

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN
ALGILAYICISIZ KONTROLÜ**

Eyyüp ÖKSÜZTEPE

Tez Yöneticisi:
Prof. Dr. Hasan KÜRÜM

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2008

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN
ALGILAYICISIZ KONTROLÜ**

Eyyüp ÖKSÜZTEPE

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu tez, 08/05/2008 tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği/oyçokluğu ile başarılı/başarısız olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. Hasan KÜRÜM

Üye: Prof. Dr. Sefa AKPINAR

Üye: Prof. Dr. Sedat SÜNTER

Üye: Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR

Üye: Doç. Dr. Yetkin TATAR

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu' nun /..... /..... tarih ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması süresince, sadece değerli fikirleriyle bana yol göstermeyip, aynı zamanda beni sürekli yüreklendiren kıymetli danışman hocam, Sayın Prof Dr. Hasan KÜRÜM'e çok teşekkür eder, şükranlarımı sunarım.

Yine tez çalışması süresince büyük destek gördüğüm ve fikirleriyle çalışmalarına katkıda bulunan Prof.Dr. Şevki HOŞAĞASI, Doç.Dr. Yetkin TATAR, Araş. Gör. Hakan ÇELİK, Arş. Gör. Mehmet POLAT ve Arş. Gör. Dr. Ebubekir ERDEM'e teşekkürlerimi borç bilirim.

Avrupa Birliği Projeler koordinasyon merkezi'nde görev yapan birlikte çalıştığım arkadaşlarıma gösterdikleri duyarlılık nedeniyle teşekkür ederim.

Ayrıca teze destek veren Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırmaları Birimine (FÜBAB-1318), de çok teşekkür ederim.

Son olarak tez çalışması boyunca, gösterdikleri sabır ve desteklerinden dolayı başta sevgili eşime, canım kızıma, ihmal ettiğim anneme ve kendisine çok şey borçlu olduğum rahmetli babama şükranlarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

TEŞEKKÜR

İÇİNDEKİLER	I
ŞEKİLLER LİSTESİ	IV
TABLolar LİSTESİ	XI
EKLER LİSTESİ	XII
SİMGELER LİSTESİ	XIII
KISALTMALAR LİSTESİ	XV
ÖZET	XVI
SUMMARY	XIII

1. GİRİŞ	1
1.1. Giriş	1
1.2. Tezin Amacı	4
1.3. Tezin Yapısı	5
2. 2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	7
2.1. Sürekli Mıknatıslı Motorların Sınıflandırılması	7
2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı	8
2.3. Sürekli Mıknatıslı Motorlarda Kullanılan Mıknatıslar	9
2.3.1. Mıknatıslarda B-H Eğrisi	10
2.3.2. Mıknatıs çeşitleri	11
2. 4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Genel Matematiksel Modeli	15
3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ İLE İNCELENMESİ VE MODELLENMESİ	19
3.1. Sonlu Elemanlar Yöntemi	19
3.2. Rayleigh-Ritz Yöntemi	20
3.3. Sınır Koşulları	24
3.4. Poisson Denklemlerinin Elde Edilmesi	25
3.5. Kaynak Fonksiyonlarının Girilmesi ve Çözüm	26
3.6. Kalıcı Mıknatısın Modellenmesi	27
3.7. Yüzey Mıknatıslı Sürekli Mıknatıslı Motorun SEY ile İncelenmesi	29
3.8. Motor Mıknatıs Akılarının SEY ile İncelenmesi	43

3.9. Motor Endüktansının Hesaplanması	57
3.10. Stator abc Referans Düzleminde Motor Gerilim Denklemleri	59
3.11. Referans Düzleminde (α, β Düzlemi) Motor Gerilim Denklemleri	61
3.12...Rotor Referans Düzleminde (d, q düzlemi) Motor Gerilim Denklemleri	62
3.13. Motorun Elektromanyetik Moment Denklemleri	63
3.14. Motorun Mekanik Denklemi	64
4. YMSM’NİN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ	65
4.1. Hız kontrolör	66
4.2. Moment Denetleyici	70
4.3. SEY ile Elde Edilen Motor Modelinin Kontrolde Kullanılması	74
4.4. Benzetim ve Sonuçlar	76
4.5. Deneysel Sonuçlar	86
5. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONUM VE HIZ ALGILAYICISIZ ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ	92
5.1. Giriş	92
5.1. Alan Yönlendirmeli Konum Ve Hız Algılayıcısız Çalışma Yöntemleri	92
5.2.1. Zıt Emk Hesaplama Yöntemi	92
5.2.2. Motor Akı Hesaplama Yöntemi	93
5.2.3. Varsayılan Rotor Konumu Kullanma	94
5.2.4. Doğrusal Olmayan Gözlemleyiciler Kullanma	94
5.3. SEY İle Elde Edilen Modelin Konum ve Hız Algılayıcısız Kontrolde Kullanılması	95
5.4. Benzetim ve Sonuçlar	97
5.5. Deneysel Sonuçlar	107
6. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLİ AÇIK ÇEVİRİM KONTROLÜ	113
6.1. Giriş	113
6.2. Bulanık Mantık Denetleyiciler	113
6.2.1. Bulanık Mantık Denetleyicilerin Yapısı	114
6.2.2. BMD’lerde Üyelik Fonksiyonları ve Üyelik Derecelerinin Hesaplanması	114
6.2.3. BMD’lerde Kural Tabanı ve Kuralın Kesinlik Derecesinin Hesaplanması	115
6.2.4. BMD’lerde İma İşlemi, Toparlama ve Çıkışın Hesaplanması	116
6.3. SMSM’un Bulanık Mantık Denetleyicili Açık Çevrim V/F Kontrol Yapısı	118

6.4.	Yük Açısı ile Gücün Değişimi	119
6.5.	Akımlardaki Harmoniklerin Yok Edilmesi	120
6.6.	Gücün Hesaplanması	121
6.7.	V/f Kontrolde Kullanılan BMD'nin Üyelik Fonksiyonları ve Kural Tabanı	123
6.8.	Benzetim ve Sonuçlar	124
6.9.	Deneysel Sonuçlar	136
7.	KONUM VE HIZ ALGILAYICISIZ KONTROL UYGULAMA SETİ	143
7.1.	Giriş	143
7.2.	DS1104 Ace Kit	144
7.3.	İnverter Modülü	145
7.4.	İzolasyon Devresi	147
7.5.	Güvenli Veri İletim Devresi	148
7.6.	Ölü Zaman Ekleme Devresi	148
7.7.	Akım ve Gerilim Algılayıcıları	149
7.8.	Artımsal Konum ve Hız Algılayıcısı	151
7.9.	SMSM'nin Rotor Konumunu Sıfır Konumuna Getirme	152
7.10.	İnverter Nonlineerliğinin Kompanzasyonu	152
8.	SONUÇLAR	154
	KAYNAKLAR	156
	ÖZGEÇMİŞ	163
	EKLER	

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 Sürekli mıknatıslı motorların sınıflandırılması	7
Şekil 2.2 Sinüzoidal Sürekli mıknatıslı senkron motorun çeşitleri arasındaki yapı farkı a) içten mıknatıslı b) Yüzey mıknatıslı	8
Şekil 2.3 Mıknatısın B-H eğrisi	10
Şekil 2.4 Alnico mıknatıs ailelerine ait B-H eğrileri	12
Şekil 2.5 Seramik mıknatıs sınıfındaki bazı mıknatıs ailelerinin B-H eğrileri	13
Şekil 2.6 Samaryum kobalt mıknatısları sınıfına giren bazı mıknatıs ailelerinin B-H eğrileri	14
Şekil 2.7 a) Standart b) Yüksek coersif güçlü NeFeB sınıfına ait mıknatıs ailelerinin B-H eğrileri	15
Şekil 2.8 Durağan stator referans düzlemi	15
Şekil 2.9 Dönen rotor referans düzlemi	15
Şekil 2.10 SMSM'nin d-q genel eşdeğer devresi	17
Şekil 3.1 Üçgen elemanların birleştirilmesi	23
Şekil 3.2 Modellenecek mıknatısın ters mıknatıslanma eğrisi	27
Şekil 3.3 Dikdörtgen mıknatıs şekli ve modeli	29
Şekil 3.4 SEY ile incelenen motorun kesiti	30
Şekil 3.5 SEY ile incelenen motorda kullanılan manyetik sacın BH eğrisi	30
Şekil 3.6 SEY ile statik incelemenin yapıldığı andaki 3 faz akımlarının ani değerleri	31
Şekil 3.7 a) Çözüm bölgesinin 1/4'lük çözüm ağı b) Hava aralığı çözüm ağı	32
Şekil 3.8 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 0° ($\delta = 0^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	33
Şekil 3.9 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 15° ($\delta = 15^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	34
Şekil 3.10 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 30° ($\delta = 30^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	35
Şekil 3.11 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 45° ($\delta = 45^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	36
Şekil 3.12 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 60° ($\delta = 60^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	37

Şekil 3.13 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 75° ($\delta = 75^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	38
Şekil 3.14 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 90° ($\delta = 90^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	39
Şekil 3.15 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 0° ($\delta = 0^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için stator dişlerindeki manyetik indüksiyon dağılımı	40
Şekil 3.16 Motorun faz akımlarının $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$ anlık değerlerinde yapılan statik analizlerin sonucu, yük açısına göre her bir sargıdan geçen akıların değişimleri	41
Şekil 3.17 Motorun faz akımlarının $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$ anlık değerlerinde yapılan statik analizlerin sonucu, yük açısına göre moment değişimi	41
Şekil 3.18 Motorun faz akımlarının $i_a=3A$, $i_b=i_c=-1.5A$ anlık değerleri için statik aneleme sonucu a) Yük açısına göre her bir sargıdan geçen akıların değişimleri b) Yük açısına göre moment	42
Şekil 3.19 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 0° ($\theta_r = 0^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	44
Şekil 3.20 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 7.5° ($\theta_r = 7.5^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	45
Şekil 3.21 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 15° ($\theta_r = 15^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	46
Şekil 3.22 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 22.5° ($\theta_r = 22.5^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	47
Şekil 3.23 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 30° ($\theta_r = 30^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	48
Şekil 3.24 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 37.5° ($\theta_r = 37.5^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	49
Şekil 3.25 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 45° ($\theta_r = 45^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	50

Şekil 3.26 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 52.5^0 ($\theta_r = 52.5^0$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	51
Şekil 3.27 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 60^0 ($\theta_r = 60^0$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	52
Şekil 3.28 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 67.5^0 ($\theta_r = 67.5^0$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	53
Şekil 3.29 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 75^0 ($\theta_r = 75^0$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	54
Şekil 3.30 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 82.5^0 ($\theta_r = 82.5^0$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu, a) Manyetik akı çizgileri b) Manyetik indüksiyon dağılımı	55
Şekil 3.31 Mıknatısların motor sargılarından geçirdiği akının değişimi.....	56
Şekil 3.32 Mıknatıs akısının harmonik analizi	56
Şekil 3.33 Endüktanslar nedeniyle oluşan akıların rotor konumuna göre değişimi	58
Şekil 3.34 Rotor referans düzleminde verilen akıların i_{α} ve i_{β} akımlarına göre değişimi.....	59
Şekil 3.35 Stator abc referans düzlemi, $\alpha - \beta$ stator referans düzlemi ve d-q rotor referans düzlemi	60
Şekil 4.1 Alan yönlendirmeli kontrolün blok şeması	65
Şekil 4.2 SMSM'nin rotor referans düzleminde akım bileşenleri ve mıknatıs akı vektörü	66
Şekil 4.3 Hız kontrolörünün tasarlanmasında kullanılan model	67
Şekil 4.4 Hız kontrolörünün tasarımında kullanılan z düzleminde motor modeli	69
Şekil 4.5 Hız kontrolörünün root locus eğrisi	70
Şekil 4.6 Moment kontrolörünün blok şeması	71
Şekil 4.7 Moment kontrolörünün tasarımı için z düzleminde motor modeli	72
Şekil 4.8 Moment kontrolörünün Root Locus eğrisi	74
Şekil 4.9 SEY ile elde edilen motor modelinin basitleştirilmiş d-q eşdeğer devresi	75
Şekil 4.10 SEY ile elde edilen SMSM modelinin vektör kontrolde kullanılması	75
Şekil 4.11 Benzetimde kullanılan SMSM'nin kontrol blok şeması.....	76
Şekil 4.12 SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünün matlab/simulink benzetimi	77

Şekil 4.13 Akı değişimleri ile elde edilen gerilimlerin tahmininin matlab/simulink benzetimi a) d eksen akı değişiminden kaynaklanan gerilim b) q eksen akı değişiminden kaynaklanan gerilim	78
Şekil 4.14 Uzay vektör PWM'in Matlab/Simulink benzetimi	79
Şekil 4.15 SMSM'nin Matlab/Simulink benzetimi	79
Şekil 4.16 SMSM'nin 0.5 Nm ile yüklenmesi	80
Şekil 4.17 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde referans ve gerçek hız	80
Şekil 4.18 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde moment	81
Şekil 4.19 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde i_d ve i_q akımları	81
Şekil 4.20 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde i_a, i_b, i_c akımları	82
Şekil 4.21 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde i_a, i_b, i_c akımları	82
Şekil 4.22 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde bir faz akımının harmonik analizi	83
Şekil 4.23 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda referans ve gerçek hız	83
Şekil 4.24 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda moment	84
Şekil 4.25 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda i_d ve i_q akımları	84
Şekil 4.26 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda i_a, i_b, i_c akımları	85
Şekil 4.27 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda i_a, i_b, i_c sürekli durum akımları	85
Şekil 4.28 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda bir faz akımının harmonik analizi	86
Şekil 4.29 Motor yüksüz iken adım referans hız ve gerçek hız	87
Şekil 4.30 Motor yüksüz iken faz akımları	87
Şekil 4.31 i_d ve i_q akımları	88
Şekil 4.32 Sürekli durumda motor yüklendiğinde referans hız ve gerçek hız	88
Şekil 4.33 Sürekli durumda motor yüklendiğinde faz akımları	89
Şekil 4.34 Sürekli durumda motor yüklendiğinde elektriksel moment.....	89
Şekil 4.35 Referans hız ve motorun gerçek hızı	90
Şekil 4.36 Motorun faz akımları	90
Şekil 4.37 i_d ve i_q akımları	91
Şekil 4.38 Elektriksel moment	91
Şekil 5.1 Mıknatısların stator referans düzleminde stator sargılarında indüklediği gerilimlerin değişimi	95
Şekil 5.2 Mıknatıslarının stator sargılarında indüklediği gerilimlerin birinci harmonikleri	96

Şekil 5.3 SMSM'nin alan yönlendirmeli konum ve hız algılayıcısız kontrolünün Matlab Simulink benzetimi	98
Şekil 5.4 SMSM'nin alan yönlendirmeli konum ve hız algılayıcısız kontrolünün tahmin bloğu	99
Şekil 5.5 Benzetimde kullanılan lojik anahtar bloğu	100
Şekil 5.6 SMSM'nin referans hızı ile gerçek hızı a) Klasik zıt emk yöntemi ile b) Önerilen yöntem ile	101
Şekil 5.7 SMSM'nin tahmin edilen hız ile gerçek hız arasındaki hata a) Klasik zıt emk yöntemi ile b) Önerilen yöntem ile	102
Şekil 5.8 SMSM'nin faz akımları a) Klasik zıt emk yönteminde b) Önerilen yöntemde	103
Şekil 5.9 SMSM'nin elektriksel momentini a) Klasik zıt emk yönteminde b) Önerilen yöntemde	104
Şekil 5.10 SMSM'nin i_d ve i_q akımları a) Klasik zıt emk yönteminde b) Önerilen yöntemde	105
Şekil 5.11 SMSM'nin gerçek rotor konumu ve tahmin edilen rotor konumu a) Klasik zıt emk yönteminde b) Önerilen yöntemde	106
Şekil 5.12 Deneysel e_α e_β zıt emkleri ve $e_{\alpha 1}$ $e_{\beta 1}$ zıt emklerin birinci harmonikleri	107
Şekil 5.13 Referans hız, rotorun gerçek hızı ve rotorun tahmini hızı	108
Şekil 5.14 Verilen referans hız için rotorun gerçek ve tahmini rotor konumu	108
Şekil 5.15 Verilen referans hız için motorun faz akımları	109
Şekil 5.16 Verilen referans hız için motorun i_d ve i_q akımları	109
Şekil 5.17 Rampa şeklinde verilen referans hız ve rotorun deneysel tahmini hızı	110
Şekil 5.18 Rampa şeklinde verilen referans hız için rotorun deneysel gerçek ve tahmini konumu	110
Şekil 5.19 Yüklü durum için referans hız, tahmin edilen hız ve gerçek hız	111
Şekil 5.20 Yüklü durum için motorun tahmin edilen rotor konumu ve gerçek rotor konumu	112
Şekil 6.1 SMSM'nin v/f açık çevrim kontrolünün blok şeması	113
Şekil 6.2 Bulanık mantık denetleyicinin yapısı	114
Şekil 6.3 Üyelik fonksiyonları ile üyelik derecelerinin hesaplanması	115
Şekil 6.4 Verilen örnek girişler için ima edilen bulanık çıkış kümeleri	117
Şekil 6.5 SMSM'nin BMD'li açık çevrim v/f kontrolünün blok şeması	118
Şekil 6.6 SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı	119
Şekil 6.7 Rotor referans düzleminde gerilim ve akım vektörü	121
Şekil 6.8 Stator gerilim referans düzleminde stator akım vektörü	121

Şekil 6.9 SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı	122
Şekil 6.10 SMSM'nin v/f kontrolünde kullanılan BMD'nin yapısı	123
Şekil 6.11 SMSM'nin v/f kontrolünde kullanılan BMD'nin giriş değişkenleri için üyelik fonksiyonları a) ΔP_e 'nin üyelik fonksiyonu b) $\partial \Delta P_e$ 'nin üyelik fonksiyonu	123
Şekil 6.12 SMSM'nin v/f kontrolünde kullanılan BMD'nin çıkışı için üyelik fonksiyonları	124
Şekil 6.13 SMSM'nin v/f kontrolünün benzetimi	125
Şekil 6.14 dwe tahmin bloğu	126
Şekil 6.15 Akım düzeltme bloğu	127
Şekil 6.16 Güç titreşimi hesaplama bloğu	127
Şekil 6.17 dwe tahmininde kullanılan BMD bloğu	128
Şekil 6.18 Birinci benzetim için verilen referans hız w_{ref} , w_e hızı ve motorun rotor hızı w_r	129
Şekil 6.19 Şekil 6.17'de verilen referans hız w_{ref} , motora uygulanan w_e hızı ve motorun rotor hızı w_r nin yakın görünümü	129
Şekil 6.20 Motorun ia, ib ve ic faz akımları	130
Şekil 6.21 Başlangıç durumunda motordaki güç dalgalanması, güç dalgalanmasının değişimi ve BMD'nin tahmin ettiği dwe	130
Şekil 6.22 Motorun yüklendiği durumda motordaki güç dalgalanması, güç dalgalanmasının değişimi ve BMD'nin tahmin ettiği dwe	131
Şekil 6.23 Motorun yüklendiği durumunda motordaki güç dalgalanması, güç dalgalanmasının değişimi ve BMD'nin tahmin ettiği dwe'nin yakın görünümü	131
Şekil 6.24 Motora uygulana gerilim	132
Şekil 6.25 Motorun yüklendiği durumda motorun çektiği akımlar ve düzeltilmiş akımlar	132
Şekil 6.26 Motorun yüklendiği durumda motor rotor açısı ve uygulanan gerilimin açısı	133
Şekil 6.27 Motorun yüklendiği durumda motor rotor açısı ve uygulanan gerilimin birlikte görünüşü	133
Şekil 6.28 İkinci benzetim için verilen w_{ref} , motora uygulanan w_e hızı ve motorun rotor hızı w_r	134
Şekil 6.29 İkinci benzetim için gerilim ve rotor açıları	134
Şekil 6.30 Üçüncü benzetim için motorun gerçek hızı	135
Şekil 6.31 Üçüncü benzetim için motora uygulanan gerilimin açısı ve rotor açısı	136

Şekil 6.32 v/f kontrolde verilen referans hız, motora uygulanan gerilimin hızı ve rotorun gerçek hızı	137
Şekil 6.33 v/f kontrolde motor güç değişimi ve motora uygulanangerilim hızının değişimi	137
Şekil 6.34 Motora uygulanan gerilim vektörünün konumu ve rotor konumu	138
Şekil 6.35 v/f kontrolde motorun faz akımları	139
Şekil 6.36 v/f kontrolde motorun yüklendiği durum için elektriksel moment	139
Şekil 6.37 v/f kontrolde motorun yüklendiği durum için w_r ve w_e	140
Şekil 6.38 v/f kontrolde motorun yüklendiği durum için θ_r ve θ_e konumları	141
Şekil 6.39 v/f kontrolde motorun yüklendiği durum için dP_e ve dw_e	141
Şekil 6.40 v/f kontrolde motorun yüklendiği durum için faz akımları	142
Şekil 7.1 SMSM'nin kontrolünde kullanılan deney setinin blok şeması	143
Şekil 7.2 SMSM'nin kontrolünde kullanılan deney setinin fotoğrafı	144
Şekil 7.3 DS1104 Ace Kitin fotoğrafı	145
Şekil 7.4 İnverter modülünün bulunduğu kart	146
Şekil 7.5 Snubber devre konfigürasyonu	146
Şekil 7.6 Snubber devresi fotoğrafı	147
Şekil 7.7 Optocoupler devresi	147
Şekil 7.8 Sn75176a verici ve alıcı bağlantısı	148
Şekil 7.9 Ölü zaman ekleme devresi	149
Şekil 7.10 Akım algılayıcı devre şeması	149
Şekil 7.11. Akım algılayıcı devrenin fotoğrafı	150
Şekil 7.12. Gerilim algılayıcı devre şeması	150
Şekil 7.13. Gerilim algılayıcı devre fotoğrafı	151
Şekil 7.14 Artımsal konum ve hız algılayıcısının çalışma prensibi	152
Şekil 7.15 Rotor konumunu sıfıra getirmek için kullanılan gerilim dalga şekli	152

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 2.1 Alnico mıknatıs sınıfındaki mıknatıslar ve özellikleri	11
Tablo 2.2 Seramik mıknatıs sınıfına ait bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri	12
Tablo 2.3 Samaryum kobalt mıknatısları sınıfına giren bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri	13
Tablo 2.4 NdFeB sınıfına ait bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri	14
Tablo 6.1 Klasik bir kontrolde kullanılan kural tabanı tablosu	116
Tablo 6.2 SMSM'nin v/f kontrolünde kullanılan kural tabanı tablosu	124

EKLER LİSTESİ

- EK-1** : Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu
- EK-2** :Benzetim ve deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM'nin boyutları ve parametreleri
- EK-3** :DS1104 Denetleyici kart'ın teknik özellikleri ve RTI blokları
- EK-4** :PS12038 inverter modülünün teknik özellikleri
- EK-5** :ICPL2631 yüksek hızlı optik izolatörün teknik özellikleri
- EK-6** :Sn75176a differential bus transceiver'in teknik özellikleri
- EK-7** :IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresi

SİMGELER LİSTESİ

V_q, V_d	: Motorun rotor referans düzleminde q-d eksen gerilimleri,
i_q, i_d	: Motorun rotor referans düzleminde q-d eksen akımları,
λ_q, λ_d	: Motorun rotor referans düzleminde q-d eksen toplam akıları,
λ_m	: Motor mıknatıs akısı,
r_s	: Motor stator sargı direnci,
L_q, L_d	: Motorun rotor referans düzleminde q-d eksen indüktansları,
V_α, V_β	: Motorun rotor referans düzleminde $\alpha - \beta$ eksen gerilimleri,
ω_r	: Rotorun elektriksel hızı,
θ_r	: Rotorun elektriksel konum açısı,
T_e	: Elektriksel moment,
P_e	: Elektriksel güç,
P_{em}	: Mekanik güç,
B	: Sürtünme katsayısı,
J	: Atalet momenti,
T_y	: Yük momenti,
T_{el}	: Elektriksel zaman sabiti,
T_m	: Mekanik zaman sabiti,
P	: Çift kutup sayısı,
p	: Türev operatörü,
ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m	: Çözüm üçgen düğümlerinin vektör potansiyel değerleri,
N_i, N_j, N_m	: Çözüm üçgen düğümlerinin şekil fonksiyon değerleri,
Δ	: Çözüm üçgeninin alanı,
H	: Manyetik alan,
$\vec{B}$	: Manyetik indüksiyon yoğunluğu,
H_c	: Mıknatıs koersif gücü,
$\vec{J}$	: Akım yoğunluğu,
μ	: Manyetik permabilite,
ν	: Manyetik rezistivite,
$\lambda_{mq}, \lambda_{md}$	: Rotor referans düzleminde q-d mıknatıs akısı,
λ_{mn}	: Mıknatıs akısının n. harmoniği.
e_α, e_β	: Stator referans düzleminde motor zıt emk'ları,

w_c	: Süzgeç kesme hızı,
f_c	: Süzgecin kesme frekansı,
K_p, K_i	: Denetleyici türev ve integral kazançları,
$\hat{\theta}_r$	: Rotor elektriksel konum açısının tahmini,
$\hat{e}_{\alpha 1}, \hat{e}_{\beta 1}$	: Stator referans düzleminde motorun zıt emk'larının birinci harmoniğinin tahmini,
$\hat{w}_r$	: Rotorun elektriksel hız tahmini,
$\mu_{(i,j)}$	: Bulanık mantık denetleyicinin i. girişi için j. kümesinin üyelik derecesi,
δ	: Motorun yük açısı,
θ_e	: Motora uygulanan gerilimin açısı,
dw_e	: Referans açısal hıza eklenecek açısal hız,
w_e	: Motora uygulanan gerilimin açısal hızı,
ΔP_e	: Elektriksel güç titreşimi,
$\partial \Delta P_e$	: Elektriksel güç titreşiminin değişimi,
$\hat{x}$	: x değişkeninin tahmini,
x^*	: x değişkeninin olması istenen değeri.

KISALTMALAR LİSTESİ

SMSM	: Sürekli mıknatıslı senkron motor
YMSM	: Yüzey mıknatıslı senkron motor
İMSM	: İçten mıknatıslı senkron motor
SEY	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu
Emk	: Elektromotor kuvvet
DSP	: Sayısal İşaret İşlemci
IGBT	: Kapıdan Yalıtımlı Bipolar Transistör
PI	: Oransal Integral Denetleyici
BMD	: Bulanık Mantık Denetleyici
DA	: Doğru Akım
AA	: Alternatif Akım

ÖZET

Doktora Tezi

SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORLARIN ALGILAYICISIZ KONTROLÜ

Eyyüp ÖKSÜZTEPE

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2008, Sayfa: 163

Endüstriyel uygulamalarda son yıllarda yaygın şekilde kullanılan Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlardan düzgün bir momentin alınması için stator alanı ile rotor alanının senkronize edilmesi gerekir. Bu senkronizasyon işlemi konum algılayıcılarıyla gerçekleştirilmektedir. Bu algılayıcılar sistemin maliyetini ve motor boyutunu artırıp, güvenilirliğini azaltmaktadır. Bu nedenlerle konum algılayıcılarının motor kontrol sisteminden kaldırılması son derece önem taşımaktadır.

Sürekli mıknatıslı senkron motorların konum ve hız algılayıcısız kontrolünde bir çok yöntem mevcuttur. Ancak bu yöntemler senkron motorun çeşitli tiplerine göre ve çalıştırılacağı hızlara göre değişmektedir. Bu yöntemlerin büyük bir çoğunluğunda motorun matematiksel modeli kullanılmaktadır. Konum ve hız algılayıcısız kontrolde kullanılan motorun matematiksel modelinin doğruluğu çok önemlidir. Bunun yanı sıra konum ve hız algılayıcısız kontrol yöntemlerinin çoğu düşük hızlarda iyi sonuç vermemektedir. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların v/f konum ve hız algılayıcısız kontrolü geniş hız oranlarında üstün görülmektedir.

Bu tez çalışmasında, sürekli mıknatıslı senkron motorun Sonlu Elemanlar Yöntemi ile analizi yapılmış ve daha doğru bir motor modeli elde edilmiştir. Elde edilen motor modeli önce konum ve hız algılayıcı vektör kontrolde kullanılmıştır. Daha sonra elde edilen motor modeli konum ve hız algılayıcısız sürekli mıknatıslı senkron motor kontrolünde kullanılmıştır. Sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak elde edilen motor modelinde motorun silindirik ve çıkık kutuplu

olması motor modeline yansıtılmıştır. Ayrıca konum ve hız algılayıcısız v/f kontrol yöntemi için kararlı bir çalışma Bulanık Mantık Denetleyici kullanılarak, geniş hız oranlarında, gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmaların benzetimi Matlab Simulink programında gerçekleştirilmiş, daha sonra DSpace 1104 denetleyicisi kullanılarak gerçek zamanda uygulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Sürekli mıknatıslı senkron motor, Sonlu elemanlar yöntemi, vektör kontrol, konum ve hız algılayıcısız kontrol, BMD (Bulanık Mantık Denetleyici)

ABSTRACT

PhD Thesis

SENSORLESS CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS

Eyyüp ÖKSÜZTEPE

Fırat University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

2008, Page: 163

The permanent magnet synchronous motors (PMSM), which is widely used in industrial applications in recent years, require stator and rotor fields to be synchronised in order to get a smooth torque. This is maintained by position sensors. These sensors increase the system cost and dimension and decrease the reliability. Hence, the elimination of sensors from the system is very important.

There are so many methods for position and speed sensorless control of PMSM. But these methods change according to different types of PMSM and their working speed. Many of these methods use motor's mathematical model. Motor's mathematical model which is used position and speed sensorless control is very important. Nevertheless, Most of position and speed sensorless control methods do not give a good result at the low speeds. V/f position and speed sensorless control of PMSM is seen attractive at the wide speed ranges.

In this thesis, the analysis of PMSM has been done using finite element method to obtain better motor model. Firstly, this model has been used in the vector control of PMSM with position and speed sensor. Secondly, the model has been used position and speed sensorless control of PMSM. Cylindrical and salient pole motor have been used in the finite element method and in the motor model. Fuzzy Logic Controller has been used for the position and speed sensorless V/f control method with wide speed range. Finally, the study has been simulated using MATLAB Simulink. Real time implementation is realized using DSpace 1104 Controller.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), Finite Element Method, Vector Control, Position and Speed Sensorless Control, Fuzzy Logic Controller (FLC).

1. GİRİŞ

1.1. Giriş

Elektrik sürücü sistemlerinde kullanılan motorların özellikleri, motor seçiminde büyük önem taşımaktadır. Sürekli mıknatıslı motorlar (SMM) yüksek davranış, boyut ve verimlilikleri nedeniyle günümüzde endüstriyel robot, uçak, asansör, pompa, fan gibi birçok endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. SMM'ler klasik doğru akım ve alternatif akım motorlarının yerini alma yoluna girmiştir.

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

Doğru akım motorları endüstride üstün davranış göstermelerine rağmen, fırça ve kolektör düzeneklerinin sürekli bakım gerektirmesi büyük bir sakınca olmaktadır. Doğru akım motorlarının bu sakıncası, fırçasız doğru akım motorları (FDM) ile giderilmiştir. Sayısal sinyal işlemcilerin sayesinde vektör kontrol uygulamalarının başarılı bir şekilde yapılabilirdiği son yıllarda, sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) tercih edilmeye başlanmıştır. SMSM'lerde rotor devresinin olmaması nedeniyle indüksiyon motorlara göre kontrolü daha kolay olmaktadır. Ayrıca indüksiyon motorlarına göre yüksek verim, akım oranına göre yüksek moment ve düşük atalet SMSM'leri ilgi çekici hale getirmektedir. Doğru akım motorlarına göre düşük maliyeti ve daha az bakıma ihtiyaç duyması bu motorların yaygın olarak kullanılmasına sebep olmaktadır.

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

- 1) Yapısal değişikliklerle ilgili araştırmalar,
- 2) Motor modellemesi ile ilgili araştırmalar,
- 3) Moment titreşimleri ile ilgili araştırmalar,
- 4) Doğrudan moment kontrolü ile ilgili araştırmalar,
- 5) Algılayıcısız kontrol ile ilgili araştırmalar.

Son yıllarda SMSM'lerin çeşitli tipleri üzerine birçok çalışma mevcuttur. Özellikle yapısında yapılan değişikliklerle tasarlanan yeni motorun sonlu elemanlar yöntemi kullanılarak manyetik çözümü üzerine birçok çalışma yapılmıştır [1-8].

Sonlu elemanlar yöntemi 1940'lı yıllarda önerilmiş ve 1950 yıllarda uçak tasarımında kullanılmıştır. Sonlu elemanlar yönteminin manyetik devrelere uygulanması 1970'li yıllarda başlamıştır. Bu konu ile ilgili göze çarpan ilk çalışmalar; Silvester tarafından yapılan, doyumlu manyetik alan problemlerinin sonlu elemanlar yöntemi ile incelenmesidir [9]. 1971'de Chari ve Silvester tarafından elektrik makinalarında elektro manyetik alan problemlerinin doğrusal olmayan varyasyon formülasyonunun çözümü yapılmıştır [10]. Sonlu elemanlar yöntemi ile herhangi bir elektrik makinasının geçici, kompleks ve statik incelemesi yapılabilir. Elektrik makinalarının imalat öncesi tasarımlarında da bu yöntemden faydalanılmaktadır. Aynı şekilde bir motorun boşa veya yükte üretebileceği moment ve akı dağılımları, motorun fiziksel boyutları ve kullanılacak malzemenin özellikleri değiştirilerek elde edilip, yapılan inceleme sonuçlarına göre en ekonomik ve en iyi davranış sağlayan motor tipi belirlenebilir. Böylece hem zamandan hem de imalat öncesi yapılan model üretme harcamalarından tasarruf sağlanmaktadır.

Bunun yanı sıra kontrol teknolojisinde motorun doğru modellenmesi son derece önemli olup literatürde geniş yer almaktadır [11-21]. Bir motorun modellenmesi iki şekilde yapılır. Birinci yöntem genel elektrik makine teorisi kullanılarak bir eşdeğer devre oluşturmaktır, ikinci yöntem ise manyetik alan dağılımının elde edilmesi için sayısal incelemelerle yapılan modellemedir. Eşdeğer devre veya analitik modelde motoru basitleştirme varsayımları kullanılır. Bu basitleştirme varsayımları doğrusal manyetik materyaller, basitleştirilmiş diş – oluk ve stator-rotor geometrisi, ideal olarak kabul edilen bir geometri ve makine sargılarının dağılımıdır. Bu yöntemle yapılan modeller yüksek doyma şartları altında gerçekten uzaktır. Sayısal inceleme yöntemlerinden biri olan Sonlu Elemanlar Yöntemi (SEY) ile makine sargılarının gerçek alan dağılımı, geometrinin detayları, manyetik materyallerin doğrusal olmayan manyetik geçirgenliği hesaba katılarak daha doğru bir modelleme yapılır. Özellikle son yıllarda SEY bulgularının motorların kontrolünde kullanılması konusunda literatürde geniş yer verilmektedir [22-33].

Doğrudan moment kontrolü 1986 yılında Takahashi ve Noguchi tarafından indüksiyon motorlar için önerilmiş bir kontrol yöntemidir. Bu yöntem stator akımlarını kontrol etmeden, doğrudan stator akı ve momentini kontrol etme prensibine dayanır. Tahmin edilen akı ve momente göre önceden tanımlanan bir anahtarlama tablosuna göre güç anahtarları kontrol edilerek doğrudan moment kontrolü yapılır [34-35-36].

SMSM'lerin konum algılayıcısız kontrolü, literatürde üzerinde çok durulan bir başka konudur. SMSM'lerin kontrolünde, rotor ile döner alanın senkronize edilmesi için, rotor pozisyonu ve hız bilgisine ihtiyaç duyulur. Geleneksel kontrol sistemlerinde elektromanyetik çözücüler veya optik algılayıcılar bu amaç için kullanılır. Fakat bu algılayıcılar aşağıdaki sakıncaları beraberinde getirir:

- 1) Sistemin maliyetini artırır,
- 2) Makine boyutunu artırır,
- 3) Güvenilirliğini azaltır,
- 4) Gürültü problemlerine neden olur.

Bu algılayıcılar tarafından elde edilen bilgilerin düzeltilmesini içeren yöntemler üzerine çalışmalar yapılmıştır [37]. Fakat bu yöntemler; yüksek fiyat, güvenilirlik ve motor boyutu gibi sakıncaları ortadan kaldırmamıştır. Vektör kontrol uygulamalarının yapıldığı indüksiyon motorlarda da bir hız algılayıcısına ihtiyaç vardır. Literatürde gerek indüksiyon motorlarının gerekse SMSM'lerin konum ve hız algılayıcısız çalıştırılmasına yönelik birçok çalışma yapılmıştır. SMSM'ler, konum algılayıcısız kontrol stratejisinin farklı olduğu, yamuk ve sinüzoidal akı dağılımlı olarak sınıflandırılabilir. Yamuk akı dağılımlı SMSM'lerin konum algılayıcısız çalıştırılmasında, aynı anda üç sargıdan ikisinin kullanılıp boşta kalan üçüncü sargının bir algılayıcı olarak kullanılabilmesi büyük bir kolaylıktır. Ancak yamuk akı dağılımlı SMSM'de moment dalgalanmaları büyük problemdir. Sinüzoidal akı dağılımlı SMSM'lerde üç sargıya aynı anda enerji verildiğinden algılayıcısız kontrol algoritması karmaşıktır. Sabit mıknatıslı motorların algılayıcısız çalıştırılmasına yönelik birçok yöntem uygulanmaktadır. Bu yöntemler genel olarak aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- 1) Çıkıntılık izleyerek konum algılayıcısız kontrol,
- 2) Akı ve Zıt emk belirleyerek konum algılayıcısız kontrol,
- 3) Durum gözlemleyicileri kullanarak konum algılayıcısız kontrol,
- 4) Ölçülen motor akımları ve gerilimleri ile model akım ve gerilimleri kullanarak konum algılayıcısız kontrol,
- 5) Açık çevrim kontrol.

Çıkıntılık izlemede, rotor geometrisindeki çıkıntılar nedeniyle motor indüktansının rotor pozisyonuna göre değişimi incelenir [38-45]. Çıkıntılı kutuplu SMSM'lerde rotor pozisyonuna göre indüktansın değişimi çok belirgin olduğundan bu yöntem iyi sonuç verir. Bu guruba giren bir başka yöntem de motor sargılarına uygulanan yüksek frekanslı düşük genlikli bir sinyalle rotor pozisyonuna göre indüktans değişiminin belirginleştirilmesi yöntemidir. Ancak yüksek hızlarda çok büyük frekanslı sinyallere ihtiyaç duyulduğundan, bu yöntem düşük hızlarda kullanılır [43-45].

Zıt emk belirleme çok farklı yöntemlerle yapılmaktadır [46-54]. Motorun matematiksel modeli kullanılarak, kalman filtresiyle, kayma mod gözlemleyicilerle ve akıllı denetim algoritmaları kullanılarak tahmin edilen zıt emk'dan rotorun pozisyonu belirlenir. Ancak sıfır hız ve düşük hızlarda zıt emk'nın sistemdeki gürültülerden ayrılmayacak kadar küçük olması bu yöntemin sakıncasıdır.

Durum gözlemleyicileri, motorun ölçülebilen tüm büyüklükleri kullanarak istenen değişkeni bulabilen genellikle öz yinelemeli tahmin algoritmalarıdır [55-60]. Bu yöntemde ölçme hataları ve sistemdeki gürültüler son derece önemlidir.

Ölçülebilen motor akım ve gerilimler ile motor modelinden elde edilen akım ve gerilimlerin işlenmesi sonucu motora uygulanan gerilim belirlenir [61-66]. Bu yöntemde motor parametrelerine duyarlılık önemli bir sakınca olmaktadır.

Son yıllarda üzerinde durulan algılayıcısız kontrol yöntemlerinden biride açık çevrim algılayıcısız kontrol yöntemidir. SMSM'ler açık çevrim v/f kontrolünde de, stator alanı ile rotor alanının senkronize edilmesi için, bir konum algılayıcısına ihtiyaç duyar. Açık çevrim konum algılayıcısız kontrolde, stator alanı ile rotor alanının senkronize edilmesi ilave kontrol algoritmaları ile başarılıdır [67-70]. Aksi takdirde bazı durumlarda motorun başlatılması ve düzgün bir momentin elde edilmesi mümkün değildir. Stator alanı ile rotor alanının senkronize edilmesi ve motorun kararlı çalışabilmesi için motorun ölçülebilen büyüklüklerinden hesaplanan bir hız değeri referans hıza ilave edilir [67].

1.2. Tezin Amacı

Yapılan literatür taramasından da görüldüğü gibi SMSM'nin konum algılayıcısız kontrol algoritması düşük hız ve yüksek hızlarda, motorun silindirik rotorlu ve çıkıntılı rotorlu olmasına göre farklılık gösterir.

Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda, oluk etkileri ve doyma nedeniyle hava aralığındaki akı tam bir sinüs fonksiyonu değildir. Rotorun hareket ettirilmesiyle, rotor üzerinde bulunan mıknatısların stator sargılarında sinüzoidal bir gerilim endükleme için stator sargılarının dağıtılmış olması gereklidir. Pratikte stator sargıları, stator oluklarının sayısının müsaade ettiği oranda dağıtılabılır. Ayrıca motorda kullanılan saçların bazı kısımlarında oluşan doyma, hava aralığındaki akının tam bir sinüs fonksiyonu şeklinde değişmesini önler. Bu motorların kontrolü yapılırken bu akının sinüs fonksiyonu olduğu kabul edilir. Bu varsayım özellikle SMSM'nin konum algılayıcısız kontrolünde açılma hatalarına neden olmaktadır. Bu açılma hataları da tam bir senkronizasyonun sağlanamaması sonucu, motorda moment dalgalanmalarına sebep olmaktadır.

Bu tezde, kullanılan motorun SEY ile manyetik devrenin incelenmesi ile gerçeğe daha yakın bir modelleme ve bu modelin konum algılayıcısız kontrolde kullanılması düşünülmüştür. Böylece elde edilen modelde silindirik ve çıkıntılı rotorlu motor için kullanılabilen genel bir model elde edilebilir. Bu model özellikle çıkıntılı rotorlu bir SMSM'de konuma bağlı olarak değişen indüktans değerinden konum ve konumun değişiminden de hız elde edilebilir. Silindirik rotorlu SMSM'de zıt emk'nın birinci harmoniklerinden daha doğru bir konum ve hız tahmini

yapılabilir. Ayrıca bu tezde düşük ve yüksek hızlarda kullanılabilen açık çevrim konum algılayıcısız kontrolünün bulanık mantık denetleyici ile yapılması düşünülmektedir. Bu iki çalışma ile yapısal farklılıklara sahip SMSM'ler için düşük ve yüksek hızlarda kullanılabilen konum ve hız algılayıcısız kontrol sağlanacaktır. Tezde önerilen yöntemin geçerliliği Matlab Simulink programı ile yapılan benzetimlerle ve Dspace 1104 dijital sinyal işlemci kullanılarak gerçek zamanda yapılan deneylerle ispatlanacaktır.

1.3. Tezin Kapsamı

Bu tezde SMSM'nin konum ve hız algılayıcısız kontrolü, motorun yapısal farklılıkları dikkate alınarak gerçekleştirilecektir. Tezin ikinci bölümünde SMM'lerin çeşitleri, yapısı, kullanılan malzemeler, genel matematiksel modeller verilmiştir. Bu bölümde SMM'lerde kullanılan mıknatıs çeşitleri, özellikleri ve tarihsel gelişimi verilmiştir.

Üçüncü bölümde SEY'de kullanılan Rayleigh-Ritz Metodu anlatılmış, verilen örnek motorun bu yöntemle manyetik devresi incelenmiştir. Motor, yük açısının her 7.5^0 mekanik açı adımlarında, 3A ve 10A faz akımları için SEY ile incelenmiştir. Daha sonra rotor mıknatıslarının faz sargılarında oluşturduğu akıları modellemek için sadece mıknatıslar uyarılarak, 3.75^0 mekanik açı adımlarla SEY ile incelenmiştir. Yapılan incelemelerle faz sargılarının akıları, elde edilen motor momentinin yük açısına göre değişimi, mıknatısların faz sargılarında oluşturduğu akılar grafiklerle gösterilmiştir. SEY ile yapılan incelemelerin sonuçlarına göre motorun matematiksel modellenmesi yapılmıştır.

Dördüncü bölümde SMSM'nin konum ve hız algılayıcı vektör kontrolü yapılmıştır. Bu bölümde SEY ile elde edilen motor modeli kullanılarak motor akıları tahmin edilmiştir. SEY ile elde edilen motor modeli kullanılarak yapılan kontrolle, genel motor modellenmesi kullanılarak yapılan kontrol benzetim ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

Beşinci bölümde, SMSM'nin alan yönlendirmeli konum ve hız algılayıcısız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu kontrolde de SEY ile elde edilen model, zıt emk yönteminde kullanılmıştır. Yapılan kontrolün benzetim ve deneysel sonuçları verilmiştir.

Altıncı bölümde SMSM'nin bulanık mantık denetleyicili v/f kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde bulanık mantık denetleyicilerin yapısı ve uygulama adımları anlatılmış, SMSM'nin bulanık mantık denetleyicili v/f kontrolünün benzetim ve deneysel sonuçlarla davranışı verilmiştir.

Yedinci bölümde tezde kullanılan Dspace 1104 DSP tabanlı uygulama seti ve bu sette kullanılan malzemeler tanıtılmıştır. Ayrıca uygulamanın yapılması esnasında bazı pratik öneriler verilmiştir.

Tezin sekizinci bölümünde sonuçlar ve gelecekteki bilimsel çalışmalar için öneriler verilmiştir.

Tezin ek kısmında ise Uzay Vektör Pulse Wide Modulation (UVPWM) algoritması, PS12038 inverter modülü ve gerçekleştirilen prototipte kullanılan bazı devre elemanlarının teknik özellikleri, dSPACE DS1104 denetleyici kartın teknik özellikleri ve mimarisi ile birlikte MATLAB/Simulink’de gerçek-zamanlı model oluşturulmasında kullanılan dSPACE’in “Real Time Interface” yazılımının Simulink blokları, benzetim ve deneysel çalışmalar için kullanılan SMSM’nin parametreleri yer almaktadır.

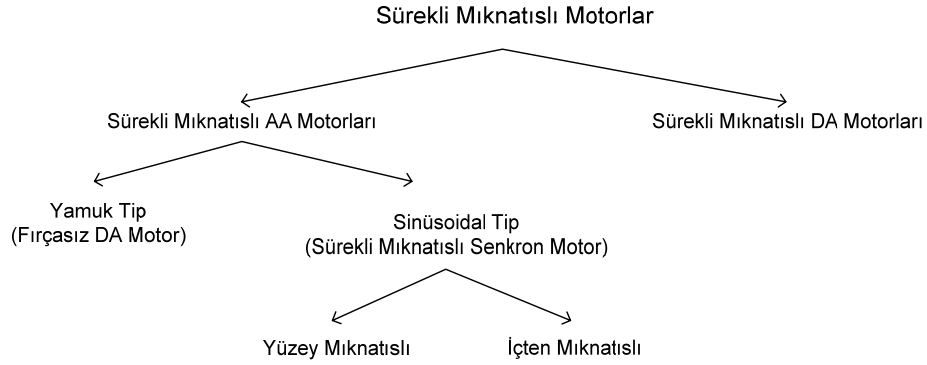
Bu tez çalışması Fırat Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FÜBAB-1318 numaralı proje ile desteklenmiştir

2. SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM), uyarım akımının sürekli mıknatıslarla sağlandığı, üzerinde bulunan konum ve hız algılayıcısı yardımıyla senkronizasyonun sağlanarak çalıştırılan motorlardır. Son yıllarda sürekli mıknatısların kalitesindeki artışlar ve maliyetindeki düşmeler, gelişen güç elektroniği elemanları ve işlemci teknolojisiyle birlikte diğer motorlara birçok bakımdan üstünlük sağlaması nedeniyle SMSM'ler artan bir ilgiye sahiptirler.

2.1. Sürekli Mıknatıslı Motorların Sınıflandırılması

Sürekli mıknatıslı motorlar genel olarak şekil 2.1'de görüldüğü gibi sınıflandırılabilir.



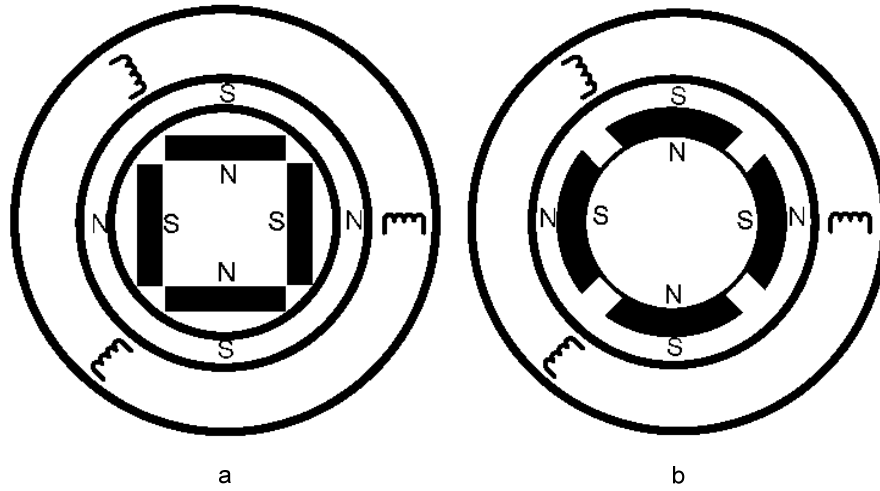
Şekil 2.1 Sürekli mıknatıslı motorların sınıflandırılması

Sürekli mıknatıslı motorlar öncelikle, beslenme gerilimlerine göre AA ve DA sürekli mıknatıslı motorlar olarak iki gruba ayrılır. DA sürekli mıknatıslı motorlar klasik DA motorlarına benzerler. Stator manyetik alanı, alan sargılarının yerine sürekli mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Bu motorlarda fırça ve kolektör düzeneği mevcuttur. Genellikle küçük güçlü motorlardır.

AA akım sürekli mıknatıslı motorlar, senkron motorlar olup, rotor alanı rotora yerleştirilen sürekli mıknatıslarla sağlanır. Bu motorlarda fırça ve kolektör düzeneği yoktur. Böylece klasik DA motorlarında bulunan fırça ve kolektör düzeneğinin oluşturduğu arızalar ve bakım gerektirme sorunu ortadan kaldırılarak daha basit bir yapı elde edilmiştir. Ancak bu motorların çalışması için rotor frekansı ile statora uygulanan gerilimin frekansı senkronize edilmelidir. Bunun için rotor konum ve hız algılayıcıları kullanılır. AA sürekli mıknatıslı motorlar da yamuk tip ve sinüsoidal tip olarak iki gruba ayrılır. Yamuk tip sürekli mıknatıslı motorlara literatürde fırçasız DA motorları denir. Bu motorların çalışma biçimi doğru akım

motorlarına çok benzerlik gösterir. Fırça ve kolektör düzeneğinin sırasıyla sargılara enerji verme işlemi, elektronik sürücü devre ile yapılır. Hızlı bir anahtarlama ile yüksek hızlara çıkılabilir. Bu motorlarda moment düzgün değildir.

Sinüzoidal tip sürekli mıknatıslı motorlar senkron motor olarak isimlendirilir. Üç faz sargısına sinüzoidal bir gerilim verilerek çalıştırılır. Ancak rotor alanı ile döner alanın birbirine kilitlenmesi gerekir. Fırçasız DA motorlarına göre moment düzgündür. Çok yüksek hızlara çıkılabilir. Bu motorlarda mıknatısın rotora yerleştiriliş biçimine göre, yüzey mıknatıslı (YMSM) ve içten mıknatıslı senkron motor(İMSM) olarak, iki çeşittir.



Şekil 2.2 Sinüzoidal sürekli mıknatıslı senkron motorun çeşitleri arasındaki yapı farkı

a) içten mıknatıslı b) Yüzey mıknatıslı

Şekil 2.2 b'de kesiti verilen yüzey mıknatıslı senkron motorlarda mıknatıslar rotor yüzeyine yapışmıştır. L_q ve L_d birbirine eşit olduğundan relüktans moment oluşmaz. İçten mıknatıslı senkron motorlarda ise stator akımını azaltmak ve belirli bir yük şartlarında güç faktörünü düzeltmek için mıknatıslar rotor çekirdeğine gömülür. Bu durumda L_q , L_d den daha büyük olup manyetik bir çıkıntılık elde edilir. Pozitif bir relüktans momenti elde etmek için motora negatif bir i_d akımı enjekte edilmelidir [71].

2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Yapısı

SMSM'ler stator, rotor ve konum algılayıcılarından oluşurlar [72].

Stator, döner alanı oluşturan sargıları taşıyan duran kısımdır. Klasik indüksiyon motorların statoru ile arasında bir fark bulunmaz. Momentin daha düzgün olduğu SMSM'lerde sargılar 120 derece açı ile yerleştirilmiş, dağıtılmış sargılar kullanılır. Toplu sarımlar bu

motorlarda kullanılmaz. Stator, manyetik geçirgenliği iyi olan silisyumlu saçların paketlenmesinden yapılır.

Rotor, üzerinde sürekli mıknatısların bulunduğu, motorun dönen kısmıdır. Mıknatıslar rotorun bir parçası olup kutupları oluşturur. Yapı olarak mıknatıslar, mıknatıs akılarının halkalanmasını sağlamak için demir mil üzerine geçirilmiş manyetik saçlardan oluşur. Genel olarak silindirik ve çıkıntılı tipleri mevcuttur. Ancak fiziksel olarak silindirik olan bir rotorda da elektriksel olarak çıkıntılık etkisi hala vardır [61]. Bazı rotor tiplerinde, motora yol vermek amacıyla ve senkron hız civarında osilasyonları azaltmak için, indüksiyon motorlarda olduğu gibi, iletken çubuklar yerleştirilir.

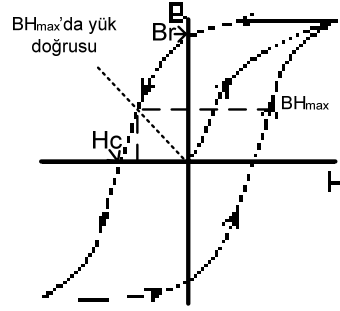
Konum ve hız algılayıcıları, rotor alanı ile stator alanını senkronize etmek amacıyla kullanılır. Bu algılayıcılar optik ve manyetik olabilir. Motorun senkron hızda çalışması için gereklidirler. Optik algılayıcılar ışık kaynağı olan led ve foto diyottan oluşur. Led uygun konumda foto diyotu iletime geçirerek rotorun dönebilmesi için uygun sargıyı denetleyen güç anahtarını iletime geçirir. Bu tür algılayıcılar fırçasız doğru akım motorları için çok uygundur. Manyetik algılayıcılarda ise bir sargı veya alan etkili eleman kullanılır. Bu algılayıcılarda kullanılan sargıda, rotorla hareket eden mıknatısların konumuna göre oluşturduğu gerilimle konum ve hız algılanır. Konum algılamak için kullanılan alan etkili algılayıcılar motorun statoruna uygun aralıklarla yerleştirilir ve böylece rotor üzerinde bulunan mıknatısların konumu algılanır. Ancak alan etkili elemanların kullanımı hava aralığının artmasına ve motorun ürettiği momentin düşmesine neden olur. Modern konum ve hız algılayıcılarından biri de artımsal konum ve hız algılayıcılarıdır. Motorun miline bağlanan bu algılayıcılar, milin dönme açısına göre seri çıkış darbeleri üretir. Tek kanallı ve çift kanallı olarak iki çeşittir. Çift kanallı artımsal konum ve hız algılayıcılarda biri diğerinden 90 derece faz farkı bulunan darbeler ile milin dönme yönü de algılanabilir.

2. 3. Sürekli Mıknatıslı Motorlarda Kullanılan Mıknatıslar

Sürekli mıknatıslar ilk olarak eski Çin’de doğal olarak oluşan çekici şey olarak bilinmekteydi. Sürekli mıknatıslar, elektrik makinelerinin gelişimi ile uyartım alanını oluşturmak için, kullanılmaya başlandı. Ancak önceleri krom çelik ve diğer sert çelik mıknatıslar gibi düşük enerji yoğunluğuna sahip sürekli mıknatıslar, çok küçük güçlü motorlar ve sinyal algılayıcıları gibi makinelerin dışında kullanılamadı.

2.3.1. Mıknatıslarda B-H Eğrisi

Bir mıknatısın özelliklerini gösteren histerisiz eğrisidir. Şekil 2.3’de gösterildiği gibi, bu eğri bir dış manyetik alanın etkisiyle mıknatısın, kapalı bir devrede doymaya ulaştırılması, demagnetize edilmesi, karşı yönde doymaya getirilmesi ve tekrar demagnetize edilmesiyle B-H eğrisi elde edilir.



Şekil 2.3 Mıknatısın B-H eğrisi

B-H eğrisinin ikinci dörtte birlik kısmına demagnetizasyon eğrisi denir ve bu eğri uygulamada kullanılan mıknatısın içinde bulunduğu koşulları tanımlar. Eğer bir mıknatısın hava aralığı boyutları sabit ve herhangi bir dış manyetik alan sabit tutulursa statik çalışma noktası benzersiz olacaktır. Aksi takdirde çalışma noktası demagnetizasyon eğrisi boyunca hareket edecektir. Bu eğrinin B eksenini kestiği nokta B_r artık indüksiyon, H eksenini kestiği nokta H_c koersif güç, B ve H'nin çarpımının maksimum olduğu BH_{max} maksimum enerji üretim noktası, bir mıknatısın en önemli üç özelliğidir. B_r , mıknatısın kapalı devre şartlarında üretebileceği maksimum indüksiyonu gösterir. H_c , dış bir manyetik alan etkisi altında mıknatısın demagnetizasyon olacağı H değerini gösterir. Bir B-H eğrisi çizildiği zaman B'nin değeri, mıknatısın toplam akısının ölçülmesi ve bu değerın mıknatıs kutup alanına bölünmesi ile bulunur. Toplam akı, mıknatısa uygulanan manyetik alan (H) ile mıknatısın kendi asıl manyetik alanının toplamıdır. Mıknatısındaki manyetik akı yoğunluğunun böylece iki bileşeni vardır. Birincisi uygulanan manyetik alanın oluşturduğu bileşen, diğeri mıknatısın kendi oluşturduğu asıl manyetik akı yoğunluğu bileşenidir. Mıknatısın asıl akı yoğunluğu B_i ile gösterilir. Böylece $B_T = B + B_i$ veya $B_i = B_T - B$ 'dir. Herhangi bir dış alanın olmadığı normal çalışma şartlarında mıknatıs, BH eğrisinin ikinci çeyreğinde çalışır ki burada H değeri negatiftir. Bu H değeri mıknatıslarda negatif olmasına rağmen genellikle pozitif değer olarak söylenir. Normal B-H eğrisinin çizildiği biçimde mıknatısın gerçek B-H eğrisi çizilebilir. Bu durumda eğrinin H eksenini kestiği nokta da gerçek koersif güç olur ve H_{ci} ile gösterilir. Bu değer mıknatısın kararlılığının göstergesidir.

2.3.2. Mıknatıs çeşitleri

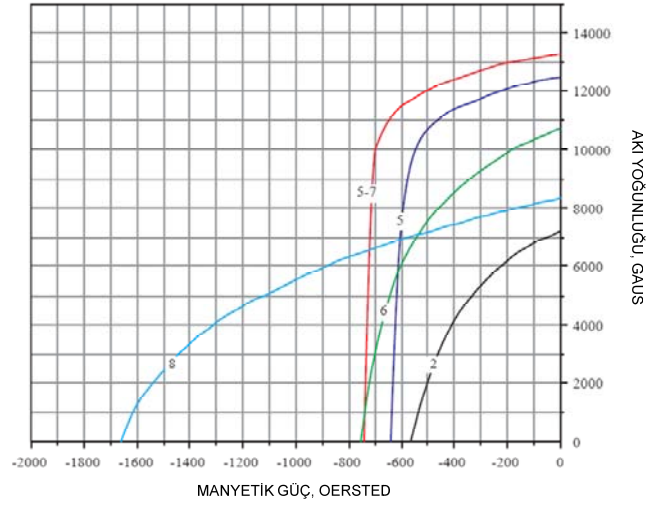
Kullanıldığı malzemeye göre modern mıknatıslar dört sınıfa ayrılır. Her bir mıknatıs sınıfına ait birçok mıknatıs ailesi vardır. Bu genel sınıflar alnico, seramik veya ferrit, Samarium cobalt ve NdFeB mıknatıslardır. Samaryum kobalt ve NdFeB mıknatıslar nadir toprak grup elementlerden oluştuğu için bu iki mıknatıs ailesine nadir toprak mıknatıslar da denir.

Alnico mıknatıslar: Modern sürekli mıknatıslı makinalar 1930’larda Bell laboratuvarı tarafından Alnico Mıknatısların geliştirilmesiyle kullanılmaya başlanmıştır. Alnico sürekli mıknatıslar alüminyum, nikel, kobalt ve demir alaşımlarından oluşur. Yüksek akı yoğunluğu ve kayda değer enerji üretimine sahip ticari uygulamalar için üretilen alnico mıknatıslar, birkaç kilovattlık sürekli mıknatıslı motorlarda ve güç uygulamalarında kullanılmaya başlanmıştır. Ancak bu mıknatısların düşük koersif güçleri, özellikle sabit akım gerektiren uygulamalarda kullanılmasını engellemiştir. Tablo 2.1’de Alnico mıknatıs aileleri ve özellikleri verilmiştir.

Tablo 2.1 Alnico mıknatıs sınıfındaki mıknatıslar ve özellikleri [73].

Material & Grade	B _r (Gauss)	H _c (Oersted)	H _{ci} (Oersted)	BH _{max} MGOe	Recoil Perm.	Slope @ BH _{max}	Curie Temp (°C)	*Max. Op. Temp (°C)	Temp. Coeff. ΔB _r /B _r (°C ⁻¹)	Density (lb/in ³)
Alnico										
5 Cast	12,500	640	640	5.5	3.70	18.0	860	540	-0.013	0.265
5-7 Cast	13,500	740	740	7.5	3.60	16.0	860	540	-0.013	0.265
6 Cast	10,500	780	800	3.9	2.40	7.0	860	540	-0.013	0.265
8 Cast	8,300	1,650	1,650	5.5	2.00	5.0	860	540	-0.013	0.265
2 Sintered	6,600	550	550	1.4	5.60	12.3	810	540	-0.015	0.247
5 Sintered	10,800	600	600	3.8	5.20	18.4	860	540	-0.007	0.253
8 Sintered	7,000	1,900	1,900	5.0	1.90	5.0	860	540	-0.013	0.253

Şekil 2.4’de alnico mıknatısların B-H eğrisi her bir sınıf için verilmiştir.



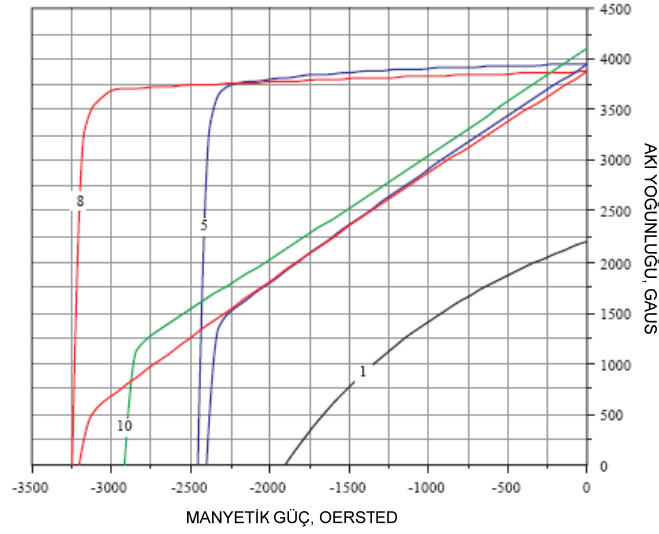
Şekil 2.4 Alnico mıknatıs ailelerine ait B-H eğrileri [73]

Seramik mıknatıslar: Sürekli mıknatısların yaygın olarak kullanılması 1950’lerde seramik veya sert ferrit mıknatısların bulunmasıyla mümkün olmuştur. Seramik mıknatıslar baryum veya strontiumun demir tuzu oksitleri olarak tanımlanırlar. Kırılgan bir yapıya sahip olmalarına rağmen demagnetizasyonsuz büyük ters alanlara dayanabilirler. Ferrit mıknatısların akı yoğunluğu, alnico mıknatıslara göre daha düşük olmasına rağmen, yüksek koersif güce sahip olmaları, sürekli mıknatıslı motorlara uyumunu sağlamıştır. Tablo 2.2’de Seramik mıknatıs sınıfında yer alan bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri verilmiştir.

Tablo 2.2 Seramik mıknatıs sınıfına ait bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri [73]

Material & Grade	B_r (Gauss)	H_c (Oersted)	H_{ci} (Oersted)	BH_{max} MGOe	Recoil Perm.	Slope @ BH_{max}	Curie Temp (°C)	*Max. Op. Temp (°C)	Temp. Coeff. $\Delta B_r/B_r$ (C%)	Density (Lb/in ³)
Ceramic										
1	2,200	1,900	3,250	1.1	1.15	1.2	450	300	-0.18	0.180
5	3,950	2,400	2,450	3.6	1.06	1.1	450	300	-0.20	0.180
8	3,900	3,200	3,250	3.5	1.06	1.0	450	300	-0.20	0.180
10	4,200	2,950	3,050	4.2	1.06	1.1	450	300	-0.20	0.180

Şekil 2.5’de Seramik mıknatıslara ait bazı mıknatıs ailelerine ait B-H eğrileri verilmiştir.



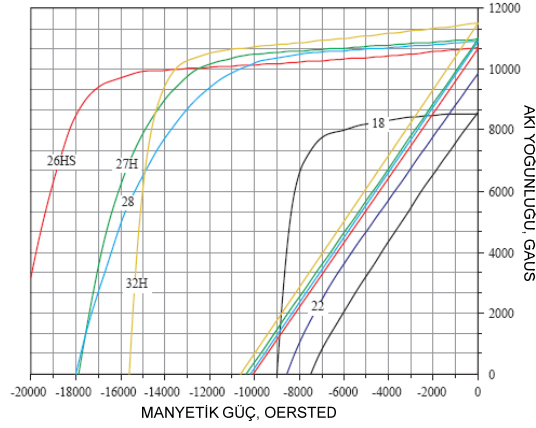
Şekil 2.5 Seramik mıknatıs sınıfındaki bazı mıknatıs ailelerinin B-H eğrileri [73].

Samaryum kobalt mıknatıslar: Sürekli mıknatıslı makinaları etkileyen en büyük gelişim 1960’larda bulunan nadir toprak sürekli mıknatıslardır. Başlangıçta nadir toprak sürekli mıknatıslar kobalt ve samaryum alaşımından oluşmaktaydı. Samaryum kobalt sürekli mıknatıslar Alnico sınıfının sunduğu kadar yüksek akı yoğunluğuna sahip, aynı zamanda sert Ferit sürekli mıknatısların sahip olduğu koersif güçten daha fazla bir koersif güce sahiptirler. Ancak kobaltın dünyanın birkaç yerinde bulunması ve bu nedenle pahalı olması bu mıknatısların kullanımını sınırlandırmıştır. Tablo 2.3’de Samaryum kobalt mıknatısları sınıfına giren bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri verilmiştir.

Tablo 2.3 Samaryum kobalt mıknatısları sınıfına giren bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri [73].

Material & Grade	B _r (Gauss)	H _c (Oersted)	H _{ci} (Oersted)	BH _{max} MGOe	Recoil Perm.	Slope @ BH _{max}	Curie Temp (°C)	*Max. Op. Temp (°C)	Temp. Coeff. ΔB _r /B _r (°C ⁻¹)	Density (Lb/in ³)
SmCo										
B15S	7,950	6,100	10,500	14	1.05	1.1	720	150	-0.04	0.253
18	8,600	7,200	9,000	18	1.08	1.0	775	250	-0.04	0.300
22	9,850	8,750	12,000	22	1.02	1.0	820	250	-0.03	0.303
26	10,500	9,200	10,000	26	1.08	1.0	825	350	-0.03	0.303
26H	10,600	9,250	11,500	27	1.02	1.0	820	350	-0.03	0.303
26HS	10,600	9,800	18,000	27	1.02	1.0	820	380	-0.03	0.303
27H	11,000	10,300	26,000	28	1.10	1.0	820	350	-0.03	0.303
28	10,700	10,300	18,000	28	1.05	1.0	820	350	-0.03	0.303
32H	11,600	9,500	14,000	31	1.02	1.1	820	350	-0.03	0.303

Şekil 2.6’da Samaryum kobalt mıknatısları sınıfına giren bazı mıknatıs ailelerinin B-H eğrileri verilmiştir.



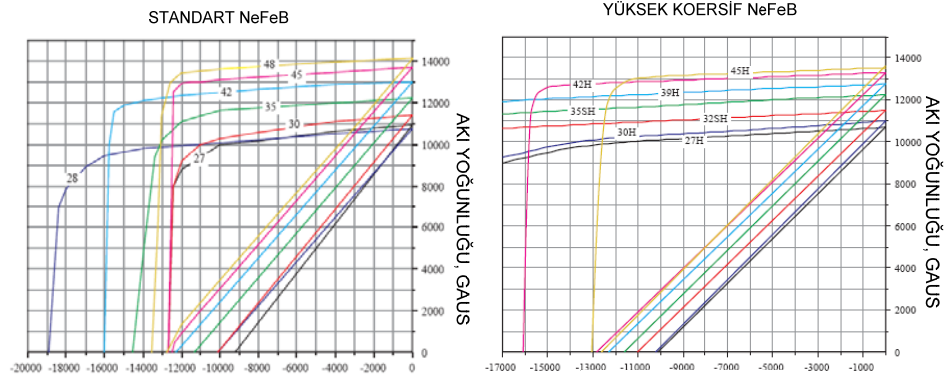
Şekil 2.6 Samaryum kobalt mıknatısları sınıfına giren bazı mıknatıs ailelerinin B-H eğrileri [73].

NdFeB Mıknatıslar: Nadir toprak sürekli mıknatıslardaki en son gelişim neodymium-iron-baron alaşımlarıdır ki samaryum kobalt mıknatıslarla karşılaştırılabilir kadar teknik özelliğe sahip olan bu mıknatıslar çok daha ucuzdur. NdFeB mıknatıslar bu gün bilinen en yüksek güç yoğunluğuna sahip, elektrik makineleri uygulamalarında kullanılan mıknatıslardır. Tablo 2.4’de bu mıknatıs sınıfına ait bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri verilmiştir.

Tablo2.4 NdFeB sınıfına ait bazı mıknatıs ailelerinin özellikleri [73].

