve çıkış nöronlarının tek tek o nörondaki en büyük değere bölünmesidir. Bu normalizasyon sonucunda, giriş ve çıkış değerleri 0 ile 1 arasında tutulur.

4.3.1.2. Yapay Sinir Ağları ile PI Parametrelerinin Tahmini

SMSM'nin kullanıldığı sürücü sistemlerinde YSA yaygın olarak kullanılmaktadır. Şimdiye kadar yapılan çalışmaların büyük bir kısmı YSA ile konum ve hız tahminine yöneliktir [60, 82, 83]. Bunun yanında YSA ile SMSM'nin kontrolü üzerine de bir çok çalışma yapılmıştır [19, 39].

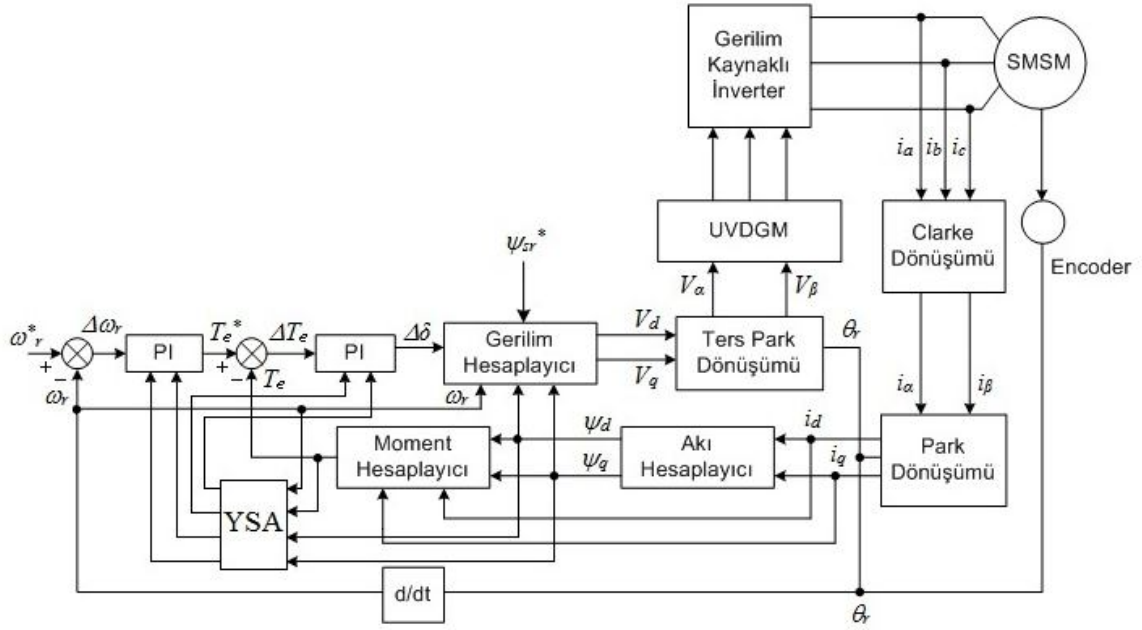
SMSM'nin kontrol yöntemleri motor parametrelerine bağımlıdır. Bu nedenle motor parametrelerinde meydana gelebilecek herhangi bir değişim motor performansını olumsuz yönde etkileyecektir. 3. Bölüm'de verildiği gibi hız ve moment kontrolü için kullanılan PI kontrolörler, motor parametrelerine göre seçilmektedir [52]. Motor parametreleri farklı çalışma şartlarına göre değiştiği için kontrolör parametrelerinin de değiştirilmesi gerekir.

DMK yöntemlerinden biri olan uzay vektör modülasyonlu DMK, sabit anahtarlama frekansında çalışma imkânı sağladığından, SMSM'li sürücülerde yaygın olarak

kullanılmaktadır [3, 9, 12]. Bu yöntemde kullanılan PI hız kontrolörü ve PI moment kontrolörlerinin performansı motorun dinamik davranışını doğrudan etkilemektedir. Bu durum SMSM'li sürücülerde büyük bir sakıncaya neden olur. Örneğin asansörlerde kullanılan SMSM'li sürücülerde, yük momenti ve hız, sürekli değişmektedir. Bu sürücüde kullanılan SMSM'nin değişken yük ve hız değerlerine göre aynı performansı göstermesi gerekir. Asansör sisteminde kullanılan SMSM'nin kontrolü için PI kontrolörü kullanılırsa, değişken çalışma şartlarında sürücünden elde edilen performans değişecektir. Çünkü PI kontrolörünün parametreleri sadece belirli çalışma şartları için tasarlanmıştır. Yine uzay vektör modülasyonlu DMK'da moment kontrolörü olarak kullanılan PI, sürücü sistemin moment cevabını, dolayısıyla dinamik davranışı doğrudan etkilemektedir. Çünkü bu kontrolörün parametreleri de sadece belirli moment değerlerini kontrol etmek için tasarlanmıştır. Farklı çalışma koşullarında motor momenti, DMK yöntemindeki gibi küçük bir bant genişliği içinde kontrol edilemez. Bunun sonucunda da motorda büyük moment dalgalanmaları ve kararsız çalışma durumu ortaya çıkabilir. Büyük moment dalgalanmaları nedeniyle motor gürültülü bir şekilde çalışır [52].

Bu sorunu gidermek üzere, bu tez çalışmasında uzay vektör modülasyonlu DMK yöntemindeki hız ve moment kontrolörünün parametreleri, YSA ile tahmin edilerek adaptif bir kontrolör yapısı gerçekleştirilmiştir. YSA, çok girişli çok çıkışlı sistemlere uygulanabilmesi, uyarlama ve genelleme yeteneklerine sahip olması nedeniyle tercih edilmiştir. Kullanılan bu teknik sayesinde, değişken hız ve yük momenti için daha iyi bir dinamik cevap ve kararlı çalışma şartları elde edilmiştir.

Şekil 4.23'de verilen blok diyagramından görüldüğü gibi, gerçek moment değeri T_e , gerçek hız değeri ω_r ve stator akıları olan Ψ_d , Ψ_q 'nun anlık değeri kullanılarak YSA ile PI hız ve moment kontrolörlerinin parametreleri adaptif olarak ayarlanır. Böylece değişken hız ve yük momenti için daha iyi bir dinamik cevap ve kararlı çalışma şartları elde edilir.



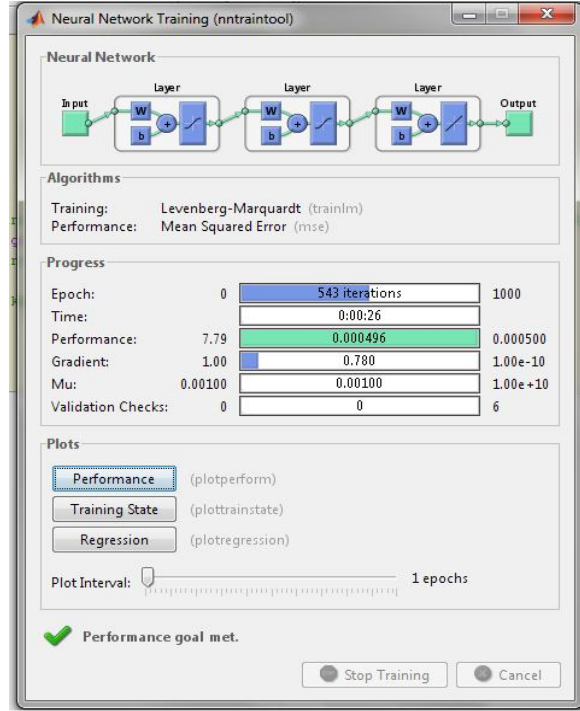
Şekil 4.23. YSA tahmin edicili uzay vektör modülasyonlu DMK

YSA modeli Şekil 4.24’de verilen, Matlab’ın YSA eğitim araç kutusu (Neural Network Training-NNTRAIINTOOL) kullanılarak eğitilmiştir. Eğitim sırasında deneysel ve benzetim çalışmalarından elde edilen 42 adet farklı çalışma durumundan elde edilen veriler kullanıldı. Eğitim çalışmaları, $5 \cdot 10^{-4}$ hata değeri için yapılmış ve istenen performans değerine 543 iterasyon sonucunda ulaşılmıştır. Eğitim için hatanın ikinci türevinin alarak amaç ölçütünü en iyileyen Levenberg-Marquard algoritması kullanılmıştır. Eğitim sonucunda elde edilen performans eğrisi Şekil 4.25’de gösterildiği gibidir. Kullanılan YSA yapısı, giriş katmanı, çıkış katmanı ve iki adet orta katman (gizli nöron katmanı) olmak üzere dört katmandan oluşur. Orta katmanlarda 9 adet nöron bulunmaktadır. Orta katmanlar için tansigmoid aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır.

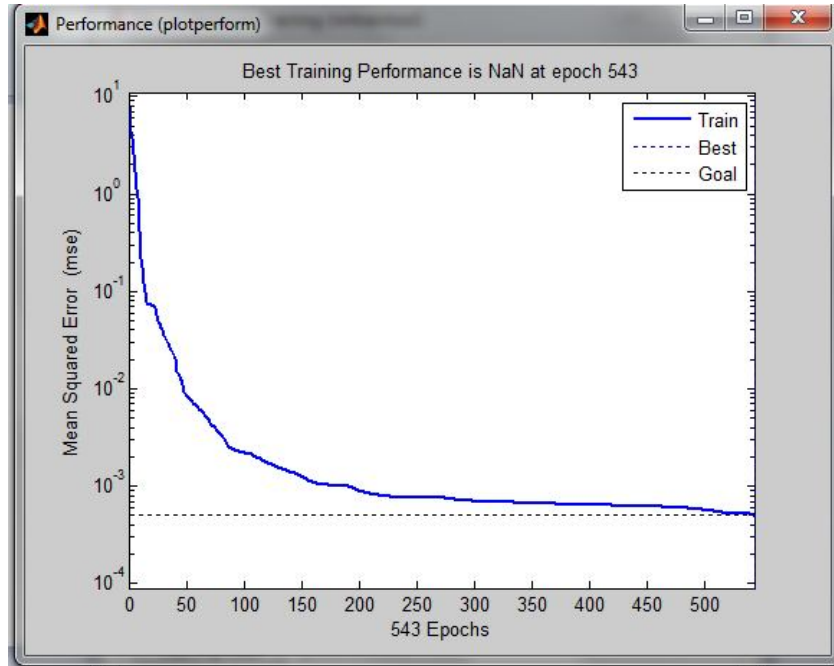
$$\tan sig(n) = \frac{2}{1 + e^{-2n}} - 1 \quad (4.28)$$

Çıkış katmanında ise lineer purelin aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır.

$$purelin(n) = n \quad (4.29)$$



Şekil 4.24. Matlab /Nntraintool

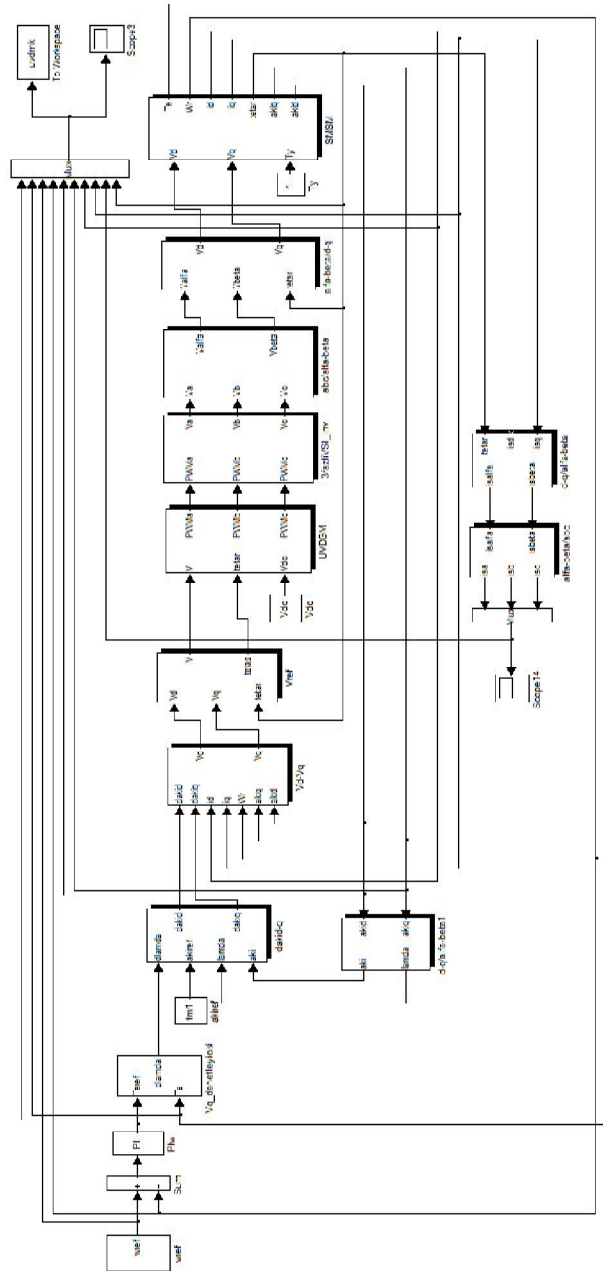


Şekil 4.25. YSA'nın performans eğrisi

4.3.2. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Uzak Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi

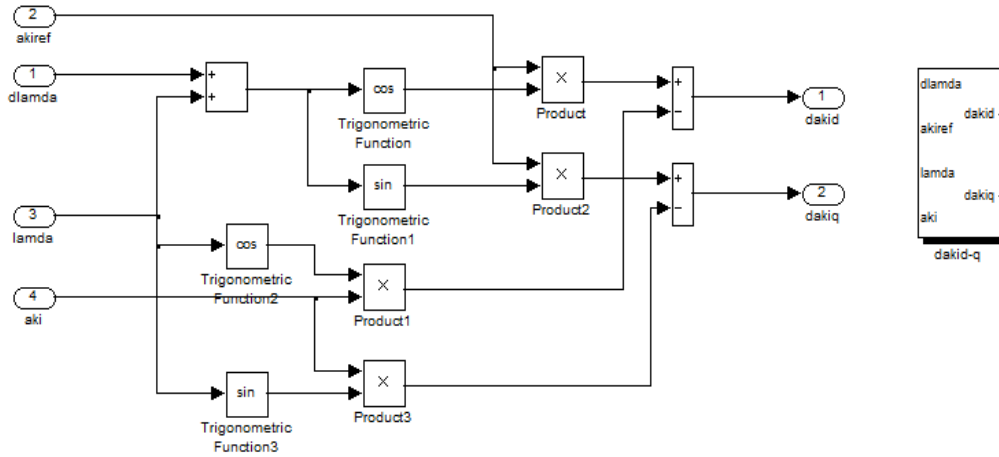
SMSM'nin uzak vektör modülasyonlu DMK yönteminin Matlab/Simulink benzetimi Şekil 4.26'da verildiği gibidir. Bu benzetimde uzak vektör modülasyonlu DMK yönteminde anlatıldığı gibi, moment ve akı histeresis DMK yöntemindeki gibi histeresis

bandına göre kontrol edilmezler. Bu yöntemde PI moment kontrolörü ile, moment hatasına göre, yük açısının değişimi hesaplanır. Daha sonra yük açısı, referans akı değeri, ve gerçek akı değerleri kullanılarak d ve q eksen akı değişimleri hesaplanır. Hesaplanan bu akı değişimleri ve anahtarlama periyodu T_s ile d ve q eksen gerilimleri hesaplanır. V_d ve V_q değerleri ile statora uygulanacak gerilim vektörünün genliği ve açısı hesaplanır. Hesaplanan gerilim vektörünün genliği ve açısına göre uzay vektör modülasyon tekniği ile üretilen DGM işaretleri, gerilim kaynaklı inverterin kontrolü için kullanılır.

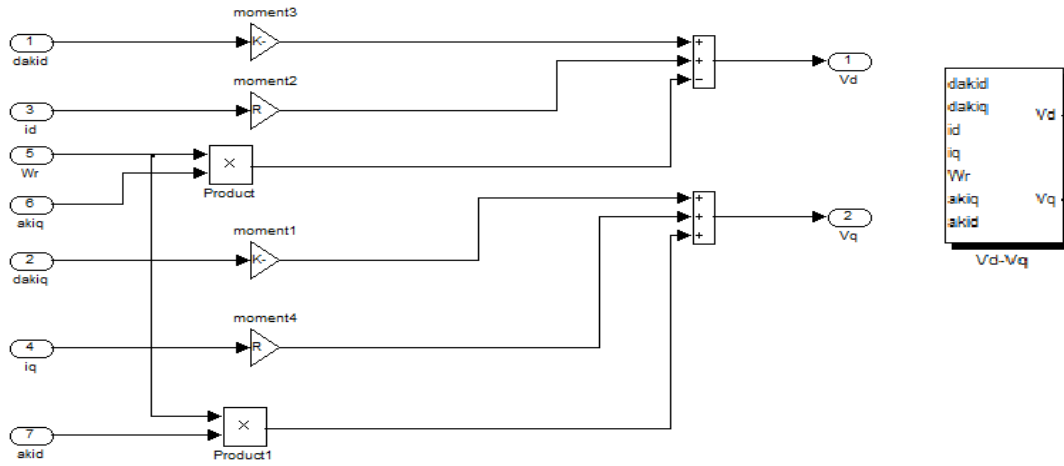


Şekil 4.26. Uzay vektör modülasyonlu DMC yönteminin Matlab/Simulink benzetimi

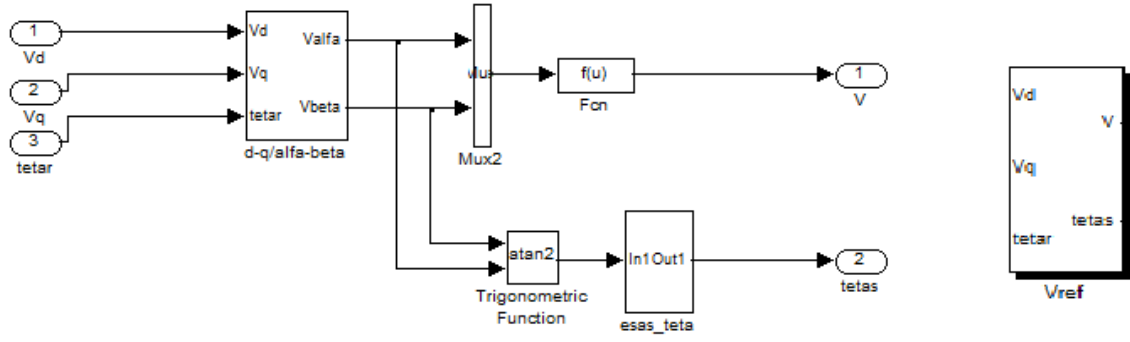
Şekil 4.27’de d ve q eksen akılarının değişim miktarının hesaplandığı Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği görülmektedir. Şekil 4.28’de ise d ve q eksen gerilimleri olan V_d ve V_q ’nun hesaplandığı Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği görülmektedir. Bu blokta stator direnci R_s , motor hızı ω_r , d ekeni akısının değişimi ve q eksen akısının değişimi ile i_d ve i_q akımları kullanılarak V_d ve V_q gerilimleri hesaplanır. Daha sonra Şekil 4.29’da içeriği verilen Matlab/Simulink benzetim bloğu ile referans gerilim değerinin genliği ve açısı hesaplanır.



