

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DOĞRUSAL HAREKETLİ ASENKRON MOTORUN
BULANIK MANTIKLA KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Müh. Emre ÖZKOP

**EKİM 2006
TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DOĞRUSAL HAREKETLİ ASENKRON MOTORUN
BULANIK MANTIKLA KONTROLÜ**

Elektrik–Elektronik Müh. Emre ÖZKOP

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
“Elektrik Yüksek Mühendisi”
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 24.08.2006

Tezin Savunma Tarihi : 02.10.2006

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Emin Zeki BAŞKENT

Trabzon 2006

ÖNSÖZ

Bu tez, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı'nda yapılan bir çalışmadır. "Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Bulanık Mantıkla Kontrolü" konulu çalışmada, Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların yapısı, kullanım yerleri, türleri hakkında bilgi verilmiştir. Doğrusal Hareketli Asenkron Motor verimini etkileyen unsurlar irdelenmiştir. Tek Yanlı Doğrusal Hareketli Asenkron Motor tasarımı yapılmış, oluşturulan model üzerinde deneyler yapılarak, benzetim için gerekli matematiksel parametreler elde edilmiştir. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun kontrolünde kullanılan Bulanık Mantık yöntemi anlatılmış, benzetim sonuçları ortaya koyulmuştur.

Yüksek lisans tezi danışmanlığımı üstlenerek, gerek konu seçimi ve gerekse çalışmaların yürütülmesi sırasında yardımlarını esirgemeyen hocam Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR'a en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Değerli hocalarım Doç. Dr. İsmail Hakkı ALTAŞ, Yrd. Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ ve Yrd. Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN'a ayrıca teşekkürü borç bilirim.

Başta Mustafa AKTAŞ, Ömür AKYAZI, Yusuf SEVİM, Mevlüt TOPALOĞLU ve Gökçe HACIOĞLU olmak üzere Elektrik-Elektronik Anabilim Dalında lisansüstü çalışmalarını yürüten yada tamamlamış arkadaşlara, bölümün değerli hocalarına, personeline ve tüm arkadaşlarıma gösterdikleri güler yüz ve hoş sohbetleri için teşekkür ederim.

Bu çalışmayı yürütürken desteklerini esirgemeyen ve onları ihmal etmeme katlanan anneme, babama ve kardeşlerime minnettarım.

Emre ÖZKOP

Trabzon 2006

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET.....	VI
SUMMARY	VII
ŞEKİLLER DİZİNİ	VIII
TABLolar DİZİNİ.....	XII
SEMBOLLER DİZİNİ	XIII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş	1
1.2. Doğrusal Hareketli Motor.....	1
1.2.1. Doğrusal Hareketli Motorların Sınıflandırılması	2
1.3. DHAM ile DÖHAM Arasındaki Farklar.....	3
1.4. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Yapısı.....	3
1.5. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların Sınıflandırılması.....	5
1.6. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların Kullanım Yerleri	7
1.7. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorda Değişik Etkiler	9
1.7.1. Uç Etkisi	9
1.7.2. Kenar Etkisi	13
1.7.3. Boşluk Etkisi.....	18
1.8. Sarım Teknikleri	20
1.9. Tek Yanlı Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Matematiksel Modeli.....	22
1.9.1. Giriş	22
1.9.2. Alan Denklemleri ve Genel Çözümler	23
1.9.3. Sürekli Durum Çözümleri	28
1.9.4. Hava Aralığındaki Manyetik Alanın Hesaplanması ve Çıkan Sonuçlar	33
1.9.5. k_e Uç Etki Faktörü	38
1.9.6. Uç Etkisi Manyetik Akı Yoğunluğu Dalgasının (B) Oluşturduğu Elektromotor kuvveti (EMK)	40

1.9.7.	Primerde İndüklenen Toplam EMK	42
1.9.8.	Uç Etkili Eşdeğer Devre	45
1.9.9.	DHAM'un Modeli	46
1.10.	Bulanık Mantık ve Bulanık Kontrol	47
1.10.1.	Giriş	47
1.10.2.	Bulanık Mantık Kontrol	48
1.10.3.	Bulanık Mantık Teorisi.....	49
1.10.3.1.	Bulanık Kümelere karşı Kesin Kümeler.....	49
1.10.3.2.	Bulanık Küme Çalışmaları	51
1.10.3.3.	Dilsel Değişkenler	53
1.10.3.4.	Üyelik Fonksiyonları	53
1.10.4.	Bilgi Tabanı ve Kontrol Kuralları	55
1.10.5.	Bulanıklaştırma ve Çıkarım.....	56
1.10.6.	Durulaştırma Metotları	58
1.10.7.	Özet.....	61
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR.....	63
2.1.	Uygulama Tasarımı	63
2.1.1.	Stator Tasarımı	63
2.1.2.	Stator Sargı Düzeni.....	63
2.1.3.	Tepki Tabaka Tasarımı	64
2.1.3.1.	Çift Tabaka Sekonderli Tek Taraflı Doğrusal Hareketli Asenkron Motor.....	64
2.2.	Model Doğrusal Hareketli Motor Üzerinde Yapılan Deneyler	67
2.2.1.	DC Primer Direnci.....	67
2.2.2.	Yüksüz Durum Testi.....	67
2.2.3.	Kilitli Hareketli Kısım Testi	70
2.3.	Sayısal İşaret İşleyici (DSP) Uygulaması.....	73
2.3.1.	Giriş	73
2.3.2.	Sürücü Sistemi.....	75
2.3.2.1.	Sayısal İşaret İşleyici (DSP)	76
2.3.2.2.	DSP Kod Derleme Arayüzü	77
2.3.2.3.	Tümleşik Güç Modülü.....	77
3.	SONUÇLAR.....	87

4.	ÖNERİLER	91
5.	KAYNAKLAR.....	93
ÖZGEÇMİŞ		

ÖZET

Bu tez çalışmasında Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Bulanık Mantıkla Kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Birinci bölümde Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların yapısı, kullanım yerleri, türleri hakkında bilgi verilmiştir. Doğrusal Hareketli Asenkron Motor verimini etkileyen unsurlar irdelenmiştir. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun kontrolünde kullanılan Bulanık Mantık yöntemi anlatılmıştır.

İkinci bölümde, Tek Yanlı Doğrusal Hareketli Asenkron Motor tasarımı yapılmış, oluşturulan model üzerinde deneyler yapılarak, benzetim için gerekli matematiksel parametreler elde edilmiştir.

Üçüncü bölümde, Tek Yanlı Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun benzetim yöntemi ile uç etkili ve uç etkisiz karakteristik eğrileri elde edilmiştir. Bulanık Mantık yöntemi kullanılarak Tek Yanlı Doğrusal Hareketli Asenkron Motorda hız kontrolü yapılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Doğrusal Hareketli Asenkron Motor, Bulanık Mantık, Uç etkisi

SUMMARY

The Control of Linear Induction Motor with the Fuzzy Logic

In this thesis study, a Fuzzy Logic Control for Linear Induction Motor (LIM) is realized.

In the first chapter, LIMs construction, applications and types are presented. Reasons which affect LIMs efficiency are examined. The fuzzy logic method, which is used in LIM control, is presented.

In the second chapter, a Single Sided Linear Induction Motor design is done and also mathematical parameters, which are necessary for a simulation, are obtained by making tests on the model.

In the third chapter, the characteristic waveforms of the Single Sided Linear Induction Motor with end and without end effect are obtained by the simulation method. The Single Sided Linear Induction Motor velocity control is done by using Fuzzy Logic method

Key Words: Linear Induction Motor, Fuzzy Logic, End Effect

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1. Döner motorun açılmış durumu	4
Şekil 2. ÇYDHAM ile TYDHAM'un elde edilişi	4
Şekil 3. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun yapısı	5
Şekil 4. Kısa Primerli ÇYDHAM	6
Şekil 5. Kısa Sekonderli TYDHAM	6
Şekil 6. Tüpsel yapılı motorun elde edilişi	6
Şekil 7. Tipik bir tüpsel yapılı motor ve sargı düzeni	6
Şekil 8. DHAM'ların sınıflandırılması	7
Şekil 9. DHAM'un normal akı yoğunluğu dağılımı	9
Şekil 10. DHAM'da uç etkisi	10
Şekil 11. Hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı	13
Şekil 12. DHAM'un sekonderinde girdap akımı dağılımı	14
Şekil 13. DHAM'un enine boyutları:	16
Şekil 14. ω/L_i nin fonksiyonu olarak k_z katsayısının değişimi	17
Şekil 15. Çekim-hava aralığı karakteristiği	19
Şekil 16. Hat akımı, itme-hava aralığı karakteristiği	19
Şekil 17. Kutup sayısı çift olan tek tabakalı sargı	21
Şekil 18. Kutup sayısı çift olan üç tabakalı sargı	21
Şekil 19. Kutup sayısı tek olan ve son olukları yarım dolu olan iki tabakalı sargı	21
Şekil 20. Çok küçük güçlü DHAM'lar için ekonomik sargı	21
Şekil 21. Tek boyutlu analiz için bir DHAM modeli	23
Şekil 22. Normal dalga (B_s), Giriş uç etkisi dalgası (B_1), Toplam dalga (B_s+B_1)	32
Şekil 23. Normal dalga (B_s), Giriş uç etkisi dalgası (B_1), Toplam dalga (B_s+B_1), $s=0.1$ için	33
Şekil 24. v hız değerinin değişimine karşı α_1 etki mesafesindeki değişim	33
Şekil 25. v hız değerinin α_1 etki mesafesine karşı değişimi	33

Şekil 26. v hız değerinin değişimine karşı α_2 etki mesafesindeki değişim.....	34
Şekil 27. v hız değerinin α_2 etki mesafesindeki değişim	34
Şekil 28. Uç etkisine ait τ_e ve v_e 'nin v motor hızına karşı hesaplanan değerleri	35
Şekil 29. Uç etkisine ait τ_e ve v_e 'nin v motor hızına karşı hesaplanan değerleri	36
Şekil 30. Düşük hızlı motorlar için hesaplanan manyetik akı yoğunluğu dağılımı.....	37
Şekil 31. Yüksek hızlı motorlar için hesaplanan manyetik akı yoğunluğu dağılımı.....	37
Şekil 32. Manyetik akı yoğunluğu dalgalarının boşluk dağılımı	38
Şekil 33. Uç etkisini içeren T tipi DHAM eşdeğer devresi.....	45
Şekil 34. Dik kol empedansı eşdeğer devresi.....	45
Şekil 35. Bulanık Mantık Denetim Sistem planı	48
Şekil 36. Klasik küme üyelik derecesi fonksiyonu.....	50
Şekil 37. μ_{Bstcak} üyelik fonksiyonu.....	50
Şekil 38. Bulanık kümelerde birleşme.....	51
Şekil 39. Bulanık kümelerde kesişme	52
Şekil 40. Bulanık küme ve bulanık kümenin tümleyeni.....	52
Şekil 41. Çeşitli üyelik fonksiyonları	54
Şekil 42. Üçgen üyelik fonksiyonları kümesi.....	54
Şekil 43. Üyelik fonksiyon bileşenleri (Sınır, çekirdek, destek)	54
Şekil 44. Normal ve Normal olmayan bulanık küme	55
Şekil 45. Konveks ve Normal olmayan bulanık küme	55
Şekil 46. Min-max a göre bulanıklaştırma ve çıkarım	57
Şekil 47. Lusing Larson metoduna göre bulanıklaştırma ve çıkarım	58
Şekil 48. Sıfırıncı dereceden Sugeno metodu kullanılmış iki kurallı bulanık sistem.....	58
Şekil 49. Bulanık tasarım akış diyagramı	62
Şekil 50. Trafo sacı boyutları.....	63
Şekil 51. Tasarlanmış olan DHAM	63
Şekil 52. Stator sargı düzeni (yan görünüş).....	64
Şekil 53. Stator sargı düzeni (üst görünüş).....	64
Şekil 54. Çift katlı sekonderli DHAM.....	65
Şekil 55. DHAM sürücü sistem blok diyagramı.....	76

Şekil 56. Modül şeması.....	78
Şekil 57. Giriş/Cıkış Zamanlama Diyagramı.....	78
Şekil 58. Gerçekleştirilen DHAM sürücü devre şeması.....	79
Şekil 59. Gerçekleştirilen DHAM sürücü sistem fotoğrafı.....	80
Şekil 60. DHAM genel görünüşü.....	80
Şekil 61. Tümleşik Güç Modülü ve CD40106 entegresinden oluşan sistem genel görünüşü.....	81
Şekil 62. Tümleşik Güç Modülü ve CD40106 entegresinden oluşan sistem baskı devre şeması.....	81
Şekil 63. Sistemde kullanılan TMS320C6711 DSP genel görünüşü	82
Şekil 64. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=80\text{Hz}$, $I_{dc}=1.86\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	82
Şekil 65. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=68.49\text{Hz}$, $I_{dc}=2.12\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	82
Şekil 66. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=61\text{Hz}$, $I_{dc}=2.20\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	83
Şekil 67. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=55.55\text{Hz}$, $I_{dc}=2.38\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	83
Şekil 68. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=50\text{Hz}$, $I_{dc}=2.47\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	83
Şekil 69. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=45.45\text{Hz}$, $I_{dc}=2.58\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	84
Şekil 70. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=42.45\text{Hz}$, $I_{dc}=2.68\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	84
Şekil 71. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=39.21\text{Hz}$, $I_{dc}=2.83\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	84
Şekil 72. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=34.25\text{Hz}$, $I_{dc}=2.90\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	85
Şekil 73. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=30.77\text{Hz}$, $I_{dc}=2.92\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	85
Şekil 74. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=26.32\text{Hz}$, $I_{dc}=3.03\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$).....	85
Şekil 75. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=15.63\text{Hz}$, $I_{dc}=3.13\text{A}$, $V_{dc}=56\text{V}$).....	86
Şekil 76. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=7.94\text{Hz}$, $I_{dc}=3.13\text{A}$, $V_{dc}=53\text{V}$).....	86
Şekil 77. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi ($f=3.23\text{Hz}$, $I_{dc}=3.13\text{A}$, $V_{dc}=52\text{V}$).....	86
Şekil 78. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde I_{qs} akımının zamanla değişimi.....	87
Şekil 79. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde I_{ds} akımının zamanla değişimi.....	87
Şekil 80. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde I_{qr} akımının zamanla değişimi.....	88
Şekil 81. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde I_{dr} akımının zamanla değişimi.....	88
Şekil 82. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde itmenin zamanla değişimi.....	88
Şekil 83. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde hızın zamanla değişimi.....	89

Şekil 84. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde itmenin hıza bağlı değişimi.....	89
Şekil 85. DHAM'un BM ile denetimi sonucunda elde edilen hızın zamanla değişimi ($V_{ref}=9.9\text{m/sn}$).....	89
Şekil 86. DHAM'un BM ile denetimi sonucunda elde edilen hızın zamanla değişimi ($V_{ref1}=5, V_{ref2}=9.9, V_{ref3}=7, V_{ref4}=3$).....	90

TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. Karar tablosu	56
Tablo 2. Model DHAM’da ölçülen gerilim,akım ve hesaplanan direnç değerleri	67
Tablo 3. Ölçülen gerilim ve harmonik değerleri.....	68
Tablo 4. Ölçülen akım ve harmonik değerleri	68
Tablo 5. Ölçülen faz-faz gerilim, güç, faz-nötr akım, toplam güç ve güç faktörü değerleri.....	68
Tablo 6. Ölçülen faz-faz gerilim, faz-nötr akım ve tepe değerleri.....	68
Tablo 7. Ölçülen gerilim ve harmonik değerleri.....	71
Tablo 8. Ölçülen akım ve harmonik değerleri	71
Tablo 9. Ölçülen faz-faz gerilim, güç, faz-nötr akım, toplam güç ve güç faktörü değerleri.....	71
Tablo 10. Ölçülen faz-faz gerilim, faz-nötr akım ve tepe değerleri	71

SEMBOLLER DİZİNİ

$b(t,x)$	Manyetik akı yoğunluğu fonksiyonu
g	Hava aralığı
J	Akım yoğunluğu
k_C	Carter katsayısı
k_e	Uç etki faktörü
k_{sat}	Doyma katsayısı
k_{tr}	Dönüştürme oranı
k_z	Sekonder empedansını artırma katsayısı
Z_e	Uç etki empedansı
τ	Primer sargı kutup arası açıklık
τ_e	Yarım dalga boyu
ρ	Sekonder levha yüzey özdirenci
α	Etki mesafesi
ω	Açısal frekans
v_s	Senkron hız

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Doğrusal hareket, hayatımızın her yerinde kullanılmaktadır. İnsanlar, kendi yaptıkları eylemler ile bu hareketi gerçekleştirmekte veya makinalar yardımıyla doğrusal hareket elde edebilmektedir. Döner tip elektrik makinaları ve ilgili dönüştürücüler (dişli takımları gibi) veya bunların yerine doğrusal hareketli makina kullanarak doğrusal hareket elde edilebilir. Yaklaşık 165 yıllık geçmişi bulunan doğrusal hareketli makinalar, teknolojinin hızlı gelişmesi ve ihtiyaçların farklı boyutlara kayması ile hayatımızda kapladığı alan gün geç tikçe artmaktadır. 1890'larda dokuma tezgahının mekik sürücü olarak kullanılmış, 1900 ile 1940 arasında tekstil sanayinde doğrusal hareketli makine kullanımı büyük bir oranda artmıştır. Bunun en önemli sebeplerinden biri bu tip makinanın daha ucuz olmasıydı. Bu tarihler arasında doğrusal hareketli makinalar farklı uygulama alanlarında hayata geçirilmeye çalışılmış ama maliyetin fazla olması gibi üstün olmama durumlarının ağır basmasından dolayı tekstil sanayinde olduğu gibi bir ilgi duyulmamıştır. 1945'de Amerikan Westinghouse şirketi tarafından uçak hızlandırıcı olarak doğrusal hareketli asenkron motor kullanılmıştır. 1960'lardan sonra taşıma sistemlerinde ve endüstride doğrusal hareketli makinaların kullanımı artmıştır. Günümüzde doğrusal hareketli motorlu sistemlere rastlamaktayız; tren, yürüyen merdiven, spor aleti, asansör, CD-rom, kaldıraç, yazıcı, fotokopi makinası, robot...v.b. [1, 2, 4, 5, 52, 53, 54].

Bu tezin amacı, tek yanlı asenkron motorun kontrol amaçlı bir matematiksel model elde edip bulanık mantık ile kontrolünü gerçekleştirmektir. İlgili model elde etmeden önce doğrusal hareketli motor, doğrusal hareketli asenkron motor yapısal özellikleri ve çalışma prensipleri ayrıntılı bir şekilde ortaya koyulmalıdır.

1.2. Doğrusal Hareketli Motor

Döner hareketli asenkron motorlar (DÖHAM) döner hareket oluşturduğu gibi doğrusal hareketli motorlar da doğrusal hareket, bir başka ifade ile düz çizgide hareketi oluştururlar. Etrafımıza baktığımızda doğrusal hareket üretmek için döner motorların

kullanıldığı çok sayıda örneği görebiliriz. Bunların yerine doğrusal hareketli motorlar kullanılarak daha az malzeme ve maliyette aynı iş gerçekleştirilebilir.

1.2.1. Doğrusal Hareketli Motorların Sınıflandırılması

I. Üretilen Kuvvetin Yönüne Göre:

- a. Teğetsel Kuvvet Ağırlıklı Motorlar
- b. Normal Kuvvet Ağırlıklı Motorlar

Teğetsel kuvvet doğrusal hareket sağlarken normal kuvvet kaldırma işi yapar. Uygulamada, normal kuvvet kaldırma ve süspansiyon (manyetik askı) işini yapmaktadır. Hızlı tren örneği de bu iki kuvvetten teğetsel alanı hareketi sağlarken normal alan kaldırma işini yapar.

II. Çalışma İlkelerine Göre:

- a. Doğrusal Hareketli Asenkron Motor (DHAM)
- b. Doğrusal Hareketli Senkron Motor (DHSM)
- c. Doğrusal Hareketli DA Motoru (DHDA)
- d. Doğrusal Hareketli Adım Motoru (DHAM)
- e. Doğrusal Hareketli Osilatör (DHOS)
- f. Sıvı Sekonder Doğrusal Hareketli Motor
- g. Magneto Hydrodinamik Generatör

III. Kullanış Amaçlarına Göre:

- a. Doğrusal Hareketli Kuvvet Makinesi (DHKM)
- b. Doğrusal Hareketli Enerji Makinesi (DHEM)
- c. Doğrusal Hareketli Güç Makinesi (DHGM)
- d. Elektromanyetik Kaldırma ve Asılı Tutma Makinesi
- e. Özel Amaçlı Makineler

IV. Sargılarına Göre:

- a. Halka Sargılı Doğrusal Hareketli Motor
- b. Yüzeysel Sargılı Doğrusal Hareketli Motor

1.3. DHAM ile DÖHAM Arasındaki Farklar

DHAM ile DÖHAM arasındaki en önemli farklardan bir tanesi, DÖHAM'un sahip olmadığı, DHAM'un hareket doğrultusunda başlangıç ve sona sahip olması. Bu özellik DHAM'un performansını olumsuz yönde etkileyen uç etkisinin oluşmasına sebep olmaktadır. Ancak bir çok olayda görüldüğü gibi, özellikle düşük hız uygulamalarında uç etkilerinin zararları ihmal edilebilir [1].

Diğer bir fark ise, DHAM'un DÖHAM'a göre daha büyük hava aralığına sahip olmasıdır. DÖHAM'da hava aralığı, iyi bir manyetik devre elde etmek için mümkün olduğunca küçük tutulur. Büyük hava aralığı DHAM'un karakteristiğinde istenmeyen durumların oluşmasına sebep olmaktadır.

Üçüncü fark, çoğu DHAM'un rotor elektriksel eşdeğer devresinin iletken çubuklara ve sargılara sahip olmamasıdır. DHAM'un hareketli kısmı her zaman katı iletken levha veya yapraktan yapılır.

