

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

**ASENKRON MOTORUN SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİYLE İNCELENMESİ VE
BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLİ VEKTÖR KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ahmet NUR

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

**DANIŞMAN
Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ**

ARALIK-2013

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

**ASENKRON MOTORUN SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİYLE İNCELENMESİ VE
BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLİ VEKTÖR KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ahmet NUR

(102103102)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 17.12.2013

Tezin Savunulduğu Tarih : 02.01.2014

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ (T.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç. Dr. Ömer ÇELİK (T.Ü)

Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE (T.Ü)

ARALIK-2013

Ahmet NUR tarafından hazırlanan ASENKRON MOTORUN SONLU ELEMENLAR YÖNTEMİYLE İNCELENMESİ VE BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLİ VEKTÖR KONTROLÜ adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ

Tez Yöneticisi

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

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

Üye : Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ (T.Ü)

Üye : Yrd. Doç. Dr. Ömer ÇELİK (T.Ü)

Tarih : 02.01.2014

ÖNSÖZ

Yüksek lisans tez çalışmamın her aşamasında bana yardımcı olan, tezin tamamlanmasında büyük katkıda bulunan değerli danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Zeki OMAÇ'a, bilgi ve deneyimleri ile bana yol gösterip yardımcı olan Yrd. Doç. Dr. Eyyüp ÖKSÜZTEPE'ye ve YLTUB011-09 numaralı proje desteklerinden dolayı Tunceli Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (TUNİBAP) teşekkür ederim.

Ayrıca bana yardım ve destekleriyle hep yanımda olan aileme teşekkürlerimi sunarım.

Ahmet NUR

TUNCELİ - 2013

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	I
İÇİNDEKİLER	II
ÖZET	V
SUMMARY	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ	VII
TABLolar LİSTESİ	XIII
SEMBOLLER LİSTESİ	XIV
KISALTMALAR LİSTESİ	XV
1. GİRİŞ	1
1.1. Doğru Akım Motorları.....	1
1.2. Alternatif Akım Motorları	2
1.3. Tezin Amacı.....	3
1.4. Tez İçeriği	3
2. ASENKRON MOTORLAR	4
2.1. Giriş	4
2.2. Asenkron Motorların Tanıtılması	4
2.3. Asenkron Motorların Yapısı	5
2.3.1. Kapaklar ve Gövde	6
2.3.2. Rulmanlar ve Yataklar	6
2.3.3. Stator	6
2.3.4. Rotor	7
2.3.4.1. Sincap Kafesli Rotor	7
2.3.4.2. Sargılı Rotor	8
2.4. Üç Fazlı Sargılarda Döner Alanın Oluşması	9
2.4.1. Döner Alan İçerisindeki Rotorun Dönüşü	10
2.5. Asenkron Motorun T Eşdeğer Devresi	11
2.6. Uzay Vektör Tanımı	15
2.6.1. Referans Düzlem Dönüşümleri	17
2.6.1.1. Clarke Dönüşümü (a, b, c)⇒ (α, β)	17

2.6.1.2. Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \Rightarrow (d, q)$	17
2.6.1.3. Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha, \beta) \Rightarrow (a,b,c)$	18
2.6.1.1. Ters Park dönüşümü $(d, q) \Rightarrow (\alpha, \beta)$	19
2.6.2. Gerilim ve Manyetik Akı Denklemleri	19
2.6.3. Moment Denklemi	20
2.7. Asenkron Motorun Kontrol Yöntemleri	21
2.7.1. Skaler Kontrol	21
2.7.2. Vektörel Kontrol	22
2.7.3. Doğrudan Moment Kontrol	24
2.8. Modülasyon Teknikleri	27
2.8.1. Altı Adım PWM	27
2.8.2. Sinüsoidal PWM	28
2.8.3. Uzay Vektör Modülasyonlu PWM	29
2.8.4. Aşırı Modülasyonlu SVPWM	30
2.9. Dört Kutuplu Dengeli El Tipi Sarım	30
3. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ	33
3.1. Giriş	33
3.2. Sonlu Elemanlar Yönteminin Kısa Tarihçesi	33
3.3. Sonlu Elemanlar Yönteminin İlkesi	34
3.4. Sonlu Elemanlar Yönteminin Manyetik Alan Analizine Uygulanması	36
3.4.1. Sınır Koşullarının Belirlenmesi	37
3.4.1.1. Dirichlet Sınır Koşulları	37
3.4.1.2. Neumann Sınır Koşulları	37
3.4.1.3. Robbins Sınır Koşulları	37
3.4.2. Sonlu Elemanın Belirlenmesi	38
3.4.3. Eleman İçindeki Temel Denklemin Yazılması	39
3.5. Asenkron Motorun Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Analizi	40
3.6. Dörtüzlü Eleman	42
3.7. Ansoft Maxwell 3D Alan Simülatörü	43
3.7.1. İletim Akımı Çözümü	43
3.7.2. Statik Manyetik Alan Çözümü	44
3.7.3. Çözüm Süreci	44

3.7.4.	Manyetik Alan Enerjisi	45
3.7.5.	Endüktans Matrisi	46
3.7.6.	Bağ Akısı ve Akımla Endüktans	46
3.7.7.	Gerilim ve Zamanla Değişen Akımla Endüktans	46
3.8.	Asenkron Motorun Alan Dağılımının Elde Edilmesi	47
3.9.	Ansys Maxwell ile Analiz	47
4.	BULANIK MANTIK	56
4.1.	Giriş	56
4.2.	Bulanık Kümeler	56
4.3.	Klasik Mantık İle Bulanık Mantığın Karşılaştırılması	57
4.4.	Üyelik Fonksiyonu	58
4.4.1.	Üyelik Fonksiyon Çeşitleri	58
4.5.	Bulanıklaştırma ve Durulaştırma	59
4.5.1.	Bulanıklaştırma	59
4.5.2.	Durulaştırma	60
4.6.	Bulanık Denetleyicinin Yapısı	62
4.7.	Bulanık Mantık Denetleyici Sistem Özellikleri	64
5.	ASENKRON MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLİ VEKTÖR KONTROLÜ	65
5.1.	Giriş	65
5.2.	MATLAB Araç Kutuları	66
5.3.	MATLAB'ın Kullanım Amacı ve Alanı	67
5.4.	MATLAB Fuzzy Logic Toolbox	68
5.5.	Tasarlanan MATLAB/Simulink Benzetim Şemaları	71
5.6.	DS1103 Denetleyici Kartı	75
5.7.	Deney Yazılımı	78
5.8.	Deney Seti	79
5.9.	Simulasyon Sonuçları ve Deneysel Sonuçlar	85
6.	SONUÇ VE DEĞERLENDİRME	97
KAYNAKLAR		99
ÖZGEÇMİŞ		104

ÖZET

Bu çalışmada üç fazlı asenkron motor Ansys firmasının geliştirmiş olduğu Maxwell 3D yazılımı kullanılarak üç boyutlu sonlu elemanlar yönteminde incelenmiştir. Analiz sonucunda asenkron motorun kaymaya bağlı olarak moment, akım, çıkış gücü, verim ve güç faktörü hesaplanmış ve asenkron motorun manyetik alan dağılımı elde edilmiştir.

Asenkron motor için bulanık mantık denetleyicili vektör kontrol modeli MATLAB/Simulink programında oluşturulmuş ve benzetim sonuçları elde edilmiştir. Asenkron motorun bulanık mantık denetleyicili vektör kontrol deneysel sonuçları DS1103 sayısal işaret işlemcisi kiti kullanılarak alınmıştır. Sonuç olarak asenkron motorun benzetim sonuçları deneysel sonuçlar ile karşılaştırılmış, benzetim sonuçlarının deneysel sonuçlar ile örtüştüğü gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Asenkron Motor, Üç Boyutlu Sonlu Elemanlar Yöntemi, Bulanık Mantık, Vektör Kontrol, Sayısal İşaret İşlemci (DSP).

SUMMARY

Finite Element Method Analysis of Induction Motor and Fuzzy Logic Vector Control

In this study three-phase induction motor has been examined by using Maxwell 3D software developed by Ansys company in 3D finite elements method. At the end of the analysis depending slip of induction motor moment, current, output power, efficiency and power factor have been calculated and induction motor's magnetic field distribution has been obtained.

For induction motor fuzzy logic vector control model has been made in MATLAB/Simulink software and simulation results have been obtained. Experimental results of induction motor's fuzzy logic vector control have been obtained by using DS1103 digital signal processor kit. Consequently simulation results of induction motor and experimental data results have been compared and that experimental and simulation results are approximately same has been observed.

Key Words: Induction Motor, Three Dimensional Finite Elements Method, Fuzzy Logic, Vector Control, Digital Signal Processor (DSP).

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1. Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun kesiti ve değişik kısımları	5
Şekil 2.2. Üç fazlı ve kısa devre rotorlu bir asenkron motorun kafes yapısı	8
Şekil 2.3. Sargılı (bilezikli) rotor	9
Şekil 2.4. Üç fazlı sargıların oluşturduğu döner alan	9
Şekil 2.5. Döner alan içerisindeki rotorun dönüşü	11
Şekil 2.6. Üç fazlı asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi	12
Şekil 2.7. Rotor eşdeğer devresi	13
Şekil 2.8. Üç fazlı asenkron motorun bir faz yaklaşık eşdeğer devresi	14
Şekil 2.9. Stator ve rotor akımı	14
Şekil 2.10. Akım uzay vektörü ve izdüşümü	16
Şekil 2.11. Stator akım uzay vektörü ve (a,b)'de ve d,q referans sistemindeki bileşeni	18
Şekil 2.12. Üç fazlı simetrik asenkron motorun temel yapısının yatay kesiti	19
Şekil 2.13. Skaler kontrol blok diyagramı	22
Şekil 2.14. Vektörel kontrolün genel blok diyagramı	24
Şekil 2.15. Doğrudan moment kontrol blok diyagramı	25
Şekil 2.16. Altı adım PWM dönüştürücü	28
Şekil 2.17. Birinci bölge için örnek aşırı modülasyon durumu	30
Şekil 2.18. İncelenen asenkron motorun ön kesit görünüşü	31
Şekil 2.19. Bobinlerin çizilmesi	32
Şekil 2.20. El tipi sarım şeması	32
Şekil 3.1. Sonlu elemanlar yönteminin uygulanacağı alan	34
Şekil 3.2. Çözüm alanında tanımlanan üçgen sonlu eleman	35

Şekil 3.3. Çözüm alanının bir kısmının üçgen sonlu elemana bölünmüş hali	36
Şekil 3.4. İki boyutlu sonlu eleman örnekleri	38
Şekil 3.5. Üç boyutlu sonlu eleman örnekleri	38
Şekil 3.6. Pascal üçgeni	39
Şekil 3.7. Pascal piramidi	40
Şekil 3.8. Sonlu eleman ağının detaylı görünüşü	41
Şekil 3.9. Dörtüzlü eleman (tetrahedra).....	42
Şekil 3.10. Çözüm süreçlerinin akış diyagramı	45
Şekil 3.11. B-H eğrileri	46
Şekil 3.12. Üç iletim hattı için ΔV ile di/dt arasındaki ilişkisi	47
Şekil 3.13. Asenkron motorun boyut ölçüleri	49
Şekil 3.14. Tasarlanan asenkron motorun üç boyutlu görünüşü	49
Şekil 3.15. Sınır koşulu içindeki asenkron motor modelinin üç boyutlu görünüşü	50
Şekil 3.16. Asenkron motorun bölmelendirilmiş halinin önden görünüşü	51
Şekil 3.17. Asenkron motorun bölmelendirilmiş üç boyutlu görünüşü	51
Şekil 3.18. Asenkron motorda manyetik akı yoğunluğunun önden görünüşü	52
Şekil 3.19. Asenkron motorda manyetik akı yoğunluğunun üç boyutlu görünüşü	52
Şekil 3.20. Asenkron motorun giriş akımı-hız grafiği	53
Şekil 3.21. Asenkron motorun çıkış gücü-hız grafiği	53
Şekil 3.22. Asenkron motorun verim-hız grafiği	54
Şekil 3.23. Asenkron motorun güç faktörü-hız grafiği	54
Şekil 3.24. Asenkron motorun moment-hız grafiği	55
Şekil 4.1. Üyelik fonksiyonlarının karşılaştırılması	58
Şekil 4.2. Klasik bulanık kontrol üyelik fonksiyon çeşitleri	59

Şekil 4.3. Giriş için kullanılan veri üyelik işlevleri	60
Şekil 4.4. Durulaştırma	61
Şekil 4.5. Klasik küme ile bulanık küme arasındaki fark	62
Şekil 4.6. Bulanık mantık denetleyici yapısı	63
Şekil 5.1. Matlab eklentileri	66
Şekil 5.2. Bulanık mantık denetleyici fis editörü	69
Şekil 5.3. Giriş hata fonksiyon (e) üyeliği	69
Şekil 5.4. Hata değişimi fonksiyon (ce) üyeliği	70
Şekil 5.5. Çıkış fonksiyon (du) üyeliği	70
Şekil 5.6. Asenkron motorun bulanık mantık denetleyicili vektör kontrol Matlab/Simulink benzetim şeması	71
Şekil 5.7. Fuzzy kontrolör Matlab/Simulink benzetim şeması	71
Şekil 5.8. Üç fazlı asenkron motorun Matlab/Simulink benzetim şeması	72
Şekil 5.9. Üç fazlı PWM inverter Matlab/Simulink benzetim şeması	72
Şekil 5.10. Üç fazlı asenkron motorda faz gerilimlerinin abc-dq dönüşüm Matlab/Simulink benzetim şeması	73
Şekil 5.11. Üç fazlı asenkron motorda faz akımlarının dq-abc dönüşümü Matlab/Simulink benzetim şeması	73
Şekil 5.12. Üç fazlı asenkron motorun d-q modeli Matlab/Simulink benzetim şeması	74
Şekil 5.13. DSP denetleyici kart (DS1103)	75
Şekil 5.14. DS1103 denetleyici kartın iç mimarisi	76
Şekil 5.15. DS1103 Master PPC RTI blokları	77
Şekil 5.16. DS1103 Slave DSP F240 RTI blokları	77
Şekil 5.17. Kullanılan DS1103 expansion box	78
Şekil 5.18. Deneyde kullanılan Matlab/Simulink benzetim şeması	79

Şekil 5.19. 7MBP50RA120 IPM blok diagramı	80
Şekil 5.20. Kullanılan 7MBP50RA120 IPM	81
Şekil 5.21. Optocoupler karakteristiği	81
Şekil 5.22. LV25-P modelindeki gerilim sensörü	82
Şekil 5.23. LA55-P modelindeki akım sensörü	82
Şekil 5.24. VUO-36-16 modelindeki üç fazlı köprü doğrultucu	82
Şekil 5.25. DSEI-20-12 A hızlı toparlama diyotu	83
Şekil 5.26. Kullanılan üç fazlı asenkron motor	83
Şekil 5.27. Doğrultucu ve sürücü devreleri	84
Şekil 5.28. Tüm sistemin fotoğrafı	84
Şekil 5.30. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda bulanık kontrolün simülasyon sonucunda elde edilen cevabı	85
Şekil 5.30. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda bulanık kontrolün deneysel sonucunda elde edilen cevabı	85
Şekil 5.31. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları simülasyon sonucu	86
Şekil 5.32. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları deneysel sonucu	86
Şekil 5.33. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş simülasyon sonucu	87
Şekil 5.34. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş deneysel sonucu	87
Şekil 5.35. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen moment simülasyon sonucu	87
Şekil 5.36. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları simülasyon sonucu	88
Şekil 5.37. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları deneysel sonucu	88

Şekil 5.38. $\omega=50/100$ rad/s hızı ulaşması durumunda bulanık kontrolün simülasyon sonucunda elde edilen cevabı	89
Şekil 5.39. $\omega=50/100$ rad/s hızı ulaşması durumunda bulanık kontrolün deneysel sonucunda elde edilen cevabı	89
Şekil 5.40. $\omega=50/100$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları simülasyon sonucu	90
Şekil 5.41. $\omega=50/100$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları deneysel sonucu	90
Şekil 5.42. $\omega=50/100$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş simülasyon sonucu	91
Şekil 5.43. $\omega=50/100$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş deneysel sonucu	91
Şekil 5.44. $\omega=50/100$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen moment simülasyon sonucu	91
Şekil 5.45. $\omega=50/100$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları simülasyon sonucu	92
Şekil 5.46. $\omega=50/100$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları deneysel sonucu	92
Şekil 5.47. $\omega=50/-50$ rad/s hızı ulaşması durumunda bulanık kontrolün simülasyon sonucunda elde edilen cevabı	93
Şekil 5.48. $\omega=50/-50$ rad/s hızı ulaşması durumunda bulanık kontrolün deneysel sonucunda elde edilen cevabı	93
Şekil 5.49. $\omega=50/-50$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları simülasyon sonucu	94
Şekil 5.50. $\omega=50/-50$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları deneysel sonucu	94
Şekil 5.51. $\omega=50/-50$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş simülasyon sonucu	95
Şekil 5.52. $\omega=50/-50$ rad/s hızı ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş deneysel sonucu	95

Şekil 5.53. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen moment simülasyon sonucu	95
Şekil 5.54. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları simülasyon sonucu	96
Şekil 5.55. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları deneysel sonucu	96

TABLolar LİSTESİ

Sayfa No

Tablo 2.1. Vektörel kontrol ve doğrudan moment kontrol yönteminin karşılaştırılması ...	26
Tablo 2.2. Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması	27
Tablo 3.1. Asenkron motorun parametreleri	48
Tablo 5.1. Bulanık kurallar	70

SEMBOLLER LİSTESİ

V_1	: Stator gerilimi
R_1	: Stator sargısı bir faz direnci
X_1	: Stator sargısı bir faz kaçak reaktansı
I_1	: Stator akımı
I_0	: Boşta çalışma akımı
R_c	: Demir, sürtünme ve vantilasyon direnci
X_m	: Mıknatıslanma reaktansı
I_m	: Mıknatıslanma akımı
I_w	: Demir kayıp akımı
R_2	: Statora indirgenmiş rotor direnci
X_2	: Statora indirgenmiş rotor kaçak reaktansı
I_2	: Statora indirgenmiş rotor akımı
α	: Faz rotasyon operatörü
d,q	: Rotasyonel sistem
i_{sa}	: A fazı akımı
i_{sb}	: B fazı akımı
i_{sc}	: C fazı akımı
$i_{s\alpha}$: Sabit referans sisteminde akımın α -elemanı
$i_{s\beta}$: Sabit referans sisteminde akımın β -elemanı
i_s	: Stator akımı
k	: Transformasyon sabiti
L_s	: Stator sargısı endüktansı
L_r	: Rotor sargısı endüktansı
n	: Devir sayısı
n_s	: Senkron devir sayısı
p	: Kutup çifti sayısı
R_s	: Stator bir faz sargısı direnci
R_r	: Rotor bir faz sargısı direnci
s	: Kayma
t	: Zaman

KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım
ASM	: Asenkron Motor
MMF	: Manyetomotor Kuvveti
DSP	: Sayısal İşaret İşleyici
V/F	: Gerilim Frekans Kontrolü
THD	: Toplam Harmonik Distorsiyon
IGBT	: İzole Kapılı Çift Kutuplu Transistör
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SVM	: Uzay Vektör Modülasyonu
SEY	: Sonlu Elemanlar Yöntemi
3D	: Üç boyutlu

1. GİRİŞ

Elektrik makinelerinin temel ilkeleri ilk kez Faraday tarafından ortaya konulmuştur. Faraday, manyetik alanla ilgili Oersted'in buluşlarından faydalanarak 1822 yılında içinden akım geçen bir iletkenin manyetik alan tarafından itildiğini bulmuştur. Bu buluştan yararlanan Barlov, elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren ilk makinayı 1824 yılında yapmıştır. Barlov'un yaptığı ve Barlov tekerleği olarak bilinen yapı ilk elektrik makinası olarak bilinmektedir.

Elektrik motoru, elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren elektrik makinesidir. Elektrik motorlarının birçoğu döner düzeneklidir. Yani bunlar benzerleri olan üreteçler gibi, bir çekirdek aralığıyla ayrılmış bir sabit (stator) öbürü hareketli (rotor) silindirselsel, eş eksenli iki ferromanyetik endüviden oluşur.

1.1. Doğru Akım Motorları

Hareketleri düzgün, kesin ve güçlüdür. Hızları kolaylıkla değiştirilebilir; ama bunlar çalışırken kıvılcım çıkarır. Eğer bir motor hem sık sık durup çalışacak, hem hassas hız ayarlarına elverişli olacak hem de yük altındayken ani frenlemeler yapacaksa, böyle bir motorun seçimi kolay değildir. Bu koşullar, en yüksek verimin istendiği uygulamalarda aranır. Bu durumda, güçleri onlarca megawatta ulaşan doğru akım motorları kullanılır.

Bu tip motorun en büyük kusuru, bir kolektörü akımla besleyebilmek için fırçaların kullanılması zorunluluğudur; fırçalar bu işi kolektöre sürtünerek gerçekleştirir, dolayısıyla da kolektörü hem aşındırır, hem de kıvılcım üretir. Bu nedenle doğru akım motorları tümüyle kapalı bir çerçevenin içinde bulundurulur ve içeriye toz veya nem girmesine izin verilmez. Akaryakıt deposu gibi patlama tehlikesinin bulunduğu yerlerde bu tip motorlar kullanılmaz. Buna karşılık, doğru akım motorlarının çok geniş bir çalışma düzenine sahip olma gibi bir üstünlüğü vardır. Bu motorların hızı, bağıl değer olarak 1 ile 300 arasında değişebilir, oysa aynı güçteki bir asenkron motorun çalışma aralığı üç kez daha dardır.

Bir doğru akım motorunun elektronik hız değiştiricisi basittir, hız değişim komutlarına ve ani yüklerle kusursuz cevap verir. Doğru akım motorları, düz malzemelerin yüksek bir duyarlılıkla sarılması veya açılmasının gerektiği her yerde kullanılır. Konum kesinliliğinin ve düzenli hareket tekrarının önemli olduğu alanlarda bu tip motorlardan yararlanılır. Otomobil sanayinde son derece gelişkin deneme tezgâhlarında, açılır-kapanır köprülerde ve teleferiklerde hâlâ elektrik motoru kullanılmaktadır. Metalürji sanayiinde son derece gelişkin işlemlerde, mesela metal ambalaj yapımında kullanılan saçların üretiminde, metalin hem işlenme hızı dakikada 800 m'ye ulaşır, hem de kalınlığı 0,17 mm'ye kadar incelir; işte çok duyarlı bir denetim sistemi gerektiren bu tip uygulamalarda doğru akım motorları tereddütsüz tercih edilir.

1.2. Alternatif Akım Motorları

Bu motorların asenkron tipleri standart bir aygıt olmuştur. Senkron tipleriye, büyük güç gerektiren yerlerde kullanılabilir. Alternatif akım motorları iki grupta toplanabilir: asenkron motorlar (indüksiyon motorları) ve senkron motorlar. Bütün bu motorların temel ilkesi, metalden yapılmış bir kütleinin, döner bir elektromanyetik alan yardımıyla sürüklenmesine dayanır.

Bu iki grup motorlarda da eksenli iki endüvi bulunur: bunların ilki olan stator sabit, ikincisi rotorsa hareketlidir. Senkron motorun statoru asenkron motorun statoruyla aynı şekilde ve aynı yapıdadır; birbirinden vernikle yalıtılmış manyetik saçlardan oluşan bir bilezik biçimindedir; bu saçların üzerindeki yivlere üç fazlı akımlarla beslenen bir sargı sarılmıştır. Bir senkron motorda ise manyetik alanı, rotorun sargısını besleyen bağımsız bir doğru akım oluşturur. Bu tip motorların başlıca yetersizliği, rotorun kendi başına harekete geçmemesi sorunudur. “Özsenkron” denen motorlarda, rotorun sargısı yerine sabit mıknatıslar kullanılır.

Asenkron motorun çalışması oldukça farklıdır: rotorun sargısı çok fazlıdır ve rotora yalnız statordan kaynaklanan tek alan akım indükler. Rotor başka hiçbir enerji kaynağına bağlı değildir. Dönme hızı ne olursa olsun (ilk çalışmada bile), mekanik bir kuvvet çifti sağlar; düzenli çalışma sırasında bu hız senkron hızından (yani döner alan hızından) farklıdır; bu hız farkı motorun üzerindeki yüke bağımlıdır.

Asenkron makinaların stator ve rotor oluk geometrileri bakımından karmaşık yapılı olmasının yanında, işletme kolaylığının ve kontrollerinin basit olması ve de az bakım gerektirmeleri nedeniyle sanayide yaygın olarak kullanılmaktadır (Sarioğlu, 2003).

Mikroelektronik teknolojisinin yol açtığı gerek güç elektroniğinde kullanılan elemanların çeşitlilik ve güçleri, ve gerekse mikro işlemci ve dijital işaret işleyiciler (DSP) alanındaki gelişmeler bu makinaların hız kontrol sistemlerindeki kullanımını daha da yaygınlaştırmıştır. Bundan dolayı tasarımlarının maksimum verim ve en iyi moment değerlerini verecek şekilde yapılması gerekir.

1.3. Tezin Amacı

Tezde üç fazlı sincap kafesli bir asenkron motorun analizi yapılacaktır. Asenkron motorun 3 boyutlu sonlu elemanlar yöntemi manyetik akı yoğunluğu dağılımı, giriş akımı değişimi, çıkış gücü, verim, moment ve güç faktörü grafikleri elde edilmeye çalışılacaktır. Daha sonra asenkron motor MATLAB programında simülasyonu oluşturulmuş olan bulanık mantık denetleyicili vektör kontrolü tasarlanan sürücü devresine uygulanmaya çalışılacaktır. Sonuç olarak üç fazlı sincap kafesli bir asenkron motorun simülasyon sonuçları ile deneysel sonuçların karşılaştırılması ve asenkron motora ait çeşitli parametrelerin sonlu elemanlar yöntemi ile elde edilmesi hedef alınmıştır.

1.4. Tez İçeriği

1. Bölümde motorlar hakkında kısa bir bilgi verilip tezin amacı verilmiştir,
2. Bölümde asenkron motorların avantajları, dezavantajları, yapısı, çalışma ilkesi, matematiksel modeli incelenmiştir.
3. Bölümde sonlu elemanlar yöntemi hakkında bilgi verilmiş ve ASM'nin SEY sonuçları elde edilmiştir.
4. Bölümde bulanık mantık yönteminin temelleri ve uygulanması ele alınmıştır.
5. Bölümde deneysel çalışma sonuçları ve simülasyon çalışma sonuçları verilmiştir..
6. Bölümde tez sonuçları açıklanarak ileride yapılacak çalışmalara ilişkin öneriler sunulmuştur.

2. ASENKRON MOTORLAR

2.1. Giriş

Asenkron motorlara endüksiyon motorları da denir. Asenkron motorlar endüstride genellikle motor olarak çalıştırılırlar, fakat belirli koşulların sağlanması durumunda generatör olarak da çalıştırılabilirler. Asenkron motorları senkron motorlardan ayıran en büyük özellik, dönme hızının sabit bir değerde olmayışıdır. Bu hız motor olarak çalışmada senkron hızdan küçüktür. Makinenin asenkron oluşu bu özelliğinden ileri gelmektedir.

Asenkron motorlar sağlam olması, az bakım gerektirmesi, maliyetinin düşük olması, çevresel koşullardan etkilenmemeleri ve birim hacim başına verdikleri güç bakımından diğer motorlara üstünlük sağlamaktadırlar ve hemen hemen her alanda kullanılabilirler. Özellikle su motorları, sanayi bantları, kağıt fabrikaları vb. gibi devir ayarı gerektirmeyen sabit devirli iş makinelerinde, sanayi tesislerinde, üç fazlı olarak torna, freze, vargel, matkap, planya gibi takım tezgahlarında, evlerimizde bir fazlı olarak buzdolabı, çamaşır makinesi motoru vb. gibi bir çok alanda sıkça kullanılmaktadır.

2.2. Asenkron Motorların Tanıtılması

Asenkron motorların devir sayıları yükte çok az değişir, bu motorlar sabit devirli motorlar sınıfına girer. Asenkron motorların boşa çalışma hızları ile yükte çalışma hızları arasında küçük bir fark vardır ve bu fark genel olarak ihmal edilmektedir. Asenkron motorlarda hız ayar ve kontrolleri, doğru akım motorlarındaki kadar kolay ve ucuz bir düzenle yapılamaz.

Asenkron motorların sınıflandırılmaları faz sayılarına, yapılarına, çalışma şekillerine ve rotorun yapısına göre yapılabilir. Asenkron motorlar tek fazlı ve üç fazlı olarak imal edilmektedir. Üç fazlı asenkron motorlar kendi aralarında rotor yapılarına göre iki şekilde incelenmektedir. Rotorun yapım biçimine göre bilezikli ve kafesli asenkron motor olarak tanımlanır.

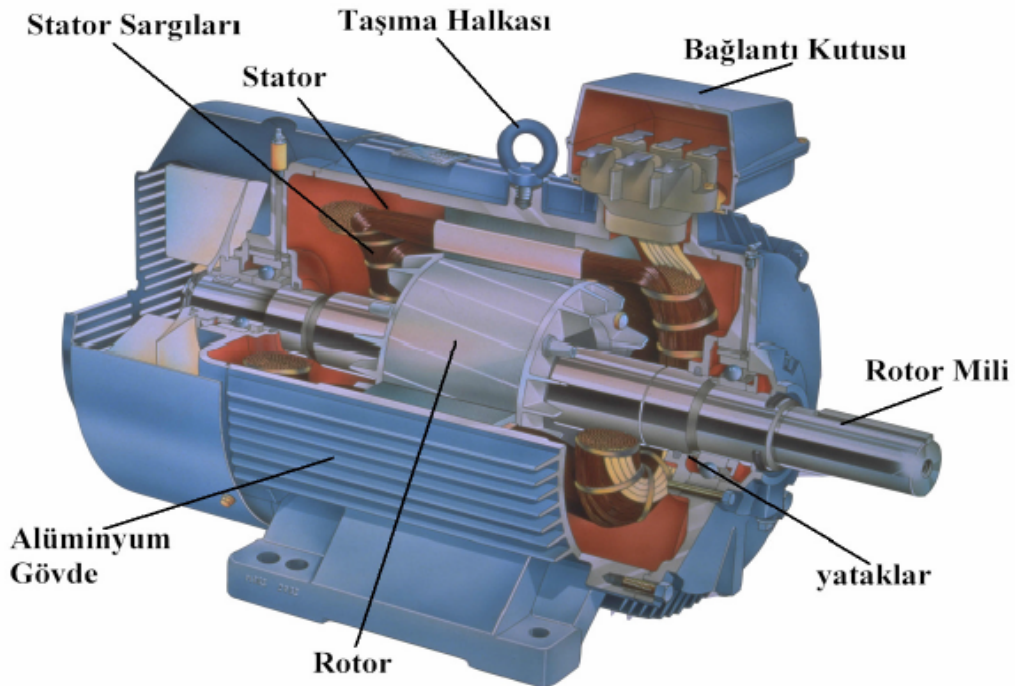
Motor olarak birkaç wattan, 300 MW gücüne kadar üretilmektedir. Generator olarak az kullanılır. Stator sargı gerilimleri alçak gerilim 220 V'dan Orta gerilim 22 kV 'a kadar değişmektedir. Dönme sayıları sabit değildir, fakat dönme sayısı yükü az değişir.

Son yıllarda, yarı iletken güç elektroniğindeki gelişmeler ile asenkron makinelerin kontrolü kolayca yapılabilmektedir. Özellikle frekans değiştiricilerinde tristörlerden sonra güç transistörlerinin ve IGBT (kapısı izole iki kutuplu transistör)lerin kullanılır hale gelmesini burada belirtmek gerekir. Bu gelişmelerle asenkron motorların hızının kontrolü, moment kontrolü ve yumuşak yol verme işlemleri ile bu makineler, diğer üstün yapısal özellikleri ile doğru akım makinelerinin endüstrideki yerini almaya başlamıştır.

2.3. Asenkron Motorların Yapısı

Şekil 2.1'de görüldüğü gibi, asenkron motoru oluşturan başlıca parçalar şunlardır (Menlibar, 2009);

- 1) Kapaklar ve gövde
- 2) Rulmanlar ve yataklar
- 3) Hareket etmeyen stator ve stator sargıları
- 4) Dönme hareketi yapan rotor ve rotor sargıları



Şekil 2.1. Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun kesiti ve değişik kısımları

2.3.4. Rotor

Rotor asenkron motorun dönen kısmıdır ve rotor sac paketi ile rotor sargılarından oluşur. Rotor sac paketi 0.5 mm'lik silisyum saclardan yapılır. Sacların yüzeyleri çok ince bir film tabakası ile yalıtılmıştır. Saclar özel kalıplarla pres altında oluk, dişler ve sıkıştırma civata delikleri oluşacak şekilde sac şeritlerinden kesilerek çıkartılır. Saclar bir araya getirilerek pres altında sıkıştırılır ve civatalarla bu halde kalması sağlanır.

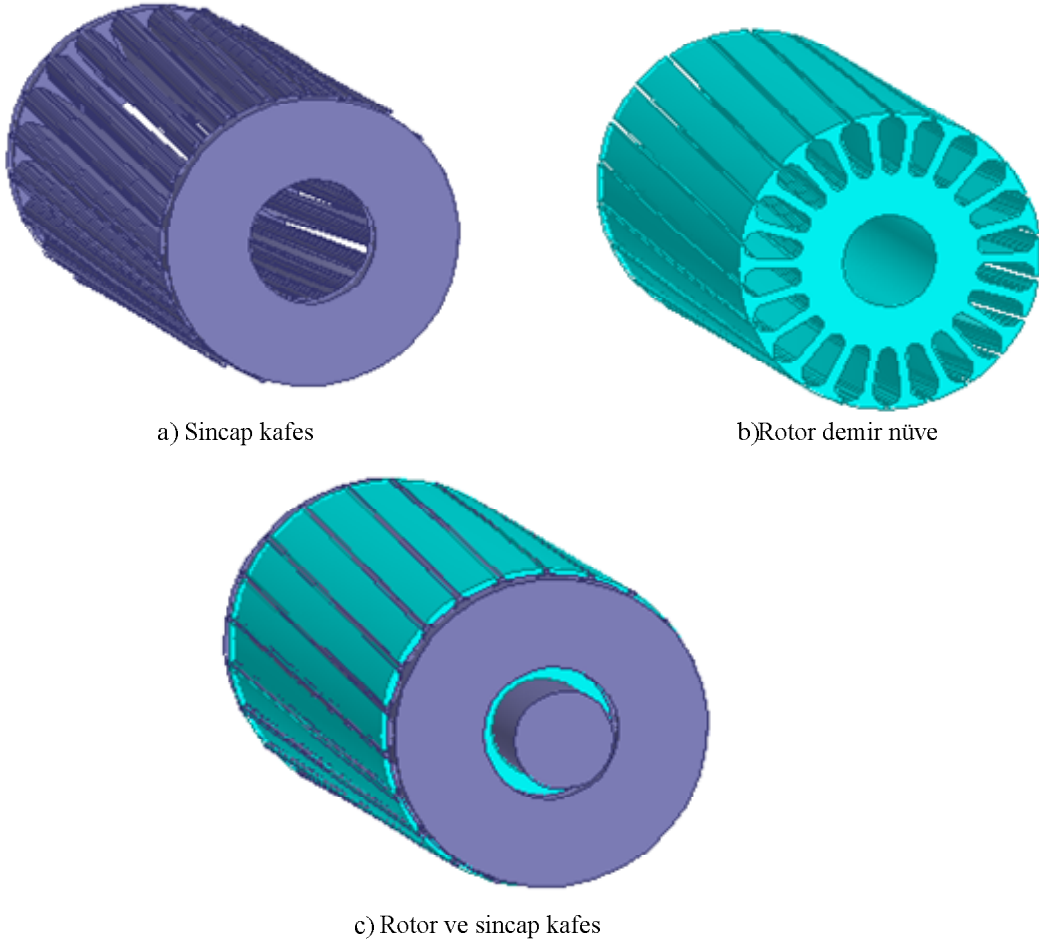
Sincap kafesli (kısa devre rotor) ve sargılı tip (bilezikli rotor) olmak üzere iki çeşit rotor yapısı vardır.

2.3.4.1. Sincap Kafesli Rotor

Rotor, silisyumlu sacların kalıp preste kesilerek paketlenmesinden sonra, kanalların içine eritilmiş alüminyum dökülmesi ile elde edilir. Rotorun her iki tarafında, rotor çubuklarını kısa devre eden halkalar bulunur, bu halkaların uçlarındaki küçük kanatçıklar pervane görevi görerek motorun soğumasını sağlar. Bazı büyük motorlarda kanallara bakır çubuklar yerleştirilir. Rotor çubukların kısa devre edilmesi nedeniyle bu tip rotolara kısa devre çubuklu rotor da denir. Üç fazlı asenkron motorların çalışması sırasında stator oyuklarına nazaran rotor oyukları hareket etmektedir. Bu nedenle rotorda distorsiyon oluşabilir.

Sanayide ve diğer birçok alanda büyük çoğunlukla kullanılan kafesli tip yapımı en kolay, en dayanıklı, işletme güvenliği en yüksek, bakım gereksinimi en az ve en yaygın, elektrik motorudur. Normal kafesli asenkron motorun sakıncası kalkış momentinin nispeten küçük, kalkış akımının büyük olmasıdır. Bu sakıncayı gideren akım yığılmalı asenkron motorlarda kafes yüksek çubuklu, çift çubuklu gibi özel biçimlerde yapılır. Çok küçük ve küçük güçlerde yapılan tek fazlı asenkron motorlar da genellikle kafes rotorludur.

Üç fazlı asenkron motor için Ansys/Maxwell'de tasarlanan rotor yapısı ve sincap kafes yapısı şekil 2.2'de gösterilmiştir.



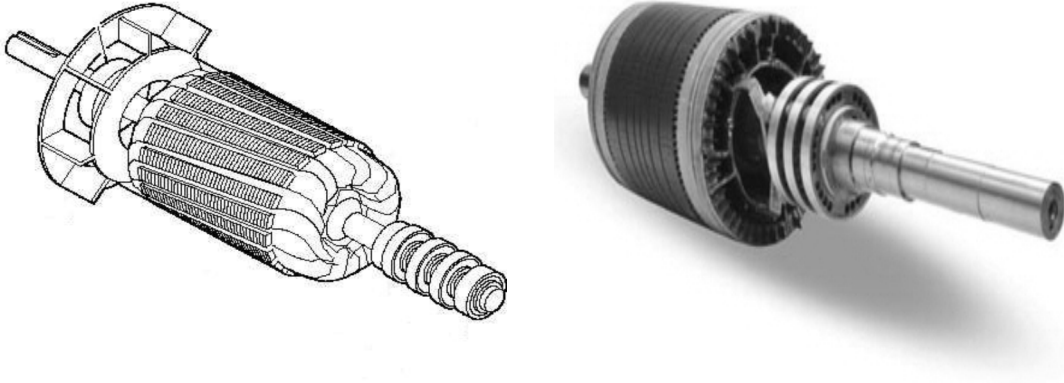
Şekil 2.2. Üç fazlı ve kısa devre rotorlu bir asenkron motorun kafes yapısı

2.3.4.2. Sargılı Rotor

Sacları paketlenerek silindir haline getirilen rotorun üzerindeki oluklara 3 fazlı alternatif akım sargısı yerleştirilir. Aralarında 120° faz farkı bulunan üç fazlı sargılar yıldız ya da üçgen bağlandıktan sonra elde edilen üç sargı ucu, mile yalıtılarak yerleştirilen üç adet bileziğe bağlanır ve böylece bilezikli rotor elde edilir (şekil 2.3).

Bilezikli asenkron motorun rotor sargısı çoğunlukla üç fazlı yıldız bağlıdır. Sincap kafesli asenkron motorun rotorundan hiçbir uç çıkmadığı için bu motorun kontrolü sadece statordaki elektrik uçlarından yapılabilmektedir. Oysa bilezikli asenkron motorun rotor sargı uçları bilezik ve fırça sistemi ile dışarı çıkartıldığından bu motorun kontrolü hem stator sargı uçlarından ve hem de rotor sargı uçlarından yapılabilmektedir.

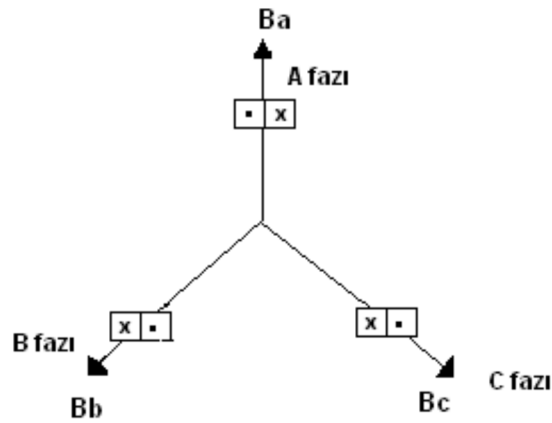
Bilezikli asenkron motorun yararı, ek dirençler yardımı ile kalkış akımının istendiği kadar azaltılabilmesi, kalkış ve frenleme momentinin arttırabilmesidir. Şebekelerin çok güçlenmesi ile kalkış akımını sınırlamanın önemi azalmıştır, fakat yüksek kalkış momenti ve uzun kalkış süresi bazı tahriklerde bilezikli asenkron motorun uygulamasını gerektirebilir.



Şekil 2.3. Sargılı (bilezikli) rotor

2.4. Üç Fazlı Sargılarda Döner Alanın Oluşması

Şekil 2.4' de görülen A, B, C faz sargılarına aralarında 120° faz farkı olan üç fazlı alternatif gerilim uygulandığında, her bir faz sargısında o faza ait akım, alternatif bir alan meydana getirecektir. Bu alternatif alanın her iki yönde dönen dairesel döner alan bileşenleri olacaktır. Aynı şekilde bütün diğer fazlarda da her iki yönde dönen dairesel döner alan bileşenleri meydana geleceğinden, bunların bu yöndeki toplamı sıfıra eşit olacaktır ve diğer yöndeki bileşenleri toplamı sıfırdan farklı ve bileşenlerin cebirsel toplamı eşit olacaktır (Bezek, 2009).



Şekil 2.4. Üç fazlı sargıların oluşturduğu döner alan

Asenkron motorda stator sargılardan geçen akım, manyetik döner alan oluşturur. Bu döner manyetik alan içerisinde bulunan iletkende ya da rotor sargıları üzerinde alternatif gerilimler endüklenir.

Rotor sargıları ya da iletkenin iki ucu kısa devre edilir ise, bu sargılar üzerinden kısa devre akımı geçer ve geçen bu akımdan dolayı rotor döner alanı oluşur. Rotor döner alanı ile stator döner alanının karşılıklı etkileşmesi sonucunda da iletken manyetik alanın dışına doğru itilir ve rotor dönmeye başlar.

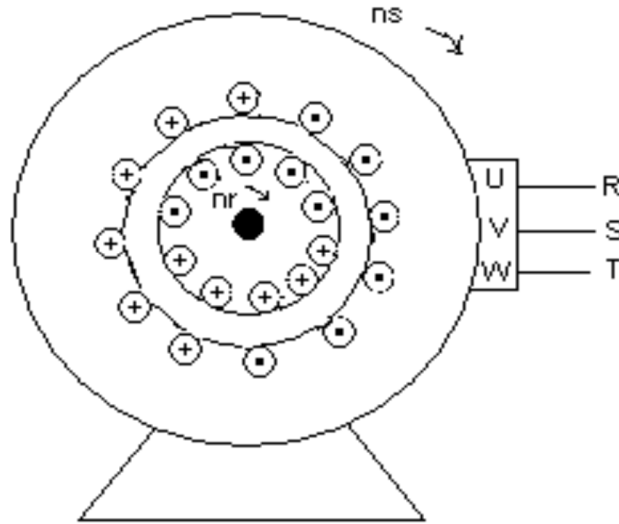
Bazı motorlarda stator içte, rotor dışta bulunur. Ancak dönen parça yine rotordur. Oto frenlerinin kontrol edildiği sistemlerde, bazı yürüyen merdivenlerde ve özel aspiratörlerde kullanılan bu tür motorlar yukarıda anlatılan asenkron motor prensibine göre çalışır. Rotordan beslemeli motorlarda, içte bulunan rotor döner bilezikler üzerinden akım şebekesine bağlanır. Buna karşın stator sargıları kısa devre edilmiştir. Doğrudan doğruya akım şebekesinden beslenen rotor üzerinde bir döner alan oluşur. Bu döner alan stator sargıları üzerinde endüksiyon nedeni ile bir akım geçer ve bunun sonucu olarak da stator döner alanı ortaya çıkar. Ancak bu kez rotor kendi döner alanının ters yönünde döner.

Rotor döner alanı, daima stator döner alanının gerisinde hareket eder. Rotorun devir sayısı döner alanın devir sayısından daha azdır. Stator döner alan devir sayısına senkron devir sayısı, rotor döner alan devir sayısına asenkron devir, aralarındaki devir farkına ise kayma(s) denir.

Asenkron motorlarda stator ile rotor arasında herhangi bir elektriki bağ yoktur. Rotor dışardan bir kaynak tarafından beslenmez. Stator da dışardan döndürülmez. Statorlar daimi mıknatıslı yapılmaz. Asenkron motorlarda dönen daimi mıknatısın görevini stator sargılarına uygulanan üç fazlı akımın meydana getirdiği "döner alan" yapar.