Şekil 4.27. Akı değişimlerinin hesaplandığı Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği



Şekil 4.28. V_d - V_q Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği

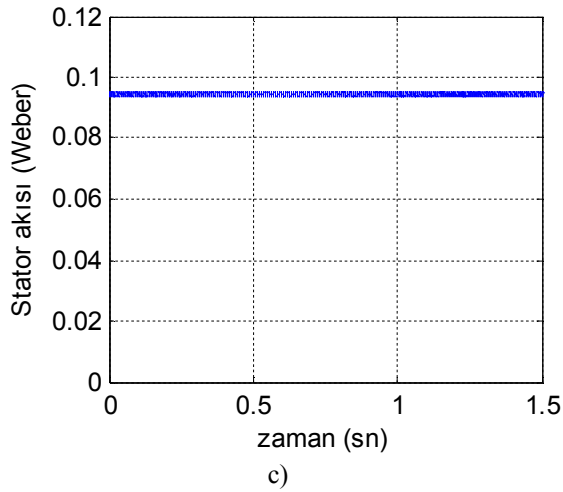
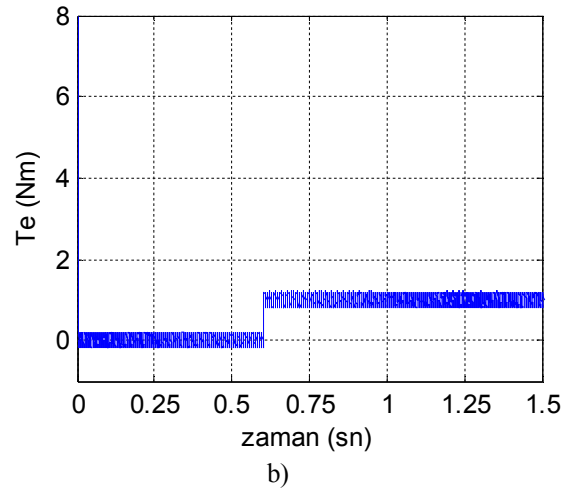
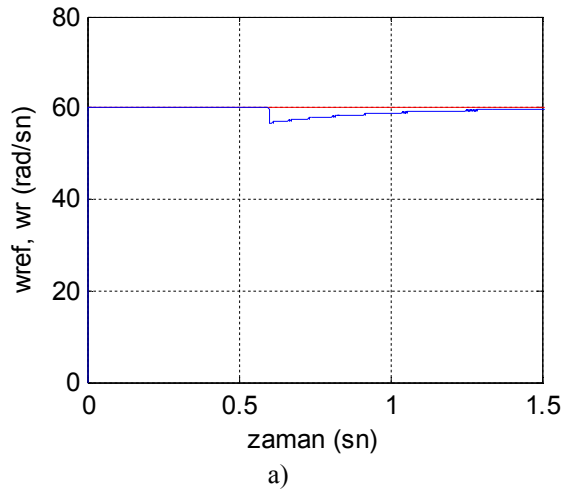


Şekil 4.29. Vref Matlab/Simulink benzetim bloğunun içeriği

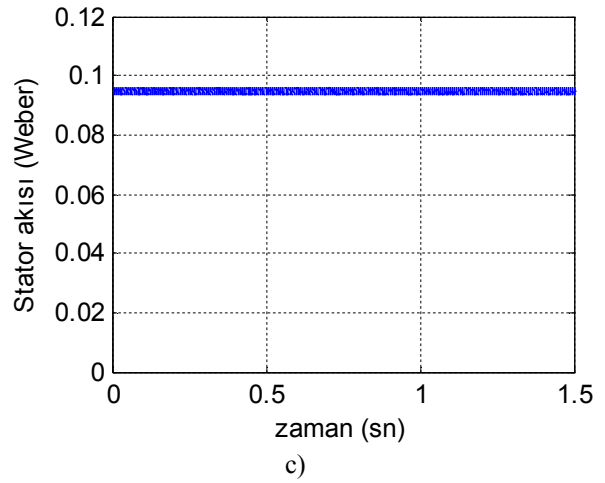
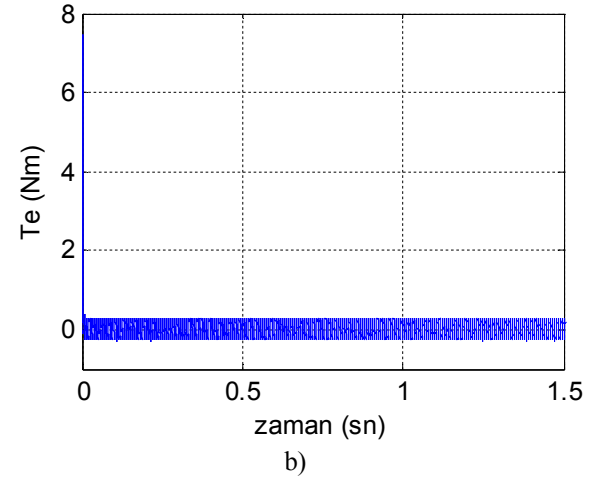
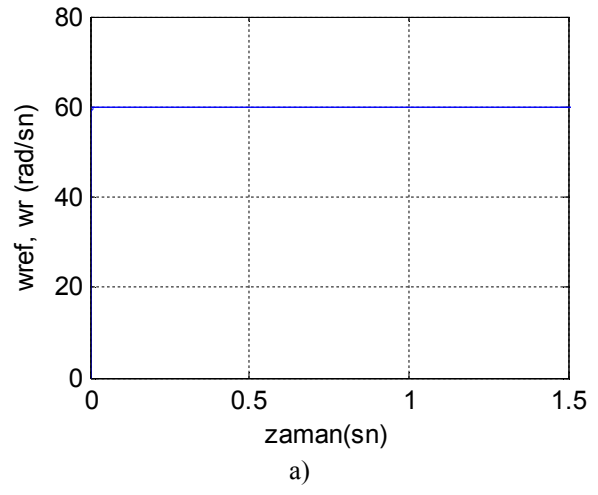
4.4. Benzetim ve Deneysel Çalışmalardan Elde Edilen Sonuçlar

Benzetim ve deneysel çalışmalarda EK-1’de parametreleri verilen SMSM kullanılmıştır. Yapılan çalışmalarda inverterin DA giriş gerilimi V_{dc} , 75 V olarak alınmıştır. Sabit anahtarlama frekansında çalışan uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminde anahtarlama frekansı 5 kHz’dir. Ayrıca EK-1’de verilen motor parametrelerine göre mıknatıs akısı olan Ψ_M değeri 0.0946 Weber olduğundan, yapılan bütün çalışmalarda stator akısının referans değeri 0.0946 Weber’dir. DMK için yapılan benzetim ve deneysel çalışmalarda hızı, id ve iq akımlarını süzmek için AYK için kullanılan alçak geçiren süzgeçler kullanılmıştır.

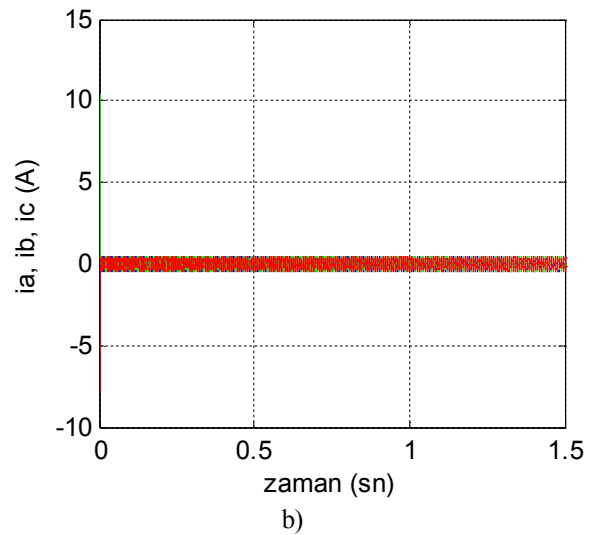
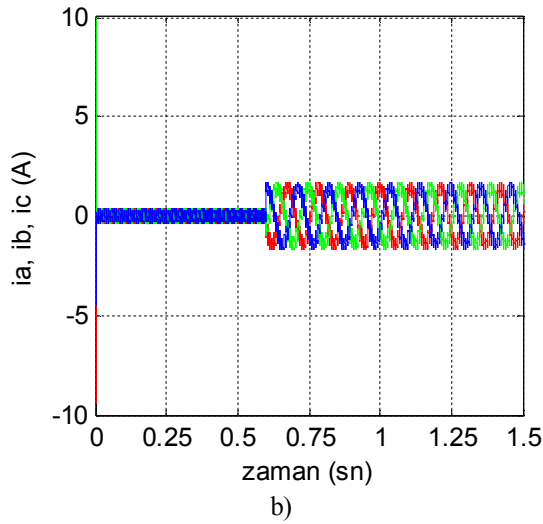
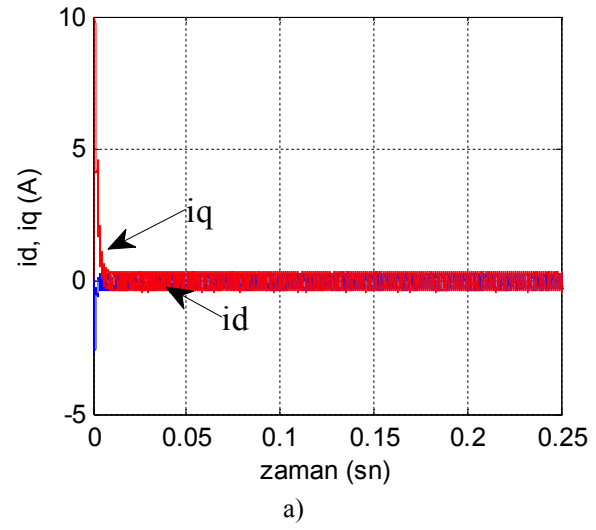
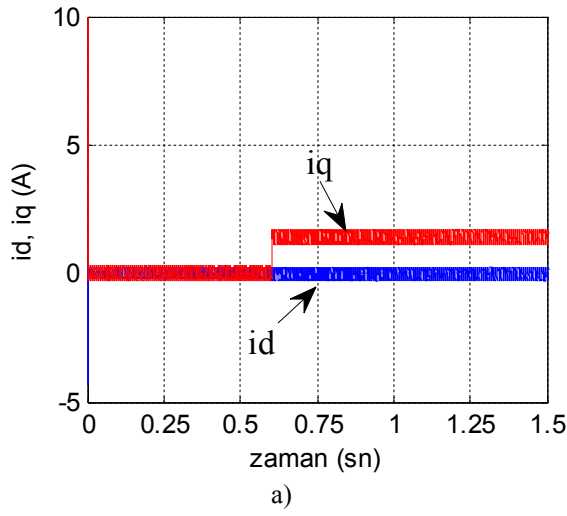
Histerezis DMK yönteminde büyük örnekleme frekansına gerek duyulduğundan DSP1103 denetleyici kartının bu hızı sağlayamamıştır. Bu nedenle yönteme ilişkin deneysel sonuçlar alınamamıştır. Histerezis DMK yöntemi için sadece benzetim sonuçları verilecektir. Histerezis DMK yönteminin benzetim çalışmalarında moment histerezis bant genişliğini temsil eden H_{TE} değeri 0.2 ve akı histerezis bant genişliğini temsil eden H_ψ değeri 0.001 olarak alınmıştır. Matlab/Simulink’de yapılan benzetim çalışmaları 10^{-5} çalışma adımı için yapılmıştır.



Şekil 4.30. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) stator akısı



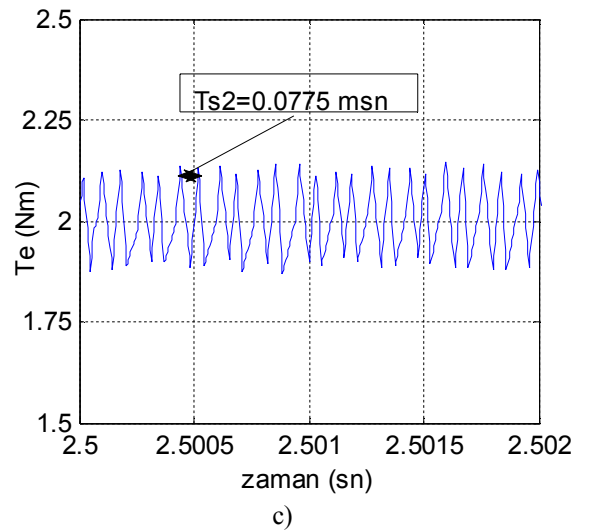
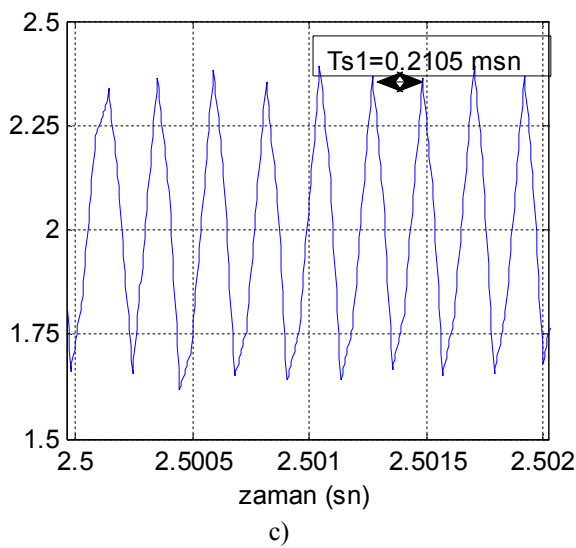
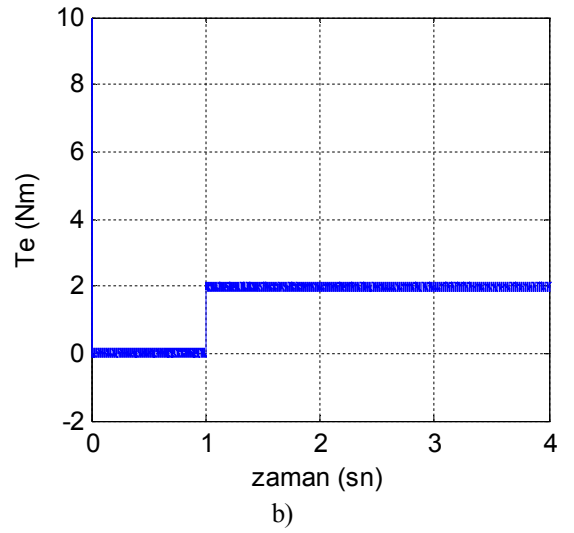
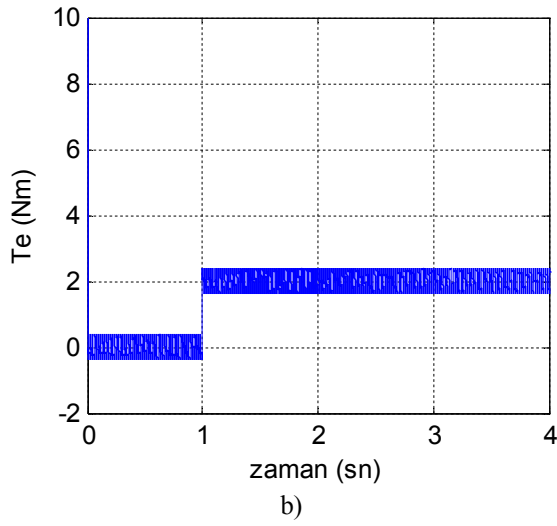
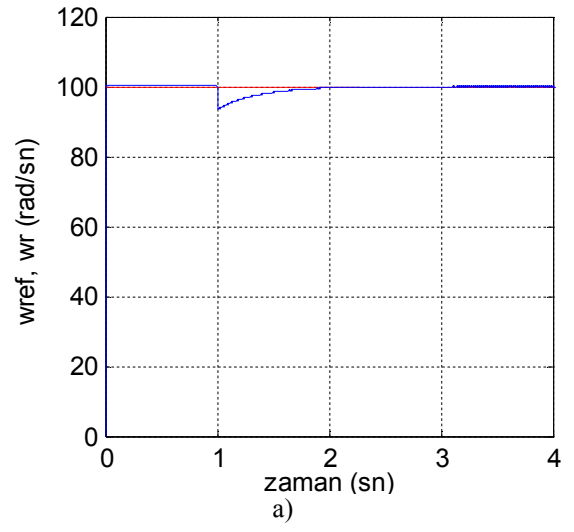
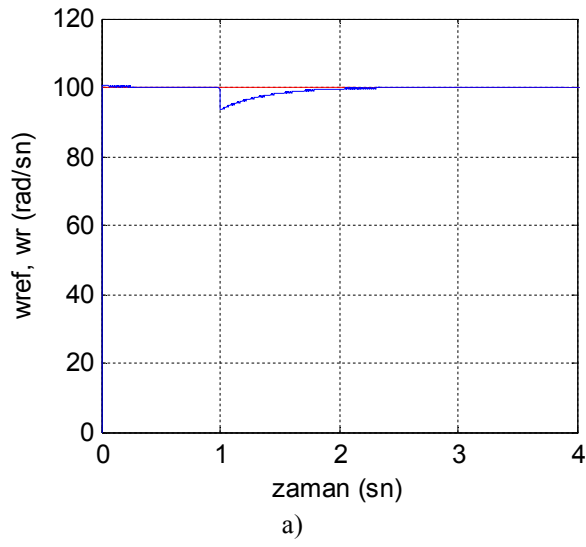
Şekil 4.31. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) stator akısı



Şekil 4.32. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için benzetim sonuçları a) d-q eksenî akımları, b) üç faz stator akımları

Şekil 4.33. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durum için benzetim sonuçları a) d-q eksenî akımları, b) üç faz stator akımları

Histerezis DMK yönteminin yüksüz benzetim sonuçlarının verildiği Şekil 4.31 ve 4.33'den, SMSM'nin moment ve stator akısının verilen histerezis bandı içinde tutularak, iyi bir bir dinamik cevap ile referans hızı kısa sürede yakaladığı görülür. Motorun 0,6 saniye sonra 1 Nm yük ile yüklenmesi durumundaki sonuçları içeren, Şekil 4.30 ve 4.32'den SMSM'nin yük momentini verilen bant genişliği içinde kontrol ederek, yüklenme anında referans hızı kısa bir süre sonra yakaladığı görülür. Bu sonuçlar ile 3. Bölümde AYK yönteminden elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında Histerezis DMK yönteminin AYK yöntemine göre daha iyi bir dinamik cevaba sahip olduğu görülür.

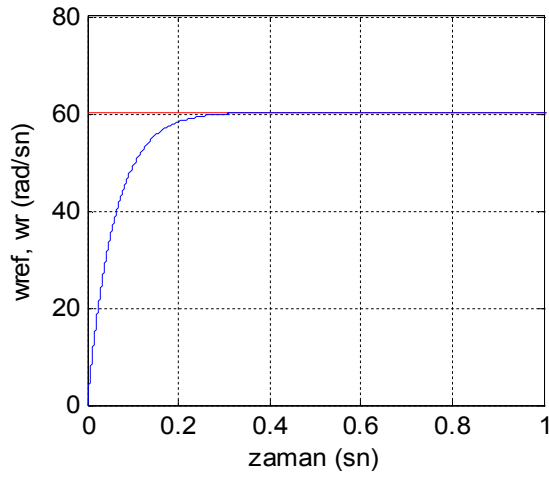


Şekil 4.34. Genetik alırtımadan elde edilen 0,3242 bant genişliği değeri için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) sürekli durumda moment

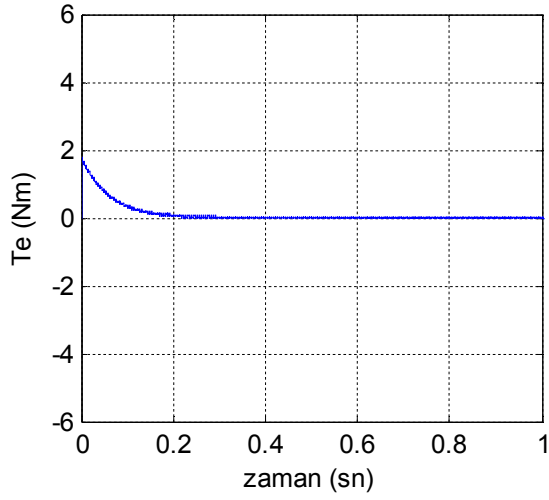
Şekil 4.35. 0,1 bant genişliği değeri için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) sürekli durumda moment

Şekil 4.34’de 5 kHz anahtarlama frekansının elde edilmesi için genetik algoritma ile bulunan 0,3242 bant genişliği, 2 Nm yük momenti ve 100 rad/s referans hız için yapılan Matlab/Simulink benzetiminin sonuçları verilmiştir. Sürekli durumdaki moment değeri incelendiğinde Şekil 4.8’de gösterilen T_s anahtarlama periyodunun yaklaşık olarak 2.1 msn’ye karşılık geldiği görülür. Bu değer için f_s anahtarlama frekansı hesaplanırsa 4,7 kHz olur. Bu değer ile amaçlanan 5 kHz anahtarlama frekansı arasındaki 300 Hz’lik fark, benzetimdeki çalışmalarında kullanılan örnekleme adımından kaynaklanmaktadır. Sonuç olarak genetik algoritma ile hesaplanan bant genişliği için 5 kHz’e yakın bir anahtarlama frekansı elde edilmiştir.