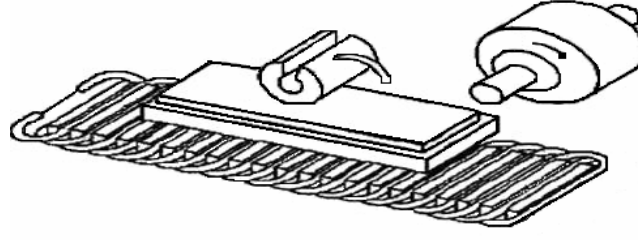
DÖHAM'larda bulunmayan fakat DHAM'ların sahip olduğu diğer bir özellik sekonder genişliğinin, stator çekirdeğinden daha büyük olmasıdır. Özellikle DHAM'da kenar etkisinin oluşmasına sebep olur. Kenar etkileri motor performansını etkileyen önemli unsurlardan bir tanesidir.

Son olarak, Tek Yanlı Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlarda (TYDHAM) hareket doğrultusuna dik bir kuvvetin oluşmasıdır. Bu kuvvet, normal kuvvet olarak adlandırılır ve hem itme hem de çekme olarak görünür. Anlatılanları kısaca özetlersek; DHAM ile DÖHAM arasındaki farklar:

- a. Normal yönde oluşan kuvvetler
- b. Uç etkisi ve kenar etkisi
- c. Hava aralığının büyük oluşu
- d. Sarım tekniklerinin farklı oluşu

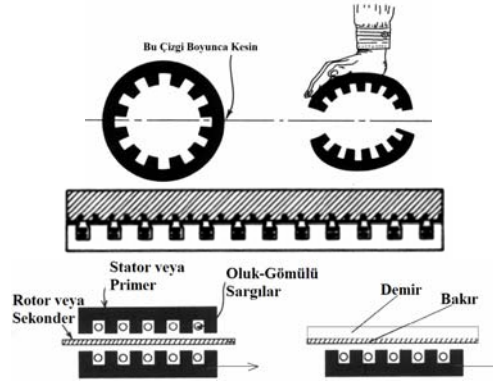
1.4. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Yapısı

Asenkron motor, doğrusal hareketli motorlarla ilgili kavramları tarif eder. Doğrusal hareketli motoru elde etme yöntemlerinden biri Şekil 1.'de gösterildiği gibi döner motorun açılmış halidir.



Şekil 1. Döner motorun açılmış durumu [2].

Alternatif olarak, eğer asenkron motorun statoru ikiye kesilir ve üzerine bastırılır ise çift taraflı düz motorun statoru Şekil 2.'deki gibi elde edilir. Eğer metalik levhayı ikiye ayrılan stator arasına yerleştirilirse, Çift Yanlı Doğrusal Hareketli Asenkron Motor (ÇYDHAM) elde edilir. Eğer stator parçalarından birini sistemden çıkarırsak, TYDHAM elde edilir.



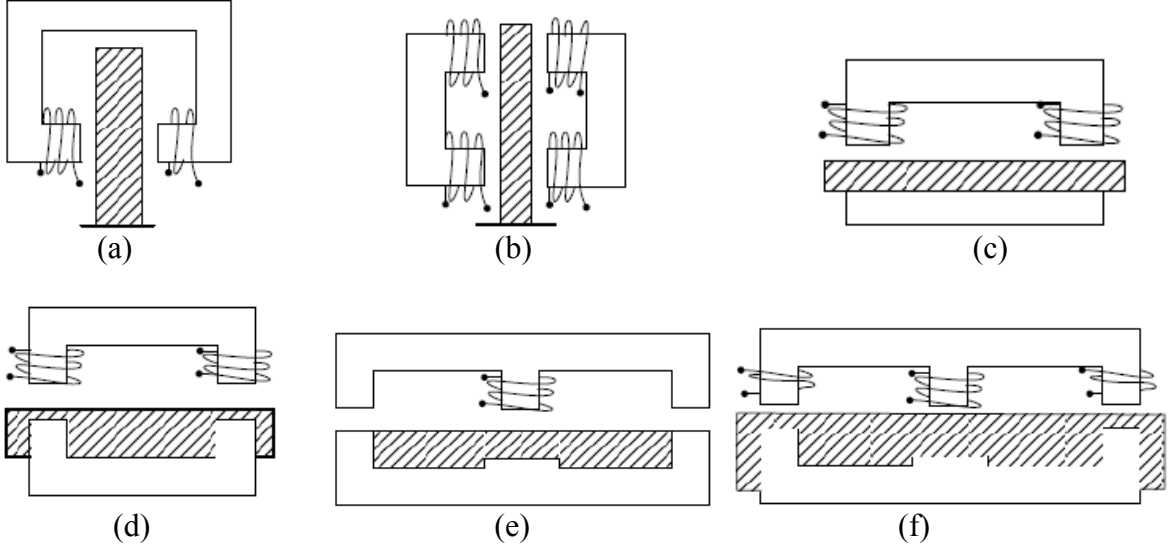
Şekil 2. ÇYDHAM ile TYDHAM'un elde edilişi [33].

Düz Yapılı Doğrusal Hareketli Asenkron Motor (DYDHAM), biçimsel bakımdan tüp biçimde olmayıp düz yapıdadır. Çekirdeği oluşturan saçlar, transformatörlerdeki saçlara benzerler. Birincil (primer) sargılar saçların paketlenmesiyle ortaya çıkan oluklara yerleştirilirler. Eğer sekonder de sargılı tip ise sekonder de benzer biçimde oluşturulur. Sekonder tek parça bir iletken olabileceği gibi, kısa devre asenkron motorun rotoru gibi , merdivene benzer bir biçimde de olabilir.

Şekil 3.(a) ve (b)'de görüldüğü üzere, çift yanlıda birincil (primer) sargı sekonderin her iki tarafında da yer alır. Oysa Şekil 3.(c), (d), (e), (f)'den görüleceği gibi tek yanlıda birincil (primer) sargı sekonderin sadece bir tarafında yer alır. Sargı türü olarak ya yüzeysel sargılar (Şekil 3.(a)'daki gibi) yada halka sargılar (Şekil 3.(b)'deki gibi) kullanılır.

Yüzeysel sargılar genellikle manyetik olarak kaldırmada kullanılmasına rağmen ÇYDHAM'larda da kullanılabilirler.

Sargılar genellikle üç fazlı sargılardır. Döner alan elde etmek için en az iki fazlı sargılara ihtiyaç vardır. Yürüyen alan elde etmek için en az üç faza ihtiyaç bulunmaktadır. Tek fazlı asenkron motorda bazı önlemlerle tek fazlı ile yürüyen alan elde edilebilir.



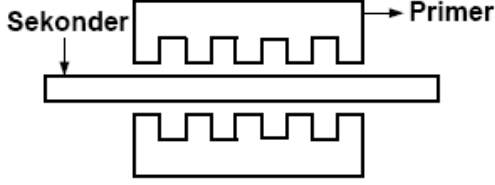
Şekil 3. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun yapısı [3].

1.5. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların Sınıflandırılması

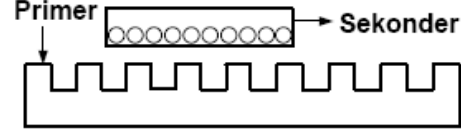
DHAM'da hareket doğrultusunda ve hareket doğrultusuna dik iki kuvvet meydana gelmektedir. Normal kuvvet olarak bilinen dik kuvvet, primer ile sekonder arasında çekme veya itme kuvveti olarak görünür. Eğer oluşan dik kuvvet kaldırma işlevini yerine getiriyorsa bu tür motorlara levitasyon (kaldırma) motorları denir. Eğer oluşan kuvvet itme (öteleme) işlevini yerine getiriyorsa bu tür motorlara *doğrusal hareketli motorlar* denir.

DÖHAM gibi çok fazlı DHAM'da hava aralığı manyetik alanı hareketli bir manyetik alandır. Ancak çok fazlı asenkron motorlardan farklı olarak hava aralığı alanı üç bileşene sahiptir. Bu bileşenler: İleri yönde bileşen, geri yönde bir bileşen ve manyetik devrenin süresizliğinden dolayı titreşimli bir bileşen. İleri yön bileşeni en etkin bileşen olarak sekonderde indüklenen akımlarla etkileşmesi sonucu yararlı kuvvet oluşmasını sağlar. DÖHAM'dan farklı olarak, DHAM'un sekonderi sabit primeri hareketli yada primeri sabit sekonderi hareketli olabilmektedir.

Primer ile sekonder arasındaki uzunluk farkına bağlı olarak DHAM kısa primerli (Şekil 4.) veya kısa sekonderli (Şekil 5.) olabilmektedir.



Şekil 4. Kısa Primerli ÇYDHAM [4].

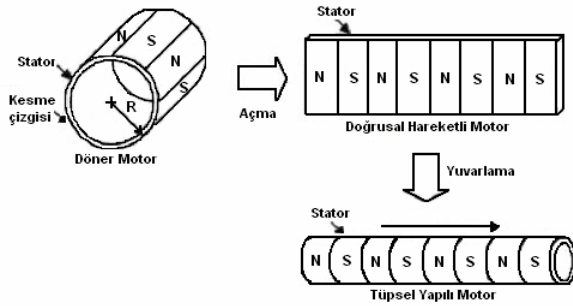


Şekil 5. Kısa Sekonderli TYDHAM [4].

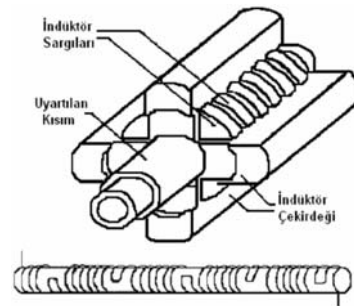
DHAM'un sekonderi, alüminyum veya bakır tabakadan oluşur. Bazen de ferromanyetik malzeme olan demir tabaka alüminyum levhanın altına yerleştirilir. Bunun yanında sekonder kafes tipinde veya sargılı olabilmektedir. Ama sargılı tip sekonder uygulamalarına çok sık rastlanmamaktadır.

Eğer DYDHAM'un primeri, alan hareketi yönünde paralel bulunan bir eksen etrafında tekrar yuvarlatılacak olursa, bütünüyle farklı bir silindirik yapı oluşturularak manyetik alanın oluşan primer yarığı boyunca hareket etmesi sağlanmış olur. Bu tür motorlara tüpsel, silindirik yada eksenel akı motorları denilmektedir.

Şekil 6.'da tüpsel yapıdaki motorun nasıl elde edildiği ve Şekil 7.'de de tipik bir tüpsel yapıdaki motor ve sargı düzeni gösterilmiştir

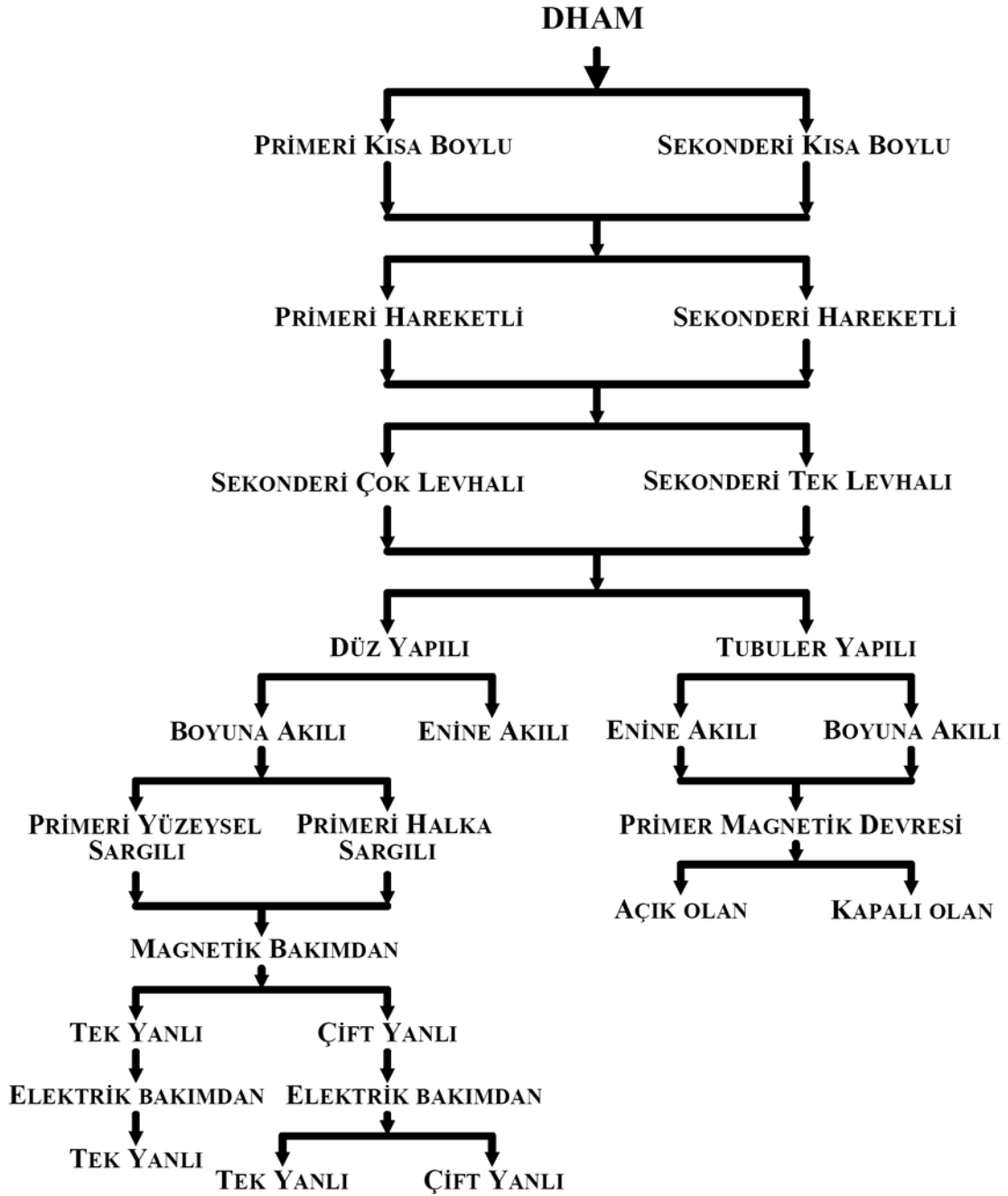


Şekil 6. Tüpsel yapıdaki motorun elde edilmesi



Şekil 7. Tipik bir tüpsel yapıdaki motor ve sargı düzeni [6].

Şekil 8.'de topolojik açıdan DHAM'larla ilgili bir sınıflandırma şeması verilmektedir.



Şekil 8. DHAM'ların sınıflandırılması [4].

1.6. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların Kullanım Yerleri

Teorik olarak DHAM, DÖHAM'un kullanıldığı bazı yerlerde kullanılabilir. Ancak pratikte DHAM'un uygulama alanları, birincil (primer) sargı sıcaklığının ve enerji tüketiminin artması, verimin düşmesi, DÖHAM'lara göre çıkış gücünün etkin malzemelerin hacmi ve kütlesine oranının düşmesi sebebiyle sınırlıdır. Geniş hava aralığı

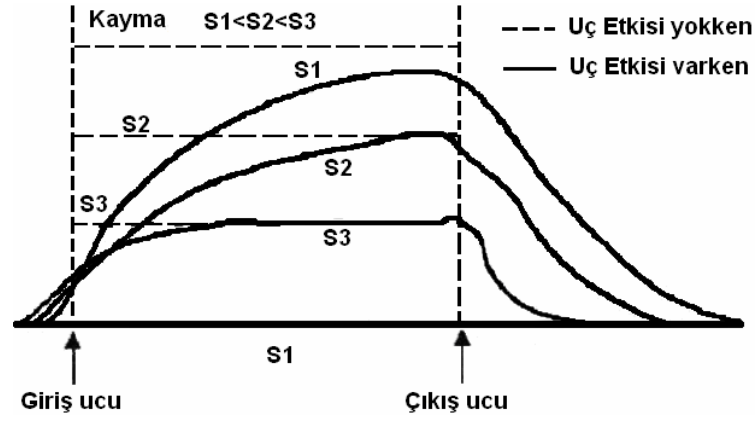
ve açık manyetik devre, burada bahsedilen üstün olmama durumlarının sebepleridir. DHAM'lerin kullanılacağı bir uygulama alanı tasarlarken daima bu uygulamanın DÖHAM'lu örneği ile kıyaslanmasında fayda vardır. DHAM'ların kullanım yerleri aşağıda belirtildiği gibidir [1, 2, 5, 7, 52, 53, 54].

1. Ulaşım sistemlerinde hızlı trenlerde sürücü olarak.
2. Kren ve yürüyen köprülerin doğrusal hareketinde.
3. Takım Tezgahlarında tablanın veya kesicinin hareketinde.
4. Taşıma bantlarının sürülmesinde.
5. Uçak geliştirmede rüzgar tüneli yerine.
6. Gemi geliştirmede modelin hareketinde.
7. Uçak ivmelendirme.
8. Kapı açma- kapamada.
9. Şerit testere çalıştırmada.
10. İletken sıvıların pompalanmasında.
11. İletken parçaların yer değiştirmesinde.
12. Otomobillerin hız ve yapay kaza testlerinde.
13. Örgü makinesinde iplik taşıyıcının sürülmesinde.
14. Tekstil sektöründe mekiklerde.
15. Kuyu açmada çekiç olarak.
16. Doğrusal hareketli pompalarda.
17. Doğrusal hareketli lazer tarayıcılarında.
18. Robotik sanayinde.
19. Öteleme hareketli aktuatörlerde.
20. Öteleme hareketli konum kontrolünde.
21. Bobin Sarma Sistemlerinde.
22. Asansörlerde.
23. Gezgin fırlatma sistemlerinde.
24. Ayırıcılarda.

1.7. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorda Değişik Etkiler

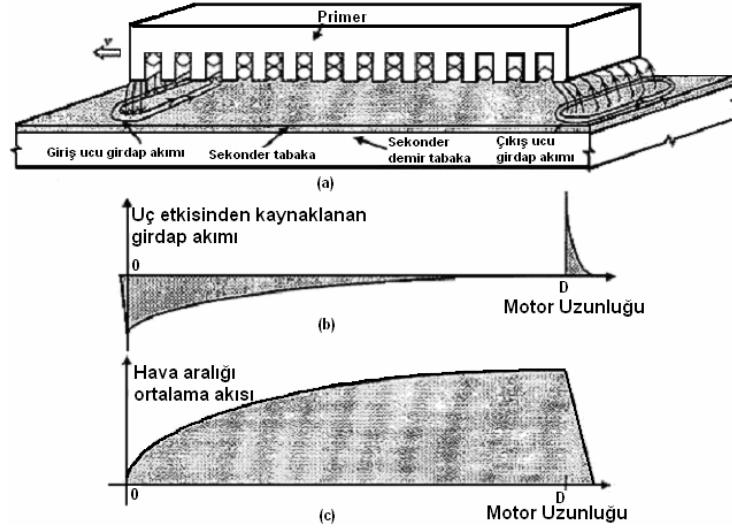
1.7.1. Uç Etkisi

DHAM'ların primer ve sekonderlerinin uzunlukları sınırlıdır. Bu yüzden dönen tip makinelerde ortaya çıkmayan, bazı bozucu etkiler ortaya çıkar. Bunlardan bir tanesi enine uç etkisi ve boyuna uç etkisidir. Bu uç etkileri motor boyunca manyetik akı dağılımını bozar. DHAM'un giriş kısmındaki uç etkileri yüksektir. Çıkış kısmındaki uç etkileri giriş kısmına göre daha düşük seviyede olduğunu Şekil 9. ve Şekil 10.'da görülmektedir.



Şekil 9. DHAM'un normal akı yoğunluğu dağılımı [1].

Primerde oluşan uç etkisi, hareket doğrultusunda ve her iki uçta meydana gelir. Primer itme etkisi ile sürekli bir doğrusal hareket halindedir. Bu hareket sırasında, sekonderin bir kısmı primer altına girerken, bir kısmı da primer etkisinden uzaklaşmaktadır. Böylece primerin uç kısımlarındaki sekonder bölgelerinde bir akı değişimi oluşur.



Şekil 10. DHAM'da uç etkisi: (a) V hızı ile hareket halinde hava aralığının giriş ve çıkış kısımlarında girdap akım üretimi
 (b) Giriş ve çıkış akımlarının kutupluluk ve azalan görünümü
 (c) Hava aralığı akı profili [8].

Değişen alan içinde kalan iletkenlerde gerilim indüklenir. Bu indüklenen gerilim etkisiyle sekonderden akım akar. Bu akımın meydana getirdiği alanın primere etkisi, motorun hareketini zorlaştırır, motordan alınan gücü, dolayısıyla momenti düşürür. Buna *dinamik uç etkisi* denir. *Dinamik uç etkisi* yalnızca motor hareket ederken vardır. Sargıların primer oluklarına yerleştirilirken yapılan herhangi bir yanlış yerleştirme eksik veya hatalı bobinden *statik uç etkisi* meydana gelir. Sargı empedansları farklı olduğundan, motordan dengesiz akımlar akmaya başlar. Motor hareketinde zorluk, güç kaybı ve ek kayıplar oluşur. *Statik uç etkisi* motor dururken bile vardır.

Sekonderde oluşan kısa devre akımlarının iki bileşeni vardır. Bu bileşenlerden hareket yönde bileşen, *enine uç etkisini* oluşturur. Bu etki sekonder direncini artırır, hava aralığı akısının enine yöndeki dağılımını bozar, motordan alınan gücü azaltır. DHAM'un çalışma anında meydana gelir

Günümüze kadar DHAM'larda uç etkisi üzerine yapılan çalışmaları şu şekilde özetleyebiliriz:

Gieras (1986) ve arkadaşları, çift katlı tepki levhali TYDHAM'un performans hesabını yaptılar ve boyuna uç etkisini hesaba kattılar. Boyuna uç etkisinin hesabı için dört yöntem ortaya koydular:

1. Uyartım ve hareket eden alanların süperpozisyonu yöntemi.
2. İki uç etki dalgası ile yürüyen dalga'nın senkron hızda süperpozisyonu yöntemi.

3. TYDHAM'un periyodik dağılım varsayımı ve Fourier serisi ile bileşke ortam (uzay) harmoniklerinin ifade edilmesi yöntemi.
4. T türü eşdeğer devrenin ortak empedans karşı düşen elektro motor kuvvetinin düzenlenmesi yöntemi.

Son teknik en iyi sonucu verdiği, analitik ve hesapsal olarak en basiti olduğunu öngördüler [9].