Material & Grade	B _r (Gauss)	H _c (Oersted)	H _{ci} (Oersted)	BH _{max} MGOe	Recoil Perm.	Slope @ BH _{max}	Curie Temp(°C)	*Max. Op. Temp (°C)	Temp. Coeff. ΔB _r /B _r /°C (%)	Density (Lb/in ³)
NdFeB										
45B	3460	3,460	9,600	2.8	1.25	1.2	350	150	-0.10	0.217
B10N	6,800	5,780	10,300	10	1.25	1.2	350	150	-0.10	0.217
24	9,800	7,500	8,000	24	1.10	1.3	300	80	-0.12	0.275
24UH	10,000	9,600	41,000	24	1.10	1.0	310	210	-0.10	0.271
27	10,850	9,650	13,500	27	1.10	1.0	315	80	-0.12	0.267
27H	10,600	10,100	17,000	27	1.05	1.0	310	150	-0.11	0.271
28	10,800	10,100	17,000	28	1.09	1.0	310	150	-0.09	0.271
28UH	10,900	10,400	25,000	28	1.05	1.0	310	190	-0.11	0.271
30	11,400	10,400	13,500	30	1.09	1.0	315	150	-0.12	0.267
30H	11,200	10,700	17,000	30	1.05	1.0	310	150	-0.11	0.271
32SH	11,600	11,100	31,000	32	1.10	1.0	310	180	-0.10	0.271
35	12,300	11,300	14,000	35	1.09	1.1	310	150	-0.10	0.271
35SH	12,200	11,700	26,000	36	1.05	1.0	310	160	-0.10	0.271
38H	12,550	11,700	17,000	38.5	1.05	1.0	365	130	-0.10	0.271
39H	12,800	12,300	21,000	40	1.10	1.0	310	150	-0.10	0.271
40	12,900	12,400	12,000	40	1.05	1.0	310	130	-0.11	0.271
42	13,050	12,500	14,000	41	1.05	1.0	365	120	-0.10	0.271
42H	13,300	12,700	17,000	43	1.10	1.0	310	120	-0.10	0.271
45	13,550	11,750	11,000	44	1.05	1.1	310	100	-0.10	0.271
45H	13,500	12,900	15,000	45	1.10	1.0	310	100	-0.11	0.271
48	14,100	12900	13,500	48	1.10	1.1	310	80	-0.11	0.271

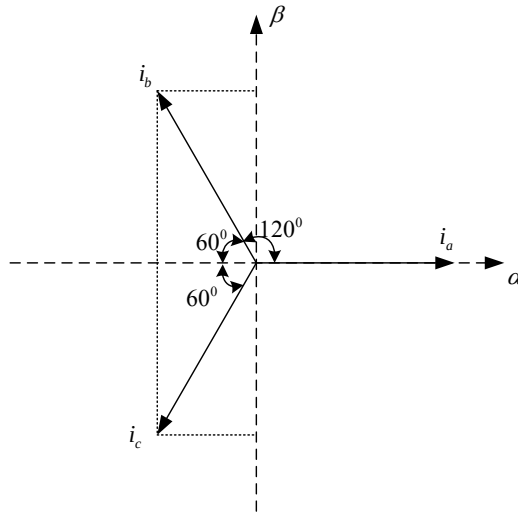
Şekil 2.7’de standart ve yüksek coersif güçlü NeFeB sınıfına ait mıknatıs ailelerinin B-H eğrileri görülmektedir.



Şekil 2.7 a) Standart b) Yüksek coersif güçlü NeFeB sınıfına ait mıknatıs ailelerinin B-H eğrileri [73].

2. 4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Genel Matematiksel Modeli

Clarke Dönüşümü; Üç fazlı bir makina şekil 2.8’de görüldüğü gibi eşdeğer iki fazlı bir makina olarak modellenebilir.



Şekil 2.8 Durağan stator referans düzlemi

Şekil 2.8’de α β durağan stator referans düzleminde yatay ve dikey eksenini göstermektedir.

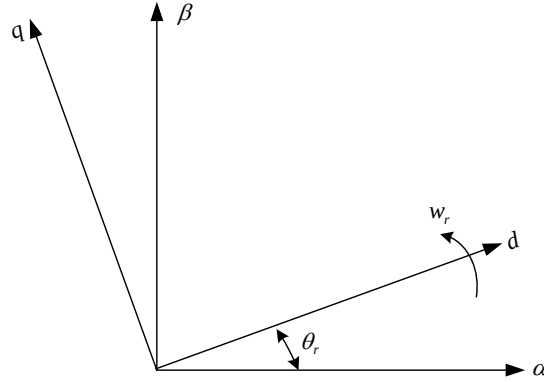
Üç faz abc stator referans düzlemindeki motor akımları, denklem(2.1) Clarke dönüşümü ile durağan stator referans düzleminde ifade edilir. Bu denklem gerilim ve akılar için de kullanılır. Burada i_0 sıfır etki bileşeni olup dengeli bir sistemde sıfırdır.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Denklem (2.2) ile durağan stator referans düzlemindeki ifadeler stator abc düzleminde ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(-\frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Park Dönüşümü; Üç fazlı elektrik motorunun bir faz eşdeğer devresi sadece sürekli durum şartlarında geçerlidir. Rotor değişkenlerinin stator devresine indirgenmesinde kullanılan katsayılar rotorun konumuna göre sürekli değişir. Motor modeli bu değişimleri tanımlayan diferansiyel denklemlerle ifade edilebilir. Ancak bu motor modelinin çok karmaşık olmasına yol açar. Motor değişkenleri rotor referans düzleminde yazılırsa rotor konumuna göre değişmez ve daha basit bir model elde edilir. Bu durumda bir değişkeni dönen rotor referans düzleminde ifade etmek, ancak rotor konumunun bilinmesiyle olur. Şekil 2.9’da dönen rotor referans düzlemi görülmektedir. Burada kullanılan d ve q rotor referans düzleminin yatay ve düşey eksenlerini göstermektedir.



Şekil 2.9 Dönen rotor referans düzlemi

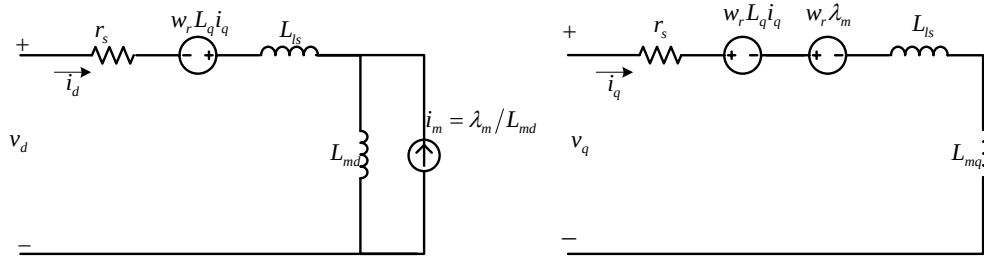
Motor akımları dönen rotor referans düzleminde, denklem (2.3) Park dönüşümü ile ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Dönen rotor referans düzleminde üç faz stator abc düzlemine değişkenlerin dönüşümünde denklem (2.4) kullanılır.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ i_o \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

SMSM'nin eşdeğer devresi; SMSM'nin literatürde verilen d-q genel eşdeğer devresi şekil 2.8'de verilmiştir. Bu genel eşdeğer devre için gerilim denklemleri denklem(2.1) de verilmiştir.



Şekil 2.10 SMSM'nin d-q genel eşdeğer devresi

YMSM için matematiksel model;

YMSM için dönen rotor referans düzleminde motorun gerilim denklemleri denklem(2.5)'de verilmiştir [49].

$$\begin{aligned} V_q &= r_s \cdot i_q + p\lambda_q + w_r \lambda_d \\ V_d &= r_s \cdot i_d + p\lambda_d - w_r \lambda_q \end{aligned} \quad (2.5)$$

Burada V_q ve V_d q-d eksen gerilimlerini, p türev operatörünü i_q ve i_d q-d eksen akımlarını, λ_q ve λ_d q-d eksen akılarını göstermektedir. Buradaki akılar, denklem (2.6)'da tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned} \lambda_q &= L i_q \\ \lambda_d &= L i_d + \lambda_m \end{aligned} \quad (2.6)$$

Burada verilen λ_m mıknatıs akısıdır. YMSM'lerde d ve q eksen indüktansları birbirine eşit olduğundan sadece stator indüktansı olacaktır. YMSM'nin durağan stator referans düzleminde gerilim denklemi denklem (2.7)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} V_\alpha &= r_s i_\alpha + p L i_\alpha - w_r \lambda_m \sin \theta_r \\ V_\beta &= r_s i_\beta + p L i_\beta + w_r \lambda_m \cos \theta_r \end{aligned} \quad (2.7)$$

Burada θ_r rotorun radyan olarak elektriksel konumudur.

İçten mıknatıslı senkron motor için matematiksel model;

İMSM'nin, gerilim denklemleri denklem(2.8)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} V_q &= r_s \cdot i_q + p L_q i_q + w_r L_d i_d + w_r \lambda_m \\ V_d &= r_s \cdot i_d + p L_d i_d - w_r L_q i_q \end{aligned} \quad (2.8)$$

İMSM'un stator referans düzleminde gerilim denklemi denklem (2.9)'da verilmiştir.

$$\begin{aligned} V_\alpha &= r_s i_\alpha + p L_\alpha i_\alpha + p L_{\alpha\beta} i_\beta - w_r \lambda_m \sin \theta_r \\ V_\beta &= r_s i_\beta + p L_\beta i_\beta + p L_{\alpha\beta} i_\alpha + w_r \lambda_m \cos \theta_r \end{aligned} \quad (2.9)$$

Denklem (2.9)'da verilen indüktanslar,

$$\begin{aligned} L_\alpha &= L_0 + L_l \cos 2\theta_r, \\ L_\beta &= L_0 - L_l \cos 2\theta_r, \\ L_{\alpha\beta} &= L_l \sin 2\theta_r, \\ L_0 &= \frac{L_d + L_q}{2}, \\ L_l &= \frac{L_d - L_q}{2}, \text{ olarak tanımlanmıştır.} \end{aligned}$$

Her iki motor türü için elektriksel moment denklem (2.10)'da verilmiştir.

$$T_e = \frac{3P}{2} [\lambda_m i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (2.10)$$

P çift kutup sayısını göstermektedir. Moment ifadesinde birinci terim mıknatıs tarafından üretilen moment, ikinci terim relüktans farkından kaynaklanan relüktans momentidir. YMSM'lerde d-q eksen indüktansları birbirine eşit olduğuna göre relüktans moment sıfır olacaktır. Mekanik denklem ise denklem (2.11)'de verilmiştir.

$$T_e = J p w_{rm} + B w_{rm} + T_y \quad (2.11)$$

Burada w_{rm} mekanik hızı, J motorun atalet momenti, T_y yük momentini göstermektedir.

3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ İLE İNCELENMESİ VE MODELLENMESİ

Sonlu elemanlar yöntemi (SEY), elektrik mühendisliğinde; manyetik alanların incelenmesinde, elektrik makinalarının davranış hesaplarında ve modellenmesinde, makine mühendisliğinde; termik ve hidrolik problemlerin çözümünde, eğilme, burulma ve kırılma incelemelerinde, inşaat mühendisliğinde; mekaniki dayanım için kuvvet hesaplamalarında çok kullanılan bir yöntemdir. Elektrik makinalarının incelenmesinde ve imalat öncesi tasarımlarında da bu yöntemden faydalanılmaktadır. Bir motorun boşa veya yükte üretebileceği moment ve akı dağılımları, motorun fiziksel boyutları ve kullanılacak malzemenin özelliklerine göre hesaplanabilir.

3.1. Sonlu Elemanlar Yöntemi

Sonlu elemanlar yöntemi, Laplace ve Poisson tipi kısmi türevli diferansiyel denklemlerin çözümlerinde kullanılan bir yöntemdir. Çözüm için yapılan işlemlerin çok fazla olması nedeniyle bir bilgisayar programı kullanılır. Laplace (denklem 3.1) ve Poisson (denklem 3.2) denklemlerinin bu yöntemle çözümü, denklemin direkt çözümü yerine, çözümü sağlayan fonksiyonun sisteme ait enerji fonksiyonelinini minimize eden değerleri bulmakla yapılır. Deneme fonksiyonu oluşturmada genellikle Rayleigh-Ritz yöntemi kullanılır.

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} = 0 \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} = f(x, y) \quad (3.2)$$

Sonlu elemanlar yönteminde ilk aşama, çözüm bölgesinin küçük elemanlara bölünmesi işlemidir. Bu elemanların iki boyutlu inceleme yapılması esnasında alanlarının, üçboyutlu inceleme yapılması esnasında da hacimlerinin hesaplamalara katıldığından dolayı, alan ve hacim hesaplamalarının kolay yapılabilmesi ve çözüm bölgesinin sınırlarını bozmayacak elemanlara bölünmesi esas alınır. Eğrisel sınırları sağlayabilmesi nedeniyle en çok üçgen elemanlar tercih edilir. Çözüm ağı üretme adı verilen bu işlemde, çözüm bölgesinin mümkün olduğu kadar küçük elemanlara bölünmesi ve vektör potansiyel değişimlerinin fazla olduğu kısımların daha küçük elemanlara bölünmesi çözümün doğruluğunu artırmaktadır. Ancak çok fazla eleman kullanmak çözümün yapılması için gerekli sürenin uzamasına neden olmaktadır.

3.2. Rayleigh-Ritz Yöntemi

Verilen sınır koşulları altında temel diferansiyel denklemi minimum yapan varyasyonel bir yöntemdir. Çözüm ağı üretildikten sonra bir elemanın içinde ve köşelerinde çözümün lineer olduğu kabul edilerek birinci dereceden polinom olan denklem(3.3)'de verilen bir deneme fonksiyonu seçilir.

$$\phi(x, y) = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot x + \alpha_2 \cdot y \quad (3.3)$$

Bir üçgenin köşelerinde ve içinde çözümü sağlayan ϕ deneme fonksiyonu x ve y koordinatlarına göre lineer olarak değişmektedir. Bir üçgenin köşelerini belirleyen (x_i, y_i) , (x_j, y_j) , (x_m, y_m) koordinatları verildiğinde bu köşelerdeki ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m değerleri denklem (3.3)'e göre aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} \phi_i &= \alpha_0 + \alpha_1 \cdot x_i + \alpha_2 \cdot y_i \\ \phi_j &= \alpha_0 + \alpha_1 \cdot x_j + \alpha_2 \cdot y_j \\ \phi_m &= \alpha_0 + \alpha_1 \cdot x_m + \alpha_2 \cdot y_m \end{aligned} \quad (3.4)$$

Ele alınan deneme fonksiyonunu üçgenlerin köşe ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m değerleri ile denklem (3.5)'de verildiği şekilde, ifade etmek için N_i, N_j, N_m şekil veya enterpolasyon fonksiyonları kullanılır.

$$\phi(x, y) = N_i(x, y) \cdot \phi_i + N_j(x, y) \cdot \phi_j + N_m(x, y) \cdot \phi_m \quad (3.5)$$

Denklem (3.5)'deki deneme fonksiyonunda N_i, N_j, N_m şekil fonksiyonları, i,j,m köşe koordinatlarının deneme fonksiyonunda yerine yazılması durumunda, ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m değerlerini verecek şekilde fonksiyonlar olmalıdır. Yani üçgenin i köşesinde şekil fonksiyonlarının değerleri $N_i=1, N_j=0, N_m=0$ olmalıdır. Bu şarta göre üçgenin alan matrisinden enterpolasyon fonksiyonları bulunur.

$$\Delta = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & x_i & y_i \\ 1 & x_j & y_j \\ 1 & x_m & y_m \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned}
a_i &= x_j \cdot y_m - x_m \cdot y_j & b_i &= y_j - y_m & c_i &= x_m - x_j \\
a_j &= x_m \cdot y_i - x_i \cdot y_m & b_j &= y_m - y_i & c_j &= x_i - x_m \\
a_m &= x_i \cdot y_j - x_j \cdot y_i & b_m &= y_i - y_j & c_m &= x_j - x_i
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Kısaltmaları kullanarak N_i, N_j, N_m şekil fonksiyonları denklem (3.8)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
N_i(x, y) &= \frac{a_i + b_i \cdot x + c_i \cdot y}{2 \cdot \Delta} \\
N_j(x, y) &= \frac{a_j + b_j \cdot x + c_j \cdot y}{2 \cdot \Delta} \\
N_m(x, y) &= \frac{a_m + b_m \cdot x + c_m \cdot y}{2 \cdot \Delta}
\end{aligned} \tag{3.8}$$

Bulunan şekil fonksiyonları (3.5)'de verilen deneme fonksiyonunda yerine yazılırsa denklem (3.9) elde edilir.

$$\phi(x, y) = \frac{a_i + b_i \cdot y + c_i \cdot y}{2 \cdot \Delta} \cdot \phi_i + \frac{a_j + b_j \cdot y + c_j \cdot y}{2 \cdot \Delta} \cdot \phi_j + \frac{a_m + b_m \cdot y + c_m \cdot y}{2 \cdot \Delta} \cdot \phi_m \tag{3.9}$$

Bu deneme fonksiyonu denklem (3.1)'de verilen Laplace diferansiyel denklemini sağladığı varsayıldığından, homojen sınır koşullarında Laplace denklemini karşılayan n. üçgene ait $F^{(n)}$ fonksiyoneli denklem (3.10)'da verilmiştir.

$$F^n = \iint \left[\left(\frac{\partial \phi}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial \phi}{\partial y} \right)^2 \right] dx \cdot dy \tag{3.10}$$

Bu enerji fonksiyoneliinde denklem(3.5)' de verilen deneme fonksiyonu kullanılırsa denklem (3.11) yazılabilir.

$$\begin{aligned}
\frac{\partial \phi}{\partial x} &= \phi_i \cdot \frac{\partial N_i}{\partial x} + \phi_j \cdot \frac{\partial N_j}{\partial x} + \phi_m \cdot \frac{\partial N_m}{\partial x} = \frac{(b_i \cdot \phi_i + b_j \cdot \phi_j + b_m \cdot \phi_m)}{2 \Delta} \\
\frac{\partial \phi}{\partial y} &= \phi_i \cdot \frac{\partial N_i}{\partial y} + \phi_j \cdot \frac{\partial N_j}{\partial y} + \phi_m \cdot \frac{\partial N_m}{\partial y} = \frac{(c_i \cdot \phi_i + c_j \cdot \phi_j + c_m \cdot \phi_m)}{2 \Delta}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Denklem (3.11), (3.10)'da yerine yazılırsa denklem (3.12) elde edilir.

$$\frac{n}{F} = \left[\frac{(b_i \cdot \phi_i + b_j \cdot \phi_j + b_m \cdot \phi_m)}{2 \cdot \Delta} \right]^2 \iint dx \cdot dy + \left[\frac{(c_i \cdot \phi_i + c_j \cdot \phi_j + c_m \cdot \phi_m)}{2 \cdot \Delta} \right]^2 \iint dx \cdot dy \quad (3.12)$$

$\Delta = \iint dx \cdot dy$ üçgenin alanıdır. Bu durumda denklem (3.12), denklem (3.13)'e dönüşür.

$$\frac{n}{F} = \frac{1}{4 \cdot \Delta} \cdot \left[(b_i \cdot \phi_i + b_j \cdot \phi_j + b_m \cdot \phi_m)^2 + (c_i \cdot \phi_i + c_j \cdot \phi_j + c_m \cdot \phi_m)^2 \right] \quad (3.13)$$

Parantez karesi işlemi yapıldığında denklem (3.14) elde edilir.

$$\frac{(n)}{F} = \frac{1}{4 \Delta} \left[(b_i^2 + c_i^2) \phi_i^2 + (b_j^2 + c_j^2) \phi_j^2 + (b_m^2 + c_m^2) \phi_m^2 + 2 \left[(b_i b_j + c_i c_j) \phi_i \phi_j + (b_i b_m + c_i c_m) \phi_i \phi_m + (b_j b_m + c_j c_m) \phi_j \phi_m \right] \right] \quad (3.14)$$

Sonlu elemanlar yönteminde fonksiyonelde (3.15)'de verilen kısaltmalar kullanılır.

$$\begin{aligned} S_{ii} &= \frac{1}{4 \Delta} (b_i^2 + c_i^2) & S_{jj} &= \frac{1}{4 \Delta} (b_j^2 + c_j^2) & S_{mm} &= \frac{1}{4 \Delta} (b_m^2 + c_m^2) \\ S_{ij} &= \frac{1}{4 \Delta} (b_i b_j + c_i c_j) & S_{im} &= \frac{1}{4 \Delta} (b_i b_m + c_i c_m) & S_{jm} &= \frac{1}{4 \Delta} (b_j b_m + c_j c_m) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Kısaltmalar yerine yazılırsa denklem (3.16) elde edilir.

$$\frac{(n)}{F} = S_{ii} \cdot \phi_i^2 + S_{jj} \cdot \phi_j^2 + S_{mm} \cdot \phi_m^2 + 2 \cdot [S_{ij} \cdot \phi_i \cdot \phi_j + S_{im} \cdot \phi_i \cdot \phi_m + S_{jm} \cdot \phi_j \cdot \phi_m] \quad (3.16)$$

Çözüm bölgesinin tamamı için enerji fonksiyoneli her bir üçgen eleman için elde edilen fonksiyonellerin toplamıdır.

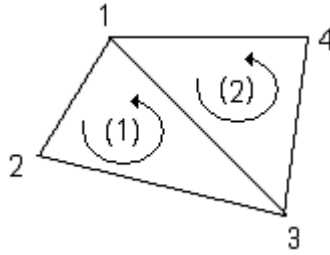
$$F = \sum_{n=1}^n \ddot{U}_s \quad (3.17)$$

F'yi minimum yapan ϕ_i, ϕ_j, ϕ_m değerlerini bulmak için bu değişkenlere göre kısmi türevler alınıp sıfıra eşitlenir.

$$\begin{aligned}
\frac{\partial F^{(n)}}{\partial \phi_i} &= 2 \cdot \left(S_{ii}^{(n)} \cdot \phi_i + S_{ij}^{(n)} \cdot \phi_j + S_{im}^{(n)} \cdot \phi_m \right) \\
\frac{\partial F^{(n)}}{\partial \phi_j} &= 2 \cdot \left(S_{ji}^{(n)} \cdot \phi_i + S_{jj}^{(n)} \cdot \phi_j + S_{jm}^{(n)} \cdot \phi_m \right) \\
\frac{\partial F^{(n)}}{\partial \phi_m} &= 2 \cdot \left(S_{mi}^{(n)} \cdot \phi_i + S_{mj}^{(n)} \cdot \phi_j + S_{mm}^{(n)} \cdot \phi_m \right)
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Denklem (3.18) matrisel formda denklem (3.19)'deki gibi yazılır.

$$\begin{bmatrix} S_{ii}^{(n)} & S_{ij}^{(n)} & S_{im}^{(n)} \\ S_{ji}^{(n)} & S_{jj}^{(n)} & S_{jm}^{(n)} \\ S_{mi}^{(n)} & S_{mj}^{(n)} & S_{mm}^{(n)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_i \\ \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.19}$$



Şekil 3.1 Üçgen elemanların birleştirilmesi

Şekil 3.1'de iki üçgenden oluşan bir çözüm bölgesinde 4 düğüm mevcut olup enerji fonksiyoneliinde her bir düğüm için kısmi türev alındığında (3.20)'deki denklemler oluşur. Bu denklemlerde S'nin üzerindeki indis hangi üçgene ait olduğunu gösterir.

$$\begin{aligned}
\frac{\partial F}{\partial \phi_1} &= \frac{\partial F^{(1)}}{\partial \phi_1} + \frac{\partial F^{(2)}}{\partial \phi_1} = \left(S_{11}^{(1)} + S_{11}^{(2)} \right) \cdot \phi_1 + S_{12}^{(1)} \cdot \phi_2 + \left(S_{31}^{(1)} + S_{13}^{(2)} \right) \cdot \phi_3 + S_{41}^{(2)} \cdot \phi_4 \\
\frac{\partial F}{\partial \phi_2} &= \frac{\partial F^{(1)}}{\partial \phi_2} + \frac{\partial F^{(2)}}{\partial \phi_2} = S_{12}^{(1)} \cdot \phi_1 + S_{22}^{(1)} \cdot \phi_2 + S_{23}^{(1)} \cdot \phi_3 + 0 \cdot \phi_4 \\
\frac{\partial F}{\partial \phi_3} &= \frac{\partial F^{(1)}}{\partial \phi_3} + \frac{\partial F^{(2)}}{\partial \phi_3} = \left(S_{31}^{(1)} + S_{13}^{(2)} \right) \cdot \phi_1 + S_{24}^{(1)} \cdot \phi_2 + \left(S_{33}^{(1)} + S_{33}^{(2)} \right) \cdot \phi_3 + S_{34}^{(2)} \cdot \phi_4 \\
\frac{\partial F}{\partial \phi_4} &= \frac{\partial F^{(1)}}{\partial \phi_4} + \frac{\partial F^{(2)}}{\partial \phi_4} = S_{41}^{(2)} \cdot \phi_1 + 0 \cdot \phi_2 + S_{34}^{(2)} \cdot \phi_3 + S_{44}^{(2)} \cdot \phi_4
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Şekil 3.1’de 1 nolu düğüm hem 1, hem de 2 numaralı üçgenin düğümü olduğundan dolayı her iki üçgenin de fonksiyoneline yer alır. Bundan dolayı birinci denklemde hem bir hem de ikinci üçgenden gelen S’ler mevcuttur. Ancak ikinci denklemde iki numaralı düğüm yalnız bir nolu üçgenin köşe düğümü olduğundan sadece bir nolu üçgenden gelen S’ler vardır. Denklem. (3.20)’deki denklemler sıfıra eşitlenir. Bu matrisel formda denklem (3.21)’deki gibi yazılır.

$$\begin{bmatrix} \begin{pmatrix} (1) \\ S_{11} + S_{11} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} (1) \\ S_{12} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} (1) \\ S_{31} + S_{13} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} (2) \\ S_{41} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} (1) \\ S_{12} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} (1) \\ S_{22} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} (1) \\ S_{23} \end{pmatrix} & 0 \\ \begin{pmatrix} (1) \\ S_{31} + S_{13} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} (1) \\ S_{24} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} (1) \\ S_{33} + S_{33} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} (2) \\ S_{34} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} (2) \\ S_{41} \end{pmatrix} & 0 & \begin{pmatrix} (2) \\ S_{34} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} (2) \\ S_{44} \end{pmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Pratikte çözüm bölgesinin fonksiyonelinin bir düğüme göre kısmi türevi alınırken, o düğümü çevreleyen üçgen elemanlar tespit edilip o düğümün üçgenin i,j,m isimli düğüm olmasına göre S matrisi oluşturulur.

Bu işlem sonunda çözüm bölgesinde yer alan düğüm sayısı kadar denklem elde edilip, sınır düğümlerinin değerleri verilmek suretiyle çözüm yapılır.

3.3. Sınır Koşulları

Sınır koşulları üç grupta toplanır:

a)Dirichlet sınır koşulu:

Bu koşulda potansiyel fonksiyonu $\phi(s)$ sınırın belirli bir kısmında veya bütün sınır boyunca belirli bir değerdedir. Eğer sınır koşulu sıfır ise, buna homojen Dirichlet sınır koşulu denir.

b)Neumann sınır koşulu

Sınıra dik doğrultuda gelen akı yoğunluğu ile ilgili bir sınır koşuludur. Eğer ortam izotropik ise sınıra dik doğrultuda gelen akı genel olarak denklem (3.22) bağıntısı ile ifade edilir.

$$K(s) = \frac{\partial \phi}{\partial n} = h(s) \quad (3.22)$$

Burada n, sınır dışına doğru birim vektörü göstermektedir. Bu ifade çözüm bölgesindeki alandan bağımsızdır. H(s)=0 olması haline homojen Neumann sınır koşulu denir.

c)Karışık sınır koşulu

Sınırdaki bulunan iletken bir malzeme sınırı normal doğrultuda gelen akıyı etkiler. Sınırdaki bu değişimler doğrusal değişimler ise bu sınır koşulu genel olarak denklem (3.23) ile ifade edilir.

$$K(s) \frac{\partial \phi}{\partial n} = \sigma(s)(\phi_0(s) - \phi(s)) \quad (3.23)$$

Burada $\sigma(s)$ sınırdaki elektriksel iletkenlik fonksiyonunu göstermektedir.

Bu sınır koşulu yeniden düzenlenerek denklem (3.24) yazılırsa, daha önceki koşulları da içeren bir bağıntı elde edilir.

$$\begin{aligned} K(s) \frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma(s)\phi(s) &= \sigma(s)\phi_0(s) \\ K(s) \frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma(s)\phi(s) &= h(s) \end{aligned} \quad (3.24)$$

3.4. Poisson Denklemlerinin Elde Edilmesi

Manyetik alan problemlerinde Maxwell denklemleri kullanılır.

$$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} \quad (3.25)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (3.26)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (3.27)$$

$$\nu = \frac{1}{\mu} \quad (3.28)$$

H:Mağnetik alan şiddeti (At/m), B:Manyetik indüksiyon (T), μ =Manyetik permabilite, ν ise manyetik rezistivitedir.

$$\vec{B} = \nabla \times \vec{\phi} \quad (3.29)$$

$\vec{\phi}$ vektör potansiyel olup, birimi Wb/m'dir. Denklem (3.25)'de $\vec{H}$ yerine denklem (3.26) eşitliği konulduğunda denklem (3.30) elde edilir. Bu denklemde B yerine denklem (3.29) konulduğunda denklem (3.31) elde edilir. Bu denklem (3.32)'de düzenlendiğinde denklem (3.2) Poisson denklemi elde edilir.

$$\nabla \times \frac{\vec{B}}{\mu} = \vec{J} \quad (3.30)$$

$$\nabla \times \frac{\nabla \times \vec{\phi}}{\mu} = \vec{J} \quad (3.31)$$

$$\nabla \cdot \left(\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2} \right) = \vec{J} \quad (3.32)$$

İki boyutlu sonlu elemanlar yöntemi ile incelemesi yapılırken denklem (3.32)'deki J akım yoğunluğu z ekseninde olduğu için, manyetik vektör potansiyel $\vec{\phi}(x,y) = \phi_z(x,y)$ olur.

3.5. Kaynak Fonksiyonlarının Girilmesi ve Çözüm

Manyetik alan problemlerinde sonlu elemanlar yöntemi ile inceleme yapılırken kaynak fonksiyonu olarak akım yoğunluğu kullanılır. Akım bakır bölgeye uygulandığından, bölmelendirme sırasında bakır bölgede bulunan elemanlar belirlenmelidir. Bakır bölgede bulunan üçgenlerin her biri için denklem (3.33) yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} S_{ii}^{(n)} & S_{ij}^{(n)} & S_{im}^{(n)} \\ S_{ji}^{(n)} & S_{jj}^{(n)} & S_{jm}^{(n)} \\ S_{mi}^{(n)} & S_{mj}^{(n)} & S_{mm}^{(n)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_i \\ \phi_j \\ \phi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 \\ 1/3 \\ 1/3 \end{bmatrix} \Delta \vec{J} \quad (3.33)$$

Demir bölgede de girdap akımları aynı şekilde ifade edilir. Ayrıca SÜREKLİ mıknatıslar da bir elektromıknatıs olarak modellendiği için bir akım yoğunluğuna sahiptir. Bakır bölgede geçen akım kompleks olduğunda çözüm karmaşık sayılı bir denklemin çözümü olacaktır. Hava bölgesinde, bakır bölgesinde bulunan üçgenler hariç diğer üçgenler için denklem (3.33)'ün sağ tarafı sıfır alınır. Bu durumda Poisson denklemi Laplace denklemi haline gelecektir.

Elde edilen Poisson denkleminde manyetik permabilite doymadan dolayı $\vec{\phi}$ vektör potansiyelin bir fonksiyonudur. Bu, poisson denkleminin doğrusal olmamasına neden olur. Çözüm yapılırken ϕ vektör potansiyel değerleri bulunduğundan sonra B değerleri denklem (3.34)'da verilen denklemlerle hesaplanır.

$$B(x, y) = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ 0 & 0 & \phi(x, y) \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} B_x &= \frac{\partial \phi_z(x, y)}{\partial y} & B_x &= \frac{1}{2\Delta} \cdot (c_i \cdot \phi_i + c_j \cdot \phi_j + c_m \cdot \phi_m) \\ B_y &= \frac{\partial \phi_z(x, y)}{\partial x} & B_y &= \frac{1}{2\Delta} \cdot (b_i \cdot \phi_i + b_j \cdot \phi_j + b_m \cdot \phi_m) \end{aligned} \quad (3.34)$$

Toplam akı yoğunluğu ise denklem (3.35)'deki gibi bulunur.

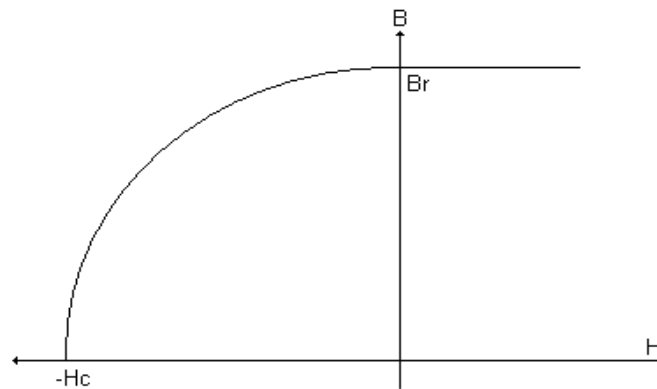
$$B(x, y) = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} \quad (3.35)$$

Bulunan B değerlerine, tasarımda kullanılan ferromanyetik malzemenin B-H eğrisinin matematiksel modelinden manyetik permabilite değeri bulunur. Bulunan manyetik permabiliteye göre tekrar çözüm yapılır. Çözümde elde edilen B değerleri veya ϕ değerleri bir önce hesaplanan değerlerle karşılaştırılır. Aralarında kabul edilebilir bir fark oluncaya kadar bu işleme devam edilir.

3.6. Kalıcı Mıknatısın Modellenmesi

Kalıcı mıknatıslı manyetik devrelerin sonlu elemanlar yöntemi ile incelenmesi için kalıcı mıknatısın bu yönteme uygulanacak şekilde modellenmesi gerekir. Kalıcı mıknatıs malzeme modellenirken, kalıcı mıknatıs bir elektromıknatısa benzetilebilir [74].

Modellenecek mıknatısın ters mıknatıslanma eğrisi Şekil 3.2'deki gibi olsun.



Şekil 3.2 Modellenecek mıknatısın ters mıknatıslanma eğrisi

Şekil 3.2'deki eğri, denklem (3.36) ile ifade edilebilir.

$$\vec{H} = \nu(B) \cdot \vec{B} - \vec{H}_c \quad (3.36)$$

Burada ν , B'nin doğrusal olmayan bir fonksiyonu olan relüktiviteyi, H_c ise koersitif gücü temsil eder. Bu denklemi Amper kanununda yerine koyarak (Maxwell denklemindeki deplasman akımı sıfır olacak şekilde), denklem (3.37) bulunur.

$$\nabla \times \left[\nu(B) \cdot \vec{B} - \vec{H}_c \right] = \vec{J} \quad (3.37)$$

H_c denklemin sağına çekilirse denklem (3.38) elde edilir.

$$\nabla \times \nu(B) \cdot \vec{B} = \vec{J} + \nabla \times \vec{H}_c \quad (3.38)$$

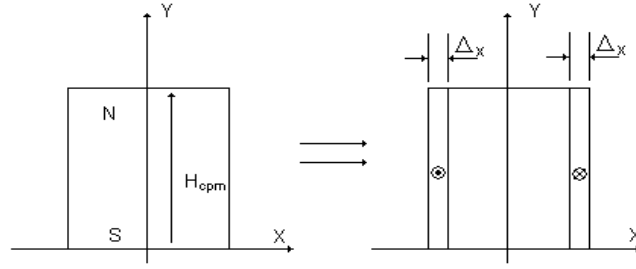
Kalıcı mıknatıs, akım yoğunluğu denklem (3.39) ile, relüktivitesi $\nu(B)$ ise denklem (3.40) ile hesaplanan bir elektromıknatısa dönüşebilir.

$$\vec{J}_{pm} = \nabla \times \vec{H}_c \quad (3.39)$$

$$\nu(B) = \frac{H + H_c}{B} \quad (3.40)$$

Burada denklem (3.40), ν hesaplanırken B-H eğrisinin orijinine kaydırıldığını gösterir. Denklem (3.39)'deki J_{pm} akım yoğunluğu, H_c 'ye ve mıknatısın şekline bağlıdır. Modellenecek mıknatıs z yönünde sonsuz uzunluğa sahip ve x-y düzleminde eş şekilli mıknatıs kabul edildiğinde şekil 3.2'deki gibi $\vec{H}_c = H_c \hat{U}_y$ olur. Denklem (3.39)'dan faydalanarak akım yoğunluğu denklem (3.41)'de verilmiştir.

$$\vec{J}_{pm} = -\hat{U}_z \frac{\partial \vec{H}_c}{\partial x} \quad (3.41)$$



Şekil 3.3 Dikdörtgen mıknatıs şekli ve modeli

Burada H_c mıknatıs dışında sıfıra, içinde ise H_{cpm} değerine eşit bir fonksiyondur. Denklem(3.41)'in genliği denklem (3.42) ile hesaplanır.

$$J_{pm} = \frac{\Delta H_c}{\Delta x} = \frac{H_{cpm}}{\Delta x} \quad (3.42)$$

Δx küçük bir değerdir, fakat sonsuz küçük değildir. Böylece elektromıknatısın akımı denklem (3.43) ile bulunur.

$$I = J_{pm} \cdot \ell_{pm}(\Delta x) = H_{cpm} \cdot \ell_{pm} \quad (3.43)$$

3.7. Yüzey Mıknatıslı Sürekli Mıknatıslı Motorun SEY İle İncelenmesi

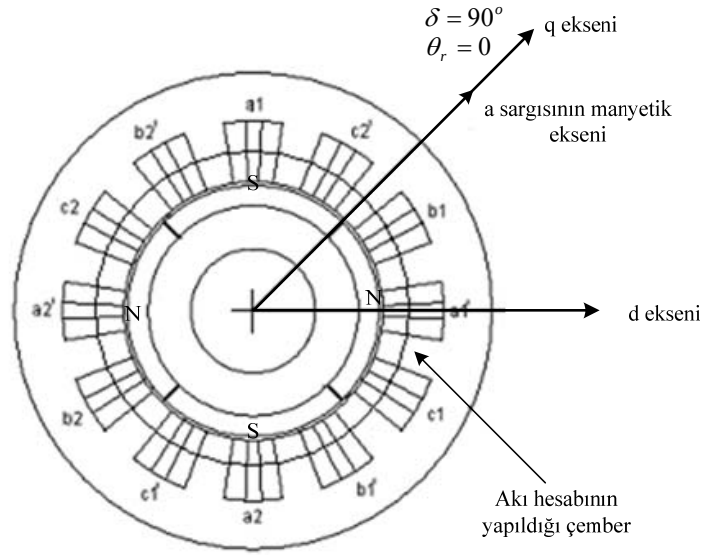
Bu tezde kullanılan motorun iki boyutlu SEY ile statik incelemesi yapılmıştır. Bu inceleme 3A ve 10A motor akımında, motorun manyetik indüksiyon dağılımı, ürettiği moment hesaplanmıştır. Ayrıca sürekli mıknatısların stator sargılarında meydana getirdiği akılar SEY ile incelenmiştir. Yapılan incelemede doyma etkileri hesaba katılarak doğrusal olmayan inceleme gerçekleştirilmiştir. Girdap akımları ihmal edilmiştir.

Senkron motorlarda, manyetik devrenin doyması, sargıların dağıtım katsayıları ve oluk etkileri nedeniyle, tam bir sinüzoidal akı elde etmek mümkün değildir [66]. Sinüzoidal olmayan akı dağılımına sahip, rotoru çıkıntılı veya silindirik olan sürekli mıknatıslı bir senkron motor, SEY incelenerek modellenebilir. Elde edilen model, kontrol benzetimlerinde gerçeğe daha yakın sonuçların alınmasında son derece önemlidir. Ayrıca oluşturulan model uygulamada, motorun hem konum ve hız algılayıcılı hem de konum ve hız algılayıcısız kontrolünde de kullanılabilir. Bu tezde sinüzoidal olmayan akı dağılımına sahip, silindirik rotorlu, 12 oluklu, 4 kutuplu yüzey mıknatıslı bir motor ele alınacaktır.

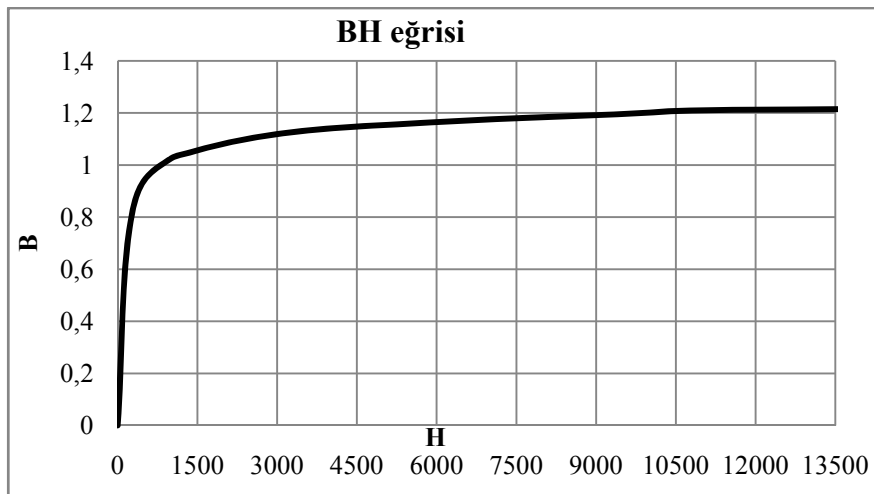
Şekil 3.4'de SEY ile incelenen motorun kesiti ve çalışılacak d-q düzlemi verilmiştir. Motor sargılarından geçen akıyı hesaplamak için stator dişlerinin ortasından geçen bir daire seçilmiş ve bu daire üzerindeki düğümlerin vektör potansiyel değerleri kullanılarak akı hesabı yapılmıştır. Motora iki kat el tipi sarım uygulanmış ve sarımda 0.50 mm çapında emaye izoleli

bakır tel kullanılmıştır. Her faz 2*81 sarımdan oluşan iki sargıdan oluşmuştur. Motorda kullanılan mıknatıslar, manyetik indüksiyon değerleri 1.3T ve koersitif gücü 1400KA/m olan nadir toprak mıknatıslardır. İncelenen motorun boyutları Ek-2’de verilmiştir.

Motorda kullanılan sacın BH eğrisi, SEY ile incelenen motorda kullanılan sacın özelliklerini belirtir. İncelemede motor saclarında oluşan doymanın hesaba katıldığı doğrusal olmayan çözümde sacın BH eğrisi kullanılır. SEY doğrusal olmayan incelemede BH eğrisinin modellenmesi gerekir. Bu modelleme deneysel formüllerle [75] veya yapay sinir ağlarıyla [76] yapılır. Daha basit bir yöntem ise BH eğrisinin birçok doğrudan oluştuğu farz edilir ve bu doğru denklemleri incelemede kullanılır. Ancak bu yöntemde mümkün mertebe eğriyi daha iyi modelleyecek sayıda doğru ifade edilmelidir. Stator ve rotorda kullanılan sacın BH eğrisi şekil 3.5’de verilmiştir.

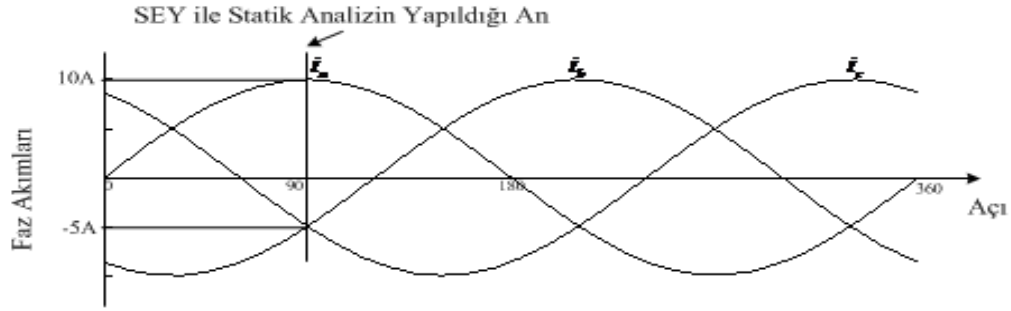


Şekil 3.4 SEY ile incelenen motorun kesiti



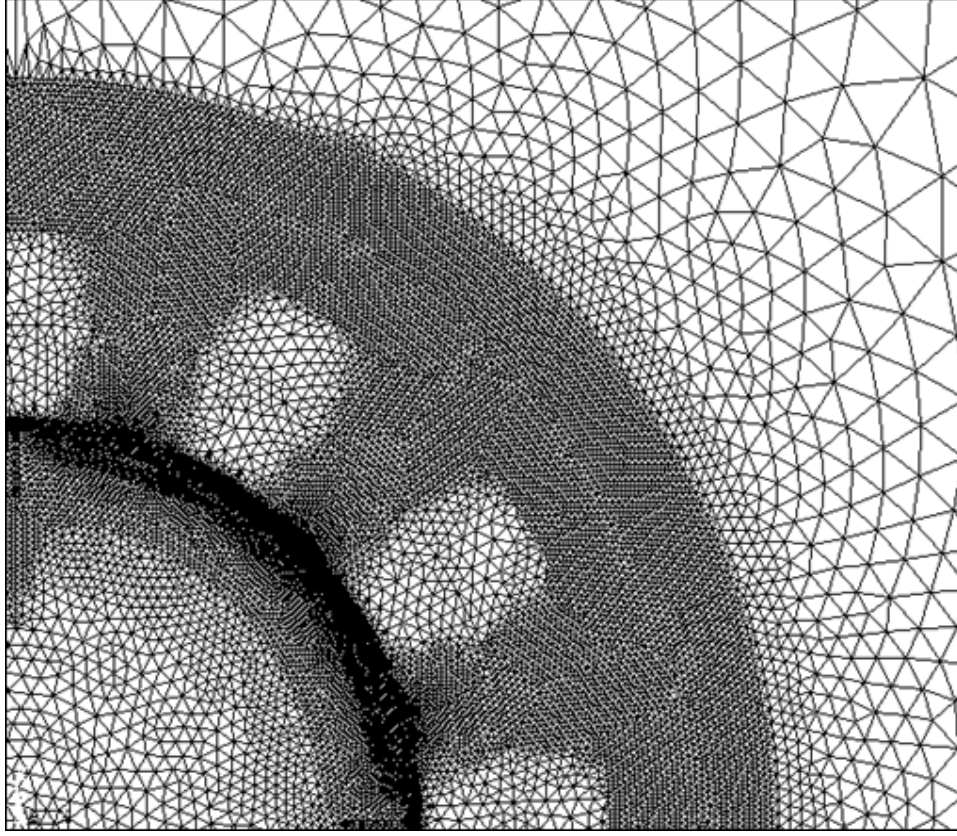
Şekil 3.5 SEY ile incelenen motorda kullanılan manyetik sacın BH eğrisi

Şekil 3.6’da SEY ile statik incelemenin yapıldığı andaki akımlar gösterilmiştir. Bu akımlar $i_a = 10A$, $i_b = i_c = -5A$ değerinde olup, motorun a, b, c sargılarından geçmektedir. Bu akımlar için şekil 3.8’den şekil 3.14’e kadar olan şekillerde SEY ile yapılan incelemeler sonucu elde edilen manyetik akı çizgileri ve manyetik indüksiyon dağılımı verilmiştir. Ayrıca momentin ve motor akılarının değişiminin 3A genlikli üç faz sinüzoidal akımların 90° açısındaki anlık değerler için ikinci bir inceleme yapılmıştır.

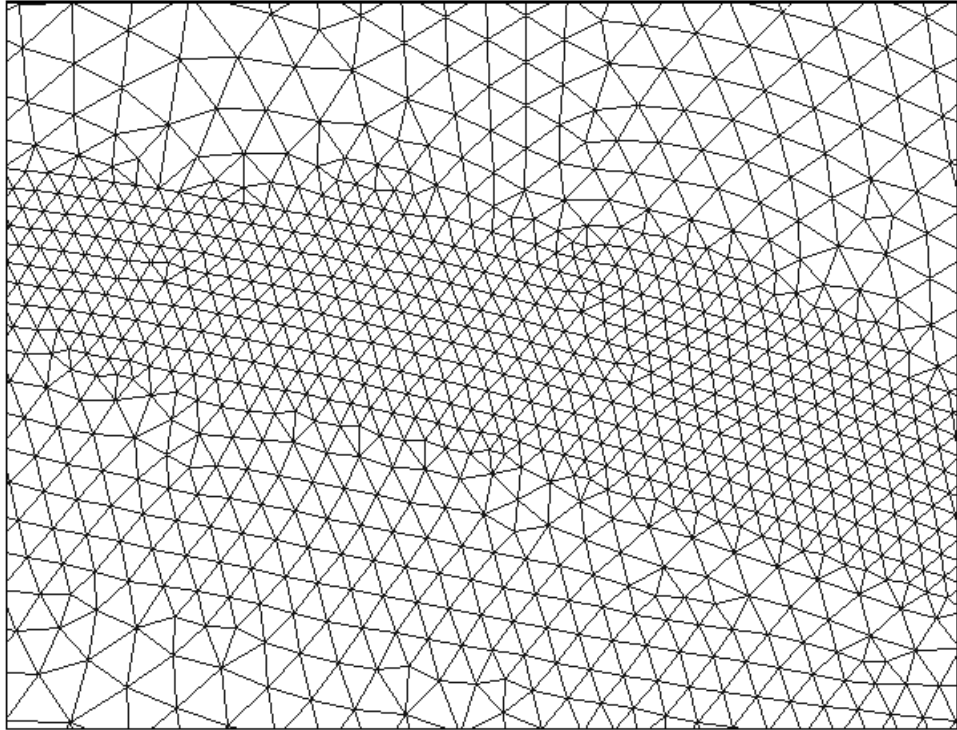


Şekil 3.6 SEY ile statik incelemenin yapıldığı andaki 3 faz akımlarının ani değerleri

Motor yapısının simetrik olması nedeniyle, stator akısı ve rotor akısı arasındaki fark olarak tanımlanan yük açısı (δ), 0° den 90° ye kadar 15° derecelik elektriksel açı adımlarıyla SEY ile incelenmesi yeterlidir. İnceleme ANSYS-5.4 paket programıyla gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.7’de SEY ile incelenen motorun çözüm ağı görülmektedir. Çözüm bölgesi 117254 tane üçgen elemana bölünmüştür. Çözüm ağında yaklaşık 58176 düğüm oluşturulmuştur.

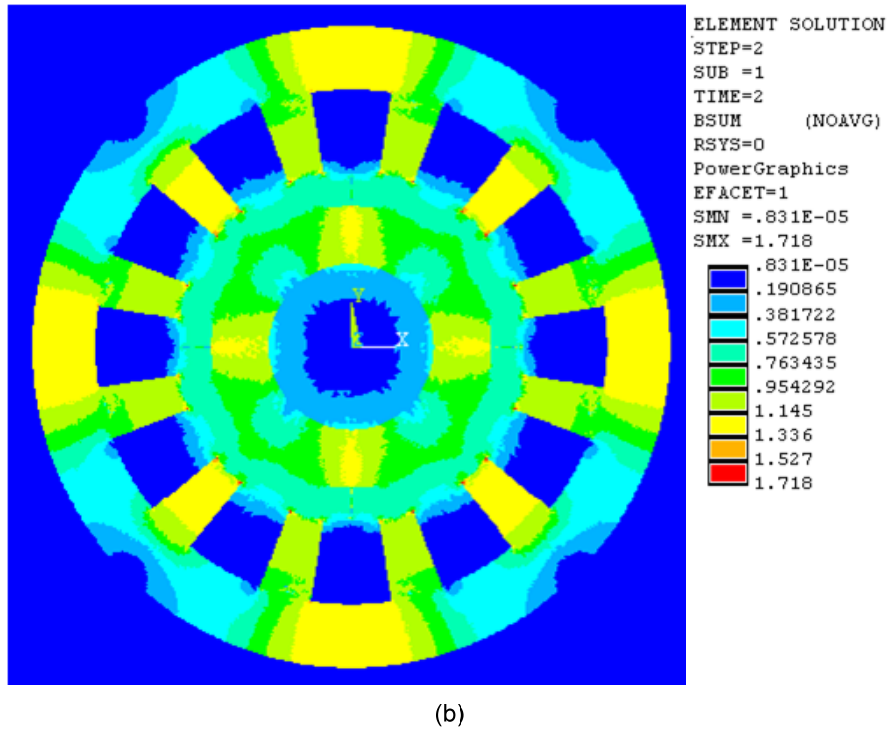
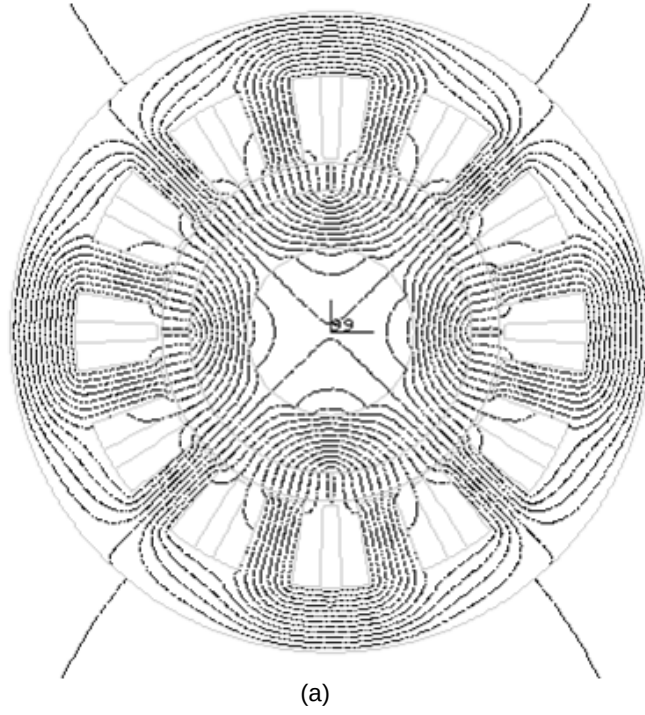


(a)

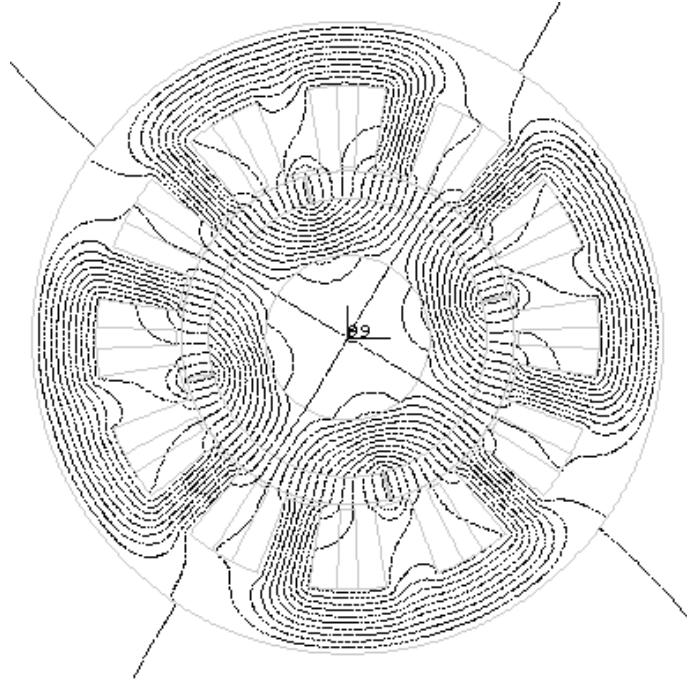


(b)

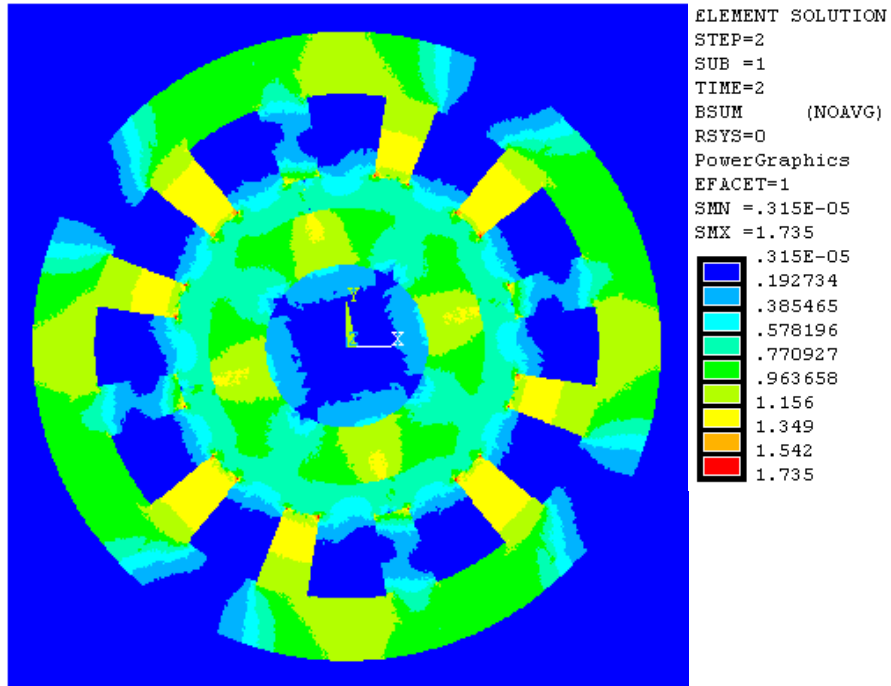
Şekil 3.7 a) Çözüm bölgesinin $\frac{1}{4}$ 'lük çözüm ağı b)Hava aralığı çözüm ağı



Şekil 3.8 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 0° ($\delta = 0^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı

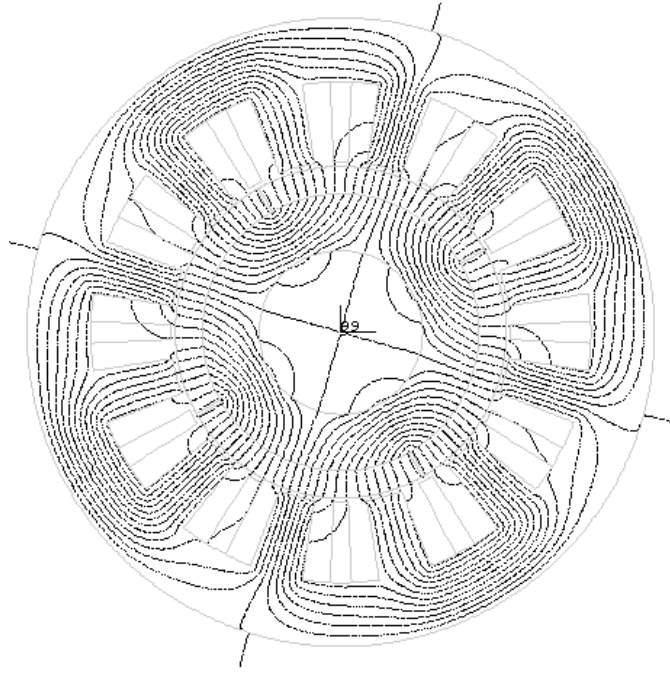


(a)

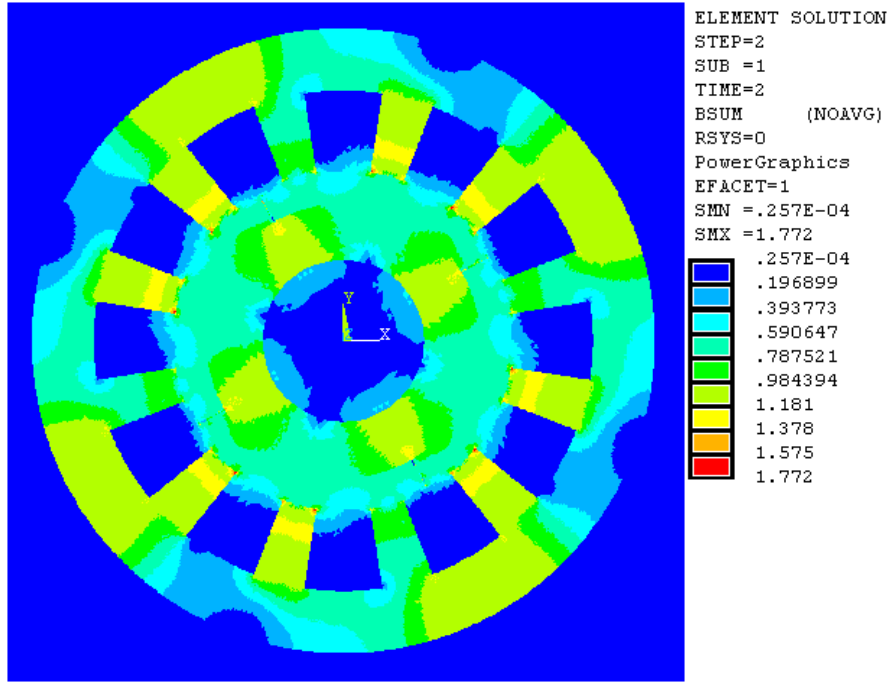


(b)

Şekil 3.9 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 15° ($\delta = 15^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için,
 a) Manyetik akı çizgileri
 b) Manyetik indüksiyon dağılımı

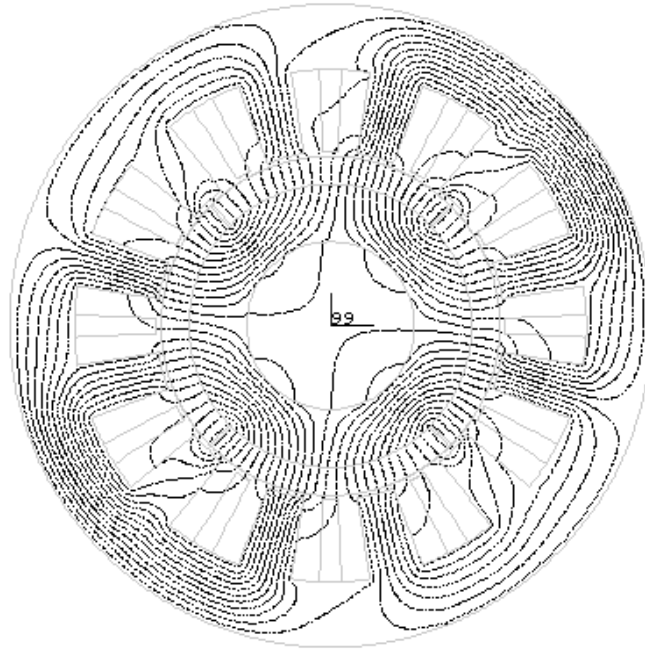


(a)

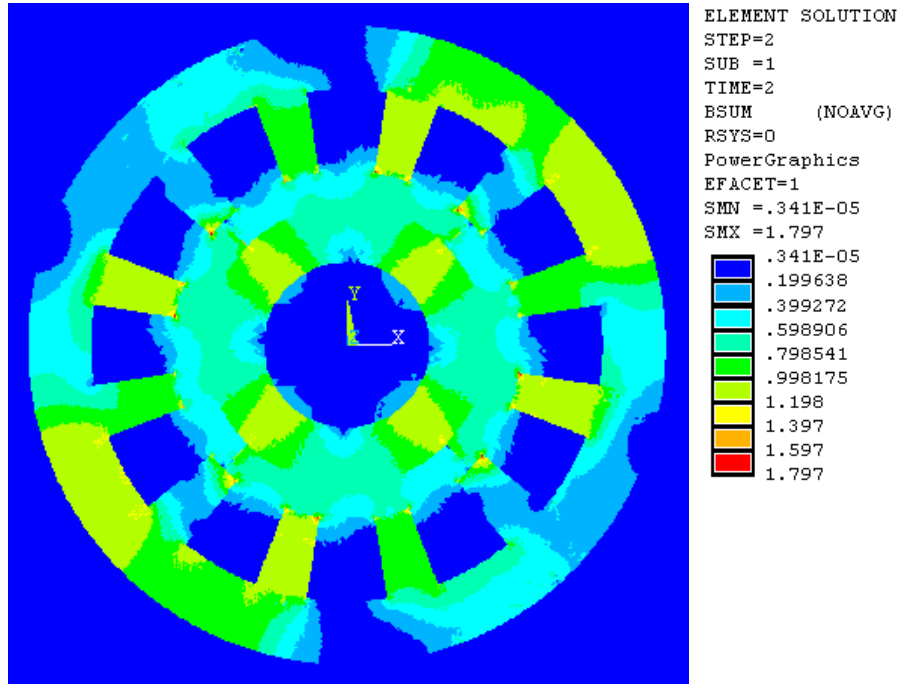


(b)

Şekil 3.10 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 30° ($\delta = 30^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı

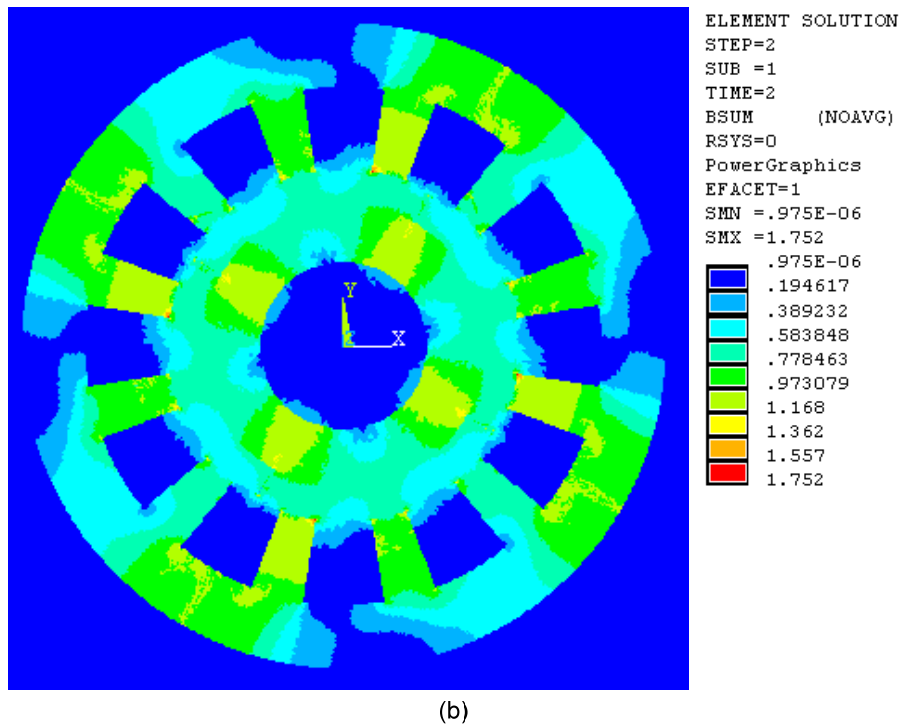
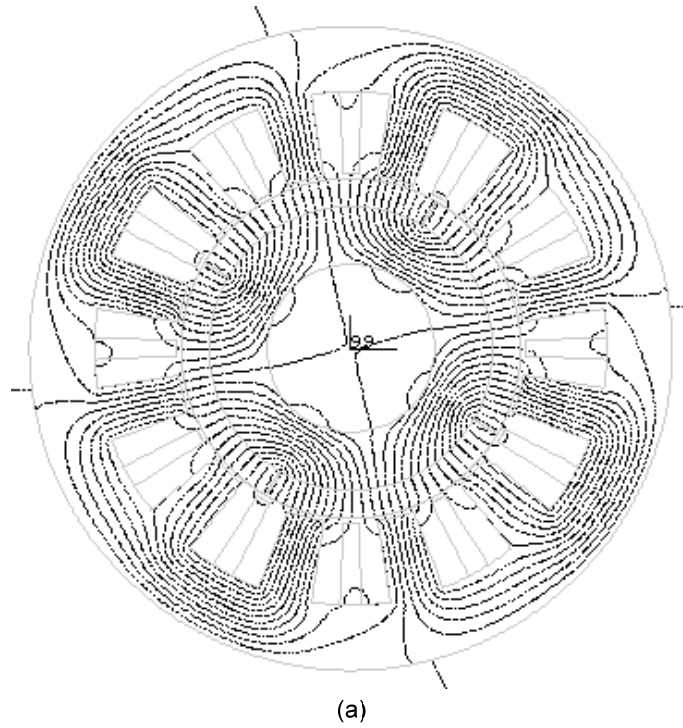


(a)

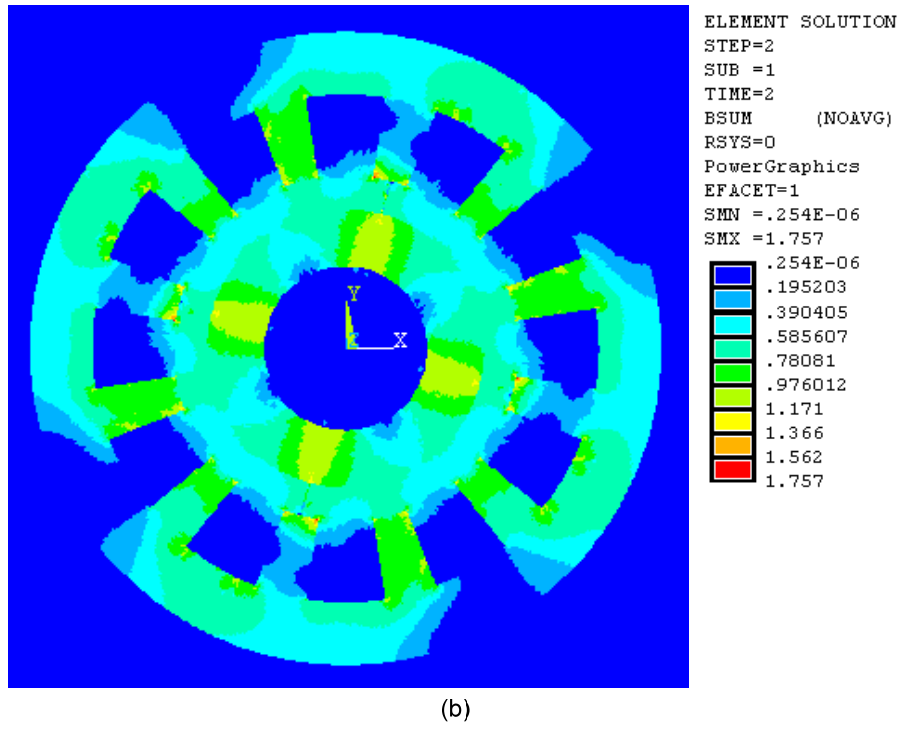
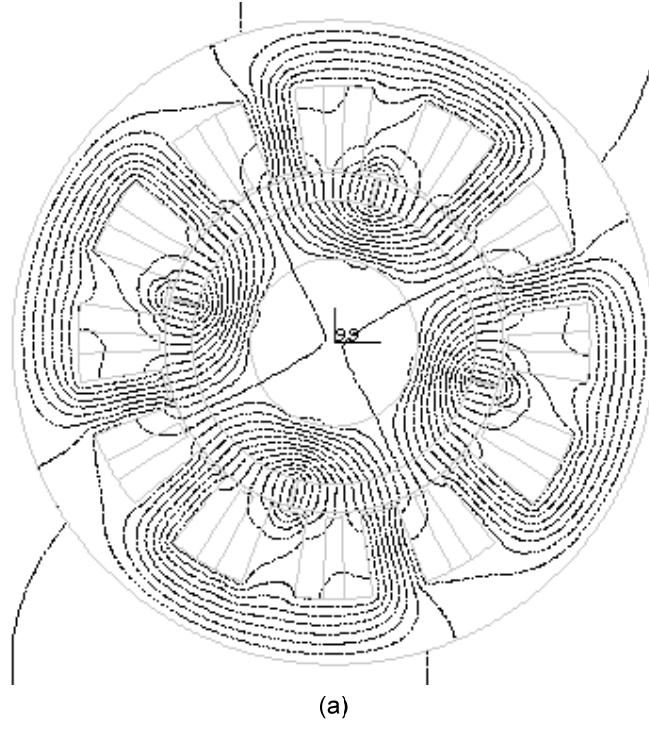


(b)

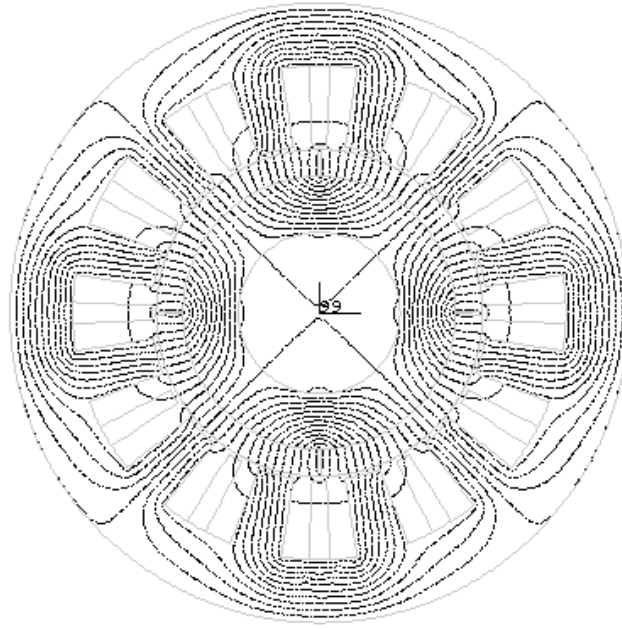
Şekil 3.11 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 45° ($\delta = 45^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı



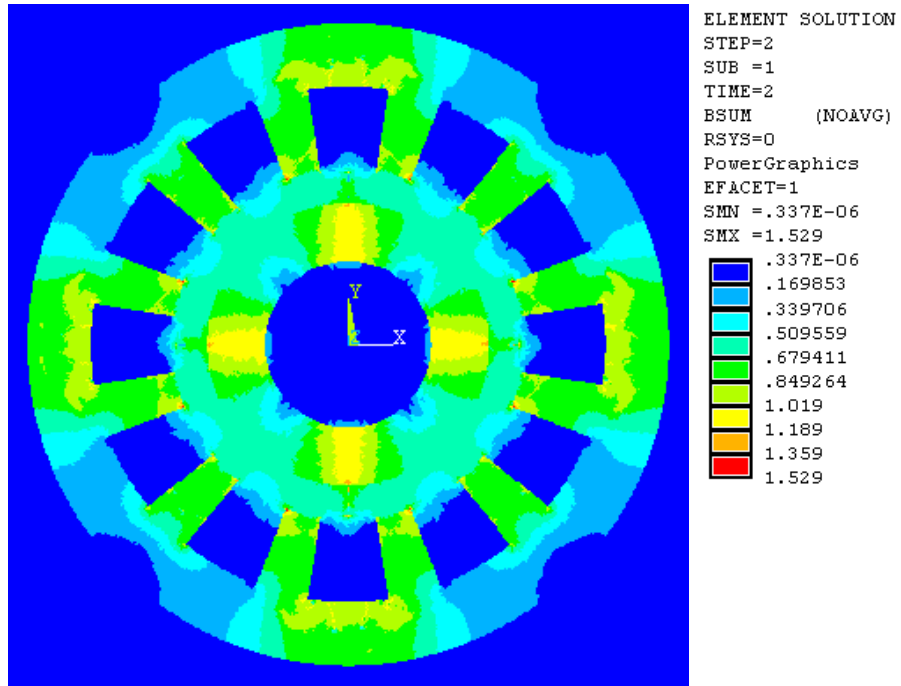
Şekil 3.12 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 60° ($\delta = 60^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı



Şekil 3.13 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 75° ($\delta = 75^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı

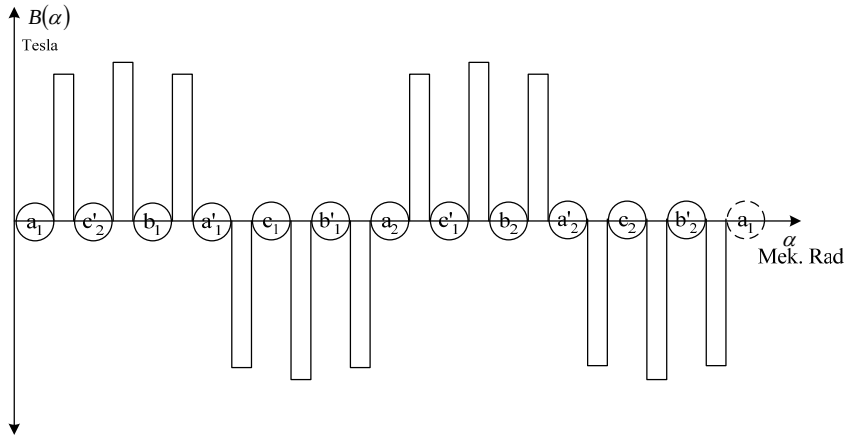


(a)



(b)

Şekil 3.14 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 90° ($\delta = 90^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı



Şekil 3.15 Motorun $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$, yük açısı 0° ($\delta = 0^\circ$) iken yapılan anlık statik çözüm için stator dişlerindeki manyetik indüksiyon dağılımı

Şekil 3.15’de yük açısı sıfır durumu için, yani şekil 3.8’in manyetik alan dağılımından elde edilen, stator dişlerindeki manyetik indüksiyon değişimleri verilmiştir. Şekil 3.8’den şekil 3.14’e kadar olan şekillerin manyetik alan dağılımlarından bu değişimler elde edilebilir. Her bir faz sargısından geçen akı denklem (3.44) ile hesaplanır. Burada B manyetik indüksiyon vektörü, n birim normal vektör, s sınırlı yüzeyin alanıdır.

$$\lambda = \int_s \vec{B} \cdot \hat{n} \cdot ds \quad (3.44)$$

Denklem (3.44) vektör potansiyelin tanımı kullanılarak tekrar yazılırsa denklem (3.45) elde edilir. ϕ manyetik vektör potansiyeldir.