2.4.1. Döner Alan İçerisindeki Rotorun Dönüşü

Stator sargılarından geçen üç fazlı alternatif akımın, sargılarında döner bir manyetik alan oluşturduğunu ve dönen manyetik alan içerisinde bulunan iletkenlerde bir gerilim indüklendiğini böylece kısa devre edilmiş rotordan bir akım geçeceğinden bahsetmiştik. Rotordan geçen bu akımlar rotor üzerinde şekil 2.5' de görüldüğü gibi N ve S kutuplarını meydana getirirler. Dönen stator kutupları rotor kutuplarını etkiler. "Aynı kutuplar birbirini iter, zıt kutuplar birbirini çeker." prensibiyle rotoru saat ibresi yönünde döndürecektir.



Şekil 2.5. Döner alan içerisindeki rotorun dönüşü

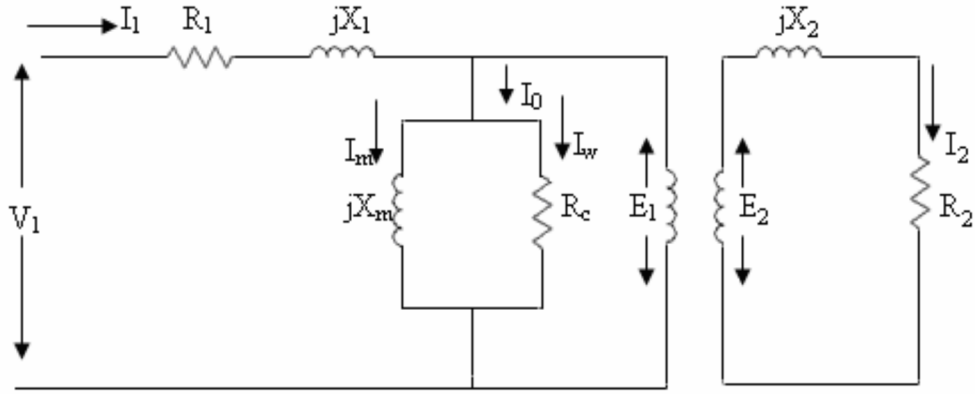
2.5. Asenkron Motorun T Eşdeğer Devresi

Asenkron motorun stator sargılarından geçen akımın etkisiyle stator döner alanı oluşur. Bu alanın etkisiyle rotor sargılarında gerilim endüklenir. Rotor sargıları üzerinden geçen akımlar da rotor döner alanını oluşturur. Oluşan stator ve rotor döner alanlarının birbirini etkilemesi sonucu rotor dönmeye başlar.

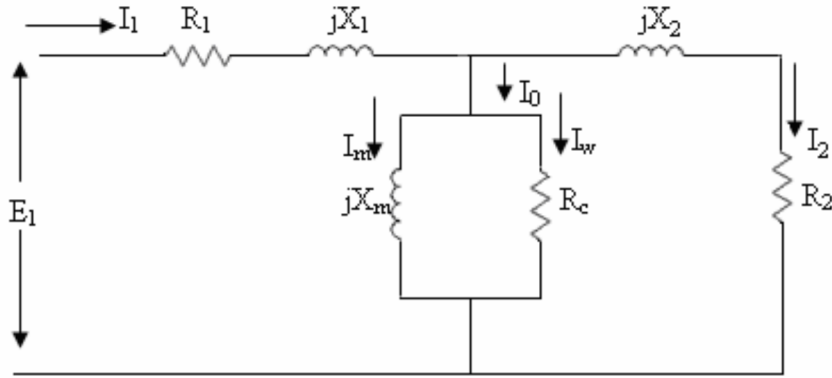
Asenkron motorun stator direnç ve endüktansı ve rotora indirgenmiş dirençleri gibi eşdeğer devre parametreleri ileri kontrol yöntemlerinde kullanıldığında, bu parametreler sıcaklıkla ve zamanla değişeceğinden kontrol için yetersiz kalmaktadır. Ayrıca motor üretildiğinde değerleri net olarak verilemeyen parametreler vardır. Bu nedenle, motor parametrelerini elde etmek için genellikle boşa ve kısa devre deneyleri yapılır. Şekil 2.6'da da üç fazlı asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi verilmiştir (Kaygısız, 2008).

Statora V_1 geriliminin uygulanması ile mıknatıslanma reaktansı (X_m), primer ve sekonder devreyi bağlayan Φ_m akısını oluşturur ve I_m mıknatıslanma akımının geçmesini sağlar. Zamana göre değişen bu hava aralığındaki akı, rotorda I_2 akımını oluşturacak bir emk indükler. Toplam I_1 stator akımı I_2 rotor akımı ile boşa çalışma akımı olan I_0 'ın fazör toplamıdır.

$$\bar{I}_1 = \bar{I}_2 + \bar{I}_0 \quad (2.1)$$



a) Transformator devresi



b) Primere indirgenmiş tam eşdeğer devresi

Şekil 2.6. Üç fazlı asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi

Rotor büyüklüklerinin bulunması stator büyüklüklerine göre daha zordur. Çünkü rotor döner alana göre n_2 değişken hızı ile döner. Bunun sonucunda birçok büyüklük kaymanın fonksiyonu olur. Motor hızının etkisi eşdeğer devredeki R_2/s parametresi ile belirlenir. Rotor dururken $s=1$ olduğu için bu gerilimde f_1 frekansında olur.

Rotor dururken indüklenen gerilimi ve durmadaki diğer büyüklükleri “0” alt indisi ile gösterirsek, rotorda indüklenen gerilim ve rotor frekansı aşağıdaki gibi verilebilir.

$$E_2 = 4.44f_1N_2\phi k_{w2} \quad (2.2)$$

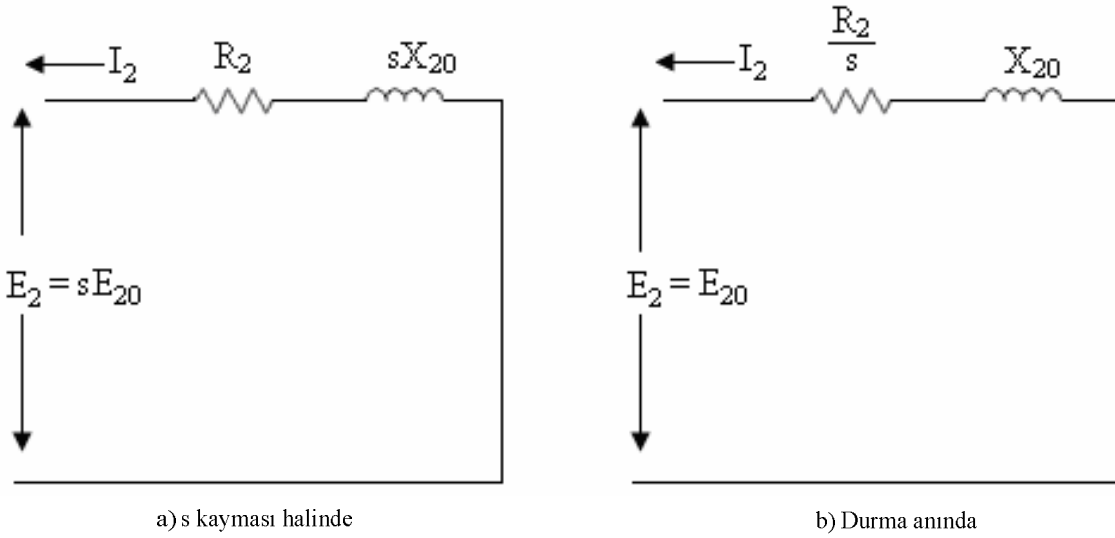
$$E_2 = sE_{20} \quad (2.3)$$

$$n_r = n_s \rightarrow s = 0 \text{ ve } E_2 = 0 \quad (2.4)$$

$$n_r = 0 \rightarrow s = 1 \text{ ve } E_2 = E_{20} \quad (2.5)$$

$$f_2 = sf_1 \quad (2.6)$$

Motorun herhangi bir kayma anındaki ve motorun durma anındaki rotor eşdeğer devresi ise şekil 2.7’ de verilmiştir.



Şekil 2.7. Rotor eşdeğer devresi

O halde hem rotorda indüklenen gerilim hem de rotor frekansı kayma ile orantılıdır. Normal işletmede özellikle nominal yüklerde kayma küçük ve yüzde birkaç değerinde olduğundan, rotorda indüklenen gerilim birkaç volt ve frekans birkaç herzttir. Bu yüzden kısa devre çubukları rotor saç paketinden yalıtılmaz. Rotorda yalıtkan malzeme kullanılmadığı için sincap kafesli asenkron motorlarda birim hacme düşen güç, bilezikli asenkron motorlardakinden daha fazladır.

Kayma $s=0$ iken, motor mil hızı n_r , döner alanın hızı olan n_s' e eşit olur. Hava aralığındaki döner alan rotor iletkenlerini kesemez ve böylece rotor iletkenlerinde indüklenen elektromotor kuvvet ve rotor akımı sıfır olur.

Genel olarak I_2 ;

$$\vec{I}_2 = \frac{\vec{E}_1}{\frac{R_2}{s} + jX_2} \quad (2.7)$$

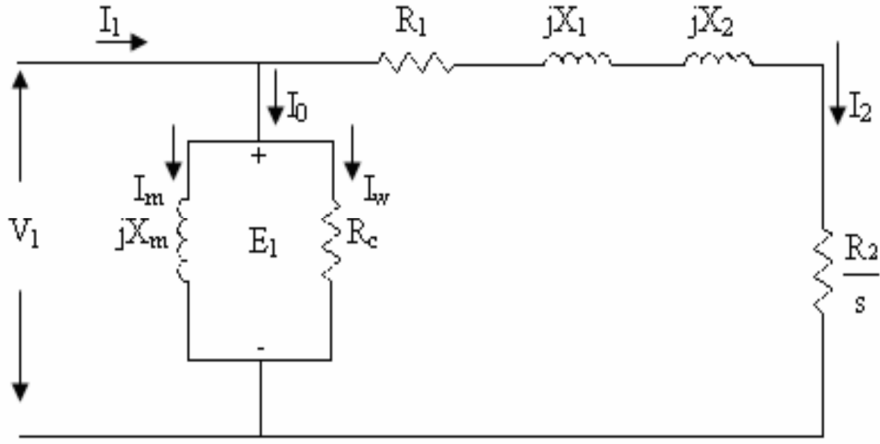
olarak hesaplanabilir. İndirgenmiş rotor akımının genliği,

$$I_2 = \frac{E_1}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_2^2}} \quad (2.8)$$

formülüyle hesaplanabilir. Şekil 2.6' daki eşdeğer devreden stator sargılarında indüklenen E_1 gerilimi stator gerilimi cinsinden yazılacak olursa;

$$\vec{E}_1 = \vec{V}_1 - \vec{I}_1(R_1 + jX_2) \quad (2.9)$$

$E_1=V_1$ alınabilir. Böylece şekil 2.6' daki devre şekil 2.8' deki devreye indirgenebilir.



Şekil 2.8. Üç fazlı asenkron motorun bir faz yaklaşık eşdeğer devresi

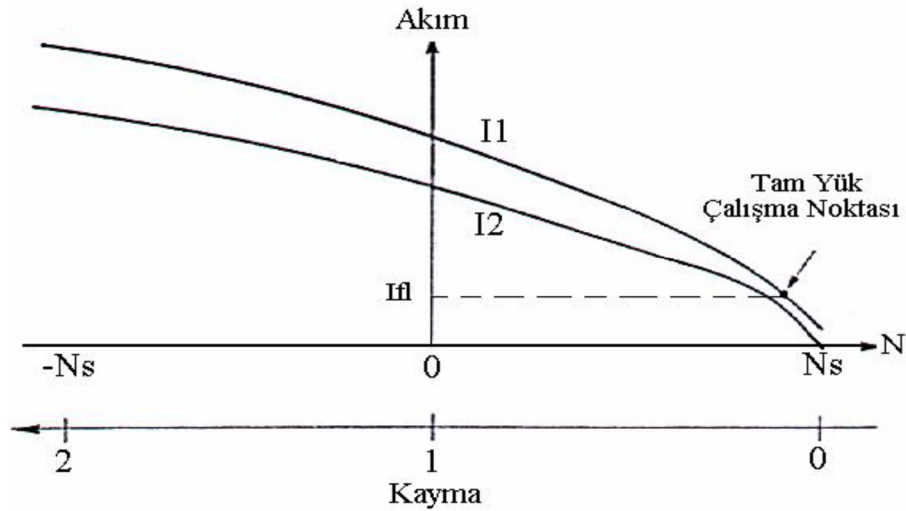
Şekil 2.8' e göre motora uygulanan V_1 gerilimi, boşa çalışma bileşenlerinin üzerinde düşer. Miknatıslanma ve demir kayıpları akımı;

$$I_m \cong \frac{V_1}{jX_m} \quad (2.10)$$

$$I_w \cong \frac{V_1}{R_c} \quad (2.11)$$

şeklinde olur.

I_1 ve I_2 'nin sabit V_1 geriliminde kaymayla değişimi, şekil 2.9' da gösterilmiştir. I_f noktası, tipik tam yük nominal hızda çalışma noktasını göstermektedir. Hızın azalmasıyla akım değerleri artmaktadır. Motorun durması durumunda akım, nominal akımın üç hatta daha fazla katına ulaşır(Kaygısız, 2008)



Şekil 2.9. Stator ve rotor akımı

Kaçak reaktans ve empedansın kaymaya bağlı ifadeleri ise şöyledir.

$$X_2 = \omega_r L_2 \quad (2.12)$$

$$X_2 = 2\pi f_r L_2 \quad (2.13)$$

$$X_2 = 2\pi s f_s L_2 \quad (2.14)$$

$$X_2 = s(2\pi f_s L_2) \quad (2.15)$$

$$X_2 = X_{20} \quad (2.16)$$

$$Z_2 = \sqrt{R_2^2 + (sX_{20})^2} \quad (2.17)$$

şeklinde olur.

2.6. Uzay Vektör Tanımı

Asenkron motorlarla ilişkili birbirinden farklı sorunların çözümü için değişik matematiksel modeller kullanılmıştır. Bunlar basit eşdeğer devre modellerinden d-q modellerine kadar değişmektedir. Son yıllarda genel endüstriyel uygulamalar ve üretim otomasyonları için yüksek performanslı asenkron motor sürücülerini geniş araştırma konusudur. Asenkron motorların kararlı durum ve dinamik durumlardaki değişken halleri nedeniyle asenkron motorların matematiksel olarak modellenmeleri ilgi çekmektedir.

Mühendislikte genellikle dq0 (direct-quadrature-zero) dönüşümü veya 0dq (zero-direct-quadrature) dönüşümleri üç faz devrelerin analizini basitleştirmek için kullanılan matematiksel dönüşümlerdir.

Dengelenmiş üç faz devrelerde dq0 dönüşümünün yapılması ile üç tane AA değişkenleri iki tane DA değişkenlerine indirilir. Basitleştirilmiş hayali DA değerlerine bağlı olarak yapılır ve en son olarak ters dönüşüm yapılarak asıl AA parametrelerine dönülür. Vektör kontrol yöntemlerinde kontrol kolaylığı açısından ve sistemin daha iyi anlaşılabilmesi için motorun matematiksel modeline ihtiyaç vardır. Makinenin davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model uzay vektörleri kullanılarak elde edilmiştir.

\dot{I}_{sa} , \dot{I}_{sb} ve \dot{I}_{sc} ' nin anlık dengelenmiş üç faz stator akımları olduğunu kabul edelim;

$$\dot{I}_{sa} + \dot{I}_{sb} + \dot{I}_{sc} = 0 \quad (2.18)$$

Böylece stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\bar{\dot{I}}_s = k(\dot{I}_{sa} + a\dot{I}_{sb} + a^2\dot{I}_{sc}) \quad (2.19)$$

burada a ve a^2 ; uzay operatörleri olmakla birlikte k ise; transformasyon sabitidir.

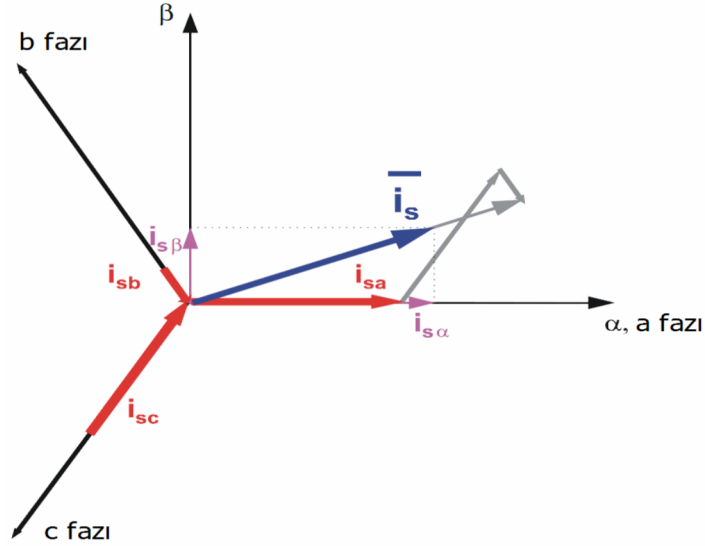
$$a = e^{j2\pi/3}$$

$$a^2 = e^{j4\pi/3} \quad (2.20)$$

$$k = \frac{2}{3} \quad (2.21)$$

olarak seçilmiştir.

Stator akımı uzay vektörü izdüşümü şekil 2.10'da gösterilmiştir (Özçira, 2007).



Şekil 2.10. Akım uzay vektörü ve izdüşümü

(2.18) denklemi tarafından tanımlanmış uzay vektörü, çift eksen teorisinden yararlanılarak da ifade edilebilir. Uzay vektörünün reel kısmı boyuna eksen stator akım bileşeninin ($\dot{I}_{s\alpha}$) ani değeri ile eşittir ve enine eksen stator akım bileşeni ($\dot{I}_{s\beta}$) ile de imajiner kısmı eşittir. Böylece sabit referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü statora bağlanmış olur ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Özçira, 2007);

$$\bar{I}_s = \dot{I}_{s\alpha} + j\dot{I}_{s\beta} \quad (2.22)$$

Simetrik üç fazlı makinelerde, enine ve boyuna eksen stator akımları ($\dot{I}_{s\alpha}$, $\dot{I}_{s\beta}$), gerçek olmayan enine faz (çift-faz) akım bileşenleridir.

$$\dot{I}_{s\alpha} = k(\dot{I}_{sa} - \frac{1}{2}\dot{I}_{sb} - \frac{1}{2}\dot{I}_{sc}) \quad (2.23)$$

$$\dot{I}_{s\beta} = k\frac{\sqrt{3}}{2}(\dot{I}_{sb} - \dot{I}_{sc}) \quad (2.23)$$

Bunlar yukarıda ifade edildiği gibi gerçek üç faz stator akımları ile bağlantılıdır. Yukarıda belirtildiği gibi $k=2/3$ 'dür ve transformasyon sabiti olarak adlandırılır.

Gerilim ve manyetik akı içinde benzer uzay vektörleri tanımlanabilir;

$$\bar{u}_s = k(u_{sa} + au_{sb} + a^2u_{sc}) \quad (2.24)$$

$$\bar{\psi}_s = k(\psi_{sa} + a\psi_{sb} + a^2\psi_{sc}) \quad (2.25)$$

şeklinde olur.

2.6.1. Referans Düzlem Dönüşümleri

Asenkron motor ya da sabit mıknatıslı senkron motor gibi alternatif akım motorlarında yüksek performanslı sürücü geliştirmek için faz düzlemleri arasında dönüşüm gerçekleştirilir. Faz dönüşüm işlemleri genellikle 3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme (Clark dönüşümü), 2-faz sabit düzlemden 3-faz sabit düzleme Ters Clark dönüşümü (Clark-1), 2 veya 3-faz sabit düzlemden 2-faz rotor düzlemine (Park dönüşümü) ve 2 faz rotor düzleminden 2 ya da 3-faz sabit düzleme Ters Park dönüşümü (Park-1) şeklinde gerçekleştirilir.

2.6.1.1. Clarke Dönüşümü (a, b, c) ⇒ (α, β)

Uzay vektörü, (α, β) denen 2 ortogonal eksenle başka bir referans çerçevesinde yazılabilir. Aşağıdaki vektör diyagramında a-ekseni ve α-eksenini aynı yönde olduğunu varsayarak gösterebiliriz.

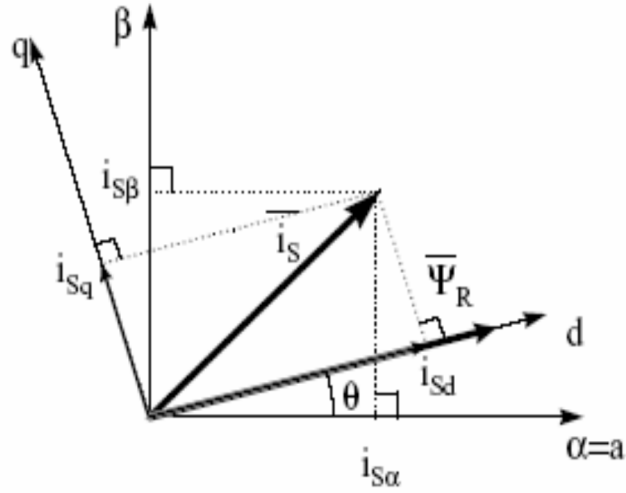
3-fazlı sistemi (α, β) 2 boyutlu ortogonal sisteme çeviren izdüşüm aşağıda verilmiştir.

$$i_{s\alpha} = \frac{2}{3} \left(i_{sa} - \frac{1}{2}i_{sb} - \frac{1}{2}i_{sc} \right) \quad (2.26)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sb} - i_{sc}) \quad (2.27)$$

2.6.1.2. Park Dönüşümü (α, β) ⇒ (d, q)

Bu dönüşüm vektör kontrolünün en önemli kısmıdır. (α, β) duran çatıdaki büyüklükler d-q dönen çatıya dönüştürülür. Eğer d-eksenin rotor akısıyla uyarlandığını düşünürsek, aşağıdaki diyagram (şekil 2.11) akım vektörü için iki referans çerçevesi arasındaki ilişkiyi gösterir.



Şekil 2.11. Stator akım uzay vektörü ve (a,b)'de ve d, q referans sistemindeki bileşeni

Burada θ rotor akı pozisyonudur.

Akım vektörünün akı ve moment bileşenleri aşağıdaki denklemlerle elde edilir.

$$\dot{I}_{sd} = \dot{I}_{s\alpha} \cos\theta + \dot{I}_{s\beta} \sin\theta \quad (2.28)$$

$$\dot{I}_{sq} = -\dot{I}_{s\alpha} \sin\theta + \dot{I}_{s\beta} \cos\theta \quad (2.29)$$

Bu bileşenler akım vektöründeki (α, β) bileşenlerine ve rotor akı pozisyonuna bağlıdır. Doğru rotor akı pozisyonu bilinirse, bu izdüşümde d, q elemanları sabit olur.

Buradan aşağıdaki karakteristiklere uyan bir 2-koordinat sistemi elde edilir.

- 2-koordinatlı zamandan bağımsız sistem,
- \dot{I}_{sd} (akı bileşeni) ve \dot{I}_{sq} (moment bileşeni)'yle direkt moment kontrolü mümkün ve kolaydır.

2.6.1.3. Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha, \beta) \Rightarrow (a,b,c)$

Bu gerilim dönüşümünde, 2-fazlı ortogonal sistemden 3 fazlı sisteme geri dönüş için kullanılmaktadır. Aşağıdaki matris dönüşümü ile dönüşüm tanımlanır.

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

2.6.1.4. Ters Park dönüşümü ($d, q \Rightarrow \alpha, \beta$)

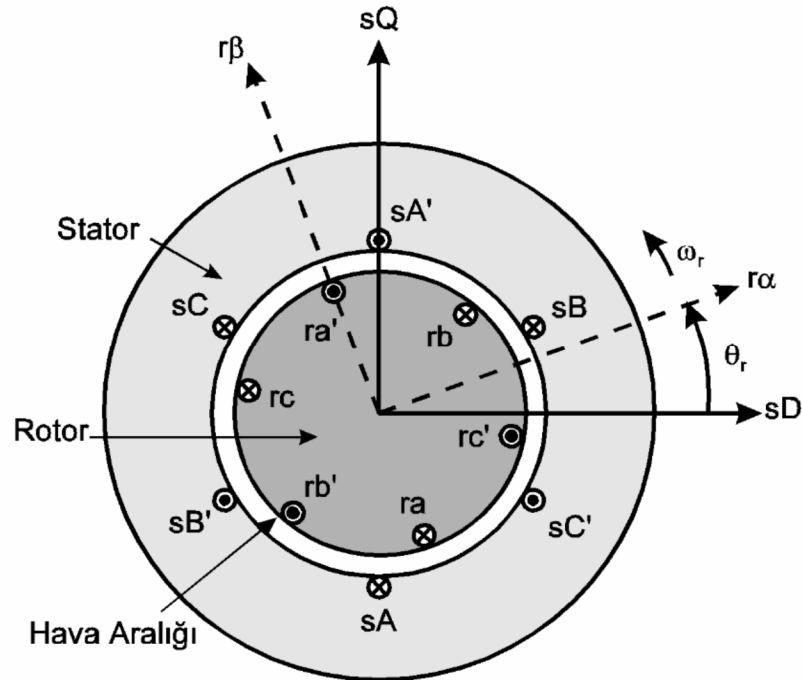
Bu gerilim dönüşümünden sadece 2-fazlı ortogonal sistemde d, q dönen referans çerçevesindeki gerilimleri değiştiren denklem verilecektir.

$$u_{s\alpha ref} = u_{sdref} \cos\theta - u_{sqref} \sin\theta \quad (2.31)$$

$$u_{s\beta ref} = u_{sdref} \sin\theta + u_{sqref} \cos\theta \quad (2.32)$$

2.6.2. Gerilim ve Manyetik Akı Denklemleri

Asenkron motorun tanımlanabilmesi için, sinüzoidal olarak dağıtılmış sargılara sahip, simetrik üç fazlı düzgün hava aralığı olan makine göz önüne alınmalıdır. Şekil 2.12'de üç fazlı simetrik asenkron motorun yatay kesiti verilmiştir (Bakan, 2002). Bu şekilde, stator ve rotor sargıları, hava aralığının her iki tarafında tek bir bobin olarak gösterilmiştir. Gerçekte her bir faz sargısı, kendi manyetik ekseninde sinusoidal bir manyetomotor kuvvet (mmf) üretecek şekilde yerleştirilir.



Şekil 2.12. Üç fazlı simetrik asenkron motorun temel yapısının yatay kesiti

Statordaki gerilim denklemleri anlık biçimde aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$u_{SA} = R_S i_{SA} + \frac{d}{dt} \psi_{SA} \quad (2.33)$$

$$u_{SB} = R_S i_{SB} + \frac{d}{dt} \psi_{SB} \quad (2.34)$$

$$u_{SC} = R_S i_{SC} + \frac{d}{dt} \psi_{SC} \quad (2.35)$$

U_{SA}, U_{SB} ve U_{SC} stator gerilimlerinin anlık değerleri; $\dot{I}_{SA}, \dot{I}_{SB}$ ve \dot{I}_{SC} ise stator akımlarının anlık değerleri ve ψ_{SA}, ψ_{SB} ve ψ_{SC} stator kaçak akılarının anlık değerleri S_A, S_B ve S_C fazlarına göre tanımlanmıştır. Yukarıda ifade edilen (2.33), (2.34) ve (2.35) anlık denklemleri, çift-eksen teorisini yani clarke dönüşümü kullanarak tekrar yazalım.

Gerilim denklemleri;

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \quad (2.36)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \quad (2.37)$$

$$u_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \omega_{r\beta} \quad (2.38)$$

$$u_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} - \omega_{r\beta} \quad (2.39)$$

Manyetik akı denklemleri;

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_M i_{r\alpha} \quad (2.40)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_M i_{r\beta} \quad (2.41)$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_M i_{s\alpha} \quad (2.42)$$

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_M i_{s\beta} \quad (2.43)$$

böylece asenkron motor, stator referans sisteminde yukarıdaki gibi tanımlanır.

2.6.3. Moment Denklemi

Alternatif akım makinesinin momenti, vektör olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\bar{t}_e = \frac{3}{2} p \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s \quad (2.44)$$

Eğer stator manyetik akısı ve stator akımı xy-düzleminde vektör olarak dikkate alınırsa;

$$\bar{\psi}_s = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \quad (2.45)$$

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.46)$$

Stator akı ve akımları cinsinden moment ise;

$$\bar{\tau}_e = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \bar{k} \quad (2.47)$$

olur. Burada \bar{k} birim vektördür.

2.7. Asenkron Motorun Kontrol Yöntemleri

Güç elektroniği ve dijital işaret işlemedeki gelişmeler, birçok uygulamada asenkron motorların kullanım eğilimlerini arttırmıştır. Asenkron makinalar, diğer makinalara kıyasla ucuz olmaları, patlayıcı ortamlar dahil, her türlü kötü ortam şartlarında çalışabilmeleri ve bakım gerektirmemeleri gibi üstün özellikleri nedeni ile endüstriyel uygulamalarda ve çoğunlukla değişken hız tahrik sistemlerinde kullanılırlar.

Asenkron motor, stator olukları içerisinde sargıların uyarılması ile temel olarak alışılmış bir AC motordur; öyle ki stator akımları tarafından oluşturulan akı yaklaşık olarak sinüzoidaldir. Hem hız kontrolü yapmak, hem de akım ve momentin bu kontrol sırasında artmasını engellemek için motora uygulanan gerilimin frekans ve genliğinin birlikte değiştirilmesi gerekmektedir.

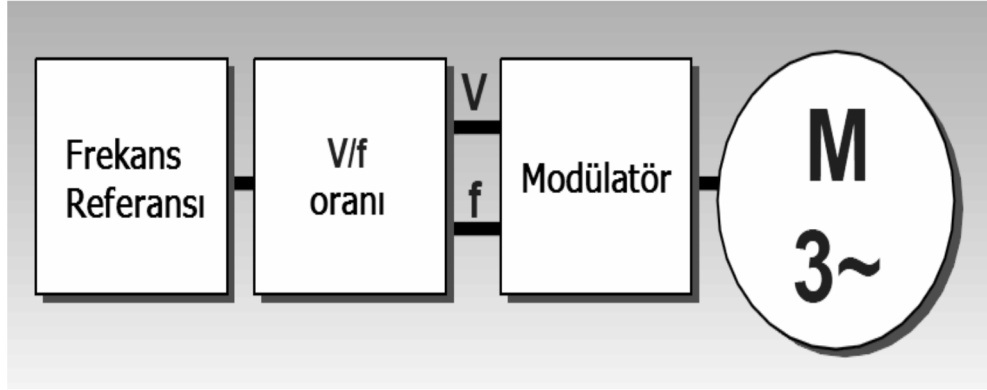
Asenkron makinaların değişken hızlı tahrik sistemlerinin kontrolünde stator gerilim ve frekansının değişimine dayalı yöntemler, üç temel kısma ayrılabilir. Bunlar;

- Skaler Kontrol (V/f Kontrol)
- Vektörel Kontrol (Field Oriented Control, FOC)
- Doğrudan Moment Kontrolü (Direct Torque Control, DTC)

2.7.1. Skaler Kontrol

Skaler kontrol düşük maliyeti, yapısının basit olması ve kolay uygulanabilirliği nedeniyle en çok tercih edilen kontrol yöntemlerindedir. Bu yöntemde temel prensip stator gerilimi genliği ile frekansının belli bir oranda değiştirilmesidir. Bu ayarlama asenkron motorun sargılarına uygulanan gerilimin genlik/frekans (V/f) oranı sabit tutularak motor sargılarından geçen akımın değeri de sabit tutulur. Böylece motor sargılarının dayanabileceği maksimum akım değerinin üstüne çıkılmamış olur.

Bu yöntemde motor, inverterden PWM kontrolün ürettiği değişken frekanslı sinyalle beslenir. Burada bütün aralık boyunca sabit moment elde etmek için V/f oranı sabit tutulur. Bu tip bir kontrol için blok diyagramı şekil 2.13’de görülmektedir (ABB, 1999).



Şekil 2.13. Skaler kontrol (V/f) blok diyagramı

Sadece giriş frekans ve gerilim değerlerinin büyüklükleri kontrol edildiğinden bu yöntem skaler kontrol olarak bilinir. Genelde sürücüleri geri besleme sinyali içermez, kontrol açık çevrim olarak gerçekleştirilir. Rotorun konumu ihmal edilir, yani hız veya konum bilgisi kullanılmaz. Kontrol sabit bir gerilim/frekans (V/f) çıkışı olan bir regülatör ile sağlanır ve daha sonra PWM modülatörü sürülür. Böylece kontrol yöntemi düşük maliyetlidir ve uygulanması kolaydır. Bu ve benzer kontrol teknikleri frekans kontrolü için detaylı motor bilgisi gerektirmediğinden yaygın olarak kullanılır. Bununla beraber üretilen momentin yüke bağımlı olması nedeniyle doğrudan kontrol edilememesi negatif taraftır. V/f yöntemi özellikle çok iyi performansın istenmediği yerlerde, yapısı basit ve ucuz olduğundan tercih edilir.

2.7.2. Vektörel Kontrol

Bu yöntemde stator akımının genliğinin yanı sıra fazının da kontrol edilmesi nedeniyle, yöntemin adı Vektör Kontrol olarak belirlenmiştir. İlke olarak, alan akısı vektörünün stator akımının bir bileşeni doğrultusunda yönlendirilmesi nedeniyle bu yöntem Alan Yönlendirilmeli Kontrol olarak da isimlendirilmektedir (Bose, 2002).

Makinanın d-q eksen takımına dayalı bu kontrol yöntemi, doğrudan ve dolaylı vektör kontrol yöntemi olmak üzere iki ana kısma ayrılır ve rotor akısından kaynaklı vektör kontrol yöntemleridir. Rotor akısından uyumlu vektör kontrolünde kontrol işlevinin gerçekleştirilmesi için rotor akısının genlik ve fazının elde edilmesi gereklidir. Rotor akısının genliği kontrolde geri-besleme işareti olarak kullanılırken, fazı ise d-q dan a-b-c veya a-b-c den d-q eksenine yapılacak dönüşümlerde, dönüşüm açısı olarak kullanılır. Doğrudan veya dolaylı vektör kontrol yöntemlerinin birbirinden farkı, akının genlik ve fazının elde edilme şekline dayanmaktadır (Sarioğlu, 2003).

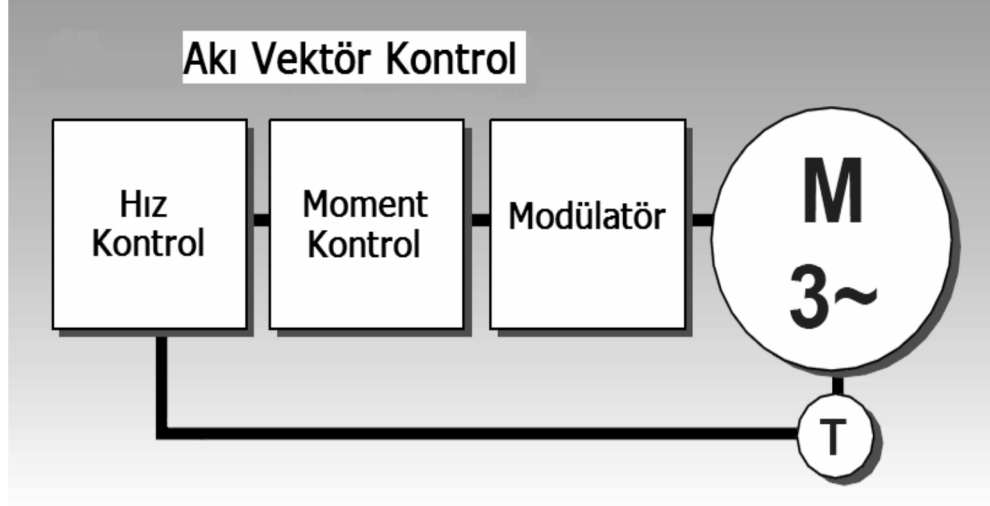
Vektör kontrolü, serbest uyartımlı DA makinalarında sağlanan dinamik performansı AA motor kontrolünde de mümkün hale getirmiştir. Vektör kontrolü, AA motor sürücülerinin düşük dinamik performansının AA motorun kendi zayıf yönleri veya temel sınırlamaları yüzünden olmadığını göstermiştir. Bu nedenle vektör kontrolü, ayarlanabilir hızlı elektrik motor sürücüleri alanındaki en önemli gelişmedir.

Senkron motorlarda vektör kontrolü nispeten kolaydır. Bunun sebebi, rotorda bulunan alan devresi ayrı olarak beslenir ve bağımsız şekilde ayarlanabilir. Rotorla ilgili alan akısı sabittir ve devir sayısı ile değişmez.

Vektörel kontrolünün avantajları, skaler kontrolle karşılaştırıldığında, daha iyi moment cevabı olması, sıfır hıza yakınken tam yük momenti, kesin hız kontrolü, DA sürüse yakınlık olarak sayılabilir.

Vektör kontrolün uygulanması için rotor akısı konumunun belirlenmesi lazımdır. Rotor akısı konumunu belirlemek için iki temel yaklaşım geliştirilmiştir. Birincisi, elektriksel olarak akı algılayıcıları kullanarak rotor akısı konumunun doğrudan belirlenmesidir. İkincisi ise, artımlı enkoder kullanarak mekaniksel olarak rotor konumunun ölçülmesi ve kaymadan yararlanarak rotor akısının rotor eksenine ile yaptığı açının hesaplanmasıdır.

Geri besleme elemanları nedeniyle, bu yöntemin, skaler kontrole göre daha pahalı oluşu yöntemin dezavantajıdır. Bununla birlikte gerçek zamanda hız hesabı için karmaşık bir algoritmaya gereksinim duyulur. Bu tip bir kontrol için blok diyagramı şekil 2.14'de gösterilmiştir (ABB, 1999).



Şekil 2.14. Vektörel kontrolün genel blok diyagramı

2.7.3. Doğrudan Moment Kontrol

DMK' de motor akısı ve momentinin temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, DA sürücüde yapılan işlemin prensip olarak aynısıdır. Buna karşılık, klasik PWM ve akı vektör kontrollü sürücülerde çıkış gerilim ile frekansı temel kontrol değişkenleri olarak kullanılır ve bu değişkenler modüle edilerek motora uygulanır. Bu modülatör katı, ek bir işaret işleme zamanı oluşturarak mümkün olan moment ve hız cevabını kısıtlar.

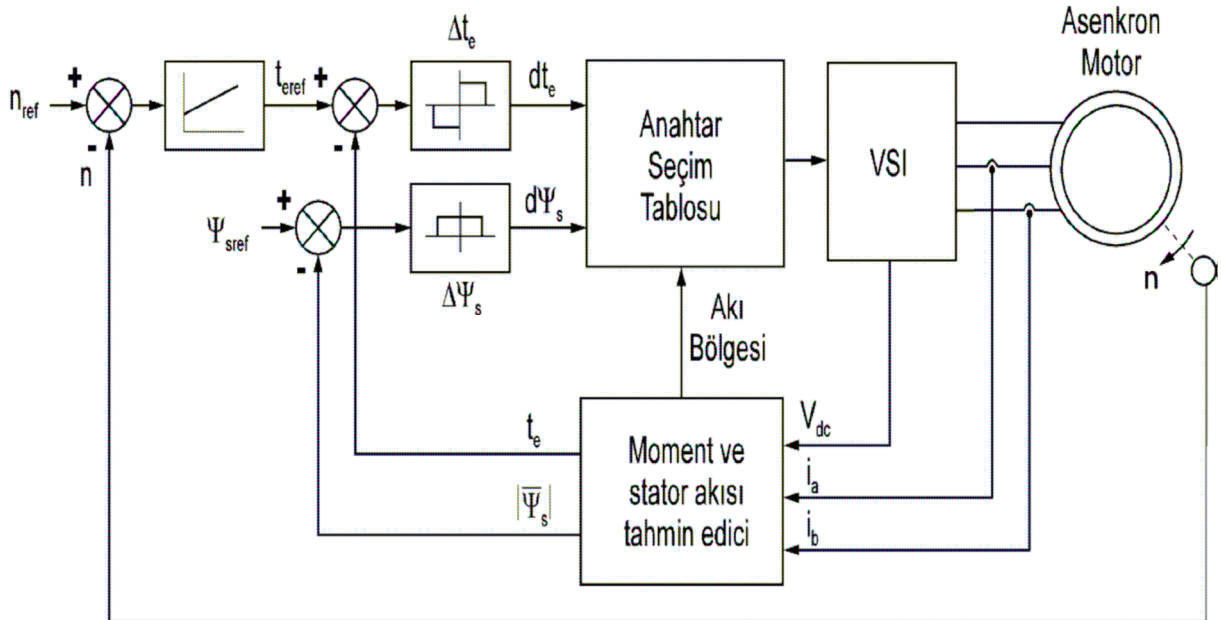
DMK'de, akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile kontrol edilir ve PWM modülatörü ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. PWM modülatörü yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Böylece, DA sürücünün sahip olduğu moment kontrol ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. Moment cevabı, DA veya akı vektör kontrolü ile mümkün olandan iyidir. Orta seviyeli hız doğruluğu (%0,1 - %10) için hız algılayıcı ihtiyacı ortadan kalkar.

Değişken hızlı sürücü uygulamalarının çoğunda moment kontrolü gerekli olup hız kontrolü gerekmez. Hassas hız kontrolü gerektirmeyen dizel elektrikli lokomotifler ve elektrikli otomobil gibi taşıma uygulamalarında, elektromanyetik moment doğrudan kontrol edilir ve hız kontrolü kullanılmaz. Doğrudan moment kontrolü yöntemi, özellikle bu uygulamalar için idealdir.

Doğrudan moment kontrolünün temeli, alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan kendinden kontrol teorisine dayanır. Alan yönlendirmeli kontrol, manyetik alan yönlendirmesini optimum olarak kontrol etmek üzere uzay vektör teorisini kullanır. Bu kontrol yöntemi, akı vektör denetleyicilerinin tasarımında başarı ile uygulanmıştır ve iyi bilinmektedir.

Geleneksel vektör kontrolü yöntemiyle, bu yöntem arasındaki fark, DMK'nin önceden belirlenmiş anahtarlama tablolarının olmamasıdır. DMK'de, yükün gereksinimlerine göre inverter anahtarlanır. Sabitlenmiş anahtarlama tablolarının olmaması nedeniyle, ani yük değişimlerine, vektör kontrolü ve skaler kontrole göre, DMK'nin cevabı son derece hızlıdır. Bu karışık teknoloji yardımıyla hız doğruluğunun % 0,5 oranında yukarı çıkartılmasının sağlanmasıyla, geri besleme elemanlarına gereksinim kalmaz.

Şekil 2.15'de bir DMK uygulaması görülmektedir. Bu yöntemin avantajları; en hızlı cevap süresine sahip olması, geri besleme elemanlarını ortadan kaldırması, mekanik hatayı azaltması, neredeyse geri beslemesiz DA motor sürümü performansında oluşu, vb. olarak sıralanabilir. Dezavantajları ise; karşılaştırıcının histerezisi nedeniyle yüksek moment ve akı dalgalanmalarının var olmasıdır. Matematiksel eşitlikler yerine yapay zeka yöntemi kullanılarak da DMK yöntemi gerçekleştirilebilir. Bu, daha iyi model uyumunu sağlar ve motor parametrelerine bağımlılığı azaltır.



Şekil 2.15. Doğrudan moment kontrol blok diyagramı

Farklı kontrol yöntemleri ve bu yöntemlerin çeşitli açılardan karşılaştırılması tablo 2.1 ve tablo 2.2’de gösterilmiştir.