Nonaka (1987) ve arkadaşı, DHAM'un uç etkisi hesaba katılarak Genişletilmiş Fourier serisine dayanan, Uzak Harmonik Tekniğini kullanarak Basitleştirilmiş İki Boyutlu Analizi gerçekleştirdiler. Bu yöntem ile uç etkisinin sistem üzerinde oluşturduğu durumun ortaya konulmasını basitleştirdiğini vurguladılar [10].

Nonaka (1987) ve Higuchi, TYDHAM'un primer çekirdeğini, tasarımında uç etkilerini azaltmak ve sekonder tepki rayının maliyetini azaltmak için uzun dar ve ince tasarladılar. Uç etkisinin nispeten düşük hız uygulamalarında ciddi olmadığı belirttiler. Esasında uç etkisini azaltmak için motor uzunluğu mümkün olduğunca uzun yapılması gerektiğini vurguladılar [11].

Furukawa (1987) ve arkadaşları, DHAM'un Sonlu Elemanlar Metodu ile analizi yaptılar. Yaptıkları çalışmada, kayma değeri büyüdükçe uç etkisinin azaldığını, küçüldükçe arttığını, böylelikle DHAM'un hızı arttıkça sistem üzerinde uç etkisi artmakta, hızı azaldıkça uç etkisi azalmakta olduğunu ortaya koydular [12].

Fujii (1999) ve arkadaşları, DHAM'un analizinin geçerli olabilmesi için uç etkilerini hesaba katılması ve Fourier serisi tekniği kullanılması ile oluşturulan sargı düzeninin (tekniğinin) doğrulanması gerektiğini vurguladılar [13].

Mori (1999) ve arkadaşları, DHAM performansının, uç etkisinin nüfuz etmesinden dolayı azaldığını belirttiler. DHAM uç etkilerinin analizinde Dalgacık dönüşüm tekniği ve Fourier serisi kullandılar. DHAM'un primer kısmının sonlu uzunlukta olması uç etkisini ortaya çıkmasına sebebiyet verdiğini öngördüler [14].

Fujii (1999) ve Harada, merdiven tipi DHAM'da uç etkisinin fiziksel olgusu, yapılan yapısal özelliğin kullanılması ile sekonder taraftan gözlemlenildi. Tokyo ve Osaka metropol şehirlerde yer altı sistemlerinde DHAM'ların kullanıldığı, bu sistemlerde sistem çalışırken enerjini tüketiminin fazla olması bir büyük sorun olduğu, yüksek performans elde edilebilmesi için uç etkilerinin azaltılması konulu çalışmaların çok önemli olduğunu, yaprak tip sekonderli DHAM'larda hava boşluğu içindeki uç etkisi konusunda birçok makale çalışması yapıldığını belirttiler [15].

Ahn (2000) ve arkadaşları, motor yapısından kaynaklanan statik uç etki olgusu ile ilgili analizi ele aldılar. Bu analizde, sonlu eleman bölgesinde gerilim denklemleri yerine statik uç etkisinden etkilenen primer akı bağıntısının hesaplanabileceğini belirttiler [16].

Fujii (2000) ve Harada , DHAM'un primer çekirdeğinin önüne yerleştirilmiş olan mıknatıs rotoru, DHAM uç etkisini telafi edici (azaltıcı) olarak önerdiler. Uç etkisini etkili bir şekilde kompanze etmenin enerji tüketimini en aza indirmede anahtar oluşturduğunu, eğer bu sorun çözülebilirse DHAM'un yüksek hızlarda yaygın bir şekilde kullanılmasının yolu açılmış olacağını öngördüler. Dr. Yamamura uç etkilerinin ortadan kaldırılması için önceden bir metot önermiş olduğunu, bu metodun 70kVA ve 100kVA kapasiteli test cihazlarında hem teorik hem de uygulamada kullanılmış olduğunu ve Yamamura metodunda; temel sarımın, uç etkisini kompanze edebileceğini belirtti. Küçük kaymalarda, tasarlanan küçük uç etkili sistem için mıknatıs rotorlu DHAM'un itmesinin %45 arttığını vurguladılar [17].

Faiz (2000) ve Jafari, motor tasarımını ve analizini zorlaştıran boyuna uç etkisinin ve kenar etkisinin bu tür makinelerin iki önemli elektro mekanik olgusu olduğunu, boyuna uç etkisinin karmaşık ve motor performansında etki sahibi olduğu vurguladılar.

Değişik analiz yöntemlerinin tasarlanmış olduğu ve bunların:

- 1) İki senkronize ve titreşimli dalganın süperpozisyonu,
- 2) Senkronize ve uç dalgalarının süperpozisyonu,
- 3) Fourier katman metodu.

olduğunu ve üçüncü metodun daha iyi sonuçlar verdiğini belirttiler [18].

Mirsalim (2002) ve arkadaşları, İki Boyutlu Sonlu Elemanlar Yöntemi ile eşdeğer devre parametreleri hesaplanmakta olduğunu, Sonlu Elemanlar Yöntemi; elde edilen parametreleri Duncan modelinde kullanarak uç etkisinin hesaba katılması sağlandığını belirttiler. Duncan modeli ile elde edilen sonuçların uç etkili deneysel sonuçlarla uyum içinde olduğunu öngördüler [19].

Fujii (2002) ve arkadaşları, DHAM'u için yeni bir uç etki kompensatörü önerdiler ve DHAM'un çalışma kayması ile girdap akımı adımının ayarlanmadan sadece DHAM'un önünde DHAM frekanslı girdap akım senkronizasyonu sağlanmasıyla uç etkisinin kompanze edilmesini amaçladılar. Teori, mıknatıs rotator tipi ve alternatif akım bobin kompensatör tipi modeller ile analitik olarak teyit edilmiş ve sabit dönen hızlı ve sabit manyeto motor kuvvetli basit model yerine mıknatıs rotator tarafından kompanze edilen

kayma karakteristiğinin daha düzgün olduğunu öngördüler. DHAM ye ait uç etkili ve uç etkisi kompanze edilmişli itme, verim ve akı dağılımlarını ortaya koydular [20].

Kang (2003) ve arkadaşları, DHAM uç etkilerinin hesaba katılmadığı, dolayısıyla DHAM modelinin DÖHAM modeli ile aynı olduğunu belirttiler. 18Hz den düşük frekanslarda uç etkisinin ihmal edilebileceğini öngördüler [21].

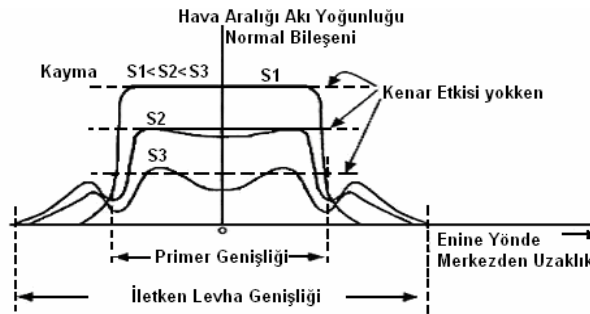
Jamali (2003), Döner Elektrik Makinelerinde ve DHAM’larda uç etkisini inceledi. Hareket yönünde demir çekirdeğin (stator, duran bölge) sınırlı uzunlukta olması DHAM’da uç etkisinin sebebi olduğunu, sekonder demir çekirdekten ayrılırken sekonderin çıkış kenarında en çok uç etkisi meydana geldiğini vurguladı [22].

1.7.2. Kenar Etkisi

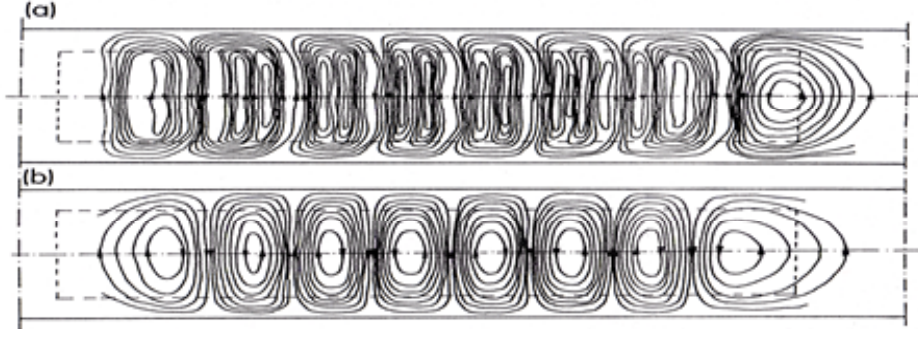
Kenar etkileri, sadece DYDHAM’ların primer ve sekonder kısımlarının sonlu genişlikte olmasından kaynaklanmaktadır. Tüpsel yapıli DHAM’ların kapalı manyetik ve elektriksel devreye sahip olmasından dolayı kenar etkileri üretilmez.

Kenar etkileri aşağıdaki şekillerde meydana gelir:

1. Sekonder akımının tepkimesi ve ani manyetik dirençteki artıştan dolayı, çekirdek kenarlarında y-ekseni boyunca hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğunun düzensiz dağılımı (Şekil 12.)
2. Ferromanyetik çekirdeğin arkasında J_{my} bileşeninden başka, sekonder akım yoğunluğunun J_{mx} bileşeninin üretilmesi (Şekil 12.)
3. Sekonderi taşımaya çalışan, primer ve sekonderin x-simetri ekseninin değiştirilmesini sağlayarak hareketli manyetik alana dik doğrultuda, F_y yanal kuvvetinin üretilmesi.



Şekil 11. Hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı



Şekil 12. DHAM'un sekonderinde girdap akımı dağılımı: (a) $s=0.12$, (b) $s=1.0$

Pratikte kenar etkileri iki şekilde hesaba katılabilir.

- 1) Sekonder iletkenliğinin uygun şekilde azaltılarak:

$$\sigma'_{Al} = k_{RN} \sigma_{Al}, \quad k_{RN} < 1 \quad \text{için} \quad (1)$$

- 2) $k_z > 1$ katsayısı ile $k_z Z_2$ sekonder empedansını uygun şekilde artırılarak

Detaylı araştırmalar gösteriyor ki denklem 1'in ÇYDHAM'da ferromanyetik olmayan sekondere, TYDHAM'da alüminyum tepki tabakaya uygulanması ile en iyi sonuçlar elde edilir. Günümüze kadar DHAM'larda tepkime levhası üzerine yapılan çalışmaları şu şekilde özetleyebiliriz:

Thornton (1975), manyetik kaldırma ve itmede sekonder tepkime ray büyüklüğünün etkiye sahip olduğunu, DHAM'un tepkime levhasının daha dar yapılma eğiliminde olduğunu belirtti. Geniş hava aralığı uygulamalarında ferromanyetik malzeme kullanılmadığını ama dar hava aralığı uygulamalarında ferromanyetik malzeme ve elektromıknatis kullanıldığını öngördü [30].

Singh (1976), tek taraflı DHAM'un eşit olmayan çıkıntılara sahip olan sekonder tabaka üzerindeki girdap akımı analizini yaptı. Yaptığı analiz sonucunda tabaka genişliğinin kutup aralığı ile ilişkisi bulunduğunu ve bu ilişkinin dikkate alınarak yapılan uygulamada yan etkilerin minimum değerlere indiğinin gözlemlendiğini öngördü [23].

Eastham (1980) ve arkadaşı, sincap kafes ve katı çelik tepkime levhalarına sahip tek taraflı DHAM'un çalışma tarzını incelediler. Yapılan çalışmada, herhangi bir performans

düşüklüğüne meydan vermemek için sekonder tabaka primerden daha geniş yapılmıştır. Böylece kenar etkisinin ortadan kalktığını öne sürdüler [45].

Haid(1982) ve arkadaşları, kaldırma sisteminde meydana gelen kararlı olmayan özelliğinin doğal mıknatısların düzenlemesiyle kararlı çalışmasını incelediler. Bu çalışmada kaldırma sisteminde kararlı olmayan özelliğinin tepkime levhasının dirençsel kayıplardan kaynaklanan büyük enerji dönüşümlerin sonucunda ortaya çıktığını öngördüler [46].

Gieras (1986) ve arkadaşları, sabit akım uyarımlı Çift Tabaka Sekonderli TYDHAM için başarımlı hesabı yaptılar. Çift tabakalı tepkime levhası, alüminyum kaplı katı veya yaprak çelik çekirdekten oluştuğunu belirttiler. Çekirdeğin, hava aralığını taşımak ve makinenin mıknatıslanma akımını azaltma işlemini yaptığını ve katı çekirdeğin aksine yaprak çekirdek, özellikle düşük hızlı uygulamalarda performansı arttırdığını öngördüler. Bunun yanında yaprak çekirdeğin daha masraflı olduğunu ve orta ve yüksek hız uygulamalarında uç etkilerine bağılı olarak uygun maliyette olmaması yüzünden tercih edilmediğini vurguladılar. Yaprak çekirdeğin oluşturduğu sekonderin empedansının daha küçük olacağını, bunun yanında dökme demir çekirdeğin sekonder empedansı üzerinde etkiye sahip olan değişken geçirgenliğe ve histerezis kayıplara sahip olduğunu öngördüler [9].

Nonaka (1987) ve arkadaşı, kent taşımacılığı için DHAM elamanlarının tasarımı üzerine bir çalışma gerçekleştirdiler. Sekonder kısım demir tabaka üzeri alüminyum ile kaplıdır. Sekonder genişliği primer genişliğinden daha büyüktür. Sekonderde bulunan alüminyum tabaka kalınlığının değişiminin giriş gücü, alüminyum ağırlığı ve dikey kuvvet üzerideki değişimini incelediler. Alüminyum kalınlığı arttıkça alüminyum ağırlığı doğru orantılı olarak artmakta olduğunu, giriş gücünün ve dikey kuvvetini üssel olarak azaldığını belirttiler [11].

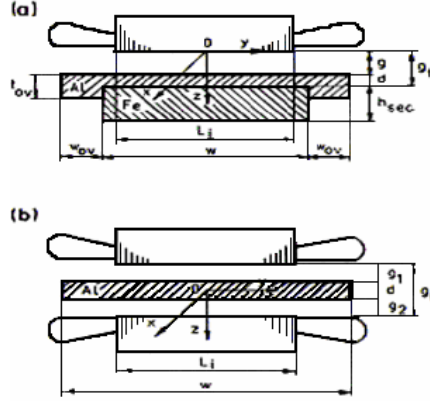
Pai (1987) ve arkadaşları, düşük hızlı DHAM'ların Karma (Hibrit) Metodu kullanarak analizini gerçekleştirdiler. Bu analizde, sekonder alüminyum tabaka ile kaplı katı demir çekirdekten oluşmaktadır. Sekonderde, çok tabakalı analiz için sekonder demirin analitik modeli oluşturular [25].

TYDHAM'da, ν inci harmoniği için değiştirilmiş Russell-Norsworthy katsayısı şu şekildedir:

$$k_{RNV} = \frac{\tanh(\beta_v \omega / 2)}{(\beta_v \omega / 2)[1 + k_t \tanh(\beta_v \omega / 2) \tanh(\beta_v \omega_{ov})]}$$

$$k_t \approx 1 + 1.3 \frac{t_{ov} - d}{d} \geq 1 \quad (2)$$

ω , ω_{ov} , t_{ov} ve d 'nin boyutları Şekil 13.'de gösterilmiştir. ÇYDHAM için $k_t = 1$ 'dir.



Şekil 13. DHAM'un enine boyutları: (a) TYDHAM, (b) CYDHAM

TYDHAM'ların katı ferromanyetik sekonderlerindeki kenar etkilerinin hesaba katılması için k_z katsayısı sekonder empedansını artırmakta kullanılır. Dört farklı araştırmacıya göre sekonder empedansını artırmak için gerekli katsayıların formülleri aşağıdaki gibidir ($\nu = 1$):

Gibbs:

$$k_z = 1 + \frac{2}{\pi} \frac{\tau}{\omega} \quad (3)$$

Panasienkov:

$$k_z = 1 + 0.5 \frac{\tau}{\omega} \quad (4)$$

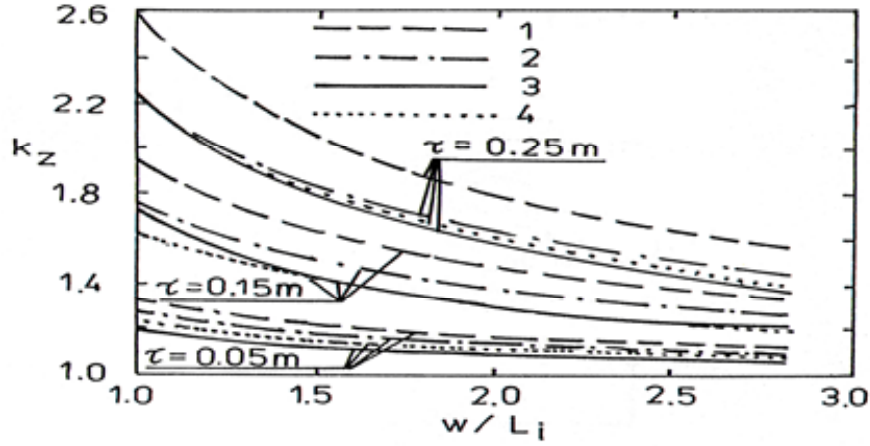
Yee:

$$k_z = \frac{(\pi\omega/\tau)\{1 + \coth[(\pi/\tau)(\omega/2)]\}}{(\pi\omega/\tau)\{1 + \coth[(\pi/\tau)(\omega/2)]\} - 2} \quad (5)$$

Gieras:

$$k_{zv} = 1 - \frac{g}{vL_i} + \frac{2}{v\pi} \frac{\tau}{\omega} \left[1 - \exp\left(-v \frac{\pi \omega}{2 L_i}\right) \right] \quad (6)$$

Katsayılar $\frac{\omega}{L_i}$ nin fonksiyonu olarak Şekil 14.'de çizilmiştir ($\tau = \text{sabit}, L_i = 0.1m, v = 1$).



Şekil 14. ω/L_i nin fonksiyonu olarak k_z katsayısının değişimi:
1-Gibbs, 2-Panasienkov, 3-Yee, 4-Gieras

Günümüze kadar DHAM'larda kenar etkisi üzerine yapılan çalışmaları şu şekilde özetleyebiliriz:

Singh (1976), eşit olmayan çıkıntılara sahip duran tabakanın sorununu, kenar etkilerinin teorik analizi ile ortaya koydu. Russell ve Norsworthy ye bağlı çalışmanın uzantısı ile çözüm ortaya koydu. Bu çözümde, Russell ve Norsworthy katsayısına benzer, kenar etki çarpanı isimli yeni bir katsayı tanımlanmış ve bu katsayının kullanımının kenar etkilerinin ortaya koyulmasında önemli olduğunu öngörmüştür [23].

Gieras (1986) ve arkadaşları, sabit akım uyarıtımı altında çift katlı tepkime raylı TYDHAM'un performansını hesaplamak için bir kenar etkilerini hesaba katan metot ortaya koydular. Russell ve Norsworthy düzeltme katsayısının yüksek iletkenlikli

manyetik olmayan tabakalarda kenar etkisi için kullanıldığını belirttiler. DHAM testinde kuvvet üzerinde harmoniklerin etkisini (k_{RNd}) gerçek değerleri eşitliklerde kullanarak gösterdiler [9].

Hasebe (1987) ve Kano, kenar etkisini ihmal ederek halka şeklinde DHAM üzerinde incelemeler yaptılar. Halka şeklinde DHAM'da kenar etkisinin ihmal edileceğini ve bundan dolayı DYDHAM'a göre daha kolay inceleme yapıldığını öngördüler [24].

Pai (1987) ve arkadaşları, düşük hızlı DHAM'un analizini kenar etkisini ihmal ederek ve etmeyerek karma (hibrit) metot ile gerçekleştirdiler. Tepkime rayı iletkenliğini düzelter Russell ve Norsworthy faktörünü kullanarak sekonderdeki kenar etkisinin hesaba katıldığını belirttiler [25].

Davidson (2000) ve arkadaşı, Gölge Kutuplu DHAM'un performans analizini kenar etkisini dikkate alarak simetrik bileşenler, alan analizi ve sonlu elemanlar yöntemleri kullanarak gerçekleştirdiler [26].

Faiz (2000) ve arkadaşları, TYDHAM'a ait olan manyetik alandaki süreksizliğin, döner tip motorlara göre kendine özel problemleri ortaya çıkardığını ve kenar etkisinin de problemlerden biri olduğunu belirttiler. Kenar etkisi hesaba katılarak tek ve iki boyutlu analizler yaptılar ve elde edilen sonuçların deneysel sonuçlar ile uyum içinde olduğunu gösterdiler [18].

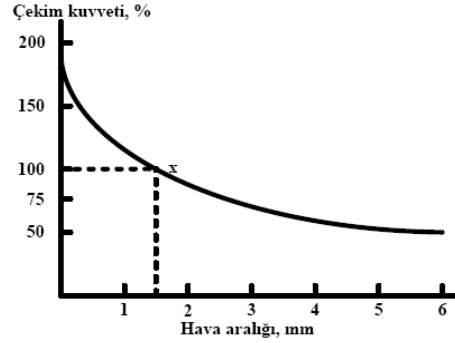
Mirsalim (2002) ve arkadaşları, DHAM'da meydana gelen akımların sekonder üzerinde izlediği özel bir yol olmadığını belirttiler. Kenar etkisinin eşdeğer sekonder direncini artırmakta kullanıldığını ve kenar etkisi gibi bazı etkilerin kayma ile DHAM'un parametrelerini değiştirdiğini öngördüler [19].

Amirkhani (2003) ve arkadaşı, Russell–Norsworthy düzeltme faktöründen yararlanılarak kenar etkisinin hesaba katıldığını ve bu faktörün sekonder direnci ve primer ile sekonder arasındaki ortak endüktansın düzeltilmesinde kullanıldığını belirttiler [27].

