

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

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
HİSTEREZİS AKIM DENETİMLİ VEKTÖR
KONTROLÜNÜN BENZETİMİ VE SÜRÜCÜ
DEVRESİNİN GERÇEKLENMESİ**

Ferhat ÇIRA

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DİYARBAKIR
TEMMUZ 2010**

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

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
HİSTEREZİS AKIM DENETİMLİ VEKTÖR
KONTROLÜNÜN BENZETİMİ VE SÜRÜCÜ
DEVRESİNİN GERÇEKLENMESİ**

Ferhat ÇIRA

DANIŞMAN: YRD. DOÇ. DR. BİLAL GÜMÜŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK – ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DİYARBAKIR
TEMMUZ 2010**

T.C
DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRLÜĞÜ
DİYARBAKIR

Ferhat ÇIRA tarafından yapılan bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyesinin

Ünvanı Adı Soyadı

Başkan : Yrd. Doç Dr. Bilal GÜMÜŞ

Üye : Yrd. Doç. Dr. Mustafa NALBANTOĞLU

Üye : Yrd. Doç. Dr. Sezai ASUBAY

Yukarıdaki bilgilerin doğruluğunu onaylarım.

...../...../.....

Prof. Dr. Hamdi TEMEL

ENSTİTÜ MÜDÜRÜ

(MÜHÜR)

TEŞEKKÜR

Bu tezin oluşturulmasında gösterdiği destek ve emekten dolayı kıymetli danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ' e teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca lisans eğitimimde büyük emekleri olan Sayın Prof. Dr. Sefa AKPINAR ve Prof. Dr. İ.Hakkı ALTAŞ (Karadeniz Teknik Üniversitesi Müh. Fak. Elektrik Elektronik M. Böl.) hocalarıma teşekkürü borç bilirim.

Tezin hazırlanması sırasında benden yardımlarını esirgemeyen Sayın Dr. Sencer ÜNAL ve Dr. Mehmet POLAT' a (Fırat Üniversitesi Müh. Fakültesi Elektrik-Elektronik Müh. Böl.), sürücü devre düzeniğinin imalatında emeği geçen Sayın Arş. Gör. Mesut HÜSEYİNOĞLU' na, sağlamış oldukları yüksek lisans bursu için Heinrich Böll Stiftung derneği ve Sayın Nükhet OGAN' a teşekkür ederim. Çalışmalarım sırasında bana dualarıyla destek olan Anneme ve Babama son olarak her şeyime sabır gösteren sevgili eşim Arş. Gör. Sümeyra Cevheroğlu ÇIRA' ya teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

1. GİRİŞ.....	1
1.1. Tezin Amacı, Önemi ve Yöntemi	1
1.2. Tezin Yapısı	7
2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNALAR VE MATEMATİKSEL MODELLERİ.....	9
2.1. Giriş.....	9
2.2. Sürekli Mıknatıs Malzemeler ve Elektrik Makinalarında Kullanımı	9
2.2.1 Sürekli Mıknatıs Türleri ve Özellikleri	10
2.2.3 Akı Yoğunluğu	11
2.2.4 Sürekli Mıknatısların Elektrik Makinalarında Kullanılması	12
2.3. Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinalar	14
2.4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinanın Matematiksel Modeli.....	18
2.4.1. Elektriksel ve Mekanik Hız ve Konumun Tanımlanması	19
2.4.2. SMSM a,b,c, 3-Faz Sistemindeki Matematiksel (Sabit Referans Çatı) Modeli ...	20
2.4.3. Sabit 2-Faz Referans Düzlemde SMSM Modeli (α - β Model).....	24
2.4.4. Rotor Referans Çatıdaki SMSM Modeli (d-q Model).....	26
2.5. Mekanik Sistemin Modeli	29
2.6. SMSM' un Alan Yönlendirmeli Kontrolü	30
2.6.1. Hız Kontrol Döngüsü.....	33
2.6.2. Akım Kontrol Döngüsü	35
2.6.3. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici.....	35
2.6.4. Histerezis Akım Denetleyicileri	37
2.6.5. DGM' lu Akım Denetleyicileri.....	39
2.6.5.1. Rampa karşılaştırmalı akım denetimi	41
2.6.5.2. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu	41

3. SMSM VE SÜRÜCÜSÜNÜN MODELLENMESİ VE BENZETİM SONUÇLARI.	43
3.1 Giriş.....	43
3.2. SMSM' un Histerezis Akım Denetimli Alan Yönlendirmeli Kontrol Yöntemi Benzetim Modeli.....	43
3.3. Histerezis Akım Denetimli Alan Yönlendirmeli Kontrol Yöntemi Benzetim Sonuçları	49
4. SMSM' UN DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENEĞİNİN TASARIMI	61
4.1 Denetleyici Kart (DS1104)	63
4.2. Evirici Modülü	63
4.3. İzolasyon Ve Ölü Zaman Ekleme Devresi	64
4.4. Ters Çeviren Devre	67
4.5. Veri İletim Devresi.....	67
4.6. Akım ve Gerilim Algılayıcı Devreleri	68
5. SONUÇLAR.....	74
KAYNAKLAR.....	78
ÖZGEÇMİŞ.....	86
EKLER.....	87

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Çeşitli mıknatıslara ait B_r - H_c değerleri.....	12
Şekil 2.2. Mıknatısların elektrik makinalarına çeşitli yerleştiriliş biçimleri ve kutup yerleşimleri.....	13
Şekil 2.3. SMSM yapısal şekli.....	14
Şekil 2.4. Mıknatısın rotora yüzeysel olarak yerleştirildiği SMSM.....	16
Şekil 2.5. Mıknatısın rotor eksenine doğru yerleştirildiği SMSM.....	16
Şekil 2.6. Dört kutuplu üç fazlı sürekli mıknatıslı senkron motor.....	19
Şekil 2.7 a) SMSM' nin 3 faz Y-bağlı stator sargısı, b) Sabit referans düzlemde statorun devre modeli.....	21
Şekil 2.8. Sabit iki faz referans düzlemde SMSM Modeli.....	24
Şekil 2.9. Rotor referans çatısında SMSM' un eşdeğer modeli.....	27
Şekil 2.10. Rotor referans çatısındaki SMSM modeli.....	27
Şekil 2.11. SMSM' un stator akısı alan yönlendirmeli kontrol şeması.....	32
Şekil 2.12. PI denetleyici blok diyagramı.....	33
Şekil 2.13. PI denetleyicinin ayrık zaman modeli.....	34
Şekil 2.14. Çıkışı düzenlenmiş PI kontrolörün ayrık zaman modeli.....	34
Şekil 2.15. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici şeması.....	36
Şekil 2.16. Histerezis akım denetleyici.....	39
Şekil 2.17. DGM dalga şekilleri (a) Simetrik DGM (b) Asimetrik DGM.....	40
Şekil 2.18. Rampa karşılaştırmalı akım denetleyici yapısı.....	41
Şekil 2.19. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yapısı.....	42
Şekil 2.20. Tahmini akım denetimli DGM.....	42
Şekil 3.1. SMSM' un histerezis denetimli alan yönlendirmeli kontrolünün Matlab/Simulink benzetim modeli.....	46

Şekil 3.2. Histerezis denetimli eviricinin MATLAB/Simulink benzetim modeli.....	47
Şekil 3.3. SMSM' un MATLAB/Simulink benzetim modeli.....	48
Şekil 3.4. dq-abc eksen dönüşümü benzetim modeli.....	48
Şekil 3.5. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=3$ Nm).....	50
Şekil 3.6. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için momentinve dq eksen akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=3$ Nm).....	51
Şekil 3.7. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=3$ Nm).....	51
Şekil 3.8. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için Nominal referans hızda motor hızının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s, $T_y=3$ Nm).....	52
Şekil 3.9. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için Nominal referans hızda momentin zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s, $T_y=3$ Nm).....	52
Şekil 3.10. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için Nominal referans hızda stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s, $T_y=3$ Nm).....	53
Şekil 3.11. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için yüksek bir referans hızda motor hızının zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.5$ s'de $T_y=Nm$).....	54
Şekil 3.12. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için yüksek bir referans hızda momentin zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.5$ s'de $T_y=2$ Nm).....	54
Şekil 3.13. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için yüksek bir referans hızda stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.5$ s'de $T_y=2$ Nm).....	55
Şekil 3.14. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için farklı referans hızlarda motor hızının zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}= -50$ rad/s $t=0.7$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s ve $t=0.5$ s'de $T_y=2$ Nm).....	56
Şekil 3.15. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için farklı referans hızlarda momentin zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}= -50$ rad/s $t=0.7$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s ve $t=0.5$ s'de $T_y=2$)	56

Şekil 3.16. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için farklı referans hızlarda stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3s$ 'de $\omega_{ref}= -50$ rad/s $t=0.7$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s ve $t=0.5$ s'de $T_y=2$ Nm).....	57
Şekil 3.17. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için sinuzoidal referans hızda rotor hızının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=50\sin(\omega t)$ rad/s, $T_y=0$ Nm).....	58
Şekil 3.18. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için sinuzoidal referans hızda momentin zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=50\sin(\omega t)$ rad/s, $T_y=0$ Nm).....	58
Şekil 3.19. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için sinuzoidal referans hızda stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=50\sin(\omega t)$ rad/s, $T_y=0$ Nm).....	59
Şekil 4.1. Deneysel düzeneğin blok diyagramı.....	62
Şekil 4.2. Sürücü devre düzeneğinin fotoğrafı.....	62
Şekil 4.3. a) ASIPM modül b) Modül ve sürücü kartın fotoğrafı.....	64
Şekil 4.4. Ters çeviren devrenin fotoğrafı.....	65
Şekil 4.5. İzolasyon ve ölü zaman devresinin konfigürasyonu.....	66
Şekil 4.6. İzolasyon ve ölü zaman devresinin fotoğrafı.....	66
Şekil 4.7. Veri transfer devresinin bağlantı şeması konfigürasyonu.....	67
Şekil 4.8. Veri transfer devresinin fotoğrafı.....	68
Şekil 4.9. Gerilim algılayıcı devrenin konfigürasyonu.....	69
Şekil 4.10. Akım algılayıcı devrenin konfigürasyonu.....	69
Şekil 4.11. Gerilim algılayıcı devrenin fotoğrafı.....	69
Şekil 4.12. Akım algılayıcı devrenin fotoğrafı.....	70
Şekil 4.13. A fazının anahtarlama sinyali ile ölü-zaman entegresininin çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü.....	71
Şekil 4.14. B fazının anahtarlama sinyali ile ölü-zaman entegresininin çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü.....	71
Şekil 4.15. C fazının anahtarlama sinyali ile ölü-zaman entegresininin çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü.....	72
Şekil 4.16. A fazının anahtarlama sinyali ile ters çeviren devre çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü.....	72

Şekil 4.17. B fazının anahtarlama sinyali ile ters çeviren devre çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü.....	72
Şekil 4.18. C fazının anahtarlama sinyali ile ters çeviren devre çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü.....	73

EKLER LİSTESİ

EK-1 : Benzetim çalışmalarında kullanılan 1,5 kW' lık SMSM' un parametreleri

EK-2 : dSPACE DS1104 denetleyici kartın özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri

EK-3 : PS11035 evirici modülün teknik özellikleri

EK-4 : ICPL2631 yüksek hızlı optik izolatörün teknik özellikleri

EK-5 : IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresinin teknik özellikleri

EK-6 : SN75176A differential bus transceiver' in teknik özellikleri

EK-7 : LA 55-P akım algılayıcısının teknik özellikleri

EK-8 : LV 25-P gerilim algılayıcısının teknik özellikleri

SİMGELER LİSTESİ

- B_r : Manyetik indüksiyon yoğunluğu
- H_c : Koersitif kuvvet
- B_{sat} : Doyum noktasındaki manyetik indüksiyon
- H_{sat} : Doyum noktasındaki alan şiddeti
- $V_{a,b,c}$: Stator faz gerilimleri
- $i_{a,b,c}$: Stator faz akımları
- R_s : Stator faz sargısı direnci
- λ_m : Motor mıknatıs akısı
- $\lambda_{a,b,c}$: 3 faz sabit referans çatıdaki toplam akılar
- $e_{a,b,c}$: 3 faz sabit referans çatıdaki indüklenen zıt emk'leri
- ω_e : Rotorun elektriksel açısal hızı
- θ : Rotorun elektriksel konum açısı
- $V_{\alpha,\beta}$: 2 faz sabit referans çatıdaki gerilimler
- $i_{\alpha,\beta}$: 2 faz sabit referans çatıdaki akımlar
- $\lambda_{\alpha,\beta}$: 2 faz sabit referans çatıdaki toplam akılar
- T_e : Elektriksel moment
- W_c : Koenerji
- P : Kutup sayısı
- ρ : Türev operatörü
- $V_{d,q}$: Rotor referans çatıdaki gerilimler
- $i_{d,q}$: Rotor referans çatıdaki akımlar
- $\lambda_{d,q}$: Rotor referans çatıdaki toplam akılar

J_m : Dönüş ataleti

ω_m : Rotorun mekanik hızı

B_m : Sürtünme katsayısı

T_y : Yük momenti

i_d^*, i_q^* : Referans d-q eksen akımları

T_e^* : Referans moment

τ : Motorun elektriksel zaman sabiti

K_p, K_i : Oransal ve integral kazançları

KISALTMALAR

- AlNiCo : Aliminyum nikel kobalt mıknatıs
- DSP : Sayısal işaret işlemci (Digital Signal Processor)
- NdFeB : Neodyum demir bromür mıknatıs
- PWM (DGM): Darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation)
- REPM : Nadir toprak elementi mıknatıslar
- Sm₂Co₁₇ : Somaryum kobalt mıknatıs
- SMSM : Sürekli mıknatıslı senkron motor
- İSMSM : İçsel sürekli mıknatıslı senkron motor
- YSMSM : Yüzeysel sürekli mıknatıslı senkron motor
- FOC : Field oriented control (Alan yönlendirmeli kontrol)

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN HİSTEREZİS AKIM DENETİMLİ VEKTÖR KONTROLÜNÜN BENZETİMİ VE SÜRÜCÜ DEVRESİNİN GERÇEKLENMESİ

Ferhat ÇIRA

Dicle Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2010, Sayfa:86

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM'lar), yüksek verim ve güç faktörü, yüksek güç-ağırlık oranı ve yüksek moment-eylemsizlik oranı gibi üstünlüklerinin yanı sıra sürekli mıknatıs fiyatlarındaki düşüş ve enerji fiyatlarının hızla yükselmesi nedenleriyle endüstride, özellikle servo sistemlerde, son yıllarda sıkça kullanılmaktadır. Bu nedenle Elektrik Makinaları arasında en çok araştırma yapılan makina türünden biridir. Birçok endüstriyel uygulamada hız ve moment kontrolüne ihtiyaç duyulmaktadır. Bu tür uygulamalarda A.A motorların kullanılabilmesi için vektör kontrol yöntemi büyük önem taşımaktadır. Yüksek performanslı A.A. sürücülerin temelini oluşturan, vektör kontrol yöntemi ile moment

kontrolü gerçekleştirir. Vektör kontrol, A.A. elektrikli sürücü sistemleri uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

Bu tez çalışmasında bir SMSM nin histerezis akım kontrolü metodu kullanılarak vektör kontrolünün benzetimi Matlab/Simulink ortamında yapılmıştır.

Yapılan çalışmada, yöntem geliştirilebilmesi için, öncelikle, MATLAB/Simulink yazılımı yardımıyla, SMSM' un ve algılayıcı vektör kontrolün benzetim modelleri kurulmuştur. Ayrıca kurulumu yapılan SMSM' un histerezis akım denetimli vektör kontrolünün uygulanabilmesi için bir sürücü devresi tasarlanmış ve kurulmuştur. DSP tabanlı sürücü devresi ile SMSM' un vektör kontrolü için çeşitli metotların sonraki çalışmalarda denenebilmesi mümkün olacaktır. Benzetim sonuçları ve sürücü devresi ile ilgili sonuçlar tezde verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Sürekli Miknatıslı Senkron Motor, Vektör Kontrol, Histerezis Akım Denetimi

ABSTRACT

Master Thesis

SIMULATION OF CURRENT CONTROLLED HYSTERESIS VECTOR CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR AND IMPLEMENTATION OF DRIVE SYSTEM

Ferhat ÇIRA

Dicle University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

2010, Page: 86

Recently, permanent magnet synchronous motors (PMSMs) have been frequently used in industry, especially in servo systems, because of their superiorities as high efficiency and power factor, high power-weight ratio and torque-inertia ratio, etc. For these reasons, PMSM becomes one of the most important research area. Industrial applications demand to controlled variable speed and torque of the machine. Vector control method has a great importance for using AC motors in such applications. Vector and direct torque control methods are the basis of high-performance AC drive systems. They make principally torque control and they are commonly used in electrical drive systems.

In the study, for developing the method, digital simulation models of PMSM and vector control with sensors have been primarily implemented in MATLAB/Simulink program. Also for application this implemented models, designed a driver system. With DSP based driver system, it will be able to try to different applications of vector control methods of PMSM in future. Results of simulation and application drivers system was given in this study.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, Vector control, Hysteresis current control

1. GİRİŞ

1.1. Tezin Amacı, Önemi ve Yöntemi

Teknolojinin hızla gelişimi, elektrik makinaları ve sürücü sistemler üzerinde de etkisini göstermektedir. Elektrik makinalarının özelliklerini ve performanslarını arttırma yönünde yapılan çalışmalar, gelişmiş analiz yöntem ve programları ile kolaylaşmaktadır. Bunun yanında, sürücü sistemlerinde gerek donanım, gerekse yazılım kısımlarında yapılan yenilikler ile daha iyi ve etkin sonuçlar elde edebilmek mümkün olmaktadır.

Elektrikle tahrik sistemlerinde, son yıllardaki gelişmeler üç ana grupta incelenebilir. Bunlardan birincisi, yeni ve üstün özellikli motor seçenekleri geliştirilmesidir. Diğer bir gelişme alanı ise, güç elektroniği tabanlı sürücü sistemlerinin geliştirilmesi ile yüksek verimli sistemlerin elde edilmesidir. Son grup ise, değişken hızlı ve yüksek dinamikli sistemlerde, yeni geliştirilen motorlar ile asenkron ve senkron motorların kullanılmasına olanak sağlayan denetim düzeneklerinin geliştirilmesidir [1-3,4].

1980'li yılların başlarında NdfB (Neodiyum-Demir-Bor) sürekli mıknatısının bulunmasıyla Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM) hızla kullanıma girmiştir. Asenkron motordaki rotor akımlarını oluşturan rotor çubukları yerine sürekli mıknatıslar kullanarak aynı işlemin gerçekleştirilmesi önemli avantajlar getirmiştir. Özellikle bu avantajlar makinanın yapısının basitleşmesi ile kendini gösterir. Ayrıca kayıpları az, verimi yüksek, yüksek akı yoğunluğuna sahip NdfB sürekli mıknatıslı SMSM' ler birçok tahrik sisteminde ve robotik uygulamalarda, yüksek hızlanma gerektiren, yüksek performanslı sürücülerde uygundur [5].

Mikroelektronik ve güç elektroniğindeki gelişmeler kontrol yöntemlerinin uygulanmasında büyük kolaylıklar sağlamaktadır. Özellikle sayısal işaret işlemci (DSP) tabanlı uygulamalar, üstün özellikleri nedeniyle öne çıkmaktadır. Bu işlemcilerin programlanabilme yetenekleri sayesinde akıllı denetim uygulamalarının hayata geçirebilmesi mümkün olmuştur. Temel kuramı 1965'lerde geliştirilen vektör kontrol yöntemi bu gelişmeler ışığında ancak 1980'li yıllarda uygulanmaya başlanmıştır. Bu uygulamanın esası döner alan temelli elektrik makinalarının, serbest uyarımlı doğru akım motorlara benzer şekilde, ayrışık denetimine olanak vermesidir. Günümüzde vektör kontrol yöntemi endüstriyel tahrik sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Böylelikle klasik olarak sadece doğru akım serbest uyarımlı motorlar ile tasarlanan servo sistemlerde, alternatif akım motorlarından asenkron ve senkron motorların da kullanılabilmesi mümkün olmuştur [4].

D.A motorda olduğu gibi A.A motorlarda da moment kontrolü, motor akımlarını kontrol ederek başarılabilir. Ancak D.A motorlarda sadece genlik olarak kontrol edilen akımlar, A.A motorlarda hem genlik hem de faz ve açı olarak kontrol edilmelidir. Yani akım sadece genlik olarak değil, uzay vektörü olarakta kontrol edilmelidir. Bu şekilde akım uzay vektörünün kontrolü, vektör kontrol terminolojisini oluşturmuştur [6].

Vektör kontrol ile A.A motorun akım uzay vektörü, akı ve moment üreten bileşenlerine ayrıştırılarak serbest uyarımlı D.A motora benzer bir kontrol karakteristiği elde edilir.

Vektör kontrolün diğer bir ismi alan yönlendirmeli kontrol (FOC) olarak bilinir ve üç çeşit akı yönlendirme yöntemleri vardır. Bunlar rotor akısı yönlendirmeli kontrol, stator akısı yönlendirmeli kontrol ve mıknatıslanma akısı yönlendirmeli

kontrol yöntemleridir [7].

Vektör kontrol sürücüleri moment kontrol sürücülerinin bir özel tipidir. Yüksek performanslı moment kontrol yöntemlerinden biri de Doğrudan Moment Kontrol yöntemidir. Bu yöntemde, doğrudan kontrol edilen moment ile doğrudan veya dolaylı kontrol edilen akı ve akı konumu yardımıyla, evirici için en iyi anahtarlama durumlarının bir anahtarlama tablosundan seçilmesi ile kontrol sağlanır. Bu yöntem hızlı moment cevabı, değişken ve düşük evirici anahtarlama frekansı, yüksek moment dalgalanmaları, düşük harmonik kayıpları gibi özelliklere sahiptir [7].

Endüstriyel uygulamalarda elektrik makinalarından ve sürücü sistemlerinden beklenen, çalışma programına ve çeşitliliğine uygun, yüksek performanslı ve verimli makina sürücüleri kullanabilmektir. Vas, tarafından servo sürücü sistemlerden beklenen özellikler şöyle sıralanmıştır [8];

- Yüksek hava aralığı akı yoğunluğu,
- Yüksek güç - ağırlık oranı,
- Yüksek moment - eylemsizlik oranı (yüksek hızlanmaya olanak sağlar),
- Titreşimsiz moment işletmesi,
- Sıfır hızda kontrol edilebilen moment,
- Yüksek hızda işletilebilme kabiliyeti,
- Yüksek moment kabiliyeti,
- Yüksek verim ve güç faktörü,
- Bütünleşik (kompakt) tasarım

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM), yukarıda sayılan özellikleri sağladığından dolayı endüstriyel uygulamalarda günümüzde sıklıkla kullanılır

olmuşlardır. Özellikle kompakt tasarıma sahip olmaları, yüksek verimleri, sağlamlıkları, iş makinalarına şekilsel adaptasyonları öne çıkan avantajları olarak gösterilebilir [9-13].

Sürekli mıknatıslı senkron makinalar, işletme türlerine göre adlandırılmaktadırlar. İndüklenen zıt elektro motor kuvveti, sinüzoidal olanlar SMSM olarak adlandırılırken, trapez olanlar ise, fırçasız DC motorlar olarak bilinmektedir. Son yıllarda, üstün özellikleri, sürekli mıknatıs malzemelerdeki gelişmeler dolayısı ile mıknatıs malzeme fiyatlarının ucuzlaması nedeniyle, bu makinalar oldukça popüler olmuşlardır. SMSM' ların güçlerinin, bu gelişmeler ışığında büyümesi ile endüstriyel uygulamalarda kullanılma sıklıkları da artmıştır. Bu gelişmelere paralel olarak da, literatürde bu makinalar ile ilgili hareketlenme çarpıcı bir şekilde görülebilmektedir[4].

Literatürdeki incelemeler iki ana grupta gözlenmektedir. Bunlardan ilki, sürekli mıknatıslı senkron makinaların tasarımı ve analizi ile ilgili olanlardır [13-24]. Bu çalışmalarda makina modelleri kurulmuş ve motor parametreleri ile magnetik alanların analizi yapılmıştır. Özellikle sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak ayrıntılı analiz sonuçları elde edilmiştir[4].

Literatürdeki ikinci grup inceleme konusu ise, sürekli mıknatıslı senkron makinaların denetimi ile ilgili olmaktadır. Bu çalışmaların daha yaygın olarak yapıldığı gözlenmektedir.

Bu gruptaki çalışmalar da işletme türüne bağlı olarak kendi içinde iki gruba ayrılmaktadır. Sinüzoidal işletme tipindeki çalışmalar, vektör kontrol yöntemleri ağırlıklıdır. Bu incelemelerde alan esaslı kontrol, akı zayıflatma yöntemi ve direk moment kontrolü kullanıldığı görülmektedir [8, 25-34]. Bunun yanında momentteki

titreşimleri azaltmaya yönelik kontrol yöntemleri de bir diğer inceleme konusu olmuştur [35-38]. Ong, motor sürücülerinin karmaşık modellerini çözmek için güçlü hesaplama araçlarına ihtiyaç duyulduğunu açıklamıştır. Farklı benzetim araçlarından, mevcutlar içinde dinamik benzetim için kitabında Matlab/Simulink'i seçmiştir. Kolay kullanılabilmesi, yaygın olması, genel amaçlı bir yapıya sahip olması avantajlarını öne sürmüştür [39]. Bose, senkron makinelerin çeşitlerini ele alarak asenkron motorla karşılaştırmıştır. SMSM modeli çıkık kutuplu senkron motordan türetilmiştir. Tüm eşitlikler senkron dönen çatıda matris biçiminde sunulmuştur. Eşdeğer devre amortisör sargılı gösterilerek sürekli mıknatıs yerine sabit akım kaynağı kullanılmıştır. Gerilim kaynaklı evirici kullanan vektör kontrol yöntemi üzerine tartışmalar yapmıştır [40]. Harnfors, asenkron motor ve yüzeysel SMSM (YSMSM) için vektör kontrol ile algılayıcısız akı tahminini birleştiren bir teori geliştirmiştir. Bir motor tipine uygulanan tahminci ve vektör kontrol, diğeri için de gerekli küçük değişiklikler yapılarak uygulanabilirliğini göstermiştir [41]. İki adet tahminci önerilmiştir. Bunlar her iki motor tipine uygulanmış ve deneysel sonuçlarla değerlendirilmiştir.

Lu ve diğ. , Matlab/Simulink'e dayalı SMSM' nin Doğrudan Moment Kontrol (DTC) ile motor kontrolünün benzetimini yapmışlardır. Yapının benzetim sistemi ayrıntılı olarak tartışılmıştır. Benzetim sonuçlarına dayalı olarak sistem performansı ve PI kontrolörün sisteme etkisi incelenmiştir. Ayrıca akı ve moment histerezis kontrolörlerinin bant genişliklerinin moment dalgalanmalarına etkisi incelenmiştir. Bant genişliklerinin dar veya geniş olması durumunda sisteme etkisi benzetim sonuçlarına göre incelenmiştir [42]. Sünter ve Altun, A.A-A.A konverter tarafından beslenen üç fazlı bir SMSM' nin vektör kontrolü üzerine bir çalışma sunmuşlardır.

Matris konverterden beslenen SMSM' nin vektör kontrol performansı Matlab/Simulink'te yaptıkları model ile detaylı olarak ele alınmıştır. Aynı zamanda nominal hızın üzerindeki değerlerde, alan zayıflatma çalışmasında performans değerlendirilmesi yapılmış ve iyi sonuçlar elde edilmiştir [34]. Matlab/Simulinkte, SMSM sürücü örnek devresi yapılmıştır. Bu örnekte SMSM sürücüsü frenleme kısıcılı olarak modellenmiştir. Geleneksel köprü bloğu ile yapılmış Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) gerilim kaynaklı evirici ile motor beslenmiştir. Vektör kontrol bloğunun akı ve moment referanslarını üretmek için PI hız kontrolörü kullanılmıştır. Vektör kontrol bloğu akı ve moment referanslarına dönük olarak üç referans motor hat akımı hesaplanmıştır. Sonra üç fazlı bir akım regülatörü kullanılarak bu akımlar motora uygulanmıştır. Blok çıkışında motor akım, hız ve moment dalga şekilleri bir grafikte gösterilmiştir [43].