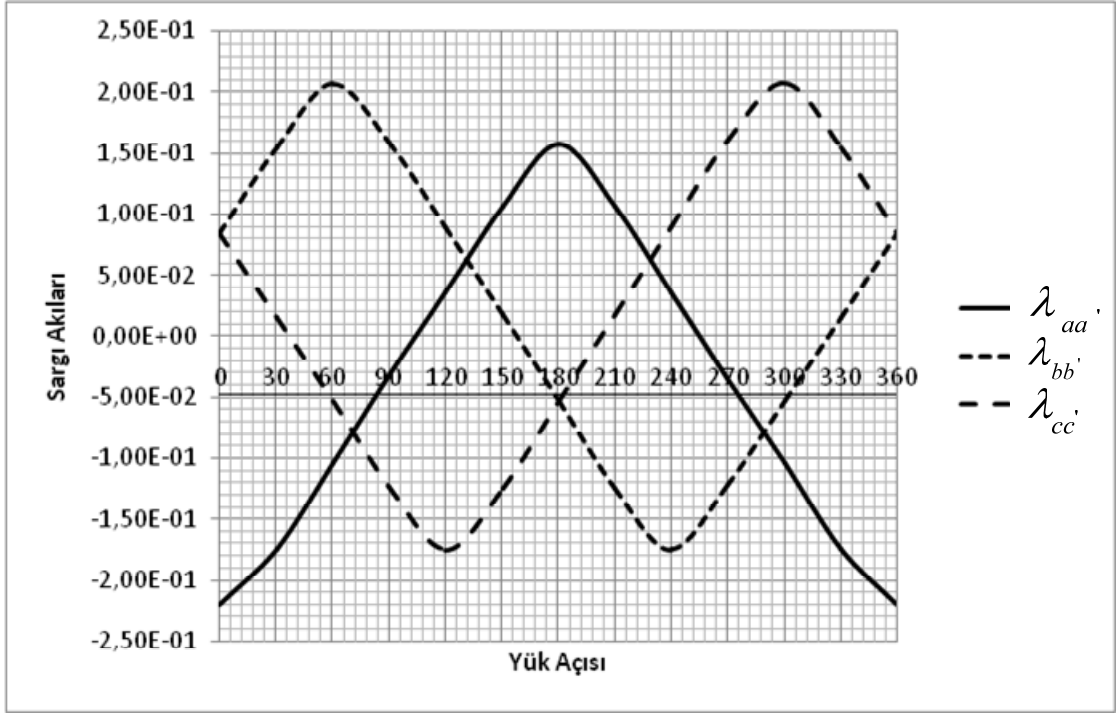
$$\lambda = \int_s (\nabla \times \phi) \cdot n \cdot ds \quad (3.45)$$

Stokes teoremi uygulayarak, yüzeysel integral kapalı bir hat boyunca vektör potansiyelin çizgisel integraline indirgenir.

$$\lambda = \int_l \phi \cdot dl \quad (3.46)$$

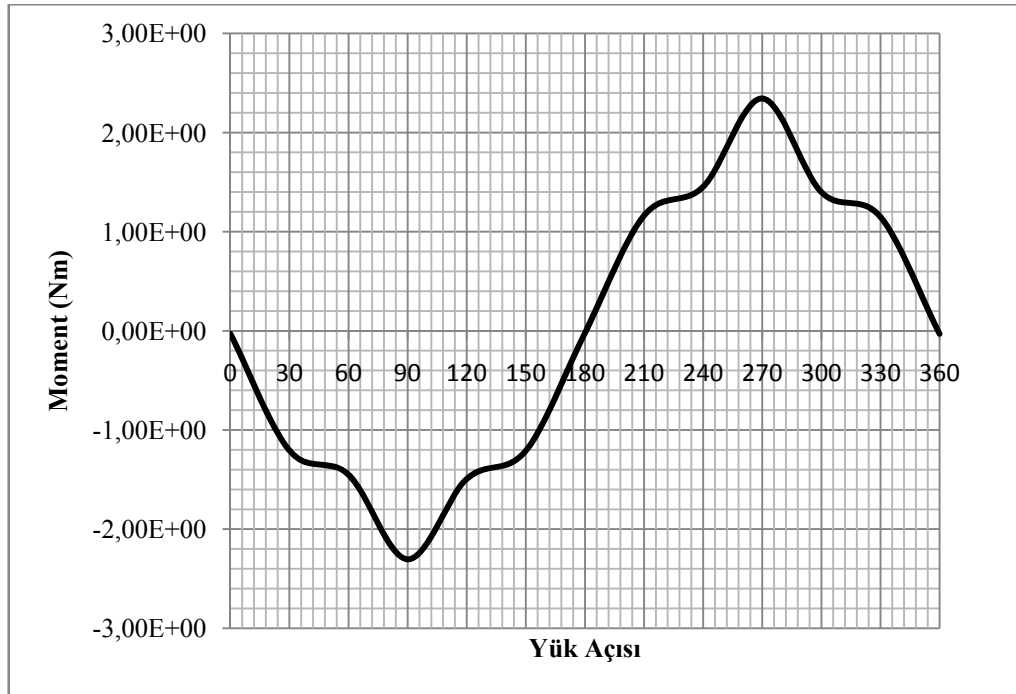
l , hat çizgisinin uzunluğudur.

Şekil 3.16’da, motorun faz akımlarının $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$ anlık değerlerinde yapılan statik inceleme sonucu, üç faz sargılarından geçen akıların yük açısına göre değişimi görülmektedir. A faz sargısı için rotor akısı ile sargılardan geçen akım nedeniyle oluşan akı, sıfır pozisyonunda aynı yönde iken, 180° derece pozisyonda ters yöndedir. Bu durum diğer iki faz sargılarından geçen akılar için de aynı şekilde görülmektedir.



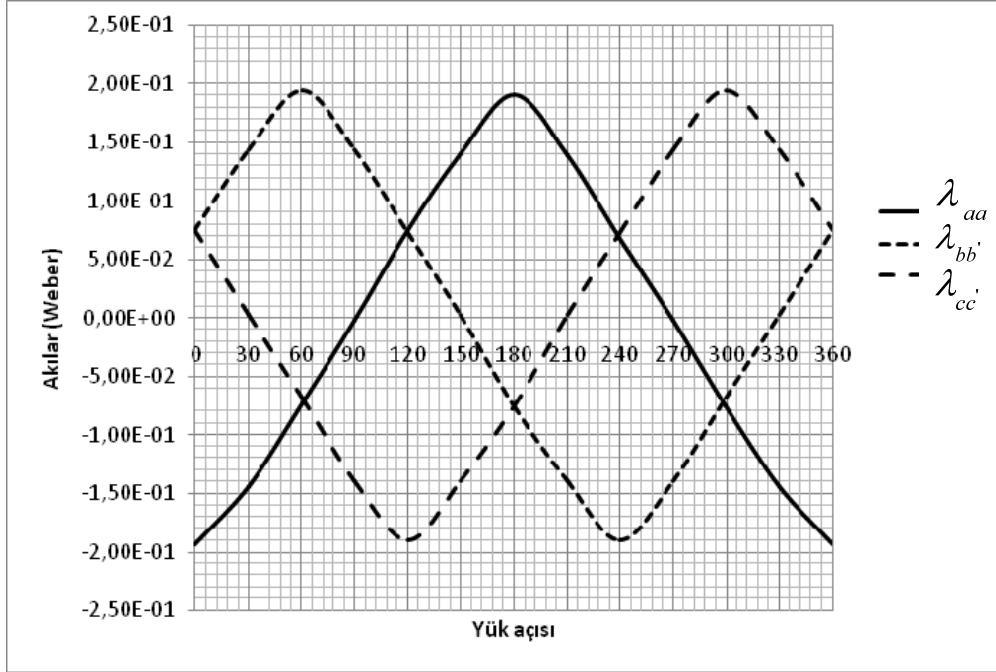
Şekil 3.16 Motorun faz akımlarının $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$ anlık değerlerinde yapılan statik incelemelerin sonucu, yük açısına göre her bir sargıdan geçen akıların değişimleri

Şekil 3.17’de motorun faz akımlarının $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$ anlık değerlerinde yapılan statik inceleme sonucunda, yük açısına göre momentin değişimi görülmektedir.

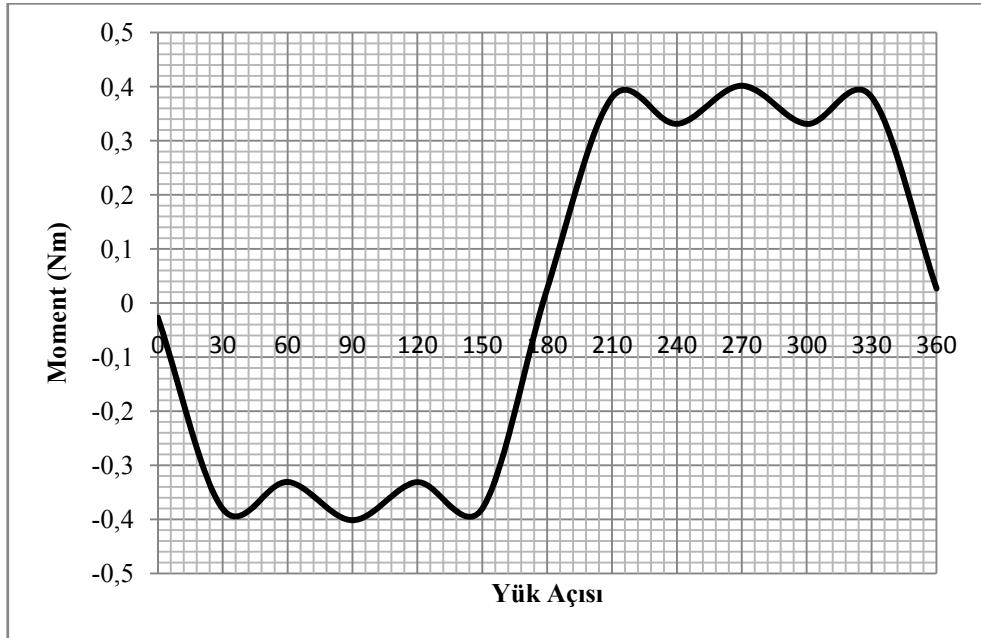


Şekil 3.17 Motorun faz akımlarının $i_a=10A$, $i_b=i_c=-5A$ anlık değerlerinde yapılan statik inceleme sonucu, yük açısına göre moment değişimi

Şekil 3.18’de motorun faz akımlarının $i_a=3A$, $i_b=i_c=-1.5A$ anlık değerlerinde yapılan statik inceleme sonucu, yük açısına göre her bir sargıdan geçen akı değişimi ve moment değişimi görülmektedir.



(a)



(b)

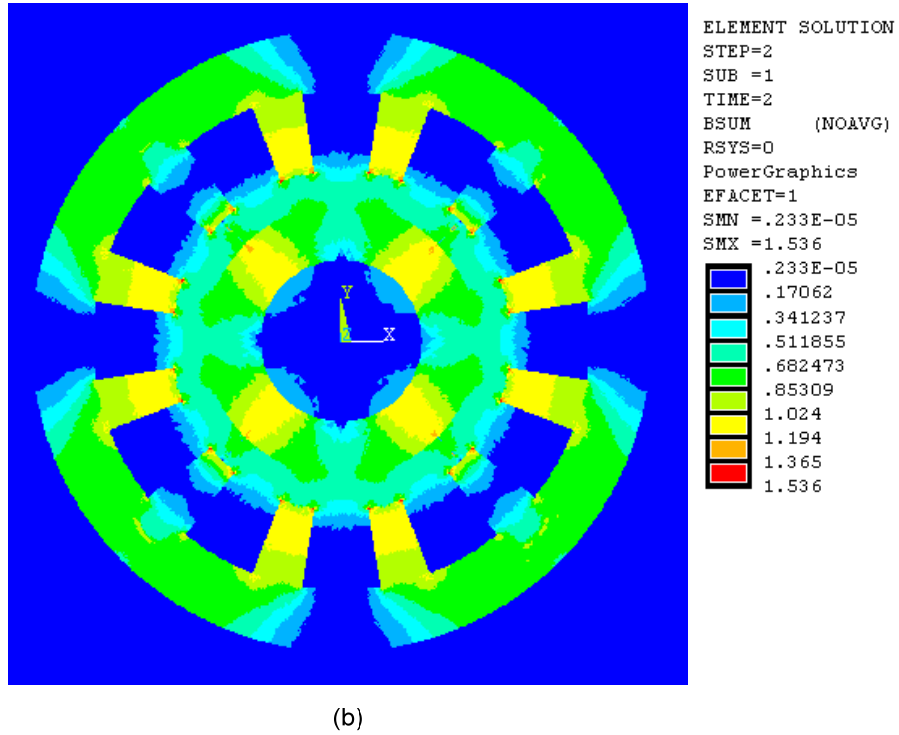
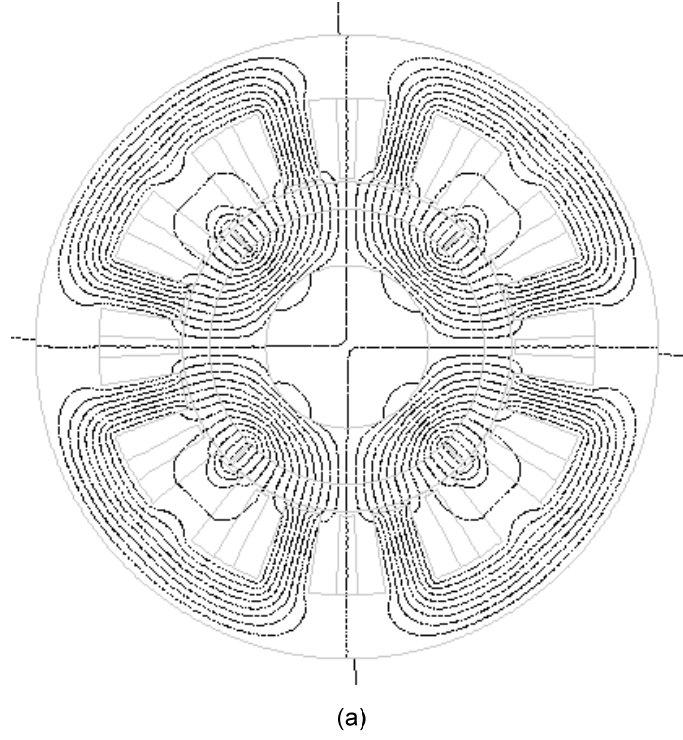
Şekil 3.18 Motorun faz akımlarının $i_a=3A$, $i_b=i_c=-1.5A$ anlık değerleri için statik inceleme sonucu
a) Yük açısına göre her bir sargıdan geçen akıların değişimleri
b) Yük açısına göre moment değişimi

3.8. Motor Mıknatıs Akılarının SEY İle İncelenmesi

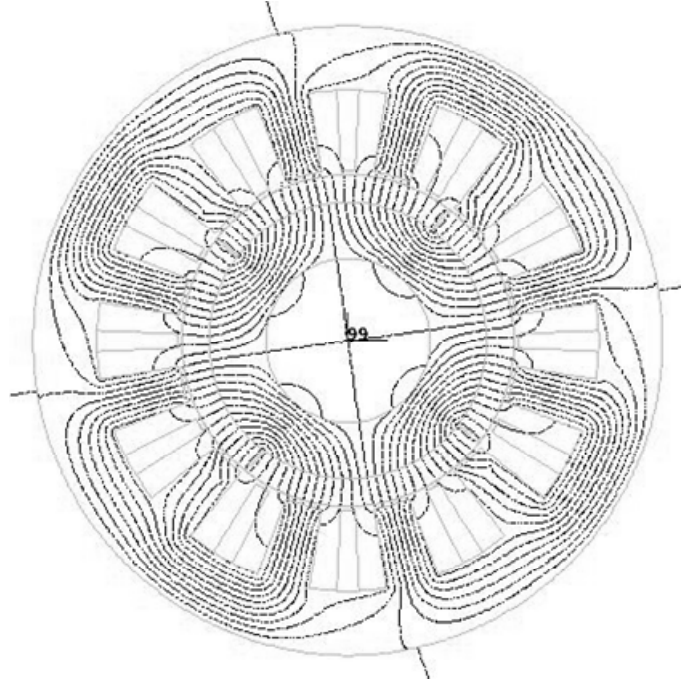
Rotor üzerinde bulunan mıknatısların hareket etmesiyle, stator sargılarından geçen akılar rotor pozisyonuna göre değişmektedir. Bu akıların değişimi motorun geometrisi ile yakından ilgilidir. Mıknatısların stator sargılarından geçirdiği akıların rotor pozisyonuna göre değişimi, ideal durumda, çalışma düzlemine göre sinüs veya kosinüs fonksiyonudur. Ancak bu akılar motor manyetik devresinin doyması, sargıların dağılışı ve oluk biçimlerinden kaynaklanan nedenlerle ideal değildir. Bu akıların modellenmesi SEY ile yapılabilir[77]. Yapılan incelemede stator sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken, rotorun belli adımlarla hareket ettirilmesi ile stator sargılarından geçen akı SEY ile hesaplanır.

Şekil 3.4’de verilen d-q rotor referans düzleminde, rotor 7.5° elektriksel açı adımlarla hareket ettirilerek, her bir adımda SEY ile incelenmiştir. Şekil 3.19’den şekil 3.30’a kadar olan şekillerde, bu inceleme sonucu manyetik akı çizgileri ve manyetik indüksiyon dağılımları verilmiştir.

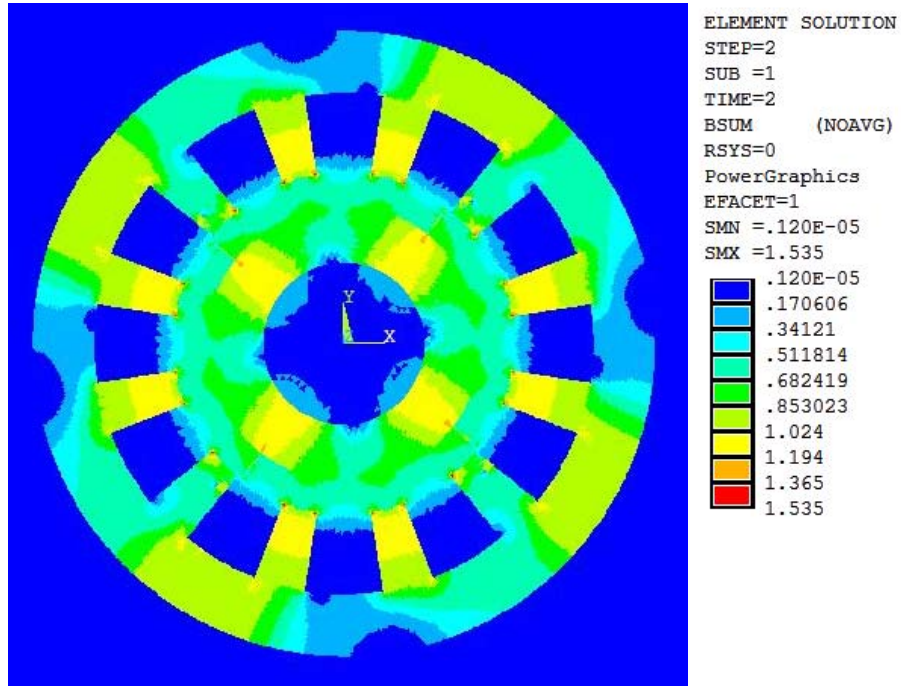
Akı hesaplamalarında bir önceki incelemede kullanılan denklem (3.46) kullanılır.



Şekil 3.19 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 0^0 ($\theta_r = 0^0$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,
 a) Manyetik akı çizgileri
 b) Manyetik indüksiyon dağılımı



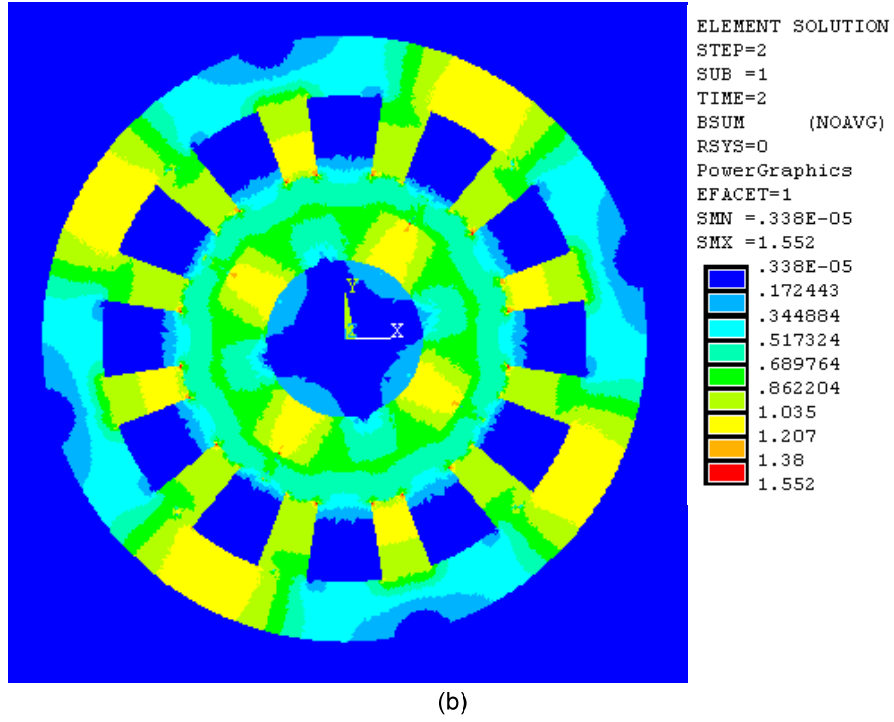
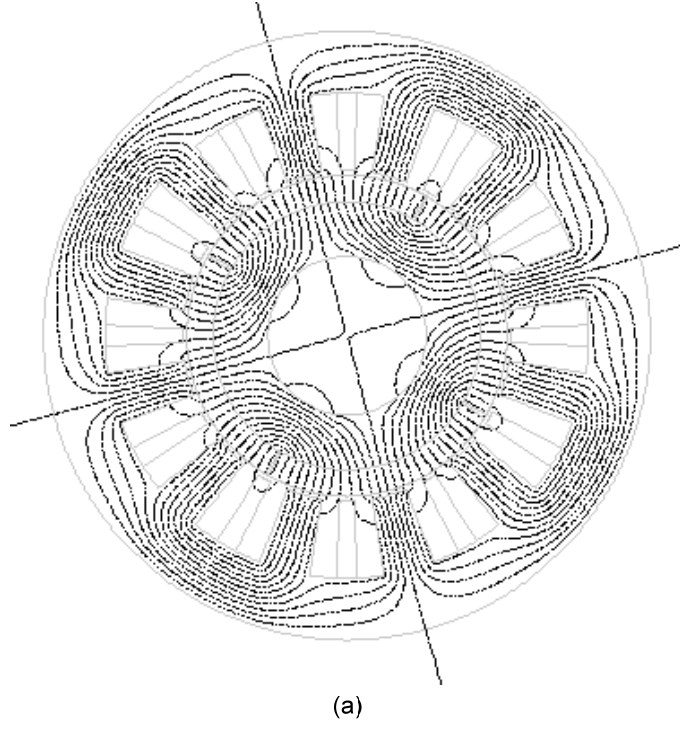
(a)



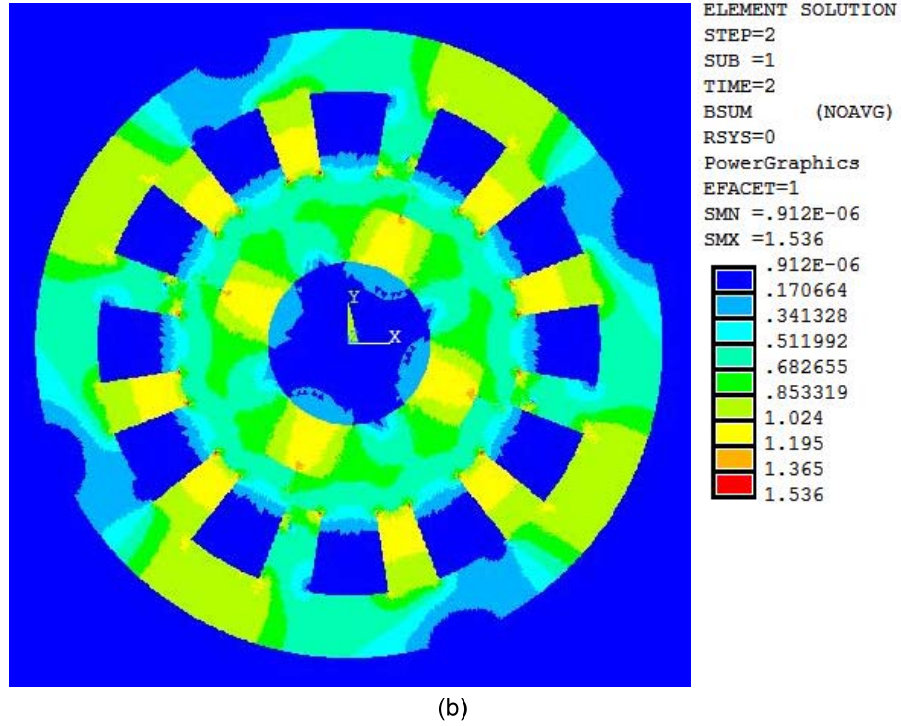
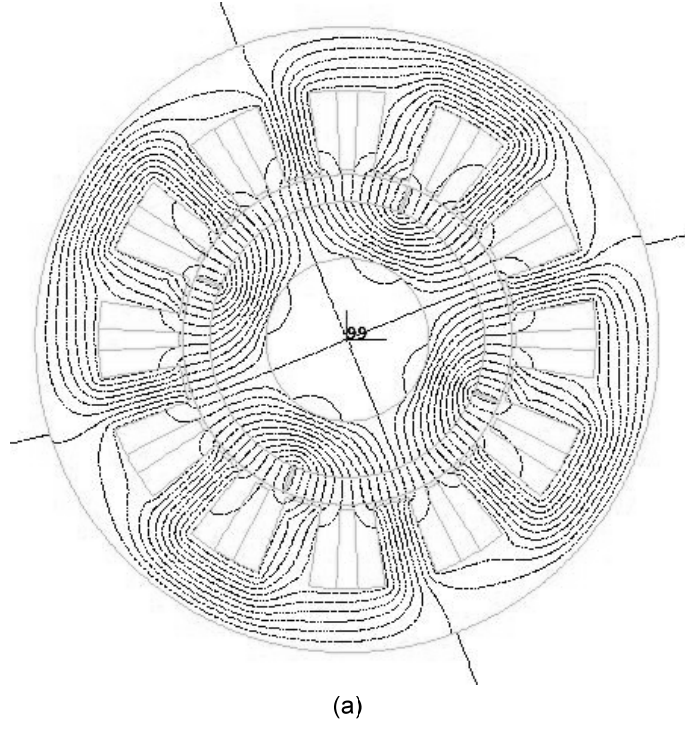
(b)

Şekil 3.20 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 7.5° ($\theta_r = 7.5^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,

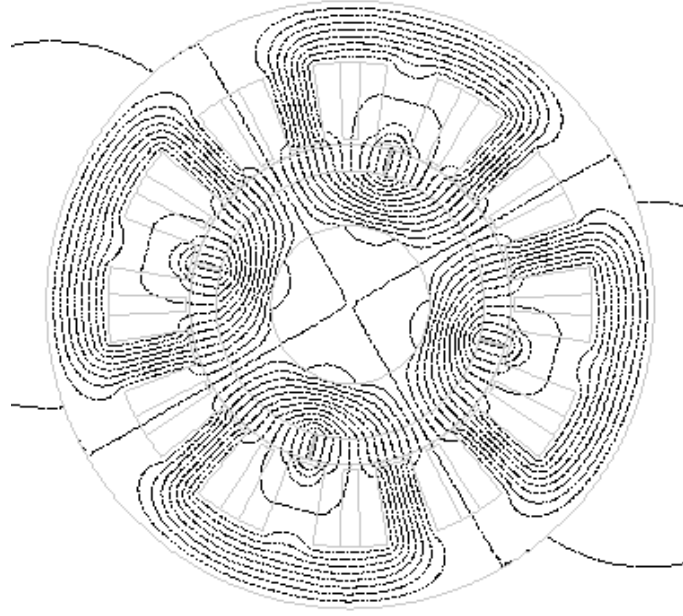
- a) Manyetik akı çizgileri
- b) Manyetik indüksiyon dağılımı



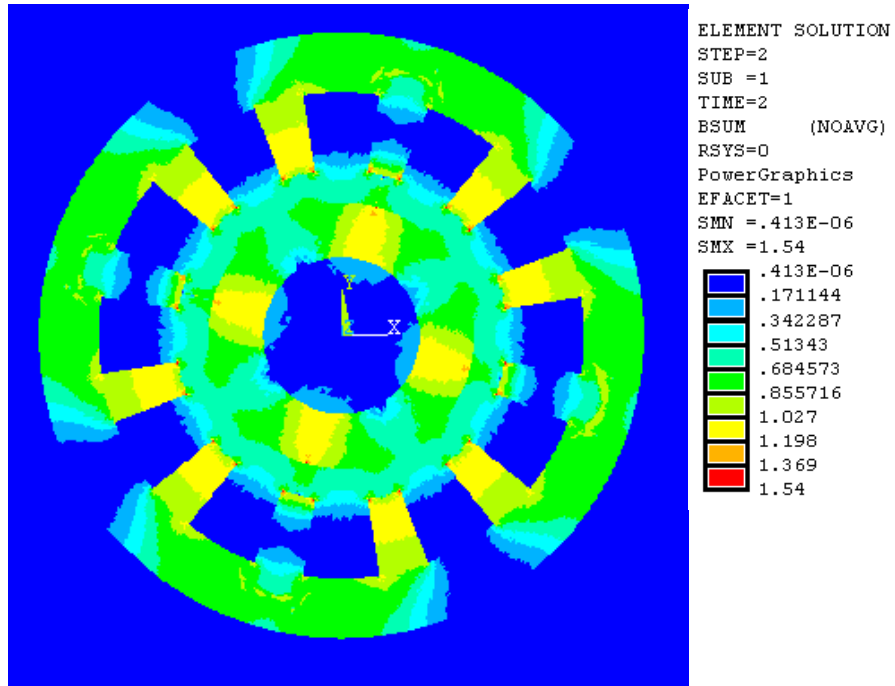
Şekil 3.21 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 15° ($\theta_r = 15^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı



Şekil 3.22 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 22.5° ($\theta_r = 22.5^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı



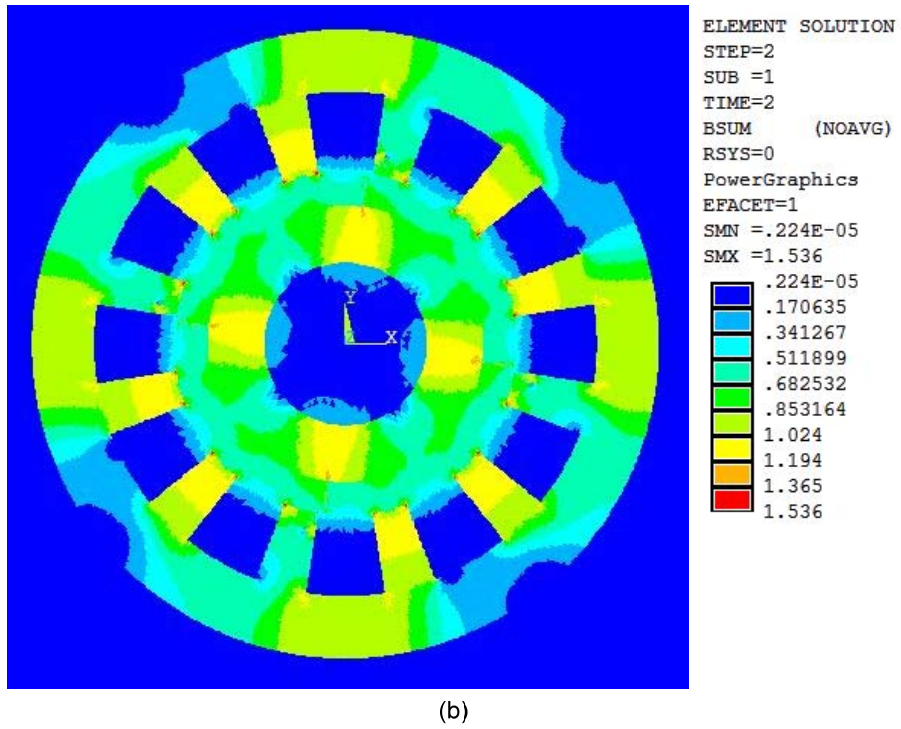
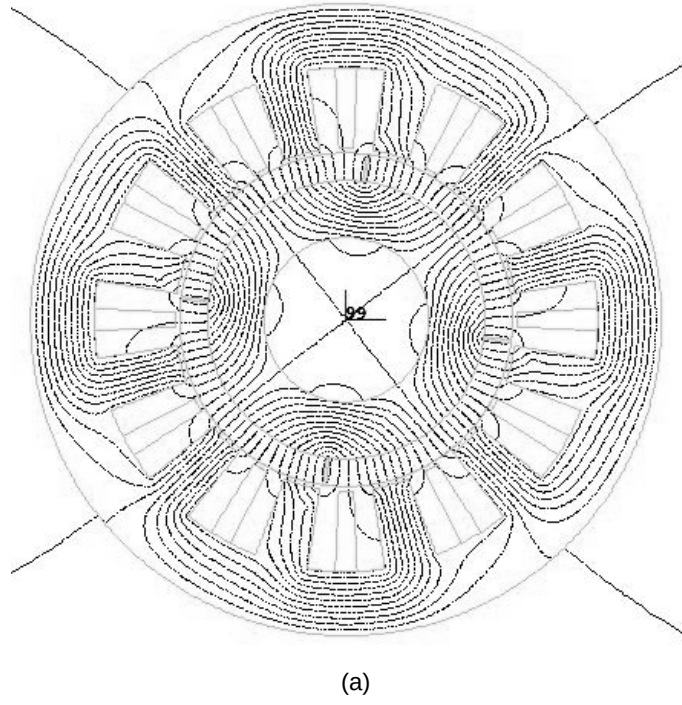
(a)



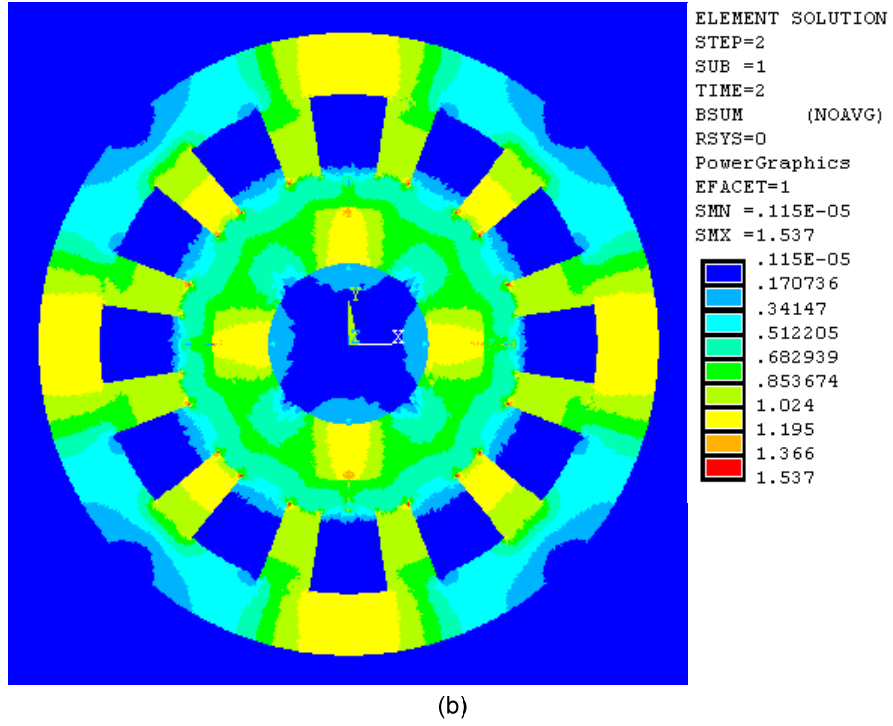
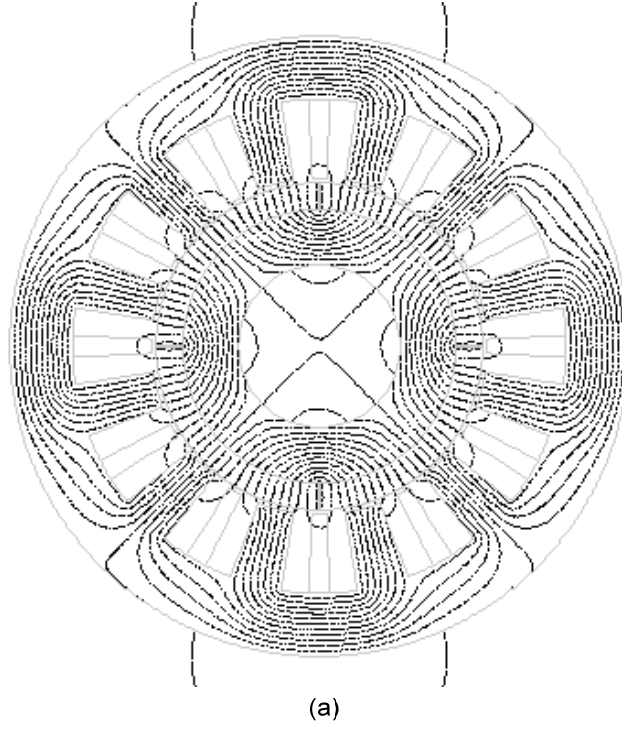
(b)

Şekil 3.23 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 30° ($\theta_r = 30^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,

- a) Manyetik akı çizgileri
- b) Manyetik indüksiyon dağılımı

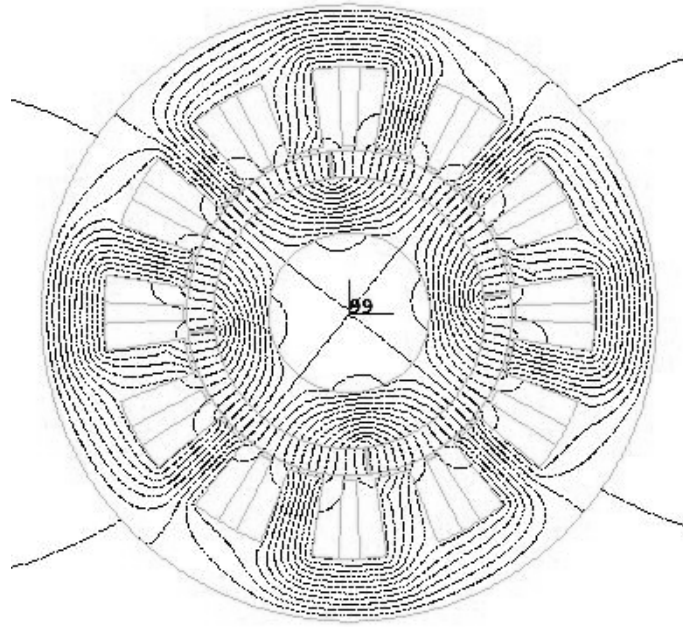


Şekil 3.24 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 37.5° ($\theta_r = 37.5^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı

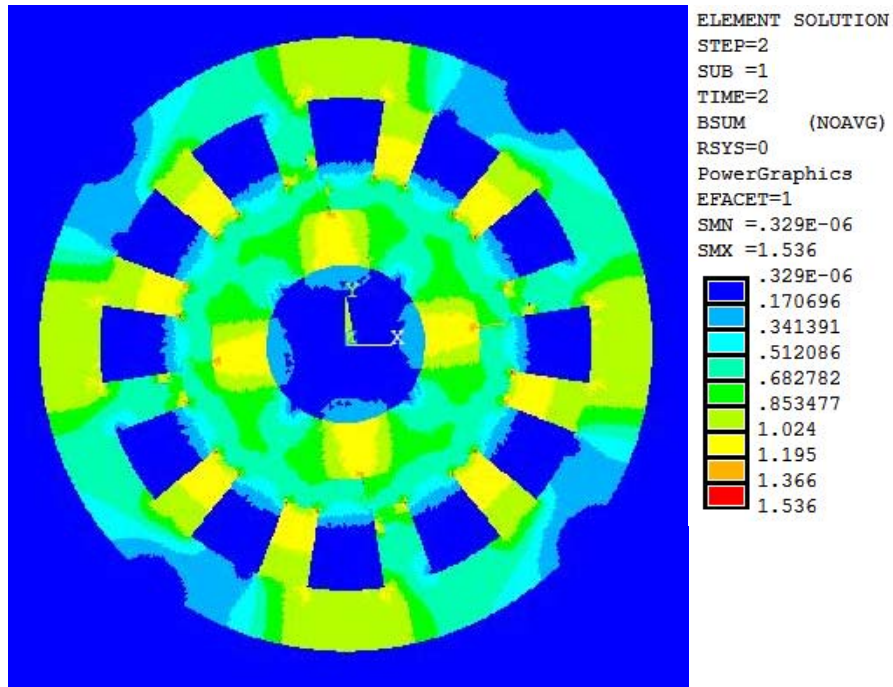


ELEMENT SOLUTION
 STEP=2
 SUB =1
 TIME=2
 BSUM (NOAVG)
 RSYS=0
 PowerGraphics
 EFACET=1
 SMN =.115E-05
 SMX =1.537
 .115E-05
 .170736
 .34147
 .512205
 .682939
 .853674
 1.024
 1.195
 1.366
 1.537

Şekil 3.25 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 45° ($\theta_r = 45^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,
 a) Manyetik akı çizgileri
 b) Manyetik indüksiyon dağılımı



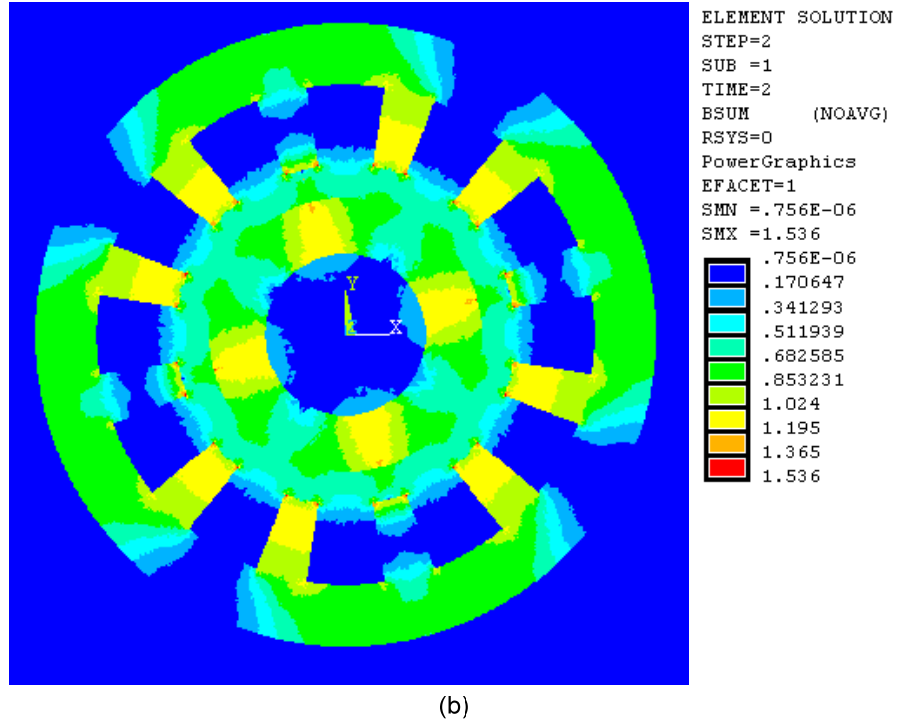
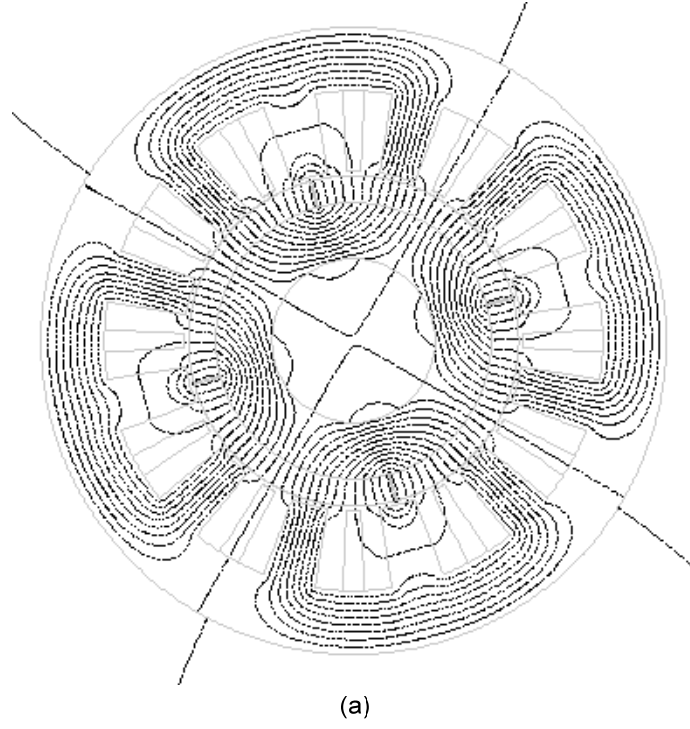
(a)



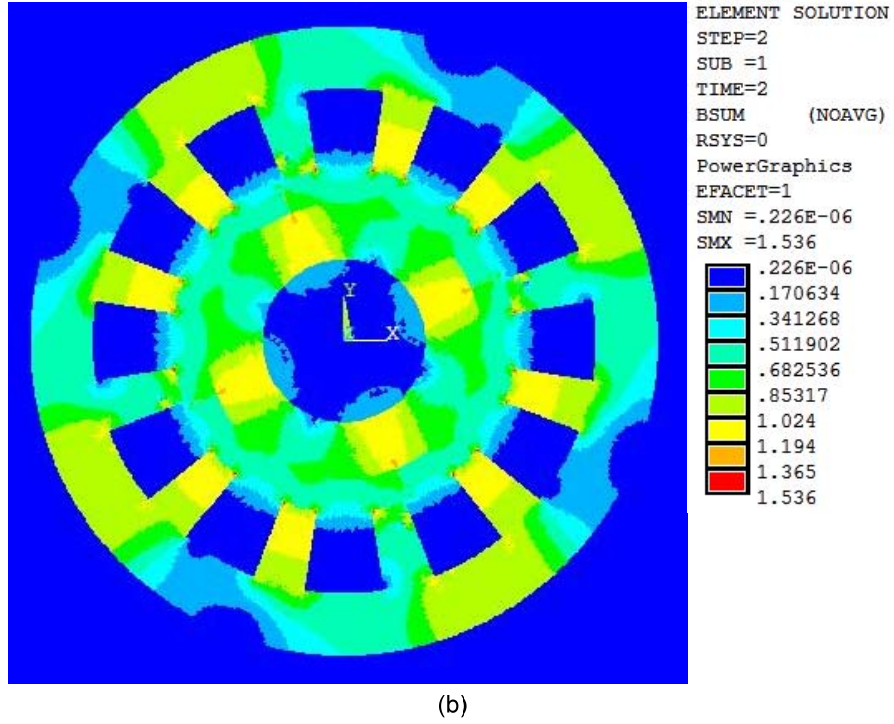
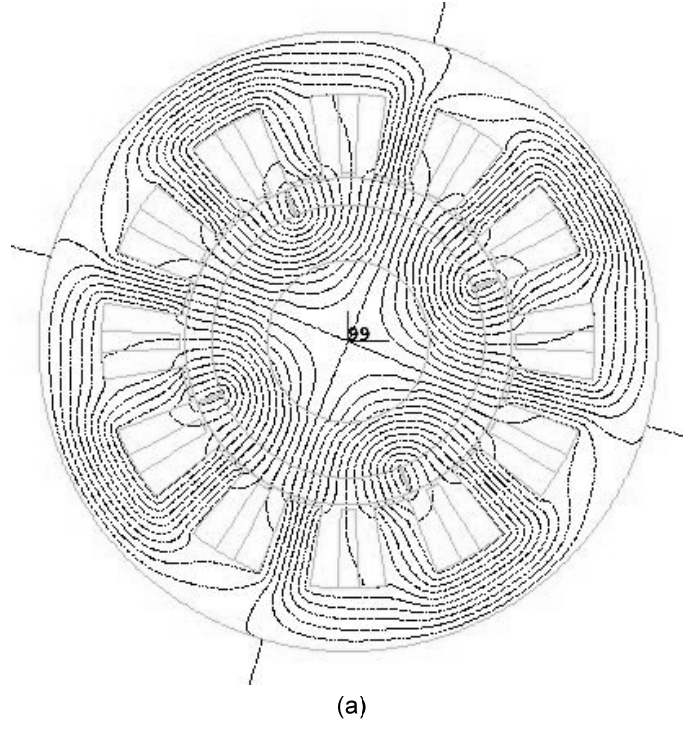
(b)

Şekil 3.26 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 52.5° ($\theta_r = 52.5^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,

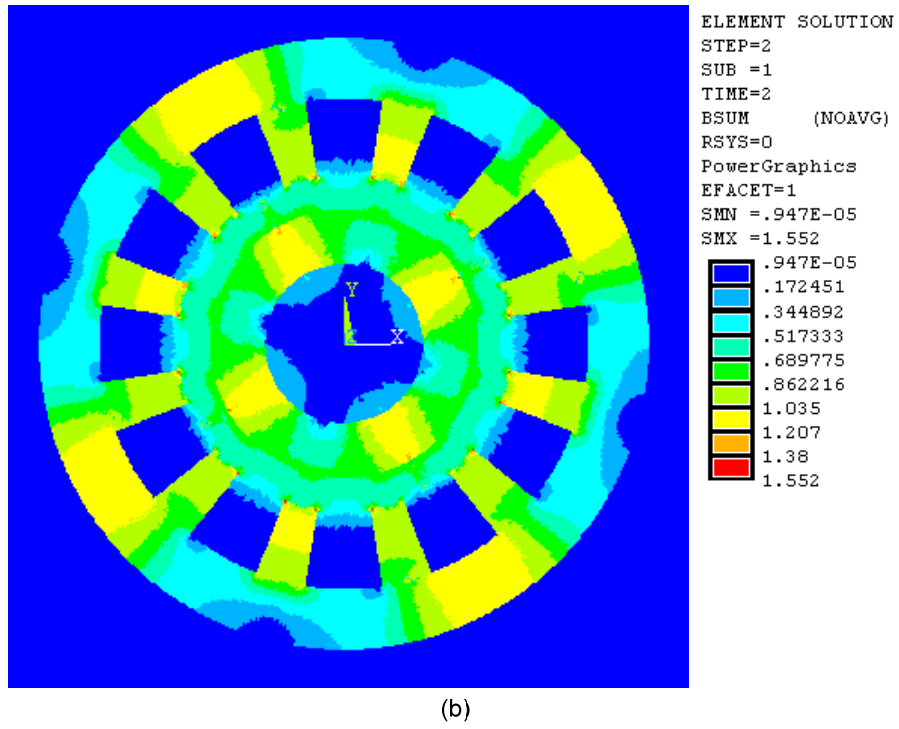
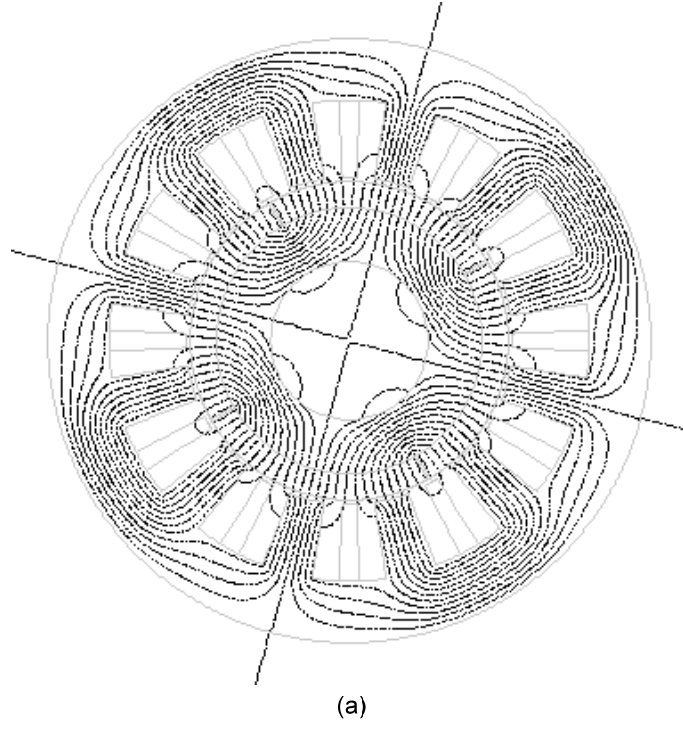
- a) Manyetik akı çizgileri
- b) Manyetik indüksiyon dağılımı



Şekil 3.27 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 60° ($\theta_r = 60^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı



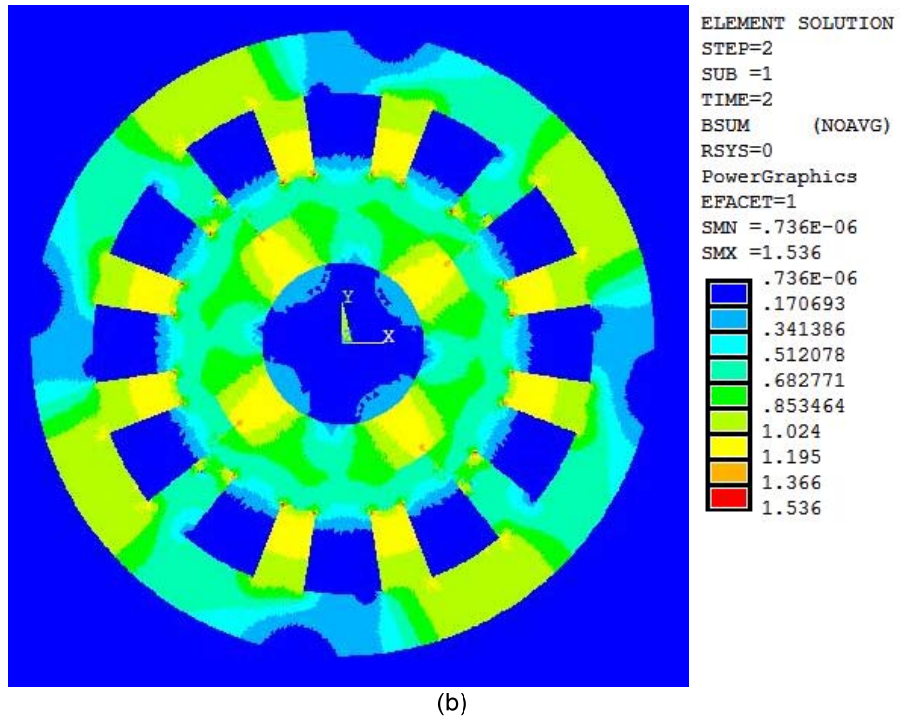
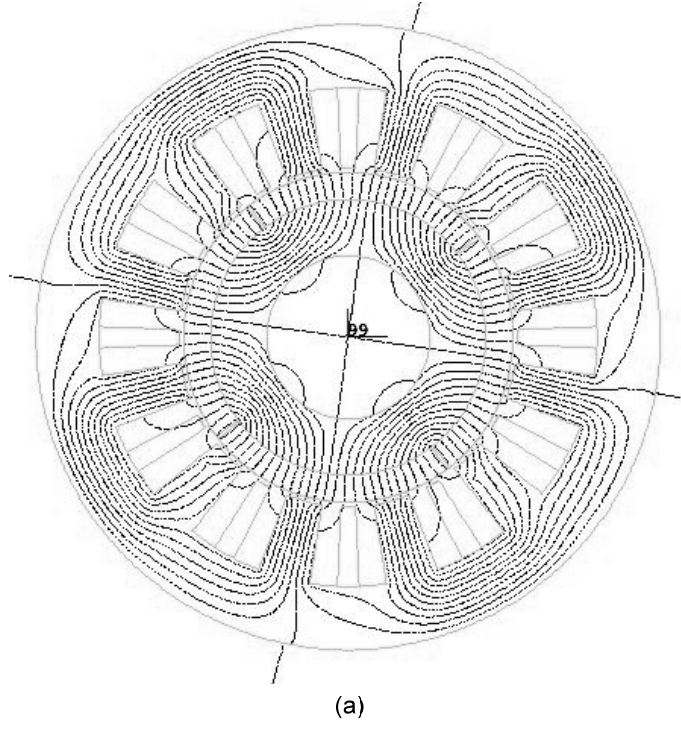
Şekil 3.28 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 67.5° ($\theta_r = 67.5^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,
a) Manyetik akı çizgileri
b) Manyetik indüksiyon dağılımı



ELEMENT SOLUTION
 STEP=2
 SUB =1
 TIME=2
 BSUM (NOAVG)
 RSYS=0
 PowerGraphics
 EFACET=1
 SMN =.947E-05
 SMX =1.552

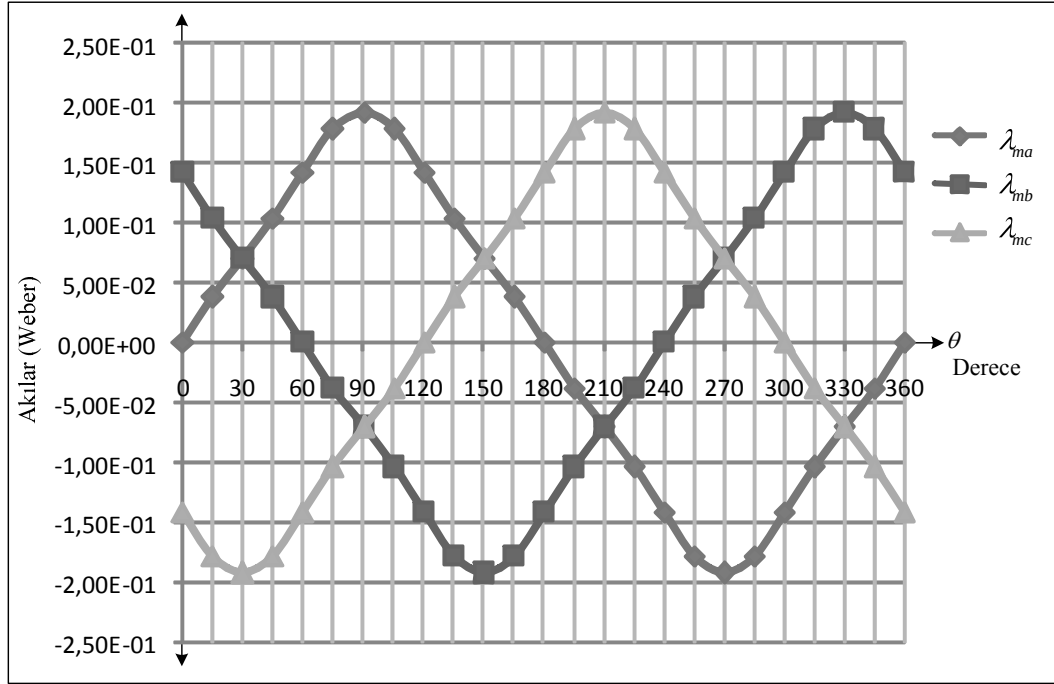
Blue	.947E-05
Light Blue	.172451
Light Green	.344892
Green	.517333
Yellow-Green	.689775
Yellow	.862216
Orange	1.035
Red-Orange	1.207
Red	1.38
Dark Red	1.552

Şekil 3.29 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 75° ($\theta_r = 75^\circ$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,
 a) Manyetik akı çizgileri
 b) Manyetik indüksiyon dağılımı



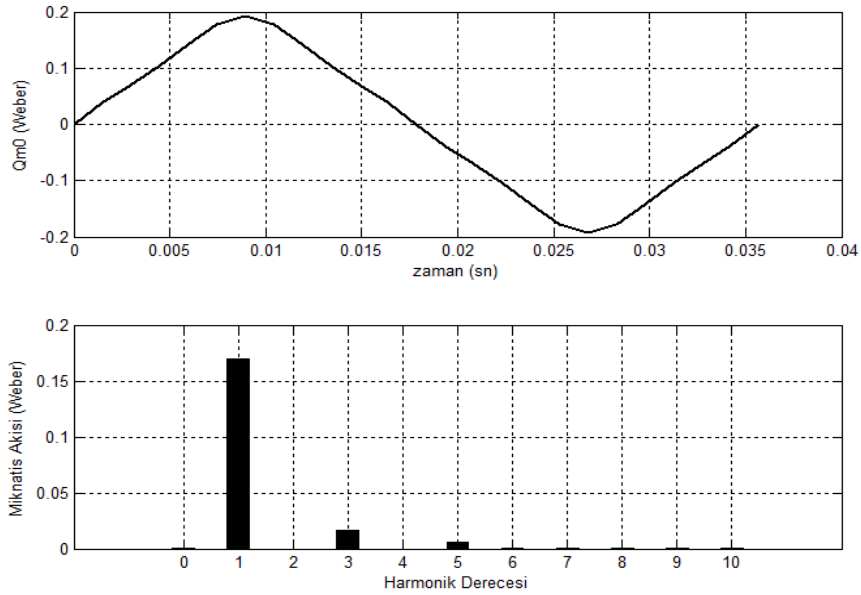
ELEMENT SOLUTION
 STEP=2
 SUB =1
 TIME=2
 BSUM (NOAVG)
 RSYS=0
 PowerGraphics
 EFACET=1
 SMN =.736E-06
 SMX =1.536
 .736E-06
 .170693
 .341386
 .512078
 .682771
 .853464
 1.024
 1.195
 1.366
 1.536

Şekil 3.30 Motorun sargıları uyarılmamış sadece mıknatıslar uyarılmışken rotor açısı 82.5° ($\theta_r = 82.5^{\circ}$) için yapılan anlık statik çözüm sonucu,
 a) Manyetik akı çizgileri
 b) Manyetik indüksiyon dağılımı



Şekil 3.31 Mıknatısların motor sargılarından geçirdiği akının değişimi

Şekil 3.31’de mıknatısların 3 faz sargılardan geçirdiği akıların tam bir sinüs fonksiyonuna göre değişmediği görülmektedir. a faz sargısını halkalayan akının fourier incelemesi şekil 3.32’de görülmektedir.



Şekil 3.32 Mıknatıs akısının harmonik incelemesi

Motorda kullanılan mıknatıs akısının fourier açılımı denklem(3.47)’de verilmektedir.

$$\lambda_m = \sum_{n=1}^{\infty} \lambda_{m(2n-1)} \sin((2n-1)\theta_r) \quad (3.47)$$

Burada λ_m mıknatıs nedeniyle stator sargısından geçen akıyı, $\lambda_{m(2n-1)}$ mıknatıs nedeniyle stator sargısından geçen akının $2n - 1$ 'inci harmonik katsayısını göstermektedir. Mıknatıs akılarının modellenmesinde 7. harmoniğe kadar olan harmonik katsayılarının kullanılması yeterli görülmektedir.

$$\lambda_m = \lambda_{m1} \sin \theta_r + \lambda_{m3} \sin 3\theta_r + \lambda_{m5} \sin 5\theta_r + \lambda_{m7} \sin 7\theta_r + \dots \quad (3.48)$$

SEY ile elde edilen bilgilere göre motorda kullanılan mıknatıslar denklem (3.49) ile ifade edilebilir.

$$\lambda_m = 0.1699 \cdot \sin \theta_r + 0.0169 \cdot \sin 3\theta_r + 0.0059 \cdot \sin 5\theta_r + 0.0003 \cdot \sin 7\theta_r \quad (3.49)$$

3.9. Motor İndüktansının Hesaplanması

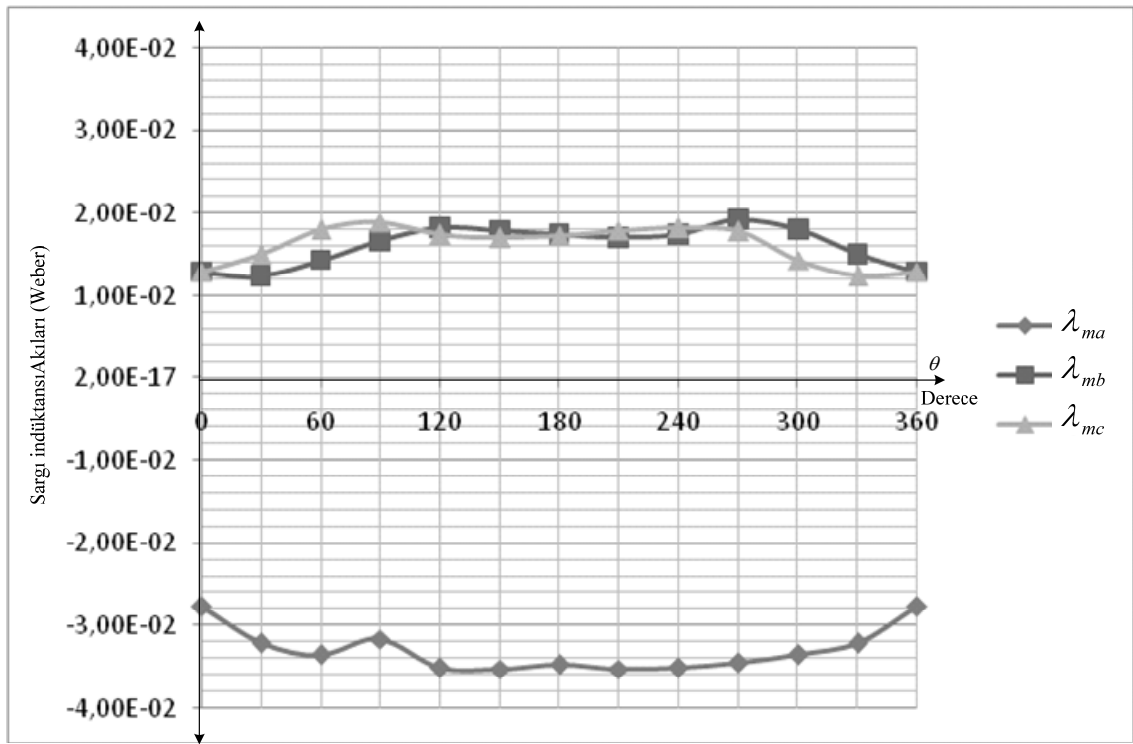
Motor indüktansının hesaplamasında analitik ve sayısal yöntemler kullanılır. Analitik yöntemler doğrusal değişimli manyetik materyaller, basitleştirilmiş stator ve rotor yapısı, idealleştirilmiş makine sargı dağılımı gibi varsayımlarla yapılmaktadır. Bu nedenle yüksek doyma şartlarında, bu yöntemlerle yapılan hesaplamalar doğru sonuç vermezler. Sayısal hesaplama yöntemlerinden biri olan SEY ile yapılan manyetik alan çözümleri sayesinde indüktanslar doğru bir şekilde hesaplanır. SEY ile indüktans hesaplamasında iki yaklaşım vardır. Birincisi bireysel stator ve mıknatıs uyarmalı yaklaşımıdır. Bu yöntemde motorun tüm sargıları ve aynı anda rotor mıknatısları uyandırılmadığı için moment gibi diğer makine parametreleri hesaplanamaz [77-78-79]. İkinci yaklaşımda statordaki üç faz sargılar ve rotordaki mıknatıslar aynı anda uyarılır. Bu nedenle moment gibi diğer motor parametreleri bu yaklaşımda hesaplanabilir [80].