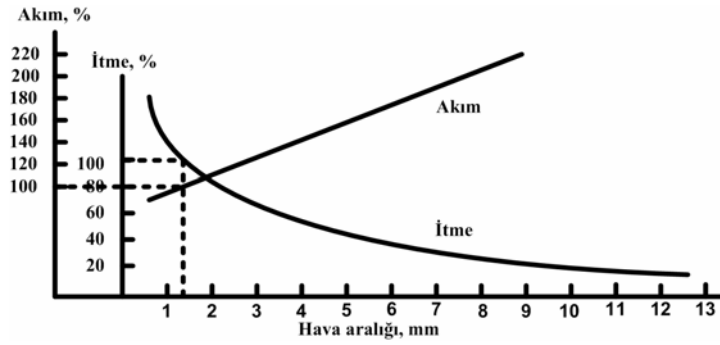
1.7.3. Boşluk Etkisi

Geleneksel DÖHAM'lar çok küçük hava aralığına sahiptir. Bu da yüksek boşluk akı yoğunluğunu oluşturur. Fakat DHAM'larda bu hava aralığı santimetrelere varmaktadır. Manyetik devre direnci geniş hava boşluklarında çok yüksektir. Dolayısıyla mıknatıslanma akımı da çok yüksek olur. Bunun yanında çalışma gücü katsayısını düşüren oldukça büyük

kaçak akı ortaya çıkar. Şekil 15.'de çekim kuvvetine karşı hava aralığı etkisi, Şekil 16.'da hat akımı ve itme ye karşı hava aralığı etkisi gösterilmiştir.



Şekil 15. Çekim-hava aralığı karakteristiği [2].



Şekil 16. Hat akımı, itme-hava aralığı karakteristiği [2].

Günümüze kadar DHAM'lar da hava aralığı üzerine yapılan çalışmaları şu şekilde özetleye biliriz:

Eastham (1973) ve arkadaşı, değişik türden DHAM'ları üzerinde kuvvet değişimini incelediler. Sadece tahrik için kullanılması düşünülen küçük hava aralıklı makinelere göre büyük reaktif güçlere ihtiyaç duyulan makinelerde daha büyük hava aralığı kullanılması gerektiğini öngördüler [28].

Levi (1973), DHSM'un DHAM'una göre üstünlüklerinden birinin de doğrusal senkron tahrikinin DHAM'dakinden fazla olması olduğunu ve buda cihaz ile ray kısmı arasındaki hava boşluğu mesafesinden kaynaklandığını belirtti. Bunun yanında alan uyartım gereksinimlerinin iki katına çıkması, manyetik akı yolu içinde hava aralığının iki katına çıkma sonucunda meydana geleceğini ve manyetik alan şiddetinin itme ile orantılı olarak artma eğiliminde olduğunu öngördü [29].

Thornton (1975), teorik analiz ile geniş hava kaldırma sistemlerinde ferromanyetik malzeme kullanılmasının az üstünlüğe, fakat hava aralığı azalttırılırsa daha çok üstünlüğe sahip olduğunu belirtti. Etkin manyetik kaldırma için küçük hava aralığı gerektiğini, depolanan enerjinin kabaca hava aralığı ile orantılı olduğunu ve kütleyi sabit tutup hava aralığını iki katına çıkarttırılırsa güç dört katına çıkarılması gerektiğini öngördü [30].

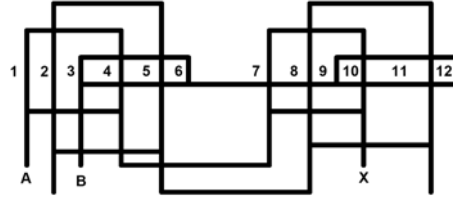
Yoshida (1975) ve arkadaşları, akım kontrollü TYDHAM'da kaldırma ve itme kuvvetini hava aralığının değişimine göre incelediler. Hava aralığı arttıkça itme kuvveti azalmakta olduğunu ve geniş açık hava aralığı gerekli ise büyük değerlerde kayma oranının seçilmesinin uygun olduğunu öngördüler [31].

Kim (1992) ve arkadaşları, 8 adet eksenel akı tipi elektromıknatıs ve 2 adet tek taraflı DHAM'dan oluşan KOMAG-01 adlı cihaz üzerinde akı dağılımını, kaldırma kuvvetini, akım değişimini hava aralığına bağlı olarak incelediler. Akı dağılımının ve kaldırma kuvvetinin hava aralığında meydana gelen değişikliğe göre değiştiklerini hem teorik hem de uygulamalı olarak ortaya koydular [32].

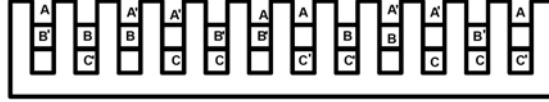
1.8. Sarım Teknikleri

DHAM'lar için çok sayıda sarım şekilleri önerilmiştir. Bu sarım şekilleri DÖHAM'lardaki sarım şekillerine benzemektedir. Döner alan elde etmek için en az iki fazlı sargıya gerek varken yürüyen alan elde etmek için en az üç faza gerek duyulmaktadır. Sargılar genellikle üç fazlı sargılardır. Bunların arasından pratikte ilgi gören dört adet sargı bağlantısı aşağıda verilmiştir:

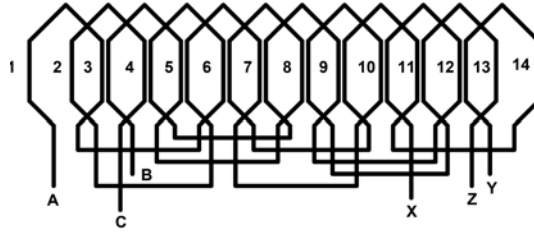
1. Kutup sayısı çift olan tek tabakalı sargı (Şekil 17.)
2. Kutup sayısı çift olan üç tabakalı sargı (Şekil 18.)
3. Kutup sayısı tek olan ve son olukları yarım dolu olan iki tabakalı sargı (Şekil 19.)
4. Çok küçük güçlü DHAM'lar için ekonomik sargı (Şekil 20.)



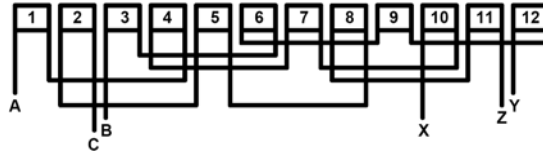
Şekil 17. Kutup sayısı çift olan tek tabakalı sargı [2].



Şekil 18. Kutup sayısı çift olan üç tabakalı sargı [2].



Şekil 19. Kutup sayısı tek olan ve son olukları yarım dolu olan iki tabakalı sargı [2].



Şekil 20. Çok küçük güçlü DHAM'lar için ekonomik sargı [2].

Bu sargı şekillerinin üstünlükleri ve üstün olmama durumları, maliyetleri ile ürettikleri yürüyen hava aralığı alanına bağlıdır.

- Şekil 17., 18. ve 20. sargılarının ürettikleri hava aralığı akı, yürüyen ve gerekli olan alan yanında gereksiz harmonikler de içerir.
- Şekil 19.'daki sargılar ise orta bölgelerde tamamen yürüyen dalga oluşturmalarına rağmen uçlarda bulunan tek tabakalı sargılar civarında ise yürüyen dalgaya ek olarak, yürümeyen ve sadece titreşen alanlar ortaya çıkar. Bu nedenle yüksek çekme veya itme kuvveti gerektiren yerlerde bu sargılar kullanılırlar.

- Şekil 17., 18. ve 20.'deki sargıların kullanılması ise demir çekirdekten daha fazla faydalanma imkanı sağlar.
- Şekil 20.'deki bağlantının hava aralığı alanında uzay harmoniği fazla olup bu sargının *sargı faktörünün* düşmesine yol açar. Ama küçük değerli çekme kuvvetlerinde uygulama alanı bulan bu sargılarda daha az bakır, imal ve montaj kolaylığı gibi üstünlükleri vardır.

1.9. Tek Yanlı Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

1.9.1. Giriş

DHAM'da primer çekirdek oluklarına yerleştirilmiş iletkenlerden meydana gelen üç fazlı sargılar mevcuttur. Oluklar içinde bulunan iletken tel sayısı, diğer bir ifade ile sarım sayıları, eşittir. Her bir fazı oluşturan sargılar, seri olarak bağlanmıştır. Bundan dolayı, bir fazı oluşturan sargılardan aynı akım değeri, faz başından faz sonuna doğru akar.

Alan teorisinde DHAM sargılarından akım, akım levhası ile temsil edilmektedir. Fakat gerçekte, akım iletkeninde yoğunlaşmış ayrık bir değerken akım levhası sürekli ve dağılmış bir değerdir. Her ikisinin Fourier denklemlerinin temel bileşenleri, aynı sinüzoidal magnetomotiv gücü üretiyorsa akım tabakası sargı akımına eşit olur.

Prime akımları:

$$i_1 = \sqrt{2}I_1 e^{j\omega t} \quad , \quad i_2 = \sqrt{2}I_2 e^{j(\omega - 2\pi/3)t} \quad , \quad i_3 = \sqrt{2}I_3 e^{j(\omega - 4\pi/3)t} \quad (7)$$

Birincil (primer) sargının üç faz akımlarının birleşimi yürüten bir magnetomotiv güç üretir.

$$A_1 = \frac{3\sqrt{2} w_1 k_{w_1} I_1}{\pi p_1} e^{j(\omega t - kx - \frac{\pi}{2})} \quad (8)$$

$$k = \frac{\pi}{\tau} \quad (\text{k: kutup arası açıklıkla bağıntılıdır.}) \quad (9)$$

Akım levhasındaki akım dağılımı:

$$j_1 = J_1 e^{j(\omega t - kx)} \quad (\text{A/m}) \quad (10)$$

Bu akım dağılımının üreteceği manyetomotor güç:

$$A_1 = \frac{J_1}{k} e^{j(\omega t - kx - \frac{\pi}{2})} \quad (11)$$

Buradaki A_1 denklem (8)'deki A_1 ile eşit olacağından J_1 değeri aşağıdaki gibi elde edilir.

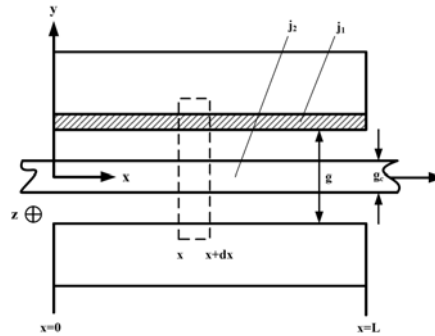
$$J_1 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{k w_1 k_{w_1} I_1}{p_1} = \frac{3\sqrt{2} w_1 k_{w_1} I_1}{p_1 \tau} \quad (\text{A/m}) \quad (12)$$

(10) ve (12) denklemleriyle belirlenen akım tabakası birincil (primer) sargılarda aynı sinüzoidal magnetomotiv gücü üreten eşdeğer akım tabakasıdır.

DHAM sekonderi genellikle homojen ve iletken metal levhalardan yapılırlar. Sekonderin homojen mıknatıslanmayan iletken levha olduğu varsayılacaktır.

1.9.2. Alan Denklemleri ve Genel Çözümler

Şekil 21.'de gösterilen tek boyutlu analiz için bir DHAM modelinde primer akımı, sonsuz küçük kalınlıklı akım levhası ile temsil edilir.



Şekil 21. Tek boyutlu analiz için bir DHAM modeli

Primer akımı z yönünde akar ve x (sekonder levhanın hareket) yönünde hareket eder. Sekonder iletken levhası sonlu kalınlıktadır. Hava aralığı içinde alan değişimi x ve y yönünde olmak üzere iki boyutludur. Eğer sekonder iletken levha, manyetik değilse (mıknatıslanmayan malzemedir) y yönündeki alan değişimi çok küçük olup ihmal edilebilir. Bundan dolayı sadece x yönündeki alan değişimlerinin hesaba katıldığı tek boyutlu model incelenmesi doğru olur.

x koordinatının başlangıcı giriş ucudur ve çıkış ucundaki x'in değeri L kadardır. Akım levhasındaki primer akımı j_1 ve sekonder akımı j_2 z yönünde akarlar. Şekilde j_1 primer çekirdeğin bir tarafından akarken gösterilmiştir. ÇYDHAM'da j_1 , burada gösterilen akımın iki katıdır. z yönünde demirin kalınlığı 1m olarak kabul edilebilir. H manyetik alanının x ile başlayan ve Δx kadar genişlikte olan dikdörtgen çevresindeki çizgisel integrali $g(\partial H / \partial x)\Delta x$ tir. Dikdörtgenin etrafını çevreleyen akımın değeri $(j_1 + j_2)\Delta x$ tir. Amper yasasına göre bu iki ifade birbirine eşittir. Böylece aşağıdaki eşitliği elde edilir.

$$g\left(\frac{\partial H}{\partial x}\right) = j_1 + j_2 \quad (13)$$

Her iki taraf havanın geçirgenliği ile çarpılırsa,

$$g \frac{\partial}{\partial x}(\mu_o H) = \mu_o(j_1 + j_2) \quad (14)$$

$$\mu_o H = b \quad (15)$$

$$\frac{\partial b}{\partial x} = \frac{\mu_o}{g}(j_1 + j_2) \quad (16)$$

ifadeleri elde edilir. Sekonderdeki elektromotor kuvveti z yönündedir. x başlangıç noktasından itibaren yerleştirilmiş olan 1 m uzunluğunda Δx genişliğindeki dikdörtgenin çevresindeki e çizgisel integrali $(\partial e / \partial x)\Delta x$ tir. Bu elektromotor kuvvetin iki bileşeni vardır. Biri $(\partial b / \partial t)\Delta x$ 'i meydana getiren transformatör gerilimi, diğeri ise $v(\partial b / \partial x)\Delta x$ 'i meydana getiren hız gerilimidir. Burada v sekonder tabakanın hızıdır. Elektromotor kuvvetin çizgisel integrali, transformatör gerilimi ve hız geriliminin toplamına eşitlenirse

$$\frac{\partial e_2}{\partial x} = \frac{\partial b}{\partial t} + v \frac{\partial b}{\partial x} \quad (17)$$

Bu tek boyutlu modelde, b akı yoğunluğu y yönündedir ve x yönünde bileşeni yoktur. Bunun anlamı da sekonder levhanın kaçak indüktansa sahip olmamasıdır. Bu yüzden e_2 sekonder elektromotor kuvveti bütünüyle dirençsel yük üzerinde harcanır. Böylece aşağıdaki denklem geçerli olacaktır.

$$e_2 = j_2 \rho_s \quad (18)$$

ρ_s : sekonder levha yüzey özdirenci

$$\rho_s = \frac{\rho}{g_c} \quad (\Omega) \quad (19)$$

ρ : sekonder levha hacimsel özdirenci

g_c : sekonder levha kalınlığı

Denklem (16), (17) ve (18) kullanılarak denklem (20) elde edilir.

$$\frac{g}{\mu_o} \frac{\partial^2 b}{\partial x^2} - \frac{v}{\rho_s} \frac{\partial b}{\partial x} - \frac{1}{\rho_s} \frac{\partial b}{\partial t} = \frac{\partial j_i}{\partial x} \quad (20)$$

Şimdi primer akım levhasının aşağıda verilen akımla uyarılması durumunda denklem (20)'nin çözümü aranacaktır.

$$j_1 = J_1 e^{j(\omega t - \frac{x}{\tau})} = J_1 e^{j\frac{x}{\tau}(v_s t - x)} \quad (\text{A/m}) \quad (21)$$

τ : primer sargı kutup arası açıklığı

ω : güç kaynağı açısal frekansı

v_s : senkron hız

Denklem (20)'nin kararlı durum çözümü, aşağıdaki eşitlikle verilen senkron hızda hareket eden sinüzoidal dalga olmalıdır.

$$b_s = B_s e^{j\left(\frac{\pi}{\tau}v_s t - \frac{\pi}{\tau}x + \delta_s\right)} \quad (22)$$

Denklem (21) ve denklem (22), denklem (20)'de yerine konursa B_s ve δ_s ifadeleri bulunur.

$$B_s = \frac{J_1}{\sqrt{\left(\frac{\pi g}{\tau \mu_o}\right)^2 + \left\{\frac{1}{\rho_s}(v_s - v)\right\}^2}} \quad (23)$$

$$\delta_s = \tan^{-1} \frac{\pi \rho_s g}{\mu_o \tau (v_s - v)} \quad (24)$$

Geçici (kararsız) durum çözümü, denklem (20)'nin sol tarafını sıfıra eşitleyerek bulunur.

$$\frac{g}{\mu_o} \frac{\partial^2 b}{\partial x^2} - \frac{v}{\rho_s} \frac{\partial b}{\partial x} - \frac{1}{\rho_s} \frac{\partial b}{\partial t} = 0 \quad (25)$$

Denklem (25)'in çözümü aşağıdaki gibi ayrı değişkenlerle ifade edilebilir.

$$b(t, x) = T(t).B(x) \quad (26)$$

Denklem (26)'nın türevlerini alıp denklem (25)'de yerine konur, t ve x gibi birbirlerine göre ayrı değişkenler için λ keyfi sabiti denkleme eklenirse, aşağıdaki ifade elde edilir:

$$\frac{1}{T(t)} \frac{dT(t)}{dt} = \frac{1}{B(x)} \left[\frac{B_s g}{\mu_o} \frac{d^2 B(x)}{dx^2} - v \frac{dB(x)}{dx} \right] \equiv \lambda \quad (27)$$

Denklem (27)'den $T(t)$ çekilirse

$$\frac{dT(t)}{dt} = \lambda T(t) \quad (28)$$

elde edilir. C keyfi sabit olup denklem (28)'in çözümü aşağıdaki gibidir.

$$T(t) = Ce^{\lambda t} \quad (29)$$

Denklem (27)'nin $B(x)$ kısmı

$$\frac{d^2 B(x)}{dx^2} - \frac{\mu_o \nu}{\rho_s g} \frac{dB(x)}{dx} - \frac{\mu_o \lambda}{\rho_s g} B(x) = 0 \quad (30)$$

olur. $B(x)$ 'in Be^{kx} biçiminde olduğunu kabul edip denklem (30)'da yerine yazılırsa

$$k^2 - \frac{\mu_o \nu}{\rho_s g} k - \frac{\mu_o \lambda}{\rho_s g} = 0 \quad (31)$$

ifadesi elde edilir. Bu denklemin çözümü

$$k_1, k_2 = \frac{\mu_o \nu}{2\rho_s g} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{\mu_o \nu}{\rho_s g}\right)^2 + \frac{4\mu_o \lambda}{\rho_s g}} \quad (32)$$

Denklem (27)'deki λ keyfi değere sahiptir. λ reel, imajiner, kompleks olabilir. Sınır şartları verilmiş bir problem için λ , λ_n ile gösterilsin. Denklem (26) aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$b(t, x) = e^{\lambda_n t} (B_{n1} e^{k_{n1} x} + B_{n2} e^{k_{n2} x}) \quad (33)$$

Burada k_{n1} ve k_{n2} denklem (32)'deki λ_n 'ye ait k_1 ve k_2 dir. B_{n1} ve B_{n2} ise keyfi sabitlerdir. Denklem (20)'nin genel çözümü, denklem (22) ve denklem (33)'ün toplamıyla aşağıdaki gibi elde edilir.

$$b(t, x) = B_s e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)} + \sum_n e^{\lambda_n t} (B_{n1} e^{k_{n1} x} + B_{n2} e^{k_{n2} x}) \quad (34)$$

1.9.3. Sürekli Durum Çözümleri

Denklem (34) DHAM'un hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu için genel bir çözümdür ve hem geçici hem de sürekli (kararlı) durum çalışmasında kullanılabilir. Buradaki λ_n , verilen problemin sınır şartlarını içerecek bir şekilde seçilmelidir. Motorun sürekli çalışması için denklem (34)'deki tüm terimler sürekli olmalıdır. Bu yüzden λ_n sanal bir sayı olmalı ve reel kısım içermemelidir. Tek besleme kaynağı primer akımı ve primer akımın açısal frekansı ω olduğu için λ_n , sadece $j\omega$ değerini alır.

$$\lambda_n = \lambda = j\omega \quad (35)$$

Denklem (35), denklem (32)'de yerine koyulursa,

$$k_1, k_2 = \frac{\mu_o V}{2\rho_s g} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{\mu_o V}{\rho_s g}\right)^2 + 4j \frac{\omega \mu_o}{\rho_s g}} \quad (36)$$

ifadesi elde edilir. Bu denklemde bulunan kök içerisindeki ifade şu şekilde tanımlanabilir.

$$\sqrt{\left(\frac{\mu_o V}{\rho_s g}\right)^2 + 4j \frac{\omega \mu_o}{\rho_s g}} = X + jY \quad (37)$$

Burada X ve Y reel pozitif sayılardır. Denklem (36) ve (37)'den,

$$k_1 = \frac{\mu_o V - \rho_s g X}{2\rho_s g} - j \frac{Y}{2} = -\frac{1}{\alpha_1} - j \frac{\pi}{\tau_e} \quad (38)$$

$$k_2 = \frac{\mu_o V + \rho_s g X}{2\rho_s g} + j \frac{Y}{2} = \frac{1}{\alpha_2} + j \frac{\pi}{\tau_e} \quad (39)$$

elde edilir. Burada kullanılan α_1 , α_2 ve τ_e büyüklükleri aşağıdaki ifade edilirler.

$$\alpha_1 = \frac{2\rho_s g}{\rho_s g X - \mu_0 v} \quad (40)$$

$$\alpha_2 = \frac{2\rho_s g}{\rho_s g X + \mu_0 v} \quad (41)$$

$$\tau_e = \frac{2\pi}{Y} \quad (42)$$

Denklem (38)-(42), denklem (34)'de yerlerine koyulursa DHAM'un sürekli (kararlı) durum çözümü aşağıdaki gibi elde edilir.

$$b = B_s e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)} + B_1 e^{(-\frac{x}{\alpha_1})} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau_e} x)} + B_2 e^{(\frac{x}{\alpha_2})} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{\tau_e} x)} \quad (43)$$

Denklem (43)'deki üç terim de t zamanına göre kararlıdır. İlk terim denklem (22)'de verilen normal yürüyen dalgadır. Buradaki B_s , $B_s e^{j\delta_s}$ ile ilgilidir. B_1 ve B_2 sınır şartlarından hesaplanabilen t'nin keyfi fonksiyonlarıdır. α_1 , α_2 e τ_e pozitif değerlerdir. Denklem (43)'ün ikinci terimi zayıflatma sabiti $1/\alpha_1$ ve yarım dalga boyu τ_e olan x ekseninin pozitif yönünde hareket eden (ilerleyen) zayıflatma dalgasıdır. Üçüncü terim ise, zayıflatma sabiti $1/\alpha_2$ ve yarım dalga boyu τ_e olan x ekseninin negatif yönünde hareket eden (ilerleyen) zayıflatma dalgasıdır. B_1 dalgası çekirdeğin süreksizliği yüzünden giriş ucunda, B_2 dalgası çıkış ucunda meydana gelmektedir. Bundan dolayı bu iki dalgaya uç etkisi dalgaları denir. Her iki uç etkisi dalgası da güç kaynağı ile aynı ω frekansına sahiptir. Bunun yanında iki uç etkisi dalgası da aynı yarım dalga boyu τ_e 'ye sahiptirler. Bu τ_e yarım dalga boyu, birincil (primer) sargı yarım dalga boyu olan τ 'dan farklıdır. Uç etkisi dalgalarının ilerleme hızı denklem (44)'de verilmiştir.

$$v_e = \frac{\omega \tau_e}{\pi} = v_s \frac{\tau_e}{\tau} = 2f \tau_e \quad (44)$$

τ_e sekonder levha hızının fonksiyonu olduğu için v_e uç etkisi dalgasının hızı da v 'nin fonksiyonudur. Denklem (35)'in reel kısmı sanal kısmından çok büyük olduğunda aşağıdaki gibi yaklaşımlar yapılabilir.

$$\sqrt{\left(\frac{\mu_o v}{\rho_s g}\right)^2 + 4j \frac{\omega \mu_o}{\rho_s g}} \approx \frac{\mu_o v}{\rho_s g} - \frac{2\omega}{v}, \quad \frac{\mu_o v^2}{4\omega \rho_s g} \gg 1 \text{ için} \quad (45)$$

Denklem (35) ve (45) karşılaştırılırsa,

$$\left. \begin{aligned} X &\approx \frac{\mu_o v}{\rho_s g} \\ Y &\approx \frac{2\omega}{v} = \frac{4\pi f}{v} \end{aligned} \right\} \quad (46)$$

elde edilir. Denklem (46)'daki Y değeri denklem (42)'de yerine yazılırsa,

$$\tau_e \approx \frac{v}{2f} = \tau(1-s) \quad (47)$$

elde edilir. Burada s kaymadır. Denklem (40), denklem (43)'de yerine yazılırsa,

$$v_e \approx v_s(1-s) = v \quad (48)$$

elde edilir. Bu denklem gösteriyor ki uç etkisi dalgalarının hızı, yüksek hızlı motorlarda sekonder levhası hızı ile aynıdır. Fakat, düşük hızlı motorlarda v_e , v 'den çok daha büyük olabilir.