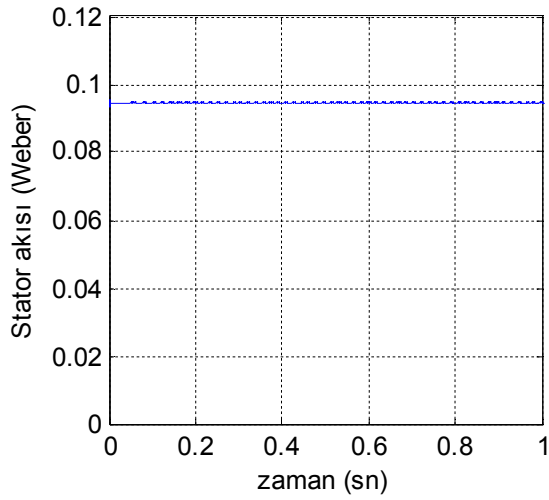
Şekil 4.35’de ise 0,1 bant genişliği, 2 Nm yük momenti ve 100 rad/s için yapılan Matlab/Simulink benzetiminin sonuçları verilmiştir. Sürekli durumdaki moment değeri incelendiğinde Şekil 4.8’de gösterilen T_s anahtarlama periyodunun 0,775 msn’ye karşılık geldiği görülür. Bu değer için f_s anahtarlama frekansı hesaplanırsa yaklaşık 13 kHz olur. Sonuçlardan görüldüğü gibi uygun olmayan bir bant genişliği değerinde çalışılırsa yüksek anahtarlama frekansları elde edilebilir. Farklı çalışma hızları ve moment değerleri için bant genişliği, genetik algoritma ile elde edilen değerlere göre adaptif olarak değiştirilirse yaklaşık olarak sabit bir anahtarlama frekansı elde edilebilir.



a)

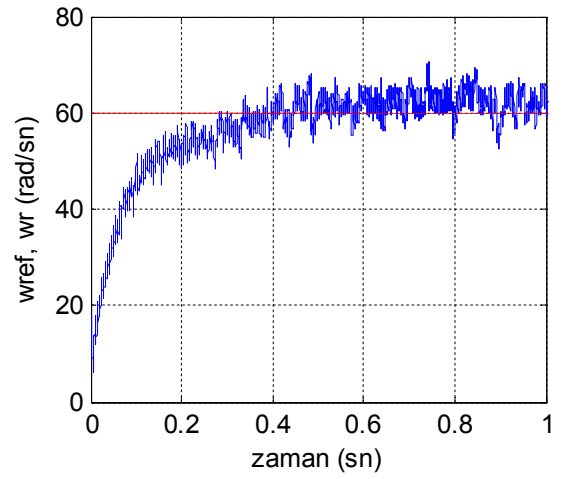


b)

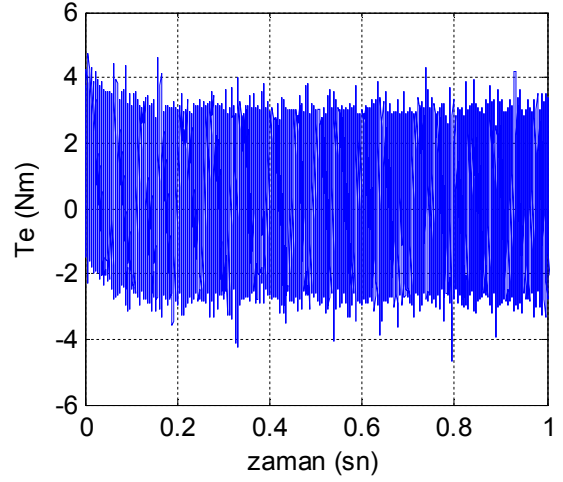


c)

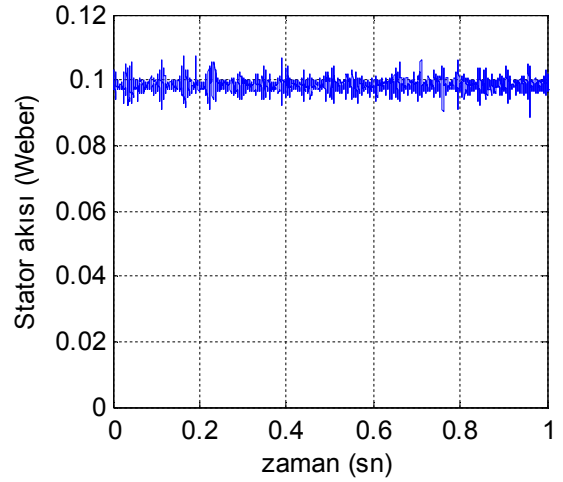
Şekil 4.36. Yüksüz durumda 60 rad/s'lik referans hız için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) stator akısı



a)

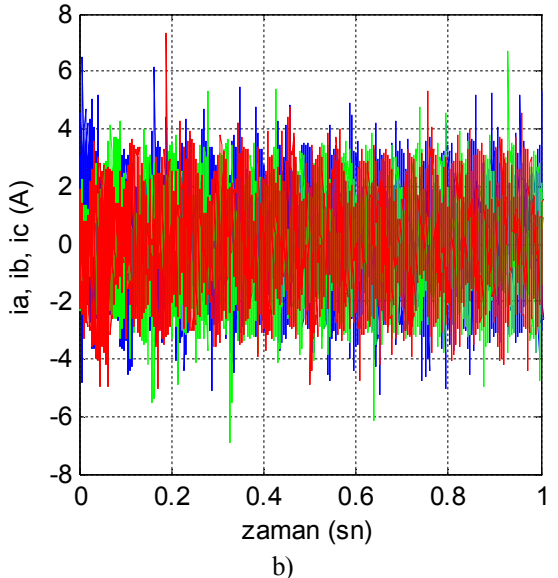
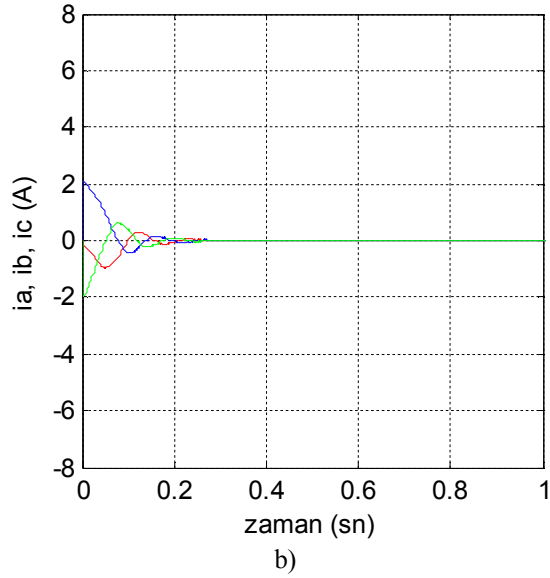
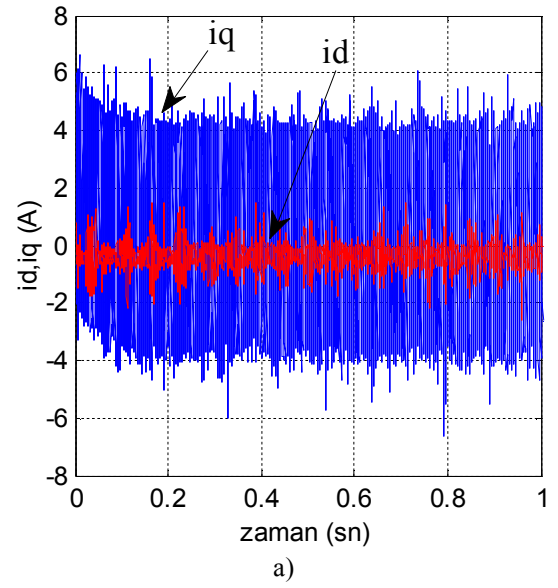
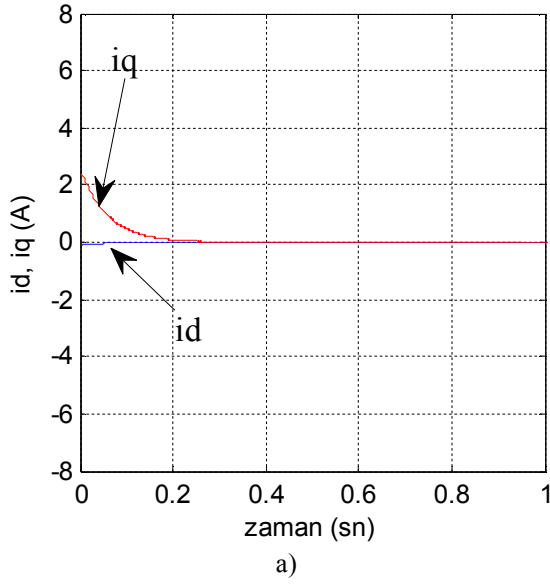


b)



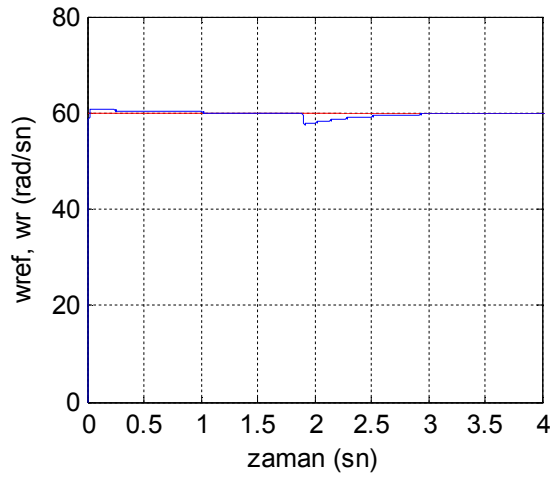
c)

Şekil 4.37. Yüksüz durumda 60 rad/s'lik referans hız için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment, c) stator akısı

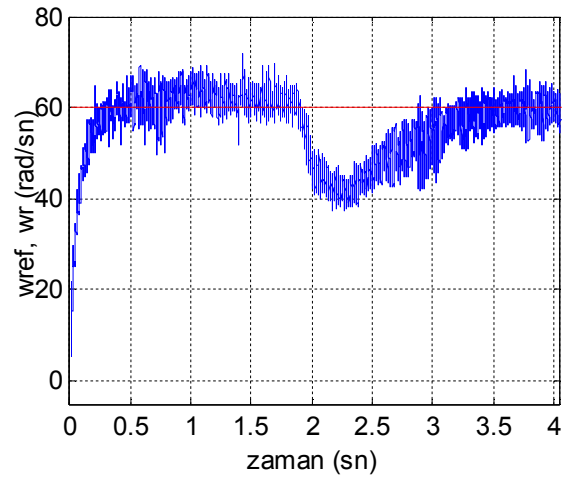


Şekil 4.38. Yüksüz durumda 60 rad/s'lik referans hız için benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları

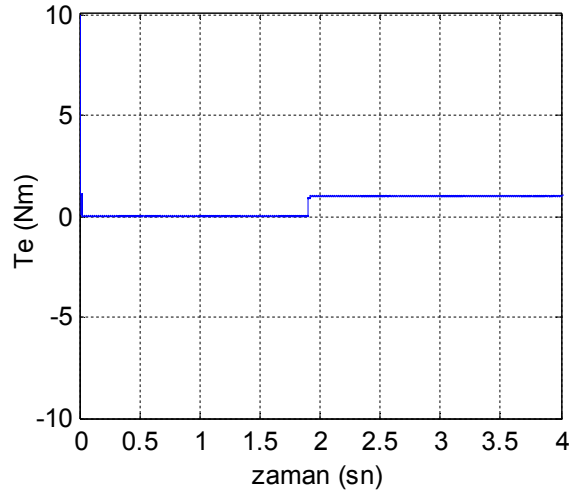
Şekil 4.39. Yüksüz durumda 60 rad/s'lik referans hız için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları



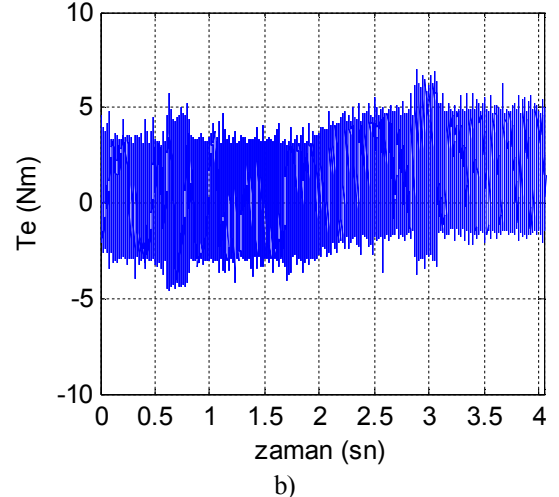
a)



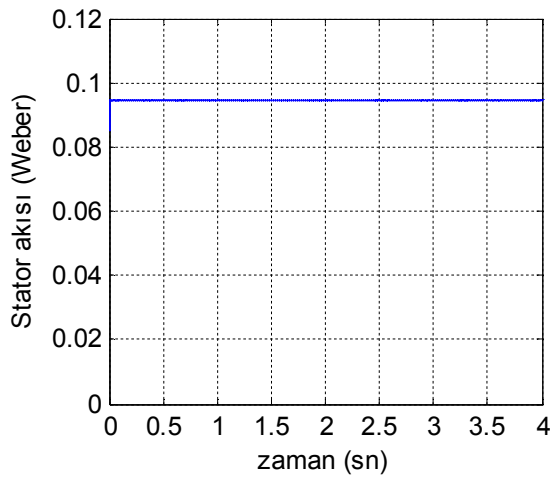
a)



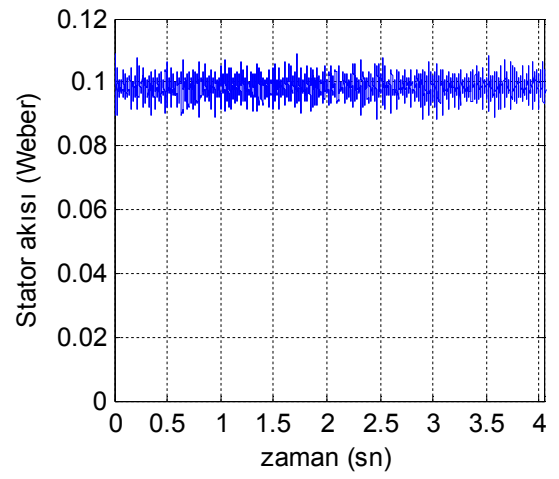
b)



b)



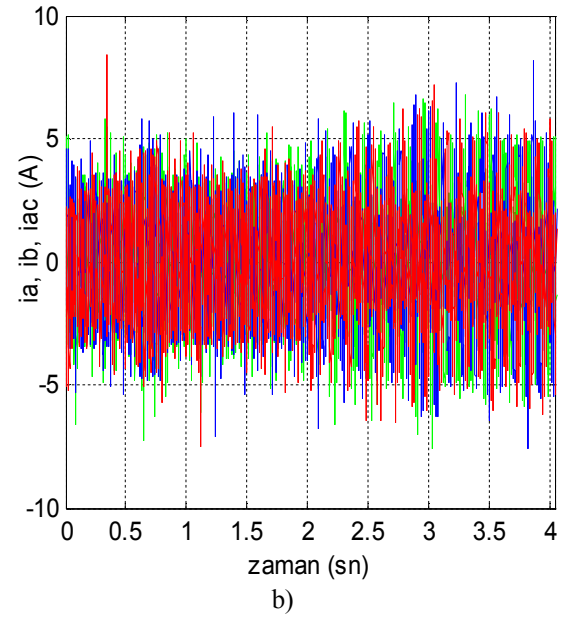
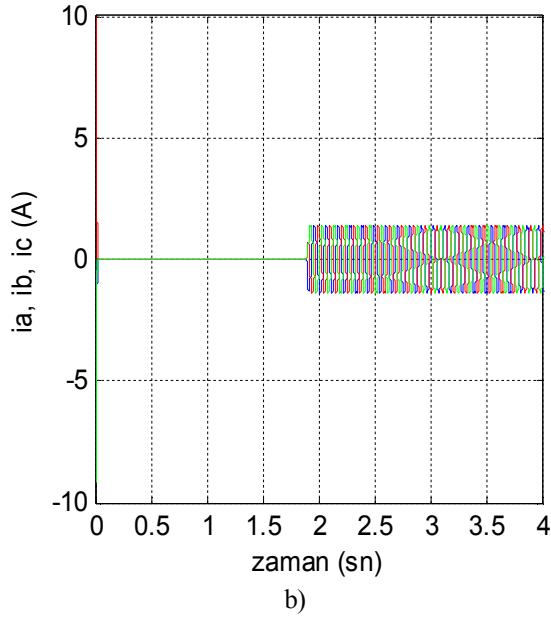
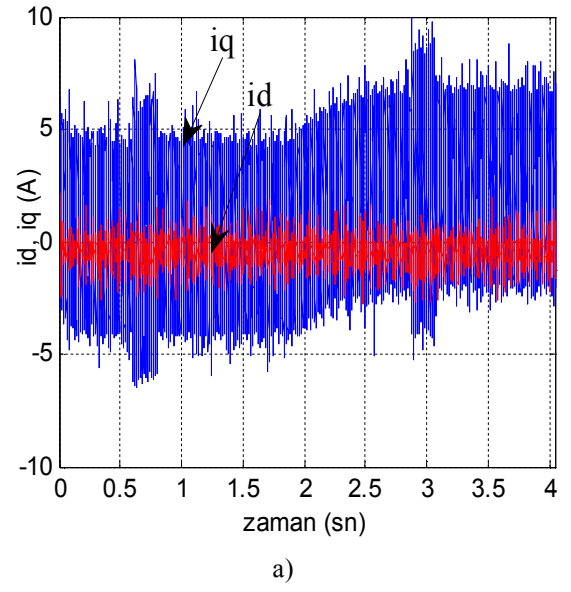
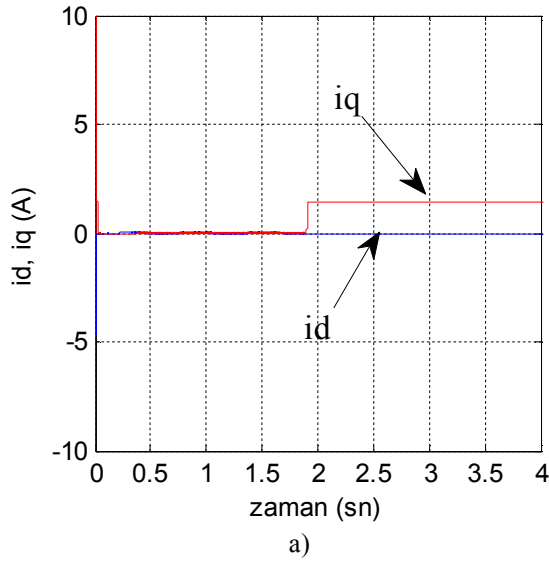
c)



c)

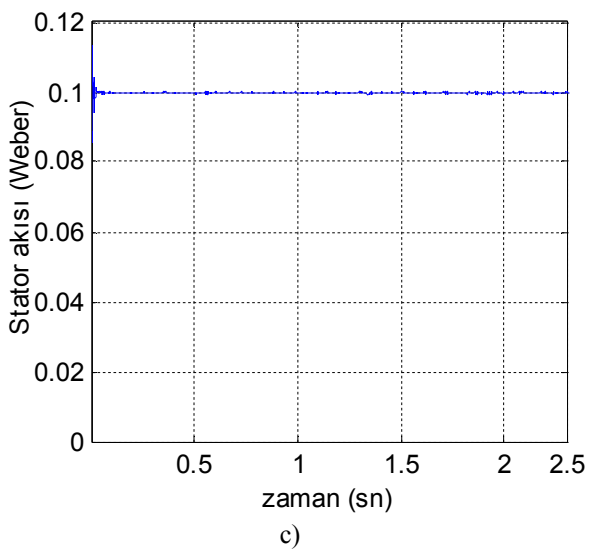
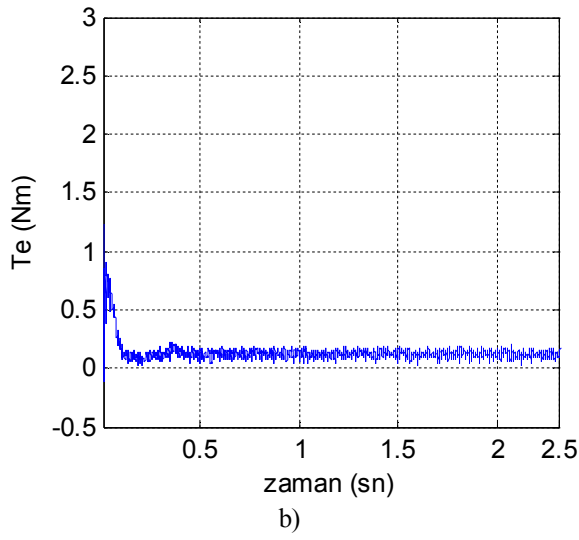
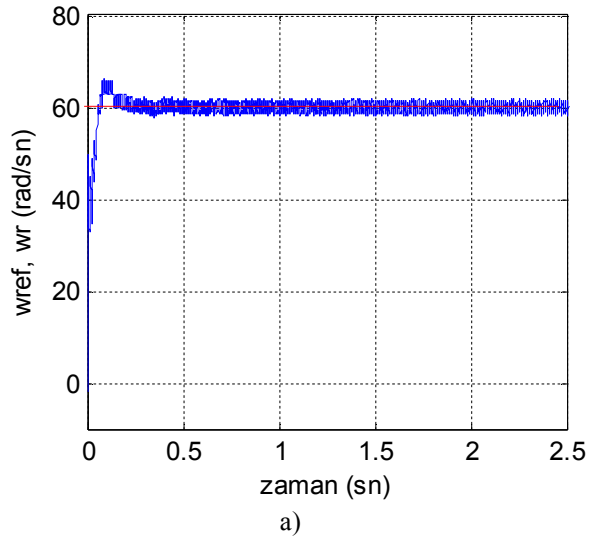
Şekil 4.40. 60 rad/s'lık referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için benzetim sonuçları a) hız, b) moment, c) stator akısı

Şekil 4.41. 60 rad/s'lık referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment, c) stator akısı