Motorun bir sargısından geçen toplam akı, motor akımının sargıların indüktansları tarafından oluşturduğu akı ile sürekli mıknatısın sargılarda oluşturduğu akının toplamıdır. Bu durum denklem (3.50)'de verilmiştir. Motorun bir sargısından geçen toplam akıdan, mıknatısların oluşturduğu akılar çıkarılırsa, elde edilen akı, motorun indüktansı nedeniyle oluşan akıdır. Bu akı değeri kullanılarak, denklem (3.51) yardımıyla motor indüktansı hesaplanır.

$$\lambda_{abc} = i_s L_s + \lambda_m \quad (3.50)$$

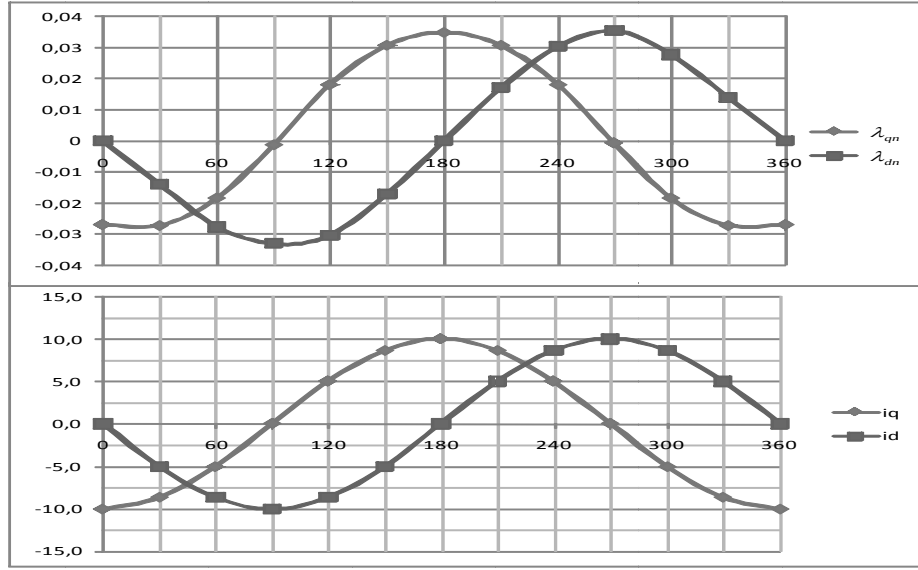
$$L_s = \frac{\lambda_{abc} - \lambda_m}{i_s} \quad i_s \neq 0 \quad (3.51)$$

Motor akımının $i_a=10A$, $i_b=-5A$, $i_c=-5A$ olduğu 90° anı için incelemenin gerçekleştiği durumda, rotor konumuna göre indüktanslar nedeniyle oluşan akılar şekil 3.33’de görülmektedir. Buna göre abc faz sargılarındaki akıların rotor pozisyonuna göre çok fazla değişmediği söylenebilir. Bilindiği gibi yüzey mıknatıslı motorlarda bu durum normaldir. Ancak bu yöntem, çıkıntılı rotora sahip bir motora uygulandığı zaman indüktansın rotor pozisyonuna göre değişimi görülebilir ve modellenebilir [77].



Şekil 3.33 Endüktanslar nedeniyle oluşan akıların rotor konumuna göre değişimi

Şekil 3.33’de abc düzleminde verilen akılar ve akımlar d-q düzlemine dönüştürüldüğünde, akıların i_d ve i_q akımlarına göre değişimi şekil 3.34’de verilmiştir.



Şekil 3.34 Rotor referans düzleminde verilen akıların i_d ve i_q akımlarına göre değişimi

Yapılan hesaplamalar sonucu, motor sargı d-q indüktansları yaklaşık birbirine eşit olup, değeri 3.54 mH olarak bulunmuştur. İncelemede, iki boyutlu SEY kullanıldığı için hesaplanan indüktans değeri sargı sonu indüktanslarını içermez. Sargı sonu indüktanslarının da dikkate alınması, üç boyutlu SEY kullanılması veya deneysel formüllerle indüktans düzeltilmesi yapılır [81].

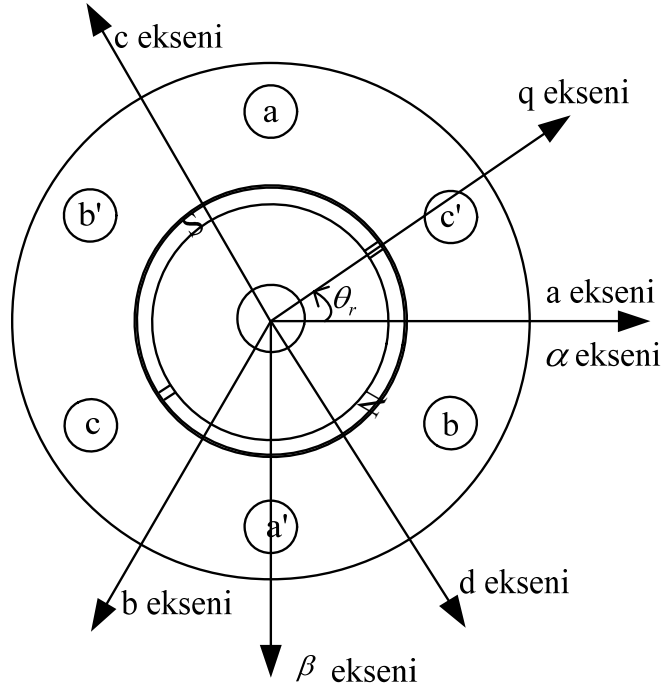
3.10. Stator abc Referans Düzleminde Motor Gerilim Denklemleri

SEY ile incelenen motor şekil 3.35’de görüldüğü gibi 120 derece aralıklarla statora yerleştirilmiş üç sargıdan oluşmuştur. Rotorda yol verme sargısı bulunmadığından rotor için herhangi bir gerilim denklemi yoktur. Motorun gerilim denklemi matris formunda denklem (3.52)’de verilmiştir.

$$V_{abc} = r_s \cdot i_{abc} + p \cdot \lambda_{abc} \quad (3.52)$$

Burada p türev operatörüdür. Diğer değişkenler denklem (3.53)’de verilmiştir.

$$V_{abc} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; \quad i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; \quad \lambda_{abc} = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (3.53)$$



Şekil 3.35 Stator abc referans düzlemi, α - β stator referans düzlemi ve d-q rotor referans düzlemi

Motorun toplam akısı, stator sargı indüktanslarından faz akımlarının geçmesiyle oluşan stator sargı akıları ve rotorda bulunan mıknatısların oluşturduğu akıların toplamıdır.

$$\lambda_{abc} = \lambda_{abc(s)} + \lambda_m \quad (3.54)$$

$\lambda_{abc(s)}$ ve λ_m denklem (3.55) ve (3.56)'da tanımlanmaktadır. λ_m SEY ile SEY ile incelenmesi sonucu elde edilen akı tahmini olup, 7'inci harmoniğe kadar alınması yeterli görülmüştür.

$$\lambda_{abc(s)} = Li_{abc} \quad (3.55)$$

$$\lambda_m = \begin{bmatrix} \lambda_{m1} \sin \theta_r + \lambda_{m3} \sin 3\theta_r + \lambda_{m5} \sin 5\theta_r + \lambda_{m7} \sin 7\theta_r \\ \lambda_{m1} \cdot \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + \lambda_{m3} \cdot \sin\left(3\theta_r - \frac{6\pi}{3}\right) + \lambda_{m5} \cdot \sin\left(5\theta_r - \frac{10\pi}{3}\right) + \lambda_{m7} \cdot \sin\left(7\theta_r - \frac{14\pi}{3}\right) \\ \lambda_{m1} \cdot \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) + \lambda_{m3} \cdot \sin\left(3\theta_r + \frac{6\pi}{3}\right) + \lambda_{m5} \cdot \sin\left(5\theta_r + \frac{10\pi}{3}\right) + \lambda_{m7} \cdot \sin\left(7\theta_r + \frac{14\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Denklem 3.52'de 3.55 ve 3.56'yı yerine yazarsak denklem 3.57 elde edilir.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_c \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \\
&\frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{m1} \cdot \sin \theta_r + \lambda_{m3} \cdot \sin 3\theta_r + \lambda_{m5} \cdot \sin 5\theta_r + \lambda_{m7} \cdot \sin 7\theta_r \\ \lambda_{m1} \cdot \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + \lambda_{m3} \cdot \sin \left(3\theta_r - \frac{6\pi}{3} \right) + \lambda_{m5} \cdot \sin \left(5\theta_r - \frac{10\pi}{3} \right) + \lambda_{m7} \cdot \sin \left(7\theta_r - \frac{14\pi}{3} \right) \\ \lambda_{m1} \cdot \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) + \lambda_{m3} \cdot \sin \left(3\theta_r + \frac{6\pi}{3} \right) + \lambda_{m5} \cdot \sin \left(5\theta_r + \frac{10\pi}{3} \right) + \lambda_{m7} \cdot \sin \left(7\theta_r + \frac{14\pi}{3} \right) \end{bmatrix}
\end{aligned}
\tag{3.57}$$

Denklem (3.57)'de türev alınırken, indüktansların rotor pozisyonuna göre değişmediği, sadece motor akımlarının ve mıknatıs akılarının değiştiği düşünülür. Rotor konumunun zamana göre türevi rotor açısal hızını vermektedir.

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}
\tag{3.58}$$

Motor akılarının türevini alırsak denklem (3.59) motor gerilim denklemi elde edilir. Bu denklemin son terimindeki mıknatıs akı harmoniklerinin ω_r ile çarpım durumunda bulunmasından dolayı, akı harmonikleri büyük hızlarda daha etkili olur.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_c \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \\
&+ \omega_r \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{m1} \cdot \cos \theta_r + 3\lambda_{m3} \cdot \cos 3\theta_r + 5\lambda_{m5} \cdot \cos 5\theta_r + 7\lambda_{m7} \cdot \cos 7\theta_r \\ \lambda_{m1} \cdot \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + 3\lambda_{m3} \cdot \cos \left(3\theta_r - \frac{6\pi}{3} \right) + 5\lambda_{m5} \cdot \cos \left(5\theta_r - \frac{10\pi}{3} \right) + 7\lambda_{m7} \cdot \cos \left(7\theta_r - \frac{14\pi}{3} \right) \\ \lambda_{m1} \cdot \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) + 3\lambda_{m3} \cdot \cos \left(3\theta_r + \frac{6\pi}{3} \right) + 5\lambda_{m5} \cdot \cos \left(5\theta_r + \frac{10\pi}{3} \right) + 7\lambda_{m7} \cdot \cos \left(7\theta_r + \frac{14\pi}{3} \right) \end{bmatrix}
\end{aligned}
\tag{3.59}$$

3.11. Stator Referans Düzleminde (α, β Düzlemi) Motor Gerilim Denklemleri

Üç faz abc referans düzleminde elde edilen motor gerilim denklemlerindeki gerilim, akım ve akılar, denklem(3.60) ile stator referans düzleminde ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos \left(-\frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\frac{2\pi}{3} \right) \\ 0 & \sin \left(-\frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}
\tag{3.60}$$

Denklem (3.60)'da f gerilim, akım ve akı gibi stator değişkenlerini göstermektedir. f_0 sıfır bileşen olup, nötr bağlantısı olmayan elektrik makinalarında bu bileşen sıfır olduğu varsayılır. Mıknatıslar nedeniyle stator sargılarında oluşan akıların stator referans düzlemindeki bileşenleri denklem (3.61)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}\lambda_{m\alpha} &= (\lambda_{m1} \sin\theta_r + \lambda_{m5} \sin 5\theta_r + \lambda_{m7} \sin 7\theta_r) \\ \lambda_{m\beta} &= (\lambda_{m1} \cos\theta_r - \lambda_{m5} \cos 5\theta_r + \lambda_{m7} \cos 7\theta_r)\end{aligned}\quad (3.61)$$

Buna göre motorun stator referans düzleminde gerilim denklemleri denklem (3.62)'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{m1} \sin\theta_r + \lambda_{m5} \sin(5\theta_r) + \lambda_{m7} \sin(7\theta_r) \\ \lambda_{m1} \cos\theta_r - \lambda_{m5} \cos(5\theta_r) + \lambda_{m7} \cos(7\theta_r) \end{bmatrix}\quad (3.62)$$

Yüzey mıknatıslı bir motor için indüktans rotor pozisyonuna göre değişmemektedir. Türev işleminden sonra, motorun stator referans düzleminde gerilim denklemleri denklem (3.63)'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + w_r \begin{bmatrix} \lambda_{m1} \cos\theta_r + 5\lambda_{m5} \cos(5\theta_r) + 7\lambda_{m7} \cos(7\theta_r) \\ -\lambda_{m1} \sin\theta_r + 5\lambda_{m5} \sin(5\theta_r) - 7\lambda_{m7} \sin(7\theta_r) \end{bmatrix}\quad (3.63)$$

3.12. Rotor Referans Düzleminde (d, q düzlemi) Motor Gerilim Denklemleri

Motor değişkenleri dönen referans düzleminde denklem (3.64) ile ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}\quad (3.64)$$

SEY ile incelenen motorun d-q referans düzlemindeki gerilim denklemleri, genel eşdeğer devre için tasarlanmış gerilim denklemlerinden farklıdır. Denklem (3.64), denklem (3.56)'ya uygulanırsa, mıknatısların stator sargılarından geçirdiği akıların rotor referans düzlemindeki ifadesi denklem (3.65)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}\lambda_{mq} &= \lambda_{m5} \cdot \sin(6\theta_r) + \lambda_{m7} \cdot \sin(6\theta_r) \\ \lambda_{md} &= \lambda_{m1} - \lambda_{m5} \cdot \cos(6\theta_r) + \lambda_{m7} \cdot \cos(6\theta_r)\end{aligned}\quad (3.65)$$

Motorun sargılarından geçen toplam akı değerleri, denklem (3.66)'da verilmiştir.

$$\begin{aligned}\lambda_q &= L_q i_q + \lambda_{m5} \cdot \sin(6\theta_r) + \lambda_{m7} \cdot \sin(6\theta_r) \\ \lambda_d &= L_d i_d + \lambda_{m1} - \lambda_{m5} \cdot \cos(6\theta_r) + \lambda_{m7} \cdot \cos(6\theta_r)\end{aligned}\quad (3.66)$$

Motorun gerilim denklemleri (3.67)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_q i_q + \lambda_{m5} \sin(6\theta_r) + \lambda_{m7} \sin(6\theta_r) \\ L_d i_d + \lambda_{m1} - \lambda_{m5} \cos(6\theta_r) + \lambda_{m7} \cos(6\theta_r) \end{bmatrix} \\ &\quad + w_r \begin{bmatrix} L_d i_d + \lambda_{m1} - \lambda_{m5} \cos(6\theta_r) + \lambda_{m7} \cos(6\theta_r) \\ -L_q i_q - \lambda_{m5} \sin(6\theta_r) - \lambda_{m7} \sin(6\theta_r) \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (3.67)$$

Türev işlemleri yapıldıktan sonra motorun iyileştirilmiş gerilim denklemleri elde edilir.

$$\begin{aligned}V_q &= r_s \cdot i_q + L_q p i_q + w_r (L_d i_d + \lambda_{m1} + 5 \cdot \lambda_{m5} \cos(6\theta_r) + 7 \cdot \lambda_{m7} \cos(6\theta_r)) \\ V_d &= r_s \cdot i_d + L_d p i_d - w_r (L_q i_q - 5 \cdot \lambda_{m5} \sin(6\theta_r) + 7 \cdot \lambda_{m7} \sin(6\theta_r))\end{aligned}\quad (3.68)$$

3.13. Motorun Elektromanyetik Moment Denklemleri

Motorun elektriksel gücü denklem (3.69)'da verilmiştir.

$$P_e = \frac{3}{2} (V_q \cdot i_q + V_d \cdot i_d) \quad (3.69)$$

Denklem (3.68)'de bulunan V_d ve V_q denklem(3.69)'da yerine yazılırsa, denklem (3.70) elde edilir.

$$\begin{aligned}P_e &= \frac{3}{2} r_s \cdot (i_q^2 + i_d^2) + \frac{3}{2} L \cdot p (i_q^2 + i_d^2) + \frac{3}{2} w_r [(\lambda_{m1} + 5 \cdot \lambda_{m5} \cos(6\theta_r) + 7 \cdot \lambda_{m7} \cos(6\theta_r)) \cdot i_q - \\ &\quad (-5 \cdot \lambda_{m5} \sin(6\theta_r) + 7 \cdot \lambda_{m7} \sin(6\theta_r)) \cdot i_d]\end{aligned}\quad (3.70)$$

Denklem (3.70)'de ki birinci terim motorun bakır kayıplarını, ikinci terim manyetik alanda depolanan enerjinin değişimini, üçüncü terim ise motorun milinden alınan mekanik gücü ifade eder. Mekanik güç denklem (3.71)'de verilmiştir.

$$P_{em} = \frac{3.w_r}{2} \left[[(\lambda_{m1} + 5.\lambda_{m5} \cos(6\theta_r) + 7.\lambda_{m7} \cos(6\theta_r)).i_q - (-5.\lambda_{m5} \sin(6\theta_r) + 7.\lambda_{m7} \sin(6\theta_r)).i_d] \right] \quad (3.71)$$

Elektriksel moment denklem (3.72)'de verilmiştir.

$$T_e = \frac{P.P_{em}}{w_r} \quad (3.72)$$

Denklem (3.71), denklem (3.72)'de yerine yazılarak, motorun ürettiği elektriksel moment denklem (3.73)'de verilmiştir.

$$T_e = \frac{3.P}{2} \cdot \left[[(\lambda_{m1} + 5.\lambda_{m5} \cos(6\theta_r) + 7.\lambda_{m7} \cos(6\theta_r)).i_q - (-5.\lambda_{m5} \sin(6\theta_r) + 7.\lambda_{m7} \sin(6\theta_r)).i_d] \right] \quad (3.73)$$

3.14. Motorun Mekanik Denklemi

Motorun ürettiği elektriksel moment, yük momenti, motorun elektriksel hızı arasındaki ilişki motorun mekanik denklemini verir. Denklem (3.74) motorun mekanik denklemini ifade etmektedir.

$$T_e = \frac{J.p}{P} w_r + \frac{B.w_r}{P} + T_y \quad (3.74)$$

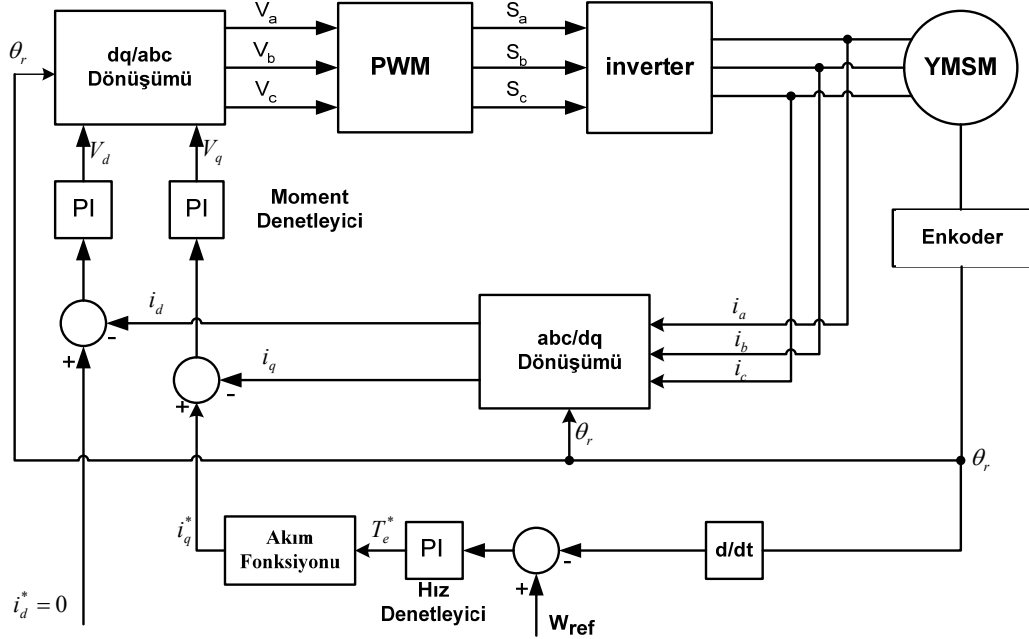
Burada J motorun atalet momenti, B sürtünme katsayısı, T_y yük momenti, w_r rotorun elektriksel hızını göstermektedir.

4. YMSM'NİN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ

Alan yönlendirmeli kontrol, makinadan arzu edilen momenti almak için, d-q rotor referans düzleminde birer vektör olarak gösterilen motor akımlarının bileşenlerini kontrol etmektir. Bu kontrol yöntemine vektör kontrol de denir. Bu akım bileşenleri d eksen akımı ve q eksen akımı olup, bu akımları elde etmek için rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulur.

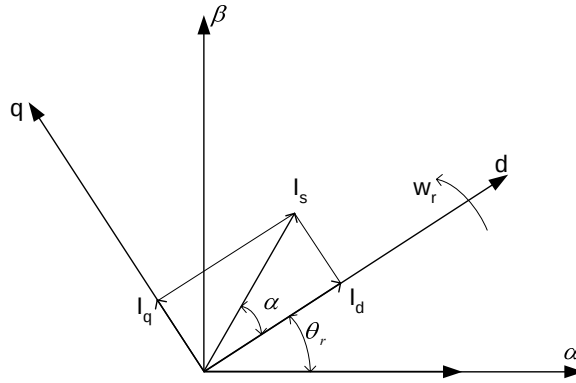
YMSM'nin moment ifadesini veren denklem (2.10) incelendiğinde moment, mıknatıs akısı ve stator q eksen akımı ile orantılı olduğu görülmektedir. Mıknatıs akısı kontrol edilemeyeceği için q akımının kontrolü ile moment kontrolü yapılabilmektedir. I_d akımının moment üzerinde bir etkisi olmadığından, stator bakır kayıplarını azaltmak için, bu akım bileşeni sıfırda tutulur. Eğer motorun nominal hızından daha büyük hızlarda çalışılacaksa alan zayıflatması gereklidir. Bu durumda i_d akımı, motorun zarar görmeyeceği akıyı elde etmek için negatif bir değerde tutulur. Buna alan zayıflatması denir. Bu tezde alan zayıflatması yapılmayacaktır.

YMSM'nin vektör kontrolünün blok şeması şekil 4.1'de görülmektedir. Şekil 4.1'de hız denetleyici, referans momenti üretir. Moment denetleyici ise referans V_d ve V_q gerilimlerini üretir. Bu gerilimler motora, bir PWM üretme yöntemiyle elde edilen anahtarlama kontrol sinyallerinin invertere girilmesiyle uygulanır. PWM üretimi, Ek-1'de anlatılan uzay vektör PWM yöntemiyle gerçekleştirilir.



Şekil 4.1 Alan yönlendirmeli kontrolün blok şeması

Şekil 4.2’de YMSM’nin kalıcı durum vektör diyagramı verilmiştir. i_q akımının kontrolü, α açısının kontrol edilmesiyle sağlanır. Bu nedenle bu açıya moment açısı denir. Motorun i_d akımının sıfırda tutulmasıyla yapılan bu kontrolde, $\alpha = \pi/2$ ’dir. Özellikle YMSM’lerde bu yöntem, hem bakır kayıplarının azaltılması hem de maksimum momentin elde edilmesi nedeniyle, yaygın olarak kullanılır. Ancak İMSM için durum farklıdır. Denklem (2.10), yeniden yazılırsa $T_e = (3P/2)[(\lambda_m + L_d i_d)i_q - L_q i_q i_d]$ denklemi elde edilir. Bir İMSM’de relüktans momentin kullanılması için, i_d akımının bu denklemden de görüleceği gibi, negatif değerde tutulması gerekir. Bu nedenle İMSM için bu yöntem tercih edilmez.

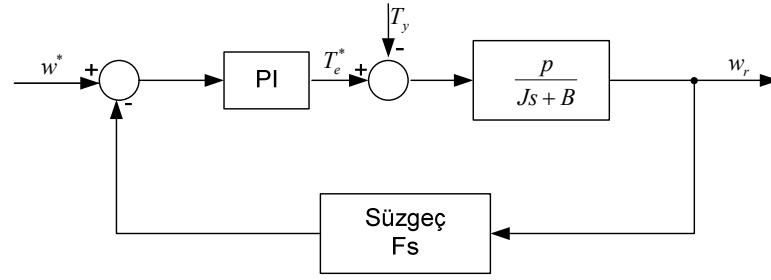


Şekil 4.2 SMSM’nin rotor referans düzleminde akım bileşenleri ve mıknatıs akı vektörü

4.1. Hız denetleyici

Hız denetleyici olarak bir PI kullanılabilir. Hız denetleyicinin tasarımı için şekil 4.3’de verilen model kullanılabilir. Bu modelde sistemi birinci dereceden bir mekanik denklemle ifade etmek yeterlidir. Çünkü motor modelinde hız kontrolü için mekanik denklem daha etkilidir. Rotor hız algılayıcısından alınan elektriksel hız, bir süzgeçten geçirilir. İstenen hız bilgisi ve geri bildirim hız bilgisine göre, hata sinyali elde edilir. Bu hata sinyali PI tarafından işlenerek referans hız için gerekli moment elde edilir. Bu moment yükü karşılar ve rotor hızını belirler.

Bu modellemede moment denetleyicinin istenen momenti üretecek çıkışı sağladığı varsayımı kullanılır. Yani $T_e^* = T_e$ olduğu varsayılır. Şekil 4.3’deki modele göre makinanın mekaniksel denklemleri denklem (4.1)’de verilmiştir. Tezde kullanılan motor parametreleri Ek - 2’de verilmiştir.



Şekil 4.3 Hız denetleyicinin tasarlanmasında kullanılan model

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

$$w_r = Pw_{rm}$$

$$T_e - T_y = \frac{1}{p}(Bw_r + Jsw_r) \quad (4.1)$$

Gerçek zamanlı çalışmalarda, bir örnekleme zamanı boyunca sistemdeki tüm değişkenlerin sabit tutulmasından kaynaklanan zero order hold etkisini yok etmek için, transfer fonksiyonu ayrık zamanda yazılmalıdır. Mekanik denklem;

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

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

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

$$G_m(z) = \frac{P \left(1 - e^{-\frac{T}{T_m}} \right)}{B \left(Z - e^{-\frac{T}{T_m}} \right)} \quad (4.2)$$

Burada T örnekleme zamanıdır.

$$T_m = J/B \quad (4.3)$$

Sistemde ölçülen hız bilgisi alçak geçiren bir süzgeçten geçirilir. Bu süzgecin transfer fonksiyonu denklem (4.4)'de verilmiştir.

$$F_w(s) = \frac{w_{cw}}{s+w_{cw}} \quad (4.4)$$

Burada W_c denklem (4.5) ile ifade edilir. f_{cw} kesme frekansdır.

$$w_c = 2\pi f_c \quad (4.5)$$

Süzgecin ayırık zaman ifadesi, bilineer dönüşümü olarak adlandırılan, denklem (4.6) da verilen sayısal entegrasyonla elde edilir.

$$F_w(z) = F_w(s) \Big|_{s=\frac{2(z-1)}{T(z+1)}} \quad (4.6)$$

Böylece süzgecin ayırık transfer fonksiyonu denklem (4.7)'de verilmiştir.

$$F_w(z) = \frac{w_{cw}T(z+1)}{z(2+w_{cw}T)-2+w_{cw}T} = a_w \frac{z+1}{z-b_w}$$

$$a_w = \frac{w_{cw}T}{2+w_{cw}T} \text{ ve } b_w = \frac{2-w_{cw}T}{2+w_{cw}T} \quad (4.7)$$

Süzgecin kesme frekansı, örnekleme zamanına göre seçilir. Moment denetleyicide kullanılan süzgecin kesme frekansı örnekleme zamanının yarısından daha az olmalıdır. Hız denetleyicide kullanılan süzgecin kesme frekansı seçilen moment denetleyicinin tasarımında kullanılan süzgecin bant genişliğine göre 6-8 kat daha az seçilir. Bu seçimin sebebi referans elektriksel momentin gerçek elektriksel momente eşit olduğu varsayımına dayanır. Eğer 5khz örnekleme zamanında çalışılıyorsa, moment denetleyicisinde kullanılan akım süzgeçsinin kesme frekansı 1500Hz, hız denetleyicide kullanılan süzgecin kesme frekansı 200Hz seçmek yeterlidir.

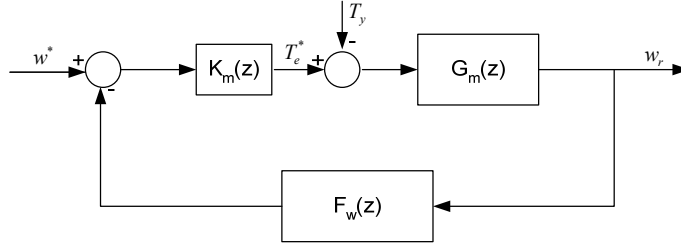
Hız denetleyici olarak kullanılan PI'nın s düzleminde transfer fonksiyonu denklem (4.8)'de verilmiştir.

$$K_m(s) = \frac{k_{pm}}{s} \left(s + \frac{1}{\frac{k_{pm}}{k_{im}}} \right) \quad (4.8)$$

PI denetleyicinin ayırık zaman transfer fonksiyonu denklem(4.9)'da verilmiştir.

$$K_m(z) = k_{pi} + \frac{k_{im}}{1-z^{-1}} = \frac{(k_{pm}+k_{im})\left(z-\frac{k_{pm}}{k_{pm}+k_{im}}\right)}{z-1} \quad (4.9)$$

Hız denetleyici için, z düzleminde motor modeli şekil 4.4'de verilmiştir. Sistemin transfer fonksiyonu denklem (4.10)'da verilmiştir.



Şekil 4.4 Hız denetleyici tasarımında kullanılan z düzleminde motor modeli

$$H_m(z) = \frac{w_r(z)}{w_r^*(z)} = \frac{K_m(z)G_m(z)}{1+K_m(z)G_m(z)F_w(z)} \quad (4.10)$$

Sistemin karakteristik denklemi denklem (4.11)'de verilmiştir.

$$1 + K_m(z)G_m(z)F_w(z) = 0 \quad (4.11)$$

Hız denetleyici olarak kullanılan PI'nın tasarımı için Root Locus yöntemi kullanıldı. Root Locus yöntemi seçilen bir kazanç için sistemin kararlı bölgede çalışıp çalışmadığını belirler. Sistemin kararlı olması için köklerin s düzleminde düşey eksenin sol tarafında olması gerekir. z düzleminde verilen bir transfer fonksiyon için ise köklerin birim çember içinde olmasını sağlayacak bir kazançta çalışmak, sistemin kararlı olması için gereklidir. Sistemin karakteristik denklemi denklem (4.12)'de verilmiştir.

$$1 + \frac{(k_{pw}+k_{iw})\left(z - \frac{k_{pw}}{k_{pw}+k_{iw}}\right)P\left(1-e^{\frac{-T}{T_m}}\right)}{z-1} \frac{a_w \frac{z+1}{z-b_w}}{B\left(z-e^{\frac{-T}{T_m}}\right)} = 0 \quad (4.12)$$

Sistemin yavaş kutbu olan $z - e^{\frac{-T}{T_m}}$ 'i sistemden yok etmek için $z - \frac{k_{pw}}{k_{pw}+k_{iw}}$ 'ye eşitlemek gerekir. Bu durum denklem (4.13)'de verilmiştir.

$$\frac{k_{pw}}{k_{pw}+k_{iw}} \approx e^{\frac{-T}{T_m}} \quad (4.13)$$

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

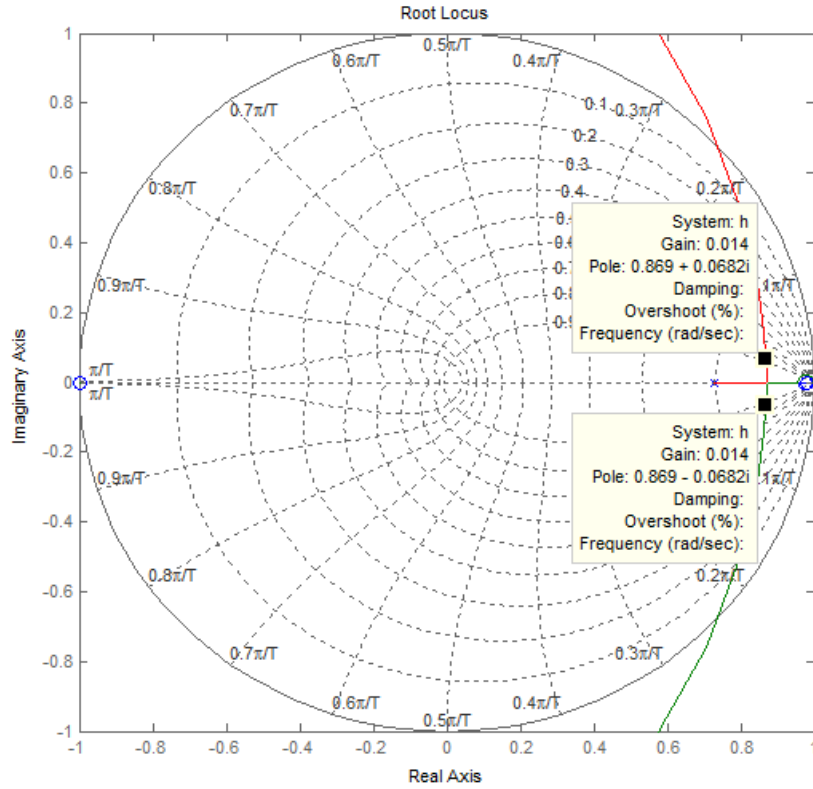
$$1 + c'H'(z) = 0 \quad (4.14)$$

Denklem (4.14)'deki c' kazancı, denklem (4.15) ile elde edilir.

$$c' = \frac{a_w P \left(1 - e^{\frac{-T}{T_m}} \right) (k_{pw} + k_{iw})}{B} \quad (4.15)$$

Root Locus için karakteristik denklem ise denklem (4.16)'da verilmiştir.

$$H'(z) = \frac{\left(z - \frac{k_{pw}}{k_{pw} + k_{iw}} \right) (z+1)}{(z-1) \left(z - e^{\frac{-T}{T_m}} \right) (z-b_w)} \quad (4.16)$$



Şekil 4.5 Hız denetleyicinin root locus eğrisi

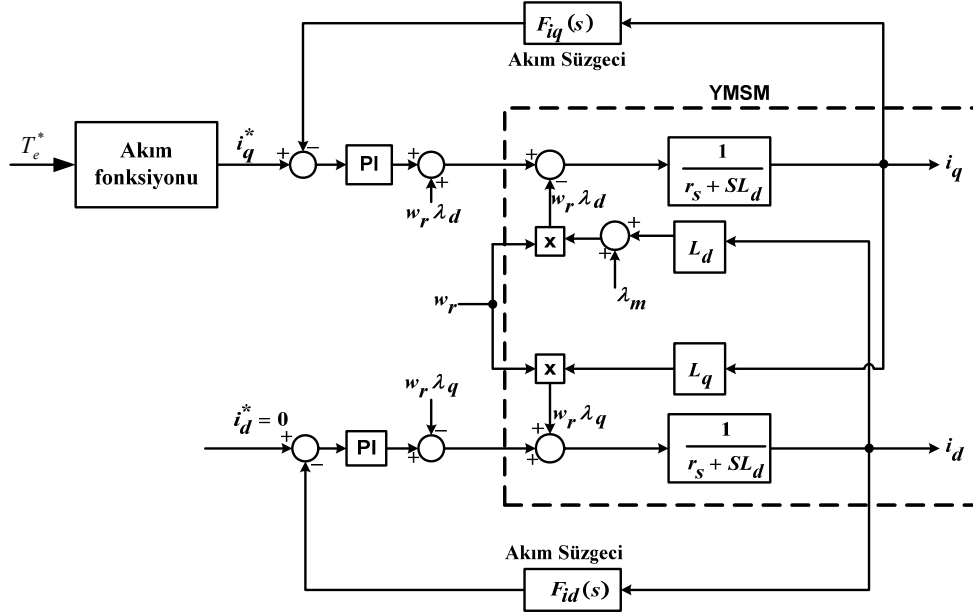
Root Locus'dan kazanç okunup, $k_{pw} + k_{iw}$ değeri hesaplanır ve denklem (4.13) kullanılarak $K_{pw}=0.6517$ ve $K_{iw}=0.0133$ olarak hesaplanır.

4.2. Moment Denetleyici

Hız kontrolü tarafından üretilen motor için istenen T_e^* momenti, akım algılayıcılarından alınan akımlarla elde edilen i_d ve i_q akımları kullanılarak, motor için gerekli V_d ve V_q gerilimleri moment denetleyici tarafından üretilir. Moment denetleyicinin blok şeması şekil 4.6'da verilmiştir. Denklem (2.10)'da verilen moment ifadesinden, YMSM için, denklem (4.17)'de verilen akım fonksiyonu ile i_q^* hesaplanır.

$$i_q^* = \frac{2T_e^*}{3P\lambda_m} \quad (4.17)$$

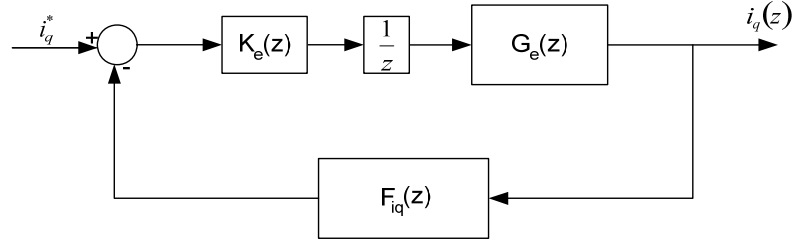
Maksimum momentin alınması için i_d akımı sıfırda tutulur. Akım hataları PI'lar tarafından işlenerek gerilimler elde edilir.



Şekil 4.6 Moment denetleyicinin blok şeması

V_q gerilimi, denklem (2.5)'de görüleceği gibi, λ_d akısının değişimi ($w_r \lambda_d$) ile elde edilen gerilime bağlıdır. Aynı şekilde V_d gerilimi de, λ_q akısının değişimi ($w_r \lambda_q$) ile elde edilen gerilime bağlıdır. i_d ve i_q akımlarının birbirinden bağımsız kontrolünü gerçekleştirmek için, PI'lar tasarlanırken akıların değişimlerinden kaynaklanan gerilimler hesaba katılmayıp, daha sonra ilave edilir. λ_d ve λ_q akı tahminlerinin, gerçek akılara yakın olması için doğru bir tahmin gereklidir.

Moment denetleyici tasarımı için motor modeli, şekil 4.7'de verilmiştir. Moment kontrolü için kullanılacak d ve q düzlemindeki motor modeli birbirinin aynısı olduğundan sadece q eksen modeli gösterilmiştir. Moment denetleyici olarak kullanılan PI'nın transfer fonksiyonu $K_e(z)$ ile gösterilmiştir. Akımlar ölçüldükten sonra alçak geçiren bir süzgeçten geçirilmiştir. Bu süzgecin transfer fonksiyonu $F_{iq}(z)$ ile gösterilmiştir. Ayrıca dijital akım kontrol sisteminden kaynaklanan hesaplama zamanı ve veri dönüşüm zamanı, hız denetleyicisinden daha hızlı çalışması istenen moment denetleyicide ihmal edilemez. Bu gecikmeler için bir örnekleme zamanı kadar gecikme yeterlidir.



Şekil 4.7 Moment denetleyicinin tasarımı için z düzleminde motor modeli

Kullanılan PI'nın transfer fonksiyonu, denklem (4.18)'de verilmiştir.

$$K_e(z) = k_{pe} + \frac{k_{ie}}{1 - z^{-1}} = \frac{(k_{pe} + k_{ie}) \left(z - \frac{k_{pe}}{k_{pe} + k_{ie}} \right)}{z - 1} \quad (4.18)$$

Motorun elektriksel transfer fonksiyonu,

$$\begin{aligned} G_e(s) &= \frac{1}{Ls + r_s} \\ G_e(z) &= (1 - z^{-1}) Z \left\{ \frac{G_e(s)}{s} \right\} \\ G_e(z) &= (1 - z^{-1}) \left(\frac{1}{r_s} \right) Z \left\{ \frac{\frac{r_s}{Lq}}{s \left(s + \frac{r_s}{Lq} \right)} \right\} \\ G_e(z) &= \frac{\left(1 - e^{-\frac{T}{T_{el}}} \right)}{r_s \left(z - e^{-\frac{T}{T_{el}}} \right)} \end{aligned} \quad (4.19)$$

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

Kullanılan süzgecin transfer fonksiyonu hız kontrolünde verilen denklem(4.7) ile aynıdır. Ancak bu süzgecin kesme frekansı, akımdaki gürültülerin süzülmesi için, çalışma frekansının yarısından daha az olmalıdır. Süzgecin transfer fonksiyonu denklem (4.20)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} F_{iq}(z) &= \frac{w_{ce}T(z+1)}{z(2+w_{ce}T)-2+w_{ce}T} = a_e \frac{z+1}{z-b_e} \\ a_e &= \frac{w_{ce}T}{2+w_{ce}T} \text{ ve } b_e = \frac{2-w_{ce}T}{2+w_{ce}T} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Moment kontrolü sisteminin transfer fonksiyonu denklem(4.21)'de verilmiştir.

$$H_e(z) = \frac{i_q(z)}{i_q^*(z)} = \frac{K_e(z)Z^{-1}G_e(z)}{1 + K_e(z)Z^{-1}G_e(z)F_{iq}(z)} \quad (4.21)$$

Moment denetleyicinin tasarımında kullanılan karakteristik denklem (4.22)'deki gibi olur.

$$1 + \frac{(k_{pe}+k_{ie})\left(z-\frac{k_{pe}}{k_{pe}+k_{ie}}\right)}{z-1} \frac{1}{z} \frac{\left(1-e^{\frac{-T}{T_{el}}}\right)}{r_s\left(z-e^{\frac{-T}{T_{el}}}\right)} a_e \frac{z+1}{z-b_e} = 0 \quad (4.22)$$

Hız denetleyicinin tasarımındaki gibi $z - e^{\frac{-T}{T_{el}}}$ kutbunu yok etmek için $z - \frac{k_{pe}}{k_{pe}+k_{ie}}$ sıfırı bu kutba eşit alınır.

$$\frac{k_{pe}}{k_{pe}+k_{ie}} = e^{\frac{-T}{T_{el}}} \quad (4.23)$$

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

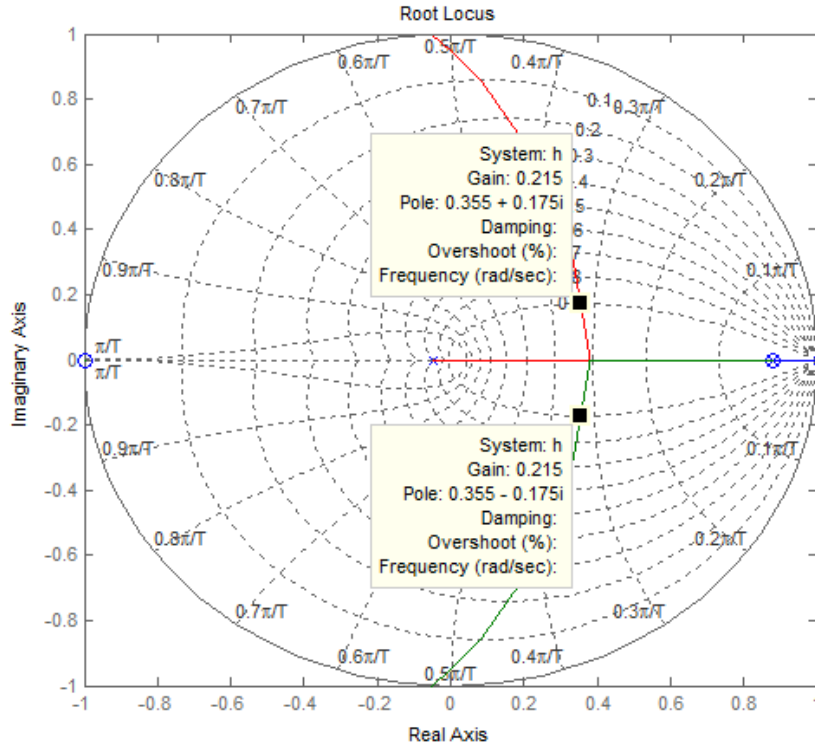
$$1 + c'' H''(z) = 0 \quad (4.24)$$

Burada c'' kazancı denklem (4.25)'de verilmiştir.

$$c'' = \frac{a_e \left(1 - e^{\frac{-T}{T_{el}}}\right) (k_{pe} + k_{ie})}{r_s} \quad (4.25)$$

Karakteristik denklem ise denklem (4.26)'da verilmiştir.

$$H''(z) = \frac{\left(z - \frac{k_{pe}}{k_{pe}+k_{ie}}\right)(z+1)}{z(z-1)\left(z - e^{\frac{-T}{T_{el}}}\right)(z-b_e)} \quad (4.26)$$



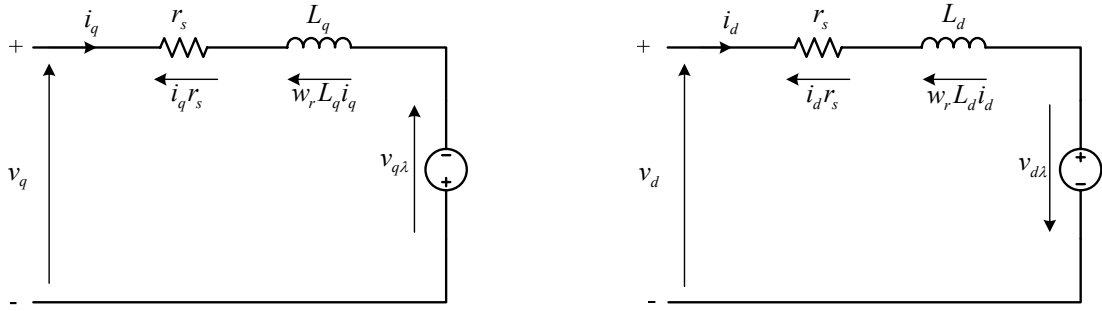
Şekil 4.8 Moment denetleyicinin Root Locus eğrisi

Root Locus'dan kazanç okunup, $k_{pe} + k_{ie}$ değeri hesaplanır ve denklem (4.23) kullanılarak $K_{pe}=6.5619$ ve $K_{ie}=0.9110$ olarak hesaplanır.

4.3. SEY ile Elde Edilen Motor Modelinin Kontrolde Kullanılması

Alan yönlendirmeli kontrolde, hız hatası hız denetleyici tarafından işlenerek gerekli elektriksel moment elde edilir. Bu momenti oluşturacak V_q gerilimi, i_q akım hatasının moment denetleyici tarafından işlenmesiyle elde edilir. Ancak SMSM'nin şekil 4.6'da verilen moment denetleyici modelinde, motorun d ve q akıplarının tahmin edilmesi gereklidir. Bu tahmin gerçeğe ne kadar yakın olursa daha doğru bir kontrol sağlanır. Akıpların yanlış tahmin edilmesi, motorda moment dalgalanmalarına neden olur. Bu nedenle motor d -q akıplarının doğru tahmin edilmesi çok önemlidir.

SMSM'lerin geleneksel vektör kontrolünde d-q akıpları, genelleştirilmiş motor modeli kullanılarak tahmin edilir. Ancak bu akıplar, motorun geometrisi, kullanılan sacın özellikleri, rotor yapısı ve mıknatısların yerleştiriliş biçimine göre değişim gösterir. Kontrolü yapılacak motora göre akıpların tahmini için bu tezde SEY ile elde edilen gerilim denklemleri kullanılacaktır. Denklem (3.68) gerilim denklemleri ile elde edilen, basitleştirilmiş bir eşdeğer devre şekil 4.9'da verilmiştir.



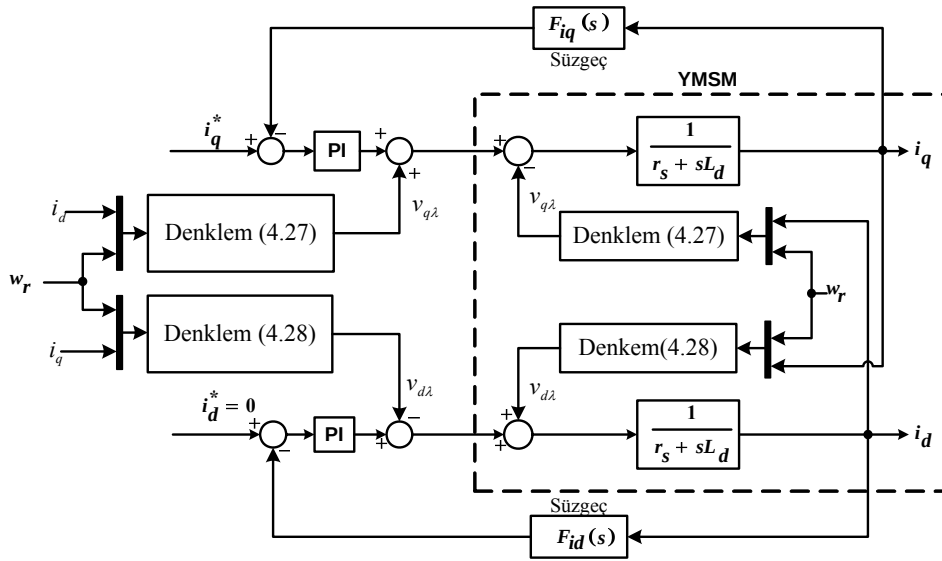
Şekil 4.9 SEY ile elde edilen motor modelinin basitleştirilmiş d-q eşdeğer devresi

Şekil 4.9'da $v_{q\lambda}$ ve $v_{d\lambda}$ akı değişimlerinden kaynaklanan gerilimler olup denklem (4.27) ve (4.28)'de verilmiştir.

$$V_{q\lambda} = w_r(L_d i_d + \lambda_{m1} + 5. \lambda_{m5} \cos(6\theta_r) + 7. \lambda_{m7} \cos(6\theta_r)) \quad (4.27)$$

$$V_{d\lambda} = w_r(L_q i_q - 5. \lambda_{m5} \sin(6\theta_r) + 7. \lambda_{m7} \sin(6\theta_r)) \quad (4.28)$$

Şekil 4.10'da SEY ile elde edilen motor modelinin vektör kontrolde nasıl kullanıldığı görülmektedir.



Şekil 4.10 SEY ile elde edilen SMSM modelinin vektör kontrolde kullanılması

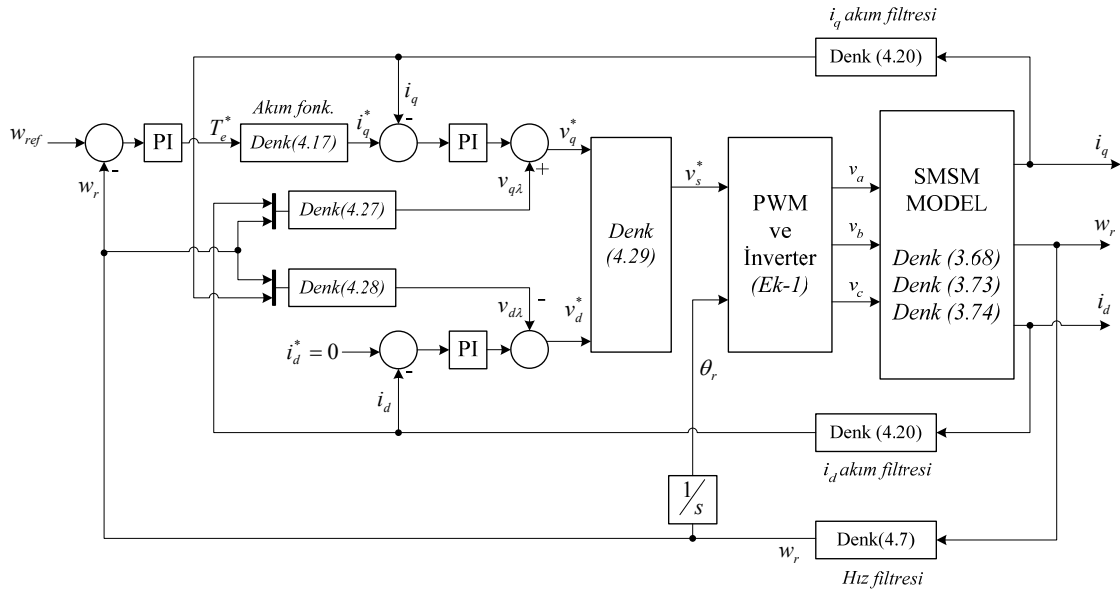
SEY ile elde edilen SMSM modelinin vektör kontrolde kullanılması ile daha düzgün bir moment de elde edilecektir.

4.4. Benzetim ve Sonuçlar

Önerilen yöntemin geçerliliğinin ispatı için Matlab Simulink'te kontrolün benzetimi yapılmıştır. Benzetimde kullanılan SMSM'nin kontrol blok şeması şekil 4.11'de verilmiştir. Hız hatası hız denetleyici tarafından işlenip T_e^* elde edilir. Denklem (4.17) akım fonksiyonu ile i_q^* akımı elde edilir. Alan zayıflatması olmadığı için i_d^* akımı sıfırdır. Akım hataları moment denetleyici tarafından işlenerek d ve q eksen devreleri için gerilimler bulunur. Ancak denetleyicilerin tasarımında akı değişimlerinden kaynaklanan gerilimler ($v_{q\lambda}$ ve $v_{d\lambda}$) dikkate alınmadığı için bu gerilimler motora uygulanmaz. $v_{q\lambda}$ ve $v_{d\lambda}$ gerilimleri sırasıyla denklem (4.27) ve denklem (4.28) ile bulunup, sisteme ilave edilir ve v_q^* ve v_d^* gerilimleri bulunur. Motora uygulanan gerilimin genliği, denklem (4.29) ile bulunur.

$$v_s^* = \sqrt{v_q^2 + v_d^2} \quad (4.29)$$

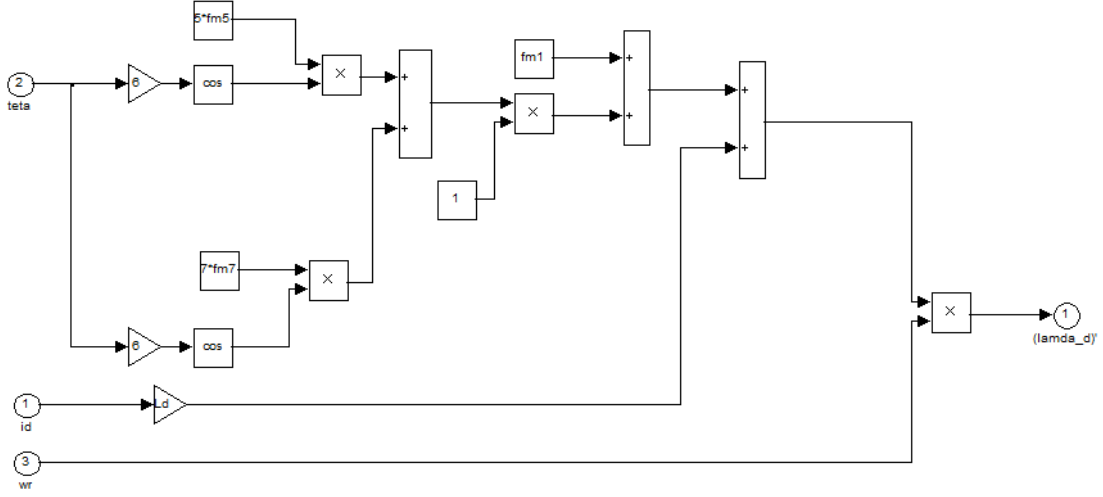
Bulunan v_s^* gerilimi, Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile oluşturulan kontrol sinyallerinin invertere girilmesi ile elde edilir. Akımlardaki gürültüleri bastırmak için denklem (4.20), hızdaki gürültüleri bastırmak için denklem (4.7) ile transfer fonksiyonları verilen süzgeçler kullanılır.



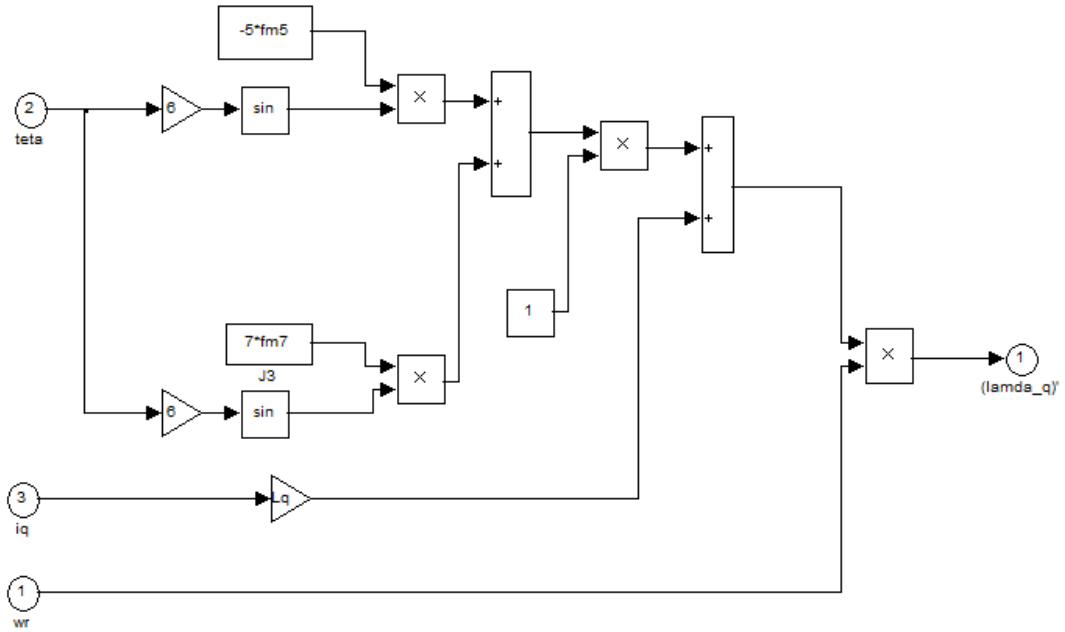
Şekil 4.11 Benzetimde kullanılan SMSM'nin kontrol blok şeması

Simülasyonda öncelikle geleneksel akı denklemleri kullanılarak elde edilen sonuçlar verilmiştir. Daha sonra önerilen yöntemle elde edilen sonuçlar sunulmuştur. SMSM'nin alan yönlendirmeli kontrolünün Matlab/Simulink benzetimi şekil 4.12'de verilmiştir.

Motor d-q akılarının değişimi ile elde edilen gerilimler için, denklem (4.27) ve denklem (4.28) gerilim denklemleri kullanılmıştır. Şekil 4.13’de sırasıyla d eksen akı ve q eksen akı değişimleri ile elde edilen gerilimlerin tahmininin nasıl yapıldığı gösterilmiştir.



(a)

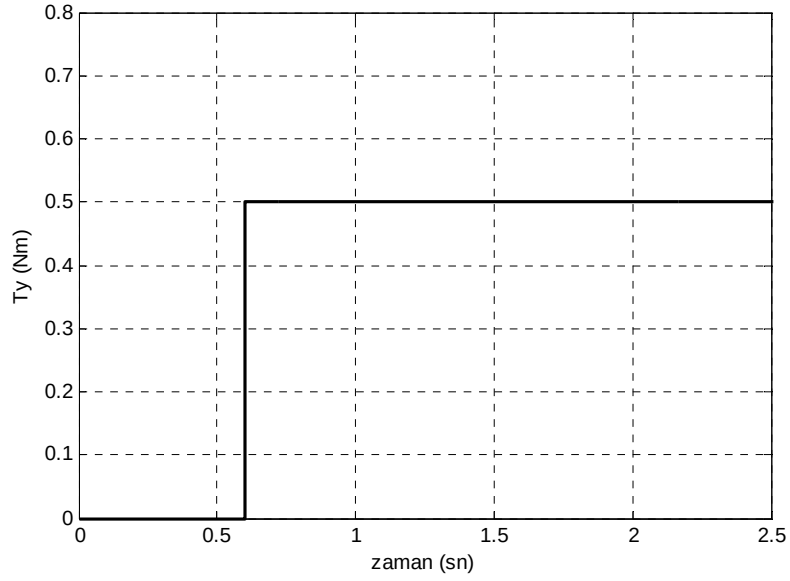


(b)

Şekil 4.13 Akı değişimleri ile elde edilen gerilimlerin tahmininin matlab/simulink benzetimi

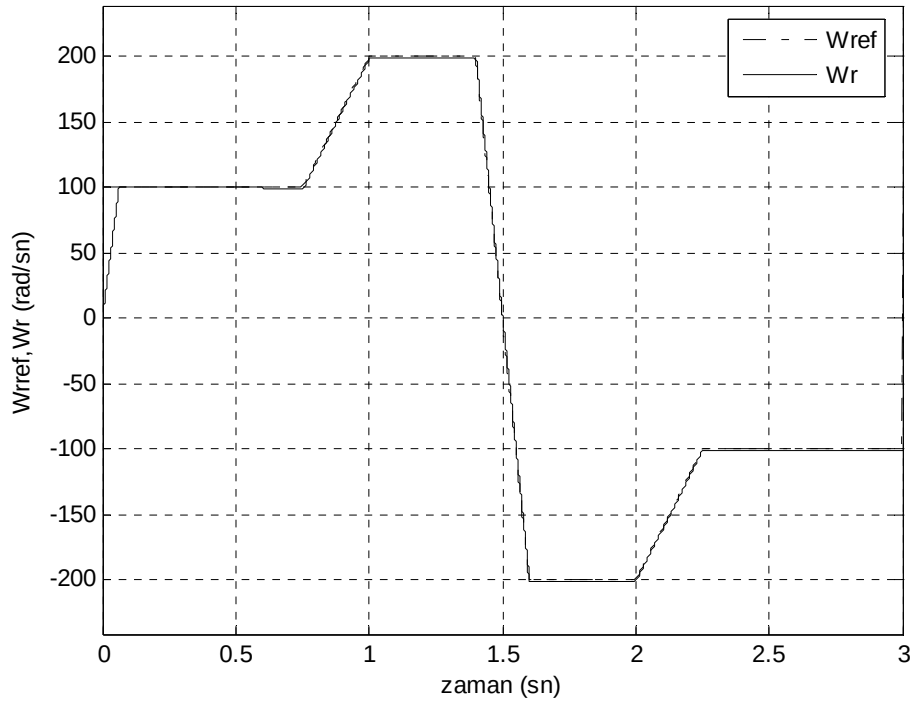
- a) d eksen akı değişiminden kaynaklanan gerilim
- b) q eksen akı değişiminden kaynaklanan gerilim

Benzetimde SMSM'ye şekil 4.16'daki gibi 0.6 sn sonra bir yük momentini uygulanarak benzetim sonuçları alınmıştır.

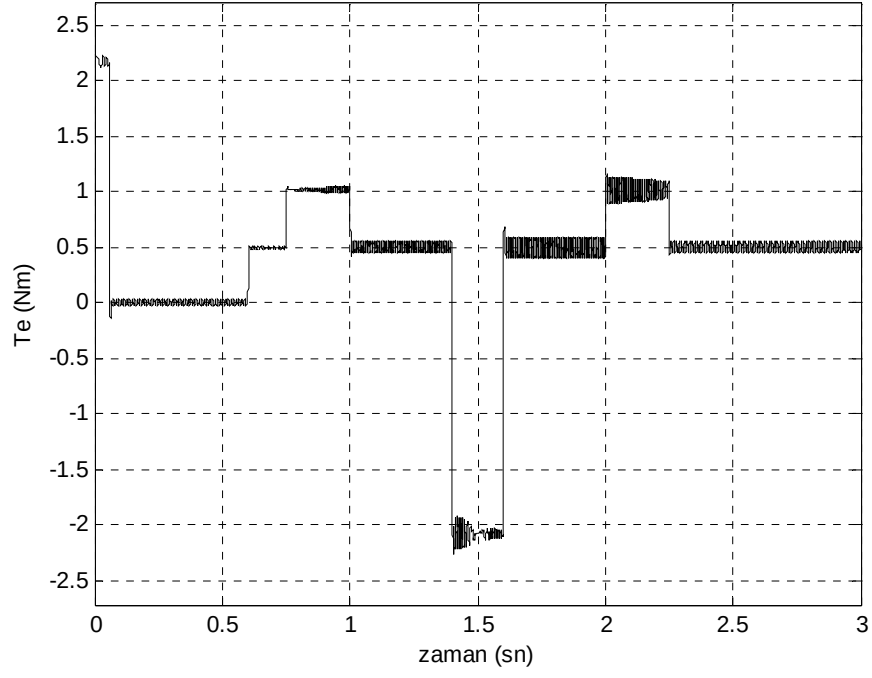


Şekil 4.16 SMSM'nin 0.5 Nm ile yüklenmesi

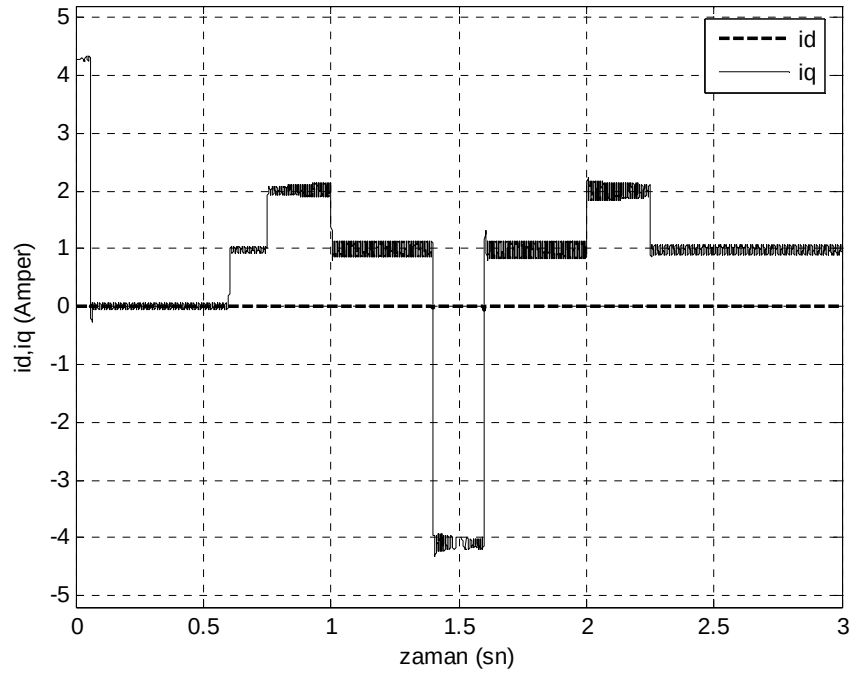
Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrol için şekil 4.17'de rotor gerçek hızının referans hızı nasıl takip ettiği görülmektedir.