Denklem (43)'deki B_s , B_1 ve B_2 değerleri t 'nin kompleks değişkenleridir. B_s , denklem (22)'deki $B_s e^{j\delta_s}$ 'e eşittir. B_1 ve B_2 değerleri sınır şartlarıyla belirlenir. B_1 ve B_2 'yi belirlemek için iki sınır şartı gereklidir. Bir şart, primer demir çekirdekten çıkan toplam akı miktarının sıfır olmasından elde edilir. Eğer akı demir çekirdeğin arka ve yanlarından çıkmıyor ve hava aralığının iki ucunda toplanmıyorsa (saçaklanmıyorsa) sadece hava aralığında oluşur ve aşağıdaki ifade edilir.

$$\int_0^L b dx = 0 \quad (49)$$

L: x eksenini yönündeki çekirdek uzunluğu

Diğer sınır şartı da aşağıda belirtildiği gibidir.

$$b|_{x=0} = -\frac{\rho_s}{\nu} j_i \Big|_{x=0} \quad (50)$$

Denklem (43)'de, B_s terimi normal ileri yöndeki dalgadır ve B_1 terimi ileri yönde giriş ucunda üretilen giriş uç etkisi dalgasıdır. B_2 terimi ise çıkış ucunda üretilen ters yöndeki çıkış uç etkisi dalgasıdır. Giriş uç etkisi dalgası x ekseninin pozitif yönünde ilerlerken zayıflar. Giriş uç etkisi dalgasının etki mesafesi α_1 dir. Çıkış uç etkisi dalgası x ekseninin negatif yönünde ilerlerken zayıflar. Çıkış uç etkisi dalgasının etki mesafesi α_2 dir. Denklem (40) ve (41)'den görüldüğü üzere $\alpha_1 \gg \alpha_2$ dir. α_1 etki mesafesi L çekirdek boyundan çok kısa olmadığı zaman giriş uç etkisi dalgası hava aralığının çıkış ucuna erişebilir. Özellikle yüksek hızlı motorlarda görülür. Diğer taraftan α_2 çok kısadır ve her zaman L çekirdek boyundan kısadır. Bu koşullar altında B_2 çıkış uç etkisi dalgası hiçbir zaman giriş ucuna ulaşamaz. B_1 giriş uç etkisi dalgası çekirdeği tümüyle kaplar ve bundan dolayı hava aralığındaki manyetik alan ve motor performansı üzerindeki etkisi önemlidir. Diğer taraftan B_2 çıkış uç etkisi dalgası sadece çıkış ucu yakınlarında varlığını gösterir ve B_2 'nin etkisi çok küçüktür.

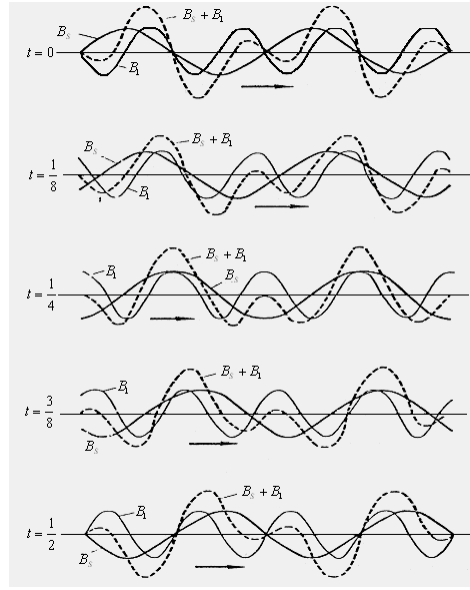
Yüksek hızda denklem (50) aşağıdaki gibi olur.

$$b|_{x=0} = 0 \quad (51)$$

Giriş ucu yakınlarında B_2 çıkış uç etkisi dalgasının varlığı ihmal edilebilir ve denklem (51)

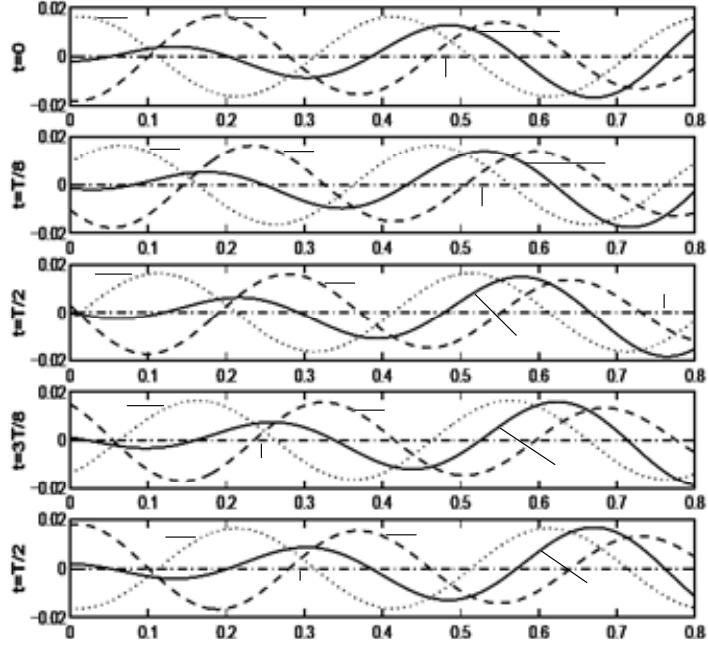
$$B_1 = -B_s \quad , \quad x = 0 \text{ için} \quad (52)$$

olur. Bunun anlamı, hava aralığı giriş ucunda B_1 giriş uç etkisi dalgası, B_s normal dalgası ile eşit genlikte fakat aralarında 180° faz farkı bulunmaktadır. B_1 giriş uç etkisi dalgasının hızı v_e ve B_s normal dalgasının hızı v_s 'den farklı olmasından dolayı, bu iki dalga hava aralığında hareket ettikleri müddetçe aralarındaki bağıl faz farkı da değişecektir. α_1 etki mesafesi L çekirdek boyundan çok büyük ve $v_e = 0.5v_s$ olduğu zaman B_1 ve B_s 'nin hava aralığındaki değişimleri Şekil 22.'deki gibi olacaktır.



Şekil 22. Normal dalga (B_s), Giriş uç etkisi dalgası (B_1), Toplam dalga (B_s+B_1)

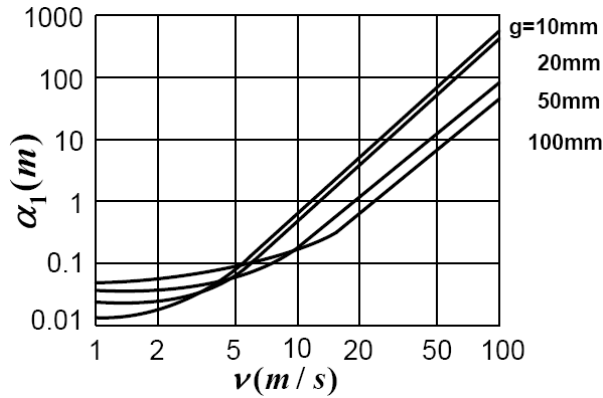
Toplam manyetik alan yoğunluğu giriş ucunda sıfıra yakın ve maksimum değeri, B_s normal dalga genliğinin iki katına ulaşabilmektedir. Yüksek hızlı motorlarda B_1 ve B_s dalgalarının hızı aynıdır. Bu durumda kayma sıfırdır. Aralarındaki faz kayması çekirdek boyunca sabit kalacak ve α_1 , L 'den çok büyük olduğu vakit birbirlerini yok edeceklerdir. Bu yüzden hava aralığındaki manyetik alan çekirdek boyunca çok küçük olacak ve senkron hızı yakınlarında performans çok zayıf olacaktır. Kayma değeri $s=0.1$ için manyetik dalga şekilleri Şekil 23.'de gösterilmiştir.



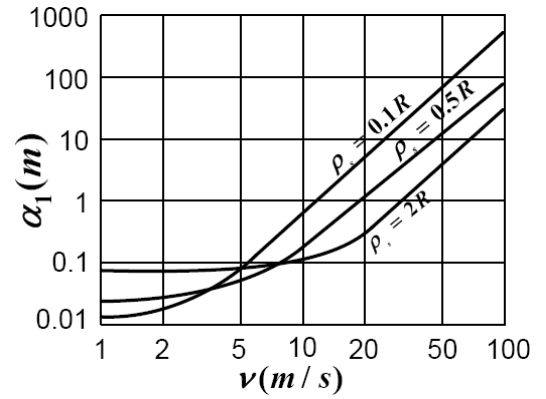
Şekil 23. Normal dalga (B_s), Giriş uç etkisi dalgası (B_1), Toplam dalga (B_s+B_1), $s=0.1$ için

1.9.4. Hava Aralığındaki Manyetik Alanın Hesaplanması ve Çıkan Sonuçlar

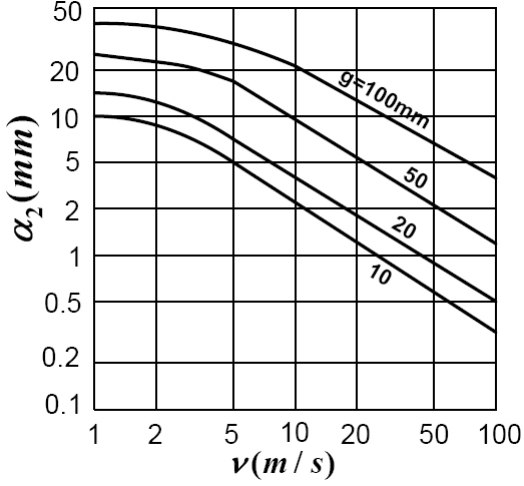
B_1 ve B_2 dalgalarının giriş veya çıkış ucundan hava aralığı alanına olan etkileri α_1 ve α_2 etki mesafeleri olarak ölçülür. Şekil 24., 25., 26. ve 27.'de kaynak frekansı 50Hz olması durumunda hesaplanan sonuçlar gösterilmiştir.



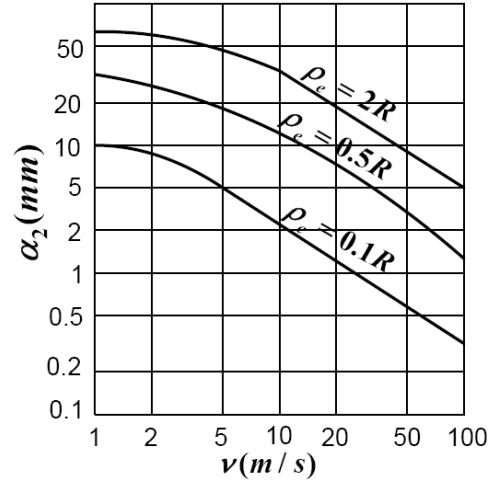
Şekil 24. v hız değerinin değişimine karşı α_1 etki mesafesindeki değişim



Şekil 25. v hız değerinin α_1 etki mesafesine karşı değişimi



Şekil 26. v hız değerinin değişimine karşı α_2 etki mesafesindeki değişim



Şekil 27. v hız değerinin α_2 etki mesafesindeki değişim

Şekil 24.'de ρ_s sekonder levha yüzey direnci, 5mm'lik bakır levhaya karşılık gelen $3,38 \cdot 10^{-6} \Omega$ 'luk değerdir. g hava aralığı genişliği her eğri için belirtilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere sekonder levhanın hızının artmasıyla α_1 de artar. 100m/s civarında bir v hız değeri için α_1 çok büyüktür. Örneğin, $g = 20$ mm için $\alpha_1 \approx 200$ m'dir. α_1 'in bu değeri primer çekirdek boyundan çok büyüktür ve primer çekirdeğin tamamında etkilidir.

Şekil 25.'de ρ_s sekonder levha yüzey direnci her bir eğri için parametre olarak verilmektedir. $\alpha_1 - v$ karakteristik eğrileri düşük ve yüksek hız bölgeleri için oldukça farklı olduğu Şekil 24. ve 25.'deki görülmektedir. Karakteristik eğriler yüksek hızlarda, düşük hızlardakine göre daha dikeydir. g hava aralığı genişliği ve ρ_s sekonder levha yüzey direncinin etkileri iki bölgede oldukça farklıdır. Şekil 24.'deki yüksek hızlı bölgede g hava aralığı genişliği büyükken ρ_s sekonder levha yüzey direnci küçülür. Düşük hız bölgesinde tersi olur. Yüksek hızlı DHAM'lar düşük hızlı DHAM'lara göre oldukça farklı karakteristikler gösterir. Yüksek ve düşük hızlı DHAM'ları birbirlerinden ayırt etmeye yarayan eşitsizlik aşağıda verilmiştir.

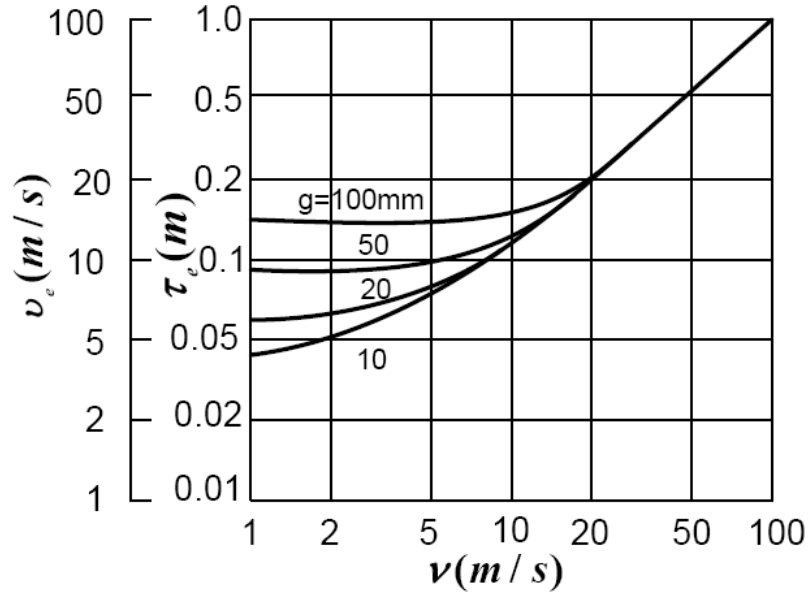
$$\frac{\mu_o v^2}{4\omega \rho_s g} \gg 1 \quad (53)$$

Şekil 24. ve 25.'deki kullanılan değerler denklem (53)'de yerine yerleştirirsek,

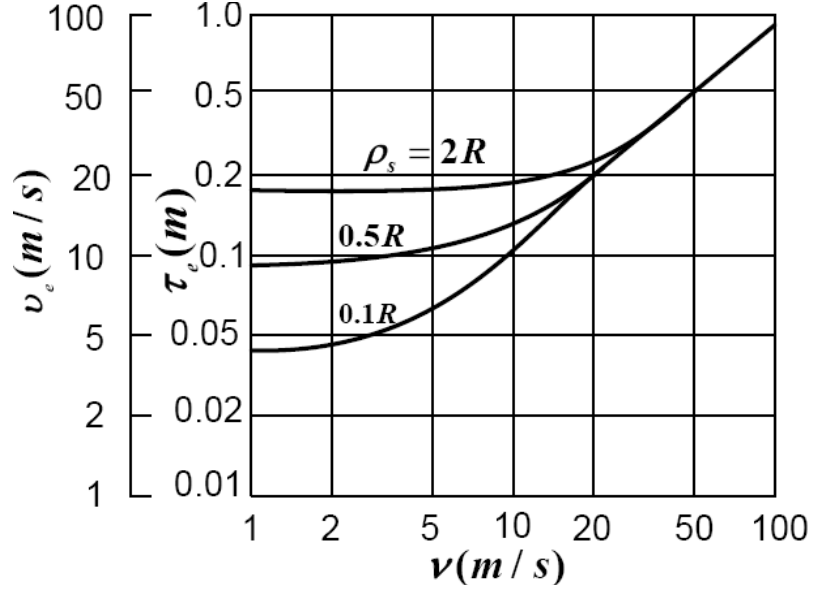
$$\frac{\mu_0 v^2}{4\omega \rho_s g} = \frac{4\pi * 10^{-7} * 10^2}{4 * 2\pi * 50 * 3.38 * 10^{-6} * 0.02} \approx 1,5$$

bulunur. Burada $\omega = 2\pi * 50$, $v = 10 \text{ m/s}$, $\rho_s = 3.38 * 10^{-6} \Omega$ ve $g = 0.02 \text{ m}$ dir. Denklem (53)'deki eşitsizlik yüksek hızlı DHAM'ları için geçerlidir. Şekil 26. ve 27. çıkış uç etkisi dalgasının α_2 yayılma mesafesini göstermektedir. α_2 yayılma mesafesi, α_1 yayılma mesafesine göre çok daha küçüktür. v hızı arttıkça α_2 yayılma mesafesi daha da azalmaktadır. α_1 'de durum tam tersidir. Çıkış uç etkisi dalgası hava aralığının çıkış ucunda üretilir ve normal dalganın ters yönünde hareket eder. α_2 'nin çok küçük olması ve çok hızlı zayıflamasından dolayı, sadece çıkış ucu yakınlarında fark edilebilir.

τ_e yarım dalga boyu her iki uç etkisi dalgası için de aynıdır. Şekil 28. ve 29.'da hesaplanan değerler gösterilmiştir. Düşük ve yüksek hız bölgeleri için hesaplanan sonuçların farklılık arz ettiği açıkça ortadadır. Yüksek hız bölgesinde yarım dalga boyu τ_e şekilde gösterilen parametrelerden etkilenmez ama düşük hız bölgesinde etkilenir.



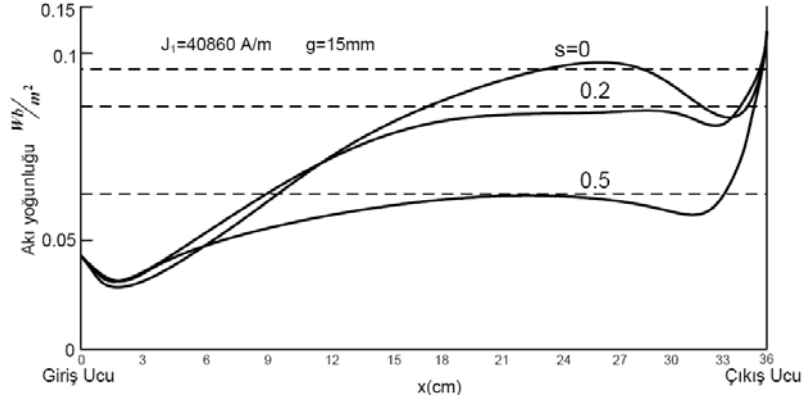
Şekil 28. Uç etkisine ait τ_e ve v_e 'nin v motor hızına karşı hesaplanan değerleri



Şekil 29. Uç etkisine ait τ_e ve v_e 'nin v motor hızına karşı hesaplanan değerleri

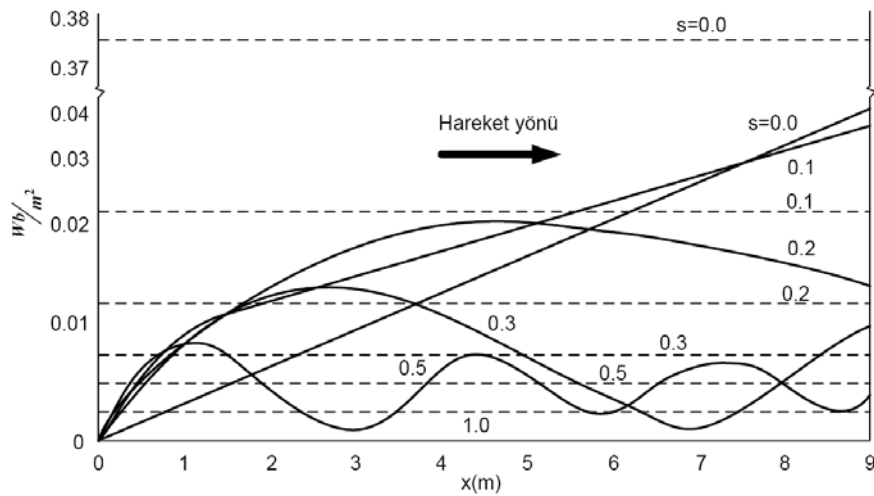
Yüksek hız bölgesinde, yarım dalga boyu τ_e denklem (47) ile, uç etkisi dalgasının hızı v_e denklem (48) ile verilir ve uç etkisi dalgası sekonder levhanın hızıyla ilerler. Bu giriş uç etkisi dalgasının sekonder levha ile taşındığını gösterir. Bir başka anlatımla, sekonder levhadan akan DA akım, giriş uç etkisi dalgasını uyarır. Bu durum giriş uç etkisi dalgasının yüksek hız bölgesinde geçerlidir. Düşük hız bölgesinde yarım dalga boyu, denklem (47) ile hesaplanandan daha uzundur ve Şekil 28. ve 29.'da gösterildiği gibi parametrelerden etkilenir. Bu durum uç etkisi dalgasının düşük hız bölgesinde sekonder levhadan daha hızlı gitmesi demektir. Sonuç olarak giriş uç etkisi dalgasını senkron hızdan daha büyük hızda ilerler ve senkron veya daha yüksek hızlarda önemli güçlerin üretilmesine sebep olur.