Bu çalışmaların yanında, fırçasız DC motorlar üzerinde de birçok araştırma yapıldığı gözlenmektedir. Bu araştırmaların bazıları, makinanın farklı modellemesi üzerinedir [44]. Bu makinalarda da algılayıcısız kontrol önemli bir araştırma konusu olmuştur [45-46].

Genel olarak çalışmalar incelendiğinde, SMSM' lar için algılayıcı kontrol sistemlerinin önemli ve üzerinde çalışılması gereken bir konu olduğu sonucu ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle, çalışma konusu olan bu tezde SMSM' un algılayıcı vektör kontrol yöntemi seçilmiştir. Vektör kontrol yöntemi olarak alan esaslı kontrol olarak bilinen ve d eksen akımının sıfırda tutulduğu kontrol yöntemi seçilmiştir.

Bu kontrol yönteminde d eksen akımı sıfırda tutulduğundan sürekli mıknatısın ürettiği alanın zayıflatılması söz konusu değildir. Böylelikle, sürekli mıknatısın demagnetizasyon riski ortadan kalkmaktadır. Alan zayıflatma metodunda ise, d

eksen akımı sıfırdan farklı değerlere ayarlanarak maksimum moment elde edilmektedir. Bu kontrol yöntemi, makinanın yüksek hızlarda işletilmesine olanak sağlamaktadır. Ancak bu durumda, eviricinin ve motorun ısı kapasitesi zorlanmaktadır. Yüksek hızda işleme SMSM' ların karakteristik özelliklerinden biridir. Yüzeysel sürekli mıknatıslı senkron motorlar (YSMSM), çaplarına göre uzun rotora sahip olduklarında d eksen indüktansları küçük olmakta ve böylelikle sürekli maksimum hızlara limit dahilinde ulaşabilmektedirler. Tezde kullanılan motorun sürekli mıknatısının yüzeysel tip olması nedeniyle kontrol yöntemi olarak, alan esaslı kontrol seçilmiş, alan zayıflatma yöntemine gerek duyulmamıştır.

1.2. Tezin Yapısı

Tezin ikinci bölümünde elektrik makinalarında kullanılan sürekli mıknatıs malzemelerin temel özellikleri, türleri, gelişimi ve elektrik makinalarında kullanımı açıklanmış, sürekli mıknatıslı senkron makinaların türleri ve işleme şekilleri açıklandıktan sonra inceleme konusu olan SMSM' nın a,b,c faz sisteminde, d-q ve α - β eksen takımlarındaki matematiksel modelleri verilmiştir. Bu bölümde ayrıca alan yönlendirmeli kontrolün genel yapısında yer alan histerezis, darbe genişlik modülasyonu ve tahmini akım denetimi yöntemleri açıklanmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde SMSM' un histerezis alan yönlendirmeli modeli açıklanmış ve bu modelle elde edilen benzetim sonuçlarından örnekler verilmiştir.

Tezin dördüncü bölümünde SMSM' un kontrolü için deneysel düzeneğin oluşturulmasından bahsedilmiştir. Bu devreyi oluşturan her bir birimin tasarlanması, gerçekleştirilmesi ve ilgili teknik bilgilere bu bölümde yer verilmiştir. Ayrıca, denetleyici olarak kullanılan dSPACE DS1104 denetleyici kartı ve bu kartla uyumlu olan yazılımlar kısaca tanıtılmıştır. Bu bölümde ayrıca DSP tabanlı kontrolün

üstünlükleri belirtilmiş, ardından SMSM' un DSP tabanlı vektör kontrolü açıklanmıştır. Vektör kontrole ilişkin, DSP tabanlı uygulama kartı ve karta entegre güç modülü yardımıyla elde edilen deneysel sonuçlar verilmiştir.

2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNALAR VE MATEMATİKSEL MODELLERİ

2.1. Giriş

Sürekli mıknatıslı senkron makineler, günümüzde çok sayıda endüstriyel uygulamada kullanılmaktadır. Özellikle, mıknatıs malzemedeki gelişmelere bağlı olarak, son yıllarda hızla gelişen sürekli mıknatıslı senkron motorlar, üstün özellikleriyle uygulamalarda kendilerine yer bulmuşlardır.

Bu bölümde, “sürekli mıknatıslı senkron makinelerin” gelişimine değinilecek ve matematiksel modelleri verilecektir. Matematiksel model yardımıyla yapılan, makinenin sayısal benzetimi ve elde edilen sonuçlar da bu bölümde sunulacaktır.

2.2. Sürekli Mıknatıs Malzemeler ve Elektrik Makinalarında Kullanımı

Sürekli mıknatıs malzemedeki gelişmelere bağlı olarak, son yıllarda bu malzemelerin kullanıldığı elektrik makinalarının sayıları ve güçleri hızla artmaktadır. Sürekli mıknatıs malzemeler elektrik makinalarında uyartım alanını meydana getirmekte kullanılmaktadır. Bu malzemelerde son yıllarda kaydedilen gelişmeler, sürekli mıknatıslı makinelerin de gelişimini etkilemiştir [64].

Bu bölümde sürekli mıknatıs malzemeler ve bunların elektrik makinalarında kullanımı ile ilgili kısa bilgiler verilecektir. Bilindiği gibi elektrik makinalarında moment, akım ve akıyla orantılıdır. Akıyı elde etmek için gerekli manyetik alan:

- Bir bobinden geçen uyarma akımıyla,
- Mutlak sıfıra kadar soğutulmuş, süper iletken bir bobine uygulanan akım darbesiyle,
- Sürekli mıknatıslarla elde edilebilir

Elektrik makinalarında kullanılan sürekli mıknatısların çalışma koşulları

diğer uygulamalardakinden daha ağırdır. Makina sargılarının alanları, çalışma süresince yönlerini değiştirebilmekte ve hatta mıknatıs alanına zıt yönde olabilmektedir [64].

İlk yapılan elektrik motorlarında uyarma alanı, sürekli çelik mıknatıslarla yapılmaktaydı. 1930'lu yıllarda Al-Ni-Co alaşımlı sürekli mıknatıslarla büyük makinaların yapımına başlandı. 1950'li yıllarda ise ferritli mıknatısların bulunmasıyla, bu mıknatısların elektrik makinalarında kullanılması mümkün oldu [13,14].

Günümüzde SMSM' lar farklı uygulama alanlarında kullanılmaktadırlar. Minyatür sistemlerden özellikle teyp, video, disk çalar ve fan sistemlerinde, elektronik komütasyonlu motor adı verilen ve fırça-kollektör sistemi içermeyen mıknatıslı senkron motorlar yoğun bir uygulama alanına sahiptir. Mıknatıslı senkron motorların en önemli uygulama alanı özellikle küçük ve orta güç bölgesindeki tahrik sistemlerinde olmaktadır. Megawatt (MW) düzeyinde yüksek güçlü senkron generatör ve motorlarda mıknatıs kullanımı üzerinde çalışmalar sürmektedir. Bu güç seviyelerinde, verimde yüzde olarak sağlanacak birkaç puanlık iyileştirmenin bile çok büyük güçlere ve enerjilere karşılık gelmesi, mıknatısların yüksek güçlerde de kullanımını daha cazip hale getirmektedir [47-49].

2.2.1 Sürekli Mıknatıs Türleri ve Özellikleri

Günümüzde birçok değişik türde mıknatıs üretilmiştir. Sürekli mıknatıslar kimyasal bileşenlerine ve yapılışlarında kullanılan teknolojiye göre sınıflandırılabilirler. Buna göre bu tür mıknatıslar genel olarak metal ve seramik olmak üzere iki ana gruba ayrılabilirler.

Mıknatısların hangi türü olursa olsun, ilk üretimlerinden itibaren magnetik özelliklerinde çok hızlı değişmeler gözlenmiştir. Bu süreç, yeni mıknatısların üretimine kadar devam etmiştir. Mıknatısların bir kısmı üretim zorluklarından, bir kısmı ise maliyetinin yüksek olması nedenleriyle çok az miktarda üretilmişlerdir. Yaygın olarak kullanılan mıknatıslar ise aşağıdaki gibidir:

- AlNiCo mıknatıslar
- Ferrit mıknatıslar
- Nadir Toprak Elementi mıknatıslar (REPM)

Piyasadaki mıknatısların %99'unu, AlNiCo' lar, Ferrit' ler ve nadir toprak elementi alaşımları oluşturmaktadır. Kullanımı yoğun olmayan mıknatis türleri ise Cunife, Vicalloy, PT- Co, Fe-Cr-Co ve Mn-Al-C 'dir [1,13-14,50-51].

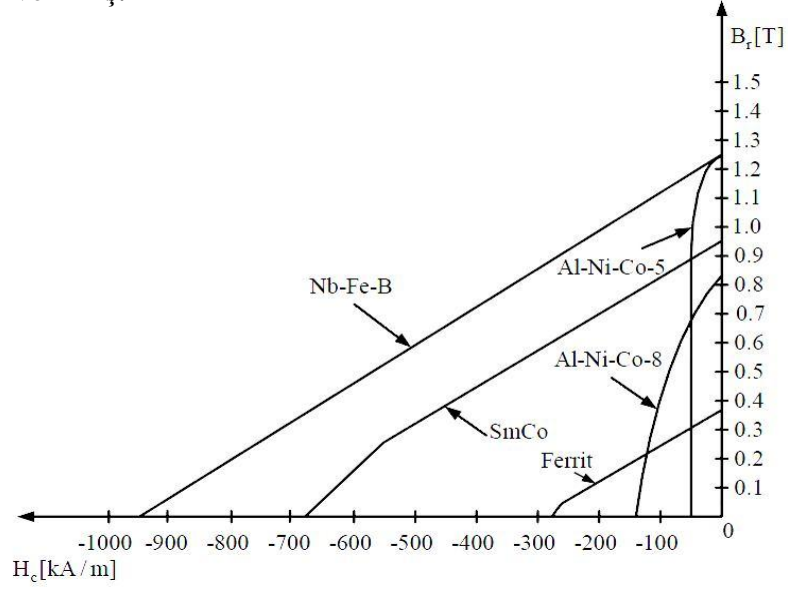
2.2.2 Sertlik Kavramı

Ferromagnetik malzemelerin mekanik dayanıklılığının artırılması ve magnetik özelliklerin iyileştirilmesi için yapılan çalışmalar sonucu, magnetik özelliklerin dayanıklılığı açısından farklı iki tür belirlenmiştir. Bir mıknatısın magnetik özellikleri hemen bozulabiliyorsa, bu tür malzemelere yumuşak (soft) magnetik malzemeler denilmektedir. Genelde ilk yapay mıknatis türlerinden olan çelik mıknatıslar, yumuşak mıknatıslardır. Ayrıca bu mıknatıslar mekanik açıdan da yine bu gruba girmektedirler. Yumuşak mıknatıslar, magnetik özelliklerinin daha kalıcı olması için bir takım ısı işlemlerden geçirilmişlerdir [50-53].

2.2.3 Akı Yoğunluğu

Elektrik makinasının performansını direkt olarak etkileyen büyüklüktür. Akı yoğunluğu günümüzde $1,45 \text{ Wb/m}^2$ (Tesla)'ya kadar ulaşmıştır. Fakat sıcaklık

arttıkça akı yoğunluğu azalmaktadır [54]. Şekil 2.1 de bazı sürekli mıknatlara ait B_r - H_c eğrileri verilmiş.



Şekil 2.1 Çeşitli mıknatlara ait B_r - H_c değerleri [49]

2.2.4 Sürekli Mıknatısların Elektrik Makinalarında Kullanılması

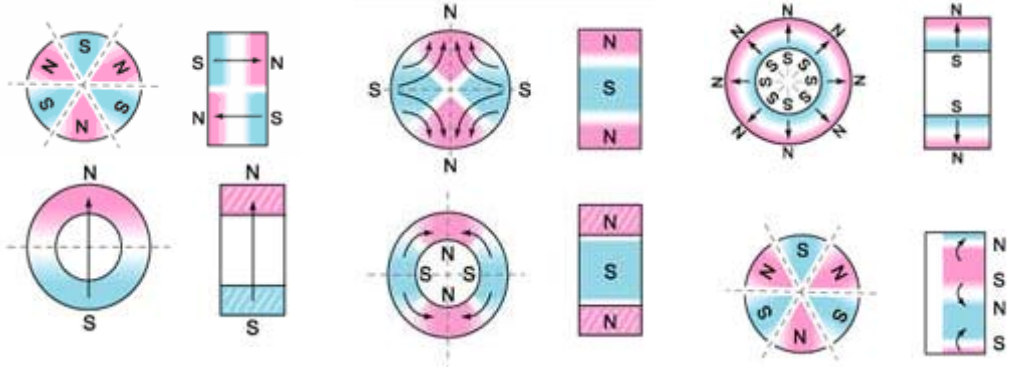
Elektrik makinalarında mıknatıs kullanımının oldukça eski uygulamalarda görüldüğü bilinmektedir. 1940'lı yıllarda ilk olarak AlNiCo mıknatıslar, elektrik makinalarında kullanılmıştır. Bu mıknatısların zorlayıcı alan şiddeti küçük olduğundan, makinanın aksenal boyu uzun yapılmıştır. Yapılan bu makinada uyarma kayıpları olmadığı ve reaktif güç çekmediği için makinanın verimi yükselmiş ve bundan dolayı bu yeni uygulama oldukça ilgi görmüştür. Uygulamanın ilgi görmesi, bu konuda yapılan çalışmalara hız verilmesini sağlamıştır. Ancak o dönemde sayısal yöntemler ve bilgisayarlar henüz geliştirilmediğinden yapılan her tasarımın prototip olarak denenmiş olması, maliyeti arttırmış ve bu konudaki çalışmalar bir süre yavaşlamıştır. 1984 yılında denklemlerin çözümünü kolaylaştıran sayısal yöntemler geliştirilmiştir.

Bunlar;

- Sonlu Elemanlar,
- Sonlu Farklar,
- Sınır Elemanlar

gibi bilgisayarlarda uygulanan yöntemlerdir. Bu çalışmalar sürekli mıknatıslı motorlar üzerindeki araştırmalara yeni bir çehre kazandırmış ve böylece makina tasarımları basite indirgenmiştir. Bunun yanı sıra gereksiz prototip üretimi önlenerek maliyetler biraz düşürülmüştür.

Sürekli mıknatısların boyutlarının belirlenmesi ve makinarya yerleştirilmesinde iki önemli ölçüt bulunmaktadır. Birincisi, hava aralığındaki akı yoğunluğu değerinin makinada kullanılan demir ve bakırın en iyi şekilde kullanılmasını sağlayacak büyüklükte olmasıdır. İkincisi ise, makinadaki sargı alanlarının mevcut mıknatısın mıknatıslığını kaldırmamasıdır [10-11, 50-53].



Şekil 2. 2. Mıknatısların elektrik makinalarına çeşitli yerleştiriliş biçimleri ve kutup yerleşimleri.

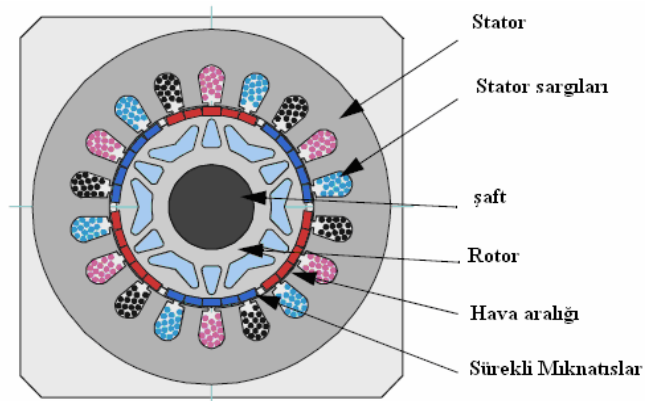
2.3. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar

Senkron motorlar, birçok motorda olduğu gibi iki ana kısımdan oluşur. Hareketsiz olan kısım stator, hareketli olan kısım ise rotor olarak isimlendirilir. Bir motoru döndürebilmek için, biri statorda diğeri rotorda olmak üzere, iki akıya ihtiyaç vardır. Bu prensibe göre farklı motor tasarımları yapmak mümkündür [55].

Statorunda üç fazlı sargılar bulunan Senkron motorun rotorunda akı üretmek için iki yol vardır. Birincisi sargı kullanmak, ikincisi ise sürekli mıknatıs kullanmaktır. Rotorunda sürekli mıknatıs kullanarak rotor akısı oluşturan motorlar SMSM olarak bilinir [56]. SMSM' ye ait motor yapısı Şekil 2.3. de verilmiştir.

SMSM' nin rotoru ikiden elliye kadar mıknatıs kutuptan oluşabilir. Kutup sayısının artması aynı akım seviyesinde daha büyük moment oluşturur. Ancak mıknatıs kutuplarını artırmak belli bir değerden sonra moment artışı sağlamaz [56].

Rotorda sargı yerine mıknatıs kullanılması motorun verimini artırır ve özellikle rotor bakır kayıpları bastırılmış olur. Özellikle gelişmiş sürekli mıknatıslar olan Sm_2Co_{17} veya $NdFeB$ gibi çok yüksek güç yoğunluğuna sahip mıknatısları kullanmak motor boyutlarında da önemli bir azalma meydana getirir [57].



Şekil 2.3. SMSM yapısal şekli [57]

SMSM yüksek verimli, yüksek moment-akım oranı, düşük atalet, moment

dalganmaları düşük, daha iyi dinamik performans ve yüksek güç yoğunluğuna sahip bir motordur [8,58].

Bu makinalarda en önemli değişiklik aynı boyuttaki elektriksel uyartımlı senkron makina ile karşılaştırıldığında daha basit yapısı, düşük ağırlığı, kayıpları azaltması ve dolayısıyla verimi artırması gibi özellikleri ile öne çıkmaktadır. Buna karşın sürekli mıknatıs malzemelerinin fiyatlarının yüksekliği ve manyetik karakteristiklerinin zamanla değişmesi de dezavantajları olarak gözükmemektedir [9-13].

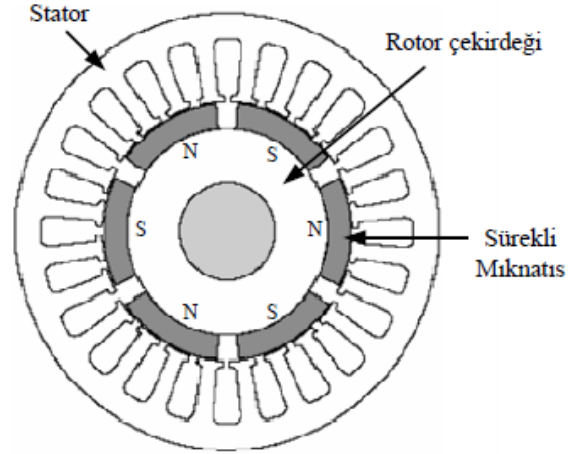
Makina için sürekli mıknatıs; motor performansına etkisine, ağırlığına, verimliliğine ve malzemenin üretimine bağlı olan ekonomik faktörler göz önüne alınarak seçilir. Sürekli mıknatısların işlenebilirliği, toleransları, üretim fiyatlarına etki etmektedir. Sürekli mıknatısların rotora yerleştirilme biçimlerine göre sürekli mıknatıslı senkron makinalar sınıflandırılabilir. Bu sınıflandırmaya göre genel olarak SMSM' lar:

- Sürekli mıknatısın rotor yüzeyine yerleştirildiği tip (surface mounted),
- Sürekli mıknatısın rotor içine yerleştirildiği tip (interior)

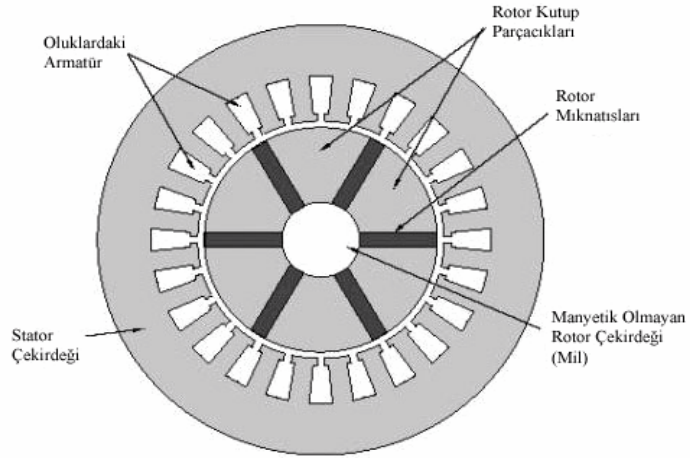
olmak üzere iki grupta incelenebilirler [59]. Bu tezde, sürekli mıknatısın rotor yüzeyine yerleştirildiği tipteki makinalara, “Yüzeysel Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (YSMSM)” adı verilecektir. Sürekli mıknatısın rotor içine yerleştirildiği tip ise, “İçsel Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor, (İSMSM) olarak adlandırılacaktır[4].

Şekil 2.4. ve Şekil 2.5. 'de sürekli mıknatıslı senkron makinalardaki sürekli mıknatısların yaygın olarak kullanılan rotora yerleştirilme şekilleri gösterilmiştir. Yüzey tipi sürekli mıknatıs yerleştirilmesi, sürekli mıknatısın alan şiddeti H_C

yüksek olması nedeniyle, kolay demagnetize olmadığından popüler bir tiptir (Şekil 2.4.) Mıknatıstaki kaçakların, hava aralığındakine göre küçük olması daha az sürekli malzeme kullanma sonucunu ortaya çıkarır.



Şekil 2. 4. Mıknatısın rotora yüzeysel olarak yerleştirildiği SMSM [53]



Şekil 2. 5. Mıknatısın rotor eksenine doğru yerleştirildiği SMSM [53]

Sürekli mıknatısın alan şiddeti H_c azaldıkça, demagnetizasyon riski ortaya çıkarmaktadır. Bu durumda, mıknatısın büyüklüğü rotorun içerisine doğru büyütülür ve mıknatısın rotor içerisine yerleştirildiği tip elde edilir. (Şekil 2.5.) Mıknatısın rotora yerleştirilme şekli makina analizi sırasında önem arz etmektedir.

Çünkü mıknatısları yüzeye yerleştirilmiş SMSM' da d ve q eksenlerine ait indüktanslar eşit olmaktadır. İçsel tip mıknatısa sahip SMSM' da ise q ekseninin indüktansı d eksen indüktansından büyük olmaktadır. Dolayısı ile içsel tip mıknatısa sahip SMSM' in matematiksel modeli, diğer tipe göre daha karmaşık olmaktadır.

SMSM' un stator yapıları incelendiğinde genel olarak üç yapıdan bahsedilebilir [2]. Bu yapılardan birincisinde sargılar kutup etrafında toplanmıştır. Bu durum fazlar arasında daha az bağlantı olmasını sağlarken, her fazın rotor mıknatısları ile birbirini eş zamanlı etkilememesi sonucu performans düşüklüğüne yol açabilmektedir. İkinci tip stator ise, oluksuz stator tipidir. Bu tasarımda, oluk bulunmadığından kilitleme momenti ortadan kalkar. Ancak sargılar ile stator arası iletkenliği çok küçük olduğundan, elektriksel olarak fazla yüklenemezler. Bu tip motorların hava aralıkları diğer tiplere göre daha büyüktür. Yaygın olarak kullanılan bir diğer stator tipi ise, klasik oluklu tiptir. Stator oluklarının ayakları ile rotor arasında oluksuz tipe göre daha küçük bir hava aralığı meydana gelmektedir.

Sürekli mıknatıslı senkron makinalar işletme şekillerine göre de sınıflandırılabilirler.

Bunlar:

- Trapezoidal işletme tipi,
- Sinüzoidal işletme tipi,

olarak adlandırılabilirler. Bu çalışma tiplerinde stator sargısının bağlantı şekline bağlı olarak, rotorun hareketi ile statorda indüklenen zıt elektromotor kuvvetin şekli de farklı olmaktadır. En iyi performansı elde edebilmek için her iki tipte de uygun kontrol yöntemi tespit edilmelidir [10,4].

Trapezoidal çalışma tipinde indüklenen zıt emk trapez şeklindedir. Bu işletme tipi literatürde "Fırçasız Doğru Akım Makinası" olarak adlandırılır ve iki

faz bağı yöntemi kullanılır. Bu yöntemde stator sargısının iki fazına, DC gerilim uygulandığından bu yönteme “iki faz bağı (two phase on)” adı verilmiştir. Sinüzoidal çalışma tipinde ise, indüklenen zıt emk'nin şekli sinüs formundadır. Bu çalışma tipinde, statorun üç fazına alternatif sinüs formunda gerilim uygulanır. Bu nedenle bu yönteme “üç fazı bağı (three phase on)” adı verilir [60-61,4].

Bu çalışmada SMSM sinüzoidal işletme tipinde çalıştırılmıştır. Motoru besleyen sinüzoidal gerilim dalga formu ise Histerezis akım denetimi yöntemi ile eviriciden elde edilerek motora uygulanmıştır.

2.4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Makinanın Matematiksel Modeli

Sürekli mıknatıslı senkron motor şebekeden aldığı elektrik enerjisini önce magnetik enerjiye ardından da mekanik enerjiye dönüştürür. Motorun üç fazlı stator sargılarına sinüzoidal gerilim uygulanması ile döner magnetik alan elde edilir. Sonuç olarak da sargılarda sinüzoidal akımlar akar ve bu akımlar da statorda döner akıyı oluştururlar. Rotor milinin dönmesi ise statordaki rotor akısı ile stator akısının bileşkesi sayesinde meydana gelmektedir [4]. Elektrik motorlarının kontrolünde motorun matematiksel modelinin bilinmesi gerekir. SMSM' un modellenmesinde makine büyüklüklerinin stator referans çatıda (3-faz model), sabit 2-fazlı referans çatıda (2- faz α - β model) ve rotor referans çatıda (2-faz dq model) ifade edilmesine göre üç farklı matematiksel model kullanılmaktadır [62, 63].

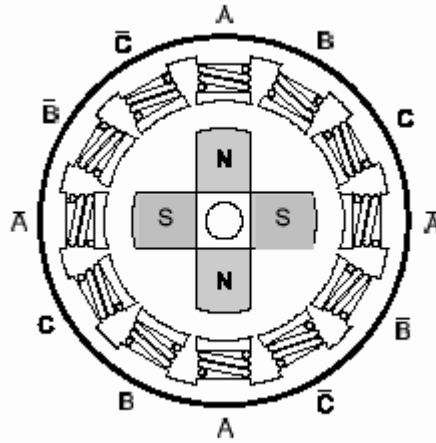
Bu çalışmada SMSM' un modeli oluşturulurken stator sargılarının yıldız (Y) bağı ve dengeli sarıldığı kabul edilmiştir. Ayrıca histerezis, fuko kayıpları ve doyum etkisi ihmal edilmiştir. Bu bölümde geliştirilen matematiksel modeller sonraki bölümlerde yer alan SMSM sürücüsünün tasarımına temel oluşturmaktadır [64].

2.4.1. Elektriksel ve Mekanik Hız ve Konumun Tanımlanması

Elektrik motorlarında konum ve hızın tanımlanması için iki ölçüm yöntemi vardır. Bu yöntemler:

- Elektriksel ölçüm yöntemi,
- Mekanik ölçüm yöntemidir.

Mekanik konum motorun dönmesi ile ilgilidir. Rotor mili 360° döndürüldüğünde rotor başladığı pozisyona gelmiş olur. Rotorun elektriksel konumu ise rotor magnetik alanının dönüşüne bağlıdır. Rotorun elektriksel konumu rotordaki kutup çifti sayısına bağlıdır. Şekil 2.6.'daki motorda rotor 180° döndüğünde, magnetik yapılandırma başlangıçtaki haline dönmektedir [4].



Şekil 2.6. Dört kutuplu üç fazlı sürekli mıknatıslı senkron motor.