Tablo 2.1. Vektörel kontrol ve doğrudan moment kontrol yönteminin karşılaştırılması

KARŞILAŞTIRMA KONUSU	ALAN YÖNLENDİRİLMELİ KONTROL	DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ
Referans eksen takımı	Senkron hızda dönen x-y	Sabit sD-Sq
Kontrol edilen değişkenler	Moment rotor akısı	Moment stator akısı
Kontrol değişkenleri	Stator akımları	Stator gerilim uzay vektörü
Algılanan değişkenler	Rotor mekanik hızı Stator akımları	Stator gerilimleri Stator akımları
Tahmin edilen değişkenler	Kayma frekansı Rotor akısı pozisyonu	Moment Stator akısı
Regülatörler	Üç fazlı akım regülatörleri (histerezis)	Moment regülatörü (histerezis) Stator akı regülatörü (histerezis)
Moment kontrolü	Stator akımları ile dolaylı kontrol Yüksek cevap hızı Moment dalgalanması	Doğrudan kontrol Yüksek cevap hızı Moment dalgalanması
Akı kontrolü	Stator akımları ile dolaylı kontrol Düşük cevap verme hızı	Doğrudan kontrol Yüksek cevap verme hızı
Parametre hassasiyeti	Rotor zaman sabitindeki değişimlere duyarlı	Stator direncindeki değişimlere duyarlı
Gerçekleştirme zorluğu	Yüksek seviyeli karmaşıklık hesaplamalarda trigonometrik fonksiyonlar gerekli	Orta seviyeli karmaşıklık

Tablo 2.2. Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması

KONTROL TÜRÜ	MOMENT KONTROL	AKI KONTROL	CEVAP VERME HIZI	AVANTAJI	DEZAVANTAJI
DC Kontrol	Doğrudan	Doğrudan	Yüksek	Yüksek doğruluk İyi moment cevabı Basitlik	Motor bakım ve fiyatı Yüksek doğruluk için hız algılayıcısı gerekli
Skaler Frekans Kontrolü	-	-	Düşük	Hız algılayıcısı gerekmez Basitlik	Düşük doğruluk Kötü moment cevabı
Akı Vektör Kontrolü	Dolaylı	Doğrudan	Yüksek	Yüksek doğruluk İyi moment cevabı	Daima hız algılayıcısı gerekli
Doğrudan Moment Kontrolü	Doğrudan	Doğrudan	Yüksek	Hız algılayıcısı gerekmez Orta seviyeli doğruluk Mükemmel moment cevabı	Yüksek doğruluk için hız algılayıcısı gerekli

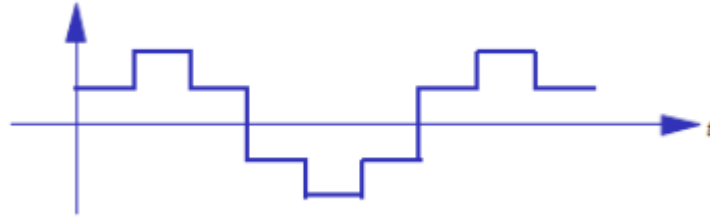
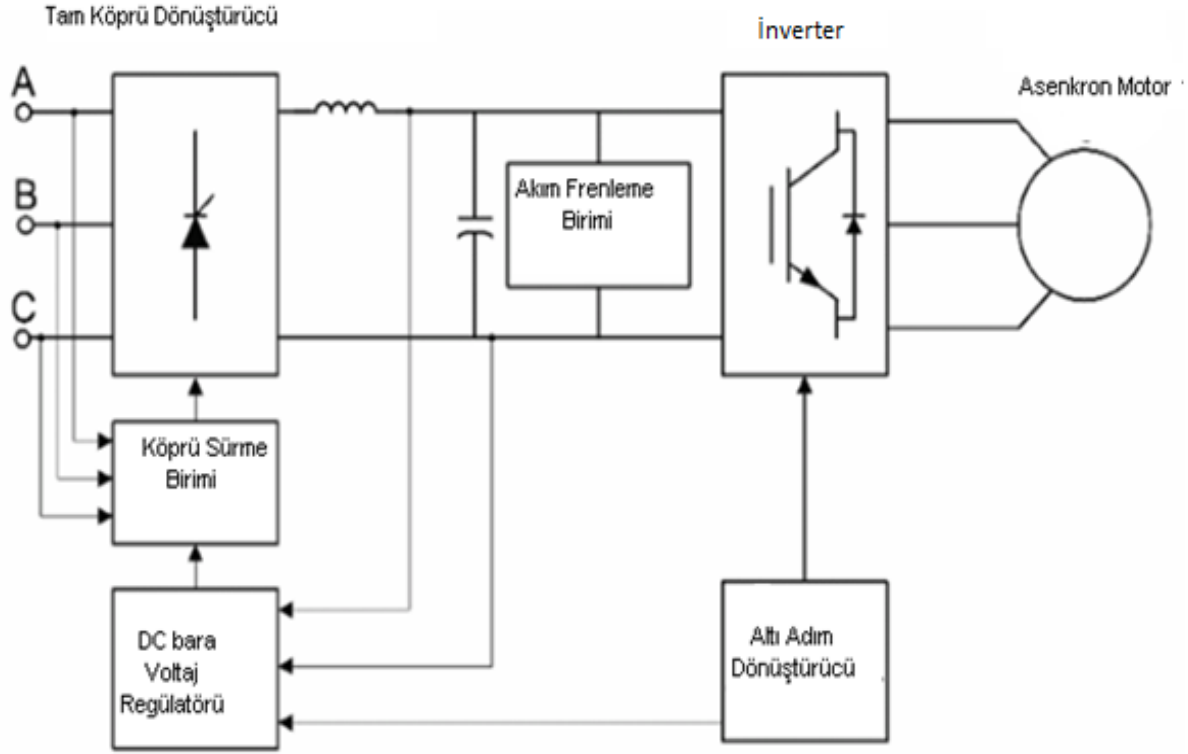
2.8. Modülasyon Teknikleri

Değişken frekanslı motor kontrol uygulamaları için kullanılan darbe genişlik modülasyon tekniklerinden en güncel olanları şöyle sıralanabilir:

- Altı-Adım PWM
- Sinüsoidal PWM
- Uzay Vektör Modülasyonlu PWM (SVPWM)
- Aşırı Modülasyonlu SVMPWM

2.8.1. Altı Adım PWM

Altı adım dönüştürücüde, değişken frekanslı sürücünün inverteri altı farklı anahtarlama durumuna sahiptir ve belirlenmiş bir sırada anahtarlandığında AA asenkron motor döndürülebilir. Bu yöntemin avantajı orta düzeyde hesaplama gerektirmemesi ve uygulanması en kolay yöntem olmasıdır. Negatif yönü daha yüksek değerde düşük değer harmoniklere sahip olmaları ve bunların motorun endüktansıya filtrelenememesidir. Bu da motorda daha yüksek moment dalgalanması ve düşük hızlarda sarsıntıya neden olur. Asenkron motor için altı adım PWM dönüştürücü örneği şekil 2.16'da gösterilmiştir.



Şekil 2.16. Altı adım PWM dönüştürücü

2.8.2. Sinüsoidal PWM

Sinüsoidal darbe genlik modülasyonu tekniğinde, yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen işaret ile modüle edici olarak adlandırılan ve daha düşük frekanslı sinüs işareti karşılaştırılmaktadır. Taşıyıcı ve sinüs işaretlerinin geçiş noktalarında anahtarlama elemanlarının durumlarını değiştirecek PWM işaretleri elde edilir. PWM dalgasının temel gerilim bileşeni ve frekansı, referans dalga genliği ve frekansı tarafından kontrol edilir.

Düşük frekanslı anahtarlama da asimetrik gerilim şekilleri ve düşük bant harmonikleri oluşmaktadır. Bu yöntemin tüm sistem kararlılığını etkileyen açık yönleri vardır. Lineer modülasyon bölgesi düşüktür ve 0 ile 0,785 arasında değerler alır. Bu da çıkış geriliminin çok fazla değiştirilemeyip gerilim değerinin belli aralıklarda kalmasına neden olur. Bunu yükseltmek için üçüncü harmonik ilave etmek gerekir. Ayrıca aşırı modülasyon aralığında doğrusal olmayan özellik gösterir ve analog bir yöntemdir.

Modülasyon indeksi referans gerilim genliğinin taşıyıcı gerilim genliğine oranıdır ve hesaplaması (2.48) denkleminde olduğu gibi yapılır. Benzer şekilde taşıyıcı indeksi m_f , taşıyıcı frekansın referans frekansına oranı olarak tanımlanır ve denklem (2.49)'de olduğu gibi hesaplanır.

$$m = \frac{V_{ref}}{V_t} \quad (2.48)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f} \quad (2.49)$$

2.8.3. Uzak Vektör Modülasyonlu PWM

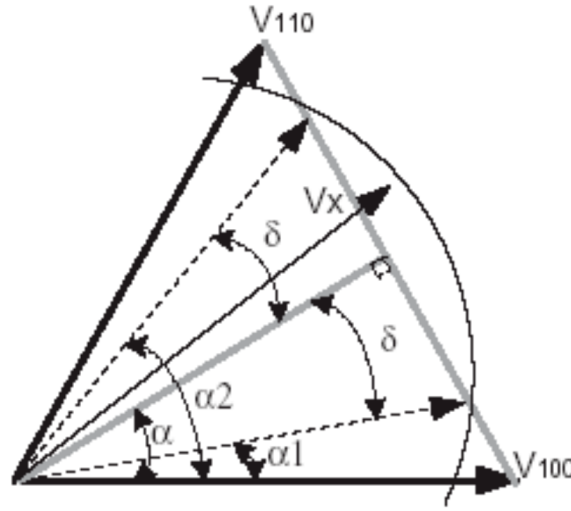
Bu yöntemin temeli, asenkron motorun 3 fazlı gerilim vektörlerinin tek bir döner vektöre dönüştürülebilmesine dayanır. Uzak vektörünün dönüşü, 3 fazlı sinüs dalgaları üreten Voltage Source Inverter (VSI) tarafından uygulanabilir. Yöntemin avantajları arasında, PWM anahtarlama frekansında düşük harmonik değeri, sinüsoidal PWM ile karşılaştırıldığında daha az hafıza talebi, vb. sayılabilir. Çok fazla hesaplama gereksinimi ve DA geriliminin tam olarak değerlendirilememesi bu yöntemin önemli dezavantajlarıdır.

Elektrik makinalarının uzak vektörleri ile incelenmesi aşağıdaki avantajları sağlayacaktır:

- Makinanın akım, gerilim, akı gibi büyüklükleri uzak vektörleri ile ifade edilebilir.
- Tüm uzak vektörleri matematiksel bağıntılarla ifade edilebilir.
- Simetrik ve simetrik olmayan makinaların incelenmesi faz sayılarına bağlı olmadan uzak harmonikleri de eklenerek yapılabilir.
- Moment ifadesi çok daha basit hale dönüşür.
- Uzak fazörleri ile asenkron makinanın karşılıklı etkileşimli denklemleri birbirinden bağımsız hale gelir.
- Sürekli çalışma durumunda uzak fazör ve zaman fazör diyagramları aynıdır.
- Uzak fazörleri ile denklem sayısı azalır.

2.8.4. Aşırı Modülasyonlu SVPWM

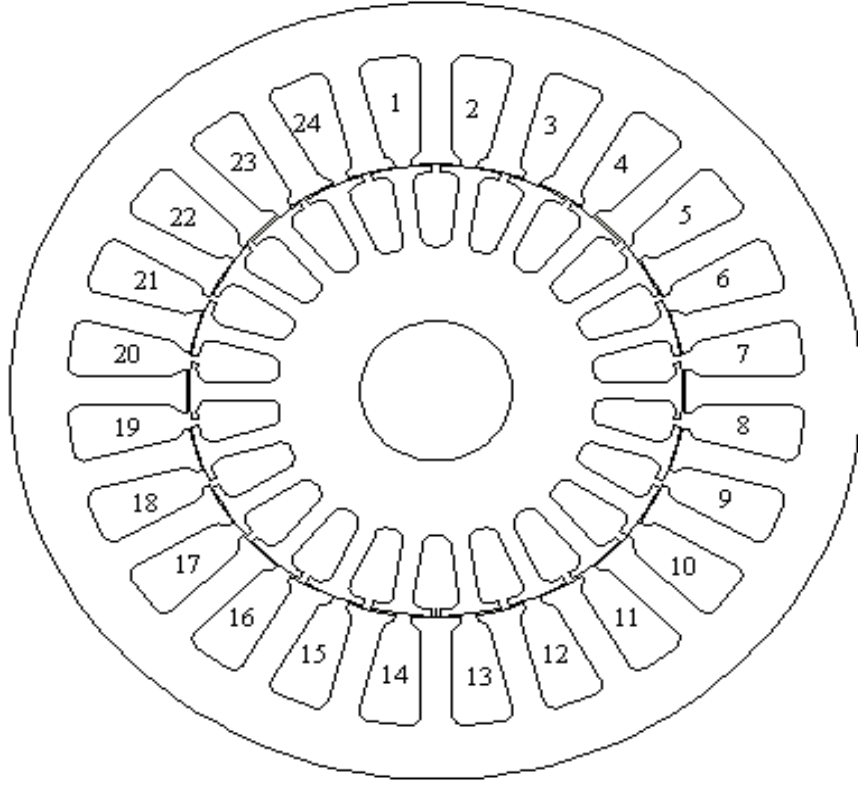
Bu yöntemde amaç, temel sinüs dalganın genliğinin DA gerilim düzeyinin üzerine çıkmasını sağlamaktır. Yöntemin dezavantajları karmaşık hesaplama, faz-faz dalga formunun açık olmaması, Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) değerinin yüksek oluşlarıdır. Ancak yine de THD değeri, altı-adım PWM yöntemine göre daha düşüktür. Şekil 2.17 aşırı modülasyon durumuna örnektir.



Şekil 2.17. Birinci bölge için örnek aşırı modülasyon durumu

2.9. Dört Kutuplu Dengeli El Tipi Sarım

Dört kutuplu el tipi sargılar iki katlı olup her katta, her faza ait birer bobin vardır. Aynı faza ait bobin gruplarından birinin çıkış ucu, diğerinin giriş ucu ile birleştirilir yani çıkış, girişe bağlanır. Faz girişleri arasındaki elektriki açı 120° 'dir ve elektriki açı geometrik açiya eşit değildir.



Şekil 2.18. İncelenen asenkron motorun ön kesit görünüşü

Şekil 2.18’de de görüldüğü gibi kullandığımız asenkron motor $X=24$ oyukludur. Motorumuz $2P=4$ kutuplu olup $m=3$ fazlıdır.

Bir kutup altında bir faza düşen oyuk sayısı veya renk sayısı

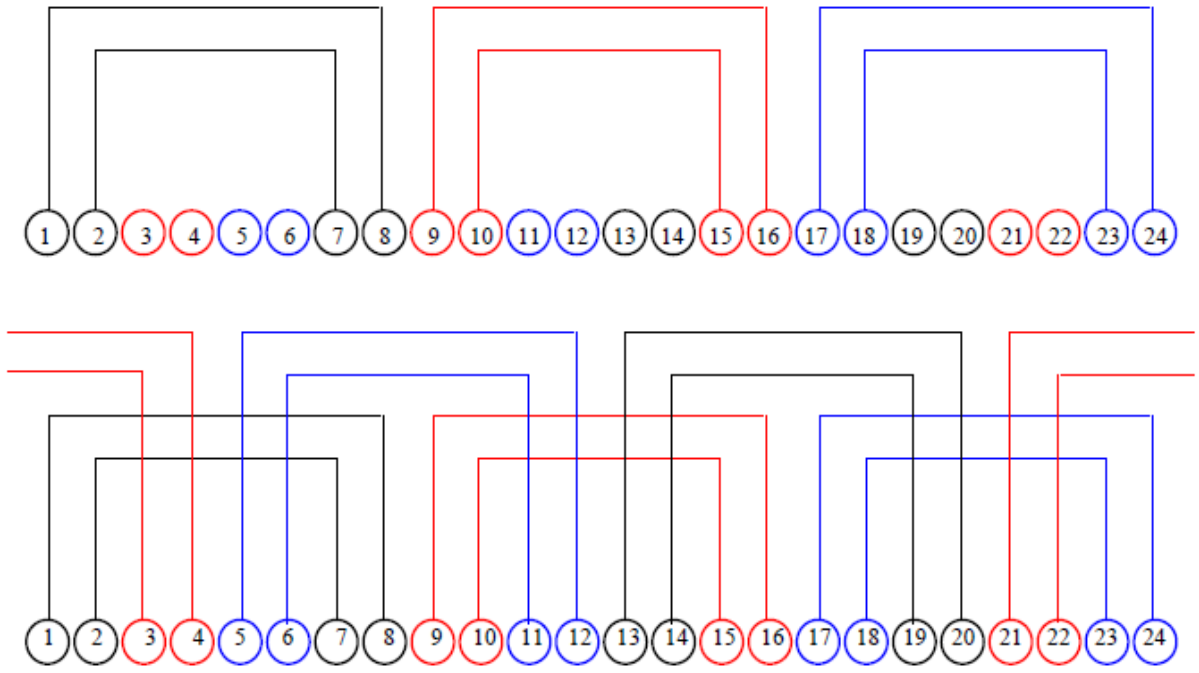
$$C = \frac{X}{2P \cdot m} = \frac{24}{4 \cdot 3} = 2 \quad (2.50)$$

olur. İki oyuk arasındaki elektriki açı

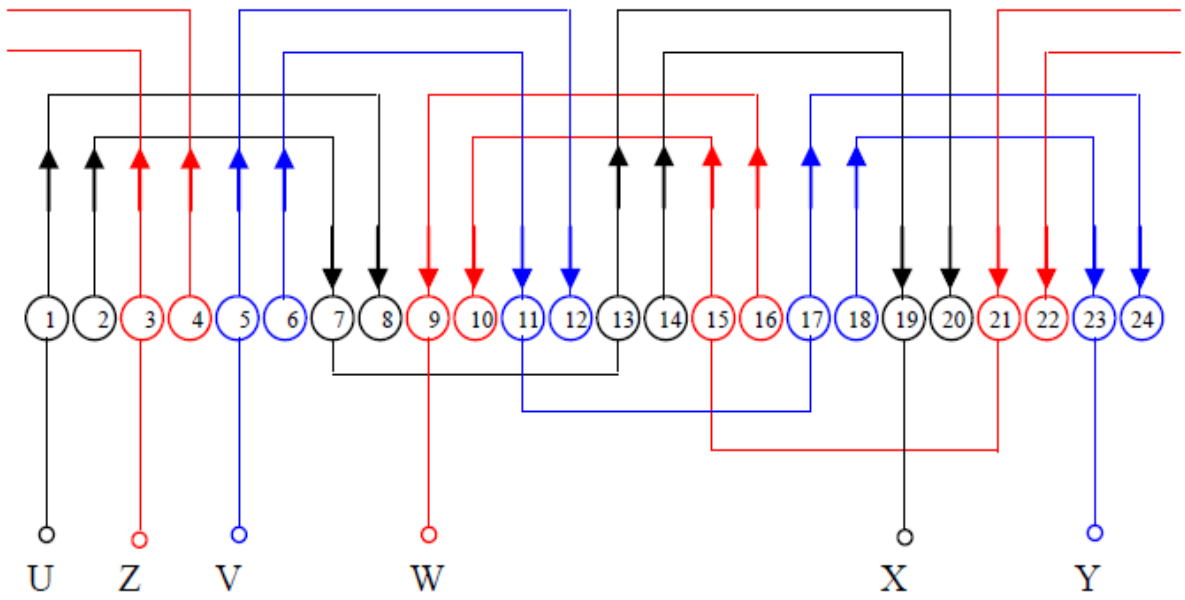
$$\alpha = \frac{180 \cdot 2P}{X} = \frac{180 \cdot 4}{24} = 30^\circ \quad (2.51)$$

şeklinde olur.

Şekil 2.19’da incelenen dört kutuplu üç fazlı asenkron motorun bobinlerinin çizimi, şekil 2.20’de ise dengeli el tipi sarım şeması gösterilmiştir.



Şekil 2.19. Bobinlerin çizilmesi



Şekil 2.20. El tipi sarım şeması

3. SONLU ELEMANLAR YÖNTEMİ

3.1. Giriş

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

3.2. Sonlu Elemanlar Yönteminin Kısa Tarihçesi

Sonlu elemanlar yönteminin matematiksel olarak kökeni yaklaşık 50 yıl önceye dayanmaktadır. Sonlu elemanlar yöntemine temel oluşturacak deneme fonksiyonlarının kullanılması ile diferansiyel denklemlerin yaklaşıklık yöntemi ile çözülmesi ise daha eskiye dayanmaktadır. Lord Rayleigh ve Ritz deneme fonksiyonlarını diferansiyel denklemlerin yaklaşık çözümlerinin elde edilmesi için kullanmıştır. Buna ek olarak Galerkin aynı çözüm yöntemini sonuca erişmek amacıyla kullanmıştır. Bu eski yaklaşımların, modern SEY ile karşılaştırıldığında, en önemli sakıncası ve eksiği deneme fonksiyonlarının çözülmek istenilen problemin tüm alanına uygulanmak zorunda olmasıdır. 1940'larda Courant, alt alanlarda parçalı sürekli fonksiyon kavramını ortaya koymasına kadar, Galerkin yöntemi sonlu elemanlar yöntemi için güçlü bir temel oluşturmaktaydı. Courant'ın ortaya attığı bu kavram SEY'in gerçek başlangıcı olarak kabul edilebilir. Sonlu eleman terimi ise ilk olarak 1960 yılında uçak zorlanma analizi içerisinde Clough tarafından kullanılmıştır.

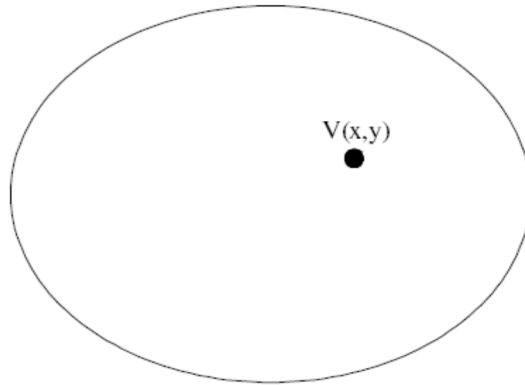
Sonlu elemanlar yönteminin elektrik mühendisliği alanında ilk kullanımı yine 1960'ların sonlarına denk düşmektedir. Bu alanda milat kabul edilebilecek ilk uygulama, üçgen sonlu farklar adı altında ivmelendirme mknatısları üzerine A. Winslow tarafından yapılmıştır.

Helmholz denkleminin sonlu elemanlar yöntemi ile çözümü Alta Frekuensi Konferansı'nda P. Silvester tarafından sunulmuştur. Elektrik makineleri için iki boyutlu doğrusal olmayan manyetostatik teknikler ilk olarak 1970'lerde ortaya konulmuştur. Bu açılımların peşinden, doğrusal olmayan Eddy akımları yöntemleri, Eddy akımları kayıplarının bulunması için kullanılmıştır.

Günümüzde ise elektromanyetik ve elektrostatik problemlerin çözümünde sonlu elemanlar yöntemi etkin bir şekilde kullanılmaktadır (Hutton, 2004).

3.3. Sonlu Elemanlar Yönteminin İlkesi

Sonlu elemanlar yöntemi terminolojisi, iki boyutlu alan içerisinde bulunan şekil 3.1, şekil 3.2 ve şekil 3.3 yardımı ile anlatılmaya çalışılacaktır. Şekil 3.1, fiziksel özellikleri tanımlı malzeme veya malzemelerden oluşan kapalı bir alandır. Tanımlı alanın sınırları, çözümün yapılacağı bölgeyi tanımlar. Bu kapalı alan, içinde ve sınırlarında bulunan her noktada tanımlı, alan değişkeni olarak adlandırılan, fonksiyon ile ifade edilir. Alan değişkeni, çözüm alanı içerisinde bilinmeyen ve değeri bulunmaya çalışılan fonksiyondur. Alan değişkeni ise, yaklaşıklık değişkeni ile tanımlanır. Yaklaşıklık işlevi, alan değişkeni fonksiyonunu bağımsız değişkenlerden oluşan kapalı cebirsel bir denklem takımına dönüştürür.

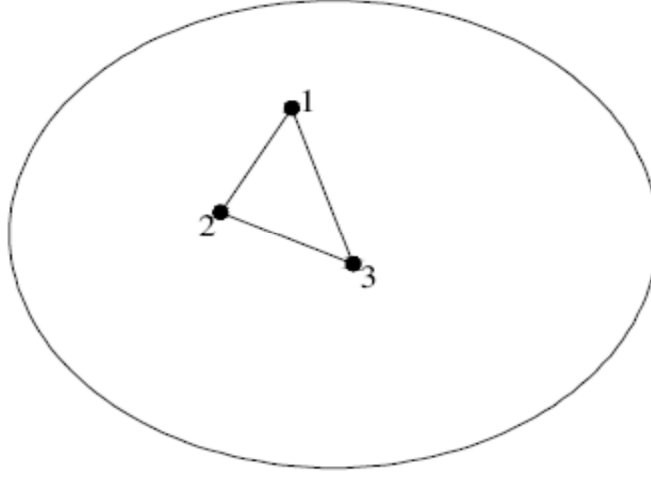


Şekil 3.1. Sonlu elemanlar yönteminin uygulanacağı alan

Buraya kadar belirtilenlerin ışığında, sonlu elemanlar yönteminin kullanılabilmesi için;

- Çözüm yapılacak sistemin kapalı bir alan veya hacimden oluşması,
- Sistemde bulunan tüm malzemelerin fiziksel özelliklerinin tanımlı olması ve
- Değerinin bulunmaya çalışıldığı fonksiyonun sistem içerisindeki her noktada tanımlı olması gerekmektedir.

Tanımlanan sistemde çözümün yapılabilmesi için sistem sonlu elemanlara bölünür. Örnek olarak alınan bu sistemde 3 düğüm noktasına sahip üçgen sonlu eleman kullanılmıştır (şekil 3.2). Bu eleman kapalıdır ve $dx \times dy$ 'den oluşan diferansiyel bir eleman değildir.



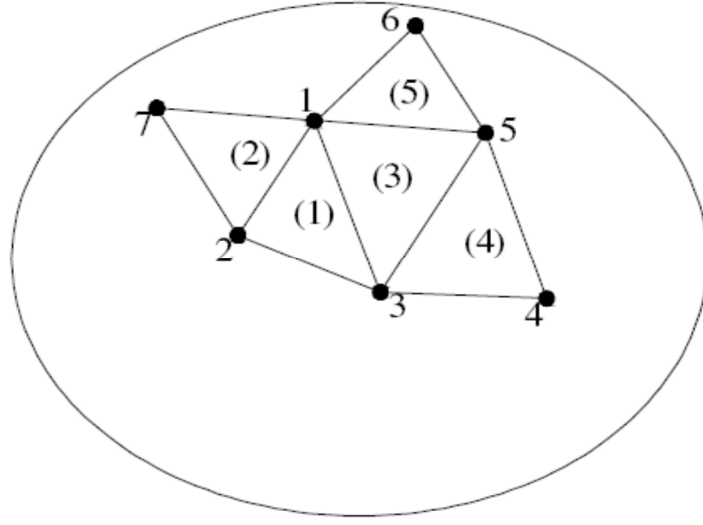
Şekil 3.2. Çözüm alanında tanımlanan üçgen sonlu eleman

Bu sonlu eleman üzerinde ve içerisinde bulunan yaklaşıklık değişkeninin hesaplandığı her nokta, düğüm olarak adlandırılmaktadır. Elemanın üzerinde bulunmayan düğümler iç düğüm olarak adlandırılır ve diğer sonlu elemanlar ile bağlanamazlar. Düğüm noktası olmayan noktaların alan değişkenleri, düğüm noktalarının değerlerinin interpolasyonu yardımı ile bulunur. Şekil 3.2'de görüldüğü üzere üçgen elemanın sadece üzerinde ve köşelerinde 1, 2, 3 ile adlandırılmış düğüm noktaları mevcuttur. Bu durumda yaklaşıklık ifadesi;

$$\varphi(x,y) = N_1(x,y) \varphi_1 + N_2(x,y) \varphi_2 + N_3(x,y) \varphi_3 \quad (3.1)$$

şeklinde tanımlanabilir. Burada $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ alan değişkenleri ve N_1, N_2, N_3 interpolasyon fonksiyonları olarak tanımlanır. N_1, N_2, N_3 fonksiyonlarının bir diğer adı da şekil fonksiyonlarıdır.

Sonlu elemanlar yöntemi yaklaşımında; düğüm noktaları denklemleri değeri bilinmeyen sabitler olarak tanımlanırlar. İnterpolasyon fonksiyonları ise genellikle bağımsız değişkenlerden oluşan, polinom biçiminde, düğüm noktalarının değerini tanımlayan denklemlerdir. Gerçek koşullarda çözüm yapılacak sistemde, gerçeğe yakın sonuçların elde edilmesi için birden fazla sonlu eleman kullanılarak işlem yapılmaktadır. Çözümün sürekli olması ve sistem içerisinde tanımsız alanın bulunmaması için sonlu elemanlar birbirleri ile birleştirilirler. Birleştirme işlemi birbirine yakın olan elemanların üzerinde bulunan düğüm noktalarının birleştirilmesi ile oluşturulur. Şekil 3.3'de görüldüğü üzere 2 düğümü, hem 1 hem de 2 numaralı elemanın sınır düğümü olur.



Şekil 3.3. Çözüm alanının bir kısmının üçgen sonlu elemana bölünmüş hali

Her iki elemana ait ortak düğümün alan değişkenleri ve yaklaşıklık değişkenleri eşit olduğundan farklı elemanların matematiksel eşitlikleri kurulmuş olur. İlgili denklem takımları çözümlenerek istenilen noktada çözüm elde edilebilir.

3.4. Sonlu Elemanlar Yönteminin Manyetik Alan Analizine Uygulanması

Temel olarak anlatılan sonlu elemanlar yöntemi bu bölümde elektrik ve manyetik alan analizine uyarlanarak ayrıntılı şekilde adımları ile anlatılacaktır. Sonlu elemanlar yöntemi malzeme geometrisine bağlı olduğundan bir, iki, üç boyutlu analiz yapılmaktadır. Manyetik alan analizleri genellikle iki ve üç boyutlu geometriler üzerinde incelenmektedir.

Eksenel simetrisinin mevcut olduğu durumlar için iki boyutlu analiz, geometrinin karmaşık olduğu ve simetrik olmadığı durumlarda üç boyutlu analiz kullanılmaktadır. S sonlu elemanlar yönteminde çözümlenme yapılırken şu işlem sırasına uyulması gerekmektedir.

1. Problemin geometrisi oluşturulması,
2. Problemden kullanılan elemanların malzemeleri tanımlanması,
3. Sınır koşullarının belirlenmesi (fiziksel sınırlamaların belirlenmesi),
4. Problem çözümünde kullanılacak sonlu eleman türünün belirlenmesi,
5. Çözüm bölgesinin belirlenen sonlu elemanlara bölünmesi,
6. Her bir eleman içerisinde temel denklemin yazılması,
7. Çözüm bölgesindeki elemanların birleştirilmesi ve
8. Elde edilen lineer denklem takımının çözümüdür.

3.4.1. Sınır Koşullarının Belirlenmesi

Fiziksel olarak üç sınır koşulu bulunmaktadır.

3.4.1.1. Dirichlet Sınır Koşulları

Bu koşulda potansiyel fonksiyonu ϕ_s sınırın belirli bir kısmında veya bütün sınır boyunca belirli bir değerdedir. Eğer sınır koşulu sıfır ise, buna homojen Dirichlet sınır koşulu denir.

3.4.1.2. Neumann Sınır Koşulları

Sınıra dik doğrultuda gelen akı yoğunluğu ile ilgili bir sınır koşuludur. Eğer ortam izotropik ise sınıra dik doğrultuda gelen akı genel olarak,

$$K(s) \frac{\partial \phi}{\partial n} = h(s) \quad (3.2)$$

bağıntısı ile ifade edilir. Burada n , sınırın dışına doğru birim vektörü göstermektedir. Bu ifade çözüm bölgesindeki alandan bağımsızdır. $h(s) = 0$ olması durumuna, homojen Neumann sınır koşulu denir.

3.4.1.3. Robbins Sınır Koşulları

Sınırdaki bulunan iletken bir malzeme sınıra normal doğrultuda gelen akıyı etkiler. Sınırdaki bu değişimler lineer değişimler ise bu sınır koşulu genel olarak

$$K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} = \sigma(s) (\phi_{0(s)} - \phi_{(s)}) \quad (3.3)$$

ile ifade edilir. Burada $\sigma(s)$ sınırdaki elektriksel iletkenlik fonksiyonunu göstermektedir. Bu sınır koşulu yeniden düzenlenerek

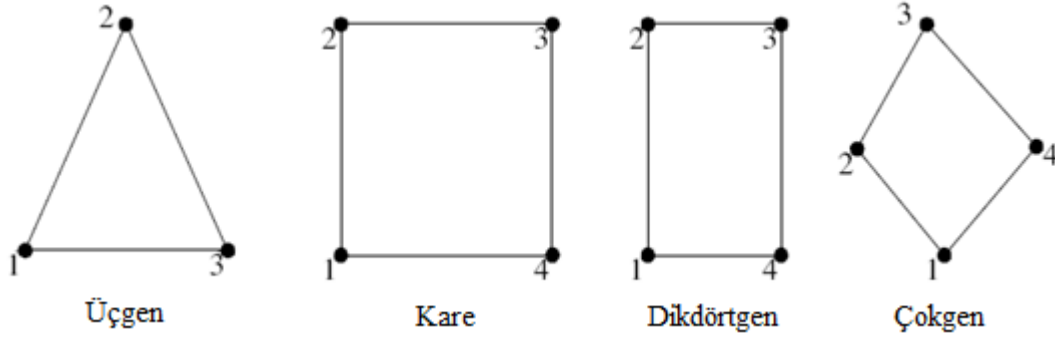
$$K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma(s) \phi_{(s)} = \sigma(s) \phi_{0(s)} \quad (3.4)$$

$$K(s) * \frac{\partial \phi}{\partial n} + \sigma(s) \phi_{(s)} = h(s) \quad (3.5)$$

yazıldığında daha önceki koşulları da içeren bir bağıntı elde edilir.

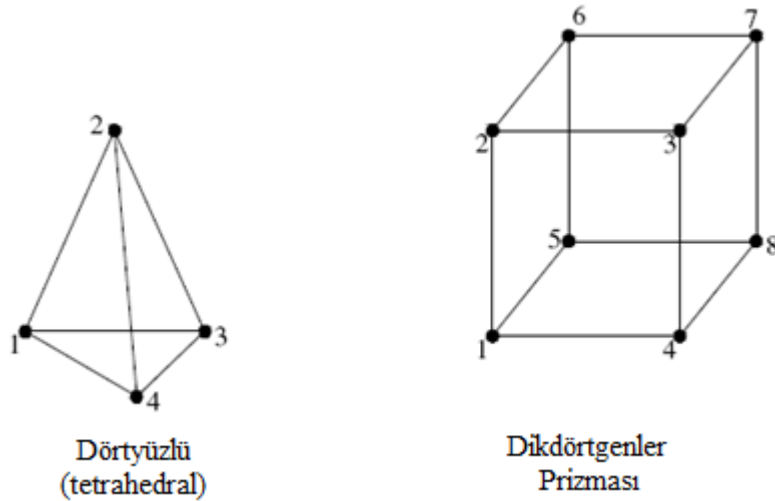
3.4.2. Sonlu Elemanın Belirlemesi

Temel seçim kuralı problemin geometrisine bağlıdır. Geometrinin oluşturulduğu boyuta göre sonlu eleman belirlenir. Örneğin geometri bir boyutlu ise bir boyutlu sonlu eleman kullanılması zorunludur. Bu nedenle sonlu elemanlar bir, iki ve üç boyutlu elemanlar olarak gruplandırılır. Bir boyutlu eleman, iki düğüm noktasından oluşan bir çizgiden oluşmaktadır. İki boyutlu sonlu elemanlar ise geometrinin elvereceği şekilde seçilebilir, bir boyutlu eleman gibi herhangi bir kısıtlama yoktur. Üçgen, kare, çokgen veya herhangi bir geometri tanımına uymayan kapalı bir yüzey sonlu eleman olarak tanımlanabilir. Bazı sık kullanılan iki boyutlu sonlu eleman örnekleri şekil 3.4’de verilmiştir.



Şekil 3.4. İki boyutlu sonlu eleman örnekleri

Üç boyutlu elemanlar için de, iki boyutlu elemanlar gibi, aynı durum söz konusudur. Eleman oluşturmada herhangi bir kısıtlama mevcut değildir. Sık kullanılan bazı üç boyutlu sonlu elemanlar şekil 3.5’de gösterilmiştir (Kutucu, 2009).



Şekil 3.5. Üç boyutlu sonlu eleman örnekleri

3.4.3. Eleman İçindeki Temel Denklemin Yazılması

Kısım 3.1'de belirtildiği üzere temel denklemin yazılabilmesi için yaklaşıklık fonksiyonlarının tanımlanması gerekmektedir. (u,v,w) genel koordinat sisteminde tanımlanan yaklaşıklık değişkenleri

$$\phi_m(u, v, w) = \sum_{k=0}^{N_t^2} a_k u^i v^j w^s \quad i + j + s \leq M \quad (3.6)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada M polinom derecesi olarak ifade edilir. N_t toplam terim sayısı $N_t^2 = [(M+1)(M+2)] / 2$ denklemi ile bulunur. $M = 1$ olduğu birinci dereceden yaklaşıklık işlevi bir, iki, üç boyut için sırası ile;

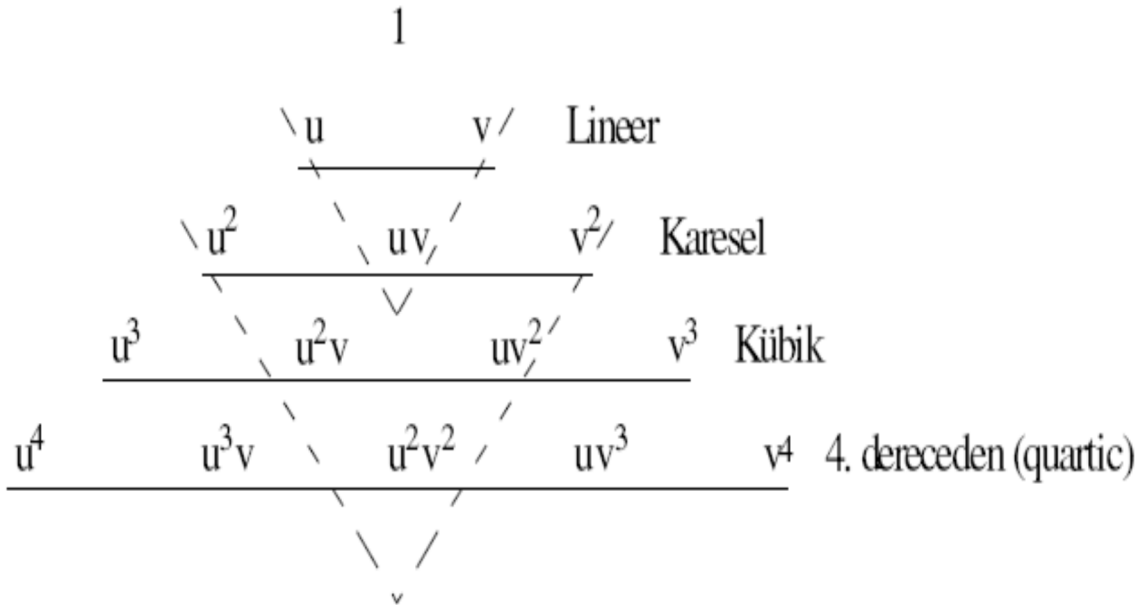
$$\phi(u) = a_1 + a_2 u \quad (3.7)$$

$$\phi(u, v) = a_1 + a_2 u + a_3 v \quad (3.8)$$

$$\phi(u, v, w) = a_1 + a_2 u + a_3 v + a_4 w \quad (3.9)$$

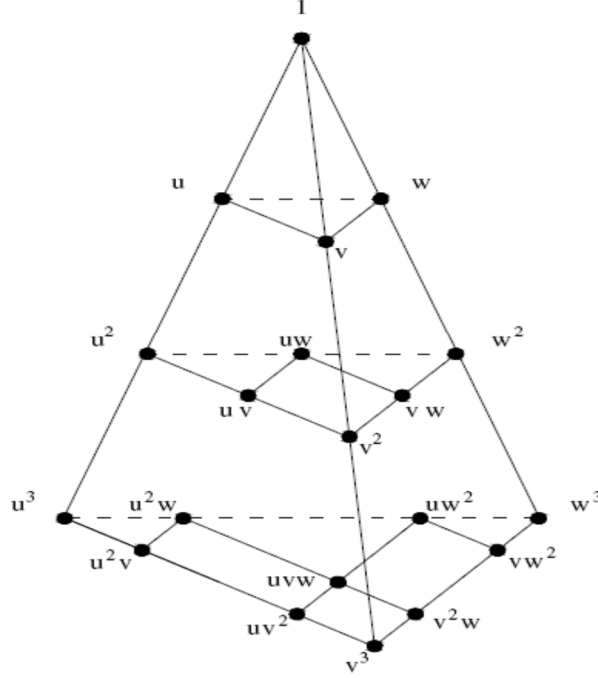
dir.

İki boyutlu yaklaşıklık ifadesi koordinatlara bağlı terimlerinin bulunması için yardımcı olacak Pascal üçgeni şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.6. Pascal üçgeni

Üç boyutlu yaklaşıklık ifadesi koordinatlara bağlı terimlerinin bulunması için ise Pascal piramidi şekil 3.7’de gösterilmiştir (Kutucu, 2009).

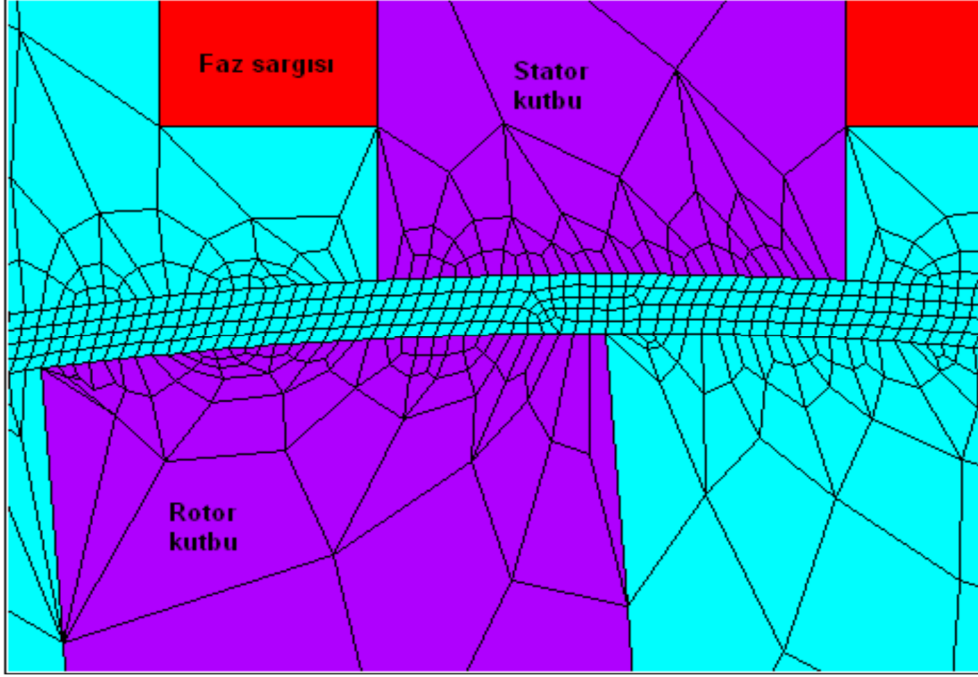


Şekil 3.7. Pascal piramidi

3.5. Asenkron Motorun Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Analizi

Asenkron motorların gerek yeterliliklerinin test edilmesinde gerekse de parametrelerinin elde edilmesinde ya deneysel veriler ya da analitik yöntemlerle elde edilen veriler kullanılmaktadır. Bunun yanında elde edilen sonuçların değerlendirilmesinde her iki yöntemle elde edilen verilerin karşılaştırılmasına da gereksinim duyulabilmektedir. Anahtarlamalı relüktans motor darbe veya adımların bir dizisinde çalışır ve bütün durum değişkenlerinin sabit olduğu kararlı bir duruma sahip değildir. Bu motorun temel boyutlandırma hesaplamalarının dışındaki her şey için bilgisayar tabanlı tasarım metotlarının tasarım işleminin dahili bir parçası olarak benzetim yeteneği içermelidir. Geleneksel makinelerin tasarımında bunlar genelde ayrı işler olarak ele alınır ve çoğu kez farklı mühendisler tarafından icra edilir.

Ağ oluşturulurken akı yoğunluğunun yüksek olması beklenen bölgelerde sonlu elemanlar küçük boyutta yapılmalı veya ince ağ kullanılmalıdır. Sonlu elemanlar yönteminde oluşturulmuş bir ağın detaylı görünüşü şekil 3.8’deki gibidir.



Şekil 3.8. Sonlu eleman ağının detaylı görünüşü

Asenkron motorun hava aralığında alanın hızlı uzaysal değişiminin meydana geldiği bu yerler eşmerkezli dört katman ile temsil edilir. Stator çerçevesinin yoğun doyumunun gözlemlendiği bölgelerde saçaklama akısının dahil edilmesi için ağ çerçeve dışına taşırılır. Statorun sargı kenarı basit bir geometrik biçim ile temsil edilebilir fakat doğru sonuçların alınması için sargının tam kesit alanı ve hatta içindeki iletkenlerin şeklinin yeniden oluşturulması önemlidir, bu özellikle sargının toplam halka akısının hesaplanmasında gereklidir. Toplam halka akısı iletken telin ayrı döngülerinin halka akılarının toplamıdır ve bunların her biri genelde eşit değildir çünkü akı yoğunluğu oyuğun kesit alanı üzerinde ve özellikle örtüşmeyen pozisyonda önemli miktarda değişmektedir.