Hava aralığındaki manyetik alan, (B_s) normal dalgası, (B_1) giriş uç etkisi dalgası ve (B_2) çıkış uç etkisi dalgası toplamıdır. Sonuç akı yoğunluğu dağılımının bir örneği Şekil 30.'da gösterilmiştir.



Şekil 30. Düşük hızlı motorlar için hesaplanan manyetik akı yoğunluğu dağılımı

Sadece normal dalga varken, hava aralığındaki akı yoğunluğu dağılımı düzenli ve primer çekirdeğin tamamını kapsar. Akı yoğunluğu giriş ucunda zayıflamakta, çıkış ucunda ise oldukça kuvvetlenmektedir. Bu örnekte senkron hızı 9 m/s olan düşük hızlı motor kullanılmıştır. B_1 dalgası giriş ucunda alanı zayıflatmaktadır ve zayıflatma kaymaya bağlı olarak uzamaktadır. B_2 dalgası çıkış ucu civarında alanı güçlendirmekte ve çıkış ucunda kısa bir mesafede eğride çukur oluşturmaktadır. Şekil 31.'de senkron hızı 150 m/s olan yüksek hızlı motorlar için hesaplanan akı dağılımı eğrileri gösterilmektedir. Şekil 30.'daki eğriler Şekil 31.'dekenden farklıdır. Burada monoton bir artma yerine periyodik bir dalgalanma vardır. Bu dalgalanmanın sebebi, B_1 dalgasının yayılma boyu α_1 'in çekirdek boyundan çok büyük olmasıdır.



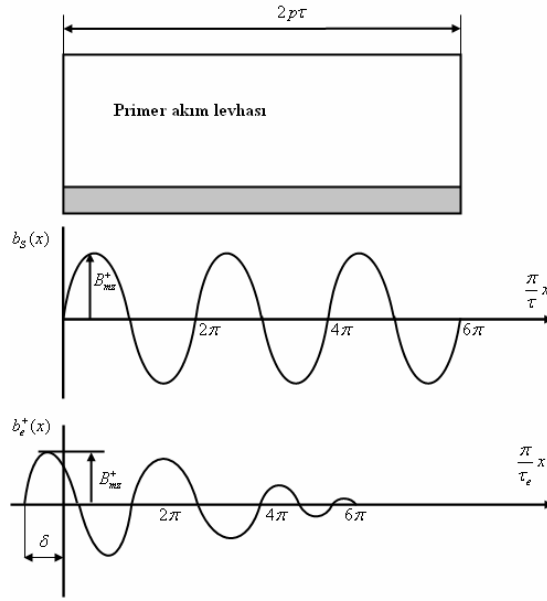
Şekil 31. Yüksek hızlı motor için B dağılımı

1.9.5. k_e Uç Etki Faktörü

Hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$b(t, x) = B_s \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) + B_1 e^{-\frac{x}{\alpha_1}} \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau_e} x + \delta) \quad (54)$$

Denklem (54) ile tanımlanan dalgaların şekilleri Şekil 32.'de gösterilmiştir.



Şekil 32. Manyetik akı yoğunluğu dalgalarının boşluk dağılımı

B_s , senkron hızı $v_s = 2f\tau$ olan ve hareket eden dalganın tepe değeridir. B_1 , giriş ucunda meydana gelen hareketli, hızı $v_e = 2f\tau_e$ olan ve sönümlenen dalganın tepe değeridir. Burada dikkat edilmesi gereken hususlar, giriş ucu dalgası için kutup adımı olan τ_e 'nin çalışma şartlarına göre değişmesi ve makinanın girişinde, giriş ucu etkisi dalgası senkron hızlı dalgadan δ kadar ileridedir. Manyetik akı yoğunluğu dalgalarının birincil (primer) sargısında aşağıdaki gibi elektromotor kuvveti indüklerler.

$$e = e_s + e_1 = -E_s \cos \omega t - E_1 \cos \omega t \quad (55)$$

e_s ile E_s , B_s 'den ve e_1 ile E_1 , B_1 'den dolayı meydana gelmektedir. Uç etki faktörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$e = -E_s(1 - k_e) \cos \omega t \quad (56)$$

$$k_e = \frac{E_1}{E_s} \quad (57)$$

Uç etki faktörü k_e ile ilgili denklem takımları elde edebilmek için aşağıdaki kabuller yapılır.

- $2p\tau_e$ kadar mesafeden sonra uç etkisi dalgası etkin değer olarak sıfırdır.
- Bütün manyetik ve elektriksel ifadeler zamanla değişen sinüzoidal değerlerdir.
- v_o 'a kadar olan hızlarda ($0 \leq v_o \leq v_s$) uç etki dalgası primerde gerilim indüklememektedir.
- $\alpha \rightarrow \infty$ ve $\tau_e = \tau$ limitlerinde giriş ucu etki dalgası senkron hızlı dalgayı yok etmektedir.
- Her fazdan geçen akı miktarı aynıdır.

Kabul (a), uç etkisi dalgasının x eksenini boyunca zor sönümlenmesine dayanmaktadır. Kabul (b)'de belirtilen ifadelerle rağmen uygun dönüşümler yapılarak manyetik ve elektromotor kuvveti gibi değerler sinüzoidal olmayan ifadeler elde edilebilir. Kabul (c), düşük hızlı DHAM'larda uç etkisinin çok az etkili olacağını belirtmektedir. Kabul (d) ile bir sınır koşulu ortaya koyulmuştur. Kabul (e), her fazda aynı elektromotor kuvvetinin indüklendiğini vurgulamaktadır.

Primer çekirdeğin eni D ve faz başı etkin sarım sayısı Nk_w kadar olan DHAM'un faz başına hava aralığı ani elektromotor kuvvet (EMK) değeri aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} e_s &= -pN_p k_w D \frac{d}{dt} \left\{ \left[\int_0^{\tau} B_s \sin\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) dx \right] \sin \omega t \right\} \\ &= -2\pi f N k_w \frac{2}{\pi} \tau D B_s \cos \omega t = -E_s \cos \omega t \end{aligned} \quad (58)$$

1.9.6. Uç Etkisi Manyetik Akı Yoğunluğu Dalgasının (B) Oluşturduğu Elektromotor kuvveti (EMK)

Kutup başı manyetik akı, x eksenini boyunca uç etkisi manyetik akı yoğunluğu dalgası söndüğü için, τ_e yarım dalga boyuna bağlı olarak her aralıkta değişmektedir. Kabul (b) kullanılırsa, $(2k-2)\tau_e \leq x \leq (2k-1)\tau_e$ ($k=1,2,3,\dots$ için) aralığında kutup başı manyetik akı değerleri aşağıdaki gibi olur:

I. $k=1$ için

$$\begin{aligned}\phi_{e1} &= DB_1 \sin \omega t \int_0^{\tau_e} e^{-\frac{x}{\alpha_1}} \sin\left(\frac{\pi}{\tau_e} x + \delta\right) dx \\ &= \frac{DB_1 \sin \omega t}{\frac{1}{\alpha_1^2} + \left(\frac{\pi}{\tau_e}\right)^2} (1 + e^{-\frac{\tau_e}{\alpha_1}}) f(\delta) \quad , \quad f(\delta) = \frac{1}{\alpha_1} \sin \delta + \frac{\pi}{\tau_e} \cos \delta\end{aligned}\quad (59)$$

II. $k=p$ için

$$\begin{aligned}\phi_{e(2p-1)} &= DB_1 \sin \omega t \int_{(2p-2)\tau_e}^{(2p-1)\tau_e} e^{-\frac{x}{\alpha_1}} \sin\left(\frac{\pi}{\tau_e} x + \delta\right) dx \\ &= \frac{DB_1 \sin \omega t}{\frac{1}{\alpha_1^2} + \left(\frac{\pi}{\tau_e}\right)^2} (e^{-\frac{(2p-2)\tau_e}{\alpha_1}} + e^{-\frac{(2p-1)\tau_e}{\alpha_1}}) f(\delta)\end{aligned}\quad (60)$$

$(2k-1)\tau_e \leq x \leq 2k\tau_e$ ($k=1,2,3,\dots$ için) aralığında kutup başı manyetik akı değerleri aşağıdaki gibi olur:

I. $k=1$ için

$$\begin{aligned}\phi_{e2} &= DB_1 \sin \omega t \int_{\tau_e}^{2\tau_e} e^{-\frac{x}{\alpha_1}} \sin\left(\frac{\pi}{\tau_e} x + \delta\right) dx \\ &= \frac{DB_1 \sin \omega t}{\frac{1}{\alpha_1^2} + \left(\frac{\pi}{\tau_e}\right)^2} (e^{-\frac{\tau_e}{\alpha_1}} + e^{-\frac{2\tau_e}{\alpha_1}}) f(\delta)\end{aligned}\quad (61)$$

II. $k = p$ için

$$\begin{aligned}\phi_{e2p} &= DB_1 \sin \omega t \int_{(2p-1)\tau_e}^{2p\tau_e} e^{-\frac{x}{\alpha_1}} \sin\left(\frac{\pi}{\tau_e} x + \delta\right) dx \\ &= \frac{DB_1 \sin \omega t}{\frac{1}{\alpha_1^2} + \left(\frac{\pi}{\tau_e}\right)^2} \left(e^{-\frac{(2p-1)\tau_e}{\alpha_1}} + e^{-\frac{2p\tau_e}{\alpha_1}}\right) f(\delta)\end{aligned}\quad (62)$$

Her iki aralıkta oluşan manyetik akılar birbirlerine eşit olması gerekir.

$$\begin{aligned}\phi_{e1} + \phi_{e2} &= 0 \\ \phi_{e3} + \phi_{e4} &= 0 \\ \vdots \\ \phi_{e(2p-1)} + \phi_{e2p} &= 0\end{aligned}\quad (63)$$

Manyetik akı yoğunluğu dağılımının her $2\tau_e$ dalga uzunluğu boyunca sinüzoidal olduğu, ama genliğinin devamlı olarak değiştiği düşünülmektedir. Denklem (63) ve manyetik akı değerlerinden kutup başı akı için aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$\begin{aligned}1 + e^{-\frac{\tau_e}{\alpha_1}} &\neq e^{-\frac{\tau_e}{\alpha_1}} + e^{-\frac{2\tau_e}{\alpha_1}} \\ \vdots \\ e^{-\frac{(2p-2)\tau_e}{\alpha_1}} + e^{-\frac{(2p-1)\tau_e}{\alpha_1}} &\neq e^{-\frac{(2p-1)\tau_e}{\alpha_1}} + e^{-\frac{2p\tau_e}{\alpha_1}}\end{aligned}\quad (64)$$

Denklem (64)'deki eşitsizliğin sağ ve solunda bulunan ifadeler birbirine eşit değildir.

Manyetik akı sürekliliğini sağlamak için e_e ifadesi aşağıdaki gibi yazılır.

$$e_e = -2\pi f \frac{N}{p} \frac{\tau_e}{\tau} k_{we} \frac{DB_1}{\frac{1}{\alpha_1^2} + \left(\frac{\pi}{\tau_e}\right)^2} f(\delta) 2 \left(e^{-\frac{\tau_e}{\alpha_1}} + e^{-\frac{3\tau_e}{\alpha_1}} + \dots + e^{-\frac{(2p-1)\tau_e}{\alpha_1}}\right) \cos \omega t \quad (65)$$

Denklem içindeki ifadeler yeniden düzenlenirse

$$\begin{aligned}
e_e &= -2\pi f N k_{we} \frac{\tau_e}{\tau} \frac{DB_1}{\frac{1}{\alpha_1^2} + \left(\frac{\pi}{\tau_e}\right)^2} f(\delta) 2e^{-\frac{p\tau_e}{\alpha_1}} \frac{\sinh\left(\frac{p\tau_e}{\alpha_1}\right)}{p \sinh\left(\frac{\tau_e}{\alpha_1}\right)} \cos \omega t \\
&= -E_1 \cos \omega t
\end{aligned} \tag{66}$$

elde edilir.

1.9.7. Primerde İndüklenen Toplam EMK

$B_1 = B_s$ ($x = 0$) alınarak birincil (primer) sargılarında indüklenen toplam EMK elde edilir.

$$e = -\sqrt{2}E_s \cos \omega t - \sqrt{2}E_s (-k_e) \cos \omega t = -\sqrt{2}E_s (1 - k_e) \cos \omega t \tag{67}$$

B_s genlikli hareketli alandan dolayı meydana gelen EMK'nın etkin değeri aşağıdaki gibidir.

$$E_s = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \frac{2}{\pi} f N D B_s \tau k_w \tag{68}$$

Uç etki faktörü yapılan irdelemeler sonunda aşağıdaki gibi olur.

$$k_e = -\frac{k_{we}}{k_w} \frac{\frac{\pi\tau_e}{\tau^2}}{\frac{1}{\alpha_1^2} + \left(\frac{\pi}{\tau_e}\right)^2} f(\delta) e^{-\frac{p\tau_e}{\alpha_1}} \frac{\sinh\left(\frac{p\tau_e}{\alpha_1}\right)}{p \sinh\left(\frac{\tau_e}{\alpha_1}\right)} \tag{69}$$

Uç etki dalgası için uç etki faktörü ise

$$k_{we} = \frac{\sin\left(\frac{\pi\tau_e}{2m\tau_e}\right)}{q \sin\left(\frac{\pi\tau_e}{2mq\tau_e}\right)} \sin\left(\frac{\pi w_c}{2\tau_e}\right) \tag{70}$$

Burada kullanılan τ_e kutup adım aralığı ve α_1 etki mesafesi Yamamura tarafından bulunan ifadeler ile belirlenebilir.

$$\tau_e = \frac{2\pi}{Y} \quad (71)$$

$$\alpha_1 = \frac{2\rho_s g}{\rho_s g X - \mu_o v} \quad (72)$$

$$X = \sqrt[4]{\left(\frac{\mu_o v}{\rho_s g}\right)^4 + \left(\frac{4\omega\mu_o}{\rho_s g}\right)^2} \cos\left(0.5 \tan^{-1}\left(\frac{4\omega\rho_s g}{\mu_o v^2}\right)\right) \quad (73)$$

$$Y = \sqrt[4]{\left(\frac{\mu_o v}{\rho_s g}\right)^4 + \left(\frac{4\omega\mu_o}{\rho_s g}\right)^2} \sin\left(0.5 \tan^{-1}\left(\frac{4\omega\rho_s g}{\mu_o v^2}\right)\right) \quad (74)$$

Senkron hızla hareket eden manyetik akı yoğunluğu dalgası ile uç etki dalgası arasındaki δ faz açısı aşağıdaki sınır şartları uygulanarak tespit edilir.

(a) $0 \leq v_o \leq v_s$ aralığında $v = v_o$ için uç etkisi yoktur ($k_e = 0$). $k_e = 0$ için $\delta = \delta_o$ alınırsa faz fonksiyonu $f(\delta)$ aşağıdaki gibi olur (Kabul c).

$$\frac{1}{\alpha_1} \sin \delta_o + \frac{\pi}{\tau_e} \cos \delta_o = 0 \quad (75)$$

$$\delta_o = 180^\circ - \tan^{-1}\left(\pi \frac{\alpha_1}{\tau_e}\right)_{v=v_o} \quad (76)$$

Eğer $v_o = 0$ ise

$$\delta_o = 180^\circ - \tan(1) = 135^\circ \quad (77)$$

olur.

(b) Kabul (d)'yi kullanarak $k_{we} = k_w$ 'ye eşit olduğu ve böylece uç etki faktörü belirlenebilir.

$$\lim_{\alpha_1 \rightarrow \infty} e^{-\frac{p\tau_e}{\alpha_1}} = 1, \quad \lim_{\alpha_1 \rightarrow \infty} \frac{\sinh(\frac{p\tau_e}{\alpha_1})}{p \sinh(\frac{\tau_e}{\alpha_1})} = 1 \quad \text{için}$$

$$k_e = -\cos \delta \quad (78)$$

Eğer $\alpha_1 \rightarrow \infty$ ve $k_e \rightarrow 1$ ise $\delta = 180^\circ$ olur. Senkron hızla hareket eden manyetik akı yoğunluğundan kaynaklanan EMK'daki düşmeyi ihmal etmek için $k_e = 1$ alınmalıdır.

Bundan dolayı da δ açısı $\delta_o \leq \delta \leq 180^\circ$ aralığında olacaktır. Pratik hesaplamalarda senkron hız $v_s \approx 150$ m/s iken $\delta = 180^\circ$ dir. Bundan dolayı δ , hızla değişen bir fonksiyon olarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\delta \approx \delta_o + cv_e \quad (79)$$

Buradaki δ_o denklem (76) ile ifade edilmiştir. c sabiti ise aşağıdaki gibidir.

$$c = \frac{1}{150} \tan^{-1} \left(\pi \frac{\alpha_1}{\tau_e} \right)_{v=v_o} \quad (80)$$

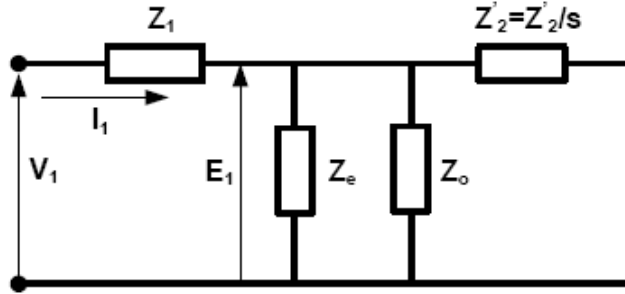
Dönüştürülmüş olan hız aşağıdaki ifade edilebilir.

$$v_e = \frac{v - v_o}{v_s - v_o} v_s, \quad v \geq v_o \quad \text{için} \quad (81)$$

$$v_e = 0, \quad v \leq v_o \quad \text{için} \quad (82)$$

1.9.8. Uç Etkili Eşdeğer Devre

Uç etkisini içeren eşdeğer devre Şekil 33.'de gösterilmiştir.



Şekil 33. Uç etkisini içeren T tipi DHAM eşdeğer devresi

Birincil (primer) sargı empedansı

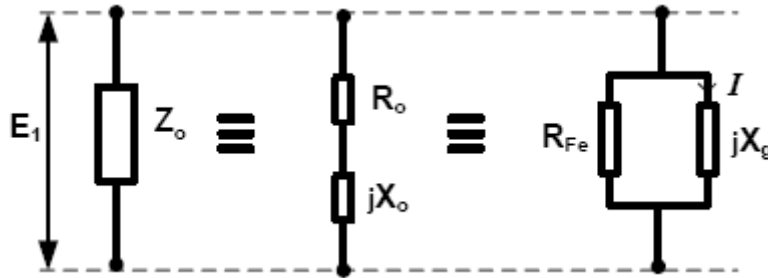
$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (83)$$

dır. Primere aktarılmış olan sekonder devre empedansı

$$Z_2' = R_2' + jX_2' = \frac{Z_2'(s)}{s} = \frac{R_2'(s)}{s} + j \frac{X_2'(s)}{s} \quad (84)$$

dır. Dik kol empedansı

$$Z_o = R_o + jX_o, \quad R_o = \frac{R_{Fe} X_g^2}{R_{Fe}^2 + X_g^2}, \quad X_o = \frac{R_{Fe}^2 X_g}{R_{Fe}^2 + X_g^2}, \quad R_{Fe} = \frac{m_1 E_1^2}{\Delta P_{1Fe}}, \quad X_g = \frac{E_1}{I_\phi} \quad (85)$$



Şekil 34. Dik kol empedansı eşdeğer devresi

dır. Primere aktarılmış olan sekonder devre empedansı ile dik kol empedansının bileşkesi

$$Z_t = \frac{Z_o Z_2'}{Z_o + Z_2'} \quad (86)$$

dır. Uç etkisini içeren empedans

$$Z_e = \frac{1 - k_e}{k_e} Z_t \quad (87)$$

$s = 1$ 'de uç etki faktörü sıfıra giderken Z_e uç etki empedansı sonsuza yaklaşmaktadır. Eşdeğer devreden hesaplanan etkin elektromotor kuvvet denklemi aşağıda verilmiştir.

$$E = I \frac{Z_e Z_T}{Z_e + Z_T} = (1 - k_e) E_s \quad (88)$$

$$E_s = I Z_T \quad (89)$$

k_e 'nin değişimi ile Z_e değişmekte, Z_e 'nin değişmesi eşdeğer empedansı değiştirmektedir. Bu nedenle elde edilen matematiksel modelde k_e 'ye bağlı değişen bütün parametreler için bir program oluşturularak ana analiz programına eklendi.

1.9.9. DHAM'un Modeli

Bir DHAM'un matematiksel modeli bir asenkron makine modeline benzemektedir. Benzer noktalardan hareketle aşağıdaki matematiksel model elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_r L_s - M^2} \begin{bmatrix} -L_r r_s & [M^2(\omega_e - \frac{\pi}{\tau} V_r)] & Mr_r \\ -[M^2(\omega_e - \frac{\pi}{\tau} V_r) - L_r L_s \omega_e] & -L_r r_s & L_r M \frac{\pi}{\tau} V_r \\ Mr_s & ML_s \frac{\pi}{\tau} V_r & -L_s r_r \\ -L_s M \frac{\pi}{\tau} V_r & Mr_s & -[M^2 \omega_e - L_s L_r (\omega_e - \frac{\pi}{\tau} V_r)] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_s L - r - M^2} \begin{bmatrix} L_r & 0 & -M & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M \\ -M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix}$$

$$F_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{p}{2}\right)\left(\frac{\pi}{2}\right)M (i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad (90)$$

$$F_e - F_L = m \frac{dv_r}{dt} + \beta \frac{\pi}{\tau} V_r$$

Yukarıda verilen denklem takımlarının çözülmesiyle ve k_e 'nin değişmesi sonucu etkilenen parametreler de göz önünde tutularak, bu modelin uç etkili ve uç etkisiz karakteristikleri elde edilir.