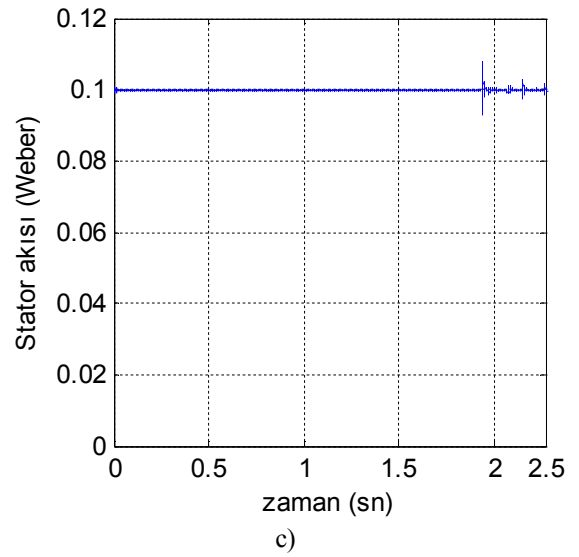
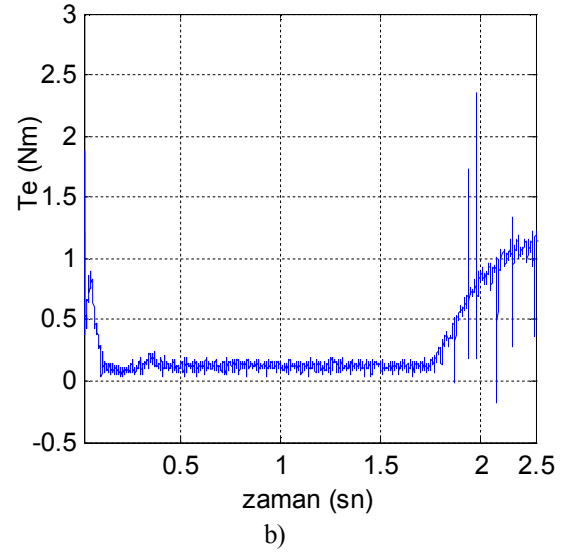
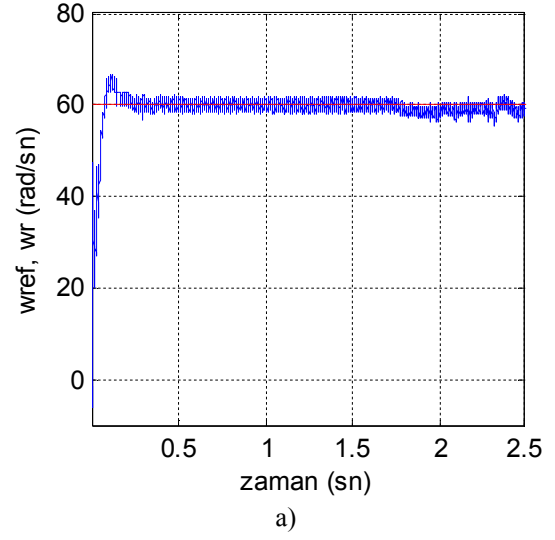


Şekil 4.42. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için benzetim sonuçları a) d-q eksen akımları b) üç faz stator akımları

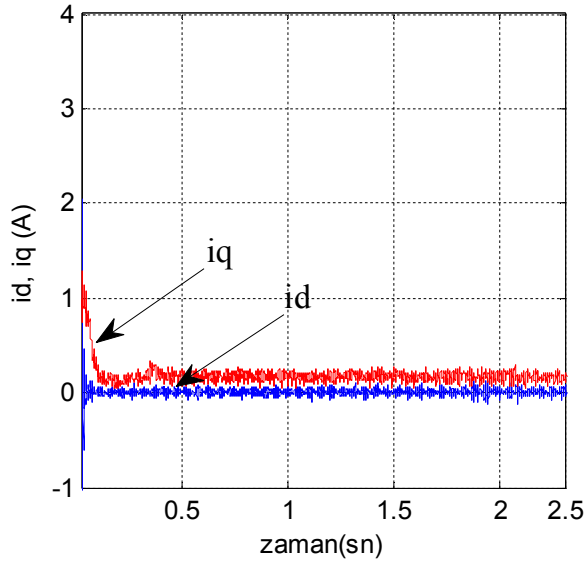
Şekil 4.43. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları b) üç faz stator akımları



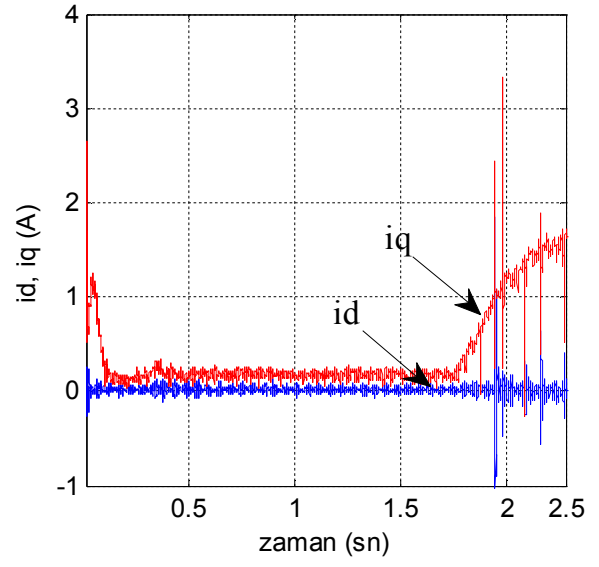
Şekil 4.44. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durumda adaptif PI kontrolörü için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment, c) stator akısı



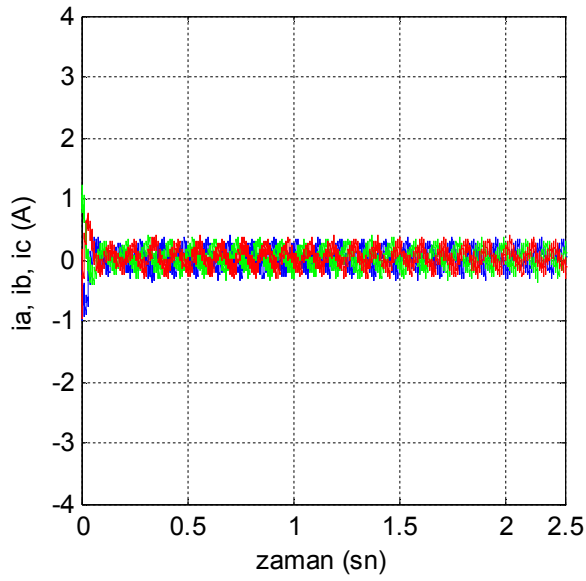
Şekil 4.45. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda adaptif PI kontrolörü için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment, c) stator akısı



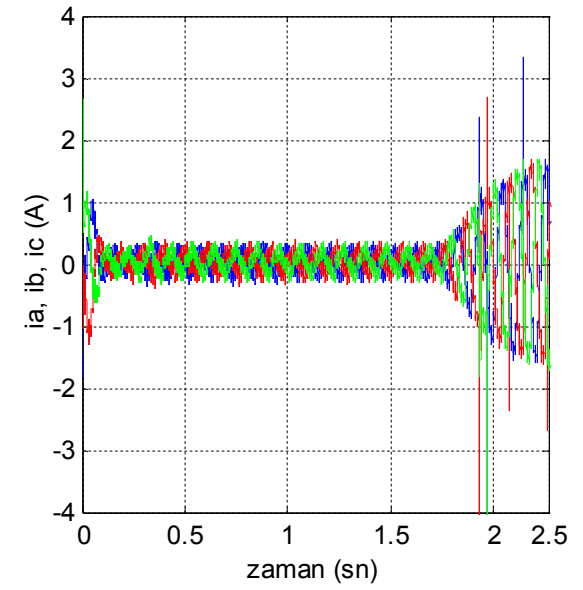
a)



a)



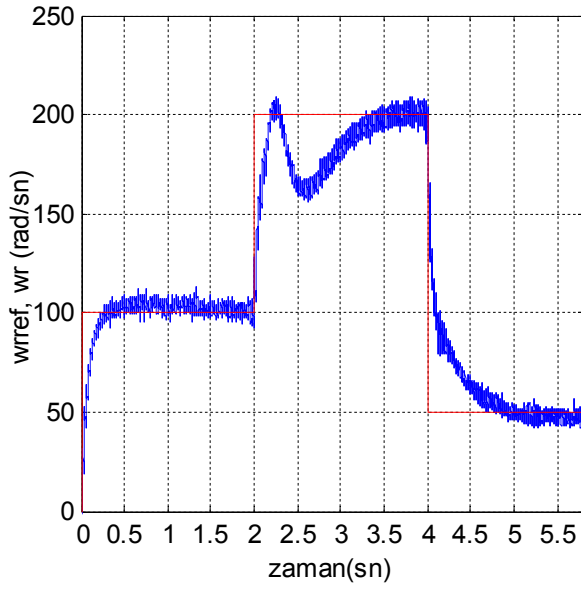
b)



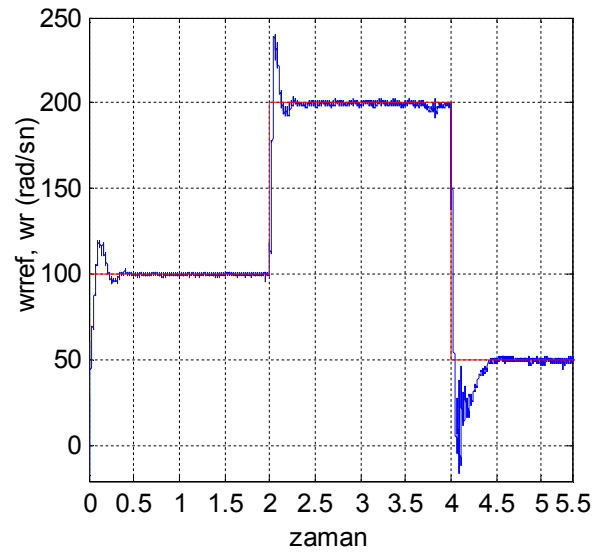
b)

Şekil 4.46. 60 rad/s'lik referans hız ve yüksüz durumda adaptif PI kontrolörü için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları

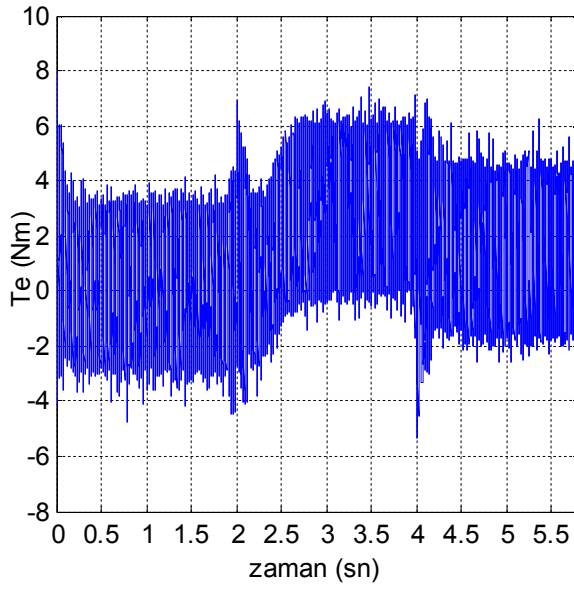
Şekil 4.47. 60 rad/s'lik referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda adaptif PI kontrolörü için deneysel sonuçlar a) d-q eksen akımları, b) üç faz stator akımları



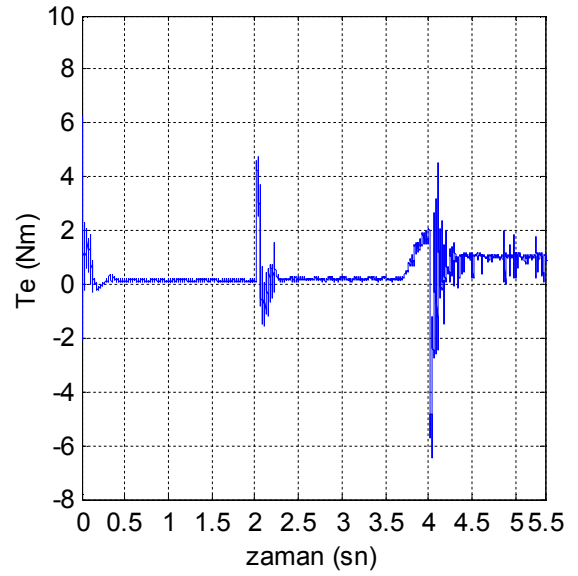
a)



a)



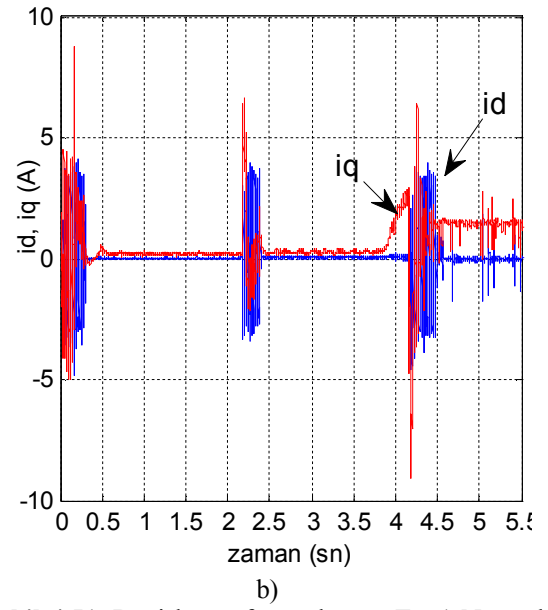
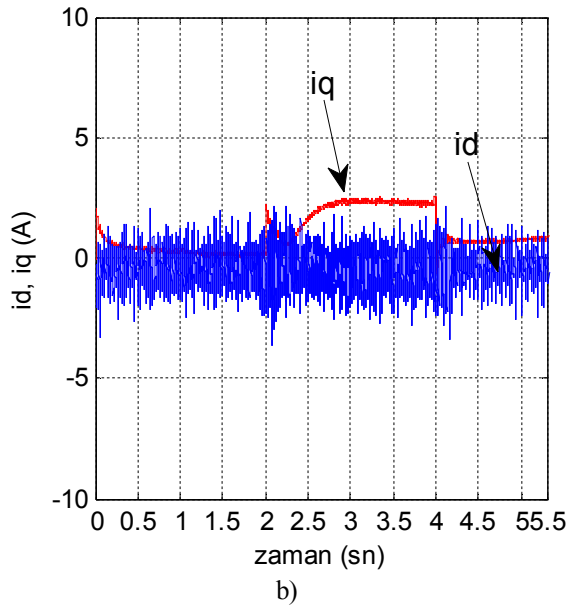
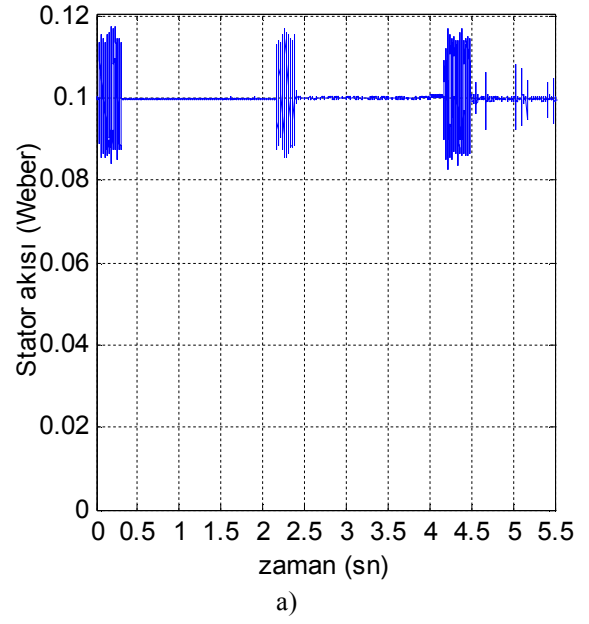
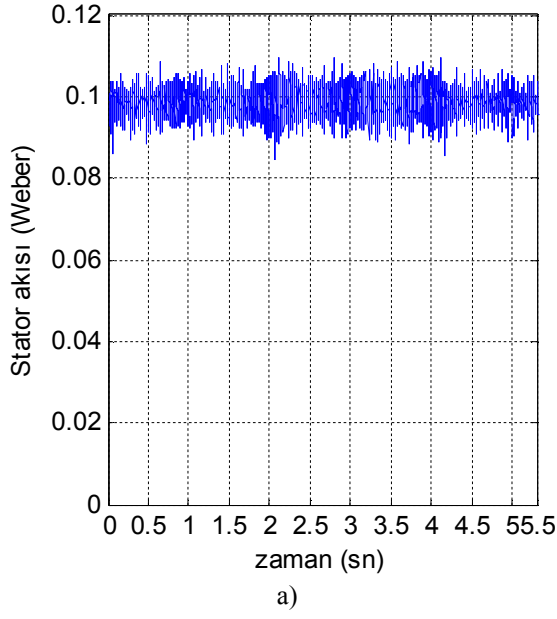
b)



b)

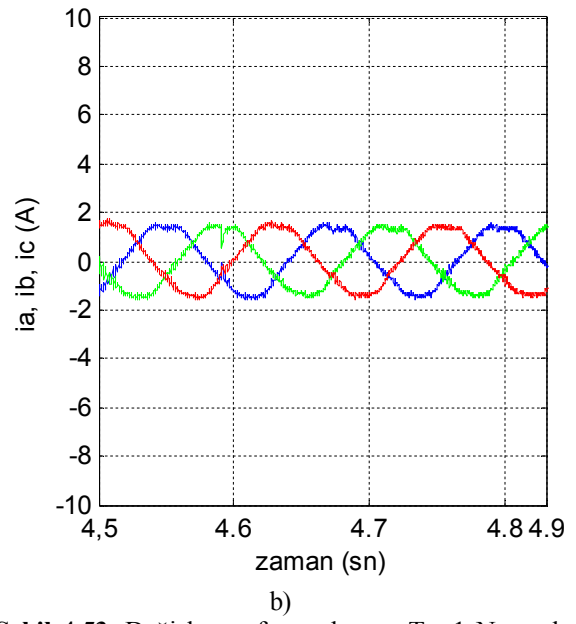
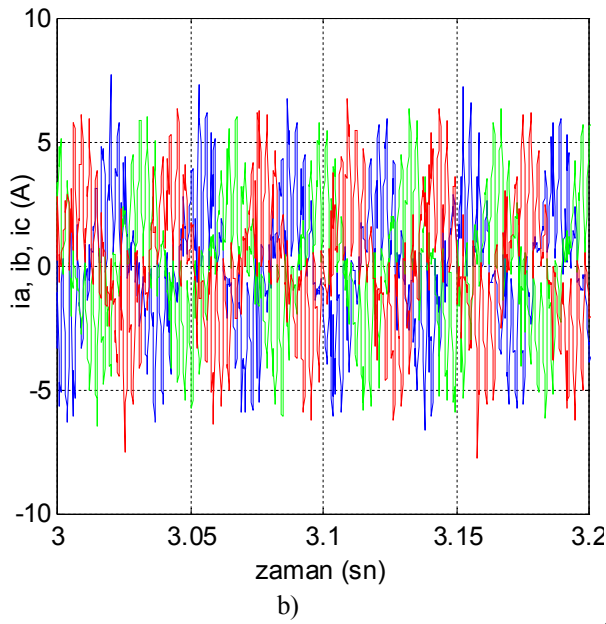
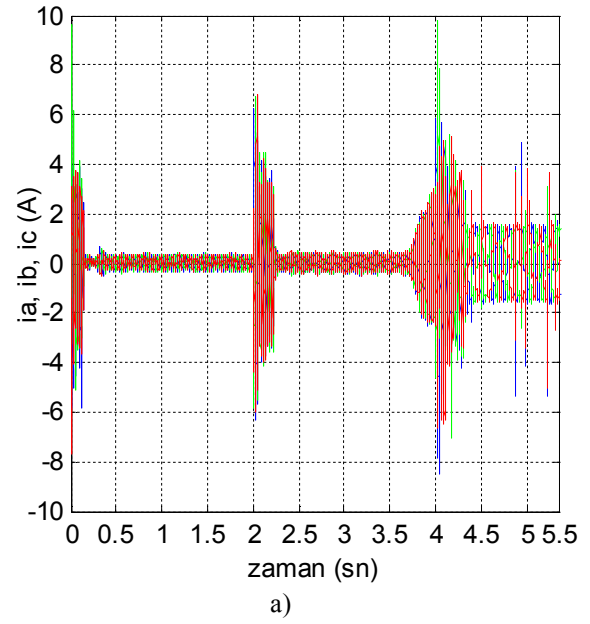
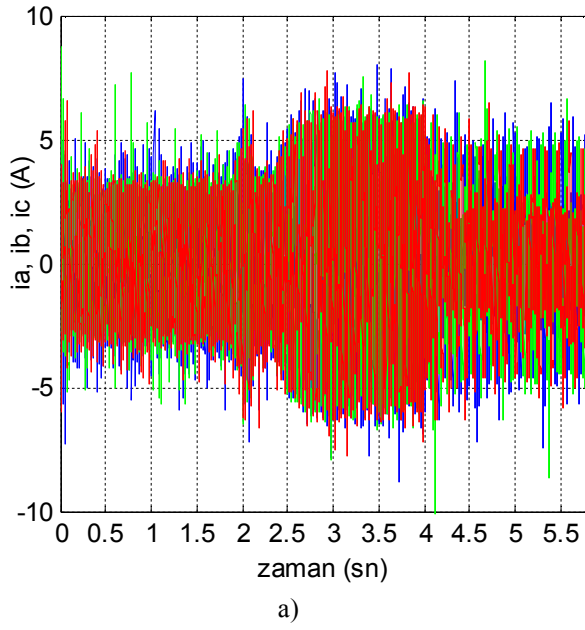
Şekil 4.48. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda sabit parametrelili PI kontrolör için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment

Şekil 4.49. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda adaptif PI kontrolör için deneysel sonuçlar a) hız, b) moment



Şekil 4.50. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda sabit parametrelili PI kontrolör için deneysel sonuçlar a) stator akısı, b) d-q eksen akımları

Şekil 4.51. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda adaptif PI kontrolör için deneysel sonuçlar a) stator akısı, b) d-q eksen akımları



Şekil 4.52. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda sabit parametrelili PI kontrolör için deneysel sonuçlar, a) üç faz stator akımları b) sürekli durumda üç faz stator akımları

Şekil 4.53. Değişken referans hız ve $T_y=1$ Nm yük durumunda adaptif PI kontrolörü için deneysel sonuçlar a) üç faz stator akımları, b) sürekli durumda üç faz stator akımları

Uzay vektör modülasyonlu DMK için verilen benzetim ve deneysel sonuçlar incelendiğinde, yüklü ve yüksüz durum için deneysel sonuçların verildiği Şekil 4.37, 4.39 , 4.41 ve 4.43'den, motorun moment, hız ve akım değerlerinde büyük dalgalanmalar olduğu görülür. Bu dalgalanmalar nedeniyle motor gürültülü bir şekilde çalışır ve uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminden istenen performansı gösteremez. Uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminde statora uygulanan gerilim değerinin hesaplanmasında, R_s

stator direnci kullanılır. Bu direnç değeri motor çalışırken bazı etkenlere bağlı olarak değişir. Bunun sonucunda da statora uygulanan gerilim değeri doğru olarak hesaplanamaz. Ayrıca kullanılan PI kontrolörlerinin parametreleri sabit olduğundan bu değişken durumlara cevap veremez. Şekil 4.36, 4.38, 4.40 ve 4.42’de yüklü ve yüksüz durum için verilen benzetim sonuçlarından, uzay vektör DMK yönteminin, histerezis DMK yönteminde olduğu gibi, momenti ve stator akısını belli bir bant genişliği içinde tuttuğu görülmektedir. Motorun referans hızı ve yük momentini iyi bir dinamik cevap ile takip ettiği görülür. Verilen deneysel sonuçlardan görüldüğü gibi uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminde kullanılan PI kontrolör parametrelerinin sabit olması durumunda iyi bir çalışma performansı elde edilemez ve DMK yönteminin, iyi bir dinamik cevap ve esnek kontrol gibi özelliklerinden faydalanılmaz.