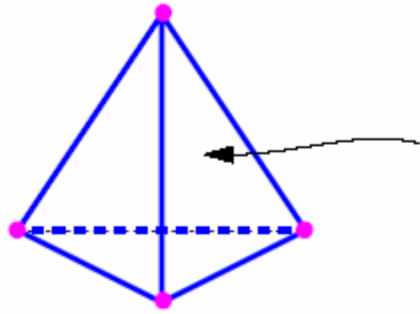
Asenkron motorun tasarımında kullanılacak sonlu eleman yazılımı ile yapılan simülasyonların doğruluğu kullanıcının becerisine ve problemin doğasına bağlıdır. İki boyutlu sonlu eleman çözümlerinin özellikle kısmi olarak örtüşen pozisyonda uç etkilerinin bariz etkisinden dolayı asenkron motorun için doğru mıknatıslanma ergilerini vermesi beklenemez. Bunun yanında iki boyutlu çözümler sac geometrisinin optimizasyonu için çok etkili olarak kullanılabilir. Örneğin sonsuz derecede uzun bir makinenin maksimum endüktans oranının elde edilmesi için sac geometrisinin üzerinde çalışılması ve daha sonra bu sac geometrisinin sonlu uzunluktaki bir makineye uygulanması geçerli bir uygulamadır. Kısmi olarak örtüşen pozisyonlarda doğru sonuçların alınması için üç boyutlu alan çözümlerinin kullanılması gereklidir.

Bu çalışmada 3 boyutlu alan çözücü olarak Ansys firmasının geliştirdiği Maxwell 3D programı kullanılmıştır. Bu programın 3 boyutlu statik manyetik çözücü modülünde analiz ve simülasyonlar yapılmıştır (Omaç, 2006; Lee, 2004; Salmasi vd., 2004).

Geometrisi düzgün olmayan bölgelerde elektrik veya manyetik alanları belirlemek için Maxwell 3D bölgeyi piramide benzeyen çok sayıda dörtyüzlü eleman (tetrahedra) olarak adlandırılan alt bölgelere böler. Her dörtyüzlü elemandaki alan ayrı bir polinomla belirlenir. Bu elemanların toplamı sonlu eleman ağ veya basitçe ağ (mesh) olarak ifade edilir. Bir ağ otomatik olarak üretilir ve her model için bir alan çözümü hesaplanır.

3.6. Dörtyüzlü Eleman

Bir tetrahedra şekil 3.9’da verilmiştir. Alanın tam bir çözümünü elde etmek için sistem alan için yeterli küçük değerlere göre boyutlandırılmış dörtyüzlü elemanlardan oluşur.



Şekil 3.9. Dörtyüzlü eleman (tetrahedra)

Elektrostatik alan çözücü her dörtyüzlü eleman düğümünde ve tüm kenarların orta noktalarındaki elektrik potansiyel değerini saklar. Her dörtyüzlü elemandaki potansiyel 2. dereceden bir polinom yaklaşım fonksiyonunun kullanılmasıyla bu düğümlerdeki değerlerden bulunur.

Manyetostatik alan çözücü homojen ve özel bir çözüm içinde H alanlarına böler. H nin bu homojen çözümü için sistem her düğümde bir skaler potansiyel tutar. Özel çözüm için sistem dörtyüzlü eleman kenarlarında teğet H ’nin bileşenlerini saklar. Çözümün doğruluğu dörtyüzlü elemanların (tetrahedra) her birinin ne kadar küçük olduğuna bağlıdır. Elemanların binlercesinin kullanılmasıyla oluşturulan ağlarla çözümler yapılır. Problem uzayında en büyük alan-gradyan bölgelerindeki alan miktarının tam değerini belirlemek için her eleman, alan çözümü için yeterli küçük bir bölgeye ayrılır.

Bir alan çözümünün üretimi dörtyüzlü eleman düğümlerinin bulunduğu çok elemanlı bir ters matrisi içerir. Büyük miktarda elemanlı ağlar için güçlü bir hesaplamaya ve belleğe gerek vardır. Bu yüzden doğru bir alan çözümü elde etmek için yeterli miktarda ağ kullanmak arzu edilir. Ama bunun için işlem gücü ve bellek miktarı yeterli bir bilgisayar olmalıdır. Optimal ağ üretmek için Maxwell 3D bir irdeleme süreci kullanır. Burada kritik bölgedeki ağlar otomatik olarak artırılır. İlk olarak kaba başlangıç ağına göre bir çözüm üretilir. Sonra hata yoğunluğunun yüksek olduğu alanlarda ağ sayısı artırılır ve yeni bir çözüm üretilir. Seçilen parametrelerle istenilen sınır aynı değere ulaştığı zaman çözüm adaptif döngünün dışına çıkar ve sona erer.

Çözüm süreci esnasında Maxwell 3D enerji hatasının yüksek olduğu bölgelerde irdelemeler halinde ağ artırımını yapar. Bu gereken alanlarda hedef değerlere göre ağ artımı için simülatöre izin verir. Bu da bilgisayar kaynaklarının optimal kullanılmasını sağlar (Fenercioğlu, 2008; Yamazakhi, 2012).

3.7. Ansys Maxwell 3D Alan Simülatörü

Maxwell 3D alan simülatörü programı etkileşimli bir yazılım paketidir. Maxwell 3D alan simülatörü;

1. Statik elektrik alanları, kuvvet, moment ve gerilim dağılımlarının ve şarjların sebep olduğu kapasitansların hesaplanmasında,
2. Statik manyetik alanların, kuvvet, moment ve statik harici manyetik alanların ve sabit mıknatısların oluşturduğu endüktansların hesaplanmasında,
3. Doğrusal ve doğrusal olmayan malzemelerin kullanıldığı yapılardaki alanların simülasyonlarının yapılmasında,
4. Sıcaklık ve ısı akısı gibi termal büyüklüklerin hesaplanmasında kullanılmaktadır.

3.7.1. İletim Akımı Çözümü

Alan simülatörü manyetik alanları çözmeye başlamadan önce aşağıda belirtilenler gerçekleşir.

- * Mükemmel iletkenler için yüzey akımları hesaplanır.
- * Mükemmel olmayan bütün iletkenlerdeki akım yoğunluğu hesaplanır.

Akım, bir iletkendeki gerilim düşümünün belirtilmesiyle, iletkenen geçen akımın belirtilmesiyle ve iletken içerisindeki akım yoğunluğunun açıkça tanımlanmasıyla ifade edilir. Maxwell 3D bir akım yoğunluğu açıkça belirtilmemiş iletkenlerden veya iletken olmayanlardan akım yoğunluğunu hesaplamaz.

3.7.2. Statik Manyetik Alan Çözümü

Akım yoğunluğunun hesaplanmasından sonra statik manyetik alan çözücü Ampere Kanununu ve Maxwell Denklemleri aşağıdaki ifadeyi kullanarak çözer.

$$\nabla \times H = J \quad \nabla \cdot B = 0 \quad (3.10)$$

$H(x,y,z)$ manyetik alan, $B(x,y,z)$ manyetik akı yoğunluğu, $J(x,y,z)$ önceden hesaplanmış A/m^2 olarak akım yoğunluğudur. Manyetik akı yoğunluğu aşağıdaki Eşitlik 3.2 ile hesaplanır.

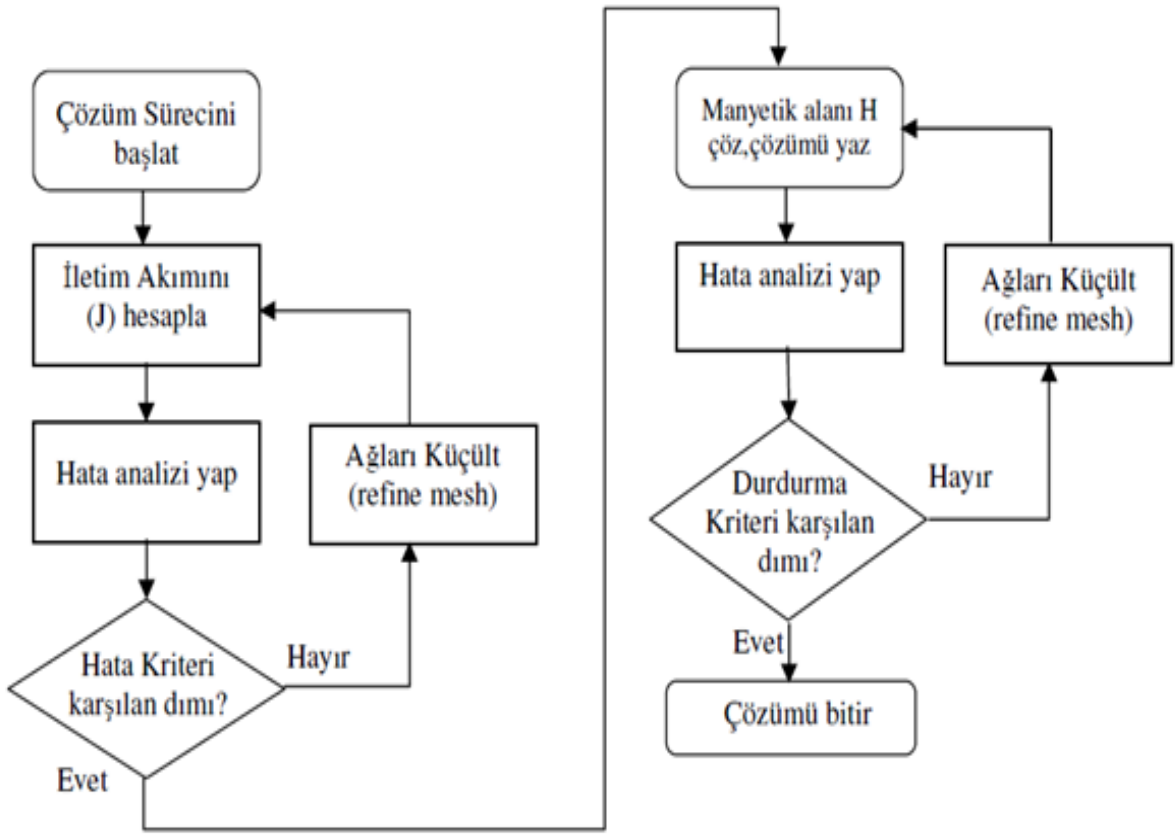
$$B = \mu_0 \mu_r H \quad (3.11)$$

Burada μ_r bağıl geçirgenlik, μ_0 boşluğun geçirgenliğidir ve $4\pi 10^{-7}$ H/m'ye eşittir. Simülatör önceden hesaplanmış akım yoğunluğunu kullanılır ve manyetik alanlar tanımlanır, sınır durumları manyetik alanın hesaplanması için bir giriş gibidir (Fenercioğlu, 2006).

3.7.3. Çözüm Süreci

Statik manyetik alan çözücü ile ilk önce tüm iletkenlerde iletim akımı simülasyonu yapılır. Bunu yapmak için akım yoğunluğunu (J) çözer, çözüm hatasını hesaplar ve bunu iletim yüzde hatası ile karşılaştırır. Eğer hata büyükse en büyük hatalı dörtyüzlü elemanlardaki (tetrahedra) ağ küçültülür (refine) ve küçültülmüş ağ ile iletim çözümü başlar. Sonra köşe noktalarında ve sonlu eleman aşağıdaki her dörtyüzlü elemanın kenarlarının orta noktalarındaki H manyetik alanını hesaplar. Giriş olarak iletim akımını kullanır.

Eğer malzeme doğrusal değilse Newton-Raphson yöntemini kullanarak çözüm yapar. Böylece doğrusal olmayan bir çözümü doğrusal bir yaklaşımla hesaplamak için malzemenin B-H eğrisini kullanır. Bu yaklaşım H için doğrusal olmayan çözüm yerine geçer. Çözücü tamamlanmış olduğu çözümü bir dosyaya yazar ve hata analizi icra eder. Bir uyarlamalı analizde en büyük hatalı dörtyüzlü elemanları küçültür ve belirlenen kriter yerine gelene kadar çözüme devam eder. Uyarlamalı olmayan bir çözümde süreç sona erer (Fenercioğlu, 2006). Şekil 3.10'da çözüm sürecinin akış diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.10. Çözüm süreçlerinin akış diyagramı

3.7.4. Manyetik Alan Enerjisi

Bir statik manyetik alanda depo edilen enerji ele alındığında, doğrusal malzemelerdeki enerji eşitlik 3.12 ile verilir.

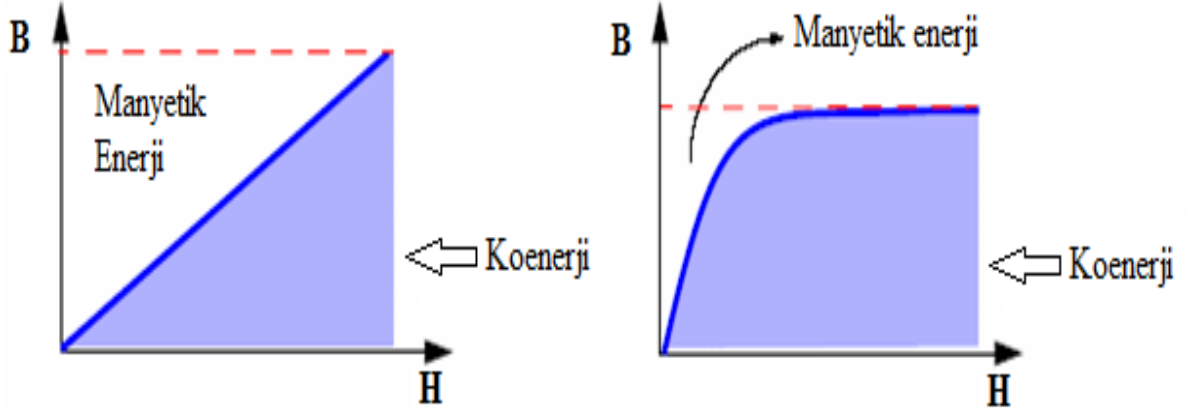
$$W = \frac{1}{2} \int_v B \cdot H \cdot dv \quad (3.12)$$

Doğrusal olmayan malzemelerdeki enerji Eş. 3.13 ile verilmiştir.

$$W = \frac{1}{2} \int_v dB \cdot H \cdot dv \quad (3.13)$$

Manyetik alandaki manyetik enerji aşağıdaki şekil 3.11’de gösterilen manyetik koenerji ile ilgilidir. B-H eğrisinin üzerinde kalan alan manyetik enerjiyi, altında kalan alanda koenerjiyi verir.

Doğrusal malzemede μ sabittir ve enerji koenerjiye eşittir. Doğrusal olmayan malzemede μ , B-H eğrisine göre değişir ve manyetik enerji koenerjiden daha küçüktür.



a) Doğrusal malzeme

b) Doğrusal olmayan malzeme

Şekil 3.11. B-H eğrileri

3.7.5. Endüktans Matrisi

Endüktans matrisi bağ (halkalanma) akısı ve akımın bir terimi veya gerilim ve zamanla değişen akımın bir terimi olarak ifade edilebilir. Endüktans değerleri Henry olarak verilir.

3.7.6. Bağ Akısı ve Akımla Endüktans

Bir endüktans matrisi akım döngüleri arasındaki manyetik bağ akıları ile ifade edilir. Akım ile indüklenen akı arasındaki ilişki üç akım döngüsü eşitlik 3.14-3.16 ile verilmiştir.

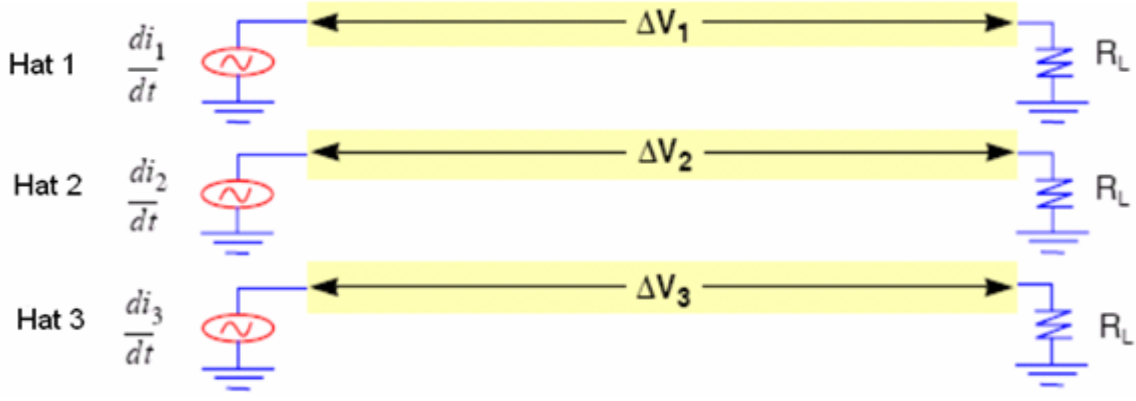
$$\lambda_1 = L_{11} \cdot i_1 + L_{12} \cdot i_2 + L_{13} \cdot i_3 \quad (3.14)$$

$$\lambda_2 = L_{21} \cdot i_1 + L_{22} \cdot i_2 + L_{23} \cdot i_3 \quad (3.15)$$

$$\lambda_3 = L_{31} \cdot i_1 + L_{32} \cdot i_2 + L_{33} \cdot i_3 \quad (3.16)$$

3.7.7. Gerilim ve Zamanla Değişen Akımla Endüktans

Endüktans matrisi bir sistemde gerilim ve akım değişimleri arasındaki bağıntıyı gösterir. Şekil 3.12'de birbirinden bağımsız üç iletim hattı verilmiştir. Her hatta zamanla değişen akım kaynağı gerilimin değişimine sebep olur.



Şekil 3.12. Üç iletim hattı için ΔV ile di/dt arasındaki ilişkisi

3.8. Asenkron Motorun Alan Dağılımının Elde Edilmesi

Sonlu Elemanlar Yönteminde hesaplanan temel büyüklük manyetik vektör potansiyel değerleridir. Manyetik vektör potansiyel değerleri ile akım yoğunluğu arasındaki ilişki Maxwell'in elektromanyetik ile ilgili temel denkleminde

$$\nabla \times H = \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \nabla \times A \right) = J \quad (3.17)$$

şeklindedir. Burada H manyetik alan şiddeti, A manyetik vektör potansiyeli, J akım yoğunluğu ve μ manyetik iletkenliktir.

(3.17) bağıntısı üç boyutlu düzlemde analitik olarak

$$\frac{\partial A}{\partial x} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial A}{\partial y} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial y} \right) + \frac{\partial A}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial z} \right) = -J \quad (3.18)$$

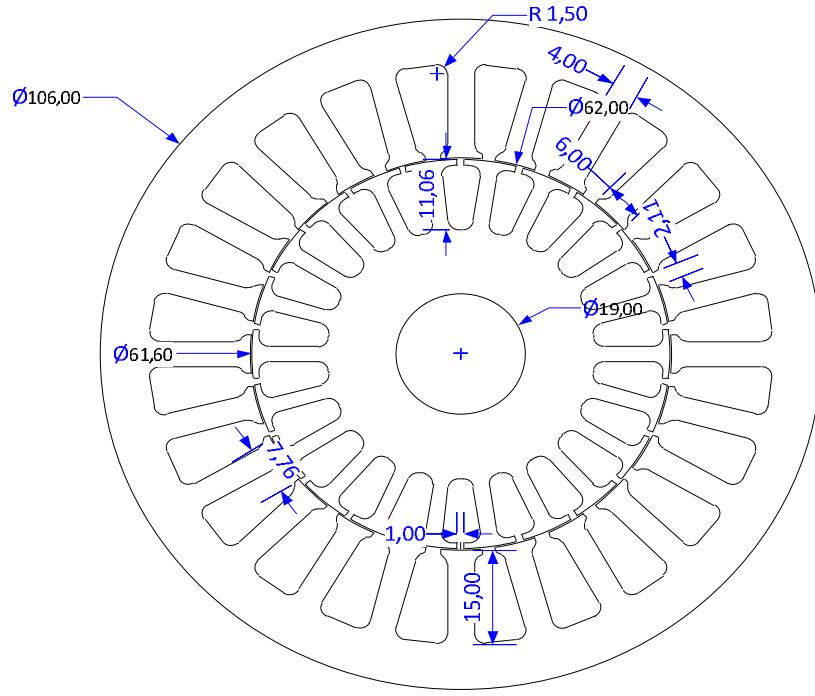
yazılabilir.

3.9. Ansys Maxwell ile Analiz

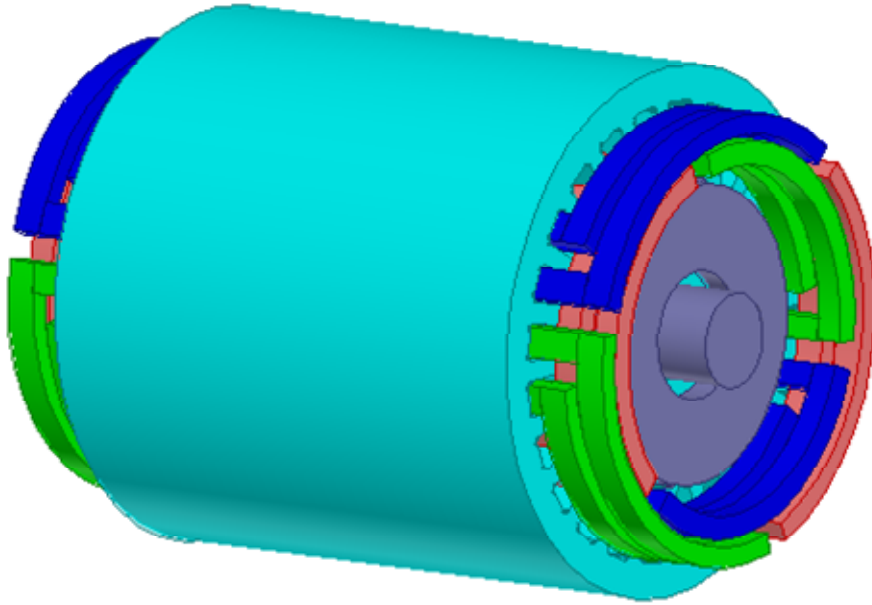
Tablo 3.1'deki asenkron motorun parametreleri ve şekil 3.13' deki asenkron motorun ön kesit bilgileri kullanılarak, Ansys/Maxwell'de tasarlanan sincap kafesli asenkron motorumuzun modeli şekil 3.14' de gösterilmiştir.

Tablo 3.1 Asenkron motorun parametreleri

MOTOR PARAMETRELERİ	SEMBOLÜ	DEĞERİ
Statora indirgenmiş rotor bir faz kaçak indüktansı	L_{lr}	59.68 mH
Statora İndirgenmiş Rotor Bir Faz Direnci	R_r	15.587 Ω
Stator Bir Faz Kaçak İndüktansı	L_{ls}	59.68 mH
Mıknatıslanma İndüktansı	L_m	639.12 mH
Stator Bir Faz Direnci	R_s	22.05 Ω
Eylemsizlik momenti	J	0.00054 kgm^2
Nominal Güç	P_n	0.37 KW
Bir Oyuktaki Sarım Sayısı	N	154
Nominal Gerilim	U_n	380 V
Nominal Akım	I_n	1.3 A
Stator Sluk Sayısı	N_s	24
Rotor Oluk Sayısı	N_r	22
Kutup Sayısı	P	4
Faz Sayısı	m	3
Bağlantı Şekli	-	Yıldız
Stator Oluk Geometrisi	-	Trapezoidal
Rotor Oluk Geometrisi	-	Damla
Frekans	f	50 Hz
Mil Çapı	D_{mil}	19,00 mm
Dış Çap	D_{out}	106,00 mm
İç Çap	D_{in}	62,00 mm
Hava aralığı	h_{air}	0,4 mm
Stator Oluk Alt Genişliği	b_{s1}	4,72 mm
Stator Oluk Üst Genişliği	b_{s2}	7,58 mm
Stator Oluk Yüksekliği	h_s	12,58 mm
Stator Boyunduruk Yüksekliği	h_{cs}	14,7 mm
Stator Oluk Alt Genişliği	d_1	5,65 mm
Stator Oluk Üst Genişliği	d_2	3,64 mm
Stator Oluk Yüksekliği	h_r	7,21 mm
Stator Boyunduruk Yüksekliği	h_{cr}	10,24 mm



Şekil 3.13. Asenkron motorun boyut ölçüleri



Şekil 3.14. Tasarlanan asenkron motorun üç boyutlu görünüşü

Modelin çizimi, malzeme tanımlamaları, şekil 3.15’ de gösterilen sınır durumlarının atanması ve çözüm parametrelerinin tanımlanmasından sonra çözüm süreci başlamaktadır. Bu süreçte simülâtör sonlu elemanlar yöntemiyle ilk önce modeli dört yüzlü elemanlara (tetrahedra) bölerek şekil 3.16 ve şekil 3.17’ de gösterildiği gibi ağ (mesh) oluşturmaktadır ve bu ağlarda çözüm yapmaktadır.

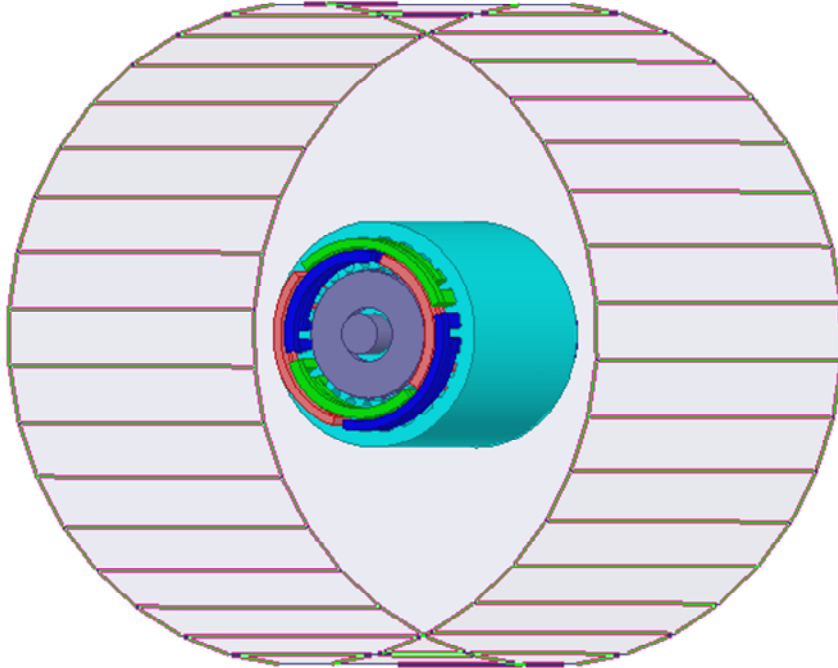
3D simülâtör çözeceği model üzerinde enerji hatasını bularak, hatanın yoğun olduğu bölgelerde ağ sayısını artırarak tekrar çözüm yapar ve bu hatayı azaltmayı sağlar. Sonuçta kullanıcı tarafından belirlenen hedef hata değerine ulaşıncaya kadar ağ sayısını artırıp çözüm yapar. Yapılan her bir çözüm irdeleme (iterasyon) olarak adlandırılır. Tez modeli için yapılan analizlerde hata oranı %1, irdeleme sayısı ise 5 dir. Daha hassas çözüm yapabilmek için irdeleme sayısını artırmak ve hata yüzdesi azaltmak gerekmektedir.

İncelenen asenkron motor 154 sarım vardır. Modelde analizler 1.3 A için yapılmış olup sarım sayısı 154 olduğundan dolayı ;

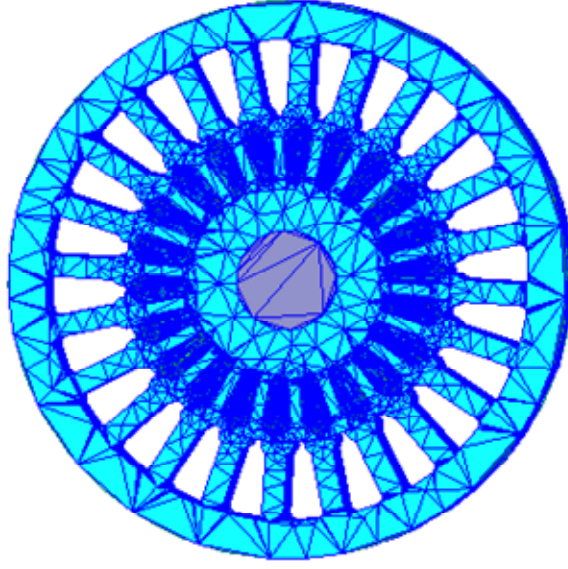
$$154 \times 1.3 \times \sin(120) = 173,37 \quad (5.1)$$

amper sarımdır.

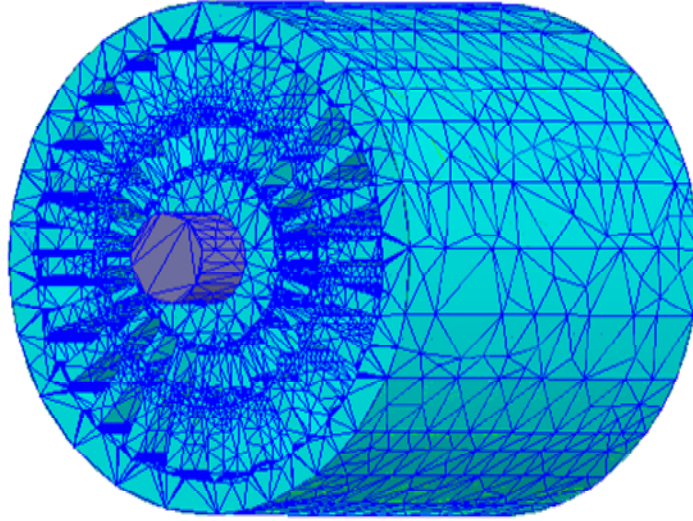
173,37 amper sarım için 3 boyutlu simülâtörün çözüm süreci sonucunda asenkron motorda B tablosundan renk koduna göre manyetik akı yoğunluk değerlerine ilişkin sonuçlar şekil 3.18 ’de ve şekil 3.19’ da verilmiştir.



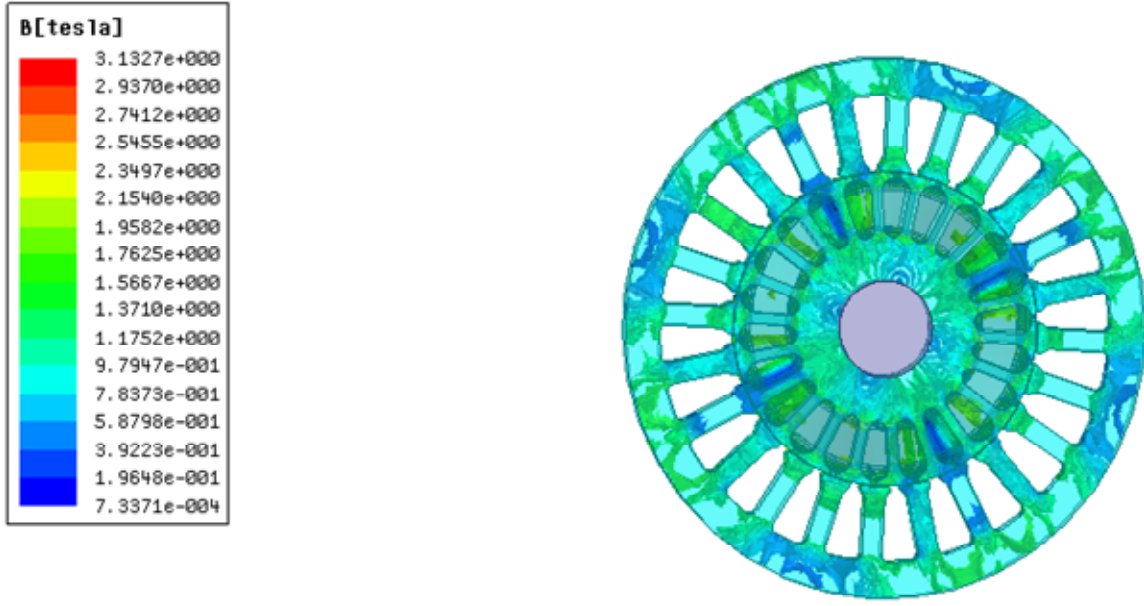
Şekil 3.15. Sınır koşulu içindeki asenkron motor modelinin üç boyutlu görünüşü



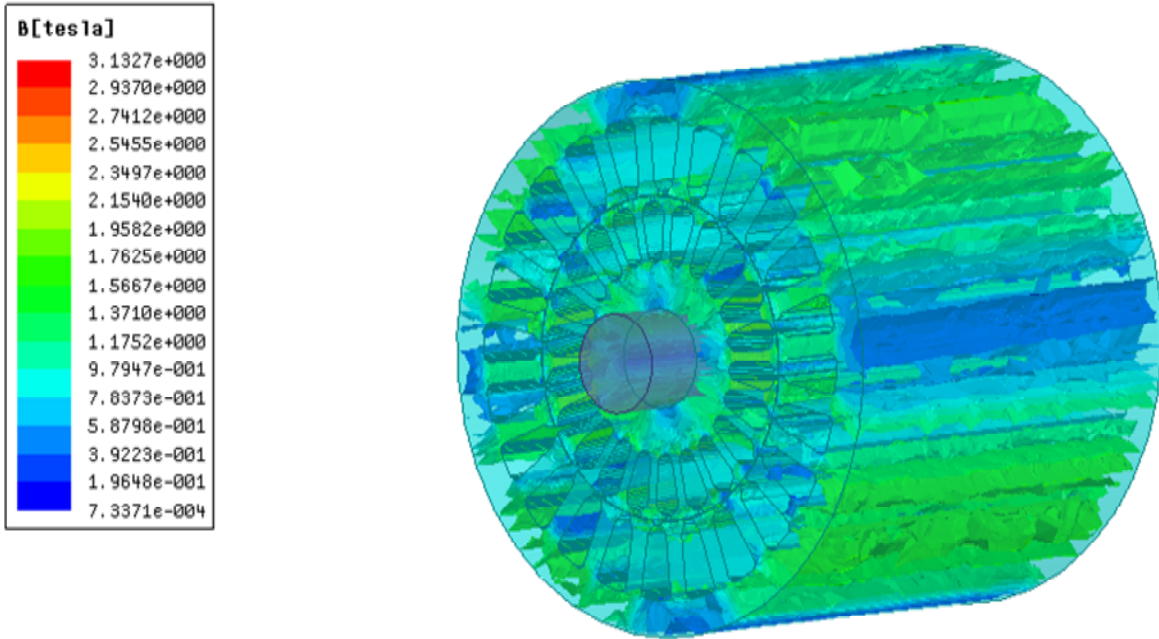
Şekil 3.16. Asenkron motorun bölmelendirilmiş halinin önden görünüşü



Şekil 3.17. Asenkron motorun bölmelendirilmiş üç boyutlu görünüşü

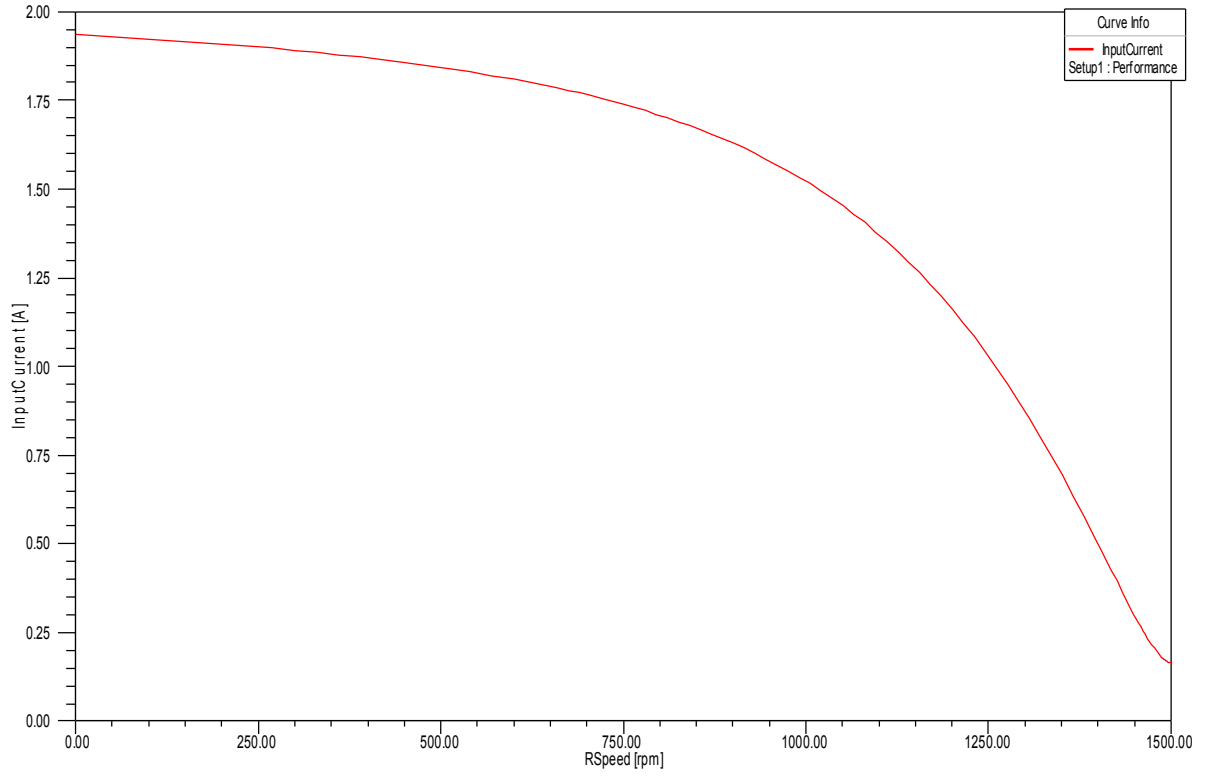


Şekil 3.18. Asenkron motorda manyetik akı yoğunluğunun önden görünüşü

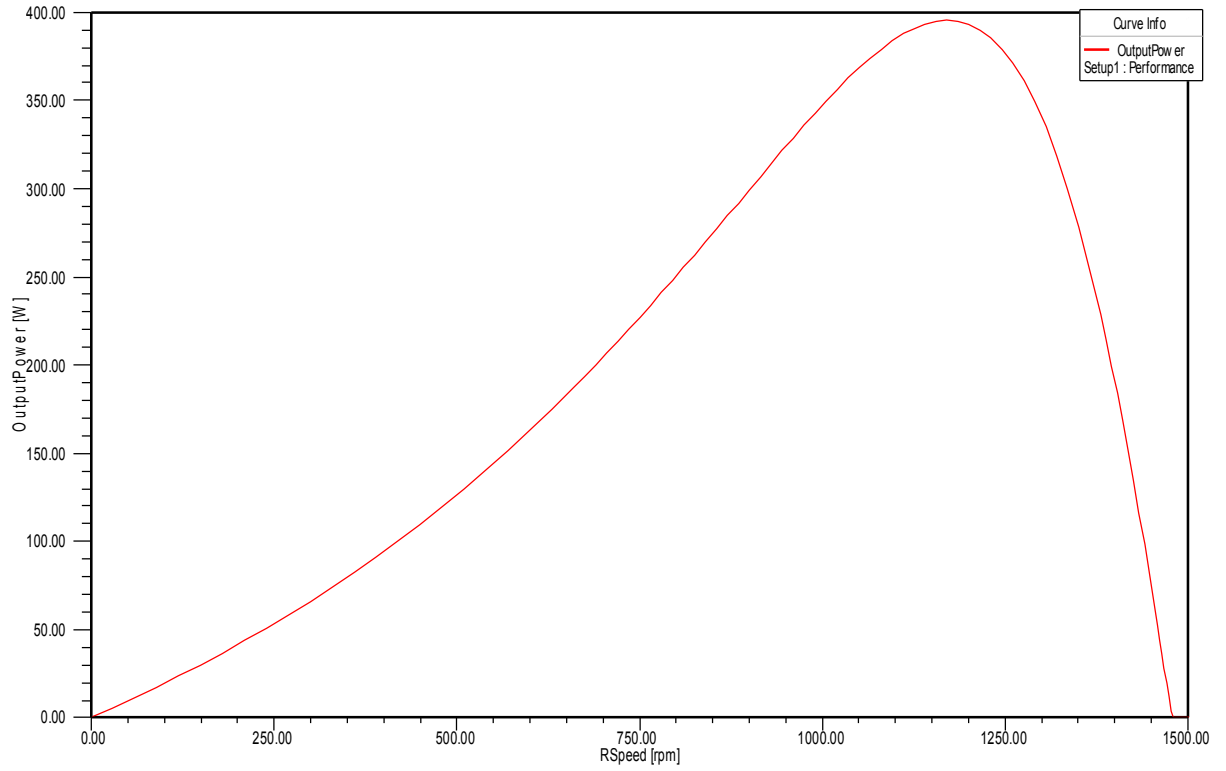


Şekil 3.19. Asenkron motorda manyetik akı yoğunluğunun üç boyutlu görünüşü

İncelenen üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun farklı hız değerleri için giriş akımı değerleri ve çıkış gücü miktarı şekil 3.20 ve şekil 3.21' de gösterilmiştir.

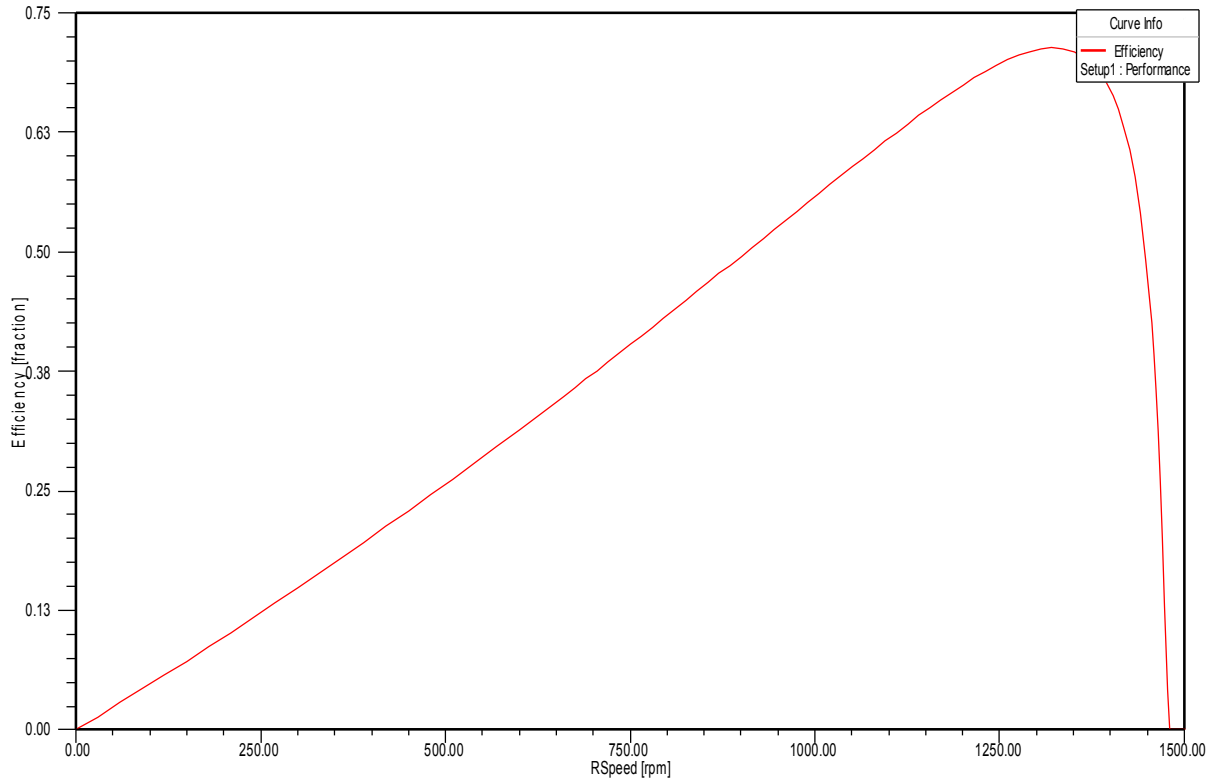


Şekil 3.20. Asenkron motorun giriş akımı-hız grafiği

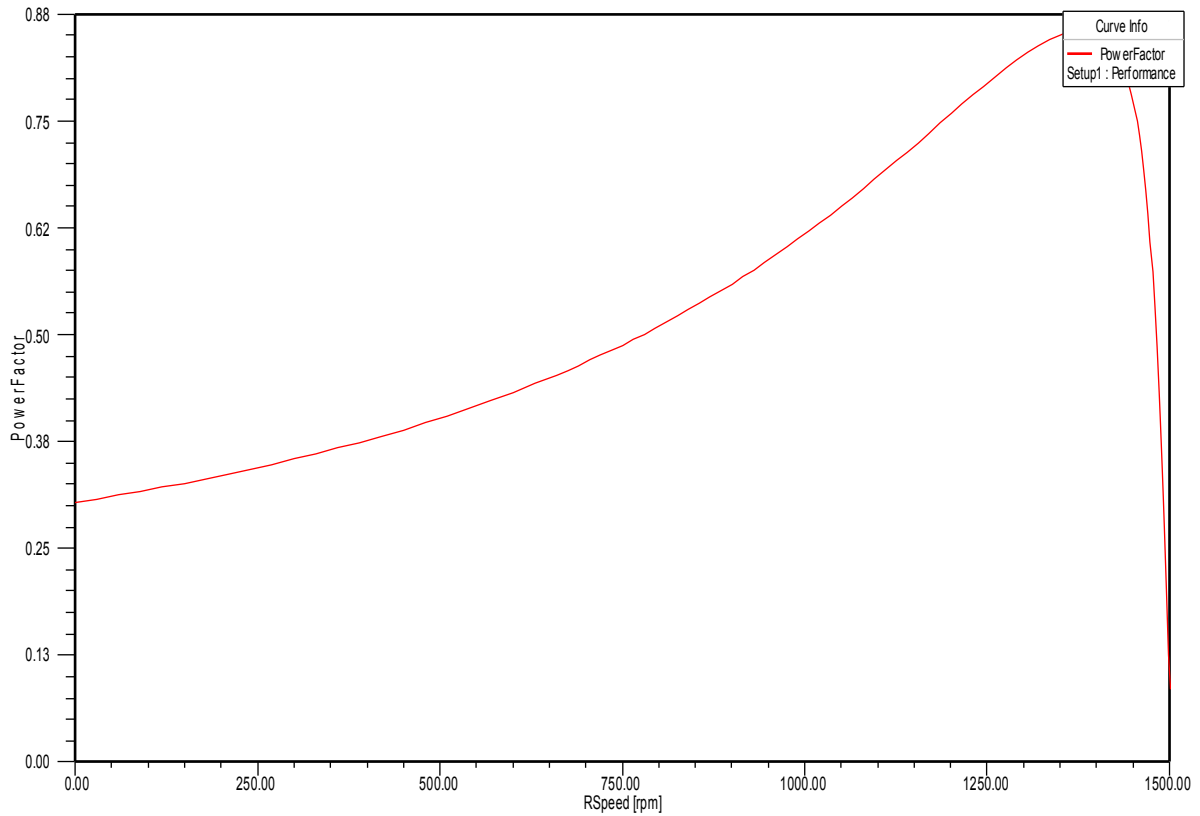


Şekil 3.21. Asenkron motorun çıkış gücü-hız grafiği

Tasarlanan üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun farklı hız değerleri için verim ve güç faktörü değerleri şekil 3.22 ve şekil 3.23' de gösterilmiştir.