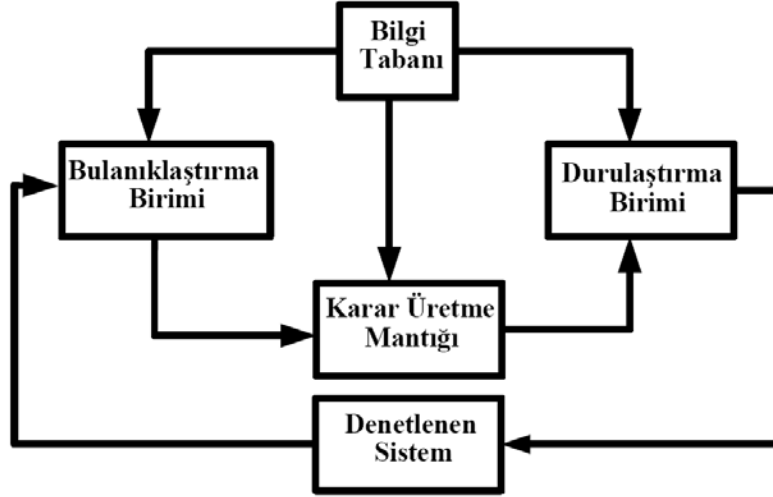
1.10. Bulanık Mantık ve Bulanık Kontrol

1.10.1. Giriş

Bulanık mantık, sistemde girişi çıkışta göstermenin uygun yöntemidir. Sistemin belirli bir karakteristik eğilime sahip olması önemli değildir. Sistem içerisindeki problem, kesin matematiksel ifadeler ile ortaya koyula biliniyorsa bulanık mantığın kullanılmasına gerek yoktur. Ne zaman problem karmaşık, belirsiz ve problemin kesin olmayan tarafları bulunuyorsa, bulanık akıl yürütme, giriş ile çıkış arasındaki durumlardan kaynaklanan sistem hareketlerinin anlaşılmasına yardımcı olur [48]. Bulanık Mantık (BM) denetleyicilerin, kompleks ve doğrusal olmayan sistemler için en uygun olduğu pek çok çalışmada vurgulanmıştır.

1.10.2. Bulanık Mantık Kontrol

Genel Bulanık Mantık Denetim Sistem planı Şekil 35.'de gösterilmiştir.



Şekil 35. Bulanık Mantık Denetim Sistem planı [35].

Bulanık Mantık Kontrol dört ana bileşen içermektedir. Bunlar: Bulanıklaştırma Birimi, Bilgi Tabanı, Karar Üretme Mantığı, Durulaştırma Birimi.

1) *Bulanıklaştırma Birimi:*

Gerçek fiziksel değerleri dilsel ifadelerle dönüştürmektedir. Bulanıklaştırma operatörü, fiziksel değeri bulanık bir ifadeye dönüştürür. Bunun sonucunda ifade, belirlenmiş olan alan içerisinde bir üyelik değerine ve bu aralığın dışındaki tüm noktalarda sıfır üyelik değerine ve fonksiyonuna sahip olacaktır. Bulanıklaştırma birimi aşağıdaki işlevleri içermektedir.

- Giriş değişken (süreç çıkışı) değerlerinin ölçülmesi,
- Giriş değişkenlerinin değerlerinin ilgili söylev uzaylarına oranlarına ölçeklendirilmiş eşlemeyi gerçekleştirir. (Giriş değişkenlerinin evrensel kümeye karşı düşen seviyeye getirmek için ölçeklendirilmesi.)
- Bulanıklaştırma işlemini gerçekleştirir. Giriş değerlerini bulanık kural tablosunda görülebilecek olan uygun dilsel değerlere çevirir [36].

2) *Bilgi Tabanı:*

Bilgi tabanı, uygulama bölgesi bilgisini ve istenen kontrol hedef bilgilerini içermektedir. Bilgi tabanı, veri tabanı ve dilsel kontrol kural tabanına sahiptir.

- Bulanık mantık kontrolde dilsel kontrol kurallarının ve bulanık bilgi kullanımını için gerekli tanımları bilgi tabanı sağlar.
- Dilsel kontrol kuralları tabanı aracılığı ile kontrol hedeflerinin karakterize edilmesini sağlar.
- Veri tabanı, bulanıklaştırma birimi, kurallar ve durulama biriminin düzgün çalışması için gerekli olan bilgiyi tedarik eder. Bu bilgi, sistemin durumunu ve denetleme çıkış değişkenlerini belirten bulanık kümelerden yani üyelik fonksiyonlarından ve normalizasyon/denormalizasyon (ölçekleme) faktörleri ile birlikte fiziksel değerler ve onların normalize edilmiş değerlerinden oluşur.

3) *Karar Üretme Mantığı:*

Karar Üretme Mantığı, bulanık mantık kontrolün çekirdeğidir. Bulanık kavramlara dayanan insan kararını benzetme ve bulanık uzantıya dayanan bulanık kontrol olaylardan anlam çıkarma yeteneğine sahiptir [36].

4) *Durulaştırma Birimi:*

Durulaştırma Birimi, aşağıdaki işlevi yerine getirir.

- Durulaştırma, sonuçlandırılmış bulanık kontrol eyleminden bulanık olmayan kontrol eyleminin üretilmesini sağlar.

1.10.3. Bulanık Mantık Teorisi

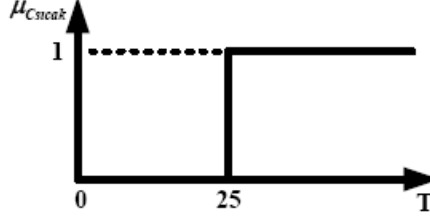
1.10.3.1. Bulanık Kümelere karşı Kesin Kümeler

Klasik matematik küme teorisi, kesin küme teorisi olarak da bilinir. Kesin küme iyi tanımlanmış sınırlara sahiptir. Küme sınırlarının yerinde ve kurallarında kesin olmayan hiçbir yapı yoktur. Herhangi bir elemanın üyelik değeri ya 0 yada 1 dir. Klasik kümelere bir elemandan diğerine geçiş, keskin ve aniden değişen üyelik dereceleri ile olmaktadır. Bu tanımlama aşağıdaki karakteristik fonksiyonla ifade edilir.

$$\mu_c : U \Rightarrow \{0,1\} \quad (91)$$

μ_c : Üyelik fonksiyonu

Sıcaklık 25°C veya büyük ise sıcak olarak ifade edildiğini gösterelim. 25°C den küçük olan herhangi bir sıcaklık sıcak değildir. Kesin kümenin üyelik fonksiyonu sıcak için aşağıda gösterilmiştir.

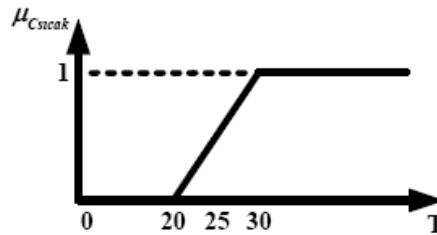


Şekil 36. Klasik küme üyelik derecesi fonksiyonu

Kesin kümeye zıt olarak bulanık küme iyi tanımlanmış sınırlara sahip değildir. Bunun yerine daha belirsizlik vardır veya biraz daha belirsiz sınırlara sahiptir denilebilir. Bulanık küme, küme içerisinde üyelik dereceleri değişen elemanlardan oluşur. Bulanık kümelerde, bir elemandan diğerine geçiş yumuşak ve süreklilik arz etmektedir. Bulanık küme tanımı aşağıdaki karakteristiklerle ifade edilir.

$$\mu_B : U \Rightarrow \{0-1\} \quad (92)$$

$\mu_{B_{sıcak}}$ 'ın karakteristik fonksiyonu düşünüldüğünde, insan bakış açısına göre üyelik değerleri değişir. Örneğin: 24°C yeterli bir sıcak ve 26°C sıcak fakat 30°C ve üst derecelere göre daha az sıcak. Bu sonuçlar, tam üyelikten (1) hiç üyeliğe (0) kadar basamaklı geçişi ortaya koymaktadır. Şekil 37., $\mu_{B_{sıcak}}$ bulanık kümesine ait $\mu_{B_{sıcak}}$ üyelik fonksiyonunu göstermektedir. Üyelik fonksiyonu doğrusal bir geçişe sahiptir. Her bir birey kendi düşüncesi doğrultusunda farklı bir geçiş inşa edebilir.



Şekil 37. $\mu_{B_{sıcak}}$ üyelik fonksiyonu

1.10.3.2. Bulanık Küme Çalışmaları

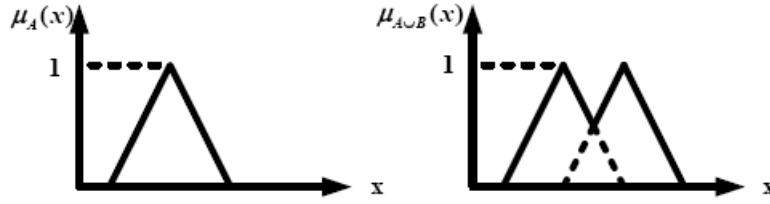
Geleneksel kesin kümelerde olduğu gibi mantıksal çalışmalar, birleşme, kesişme ve tümleyen özellikleri bulanık kontrol için kullanılabilirler.

Birleşme (Birleşim) İşlemi:

x değişken olmak üzere, $\mu_A(x)$ ve $\mu_B(x)$ üyelik fonksiyonlarına sahip olan A ve B gibi iki bulanık kümenin birleşmesi ile C bulanık kümesi oluşur. $C = A \cup B$ olarak yazılır ve ilgili üyelik fonksiyonu aşağıda gösterilmiştir.

$$\mu_C(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (93)$$

Denklem içerisinde kullanılan işleç, max işlecidir.



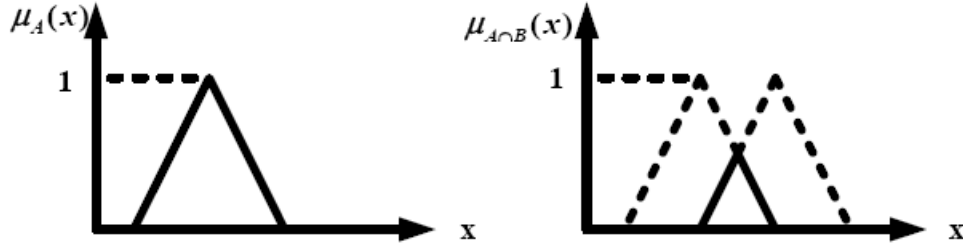
Şekil 38. Bulanık kümelerde birleşme

Kesişim İşlemi:

x değişken olmak üzere, $\mu_A(x)$ ve $\mu_B(x)$ üyelik fonksiyonlarına sahip olan A ve B gibi iki bulanık kümenin kesişmesi ile C bulanık kümesi oluşur. $C = A \cap B$ olarak yazılır ve ilgili üyelik fonksiyonu aşağıda gösterilmiştir.

$$\mu_C(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (94)$$

Denklem içerisinde kullanılan işleç, min işlecidir. Kesişim işlemi Şekil 39. ile gösterilmiştir.



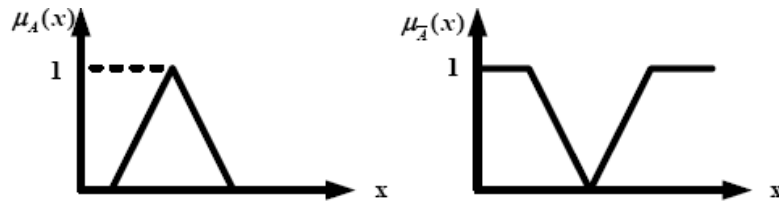
Şekil 39. Bulanık kümelerde kesişme

Tümleyen (Değilini alma İşlemi):

A bulanık kümenin tümleyeni \bar{A} ile gösterilmekte olup üyelik fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (95)$$

Tümleyen işlemi Şekil 40.'da anlatılmıştır.



Şekil 40. Bulanık küme ve bulanık kümenin tümleyeni

Bulanık Bağıntı (İlişkiler):

Bulanık Bağıntı A 'dan B 'ye doğru olup $\mu_R(x, y)$ üyelik fonksiyonu ile ifade edilir.

Bulanık Bağıntı kuralı aşağıdaki gibidir.

$$\mu_B(y) = \max \{ \min [\mu_R(x, y) \mu_A(x)] \} \quad (96)$$

1.10.3.3. Dilsel Değişkenler

Değişken değerleri numara olmayan fakat kelime veya cümle olanlara dilsel değişkenler denir. Dilsel değişken kendi içinde terimlere ayrılır. Örneğin, kontrol değişkeni aşağıdaki ifade edilebilir.

$U(\text{kontrol değişkeni}) = \{\text{Pozitif Büyük, Pozitif Orta, Pozitif Küçük, Çok Küçük, Negatif Küçük, Negatif Orta, Negatif Büyük}\}$

U içindeki her bir eleman bulanık kümeyi oluşturur. Benzer olarak, basınç örneğini oluşturabiliriz: $P = [100 \text{ psi} - 2300 \text{ psi}]$

Aşağıdaki terimlere bulanık küme ayrıştırılabilir.

$P(\text{basınç}) : \{\text{Çok Küçük, Küçük, Orta, Yüksek, Çok Yüksek}\}$

200 psi'nin altı basınç Çok Küçük

700 psi'ye yakın basınç Küçük

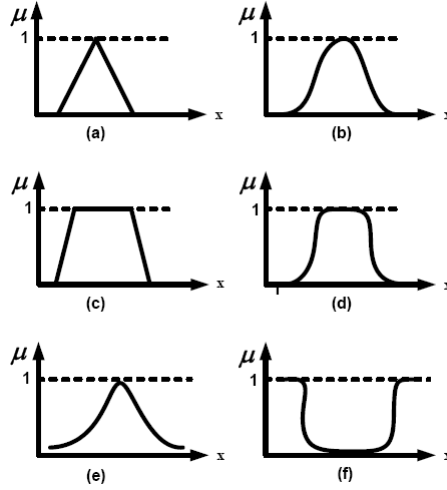
1050'ye yakın basınç Orta

1500'ye yakın basınç Yüksek

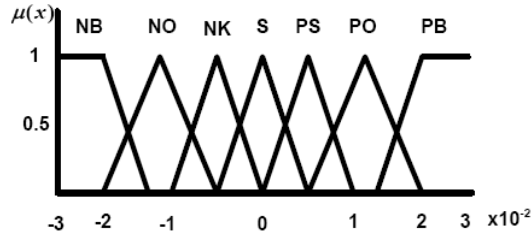
2200'ye yakın basınç Çok Yüksek

1.10.3.4. Üyelik Fonksiyonları

Bir bulanık kümenin karakteristik fonksiyonu üyelik fonksiyonudur. üyelik fonksiyonu değer aralığındaki her bir elamanın üyelik derecesini verir. x-ekseni, dilsel değişkenlerin kırılma noktalarını, y-ekseni dilsel değişkenler için üyelik değerlerini gösterir. Üyelik fonksiyonları için sıkça kullanılan şekiller tekdüze, üçgen, yamuk veya çan şekilli olanlardır. Üyelik fonksiyonları kullanıcı tarafından kullanıcının deneyimlerine, bakış açısına, kültürü...vb bağlı olarak belirlenir. Çeşitli üyelik fonksiyonu şekilleri Şekil 41.'de gösterilmiştir. İki kullanıcı için üyelik fonksiyonları aynı problem için farklı olabilir. Çoğu kontrol sistemlerinde bulanık mantık kontrolü giriş değişkenleri hata sinyalleri ve hata sinyallerinin türevleri veya onların entegralleridir. Değişkenler; Negatif Büyük (NB), Negatif Orta (NO), Negatif Küçük (NK), Sıfır (S), Pozitif Sıfır (PS), Pozitif Orta (PO), Pozitif Büyük (PB) şeklinde olabilir. Değişkenlerin oluşturduğu üçgen üyelik fonksiyonları kümesi Şekil 42.'de verilmiştir.

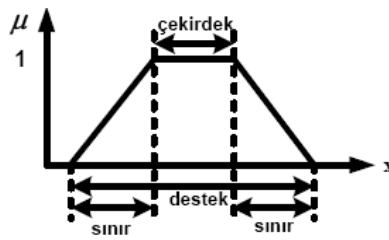


Şekil 41. Çeşitli üyelik fonksiyonları: (a) Üçgen, (b) Gaussian, (c) Yamuk, (d) Çan, (e) Cauchy, (f) Sigmoid



Şekil 42. Üçgen üyelik fonksiyonları kümesi

Yapısal olarak bakıldığında, üyelik fonksiyonları üç bileşene sahiptir. (Şekil 43.):



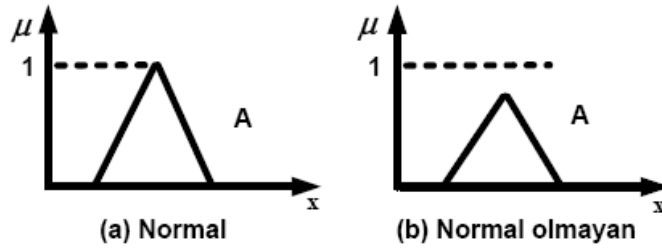
Şekil 43. Üyelik fonksiyon bileşenleri

Üyelik Fonksiyon Çekirdeği: Belirlenen uzayda bulanık kümenin tam üyelik gösterdiği bölge olarak tanımlanmaktadır. ($\mu_A(x) = 1$).

Üyelik Fonksiyon Desteği: Bulanık kümede üyelik değeri 0 olmayan bölge olarak tanımlanmaktadır. ($\mu_A(x) > 0$).

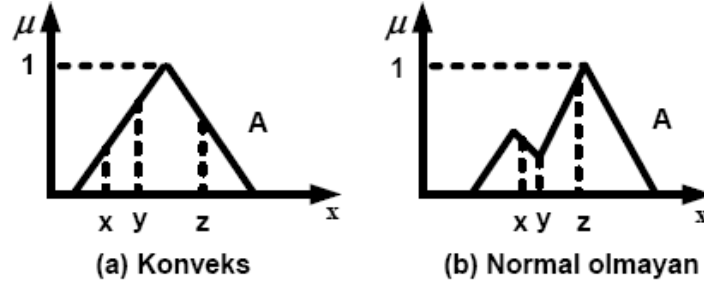
Üyelik Fonksiyon Sınırı: Bulanık kümede üyelik değeri 0 ile 1 arasında olunan bölge olarak tanımlanır. ($0 < \mu_A(x) < 1$).

Üyelik fonksiyonu içerisinde, en az bir elemanın üyelik derecesi 1 olan bulanık kümeye, normal bulanık küme denir. Bu şartı sağlamayan kümeye de normal olmayan bulanık küme denir. Şekil 44.'de gösterilmiştir.



Şekil 44. Normal ve Normal olmayan bulanık küme

Bulanık kümenin konveks bulanık küme üyelik fonksiyonunun maksimum olduğu değer 1'den küçük ise normal olmayan bulanık küme denir. Şekil 45.'de gösterilmiştir.



Şekil 45. Konveks ve Normal olmayan bulanık küme

1.10.4. Bilgi Tabanı ve Kontrol Kuralları

Bilgi Tabanı, Bulanık Mantık Sisteminin temelini oluşturmaktadır. Veri tabanı, dilsel değişkenlerin ve sonunda üyelik fonksiyonların yapılanmasını sağlar. Kura tabanı, tüm kontrol kurallarının yapılanmasını sağlar. Uzman düşüncesi veya bazı diğer çözümleri içeren bilgi tabanı yardımıyla üyelik fonksiyonlarının kırılma noktalarını ve şekilleri hakkında bilgi elde edilir. İnsan muhakemesi ve bilgi tabanından alınan bilgiyle, karar

verme sürecinde gerekli olan kontrol kuralları geliştirilir. Örneğin, x_1 ve x_2 girişleri ve u bulanık mantık denetleyicinin çıkışı olsun. Her bir giriş değişkenini tanımlamak için üç dilsel değişken {Pozitif(P), Sıfır(S), Negatif(N)} ve çıkışı tanımlamak içinde 5 dilsel değişken {PB, P, S, N, NB} seçildi. Bir kural aşağıdaki şekilde olabilir.

Eğer $x_1=P$ **ve** $x_2=S$ **O Halde** $u=P$

Yukarıdaki kuralda, *Eğer* önceden gelen ve bu durumdan sonra *O Halde* birbirini izleyen gelir. Bu örnekte, her bir giriş için üç değişken ve böylece toplam dokuz adet kural vardır. Kurallar, insan muhakemesi ve sistem hakkındaki diğer bilgiler ışığında bilgi tabanında depolanır. Yukarıda bahsedilen problem için oluşturulan karar tablosu Tablo 1 ile verilmiştir.

Tablo 1. Karar tablosu

$x_1 \backslash x_2$	P	S	N
P	PB	P	S
S	P	S	N
N	S	N	NB

1.10.5. Bulanıklaştırma ve Çıkarım

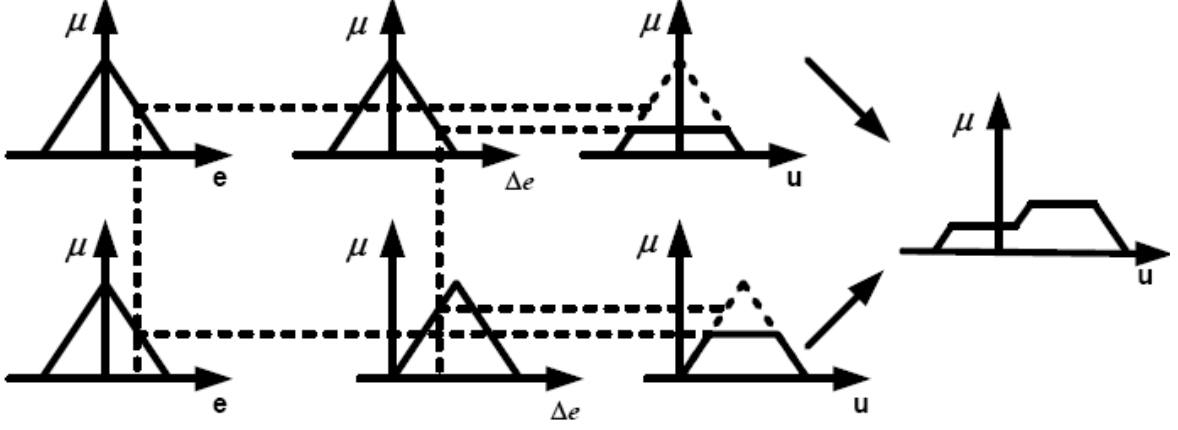
Bulanıklaştırma işlemi, kesin girişleri dilsel değişkenlere çevirir ve kural tabanın kurallarından hangilerinin doğru değerinin 0 dan büyük olduğunu kontrol eder. Ne kadar bir kuralın yüksek değerli doğrusu varsa, son çıkış sinyali bu kural tarafından etkilenir.