Rotorun elektriksel konumu ile mekanik konumu arasındaki ilişki aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\theta_e = \theta_m \times p \quad (2.1)$$

Bu eşitlikte θ_e elektriksel konumu, θ_m mekanik konumu p ise kutup çifti sayısını belirtmektedir. Hız konumun türevi olduğundan açısal hız:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.2)$$

şeklinde ifade edilir. Elektriksel hız ile mekanik hız arasındaki ilişki ise konumlar arasındaki ilişkiye benzer olarak ifade edilebilir [4].

$$\omega_e = \omega_m * p \quad (2.3)$$

Bu eşitlikte ω_e elektriksel açısal hızı, ω_m ise mekanik açısal hızı belirtir. p ise yine kutup çifti sayısıdır.

2.4.2. SMSM a,b,c, 3-Faz Sistemindeki Matematiksel (Sabit Referans Çatı) Modeli

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motora uygulanan üç fazlı sinüzoidal gerilim aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned} V_a &= V \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \\ V_b &= V \cdot \cos(\omega_e \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c &= V \cdot \cos(\omega_e \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (2.4)$$

Döner stator alanının elde edilmesi için faz gerilimleri arasında 120° 'lik elektriksel açı olmalıdır. Bunun sağlanması için, faz sargıları arasında 120° 'lik mekanik açının bulunması gerekmektedir. Motorun dinamik denklemleri Şekil 2.7 de gösterilen motorun 3 faz modelinden elde edilmektedir.

Bir faz için makinanın elektriksel bağıntısı aşağıdaki gibi yazılabilir [67].

$$v = Z * i = Ri + \frac{d\lambda}{dt} = Ri + \frac{d(Li + \lambda_m(\theta))}{dt} \quad (2.5)$$

Bu eşitlikte λ_m sürekli mıknatısın doğal magnetik akısını gösterir. $\frac{d\lambda_m(\theta)}{dt}$ Terimi ise zıt emk'ni gösterir. Bu terim $\frac{d\lambda_m(\theta)}{d\theta} * \omega_e$ şeklinde yazılabilir. Burada ω_e elektriksel açısal hızı gösterir. Makina sinüzoidal gerilimlerle beslendiğinde indüklenen gerilim aşağıdaki gibidir [4]:

$$\bar{E} = \begin{bmatrix} E_a(\theta) \\ E_b(\theta) \\ E_c(\theta) \end{bmatrix} = -\omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \omega_e \lambda_m [K(\theta)] \quad (2.6)$$

Motora verilen elektriksel gücün bir bölümü, joule kayıplarına dönüşür, diğer bir bölümü ise magnetik alan içerisinde enerji olarak depolanır ve kalan bölümü ise mekanik enerjiye dönüşür. Sürekli mıknatıslı senkron motorun moment eşitliği, aşağıdaki gibi verilebilir [4].

$$T_e = p * [i_s]^t * \lambda_m * [K(\theta_e)] \quad (2.7)$$

elde edilir. Bu denklemde I_s stator akımlarını belirten matristir. Sabit moment elde edebilmek için önerilen en iyi yol motoru sinüzoidal akımlarla sürmektir. Stator akımları ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$i_a = i_s \cdot \sin(\omega_e \cdot t)$$

$$i_b = i_s \cdot \sin(\omega_e \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.8)$$

$$i_c = i_s \cdot \sin(\omega_e \cdot t - \frac{4\pi}{3})$$

Stator akımlarının ifadelerinin denklem 2. 7' de yerine konması ile moment eşitliği için aşağıdaki ifade elde edilir [4].

$$T_e = p * \lambda_m * I_s \left(\sin^2(\omega t) + \sin^2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin^2\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \right) = \frac{3}{2} p * \lambda_m * I_s \quad (2.9)$$

Bu eşitlikten de görülebildiği üzere, alan esaslı kontrol düzeninde sürekli moment kontrolü, titreşim olmaksızın sağlanabilmektedir [67].

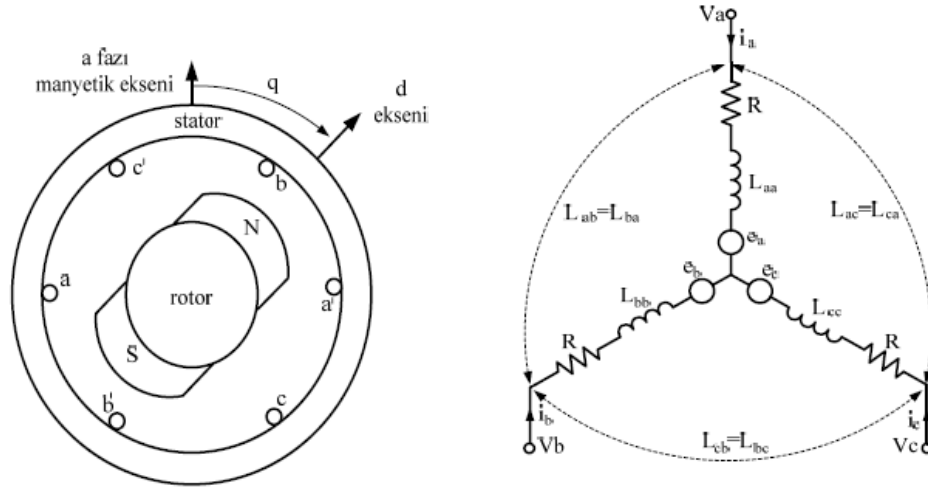
Enerji dönüşüm işlemi ile elde edilen moment, mekanik yükün karşılanmasında kullanılır. Bu durum, mekanik parametreler ile temel dinamik yasa ile açıklanabilmektedir.

$$\sum \bar{T} = j \frac{d\omega}{dt} \quad (2.10)$$

Bu denklemde j eylemsizlik momentini ifade etmektedir. Yukarıdaki eşitliğin daha açık ifade edilebilmesi durumunda aşağıdaki eşitlik yazılabilir [4].

$$j \frac{d\omega_m}{dt} + K_d \cdot \omega_m + T_i = T_e \quad (2.11)$$

Bu eşitlikte K_d sürtünme katsayısını, T_i yük momentini, T_e ise indüklenen momenti ifade etmektedir. Moment zamana, elektriksel konuma ve ilgili parametrelere bağlı olduğundan, momentin kontrolü vektör kontrol gibi metotlarla yapılabilir. Bu nedenle bu çalışmada vektör kontrol yöntemiyle moment kontrolü yapılmıştır.



Şekil 2.7 a) SMSM' nin 3 faz Y-bağlı stator sargısı, b) Sabit referans düzlemde statorun devre modeli

Üç faz sabit referans çatıda SMSM' un akı bağı ifadeleri

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta) & L_{ab}(\theta) & L_{ac}(\theta) \\ L_{ba}(\theta) & L_{bb}(\theta) & L_{bc}(\theta) \\ L_{ca}(\theta) & L_{cb}(\theta) & L_{cc}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \cos(\theta) \\ \lambda_m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \lambda_m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

ile tanımlanır. Burada, L_{aa} , L_{bb} , ve L_{cc} sırasıyla a, b, c sargılarının öz indüktanslarını, L_{ab} , L_{bc} , ve L_{ca} sırasıyla ab, bc, ca sargıları arasındaki ortak indüktansları, θ ise rotor açısını gösterir. λ_m rotordaki sürekli mıknatıs tarafından üretilen akı bağıdır. Denklem 2.12' de gösterilen özindüktanslar [64] ;

$$\begin{aligned}
L_{aa} &= L_1 + L_{av} - L_\theta \cos(2\theta) \\
L_{bb} &= L_1 + L_{av} - L_\theta \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\
L_{cc} &= L_1 + L_{av} - L_\theta \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{2.13}$$

ile ifade edilir. Buradaki L_1 , L_{av} ve L_θ sırasıyla kaçak, ortalama ve pozisyona bağlı indüktanslardır. Yuvarlak makinada L_θ 'nın sıfır olduğu kabul edilir. Ortak indüktans terimleri ise

$$\begin{aligned}
L_{ab}(\theta) &= -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\
L_{bc}(\theta) &= -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos(2\theta) \\
L_{ca}(\theta) &= -\frac{L_{av}}{2} - L_\theta \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{2.14}$$

ile gösterilir. Çıkık rotorlu makinada öz ve ortak indüktanslar rotor açısı θ 'nın fonksiyonu olarak değişirken, yuvarlak rotorlu makinada bu bağımlılık ortadan kalkar.

Sabit çatıdaki stator faz gerilimleri,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

şeklinde yazılabilir. Burada V_a , V_b , V_c stator faz gerilimlerini, i_a , i_b , i_c stator akımlarını, R_s stator faz sargısı direncini gösterir. Denklem 2.12' deki akı bağı ifadeleri

Denklem 2.15' te yerine konularak

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_T \rho \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_b \end{bmatrix} + \omega_e L_T \rho \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_b \end{bmatrix} - \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

ifadesi elde edilir. Buradaki terimlerin üzerinde yer alan “ ρ ” simgesi türev operatörüdür.

2.4.3. Sabit 2-Faz Referans Düzlemde SMSM Modeli (α - β Model)

Bu modellemede üç fazlı makina sargı büyüklükleri sabit iki faz referans çatıda α ve β sargıları olmak üzere iki imgesel sargılı bir makinaya dönüştürülür. Bu dönüşümle değişkenler birbirinden 90° faz farklı sabit bir referans düzleme aktarılmaktadır. Sabit iki faz referans düzlemde, gerilim, akım ve akılar basit bir lineer dönüşümle (Clarke dönüşümü) gerçek fiziksel niceliklerle ilişkilendirilir. Şekil 2.8 ' de gösterilen sabit iki faz referans çatı modeline geçiş için Clarke dönüşümü;

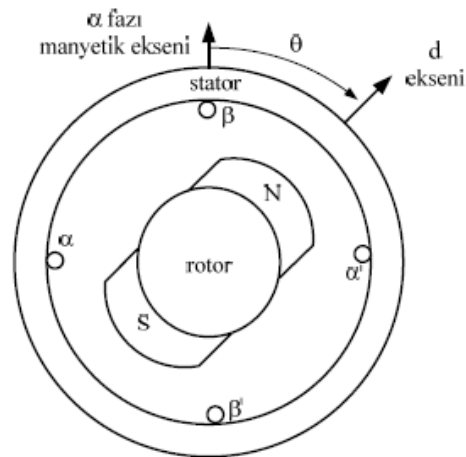
$$f_{\alpha,\beta,0} = C f_{a,b,c}; f_{a,b,c} = C^{-1} f_{\alpha,\beta,0} \quad (2.17)$$

Olup Clarke dönüşümü matrisi;

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

ve $C^{-1} = C^T$ (2.19)

İle tanımlanır. f_α ve f_β 'nin yönü değişkenlerin değişimiyle oluşturulan yeni sargıların manyetik eksenlerinin yönü olduğu kabul edilebilir [64].



Şekil 2.8. Sabit iki faz referans düzlemde SMSM Modeli [64]

Denklem 2.16 da verilen stator gerilimleri ifadesine Clarke dönüşümü uygulanırsa,

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = [L]p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + [R_s + pL] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\text{ve } L = \begin{bmatrix} L_1 + \frac{3}{2}L_{av} - \frac{3}{2}L_\theta \cos(2\theta) & -\frac{3}{2}L_\theta \sin(2\theta) \\ -\frac{3}{2}L_\theta \sin(2\theta) & L_1 + \frac{3}{2}L_{av} + \frac{3}{2}L_\theta \cos(2\theta) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

elde edilir. Burada

$$R_s + pL = \begin{bmatrix} R_s + 3\omega_e L_\theta \sin(2\theta) & -3\omega_e L_\theta \cos(2\theta) \\ 3\omega_e L_\theta \cos(2\theta) & R_s - 3\omega_e L_\theta \sin(2\theta) \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

olur. Durum uzay temsili için

$$p \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = [L]^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} - [R_s + pL] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \theta \\ \cos \theta \end{bmatrix} \right\} \quad (2.23)$$

kullanılabilir. Burada

$$L^{-1} = \frac{1}{(L_1^2 + 3L_1L_{av} + \frac{9}{4}(L_{av}^2 - L_\theta^2))} \begin{bmatrix} L_1 + \frac{3}{2}(L_{av} + L_\theta \cos 2\theta) & \frac{3}{2}L_\theta \sin(2\theta) \\ \frac{3}{2}L_\theta \sin(2\theta) & L_1 + \frac{3}{2}(L_{av} - L_\theta \cos 2\theta) \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

dır. Denklem 2.15'e Clarke dönüşümü uygulanırsa akı bağı ifadesi;

$$p \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

olur. Denklem 2.12' e Clarke dönüşümü uygulandığında $i_\alpha i_\beta$ vektör akımları;

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = L^{-1} \left(\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \right) \quad (2.26)$$

olur. Denklem 2.25' te Denklem 2.26 yerine konursa, durum değişkenleri olarak akı bağı ifadeleri ile diferansiyel denklemler oluşturulur [64].

$$p \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} - R_s L^{-1} \left(\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \right) \quad (2.27)$$

İki faz sabit referans değişkenleri için moment ifadesini elde etmek için önce Denklem 2.12' ye Clarke dönüşümü uygulanır.

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = [L] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Üç faz referans düzlemde geliştirilen moment ifadesi benzer şekilde kullanılabilir.

Sonuç olarak moment ifadesi

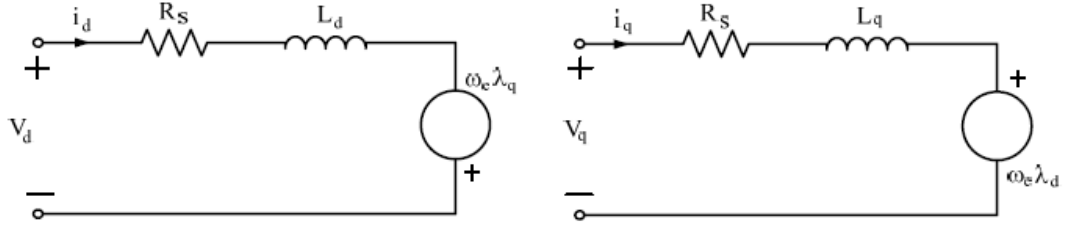
$$T_e = \frac{p}{2} \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_\theta \sin(2\theta) & -\frac{3}{2} L_\theta \cos(2\theta) \\ -\frac{3}{2} L_\theta \cos(2\theta) & -\frac{3}{2} L_\theta \sin(2\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

ile elde edilir.

Sabit 2-faz referans çatı modeli, motor performans analizinde kullanılmamasına rağmen, akım denetim yapısının oluşturulmasında, konum ve hız tahmininde kullanılmaktadır [64].

2.4.4. Rotor Referans Çatıdaki SMSM Modeli (d-q Model)

Sinüzoidal akım beslemeli SMSM' ların matematiksel olarak modellenmesinde kullanılan bir diğer yöntem de rotor referans çatısını kullanmaktır. Rotor referans çatıda, stator değişkenleri rotora sabitlenmiş referans bir çatıya dönüştürülür ve referans çatı açısal hız ω_e ' de döner. Stator büyüklüklerini rotor referans çatıya aktarmak suretiyle elde edilen model, serbest uyarımlı D.A. motor modeline benzer. Motorun denetim yapısı bu model kullanılarak oluşturulur. Böylelikle SMSM' da serbest uyarımlı motor gibi denetlenebilir. Rotor çatısının diğer bir avantajı eşitlik derecesi indirgendiğinden çözüm daha hızlı olmaktadır [64]. Şekil 2.9' da rotor referans çatıdaki SMSM' un eşdeğer devresi verilmiştir.



Şekil 2.9. Rotor referans çatısında SMSM' un eşdeğer modeli

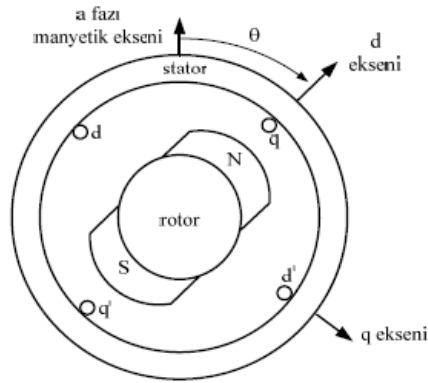
Burada, akım ve gerilimler sabit referans çatıdan 2-faz rotor referans düzleme Park dönüşümü kullanılarak aktarılmaktadır. Şekil 2.10' da gösterilen rotor referans çatı modeline geçiş için Park dönüşümü

$$f_{d,q,0} = P f_{\alpha,\beta,0} \quad (2.30)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, Park dönüşüm matrisi P

$$P = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

olarak tanımlanır.



Şekil 2.10 Rotor referans çatısındaki SMSM modeli [64]

Üç faz sabit referans çatıdaki değişkenleri doğrudan rotor referans çatısına dönüştürmek için Park ve Clarke dönüşümlerinin her ikisini birden uygulamak gerekir.

$$f_{d,q,0} = PCf_{a,b,c} = Kf_{a,b,c} \quad (2.32)$$

Burada

$$K = PC = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Rotor referans çatıdan sabit çatıya dönüşüm ters Park-Clarke dönüşüm matrisi ile sağlanır.

$$K^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Rotor referans çatıda gerilim denklemlerini elde etmek için, üç faz sabit referans çatısındaki gerilimi ifade eden Denklem 2.16'ya Park-Clarke dönüşümü uygulanır.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} - \omega_e \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Bu eşitlikte V_d , V_q , i_d ve i_q sırasıyla d ve q eksenlerindeki gerilimleri ve akımları belirtir. R_s stator direncini ve ω_e elektriksel hızı ifade etmektedir.

Manyetik akı bileşenleri Denklem 2.36 ile ifade edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}}\lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

d-q eksen takımındaki devre eşitlikleri genel olarak şu şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}}\lambda_m\omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Rotor referans çatıda SMSM' un durum uzay formu;

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right\} \quad (2.38)$$

ile ifade edilebilir. Burada d ve q eksenlerindeki indüktanslar

$$L_d = \frac{3}{2} L_{av} - \frac{3}{2} L_\theta + L_1 \quad (2.39)$$

$$L_q = \frac{3}{2} L_{av} + \frac{3}{2} L_\theta + L_1 \quad (2.40)$$

ile tanımlanır. Rotor referans çatıda moment ifadesi Denklem 2.29' e Park dönüşümü uygulanarak elde edilir.

$$T_e = \frac{p}{2} \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} L_\theta \\ -\frac{3}{2} L_\theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

Denklem 2.41' in ilk terimi relüktans momenti, ikinci terimi ise mıknatıs tarafından üretilen momenti gösterir. Yuvarlak rotorlu makinalarda L_θ sıfır olduğundan relüktans momenti mevcut değildir. Mıknatısları gömülü makinalarda relüktans moment terimi, i_d akımı negatif olduğu zaman toplam momente pozitif olarak katkıda bulunmaktadır. Böylelikle çıkık rotorlu makinada momenti artırmak relüktans terimi ile gerçekleştirilebilir. Sabit çatılarda verilen moment ifadelerinde mevcut olan açığa bağımlılık rotor referans çatıdaki moment ifadesinde elimine edilmiştir.

2.5. Mekanik Sistemin Modeli

Enerji dönüşümü ile elde edilen elektriksel moment, mekanik yükün karşılanmasında kullanılır. Motor dinamik eşitlikleri cinsinden elektromanyetik moment

$$T_e = J_m p(\omega_m) + B_m(\omega_m) + T_y \quad (2.42)$$

ile ifade edilir. Buradan açısal ivmelenme

$$p(\omega_m) = \left[\frac{T_e + B_m(\omega_m) - T_y}{J_m} \right] \quad (2.43)$$

ile verilir. Burada motor tarafından üretilen moment T_e olup seçilen referans çatiya bağı olarak Denklem 2.9, 2.29 ve 2.41 ile verilmiştir. T_y yük momentini, B_m sürtünme katsayısını, ω_m rotorun mekanik hızı ve J_m ise sistemin dönüş ataletini gösterir. Mekanik rotor açısı θ_m ' in türevi rotor mekanik hızını verir.

$$p\theta_m = \omega_m \quad (2.44)$$

Mekanik değişkenler ile elektriksel değişkenler arasında

$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2.45)$$

$$\theta = \frac{P}{2} \theta_m \quad (2.46)$$

ilişkisi vardır. Burada P kutup sayısını göstermektedir.

2.6. SMSM' un Alan Yönlendirmeli Kontrolü

SMSM' un alan yönlendirmeli kontrolü genel olarak üç grupta incelenebilir [4,65].

1. Stator akısı alan yönlendirmeli kontrol yöntemi
2. Akı zayıflatma yöntemi
3. Doğrudan moment kontrol yöntemi

Stator akısı alan yönlendirme, SMSM' larda kullanılan en yaygın kontrol yöntemidir.

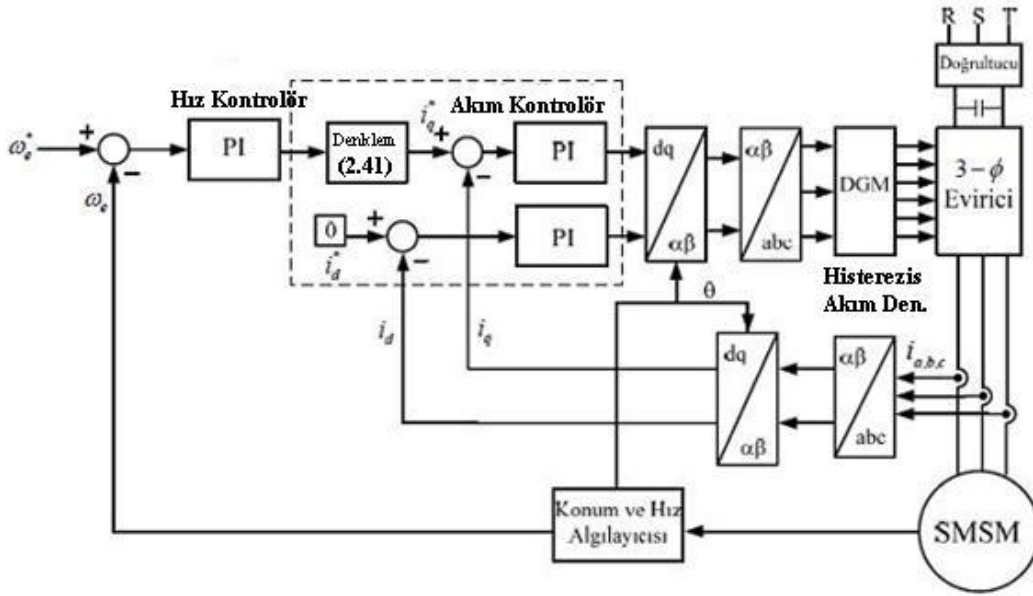
Alan yönlendirmenin yapılabilmesi için rotor referans çati modeline ihtiyaç vardır.

Dolayısıyla bu kontrol yönteminde rotor pozisyonunun bilinmesi gerekir. Bu

yöntemde, stator enine eksen akımı (d eksen akımı) sıfırda tutulur. Moment q eksen akımının bir fonksiyonudur. Bu alan yönlendirme yönteminde aynı D.A. motorlarındaki gibi tam olarak ayrıştırılmış bir yapı elde edilir. Bu yöntem en basit alan yönlendirme yöntemi olup, moment doğrusaldır. Ancak güç faktörü kontrolüne uygun bir yöntem değildir. Çünkü yük arttıkça giriş güç faktörü düşmektedir [4,65].

Çıkık rotorlu motorların manyetik devresi simetrik değildir. Bu motorlarda, d eksen indüktansı q eksen indüktansından büyüktür. Bu durum bu tür makinalarda relüktans moment bileşeninin oluşmasına neden olur. Bu makinalarda, maksimum momenti elde etmek için birim akım kontrolü adı da verilen akı zayıflatma metodu kullanılır. Bu metotta i_d akımı sıfırdan farklı değerlere ayarlanır ve stator akımının faz açısı maksimum moment elde edilecek değere getirilir. Bu yöntemin dezavantajı, sürekli mıknatısın oluşturduğu alana zıt yönde bir alan üretilebilmesi nedeniyle sürekli mıknatısın demagnetizasyona girme riskinin oluşmasıdır. Ancak büyük koersitif kuvvete sahip sürekli mıknatıslar ile bu risk en aza indirilebilmektedir. Bunun yanında bu yöntem ile maksimum moment üretilerek yüksek hızlarda çalışılabilir. Ancak yüksek hızlarda makinanın güç üretimi kısıtlanmaktadır [64].

Bu kontrol yöntemlerine ek olarak son yıllarda geliştirilen diğer bir vektör kontrol yöntemi de doğrudan moment kontrolüdür. Burada diğer yöntemlerin aksine stator akımlarının yerine, stator akı bağıyla momentin kontrolü hedeflenir. Güç anahtarları, önceden anahtarlama tablosunda belirlenmiş olan gerilim vektörünün yaklaşık değerinin, stator akı bağı ve moment değerlerine göre seçilmesiyle anahtarlanır.



Şekil 2.11. SMSM' un stator akısı alan yönlendirmeli kontrol şeması

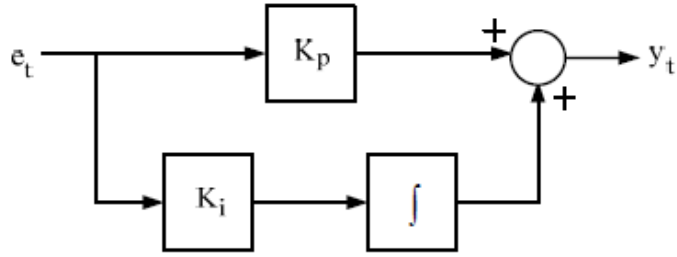
Şekil 2.11' de SMSM' un stator akısı alan yönlendirme kontrolü için sürücü sisteminin blok diyagramı verilmiştir. Burada referans hız ve motor hızı karşılaştırılarak hata, bir PI' dan oluşan hız kontrolörüne uygulanır. Hız kontrolörün çıkışından referans moment elde edilir. Bu referans momentten Denklem 2.41' in yuvarlak rotorlu motor için sadeleştirilmiş hali,

$$T_e = \frac{P}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \lambda_m i_q \quad (2.47)$$

Kullanılarak i_q^* referans akımı elde edilir. Referans i_d^* akımı ise dışarıdan sıfır olarak sisteme uygulanır. Bu referans akımlar motordan alınan gerçek akım değerleri ile karşılaştırılarak oluşan hatalar PI' dan oluşan akım kontrolörlerine uygulanır. Akım kontrolörlerinin çıkışı motora uygulanacak referans gerilim değerlerini verir. Bu gerilimlerden bir histerezis akım denetimi yöntemi ile elde edilen anahtarlama sinyalleri eviriciye uygulanır.

2.6.1. Hız Kontrol Döngüsü

Hız döngüsü motorun dinamik modeli olup referans hız, motordan alınan hız geri beslemesi ve hız kontrolörünü içermektedir. Hız döngüsünde, motor milinden ölçülen ya da tahmin edilen gerçek hız ile referans hız karşılaştırılarak hata hız kontrolörüne uygulanarak gerekli moment elde edilir. Hız kontrolörü olarak uygulamalarda, yapısının basit olmasından dolayı oransal-integral (PI) kontrolör kullanılmaktadır [62].