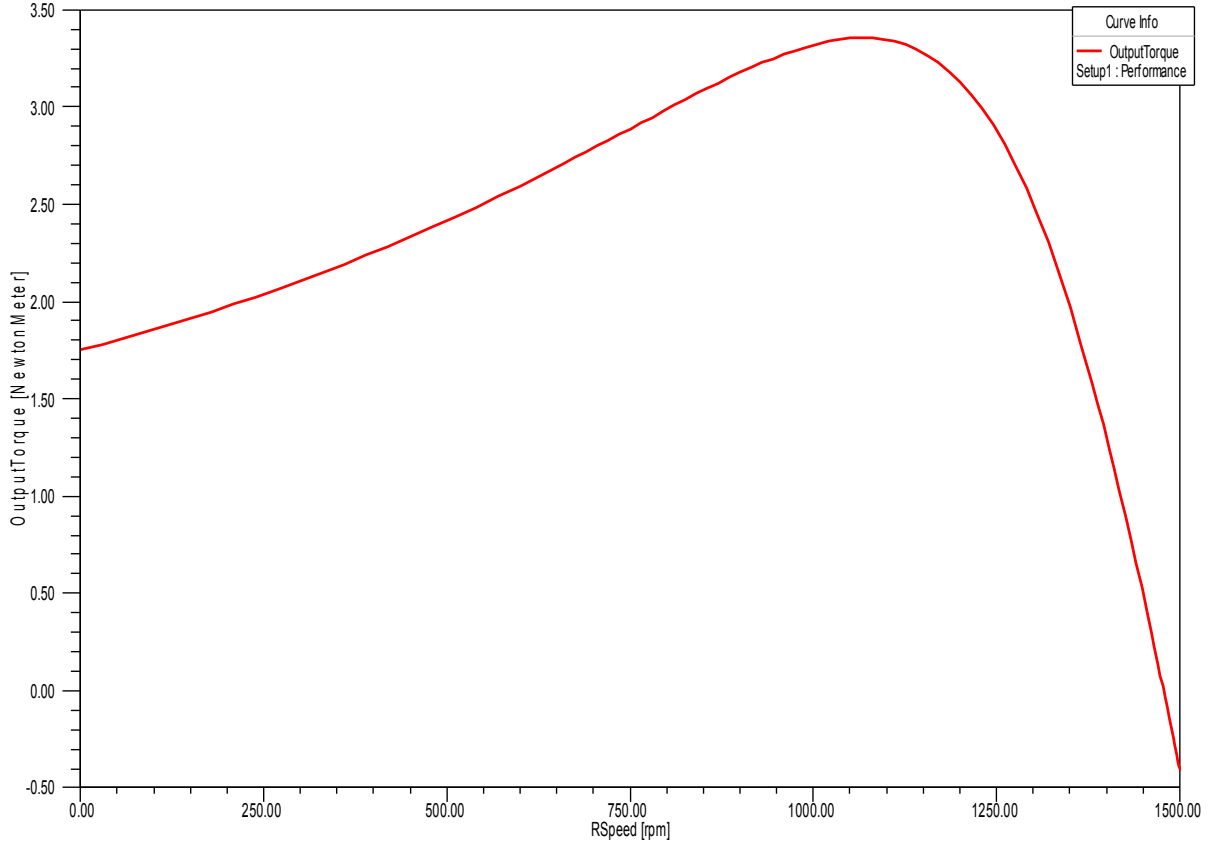


Şekil 3.22. Asenkron motorun verim-hız grafiği



Şekil 3.23. Asenkron motorun güç faktörü-hız grafiği

Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorumuz için farklı hız değerlerinde elde edilen moment grafiği şekil 3.24' deki gibidir.



Şekil 3.24. Asenkron motorun moment-hız grafiği

4. BULANIK MANTIK

4.1. Giriş

Bulanık mantık 1965 yılında Prof. Lotfi A. ZADEH tarafından, belli oranda hassaslığa, belirsizliğe ve kesinsizliğe tahammül eden bir mantık ortaya çıkarıldı. Bu yöntemle, gerçek hayatta karşılaşılan bir çok sistem bulanık kümeler yardımıyla daha iyi ifade edilebilir hale gelmiştir.

Bulanık mantık, Aristo mantığında var-yok (0-1) biçiminde yer alan keskin sınırları ortadan kaldırarak bir olayın bir kümeye ait olma durumunu üyelik dereceleri ile belirlemektedir. Böylece doğanın kendisinde var olan belirsizliği, bilimsel düşünce yapısına ve bu yapının ortaya çıkardığı ürünlere yansıtmak mümkün olabilmektedir.

Bulanık mantığın kullanıldığı sistemlerde, saptanamayan veya ölçülemeyen parametrelerin etkisini ihmal etmek yerine insan bilgisi, sezgisi ve tecrübesi gibi kavramlardan yola çıkarak bu belirsiz parametrelerin de etkisini ortaya koymak mümkün olabilmektedir. Böylece Aristo mantığında yer almayan kişisel görüşler, bulanık mantıkta kullanılarak klasik mantığın 0 ve 1 olan doğruluk değerleri daha esnek hale getirilmiştir.

Bulanık mantık, bir süreci formüle etmek yerine sürecin oluşumuna neden olan parametreleri tespit eder. Bundan dolayı, bu parametrelerin tüm süreç içerisindeki ağırlıklarını belirleme yoluna gider.

4.2. Bulanık Kümeler

Klasik kümelerde, bir elemandan diğerine geçiş keskin ve aniden değişen üyelik dereceleri ile olmaktadır. Bulanık kümelerde ise bu geçiş yumuşak ve sürekli bir şekilde olmaktadır. Bu geçişte belirsizlik, hayal gücü, sezgi gibi görüşler rol oynar. Üyelik işlevi, bu tür görüşlerin karışık bir şekilde elemanlara yayılmasını temsil eder. Buradan, bulanık kümenin değişik üyelik derecesinde elemanları olan bir topluluk olduğu sonucu çıkarılabilir. Klasik kümelerde bir elemanın kümeye ait olabilmesi için üyelik derecesinin mutlaka 1'e eşit olması gerekirken, bulanık kümede nerede ise bütün elemanların değişik derecelerle kümeye ait olmaları mümkündür (Akçayol, 2001).

4.3. Klasik Mantık İle Bulanık Mantığın Karşılaştırılması

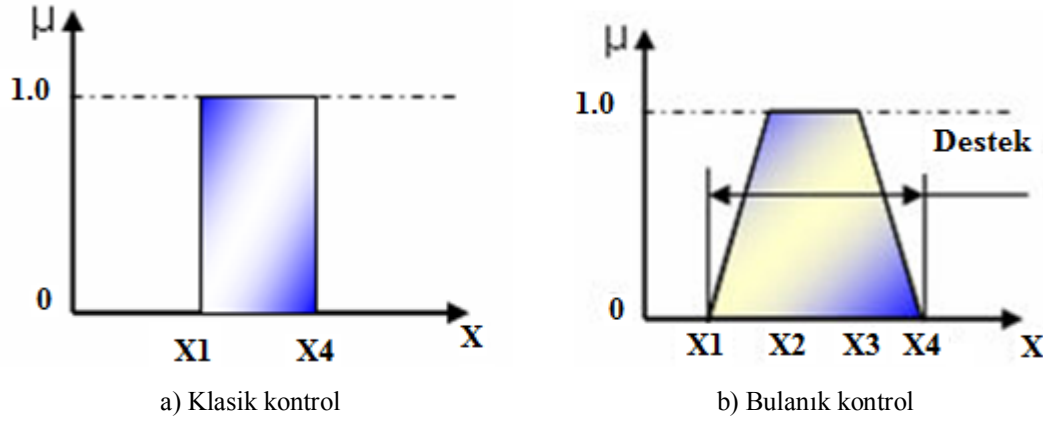
Bulanık mantık ile klasik mantık arasındaki temel fark, bilinen anlamda matematiğin sadece aşırı uç değerlerine izin vermesidir. Bilinen matematiksel yöntemlerle karmaşık sistemleri modellemek ve kontrol etmek verilerin net olmamasından dolayı zor olmaktadır. Bulanık mantık, kişiyi bu zorunluluktan kurtarır ve daha niteliksel bir tanımlama olanağı sağlamaktadır. Bir kişi için 38,5 yaşında demek yerine, sadece orta yaşlı demek birçok uygulama için yeterli bir veridir. Böylece dikkate değer ölçüde bir bilgi yüklemesi söz konusu olacak ve matematiksel bir tanımlama yerine daha kolay anlaşılabilen niteliksel bir tanımlama yapılabilecektir. Bulanık mantıkta ise, bulanık kümeleri kadar önemli bir diğer kavram da dilsel değişken kavramıdır.

Dilsel değişken “sıcak” veya “soğuk” gibi ifadelerle tanımlanabilen değişkenlerdir. Bir dilsel değişkenin değerleri bulanık kümeleri ile ifade edilebilmektedir. Örneğin oda sıcaklığı dilsel değişken için “sıcak”, “soğuk” ve “çok sıcak” ifadelerini alabilir. Bu üç ifadenin her biri ayrı ayrı bulanık kümeleri ile modellenir. Bulanık mantığın uygulama alanları çok geniştir. Sağladığı en büyük fayda ise, “insana özgü tecrübe ile öğrenme” olayının kolayca modellenebilmesi ve belirsiz kavramların bile matematiksel olarak ifade edilebilmesine olanak tanınmasıdır. Bu nedenle doğrusal olmayan sistemlere yaklaşım yapabilmek için bu yöntem özellikle uygun olmaktadır.

Bilindiği üzere temel olarak iki çeşit kontrol yöntemi vardır. Kontrol sistemlerinde kullanılan en kolay ve genel yöntem klasik kontroldür. Bu kontrol yöntemi hassasiyetin pek önemsenmediği her türlü alanda uygulanabilmektedir. Genellikle “doğru” ya da “yanlış” şeklinde tanımlanmaktadır. Bu nedenle bir makinenin kontrolünde başka bir deyişle hassasiyetin önemli olduğu uygulama alanları için iyi olmamaktadır.

Örnek vermek gerekirse; klasik kontrolde lojik ifadelerle “1” ve “0” ile tanımlayabiliriz. Motorun dönmesi için “1” verilir durması için ise “0” lojik giriş verilmesi gerekmektedir. Bu durumda makinenin hızı ne yazık ki kontrol edilemez, motor sadece ya çalışır ya da durur. Ancak modern kontrol yöntemlerinden bulanık mantık denetleyicisi kullanılırsa “1” ve “0” lojik ifadeler olmakla beraber bu değerleri arası da (0.1,0.2,...,0.9) olabilmektedir.

Denetleyiciyi tasarlayan kişi ihtiyaç duyduğu sisteme göre bu aralıkların sayısını değiştirebilir. Başka bir deyişle, makineye “0” lojik giriş uygulandığında makine dururken bu değer arttırıldıkça ona bağlı olarak da hız da artabilmektedir. Bu sayede makine için istenilen hız kontrolü rahatlıkla yapılır. Buna benzer şekilde endüstri içindeki diğer uygulamalarda (ısı, hız, yön, vb) da kullanılabilir (Teker, 2008).



Şekil 4.1. Üyelik fonksiyonlarının karşılaştırılması

4.4. Üyelik Fonksiyonu

Geleneksel mantıkta bir değişkenin gerçeklik değeri ya 1 ya da 0 olabilir. Ancak bulanık mantıkta bu değer 0 ile 1 aralığı içindeki tüm değerleri alabilir. Bu değere üyelik derecesi adı verilir. Devamlı bir değişken için üyelik derecesi, ya bir girdinin hangi üyelik değerini alacağını belirleyen eğriler üyelik fonksiyonları olarak adlandırılır. Üyelik fonksiyonları dilsel terimlerin üyelik dereceleri ile teknik şeklin her bir değerini şekillendirir. Kullanılan matematiğin basit olması, doğrusal olmayan sistemleri modelleyebilme yeteneği, günlük dile dayalı olması ve esnek olması bulanık mantığa dayalı sistemlerin kullanımının getirdiği en önemli avantajlar arasındadır.

4.4.1. Üyelik Fonksiyon Çeşitleri

Bulanık mantık kontrolde kullanılan üyelik fonksiyonları tek bir şekle sahip değildir. İhtiyaç duyulan sisteme göre kullanıcı tarafından en uygun şekil seçilebilir. Aşağıdaki şekilde de çeşitli üyelik fonksiyon şekilleri yer almaktadır.

Eğer sistemde hassasiyet önemli ise üçgen şekil kullanılırken, değişimin çok hızlı olmasını istenilen yerlerde yamuk kullanılır. Ayrıca bunlara benzer şekilde tek darbe, ayrık gibi gösterimleri de bulunmaktadır.



Şekil 4.2. Klasik bulanık kontrol üyelik fonksiyon çeşitleri

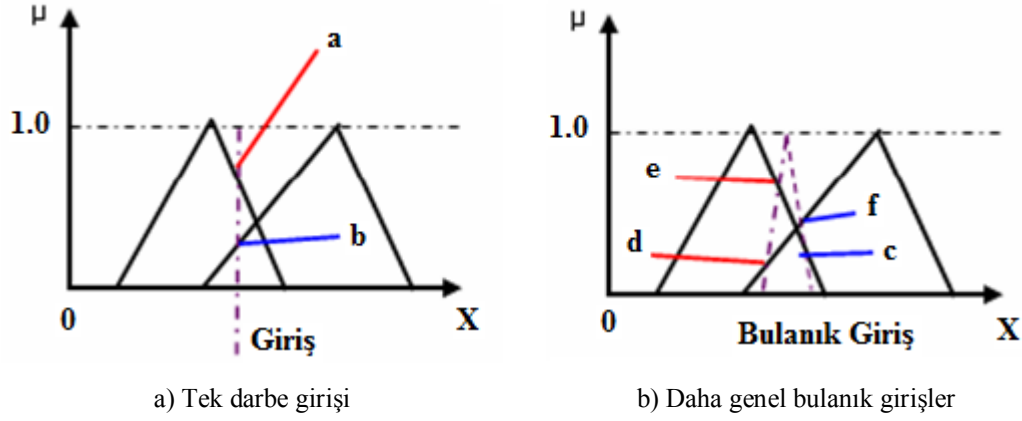
4.5. Bulanıklaştırma ve Durulaştırma

En basit tanımıyla bulanık mantık, yaklaşık akıl yürütme mantığıdır. Geleneksel mantık yapısı olarak tanımlanan sembolik mantık, idealleştirilmiş kavram ve önermelerden çıkarılacak ideal sonuçlarla ilgilenirken, bulanık mantık gerçek dünyadaki bulanıklığı ve belirsizliği ele alarak yaklaşık çözümler üretir.

4.5.1. Bulanıklaştırma

Bulanık mantık, ikili hesaplama yerine, çok seviyeli hesaplama tekniğini kullanır. Temel yaklaşım, kesin yanlış ve kesin doğru ifadelerinin arasına sonsuz sayıda doğruluk değerini içeren fonksiyon yerleştirmektir. Daha önce de ifade edildiği gibi bu fonksiyona “üyelik fonksiyonu” adı verilir. Son olarak, bulanık üyelik eğrilerini gösteren grafik şeklinde bir gösterim mümkündür. Bu gösterme şekli çıkartma işlemini diğer yöntemlerden daha net ortaya koyar.

Bulanıklaştırma, sistemden alınan denetim giriş bilgilerini dile bağlı niteleyiciler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemidir. Bulanık mantığın dilsel terimleri genellikle “Eğer-ise” kuralı gibi mantıksal anlamlandırma formu şeklinde tanımlanır. Bu kurallar bulanık üyelik işlevi olarak bilinen değerlerin bir sınırıyla tanımlanır.



Şekil 4.3. Giriş için kullanılan veri üyelik işlevleri

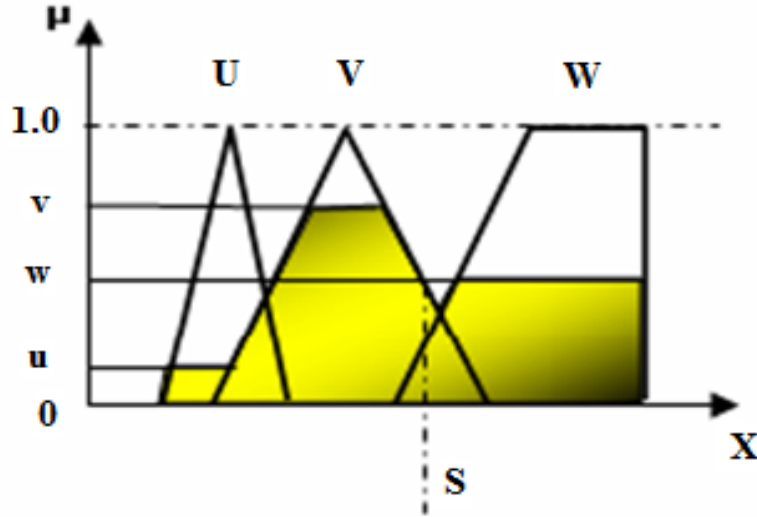
Sistemin verimli çalışması için üçgen, yamuk, çan eğrisi gibi değişik şekillerde üyelik işlevleri seçilebilir. Bu çalışmada, deneme yanılma yoluyla en verimli işlev olarak belirlenen üçgen üyelik işlevi seçilmektedir. Sistemde hata, hatanın değişimi ve çıkış için 3,5 veya 7 gibi tek sayılardan oluşan bulanık değişkenli üyelik işlevleri kullanılabilir.

Şekil 4.3' te tek darbe ve üçgen biçiminde uygulanan üyelik işlevler gösterilmektedir. Bulanık kontrolde gerçek olan sayılar bulanıklaştırma kısmından geçerek dile bağlı ifadelere dönüştürülür. Bu sayede çok karmaşık olan sistemler bile kolaylıkla modellenebilmektedir. En büyük üstün yanlarından birisi de hiçbir matematiksel işleme ihtiyaç duymadan sadece günlük yaşamda kullandığımız (sıcak, soğuk, ılık, hızlı, yavaş, vb.) dilsel ifadelerle tanımlanmasıdır.

4.5.2. Durulaştırma

Durulaştırma işleminde ise, bulanıklaştırma sonucunda elde edilen ifadelerin kural tablosundan yararlanıldıktan sonra küçük bir matematiksel denklemden geçerek tekrar gerçek bir sayının elde edildiği kısım olmaktadır. Aşağıdaki şekilde tek darbe ve bulanıklaştırma ile elde edilmiş şekil kullanılarak nasıl tekrar gerçek sayıların elde edildiği gösterilmektedir.

Bulanık çıkartımın sonucu, bulanık bir kümedir. Bu sonucun tekrar sisteme uygulanması için giriş değeri gibi sayısal değere dönüştürülmesi gereklidir. Bu işleme “durulama” veya “durulaştırma” denir.

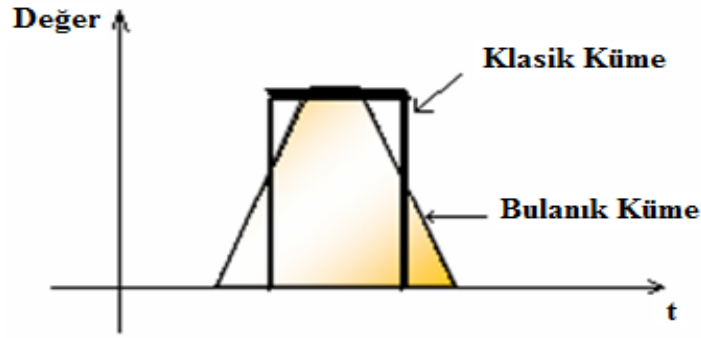


Şekil 4.4. Durulaştırma

Durulaştırma işleminde maksimum üyelik, ağırlık merkezi, ağırlık ortalaması gibi değişik yöntemler kullanılır. Durulaştırma stratejisinde amaç normal kontrol sistemlerindeki kontrol mantığını en iyi şekilde geliştirmektir. Kontrol edilen sistemin çalışmasında durumlar arası geçişin yumuşak olmasını sağlamak için bulanık tablo haritaları hazırlanabilir. Bu haritalarda yine mantıksal ifadelerden oluşmalıdır. Bu ifadeler seçilirken durumu en iyi şekilde ifade edebilen tanımlamalar yapılmalıdır. Bu da maksimum ve minimum durumların ifadelendirilmesidir ki bu yöntem de bulanık mantık kontrolü olarak bilinir. Bunu matematiksel olarak ifade edersek; bulanık kümeler ve bulanık mantık, insanın düşünme yeteneğini model olarak insanların bilgiyi özetleyebilmeleri ve insan beynindeki verilerden bilgi çıkarabilmelerine dayanır.

İnsanların bulanık tarzdaki düşünme işlemleri bulanık kümeler kullanılarak temsil edilmektedir. Bu kümeler, üyelik fonksiyonu olarak adlandırılır ve üyelik değerleri, verilen fonksiyona göre ayarlanan değişkenlerden oluşturmaktadır. Bulanık küme kavramı, klasik kümelerin bir uzantısıdır. Bu mantığın geçerlilik değeri sözel değişkenlerdir. Klasik kümelerde bir ifade ya doğrudur ya da yanlıştır. Bulanık kümelerde ise, bir ifade 0 ile 1 arasındaki herhangi bir üyelik değerine sahiptir. Şekil 4.5' de klasik küme ile bulanık kümenin basit olarak karşılaştırılması gösterilmektedir.

Bulanık kümeler $\mu_A(x)$ üyelik fonksiyonu ile temsil edilir. $\mu_A(x)$ üyelik fonksiyonundaki bir x noktasının, A bulanık kümesindeki üyelik derecesidir. $\mu_A(x)=1$ konumu, x 'in A bulanık kümesinin kesin bir elemanı olduğunu tanımlar.



Şekil 4.5. Klasik küme ile bulanık küme arasındaki fark

Benzer bir şekilde $\mu_A(x)=0$, X 'in A bulanık kümesinin dışında olduğunu belirtir. $0 < \mu_A(x) < 1$ dışındaki her değer, X 'in A bulanık kümesindeki üyeliğinin belirsiz değerdedir. Bu yüzden kesin olmayan büyüklükler üyelik fonksiyonu tarafından belirlenmiş bulanık kümelerle temsil edilirler (Teker, 2008).

4.6. Bulanık Denetleyicinin Yapısı

Bulanık mantık ilkelerinin klasik kümelerden temel farkı, bir elemanın herhangi bir kümeye ait olması konusunda verilecek yanıtın klasik kümelerdeki gibi “evet” ya da “hayır” gibi kesin olmayıp, bu elemanların ilgili kümeye ait olma olasılığının 0 ile 1 arasında değerler alabilen sürekli bir üyelik fonksiyonu ile ifade edilmesidir. Herhangi bir elemanın üyelik fonksiyonundan aldığı değer üyelik derecesi olarak adlandırılır.

Bulanık küme teorisinde üyelik derecesinin 0 ile 1 arasında değerler alması, sözel bilgilerin, problemlerin çözümü sırasında sayısal verilerle birlikte kullanılmasını mümkün kılmaktadır. Sözel ifadelerin bulanık modellere katılması bulanık mantığın diğer yöntemlerden en büyük farklılığıdır.

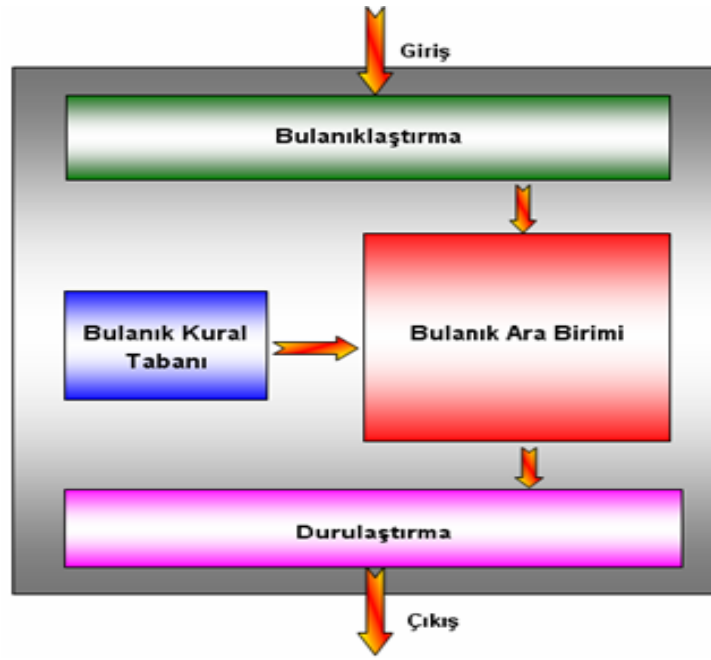
Bulanık sistemler genel olarak, mevcut verilerden seçilen girdi değişkenlerinden çıktı değişkenlerinin elde edilmesini sağlamak amacıyla bulanık küme ilkelerini kullanan sistemlerdir. Bulanık sistemlerin en büyük üstünlüğü insan deneyimlerinin ve sözel verilerin bulanık modele katılması ile çözüme ulaşılmasıdır.

Bulanık model (bulanık çıkartım sistemi), bulanık “Eğer ise” kuralları adı verilen bulanık kurallara dayanan sistemlerdir. Bulanık modelin temeli, bulanık “Eğer ise” kurallarından anlaşılacağı üzere, temel ve sonuca ait kısımlardan oluşmaktadır.

Temel kısımda sonuca sebep olan giriş değişkenleri ve bunlar arasındaki mantıksal ilişkiler, sonuca ait kısımda ise bu giriş değişkenlerine bağlı olarak ortaya çıkan sonuç değişkenleri yer alır. Genel olarak bulanık kurallar aşağıdaki formdadır;

- Kural 1: Eğer $x=A1$ ve $y=B1$ ise $z=N1$
- Kural 2: Eğer $x=A2$ ve $y=B2$ ise $z=N2$

Burada x ve y , temel kısımlardaki giriş değişkenlerince tanımlanan koşullar, z ise sonuca ait kısımdaki çıktı değişkenlerince tanımlanan sonuçlardır. Şekil 4.6' da genel bir bulanık model sistemin yapısı gösterilmektedir.



Şekil 4.6. Bulanık mantık denetleyici yapısı

1. Genel Bilgi Tabanı Birimi: İncelenecek olayın etkilediği girdi değişkenlerini ve bunlar hakkındaki tüm bilgileri içerir. Genel veri tabanı denmesinin sebebi buradaki bilgilerin sayısal ve/veya sözel olabilmesidir.

2. Bulanıklaştırıcı: Sayısal girdi değerlerini sözel olarak nitelendirilmiş bulanık kümelerdeki üyelik derecelerine atayan bir işlemcidir.

3. Bulanık Kural Tabanı Birimi: Veri tabanındaki girişleri çıktı değişkenlerine bağlayan mantıksal olarak yazılabilen kuralların tümünü içerir. Bu kuralların yazılmasında sadece girdi verileri ile çıktılar arasında olabilecek tüm ara (bulanık küme) bağlantıları düşünülür. Böylece, her bir kural girdi uzayının bir parçasını çıktı uzayına mantıksal olarak bağlar. İşte bu bağlantıların tümü kural tabanını oluşturur.

4. Bulanık Çıkarım Motoru Birimi: Bulanık kural tabanında giriş ve çıkış bulanık kümeleri arasında kurulmuş olan ilişkilerin hepsini bir arada toplayarak sistemin tek çıkışlı davranmasını temin eden işlemler topluluğunu içeren bir mekanizmadır.

5. Durulaştırma: Bulanık işlemler sonucu elde edilen bulanık çıkarım sonuçlarını keskin sayısal çıkış değerlerine dönüştürür.

6. Çıktı Birimi: Bilgi ve bulanık kural tabanlarının bulanık çıkarım motoru vasıtası ile etkileşimi sonunda elde edilen çıktı değerlerinin topluluğunu belirtir. Kural tabanında denetim amaçlarına uygun dile bağlı denetim kuralları bulunur. Denetim sürecinde bu kurallar kullanılarak bulanıklaştırma, bulanık çıkarım ve durulaştırma aşamalarında bu kural tablosundan faydalanılır.

4.7. Bulanık Mantık Denetleyici Sistem Özellikleri

Bulanık mantık denetleyici için öncelikle giriş ve çıkış değişkenleri tanımlanır. Bulanık alt kümelerin her bir değişkeni için belirli bir aralık tanımlanır ve her birine dilsel etiket atanır. Daha sonra her bulanık alt küme için üyelik fonksiyonu belirlenir. Giriş ve durum değişkenlerine ait bulanık alt kümeleri ile çıkış değişkenine ait kümeleri arasında bulanık ilişkiler kurulur. Değişkenleri $[-1.2, 1.2]$ aralığında olmasını sağlamak için ölçek faktörü tespit edilir. Denetleyici tarafından girişler bulanıklaştırılır. Bulanık kurallar kullanılarak bulanık çıkarım yapılır. Her kural tarafından işaret edilen bulanık çıkışlardan tek bir bulanık değer elde edilir. Durulaştırma yapılır ve keskin çıkış değeri elde edilir. Bu şekilde hazırlanan bir bulanık mantık denetleyicisi şu özelliklere sahiptir.

- Giriş ve çıkış ölçek faktörleri sabittir.
- Kural tabanı değişmez ve kurallar arası etkileşim yoktur. Bütün kurallar aynı derecede kesin ve sabittir.
- Üyelik fonksiyonları sabittir.
- Kuralların sayısı giriş değişkenlerinin sayısı ile belirlenir.
- Çıkışı durulaştırma ve kuralların sonuçlarını hesaplama metodu sabittir (Akçayol, 2001).

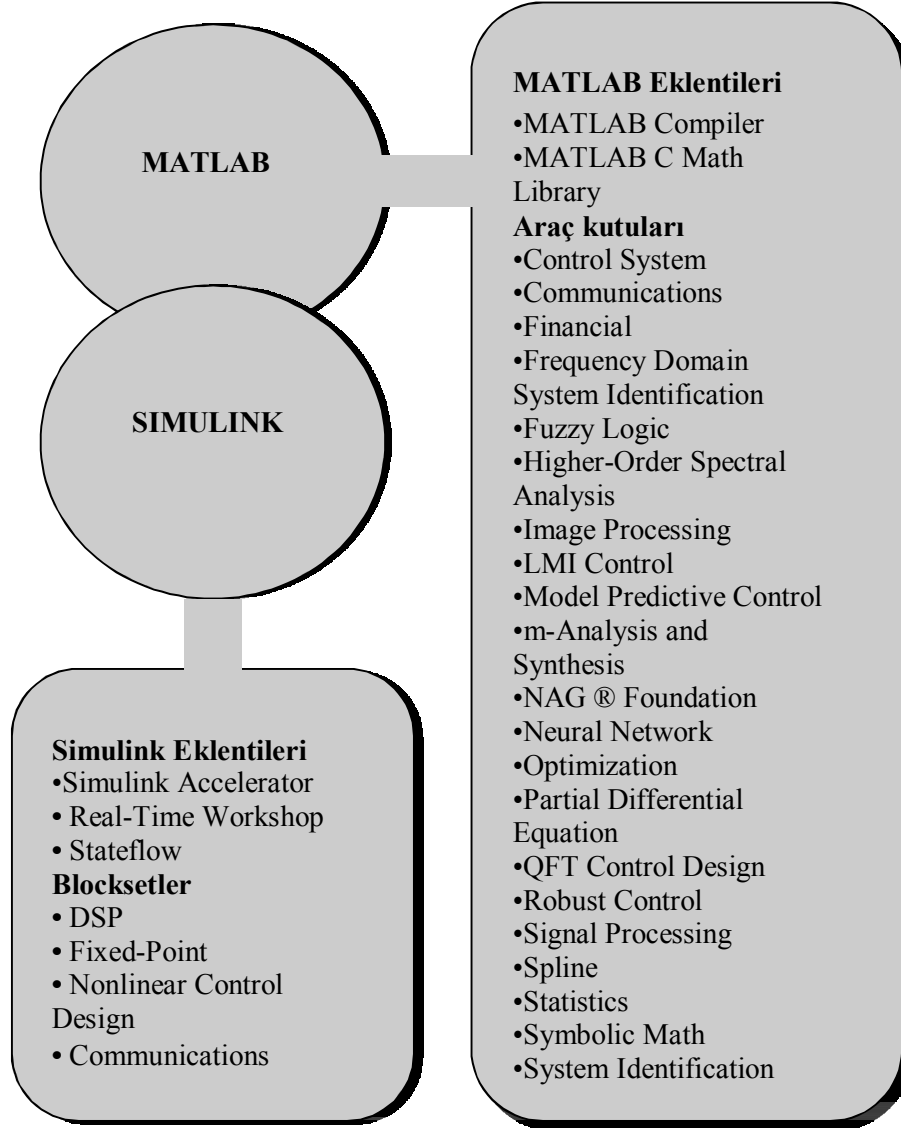
5. ASENKRON MOTORUN BULANIK MANTIK DENETLEYİCİLİ VEKTÖR KONTROLÜ

5.1. Giriş

MATLAB; (MATrix LABoratory); ilk defa 1985’de C.B Moler tarafından matematik ve özellikle de matris esaslı matematik ortamında kullanılmak üzere geliştirilmiş etkileşimli bir paket programlama dilidir. İlk sürümleri FORTRAN diliyle yazılmış olmakla beraber son sürümleri C dilinde hazırlanmıştır. MATLAB mühendislik alanında; sayısal hesaplama, veri çözümleri ve grafik işlemlerinde kullanılabilecek genel amaçlı bir program olmakla beraber özel amaçlı modüler paketlere de sahiptir. Control Toolbox, Signal Toolbox gibi paket programlar (bilgisayar destekli denetim sistemi tasarımı) paketler olup bunlar denetim sistemlerinin tasarımında çok etkili araçlardır. Ayrıca WINDOWS ortamında çalışan SIMULINK, etkileşimli benzetim programlarının hazırlanması ve çalıştırılmasında büyük kolaylıklar sağlamaktadır.

MATLAB, bütün mathworks ürünleri için bir altyapıdır. MATLAB’ ta, kullanımı kolay olan tek bir ortamda sayısal hesaplama , 2-d ve 3-d grafikleri ve dil yeteneklerini birleştirilmiştir. MATLAB eklentileri, MATLAB’ta geliştirilen sistemlerin gerçekleştirmesini destekleyen seçimli araçlardır. Araç kutuları, özel sorunların çözümü için MATLAB’ a uyarlanan MATLAB işlevlerinin bir tür kitaplıklarıdır. Araç kutuları, açık ve eklenebilir olup; kendi algoritmalarını ve ekini görebilirsiniz.

Simulink, blok diyagram arayüzü ile doğrusal olmayan simulasyonu ve gerçek zamanlı simulasyon yetenekleriyle öz sayıları, MATLAB’ın grafiklerini ve dil fonksiyonlarını birleştiren bir sistemdir. Simulink eklentileri, simulinkte geliştirilen sistemlerin gerçekleştirmesini destekleyen seçime dayalı araçlardır. Bloksetler, özgül uygulama alanlarında kullanım için tasarlanmış simulink bloğunun toplamlarıdır. MATLAB programında yer alan eklentiler şekil 5.1’ de gösterilmiştir.



Şekil 5.1. Matlab eklentileri

5.2. MATLAB Araç Kutuları

MATLAB'ın kullanılabilirliği ve çok yönlülüğü, uygulamalara özgü çeşitli araç-kutuları eklemekle geliştirilebilir. Araç kutuları, çeşitli bilimsel alan ve konularda yazılan MATLAB fonksiyon dosyalarından oluşurlar. Aşağıda kısaca açıklanan, değişik bilim dalları ile ilgili olarak yazılmış hazır araç-kutuları yer almaktadır.

•Signal Processing Toolbox (Sinyal İşleme Araç kutusu): 1-boyutlu ve 2-boyutlu sayısal sinyal işleme (zaman serilerinin analizi) ile ilgili fonksiyonlardan oluşmaktadır. Ayrıca, sayısal filtreler için geliştirilen analiz ve tasarım fonksiyonları ile güç spektrumu analizine ilişkin fonksiyonları da içermektedir.

- Control Systems Toolbox (Kontrol Sistemleri Araç kutusu): Durum uzayı tekniklerini kullanarak kontrol mühendisliği ve sistemler teorisi ile ilgili fonksiyonlardan oluşmaktadır.

- System Identification Toolbox (Sistem Tanımlama Araç kutusu): Parametrik modelleme ve sistem tanımlama ile ilgili fonksiyonlardan oluşmaktadır.

- Neural Network Toolbox (Yapay Sinir Ağları Araç kutusu): Yapay sinir ağları için tasarım ve benzetim (simülasyon) fonksiyonlarından oluşmaktadır. Bu fonksiyonlar birkaç kategoriye ayrılırlar. Bunlar;

- 1)Ağ benzetimi için transfer fonksiyonlarının belirtilmesi

- 2)Ağ parametrelerini güncelleştirmek için 'kuralların belirtilmesi

- 3)Veriler üzerinde ağın işlem yapabilmesi için fonksiyonların belirtilmesi. Bazı fonksiyonlar, lineer ve Hapfield ağlarının doğrudan tasarımını için kullanılabilirler.

- Spline Toolbox (Oluşum Araç kutusu): Oluşumlar ile ilgili M-dosyalarından oluşmaktadır. Oluşum araç kutusu fonksiyonel modellemede kullanılmaktadır. Eğrilerin modellenmesi, verilere göre eğri uydurulması, fonksiyonel denklemlerin çözülmesi vb. için oldukça kullanışlıdır.

- Robust-Control Toolbox (Robot Kontrol Araç kutusu): Robot kontrol sistemleri tasarımını ile ilgili fonksiyonlardan oluşmaktadır.

- μ -Analysis and Synthesis Toolbox (p.Analiz ve Sentez Araç kutusu): μ -Analiz ve sentez tekniklerinin kullanılarak robot ve lineer kontrol sistemlerinin incelenmesi ve tasarlanması için yazılmış fonksiyonlardan oluşmaktadır.

5.3. MATLAB'ın Kullanım Amacı ve Alanı

MATLAB tüm mühendislik alanında, sayısal hesaplamalar, veri çözümlenmesi ve grafik işlemlerinde kolaylıkla kullanılabilen bir program dilidir. FORTRAN ve C dili gibi yüksek seviyeli programa dili ile yapılabilen hesaplamaların pek çoğunu MATLAB ile yapmak mümkündür. Ayrıca bunu yanında diğer programlama dillerine göre MATLAB'ta daha az sayıda komutla çözüm üretmek mümkündür. Gerçekte MATLAB, M-dosyaları (M-Files) olarak bilinen pek çok sayıda fonksiyon dosyalarından, alt programlardan ibarettir. Hazırlanması düşünülen bir program içinde M-dosyalarını kullanmak suretiyle komut sayısını çok kısa tutmak mümkündür.

MATLAB'ın Kullanım Yerleri:

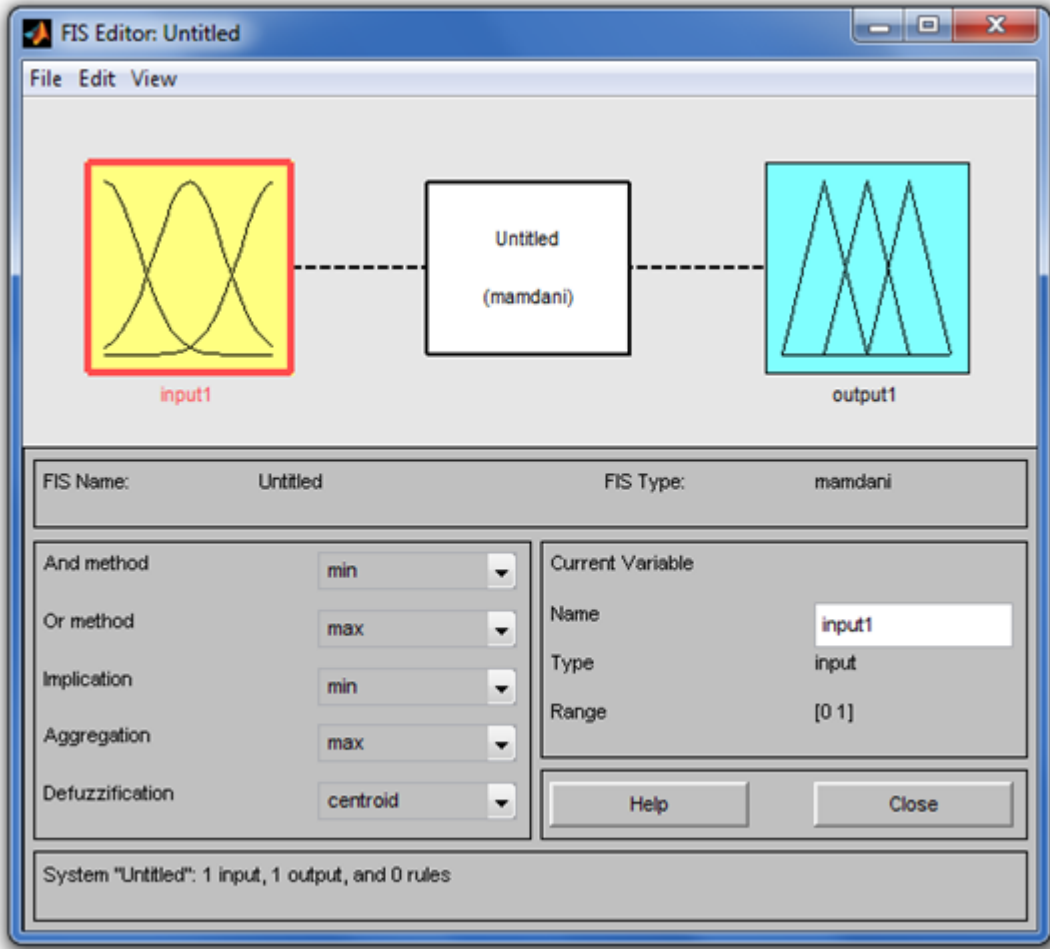
- Denklem takımlarının, diferansiyel denklemlerin çözümü
- Veri çözümleme işlemleri
- İstatiksel hesaplamalar ve çözümlenmeler
- Grafik çizimi ve çözümlenmeler
- Bilgisayar destekli denetim sistemi tasarımı
- Devre analizinde düğüm kol denklemlerinin çözümü

5.4. MATLAB Fuzzy Logic Toolbox

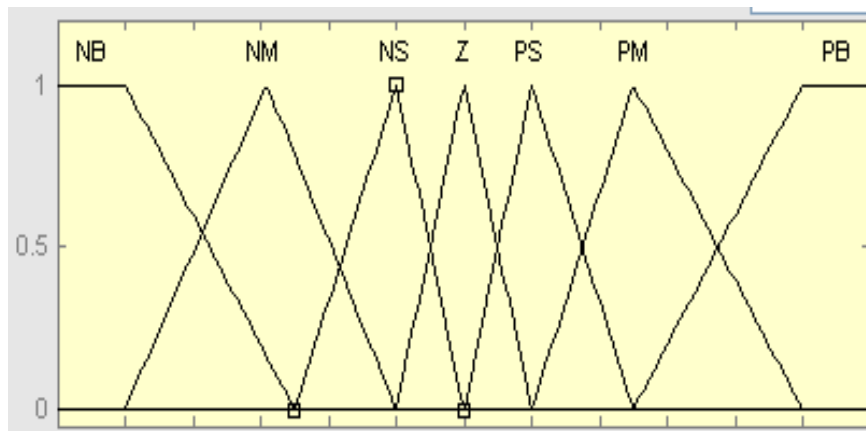
Fuzzy Logic (FL) Toolbox içerisinde çeşitli editörler yer almaktadır. Fuzzy Interference System (FIS) editöründen bahsedecek olursak sistemin temel olarak yönetildiği panel budur. Burada giriş çıkış değişkenleri eklenebilmekte, bulanık setin türü belirlenmekte ve Lojik ifadeler tanımlanabilmektedir. Aynı zamanda menüdeki özelliklerle sistemin .fis uzantılı olarak kaydedilmesi veya var olan bir sistemin açıklanması sağlanmaktadır. Buradaki giriş veya çıkışlar üzerindeki işlem yapmak, üyelik fonksiyonlarının tiplerinin belirlenmesi ve bulanıklaştırılarak sözel değişkenlere dönüştürülmesi sağlanmaktadır.