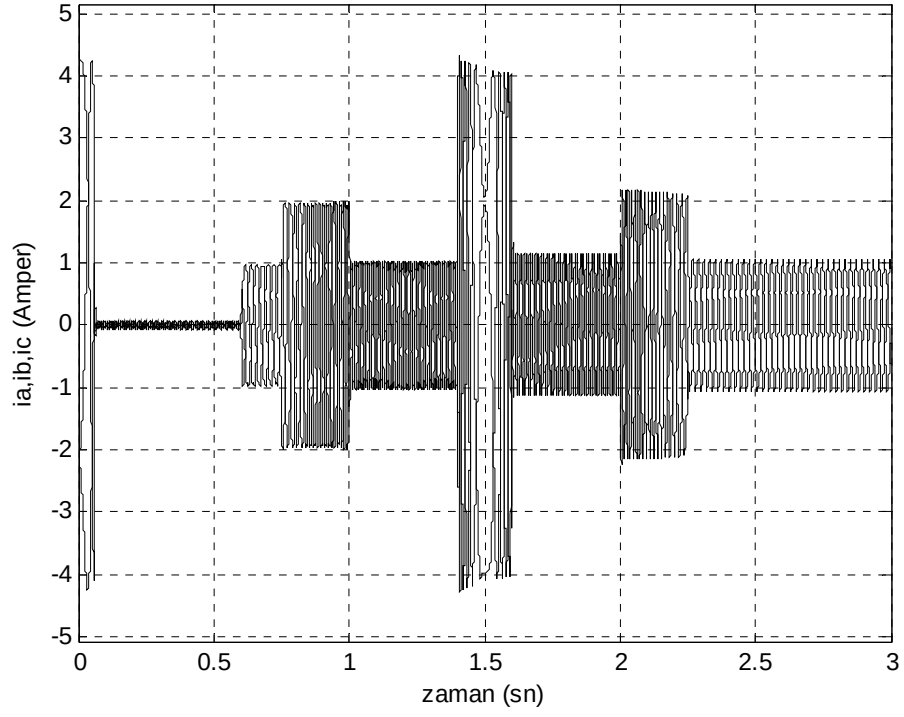
Şekil 4.17 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde referans ve gerçek hız



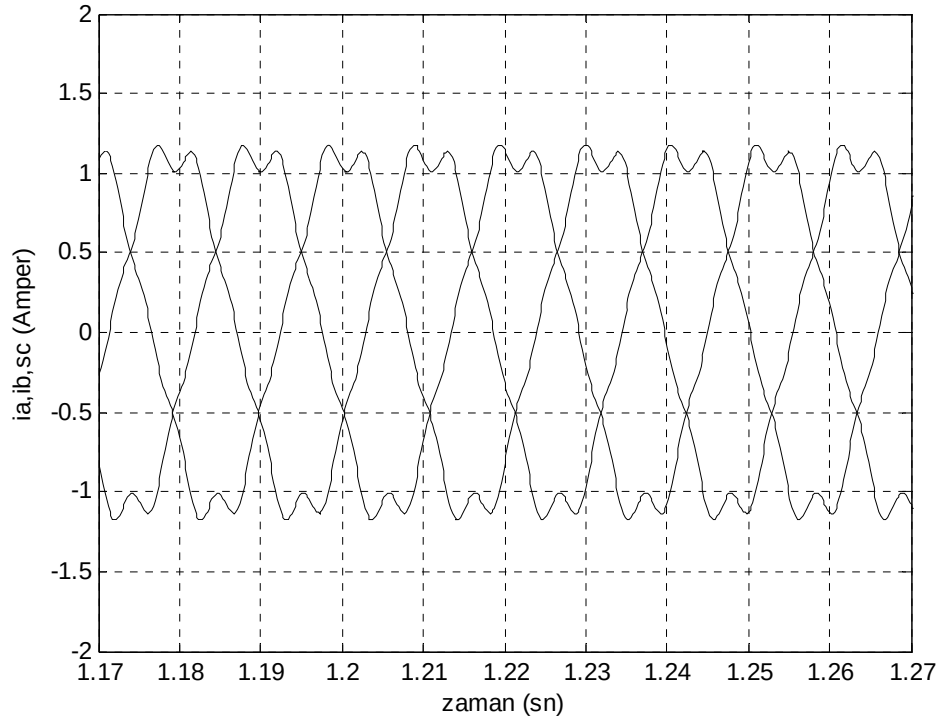
Şekil 4.18 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde moment



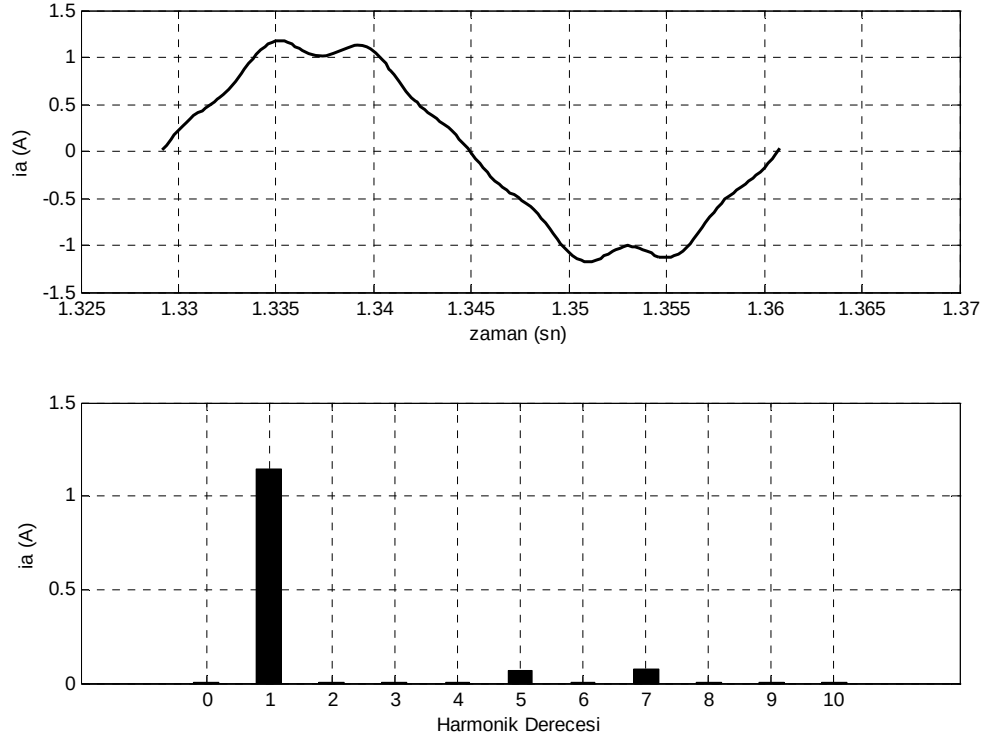
Şekil 4.19 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde i_d ve i_q akımları



Şekil 4.20 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde i_a, i_b, i_c akımları

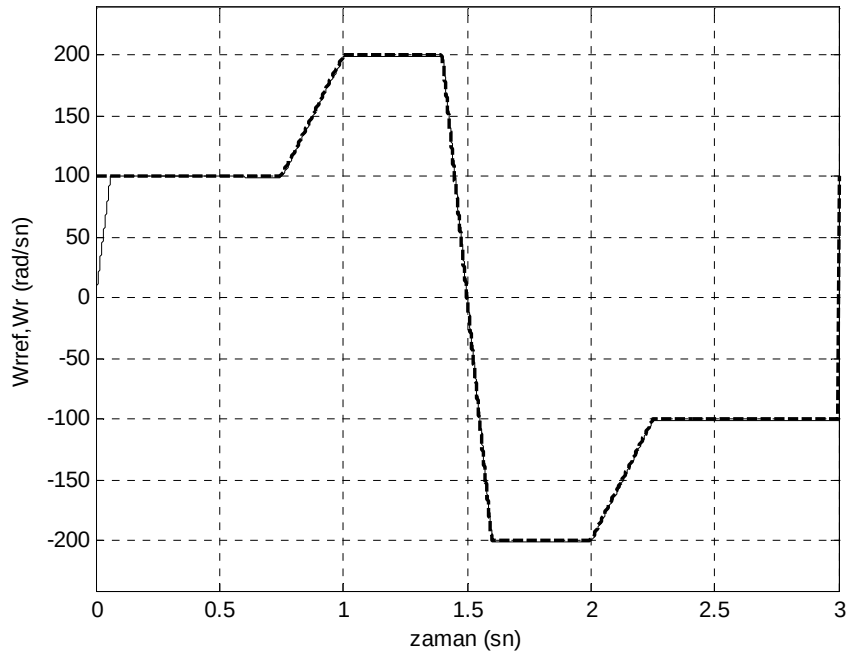


Şekil 4.21 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde i_a, i_b, i_c akımları

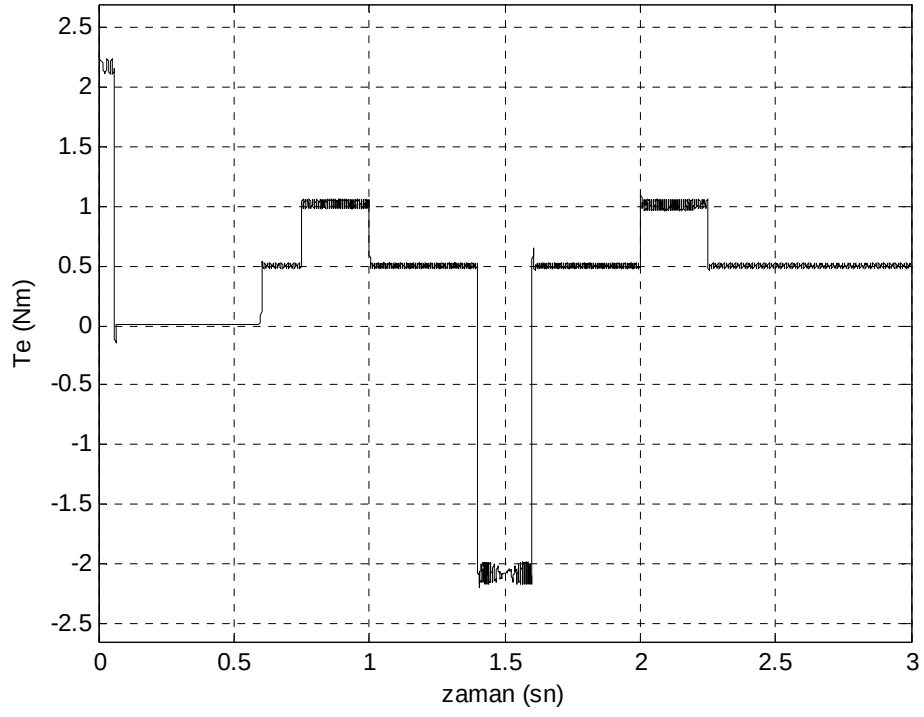


Şekil 4.22 Geleneksel akı denklemleri ile yapılan kontrolde bir faz akımının harmonik incelemesi

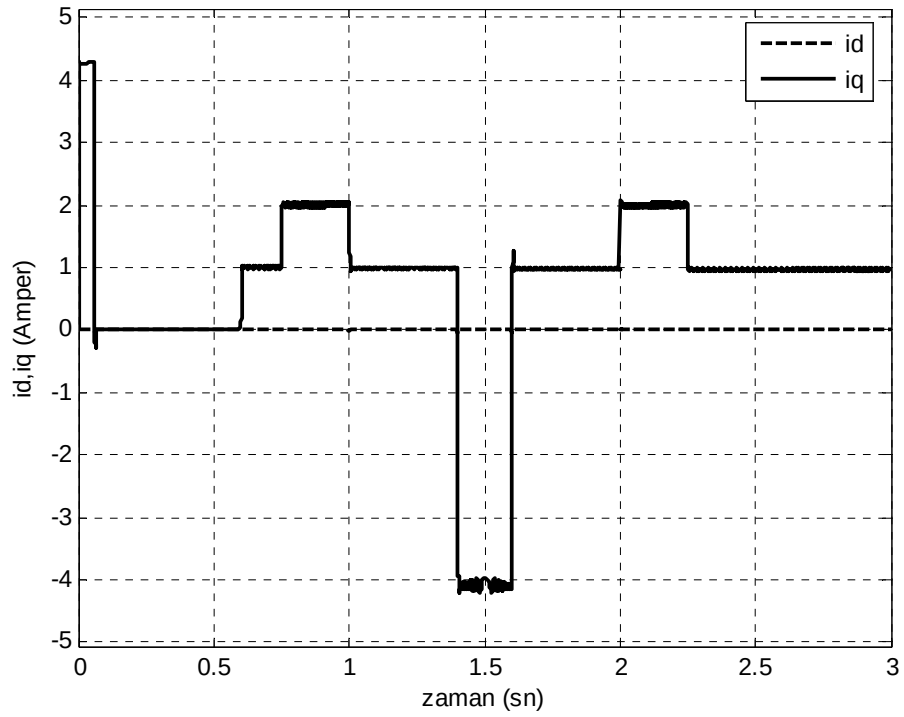
SEY ile elde edilen motor modeli kullanıldığı durumda şekil 4.23’de rotor gerçek hızının referans hızı nasıl takip ettiği görülmektedir.



Şekil 4.23 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda referans ve gerçek hız

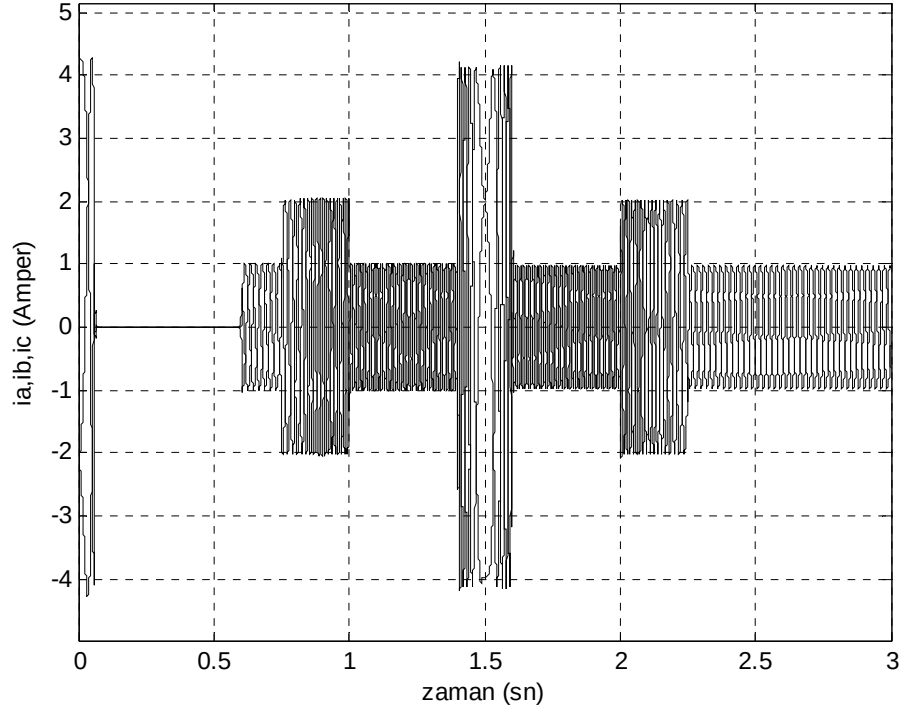


Şekil 4.24 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda moment

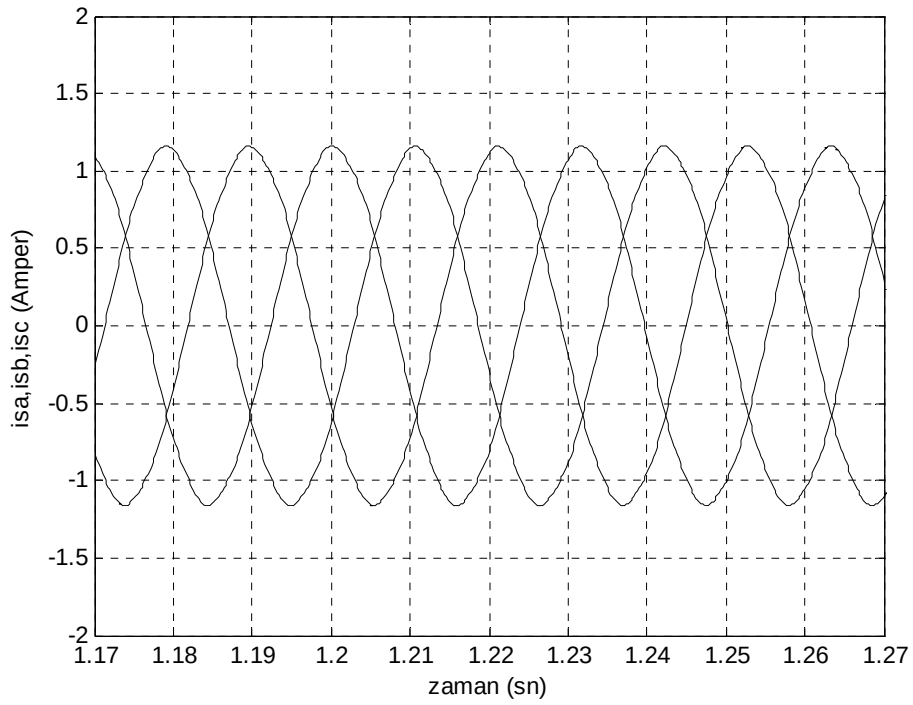


Şekil 4.25 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda i_d ve i_q akımları

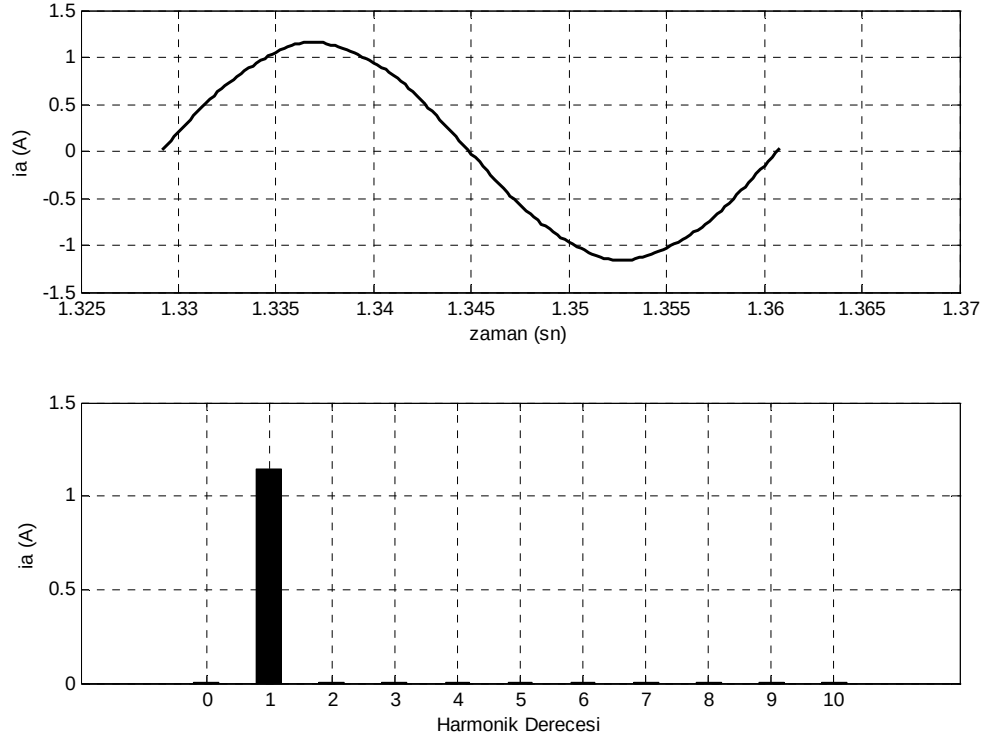
Şekil 4.24’de elektriksel momentin değişimi, şekil 4.25’de i_d ve i_q akımının değişimi görülmektedir. Motora, 0.6sn sonra 0.5Nm’lik yük uygulanışı sonuçlarda görülmektedir. Şekil 4.26’da SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durum için faz akımları görülmektedir.



Şekil 4.26 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda i_a, i_b, i_c akımları



Şekil 4.27 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda i_a, i_b, i_c sürekli durum akımları

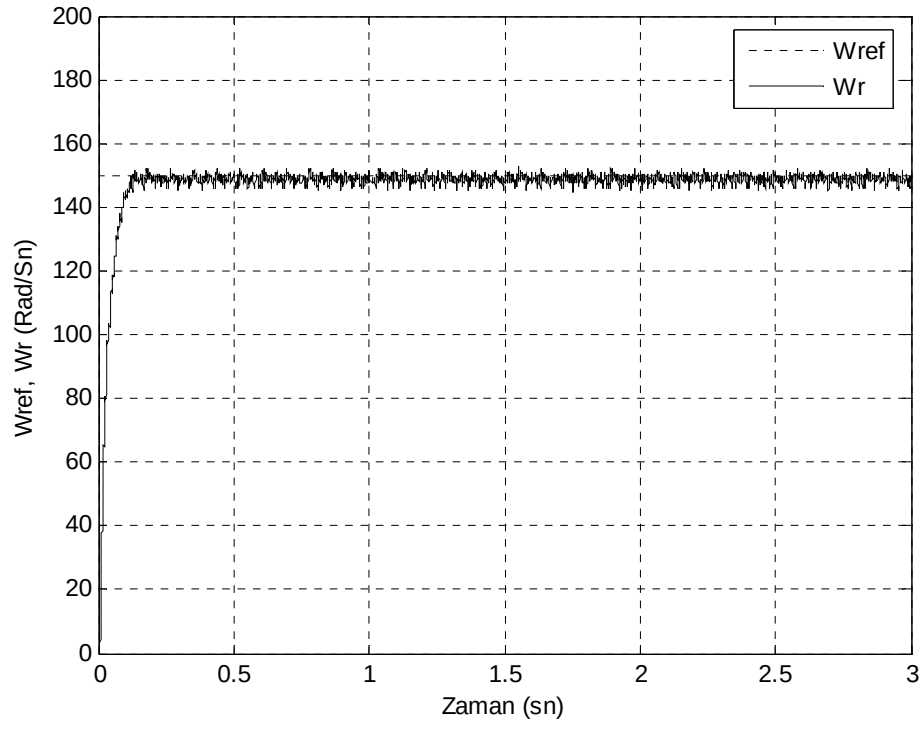


Şekil 4.28 SEY ile elde edilen modelin kullanıldığı durumda bir faz akımının harmonik incelemesi

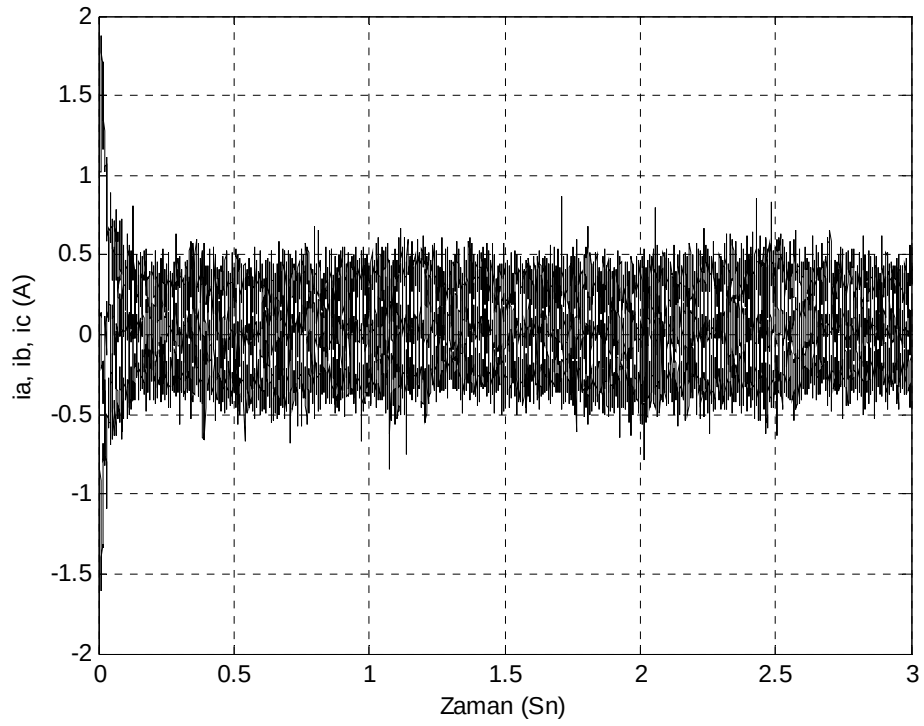
Benzetim sonuçlarına göre, SEY ile elde edilen motor modeline göre kontrolün yapıldığı yöntemde özellikle akımların daha düzgün olduğu şekil 4.27’de görülmektedir. Bu durum akım harmonik incelemelerinde de açıkça görülmektedir. Akımların sinüzoidal değişimi nedeniyle daha düzgün bir moment elde edildiği şekil 4.24’de görülmektedir.

4.5. Deneysel Sonuçlar

Deneysel sonuçlar bölüm 7’de daha kapsamlı incelenecek deney setinde gerçekleştirilmiştir. Deney seti Dspace DS1104 işlemci, inverter devresi ve ölçme devrelerinden oluşmaktadır. Kontrolde kullanılan akım ve gerilim bilgileri deney setinde akım ve gerilim algılayıcıları tarafından ölçülmektedir. DS1104 Ace kiti bünyesinde bulunan PWM modülünün kullanılması yüksek anahtarlama frekanslarında çalışma imkânı sunmaktadır. DS1104 Ace kiti içerisinde yardımcı bir TMS320F240 işlemcisi bulunmaktadır. Bu işlemci PWM kontrol sinyallerini anahtarlama periyodu içerisinde ana işlemciden bağımsız olarak inverter devresine vermektedir. Böylece yüksek anahtarlama frekanslarında çalışma sağlanır. Deneysel çalışmalarda 5KHz anahtarlama frekansında çalışılmıştır. Şekil 4.29’da motor yüksüz iken verilen adım referans hızında deneysel sonuçlar verilmiştir. Şekil 4.30’da motor faz akımları verilmiştir. Şekil 4.31’de i_d ve i_q akımları verilmiştir.

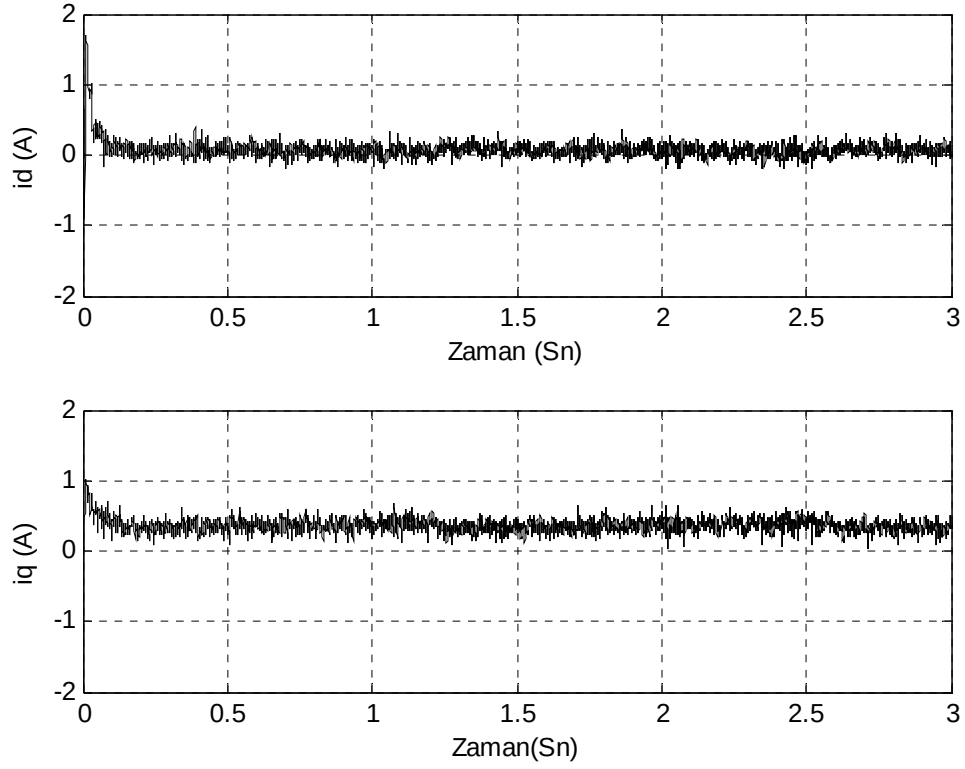


Şekil 4.29 Motor yüksüz iken adım referans hız ve gerçek hız



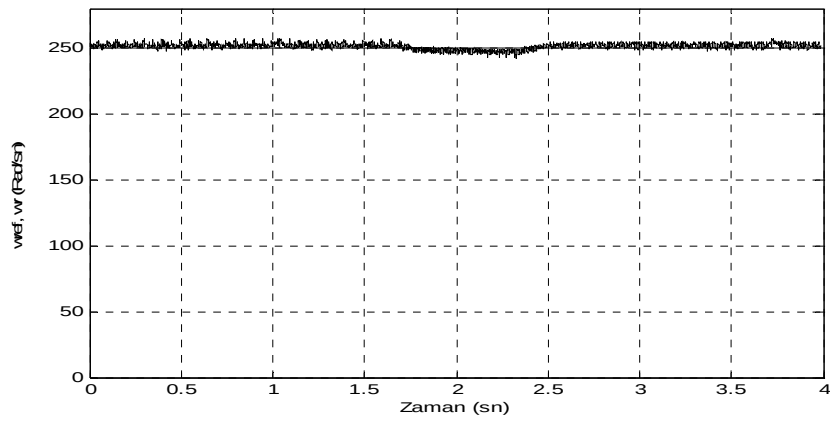
Şekil 4.30 Adım referans hız için motor yüksüz iken faz akımları

Şekil 4.29’da yüksüz SMSM’nin adım referans hızı gerçek hızın 0.2 sn sonra yakaladığı görülmektedir. Yapılan kontrolde her hangi bir aşma olmamaktadır.

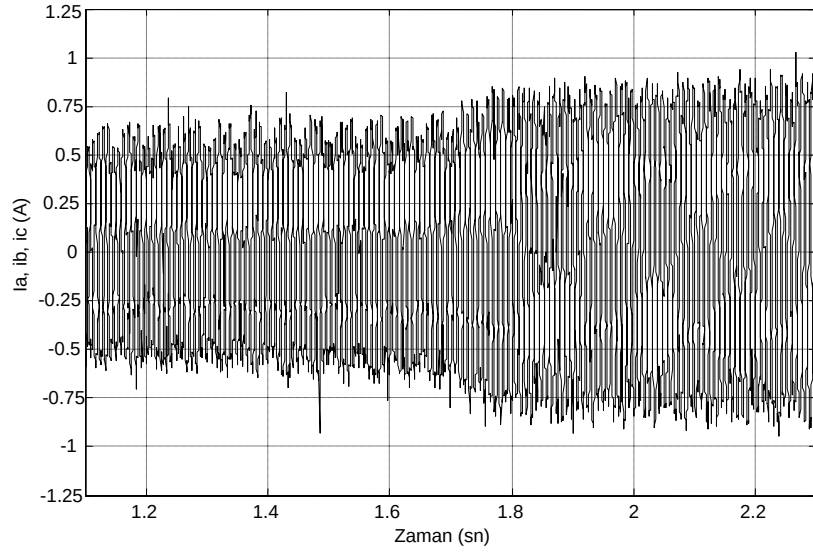


Şekil 4.31 i_d ve i_q akımları

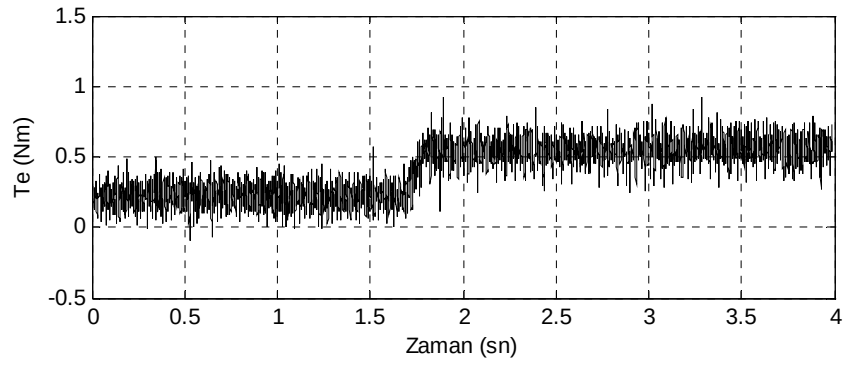
Şekil 4.32, şekil 4.33 ve şekil 4.34’de motor aniden yüklendiği durum için deneysel sonuçlar verilmiştir.



Şekil 4.32 Sürekli durumda motor yüklendiğinde referans hız ve gerçek hız

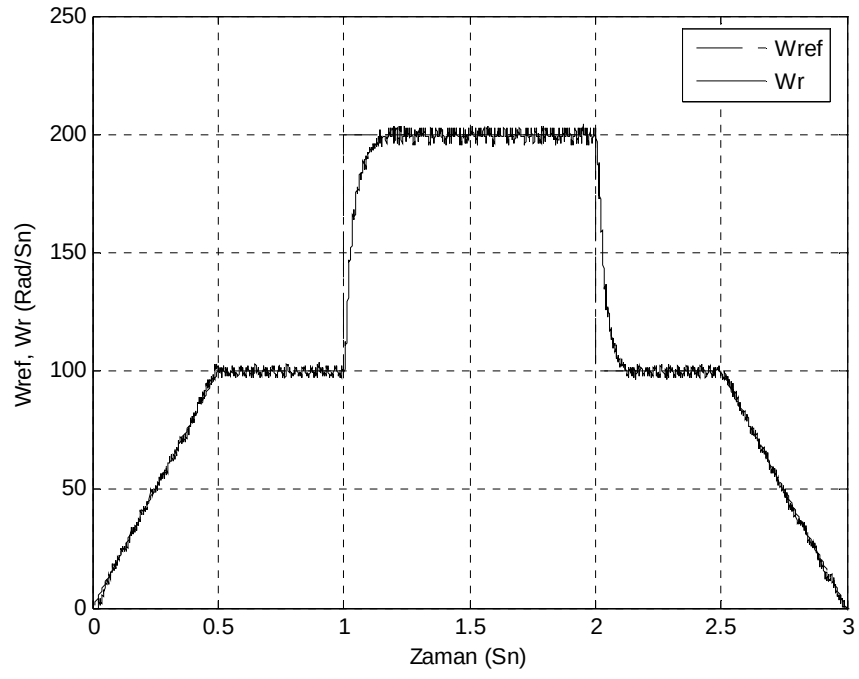


Şekil 4.33 Sürekli durumda motor yüklendiğinde faz akımları

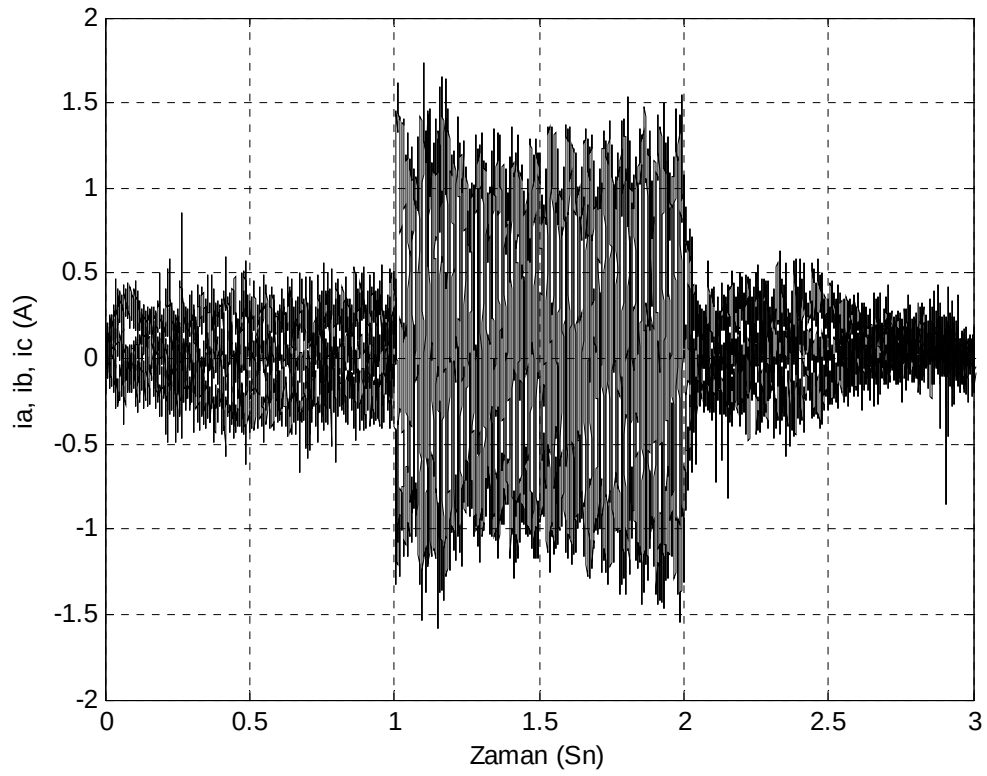


Şekil 4.34 Sürekli durumda motor yüklendiğinde elektriksel moment

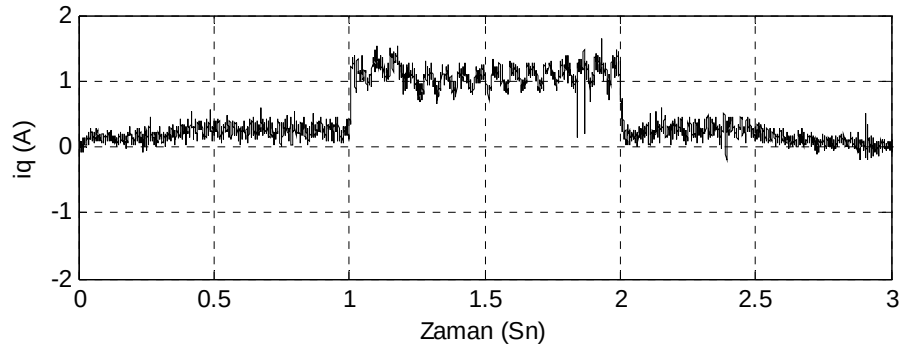
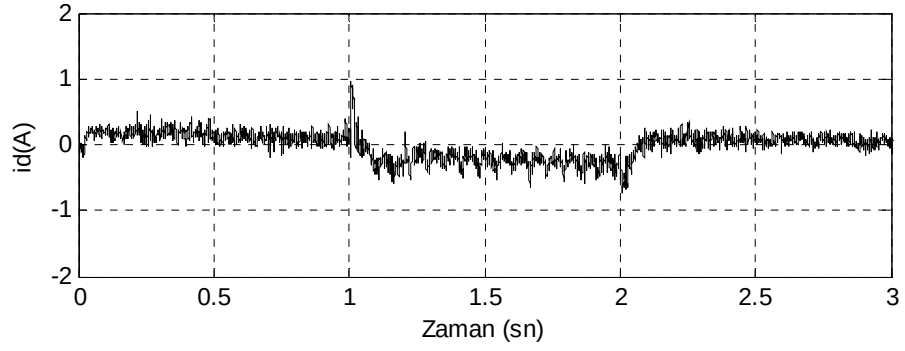
Şekil 4.35’de motor kısmen yüklü iken verilen referans hız ve motorun gerçek hızı, şekil 4.36’da motorun faz akımları, şekil 4.37’de i_d ve i_q akımları, 4.38’de elektriksel moment verilmiştir. Şekil 4.35’de motor hızının referans hızı takip ettiği görülmektedir. Şekil 4.37’de rotor referans düzleminde motor akımları görülmekte olup, i_d ve i_q akımları moment denetleyicisi tarafından kontrol edilmektedir. Şekil 4.38’de motorun elektriksel momenti görülmektedir.



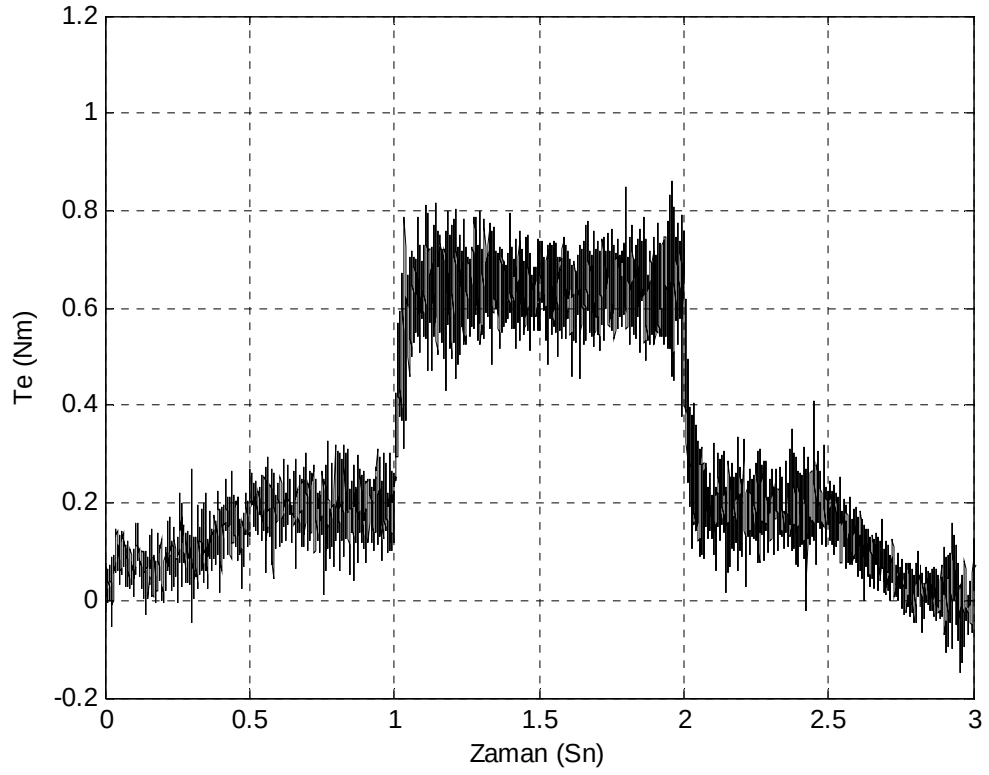
Şekil 4.35 Referans hız ve motorun gerçek hızı



Şekil 4.36 Motorun faz akımları



Şekil 4.37 i_d ve i_q akımları



Şekil 4.38 Elektriksel moment

5. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONUM VE HIZ ALGILAYICISIZ ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ

5.1. Giriş

SMSM'nin vektör kontrolünde, stator alanı ile rotor alanının senkronize edilmesi için rotor bilgisine ihtiyaç duyulur. Rotor konum ve hız bilgisi genellikle rotor miline monte edilmiş algılayıcılarla elde edilir. Ancak bu tür konum algılayıcılar, maliyeti artırması, motora monte edilmesi için özel gereksinimlere ihtiyaç duyulması, fazladan sinyal kablolarının kullanılması sonucu sistem gürültülerinin artması, ayrıca bazı konum algılayıcılarının sıcaklığa bağlı olarak duyarlılıklarının değişmesi nedeniyle istenmez. Daha güvenilir bir kontrol için konum ve hız algılayıcısız kontrol gereklidir. Konum ve hız algılayıcısız kontrol için gerekli donanım akım ve gerilim algılayıcıları olup, vektör kontrol uygulamalarında zaten bu algılayıcılar kullanıldığından, başka bir donanıma ihtiyaç bulunmamaktadır. Bu iş için sadece bir yazılım yeterlidir. Bu yazılım, çok karmaşık işlemli yazılımlar hariç, inverterde bulunan güç anahtarlarının müsaade ettiği çalışma frekansında uygulanabilir.

5.2. Alan Yönlendirmeli Konum ve Hız Algılayıcısız Çalışma Yöntemleri

Alan yönlendirmeli konum ve hız algılayıcısız çalışma yöntemleri şunlardır:

1. Zıt emk hesaplama,
2. Motor akı hesaplama,
3. Varsayılan rotor konumu kullanma,
4. Doğrusal olmayan gözlemleyiciler kullanma.

5.2.1. Zıt Emk Hesaplama Yöntemi

Bu yöntemde, motorun akım ve gerilim bilgileri kullanılarak stator sargılarında, mıknatıslar nedeniyle indüklenen gerilimler hesaplanır. Sonra bu gerilimlerden rotor konum ve hız bilgisi elde edilir.

Zıt emk'nın α ve β bileşenleri, denklem (5.1)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
e_\alpha &= \omega_r \lambda_m \sin \theta_r = -V_\alpha + r_s \cdot i_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} \\
e_\beta &= \omega_r \lambda_m \cos \theta_r = V_\beta - r_s \cdot i_\beta - L \frac{di_\beta}{dt}
\end{aligned} \tag{5.1}$$

e_α ve e_β gerilimleri bulunduğundan sonra, rotor konumu denklem (5.2) ile bulunur.

$$\theta_r = \tan^{-1} \frac{-e_\alpha}{e_\beta} \tag{5.2}$$

Bu yöntem bazı sakıncalara sahiptir. Bu sakıncalardan birincisi, sıfır hızda zıt emk olmadığından rotor konumu belirlenemez. İkinci sakınca, düşük hızlarda zıt emk'nın çok küçük olması nedeniyle elde edilen zıt emk'nın büyük bir bölümünü, sistemdeki gürültüler oluşturur. Bu yanlış konum tahminlerine yol açar. Üçüncü sakınca, zıt emk hesaplanırken motor akımının türevinin işlemlerde kullanılması sonucu yanlış konum elde edilmesidir. Bu yöntemin dördüncü sakıncası, motor parametrelerine duyarlı olmasıdır.

5.2.2. Motor Akı Hesaplama Yöntemi

Bu yöntemde motorun mıknatıs akıları hesaplanır. Mıknatıs akıları rotor konumunun bir fonksiyonu olduğundan, rotor konumu mıknatıs akılarıyla belirlenebilir. Mıknatıs akılarının bileşenleri stator referans düzleminde verilen motor denklemleri ile hesaplanır.

$$\begin{aligned}
\lambda_\alpha &= \int (V_\alpha - r_s \cdot i_\alpha) dt \\
\lambda_\beta &= \int (V_\beta - r_s \cdot i_\beta) dt
\end{aligned} \tag{5.3}$$

İMSM'de akı bileşenleri,

$$\begin{aligned}
\lambda_\alpha &= [L - \Delta L \cdot \cos(2\theta_r)] \cdot i_\alpha - \Delta L \cdot \sin(2\theta_r) \cdot i_\beta + \lambda_m \cdot \cos \theta_r \\
\lambda_\beta &= [L + \Delta L \cdot \cos(2\theta_r)] \cdot i_\beta - \Delta L \cdot \sin(2\theta_r) \cdot i_\alpha + \lambda_m \cdot \sin \theta_r
\end{aligned} \tag{5.4}$$

YMSM'de akı bileşenleri

$$\begin{aligned}
\lambda_\alpha &= L \cdot i_\alpha + \lambda_m \cdot \cos \theta_r \\
\lambda_\beta &= L \cdot i_\beta + \lambda_m \cdot \sin \theta_r
\end{aligned} \tag{5.5}$$

Stator akıları hesaplandıktan sonra rotor konumu belirlenir. Bu yöntemle motorun ilk rotor konumu belirlenemez. Motoru başlatmak için başlatma yöntemlerinden birinin kullanılması gerekir. Ayrıca motor parametreleri denklemlerde kullanıldığından, motor parametrelerine duyarlı bir yöntemdir.

5.2.3. Varsayılan Rotor Konumu Kullanma

Bu yöntemde önce doğru olduğu kabul edilen bir rotor konumu varsayılır. Bu rotor konumuna göre rotor referans düzlemindeki motor modelinden bir önceki akım ve gerilimler bulunur. Motorun akım ve gerilimleri ölçülüp, varsayılan rotor konumu kullanılarak d-q dönüşümleri yapılır. Daha sonra hesaplanan önceki değerlerle, ölçülen değerler arasındaki hata rotor konumunu düzeltmede kullanılır.

Bu yöntemle rotorun ilk konumu belirlenemez. Bunun için başlama yöntemlerinden biri kullanılır.

5.2.4. Doğrusal Olmayan Gözlemleyiciler Kullanma

Motorun rotor konumu ve hızı, gözlemleyici kullanılarak elde edilir. Bunun için makine dinamikleri modellenir ve gerçek sistem ile modellenen sisteme aynı girişler uygulanır. Her iki sistemin çıkışlarından elde edilen hatalar kullanılarak rotor konumu düzeltilir. Motorun modeli doğrusal olmadığı için gözlemleyicinin tasarımı da doğrusal olmamalıdır. YMSM' un matematiksel modeli, rotor veya stator referans düzleminde denklem (5.6)'daki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x, u) \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{5.6}$$

Burada x ve u sistemin girişleri, y ise sistemin çıkışıdır. f sistem girişlerinin doğrusal olmayan bir fonksiyonudur. h ise x ' in doğrusal bir fonksiyonudur. Böyle bir sistem için durum gözlemleyicisi denklem (5.7) ile tanımlanır.

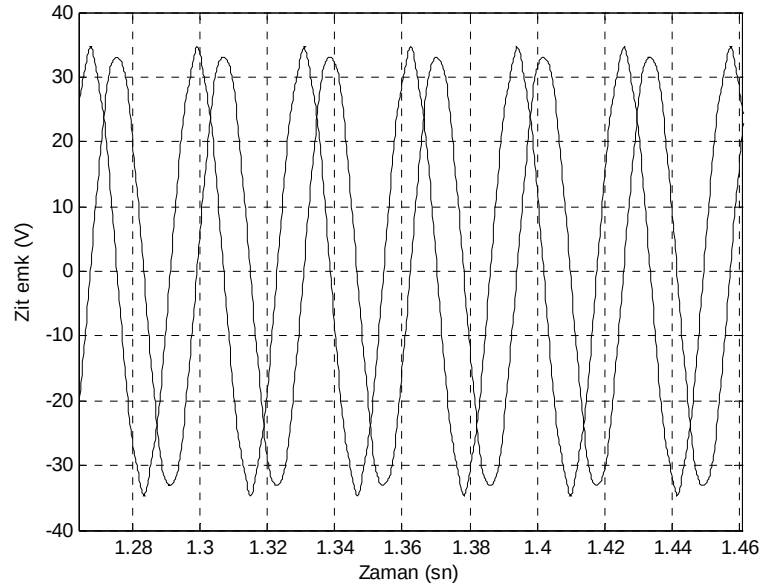
$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= f(\hat{x}, u) + G(\hat{x})[y - h(\hat{x})] \\ \hat{y} &= h(\hat{x})\end{aligned}\tag{5.7}$$

Burada G , tahmin edilen durumların bir fonksiyonu olan gözlemleyici kazanç matrisidir. Doğrusal olmayan gözlemleyicide bu matris sabit olmayıp, tahmin edilen durumlara göre en iyi cevabı verecek şekilde değiştirilir.

Bu yöntemde, ilk rotor konumu belirlenemeyip, ilk rotor konumunu belirlemede başka yöntemler kullanılır. Ayrıca rotor konumu ve hız tahmininde motor modeli kullanıldığından, motor parametre değişimleri rotor konum ve hız tahmininde hatalara yol açar.

5.3. SEY İle Elde Edilen Modelin Konum ve Hız Algılayıcısız Kontrolde Kullanılması

Stator sargılarında mıknatısların indüklediği gerilimler denklem (5.1)'de verilmiştir. Stator referans düzleminde alfa beta zıt emk'ları rotor konum bilgisine göre değişmektedir. İdeal bir SMSM'de zıt emk'nın alfa bileşeni rotor konumunun kosinüs, beta bileşeni ise rotor konumunun sinüs fonksiyonudur. Ancak sinüzoidal akı dağılımına sahip olmayan bir SMSM'de mıknatısların stator sargılarında indüklediği gerilimler rotor konumunun sinüs ve kosinüs fonksiyonu değildir. Bu durum incelenen motor için şekil 5.1'de gösterilmiştir.



Şekil 5.1 Mıknatısların stator referans düzleminde stator sargılarında indüklediği gerilimlerin değişimi

Rotorda bulunan mıknatısların stator sargılarında indüklediği gerilimler denklem (5.8)'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{m1} \cdot \sin \theta_r + \lambda_{m5} \cdot \sin(5\theta_r) + \lambda_{m7} \cdot \sin(7\theta_r) \dots \\ \lambda_{m1} \cos \theta_r - \lambda_{m5} \cdot \cos(5\theta_r) + \lambda_{m7} \cdot \cos(7\theta_r) \dots \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Denklem (5.8)'de türev işlemi yapılırsa denklem (5.9) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = w_r \begin{bmatrix} \lambda_{m1} \cdot \cos \theta_r + 5\lambda_{m5} \cdot \cos(5\theta_r) + 7\lambda_{m7} \cdot \cos(7\theta_r) \dots \\ -\lambda_{m1} \sin \theta_r + 5\lambda_{m5} \cdot \sin(5\theta_r) - 7\lambda_{m7} \cdot \sin(7\theta_r) \dots \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Denklem (5.9)'daki zıt emk'ların kullanılarak trigonometrik dönüşümlerden yapılan konum tahmini yanlış olmaktadır. Aynı şekilde tahmin edilen hızda da hatanın olması kaçınılmazdır.

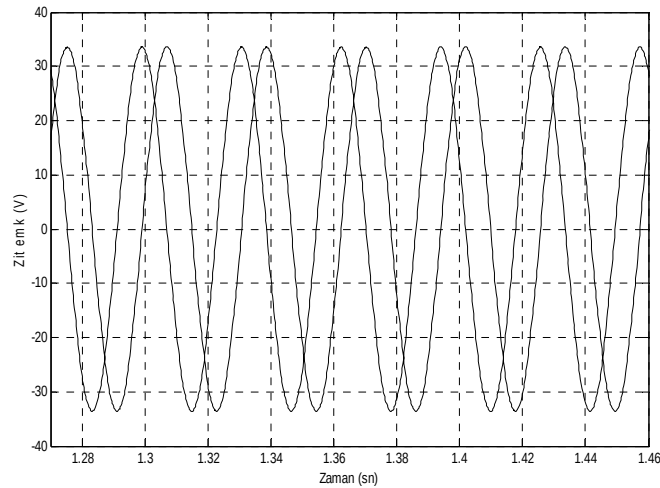
Örnek motor için bölüm 3'de SEY ile bu harmonik katsayıları belirlendiğine göre denklem (5.11)'de elde edilen gerilimlerin asıl harmonikleri tahmin edilebilir.

$$\begin{aligned}\hat{e}_{\alpha 1} &= \hat{e}_{\alpha} - \left(\sum_{n=3}^{\infty} ((2n-1) \cdot \lambda_{m(2n-1)} \cdot \sin((2n-1)\hat{\theta}_r)) \right) \cdot \hat{w}_r \\ \hat{e}_{\beta 1} &= \hat{e}_{\beta} - \left(\sum_{n=3}^{\infty} ((2n-1) \cdot \lambda_{m(2n-1)} \cdot \cos((2n-1)\hat{\theta}_r)) \right) \cdot \hat{w}_r\end{aligned}\quad (5.10)$$

Burada $\hat{e}_{\alpha 1}$ ve $\hat{e}_{\beta 1}$ stator referans düzleminde rotor mıknatıslarının stator sargılarında indüklediği gerilimlerin birinci harmoniklerinin tahmini ve $\hat{w}_r$ rotorun elektriksel hız tahminidir. e_{α} ve e_{β} zıt emk'lar motordan ölçülen akım ve gerilim bilgileri kullanılarak denklem (5.11)'de ki gibi bulunur.

$$\begin{aligned}\hat{e}_{\alpha} &= V_{\alpha} - r_s \cdot i_{\alpha} - L \frac{di_{\alpha}}{dt} \\ \hat{e}_{\beta} &= V_{\beta} - r_s \cdot i_{\beta} - L \frac{di_{\beta}}{dt}\end{aligned}\quad (5.11)$$

Denklem (5.10) kullanılarak elde edilen $\hat{e}_{\alpha 1}$ ve $\hat{e}_{\beta 1}$ gerilimleri, rotor konumunun sırasıyla sinüs ve kosinüs fonksiyonu şeklinde değişmektedir. Bu durum şekil 5.2'de gösterilmiştir.



Şekil 5.2 Mıknatısların stator sargılarında indüklediği gerilimlerin birinci harmonikleri

Rotor konumunun sinüs ve kosinüs fonksiyonu şeklinde değişen $\hat{e}_{\alpha 1}$ ve $\hat{e}_{\beta 1}$ zıt emk'larından, rotor konumu denklem (5.12) ile bulunur.

$$\hat{\theta}_r = \tan^{-1} \frac{-(\hat{e}_\beta - (\sum_{n=3}^{\infty} ((2n-1) \cdot \lambda_{m(2n-1)} \cdot \sin((2n-1)\hat{\theta}_r))) \cdot \hat{w})}{\hat{e}_\alpha - (\sum_{n=3}^{\infty} ((2n-1) \cdot \lambda_{m(2n-1)} \cdot \cos((2n-1)\hat{\theta}_r))) \cdot \hat{w}} \quad (5.12)$$

$\hat{e}_{\alpha 1}$ ve $\hat{e}_{\beta 1}$ zıt emk'ları denklem (5.13)'de verildiği gibi rotorun konumunun sinüs ve kosinüs fonksiyonudur.

$$\begin{aligned} \hat{e}_{\alpha 1} &= \hat{w}_r \lambda_{m1} \cdot \cos \hat{\theta}_r \\ \hat{e}_{\beta 1} &= \hat{w}_r \lambda_{m1} \cdot \sin \hat{\theta}_r \end{aligned} \quad (5.13)$$

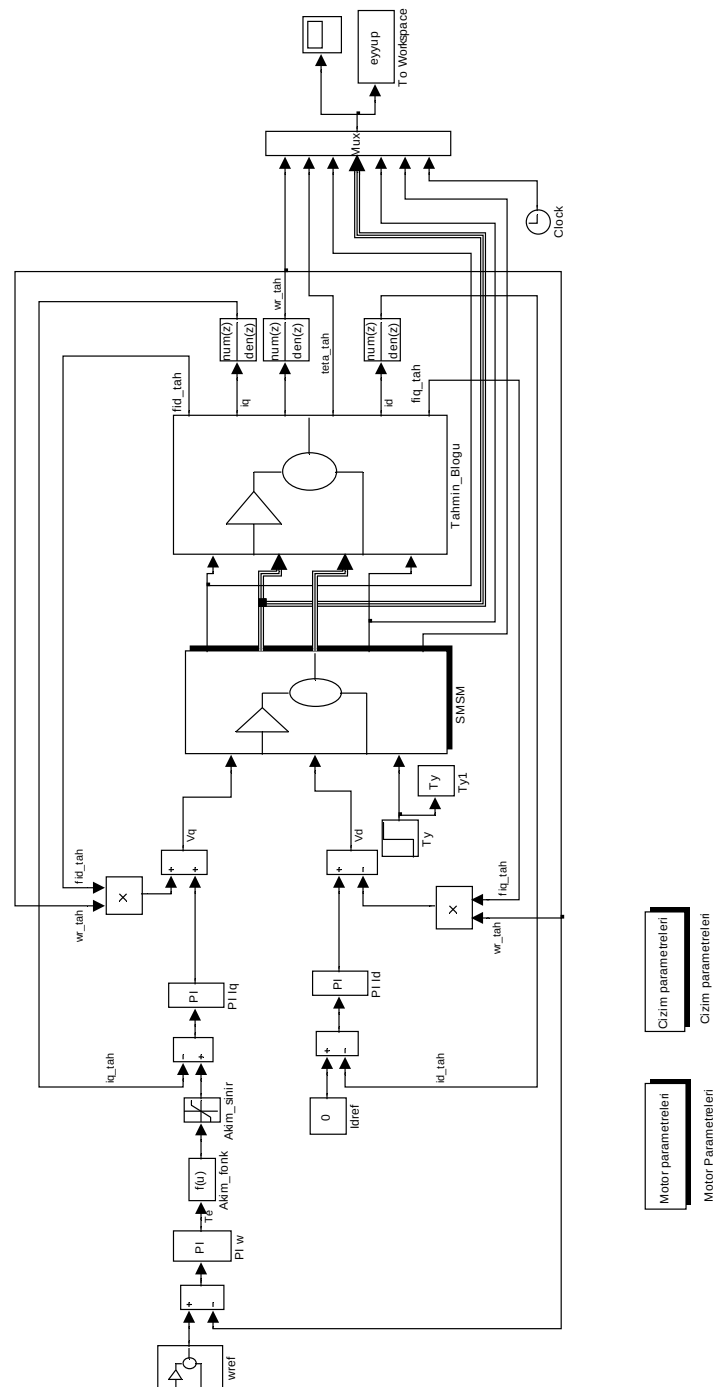
Denklem (5.13)'ün yardımıyla rotor hız tahmini denklem (5.14) ile bulunur.

$$\hat{w}_r = \frac{\sqrt{\hat{e}_{\alpha 1}^2 + \hat{e}_{\beta 1}^2}}{\lambda_{m1}} \quad (5.14)$$

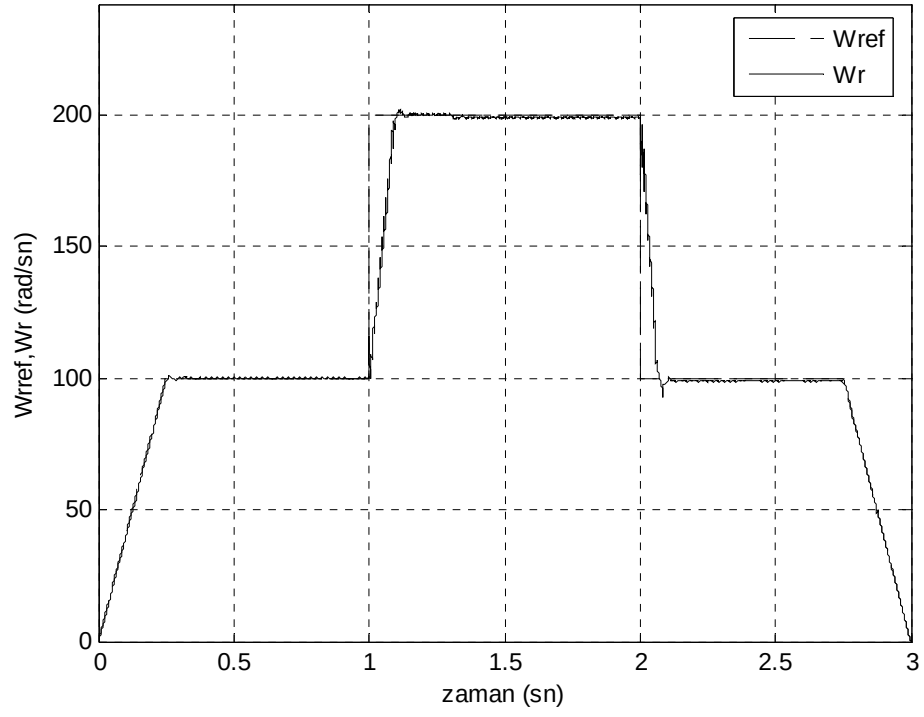
Bu kontrol yöntemi, yüksek hızlarda çok güzel sonuç vermesine karşın düşük hızlarda zıt emk'ların sistemdeki gürültülerden ayırt edilmeyecek kadar küçük olması ve sıfır hız da ise zıt emk'ların hiç olmaması nedeniyle kullanılamaz. Bu nedenle tam bir konum ve hız algılayıcısız kontrol için düşük hızlarda başka bir konum ve hız algılayıcısız kontrol algoritmasının kullanılması gereklidir[43]. YMSM için düşük hızlarda daha iyi sonuç verecek konum ve hız algılayıcısız kontrol algoritmalarının başında açık çevrim konum ve hız algılayıcısız kontrol algoritması gelir. İMSM'da ise düşük hız ve sıfır hızda bu motorların yapısında bulunan çıkıntılık izlemeye dayanan konum ve hız algılayıcısız kontrol algoritmaları kullanılabilir. Küçük genlikli yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu ile düşük hızlarda iyi sonuçlar alınmaktadır[40-41]. Ancak bu kontrol algoritması yüksek hızlarda çok büyük frekanslı sinyallerin enjekte edilmesi gereği ile kullanılamaz. Bu nedenlerden dolayı konum ve hız algılayıcısız kontrol algoritmalarının düşük ve yüksek hızlarda farklı kontrol algoritmalarının kullanılması gereklidir. Motor, önce sıfır ve düşük hızlarda kullanılan konum ve hız algılayıcısız kontrol algoritmaları ile başlatılır. Yüksek hız algoritmalarının çalışabileceği bir hıza gelinceye kadar düşük hız konum ve hız algılayıcısız kontrol algoritmaları kullanılır, daha sonra bir lojik anahtarla yüksek hız kontrol algoritmasına geçilir.

5.4. Benzetim ve Sonuçlar

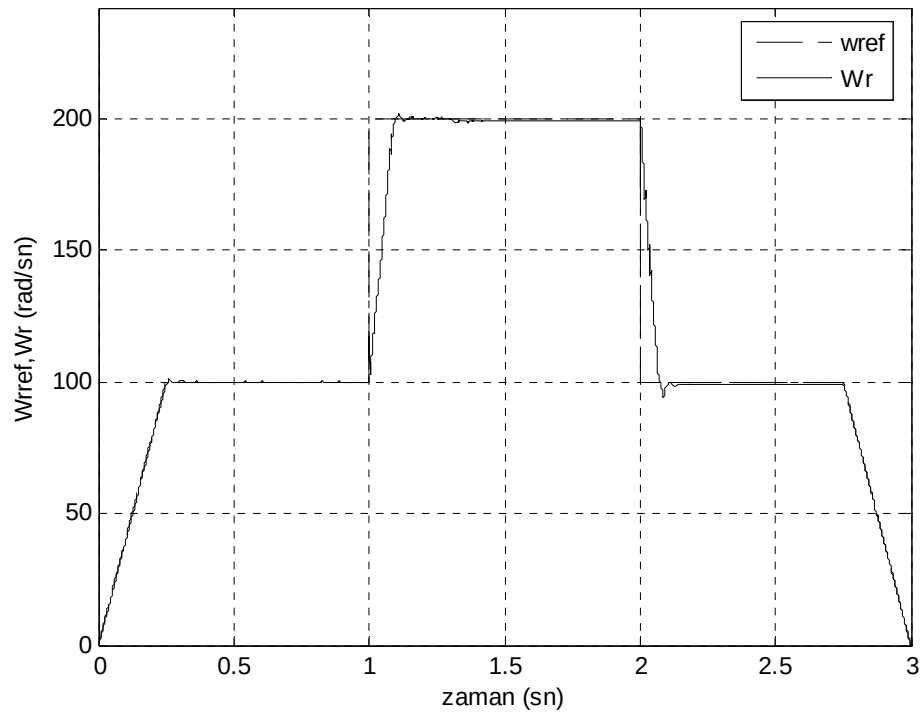
SMSM'un alan yönlendirmeli konum ve hız algılayıcısız kontrolünün Matlab/Simulink benzetimi şekil 5.3'de gösterilmiştir.



Şekil 5.3 SMSM'nin alan yönlendirmeli konum ve hız algılayıcısız kontrolünün Matlab Simulink benzetimi

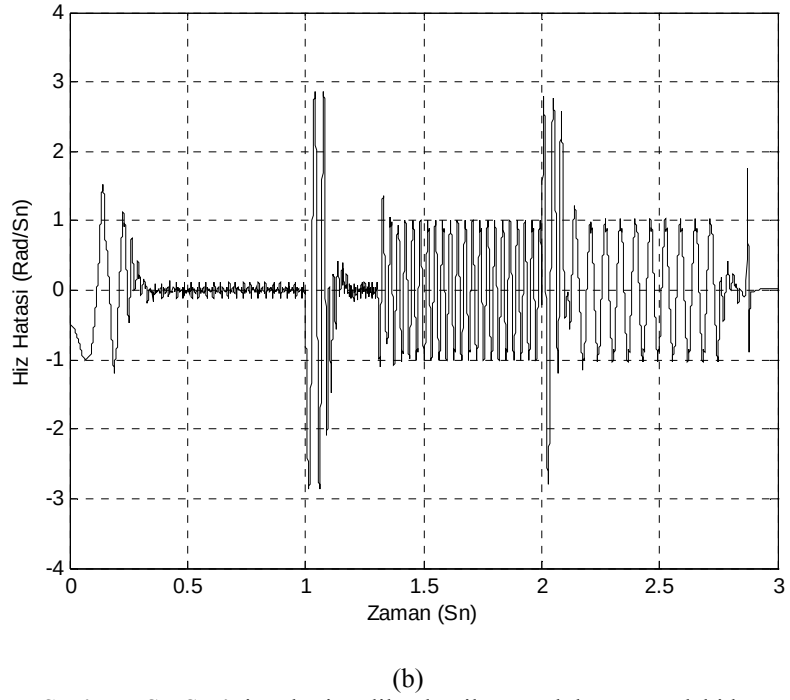
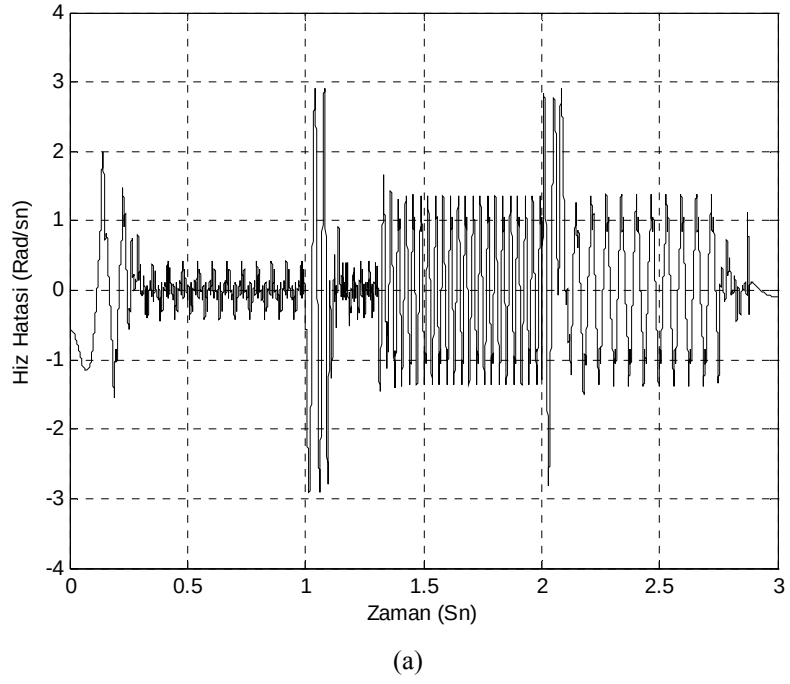


(a)



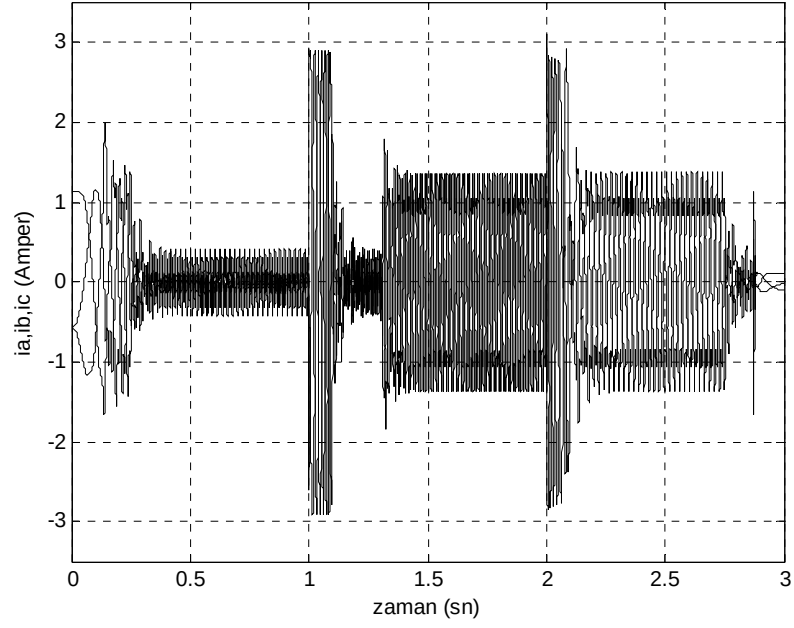
(b)

Şekil 5.6 SMSM'nin referans hız ile gerçek hızı
a)Klasik zıt emk yöntemi ile b) Önerilen yöntem ile

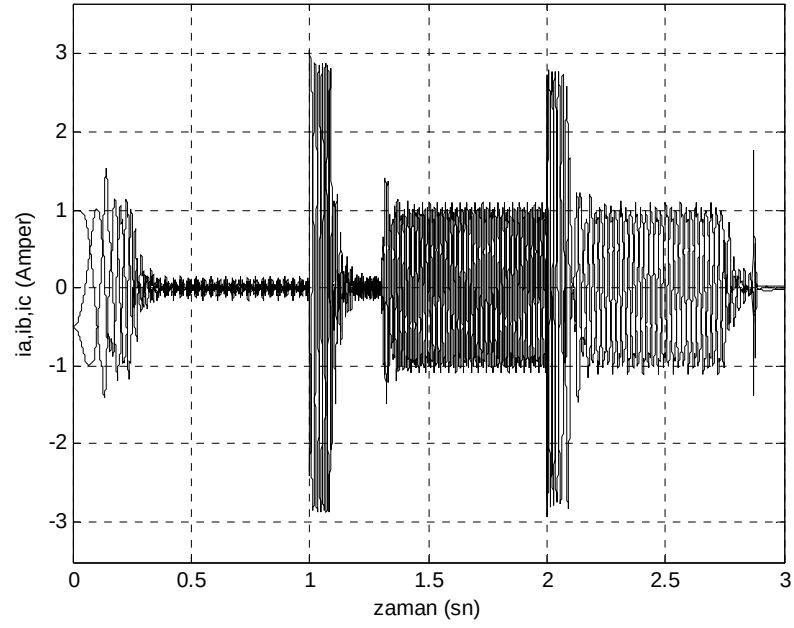


Şekil 5.7 SMSM'nin tahmin edilen hız ile gerçek hız arasındaki hata
a)Klasik zıt emk yöntemi ile b) Önerilen yöntem ile

Şekil 5.7'de Tahmin edilen hız ile gerçek hız arasındaki hata, klasik zıt emk yöntemi ve önerilen yöntem için verilmiştir. Önerilen yöntemle yapılan kontrolde hız hatasının daha az olduğu görülmektedir.



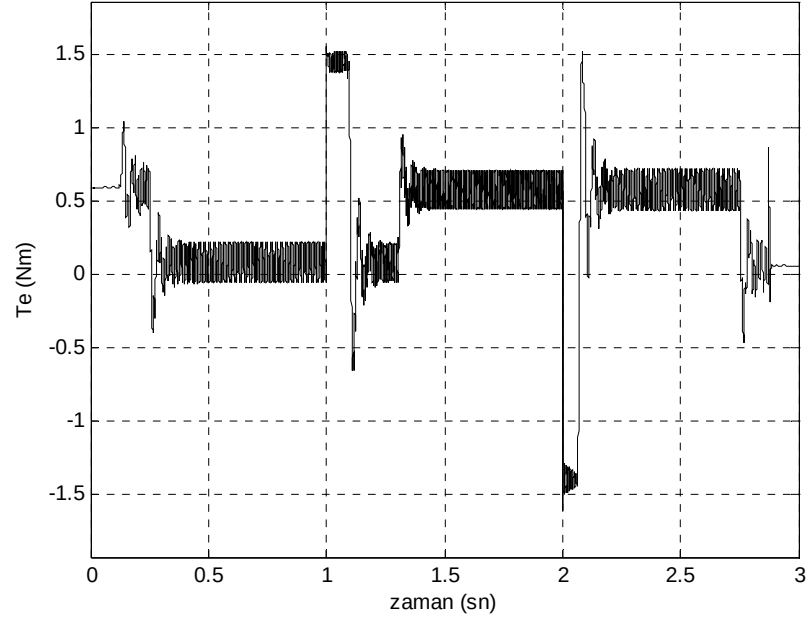
(a)



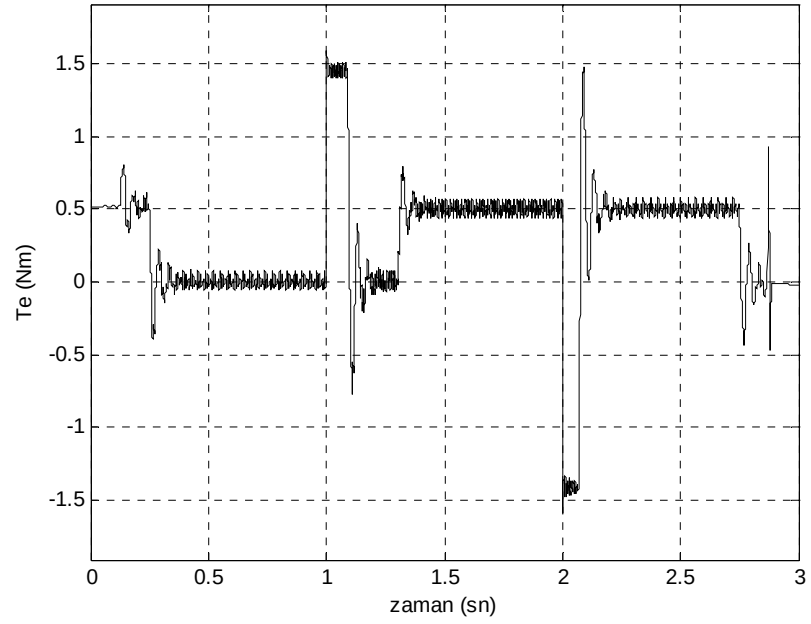
(b)

Şekil 5.8 SMSM'nin faz akımları
a)Klasik zıt emk yönteminde b) Önerilen yöntemde

Şekil 5.8'de klasik zıt emk yönteminin ve önerilen yöntemin kullanılması durumunda motorun faz akımları görülmektedir. Önerilen yöntemin kullanılması durumunda faz akımlarının daha düzgün olduğu görülmektedir. Bu durum momentin daha düzgün olduğu sonucunu da ispatlamaktadır.