Şekil 2.12. PI denetleyici blok diyagramı

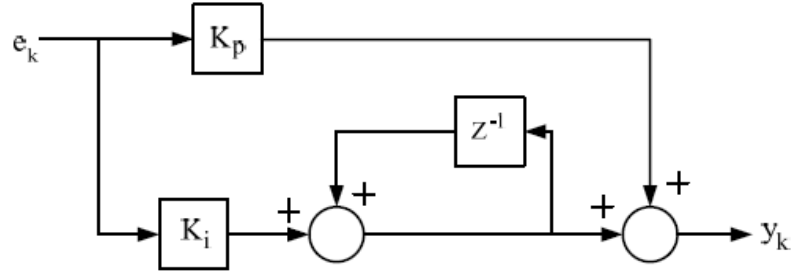
Şekil 2.12' de bir PI kontrolörün blok diyagramı görülmektedir. Burada e_t , PI girişine uygulanan hata sinyalini, K_p ve K_i sırasıyla oransal ve integral kazançları ve y_t ise çıkış sinyalini ifade etmektedir. Buna göre PI kontrolörün çıkış sinyali, Denklem 2.48' deki gibi yazılabilir.

$$y_t = K_p e_t + K_i \int e_t dt \quad (2.48)$$

Modelleme ve sayısal kontrolde PI kontrolörün ayrık zamanlı modeli kullanıldığından, sürekli durumdaki modelin ayrık zamanlı olarak ifade edilmesi gerekir. Denklem 2.48' de sürekli durumda ifade edilen PI kontrolörün ayrık zamanlı matematiksel modeli

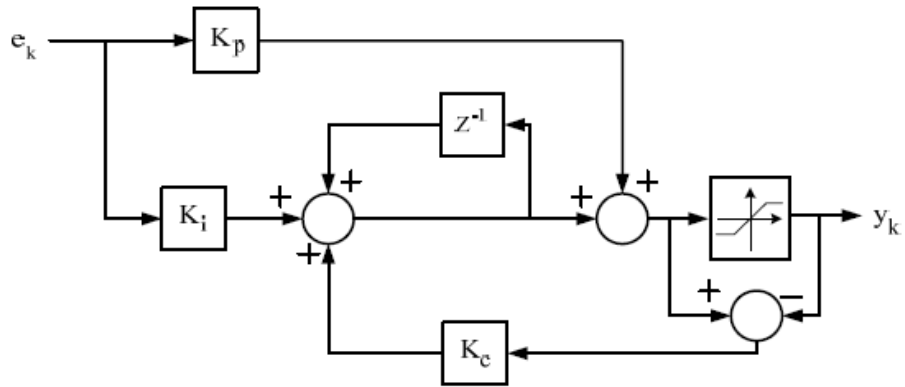
$$y_k = K_p e_k + K_i e_k + \sum_{n=0}^{k-1} e_n \quad (2.49)$$

ile verilir. Burada ek referans sinyal ile gerçek sinyal arasındaki hatayı, y_k sistem çıkışını ve $k=0,1,2,3, \dots$ örnekleme zamanını ifade etmektedir. Denklem 2.49’ da matematiksel modeli verilen PI kontrolörün blok diyagramı Şekil 2.13’ teki gibi çizilebilir.



Şekil 2.13 PI denetleyicinin ayrık zaman modeli

Sayısal denetimde klasik PI kontrolör kullanıldığında referans girişteki ani değişimden ya da sistemdeki bir bozucu etkiden dolayı PI parametrelerinde ve çıkışta çok büyük hatalar meydana gelebilir. PI kontrolörün çıkışını düzenlemek suretiyle bu hatalar giderilebilir. Çıkışı düzenlenmiş bir PI kontrolörün blok diyagramı Şekil 2.14’ de verilmiştir.



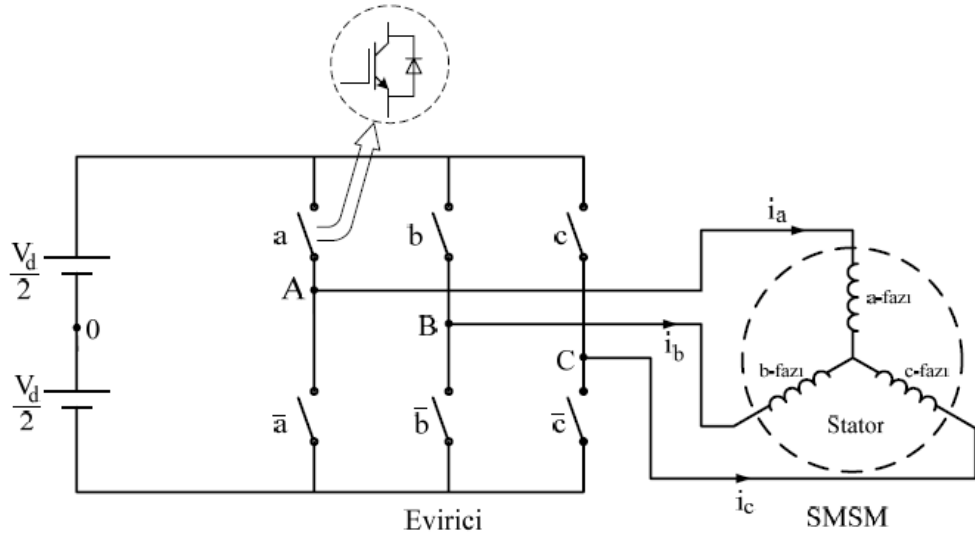
Şekil 2.14 Çıkışı düzenlenmiş PI kontrolörün ayrık zaman modeli

2.6.2. Akım Kontrol Döngüsü

Şekil 2. 11' deki akım kontrolörü yapısında görülen i_a , i_b ve i_c akımları, akım algılayıcısı ile ölçülen faz akımlarıdır. Bu akımlar Clarke-Park dönüşümü ile d-q eksen takımına dönüştürülür. Hız kontrolörünün çıkışı olan referans moment T_e^* ' den Denklem 2.40 kullanılarak referans i_q^* akımı elde edilir. Referans i_q^* akımı ile sıfır olarak alınan referans i_d^* akımı, d-q eksen takımına dönüştürülmüş gerçek stator akımları ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucu elde edilen hata değerleri akım kontrolörüne uygulanır. Akım kontrolörü olarak PI kontrolörler kullanılmaktadır. Akım kontrolörlerinin çıkışı motor için gerekli V_d ve V_q referans gerilimlerini üretir. Bu dönüşüm sonunda stator gerilim referans değerleri elde edilmiş olur. Herhangi bir modülasyon tekniği ile stator gerilim vektörü elde edilir. Üç fazlı evirici bu vektörleri kullanarak uygun gerilim ve frekanstaki stator gerilimini üretir. Böylelikle kontrol sağlanmış olur.

2.6.3. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici

Eviriciler, yarı iletken anahtarlar kullanılarak güç dönüşümü sağlayan kontrollü güç devreleridir. Eviricilerde kullanılan yarı iletken anahtarın seçimi eviricinin gücü ve anahtarlama frekansına bağlıdır. Günümüzde genellikle IGBT ve MOSFET gibi yarı iletken anahtarlar kullanılmaktadır. Ayrıca son zamanlarda sürme devresi ile koruma devresini de içine alan ve akıllı güç modülü (Intelligent Power Modules-IPM) olarak adlandırılan 3-fazlı IGBT eviriciler geliştirilmiştir. IPM ile sürücü tasarımı daha kolay ve güvenli olmasına rağmen, küçük güçlü olduğundan, kullanım alanı sınırlıdır. Şekil 2.15' te üç fazlı gerilim kaynaklı eviricinin yapısı gösterilmiştir [62].



Şekil 2.15 Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici şeması

Eviricilerin çalışması doğrultulmuş gerilimin anahtarlanarak motora uygulanması temeline dayanır. Doğrultucu ve evirici arasında, doğru gerilimin veya akımın değişim miktarını en aza indirmek için genel olarak iki tür ara devre kullanılmaktadır. Gerilimin değişimini en düşük değerde tutmak için ara devreye paralel bir kondansatör eklenmekte, akım için ise seri bir indüktanstan yararlanılmaktadır. Bu yapılarına göre eviriciler, akım ve gerilim kaynaklı olarak sınıflandırılabilirler.

Akım kaynaklı eviricilerde (AKE), doğrultucu çıkışındaki akım büyük bir bobin üzerinden geçirilerek eviriciye verilir. AKE ile bir motorun stator sargıları beslendiğinde, geçici durum koşullarında d.a. hat akımı motorun zıt emk' i ile etkilenir ve kontrol döngüsündeki PI kontrolörün cevabını bozabilir. Motor AKE ile beslendiğinde, düşük hızlarda istenmeyen moment dalgalanmaları oluşabilir. Bu dalgalanmalar evirici tarafından üretilen ve sinüzoidal olmayan stator akımlarından kaynaklanmaktadır. Bu da rotorun basamaklı hareketi ile azaltılır. Bu süreksiz dönme servo sürücüler için dezavantajdır.

Ayrıca birden fazla motorun tahrik edilmesine uygun değildir.

Gerilim kaynaklı eviriciler (GKE) AKE' lere göre daha az harmonik ihtiva etmesi, kontrolünün basitliği ve birden fazla motorun beslenmesine uygun yapısından dolayı daha avantajlı olduğundan tezde kullanılan benzetim modelinde GKE kullanılmıştır. Uygulamada GKE' lerin girişinde kontrollü ya da kontrolsüz doğrultucu bulunabilir. Doğrultucu çıkışında iyi bir d.a. elde etmek için büyük değerli kondansatör kullanılmalıdır. Ancak büyük değerli kondansatör kontrol sırasında gecikmelere yol açabilir [64].

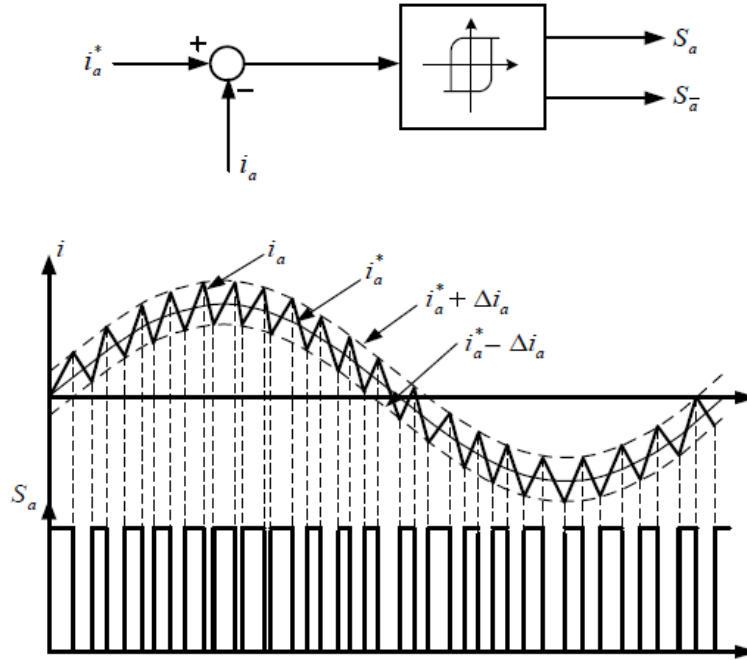
Alan yönlendirmeli kontrol kullanılan motor sürücülerinde, akım kontrollü gerilim kaynaklı eviriciler tercih edilmektedir. Akım kontrolünde moment akımıyla referans akım karşılaştırılarak anahtarlama sinyalleri elde edilir. Burada akım referansları, motor akımlarını kendisini gecikmesiz olarak izlemeye zorlar. Bu tip eviricilerin temel çalışma ilkesi, sabit d.a. gerilimini motor sargılarına düz ve ters yönde uygulayarak motor akımının referans değeri belirli bir hata ile takip etmesine dayanır. GKE' lerde akım kontrolü histerezis akım denetimi, darbe genişlik modülasyonu (DGM) ve tahmini akım kontrolü ile yapılabilmektedir.

Bu tezde kullanılan benzetim modelinde Akım kontrolü, histerezis akım denetimi ile yapıldığından DGM ve tahmini akım kontrolü metotları kısaca açıklanacaktır.

2.6.4. Histerezis Akım Denetleyicileri

Histerezis akım denetleyiciler, referans akım ile motor sargılarından ölçülen akımı karşılaştırmak suretiyle elde edilen hata sinyalini belirli bir aralıkta tutmak için eviricideki güç anahtarlarını uygun sıra ile anahtarlar. Histerezis kontrol edicide amaç, stator akımları kendi referanslarını bir histerezis bant genişliği ile izlemeye

zorlamaktır. Bang-bang kontrol olarak da isimlendirilen bu yöntemin, alan yönlendirmeli motor kontrolünde uygulanması kolaydır. Şekil 2.16 ' da histerezis akım denetleyicinin yapısı gösterilmiştir. Burada i_a^* a-fazı referans akımını, i_a motordan ölçülen a-faz akımını, Δi_a histerezis bant genişliğini S_a ve S_a^- ise sırasıyla a ve \bar{a} anahtarlama sinyallerini göstermektedir. Burada akım referansları, ölçülen stator akımları ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda elde edilen hata histerezis kontrol ediciye girilir. Histerezis akım denetleyicilerde, anahtarlama frekansının değeri bant genişliğine bağlıdır. Histerezis bant genişliğinin azaltılması gerçek akımın referans akıma daha yakın olmasını sağlar. Ancak evirici devresinde kullanılan yarı iletken anahtarlarının anahtarlama frekansını aşmamak gerekir. Ayrıca anahtarlama frekansı, referans sinyalin büyüklüğüne ve frekansına bağlı olarak değişiklik gösterir. Akım referanslı kontrolde i_a ve i_a^* akımları arasında iyi bir takip için yüksek anahtarlama frekanslarına ihtiyaç vardır. Anahtarlama frekansı çok yüksek değerlere çıkabileceğinden anahtara bir sınırlama konulmalıdır. Yapısının basit olması ve doğruluk oranının yüksek olması gibi avantajlarının yanında anahtarlama frekansının değişken olması ve anahtarlama kayıplarının yüksek olması gibi dezavantajları vardır [4, 66, 67, 68]. Tezdeki benzetim modelinde de görüleceği gibi Histerezis akım denetimi gerçek akımlarla referans akımları karşılaştırarak evirici devresinde kullanılan yarı iletken anahtarlarının anahtarlama darbelerini üretmektedir.

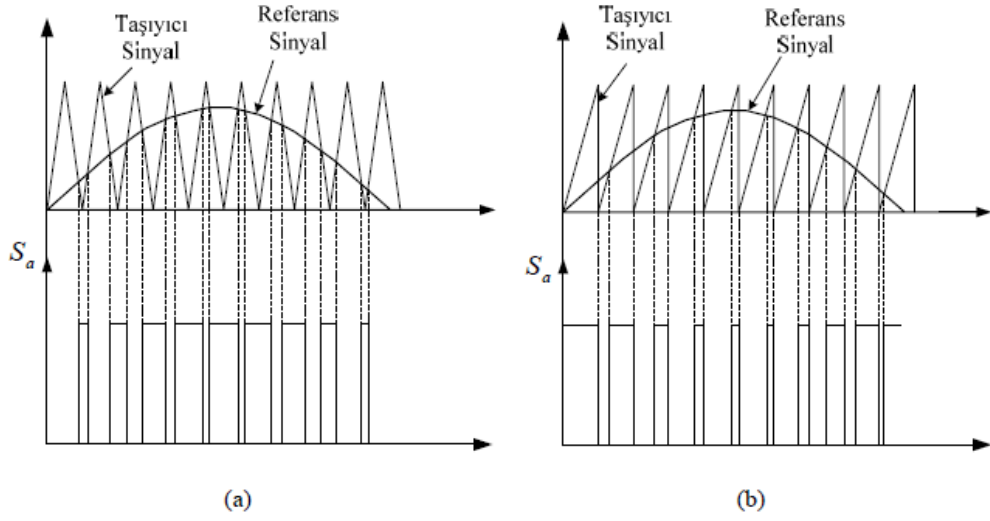


Şekil 2.16. Histerezis akım denetleyici

2.6.5. DGM' lu Akım Denetleyicileri

DGM' lu akım denetleyiciler, referans sinyali sabit genlik ve frekanstaki bir taşıyıcı sinyal ile karşılaştırarak sabit genlik ve frekanslı değişken darbe genişliğine sahip modülasyon sinyali üretmektedir. Elde edilen modülasyon sinyali gerilim kaynaklı eviricideki yarı iletken anahtarlara uygulayarak evirici çıkışından modülasyon sinyaline benzer sinyal elde edilir. Böylelikle bir faza ilişkin elde edilen gerilim genişliği ayarlanarak faz akımı denetlenir. Burada anahtarlama frekansı taşıyıcı dalganın frekansı ile ilişkilidir.

Şekil 2.17' de görüldüğü gibi taşıyıcı sinyal üçgen veya testere dişi şeklinde olabilir. DGM' da, üçgen taşıyıcı sinyal kullanılırsa simetrik dalga şekilli DGM, testere dişi taşıyıcı sinyal kullanılırsa asimetrik dalga şekilli DGM olarak adlandırılır [4, 69].



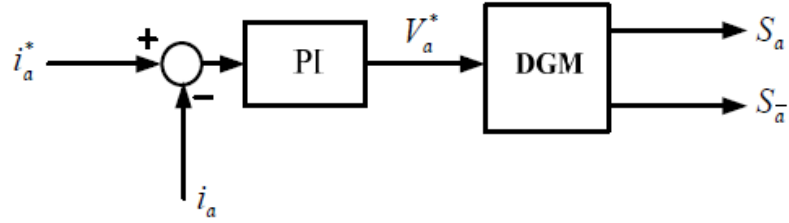
Şekil 2.17 DGM dalga şekilleri (a) Simetrik DGM (b) Asimetrik DGM

Simetrik DGM’ da referans sinyal ile taşıyıcı sinyal her periyotta iki kez kesişir. Sinyallerin kesişme anında anahtarlama sinyallerinin düşük kenarları yükseğe, yüksek kenarları da düşüğe geçer. Her periyot için anahtarlama sinyalinin merkezi taşıyıcı sinyalin merkezindedir. Simetrik DGM daha az harmonik ürettiğinden genellikle indüksiyon motor ve SMSM’ ların denetiminde kullanılmaktadır. Asimetrik DGM’ nunda referans sinyal ile taşıyıcı sinyal her periyotta bir kez kesişmektedir. Anahtarlama sinyalleri kesişme anında ve DGM periyodu sonunda yön değiştirmektedir. Asimetrik DGM genellikle anahtarlama relüktans motor uygulamalarında tercih edilmektedir [64].

SMSM’ larda DGM’ na uygulanan referans sinyaller genel olarak rampa karşılaştırma ve uzay vektör denetimi yöntemlerinden biri kullanılarak elde edilebilir.

2.6.5.1. Rampa karşılaştırmalı akım denetimi

Rampa karşılaştırmalı ya da sinüzoidal akım denetimli DGM olarak bilinen akım denetim yönteminde referans akım ile gerçek akımın karşılaştırılmasından elde edilen akım hatası bir denetleyici kullanılarak gerilim referansına dönüştürülür. Gerilim referansı DGM kullanılarak farklı genişlikteki anahtarlama sinyalleri elde edilir. Denetleyici olarak genellikle yapısının basit olması ve kolaylıkla gerçekleştirilebilmesinden dolayı PI kullanılmaktadır.

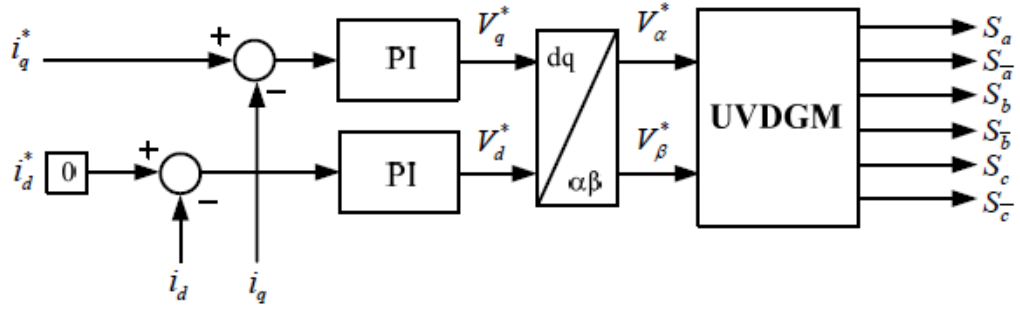


Şekil 2.18 Rampa karşılaştırmalı akım denetleyici yapısı

Şekil 2.18’ de rampa karşılaştırmalı akım denetleyicinin yapısı verilmiştir. Burada gerilim referansı, taşıyıcı sinyal ile karşılaştırılarak Şekil 2.17’deki anahtarlama sinyallerine benzer anahtarlama sinyali üretilir.

2.6.5.2. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu

Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu, Şekil 2.15’ teki 3-fazlı gerilim kaynaklı eviricide kullanılan güç anahtarlarının özel bir şekilde anahtarlanmasıdır. Rampa karşılaştırmalı DGM ile karşılaştırıldığında daha az harmonik üretme ve güç kaynağının daha verimli kullanılması gibi üstünlüklere sahiptir. Bunun yanında karmaşık algoritmaya sahip olması ve daha fazla işlem gerektirmesi gibi dezavantajları vardır. Uzak vektör DGM’ lu denetimin prensip şeması Şekil 2.19’ de verilmiştir.

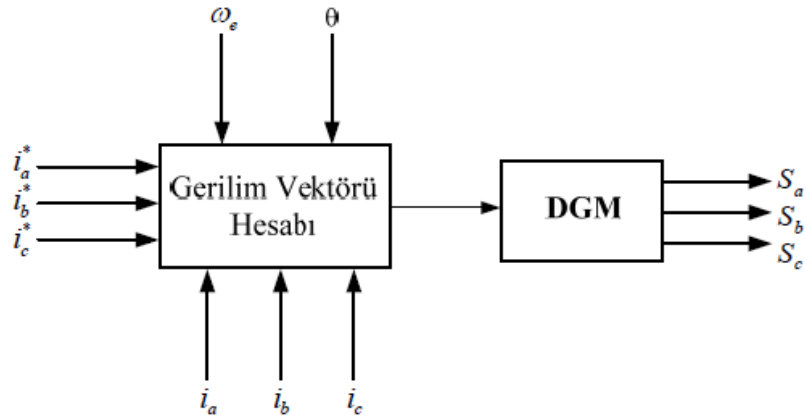


Şekil 2.19. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu kontrol uygulaması şeması

Bu tezde kullanılacak olan akım denetim yapısı Histerezis akım denetim yapısı olduğundan Uzay Vektör DGM ile ilgili her hangi bir benzetim çalışması yapılmamıştır.

2.6.6. Tahmini Akım Denetimi

Tahmini akım denetim yönteminde, motorun modelinden hesaplanan gerilim vektörü ile referans ve gerçek motor akımları arasındaki hata, uygun bir integral denetleyiciden geçirilerek elde edilen gerilim vektörü toplanarak toplam gerilim vektörü bulunur [64]. Daha sonra toplam gerilim vektörünü sağlayacak şekilde evirici elemanları anahtarlanır. Şekil 2.20 de tahmini akım denetiminin blok şeması verilmiştir.



Şekil 2.20. Tahmini akım denetimli DGM

3. SMSM VE SÜRÜCÜSÜNÜN MODELLENMESİ VE BENZETİM SONUÇLARI

3.1 Giriş

Elektrik makinalarının analiz ve kontrol amaçlı incelenmesinde bilgisayar benzetimi en önemli aşamalardan biridir. Bilgisayar benzetiminde esas amaç, elektrik makinasının bazı yaklaşımlar altında elde edilen modeli ile dinamik davranışlarını incelemektir.

Bu bölümde, önceki bölümlerde verilen matematiksel modeller ve teorik bilgiler kullanılarak oluşturulan benzetim modelleri, bu modellere ait sonuçlar verilmiştir. SMSM' un alan yönlendirmeli kontrolü incelenmiştir. Bu kontrolde, histerezis akım denetimli benzetim modeli kullanılmıştır. Bu modelin değişik hız ve yük koşulları altındaki benzetim sonuçları incelenmiştir.

3.2. SMSM' un Histerezis Akım Denetimli Alan Yönlendirmeli Kontrol Yöntemi Benzetim Modeli

SMSM' un histerezis akım denetimli alan yönlendirmeli kontrolünün sayısal benzetimi MATLAB/Simulink yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. MATLAB matris esaslı matematik ortamında kullanılabilen etkileşimli bir programlama dilidir. Geniş grafik özelliklerine sahip olmakla beraber sayısal hesaplamalarda kullanılmak üzere geliştirilmiştir. Simulink, dinamik sistem modellerinin kurulması, benzetimi ve çözümlenmesinde kullanılan MATLAB yazılımına ait eklenti bir paket programdır. Simulink geniş bir blok kütüphanesine sahip olup, bu kütüphanelerdeki blokların birleştirilmesiyle matematiksel modelin benzetimi mümkün olmaktadır [64].

Sayısal benzetim, Bölüm 2' de bahsedilen SMSM' un histerezis denetimli alan yönlendirmeli kontrol yapısına uygun olarak tasarlanmış olup, Bu kontrol

yönteminde histerezis-bant akım kontrol modülasyon tekniği kullanan evirici kullanılmaktadır. Motor akımları bir histerezis bant içerisinde, referans akımları takip eder. Histerezis bandın üst ve alt limitleri aşıldığında, evirici anahtarları anahtarlanarak darbeler oluşur. Oluşturulan benzetim modeli şekil 3.1' de gösterilmiştir. Benzetim modeli, PI kontrolörler, histerezis denetimli evirici, SMSM ve eksen dönüşüm bloklarından oluşmaktadır. Burada yer alan histerezis denetimli evirici bloğu şekil 3.2' de, SMSM bloğu şekil 3.3' te eksen dönüşümleri bloğu ise şekil 3.4 te detaylı olarak gösterilmiştir.

- PI kontrolör

PI kontrolör, Eş. 6.1'e göre hatanın oransal bir çarpımını ve integralini toplayarak kontrol işaretini üretir. Burada e_t hata, K_p orantı sabiti ve K_i integratör sabitidir. Ayrıca kontrolör çıkışını sınırlamak için sınırlayıcı kullanılmıştır.

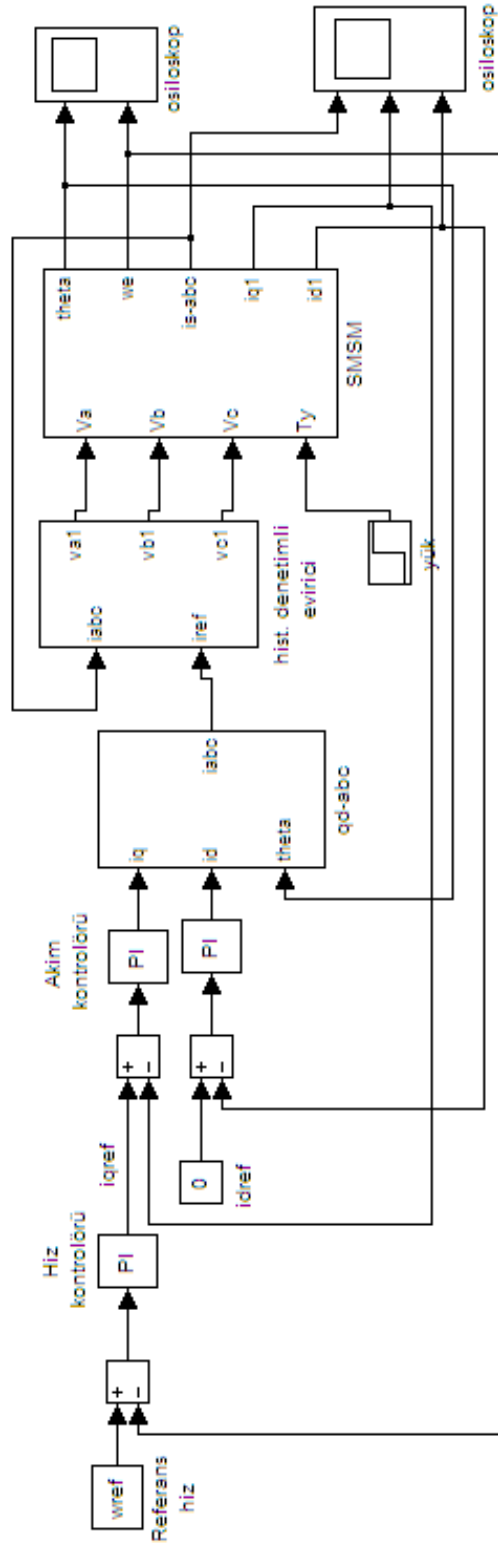
- Eksen Dönüşümleri

Eksen dönüşümlerinde, clarke, ters clarke, park ve ters park dönüşümlerinden faydalanılır. Bu dönüşümlere ait eşitlikler Bölüm 2'de verilmiştir.