Üyelik fonksiyonları oluşturulduktan sonra kural tabanının oluşturulması için ise kural editörü bulunmaktadır. Burada girişlerle çıkışlar arasında mantıksal ilişkiler IF-ELSE kalıplarında oluşturulmaktadır. Ayrıca elde edilen sonuçların görüntülenmesi içinde kuralların ve giriş çıkışların görülebileceği birer arayüz hazırlanmıştır. Bunlarda Rule Viewer ve Surface Viewer olarak adlandırılmıştır.

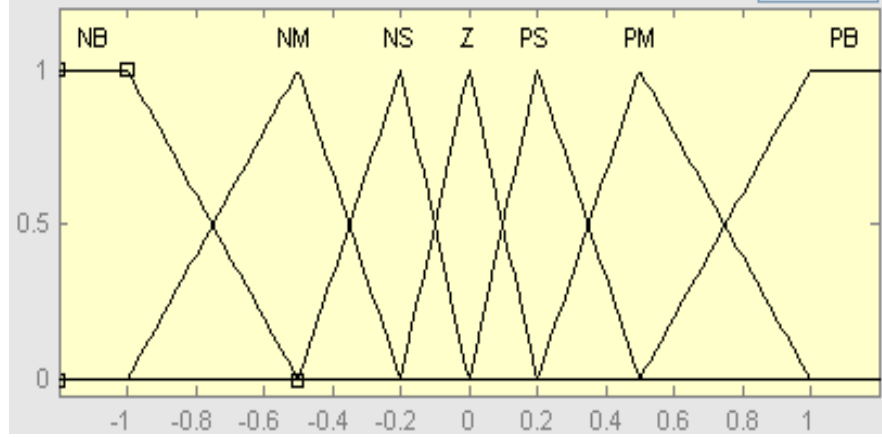
Bulanık mantık editör haricinde m-filelar üzerinden de kod yazarak kontrol edilebilir. Öncelikle FL Toolbox ile oluşturulmuş .fis uzantılı bir dosyanın açılması gerekmektedir. Bunun için >> readfis('isim.fis' işlem sonucunda bize FIS yapısında bir nesne oluşturulmaktadır ve bunun üzerinden sistemimize ait bilgilere ulaşabilmekteyiz. Tasarlanan bulanık mantık denetleyicide, bulanık mantık denetleyici fis editörü şekil 5.2'de, hata, hatadaki değişim ve çıkış üyelik fonksiyonları şekil 5.3, şekil 5.4 ve şekil 5.5'de verilmiştir.



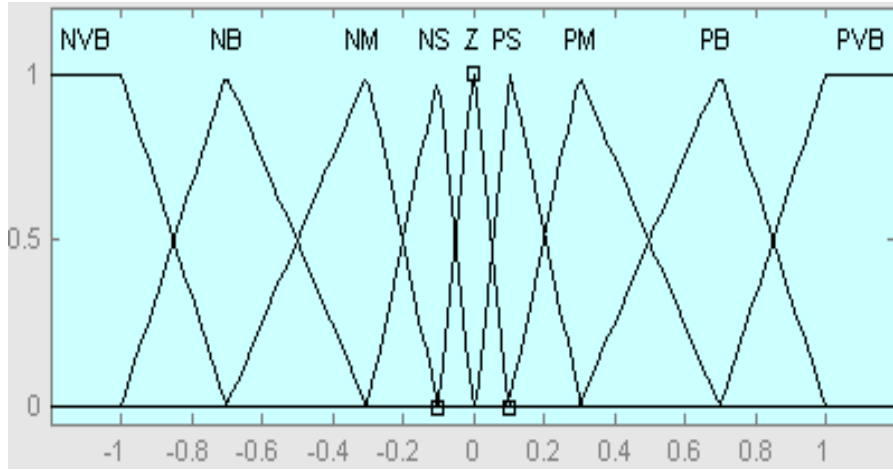
Şekil 5.2. Bulanık mantık denetleyici fis editörü



Şekil 5.3. Giriş hata fonksiyon (e) üyeliği



Şekil 5.4. Hata değişimi fonksiyon (ce) üyeliği



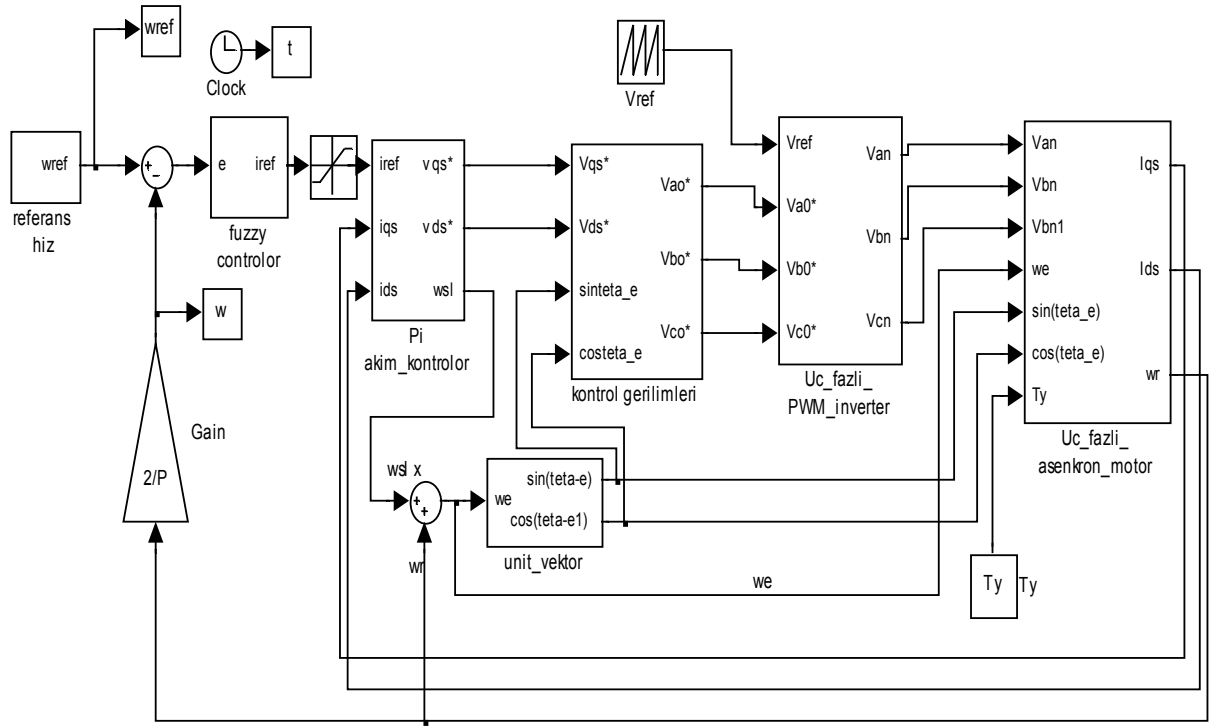
Şekil 5.5. Çıkış fonksiyon (du) üyeliği

Tablo 5.1. Bulanık kurallar

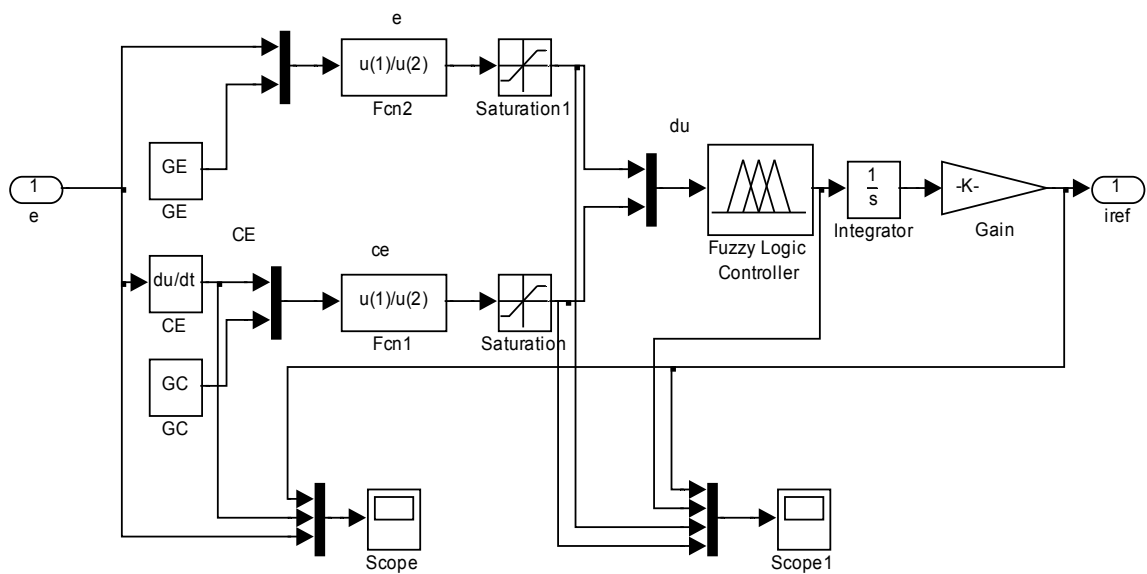
Ce \ E	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z
NM	NVB	NVB	NB	NM	NS	Z	PS
NS	NVB	NB	NM	NS	Z	PS	PM
Z	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
PS	NM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB
PM	NS	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB
PB	Z	PS	PM	PB	PVB	PVB	PVB

5.5. Tasarılan MATLAB/Simulink Benzetim Şemaları

MATLAB/Simulink’ te tasarlanmış olduğumuz üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun bulanık mantık denetleyicili vektör kontrol ve bulanık mantık kontrolör benzetim şemaları şekil 5.6 ve şekil 5.7’ de gösterilmiştir.

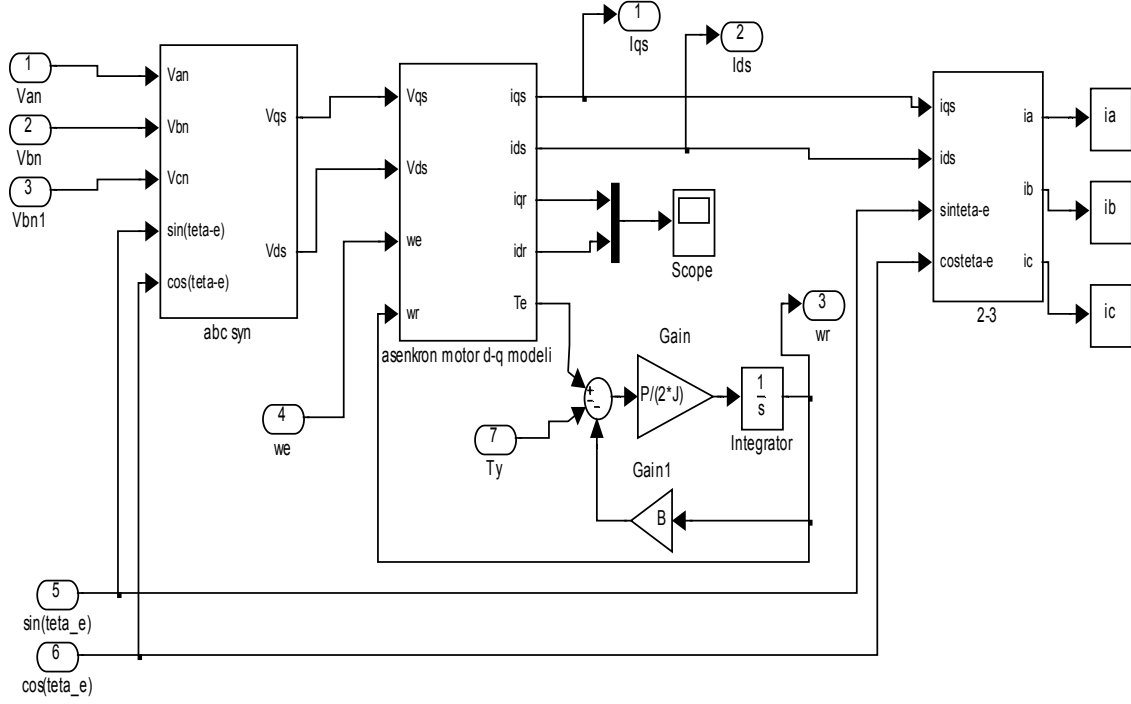


Şekil 5.6. Asenkron motorun bulanık mantık denetleyicili vektör kontrol Matlab/Simulink benzetim şeması

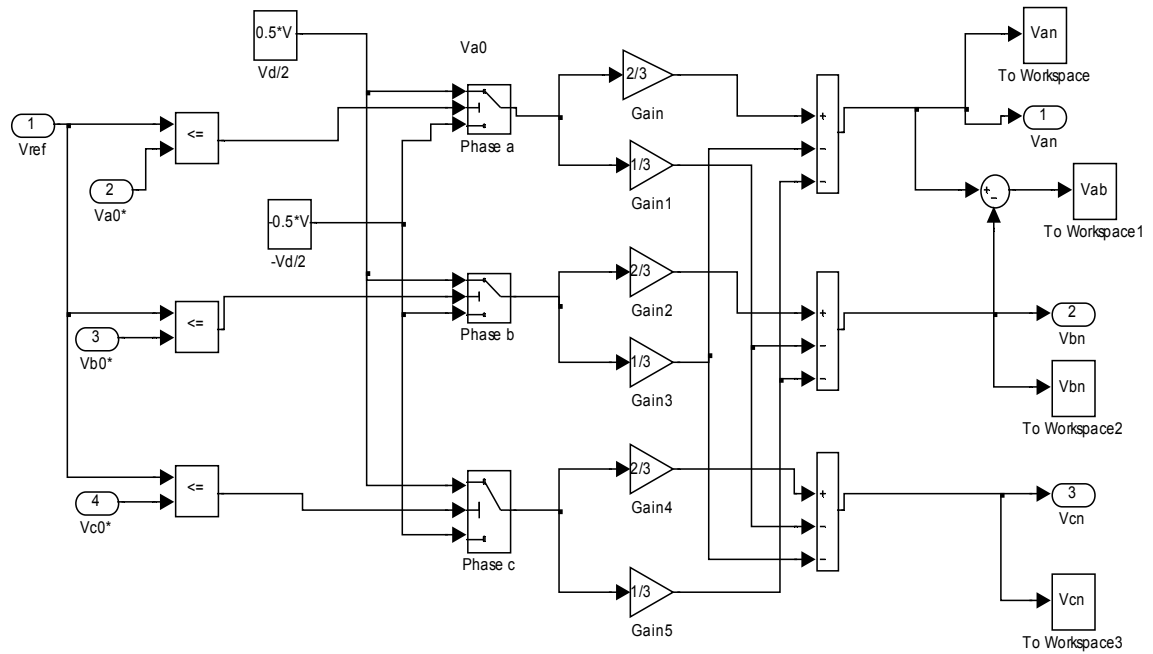


Şekil 5.7. Fuzzy kontrolör Matlab/Simulink benzetim şeması

Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun bulanık mantık denetleyicili vektör kontrol benzetim şeması içinde yer alan üç fazlı asenkron motor ve üç fazlı PWM inverter benzetim şemaları şekil 5.8 ve şekil 5.9’ da verilmiştir.

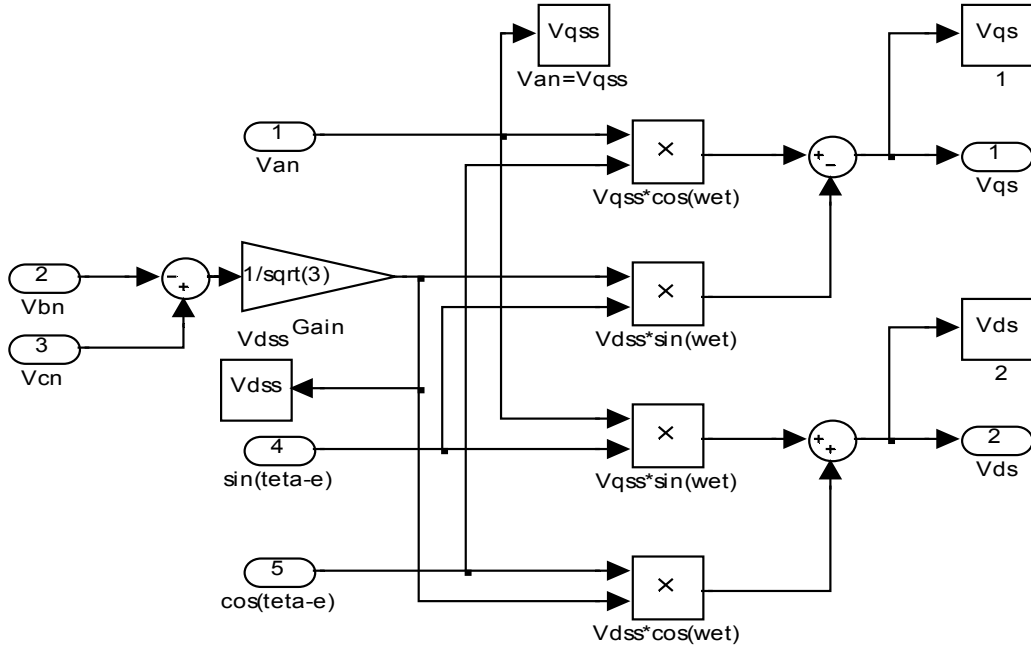


Şekil 5.8. Üç fazlı asenkron motorun Matlab/Simulink benzetim şeması

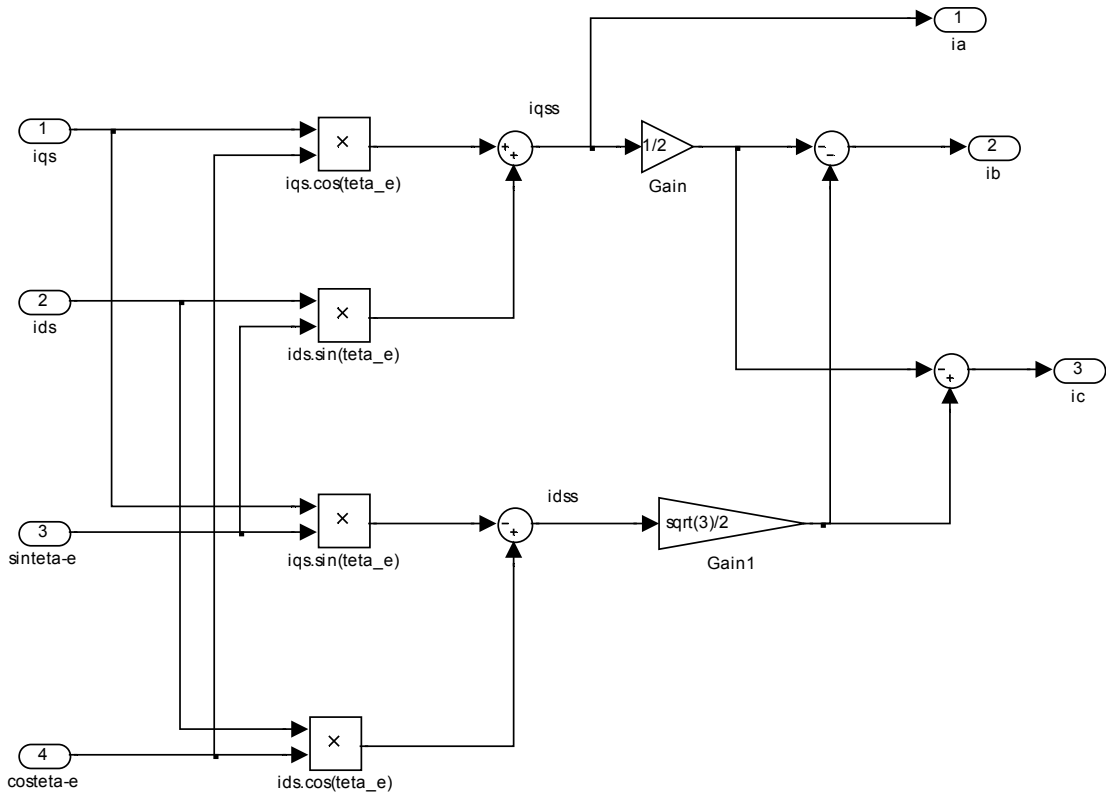


Şekil 5.9. Üç fazlı PWM inverter Matlab/Simulink benzetim şeması

Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun vektör kontrolü için tasarlanan benzetim şemaları şekil 5.10 ve şekil 5.11’ de gösterilmiştir.

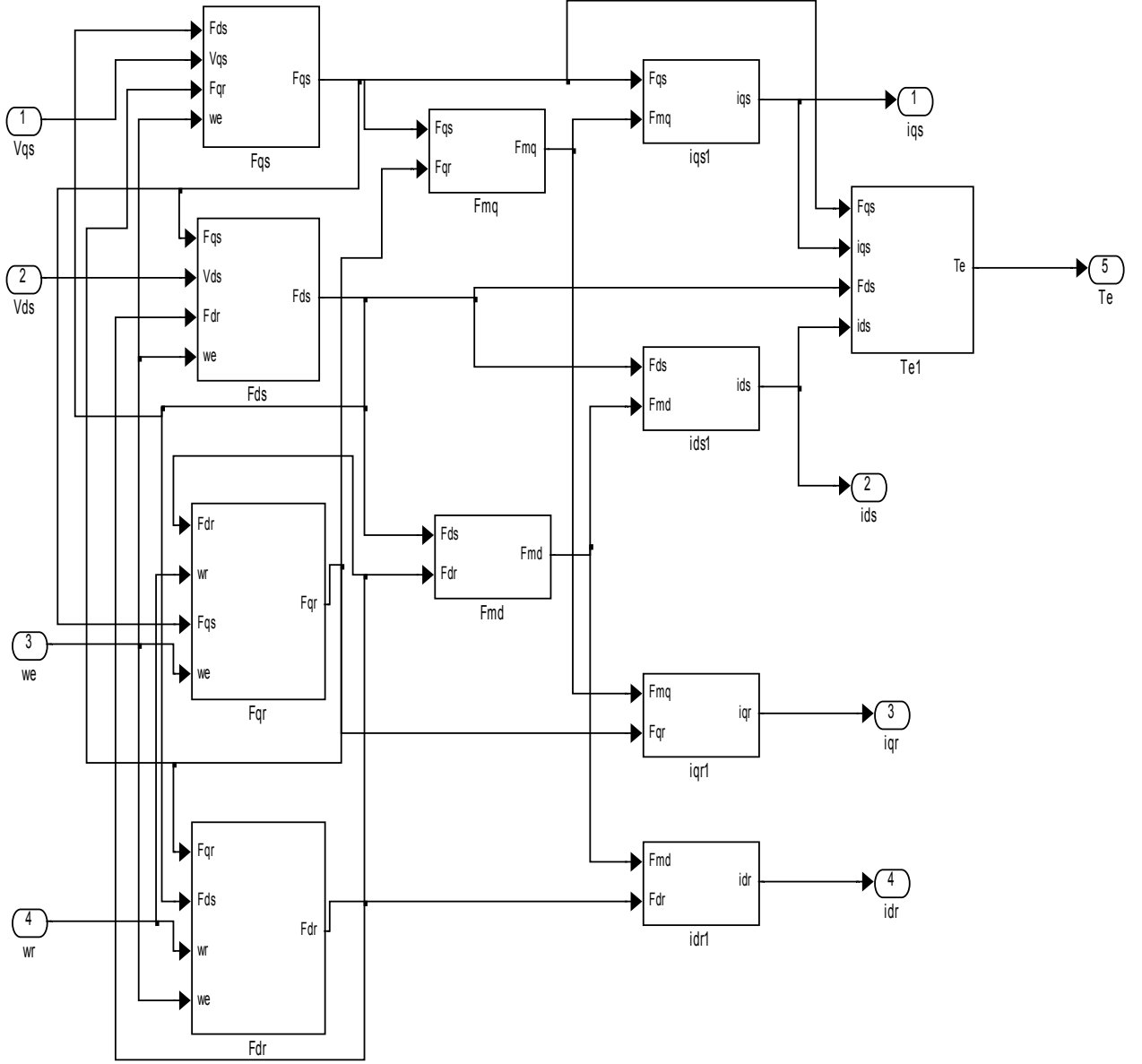


Şekil 5.10. Üç fazlı asenkron motorda faz gerilimlerinin abc-dq dönüşüm Matlab/Simulink benzetim şeması



Şekil 5.11. Üç fazlı asenkron motorda faz akımlarının dq-abc dönüşümü Matlab/Simulink benzetim şeması

Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorumuzun vektörel kontrolü için tasarlanmış olan d-q modeli benzetim şeması şekil 5.12' de verilmiştir.

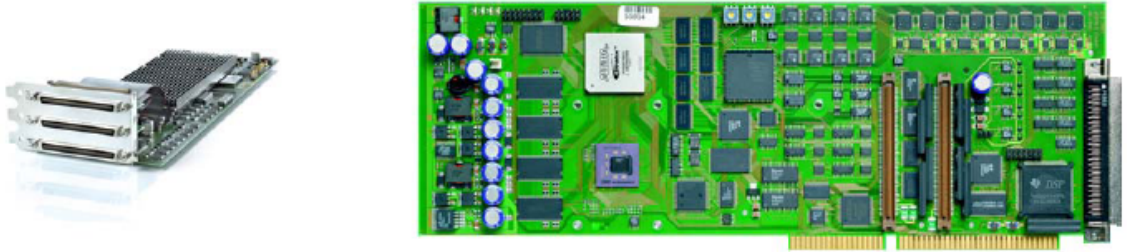


Şekil 5.12. Üç fazlı asenkron motorun d-q modeli Matlab/Simulink benzetim şeması

5.6. DS1103 Denetleyici Kartı

Karmaşık kontrol algoritmalarının çözümü, mikroişlemci teknolojisinin gelişmesiyle birlikte olanaklı bir hal almıştır. Özellikle mikroişlemcilerin hızının ve aynı karttaki işlemci sayısının artmasıyla birlikte önceden olanaksız gibi görünen birçok karmaşık algoritma günümüzde rahat bir şekilde çözülmeye başlamıştır. DSP'ler karmaşık matematiksel işlemleri hızlarından ve ek donanımlarından dolayı kısa sürede yapabilmektedir. Ayrıca DSP'ler yapay sinir ağları, genetik algoritma ve bulanık mantık gibi akıllı sistemlerinde gerçek zamanlı uygulamalarına müsaade sağlamaktadır.

Tez çalışmasında denetleyici olarak şekil 5.13' de verilen DS1103 dSPACE kartı kullanılmıştır. Kart üzerinde, PowerPC 750GX (1GHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki işlemci mevcuttur. DS1103 denetleyici kart ISA kartı bulunan ve bazı şartları sağlayan her türlü bilgisayara takılabilir. DSP modülde 32 bit giriş/çıkış (I/O) portları ile 16 bit analog dijital dönüştürücü ile artımsal konum ve hız algılayıcı girişi bulunmaktadır.



Şekil 5.13. DSP denetleyici kart (DS1103)

DSP kartı bilgisayara takılıp yüklendikten sonra gerçekleştirilmek istenilen kontrol algoritmaları Matlab/Simulink'de benzetimi yapılır sonra "Simulink Real-Time Workshop" yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. "Real-Time Interface" yazılımı ile dönüştürülen kodlar denetleyici karta yüklenir. Bununla birlikte Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri grafiksel bir platform üzerinden gözlemlenebilir ve bu veriler sonradan işlenmek üzere kaydedilebilir (Öksüztepe, 2008).

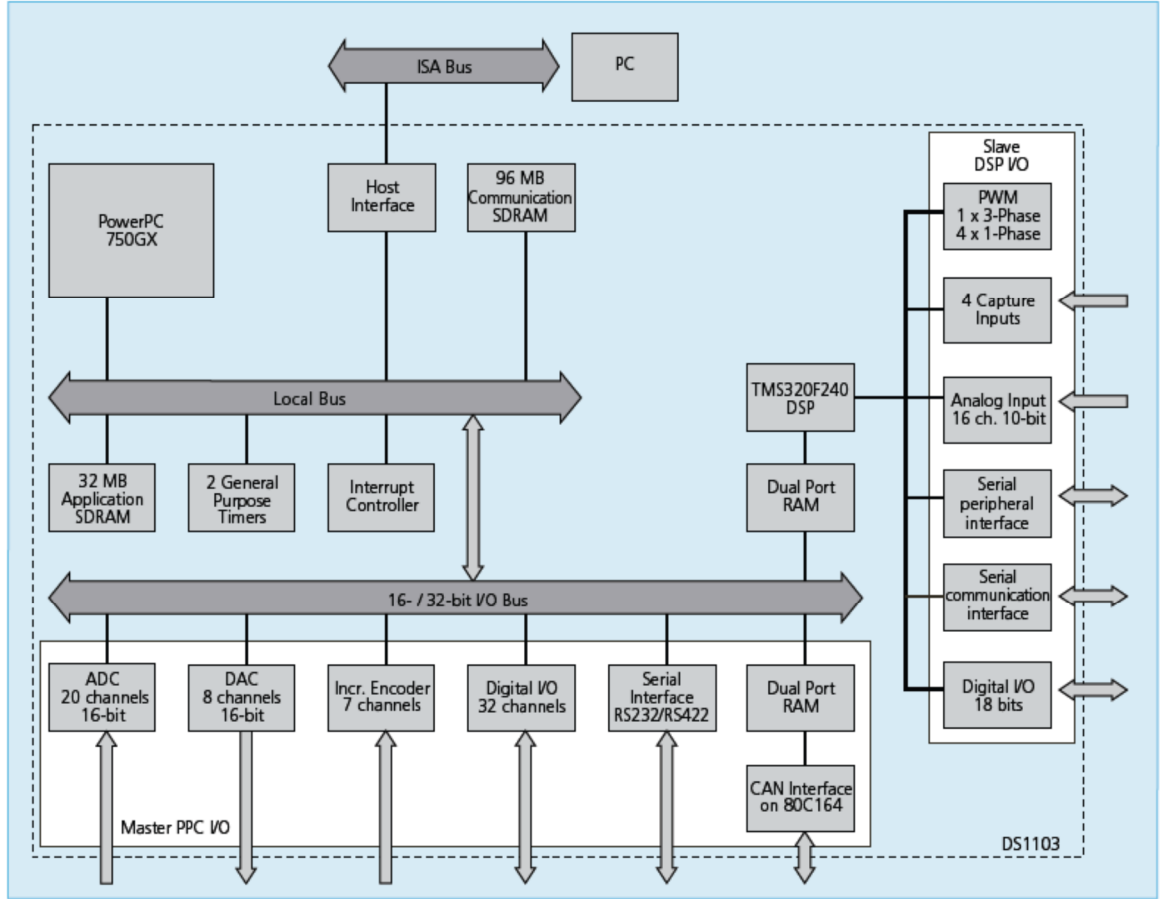
Kullanılan DS1103 denetleyici kartın teknik özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri şekil 5.14, şekil 5.15 ve şekil 5.16' da verilmiştir.

DS1103 kartın iç mimarisi;

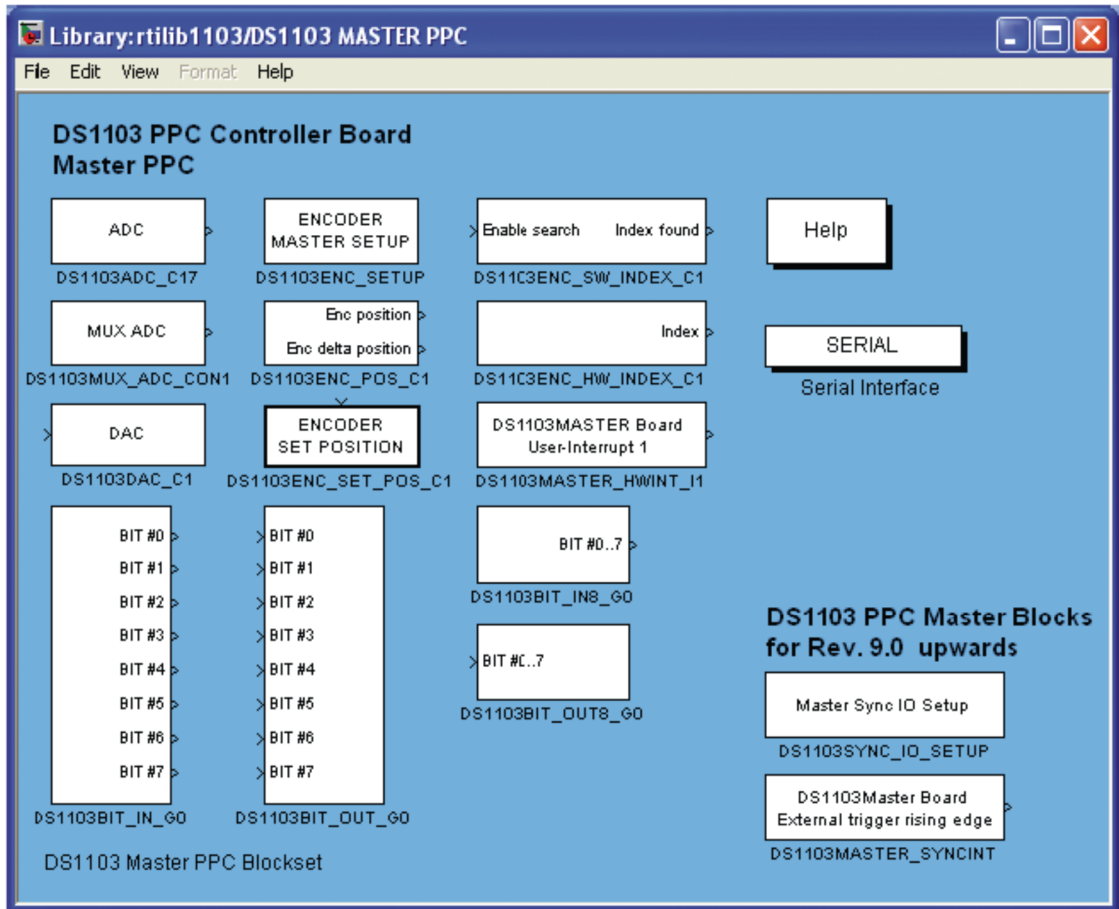
Processor : Power PC 750 GX running at 1 GHZ

Memory :32 MB application SDRAM as program memory

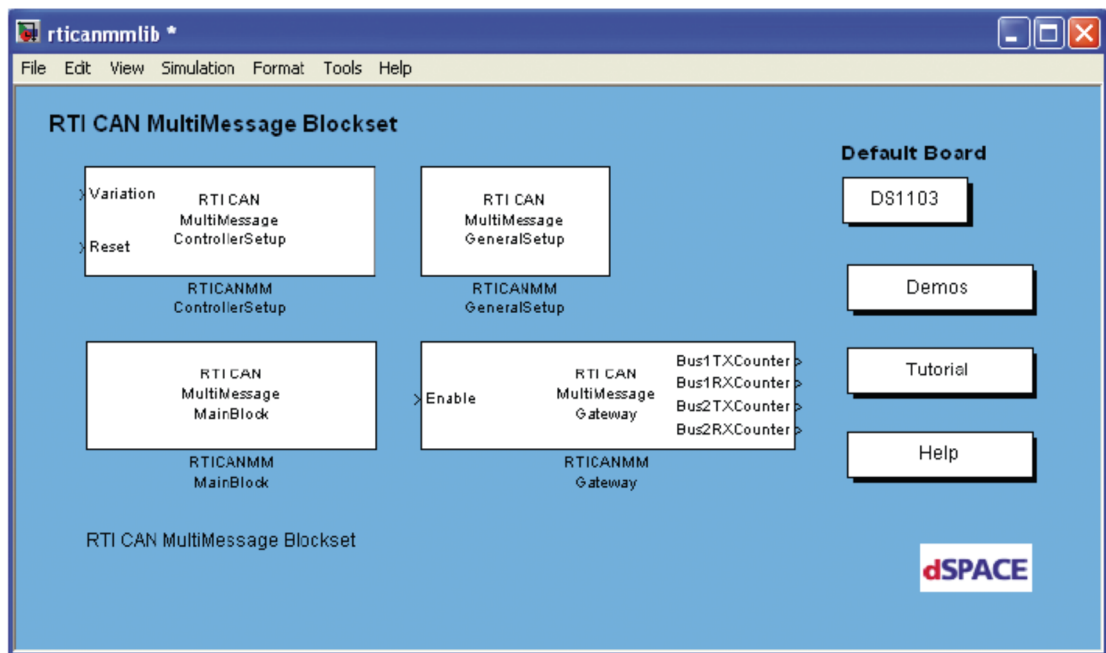
96 MB communication SDRAM for data storage



Şekil 5.14. DS1103 denetleyici kartın iç mimarisi



Şekil 5.15. DS1103 Master PPC RTI blokları



Şekil 5.16. DS1103 Slave DSP F240 RTI blokları

5.7. Deney Yazılımı

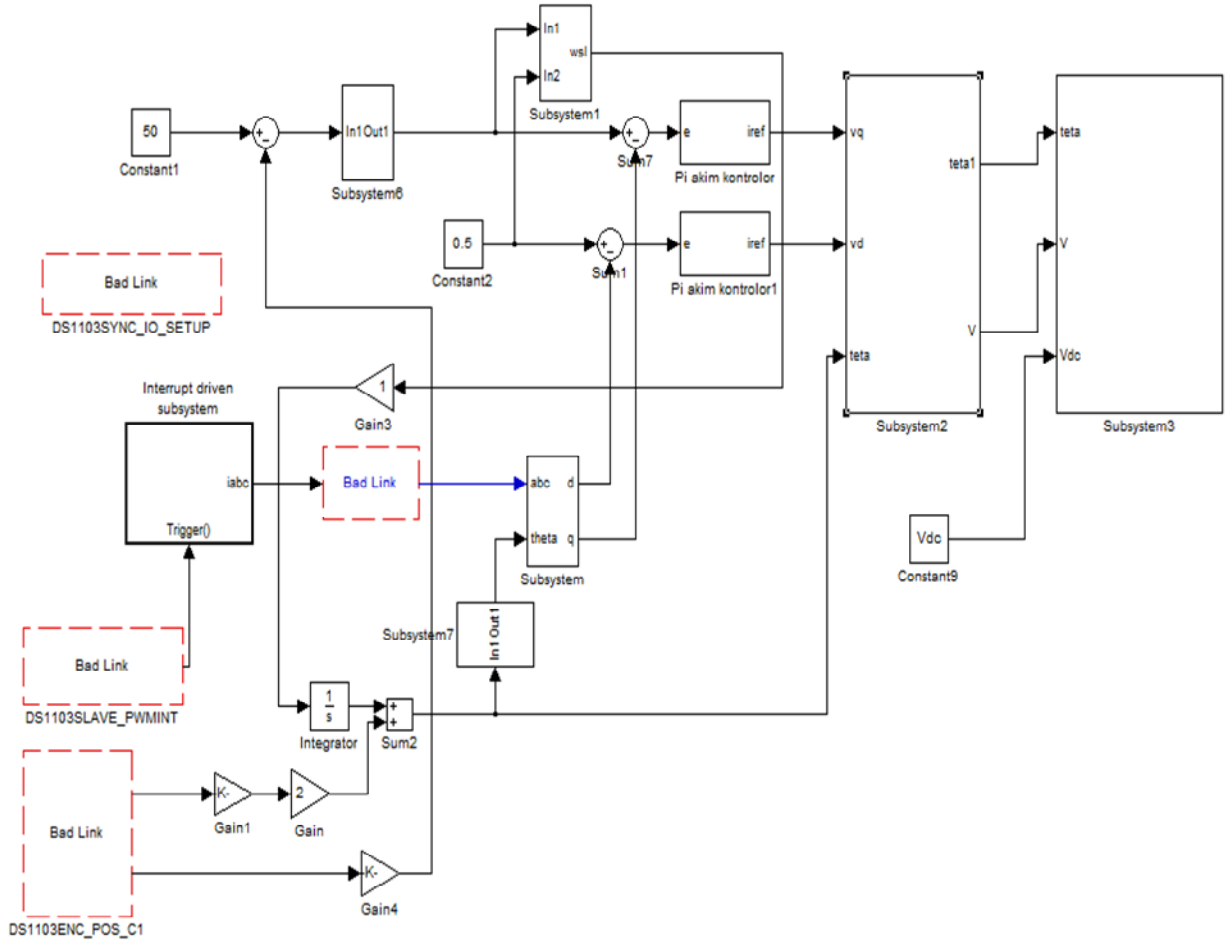
DS1103 Ace kiti tarafından kullanılan kod dosyası Matlab simulinkte bloklar hazırlanıp derlendikten sonra çalıştırılabilmektedir. Matlab/Simulink programıyla oluşturulan benzetim sonrasında kod dosyası daha hızlı çalışabilmesi için derleyici tarafından optimize edilmektedir. Bu çalışmada asenkron motorun denetimi için hazırlanan yazılım MATLAB Simulink kullanılarak hazırlanmış ve DSP ile bilgisayar arasında haberleşmeyi sağlayan fiber optik bağlantı sayesinde doğrudan DSP ye aktarılmıştır.



Şekil 5.17. Kullanılan DS1103 expansion box

Kullanılan DS1103 Ace kiti Matlab programı ile doğrudan bağlantı kurabilen bir karttır. DS1103 Ace kiti yazılımının bilgisayara yüklenmesi sırasında Matlab programının orijinal halinde içerisinde olmayan DSP'ye ait parametreler Matlab programının içerisine yüklenmektedir. Böylece simulink programı kullanılarak doğrudan DSP içerisindeki modülleri yazılım içerisine aktarmak mümkün olmaktadır. Kullanılan DS1103 expansion box resmi yukarıda yer alan şekil 5.17' de verilmiştir.

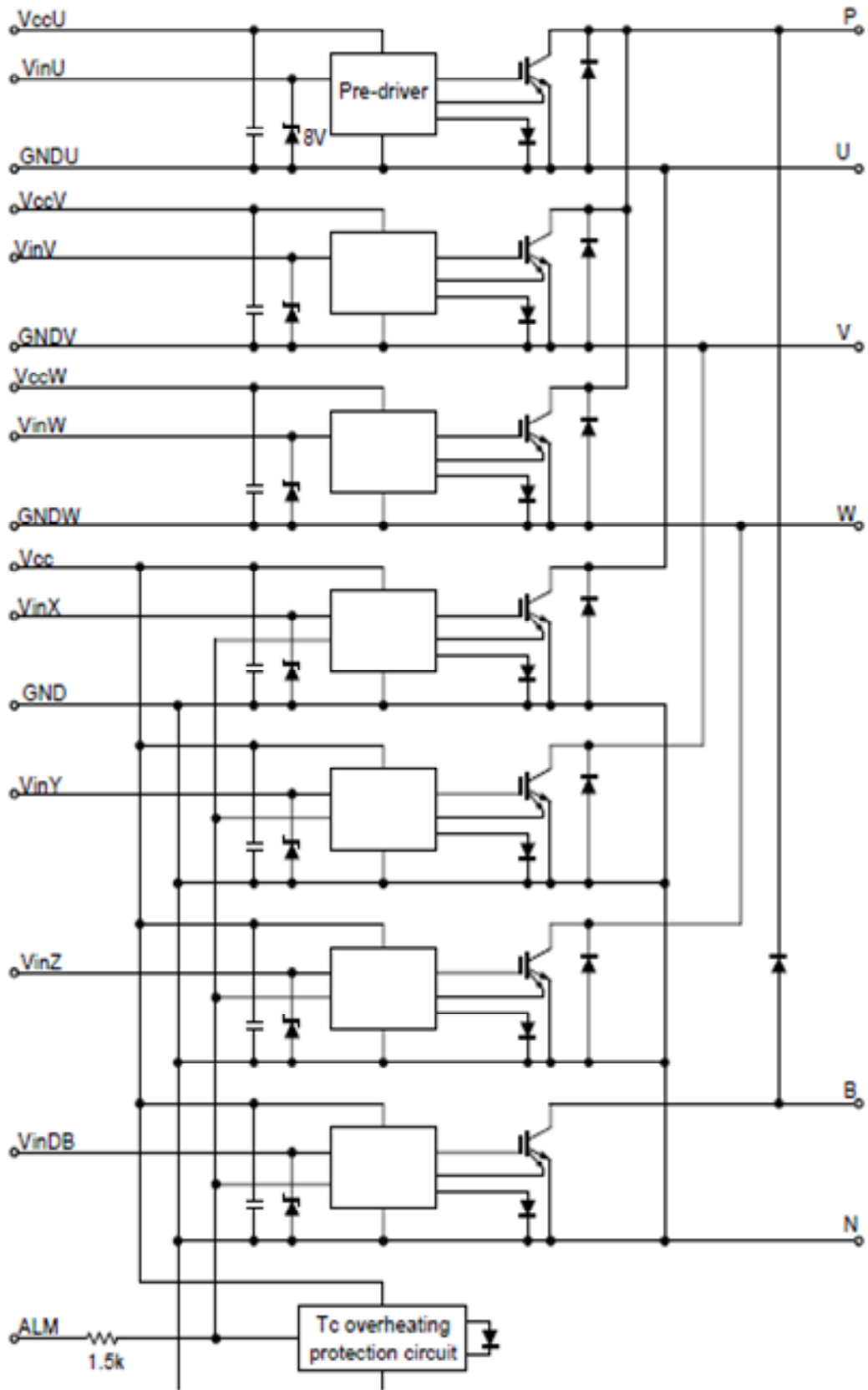
Deneyde kullanmış olduğumuz üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun bulanık mantık denetleyicili vektör kontrolü için hazırlamış olduğumuz benzetim şeması şekil 5.18’ de gösterilmiştir.