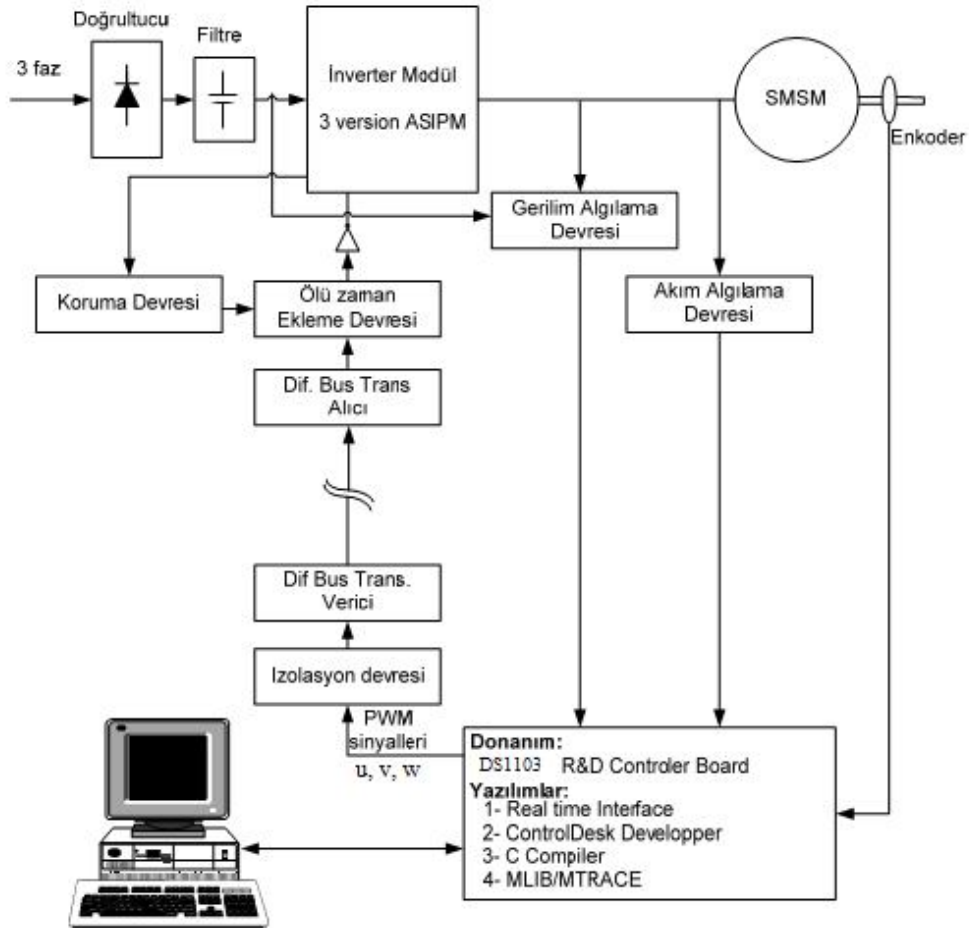
Bu tezde uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminde moment ve hız kontrolöründe kullanılan sabit PI parametreleri nedeniyle oluşan sorunların giderilmesi için, değişen çalışma şartlarına göre, PI parametrelerinin YSA ile adaptif olarak ayarlandığı bir kontrol yapısı önerilmiştir. Daha önce sabit PI parametreleri için verilen benzetim ve deneysel sonuçlar incelendiğinde, sabit PI parametrelerinden kaynaklanan olumsuzluklar deneysel çalışmalarda daha belirgin olarak görülür. Bu nedenle Adaptif PI parametrelerinin etkisini göstermek için deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar kullanılmıştır.

PI parametrelerinin YSA ile ayarlandığı durumdan elde edilen sonuçların verildiği Şekil 4.44-4.47 ile daha önce sabit PI parametrelili durum için verilen deneysel sonuçlar karşılaştırıldığında, moment, akım ve akıdaki büyük dalgalanmaların ortadan kalktığı görülmektedir. Böylece uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminin DSP uygulamasında ortaya çıkan en önemli sorunlardan biri giderilerek, dinamik moment cevabı ve esnek kontrol yapısı elde edilmiştir. Şekil 4.48-4.53 arasında değişken referans hız durumu için, sabit PI parametrelili ve adaptif PI parametrelili kontrolörlerden elde edilen deneysel sonuçlar görülmektedir. Bu sonuçlar karşılaştırıldığında, sabit PI parametrelili durumda moment, akım ve hızda görülen büyük dalgalanmaların, adaptif PI parametreleri ile yok edildiği görülür. Böylece SMSM’nin uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminin DSP uygulamasından ortaya çıkan önemli bir sorun giderilerek, DMK yönteminin üstünlükleri olan hızlı moment cevabı ve esnek bir kontrol yapısı elde edilmiştir.

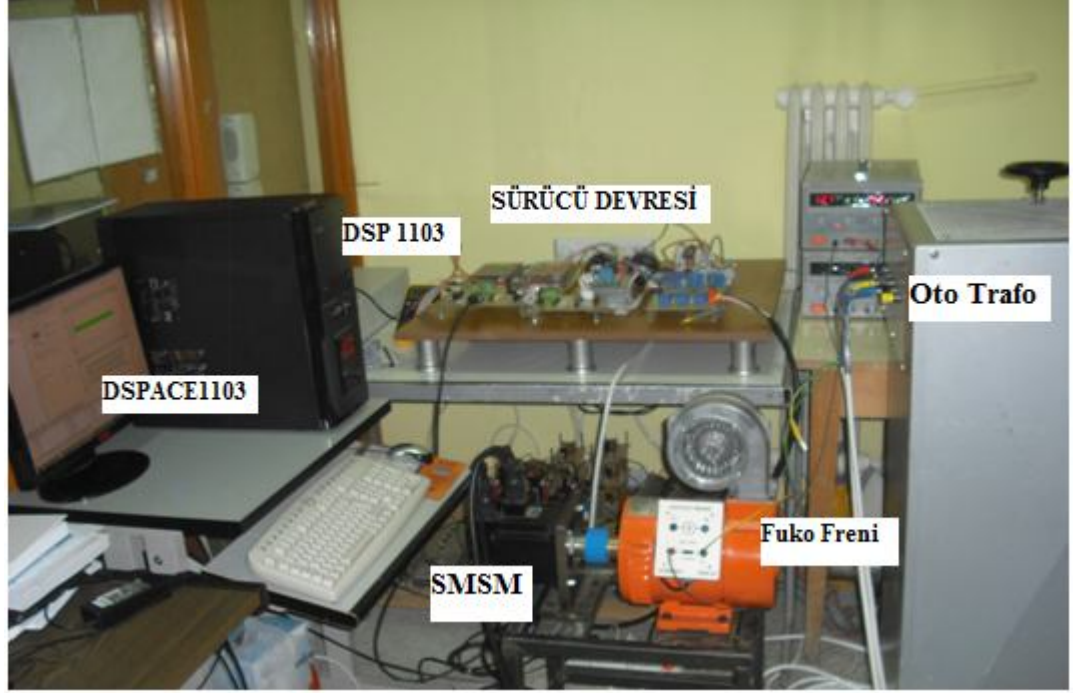
5. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DENEYSEL SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI

5.1. Giriş

SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünün ve doğrudan moment kontrolünün yapıldığı deneysel sürücü sisteminin blok diyagramı Şekil 5.1'de, fotoğrafı ise Şekil 5.2'de görülmektedir. Sürücü devresinde 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.

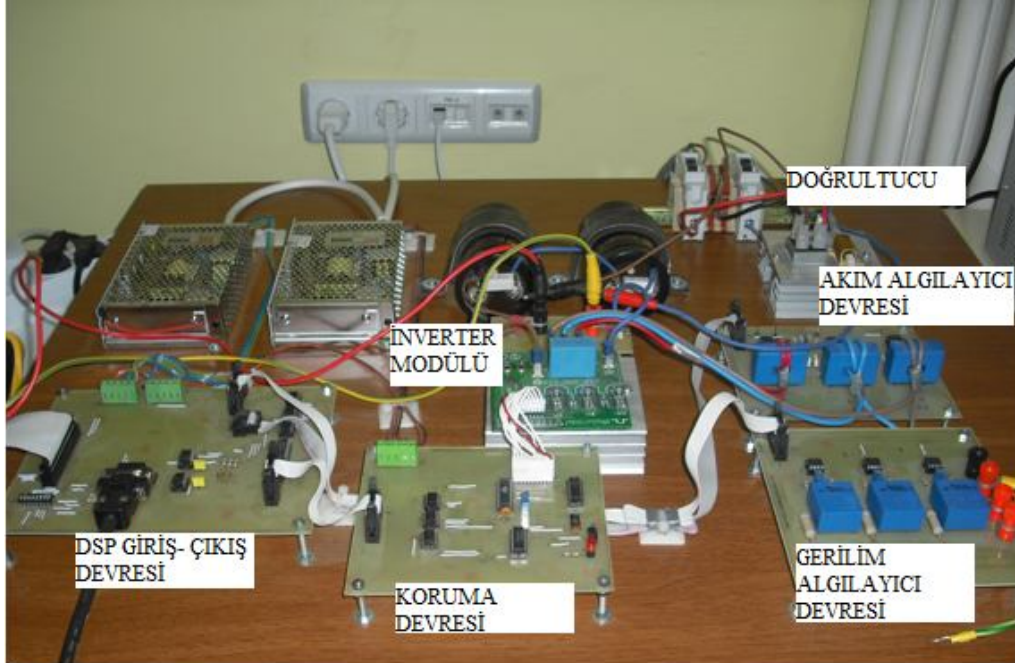


Şekil 5.1. Deneysel sürücü sistemin blok diyagramı



Şekil 5.2. Deneysel sürücü sisteminin fotoğrafı

Şekil 5.2’de görüldüğü gibi sürücü sistemde, yüklü deney sonuçlarının alınması için fuko freni kullanılmıştır. Sürücü devresinin fotoğrafı Şekil 5.3’de görüldüğü gibidir.



Şekil 5.3. Sürücü devresinin fotoğrafı

5.2. Denetleyici Kart (DSP1103)

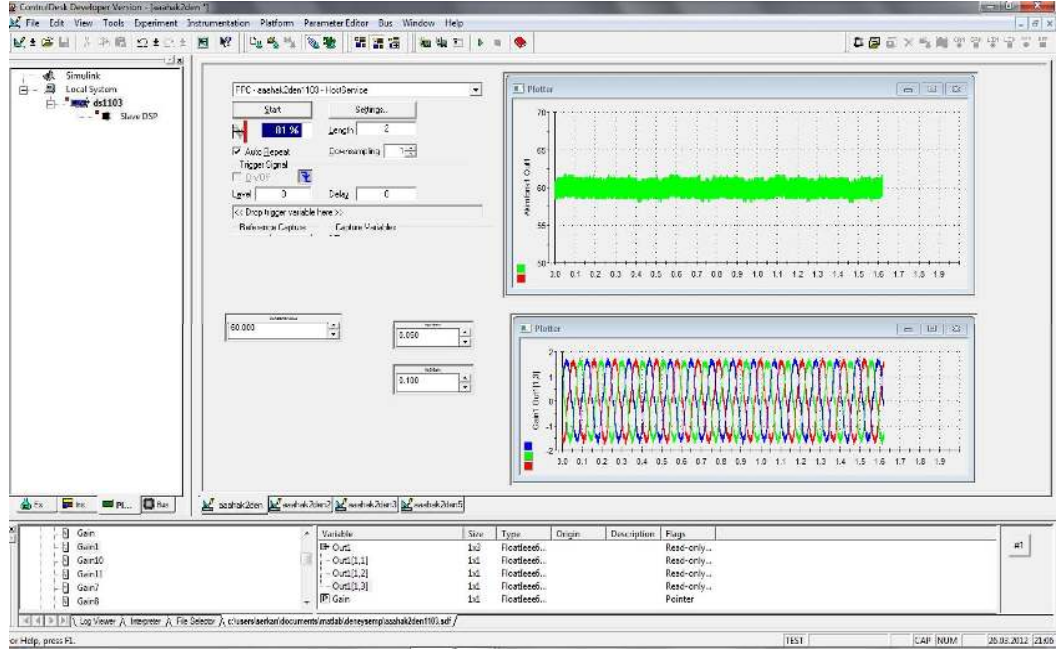
Son yıllarda mikroişlemci teknolojisinde meydana gelen gelişmelere bağlı olarak karmaşık kontrol algoritmalarının çözümü de mümkün olmuştur. DSP'ler karmaşık matematiksel işlemleri, yüksek hızları ve ek donanımları nedeniyle kısa sürede çözerler. DSP'ler kontrol sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. DSP'ler ile YSA ve BM gibi yapay zeka uygulamaları da gerçekleştirilir. Bu üstün özellikleri nedeniyle DSP'ler motor kontrol uygulamalarında yaygın bir şekilde kullanılırlar.

Bu tez çalışmasında denetleyici kart olarak Şekil 5.4'de verilen DS1103 Ace Kit kullanılmıştır. Bu kartın üzerinde PowerPC604e (400 Mz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20 MHz) olmak üzere iki ayrı işlemci mevcuttur. Denetleyici kart ISA kartı bulunan ve bazı temel özellikleri barındıran her bilgisayara takılabilir. ISA kartının bulunmadığı bilgisayarlara takılması için genişleme modülü gibi ek donanımlara gerek duyulur. DSP modülünde 32 bit giriş/çıkış (I/O) portları ile 16 bit analog sayısal dönüştürücü bulunur. Kullanılan DS1103 denetleyici kartın teknik özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri EK-2'de verilmiştir.



Şekil 5.4. DSP denetleyici kart (DS1103)

DSP kartı bilgisayara takılıp yüklendikten sonra gerçekleştirilmek istenen kontrol algoritmalarının Matlab/Simulink'te benzetimi yapılır ve daha sonra “Simulink Real-Time Workshop” yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. Bu kodlar “Real-Time Workshop” yazılımı ile denetleyici karta yüklenir. Ayrıca “Control Desk Developer” yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri gözlenerek sonradan işlenmek üzere kaydedilir. Şekil 5.5'de “Control Desk Developer” yazılımına ait bir fotoğraf verilmiştir.

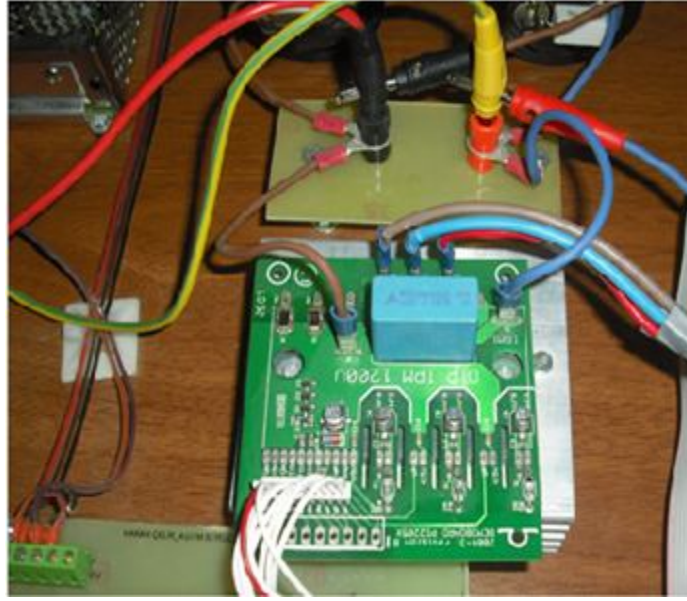


Şekil 5.5. Control Desk Developer Yazılımı

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

5.4. İnverter Modülü

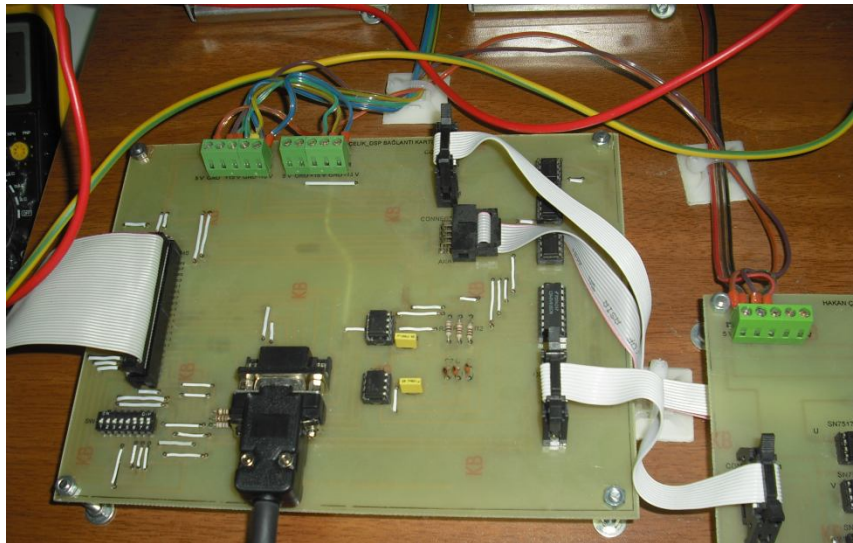
Şekil 5.3’de verilen sürücü devresinde inverter modülü olarak 1200 V 25 A değerinde, PS22056 ASIPM modülü kullanılmıştır. Bu modülün içinde 6 adet IGBT anahtarı ve bu anahtarlar için sürme ve koruma devresi bulunmaktadır. ASIPM modülünde kısa devre, aşırı akım, düşük gerilim, DGM sinyallerindeki aşırı gürültü ve benzeri arızalara karşı koruma sinyali mevcuttur. İnverter modülünün çalışması için 15 V ve 5 V’luk gerilim kaynaklarına ihtiyaç duyulur. İnverter modülü hakkında ayrıntılı bilgi Ek-3’de verilmiştir. Şekil 5.6’da inverter sürücü devresine ait fotoğraf verilmiştir.



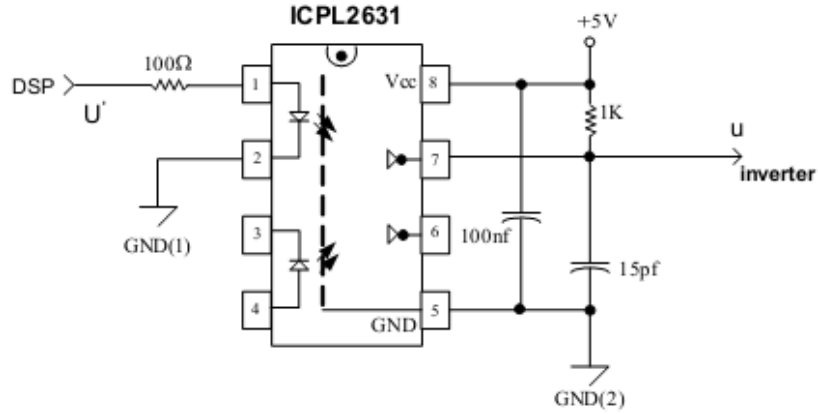
Şekil 5.6. İnverter sürücü devresinin fotoğrafı

5.5. İzolasyon Devresi

SMSM'nin kontrol yöntemlerinde üretilen tetikleme sinyalleri DSP kartının I/O çıkışları ve DGM çıkışları kullanılarak devreye aktarılır. DSP ile güç devresinin elektriksel olarak yalıtılması gerekir. Bu nedenle Ek-4'de teknik özellikleri verilen ICPL2631 yüksek hızlı optik izolasyon entegresi kullanılır. Optik izolatör devresinin girişine uygulanan sinyal ters çevrilerek çıkışa verildiğinden, bu entegrenin çıkışında bir değil entegresi kullanılır. Şekil 5.7'de izolasyon devresinin de bulunduğu DSP giriş-çıkış devresinin fotoğrafı, Şekil 5.8'de ise izolasyon devresi görülmektedir.