(a)

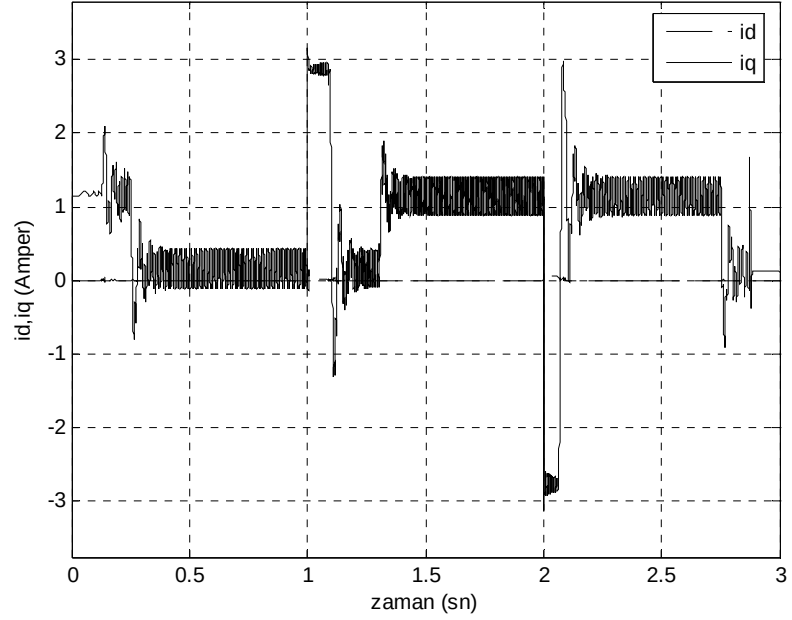


(b)

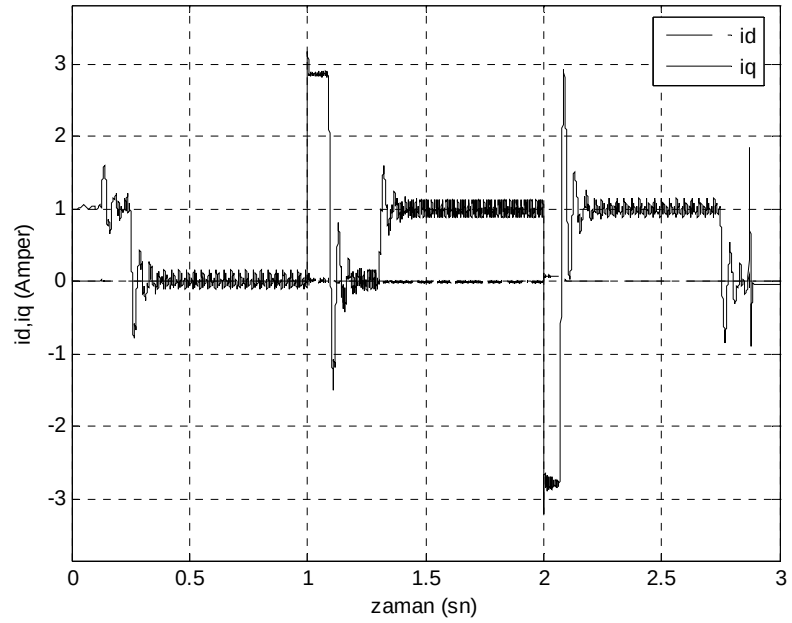
Şekil 5.9 SMSM'nin elektriksel momenti
a)Klasik zıt emk yöntemde b) Önerilen yöntemde

Şekil 5.9'da önerilen yöntemin kullanılması ile yapılan kontrolde momentin daha düzgün olduğu görülmektedir.

Şekil 5.10'da klasik zıt emk yöntemi ve önerilen zıt emk yöntemi için i_d ve i_q akımları görülmektedir. Önerilen yöntemde i_q akımının daha düzgün olması momentin de düzgün olmasını sağlamaktadır.



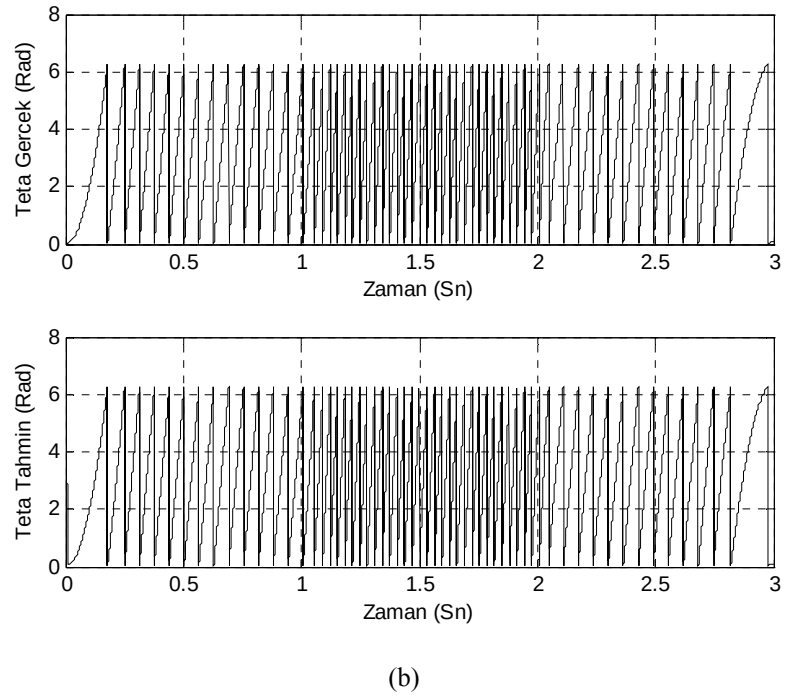
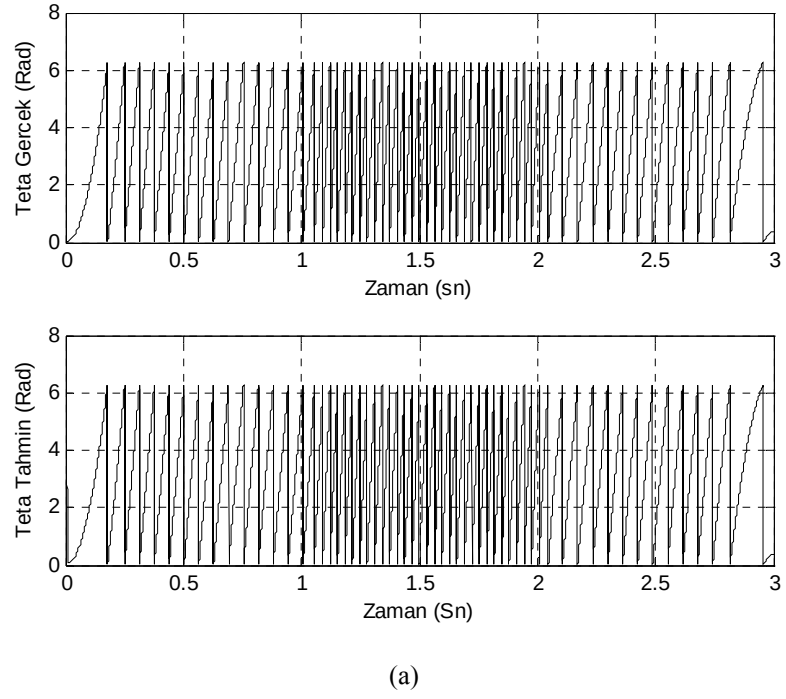
(a)



(b)

Şekil 5.10 SMSM'nin i_d ve i_q akımları
a)Klasik zıt emk yöntemde b) Önerilen yöntemde

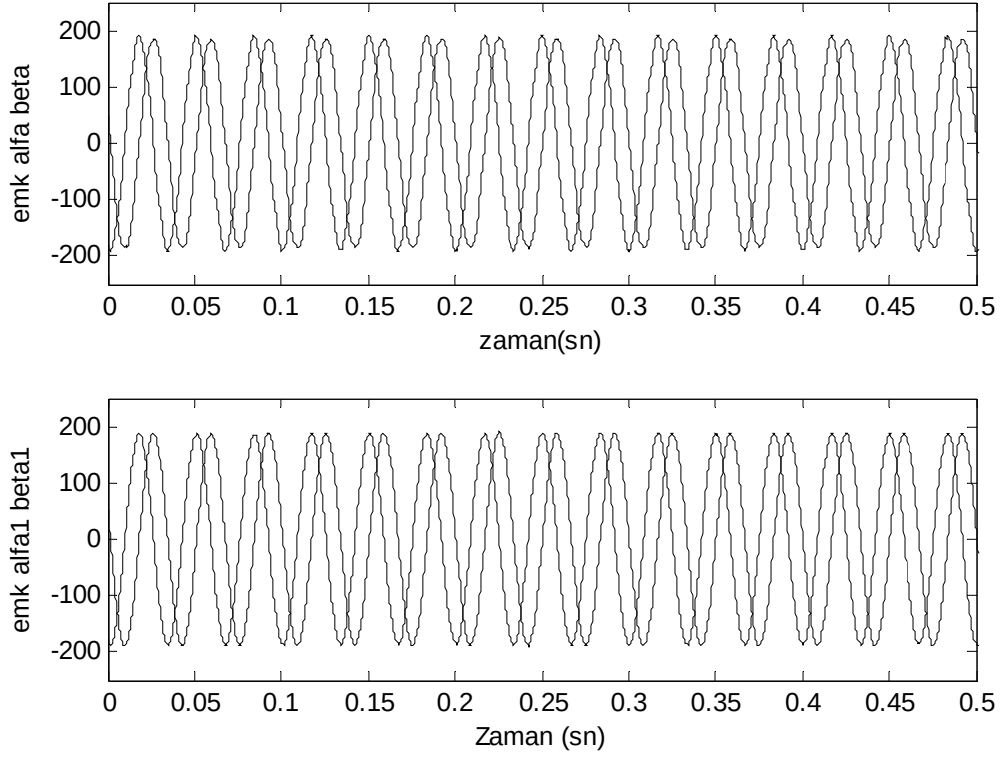
Şekil 5.11’de SMSM’nin gerçek rotor konumu ile tahmin edilen rotor konumu verilmiştir.



Şekil 5.11 SMSM’nin gerçek rotor konumu ve tahmin edilen rotor konumu
a)Klasik zıt emk yöntemde b) Önerilen yöntemde

5.5. Deneysel Sonuçlar

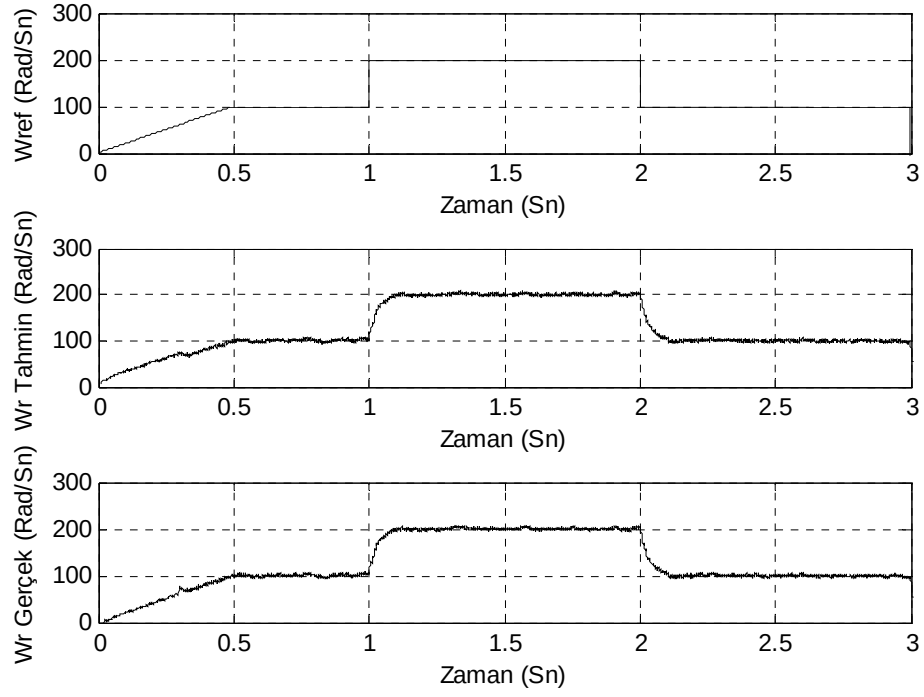
Şekil 5.12’de e_α e_β zıt emk’ları ve $e_{\alpha1}$ $e_{\beta1}$ zıt emk’ların hesaplanan birinci harmonikleri deneysel olarak gösterilmiştir.



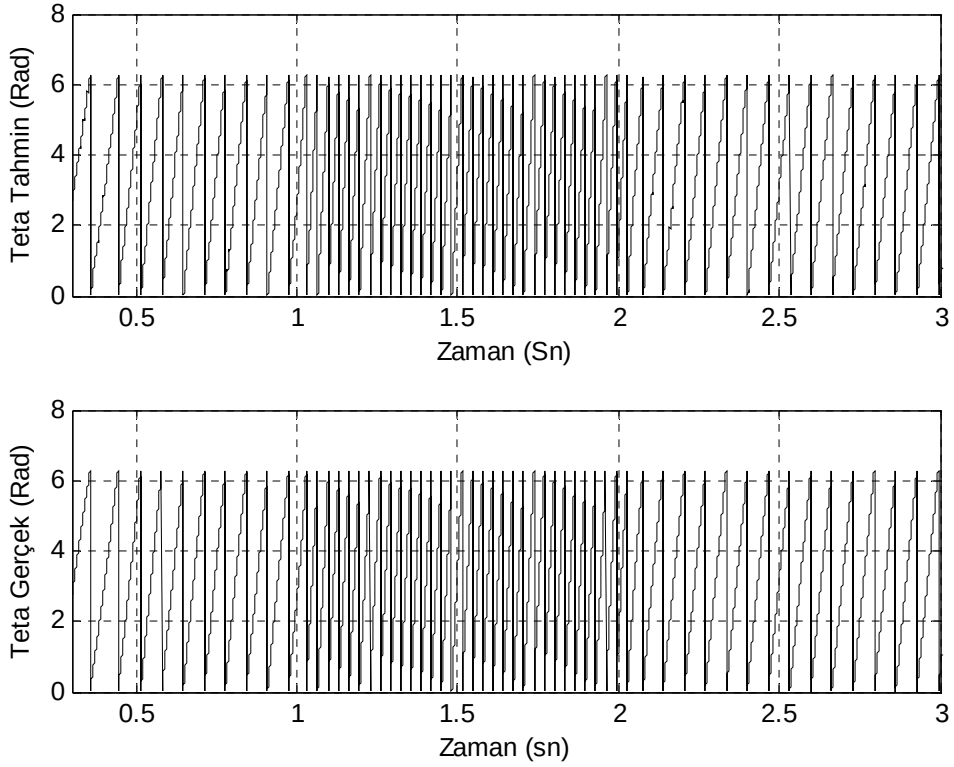
Şekil 5.12 Deneysel e_α e_β zıt emk’ları ve $e_{\alpha1}$ $e_{\beta1}$ zıt emk’ların birinci harmonikleri

Şekil 5.12’de motorun stator referans düzleminde zıt emk’larının sinüzoidal değışmediğı görölmektedir. Bu emk değeri kullnılarak yapılan konum tahmininde, hataların olması kaçınılmazdır. SEY ile yapılan inceleme sonucu bu emk değeri kullnılarak yapılan konum tahmini daha doğru olacaktır.

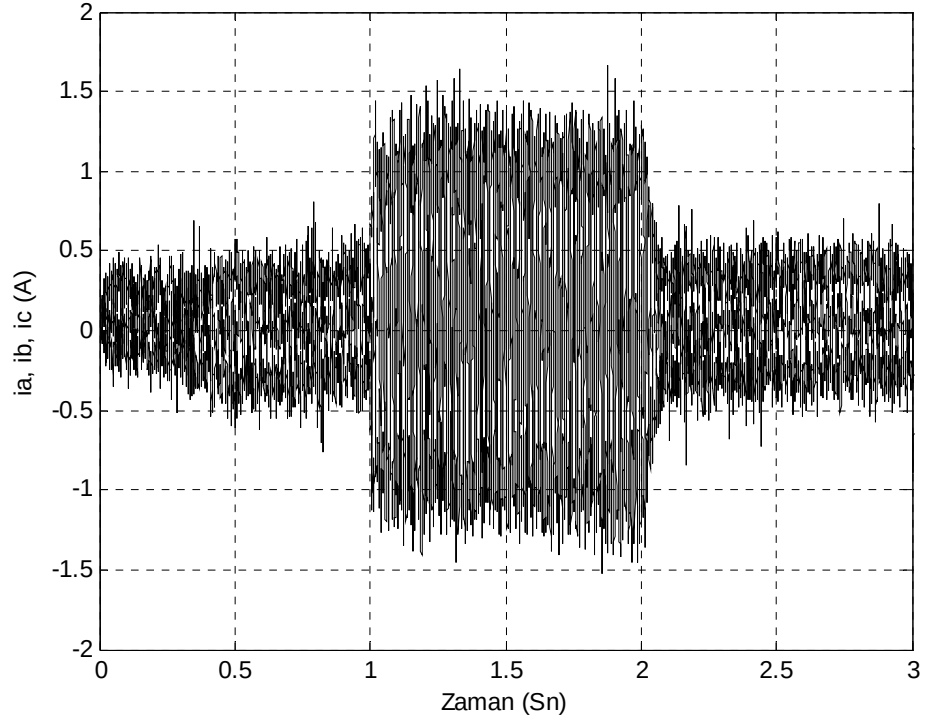
Yamuk biçiminde verilen referans hızı, motorun gerçek hızı ve kontrolde geri besleme olarak kullnılan tahmini rotor hızı Şekil 5.13’de verilmiştir. Şekil 5.13’de motorun gerçek hızı referans hızı takip ettiğı görölmektedir. Şekil 5.14’de gerçek rotor konumu ile tahmin edilen rotor konumu görölmektedir. Küçük hızların haricinde tahmin edilen rotor konumu, rotorun gerçek konumu ile çakışık olduğı şekilden görölmektedir. Şekil 5.15’de yapılan konum ve hız algılayıcısız kontrolde motorun faz akımları görölmektedir. Şekil 5.16’da da motorun i_d ve i_q akımları verilmiştir.



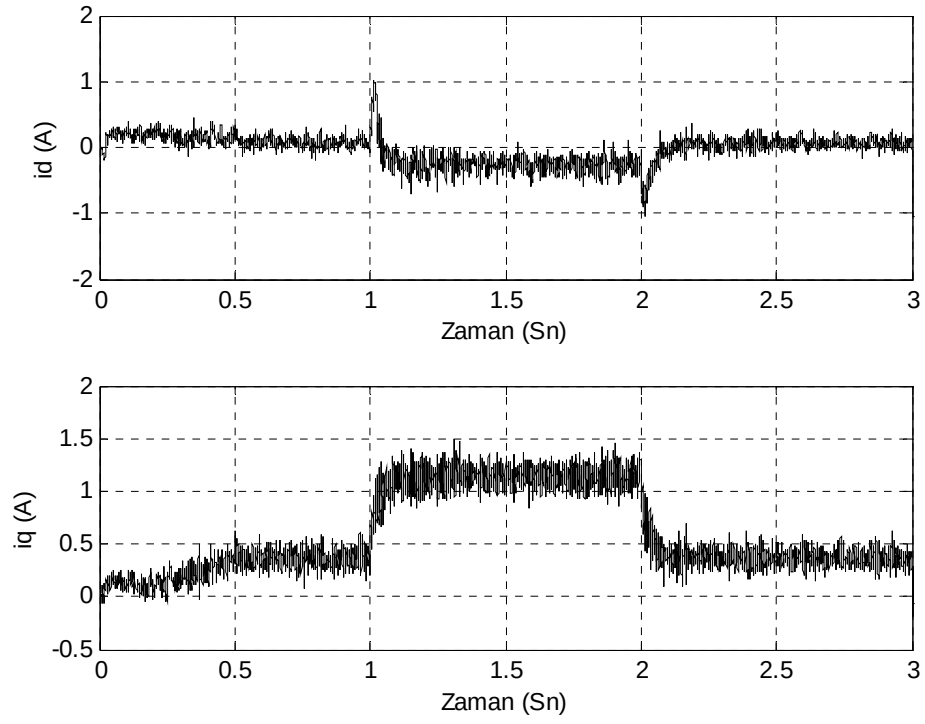
Şekil 5.13 Referans hız, rotorun gerçek hızı ve rotorun tahmini hızı



Şekil 5.14 Verilen referans hız için rotorun gerçek ve tahmini rotor konumu

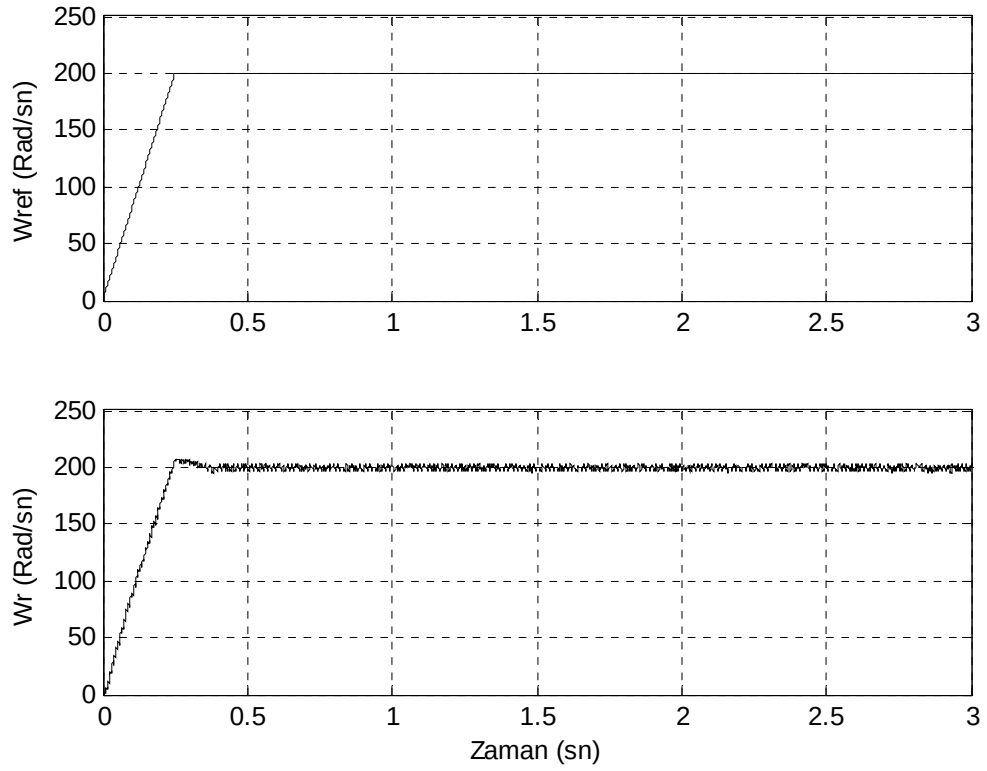


Şekil 5.15 Verilen referans hız için motorun faz akımları

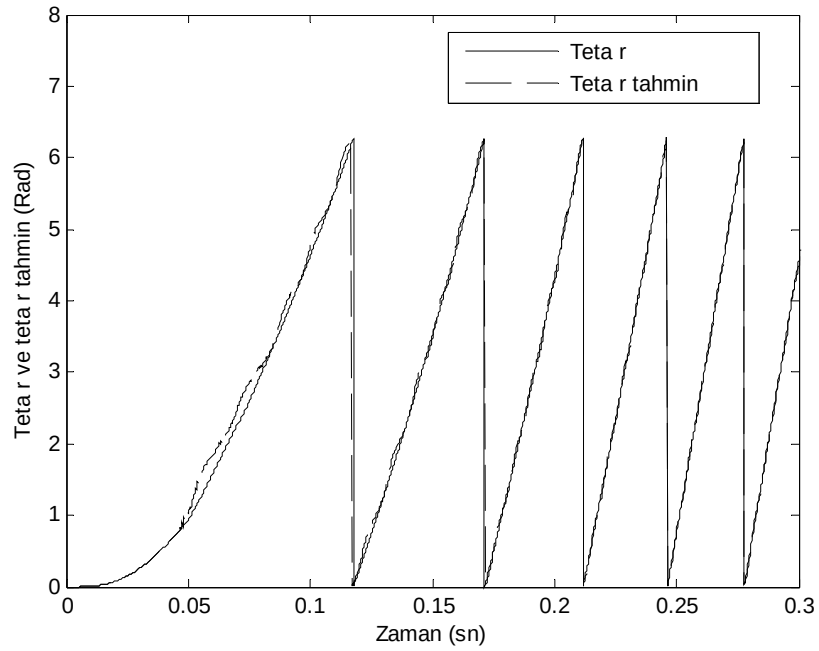


Şekil 5.16 Verilen referans hız için motorun i_d ve i_q akımları

Şekil 5.17’de rampa şeklinde verilen referans hız ile deneysel rotor hızının tahmini verilmiştir.



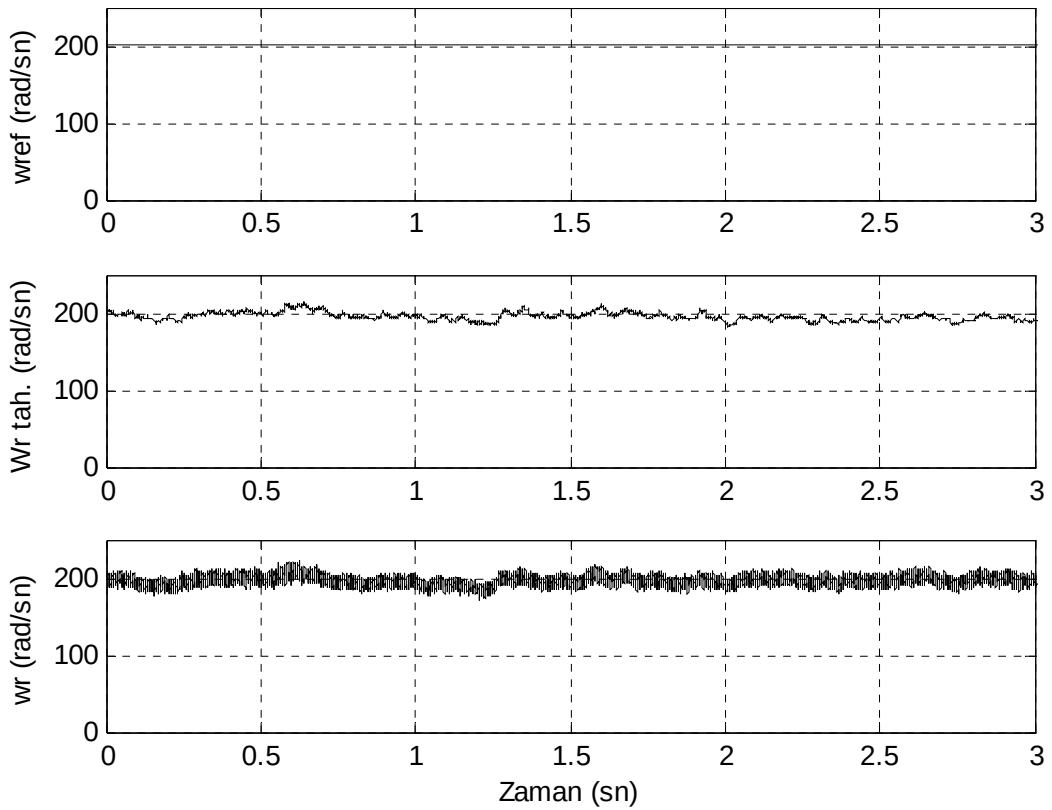
Şekil 5.17 Rampa şeklinde verilen referans hız ve rotorun deneysel tahmini hızı



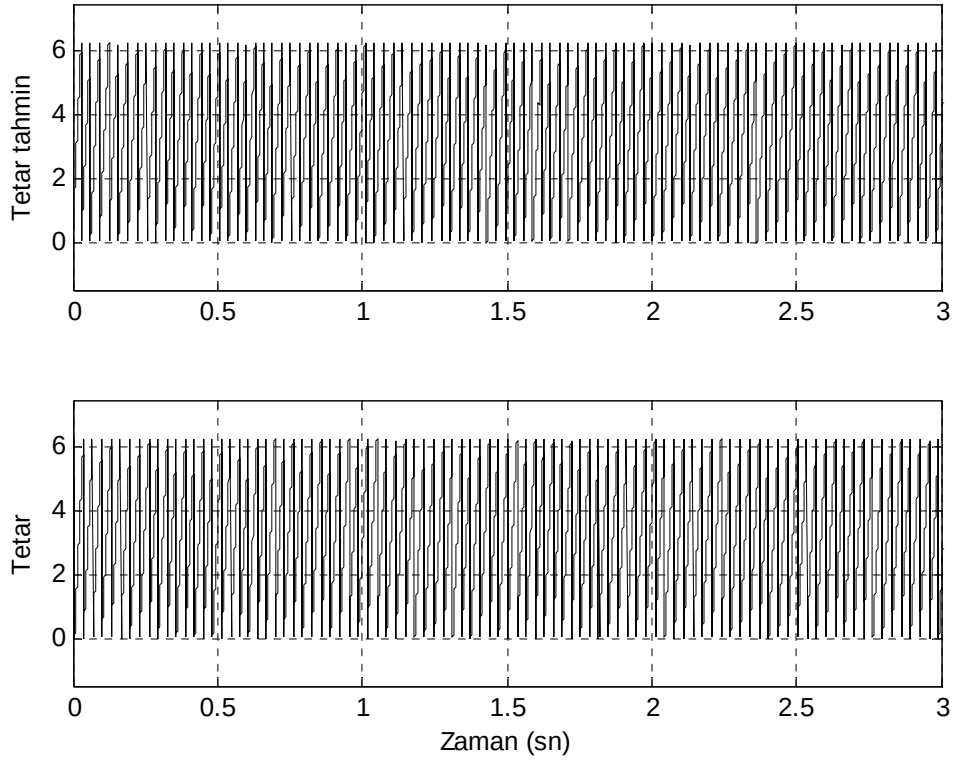
Şekil 5.18 Rampa şeklinde verilen referans hız için rotorun deneysel gerçek ve tahmini konumu

Şekil 5.17’de rampa şeklinde verilen referans hız için rotorun gerçek konumu ve tahmin edilen konumu deneysel olarak gösterilmiştir. Yapılan deneysel çalışmalarda 30 ile 40 rad/sn hız, doğru bir tahmin için yeterlidir. Daha yüksek hızlarda hız ve konum tahmini daha doğru olduğu şekil 5.18’de açıkça görülmektedir.

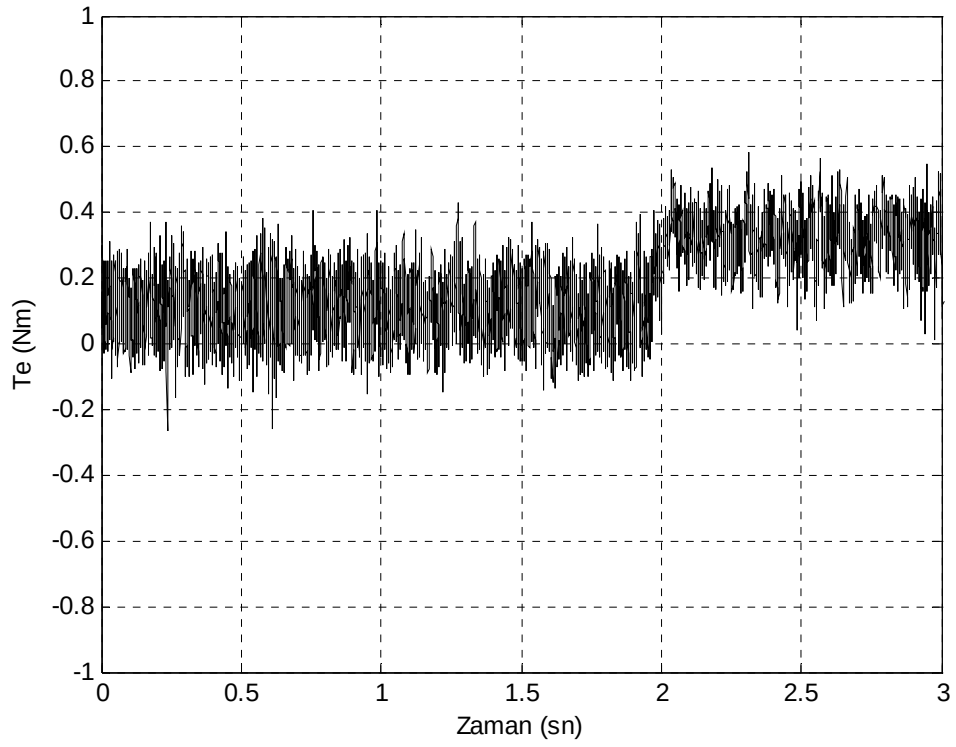
Şekil 5.19’da motor sürekli rejimde çalışırken yaklaşık 0.3Nm değerinde bir yük ile yüklendiği durum için referans hız, motorun tahmin edilen hızı ve motorun gerçek hızı verilmiştir. Şekil 5.20’de rotorun tahmin edilen konumu ve gerçek konumu verilmiştir. Şekil 5.21’de motorun elektriksel momenti verilmiştir.



Şekil 5.19 Yüklü durum için referans hız, tahmin edilen hız ve gerçek hız



Şekil 5.20 Yüklü durum için motorun tahmin edilen rotor konumu ve gerçek rotor konumu

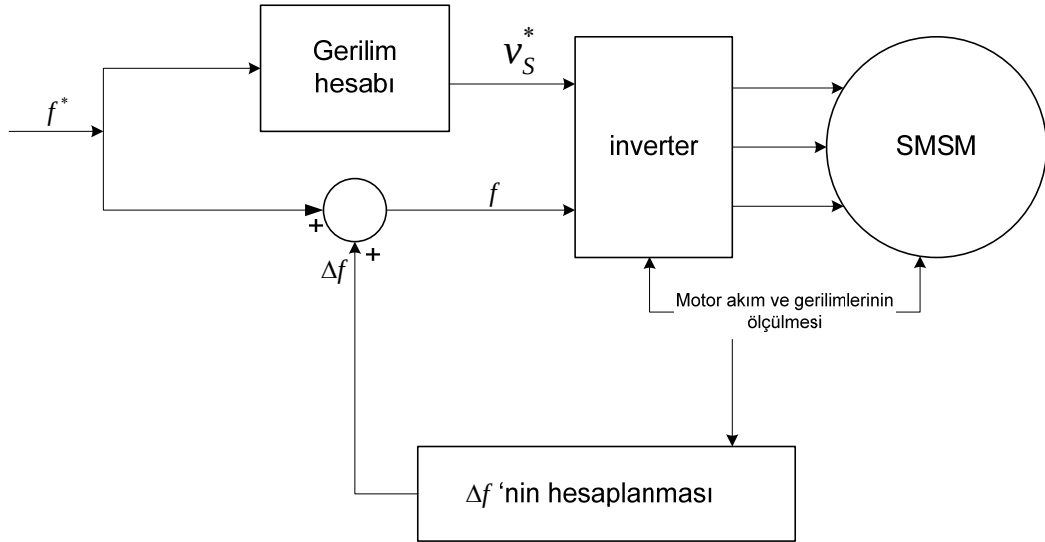


Şekil 5.21 Yüklü durum için motorun elektriksel momenti

6. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLİ AÇIK ÇEVİRİM KONTROLÜ

6.1. Giriş

SMSM'nin v/f kontrolünde de konum bilgisine ihtiyaç duyulur. SMSM'nin konum bilgisi kullanılmadan yapılan v/f kontrolünde, SMSM mekanik parametrelerine bağlı olarak, sadece kararlı çalışmayı sağlayacak bazı frekanslarda çalıştırılabilir. Bu frekansların haricindeki frekanslarda büyük güç titreşimlerine ve kararsız çalışmalarla karşılaşılır. SMSM'nin açık çevrim v/f kontrolünün geniş hız oranlarında çalışması için SMSM'ye uygulanan gerilimin frekansının ayarlanması gereklidir. Bu yöntemin blok şeması şekil 6.1'de verilmiştir.



Şekil 6.1 SMSM'nin v/f açık çevrim kontrolünün blok şeması

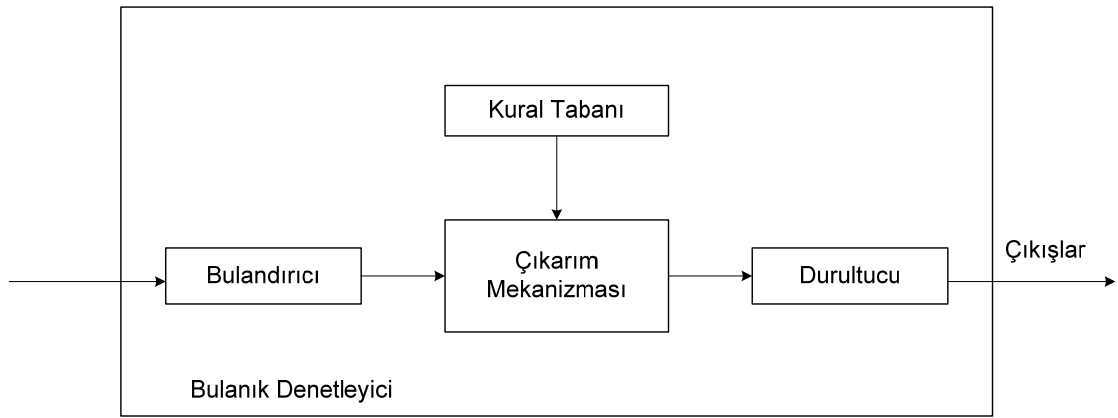
Bu tezde besleme frekansının kararlı bir çalışma için ayarlanması, bir PI'a göre daha iyi davranış sergileyen, uygulaması gelişen işlemci teknolojisi nedeniyle kolay olmasından dolayı Bulanık Mantık Denetleyici (BMD) ile yapılmıştır.

6.2. Bulanık Mantık Denetleyiciler

Bulanık mantık, 'bir değer bir kümenin ya elemanıdır ya da değildir' mantığına karşı geliştirilen 'bir değer bir kümenin kısmi üyesi olabilir' prensibini temel alan ve bu şekilde insan düşüncesini daha doğru modelleyebilen bir sistemdir.

6.2.1. Bulanık Mantık Denetleyicilerin Yapısı

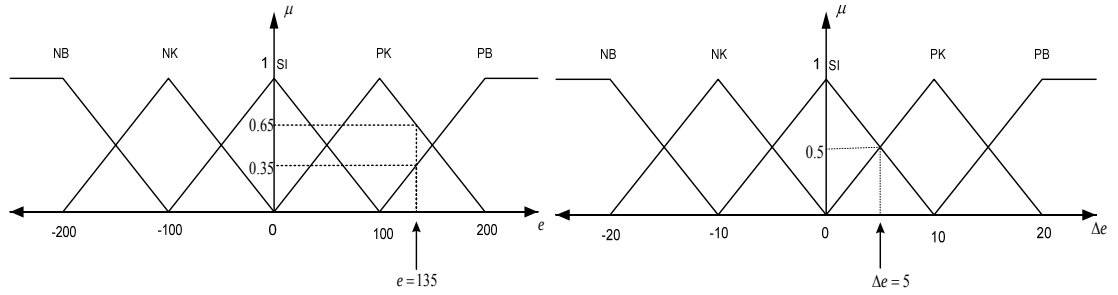
Şekil 6.2’de BMD’nin yapısı gösterilmiştir. BMD temel olarak dört bölümden oluşur. Bulandırıcı giriş birimi olup, giriş değişkenlerinin değerlerini çıkarım mekanizmasında rahatça kullanabilecek bilgilere dönüştürür. Bulandırıcı her bir giriş için tüm bulanık kümelerdeki üyelik derecesini hesaplar. Kural tabanı, kontrolü yapılacak sistem hakkında bilgiye sahip uzman kişilerin, sistemin kontrolü hakkındaki düşüncelerinin matematiksel ifadelerinden oluşan bir bölümdür. Çıkarım mekanizması, bulandırıcının hesapladığı üyelik derecelerini ve kural tabanını kullanarak bir bulanık küme oluşturur. Durultucu ise çıkarım mekanizmasının oluşturduğu çıkış bulanık kümesini kullanarak denetleyicinin çıkışını sayısal olarak hesaplar.



Şekil 6.2 Bulanık mantık denetleyicinin yapısı

6.2.2. BMD’lerde Üyelik Fonksiyonları ve Üyelik Derecelerinin Hesaplanması

Üyelik fonksiyonları bir ile sıfır arasında değişen, üyelik derecesini gösteren fonksiyonlardır. Bu fonksiyonlar, kümelerin klasik var yok mantığının aksine dereceli üyelik sınırlarını tanımlarlar. Herhangi bir girişin, sistemde bu giriş için tanımlanan kümelerin her biri için, kısmi üyeliği gösteren üyelik fonksiyonlarıyla üyelik derecesi hesaplanır. Üyelik derecesinin hesaplanmasında kullanılan birçok fonksiyonun içinden en çok üçgen ve yamuk şeklinde değişen fonksiyonlar kullanılır. Şekil 6.3’de üçgen şeklinde değişen üyelik fonksiyonları ve iki giriş değişkeni için üyelik dereceleri gösterilmiştir. BMD için hata (e) ve hatanın değişimi (Δe) giriş olarak alınmıştır. Giriş e Pozitif Küçük kümesinin 0.65 üyelik derecesinde kısmen üyesi iken Pozitif Büyük kümesinin 0.35 üyelik derecesinde kısmen üyesidir. Giriş (e) diğer kümelerin 0 üyelik derecesinde üyesidir. Aynı şekilde Δe girişi Sıfır ve Pozitif Küçük kümelerinin aynı oranda üyesi olup, üyelik dereceleri 0,5’tir ve diğer kümelerin 0 üyelik derecesinde üyesidir.



Şekil 6.3 Üyelik fonksiyonları ile üyelik derecelerinin hesaplanması

Üyelik dereceleri $\mu_{(i,j)}$ şeklinde tanımlanırsa, burada denetleyicinin i. girişi için tanımlanan j. kümenin üyelik derecesini gösterir. Buna göre şekil 6.3’de verilen örnek için üyelik dereceleri aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{aligned} \mu_{(1,0)} &= 0, \mu_{(1,1)} = 0, \mu_{(1,2)} = 0, \mu_{(1,3)} = 0.65, \mu_{(1,4)} = 0.35, \\ \mu_{(2,0)} &= 0, \mu_{(2,1)} = 0, \mu_{(2,2)} = 0.5, \mu_{(2,3)} = 0.5, \mu_{(2,4)} = 0. \end{aligned}$$

BMD’nin çıkışı için de bir üyelik fonksiyonu tanımlanır. Bu üyelik fonksiyonu da BMD’nin çıkışının hesaplanmasında kullanılır.

6.2.3. BMD’lerde Kural Tabanı ve Kuralın Kesinlik Derecesinin Hesaplanması

BMD’lerde kural tabanı kontrol edilecek sistemi iyi bilen uzmanların dilsel ifadeleriyle veya matematiksel ilişkilerle oluşturulur. Bu ifadeler ‘Eğer hata Pozitif Büyük ve hatanın değişimi de Sıfır ise sisteme pozitif orta giriş ver’ şeklindedir. Kuralların varsayım kısmında, denetleyicinin giriş değişkenleri ($e, \Delta e$) ve sonuç kısmında denetleyicinin çıkış değişkeni (u) ifadesi yer alır. Verilen tüm kurallar, tablo 6.1’de verilmiştir.

Girişlerin üyelik dereceleri ve kuralların belirlenmesinden sonra çıkarım mekanizması tarafından bir bulanık küme oluşturulur. Çıkarım mekanizmalarında genellikle iki yaklaşım kullanılır. Bunlardan birincisi ‘birleşim tabanlı çıkarım’ diğeri ise ‘bireysel kural tabanlı çıkarım’dır. Birleşim tabanlı çıkarım yönteminde tüm kurallar birleştirilerek bir bulanık ilişki elde edilir. Denetleyicinin giriş değişkenleri kullanılarak bu bulanık ilişkiden çıkış oluşturulur. Ancak bu yöntem, ilgisi olmayan tüm kurallar da kullanılmasından kaynaklanan hesaplama süresinin fazla olması nedeniyle, kontrolde pek tercih edilmez. Bireysel kural tabanlı çıkarım yönteminde her kural, bireysel bir bulanık çıkış kümesi belirler ve çıkarım mekanizmasının çıkışı bireysel çıkış kümelerinin toplanarak bir araya getirilmesiyle oluşturulur.

Tablo 6.1 Klasik bir kontrolde kullanılan kural tabanı tablosu

		Δe				
e	u	NB	NK	SI	PK	PB
	NB	NB	NB	NO	NK	SI
	NK	NB	NO	NK	SI	PK
	SI	NO	NK	SI	PK	PO
	PK	NK	SI	PK	PO	PB
	PB	SI	PK	PO	PB	PB

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

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

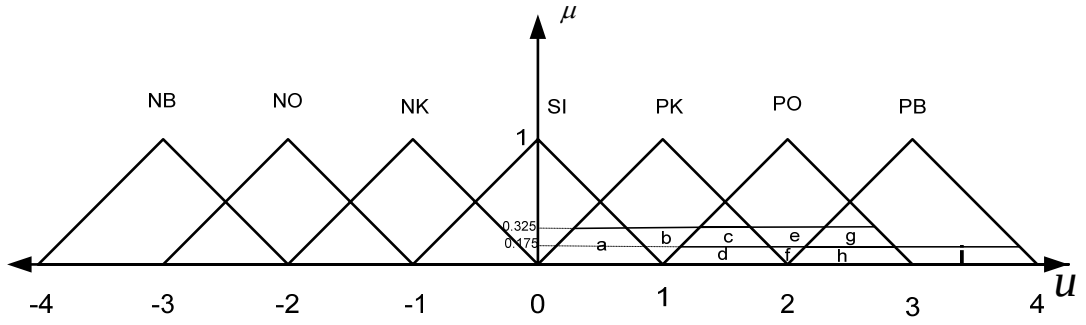
$$\mu_{(3,2)}^{CR} = \mu_{(1,3)} \cdot \mu_{(2,2)} = 0.325, \quad \mu_{(3,3)}^{CR} = \mu_{(1,3)} \cdot \mu_{(2,3)} = 0.325,$$

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

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

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

Kuralın kesinlik derecesi ile ilgili kuralın bulanık çıkış kümesi İMA işlemi sonucu elde edilir. İma işleminde genellikle 'min' operatörü kullanılır. İma işleminden sonra kural tabanındaki her kural, bir ima edilen bulanık çıkış kümesi oluşturur. Bu çıkış kümeleri çıkış üyelik fonksiyonlarında ifade edilir. Şekil 6.4'de verilen örnek girişler için ima edilen bulanık çıkış kümeleri gösterilmiştir.



Şekil 6.4 Verilen örnek girişler için ima edilen bulanık çıkış kümeleri

Şekil 6.4’de bulanık çıkış kümelerinin daha rahat görülmesi için harflerle gösterilen küçük yüzeylerle ifade edersek,

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

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

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

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

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

$$\mu_{out}(u) = \max\{\mu_{(3,2)}(u), \mu_{(3,3)}(u), \mu_{(4,2)}(u), \mu_{(4,4)}(u)\} \quad (6.1)$$

Daha sonra bu çıkış kümesi çıkışın sayısal değerini hesaplamak için durultucu birimine gönderilir. En fazla kullanılan durultma yöntemi ‘ağırlık merkezi’ yöntemidir. $\mu_{out}(u)$ bulanık kümesinin ağırlık merkezi denklem (6.2) ile hesaplanır.

$$u^* = \frac{\int u \mu_{out}(u) du}{\int \mu_{out}(u) du} \quad (6.2)$$

$\mu_{out}(u)$ fonksiyonun integralinin hesaplanması bazen zor ve zaman aldığı için ima edilen bulanık çıkış kümelerinin merkezlerinin ağırlıklı ortalaması alınarak hesaplanır. u_n n’inci ima edilen bulanık kümenin merkezi w_n de bu kümenin yüksekliği olursa denetleyicinin çıkışının sayısal değeri denklem(6.3) ile hesaplanır.

$$u^* = \frac{\sum_{n=1}^m w_n \cdot u_n}{\sum_{n=1}^m w_n} \quad (6.3)$$

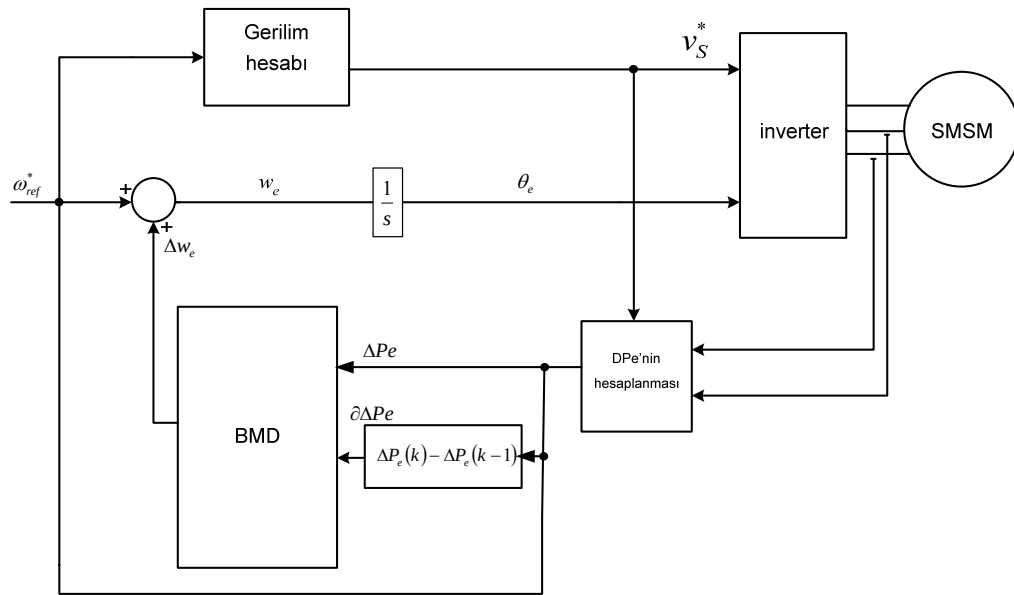
Bu yöntemle ‘Merkezlerin Ağırlıklı Ortalaması’ denir. Bu yöntemde Toparlama işlemine ihtiyaç yoktur. Çıkışın sayısal değeri bulanık çıkış kümeleri kullanılarak hesaplanmaktadır. w_n de kuralın kesinlik derecesidir. Bu yöntemle verilen örnek için sonuç aşağıdaki gibi hesaplanır.

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

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

6.3. SMSM’nin Bulanık Mantık Denetleyicili Açık Çevrim V/F Kontrol Yapısı

SMSM’nin v/f açık çevrim kontrolünde, rotor frekansı ile stator besleme frekansı arasındaki senkronizasyon, geniş hız oranları için mümkün değildir. Geniş hız oranlarında kararlı bir konum ve hız algılayıcısız kontrol için gerekli olan besleme frekansının uyarlanması, giriş gücündeki titreşimler kullanılarak yapılabilir. Şekil 6.5’de SMSM’nin BMD’li açık çevrim v/f kontrolünün blok şeması verilmiştir. SMSM’nin açık çevrim v/f kontrolünde bulanık mantık denetleyici (BMD) kullanılması düşünülmüştür.



Şekil 6.5 SMSM’nin BMD’li açık çevrim v/f kontrolünün blok şeması

BMD girişi olarak ΔP_e , ΔP_e ’nin değişimi alınmıştır. SMSM’nin açık çevrim v/f kontrolü için, düşünülen BMD güçteki değişime göre bir Δw_e hızını hesaplar. BMD’nin çıkışından elde edilen Δw_e , motor sargılarına uygulanan gerilimin frekansına eklenir. Bu şekilde güç dalgalanmalarının sıfır oluncaya kadar BMD’nin tahmin ettiği Δw_e kadar statora uygulanan

gerilimin frekansı değiştirilir. Motorun kararlı çalışması için, gerilimin frekansı sürekli BMD'nin kontrolünde olması gereklidir.

6.4. Yük Açısı ile Gücün Değişimi

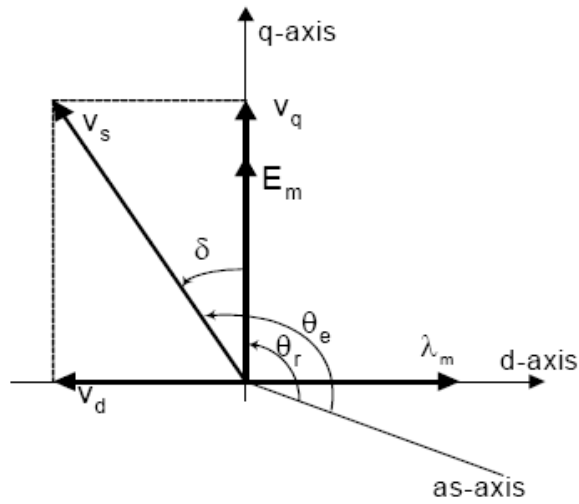
SEY ile yapılan inceleme sonucu şekil 3.17 ve 3.18.b'de yük açısıyla momentin değişimi verilmişti. Bu şekillerden görüldüğü gibi yük açısının değişimi momentte değişimlere sebep olmaktadır. Bu değişimler sinüzoidal akı dağılımına sahip olmayan bir motorda daha da fazla olmaktadır. Bu durum denklem (3.73)'deki moment denkleminde bulunan harmoniklerden kaynaklanmaktadır.

Şekil 6.6'da SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı verilmiştir. Bu vektör diyagramında yük açısı denklem (6.4)'de verilmiştir.

$$\delta = \theta_e - \theta_r \quad (6.4)$$

Motor d ve q gerilimlerini yük açısına göre ifade edersek denklem (6.5) elde edilir.

$$\begin{aligned} V_q &= V_s \cos \delta \\ V_d &= -V_s \sin \delta \end{aligned} \quad (6.5)$$



Şekil 6.6 SMSM'nin sürekli durum vektör diyagramı

SMSM'nin giriş gücü denklem (6.5) kullanılarak yazılırsa denklem (6.6) elde edilir.

$$P_e = \frac{3}{2} (V_s \cos \delta \cdot i_q - V_s \sin \delta \cdot i_d) \quad (6.6)$$

Denklem (6.6) incelenirse güç, yük açısına göre değişmektedir. Yük açısı sıfır olduğunda güç ifadesinde sadece birinci terim etkili olurken, ikinci terim olmayacaktır. Yük

açısı ancak bir konum algılayıcısıyla sıfır yapılabilir. Motorun kararlı çalışması için yük açısı belirli bir açıda sabit tutulması gereklidir. Yük açısı belirli bir değerde sabit tutulursa güçte bir dalgalanma olmaz. Kaynak [82]'de YMSM'nin basitleştirilmiş küçük sinyal dinamik modeli kullanılarak v/f konum ve hız algılayıcısız kontrolünün kararlılık incelemesi gerçekleştirilmiş ve denklem (6.7) verilmiştir.

$$\Delta w_e = -k_p \cdot \Delta P_e \quad (6.7)$$

Burada Δw_e v/f kontrolde referans açısal hıza eklenecek açısal hız, ΔP_e elektriksel gücün değişimi ve k_p referans frekansa göre değiştirilen oransal kazançtır. ΔP_e giriş gücündeki değişim, SMSM'nin yük açısının değişiminden kaynaklanır. Yani bir başka deyişle rotor hızı ile stator alan hızı arasındaki senkronizasyonun bozulmasıyla ilgilidir. Ancak sinüzoidal olmayan akı dağılımına sahip bir motorda güçteki dalgalanmalar akıdaki dalgalanmalardan da kaynaklanır. Bu nedenle akımların asıl harmoniklerin dışındaki harmoniklerden arındırılması gerekir. Bu nedenle akımların bir düzeltme işleminden geçirilmesi gereklidir.

6.5. Akımlardaki Harmoniklerin Yok Edilmesi

Motordan ölçülen akımlar BMD için gerekli P_e hesaplanmasında kullanılmaktadır. Sinüzoidal olmayan akı dağılımlı motorda, akım sinüzoidal olarak değişmemektedir. Bunun nedeni rotor mıknatıslarının stator sargılarında indüklediği gerilimlerde bulunan harmoniklerdir. Bu harmoniklerin yok edilmesi için alçak geçiren bir filtre kullanılması düşünülebilir. Ancak bu filtre akımlarda bir faz kaymasına ve genliklerinde değişime neden olur. Bu harmonikler SEY ile yapılan analizde belirlendiğine göre, akımlardaki bu etkiler giderilebilir. Denklem (3.68) kullanılarak i_q ve i_d akımlarının değişimi denklem (6.8)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} i_q &= \int \left(\frac{V_q}{L_q} - \frac{r_s}{L_q} i_q - \omega_r \cdot \frac{(i_d L_d + \lambda_{m1} + 5 \cdot \lambda_{m5} \cos(6\theta_r) + 7 \cdot \lambda_{m7} \cos(6\theta_r))}{L_q} \right) dt \\ i_d &= \int \left(\frac{V_d}{L_d} - \frac{r_s}{L_d} i_d + \omega_r \cdot \frac{(L_q i_q - 5 \cdot \lambda_{m5} \sin(6\theta_r) + 7 \cdot \lambda_{m7} \sin(6\theta_r))}{L_d} \right) dt \end{aligned} \quad (6.8)$$

Motor akımlarındaki harmonikler denklem (6.9) ile giderilebilir.

$$\begin{aligned} i_q^* &= i_q + \int \left(\omega_r \cdot \frac{(5 \cdot \lambda_{m5} \cos(6\theta_r) + 7 \cdot \lambda_{m7} \cos(6\theta_r))}{L_q} \right) dt \\ i_d^* &= i_d - \int \left(\omega_r \cdot \frac{(-5 \cdot \lambda_{m5} \sin(6\theta_r) + 7 \cdot \lambda_{m7} \sin(6\theta_r))}{L_d} \right) dt \end{aligned} \quad (6.9)$$

Burada rotor hızı ve rotor konumu yerine, motora uygulanan hız w_e ve θ_e kullanılır.

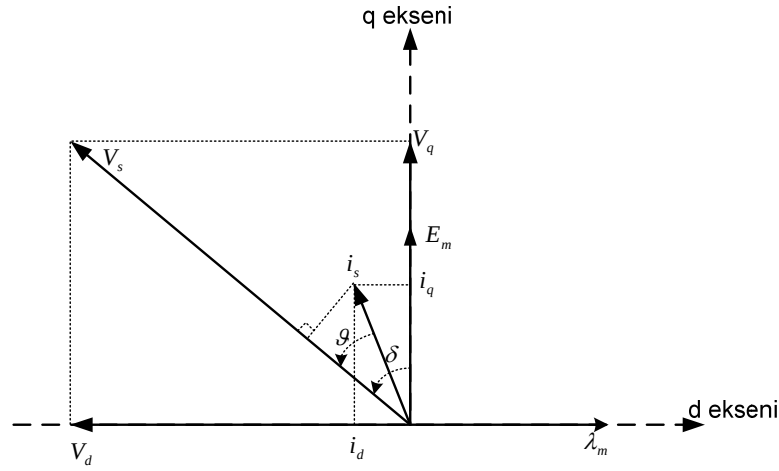
6.6. Gücün Hesaplanması

BMD SMSM'nin giriş gücündeki titreşimleri kullanmaktadır. SMSM'nin giriş gücü P_e denklem (6.10)'da verilmiştir.

$$P_e = V_s \cdot i_s \cdot \cos \vartheta \quad (6.10)$$

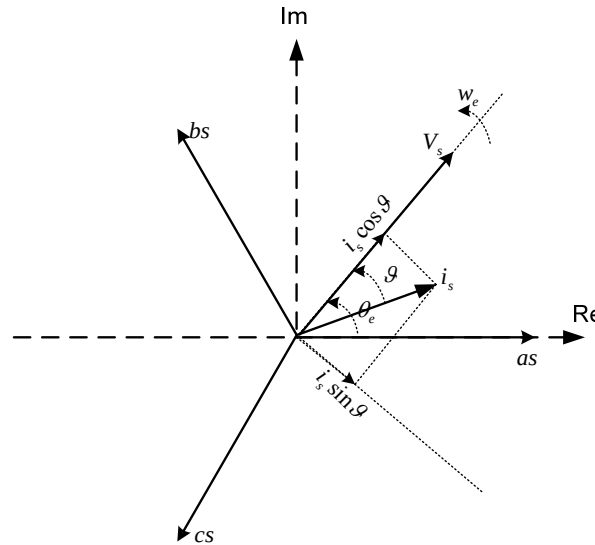
Burada $\cos \vartheta$ motorun güç katsayısıdır. Şekil 6.7'de verilen rotor referans düzleminde gerilim ve akım vektörleri incelenir ve denklem (6.4) kullanılırsa, denklem (6.11) elde edilir.

$$i_s \cdot \cos \vartheta = i_q \cdot \cos \delta - i_d \cdot \sin \delta \quad (6.11)$$



Şekil 6.7 Rotor referans düzleminde gerilim ve akım vektörü

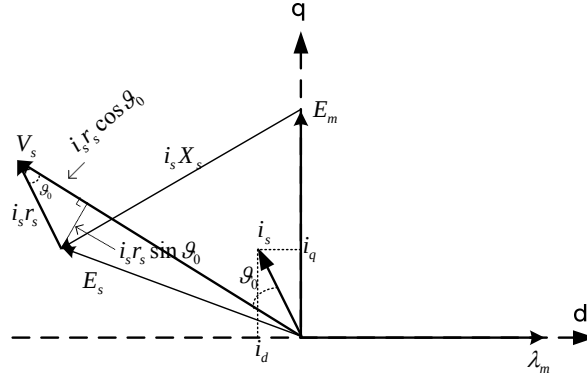
Konum ve hız algılayıcısız kontrolde δ yük açısı, rotor konumu bilinmediği için sistemde bilinemez. Bu nedenle şekil 6.8'de verilen stator gerilim referans düzleminde $i_s \cos \vartheta$ 'i ifade etmek gerekir.



Şekil 6.8 Stator gerilim referans düzleminde stator akım vektörü

$$i_s \cos \vartheta = \frac{2}{3} \left(i_a \cdot \cos \theta_e + i_b \cdot \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) + i_c \cdot \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (6.12)$$

Bu denklemde θ_e statora uygulanan gerilimin açısı olup, sistemde bilinir. Motora uygulanması gereken gerilim şekil 6.9’da verilen SMSM’nin sürekli durum vektör diyagramından hesaplanabilir.



Şekil 6.9 SMSM’nin sürekli durum vektör diyagramı

Şekil 6.9’dan V_s gerilimi denklem 6.13 yazılabilir.

$$V_s = i_s r_s \cdot \cos \vartheta_0 + \sqrt{E_s^2 - i_s^2 r_s^2 \cdot \sin^2 \vartheta_0} \quad (6.13)$$

Burada ϑ_0 motorun sürekli durum faz açısıdır. Denklem (6.13)’de $i_s^2 r_s^2 \cdot \sin^2 \vartheta_0$ ifadesinin yerine denklem (6.14) yazılabilir.

$$i_s^2 r_s^2 \cdot \sin^2 \vartheta_0 = i_s^2 r_s^2 - i_s^2 r_s^2 \cdot \cos^2 \vartheta_0 \quad (6.14)$$

Denklem (6.14), denklem (6.13)’de yerine yazılırsa denklem (6.15) elde edilir.

$$V_s = i_s r_s \cdot \cos \vartheta_0 + \sqrt{E_s^2 - i_s^2 r_s^2 + i_s^2 r_s^2 \cdot \cos^2 \vartheta_0} \quad (6.15)$$

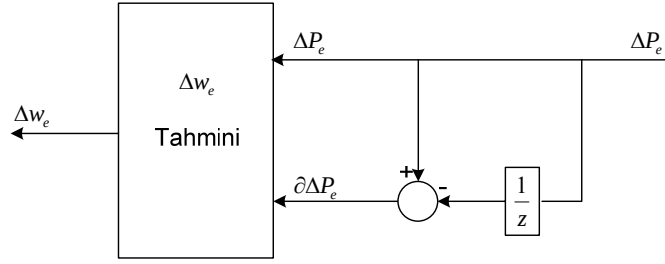
Denklem (6.15)’de motorun sürekli durumda referans hıza ulaştığı düşünülürse E_s denklem (6.16) ile tanımlanır.

$$E_s = w_{ref} \cdot \lambda_{m1} \quad (6.16)$$

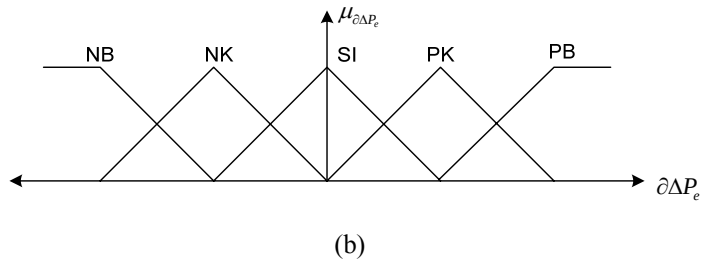
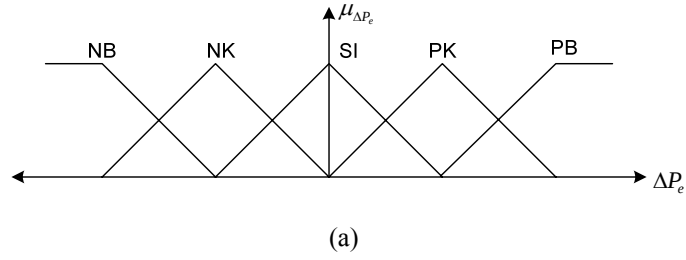
Artık motora uygulanan güç denklem (6.10) kullanılarak hesaplanabilir. Güçteki değişim ΔP_e yüksek geçiren bir filtre yardımıyla bulunur.

6.7. V/f Kontrolde Kullanılan BMD'nin Üyelik Fonksiyonları ve Kural Tabanı

SMSM'nin v/f konum ve hız algılayıcısız kontrolü için kullanılan BMD için şekil 6.10'da gösterildiği gibi iki giriş bulunmaktadır. Bu girişlerden ΔP_e güçteki değişim, denklem (6.13) ile bulunan motor giriş gücünün yüksek geçiren bir filtreden geçirilmesiyle elde edilir. $\partial \Delta P_e$, ΔP_e 'nin değişimidir.



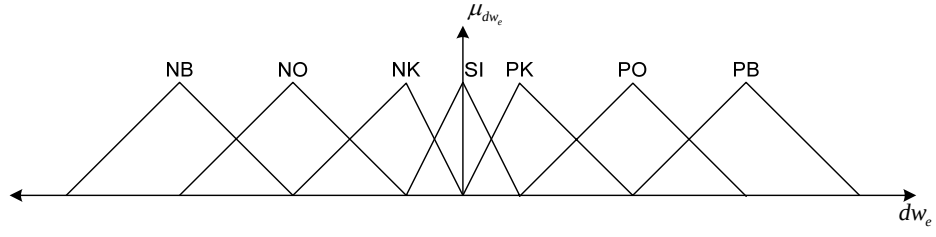
Şekil 6.10 SMSM'nin v/f kontrolünde kullanılan BMD'nin yapısı



Şekil 6.11 SMSM'nin v/f kontrolünde kullanılan BMD'nin giriş değişkenleri için üyelik fonksiyonları

- a) ΔP_e 'nin üyelik fonksiyonu
- b) $\partial \Delta P_e$ 'nin üyelik fonksiyonu

Şekil 6.12'de BMD'nin çıkışı için üyelik fonksiyonları, tablo 6.2'de kullanılan kural tabanı verilmiştir.



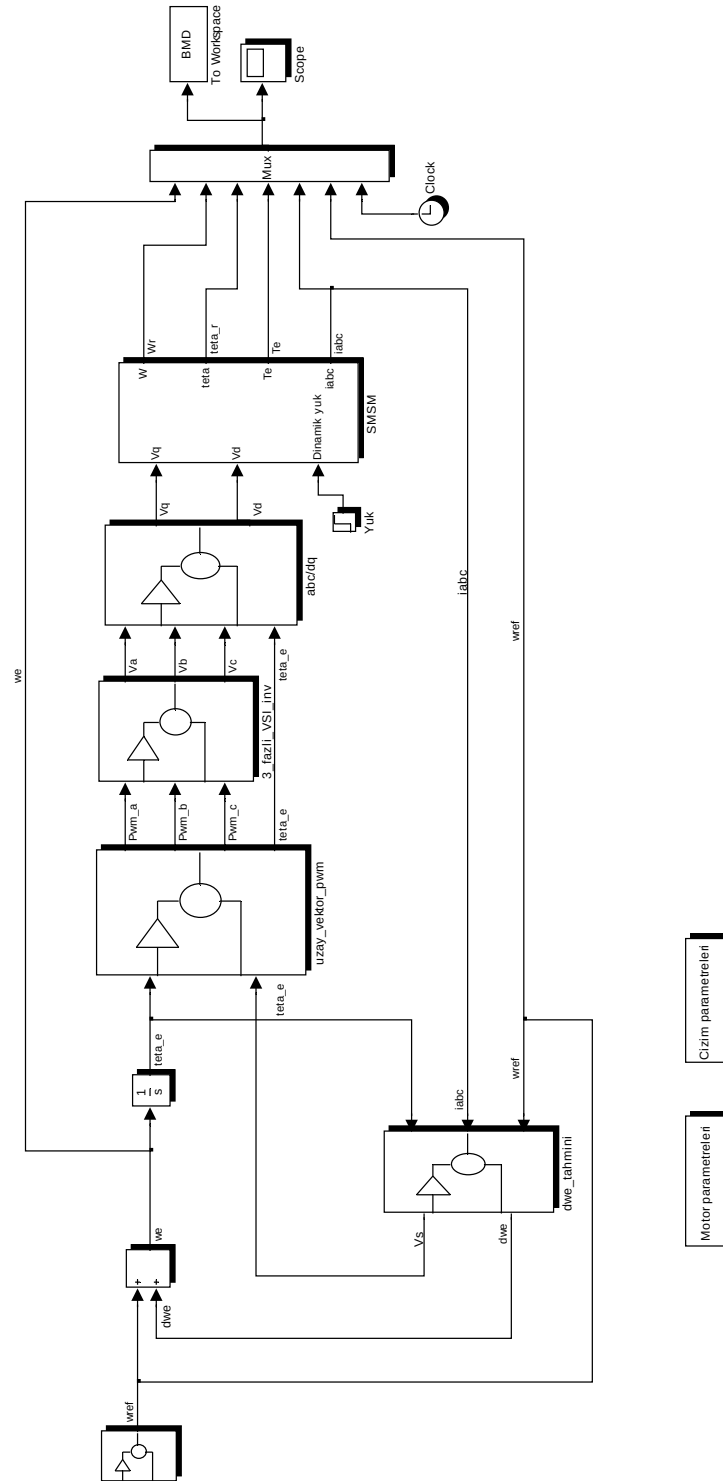
Şekil 6.12 SMSM'nin v/f kontrolünde kullanılan BMD'nin çıkışı için üyelik fonksiyonları

Tablo 6.2 SMSM'nin v/f kontrolünde kullanılan kural tabanı tablosu

		$\partial \Delta P_e$				
ΔP_e	u	NB	NK	SI	PK	PB
	NB	PB	PB	PO	PK	SI
	NK	PB	PO	PK	SI	NK
	SI	PO	PK	SI	NK	NO
	PK	PK	SI	NK	NO	NB
	PB	SI	NK	NO	NB	NB

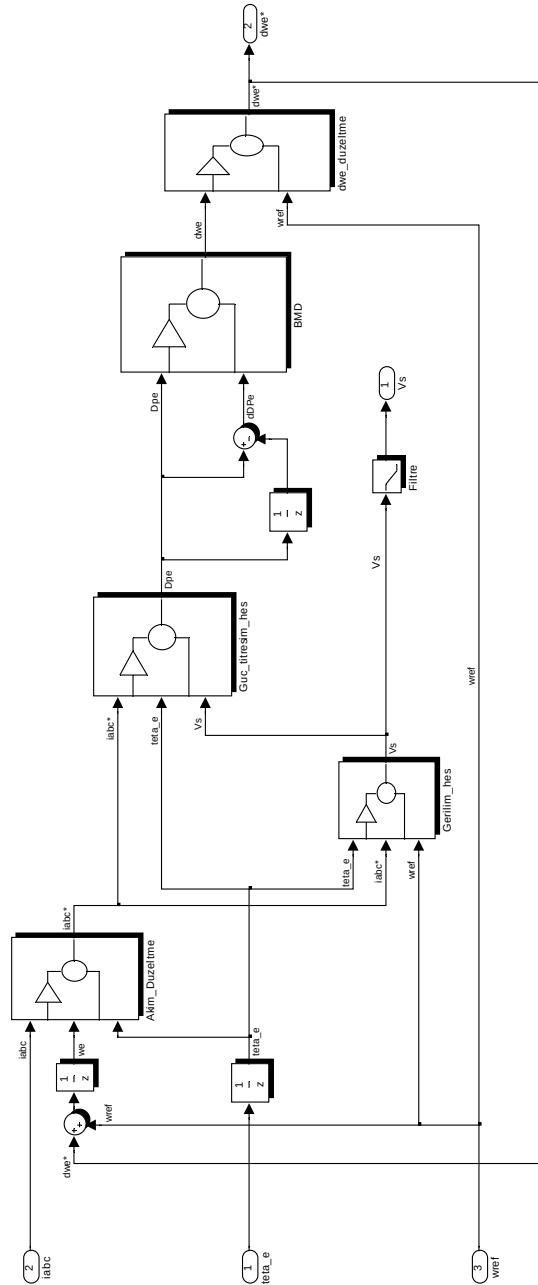
6.8. Benzetim ve Sonuçlar

SMSM'nin v/f kontrolünde benzetimde kullanılan model şekil 6.13'de verilmiştir.