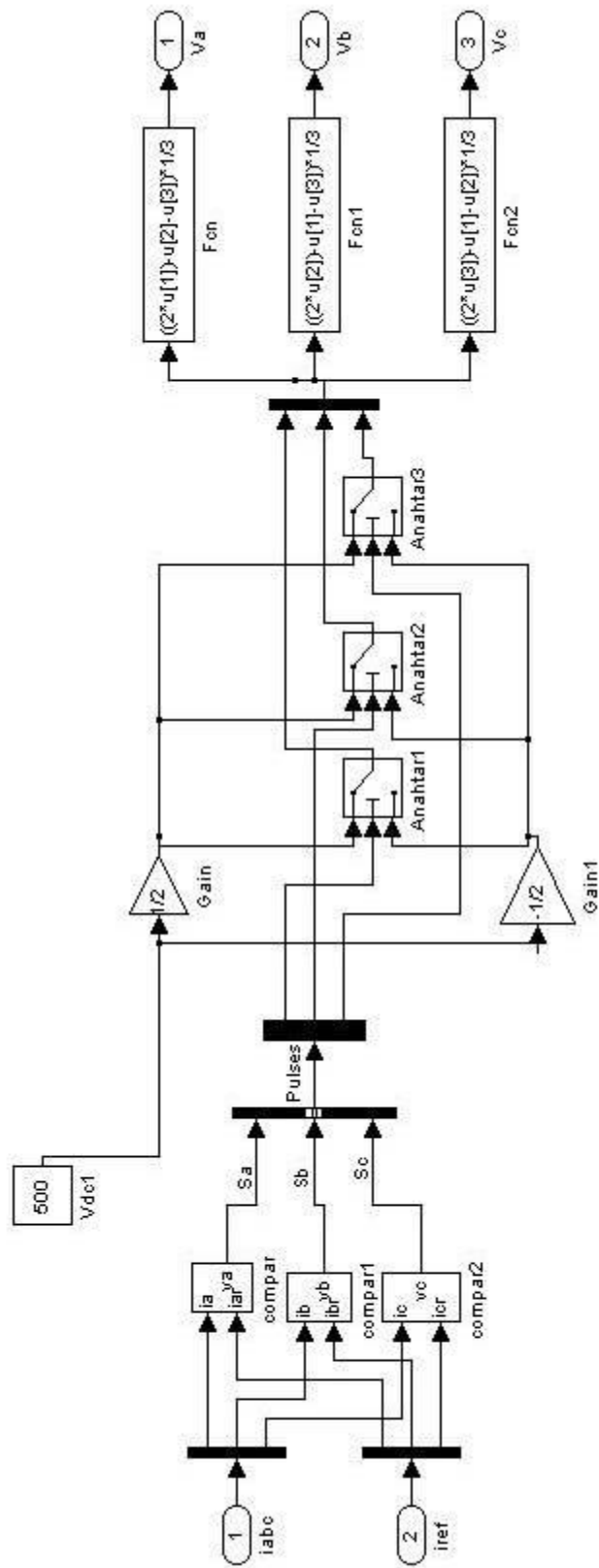
Oluşturulan modelde referans olarak girilen rotor hız değerine ve yük momentinin değişimine bağlı olarak SMSM' un dinamik davranışı incelenebilmektedir.

Bu modelde dışarıdan referans bir hız girilerek motorun bu hızı yakalaması amacıyla yukarıda bahsedilen bloklar tasarlanıp kullanılmıştır. Girilen referans hız ile motor hızı karşılaştırıldıktan sonra hız hatası hız kontrolör PI bloğuna giriş olarak verilmiştir. Burada hatayı minimize edecek i_q^* akımı referans akım olarak motordan alınan gerçek i_q akımıyla karşılaştırılıp akım kontrol PI bloğuna akımın hatası giriş olarak verildikten sonra buradan elde edilecek gerilimi sağlayan akım, çıkış olarak

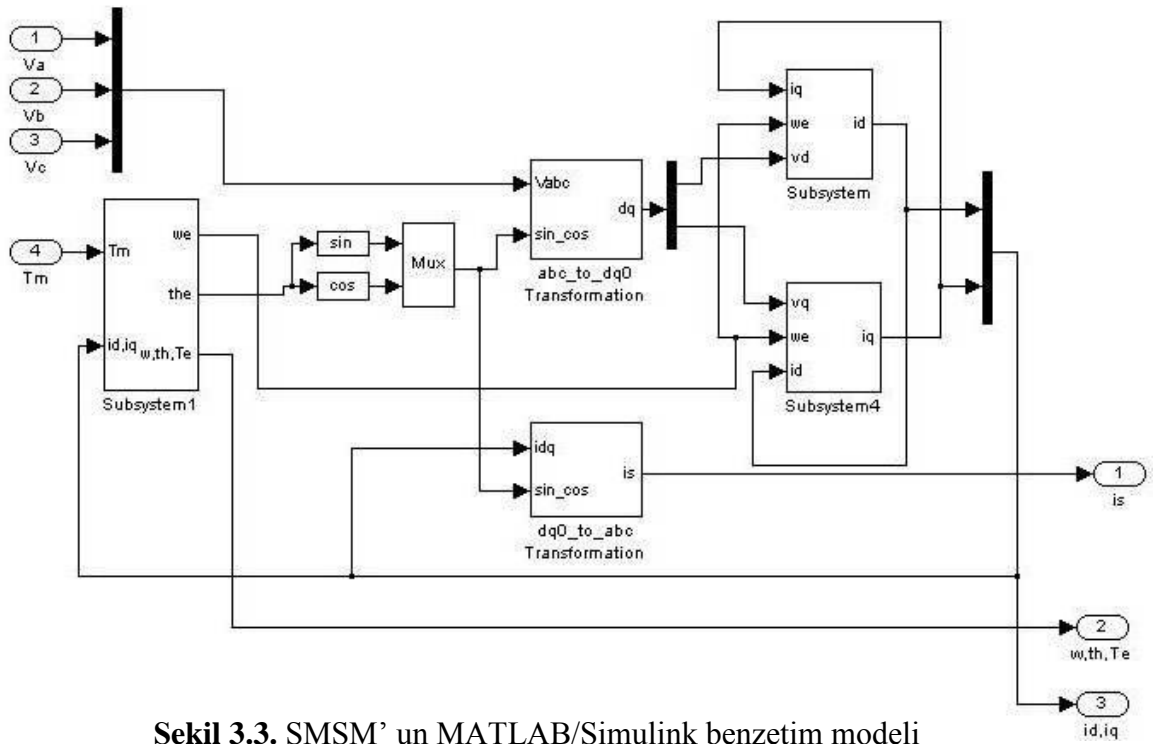
akım kontrolörden alınır. Öte yandan i_d^* referans sıfır olacak şekilde Ters Clarke-Park dönüşüm bloğuna giriş olarak i_q ve i_d akımları verilir. dq-abc bloğunda işlenen bu akımlar a,b,c stator akımlarına dönüştürülerek histerezis bloğuna referans akımlar olarak girilir, motordan alınan gerçek stator akımları histerezis akım denetimi bloğunda karşılaştırıldıktan sonra çıkışın belli bir band arasında kalması sağlanarak eviricinin sürme işaretlerinin üretilmesi ve eviricideki anahtarların istenilen sıra ve şekilde anahtarlanması sağlanmasıyla evirici çıkışından motoru besleyecek olan ve referans hızı sağlayan gerilimler üretilmesi sağlanmaktadır. Burada dikkat edilmesi gereken husus PI parametrelerini seçerken motor hızının referans hızı yakalaması ve en uygun katsayıların seçilmesidir. Bu tezde kullanılan K_p ve K_i parametreleri hem hız kontrolöründe hem de akım kontrolöründe deneme yanılma yöntemiyle belirlenmiş olup en uygun değerler seçilmeye çalışılmıştır. Benzetimlerde farklı hız ve yük momenti durumlarında referans hız ile motor hızı grafiklerinin karşılaştırılmasıyla bu parametrelerin uygunluğu test edilebilmektedir.



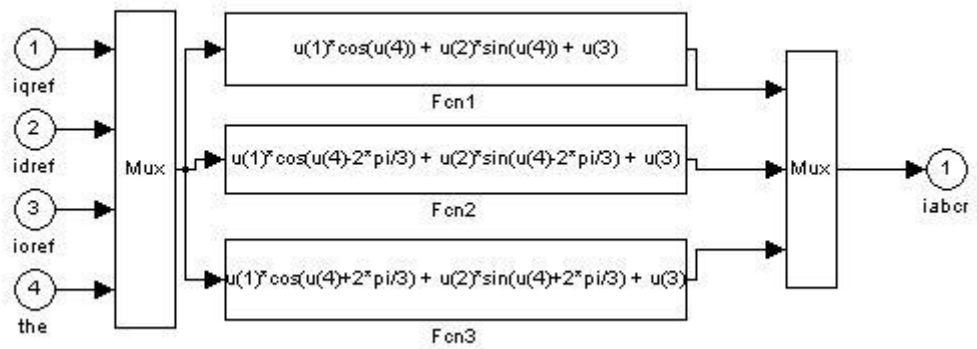
Şekil 3.1. SMSM' un histeresis denetimli alan yönlendirmeli kontrolünün Matlab/Simulink benzetim modeli



Şekil 3.2. Histeresis denetimli eviricinin MATLAB/Simulink benzetim modeli



Şekil 3.3. SSM' un MATLAB/Simulink benzetim modeli



Şekil 3.4. dq-abc eksen dönüşümü benzetim modeli

3.3. Histerezis Akım Denetimli Alan Yönlendirmeli Kontrol Yöntemi Benzetim

Sonuçları

Bu bölümde benzetimleri yapılmış olan histerezis akım denetimli alan yönlendirmeli kontrol yönteminin benzetim sonuçları verilmiştir. Benzetim sonuçlarında her kontrol yönteminde beş farklı durum için sonuçlar alınmıştır.

Birinci durumda yük momenti $T_y=3$ Nm iken, referans hız 50 rad/s den 100 rad/s'ye ye çıkartılmıştır. Bu durumda Motorun rotor hızı, moment ve stator akımları ve grafikleri alınmıştır.

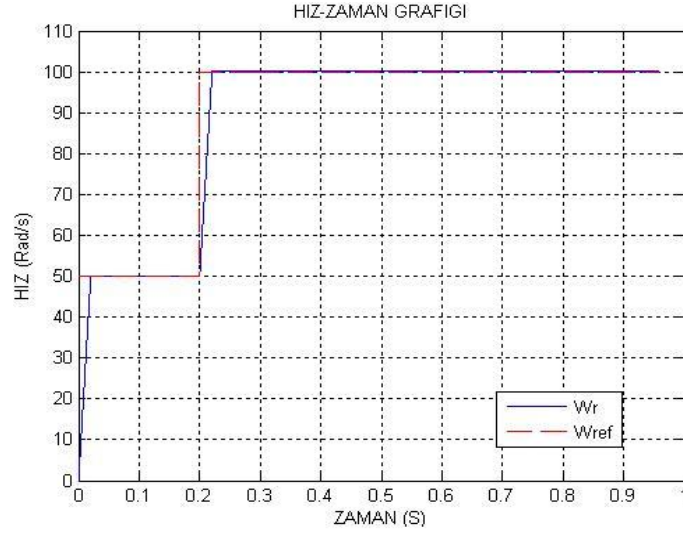
İkinci durumda nominal hız olan 157 rad/s'lik sabit referans hızda, yük momenti $T_y=3$ Nm'lik bir yük momenti uygulanarak, bu durumdaki motor momenti, motor hızı ve stator akımları grafikleri alınmıştır.

Üçüncü durumda, yük momentti başlangıçta sıfır iken ($T_y=0$), nominal hızın çok üzerinde olan 300 rad/s'lik sabit referans hızda ve $t=0.5$ s'de yine 2 Nm'lik bir yük momenti ($T_y=2$ Nm) uygulandığı durum için motor hızı, moment ve stator akımları grafikleri alınmıştır.

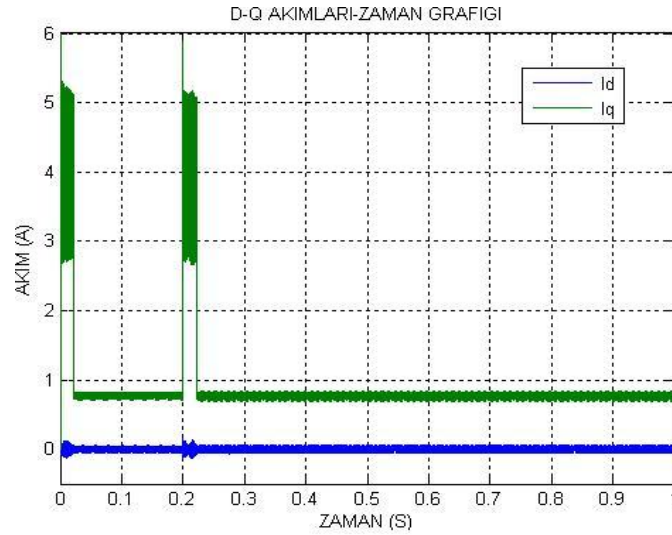
Dördüncü durumda başlangıçta yük momenti sıfır ($T_y=0$) ve $\omega_{ref}=50$ rad/s iken $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.7$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s ve $t=0.5$ s'de yük momenti 2 Nm ($T_y=2$ Nm) yapılmıştır. Bu durumda da yine motor momenti, motor hızı ve stator akımları grafikleri alınmıştır.

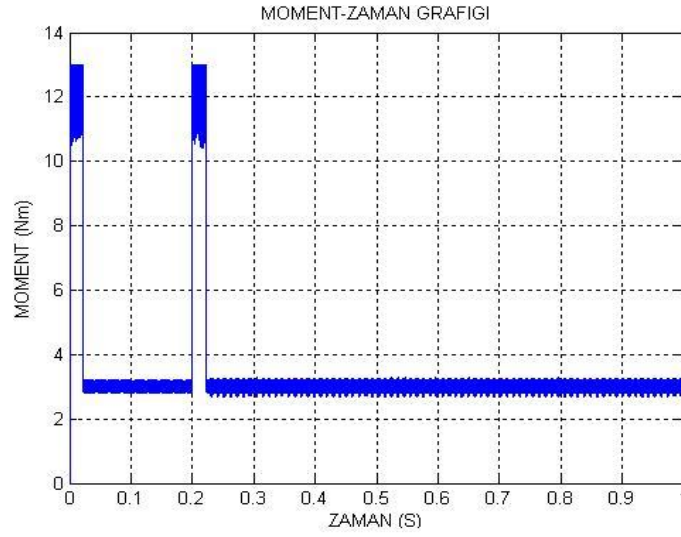
Beşinci ve son durumda ise yük momenti sıfır ($T_y=0$) iken $\omega_{ref}=50 \sin(\omega t)$ sinüzoidal referans hızdaki motor hızı, moment ve stator akımları grafikleri alınmıştır.

•Yük momentini $T_y=3$ Nm iken, referans hız 50 rad/s den 100 rad/s'ye ye çıkartılmıştır. Bu durumda referans hız değişimine verilen tepkiler incelenmiş, elde edilen sonuçlar şekil3.5-7 de verilmiştir.

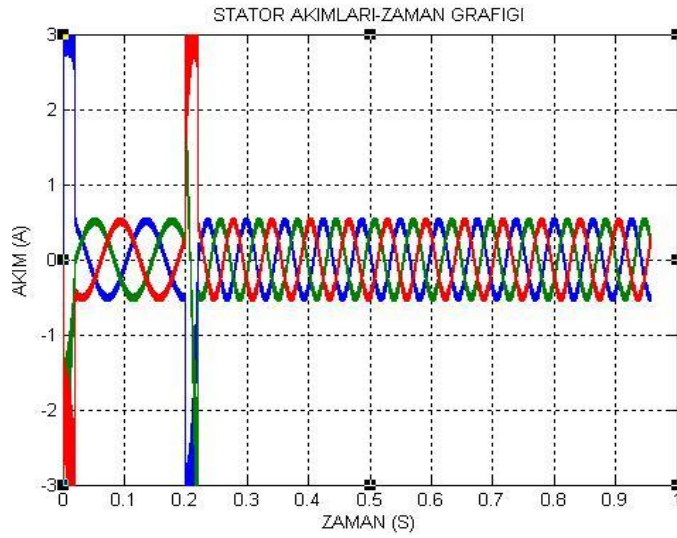


Şekil 3.5. Histeresis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s' de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s' de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=3$ Nm)



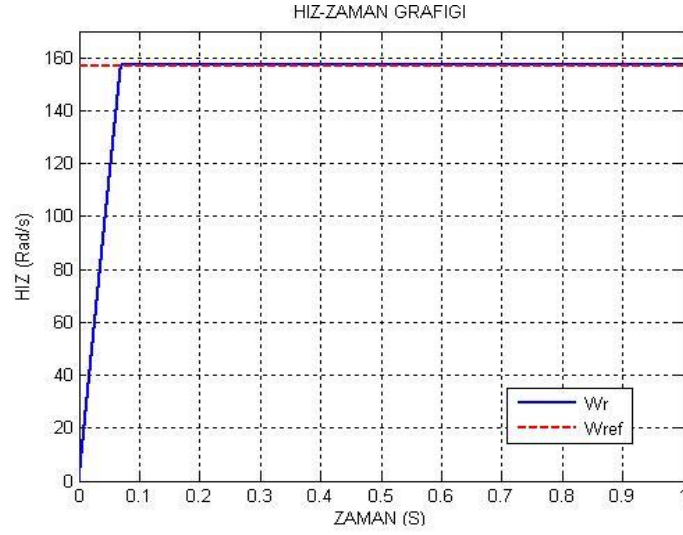


Şekil 3.6. Histeresis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için momentin ve dq eksen akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=3$ Nm)

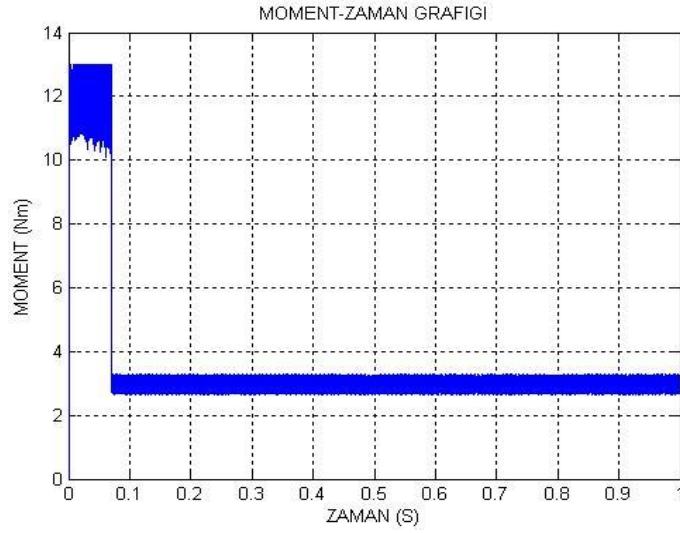


Şekil 3.7. Histeresis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=3$ Nm)

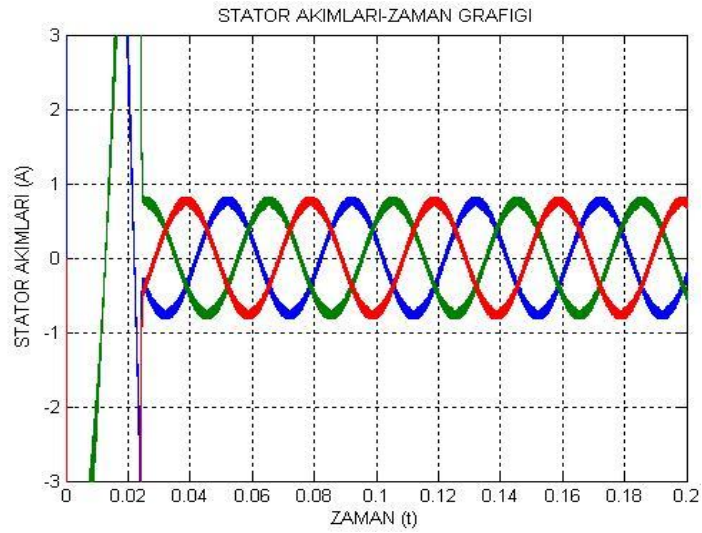
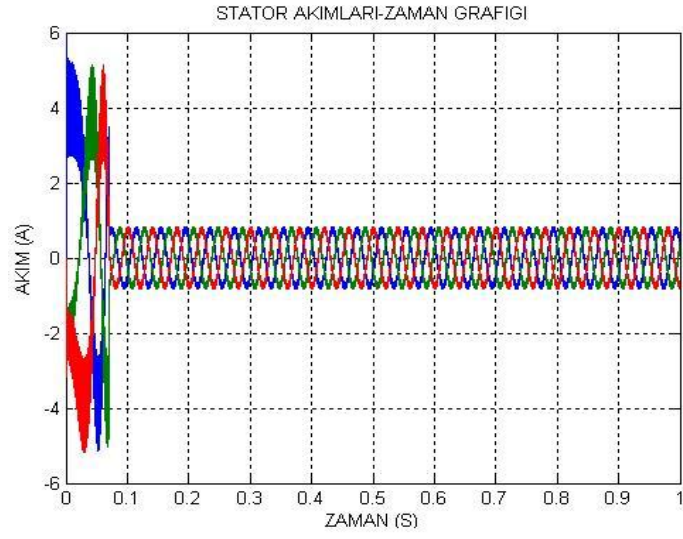
- Nominal hız olan 157 rad/s’lik sabit referans hızda, yük momentini $T_y=3$ Nm’lik bir moment uygulanması durumunda elde edilen sonuçlar şekil 3.8-10 de verilmiştir.



Şekil 3.8. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için Nominal referans hızda motor hızının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s, $T_y=3$ Nm)

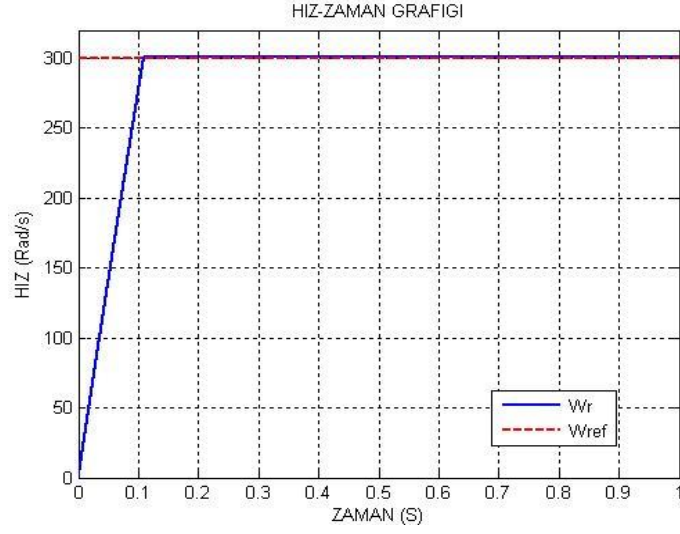


Şekil 3.9. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için Nominal referans hızda momentin zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s, $T_y=3$ Nm)

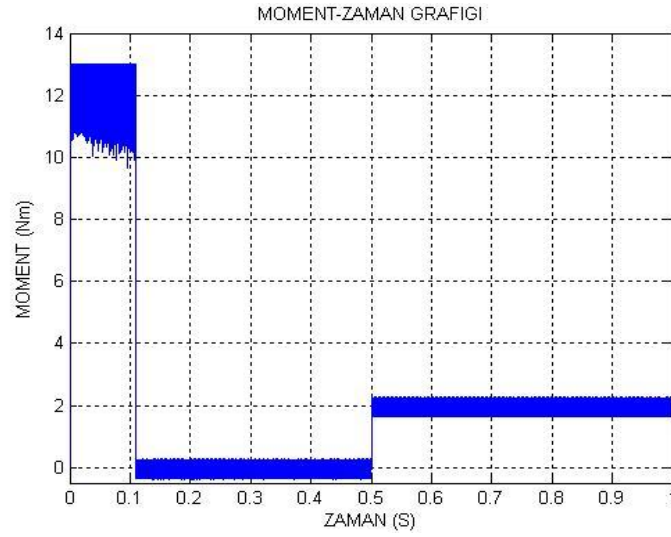


Şekil 3.10. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için Nominal referans hızda stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s, $T_y=3$ Nm)

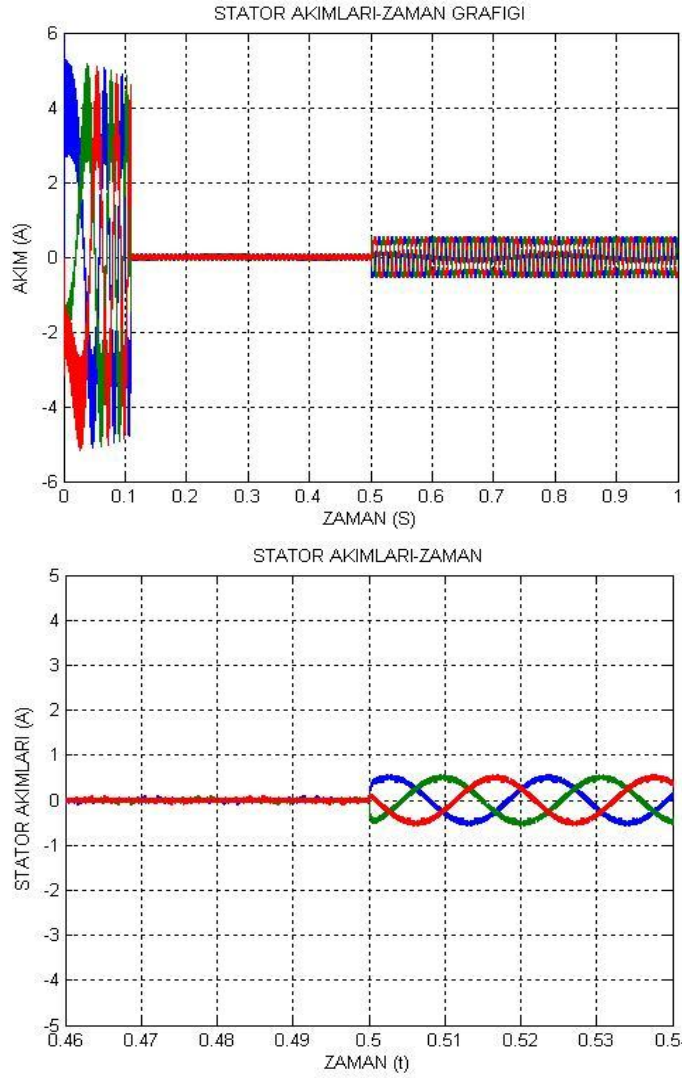
- Yük momentti başlangıçta sıfır iken ($T_y=0$), nominal hızın çok üzerinde olan $\omega_{ref}=300$ rad/s'lik sabit referans hızda ve $t=0.5$ s'de yine 2 Nm'lik bir yük momentti ($T_y=2$ Nm) uygulandığı durum için elde edilen sonuçlar şekil 3.11-13 de verilmiştir.