Şekil 5.7. DSP giriş-çıkış devresi



Şekil 5.8. İzolasyon devresi

5.6. Ölü Zaman Devresi

IGBT anahtarları, kullanılan algoritmaya göre belirlenen anahtarlama süresine göre sırasıyla anahtarlınırlar. Bu anahtarlama esnasında iletimde olan anahtar kesime girerken, kesimde olan anahtar iletime girmektedir. Pratik olarak iletimde olan anahtarın kesime girme süresi, kesimde olan anahtarın iletime girme süresinden daha büyüktür. Bu durumda anahtarların kısa bir sürede olsa aynı anda iletimde kalması ile inverterin DA linki kısa devre olacak ve anahtarlardan büyük kısa devre akımı akacaktır. İletimde olan anahtarın kesime girmesi ve daha sonra kesimde olan anahtarın iletime girmesi için kısa bir süre beklenmesi gerekir. Ölü zaman süresi olarak adlandırılan bu süre kullanılan anahtarlama elemanının tipine göre seçilir.

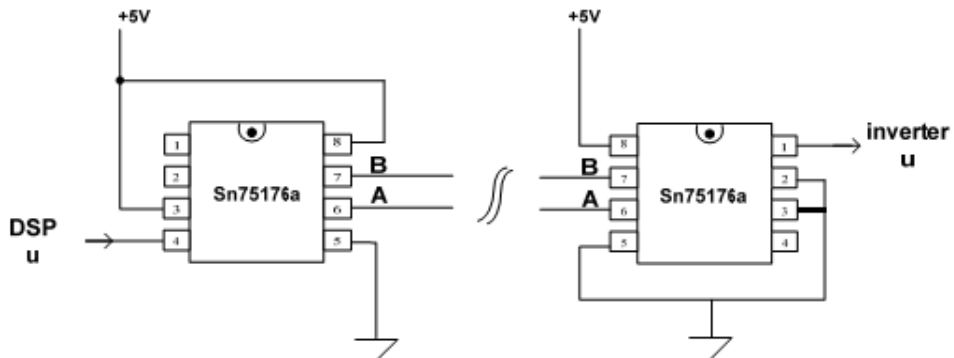
Kullanılan elemanların katalog değerleri dikkate alınarak anahtarların ölü zaman süresi 2.1 μ s seçilmiştir. Sürücü devresinde özellikleri Ek-5'te verilen IXYS firmasının IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresi kullanılarak anahtarlara gönderilen sinyalin kendisi ile tersi arasında bir gecikme sağlanmaktadır. IXDP630PI entegresinde ölü zaman süresinin ayarı entegreye harici bağlanan RC osilatörü ile yapılır. Şekil 5.9'de osiloskopta görüntülenen ölü zaman entegresinin giriş ve çıkış işaretleri gösterilmiştir.



Şekil 5.9. Ölü zaman entegresinin giriş ve çıkış işaretleri

5.7. Güvenli Veri İletim Devresi

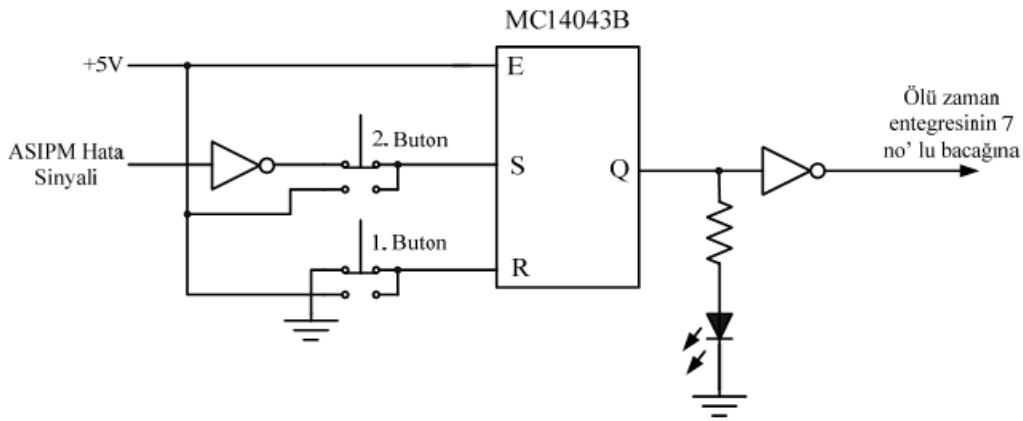
Kullanılan inverter modülünün sağlıklı bir şekilde çalışması için DGM işaretlerini taşıyan iletkenlerin çok kısa olması gerekir. Mesafenin uzun olması durumunda ise veri transfer devresi kullanılır. Bu devrede teknik özellikleri Ek-6'da verilen SN75157A entegresi kullanıldı. Bu entegre gönderici ve alıcı olarak kullanılabilir. Gönderici devre, sinyalin kendisini ve tersini birlikte alıcı devresine gönderir. Alıcı devre ise gelen iki sinyalin farkına göre verinin lojik 1 veya 0 olduğuna karar vererek çıkışa o bilgiyi gönderir. Böylece uzun mesafelerde güvenli bir veri transferi yapılır. Şekil 5.10'da SN75176A entegresinin verici ve alıcı bağlantı şekli görülmektedir.



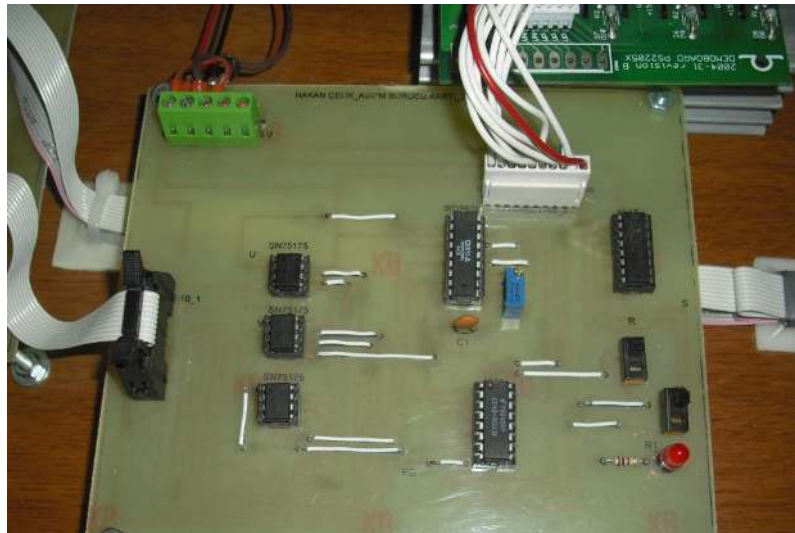
Şekil 5.10. SN75176A entegresinin bağlantı şekli

5.8. 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 flop entegresinin çıkış ucu lojik 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 anahtarı ile yapay olarak hata sinyali verilerek, isteğe bağlı olarak sürme işaretleri kesilebilir. Şekil 5.11'de koruma devresi, Şekil 5.12'de ise koruma devresi, güvenli veri iletim devresi ve ölü zaman devresinin bulunduğu kartın fotoğrafı verilmiştir.



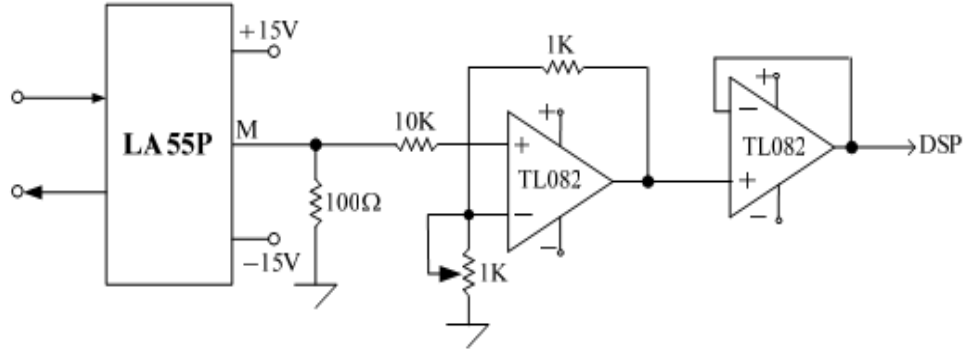
Şekil 5.11. Koruma devresi



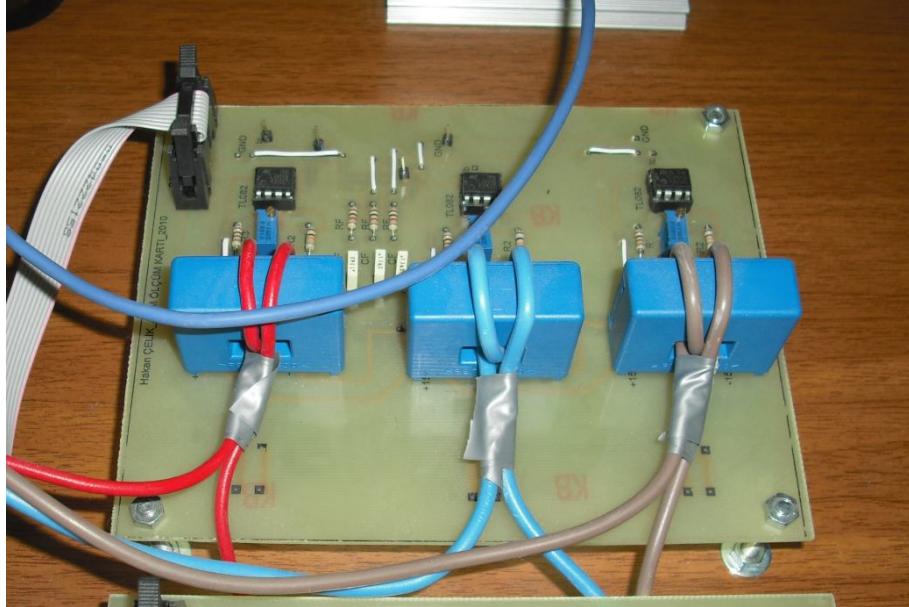
Şekil 5.12. Ölü zaman devresi, koruma devresi ve güvenli veri iletim devresi

5.9. Akım ve Gerilim Algılayıcıları

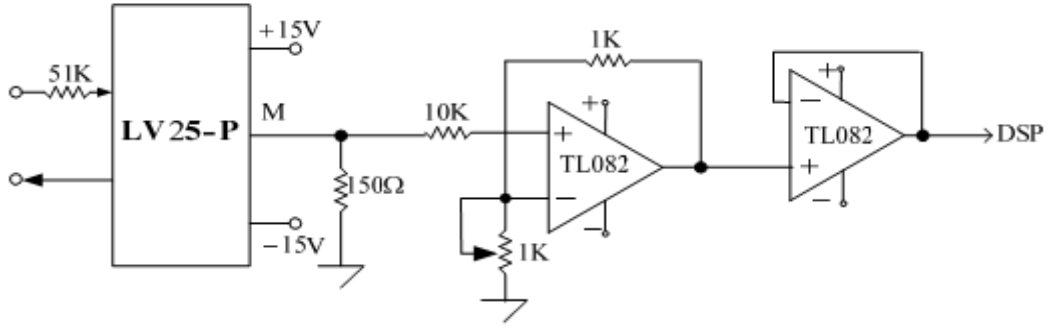
Motor kontrol uygulamalarında, kontrolde kullanılan motor akımları ve gerilimleri algılayıcılar tarafından ölçülür. Akım ve gerilim algılayıcılarından alınan analog değerler denetleyici kartın analog dijital çevirme modülü (ADC) kullanılarak denetleyici karta aktarılır. Akım algılayıcısı olarak, LEM firmasının üretmiş olduğu LA55-P ve LV-25-P modelleri kullanılmıştır. LA 55-P ve LV 25-P'ye ait bilgiler Ek-7 ve Ek-8'de verilmiştir. Gerilim algılayıcısı 0-500 V aralığında, akım algılayıcısı ise 0-50 A aralığında ölçüm yapabilir. Şekil 5.13 ve 5.14'de akım ve gerilim algılayıcılarının devre şemaları, Şekil 5.15 ve 5.16'de ise fotoğrafları verilmiştir.



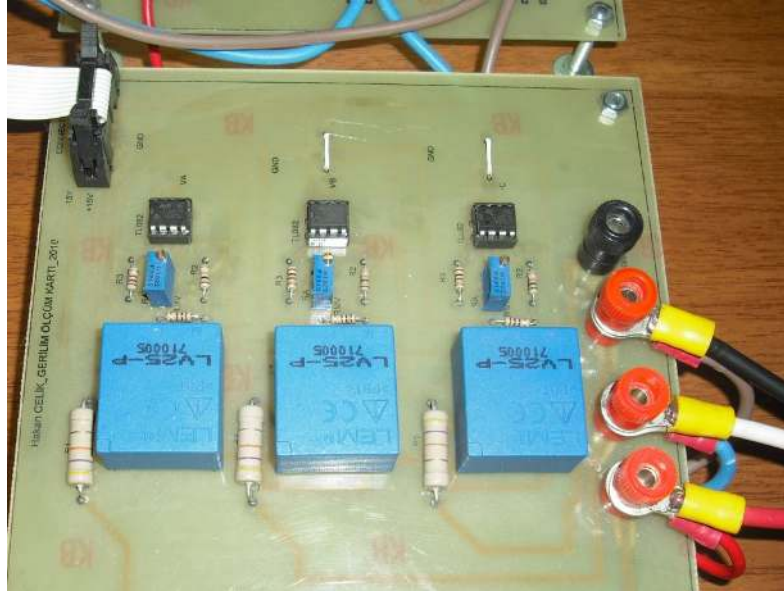
Şekil 5.13. Akım algılayıcı devre şeması



Şekil 5.14. Akım algılayıcı devresinin fotoğrafı



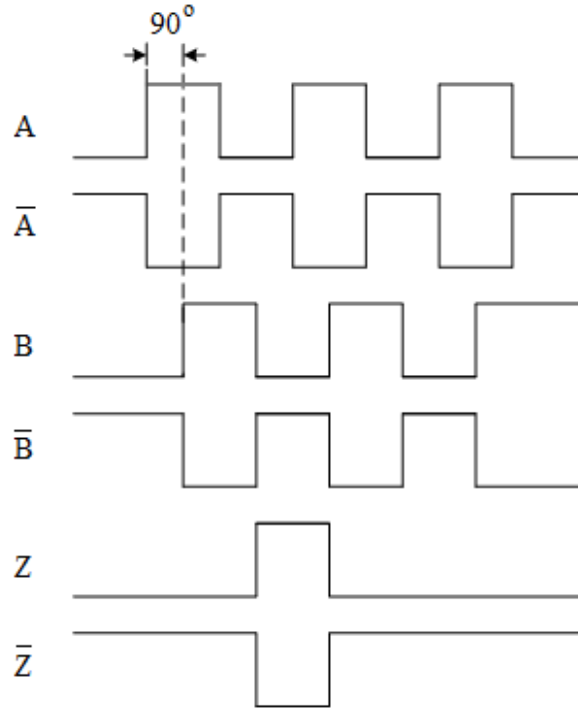
Şekil 5.15. Gerilim algılayıcı devresinin şeması



Şekil 5.16. Gerilim algılayıcı devresinin fotoğrafı

5.10. Artımsal Konum ve Hız Algılayıcısı

Rotor hızı ile konumun ölçülmesi için artımsal konum ve hız algılayıcısı kullanılır. SMSM’de asenkron motorların aksine, motorun çalışması için konum bilgisine ihtiyaç vardır. Özellikle başlangıç anında rotorun konum bilgisi önemli olduğundan mutlak konum ve hız algılayıcısı kullanılması gerekir. Şekil 5.17’de görüldüğü gibi artımsal konum ve hız algılayıcısı döndüğünde, aralarında 90° faz farkı olan iki sinyal üretilir. Buna ilave olarak her bir tur tamamlandığında üretilen Z sinyali vardır. Artımsal algılayıcılarda gürültü problemini gidermek için bu sinyallerin tersleri de oluşturulur. A ve B sinyallerinin sırasına göre dönüş yönü belirlenir. Bu tezde kullanılan konum ve hız algılayıcısı bir turda 2500 darbe üretilir. DSP denetleyici kartının konum ve hız algılayıcı girişlerine konum ve hız algılayıcısının sinyal uçları bağlanarak, konum ve hız bilgisi ölçülür.

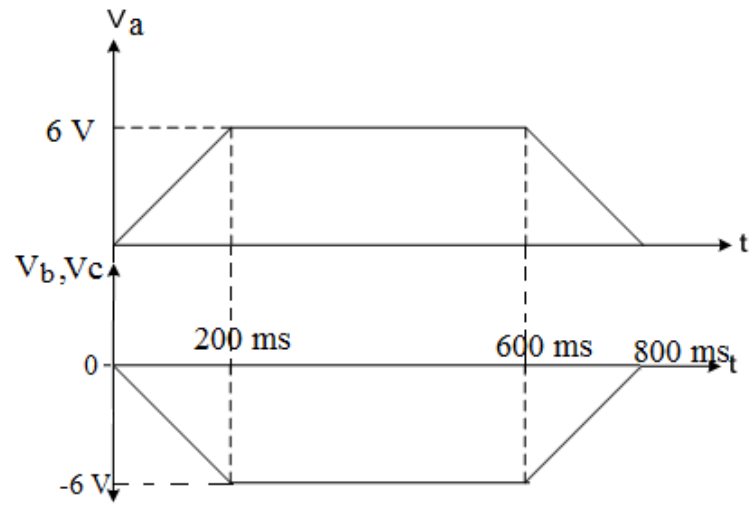


Şekil 5.17. Artımsal konum ve hız algılayıcısının çıkış işaretleri

Bu tez çalışmasında, deneysel çalışmalarda karşılaşılan sorunlardan biri, Matlab/Simulink ortamında konum ve hız algılayıcısından alınan artımsal konum bilgisinin kaydedildiği hafıza miktarının aşılmasıdır. Bu hafıza miktarının aşılması ile konum bilgisi aniden sıfır değerine düşer. Özellikle konum bilgisinin kullanıldığı motor kontrol uygulamalarında bu duruma dikkat etmek gerekir. Bu sorunun çözümü için konum bilgisinin kaydedildiği hafızanın belli aralıklarla resetlenmesi gerekir.

5.11. Rotor Pozisyonunun Sıfıra Getirilmesi

SMSM'nin başlangıç rotor konumunun bilinmesi, motorun çalıştırılabilmesi için çok önemlidir. Artımsal konum ve hız algılayıcısı kullanıldığı zaman rotor konumu sıfıra getirilerek, sürücü bilinen bir konumla başlatılır. SMSM'nin başlangıç pozisyonun sıfıra getirilmesi için motora uygulanan gerilimler Şekil 5.18'deki verildiği gibidir.



Şekil 5.18. Rotor pozisyonunu sıfıra getirmek için motora uygulanan gerilimler

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu bölümde bu tez çalışmasında elde edilen sonuçlar ve bundan sonra yapılacak çalışmalara yönelik öneriler verilecektir.

6.1. Sonuçlar

Güç elektroniği ve mikroişlemci teknolojisindeki gelişmelerle birlikte elektrik makinalarının kontrolü üzerine bir çok çalışma yapılmış ve bunun sonucunda, günlük hayatımızda kullanılan elektrik makinalarının performansında büyük artışlar meydana gelmiştir.

Mıknatıs teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak, daha büyük manyetik akı sağlayan mıknatısların üretilmesi ile birlikte SMSM'lere olan ilgi giderek artmaktadır. SMSM'ler basit yapıları, yüksek verim değerleri ve birim hacim başına elde edilen yüksek güç oranı nedeniyle, elektriksiz sürücü sistemlerde diğer motorlara göre daha fazla tercih edilirler.

SMSM'lerin kullanıldığı sürücü sistemlerinde motor kontrol yöntemi olarak v/f, AYK ve DMK kullanılmaktadır. DMK, yüksek dinamik cevabı nedeniyle diğer kontrol yöntemlerine göre daha üstün bir çalışma performansı sağlarlar. Bu nedenle son zamanlarda, SMSM'lerin kontrol yöntemi olarak DMK kullanılır.

Bu tezde, SMSM'nin AYK ve DMK yöntemlerine ilişkin yapılan deneysel ve benzetim çalışmalarından DMK yönteminin, alan yönlendirmeli kontrol yönteminden daha iyi bir dinamik cevaba sahip olduğu görülür.

DMK, histerezis ve uzay vektör modülasyonlu olmak üzere iki şekilde gerçekleştirilir. Histerezis DMK yönteminde akı ve moment belli bir histerezis bandı içinde tutulmaya çalışılır. Bunun için moment ve akı hatası bulunarak, statora uygulanan gerilim bir anahtarlama stratejisine göre seçilir. Bu yöntemin sakıncası, çok kısa bir çevrim süresine gerek duyulması ve sabit anahtarlama frekansında çalışmamasıdır. Motor kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılan DSP'ler bir çok karmaşık kontrol algoritmasını gerçekleştirmesine rağmen, histerezis DMK yönteminin gerek duyduğu kısa çevrim süresini sağlamakta zorlanırlar. Şimdiye kadar literatürde DSP ile histerezis DMK yöntemine yönelik birkaç çalışma yapılmış ve bu çalışmalardan elde edilen sonuçlar, DMK yönteminden elde edilmek istenen performansa erişememiştir. Motor momenti ve stator akısında büyük gürültüler meydana gelmiş ve iyi bir dinamik cevap elde edilememiştir.