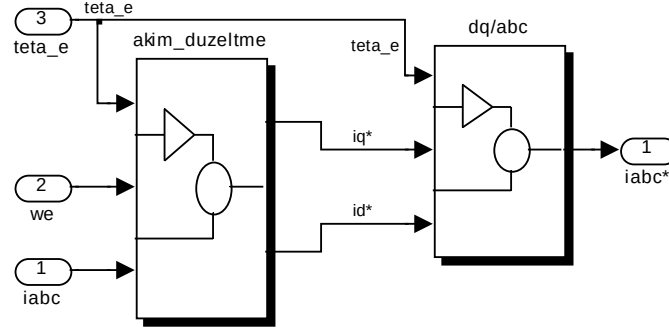
Şekil 6.13 SMSM'nin v/f kontrolünün benzetimi

Şekil 6.14’de referans hıza eklenen dwe’nin ve motora uygulanması gereken gerilimin elde edildiği blok verilmiştir.



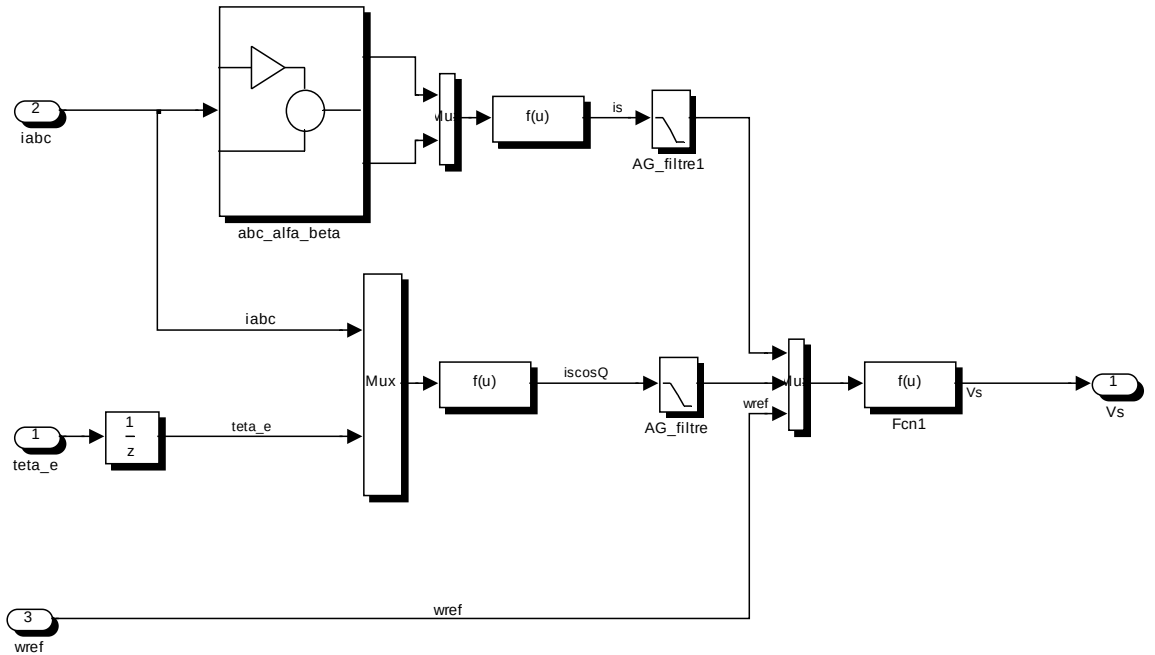
Şekil 6.14 dwe tahmin bloğu

Şekil 6.15’de sinüzoidal akı dağılımına sahip olmayan bir motorun, dwe’nin daha doğru hesaplanması için, akımlardaki harmoniklerin yok edilip akımların düzeltildiği blok verilmiştir.



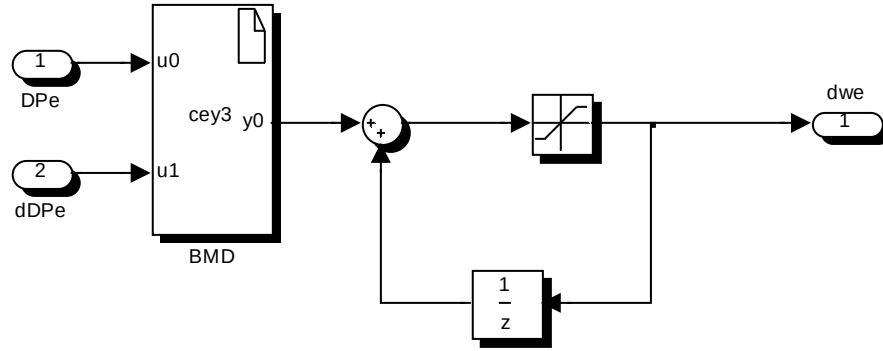
Şekil 6.15 Akım düzeltme bloğu

Şekil 6.16’da v/f kontrolde motora uygulanan gerilimin hesaplandığı blok verilmiştir.



Şekil 6.16 Güç titreşimi hesaplama bloğu

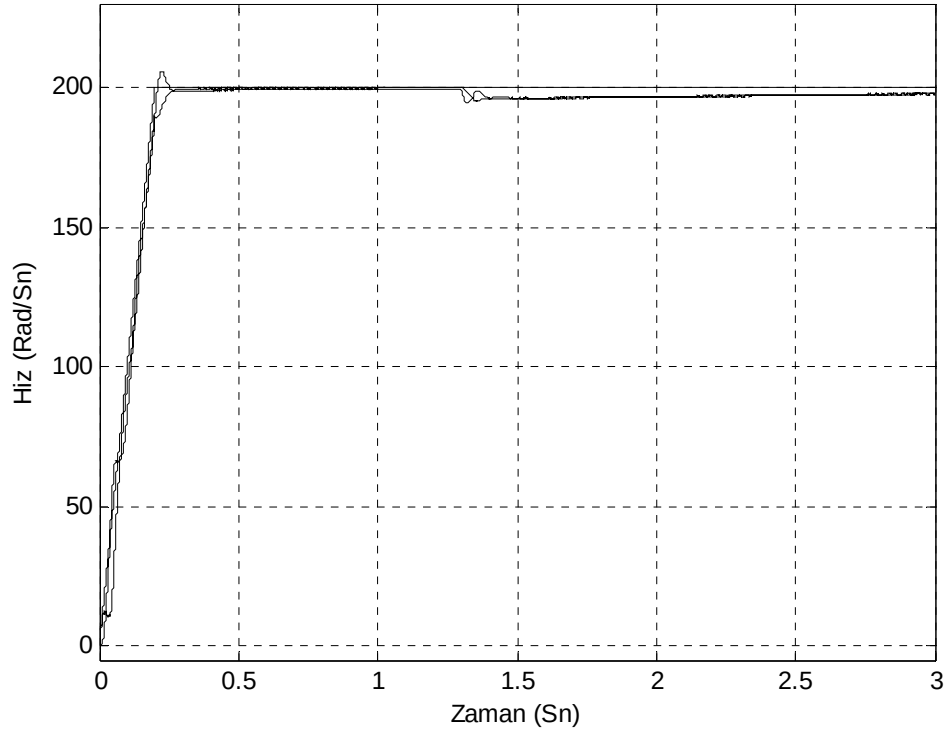
Şekil 6.17’de dwe’nin BMD tarafından tahmin edildiği blok verilmiştir. Benzetimde kullanılan BMD, C programlama dili kullanılarak yazılmıştır.



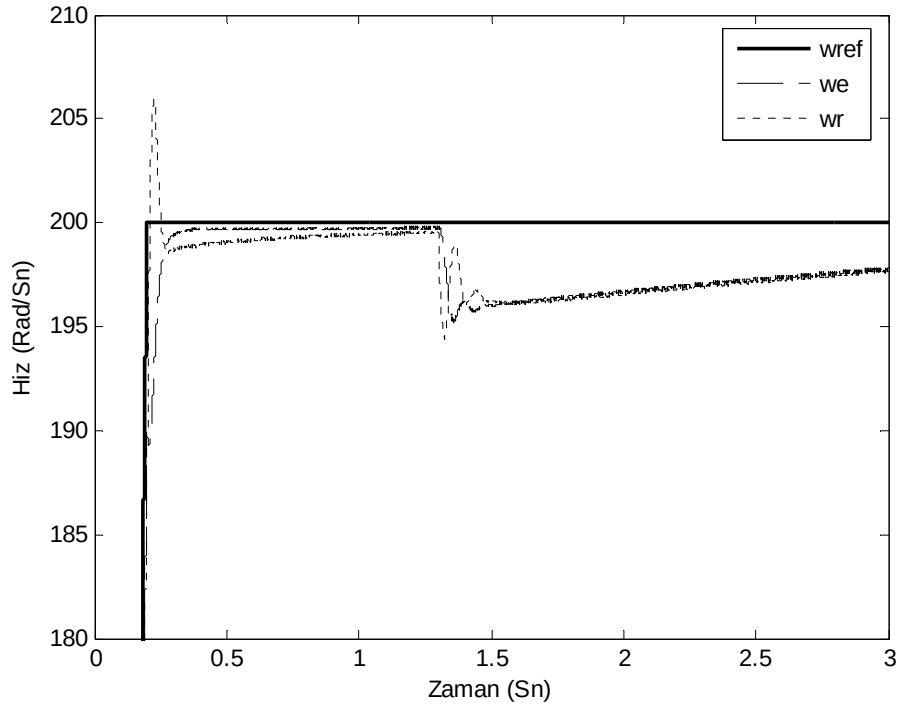
Şekil 6.17 dwe tahmininde kullanılan BMD bloğu

Motor başlangıçta sıfır hızda iken veya düşük hızlarda, BMD'nin eksi işaretli tahmin ettiği bir dwe motora ters yönde bir w_e frekansının uygulamasına sebep olur. Bu gibi nedenlerden dolayı dwe'nin referans hızla orantılı bir şekilde motora uygulanması gerekir. Bunun için c programlama dilinde yazılmış bir yazılım kullanılmıştır.

SMSM'nin v/f kontrolünün yapıldığı benzetimlerde, önce doyumlu rampa fonksiyonuyla değişen bir hız için benzetim sonuçları verilmiştir. Bu benzetimde 1.3 sn sonra motora 0.5 Nm yük uygulanmıştır. Bu durumda şekil 6.18'de verilen referans hız w_{ref} , motora uygulanan w_e hızı ve motorun rotor hızı w_r verilmiştir. Şekil 6.19'da, şekil 6.18'de verilen grafiğin daha yakın görünüşü verilmiş ve rotor hızı (w_r) ile uygulanan gerilimin hızı (w_e)'nin senkronizasyonu gösterilmiştir. Burada rotorun hızı düştüğü durumda, motora uygulanan gerilimin hızı yükselerek rotor hızının kontrol edildiği açıkça görülmektedir. Motora uygulanan gerilimin hızı ile rotor hızı arasındaki fark zamanla kapandığı görülmektedir.

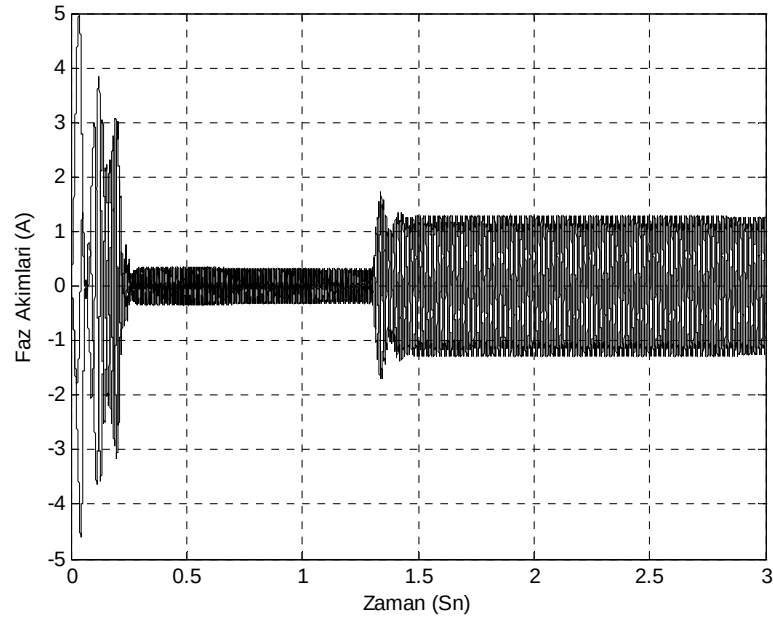


Şekil 6.18 Birinci benzetim için verilen referans hız w_{ref} , w_e hızı ve motorun rotor hızı w_r



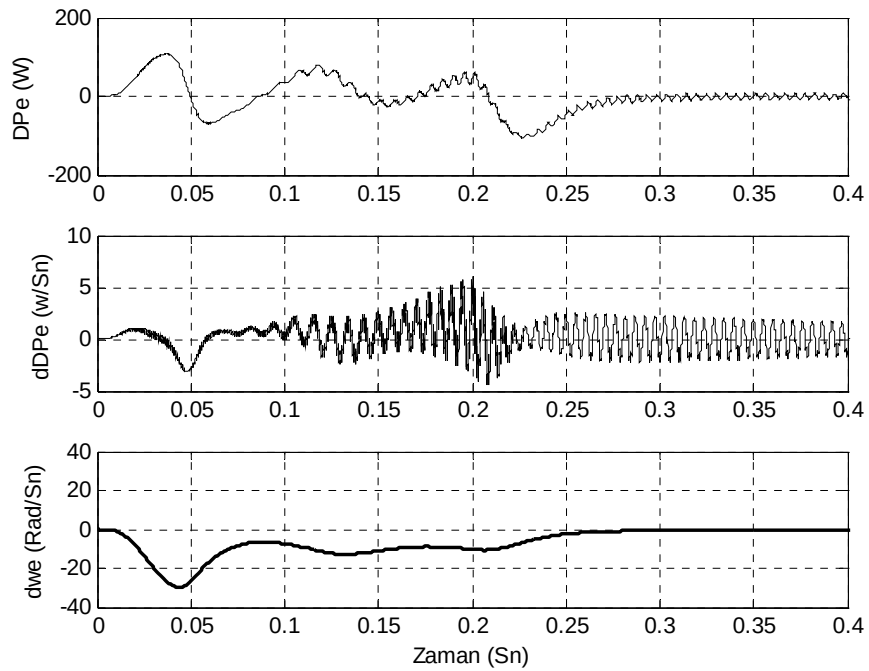
Şekil 6.19 Şekil 6.18’de verilen referans hız w_{ref} , motora uygulanan w_e hızı ve motorun rotor hızı w_r nin yakın görünümü

Şekil 6.20’de motorun faz akımları verilmiştir.

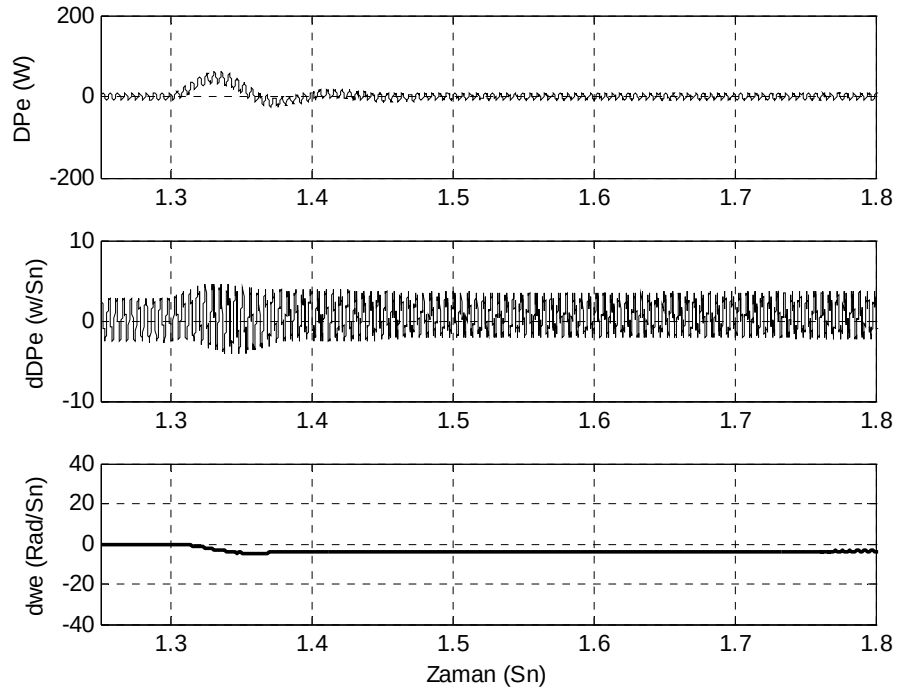


Şekil 6.20 Motorun ia, ib ve ic faz akımları

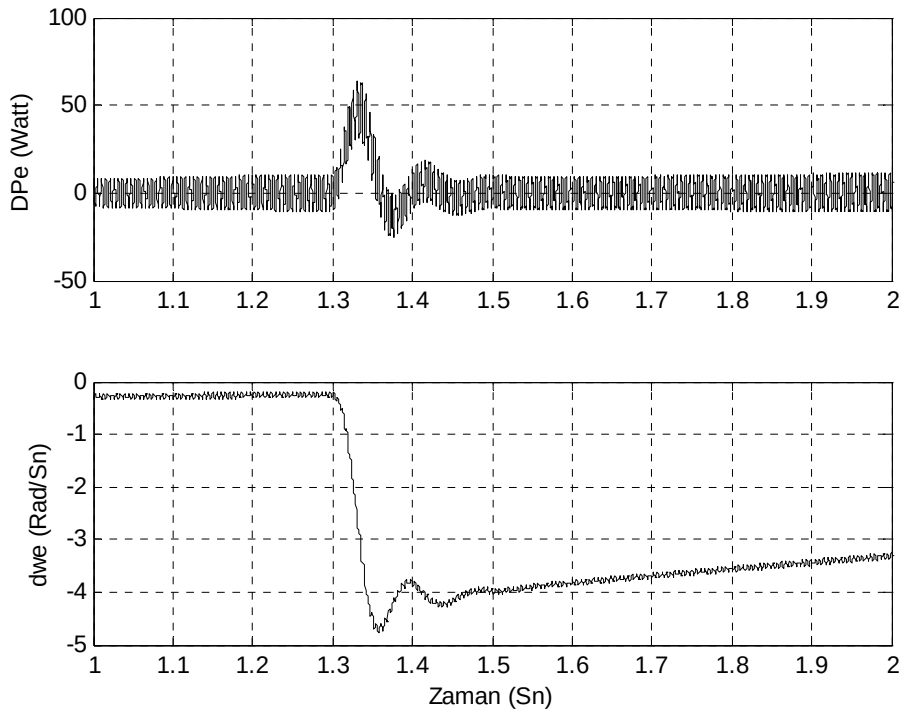
Şekil 6.21’de motor hızlanmaya başladığı durumda, 6.22 ve 6.23’de yüklendiği durumda BMD’in girişleri ve çıkışı gösterilmiştir.



Şekil 6.21 Başlangıç durumunda motordaki güç dalgalanması, güç dalgalanmasının değişimi ve BMD’nin tahmin ettiği dwe

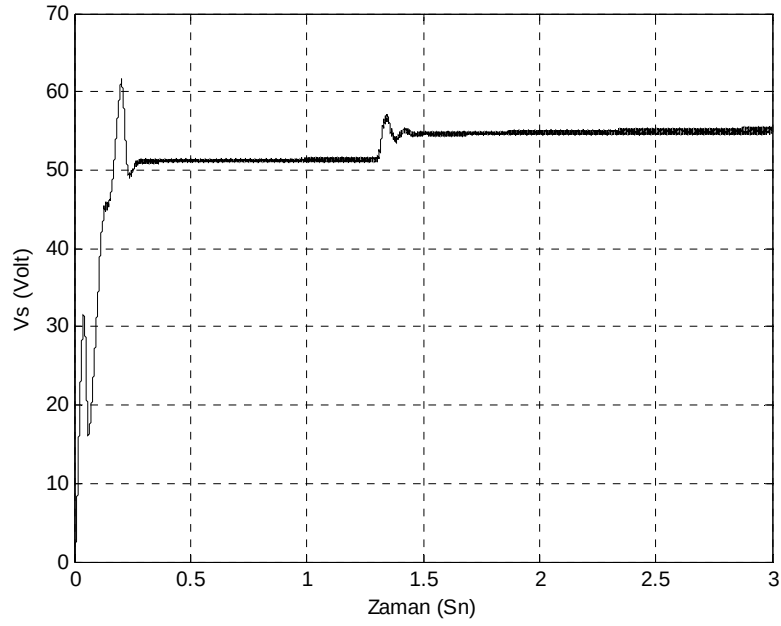


Şekil 6.22 Motorun yüklendiği durumda motordaki güç dalgalanması, güç dalgalanmasının değişimi ve BMD'nin tahmin ettiği dwe



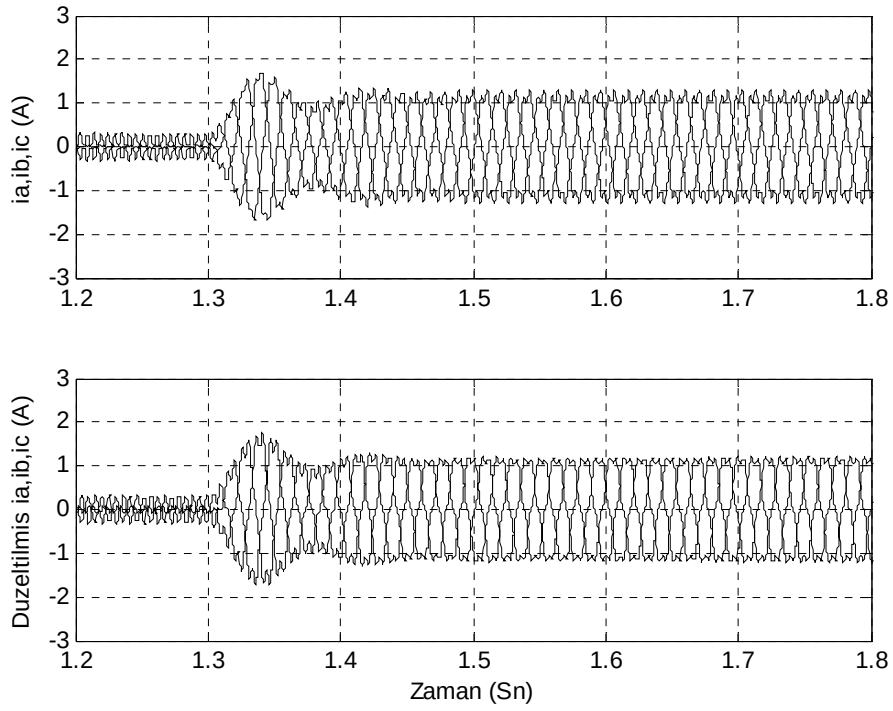
Şekil 6.23 Motorun yüklendiği durumda motordaki güç dalgalanması, güç dalgalanmasının değişimi ve BMD'nin tahmin ettiği dwe'nin yakın görünümü

Şekil 6.24’de motora uygulanan gerilim grafiği verilmiştir.



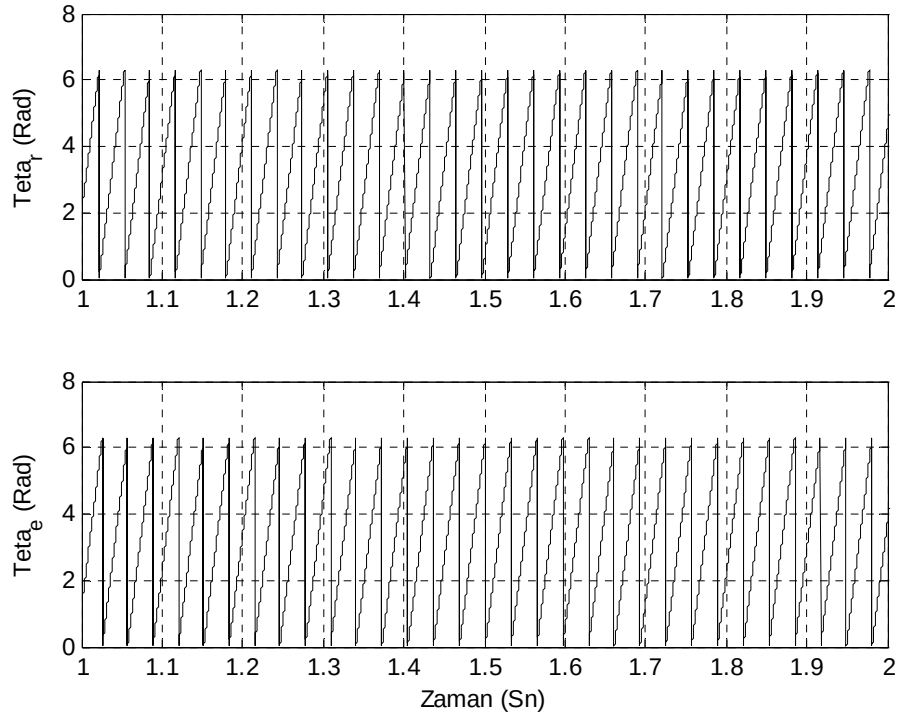
Şekil 6.24 Motora uygulana gerilim

Şekil 6.25’de motor faz akımları ve gücün hesaplanmasında kullanılan düzeltilmiş faz akımları verilmiştir.

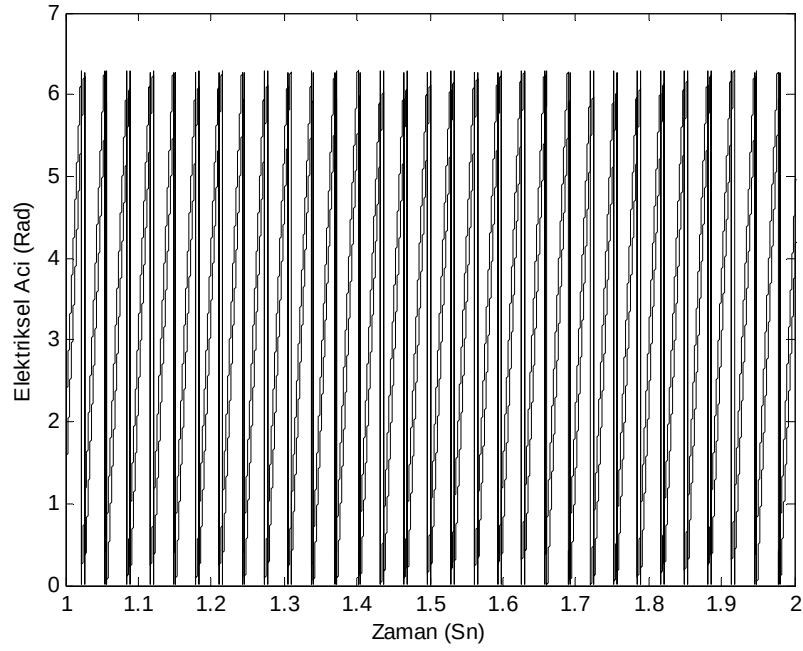


Şekil 6.25 Motorun yüklendiği durumda motorun çektiği akımlar ve düzeltilmiş akımlar

Şekil 6.26 ve 6.27’de yapılan benzetimde motora uygulanan gerilimin ve rotorun elektriksel açıları verilmiştir.

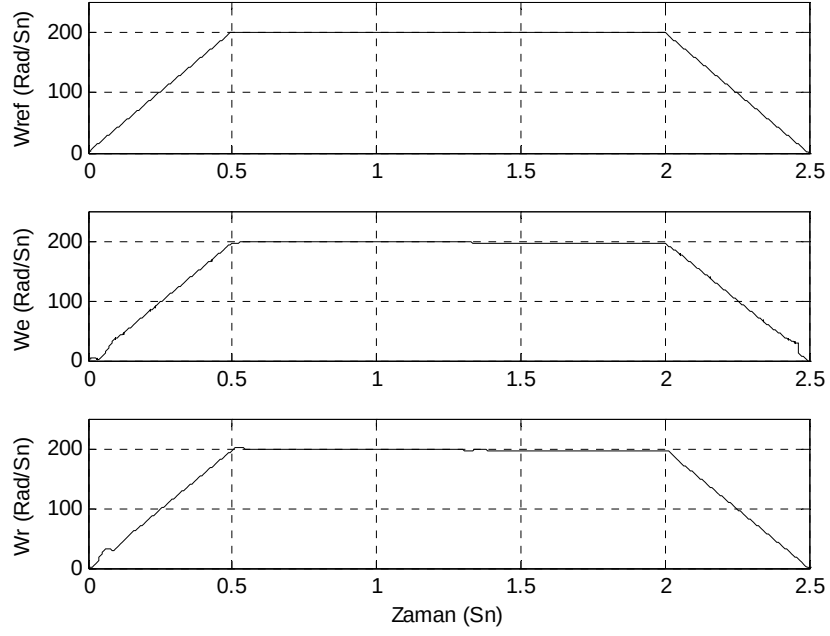


Şekil 6.26 Motorun yüklendiği durumda motor rotor açısı ve uygulanan gerilimin açısı



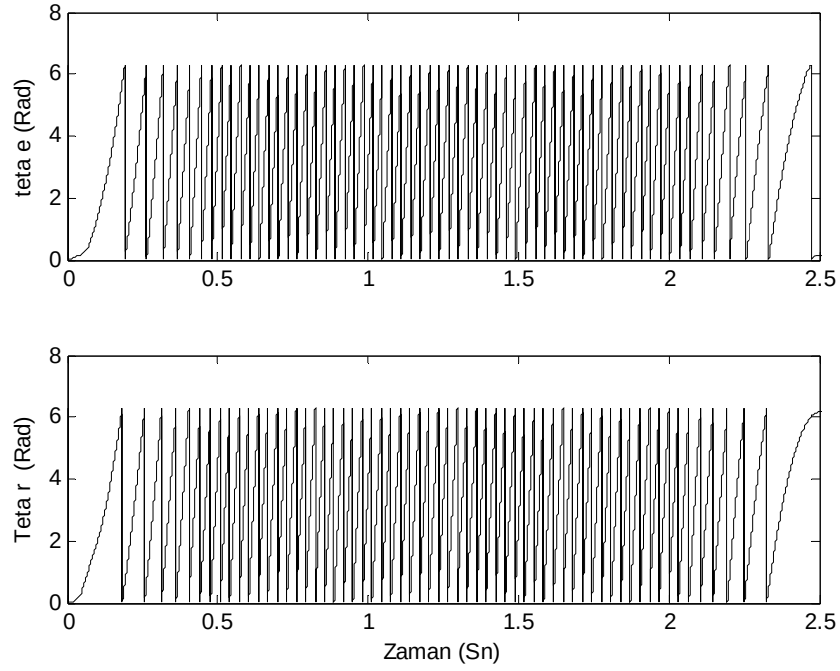
Şekil 6.27 Motorun yüklendiği durumda motor rotor açısı ve uygulanan gerilimin birlikte görünüşü

İkinci benzetimde, şekil 6.28’de verilen referans hız için yöntemin performansı gösterilmiştir. Bu benzetimde de 1.3 sn sonra motor 0.5Nm yükle yüklenmiştir.



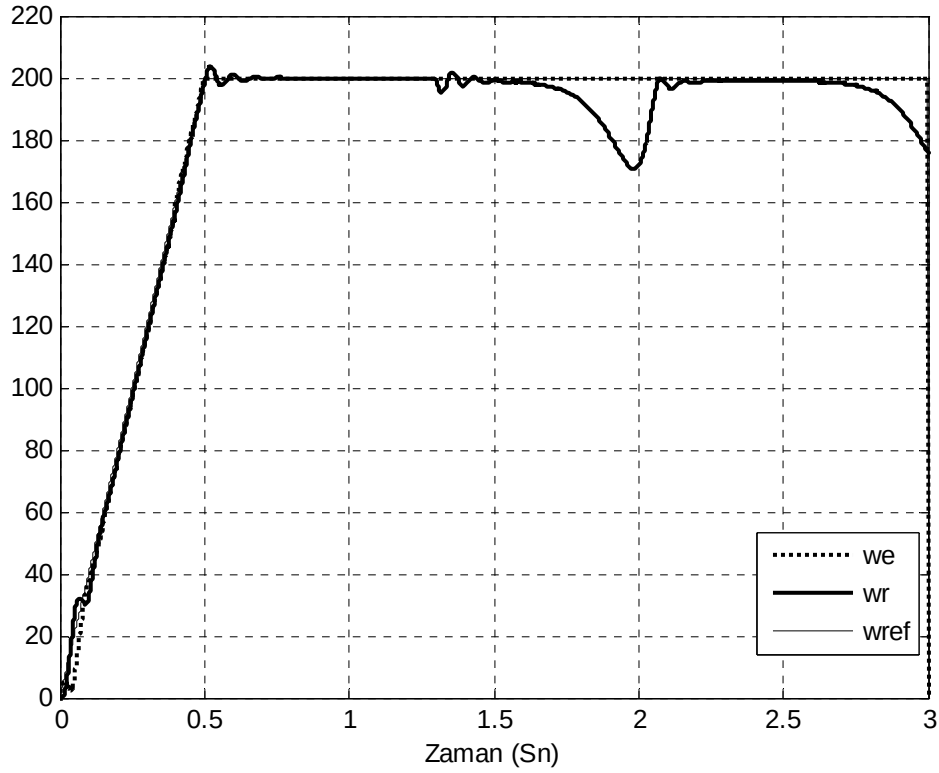
Şekil 6.28 İkinci benzetim için verilen w_{ref} , motora uygulanan w_e hızı ve motorun rotor hızı w_r

Şekil 6.29’da ikinci benzetim için gerilim ve rotor açıları verilmiştir.



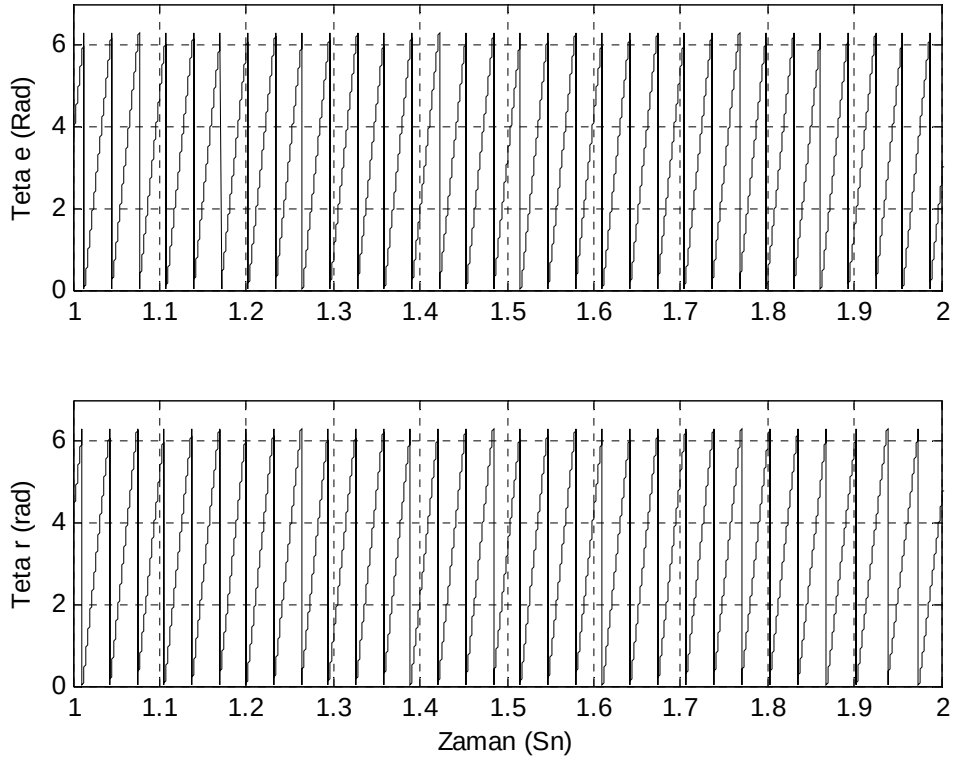
Şekil 6.29 İkinci benzetim için gerilim ve rotor açıları

Yapılan son benzetimde 0.4 sn sonra sistemden BMD çıkarılmış ve motorun hız uyarlaması olmadan v/f kontrolü uygulanmıştır. Şekil 6.30'da verilen referans hız için 0.4sn de hız uyarlamasız v/f kontrolünde motorun rotor hızı gösterilmiştir.



Şekil 6.30 Üçüncü benzetim için motorun gerçek hızı

Şekil 6.30'da görüldüğü gibi motorun gerçek hızında sapmalar meydana gelmiştir. Bu sapmalar motora uygulanan gerilimin frekansı ve rotor frekansında senkronizasyonun bozulmasından kaynaklanır. Bu senkronizasyon bozulması motorda güç dalgalanmalarına neden olur. Bu güç dalgalanmaları rotor hızında da açıkça görülmektedir. SMSM'nin mekanik parametrelerine göre ve motora uygulanan gerilimin frekansına göre bu güç dalgalanmalarının genlikleri değişir. Bazı referans hızlarda motor hiç başlamayabilir veya büyük hız dalgalanmalarıyla çalışabilir. Şekil 6.31'de üçüncü benzetim için motora uygulanan gerilimin açısı ve rotor açısı gösterilmiştir. Burada motora uygulanan gerilimin frekansı ile rotor frekansı arasında bir fark olması nedeniyle gerilimin ve rotorun açıları arasındaki fark olan yük açısı sürekli değişmektedir. Denklem (6.6)'da yük açısı ile güç arasındaki ilişki nedeniyle giriş gücünde istenmeyen dalgalanmalar oluşacaktır.

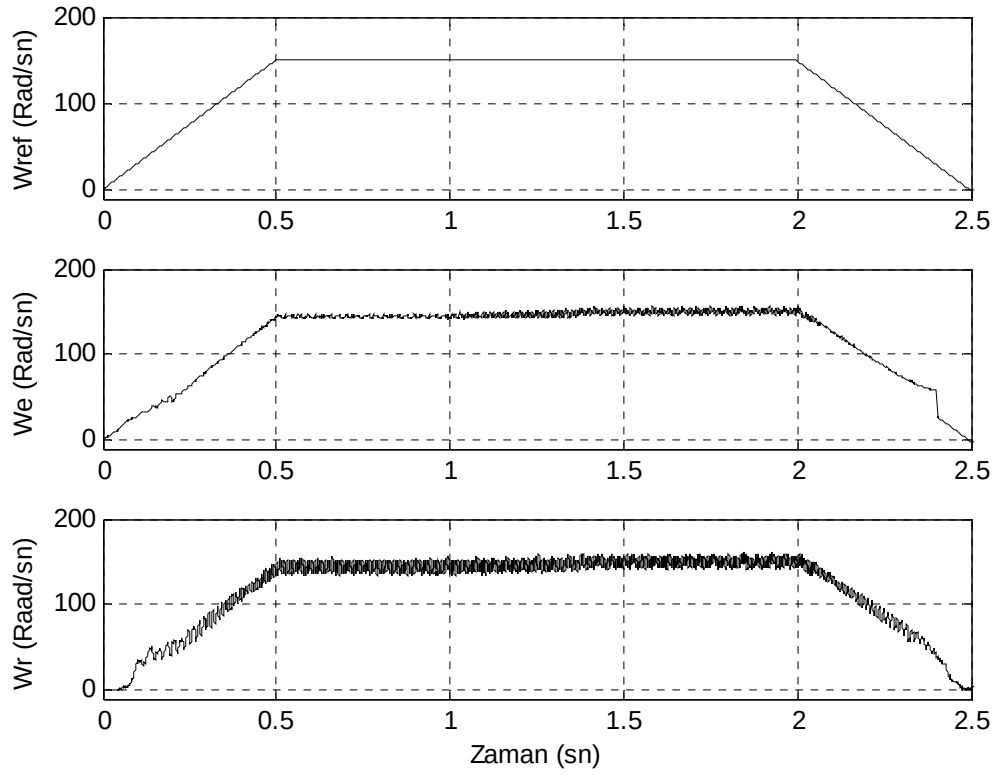


Şekil 6.31 Üçüncü benzetim için motora uygulanan gerilimin açısı ve rotor açısı

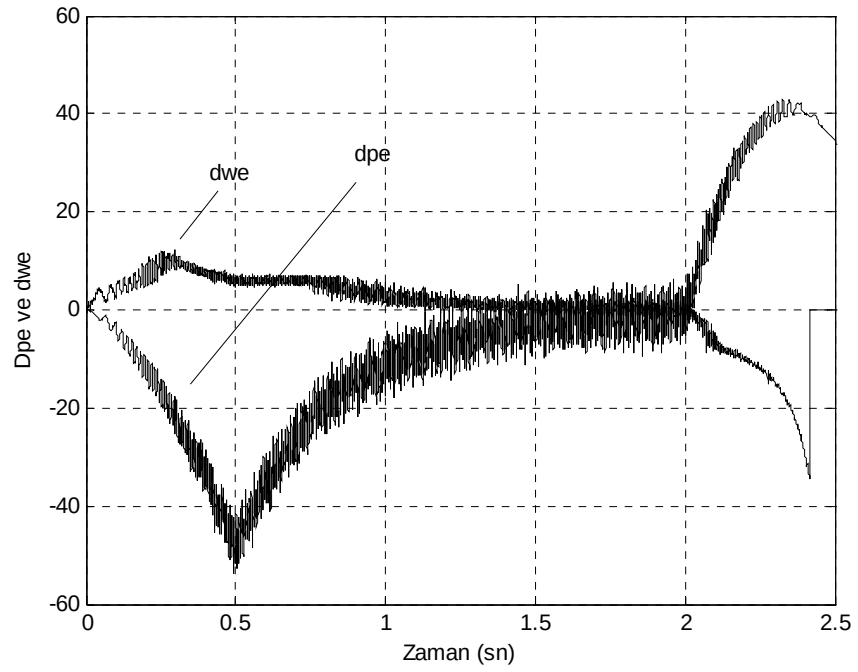
Üçüncü benzetim, önerilen yöntemin geçerliliğini açıkça göstermektedir.

6.9. Deneysel Sonuçlar

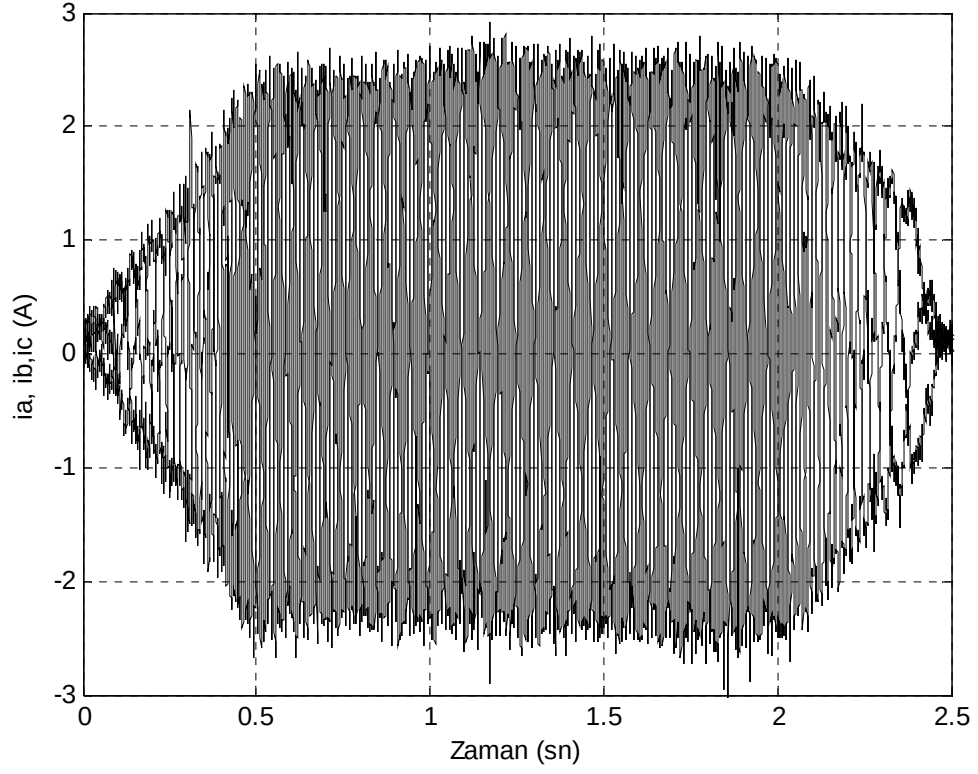
SMSM'nin v/f konum ve hız algılayıcısız kontrolü 7. bölümde daha detaylı incelenecek deney setinde gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.32'de verilen yamuk referans için SMSM'nin v/f konum ve hız algılayıcısız kontrolünde motora uygulanan gerilimin hızı ve rotorun gerçek hızının deneysel değişimi verilmiştir. w_e elektriksel hızı BMD'nin kararlı bir çalışma için bulmuş olduğu dw_e ile referans hızın toplamından elde edilmiştir. Motora uygulanan gerilimin hızı motorun gerçek hızının referans hızı takip etmesi için BMD tarafından sürekli değiştirilmektedir. Uygulanan gerilime göre motorun gerçek hızının referans hızı takip ettiği şekil 6.32'de görülmektedir.



Şekil 6.32 v/f kontrolde verilen referans hız, motora uygulanan gerilimin hızı ve rotorun gerçek hızı

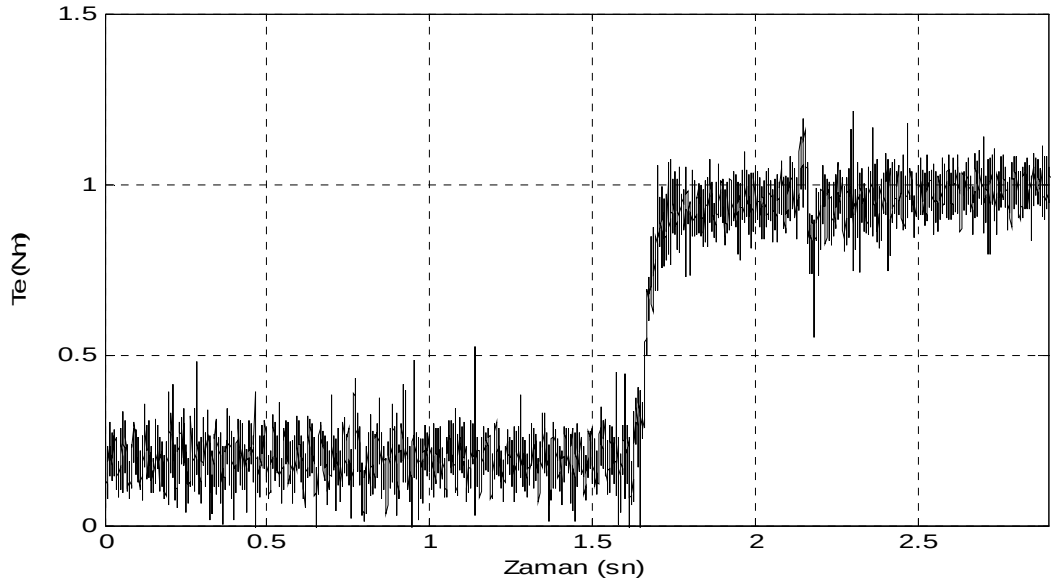


Şekil 6.33 v/f kontrolde motor güç değişimi ve motora uygulanan gerilim hızının değişimi



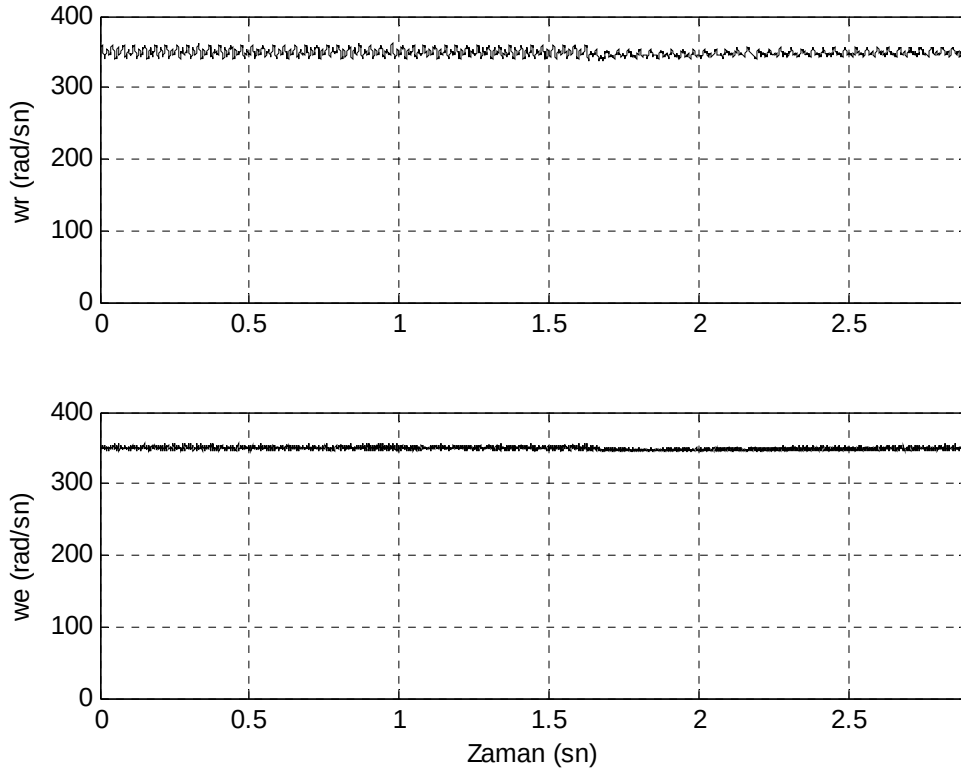
Şekil 6.35 v/f kontrolde motorun faz akımları

SMSM'nin v/f kontrolünde motor hızı 350 rad/sn iken aniden yüklendiği durum için deneysel çalışma yapılmıştır. Şekil 6.36'da motorun elektriksel momenti verilmiştir. SMSM'ye 1.6sn anında yaklaşık 0.7Nm yük uygulanmıştır.



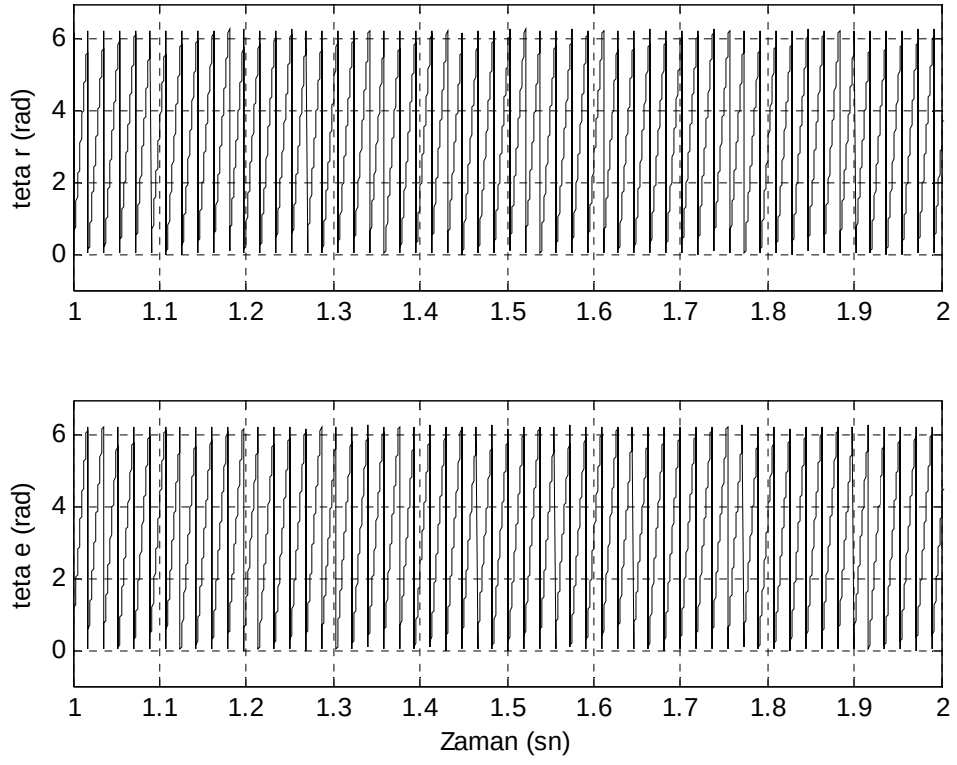
Şekil 6.36 v/f kontrolde motorun yüklendiği durum için elektriksel moment

Şekil 6.37’de SMSM’nin ani yüklenmesi durumunda rotor hızı ve uygulanan gerilimin hızı verilmiştir.

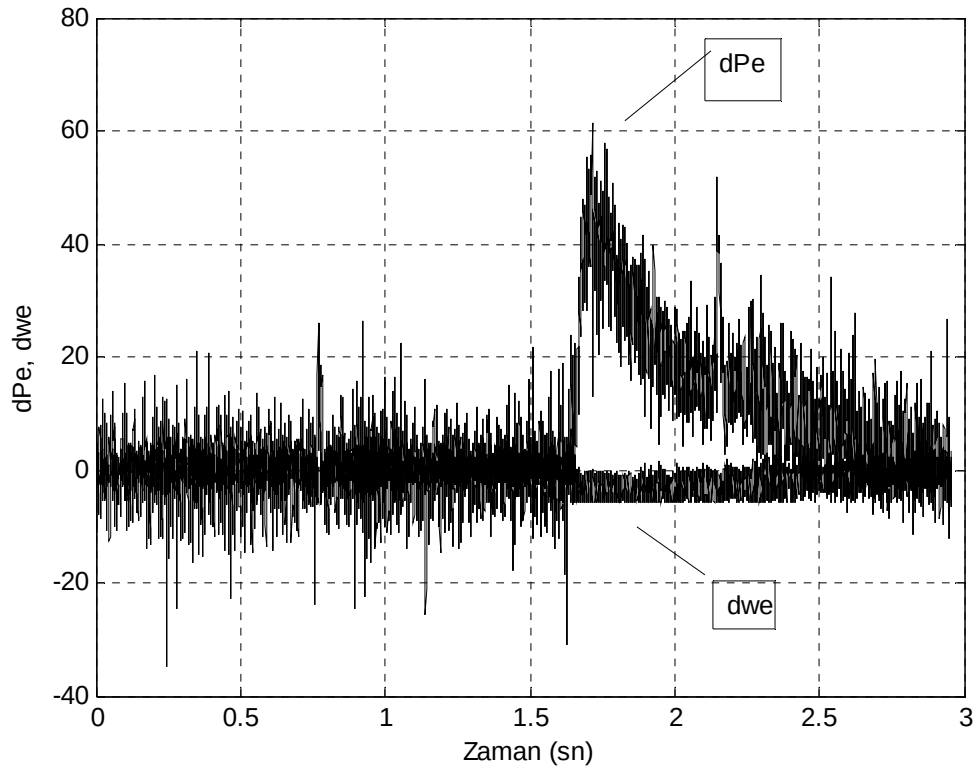


Şekil 6.37 v/f kontrolde motorun yüklendiği durum için w_r ve w_e

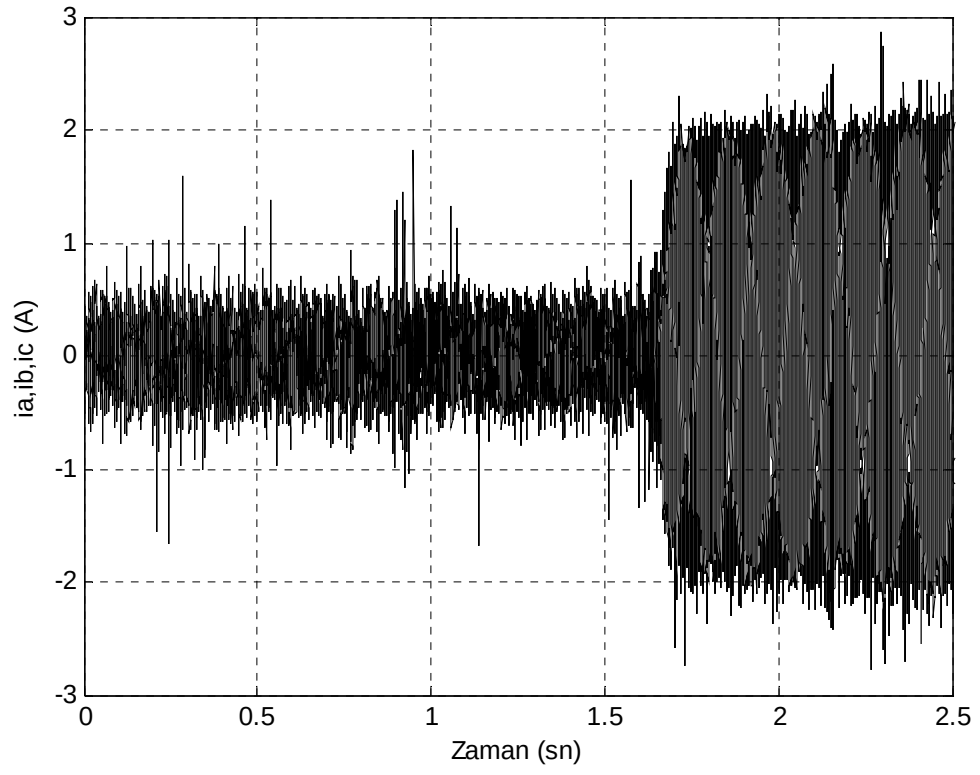
Şekil 6.38’de SMSM’nin yüklendiği durum için rotor konumu ve uygulanan gerilimin konumu verilmiştir. Motorun yüklendiği anda rotor konumları arasındaki fark artmaktadır. Ancak bu fark yapılan v/f konum ve hız algılayıcısız kontrol yöntemi ile kararsızlığı bozacak büyüklükte değildir. Şekil 6.39’da elektriksel gücün değişimi ve referans hıza eklenen hız değeri verilmiştir. Şekil 6.40’da motorun faz akımları verilmiştir. Motor yüklendiği anda, yük açısının artması sonucu, faz akımlarının da arttığı şekilden görülmektedir.



Şekil 6.38 v/f kontrolde motorun yüklendiği durum için θ_r ve θ_e konumları



Şekil 6.39 v/f kontrolde motorun yüklendiği durum için dP_e ve dw_e

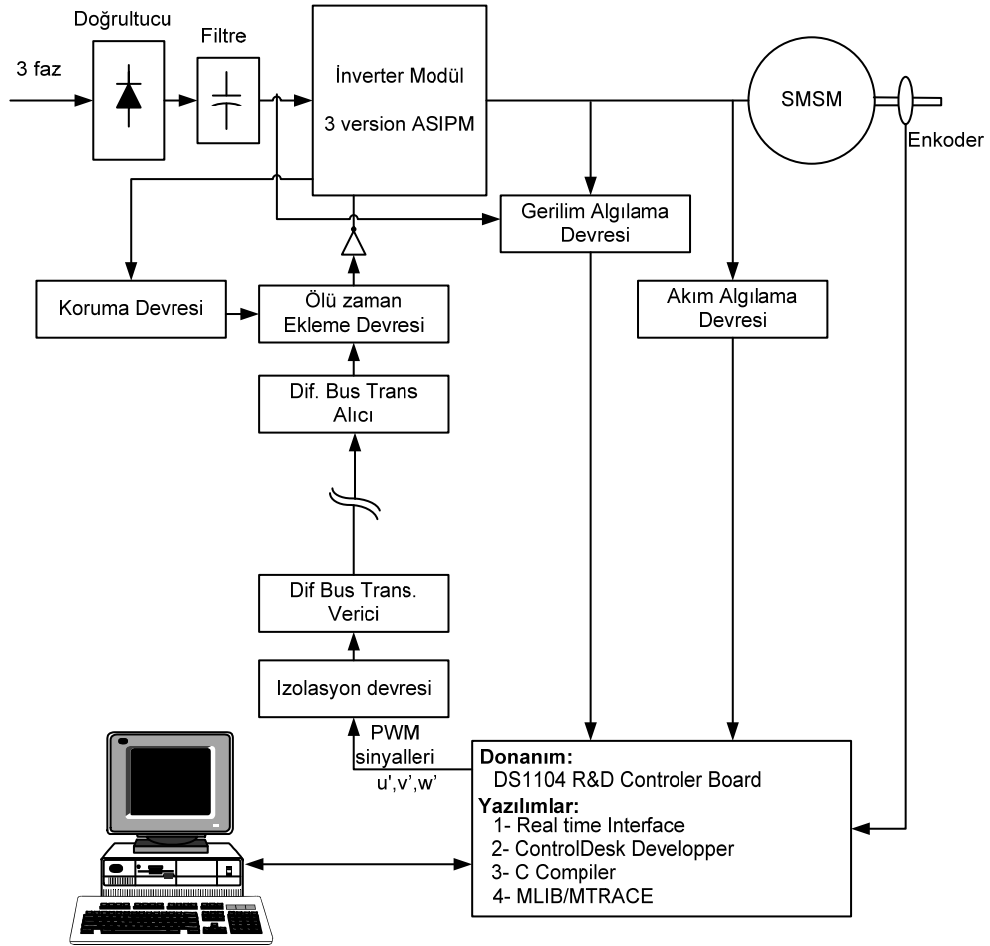


Şekil 6.40 v/f kontrolde motorun yüklendiği durum için faz akımları

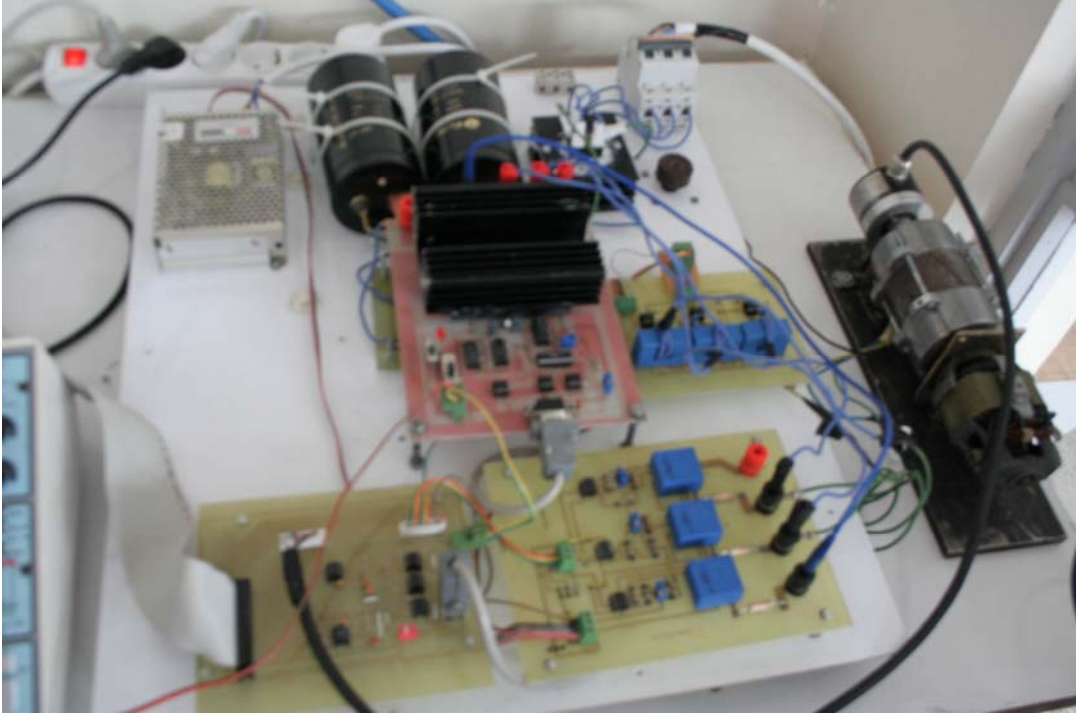
7. KONUM VE HIZ ALGILAYICISIZ KONTROL UYGULAMA SETİ

7.1. Giriş

SMSM'nin alan yönlendirmeli konum algılayıcılı ve algılayıcısız kontrolünün yapıldığı deney setinin blok diyagramı şekil 7.1'de fotoğrafı şekil 7.2'de verilmiştir. Uygulamada motoru sürmek için Mitsubishi firmasının üretmiş olduğu ASIPM modül kullanılmıştır. Dspace firmasının üretmiş olduğu DS1104 Ace Kit denetleyici olarak kullanılmıştır. Akım ve gerilim algılayıcılar için 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.



Şekil 7.1 SMSM'nin kontrolünde kullanılan deney setinin blok şeması



Şekil 7.2 SMSM'nin kontrolünde kullanılan deney setinin fotoğrafı

7.2. DS1104 Ace Kit

Motor kontrollerinin yapıldığı karmaşık benzetimlerin gerçek zamanda uygulamaları çok hızlı işlem yapan DSP (Digital Signal Proses) ile yapılmaktadır. Son yıllarda DSP'lerde meydana gelen gelişmelerle akıllı sistemler dediğimiz yapay sinir ağları, bulanık mantık, genetik algoritmaların gerçek zaman uygulamaları yapılabilmektedir. DSP'nin hızlı işlem yapma özelliği ile gerçek zaman uygulamalarında örnekleme zamanı kısalmıştır. Şekil 7.3'de DS1104 Ace Kit'in fotoğrafı verilmiştir. 1104 PowerPC603e (250MHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki işlemci bulunmaktadır. Ana işlemci için 4 adet 16 bit ,4 adet 12 bit olmak üzere 8 adet analog dijital dönüştürücü, 16 bit 8 kanal dijital analog dönüştürücü vardır. İki adet artımsal konum ve hız algılayıcı girişi bulunmaktadır. Motor kontrol yüksek frekans uygulamalarında yardımcı işlemci tarafından üretilen 3 fazlı PWM birimi kullanılmaktadır. Ek-3'de DS1104 Ace Kit'in iç mimarisi ve blok kütüphaneleri verilmiştir.

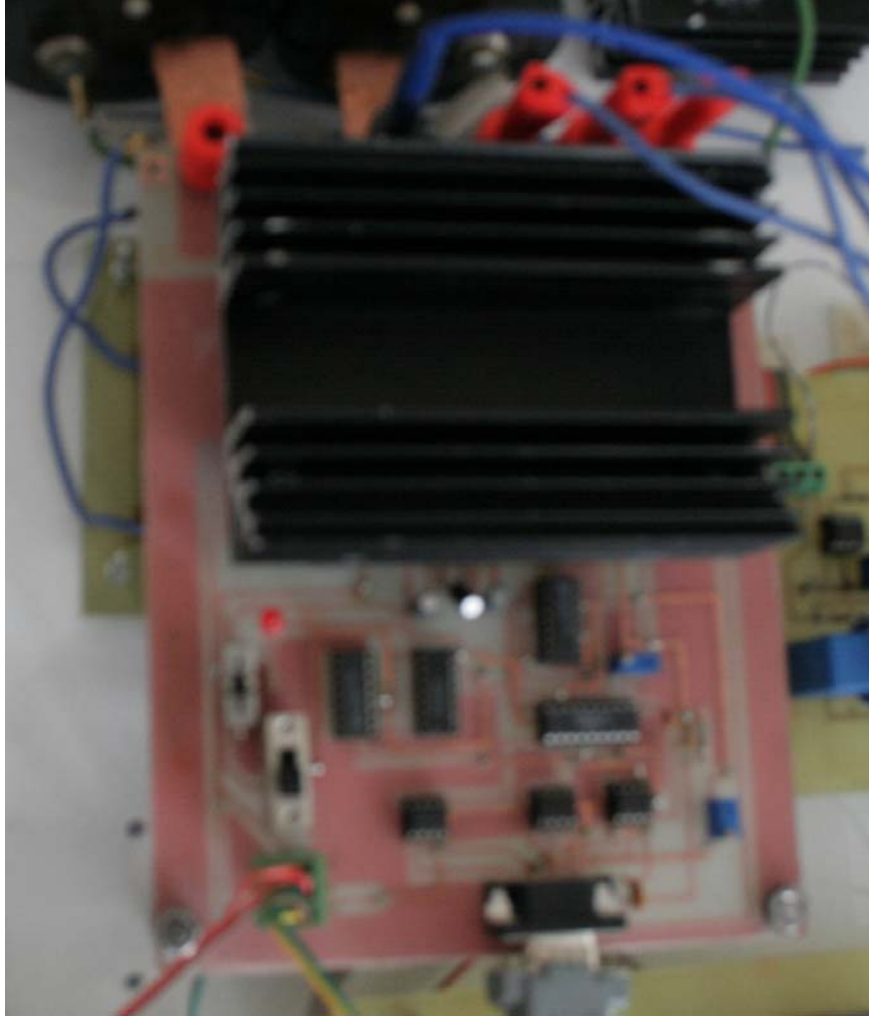


Şekil 7.3 DS1104 Ace Kitin fotoğrafı

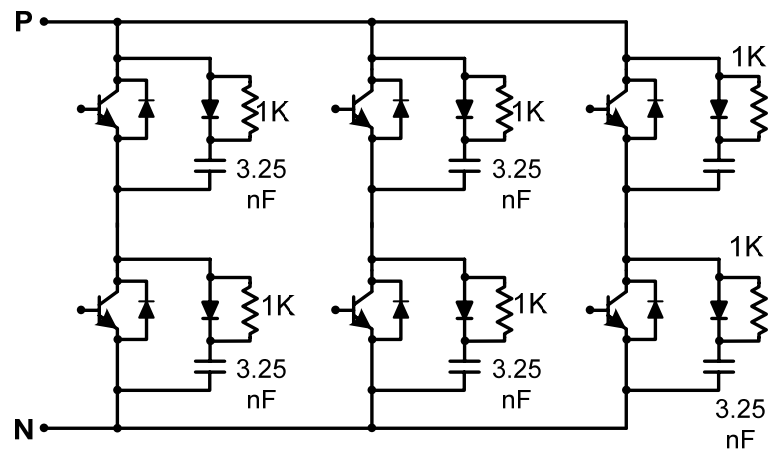
7.3. İnverter Modülü

Uygulamada inverter olarak 1200V 25A 3 version ASIPM kullanılmıştır. İnverter modül olarak kullanılan PS12038 modülü hakkında Ek-4’de detaylı bilgi verilmiştir. ASIPM modülün içinde 6 adet IGBT, bu IGBT’ler için sürme devreleri ve koruma devreleri bulunmaktadır. Bazı tiplerinde 3 faz doğrultma devreleri de yer alır. ASIPM modülün kısa devre ve aşırı akım, düşük gerilim, pwm sinyallerindeki gürültü ve anormalliklere karşı koruma sinyali mevcuttur. Bunun yanı sıra DC link akımını algılama ve modül sıcaklık algılama fonksiyonu bulunmaktadır. İnverter modülü için 15V, 5V’luk gerilim kaynağına ihtiyaç vardır. IGBT’lerin sürülmesinde Bootspray Supply Reservoir olarak isimlendirilen elektrolitik kondansatörler kullanılır. Bu kondansatörlerin kapasitelerinin belirlenmesinde, çalışma frekansı çok önemlidir. Bu inverter modülünde alışılmışın dışında düşük seviyeli sinyalde anahtarlar iletime girip, yüksek seviyeli sinyalde kesime girmektedir. Bu nedenle girişlerde gelen sinyalin tersi alınmalıdır. İnverter modülünün bulunduğu kartın fotoğrafı şekil 7.4’de verilmiştir.

IGBT’lerin iletim ve kesime gittiği anda oluşan akım ve gerilim peaklerinin sınırlandırılması için snubber devreleri kullanılır. Kullanılan snubber devresinin konfigürasyonu şekil 7.5’de, fotoğrafı şekil 7.6’da verilmiştir.