Şekil 3.11. Histeresis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için yüksek bir referans hızda motor hızının zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.5s$ 'de $T_y=2$ Nm)

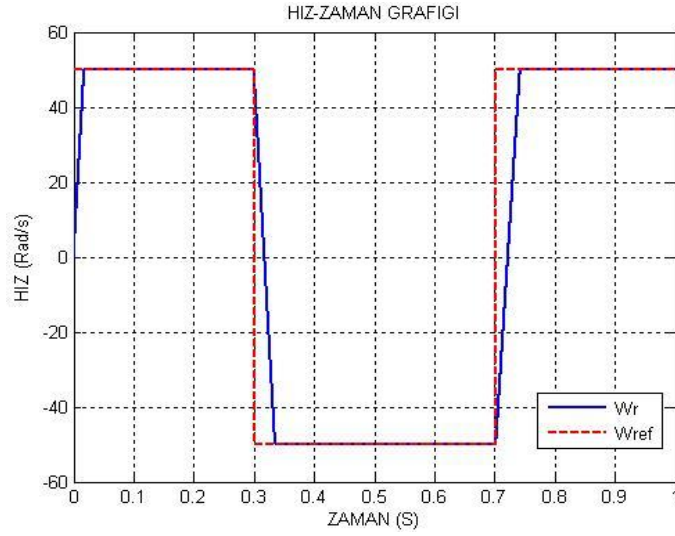


Şekil 3.12. Histeresis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için yüksek bir referans hızda momentin zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.5s$ 'de $T_y=2$ Nm)

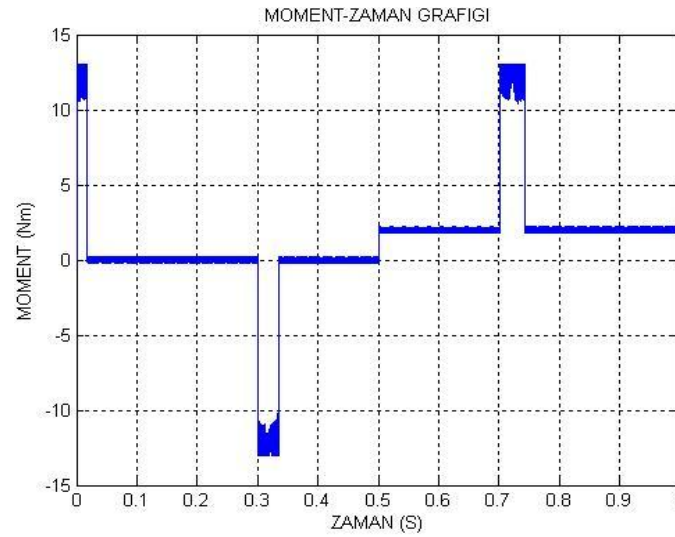


Şekil 3.13. Histeresis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için yüksek bir referans hızda stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.5$ s'de $T_y=2$ Nm)

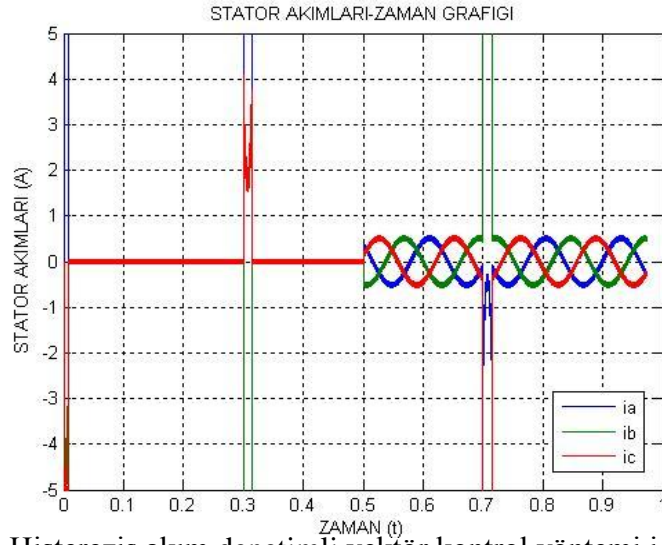
- Başlangıçta yük momenti sıfır ($T_y=0$) ve $\omega_{ref}=50$ rad/s iken $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}= -50$ rad/s ve $t=0.7$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s ve $t=0.5$ s'de yük momenti 2 Nm ($T_y=2$ Nm) yapılmıştır. Bu durumda elde edilen sonuçlar şekil3.14-16 de verilmiştir.



Şekil 3.14. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için farklı referans hızlarda motor hızının zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s $t=0,7$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s ve $t=0.5$ s'de $T_y=2$ Nm)

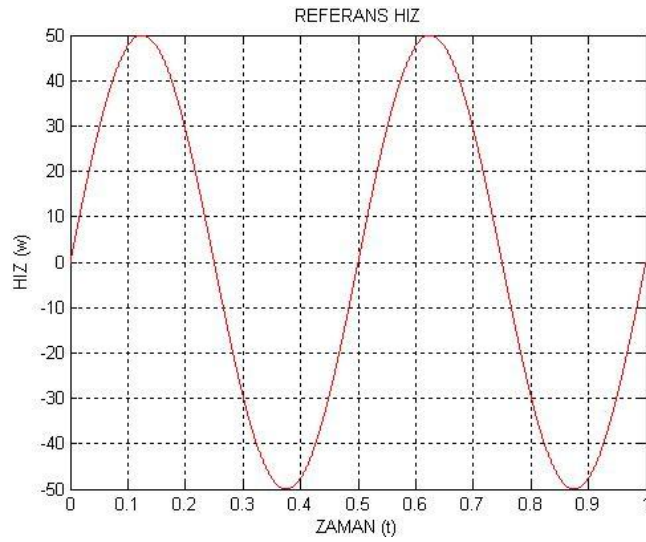


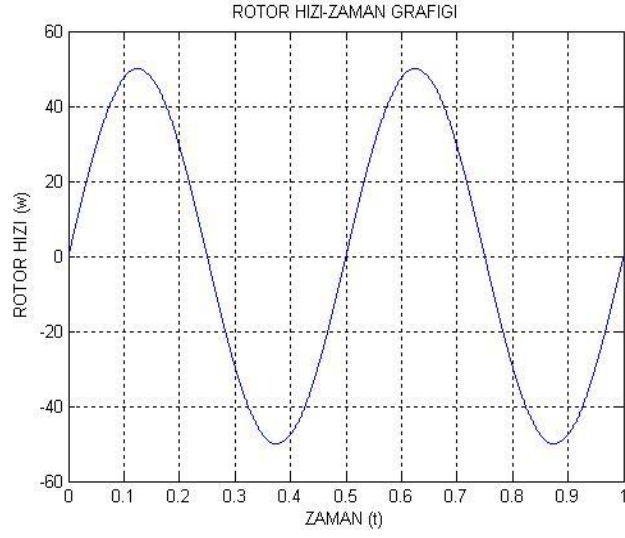
Şekil 3.15. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için farklı referans hızlarda momentin zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s $t=0,7$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s ve $t=0.5$ s'de $T_y=2$ Nm)



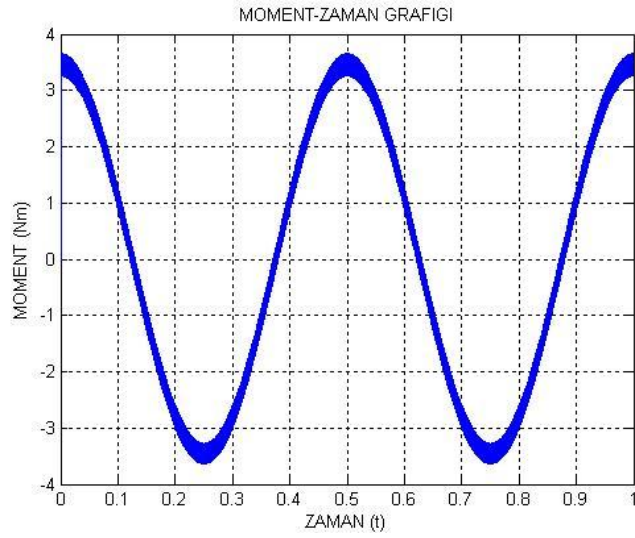
Şekil 3.16. Histeresis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için farklı referans hızlarda stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ da $T_y=0$ $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3s$ 'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s $t=0.7$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s ve $t=0.5$ s'de $T_y=2$ Nm)

- Yük momenti sıfır ($T_y=0$) iken $\omega_{ref}=50 \sin(\omega t)$ sinüzoidal referans hızdaki motor hızı, moment ve stator akımları grafikleri alınmıştır. Elde edilen sonuçlar şekil 3.17.-19' da verilmiştir.

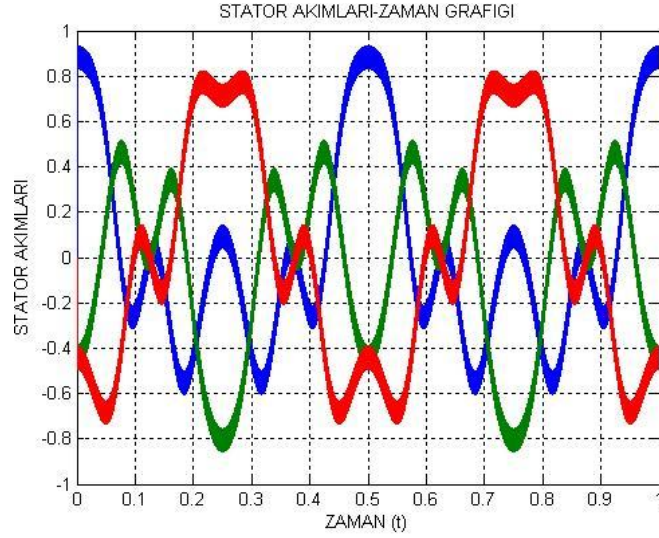




Şekil 3.17. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için sinuzoidal referans hızda rotor hızının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=50\sin(\omega t)$ rad/s, $T_y=0$ Nm)



Şekil 3.18. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için sinuzoidal referans hızda momentin zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=50\sin(\omega t)$ rad/s, $T_y=0$ Nm)



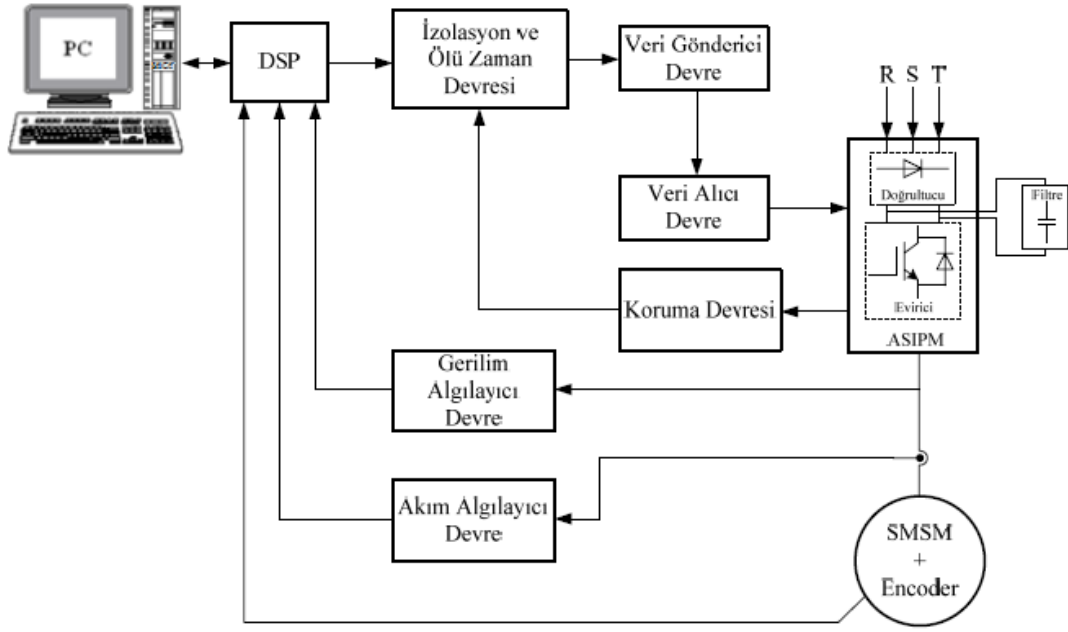
Şekil 3.19. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için sinuzoidal referans hızda stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=50\sin(\omega t)$ rad/s, $T_y=0$ Nm)

Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi için elde edilen sonuçlar Şekil 3.5-19'da verilmiştir. Özellikle hız ve moment değişiminin etkisi incelenmiştir. Şekillerde Stator akımları, moment ve hızın değişimleri verilmiştir. Bu şekiller incelendiğinde sabit moment bölgesinde yani hızlanma esnasında momentin en yüksek değer aldığı ve referans hıza ulaşıldıktan sonra sıfıra veya yük momenti değerine düştüğü görülmektedir. Şekil 3.6' te d-q akımlarının zamana göre değişimleri verilmiştir. Vektör kontrolde moment I_q akımı ile doğru orantılı değişir. Şekil 3.7 incelendiğinde bu ilişki açıkça görülmektedir. Şekil 3,7, 3.10, 3.13, 3.16 ve 3.19'da hız ve moment değişiminde stator akımı tepkisi görülmektedir. Hızlanma esnasında yüksek akım, referans hıza ulaşıldığında ise çok küçük miktarda akım çekildiği görülmektedir. Şekil 3.10'da da 3 Nm'lik bir yük momentinde stator akımları verilmiştir. Motor yüklendiğinden, yüke bağlı olarak belli bir büyüklükte akım çekmektedir. Histerezis akım denetimli vektör kontrol yöntemi sade ve basit uygulanabilen bu yöntem özellikle küçük güçlü motorlarla kullanılır. Anahtarlama

frekansının sabit olmaması dezavantajdır. Ancak anahtarlama frekansını sabit hale getirmek mümkündür. Bunun için bir taşıyıcı işaret kullanılır.

4. SMSM' UN DENEYSSEL SÜRÜCÜ DÜZENEĞİNİN TASARIMI

Son yıllardaki mikroişlemci ve çevre birimlerindeki gelişmelerle birlikte elektrik motorlarında sayısal denetim teknikleri kullanılmaya başlanmıştır. Günümüzde bu yöntemler en basit denetim yapısından en karmaşık denetim yapısına kadar birçok alanda kullanılmaktadır. Bu bölümde SMSM' un kontrolü için gerçekleştirilen sürücü devre düzeneği açıklanmıştır. SMSM' un alan yönlendirmeli kontrolünde kullanılan bu sürücü devrenin blok diyagramı Şekil 4.1' de, fotoğrafları ise Şekil 4.2' de verilmiştir. Devrede motoru sürmek için Mitsubishi firmasının üretmiş olduğu Application Specific Intelligent Power Module (AS-IPM) ve denetleyici olarak da dSPACE firmasının üretmiş olduğu DS1104 Ace Kit kullanılmıştır. Bunların dışında kullanılan izolasyon ve ölü zaman devresi, ters çevirici devre, Veri transfer devresi ve ASIPM kontrol devresi, gerilim algılama devresi ve akım algılama devresi tarafımızca imal edilmiştir. Bu sürücü devresi DSP ile motor arasında güvenli veri transferi sağlanabilmesi, stator sargılarında oluşan gerilim ve akımların ölçülüp geri besleme sistemi içerisinde DSP ye aktarılması açısından bu devre kartları büyük önem arz etmektedir. Bu kısımda, imal edilen bu kartların konfigürasyon ve tasarım aşamalarından söz edilecektir.



Şekil 4.1. Deneysel düzeneğin blok diyagramı



Şekil 4.2. Sürücü devre düzeneğinin fotoğrafı

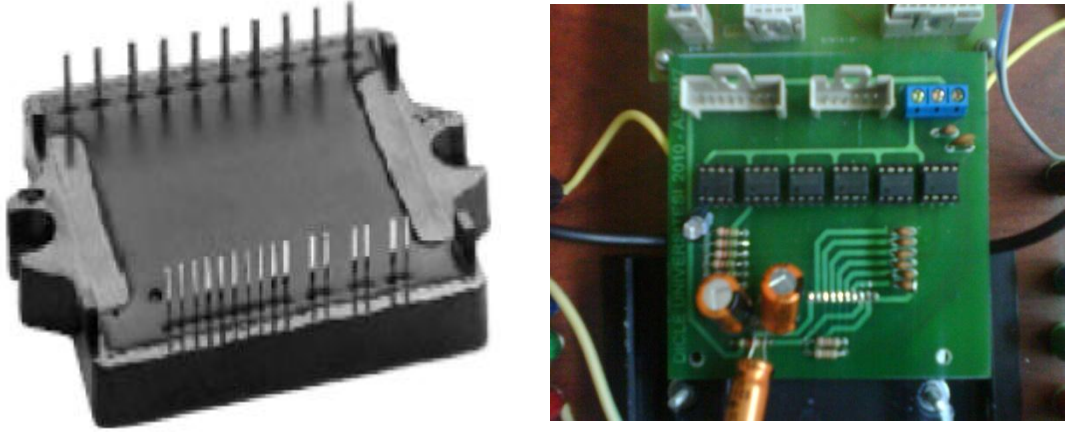
4.1 Denetleyici Kart (DS1104)

Son yıllarda, mikroişlemci teknolojisindeki gelişmelerden dolayı karmaşık kontrol algoritmalarını gerçekleştirmek olanaklı hale gelmiştir. Karmaşık matematiksel işlemleri çok kısa sürede yapabilmelerinden dolayı, sayısal işaret işlemciler (DSP)' in kullanımları hızla yaygınlaşmaktadır. DSP' lerle yapay sinir ağları, bulanık mantık ve genetik algoritmalar gibi akıllı sistemlerin gerçek zamanlı uygulamaları yapılabilmektedir. Bu tez çalışmasında denetleyici olarak DS1104 dSPACE GmbH kartı kullanılmıştır. Bu kart üzerinde, PowerPC604e (400MHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki işlemci bulunmaktadır. DS1104 denetleyici kartında 32 bit dijital giriş/çıkış (I/O) portları, 16 bit analog dijital dönüştürücü (ADC) bulunmaktadır. Kullanılan DS1104 denetleyici kartın teknik özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri EK-2' de verilmiştir. AS-IPM modüldeki IGBT anahtarlarını kontrol etmek için uydu işlemcideki DGM çıkış portları ve ana işlemcideki I/O portları kullanılmıştır. Gerçekleştirilmek istenilen kontrol algoritmaları Matlab/Simulink' de benzetimi yapıldıktan sonra "Simulink Real-Time Workshop" yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. Bu kodlar "Real-Time Interface" yazılımı ile denetleyici karta yüklenir. Ayrıca "Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilir ve bu veriler sonradan işlenmek üzere kaydedilebilir.

4.2. Akıllı Güç Modülü (IPM)

Uygulamada akıllı güç modülü olarak 600V 20A AS-IPM PS11035 modül kullanılmıştır. AS-IPM modülün içinde 3 faz doğrultucu devresi, 6 adet IGBT anahtar ve bu anahtarlar için sürme ve koruma devreleri bulunmaktadır. AS-IPM

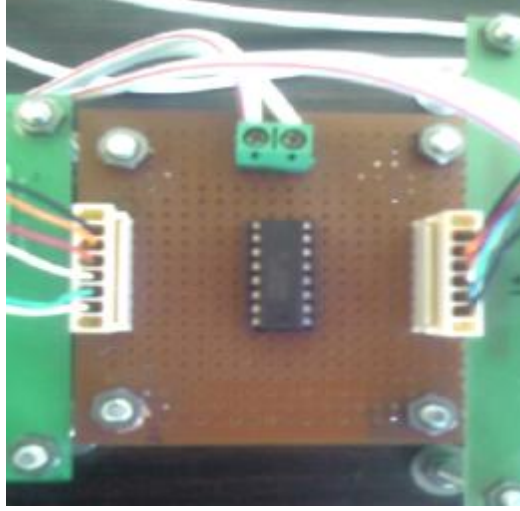
modülde kısa devre, aşırı akım, düşük besleme gerilimi, DGM sinyallerindeki aşırı gürültü ve benzeri anormalliklere karşı koruma sinyali mevcuttur. Bu güç modülü hakkında Ek-3' de detaylı bilgi verilmiştir. Güç modülünün ve sürücü devre kartının fotoğrafı Şekil 4.3' de verilmiştir.



Şekil 4.3. a) ASIPM modül b) Modül ve sürücü kartın fotoğrafı

4.3. İzolasyon ve Ölü Zaman Ekleme Devresi

SMSM' un kontrol algoritmaları kullanarak üretilen tetikleme sinyalleri DSP kartın I/O ve DGM çıkışları kullanılarak devreye aktarılmıştır. DSP ile güç devresinin elektriksel olarak yalıtılması gerekmektedir. Bu amaçla teknik özellikleri EK-4' de verilen ICPL2631 yüksek hızlı optik izolatör entegresi kullanılmıştır.

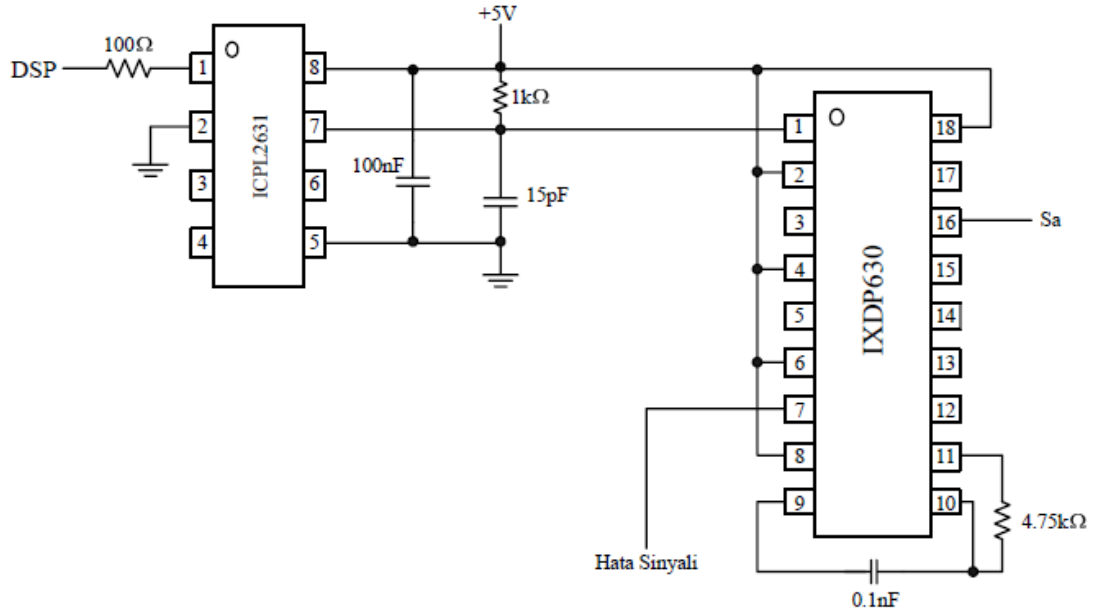


Şekil 4.4. Ters çeviren devrenin fotoğrafı

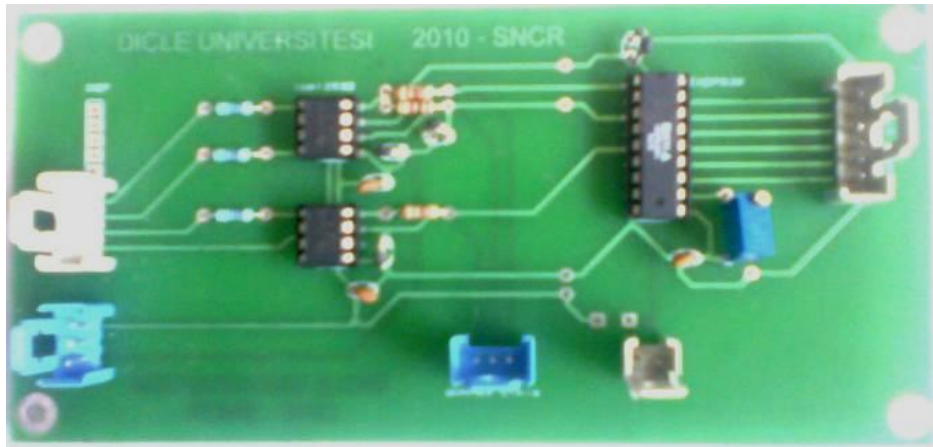
IGBT anahtarlar kullanılan algoritma tarafından belirlenen süre ve sırayla anahtarlanırlar. Bu anahtarlama sırasından iletimde olan anahtar kesime girerken kesimde olan anahtar ilettime geçmektedir. Pratikte iletimde olan anahtarın kesime girme süresi kesimde olan anahtarın ilettime geçme süresinden daha büyüktür. Bu durumda anahtarların kısa bir süre de olsa aynı anda iletimde kalması ile d.a. linki kısa devre olacaktır ve anahtar üzerinden büyük akımlar geçecektir. İletimde olan anahtarın tamamen kesime gitmesi ve daha sonra kesimde olan anahtarın ilettime alınması için bir süre beklenmesi ile bu problemin önüne geçilebilir. Ölü zaman olarak adlandırılan bu süre kullanılan anahtarlama elemanı tipine göre seçilir. Kullanılan modüldeki anahtarların katalog değerleri göz önüne alındığında anahtarların ölü zaman değeri $4\mu s$ seçilerek güvenli bir çalışma sağlanmıştır. Uygulama devresinde teknik özellikleri Ek-4 te verilen IXYS firmasına ait IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresi kullanılarak anahtarlara gönderilen sinyalin kendisi ile tersi arasında bir gecikme sağlanmaktadır. IXDP630PI entegresinde ölü zaman süresinin ayarı harici RC osilatör ile sanmaktadır. Burada osilasyon frekansı (f_{osc}) R ve C elemanlarının değerine göre Denklem 4,1. yardımıyla hesaplanır.

$$f_{osc} \leq 1 \text{ MHz} \rightarrow f_{osc} = \frac{0.95}{C.R}, f_{osc} > 1 \text{ MHz} \rightarrow f_{osc} = \frac{0.95}{C.(R+30)+3.10^{-8}} \quad (4.1)$$

IXDP630PI entegresinde 8 clock luk ölü zaman süresi oluşmaktadır ($8 \times 1/f_{osc}$). Bu çalışmada, $R=4.75 \text{ k}\Omega$ ve $C=0.1 \text{ nF}$ değerleri kullanılarak yaklaşık olarak $4 \mu\text{s}$ 'lik bir ölü zaman süresi elde edilmiştir. Ölü zaman entegresine giren bir anahtarlama sinyali ve elde edilen çıkış sinyalinin ve ters çeviren devrenin giriş ve çıkışının karşılaştırmalı osiloskop çıktıları şekil 4.13 - 15' te gösterilmiştir.



Şekil 4.5 İzolasyon ve ölü zaman devresinin konfigürasyonu



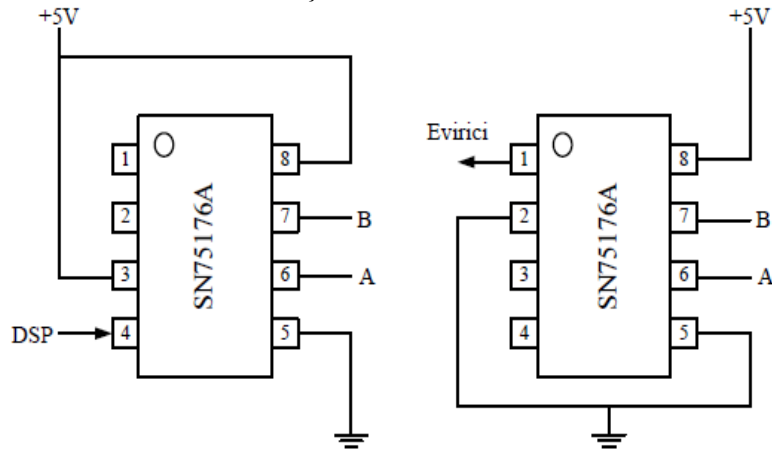
Şekil 4.6. İzolasyon ve ölü zaman devresinin fotoğrafı

4.4. Ters Çeviren Devre

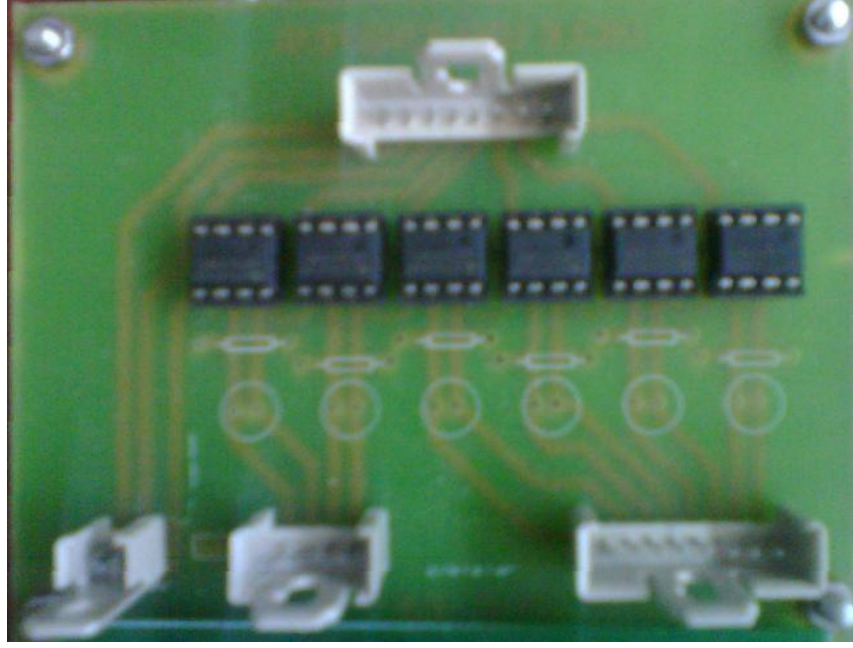
Optik izolatör devresinin girişine uygulanan sinyalin tersini çıkış olarak verdiği için bir NOT (değil) entegresi kullanılarak çıkışta giriş sinyalinin kendisi elde edilir. Bu entegrenin 3 giriş bacağına ölü zaman devresinden çıkan 4 µs geciktirilmiş işaret ile 3 giriş bacağına uygulanan sinyalin kendisi 6 adet sinyal olacak şekilde uygulanıp her sinyalin tersi alınır. ters çeviren devrenin fotoğrafı Şekil 4.4' te, devreye uygulanan sinyalin osiloskop çıktıları 4.16-18' de gösterilmiştir.