Histerezis DMK yönteminin diğer bir sakıncası da sabit anahtarlama frekansında çalışamamasıdır. Bu probleminin çözümü için literatürdeki çalışmalardan farklı olarak, genetik algoritma ile sabit anahtarlama frekansının elde edildiği bir yapı önerilmiş ve önerilen yapıya ilişkin benzetim sonuçları verilmiştir. Uzay vektör modülasyonlu DMK yöntemi çok kısa bir örnekleme frekansına gerek duyulmaması ve sabit anahtarlama frekansında çalışabilmesi nedeniyle yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu yöntem kullanılan PI kontrolörlerinden kaynaklanan birçok sakıncaya sahiptir. Bu sakıncalar bu tezde yapılan benzetim ve deneysel çalışmalardan görülmektedir. PI kontrolörleri sadece belli bir çalışma şartlarına göre tasarlanırlar ve bu tasarımda motor parametrelerinden faydalanılır. Bu nedenle değişken çalışma şartları ve motor parametrelerinin değişmesi durumunda, PI kontrolörlerinin performansında büyük bir düşüş meydana gelir. Momentin anlık olarak kontrol edildiği DMK’da kullanılan PI kontrolörlerinden kaynaklanan sorunlar daha belirgin hale gelir ve motorda büyük moment dalgalanmaları oluşur.

Bu tezde bu sorunun çözümü için literatürdeki çalışmalardan farklı olarak, uzay vektör modülasyonlu DMK’da kullanılan PI kontrolörlerinin parametrelerinin, YSA ile adaptif olarak değiştirildiği bir yapı önerilmiştir. PI kontrolörünün parametrelerinin sabit olduğu durum için elde edilen deneysel sonuçlar incelendiğinde motor momentinde büyük dalgalanmalar olduğu görülür. Aynı şekilde hız, akım ve akı değerlerinde de büyük dalgalanmalar görülür. Çünkü DMK yönteminin temel amacı motor momentini kontrol etmektir. Dolayısıyla bu yöntemde kontrol edilen temel büyüklük momenttir. Momentte meydana gelecek herhangi bir olumsuzluk, motorun performansını doğrudan etkiler. Adaptif YSA ile PI parametrelerinin değiştirildiği durum için alınan deneysel sonuçlar incelendiğinde, sabit PI parametrelili duruma göre moment dalgalanmalarının azaldığı ve daha iyi bir dinamik cevabın elde edildiği görülür. PI parametrelerinin adaptif olarak ayarlanmasını sağlayan YSA, deneysel ve benzetim çalışmalarından elde edilen verilere göre, çevrim dışı (off-line) olarak eğitilmiştir. Bu aşamadan sonra YSA algoritmasının DSP uygulaması oldukça kolaydır. Sonuç olarak, deneysel çalışmalarda YSA’nın kullanımı, uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminin DSP uygulamasında herhangi bir olumsuzluğa neden olmamıştır.

6.2. Öneriler

Bu tezde uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminde PI parametrelerinin adaptif olarak değiştirilmesi için kullanılan YSA'nın eğitimi çevrim dışı (off-line) olarak gerçekleştirilmiştir. Bundan sonraki çalışmalarda, YSA'nın DSP'de çevrim içi (on-line) eğitim algoritmaları ile eğitildiği bir yapı kullanılabilir. Eğer DSP ile gerçek zamanlı olarak YSA'nın çevrim içi eğitimi gerçekleştirilebilirse uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminden daha iyi bir performans elde edilebilir. Yine YSA'nın eğitimi için kullanılan değişik çalışma şartlarına ait PI parametreleri genetik algoritma ile optimize edilebilir. Böylece YSA tabanlı adaptif PI parametrelili uzay vektör modülasyonlu DMK yönteminden elde edilen performans arttırılabilir. Ayrıca histerezis DMK yönteminde sabit anahtarlama frekansının elde edilmesi için kullanılan genetik algoritma tabanlı yapının gerçek zamanlı olarak DSP'de uygulanmasına yönelik çalışmalar yapılabilir.

KAYNAKLAR

- [1]. **Öksüztepe, E.**, 2008, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [2]. **Özçira, S.**, 2007, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [3]. **Adam, A. A.**, 2007, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanması ve Gürültünün Azaltılması, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [4]. **Özçira, S., Bekiroğlu, N. and Ayçiçek, E.**, 2008, Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Direct Torque Control Method, IEEE International Symposium on Power electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2008), p. 268-272.
- [5]. **Bal, G., Özgenel, M. C., Demirbaş, Ş.**, 2007, Vektör Denetimli Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun Uzay Vektör Darbe Genişliği Modülasyonu ile Performans Analizi, Politeknik Dergisi, sayı. 1, s.7-13.
- [6]. **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.
- [7]. **Swierczynski, D.**, 2005, Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, Doctor of Philosophy, Warsaw University of Technology, Warszawa.
- [8]. **Kadjoudj, M., Taibi, S., Golea, N., Benbouzid, H.**, 2007, Modified Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, International Journal of Sciences and Techniques Automatic Control & Computer Engineering, vol. 1, p. 167-180.
- [9]. **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.
- [10]. **Aktaş, M.**, 2005, TMS320C6711 DSP Tabanlı Hız Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücüsü, Doktora Tezi, K.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon.
- [11]. **Perera, P. D. C.**, 2002, Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives, Doctor of Philosophy, Aalborg University Institute of Energy Technology, Aalborg.

- [12]. **Ocen, D.**, 2005, Direct Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor, Master Thesis, Stockholm.
- [13]. **Teker, A.**, 2008, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Mantık ile Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- [14]. **Er, B. H.**, 2007, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Mekanik Algılayıcısız Konum Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [15]. **Arroyo, E. L. C.**, 2006, Modelling and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System, Master Thesis, University of Puerto Rico, Puerto Rico.
- [16]. **Vyncke, T. J., Boel, R. K., Melkebeek, J. A. A.**, 2006, Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors-An Overview, IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering, Ghent.
- [17]. **Okumuş, H. İ., Holliday, D.**, 2008, Direct Torque Controlled Induction Motor Drives with Constant Switching Frequency Strategy, Journal of Science and Technology, vol. 2, p. 1-23, İstanbul.
- [18]. **ABB Technique Guide No.1** ,1999, Direct Torque Control.
- [19]. **Elmas, C., Ustun., O., Sayan, H. H.**, 2008, A Neura-Fuzzy Controller for Speed Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, Expert Systems with Applications 34, p. 657-664.
- [20]. **Merzoug, M. S., Naceri, F.**, 2008, Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, World Academy of Science, Engineering and Technology 45, p. 299-304.
- [21]. **Kaewjinda, W., Konghirun, M.**, 2007, Vector Control Drive of Permanent Magnet Motor Using Resolver Sensor, ECTI Transactions on Electrical Eng., Electronics and Communications, vol.5, no.1, p. 134-138.
- [22]. **Platnic, M.**, 1998, Implementation of Vector Control for PMSM Using the TMS320F240 DSP., SPRA494 Application Reports, Texas Instruments.
- [23]. **Inoue, Y., Morimoto, S., Sanada, M.**, 2010, Examination and Linearization of Torque Control System for Direct Torque Controlled IPMSM, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 46, no.1, p. 159-166.
- [24]. **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, p. 107-111.
- [25]. **Beerten, J., Verdeccken, J., Driesen, J.**, 2010, Predictive Direct Torque Control for Flux and Torque Ripple Reduction, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no.1, p. 404-412.

- [26]. **Baohua, L., Jianhua, Y., Weiguo, L.,** 2009, Study on Speed Sensorless SVM-DTC System of PMSM, IEEE 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI 2009), China.
- [27]. **Dalib, S. B.,** 2007, The Simulation of the Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, Master Thesis, Universiti Teknologi Malaysia, Malaysia.
- [28]. **Orman, K.,** 2008, Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar için Akım Gözetleyici ve Hız Kestirimi, Yüksek Lisans Tezi, Atatürk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Erzurum.
- [29]. **Demirbaş, Ş.,** 2001, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- [30]. **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, p. 2349-2354, Jinan.
- [31]. **Zambada, J.,** 2007, Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motors, Microchip AN1078.
- [32]. **Chretien, L. A.,** 2006, Position Sensorless Control of Non-Salient Permanent Magnet Synchronous Machines, Master Thesis, University of Akron, Akron.
- [33]. **Jiefan C., Yue, F.,** 2009, Improved Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor, IEEE 4th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2009), China.
- [34]. **Swierczynski, D., Kazmierkowski, M. P., Blaabjerg, F.,** 2002, DSP Based Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM), IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2002), Italy.
- [35]. **Swierczynski, D., Kazmierkowski, M. P.,** 2002, Direct Torque control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM)-Simulation and Experimental Results, IEEE 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON-2002), Spain.
- [36]. **Noriega, G., Restrepo, J., Guzman, V., Gimenez, M., Aller, J.,** 2007, Direct torque Control of PMSM Using Fuzzy Logic with PWM, IEEE 42nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC 2007), Brighton.
- [37]. **Yan, Y., Zhu, J., Guo, Y., Lu, H.,** 2006, Modeling and Simulation of Direct Torque Controlled PMSM Drive System Incorporating Structural and Saturation Saliences, IEEE 41st Industry Application Conference, U.S.A.

- [38]. **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.
- [39]. **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.
- [40]. **Liu., Y., Wan, J., Shen, H., Li, G., Yuan, C.,** 2009, PMSM Speed Sensorless Direct Torque Control Based on EKF, IEEE 4th Conference on Industrial Electronics and Applications, China.
- [41]. **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, vol 2, p. 25-36.
- [42]. **Rahmen, M. F., Zhong, L., Haque, E.,** 2003, A direct Torque-Controlled Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive without a Speed Sensor, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, p. 17-22.
- [43]. **Li, L., Wang, X., Sun, H.,** 2002, A Variable-Voltage Direct Torque Control Based on DSP in PM Synchronous Motor Drive, IEEE Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering, China.
- [44]. **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.
- [45]. **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.
- [46]. **Soltani, J., Markadeh, G. R. A., Hosseiny, S. H.,** 2004, A New Adaptive Direct Torque Control (DTC) Scheme Based-on SVM for Adjustable Speed Sensorless Induction Motor Drive, IEEE The 30th Conference of the Industrial Electronics Society, Korea.
- [47]. **Jin, M., Qiu, J., Shi, C., Lin, R.,** 2004, A Fuzzy DTC Method with a SVM Defuzzification to Permanent Magnet Synchronous Machine, IEEE The 30th Conference of the Industrial Electronics Society, Korea.
- [48]. **Wang, B., Wei, G., Wang, Y., Wang, Z.,** 2008, A Deadbeat Direct Torque Control of Surface Permanent Magnet Synchronous Machines Using Space Vector Modulation, IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2008), China.
- [49]. **Morel, F., Xuefang, L. S., Retif, J. M., Allard, B.,** 2008, A Predictive Current Control Applied to a Permanent Magnet Synchronous Machine, Comparison with a

Classical Direct Torque Control, Science Direct Electric Power Systems Research 78, p. 1437-1447.

- [50]. **Lee, K. B., Blaabjerg, F.,** 2007, An Improved DTC-SVM Method for Sensorless Matrix Converter Drives Using an Overmodulation Strategy and a Simple Nonlinearity Compensation, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, p. 3155-3166.
- [51]. **Lee, K. B., Blaabjerg, F.,** 2008, Sensorless DTC-SVM for Induction Motor Driven by a Matrix Converter Using a Parameter Estimation Strategy, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 2, p. 512-521.
- [52]. **Malekian, K., Milimonfared, J., Abdi, B.,** 2008, A Genetic Based Fuzzy Logic Controller for Direct Torque Controlled IPMSM Drives Over Wide Speed Range, IEEE The 10th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC'08), Italy.
- [53]. **Pacas, M., Weber, J.,** 2005, Predictive Direct Torque Control for the PM Synchronous Machine, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 5, p. 1350-1356.
- [54]. **Kazan, F. A., Bilgin, O.,** 2008, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolü ve Simülasyonu, Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO 2008), Bursa.
- [55]. **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, Vol. 50, No. 2, p. 262-271.
- [56]. **Haque, M. E., Zhong, L., Rahman, M. F.,** 2003, A Sensorless Initial Rotor Position Estimation Scheme for a Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no.6, p. 1376-1383.
- [57]. **Siva, B. T., Vargil, K. E., Teja, T.,** 2011, Modelling and Performance of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Space Vector Modulation, International Journal of Advanced engineering Sciences and Technologies, vol. 9, no. 2, p. 183-186.
- [58]. **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.
- [59]. **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.

- [60]. **Bilgin, M. Z.**, 2005, Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrollü Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Sürücüleri için Başlangıç Rotor Konumunun Yapay sinir Ağı Yardımıyla Belirlenmesi, III. Otomasyon Sempozyumu, Denizli.
- [61]. **Chi, S.**, 2007, Position-Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines Over wide Speed Range, Doctor of Philosophy, The Ohio State University, U.S.A.
- [62]. **Bal, G., Özgenel, M. C., Demirbaş, Ş.**, 2010, SPWM Evirici ile Sürülen Vektör Denetimli Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun Dinamik Analizi, Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Dergisi, cilt 25, no. 3, s. 569-577.
- [63]. **Maamoun, A., Alsayed, Y. M., Shaltout, A.**, 2010, Space-Vector PWM Inverter Feeding a Permanent-Magnet Synchronous Motor, World Academy of Science, Engineering and Technology 65, p. 627-631.
- [64]. **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.
- [65]. **Li, Y., Liu, W., Fu, Z.**, 2009, The Control of Stator Flux and Torque in the Surface Permanent Magnet Synchronous Motor Direct Torque Control System, IEEE 4th Conference on Industrial Electronics and Applications, China.
- [66]. **Boldea, I., Paicu, M. C., Andreescu, G. D.**, 2009, “Active Flux” DTFC-SVM Sensorless control of IPMSM, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 24, no. 2, p. 314-322.
- [67]. **Duru, H. T., Demiröz, R.**, 2008, Doğrudan Tahrikli Asansör Sistemlerinde Kullanılan Mıknatıs Uyartımlı Senkron Motorların Çalışma ve Boyutlandırma İlkeleri, Asansör Sempozyumu, İzmir.
- [68]. **Depenbrock, M.**, 1985, Direkte Selbstregelung (DSR) für Hochdynamische Drehfeldantriebe mit Umrichterspeisung, ETZ-Archiv, p. 211.
- [69]. **Takahashi, I., Noguchi T.**, 1986, A New Quick- Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 22, no. 5, p. 820-827.
- [70]. **Nandam, P. K. , Sen, P. C.**, 1990, Electric Motor Drives and Control-Past, Present, and Future, IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. 37, p. 562-575.
- [71]. **Raymond, B. S., Jeffrey, H. L.**, 1991, Real Time Adaptive Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor, IEEE Trans. on Industry Applications., vol. 27, p. 706-714.
- [72]. **Matsui N., Ohashi, H.**, 1992, DSP-Based Adaptive Control of a Brushless Motor, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 28, p. 448-454.

- [73]. **Sharaf, A. M., 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, Japan.
- [74]. **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, vol. 40, no. 5, p. 512-520.
- [75]. **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. App., vol. 30, p. 1632–1637.
- [76]. **Cerruto, E., Consoli, A., Raciti, A., Testa, A.,** 1995, A Robust Adaptive Controller for PM Motor Drives in Robotic Application, IEEE Trans. Power Electronics, vol. 10, p. 62-71.
- [77]. **Wijenayake, A. H., Schmidt, P. B.,** 1997, Modeling and Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor by Taking Saturation and Core Loss into Account, Power Electronics and Drive Systems (PEDS 1997), Singapore.
- [78]. **Jang-Mok, K., Seung-Ki, S.,** 1997, Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for the Flux Weakening Operation, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, p. 43-48.
- [79]. **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 Electronics, vol. 13, no. 3, p. 388–400.
- [80]. **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 Electronics., vol. 15, p. 871
- [81]. **Vaez-Zadeh, S.,** 2001, Variable Flux Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for Constant Torque Operation, IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 16 , p. 527–534
- [82]. **Öztemel, E.,** 2003, Yapay Sinir Ağları, Papatya Yayıncılık, s. 230.
- [83]. **Nabiyev, V. V.,** 2005, Yapay Zeka, Papatya Yayıncılık, s. 764.
- [84]. **Mengjia, J., Luk, P. C. K., Cenwei, S.,** 2006, A Neural Network Based Initial Position Detection Method to Permanent Magnet Synchronous Machines, IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2006), China.
- [85]. **Gülez, K., Adam, A. A.,** 2007, Adaptive Neural Network Based Controller for Direct Torque Control of PMSM with Minimum Torque Ripples, International Conference on Instrumentation, Control and Information Technology (SICE 2007), Japan.

- [86]. **Polat, M.**, 2010, Anahtarlamaalı Relüktans Motorda Algılayıcısız Konum Kontrolü ve Moment Dalgallılığının Azaltılması, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [87]. **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, p. 187- 190, U.S.A.
- [88]. **Kim, H. W., Youn, M. J., Cho. K. Y.**, 2005, New Voltage Distortion Observer of PWM VSI for PMSM, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, p. 1188.
- [89]. **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, vol. 42, no. 4, p.1024-1030.
- [90]. **Haykin, S.**, 2000, Neural Networks, The MIT Prss, Cambribge, Massachusetts, England.
- [91]. **Hasse, K.**, 1968, Zum Dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betriebmit Variable Standerfrequenz und Standerspannung, ETZ-A,H.4, p.77.
- [92]. **Blaschke, F.**, 1971, Das Prizip der Feldorientie Rung, Die Grundlage Fur Die TRNSVEKTOR-Relung von Asynchnmaschinen, Siemens Zeitschrift, 45, p.757.
- [93]. **Holland, J. H.**, 1975, Adaptation in natural and artificial Systems, University of Michigan Press, Ann Arbor.
- [94]. **Bozkurt, F.**, 2004, Genetik Algoritma Yöntemini Kullanarak Yarı İletken Diyoda ait Parametre Çıkarımı, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya
- [95]. **Emel, G. G., Taşkın, Ç.**, 2002, Genetik Algoritmalar ve Uygulama Alanları, Uludağ Üniversitesi İktisadi ve İdari Bilimler Fakültesi Dergisi, sayı 1, s. 129-152.
- [96]. **Bulut, M., Kurt, M. B., Demirtaş, M.**, 2004 Genetik-Bulanık Kontrolörün DC Motora Uygulanması, Politeknik Dergisi, sayı 7, s.277-283.
- [96]. **Yıldız, C.**, 2008, Genetik Algoritma Destekli Bulanık Mantık Denetim kullanarak Vektor Esaslı Asenkron Motor Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Kahramanmaraş.
- [97]. **Karaboğa, D.**, 2004, Yapay Zeka Optimizasyon Algoritmaları, Atlas Yayın Dağıtım, s. 199.