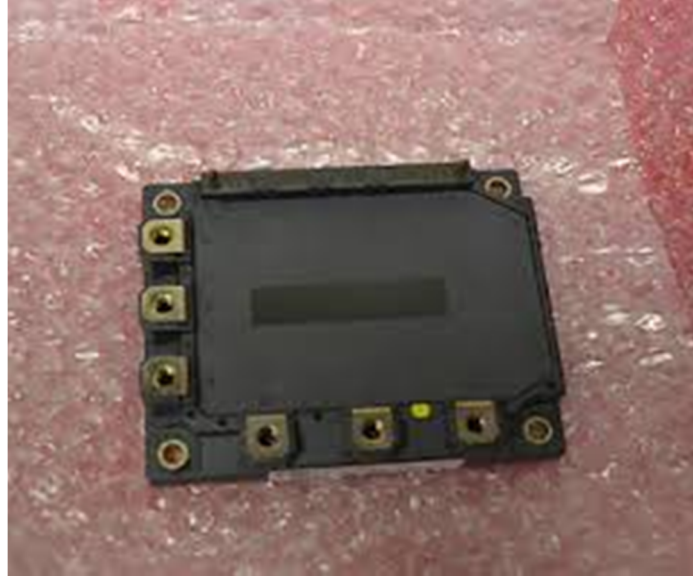
Şekil 5.18. Deneyde kullanılan Matlab/Simulink benzetim şeması

5.8. Deney Seti

Tasarlamış olduğumuz doğrultucu ve sürücü devrelerinde yer alan FUJI firmasının 7MBP50RA120 kodlu IGBT’si şekil 5.20’ de verilmiştir. Bu IGBT 1200 V, 50 A’ da çalışabilen yüksek hızlı bir anahtardır. Kullanılan IGBT’nin blok diyagramı ise şekil 5.19’da gösterildiği gibidir.

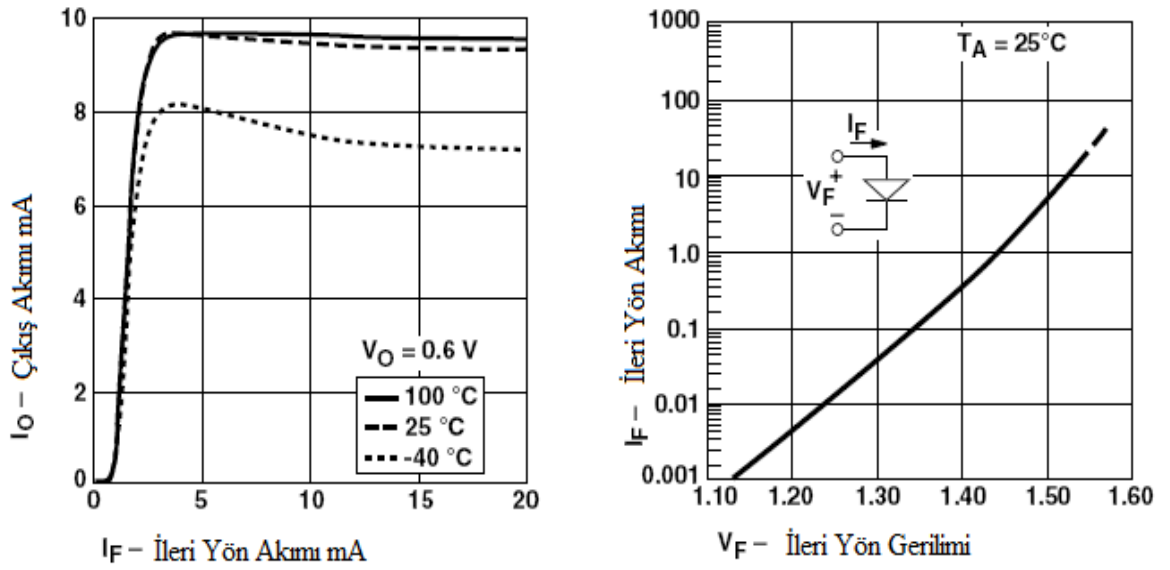


Şekil 5.19. 7MBP50RA120 IPM blok diyagramı



Şekil 5.20. Kullanılan 7MBP50RA120 IPM

Optocoupler olarak AVAGO firmasının 4506 kodlu entegresi kullanılmıştır. Optocouplerin karakteristikleri şekil 5.21’ de gösterildiği gibidir.



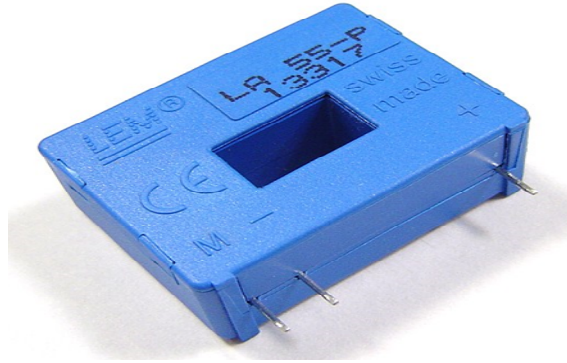
Şekil 5.21. Optocoupler karakteristiği

Gerilim algılayıcı olarak şekil 5.22’ de görülen LEM marka LV25-P modelindeki gerilim sensörü kullanılmıştır. Bu sensör 10 mA 10-500 V gerilimlerde çalışabilmektedir.



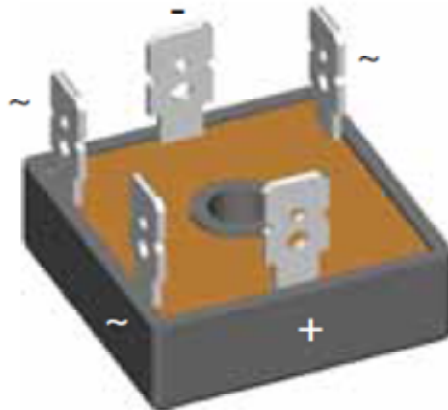
Şekil 5.22. LV25-P modelindeki gerilim sensörü

Akım algılayıcı olarak şekil 5.23’ de görülen LEM marka LA55-P modelindeki akım sensörü kullanılmıştır. 50 A’ e kadar akımların ölçümü yapabilmektedir.



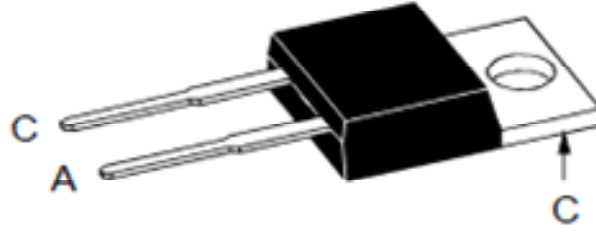
Şekil 5.23. LA55-P modelindeki akım sensörü

Üç fazlı köprü doğrultucu olarak ise şekil 5.24’ de görülen VUO-36-16 modelindeki doğrultucu kullanılmıştır.



Şekil 5.24. VUO-36-16 modelindeki üç fazlı köprü doğrultucu

Snubber devresi tasarımımda ise 100 Ω 5 W'lık bir taş direnç ile 630 V 220 nF lık kondansatör ile IXYS firmasına ait şekil 5.25' de görülen DSEI-20-12 A hızlı toparlama diyotu kullanılmıştır.



Şekil 5.25. DSEI-20-12 A hızlı toparlama diyotu

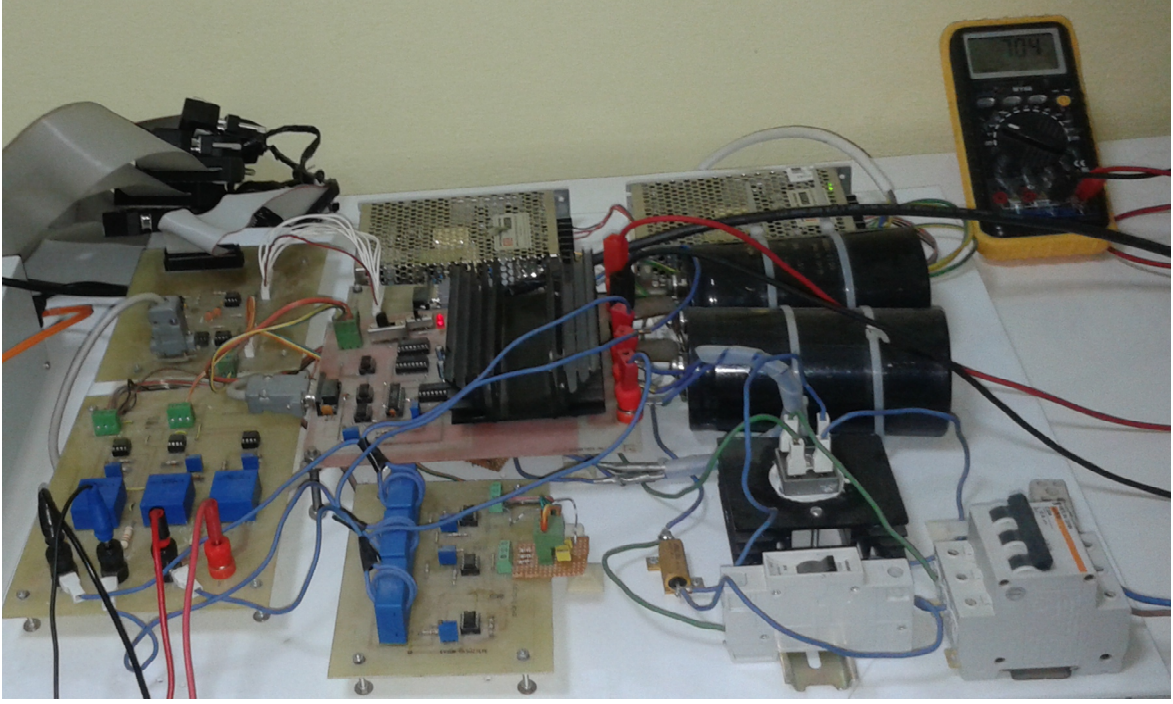
Motor olarak şekil 5.26'da görülen GAMAK firmasının ürettiği 0.37 kW'lık ve 1390 d/dk dönüş hızına sahip üç fazlı asenkron motor kullanılmıştır.

Motorun pozisyon bilgisi için BAUMER THALHEM marka artımlı enkoder kullanılmıştır. Bu enkoder motor milinin dairesel bir tur atması durumunda 4096 darbe üretmektedir.



Şekil 5.26. Kullanılan üç fazlı asenkron motor

Tasarlamış olduğumuz doğrultucu ve sürücü devreleri şekil 5.27’ de oluşturulan tüm sistemin fotoğrafı şekil 5.27’de görülmektedir. Fotoğrafın sağ kısmında kullanılan üç fazlı sincap kafesli asenkron motor, sol kısmında DS1103’ün yerleştirildiği expansion box, orta kısmında ise doğrultucu ve sürücü devreleri görülmektedir.



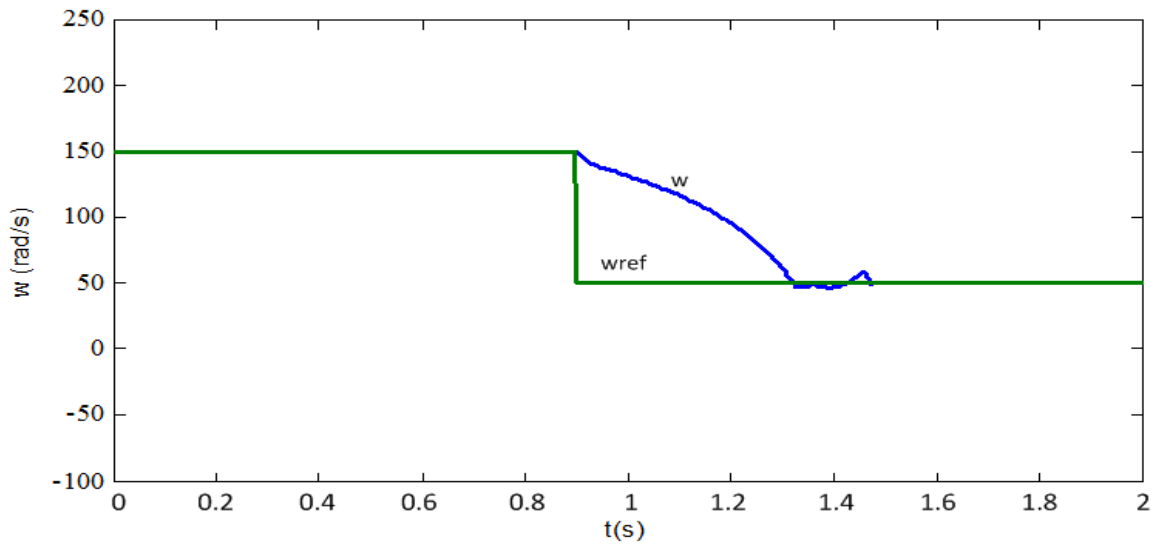
Şekil 5.27. Doğrultucu ve sürücü devreleri



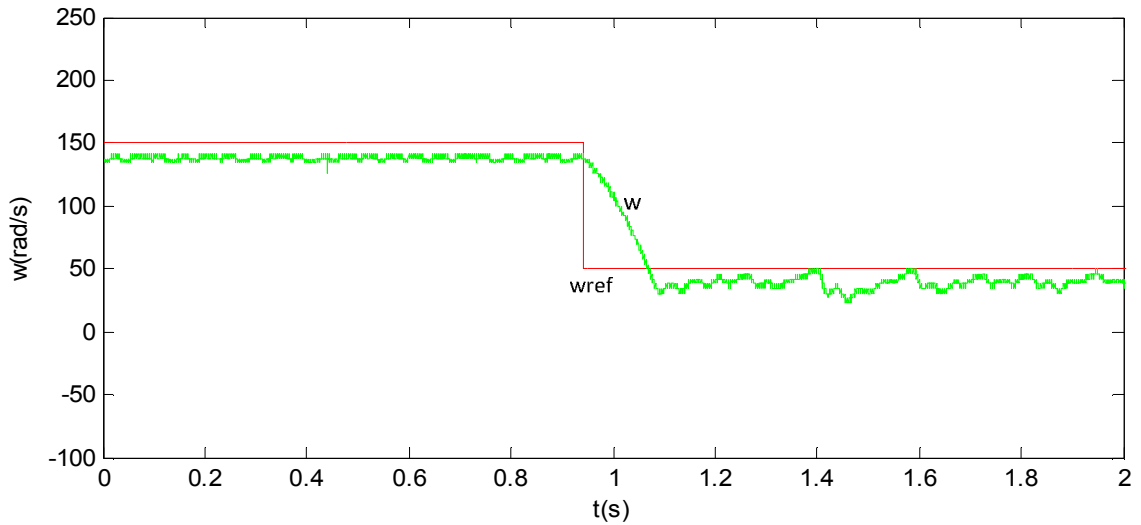
Şekil 5.28. Tüm sistemin fotoğrafı

5.9. Simülasyon Sonuçları ve Deneysel Sonuçlar

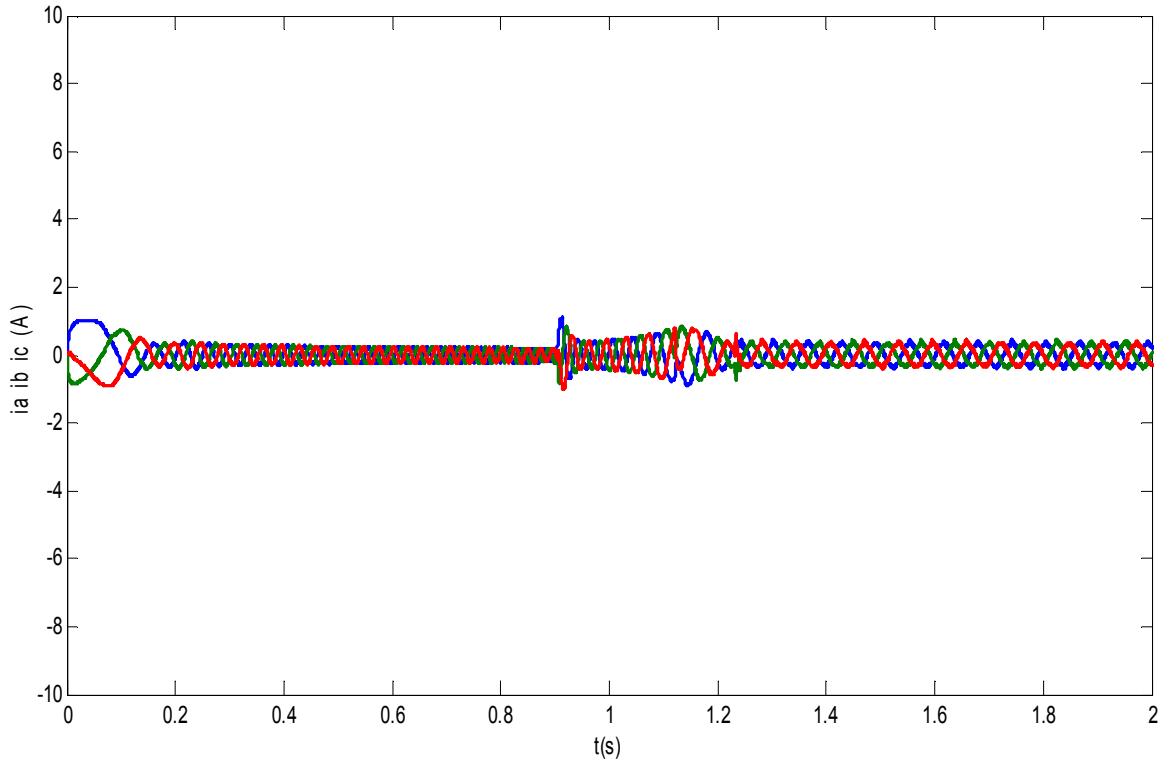
Bu kısımda benzetim çalışmasından elde edilen sonuçlar ile oluşturulan deney setinden alınan sonuçlar karşılaştırılacaktır. Uygulama için DSPACE firmasının üretmiş olduğu DS1103 Ace kiti kullanılmıştır. Motorun çalışması istenen hız değeri DSP'ye ait kontrol birimleri kullanılarak yazılımdan otomatik girişler yapılmıştır. Çalışma gerilimi olarak 70 volt seçilmiş ve anahtarlama frekansı olarak 10 Khz alınmıştır. Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun bulanık mantık denetleyicili vektör kontrolünde $\omega=150/50$ rad/s hız durumu için simülasyon ve deneysel sonuçları aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir.



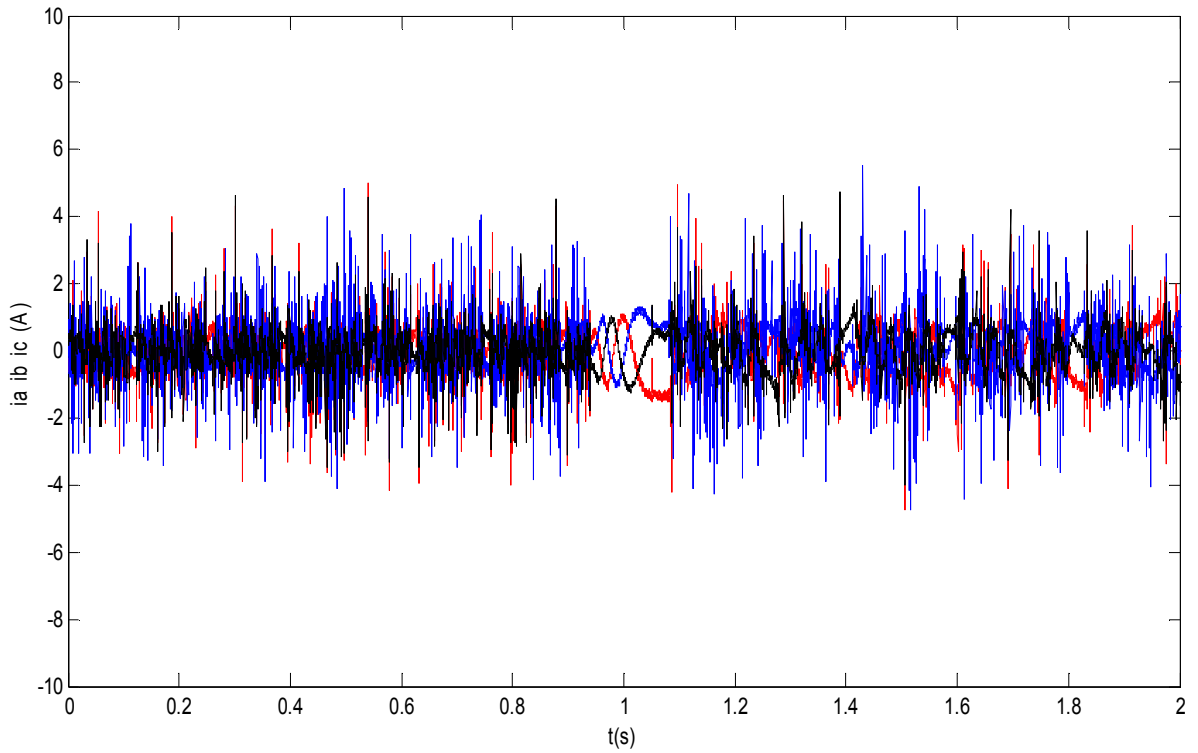
Şekil 5.29. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda bulanık kontrolün simülasyon sonucunda elde edilen cevabı



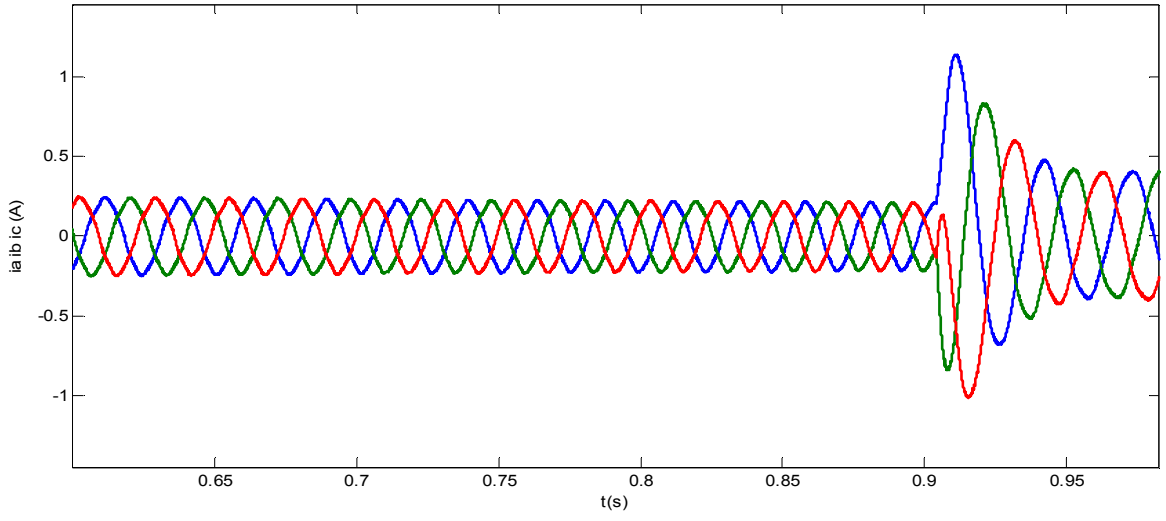
Şekil 5.30. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda bulanık kontrolün deneysel sonucunda elde edilen cevabı



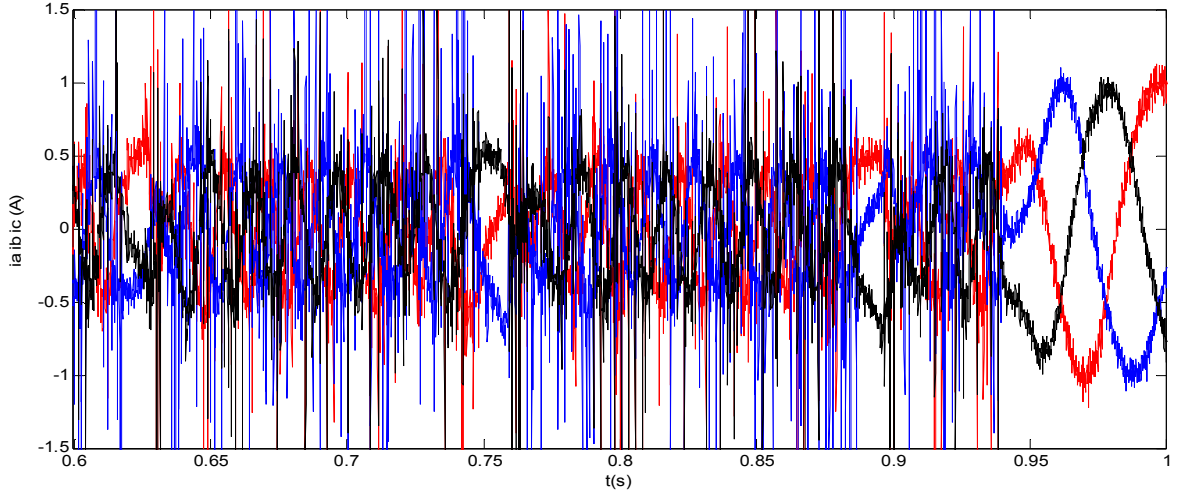
Şekil 5.31. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları simülasyon sonucu



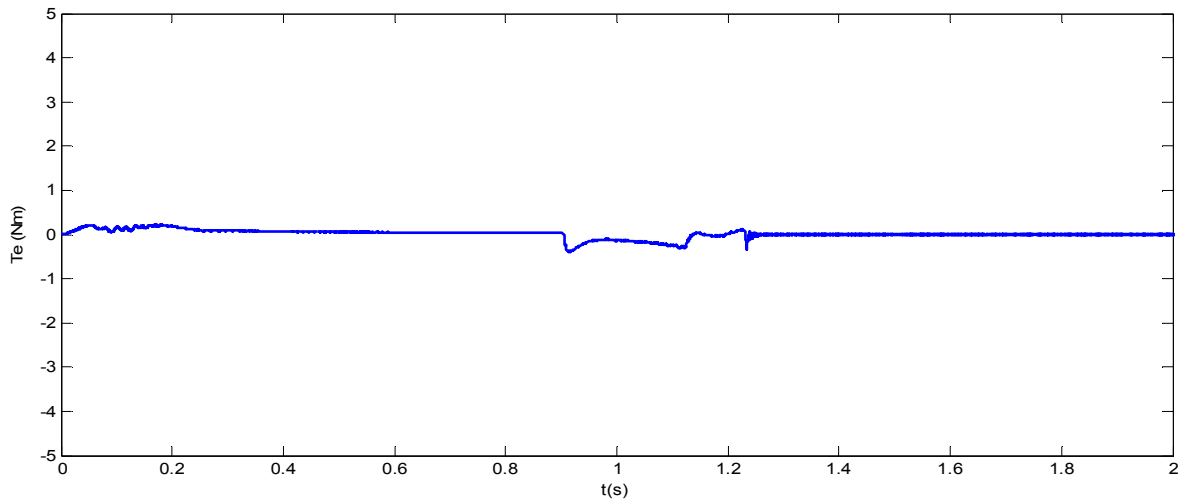
Şekil 5.32. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları deneysel sonucu



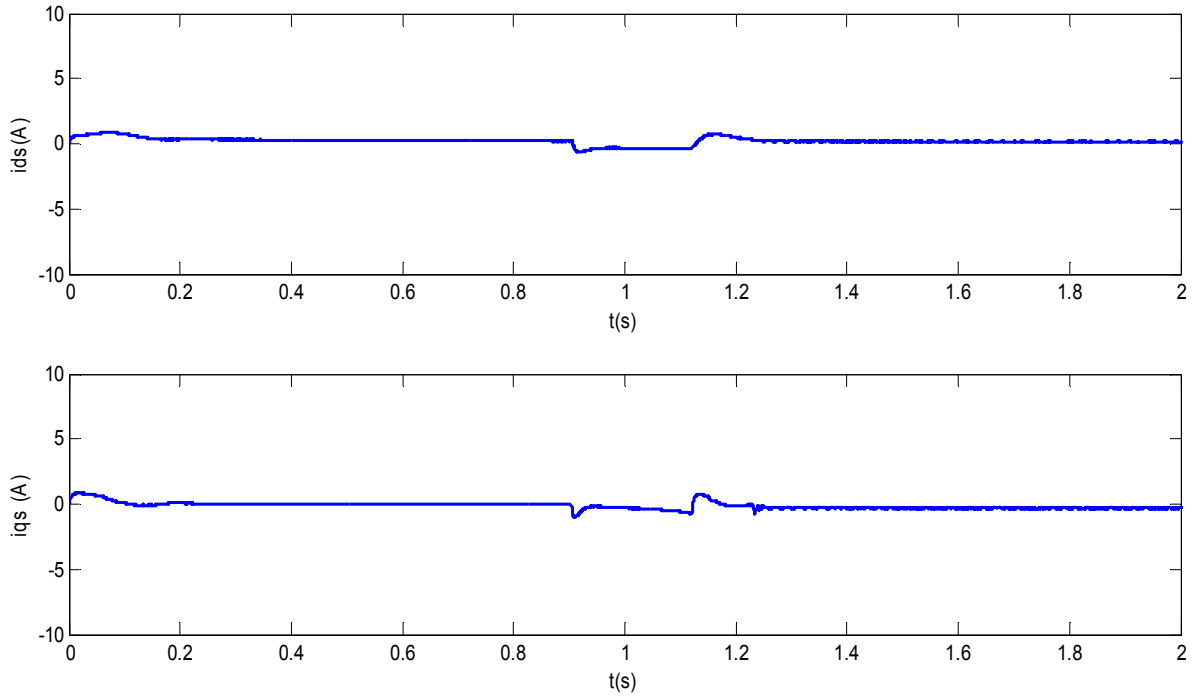
Şekil 5.33. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş simülasyon sonucu



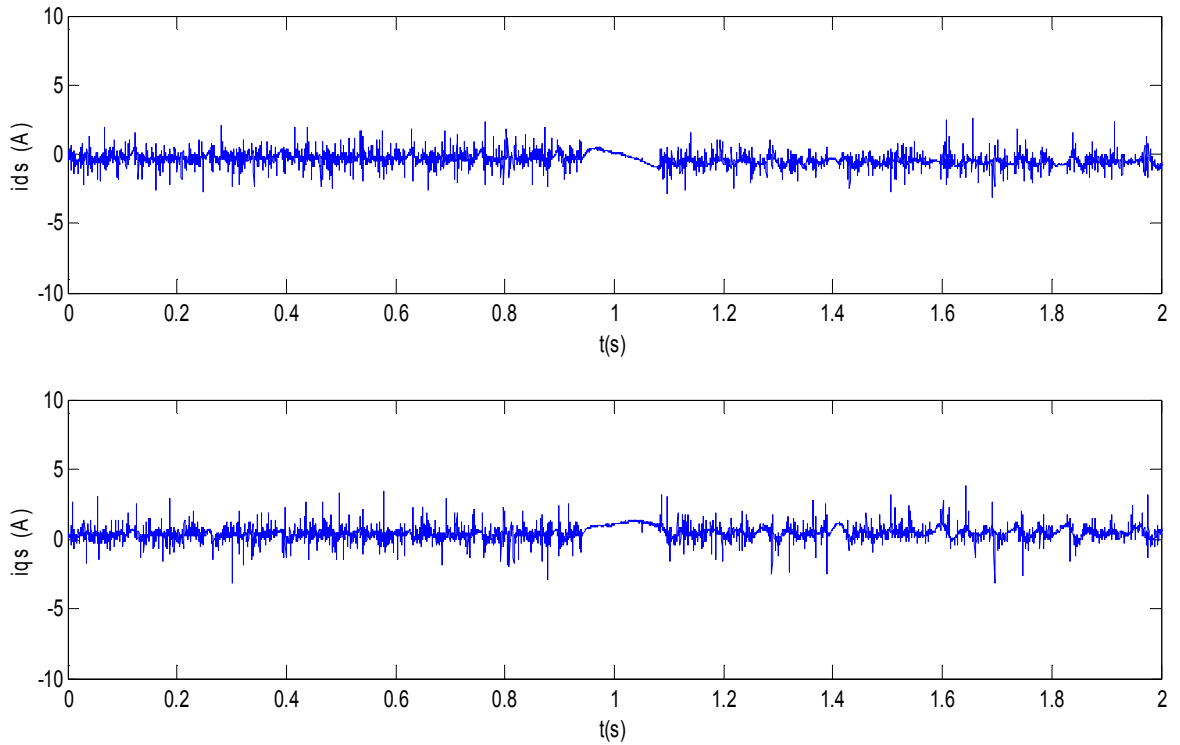
Şekil 5.34. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş deneysel sonucu



Şekil 5.35. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen moment simülasyon sonucu

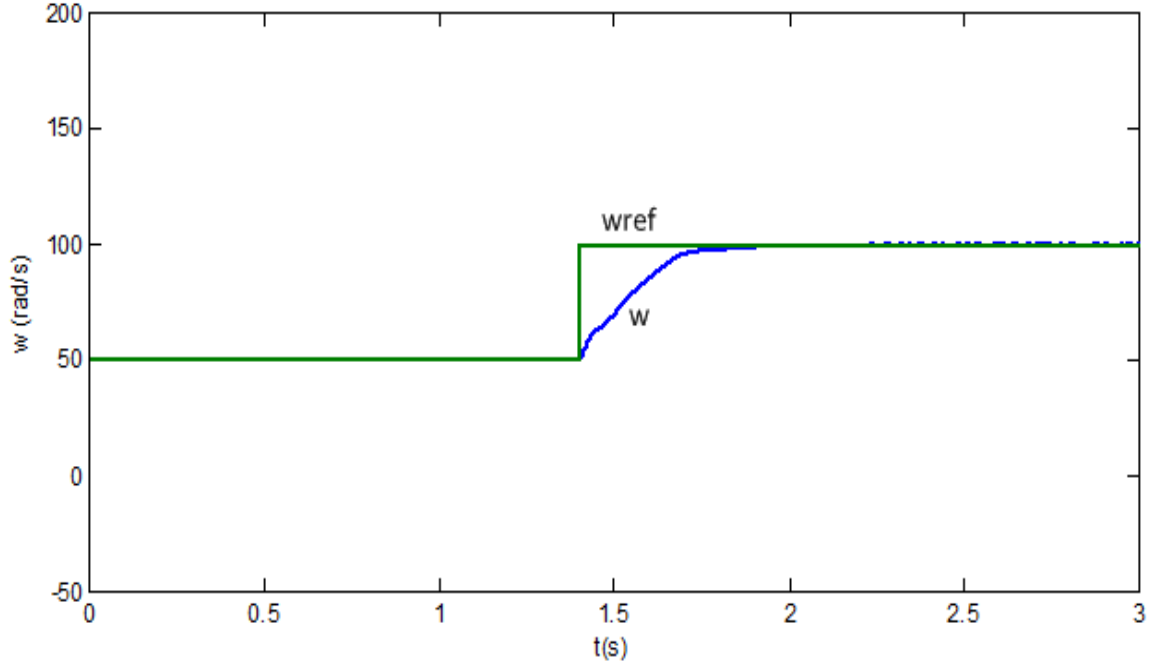


Şekil 5.36. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları simülasyon sonucu

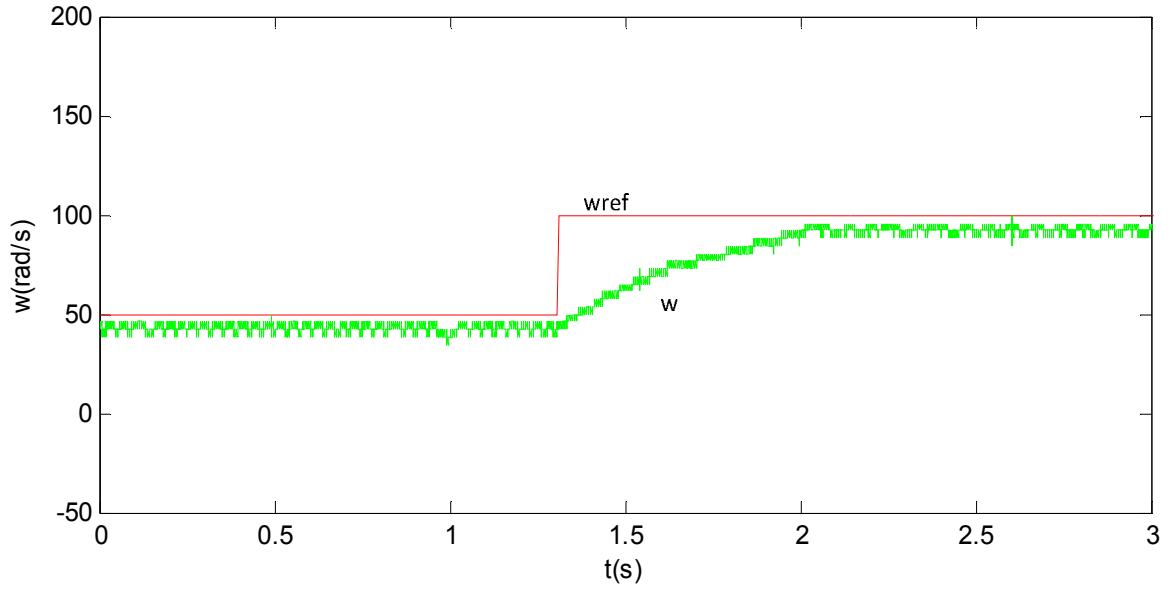


Şekil 5.37. $\omega=150/50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları deneysel sonucu

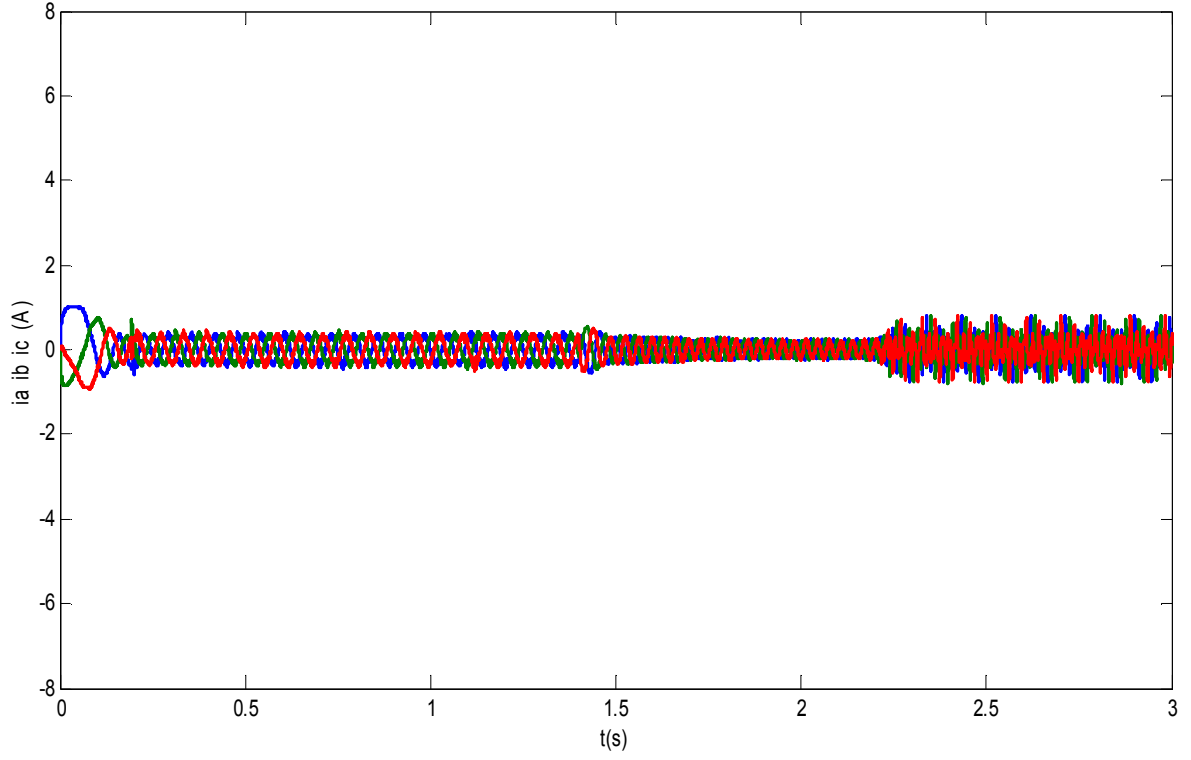
Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun bulanık mantık denetleyicili vektör kontrolünde $\omega=50/100$ rad/s hız durumu için simülasyon ve deneysel sonuçları aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir



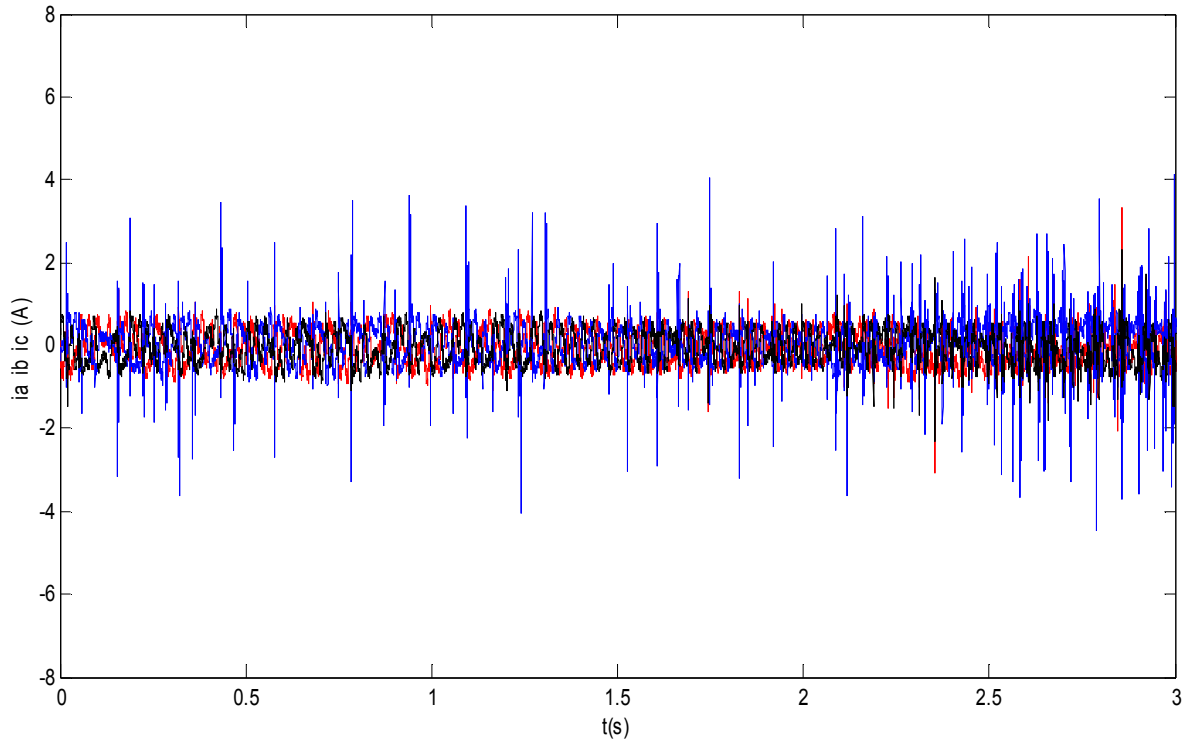
Şekil 5.38. $\omega=50/100$ rad/s hıza ulaşması durumunda bulanık kontrolün simülasyon sonucunda elde edilen cevabı



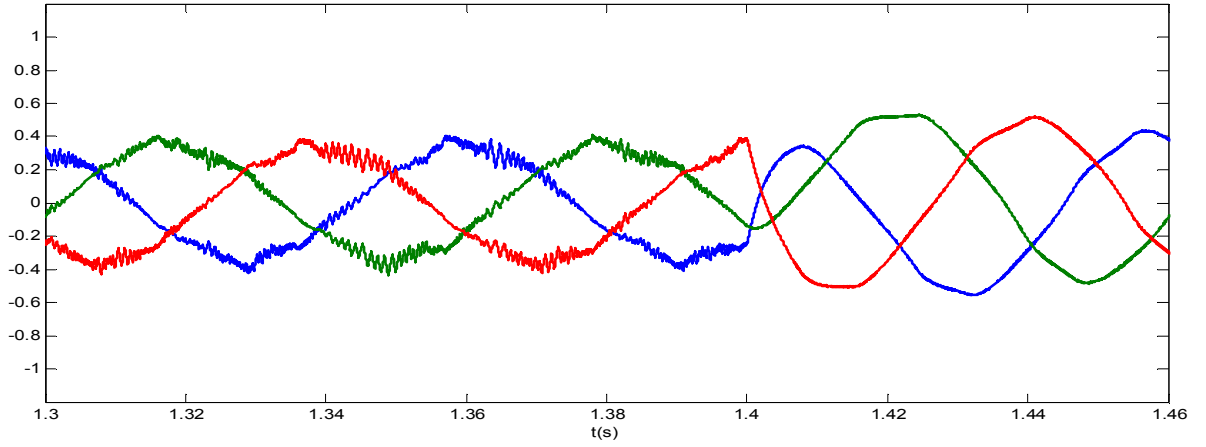
Şekil 5.39. $\omega=50/100$ rad/s hıza ulaşması durumunda bulanık kontrolün deneysel sonucunda elde edilen cevabı