4.5. Veri İletim Devresi

DSP' den evirici modülüne gelen DGM sinyallerini taşıyan iletkenlerin çok kısa olması gerektiğinden, uygulamada veri transfer devresi kullanılmıştır. Veri iletimi devrede gönderici ve alıcı olarak iki şekilde de kullanılan SN75176A entegresi ile sağlanmıştır. Gönderici devre, sinyalin kendisi ve tersini birlikte alıcı devreye gönderir. Alıcı devre gelen iki sinyalin farkına göre verinin 1 veya 0 olduğuna karar vererek çıkışa gönderilen bilgiyi iletir. Böylelikle güvenli bir veri transferi yapılmış olur. Şekil 4.7' de SN75176A entegresinin gönderici ve alıcı bağlantısı verilmiş olup Şekil 4.8' de ise devre fotoğrafı yer almaktadır. Ayrıca SN75176A entegresinin teknik özellikleri Ek-6' da verilmiştir.



Şekil 4.7. Veri transfer devresinin bağlantı şeması konfigürasyonu

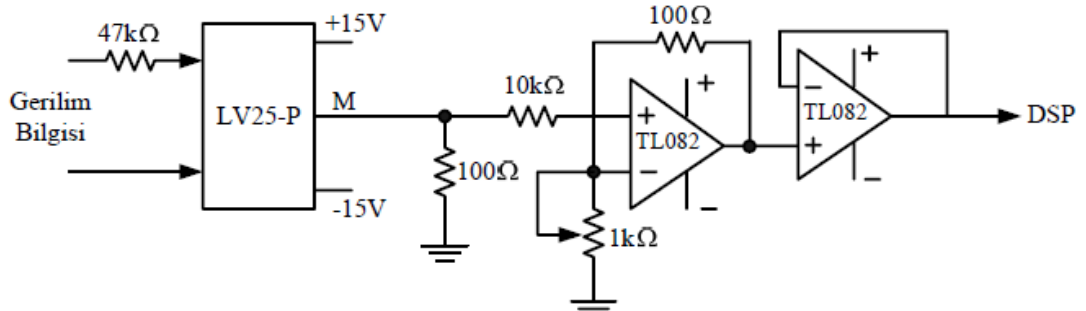


Şekil 4.8. Veri transfer devresinin fotoğrafı

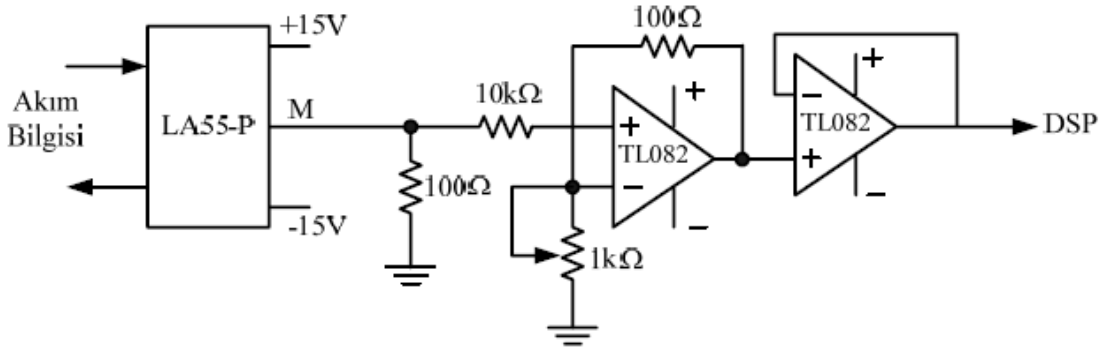
4.6. Akım ve Gerilim Algılayıcı Devreleri

Uygulama devresinde SMSM' un kontrolünü gerçekleştirebilmek için motorun faz gerilimlerinin ve faz akımlarının doğru bir şekilde ölçülmesi gerekir. Motor akımları ve gerilimleri, akım ve gerilim algılayıcıları tarafından ölçülerek denetleyici kartın ADC modülüne aktarılır. Histerezis akım denetim alan yönlendirmeli kontrol modelinde kullanılan ve şekil 3.4 te gösterilen dq-abc bloğunda giriş olarak dışarıdan verilen i_d ve i_q akımları, akım algılayıcı devreden ölçülen i_a , i_b , i_c akımlarının model içerisine ADC bloğuyla alındıktan sonra ters clarke ve ters park dönüşümleri uygulanarak elde edilmesi ile oluşturulmaktadır. Deney düzeneğinde kullanılan akım ve gerilim algılayıcıları olarak LEM firması tarafından üretilen LA55-P ve LV25-P modelleri kullanılmıştır. Akım algılayıcısının ölçme aralığı 0-50A, gerilim algılayıcısının ölçme aralığı ise 0-500V' tur. Uygulama setinde kullanılan bu algılayıcılara ilişkin devre şemaları Şekil 4.9 ve Şekil 4.10' da, fotoğrafları ise Şekil

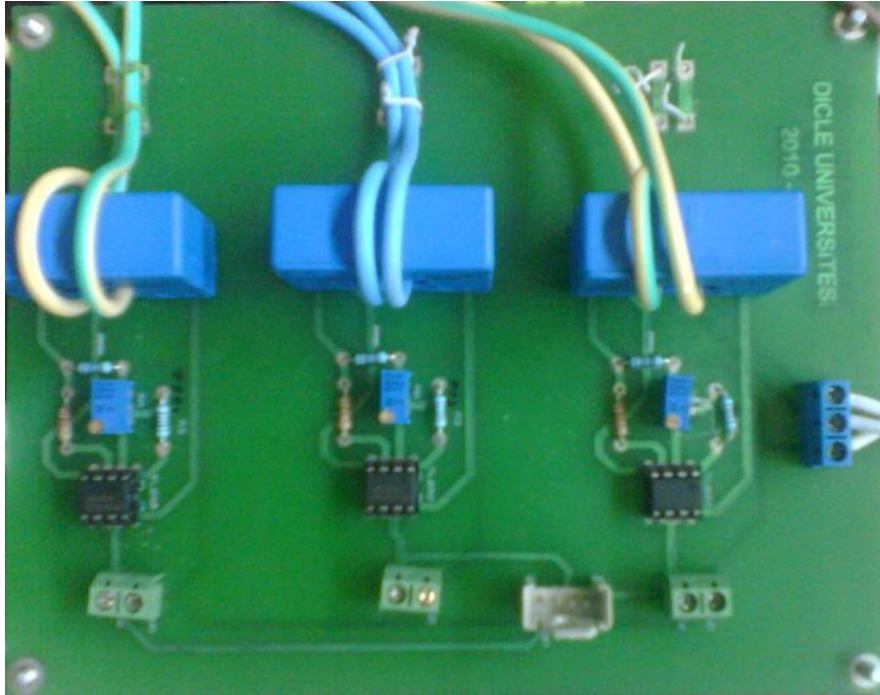
4.11 ve Şekil 4.12’ de verilmiştir. Ayrıca LA55-P ve LV25-P entegrelerinin teknik özellikleri Ek-7 ve 8’ de verilmiştir.



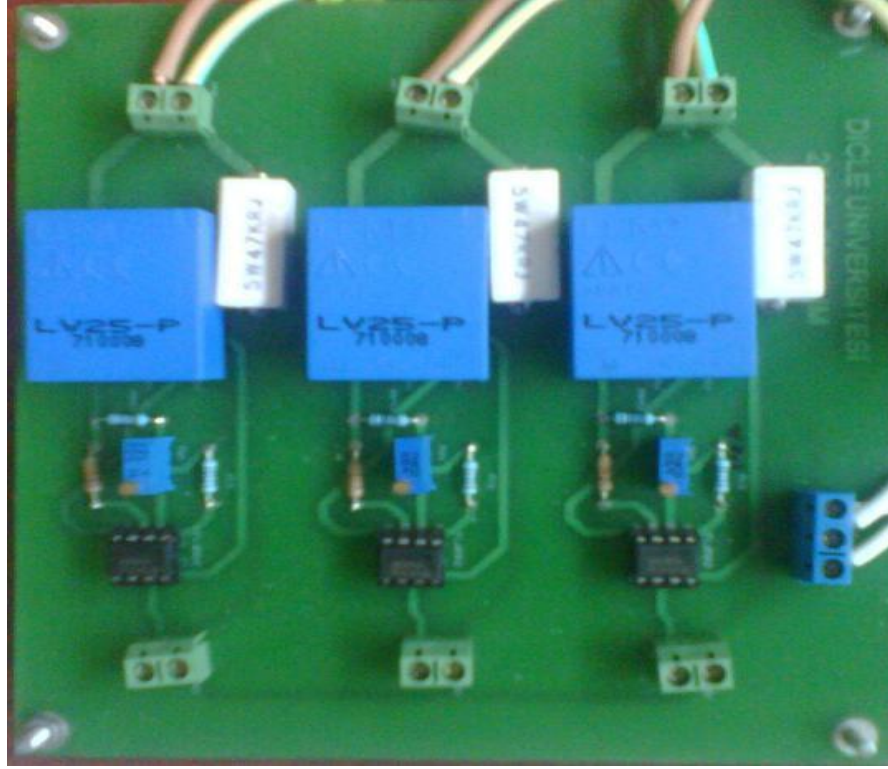
Şekil 4.9 Gerilim algılayıcı devrenin konfigürasyonu



Şekil 4.10 Akım algılayıcı devrenin konfigürasyonu



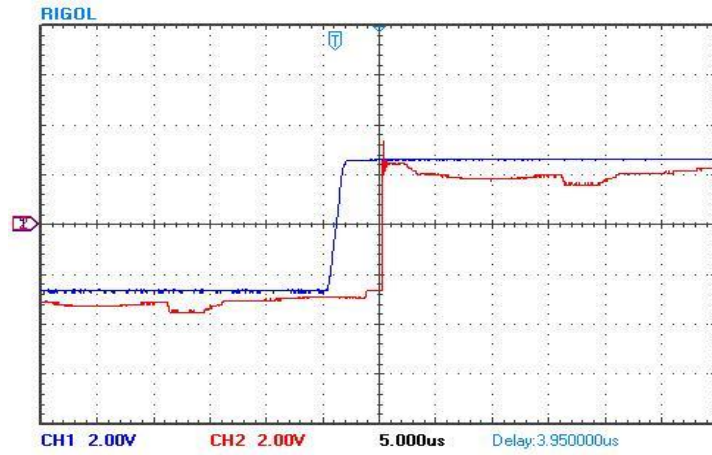
Şekil 4.11. Akım algılayıcı devrenin fotoğrafı



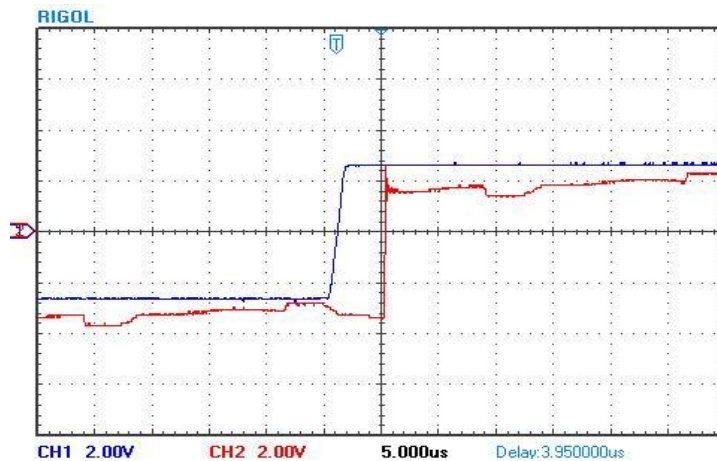
Şekil 4.12. Gerilim algılayıcı devrenin fotoğrafı

SMSM' nin alan yönlendirmeli kontrolü için yapılan bu sürücü sistemindeki akım ve gerilim algılayıcı devrenin çıkışından elde edilen gerilim, akım bilgileri DSP kartına ADC bloğuyla girilerek modelde bulunan akım geri beslemesi sağlanmaktadır. Ancak burada tezin konusunu oluşturan histerezis akım denetimli kontrol modelinde ia, ib ve ic akımları akım algılayıcı devre kullanılarak değil model üzerinden sağlanmış ve histerezis kontrol bloğuna giriş olarak verilmiştir. Burada amaç histerezis kontrol bloğundan eviriciye anahtarlama darbesi olarak gönderilmesi gereken sinyalin karakteristiğini öğrenmek ve bu doğrultuda ileriki çalışmalarda kullanılacak devreleri tasarlamaktır. Bundan sonraki aşamada bu devreleri kullanarak IPM modülünü enerjilendirerek motor ile birlikte bütünleşik şekilde çalışmasını sağlamak ve motorun kontrolünü değişik kontrol metotları kullanarak

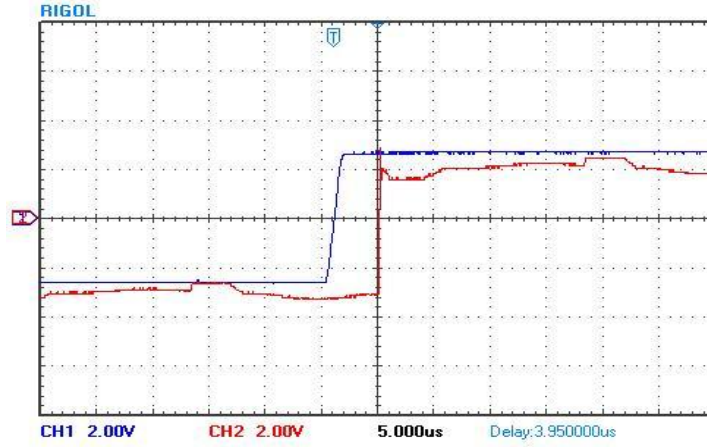
gerçekleştirmek olacaktır. Şuana kadar yapılan çalışma ile Matlab/Simulink ortamında yapılan bir SMSM histerezis akım denetimli alan yönlendirmeli kontrol modeli ile DSP yardımıyla eviriciyi sürecekt anahtarlama sinyallerini üretip bu sinyalleri güvenli ve doğru şekilde IPM modülüne kadar ulaştırılması sağlanmış, bir sonraki aşama için gerekli devrelerin kurulumu yapılmış, DSP ile nasıl çalışılacağı öğrenilmiş, motorun geribeslemeli şekilde çalışabilmesi ve kontrolünün yapılabilmesi için gerekli şartlar oluşturulmuştur.



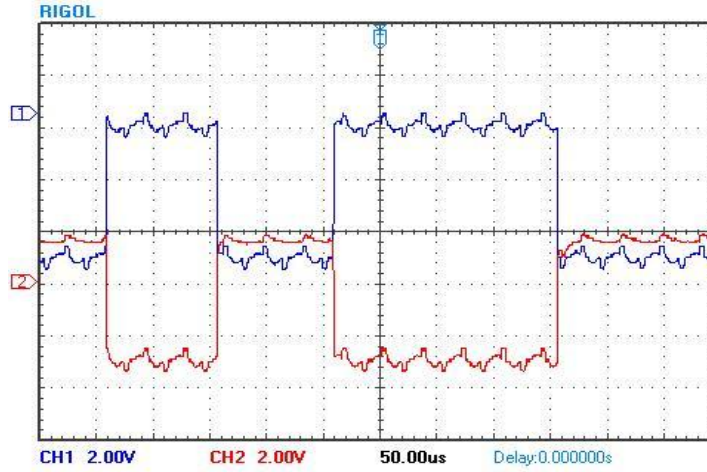
Şekil 4.13. A fazının anahtarlama sinyali ile ölü-zaman entegresininin çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü



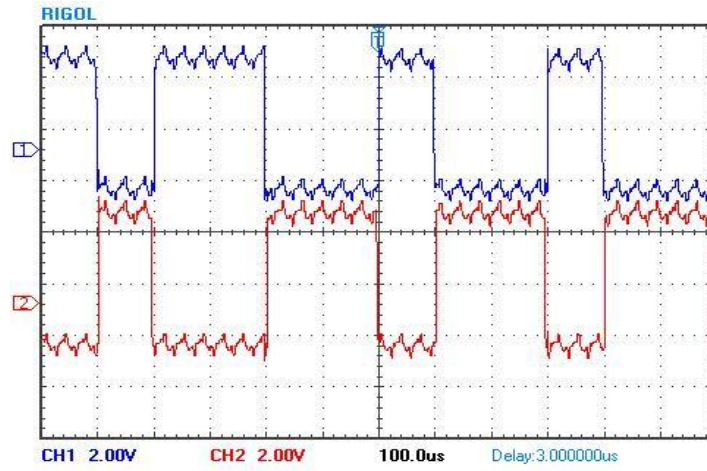
Şekil 4.14. B fazının anahtarlama sinyali ile ölü-zaman entegresininin çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü



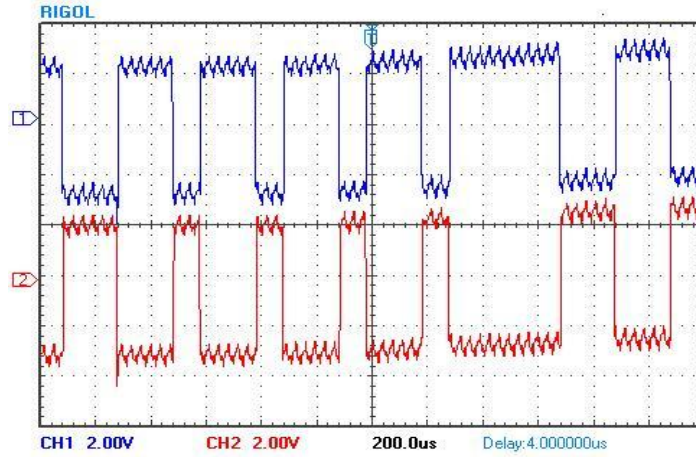
Şekil 4.15. C fazının anahtarlama sinyali ile ölü-zaman entegresininin çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü



Şekil 4.16. A fazının anahtarlama sinyali ile ters çeviren devre çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü



Şekil 4.17. B fazının anahtarlama sinyali ile ters çeviren devre çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü



Şekil 4.18. C fazının anahtarlama sinyali ile ters çeviren devre çıkışındaki sinyalin karşılaştırmalı osiloskop görüntüsü

Şekillerde görüldüğü üzere ölü zaman devresi ve ters çeviren devre kartlarının giriş ve çıkışları osiloskop ile ölçülüp kaydedilmiştir.

DSP' den alınan işaret Ölü zaman devresine giriş olarak uygulandığında girişi osiloskop cihazının 1.kanalından, ölü zaman çıkışı ise osiloskop cihazının 2.kanalından ölçüldüğünde giriş ile çıkış işareti arasında 4 μ s lik bir gecikmenin olduğu ve ölü zaman devresinin doğru biçimde çalıştığı gözlenmektedir.

Ölü zaman devresinin çıkışından alınan işareti ters çeviren devreye giriş olarak uyguladığımızda ise her kapıdan verilen işaret çıkışa ters çevrilmiş olarak aktarıldığı görülmekte ve böylelikle bu kartın da doğru şekilde çalıştığı test edilebilmektedir.

5. SONUÇLAR

SMSM yüksek verimli, yüksek moment-akım oranı, düşük atalet, moment dalgalanmaları düşük, daha iyi dinamik performans ve yüksek güç yoğunluğuna sahip bir motordur. Bu makinalarda en önemli değişiklik aynı boyuttaki elektriksel uyarımlı senkron makina ile karşılaştırıldığında daha basit yapısı, düşük ağırlığı, kayıpları azaltması ve dolayısıyla verimi artırması gibi özellikleri ile öne çıkmaktadır.

Özellikle yenilenebilir enerji kaynakları uygulamalarında verimlerinin yüksek olması nedeniyle sıkça kullanılmaktadır. Günümüzde enerji verimli kullanımının öneminden dolayı bu motorların uygulamada kullanılması, sürücü sistemlerinin gelişmesine paralel olarak artmaktadır. Bu tür motorlar sürücü sistemi olmadan kontrol edilememekte, bu da sürücü sistemlerinin mikro elektronik alanındaki hızlı gelişmelere bağlı olarak hızla gelişmesini sağlamaktadır.

SMSM' nin hız ve moment kontrolünün yapılmasını sağlamak üzere tasarlanan sürücü devresi sisteminde Matlab/Simulink ortamında oluşturulan histerezis akım denetimli vektör kontrol modeli oluşturulmuştur. Daha sonra bu model gerçek zamanlı çalışmaya imkân sunan DSP ' ye gömülmüş ve giriş çıkış blokları kullanılarak üretilen anahtarlama darbe sinyalleri DSP' nin çıkış portlarından alınarak sürücü devresine aktarılacak suretiyle IGBT kapıları tetiklenmiştir. Tetiklenen IGBT anahtarlarının üretilen anahtar kapı sinyallerinin şekline ve sıklığına göre açma ve kapama yapmasıyla evirici çıkışından oldukça kaliteli ve taşıyıcı sinyali takip eden bir gerilim dalgası elde edildiği görülmüştür. Evirici çıkışından elde edilen ve motoru besleyen gerilim dalgasının bu kadar kaliteli ve motorun sürülmesine uygun olmasının temel faktörü seçilen akım kontrol yöntemidir. Burada kullanılan Histerezis akım denetleyici, referans akım ile motor

sargularından ölçülen akımı karşılaştırmak suretiyle elde edilen hata sinyalini belirli bir aralıkta tutmak için eviricideki güç anahtarlarını uygun sıra ile anahtarlar. Histerezis kontrol edicide amaç, stator akımları kendi referanslarını bir histerezis bant genişliği ile izlemeye zorlamaktır. . Burada akım referansları, ölçülen stator akımları ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda elde edilen hata histerezis kontrol ediciye girilir. Histerezis akım denetleyicilerde, anahtarlama frekansının değeri bant genişliğine bağlıdır. Histerezis bant genişliğinin azaltılması gerçek akımın referans akıma daha yakın olmasını sağlar. Ancak evirici devresinde kullanılan yarı iletken anahtarlarının anahtarlama frekansını aşmamak gerekir. Ayrıca anahtarlama frekansı, referans sinyalin büyüklüğüne ve frekansına bağlı olarak değişiklik gösterir. Akım referanslı kontrolde i_a ve i_a^* akımları arasında iyi bir takip için yüksek anahtarlama frekanslarına ihtiyaç vardır. Anahtarlama frekansı çok yüksek değerlere çıkabileceğinden anahtara bir sınırlama konulmalıdır. Yapısının basit olması ve doğruluk oranının yüksek olması gibi avantajlarının olmasından dolayı çok sık tercih edilen bir akım kontrol yöntemidir.

Histerezis akım kontrollü evirici ile vektör kontrolü yapılan SMSM, farklı hız ve yük momenti durumlarında yapılan benzetim sonuçları alınmıştır. Yük momenti uygulanmış durumda çalıştırılan motorun stator sargılarındaki faz akımlarının rotor hızının ayarlanan referans hızı yakalayana dek geçen sürede yani geçici durum süresince genliğinin çok yüksek olduğu görülmüştür. Ancak rotor hızının referans hıza ulaştığı andan itibaren genliğinin düştüğü, düşük hızlarda akımların frekansı düşük iken rotor hızı giderek arttırıldığında bu akımların hızlanmaya bağlı olarak frekansının da yükseldiği gözlenmektedir. Öte yandan yük momenti uygulanmadığı durumlarda ise rotor hızı ne kadar yükseltirse yükseltisin stator akımlarının

frekansının veya genliğinin değişmediği ve sifira yakın değerlerde seyrettiği gözlenmektedir.

Sürücü devre tasarımında kullanılan ara devre kartları önceki bölümde tanıtılmış olduğu üzere eviricinin anahtarlarını tetikleyen DSP ye gömülen simülasyon ile gerçek zamanlı olarak üretilen anahtar darbelerinin eviriciyi sürmeye hazır hale getirildiği düzenektir. Bu düzenekte sürücü devresine DSP I/O bloklarından gelen 3 adet kapı sinyali optoizolatör entegresinden geçirilerek devrenin elektriksel yalıtımı sağlanmaktadır. Bu entegrenin özelliği gereği çıkışından girişin tersi işaret alındığından bunların tekrar evirilerek düzeltilmesi ihtiyacından ötürü ters çeviren devre tasarlanmıştır. Optoizolatör entegresinden çıkan darbe işaretleri ölü zaman entegresine gönderilerek burada 3 sinyale ölü zaman eklenerek 6 sinyal haline gelen kapı darbe işaretleri ters çeviren devreye aktarılmaktadır. Kapı darbe işaretlerinin düzenlenmesi ve parazitlerinden kurtarılması amacıyla veri transfer kartına aktarılmaktadır. Alıcı ve verici entegreler ile düzenlenen histerezis akım kontrol yöntemi ile üretilen işaretler IPM kapı uçlarına uygulanarak IGBT anahtarlar tetiklenerek IPM' in U-V-W uçlarında bir gerilim meydana getirmektedir. Oluşan bu gerilim motora uygulanarak motorun dönmesi sağlanmaktadır. Bu aşamadan sonra yapılacak şey tasarlanan sürücü devresinde bulunan akım ve gerilim algılayıcı devrelerden ölçülen akım ve gerilim bilgileri DSP ye aktarılarak model içerisinde bulunan geri besleme bloklarına aktarılmak suretiyle geri beslemeli bir sistem oluşturmaktır. Bu aşamada akım ve gerilim algılayıcı devrelerinden ölçülen akım ve gerilim bilgileri DSP' ye aktarılmış ama SMSM kontrolünde kullanılmamaktadır.

İleriki çalışmalarda, yapılan bu sürücü devresi düzeneği ve devreleri kullanılarak SMSM' un vektör kontrolü yapılarak hem algılayıcı hız-moment kontrolü hem de algılayıcısız vektör kontrolü yapılabilecektir. Farklı kontrol yöntemleri kullanılarak hangi kontrol yönteminin ne kadar verimli olduğu konusunda araştırmalar yapılabilir sonuçlar karşılaştırılabilecektir. Ayrıca tasarlanan bu sürücü devresiyle diğer A.A. motorların farklı kontrol metotları denenerek kontrolü yapılabilecektir.

KAYNAKLAR

1. Miller, T.J., 1989, Brushless Permanent Magnet And Reluctance Motor Drives, Oxford University Press, Oxford OX26DD.
2. Hanselman, D.C., 1994, Brushless Permanent Magnet Motor Design, Mc Graw Hill Press, USA.
3. Diallo, D., Champenois, G. and Rognon, J.P., 1994, Two Management Strategies To Deal With PWM Inverter's Control Variable Saturation, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol: 30, May/ Jun, pp: 717-22.
4. Gümüş, B., 2004, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Mantık Gözlemleyicisi Kullanarak Vektör Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
5. Monajemy, R., 2000, Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, the Virginia Polytechnic Institute and State University, Ph.D. Thesis, Blacksburg, Virginia.
6. Asker M.E. 2009, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlara Vektör ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
7. Vas, P. 1998, Sensörless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, New York.
8. Luukko, J.,2000, Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines- Analysis and Implementation, PhD Thesis, Lappeenranta University of Technology, Finland.
9. Ong, C.M.,1997, Dynamic Simulation Of Electronic Machinery Using Matlab/Simulink, Prentice Hall Press, New Jersey, USA.