Şekil 7.4 İnverter modülünün bulunduğu kart



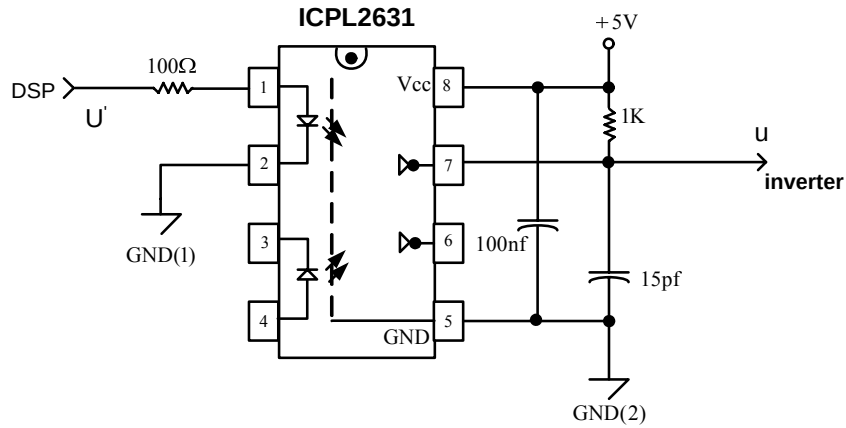
Şekil 7.5 Snubber devre konfigürasyonu



Şekil 7.6 Snubber devresi fotoğrafı

7.4. İzolasyon Devresi

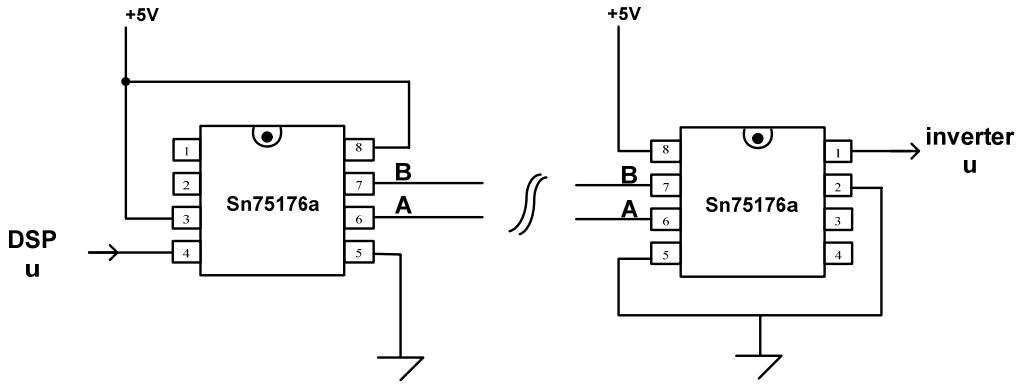
DSP ile güç devresinin izole edilmesi gerekir. Bu amaçla optocoupler devresi kullanılır. DSP'den gelen her PWM sinyali şekil 7.7'de verilen optocoupler devresi ile güç devresine bağlanmıştır. Optocoupler devresinin çıkışında gelen sinyalin tersi elde edilir. Bu nedenle bir değil entegresi kullanmak gerekir veya girişte sinyalin tersi verilip çıkışta kendisi elde edilir. Bu uygulamada 1104 board üzerinde bulunan yardımcı işlemci tarafından üretilen 3 faz PWM birimi kullanılmıştır. Bu PWM biriminin çıkışından inverterin alt ve üst anahtarlarının konumunu kontrol eden 6 sinyal alınabilir. Bu altı sinyalden alt anahtarları kontrol eden sinyaller izolasyon devresine girilerek, izolasyon devresinin çıkışından inverterin üst anahtarları kontrol eden sinyaller elde edilir. Tezde kullanılan ICPL2631 entegresinin teknik özellikleri Ek-5'de verilmiştir.



Şekil 7.7 Optocoupler devresi

7.5 Güvenli Veri İletim Devresi

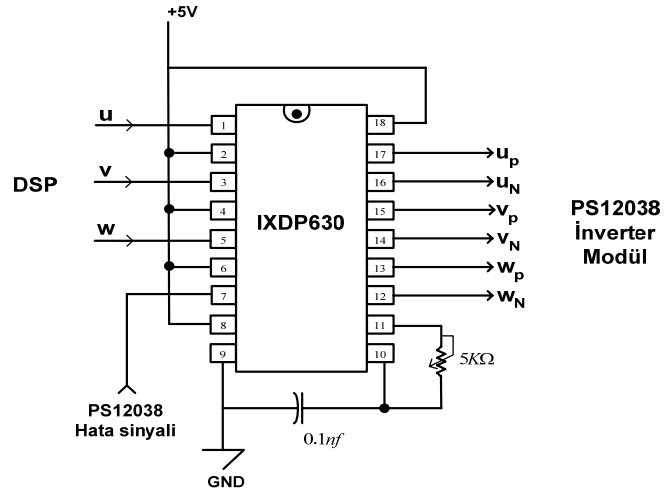
Kullanılan inverter modülü, DSP'den gelen pwm sinyallerini taşıyan iletkenlerin çok kısa olmasını gerektirmektedir. Bu nedenle veri transfer devresi kullanılmıştır. Bu devrede Sn75176a entegresi kullanılmıştır. Bu entegre gönderici ve alıcı olarak iki şekilde kullanılır. Gönderici devre, sinyalin kendisini ve tersini birlikte alıcı devreye gönderir. Alıcı devre gelen iki sinyalin farkına göre verinin 1 veya 0 olduğuna karar vererek çıkışa o bilgiyi iletir. Böylece uzun mesafelerde güvenli bir veri transferi yapılır. Şekil 7.8'de Sn75176a verici ve alıcı bağlantısı verilmiştir. Sn75176a Differential Bus Transceiver entegresinin teknik özellikleri Ek-6'da verilmiştir.



Şekil 7.8 Sn75176a verici ve alıcı bağlantısı

7.6. Ölü Zaman Ekleme Devresi

DSP'den gelen bir PWM sinyali ile aynı inverter bacağına bağlı iletimde olan anahtarın kesime, kesimde olan anahtarın ilettime geçmesi gerekir. Ancak anahtarın ilettime veya kesime gitmesi çok kısa da olsa bir zaman gerektirdiği için bu pratikte mümkün değildir. Pratikte iletimde olan anahtarın kesime gitme süresi, kesimde olan anahtarın ilettime gitme süresinden daha büyüktür. Bu durum anahtarların her ikisinin de kısa bir süre için iletimde olduğunu ve bu süre boyunca P N arasında bir kısa devrenin olduğunu gösterir. Bu nedenle iletimde olan anahtarın tamamen kesime gitmesi ve daha sonra kesimde olan anahtarın ilettime alınması için bir süre beklemek gerekir. Bu süreye ölü zaman denir. Teknik özellikleri Ek-7'de verilen IXDP630PI ölü zaman entegresi ile gelen pwm sinyalinin kendisi ile tersi arasında bir gecikme sağlanır. Bu gecikme PS12038 modülünün katalogunda ölü zamanı maksimum $4\mu s$ olduğu belirtilmiştir. Bu gecikme, ölü zaman devresinin verildiği şekil 7.9'da bulunan bir ayarlı direnç ile ayarlanmıştır.

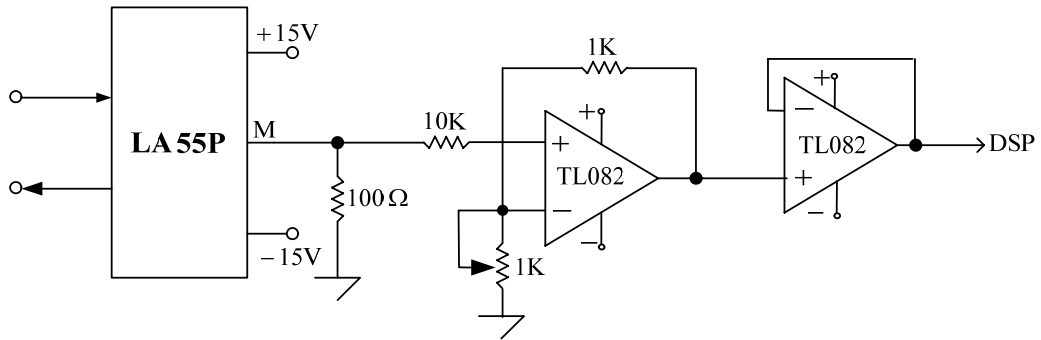


Şekil 7.9 Ölü zaman ekleme devresi

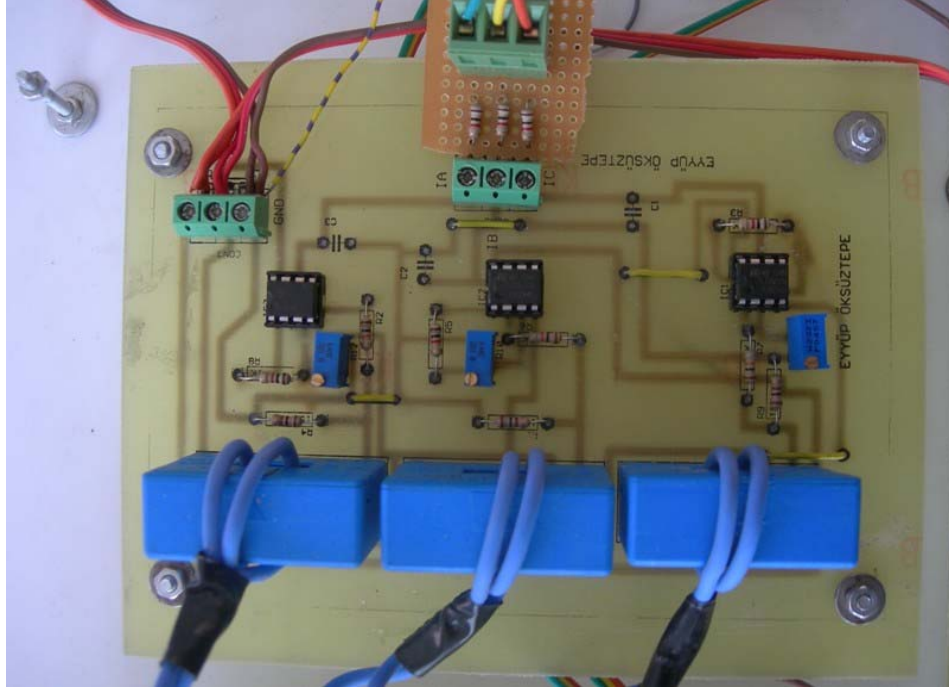
Uygulama setinde PS12038 inverter modülü, ölü zaman ekleme devresi, alıcı diferential bus transceiver devresi ve koruma devresi şekil 7.4’de verilen fotoğrafta görüldüğü gibi bir kart üzerine yerleştirilmiştir.

7.7. Akım ve Gerilim Algılayıcıları

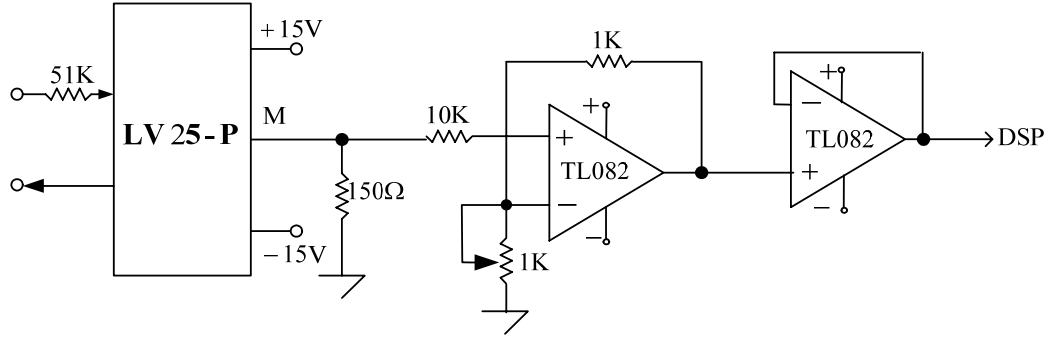
Motor kontrol uygulamalarında, kontrolde kullanılan motor akımları ve gerilimleri akım gerilim algılayıcıları tarafından ölçülür. Akım ve gerilim algılayıcılarından alınan analog değerler denetleyici kartın analog dijital çevirme modülü (ADC) kullanılarak denetleyici karta aktarılabilir. Akım ve gerilim algılayıcıları olarak sırasıyla 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. Deney setinde kullanılan bu algılayıcılara ilişkin devre şemaları Şekil 7.10 ve Şekil 7.12 ‘de, fotoğrafları Şekil 7.11 ve Şekil 7.13’de verilmiştir.



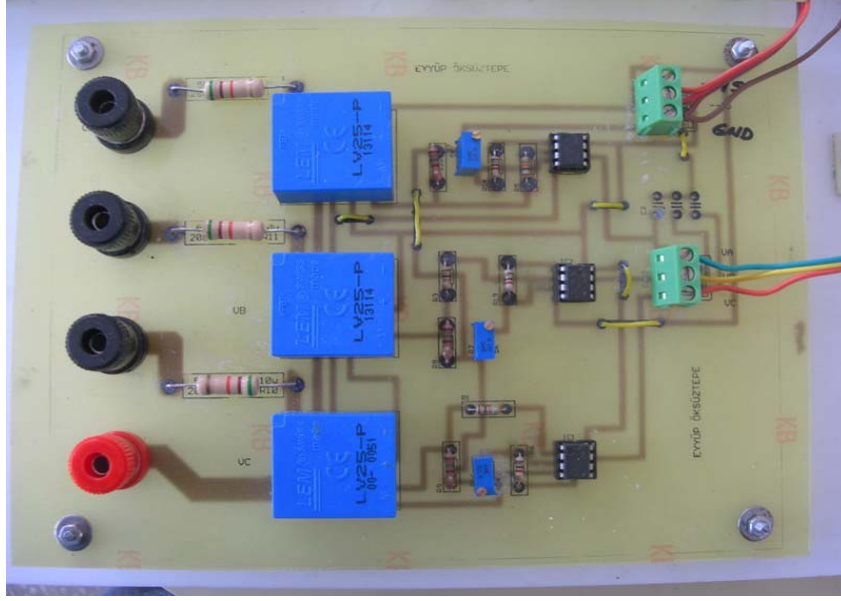
Şekil 7.10 Akım algılayıcı devre şeması



Şekil 7.11 Akım algılayıcı devrenin fotoğrafı



Şekil 7.12 Gerilim algılayıcı devre şeması

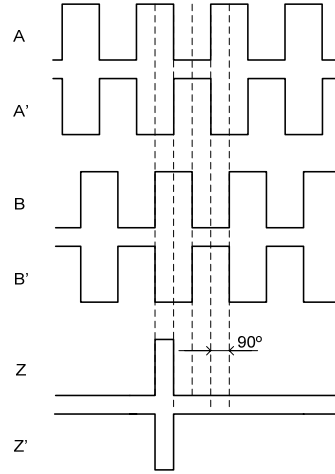


Şekil 7.13 Gerilim algılayıcı devre fotoğrafı

7.8. Artımsal Konum ve Hız Algılayıcısı

Artımsal konum ve hız algılayıcısı, rotor hızı ile konumunu ölçmek amacıyla kullanılır. SMSM’da indüksiyon motorların aksine, motorun çalışması için rotor konumunun bilinmesi gerekir. Bu nedenle rotorun ilk konumu önemli olduğundan mutlak konum ve hız algılayıcısı kullanılması gerekir. Ancak bu tezde rotor konum ve hız algılayıcısız çalışıldığı için, sadece tahminin doğruluğunu göstermek için artımsal konum ve hız algılayıcısı kullanılmıştır. Başlangıçta rotor sıfır konumuna getirilip, konum ve hız algılayıcısı resetlenir.

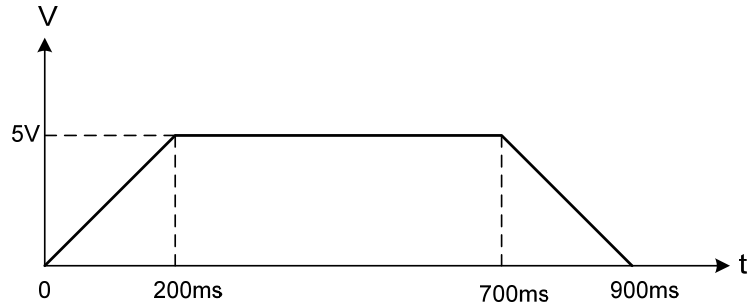
Şekil 7.14’de görüldüğü gibi artımsal konum ve hız algılayıcısı döndüğü zaman, aralarında 90 derece açı farkı olan iki sinyal üretilir. Ayrıca indeks denilen üçüncü bir sinyal bir turun tamamlandığı anda üretilir. Bu sinyallerin tersleri de gürültü duyarlılığını artırmak için oluşturulmaktadır. A ve B sinyallerinin bir birini düzenli takip ettiği zaman z sinyali oluşturularak konum ve hız algılayıcısında bir turun tamamlandığı belirlenir. A ve B sinyallerinin önce veya sonra gelmesine göre dönüş yönü belirlenir. Bu tezde kullanılan konum ve hız algılayıcısı bir turda 1024 darbe üretmektedir. DSP kartında konum ve hız algılayıcısı girişlerine konum ve hız algılayıcısı sinyal uçları bağlanarak, konum ve hız bilgisi ölçülmüştür.



Şekil 7.14 Artımsal konum ve hız algılayıcısının çalışma prensibi

7.9. SMSM'nin Rotor Konumunu Sıfır Konumuna Getirme

SMSM'nin ilk rotor konumu motorun başlatılması için çok önemlidir. Mutlak konum ve hız algılayıcısı ile rotor konumu belirlenebilir. Ancak artımsal konum ve hız algılayıcısı kullanıldığı zaman veya konum algılayıcısız çalışmada rotor sıfır konumuna getirilip sürücü daha sonra bilinen bir konumla başlatılır. Rotor konumunu sıfır yapmak için şekil 7.15'de verilen gerilim motora uygulanır. Böylece rotorun konumu sıfır yapılarak 100 ms sonra sürücü çalıştırılır.



Şekil 7.15 Rotor konumunu sıfıra getirmek için kullanılan gerilim dalga şekli

7.10. İnverter Nonlineerliğinin Kompanzasyonu

PWM Gerilim Kaynaklı inverterlerde üç nonlineerlik vardır[82]. Bunlar;

- 1) DA link voltaj dalgalanmaları
- 2) Ölü zaman
- 3) Güç anahtarları ve diyotlardaki gerilim düşümleridir.

DA besleme gerilim dalgalanmalarının etkileri, DA besleme geriliminin bir gerilim algılayıcı kullanılarak anlık ölçülmesi ve PWM zaman hesaplamalarında ölçülen bu değerin kullanılması ile giderilir.

Ölü zaman nedeniyle hesaplanan gerilimle motora uygulanan gerilim arasında bir fark oluşur. Bu gerilim farkı denklem (7.1)'de verilmiştir.

$$\Delta V = \frac{t_{\delta}}{T} V_{dc} \quad (7.1)$$

Burada ΔV ölü zamandan kaynaklanan gerilim farkı, t_{δ} ölü zaman, T örnekleme zamanıdır. Sürücüde ölü zaman dikkate alınır bir faz gerilimi denklem (7.2)'de yazılabilir.

$$V_a = V_a^* + \text{sign}(i_a) \frac{t_{\delta}}{T} V_{dc} \quad (7.2)$$

Burada V_a^* hesaplama sonucu motor bir faz gerilim değeridir. V_a düzeltilmiş a faz gerilimi, görev periyoduna denklem (7.3)'de yansıtılmıştır.

$$D_a = D_a^* + \text{sign}(i_a) \frac{t_{\delta}}{T} \quad (7.3)$$

Bu denklemde D_a DSP'nin yardımcı işlemcisine PWM üretmek için verilen düzeltilmiş görev periyodu, D_a^* ölü zaman dikkate almadan hesaplanan a fazına ait görev periyodudur.

Anahtar ve diyottaki gerilim düşümü görev periyotlarında denklem (7.4)'de ifade edilmiştir.

$$\begin{aligned} D_a &= D_a^* - \frac{V_T + (V_D - V_T) D_a^*}{V_{dc}} \quad \text{için } i_a < 0 \\ D_a &= D_a^* + \frac{V_D + (V_T - V_D) D_a^*}{V_{dc}} \quad \text{için } i_a > 0 \end{aligned} \quad (7.4)$$

8. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında önce SMSM'nin SEY ile manyetik incelemesi yapılmış daha sonra konum ve hız algılayıcılı ve algılayıcısız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmaların sonunda çıkan sonuçlar aşağıda verilmiştir:

- Kontrolde kullanılan SMSM'nin doğru modellenmesi, gerek benzetim çalışmalarında gerekse gerçek zamanlı çalışmalarda son derece önemlidir. SEY ile yapılan manyetik inceleme sonucu elde edilen motor modelinde motorun fiziksel boyutları ve motor imalatında kullanılan materyallerin özellikleri matematiksel modele yansıtıldığı için, daha doğru bir SMSM modeli elde edilmiştir. SMSM'nin boyutları ve imalatıta kullanılan materyallerin manyetik özelliklerinin motor modelinin doğruluğu açısından çok önemli olduğu görülmüştür. SMSM'nin hız kontrolünde, d ve q akıların tahmin edilmesi, d ve q akımlarının birbirinden bağımsız olarak kontrolünün gerçekleştirilmesi için gereklidir. Bu çalışmada daha doğru bir akı tahmini SEY ile elde edilen model kullanılarak gerçekleştirilmiş ve kontrolde kullanılmıştır. Daha doğru bir akının tahmin edilmesi ile daha düzgün bir moment elde edilmiştir. Benzetimde daha doğru bir modelleme ile gerçeğe daha yakın sonuçlar almak mümkündür. Gerçek zamanlı çalışmalarda, gelişen işlemci teknolojisi ile SEY ile elde edilen detaylı matematiksel model, kontrolde kullanılmıştır.
- SMSM'nin rotor alanı ile stator alanı arasındaki senkronizasyon, konum ve hız algılayıcısı ile sağlanır. Bu algılayıcının ve herhangi bir konum algılayıcısız kontrol yönteminin kullanılmaması durumunda, rotor alanı ile stator alanı arasındaki senkronizasyon sağlanamaz ve bu durum motorda büyük moment dalgalanmalarına dolayısıyla kararsız bir çalışmaya neden olur. Bunun için bir konum ve hız algılayıcısının kullanılması veya konum ve hız algılayıcısız kontrol algoritmalarından en az birinin kullanılması gereklidir. Konum ve hız algılayıcılarının kullanılması durumunda boyut, fiyat ve gürültü yönünden sakıncalar ortaya çıkmaktadır ve bu sakıncaların giderilmesi oldukça önemlidir. Bahsedilen sakıncalar konum ve hız algılayıcısız bir kontrolle giderilmiştir.
- SMSM'nin konum ve hız algılayıcısız çalışması durumunda, motor model tabanlı yöntemlerde SEY ile elde edilen modelin kullanılması daha doğru konum ve hız tahmini yapmaya imkân verir. Motor model tabanlı zıt emk belirleme yönteminde ideal bir motor modeli kullanılarak konumun tahmin edilmesi, konumda hatalara yol açmaktadır. Bu tez çalışmasında SEY ile elde edilen motor modeli kullanılarak

mıknatısların faz sargılarında indüklediği zıt emk'nın birinci harmoniği kullanılarak daha doğru bir konum tahmini yapılmıştır.

- SMSM'nin v/f kontrolünde motorun mekanik parametreleri nedeniyle, geniş hız oranlarında, rotor alanı ile stator alanı arasındaki senkronizasyon sağlanamaz. Bu nedenle kararlı bir çalışma için, konum ve hız algılayıcısı kullanılır. Bu algılayıcıların sistemden çıkarılması için kararlı çalışmayı sağlayacak bir kontrol algoritması kullanılmalıdır. Bu tezde SMSM'nin v/f kontrolünde kararlı çalışmayı sağlamak için BMD kullanılmıştır. Bu yöntemle SMSM'nin konum ve hız algılayıcısız kontrolü başarıyla gerçekleştirilmiştir.

Gelecek çalışmalarda SMSM'nin üç boyutlu SEY ile analizi yapılarak modellenmesi, daha doğru bir modelleme sağlayacaktır. Ayrıca motorun akıma ve ısıya bağlı endüktans değişimleri modele yansıtılabilir. Böylece daha gerçekçi bir motor modeli elde edilebilir ve yapılan benzetim ve deneysel çalışmalarda daha iyi sonuçlar elde edilebilir.

KAYNAKLAR

1. Lin, M., Cheng, M., Zhou, E., 2003, Design and performance analysis of new 12/8-pole doubly salient permanent-magnet motor, Sixth International Conference on Electrical Machines and systems, ICEMS 2003, 1, 9-11 Nov.2003, 21 – 25.
2. Duru, H.T., Camur, S., Arifoğlu, B. and Beşer, E., 2003, Design and analysis of permanent magnet assisted synchronous reluctance motor, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMD Capos, 03.,No:1, 1-4 , 346 – 352.
3. Chin, Y.K. and Soulard, J., 2003, A permanent magnet synchronous motor for traction applications of electric vehicles, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMD Capos, No: 2, 1-4, 1035 – 1041.
4. Slemon, G.R., 1994, On the design of high-performance surface mounted PM motors, IEEE Transactions on Industry Applications, No: 30, 1, 134 – 140.
5. Chang, H.S. and Baek S.H., 2001, Finite element analysis of an anisotropic ferrite bonded magnet for BLDC Motor Design, ICEMS 2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems, No:2, 1170 – 1173.
6. Alhamadi M.A. and Demerdash, N.A., 1994, Modeling and experimental verification of the performance of a skew mounted permanent magnet brushless dc motor drive with parameters computed from 3D-FE magnetic field solutions, IEEE Transaction on Energy Conversion, No:9, 1, 26 – 35.
7. Binns, K.J., Lisboa, P.J. and Al-din M.S.N., 1991, The use of canned rotors in high speed permanent magnet machines, Fifth International Conference on Electrical Machines and Drives, (Conf. Pub.No:341), 11-13, 21 – 25.
8. Chan, T.F., Lie-TongYan, Lai, L.L., 2001, Performance of a three-phase A.C. generator with inset NdFeB permanent-magnet rotor, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2001., 652 – 657.
9. Silvester, P. and Chari, M.V.K., 1970, Finite Element Solution of Saturable Magnetic Field Problems, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, No: PAS-89, 7, 1642 – 1651.
10. Chari, M.V.K. and Silvester, P., 1971, Analysis of Turboalternator Magnetic Fields by Finite Elements, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, No: PAS-90, 2, 454-464.
11. Belmans, R., Verdijck, D. and Geysen, W., 1989, Computer-aided engineering in electrical machines, August, 128-132.
12. Chan, C.C. and Chau, K.T., 1990, Computer graphics aided design for anadvanced electrical motor, Computer-aided Engineering Journal, June, 72-74.
13. Slemon, G.R., 1990, An equivalent circuit approach to analysis of synchronous machines with saliency and saturation, No:5, 3, 538-545.

14. Hemati, N. and Leu, M.C., 1992, A complete model characterization of brushless dc motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, No:28, 1, 172-180.
15. Fardoun, A.A., Fuchs, E.F. and Huang, H., 1994, Modeling and simulation of an electronically commutated permanent-magnet machine drive system using spice, *IEEE Transactions on Industry Applications*, No:30, 4, 927-937.
16. Sadowski, N., Lajoie-Mazenc, M., Lefevre, Y. and Carlson, R., 1994, Finite element simulation of electrical machines fed by voltage inverters, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, No:2, Orlando, FL, USA, 1072-1077.
17. Pavlik, D., Garg, V.K., Repp, J.R. and Weiss, J., 1988, A finite element technique for calculating the magnet sizes and inductances of permanent magnet machines, *IEEE Transaction on Energy Conversion*, No: 3, 1, 116-122.
18. Chan, C.C. and Chau, K.T., 1996, An advanced permanent magnet motor drive system for battery-powered electric vehicles, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, No:45, 1, 180-188.
19. Verdyck, D., Belmans, R.J.M. and Geysen, W., 1992, An acoustic model for a permanent magnet machine: Modal shapes and magnetic forces, *Industry Applications Society Annual Meeting*, Houston, TX, USA, No:1, 292-299.
20. Zhong, D. and Hofmann, H., 2003, Steady-state finite element solver for rotor eddy current in permanent magnet machines using a GMRES approach, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03*, No: 2, 1188- 1194.
21. Lu, K.Y., Ritchie, E., Rasmussen, P.O. and Sandholdt, P., 2003, Modelling a single phase surface mounted permanent magnet transverse flux machine based on fourier series method, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03*. No: 1, 340- 345.
22. Bouillault, F. and Marchand, C., 1995, Improvement of servomotors control laws with the help of finite element method, *IEEE Transactions on Magnetics*, 31, 3, 2020 – 2025.
23. Bi, C., Liu, Z.J. and Chen, S.X., 2000, Estimation of back emf of PM BLDC motors using derivative of FE solutions, *IEEE Transactions on Magnetics*, 36, no:4, 697-700.
24. Miller, T.J.E., Popescu, M., Cossar, C., McGilp, M. and Walker, J.A., 2003, Calculating the interior permanent-magnet motor, In: *Electric Machines and Drives Conference (1-4 June 2003)* 2, 1181-1187.
25. Bertotti, G., Boglietti A., Chiampi, M., Chiarabaglio, D., Fiorillo, F. and Lazzari, M., 1991, An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines, *IEEE, Trans. on Magnetics*, 27, 6, 5007-5009.
26. Bae, D., Kim, D., Jung, H., Hahn, S. and Chang, S.K., 1997, Determination of induction motor parameters by using neural network based on FEM results, *IEEE, Trans. on Magnetics*, 33, 2, 1924 – 1927.
27. Dai, M., Keyhani, A. and Sebastian, T., 2005, Fault analysis of a PM brushless DC Motor using finite element method, *IEEE, Transaction on Energy Conversion*, 20, 1, 1–6.

28. Clenet, S., Lefevre, Y., Sadowski, N., Astier, S. and Lajoie-Mazenc, M., 1993, Compensation of permanent magnet motors torque ripple by means of current supply waveshapes control determined by finite element method, *IEEE Transactions on Magnetics*, Claremont, CA, USA, 29, 2, 2019-2023.
29. Bianchi, N. and Bolognani, S., 1998, Magnetic models of saturated interior permanent magnet motors based on finite element analysis, *The IEEE Industry Applications Conference, Thirty Third IAS Annual Meeting.*, (Publication Date: 12-15 1998), Oct St. Louis, MO, USA, 1, 27-34.
30. Kang, G.H., Hong, J.P. and Kim G.T., 2000, Improved parameter modeling of interior permanent magnet synchronous motor based on finite element analysis, *IEEE, Transactions on magnetics*, 36, No:4, 1867-1870.
31. Ros, M., Saitz, J. and Arkkio, A., 2005, Hysteresis model for finite-element analysis of permanent-magnet demagnetization in a large synchronous motor under a fault condition, *IEEE Transactions on Magnetics*, 41, 6, 2118 – 2123.
32. Pereira, L.A. and Canalli, V.M., 2002, Five-phase permanent magnet synchronous machine operating as generator design, parameter determination by FEM and performance, *Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting Conference record of the* 1, 398 – 405.
33. Jeon, Y.S., Mok, H.S., Choe, G.H., Kim, D.K. and Ryu, J.S., 2000, A new simulation model of BLDC motor with real back EMF waveform, *Computers in Power Electronics, COMPEL, The 7th Workshop on*, 217 – 220.
34. Takahashi, I. and Noguchi, T., 1986, A new quick-response and high-efficiency control strategy of a induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22, 5, 820-827.
35. Rahman, M. F., Zhong, L., and Lim, K.W., 1998, A direct torqued-controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34, 6, 1246-1253.
36. Parsa, L. and Toliyat, H.A., 2004, Sensorless direct torque control of five-phase interior permanent magnet motor drives, *The IEEE Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of 2004*, 2, 3-7, 992 – 999.
37. Hanselman, D.C., 1990, Resolver signal requirements for high accuracy resolver-to-digital conversion, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 37, 6, 556-561.
38. Ashok, B., Kulkarni and Mehrdad Ehsani 1992, A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28, 1, 144-150.
39. Nabuyuki, Matsui., 1996, Sensorless PM Brushless DC Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial electronics*, 43, 2, 300-308.

40. Stefan, Östlund. and Michael, Brokemper, 1996, Sensorless Rotor-Position Detection from Zero to Rated Speed for an Integrated PM Synchronous Motor Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, 32, No:5, 1158-1164.
41. Matthew, J., Corley, and Lorenz, R.D., 1998, Rotor Position and Velocity Estimation for a Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Machine at Standstill and High Speeds, IEEE Transactions on Industry Applications, 34, No:4, 784-789.
42. Wang, L., and Lorenz R.D., 2000, Rotor Position Estimation for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Saliency-Tracking Self-Sensing Method, IEEE Industry Applications Conference, 2000. 14, 1, 445-450
43. Mengesha, M., Koza, I., Mitsujiro, S. and Jun, O., 2005, Novel rotor position extraction based on carrier frequency component method (CFCM) using two reference frames for IPM drives, IEEE Transactions on industrial electronics, 52, No:2, 508-514.
44. Patel, N., Meara, T.O., Nagashima, J. and Lorenz, R., 2001, Encoderless IPM Drive System for EV/HEV Propulsion Applications, IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Sixth IAS Annual Meeting, 13, 3, 27-29.
45. Consoli, A., Scarcelle, G. and Testa, A., 2001, Industry Application of zero-Speed Sensorless Control Techniques for PM Synchronous Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, 37, No:2, 513-521.
46. Rusong, W. and Slemon, G., 1991, A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor", IEEE Transactions on Industry Applications, 27, No:5, 1005-1011.
47. Khater, F.M.H., Ahmed, F. and Mohamed, A.E.S, 2001, Detection of rotor position of permanent magnet synchronous motor, SICE 2001, july 25-27, Nagoya, 74-77.
48. Jabbar, M.A., Hoque, M.A. and Rahman, M.A., 1997, Sensorless permanent magnet synchronous motor drives, IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2, 878 - 883.
49. Batzel, T.D. and Lee, K.Y., 2000, Slotless permanent magnet synchronous motor operation without a high resolution rotor angle sensor, IEEE Transaction on Energy Conversion, 15, 4, 366 – 371.
50. Chen, Z., Tomita, M., Doki, S. and Okuma, S., 2003, An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50, 2, 288 – 295.
51. Chiricozzi, E., Parasiliti, F., Petrella, R. and Tursini, M., 1998, Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Solution for Compressor Application, Programma di Ricerca MURST Cofin , Relazione Finale, pp.14-30, Politeko Edizioni 2001, ISBN 88-87380-27-9.
52. Huang, F. And Chin, T.S., 1996, Implementation of an on line simulator for sensorless permanent magnet synchronous motor drives, Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 2, 1199-1203.

53. Fu, M. and Xu, L., 1997, A novel sensorless control technique for permanent magnet synchronous motor (PMSM) using digital signal processor (DSP), IEEE Aerospace and Electronics Conference, NAECON, Proceedings of the IEEE, 1, 14-18, 403 - 408.
54. Park, H.W., Lee, S.H., Won, T.H., Kim, M.S. and Kim, C.U., 2001, Position sensorless speed control scheme for permanent magnet synchronous motor drives, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1, Issue, 632 – 636.
55. Bas, O.Y., Stankovic, A.M. and Tadmor, G., 1997, Passivity based sensorless control of a smooth rotor permanent magnet synchronous motor, IEEE Conference on Decision and Control, 1, 10-12, 239 – 244.
56. Taghirad, H.D., Abedi, N. and Noohi, E., 2002, A new sensorless vector control method for permanent magnet synchronous motor without velocity estimator, IEEE 7th International Workshop on Advanced Motion Control, 242- 246.
57. McCann, R.A., Islam, M.S. and Husain, I., 2001, Application of a sliding-mode observer for position and speed estimation in switched reluctance motor drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 37, 1, 51 – 58.
58. Hu, J., Zhu, D., Li, Y. and Gao, J., 1994, Application of sliding observer to sensorless permanent magnet synchronous motor drive system, IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC apos;94 25th Annual, 1, 532 – 536.
59. Salvatore, L., Cupertino, F. and Cascella, G.L., 2002, A new approach to sensorless vector control of SPMSM with adaptive sliding-mode observer, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2, 489 – 494.
60. Hu, J., Zhu, D. and Wu, B., 1996, Permanent magnet synchronous motor drive without mechanical sensors, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2, 603 – 606.
61. Schmidt, P.B., Gasperi, M.L., Ray, G. and Wijenayake, A.H., 1997, Initial rotor angle detection of a nonsalient pole permanent magnetsynchronous machine, IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS apos;97., Conference Record of the 1997, 1, 459 – 463.
62. Yousfi, D., Azizi, M. and Saad, A., 2000, Sensorless position and speed detection for permanent magnet synchronous motor, The Third International Power Electronics and Motion Control Conference, 3, 1224 – 1229.
63. Leksell, M., Harnefors, L. and Jansson, M., 2001, Direct sensorless speed control of PM-motors-a simple and effective sensorless method, IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2, 805 – 810.
64. Toliyat, H.A., Hao, L., Shet, D.S. and Nondahl, T.A., 2002, Position-sensorless control of surface-mount permanent-magnet AC(PMAC) motors at low speeds, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49, 1, 157 – 164.
65. Wijenayake, A.H. and Schmidt, P.B., 1997, A more accurate permanent magnet synchronous motor model by taking parameter variations and loss components into account for sensorless control applications, IEEE International Electric Machines and Drives, TD1/1.1 - TD1/1.3.

66. De Angelo, C., Bossio, G., Solsona, J., Garcia, G.O. and Valla, M.I., 2005, A rotor position and speed observer for permanent-magnet motors with nonsinusoidal EMF waveform, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52, 3, 807 – 813.
67. Perera, C., Blaabjerg, F., Pedersen, J. K. and Thogersen, P., 2003, A sensorless, stable v/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39, No:3, 783-791.
68. Zhao, L., Ham, C.H., Han, Q., Wu, T.X., Zheng, L., Sundaram, K.B., Kapat, J. and Chow, L., 2004, Design of an optimal v/f control for a super high speed permanent magnet synchronous motor, The 30th annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2260-2263.
69. Ancuti, R. and Boldea, I., 2007, V/f control of PM-SM super high speed drives with flux and power angle stabilizing loops, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43, 1, 245-290.
70. Itoh, J.-I., Nomura, N. and Ohsawa, H., 2002, A comparison between V/f control and position-sensorless vectorcontrol for the permanent magnet synchronous motor. PCC Osaka 2002. Proceedings of the Power Conversion Conference, 3, 1310 – 1315.
71. Kajabadi, H. M. and Ahrabian, G., 2000, Simulation and analysis of the interior permanent magnet synchronous motor as a brushless AC-drive, *Simulation Practice and Theory* 7, pp 691-707
72. Miller T.J. Hendershot, T. J. E. Miller, Design of Permanent Magnet Motors, Clarendon Press, Oxford, 1994.
73. Magnet Sales& Manufacturing Inc. Kataloğu.
74. Fouad, F.A., Nehl, T.W. and Demerdash, N.A., 1981, Permanenet magnet modeling for use in vector potantial finite element analysis in electrical machinery, *IEEE Transactions on magnetics*, vol.MAG-17, No.6,3002-3004.
75. Kürüm, H., 2002, Bir lineer asenkron motorun çelik sekonderinin mağnetik özelliklerinin matematiksel olarak modellenmesi, *Fırat University Journal of Science and Engineering*, Elazığ, 14,1,109-116.
76. Öksüztepe, E. ve Kürüm, H., 2003, Bir lineer asenkron motorun çelik sekonderinin magnetik özelliklerinin yapay sinir ağları ile modellenmesi, *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 10.Ulusal Kongresi*, İstanbul, 130-132.
77. Duru, T., 1997, Mıknatıslı senkron makinanın magnetik analizi ve modellenmesi, Doktora tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 114s.
78. Pavlik, D., 1988, A finite element technique for calculating the magnet sizes and inductances of permanent magnet machines, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 3, Mar., 116-122.
79. Piriou, F. and Razeq, A., 1983, Calculation of saturated inductances for numerical simulation of synchronous machines, *IEEE Transactions on Magnetics*, MAG-19, 2628-2631.

80. Chang, L.,1996, An improved FE inductance calculation for electrical machines, IEEE Transactions on Magnetics, 32, 4, 3237-3245.
81. Akbaba M. and Fakhro S.Q.,1992, An improved computational technique of the inductance parameters of reluctance augmented shaded-pole motors using finite element method, IEEE Transactions on Energy Conversion, 7,2,308-314.
82. Chandana, P., 2002, Sensorless control of permanent-magnet synchronous motor drives, PHD.,Aalborg University, Institute of Energy Tecnology,210s.
83. Nasar S.A., Boldea I.,Unnewehr L.E., 1993, Permanent magnet, reluctance, and self-synchronous motors, CRC Press,270s.
84. Elmas, Ç.,2003,Bulanık mantık denetleyiciler, Seçkin yayıncılık,229s.
85. Lin, C.T., Lee, G., 1995, Neural fuzzy systems, Prentice Hall PTR, 797s.
86. Analog Devices Inc., 2000, Implementing space vector modulation with the ADMC300.
87. Çelik H., 2004, Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile üç fazlı asenkron motorun hız kontrolü, Yüksek lisans tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 112s.

ÖZGEÇMİŞ

Eyyüp ÖKSÜZTEPE

Elazığ

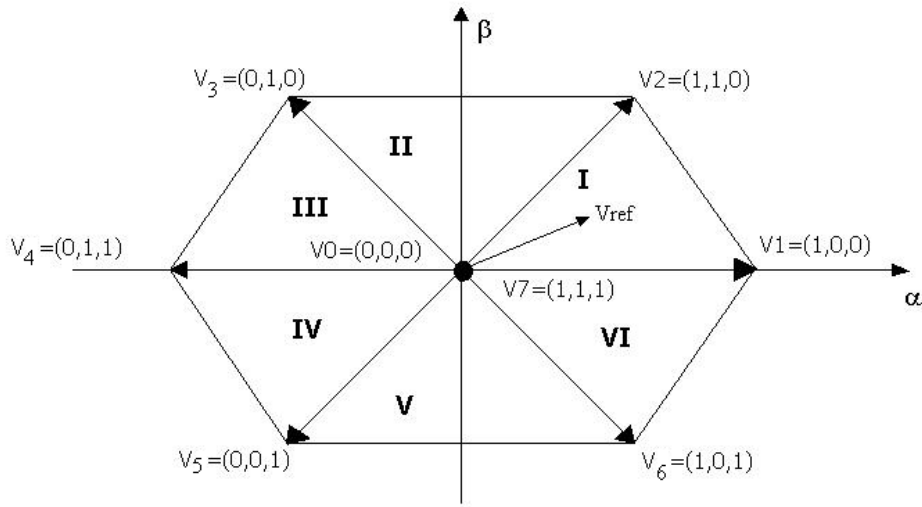
eyoksuztepe@hotmail.com

1973’de Elazığ ’da doğdu. İlk orta ve lise eğitimini Elazığ’da tamamladı.1991-1995 yılları arasında Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi-Endüstriyel Elektroteknik Bölümünde lisans eğitimi aldı. 1995 yılında Sinop Gerze Çok Programlı Lisesi’ne Elektrik öğretmeni olarak atandı. 1996-1999 yılları arasında Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Eğitimi Bölümünde “Motor kontrollü güneş izleme sistemi ” konusunda Yüksek Lisans yaptı ve aynı zamanda Elazığ Anadolu Teknik Lisesi’de Elektrik öğretmenliği yaptı. 1999 – 2000 askerlik görevini ifa etti. 2000 yılında 100.Yıl Anadolu Teknik Lisesine atandı. 2002 yılında Fırat üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Elektrik Makinaları Anabilim Dalında doktora eğitimine başladı. Şu an kadrosu 100.Yıl Anadolu Teknik Lisesi’nde, Elektrik-Elektronik uzman öğretmeni olup, Elazığ Milli Eğitim Müdürlüğü Avrupa Birliği Projeler Koordinasyon Birimi’nde proje uzmanı olarak görev yapmaktadır. Evli ve bir çocuk babasıdır.

Ek-1 Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu, üç fazlı gerilim kaynaklı inverterde sekiz çalışma durumu için $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörünün durağan çatıda kendisine komşu olan, iki sıfır vektörü ve iki sıfır olmayan vektörü ile ifade edilmesi temeline dayanır [86, 87].

$$\vec{V}_{ref} = V_{\alpha} + V_{\beta} = \frac{2}{3}(V_{a0} + V_{b0}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{c0}e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{Ek1.1})$$



Şekil EK.1 Durağan referans çatıdaki inverter durumlarının ifadesi

Şekil EK.1’de gerilim vektörü durağan referans çatıda, iki sıfır vektörü ve altı sıfır olmayan gerilim vektörü için altıgen formunda verilmiştir. Burada gerilim vektörü,

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k=1, \dots, 6) \quad (\text{Ek1.2})$$

olarak ifade edilebilir.

Her bir T_s anahtarlama periyodu için ortalama uzay vektörü, $\vec{V}_{ref}$ olarak tanımlanmaktadır. T_s ’in yeterince küçük olduğu düşünülürse, bu süre boyunca $\vec{V}_{ref}$ yaklaşık olarak sabit kabul edilir [86].

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda Şekil EK.1’de belirtilen $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü, altı bölgenin her birinde 0 ve 7 sıfır vektörleri ve bitişik iki sıfır olmayan gerilim vektörünün ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir. Her bir anahtarlama periyodunda istenen referans vektör bu dört inverter durumu arasındaki anahtarlamayla oluşturulabilir. $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü k bölgesinde olduğunda, bitişik vektörler $\vec{V}_k$ ve $\vec{V}_{k+1}$ olur. Altıncı bölgede $k+1=1$ olur. En iyi harmonik performansı sağlamak için, anahtarlama yapılırken bir durumdan diğer bir duruma geçişte inverterin sadece bir bacağı anahtarlanır. Anahtarlama sıfır durumuyla başlanır ve aynı yönde devam edilir. Sıfır durumuna ulaşıldığında $T_s/2$ süresi tamamlanır. Daha sonra anahtarlama yine sıfır durumuyla başlanır ve ters yönde devam edilerek yeniden sıfır durumuna ulaşıldığında T_s anahtarlama süresi tamamlanır. Örneğin, referans vektör 2. bölgede olduğunda ilk olarak $\vec{V}_0, \vec{V}_3, \vec{V}_2$ ve en son $\vec{V}_7$ gerilim vektörleri için anahtarlama yapılır. Daha sonra $\vec{V}_7, \vec{V}_2, \vec{V}_3$ ve en son $\vec{V}_0$ için anahtarlama yapılır. Böylece T_s süresi tamamlanır. Tek sektörlerde ise bunun tersi anahtarlama yapılır. $\vec{V}_0$ vektöründen sonra $\vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_7, \vec{V}_7, \vec{V}_{k+1}, \vec{V}_k$, ve $\vec{V}_0$ vektörü için anahtarlama yapılarak T_s tamamlanır [85, 86].

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda $\vec{V}_0, \vec{V}_7, \vec{V}_k, \vec{V}_{k+1}$ durumları için süreler hesaplanarak bu süreler göre anahtarlama yapılır. Herhangi bir k bölgesi için $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\int_0^{T_s/2} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_o/2} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_o}{2}}^{\frac{T_o}{2}+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_o}{2}+T_k}^{\frac{T_o}{2}+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_o}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_s}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (\text{Ek1.3})$$

$$T_o + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (\text{Ek1.4})$$

$\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = 0$ değeri yerine yazıldıktan sonra denklem aşağıdaki gibi olur.

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (\text{Ek1.5})$$

Bu denklemde $\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}$ değer yazılırsa $\vec{V}_{ref}$ denklemi aşağıdaki gibi olur.

$$\vec{V}_{ref} = \frac{2}{3}V_{dc}.e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \cdot \frac{T_k}{T_s/2} + \frac{2}{3}V_{dc}.e^{jk\frac{\pi}{3}} \frac{T_{k+1}}{T_s/2} \quad (\text{Ek1.6})$$

Bu denklemde $\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta$ ifadesi yerine yazılarak reel ve imajiner kısımlar ayrıştırılırsa;

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{2}{3}V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (\text{Ek1.7})$$

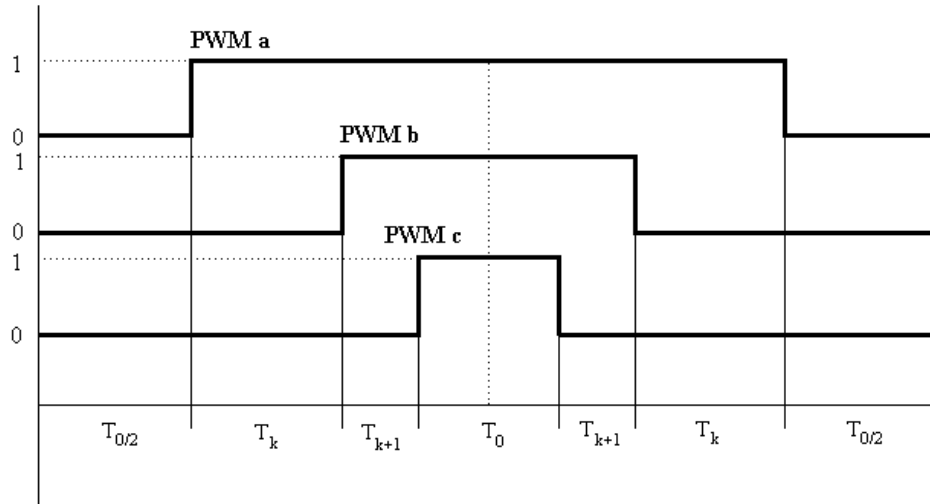
denklemini elde edilir. Burada $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörünün açısı α aşağıdaki gibi ifade edilebilir [85,86].

$$\frac{(k-1) \cdot \pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{k \cdot \pi}{3} \quad (\text{Ek1.8})$$

Denklem (Ek1.7)'den T_k ve T_{k+1} süreleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{(k\pi)}{3} & -\cos \frac{(k\pi)}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{Ek1.9})$$

Toplam sıfır vektörü süresi T_0 iki sıfır durumu olan $\vec{V}_0$ ve $\vec{V}_7$ arasında eşit bir şekilde paylaştırılmaktadır.



Şekil Ek.2 1.Bölgede bulunan referans vektör için PWM çıkış sinyalleri

Şekil Ek.2’de 1.bölgede bulunan referans vektör için anahtarlama sürelerine göre PWM çıkış sinyalleri gösterilmiştir.

Şekil Ek.1’de düzgün altıgende $\vec{V}_{ref}$ gerilim vektörü daire şeklindeki bir eğride α açısıyla hareket ettiği düşünülmektedir. Bu durumda $\alpha=\omega t$ için aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

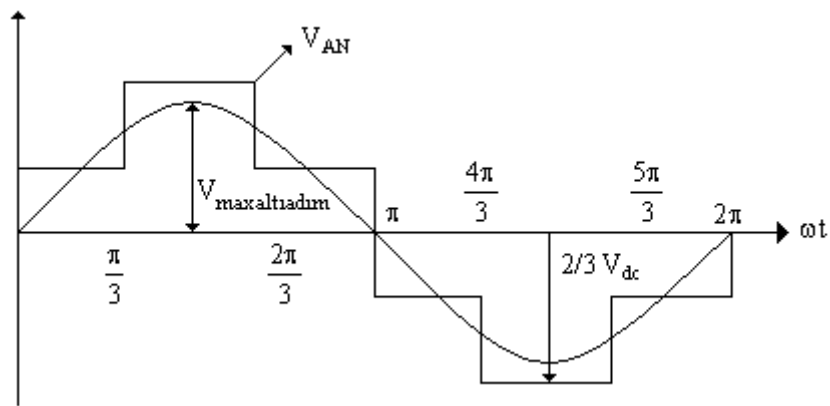
$$\vec{V}_{ref} = |\vec{V}_{ref}| e^{j\omega t} = |\vec{V}_{ref}| [\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)] \quad (\text{Ek1.10})$$

Denklem (Ek1.9)’da $|\vec{V}_{ref}|$ istenen faz geriliminin genliği, ω ise açıdır. Bu ifade denklem (Ek1.8)’de yerine yazılırsa T_k ve T_{k+1} süreleri aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} T_s \begin{bmatrix} \sin(\frac{k\pi}{3} - \omega t) \\ \sin(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{Ek1.11})$$

Şekil Ek.3’de inverterin altı adımlı çalışma için faz gerilimi ve temel bileşen geriliminin değişimi gösterilmiştir. Altı adımlı çalışma durumu için, temel bileşen gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$V_{\text{max-altıadım}} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2} \quad (\text{Ek1.12})$$



Şekil Ek.3 Altı adımlı çalışma için inverter faz gerilimi ve temel bileşen gerilimi

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu yönteminin kullanılması durumunda gerilimin genlik değeri $|\vec{V}_{ref}|$ ve açısal frekans ω olmak üzere faz nötr gerilimleri aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$V_{AN} = V_{ref} \cos(\omega t) \quad (\text{Ek1.13})$$

$$V_{BN} = V_{ref} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{Ek1.14})$$

$$V_{CN} = V_{ref} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{Ek1.15})$$

İstenen temel çıkış bileşeninin tepe değerinin altı adımlı çalışma durumunda oluşturulan temel çıkış gerilimine oranı modülasyon indeksi olarak tanımlanmaktadır [85, 86].

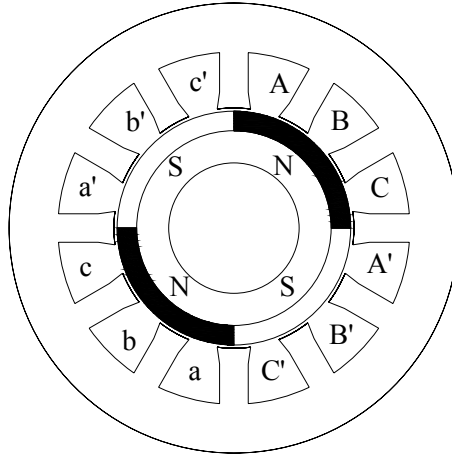
$$m = \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{\max-\text{altia dim}}} = \frac{\pi}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \quad (\text{Ek1.16})$$

Denklem (Ek1.10)'da ifade edilen T_k ve T_{k+1} süreleri denklem (Ek1.16)'da verilen modülasyon indeksine göre yeniden düzenlenirse aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_s \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (\text{Ek1.17})$$

EK-2 Benzetim ve deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM'nin boyutları ve parametreleri

Tezde kullanılan SMSM'nin kesit görünüşü Ek2-1'de verilmiştir.



Şekil Ek2.1 Tezde kullanılan SMSM'nin kesit görünüşü

Motora ait büyüklükler aşağıda verilmiştir;

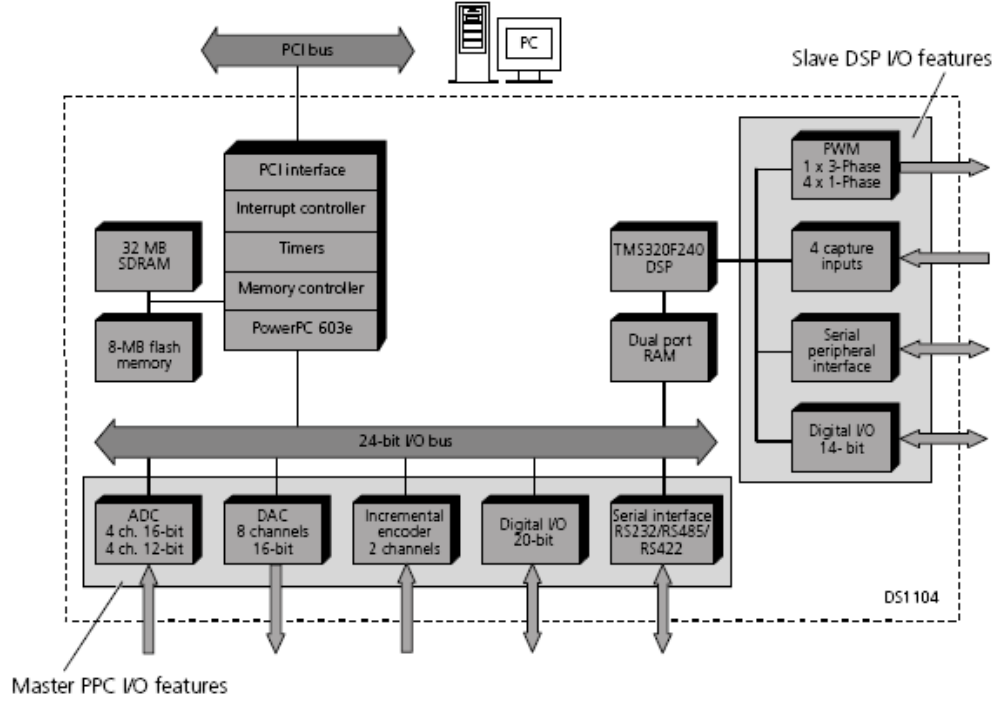
Motorun uzunluğu	: 50 mm
Stator çapı	: 69 mm
Rotor çapı	: 35.85 mm
Mil çapı	: 20 mm
Mıknatısın radyal yöndeki kalınlığı	: 3 mm
Hava aralığı	: 0.5 mm

Elektriksel ve mekanisel parametreleri aşağıda verilmiştir:

Stator direnci, r_s	: 2.6Ω
Stator endüktansı, L	: 3.63 mH
Atalet momenti, J	: 0.00257955 kgm^2
Sürtünme katsayısı, B	: 0.00003743 Nm.s
Mıknatıs akısı, λ_m	: 0.196 weber
Kutup sayısı, $2P$	: 4

EK-3 DS1104 Denetleyici kart'ın teknik özellikleri ve RTI blokları

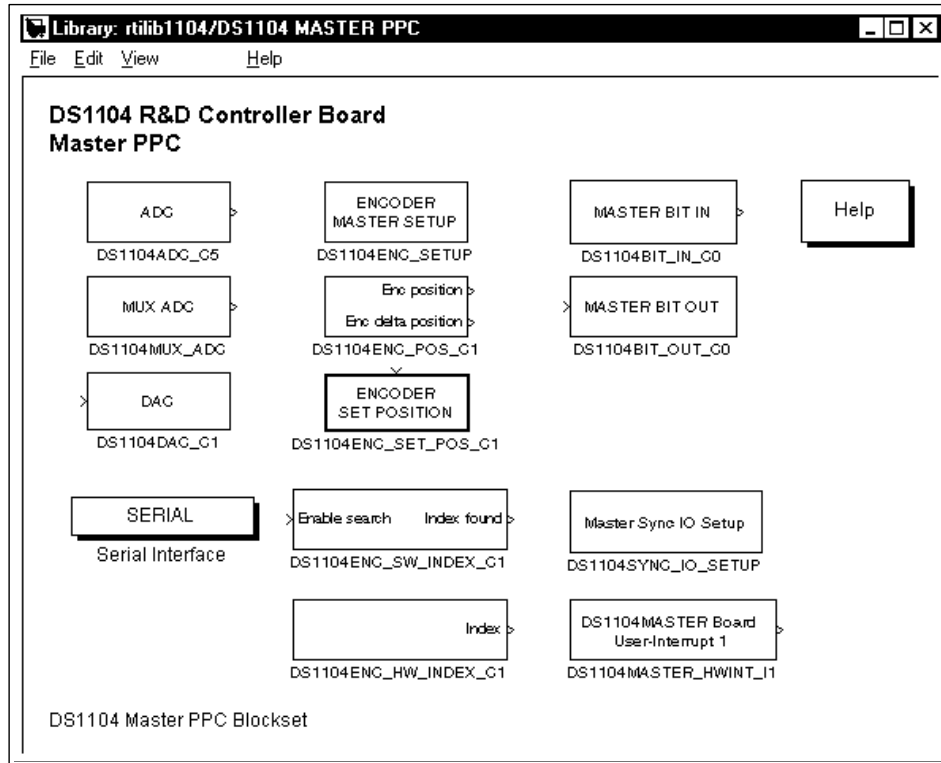
DS 1104 denetleyici kartın iç mimarisi Şekil Ek3.1'de verilmiştir.



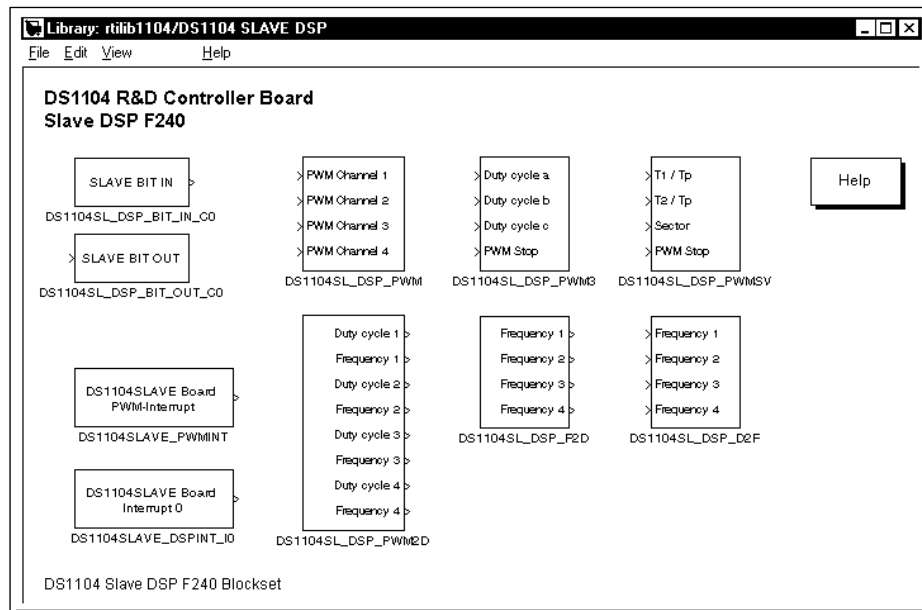
Şekil Ek3.1 DS1104 denetleyici kartın iç imarisi

Processor	: Power PC 603e running at 250 MHz
Memory	: 8 MB boot fl ash for applications 32 MB SDRAM global memory
Comprehensive I/O interfaces	: 8 A/D channels 8 D/A channels 20 bits of digital I/O (bit-selectable)
Interfaces	: Incremental encoder interface (2 digital inputs) Serial interface (UART) Digital signal processor for three-phase PWM

Şekil Ek3.2’de DS1104’ün Master PPC’si için, şekil Ek3.3’de Slave DSP F240 için RTI blokları gösterilmiştir.



Şekil Ek3.2’de DS1104’ün Master PPC RTI blokları



Şekil Ek3.3 DS1104 Slave DSP F240 RTI blokları

EK-4 PS12038 inverter modülü teknik özellikleri

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <Application Specific Intelligent Power Module>

PS12038

FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE

PS12038



INTEGRATED FUNCTIONS AND FEATURES

- 3 phase IGBT inverter bridge configured by the latest 3rd. generation IGBT and diode technology.
- Inverter output current capability I_O (Note 1):

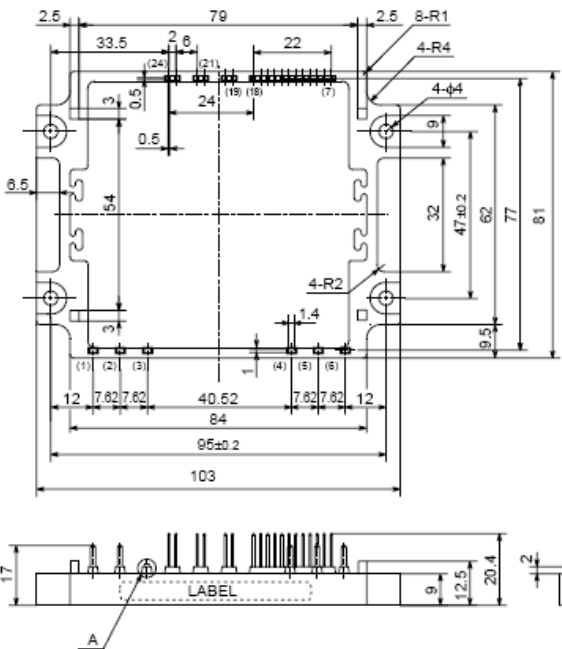
Type Name	Motor Rating	I_O (100%)	I_O (150%; 60sec)
PS12038	3.7 kW/400V AC	9.2Arms	13.8Arms

(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 over-current protection, Control-supply under-voltage (UV) protection, 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.

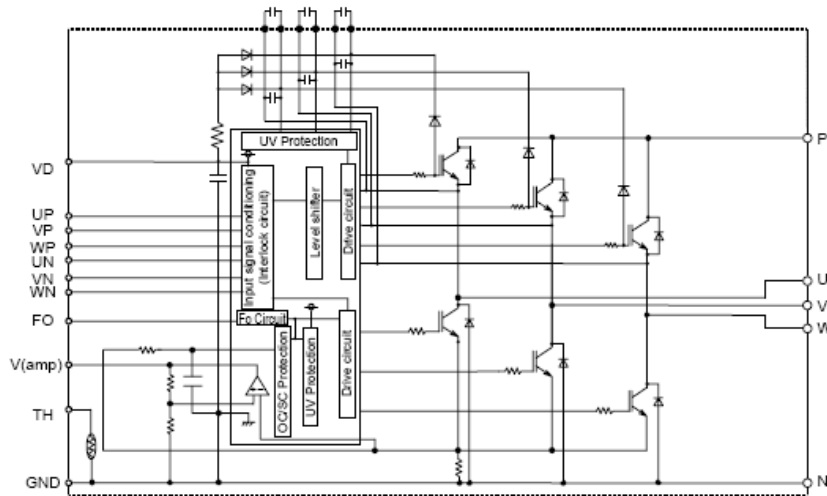
PACKAGE OUTLINES



Terminals Assignment :

- | | |
|---------|----------|
| 1. P | 17. VD |
| 2. N | 18. NC |
| 3. NC | 19. CBW- |
| 4. U | 20. CBW+ |
| 5. V | 21. CBV- |
| 6. W | 22. CBV+ |
| 7. Fo | 23. CBU- |
| 8. Vamp | 24. CBU+ |
| 9. GND | |
| 10. WN | |
| 11. VN | |
| 12. UN | |
| 13. WP | |
| 14. VP | |
| 15. UP | |
| 16. TH | |

INTERNAL FUNCTIONS BLOCK DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_j = 25°C, V_D = 15V, V_{DB} = 15V unless otherwise noted)

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
ID	Circuit current	TJ = 25°C, VD = 15V, Vin = 5V	—	—	50	mA	
IDB	Circuit current	TJ = 25°C, VD = VDB = 15V, Vin = 5V	—	—	5	mA	
Vth(on)	Input on threshold voltage		0.8	1.4	2.0	V	
Vth(off)	Input off threshold voltage		2.5	3.0	4.0	V	
Ri	Input pull-up resistor	Applied between input terminal-inside power supply	—	50	—	kΩ	
fPWM	PWM input frequency	Tc ≤ 100°C, TJ ≤ 125°C	—	10	15	kHz	
tdead	Arm shoot-through blocking time	Relates to corresponding inputs Tc = -20°C ~ +100°C (Note 3)	4.0	—	—	μs	
tint	Input interlock sensing	Relates to corresponding input (Fig. 6)	—	100	—	ns	
Vamp(100%)	Inverter DC-Link IGBT current sense voltage	IC = IOP(100%) VD = 15V	1.5	2.0	2.5	V	
Vamp(200%)	output signal	IC = IOP(200%) TJ = 25°C (Fig. 4)	3.0	4.0	5.0	V	
Vamp(250%)	Inverter DC-Link IGBT current sense voltage	IC = IOP(250%) VD = 15V	5.0	—	—	V	
Vamp(0)	output limit	IC = 0A (Fig. 4)	—	50	100	mV	
OC	Over current trip level	TJ = 25°C (Fig. 5)	39	46.5	—	A	
tOC	Over current delay time	TJ = 25°C (Fig. 5)	—	10	—	μs	
SC	Short circuit trip level	TJ = 25°C (Fig. 5)	—	69.7	—	A	
tSC	Short circuit delay time	TJ = 25°C (Fig. 5)	—	2	—	μs	
UVD	Supply circuit under voltage protection	VD UV trip level	-20°C ~ 100°C	11.0	12.0	12.75	V
UVDr		VD UV reset level		11.5	12.5	13.25	V
UVDB		VDB UV trip level		10.1	10.8	11.6	V
UVDBr		VDB UV reset level		10.6	11.3	12.1	V
tdV		UV delay time		—	10	—	μs
tFO	Fault output pulse width	TJ = 25°C (Note 4)	1.0	1.8	—	ms	
IFo(H)	Fault output current	Open drain output (Note 4)	—	—	1	μA	
IFo(L)			—	—	15	mA	
RTH	Thermistor Resistance	Tc = 25°C	9.5	10	10.5	kΩ	
B	Thermistor B constant	Resistance at 25°C, 50°C	—	3450	—	K	

EK-5 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)

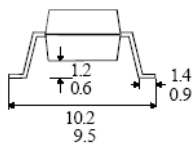
FEATURES

- 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.

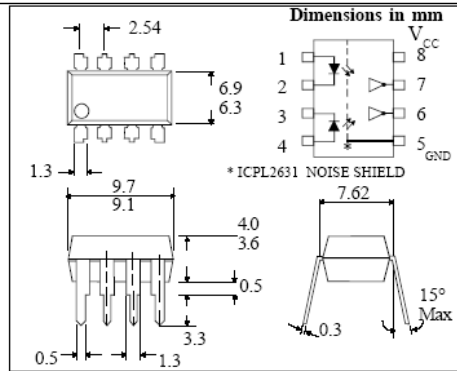
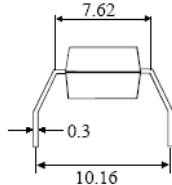
APPLICATIONS

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

OPTION SM SURFACE MOUNT



OPTION G



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-6 Sn75176a differential bus transceiver'in teknik özellikleri

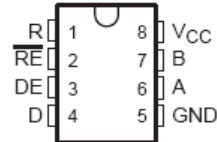
Texas Instruments Incorporated

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

D OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



Description

The SN75176A differential bus transceiver is a monolithic integrated circuit designed for bidirectional data communication on multipoint bus-transmission lines. It is designed for balanced transmission lines and meets ANSI Standard EIA/TIA-422-B and ITU Recommendation V.11. The SN75176A combines a 3-state differential line driver and a differential input line receiver, both of which operate from a single 5-V power supply. The driver and receiver have active-high and active-low enables, respectively, that can be externally connected together to function as a direction control. The driver differential outputs and the receiver differential inputs are connected internally to form differential input/output (I/O) bus ports that are designed to offer minimum loading to the bus whenever the driver is disabled or $V_{CC} = 0$. These ports feature wide positive and negative common-mode voltage ranges making the device suitable for 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 .



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.

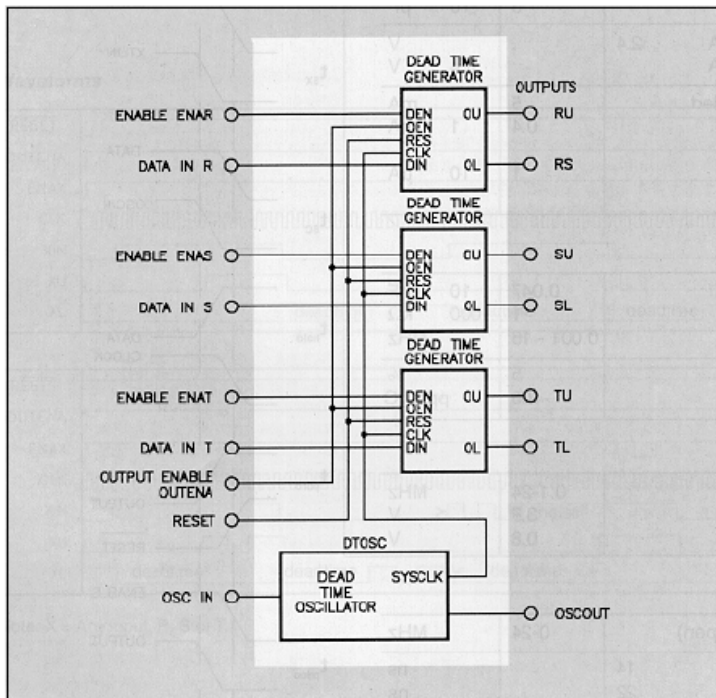
Features

- 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.