EK-1. Benzetim ve Deneysel Çalışmalarda Kullanılan Motor Parametreleri

Medium / High Inertia Servo Motor

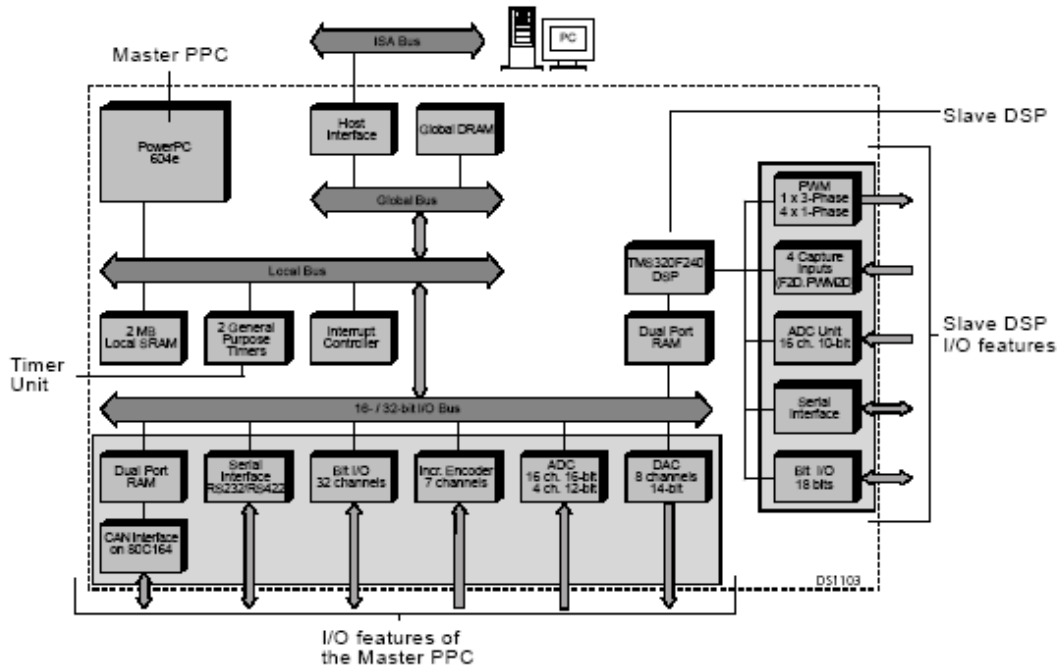
Model: ECMA Series	E313				E318	G313		
	500W	1kW	1.5kW	2kW	2kW	300W	600W	900W
	05	10	15	20	20	03	06	09
Rated output power (kW)	0.5	1.0	1.5	2.0	2.0	0.3	0.6	0.9
Rated torque (N·m) ^(Note 1)	2.39	4.77	7.16	9.55	9.55	2.86	5.73	8.59
Maximum torque (N·m)	7.16	14.3	21.48	28.65	28.65	8.59	17.19	21.48
Rated speed (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

[illegible]

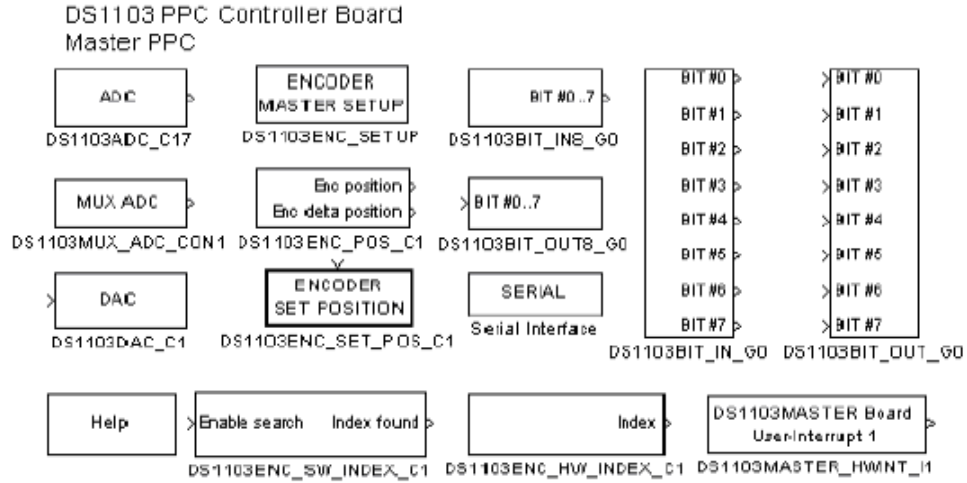
EK-2. DS1103 Denetleyici Kartın Özellikleri

Motorola PowerPC 604e/400 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 s 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

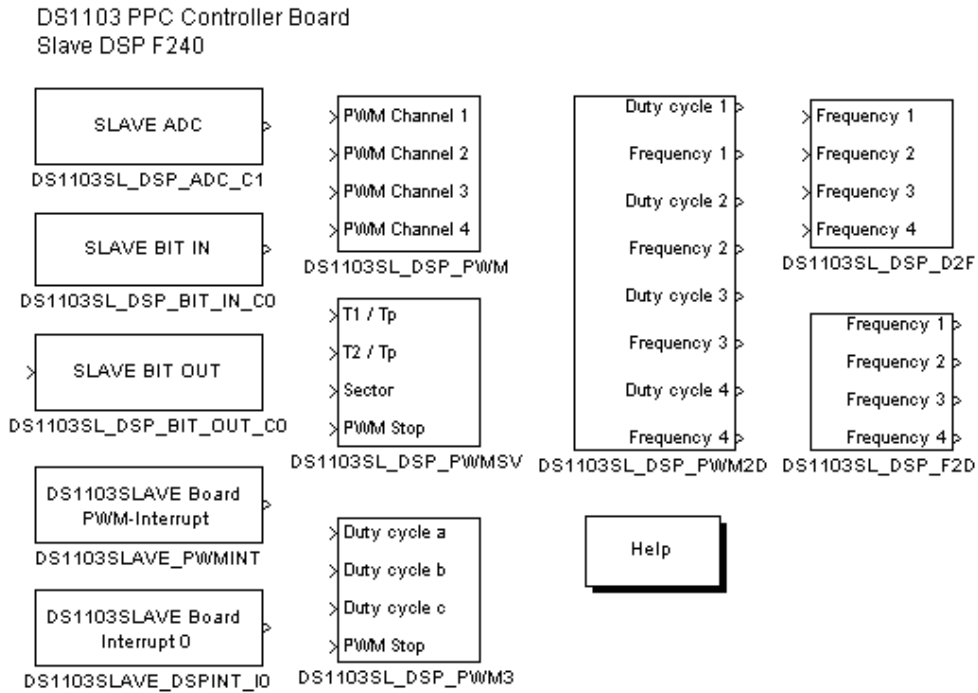
EK-2.1. DS1103'ün Mimarisi ve Fonksiyonel Birimleri



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



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



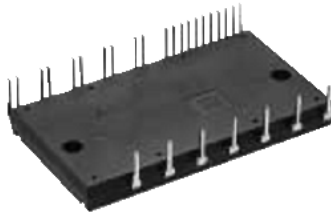
EK-3. PS22056 ASIPM İnverter Modülü

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.

Fig. 1 PACKAGE OUTLINES

Dimensions in mm

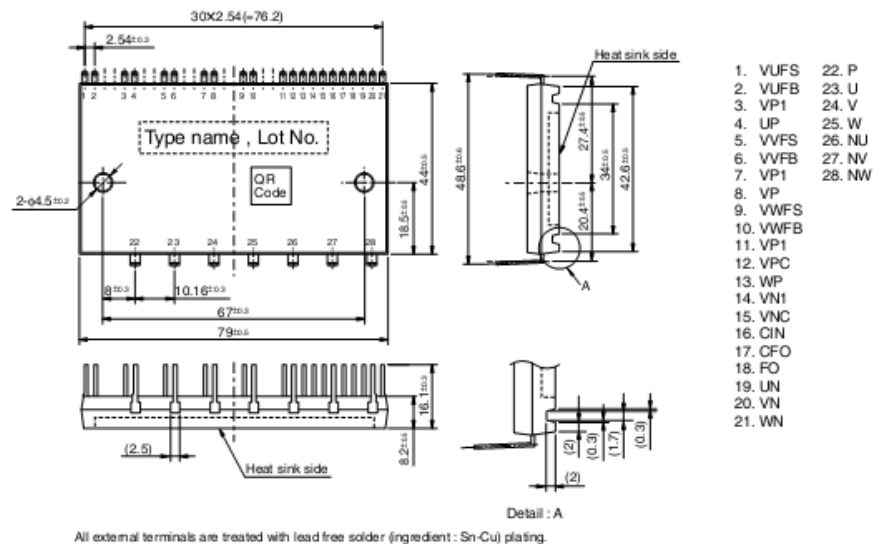


Fig. 2 INTERNAL FUNCTIONS BLOCK DIAGRAM (TYPICAL APPLICATION EXAMPLE)

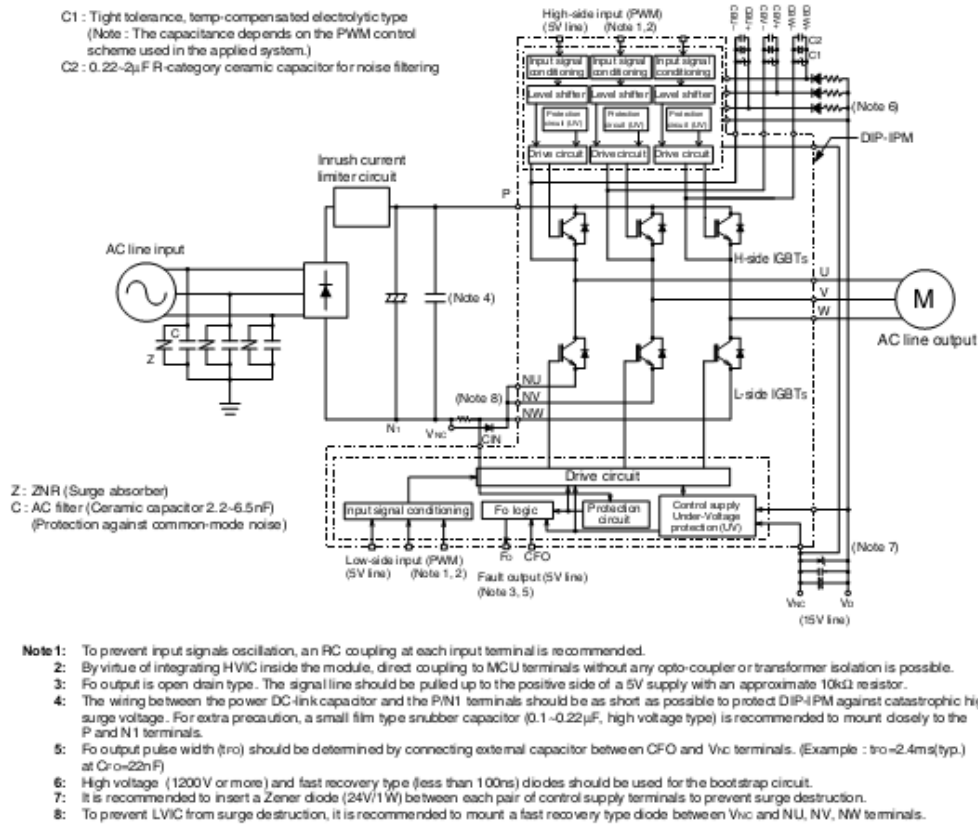
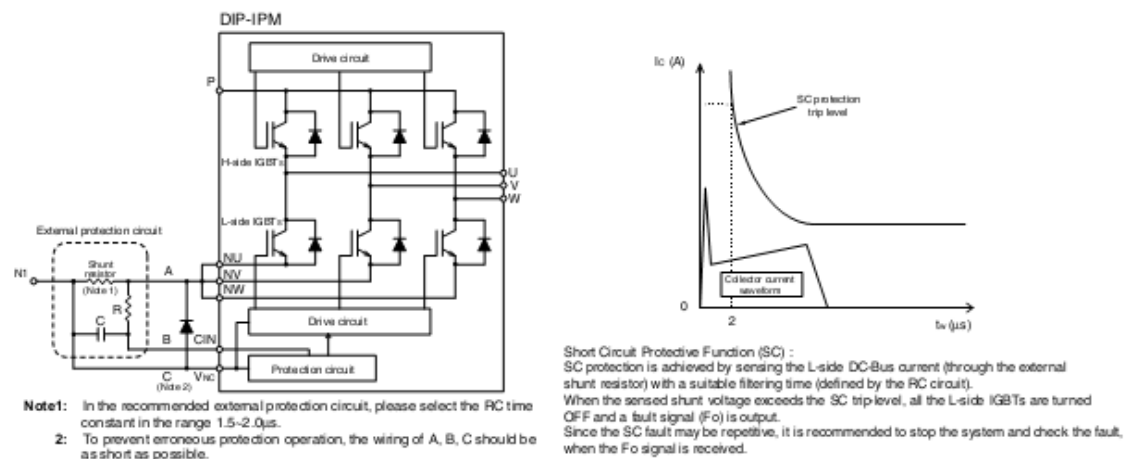


Fig. 3 EXTERNAL PART OF THE DIP-IPM PROTECTION CIRCUIT



EK-4. HCPL-2631'in Teknik Özellikleri



HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

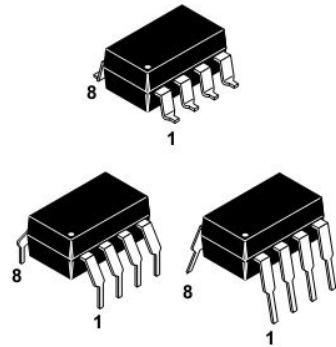
SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

DESCRIPTION

The 6N137, HCPL-2601/2611 single-channel and HCPL-2630/2631 dual-channel optocouplers consist of a 850 nm AlGaAs LED, optically coupled to a very high speed integrated photodetector logic gate with a strobable output. This output features an open collector, thereby permitting wired OR outputs. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of -40°C to +85°C. A maximum input signal of 5 mA will provide a minimum output sink current of 13 mA (fan out of 8).

An internal noise shield provides superior common mode rejection of typically 10 kV/μs. The HCPL-2601 and HCPL-2631 has a minimum CMR of 5 kV/μs. The HCPL-2611 has a minimum CMR of 10 kV/μs.

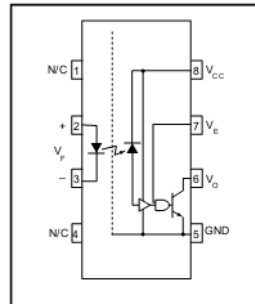


FEATURES

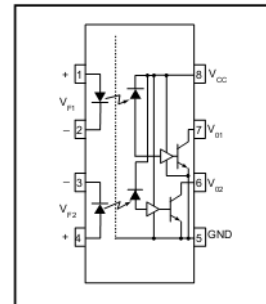
- Very high speed-10 MBit/s
- Superior CMR-10 kV/μs
- Double working voltage-480V
- Fan-out of 8 over -40°C to +85°C
- Logic gate output
- Storable output
- Wired OR-open collector
- U.L. recognized (File # E90700)

APPLICATIONS

- Ground loop elimination
- LSTTL to TTL, LSTTL or 5-volt CMOS
- Line receiver, data transmission
- Data multiplexing
- Switching power supplies
- Pulse transformer replacement
- Computer-peripheral interface



Single-channel
circuit drawing



Dual-channel
circuit drawing

TRUTH TABLE
(Positive Logic)

Input	Enable	Output
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H
H	NC	L
L	NC	H

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 8 and 5.
(See note 1)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (No derating required up to 85°C)				
Parameter		Symbol	Value	Units
Storage Temperature		T _{STG}	-55 to +125	°C
Operating Temperature		T _{OPR}	-40 to +85	°C
Lead Solder Temperature		T _{SOL}	260 for 10 sec	°C
EMITTER				
DC/Average Forward	Single channel	I _F	50	mA
Input Current	Dual channel (Each channel)		30	
Enable Input Voltage	Single channel	V _E	5.5	V
Not to exceed V _{CC} by more than 500 mV				
Reverse Input Voltage	Each channel	V _R	5.0	V
Power Dissipation	Single channel	P _I	100	mW
	Dual channel (Each channel)		45	
DETECTOR				
Supply Voltage		V _{CC} (1 minute max)	7.0	V
Output Current	Single channel	I _O	50	mA
	Dual channel (Each channel)		50	
Output Voltage	Each channel	V _O	7.0	V
Collector Output	Single channel	P _O	85	mW
Power Dissipation	Dual channel (Each channel)		60	

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS				
Parameter	Symbol	Min	Max	Units
Input Current, Low Level	I _{FL}	0	250	μA
Input Current, High Level	I _{FH}	*6.3	15	mA
Supply Voltage, Output	V _{CC}	4.5	5.5	V
Enable Voltage, Low Level	V _{EL}	0	0.8	V
Enable Voltage, High Level	V _{EH}	2.0	V _{CC}	V
Low Level Supply Current	T _A	-40	+85	°C
Fan Out (TTL load)	N		8	

* 6.3 mA is a guard banded value which allows for at least 20 % CTR degradation. Initial input current threshold value is 5.0 mA or less

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.

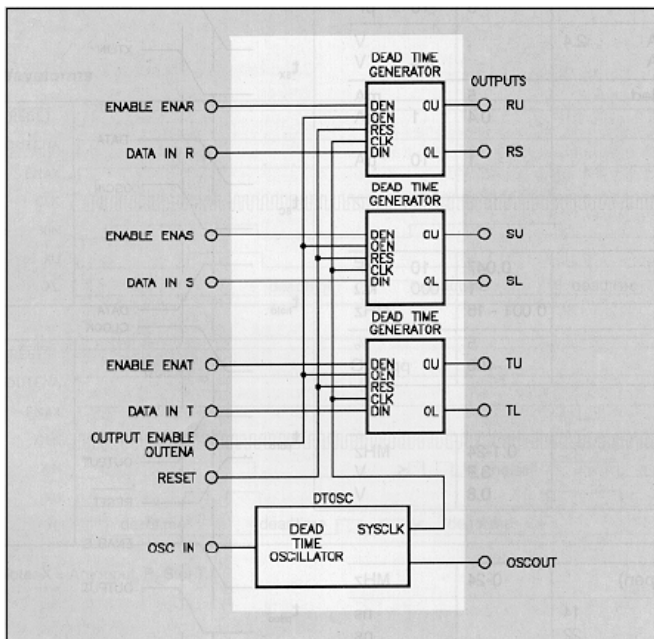
Features

- 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. SN75176A'nın Teknik Özellikleri

- Bidirectional Transceiver
- Meets or Exceeds the Requirements of ANSI Standards EIA/TIA-422-B and ITU Recommendation V.11
- Designed for Multipoint Transmission on Long Bus Lines in Noisy Environments
- 3-State Driver and Receiver Outputs
- Individual Driver and Receiver Enables
- Wide Positive and Negative Input/Output Bus Voltage Ranges
- Driver Output Capability . . . ± 60 mA Max
- Thermal-Shutdown Protection
- Driver Positive- and Negative-Current Limiting
- Receiver Input Impedance . . . $12\text{ k}\Omega$ Min
- Receiver Input Sensitivity . . . ± 200 mV
- Receiver Input Hysteresis . . . 50 mV Typ
- Operates From Single 5-V Supply
- Low Power Requirements

SN75176A
DIFFERENTIAL BUS TRANSCEIVER

SLS100A – JUNE 1984 – REVISED MAY 1995

D OR P PACKAGE
(TOP VIEW)

description

The SN75176A differential bus transceiver is a monolithic integrated circuit designed for bidirectional data communication on multipoint bus-transmission lines. It is designed for balanced transmission lines and meets ANSI Standard EIA/TIA-422-B and ITU Recommendation V.11.

The SN75176A combines a 3-state differential line driver and a differential input line receiver, both of which operate from a single 5-V power supply. The driver and receiver have active-high and active-low enables, respectively, that can be externally connected together to function as a direction control. The driver differential outputs and the receiver differential inputs are connected internally to form differential input/output (I/O) bus ports that are designed to offer minimum loading to the bus whenever the driver is disabled or $V_{CC} = 0$. These ports feature wide positive and negative common-mode voltage ranges making the device suitable for parity-line applications.

The driver is designed to handle loads up to 60 mA of sink or source current. The driver features positive- and negative-current limiting and thermal shutdown for protection from line fault conditions. Thermal shutdown is designed to occur at a junction temperature of approximately 150°C . The receiver features a minimum input impedance of $12\text{ k}\Omega$, an input sensitivity of ± 200 mV, and a typical input hysteresis of 50 mV.

The SN75176A can be used in transmission-line applications employing the SN75172 and SN75174 quadruple differential line drivers and SN75173 and SN75175 quadruple differential line receivers.

The SN75176A is characterized for operation from 0°C to 70°C .



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

SN75176A
DIFFERENTIAL BUS TRANSCIVER

SLLS100A—JUNE 1984—REVISED MAY 1995

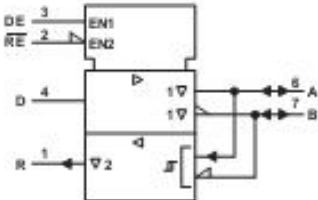
Function Tables

DRIVER			
INPUT D	ENABLE DE	OUTPUTS	
		A	B
H	H	H	L
L	H	L	H
X	L	Z	Z

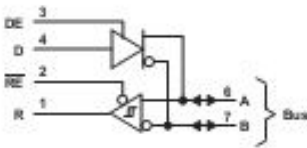
RECEIVER		
DIFFERENTIAL INPUTS A – B	ENABLE RE	OUTPUT R
$V_D \geq 0.2\text{ V}$	L	H
$-0.2\text{ V} < V_D < 0.2\text{ V}$	L	?
$V_D \leq -0.2\text{ V}$	L	L
X	H	Z
Open	L	?

H = high level, L = low level, ? = indeterminate,
X = irrelevant, Z = high impedance (off)

logic symbol†



logic diagram (positive logic)



† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

EK-7. 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}	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10 100 Ω
		@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10 50 Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	50 160 Ω
		@ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	50 90 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

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	mA
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.3	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. +70°C	± 0.1	mA
		-25°C .. +85°C	± 0.1	mA
t_{rs}	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

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	°C
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	°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

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.

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.

980706/8

EK-8. LV 25-P'nin Teknik Özellikleri



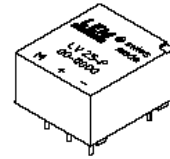
Voltage Transducer LV 25-P

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



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA
R_M	Measuring resistance	R_{Mmin} R_{Mmax}	
	with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	30 190 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	30 100 Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	100 350 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	2500 : 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 ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ Max	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.06 ± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10 ± 0.35	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of V_{Pmax}		40	μs

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

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

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

981125/14

ÖZGEÇMİŞ

Hakan ÇELİK

Fırat Üniversitesi

Maden Meslek Yüksekokulu

Elektronik Teknolojisi Programı

Elazığ

0 424 255 55 54/27

E-posta: hakancelik@firat.edu.tr

- 1978 : Elazığ/ Merkez’de doğdu.
- 1992-1995 : Fatih Lisesi’ni bitirdi.
- 1996-2000 : Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik–Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu.
- 2002-2008 Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik–Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalıştı.
- 2000-2004 : Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik–Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Elektrik Makinaları Bilim Dalında Yüksek Lisansını tamamladı.
- 2004-... : Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik–Elektronik Ana Bilim Dalı Elektrik Makinaları Bilim Dalında Doktora başladı.
- 2008-2010 : TEİAŞ Erzurum Yük Tevzi Müdürlüğünde Elektrik-Elektronik Mühendisi olarak çalıştı.
- 2010-.... : Fırat Üniversitesi Maden M.Y.O.’da Öğretim Görevlisi çalışmaya başladı.