10. Hossinger, V.B., 1980, Permanent Magnet Machines: Asynchronous Operation, IEEE Transactions On Power Apparatus And System, Vol: PAS-99, pp: 1503-1509.
11. Consoli, A. and Racitti, A., 1991, Analysis Of Permanent Magnet Synchronous Motors, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol: 27, No: 2, March/April.
12. Boldea, I. and Nasar, S.A., 1992, Vector Control Of Ac Drives, CRC Press, Florida, USA.
13. Duru, T., 1997, Mıknatıslı Senkron Makinanın Magnetik Analizi ve Modellenmesi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
14. Sezgin, A., 1993, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Benzetimi, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
15. Yaman, K., 1999, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Tasarımı Ve Analizi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
16. Diril, O., 1990, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
17. Değirmenci, Ş., 1998, Sürekli Mıknatıslı Fırçasız Doğru Akım Makinalarının İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
18. Jahns, T.M. and Caliskan, V., 1999, Uncontrolled Generator Operation Of Interior PM Synchronous Machines Following High-Speed Inverter Shutdown, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol: 35 No: 6, Nov/Dec, pp: 1347-57.
19. Stumberger, B., Kreca, B. and Hribernik, B., 1999, Determination Of Parameters Of Synchronous Motor With Permanent Magnets From Measurement Of Load

- Conditions, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol: 14 No: 4, December, pp: 1413-16.
20. Mademlis, C., Xypteras, J. and Margaris, N., Loss Minimization In Surface Permanent- Magnet Synchronous Motor Drives, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol: 47 No: 1, February, pp: 115-22.
21. Shimmin, D.W., Wang, J. and Bennet. N., 1995, Modelling And Stability Analysis Of A Permanent-Magnet Synchronous Machine Taking Into Account The Effect Of Cage Bars, IEE Proceedings, Electric Power Applications, Vol: 142, March, pp: 137-44.
22. Chalmers, B.J., 1994, Performance Of Interior-Type Permanent-Magnet Alternator, IEE Proceedings, Electric Power Applications, Vol: 141, July, pp: 186-90.
23. Spooner, E., Williamson, A.C. and Catto, G., 1996, Modular Design Of Permanent-Magnet Generators For Wind Turbines, IEE Proceedings, Electric Power Applications, Vol: 143, September, pp: 388-95.
24. Lovelace, E.C., Jahns, T.M. and Lang, J.H., 2002, A Saturating Lumped-Parameter Model for an Interior PM Synchronous Machine, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol: 38 No: 3, May/June, pp: 645-6.
25. Altungüneş, M.C., 1999, A Modified Driver For Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motors, Orta Doğu Teknik Üniversitesi.
26. Bouchiker, S., Capolino, G.A. and Poloujadoff, M., 1998, Vector Control Of A Permanent- Magnet Synchronous Motor Using AC-AC Matrix, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol: 13 No: 6, November, pp: 1089-1099.

27. Haylock, J.A., Barrie, C. and Jack, A.G., 1999, Enhanced Current Control Of High-Speed PM Machine Drives Through The Use Of Flux Controllers, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol: 35 No: 5, Sep/Oct, pp: 1030-8.
28. Chapman, P.L., Sudhoff, S.D. and Whitcomb, C.A., 1999, Optimal Current Control Strategies For Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol: 14 No: 4, December, pp: 1043-50.
29. Sudhoff, S.D., Corzine, K.A. and Hegner, H.J., 1995, A Flux-Weaking Strategy For Current-Regulated Surface-Mounted Permanent-Magnet Machine Drives, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol: 10, September, pp: 413-7.
30. Harnefors, L. and Nee, H.P., 1998, Model-Based Current Control Of AC Machines Using Industrial Model Control Method, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol: 34, Jan/Feb, pp: 133-41.
31. Slemon, G.R., 1994, Electrical Machines For Variable-Frequency Drives, Proceedings Of The IEEE, Vol: 82, Conference Proceeding, August, pp: 1123.
32. Faiz, J., Mohseni-Zonoozi, S.H., 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 Industry Applications, Vol: 50 No: 2, April, pp: 262-10.
33. Grenier D., L.-A. Dessaint, O. Akhrif, Y. Bonnassieux, and B. LePioufle, 1997, Experimental Nonlinear Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Using Saliency, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 5, October, pp. 680- 687.

34. Sünter S. Altun H, 2004, Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Fed by a Direct AC-AC Converter, Electrical Engineering, Springer Verlag, Issue: online first
35. Boğosyan, O.S., 1991, Adaptive Position Control Of Permanent Magnet Synchronous Motors And Torque Ripple Compensation, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
36. Colamartino, F., Marchand, C. and Razeq, A., 1999, Torque Ripple Minimization In Permanent Magnet Synchronous Servodrives, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol: 14 No: 3, September, pp: 616-7.
37. Batzel, T.D. and Lee, K.Y., 1998, Commutation Torque Ripple Minimization For Permanent Magnet Synchronous Machines With Hall Effect Position Feedback, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol: 13 No: 3, September, pp: 257-62.
38. Springob, L. and Holtz, J., 1998, High-Bandwidth Current For Torque-Ripple Compensation In PM Synchronous Machines, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol: 45 No: 5, October, pp: 713-21.
39. Ong, 1995, Dynamic Simulation Of Electronic Machinery Using Matlab/Simulink, Prentice Hall Press
40. Bose, B. K., 2002, Modern power electronics and AC drives, Prentice Hall.
41. Lennart, H., 2003, Unified Sensorless Vector Control of Synchronous and Induction Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50, 1, 153 – 160.
42. Lu, Z. Sheng, H. Hess, H.L. and Buck, K.M, 2005, The modeling and simulation of a permanent magnet synchronous motor with direct torque control based on Matlab/Simulink IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 1156-1162.

43. Matlab-Works-Support, 2005, PM Synchronous Motor Drive
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/phymod/powersys/powersys.html>.
44. Chapman, P.L., Sudhoo,S.D. and Witcomd, C.A.,1999, Multiple Reference Frame Analysis Of Non-Sinusoidal Brushless DC Drives, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol: 14 No: 3, September, pp: 440-6.
45. Matsui, N., 1996, Sensorless PM Brushless DC Motor Drive”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol: 43 No: 2, April, pp: 300-9.
46. Voultoury, P., 1998, Sensorless Speed Controlled Brushless DC Drive Using The TMS320OC240 DSP Controller, TI Application Report SPR498,Texas Instruments.
47. Duru, T., 1997, Miknatıslı Senkron Makinanın Manyetik Analizi ve Modellenmesi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
48. Jons, T.M., Kliman, G.B. and Neumann, T.W., 1986, Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives, IEEE Trans. Ind. Appl. , Vol. 22, No.4, 738-747.
49. Richter, E., Miller, T.J.E., Neuman, T.W. and Hudson, T.L., 1985, The Ferrite Permanent Magnet AC Motor, A Technical and Economical Assesment, IEEE Trans. Ind. Appl. Soc., No.4, IA-21, 644-650.
50. Strnat, K.J., 1990, Modern Permanent Magnets For Application In Electro Tecnology, Proceedings of IEEE, Special Issue On Magnetics, Vol: 78 No:6, pp: 923-946.

51. Teichmann, H.T., 1987, International Standardization Of Magnetic Materials For Rotating Electrical Machines, Electric Energy Conference, Adelaide, 6-9 October, pp: 151-156.
52. Electron Energy Corporation, 2004, Magnet Properties, www.Electonenergy.com
53. Dodrill, B.C, Kelley B.J., 1999, Permenent Magnet Meterials, Lake Share Crystronics.
54. Özgenel, M.C., Kalıcı mıknatıslı senkron motorun vektör kontrol tekniği ile denetimi, Gazi üniversitesi, doktora tezi, 2003, Ankara.
55. Krishnan, R.M., 2001, Elektrik Motor Drives, Modeling, Analysis and Control, pentice hall.
56. TI, 1997, Digital signal processing solution for permanet magnet synchronous motor' Application Note BPRA044, Texas Instruments.
57. Prokop, L. and Grasblum, P., 2005, 3-Phase PM Synchronous Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100, or 56F8300 Device, Design of Motor Control Application , Freescale Semiconductor Application Note AN1931 Rev.3.
58. Skvarenina, T., 2001, Power Electronics Handbook, Industrial Electronics Series, Crc Press ,West Lafayette, Indiana.
59. Kirtley, J.L., 2003, Permanent Magnet Brushless DC Motors, MIT Department Of Electrical Engineering And Computer Science, Lecturar Notes, USA.
60. Simon, T., 1999, Implementation Of A Speed Field Oriented Control Of 3-Phase PMSM Motor Using TMS320F240, TI Application Report SPRA588, Texas Instruments.
61. TI, 1997, Digital Signal Processing Solution For Permanent Magnet Synchronous Motor, Application Note BPRA044, Texas Instruments.

62. Demirbař, Ő., 2001, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
63. Batzel, T.D., 1999, Sensorless Electric Drive for Permanent Magnet Synchronous Motors, The Pennsylvania State University, Applied Research Laboratory, 67p.
64. nal S. 2009, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Yapay Sinir Açı Kullanarak Algılayıcısız Konum Tahmini, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
65. Öksüztepe, E., 2008, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
66. Uddin, M.N., 2000, Intelligent Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, PhD Thesis, Faculty of Engineering and Applied Science Memorial University of Newfoundland.
67. Akın, E., 1994, Stator Akısı zerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi için Bir Yöntem, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü 178s.
68. Parsa, L., 2005, Performance Improvement of Permanent Magnet AC Motors, PhD Thesis, Electric Engineering, Texas A&M University, 129p.
69. Yu, Z., Mohammed, A. and Panahi, I., 1997, A Review of Three PWM Techniques, Proceeding of The American Control Conference, 257-261.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı: Ferhat ÇIRA

Doğum Yeri: Batman

Doğum Tarihi: 01.06.1983

Medeni Hali: Evli

Yabancı Dili: İngilizce

Eğitim Durumu (Kurum ve Yıl)

Lise : Batman Yabancı Dil Ağırlıklı Lise, 2000

Lisans : Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği, 2006

Yüksek Lisans : Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2010

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl: Dicle Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
2006-Halen

EKLER

EK-1 Benzetim çalışmalarında kullanılan 1,5 kW'lık SMSM' un parametreleri

$$B= 0$$

$$V= 220$$

$$f=50 \text{ Hz}$$

$$J= 0,0222 \text{ kg.m}^2$$

$$K_t= 0.623 \text{ N.m/A}$$

$$L_d= 6.8e-3 \text{ H}$$

$$L_q= 6.8e-3 \text{ H}$$

$$R_s= 0.41 \ \Omega$$

$$n= 1500 \text{ rpm}$$

$$P= 1,5 \text{ kW}$$

$$2P= 4$$

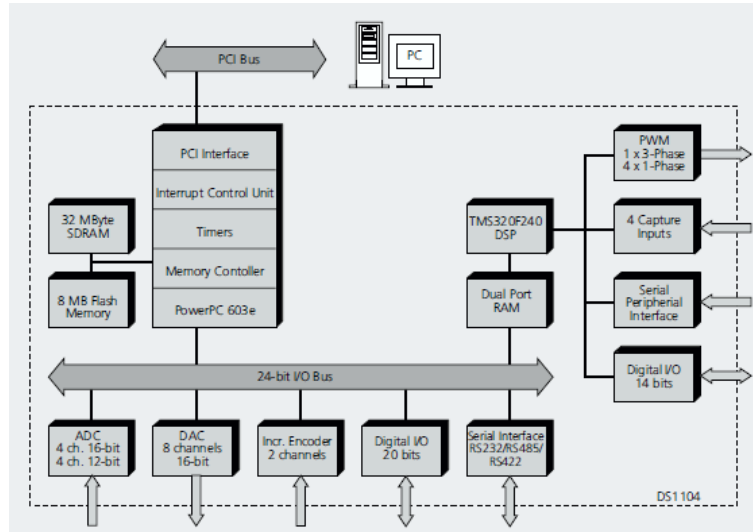
EK-2 dSPACE DS1104 denetleyici kartın özellikleri, mimari yapısı ve blok Kütüphaneleri



EK-2.1 DS1104 denetleyici kartın özellikleri

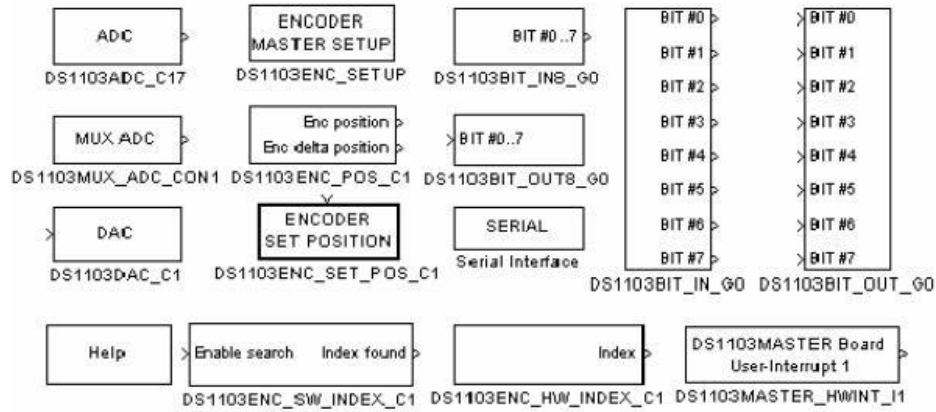
Memory :	32 MByte synchronous DRAM (SDRAM) 8 MByte boot flash for applications
Interrupt Control Unit :	Interrupts by timers, serial interface, slave DSP, incremental encoders, ADC, host PC and 4 external inputs PWM synchronous interrupts
Analog Input :	4 ADC inputs, 16 bit, multiplexed ± 10 V input voltage range 2 μ s sampling time *) > 80 dB signal-to-noise ratio 4 ADC channels, 12 bit ± 10 V input voltage range 800 ns sampling time *) > 65 dB signal-to-noise ratio
Analog Output :	8 channels, 16 bit, 10 μ s max. settling time ± 10 V output voltage range
Incremental Encoder:	Two digital inputs, TTL or RS422
Interface :	24-bit digital incremental encoders Max. 1.65 MHz input frequency, i.e. fourfold pulse counts up to 6.6 MHz 5 V / 0.5 A sensor supply voltage
Digital I/O :	20-bit digital I/O (bit-selectable direction) ± 5 mA output current
Serial Interface :	Serial UART (RS232, RS485 and RS422)
Slave DSP Subsystem :	Texas Instruments' DSP TMS320F240 4 kWord of dual-port RAM Three-phase PWM outputs plus 4 single PWM outputs 14 bits of digital I/O (TTL)
Physical Characteristics:	Power supply 5 V, 2.5 A / -12 V, 0.2 A / 12 V, 0.3 A Requires one 32-bit PCI slot

EK-2.2 DS1104' ün mimarisi ve fonksiyonel birimleri



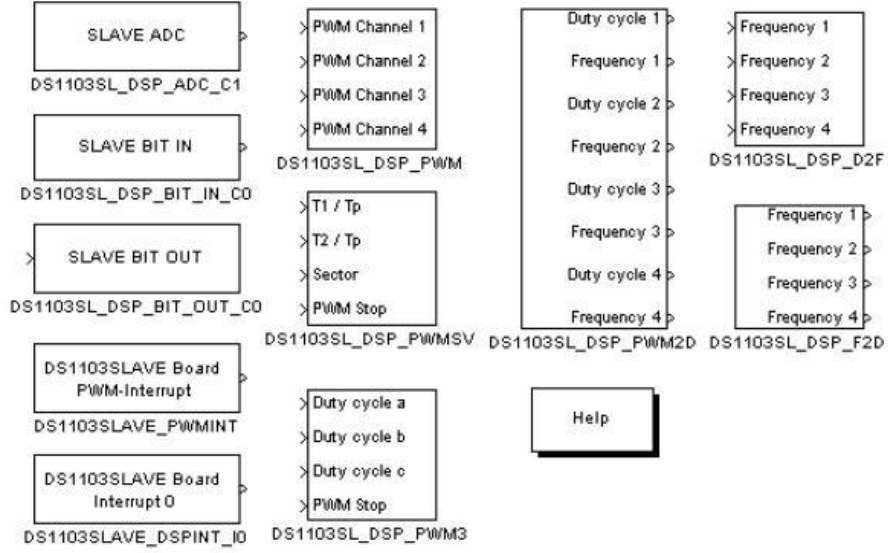
EK-2.3 DS1104' ün Master PPC' si için RTI blokları

DS1104 PPC CONTROLLER BOARD MASTER DSP F240



EK-2.3 DS1104' ün Slave PPC' si için RTI blokları

DS 1104 PPC CONTROLLER BOARD SLAVE DSP F240



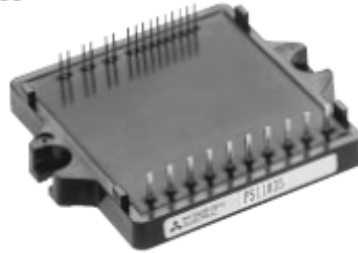
EK-3 PS11035 Güç modülün teknik özellikleri

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <Application Specific Intelligent Power Module>

PS11035

FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE

PS11035



INTEGRATED FUNCTIONS AND FEATURES

- Converter bridge for 3 phase AC-to-DC power conversion.
- 3 phase IGBT inverter bridge configured by the latest 3rd. generation IGBT and diode technology.
- Inverter output current capability I_o (Note 1):

Type Name	Motor Rating	I_o (100%)	I_o (150%; 60sec)
PS11035	1.5 kW/200V AC	7.0Arms	10.5Arms

(Note 1) : The inverter output current is assumed to be sinusoidal and the peak current value of each of the above loading cases is defined as : $I_{OP} = I_o \times \sqrt{2}$, $T_c < 100^\circ\text{C}$

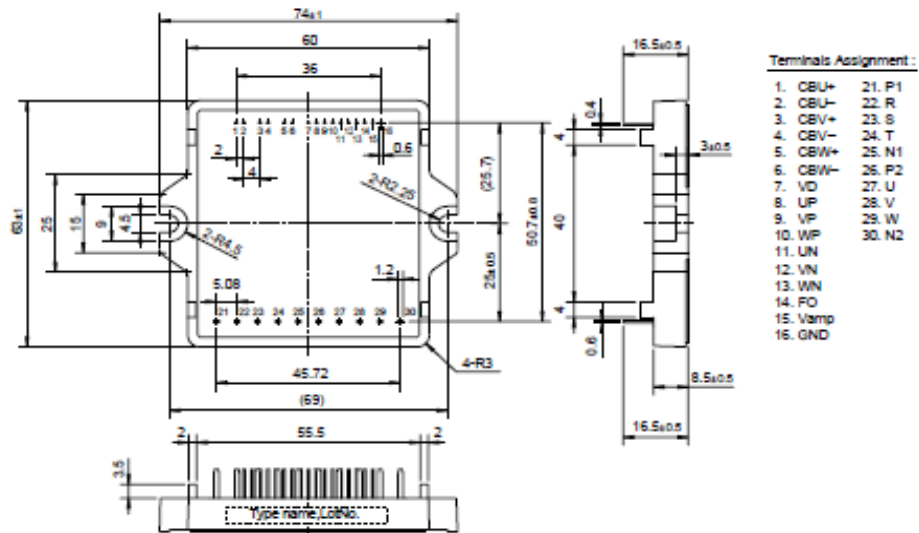
INTEGRATED DRIVE, PROTECTION AND SYSTEM CONTROL FUNCTIONS:

- P-Side IGBTs : Drive circuit, high-level-shift circuit, bootstrap circuit supply scheme for Single Control-Power-Source drive, and under voltage (UV) protection.
- N-Side IGBTs : Drive circuit, DC-Link current sense and amplifier circuits for overcurrent protection, control-supply under-voltage protection (UV), and fault output (Fo) signaling circuit.
- Fault Output : N-side IGBT short circuit (SC), over-current (OC), and control supply under-voltage (UV).
- Inverter Analog Current Sense : N-Side IGBT DC-Link Current Sense.
- Input Interface : 5V CMOS/TTL compatible, Schmitt Trigger Input, and Arm-Shoot-Through Interlock protective function.

APPLICATION

Acoustic noise-less 1.5kW/200V AC Class 3 phase inverters, motor control applications, and motors with built-in small size inverter package

PACKAGE OUTLINES

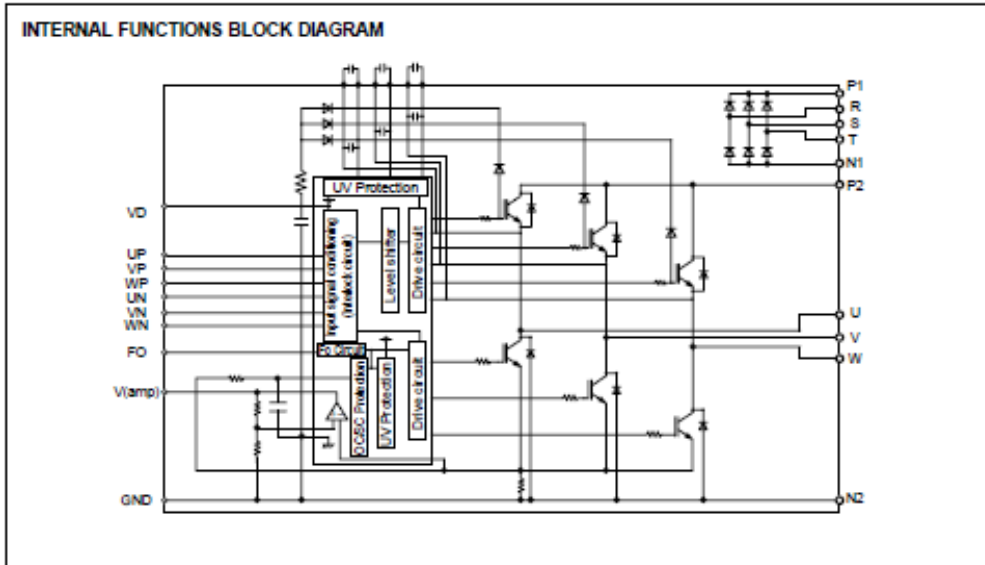


(Fig. 1)

Jan. 2000

PS11035

**FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE**



(Fig. 2)

MAXIMUM RATINGS (Tj = 25°C)

INVERTER PART

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
Vcc	Supply voltage	Applied between P2-N2	450	V
Vcc(surge)	Supply voltage (surge)	Applied between P2-N2, Surge-value	500	V
Vp or Vn	Each output IGBT collector-emitter static voltage	Applied between P2-U,V,W, U,V,W-N2	600	V
Vp(s) or Vn(s)	Each output IGBT collector-emitter switching voltage	Applied between P2-U,V,W, U,V,W-N2	600	V
±Ic(±Icp)	Each output IGBT collector current	Tc = 25°C, "Ic" means Ic peak value	±20 (±40)	A

CONVERTER PART

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
VRRM	Repetitive peak reverse voltage		600	V
Ea	Recommended AC input voltage		220	Vrms
Io	DC output current	3φ rectifying circuit	20	A
IFSM	Surge (non-repetitive) forward current	1 cycle at 60Hz, peak value non-repetitive	196	A
I ² t	I ² t for fusing	Value for one cycle of surge current	165	A ² s

CONTROL PART

Symbol	Item	Ratings	Unit
Vd, Vbe	Supply voltage	-0.5 ~ 20	V
Vcn	Input signal voltage	-0.5 ~ +7.5	V
Vfo	Fault output supply voltage	-0.5 ~ +7.5	V
Ifo	Fault output current	15	mA
Itemp	DC-Link IGBT current signal Amp output current	1	mA

EK-4 ICPL2631 yüksek hızlı optik izolatörün teknik özellikleri

ICPL2631
ICPL2630



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

APPROVALS

- UL recognised, File No. E91231

DESCRIPTION

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

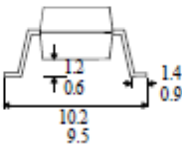
FEATURES

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

APPLICATIONS

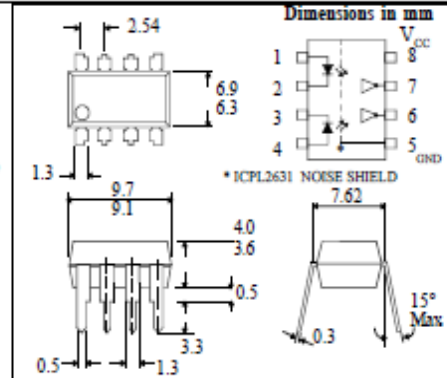
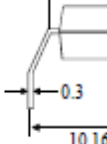
- Line receiver, data transmission
- Computer-peripheral interface
- Data multiplexing
- Pulse transformer replacement

OPTION SM SURFACE MOUNT



OPTION G

7.62



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (25°C unless otherwise specified)

Storage Temperature _____ -55°C to + 125°C
Operating Temperature _____ 0°C to + 70°C
Lead Soldering Temperature
(1/16 inch (1.6mm) from case for 10 secs) 260°C

INPUT DIODE

Average Forward Current _____ 15mA
(note 5)
Peak Forward Current _____ 30mA
(less than 1msec duration)(note 5)
Reverse Voltage _____ 5V
(note 5)

DETECTOR

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

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

ISOCOM INC
1024 S. Greenville Ave, Suite 240,
Allen, TX 75002 USA
Tel: (214) 495-0755 Fax: (214) 495-0901
e-mail info@isocom.com
http://www.isocom.com

EK-5 IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresinin 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.

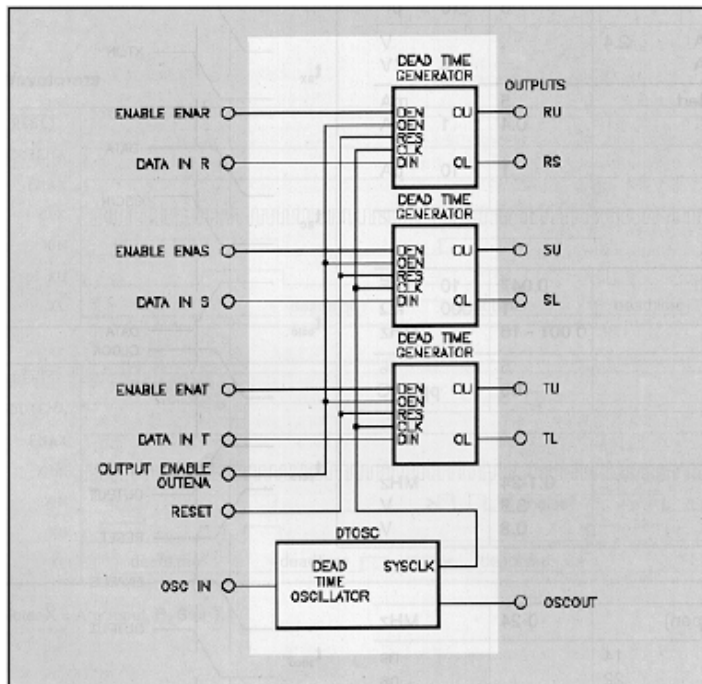
Features

- 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



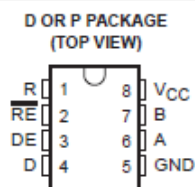
IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

EK-6 SN75176A differential bus transceiver' in teknik özellikleri

SN75176A DIFFERENTIAL BUS TRANSCEIVER

SLLS100A – JUNE 1984 – REVISED MAY 1995

- 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



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 party-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.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

EK-7 LA 55-P akım algılayıcısının 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 @	$T_A = 70^\circ\text{C}$		$T_A = 85^\circ\text{C}$			
		R_{Mmin}	R_{Mmax}	R_{Mmin}	R_{Mmax}		
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$	10	100	60	95
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{max}$ @ $\pm 70 \text{ A}_{max}$	10	50	60 ¹⁾	60 ¹⁾
		50	160	135	155		
		50	90	135 ²⁾	135 ²⁾		
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	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.5
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.6
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{Pmax}		< 500	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{Pmax}		< 1	μs
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/ μs
f	Frequency bandwidth (-1 dB)		DC .. 200	kHz

General data

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

Notes : ¹⁾ Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}$
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 gerilim algılayıcısının teknik özellikleri

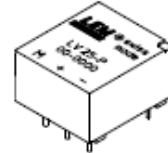


Voltage Transducer LV 25-P

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	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			

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.

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	%
\mathcal{E}_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ Max	± 0.15 mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.08	± 0.25 mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10	± 0.35 mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{p,max}$		40	μs

Advantages

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

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	

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