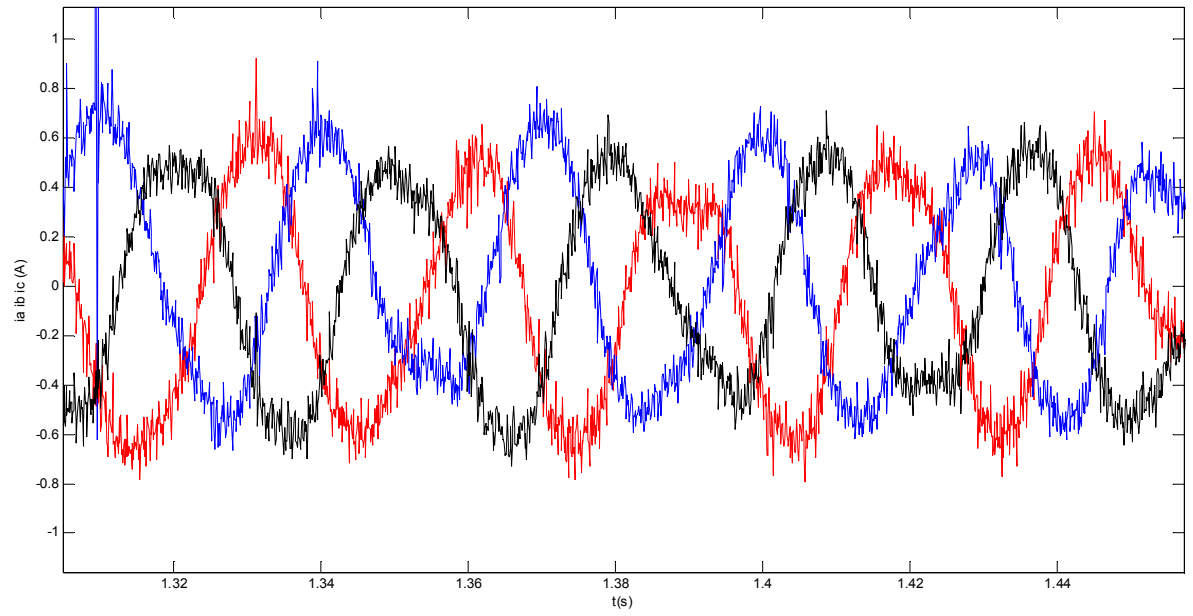
Şekil 5.40. $\omega=50/100$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları simülasyon sonucu



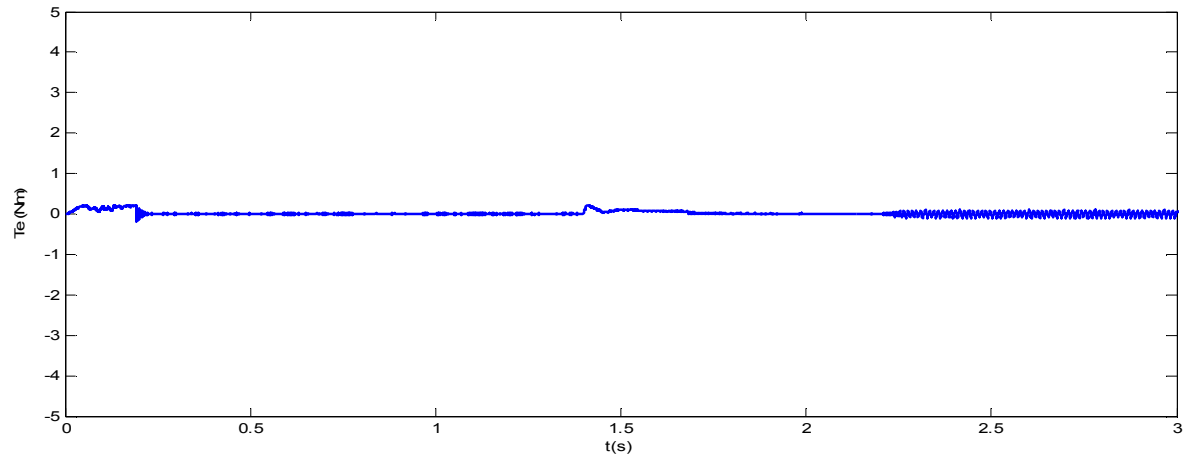
Şekil 5.41. $\omega=50/100$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları deneysel sonucu



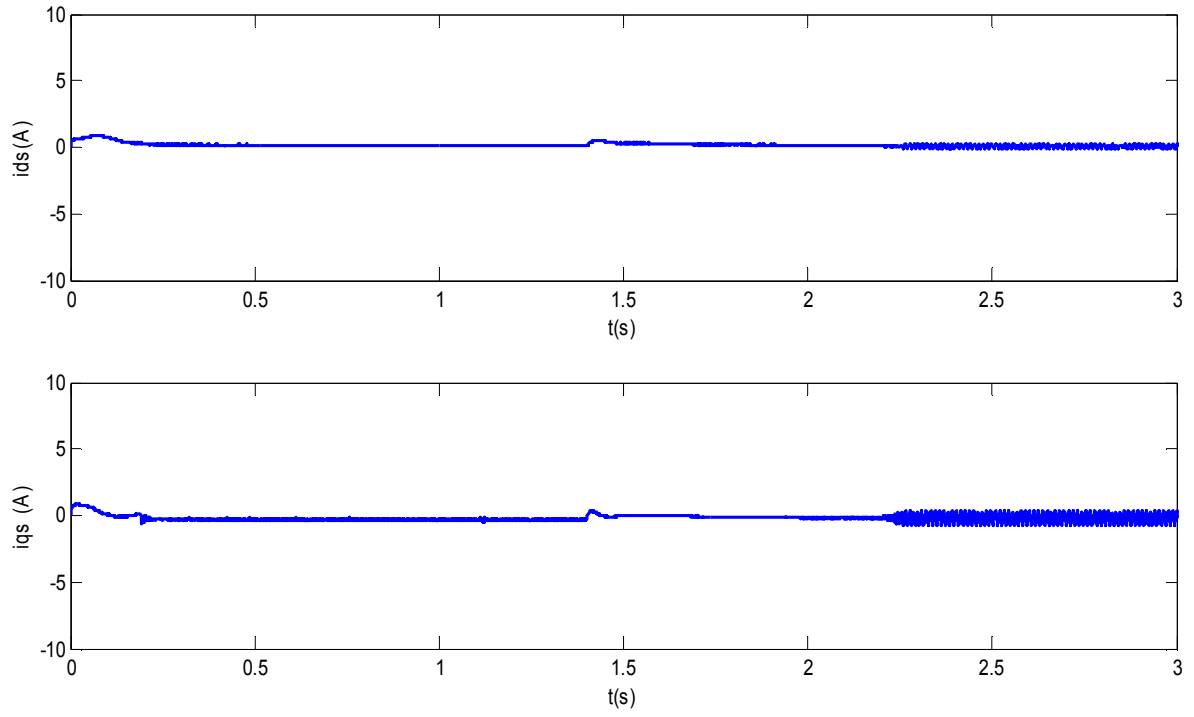
Şekil 5.42. $\omega=50/100$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş simülasyon sonucu



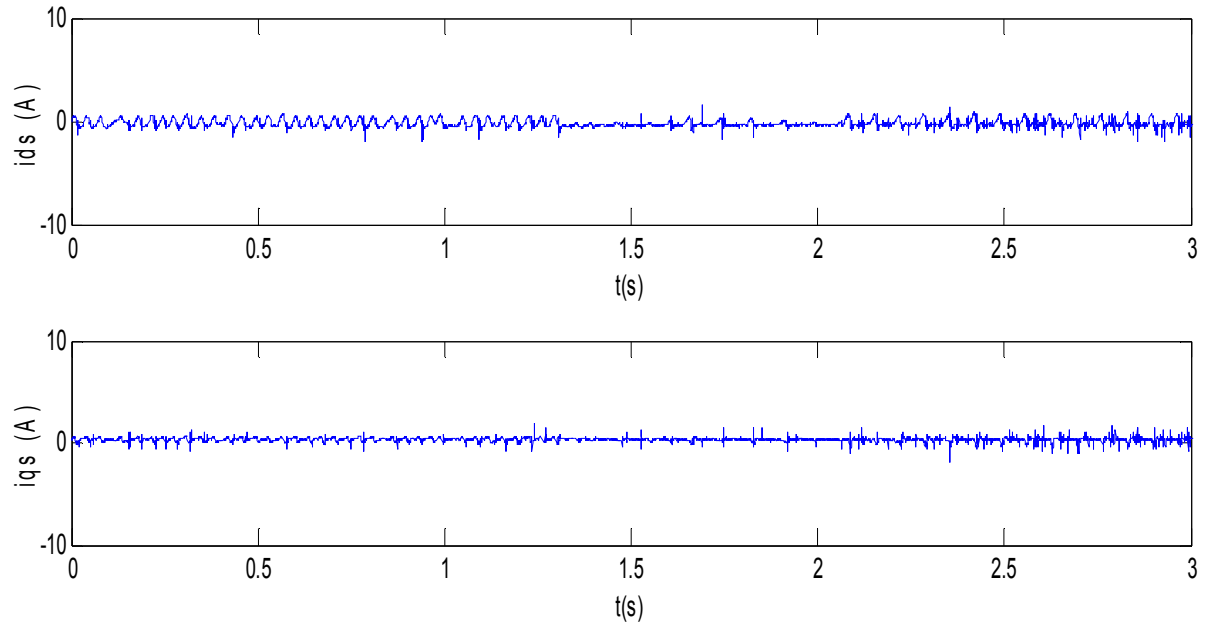
Şekil 5.43. $\omega=50/100$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş deneysel sonucu



Şekil 5.44. $\omega=50/100$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen moment simülasyon sonucu

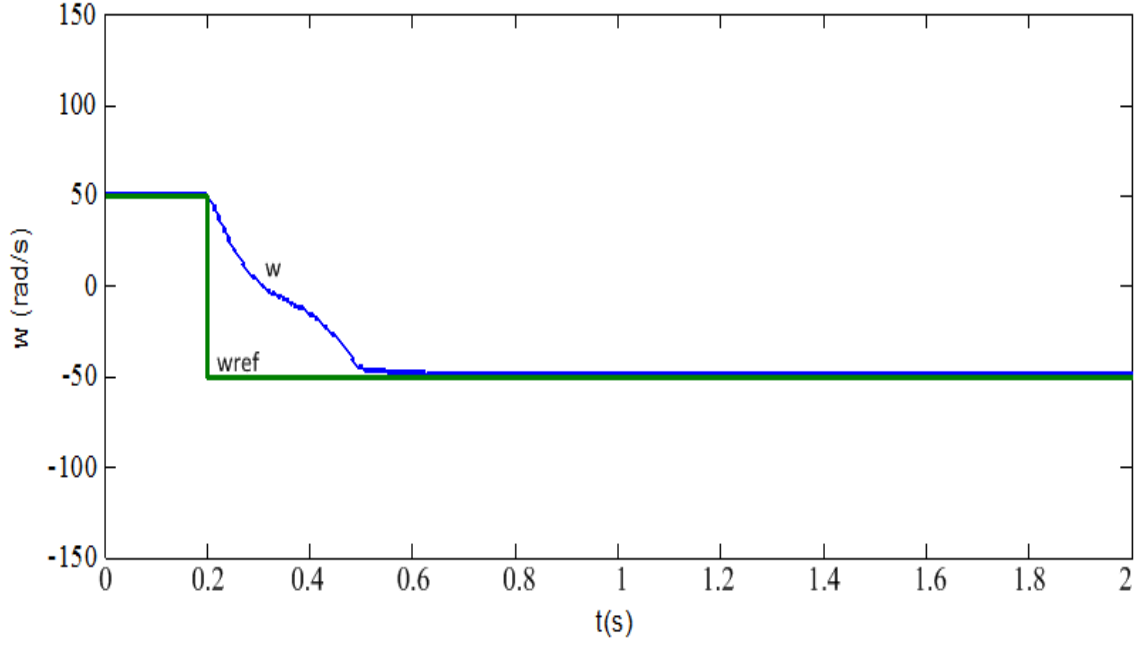


Şekil 5.45. $\omega=50/100$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları simülasyon sonucu

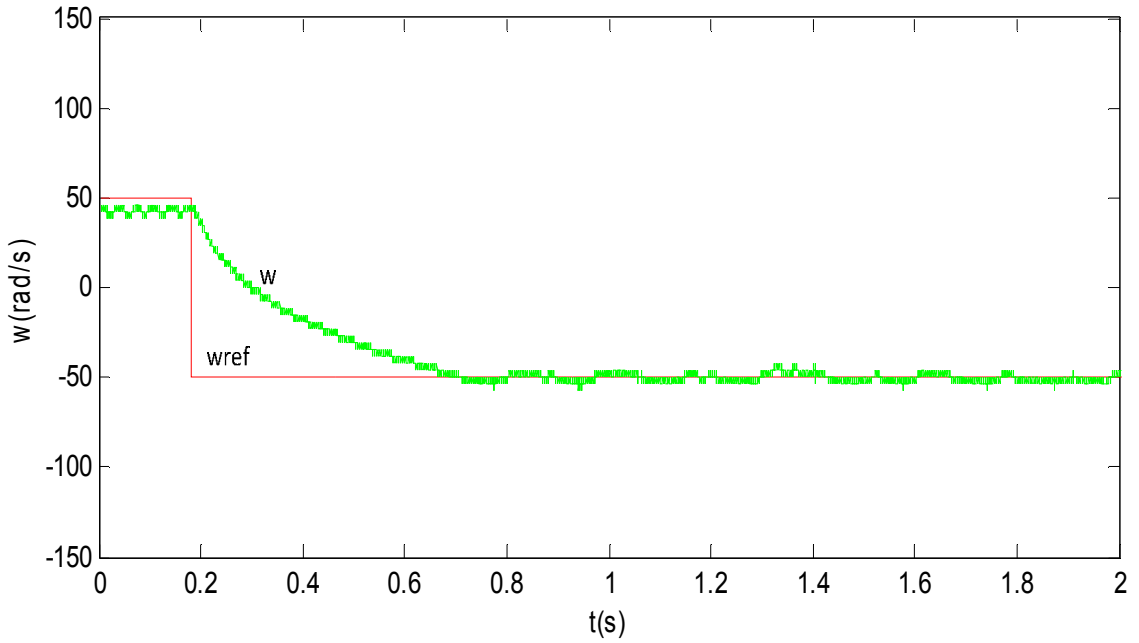


Şekil 5.46. $\omega=50/100$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları deneysel sonucu

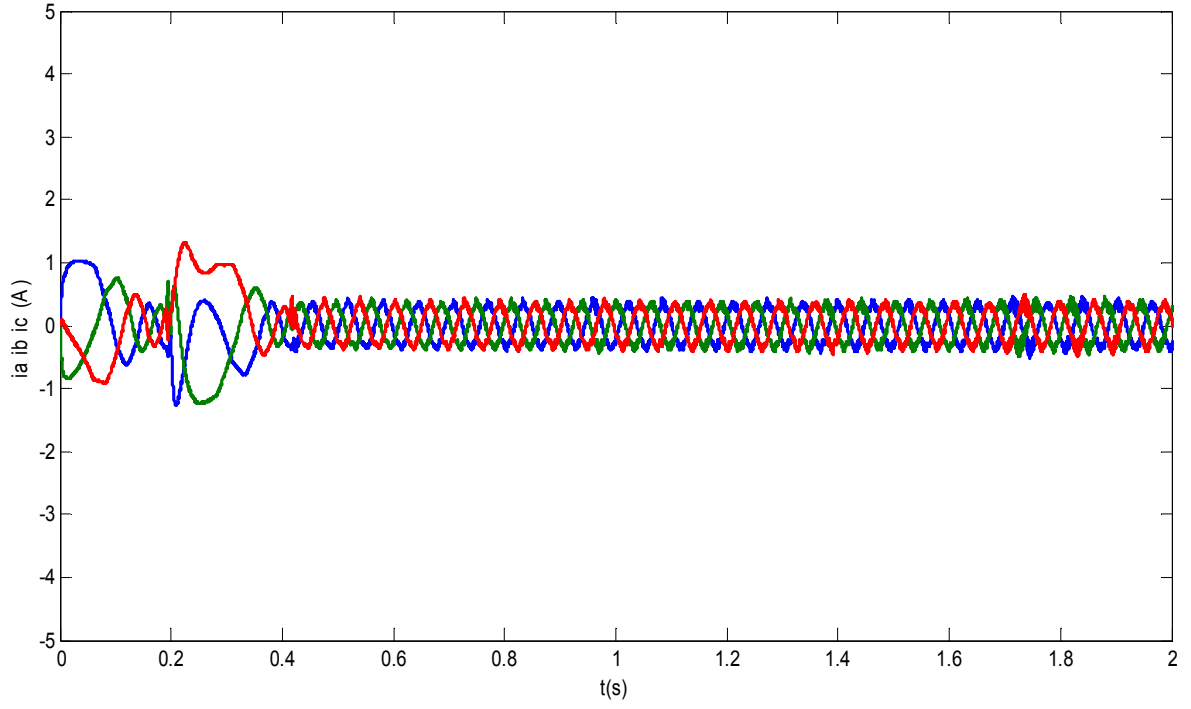
Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun bulanık mantık denetleyicili vektör kontrolünde $\omega=50/-50$ rad/s hız durumu için simülasyon ve deneysel sonuçları aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir.



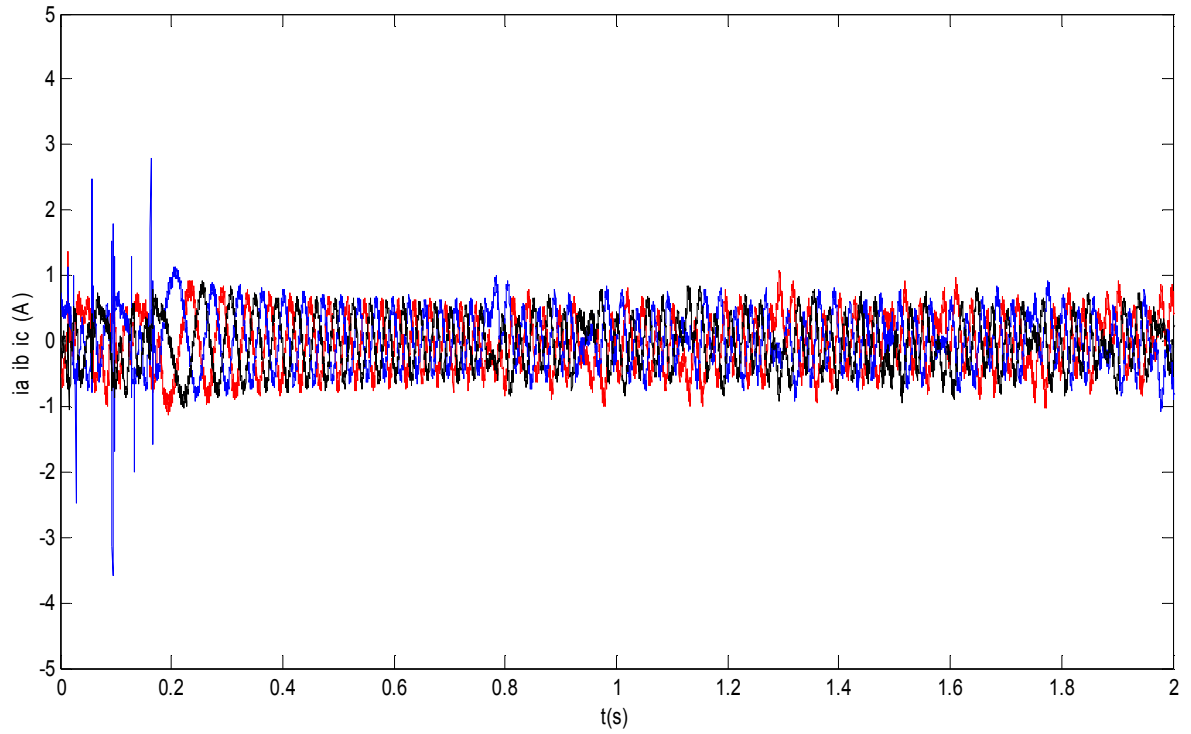
Şekil 5.47. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda bulanık hız kontrolün simülasyon sonucunda elde edilen cevabı



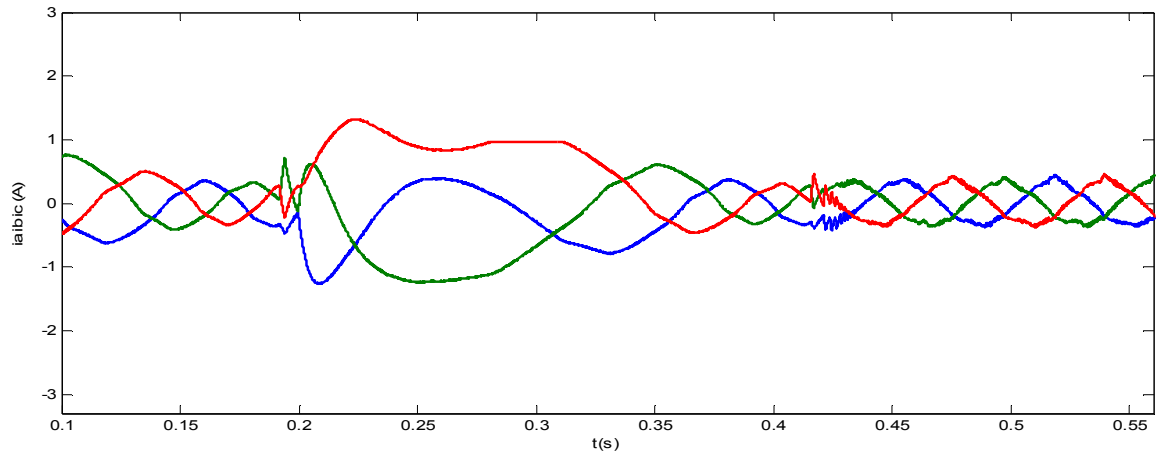
Şekil 5.48. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda bulanık kontrolün deneysel sonucunda elde edilen cevabı



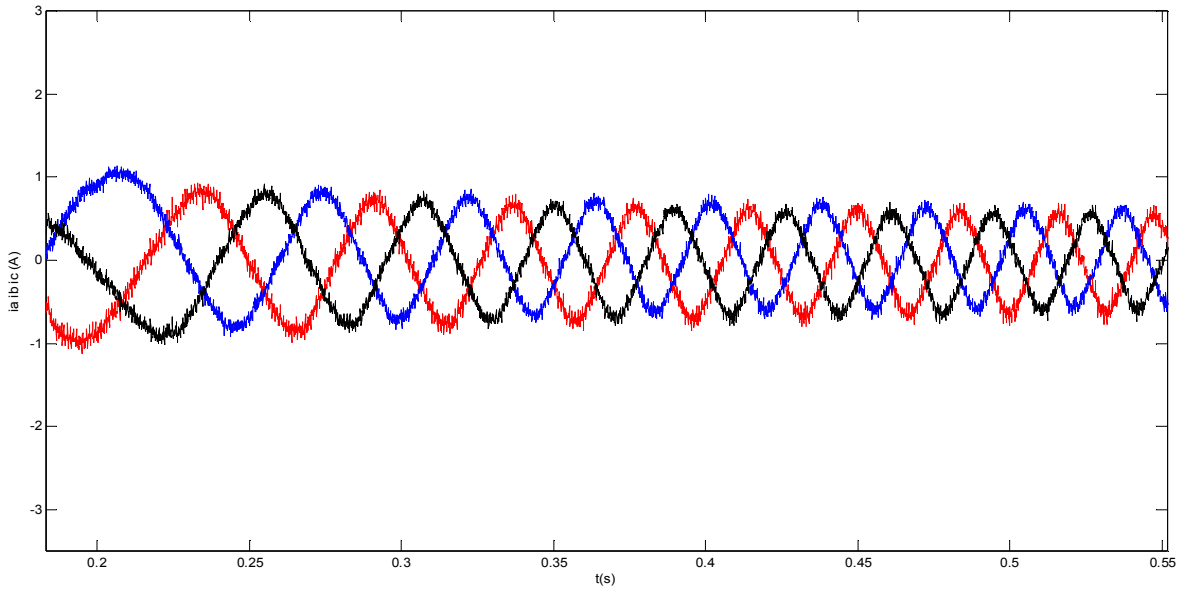
Şekil 5.49. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları simülasyon sonucu



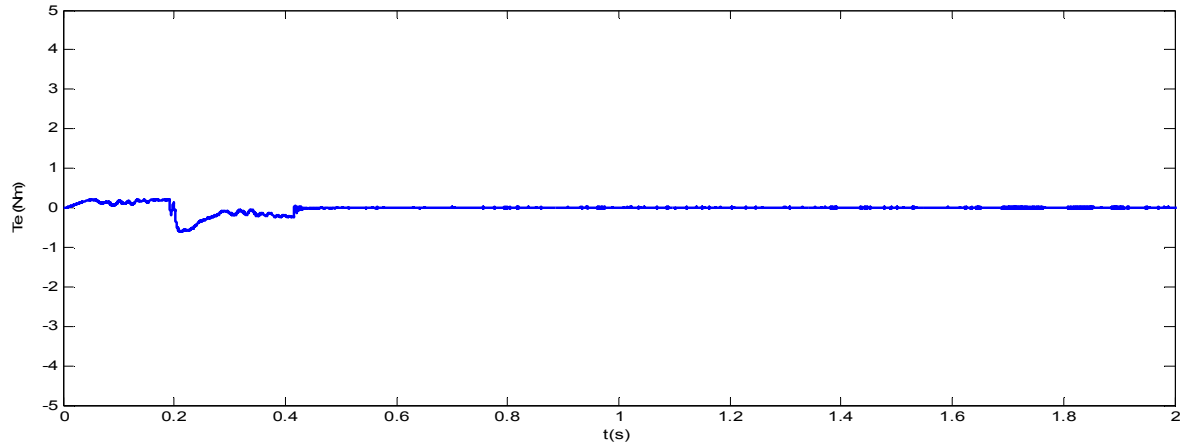
Şekil 5.50. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_a , I_b ve I_c faz akımları deneysel sonucu



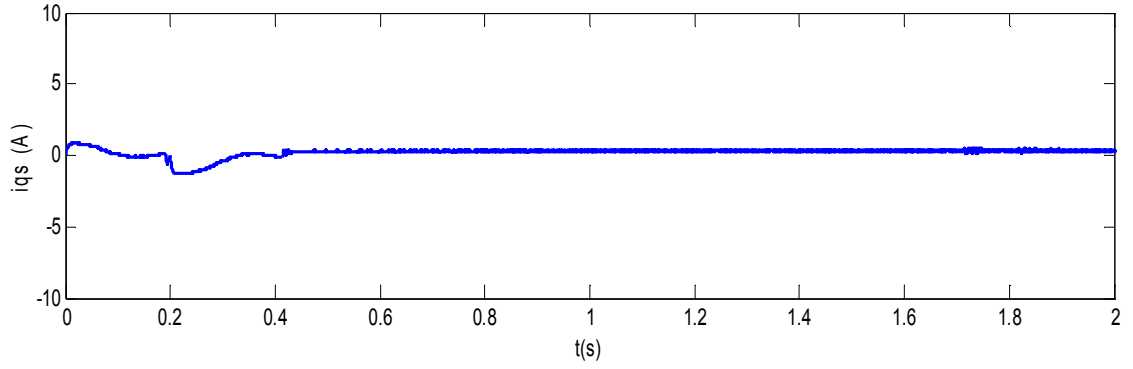
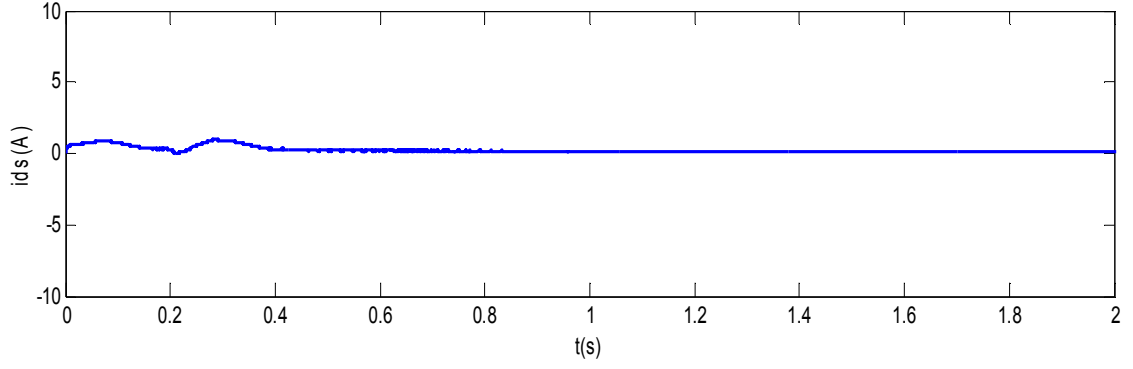
Şekil 5.51. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş simülasyon sonucu



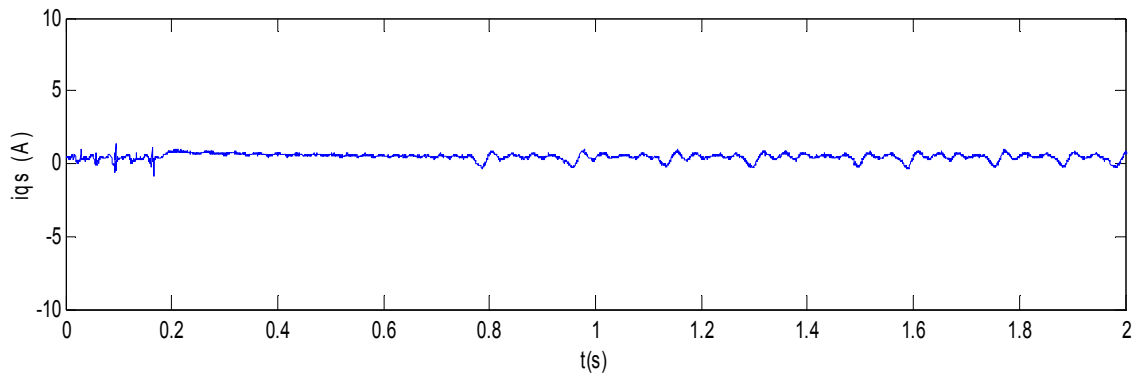
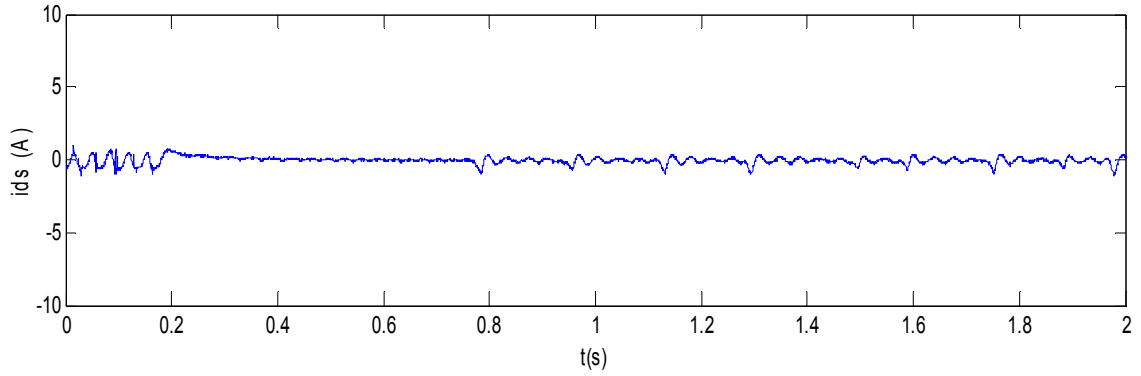
Şekil 5.52. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen faz akımlarının büyütülmüş deneysel sonucu



Şekil 5.53. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen moment simülasyon sonucu



Şekil 5.54. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları simülasyon sonucu



Şekil 5.55. $\omega=50/-50$ rad/s hıza ulaşması durumunda elde edilen I_d ve I_q akımları deneysel sonucu

6. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada üç fazlı sincap kafesli asenkron motor Ansys Maxwell yazılımı kullanılarak üç boyutlu sonlu elemanlar yönteminde incelenmiştir. Asenkron motorun kaymaya bağlı olarak moment, akım, çıkış gücü, verim ve güç faktörü değişimleri hesaplanmıştır. Ayrıca asenkron motorun üç boyutlu manyetik alan dağılımı elde edilmiştir.

Asenkron motorun bulanık mantık denetleyicili dolaylı vektör kontrol benzetim şeması MATLAB/Simulink'te oluşturulmuştur. Farklı referans hızlar için asenkron motorun bulanık hız denetim benzetim sonuçları alınmıştır.

Uygulamada sürücü devresi tasarlanmış ve kontrol işlemini gerçekleştirmek için DS1103 Ace kiti kullanılarak bulanık mantık hız denetimi yapılmıştır. Tasarlanan bulanık mantık hız denetimi ile asenkron motorun nonlineer davranışını iyi karşılaması ve belirsizliği gidermesi hedeflenmiştir. Bulanık Mantık hız denetleyicinin performansı test edilmiş, gerçek hızın referans hızı yakaladığı görülmüştür.

Deney setinde kullanılan DS1103 Ace kiti MATLAB/Simulink yazılımında tasarlanan modelleri kendi diline derleyerek kullanabilen bir sayısal işaret işlemcidir. Hız probleminden dolayı DS1103 Ace kiti MATLAB/Simulink yazılımında bulunan bulanık denetleyici fonksiyonunu doğrudan derleyip hafızasına alamamaktadır. Bu çalışmada bulanık denetleyici C programlama dilinde yazılmış ve bu yazılım asenkron motorun bulanık denetleyicili vektör kontrolünde kullanılmıştır. Bu şekilde sayısal işaret işlemcideki hız probleminin önüne geçilmiştir.

Elde edilen simülasyon sonuçları deneysel sonuçlarla karşılaştırılmış ve sonuçların birbiriyle örtüştüğü görülmüştür.

Ansys Maxwell yazılımı ile yapılan sonlu elemanlar yöntemi analizinde hata oranı küçük ve iterasyon sayısı büyük seçildiği zaman analiz sonucu daha doğru olmaktadır. Fakat bilgisayarın problemi çözüm süresi çok uzamakta ve çözüm dosyasının hard diskte kapladığı alan büyük yer kaplamaktadır. Bundan sonraki çalışmalarda daha güçlü donanıma sahip bilgisayarın tercih edilmesi durumunda daha iyi bir sonuç elde edilecektir.

Asenkron motorun dolaylı vektör kontrolünde rotor zaman sabiti dolaylı vektör kontrolün başarısını belirleyici bir parametredir. Bu çalışmada rotor direncinin sıcaklıkla değişimi ihmal edilmiştir. Bundan sonraki çalışmalarda rotor direncinin sıcaklıkla değişiminin hesaplamalara katılması daha doğru sonuçların alınmasını sağlayacaktır.

KAYNAKLAR

- Yamazaki, K., Kuramochi, S., Fukushima, N., Yamada, S., Tada, S.,** 2012. Characteristics Analysis of Large High Speed Induction Motors Using 3-D Finite Element Method, IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 48, NO. 2, 995-998.
- Ada Ayhan, T.,** 2011. Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Optimize Elektrik Alanlı Yüksek Gerilim Bölücüsü Tepe Elektrodu Tasarımı, İstanbul Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- Kaygısız, F.,** 2008. Asenkron Makinaların Matlab’da Tasarımı ve Analizi, Dumlupınar Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Kütahya.
- Öztürk, M.,** 2006. Uzak Vektör Modülasyonu ile Asenkron Motor Kontrolü, Yıldız Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- Demirel, O.,** 2010. Asenkron Makine Sürücü Tasarımı, Sakarya Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Sakarya.
- İmat, H.,** 2011. Asenkron Motorun Alan Yönlendirilmeli Kontrolü İçin Geliştirilmiş Methodun DSP İle Karşılaştırılması, Yıldız Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- Bezek, Ç.,** 2009. Sonlu Elemanlar Yöntemi İle Asenkron Motor Analizinin Matlab’da Gerçekleştirilmesi, Fırat Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Elazığ.
- Tezcan, M. M.,** 2008 Asenkron Motorlarda Kırık Rotor Barı Arızalarının Sonlu Elemanlar Yöntemi İle İncelenmesi, Dumlupınar Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Kütahya.
- Şenol, C.,** 2010. Yapay Sinir Ağı Ve Bulanık Mantık Hibrid Yapı Ve Algoritmalarının Geliştirilmesi, Yıldız Teknik Üniversitesi Doktora Tezi, İstanbul.
- Umarusman, F.Z.,** 2009. Ac Motor Sürücüleri İçin Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş.
- Çetin, O.,** 2009. Doğrusal Olmayan Sistemlerin Bulanık Mantığa Dayalı Olarak Modellenmesi, Erciyes Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Kayseri
- Faris, M.M.,** 2008. Bulanık Mantık Uygulamasıyla Dc Motorun Hız Kontrolü, Gazi Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Ankara.

- Özkop, E.**, 2006. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Bulanık Mantıkla Kontrolü, Karadeniz Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Trabzon.
- Oğur, M.**, 2005. Asenkron Motor Vektör Kontrolü Uygulamalarında Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Gözlemleyici Tasarımı, İstanbul Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- Krause P. C., Wasynczuk O., Sudhoff S. D.**, 2002. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems (2nd Edition), IEEE, New York.
- Ong, C.**, 1998. Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using Matlab/Simulink, Prentice Hall PTR, USA.
- Bose, Bimal K.**, 2002. Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall PTR, USA.
- Thongam, S. J.**, 2006. High Performance Sensorless Induction Motor Drive, PhD Thesis, The University of Quebec at Chicoutimi.
- Uslu, M.**, 2006. Üç Fazlı Darbe Genişlik Evirici Tasarımı ve Asenkron Motorun Hız Kontrolü, Karadeniz Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Trabzon.
- Chapman S. J., Çeviri Akın E, Orhan.**, 2007. Elektrik Makinalarının Temelleri, Çağlayan Kitapevi, İstanbul.
- Shi, K. L., Chan, T F., Ho, S. L., Wong Y. K.**, 2002. Speed Estimation of an Induction Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter, IEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No 1.
- Tuncer, S.**, 2004. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanan Beş Seviyeli İnverter Tasarımı ve Uygulaması , Fırat Üniversitesi Doktora Tezi, Elazığ.
- Yetgin, A. G., Çanakoğlu, A. İ.**, 2005. Sonlu Elemanlar Yöntemini Kullanarak Asenkron Motorun Hız-Moment Karakteristiğinin Elde Edilmesi, Fırat Üniversitesi Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi.
- Uzunoğlu M., Kızıl A., Onar Ö.**, 2003. Her Yönü ile MATLAB, Türkmen Kitapevi, İstanbul.

- Salon, S. J., Burow, D.W., R.E.Ashley., L.Ovacık.,** 1993. Finite Element Analysis Of Induction Machines In The Frequency Domain, IEEE Trans.On Mag., Vol.29, No.2.
- Akar, M.,** 2005. Bulanık Mantık Yöntemiyle Bir Servo Motorun Kontrolü ve Geleneksel Yöntemlerle Karşılaştırılması. Marmara Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- Çelik, H.,** 2004. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü. Fırat Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Elazığ.
- Güleç, M. A.,** 2006. Vektör Kontrollü Asansör Sürücüsü. Ortadoğu Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Ankara.
- Kemal, S. V.,** 2001. Sincap Kafesli Asenkron Makinada Yapay Sinir Ağları ile Rotor Akısı Yönlendirilmiş Vektör Denetimi. İstanbul Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- Koca, Z.,** 2006. Üç Fazlı Asenkron Motorların Yapay Sinir Ağlarıyla Vektör Esaslı Hız Kontrolü. Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş.
- Özçira S.,** 2007. Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları. Yıldız Teknik Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, İstanbul.
- Öztürk, N.,** 2006. Yumuşak Anahtarlama Asenkron Motorun Dolaylı Vektör Denetiminin Gerçekleştirilmesi. Gazi Üniversitesi Doktora Tezi, Ankara.
- Palaz, B., S.** 2006. Bulanık Mantık Denetimli Simetrik Konvertör Tasarımı ve Uygulaması. Gazi Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Ankara.
- Sarioğlu, M. K., Gökasan, M., Bogosyan, S.,** 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü. Birsen Yayınevi, İstanbul.
- Şahin, K.,** 2006. Asenkron Motorların Dinamik Yapay Sinir Ağları ile Hız Kontrolü. Fırat Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Elazığ.
- Asker M.E, Özdemir M. ve Bayındır M.,** 2009. Sinüsoidal DGM ile Uzay Vektör DGM Yöntemlerinin Karşılaştırmalı İncelenmesi, 5. Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu (IATS'09), Karabük.

- Çakır A., Çalış H., Ayrılmış A. ve Kızıl A.,** 2009. 3 Fazlı Asenkron Motorun Sabit V/f Oranlı Kapalı Döngü Hız Denetimi, 5th International Advanced Technologies Symposium, Karabük.
- Dandil B. ve ATA F.,** 2005. Sinirsel Bulanık Denetleyici ile Dolaylı Vektör Denetimli Asenkron Motorun Dayanıklı Hız Denetimi, Politeknik Dergisi.
- Bakan, A. F.,** 2002. Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi, Yıldız Teknik Üniversitesi Doktora Tezi, İstanbul.
- TG,** 1999. Direct Torque Control-the world's most advanced AC drive technology, Technical Guide No.1, ABB.
- Parekh R.,** 2005. VF Control of 3 Phase Induction Motors Using Space Vector Modulation, Microchip Technology Inc., AN955, U.S.A.
- Yıldız, C.,** 2008. Genetik Algoritma Destekli Bulanık Denetim Kullanarak Vektör Esaslı Asenkron Motor Kontrolü, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş.
- Aktaş, M.,** 2006. TMS320C6711 DSP Tabanlı Hız Sensörsüz Doğrudan Moment Kotrollü Asenkron Motor Sürücüsü, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon.
- Omaç Z.,** 1994. Relüktans Motorlarda Manyetik Alan Dağılımının İncelenmesi, Fırat Üniversitesi Yüksek Lisans Tezi, Elazığ.
- Hutton, V.,** 2004. Fundamentals Of Finite Element Analysis, Mc Graw Hill, Boston, pp 45-114.
- Kutucu, K.,** 2009. Sonlu Elemanlar Yöntemi İle Üç Boyutlu Elektrik Alan Analizi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Lee, J.W., Kim, H.S., Kwon, B., Kim, B.T.,** 2004. New Rotor Shape Design for Minimum Torque Ripple of SRM using FEM, IEEE Transactions on Magnetics, 40(2):754-757.
- Salmasi, F.R., Fahimi, B.,** 2004. Modelling Switched-Reluctance Machines by Decomposition of Double Magnetic Saliences, IEEE Transactions on Magnetics, 40(3):1556-1561.

- Fenercioğlu, A.** 2008. Anahtarlamalı Relüktans Motor Tasarımlarında Farklı Rotor Geometrilerinin Motor Güç Ve Tork Üretimine Etkilerinin İncelenmesi, BAÜ FBE Dergisi, Cilt:10, Sayı:1, (19-30).
- Teker, A.,** 2008. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Mantık ile Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli.
- Akcayol, M.,** 2001. Bir Anahtarlamalı Relüktans Motorun Sinirsel-Bulanık Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Öksüztepe, E.,** 2008. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Menlibar, O.,** 2009. Asenkron Motorda Moment Dalgalanmalarının ve Gürültünün Azaltılması, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Xiaodong L., Honchonwu O.,** 2011. Induction Motor Starting in Practical Industrial Applications IEEE Trans.On Mag., Vol.47, No.1.
- Salon, S. J., Burow, D.W., R.E.Ashley., L.Ovacık.,** 1993. Finite Element Analysis Of Induction Machines In The Frequency Domain, IEEE Trans.On Mag., Vol.29, No.2.
- Şen, Z.,** 2001. Bulanık Mantık ve Modelleme İlkeleri, Bilge Yayıncılık, İstanbul.
- Hughes A.,** 2004. Elektrik motorları ve sürücüleri, Bileşim Yayınevi, İstanbul.
- Güzelbeyođlu, N.,** 1998. Elektrik Makinaları I,II, Ofset Baskı Atölyesi, 2. Baskı, İstanbul.

ÖZGEÇMİŞ

1985 yılında Malatya'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Malatya'da tamamladı. 2008 yılında Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu. 2010 yılında Tunceli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak göreve başladı. 2013 yılında Adıyaman Üniversitesi Besni Meslek Yüksekokulu Mekatronik Programında öğretim görevlisi olarak çalışmaya başladı. Halen Adıyaman Üniversitesi Besni Meslek Yüksekokulu Mekatronik Programında öğretim görevlisi olarak görevine devam etmektedir.