Bulanık mantık denetleyicisini düşünelim. Hata (e) ve hatadaki değişimin (Δe) S ve P bulanık kümelerin merkezleri arasında kesin değerlere sahip olduğunu farz edelim. Özellikle Bulanık mantık denetleyicisi ile ilgili önceden yapılan tanımlarda belirtildiği üzere, kurallar çalışır ve sıfırın üzerinde doğru değere sahip olur. Bulanıklaştırma ve Çıkarımı (Sonuç) açık bir şekilde anlatmak için aşağıda verilen dört kuraldan ikisini dikkate alalım.

Eğer $e=S$ ve $\Delta e=S$ O Halde $u=S$

Eğer $e=S$ ve $\Delta e=P$ O Halde $u=P$

Min-max yaklaşımı kullanarak bu iki kural için bulanıklaştırma şekilsel olarak Şekil 46.'da gösterilmiştir.



Şekil 46. Min-max a göre bulanıklaştırma ve çıkarım

Yapılan işlemleri genelleştirirsek:

R_j : Eğer $x_1=A_{j1}$ ve $x_2=A_{j2}$ ve... ve x_n O Halde $y=B_j$

x_1, x_2, \dots, x_n : kesin girişler

y : çıkış değişkeni

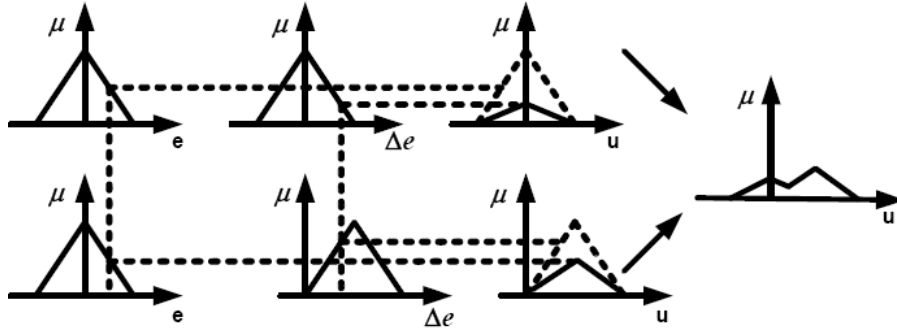
$A_{j1}, \dots, A_{jn}, b_j$: herhangi bir şeklin bulanık kümeleri

Eğer U çıkış değer aralığı ise maks-min yaklaşımına göre çıkış üyelik fonksiyonu $\mu_{\text{çıkış}}(y)$

aşağıdaki denklem ile hesaplanır.

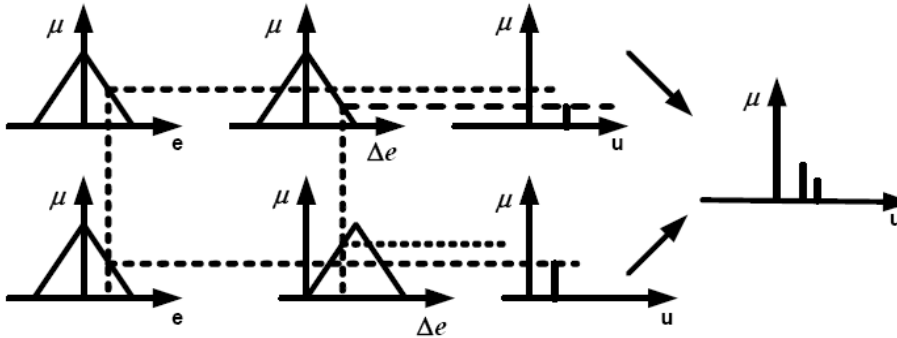
$$\mu_{\text{çıkış}}(y) = \bigcup_{j=1}^r \{ \min(\mu_{A_{j1}}(x_1), \mu_{A_{j2}}(x_2), \dots, \mu_{A_{jn}}(x_n), \mu_{B_j}(y)) \} \quad (97)$$

Maks-min yaklaşımına Mandani Tipi (Metodu) de denir. Diğer bir yaklaşım ise Lusing Larson Tipi'dir. Bu metotta, üyelik fonksiyonu çıkışı tepeden kesilmek yerine Şekil 47.'de gösterildiği gibi yapılır. Toplam çıkış üyelik fonksiyonu denklem (97)'deki gibidir. Fakat toplam alan Mandani Metodundan farklıdır [34].



Şekil 47. Lusing Larson metoduna göre bulanıklaştırma ve çıkarım

Diğer bir metot ise Sugeno Tipi'dir. Sugeno veya Takagi-Sugeno-Kang Metodu ilk olarak 1985'de ortaya çıkmıştır. Mandani ve Lusing Larson Metotlarına göre çıkış üyelik fonksiyonu sadece sabitlerdir veya girişlerle doğrusal bir ilişkiye sahiptir. Sabit çıkış üyelik fonksiyonuna sahip olması sebebiyle, sıfırıncı dereceden Sugeno Metodu denir. Bunun yanında girişlerle doğrusal bir ilişkiye sahip ise birinci dereceden Sugeno Metot denir [37]. Şekil 48.'de sıfırıncı dereceden Sugeno Metodu kullanılmış iki kurallı bulanık sistem gösterilmiştir.



Şekil 48. Sıfırıncı dereceden Sugeno Metodu kullanılmış iki kurallı bulanık sistem

1.10.6. Durulaştırma Metotları

Durulaştırma, bulanık niceliği kesin niceliğe çevirir. Sonuçta elde edilen bulanık denetleme çıkışını, kesin bir denetleme çıkışına dönüştürmektedir. Ne yazık ki durulaştırma strateji seçimi için sistematik bir işlem (prosedür) yoktur [47]. Literatürde çok sayıda popüler metot ortaya koyulmuştur ve bunların birbirlerine göre üstünlükleri ve üstün olmama durumları vardır [42], [43], [44]. Bazıları aşağıdaki gibidir.

1. Max-üyelik esası
2. Ortalama-max metodu
3. Ağırlıkların ortalaması metodu
4. Kitle merkezi (Centroid) Metodu
5. Toplamların Merkezi
6. En büyük alanın merkezi
7. Maksimumun ilki (veya sonu)
8. Sparus
9. Capitis
10. Clivusus

Yukarıda bahsedilenlerden üç tanesi geniş ölçüde durulaştırmak için kullanılır [38], [39], [40], [41], [49]. Aşağıda bu beş tanesinin özetleri bulunmaktadır.

Maksimum Yöntemi:

Sonuçta elde edilen bulanık denetleme çıkışı temsil eden bulanık kümenin maksimum dereceli elemanı kesin denetleme çıkışı olarak kabul edilir. Örnek vermek gerekirse, sonuçta elde edilen bulanık denetleme çıkışı üçgen üyelik fonksiyonuna sahip bir bulanık küme ise, bu vektör üçgenin tepe noktasıdır.

Maksimumların Ortalaması Yöntemi:

Birden fazla maksimuma ulaşan nokta varsa bu halde, bu noktaların ortalaması kesin denetleme çıkışı olarak kullanılır. Bulanık denetleyicinin kesin çıkışı y_{kesin} ise ve n tane maksimuma ulaşan x_i noktası varsa,

$$y_{kesin} = \sum_{i=1}^n (x_i / n) \quad (98)$$

eşitliği ile sistemin denetleyici çıkışı hesaplanır.

Kitle merkezi (Centroid) Metodu:

Bu metot, birleştirilmiş üyelik fonksiyonu $\mu_{çıkış}(y)$ nin aşağısındaki alanın ağırlık merkezini hesaplar. y değeri bulanık denetleyicinin kesin çıkışı y_{kesin} dır. U çıkış değişkeninin değişim alanını göstermekte olup Kitle merkezi (Centroid) Metodu için oluşturulan eşitlik aşağıdaki gibidir.

$$y_{kesin} = \frac{\int_U (y \cdot \mu_{\text{çıkış}}(y)) dy}{\int_U \mu_{\text{çıkış}}(y) dy} \quad (99)$$

Ağırlıklı ortalama metodu (Ağırlık Merkezi Yöntemi):

Bu metot sadece çıkış üyelik fonksiyonları simetrik olanlar için geçerlidir. Bu metot cebirsel toplam ile verilir.

$$y_{kesin} = \frac{\sum \mu_{\text{çıkış}}(y) \cdot y}{\sum \mu_{\text{çıkış}}(y)} \quad (100)$$

Ağırlıklı ortalama metodu, ilgili maksimum üyelik değeri ile çıkıştaki her bir üyelik fonksiyonunun ağırlıklarıyla şekillenir.

Toplamların Merkezi:

Kullanımdaki çoğu durulaştırma metodundan hızlıdır. Bu işlem, her bir çıkış bulanık kümenin birleşimi yerine her bir çıkış bulanık kümenin cebirsel toplamını içermektedir. Bu metodun bir üstün olmama durumu, kesişim alanları iki defa işleme dahil edilmesidir. Durulaştırma değeri aşağıdaki gibidir.

$$y_{kesin} = \frac{\int_U \left(y \cdot \sum_{j=1}^r \mu_j(y) \right) dy}{\int_U \sum_{j=1}^r \mu_j(y) dy} \quad (101)$$

Bu metot, Ağırlıklı ortalama metoduna benzemektedir. Bunun dışında, Toplamların Merkezi metodunda ağırlıklar kendi üyelik fonksiyonlarının alanlarıdır. Oysa Ağırlıklı ortalama metodunda ağırlıklar her bir üyelik değerleridir.

1.10.7. Özet

Bulanık mantık denetleyici tasarımında kullanılması gereken adımlar aşağıda maddeler halinde özetlenmiştir.

Adım 1: Denetleyici giriş sinyallerini seçiniz.

Adım 2: Giriş değişkenlerini tanımlayacak dilsel değişkenlere karar verin. Bu dilsel değişkenler girişin katı değerlerini bulanık niceliklere çevirir. Dilsel değişkenlerin sayısı kontrol kalitesini tayin eder. Dilsel değişken sayısının artması, hesaplama zamanını ve gerekli olan hafızayı artırır. Bu yüzden ihtiyaç duyulan hesaplama zamanı ve kontrol kalite ile dilsel değişken sayısı arasında bir uyuşma vardır.

Adım 3: Denetleyicinin girişlerini ve çıkışlarını ifade etmek için üyelik fonksiyonları seçilir. Bu seçimde, üyelik fonksiyonlarının şekilleri ve kırılma noktaları yapılandırılmış olur. Sistemin bilgi deposuna göre kırılma noktalarına karar verilir.

Adım 4: Denetleyicinin kesin girişlerini bulanıklaştırın ve ilgili üyelik değerlerini elde edin.

Adım 5: IF-THEN kurallarını, girişin her türlü durumu için yapılandırın. Kurallar bilgi tabanında depolanırlar. Eğer LV1 ve LV2, kararlaştırıcının birinci ve ikinci girişleri için dilsel değişken sayısı olsun, toplam kural sayısı LV1*LV2 dir.

Adım 6: Her bir kural bölümü için şartın gerektirdiği üyelik değerini bulun. Eğer her bir kuralın önce gelen iki tanesi “ve” bağlacıyla bağlanmışlarsa, her bir önce gelenin minimum üyelik değeri alınır. Bu kuralın üyelik değeri aşağıdaki gibidir.

$$\mu(x_i) = \mu(kural_i) = \min[\mu(birinci\ önceki), \mu(ikinci\ önceki)] \quad (102)$$

$\mu(x)$: vektörün uzunluğu toplam kural sayısına eşittir.

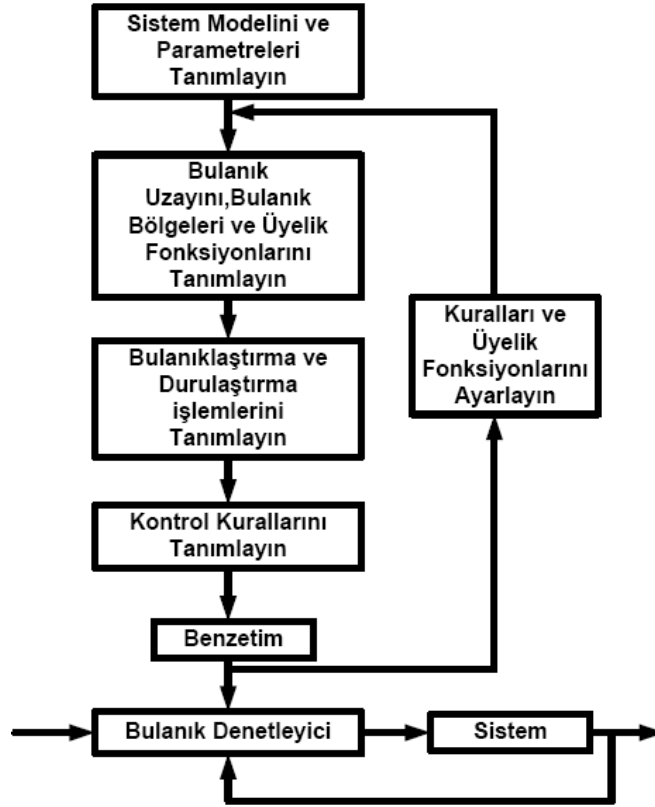
Adım 7: bulanık ilişki matrisini kullanarak her bir kararlaştırıcı çıkışı için üyelik değerini bulun. bulanık ilişki matrisi, girişlerle çıkışlar arasındaki ilişkiyi tanımlar. İlgili denklem aşağıda verilmiştir.

$$\mu_{v_{PSS}}(LN) = \max \{ \min[\mu_R(x_i, LN), \mu(x_i)] \} \quad (103)$$

vektör $\mu_{v_{PSS}}(LN)$ çıkış üyelik fonksiyonları için, uzunluğu dilsel değişkenlerin sayısı kadardır.

Adım 8: uygun durulaştırma metoduyla çıkış bulanık değişkenlerini durulaştırın.

Bulanık tasarım akış diyagramı aşağıda gösterilmiştir.



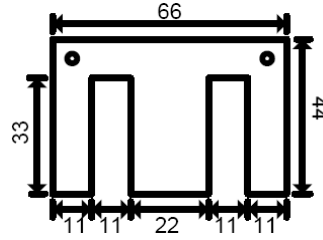
Şekil 49. Bulanık tasarım akış diyagramı

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR VE BULGULAR

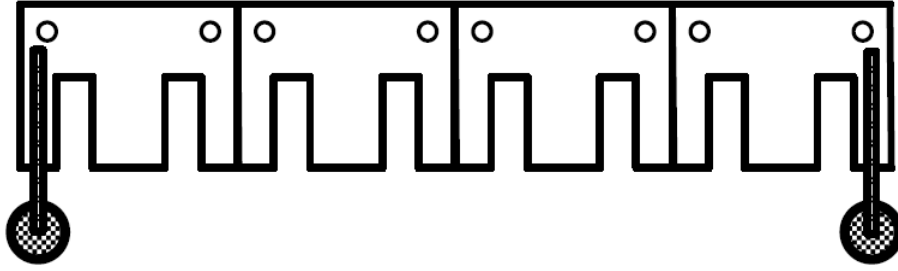
2.1. Uygulama Tasarımı

2.1.1. Stator Tasarımı

Elde edilebilir trafo saçları, stator uzunluğu ve kutup sayısı stator tasarımını sınırlandırmaktadır. Her birinin kalınlığı 0.5mm olan trafo sacı boyutları mm cinsinden Şekil 50.'de gösterilmiştir. Şekil 50.'de görüldüğü üzere her bir trafo sacı uzunluğu 66mm dir. Oluşturulan DHAM'un boyu 264mm dir. Toplam 200 adet yukarıdaki boyutlara sahip trafo sacı kullanılmıştır (Şekil 51.).



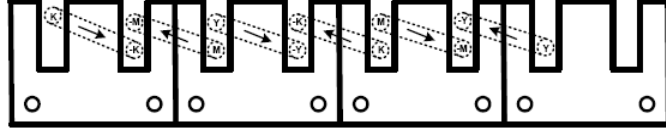
Şekil 50. Trafo sacı boyutları(mm)



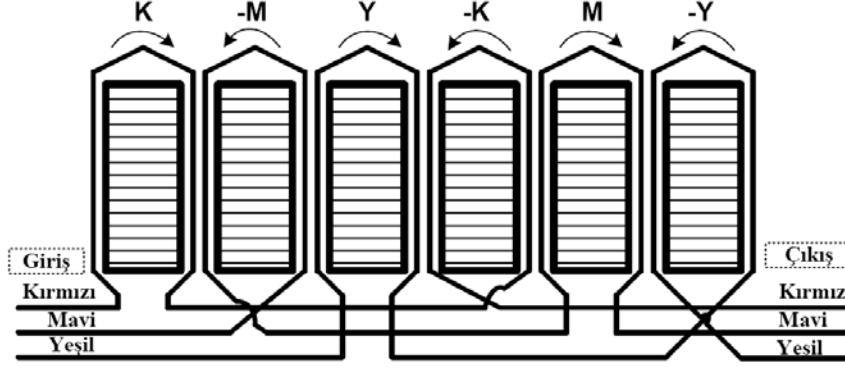
Şekil 51. Tasarlanmış olan DHAM

2.1.2. Stator Sargı Düzeni

Tasarlanan TYDHAM'un statorunda iki tabakalı sargılar kullanılmıştır. Akım tüketimi azaltmak için sarımlar seridir. Kutup aralığı 99mm dir. Stator sargı düzeni Şekil 52. ve Şekil 53.'de gösterilmiştir. Her bir kangala 60 sarım yapılmıştır.



Şekil 52. Stator sargı düzeni (yan görünüş)



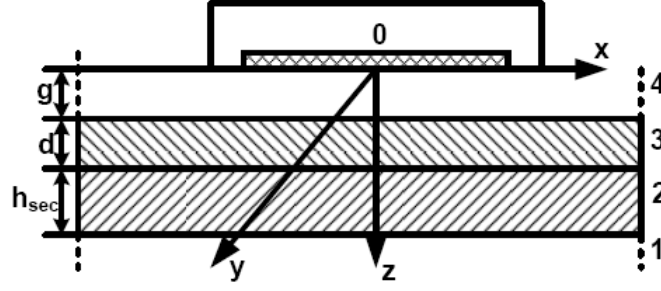
Şekil 53. Stator sargı düzeni (üst görünüş)

2.1.3. Tepki Tabaka Tasarımı

Tepkime levhası ya katı yada levhalardan oluşmaktadır. Başarımı iyileştirmek için tepkime levhası ya alüminyum yada bakır iletken tabaka ile kaplanır. TYDHAM tasarımı, ikincil parça DHAM'un manyetik devresinin önemli bir parçasıdır. Eğer tepkime levhası yaprak tabaka yerine katı tabaka olursa DHAM performansı büyük ölçüde azalır. Yapraklı tepkime levhası ile, girdap akımları yapraklar tarafından taşınır ve dirençsel kayıplar meydana gelir. Meydana gelen dirençsel kayıplar ihmal edilebilir. İtme miktarı DHAM'nin tepkime tabakasının geçirgenliğine bağlıdır. Düşük geçirgenlik sonucu düşük itme ve zayıf güç faktörü oluşur. Farklı malzemeler kullanılarak (tepkime levhası) itme miktarında değişimler gözlemlenir.

2.1.3.1. Çift Tabaka Sekonderli Tek Yanlı Doğrusal Hareketli Asenkron Motor

TYDHAM'un çoğunda sekonder kısım çift katlıdır. Bu çift tabaka, katı veya yaprak çelik çekirdek üzerinde alüminyum (nadiren bakır) tabakadan oluşur. Şekil 54.'de gösterildiği gibi elektromanyetik analiz için DHAM dört bölgeye ayrılır.



Şekil 54. Çift katlı sekonderli DHAM

Bu dört bölge: hava yarı uzayı, h_{sec} kalınlığında ferromanyetik çekirdek, d kalınlığında yüksek iletkenlikli ferromanyetik olmayan tabaka, eşdeğer kalınlığı gk_Ck_{sat} olan hava aralığı. Burada:

k_C : Carter katsayısı

k_{sat} : Doyma katsayısı

Yüksek iletkenlikli ferromanyetik olmayan tabaka empedansı:

$$Z'_{vAl}(s_v) = \frac{js_v\omega\mu_o}{\kappa_{vAl}} \frac{1}{\tanh(\kappa_{vAl}d)} k_{trv} \nu \frac{L_i}{\tau} \quad (104)$$

Katı ferromanyetik çekirdek hem manyetik akıyı hem de elektrik akımını iletir. Katı ferromanyetik çekirdeğin empedansı:

$$Z'_{vFe}(s_v) = \frac{js_v\omega\mu_{Fe}}{\kappa_{vFe}} \frac{1}{\tanh(\kappa_{vFe}h_{sec})} k_{trv} k_{zv} \nu \frac{L_i}{\tau} \quad (105)$$

Temel harmonik $\nu = 1$ için alüminyum tabaka ve katı demir çekirdeğin empedansı:

$$Z'_{vAl}(s) = \frac{js\omega\mu_o}{\kappa_{Al}} \frac{1}{\tanh(\kappa_{vAl}d)} k_{tr} \frac{L_i}{\tau} \quad (106)$$

$$Z'_{vFe}(s) = \frac{js\omega\mu_{Fe}}{\kappa_{Fe}} \frac{1}{\tanh(\kappa_{Fe}h_{sec})} k_{tr} k_z \frac{L_i}{\tau} \quad (107)$$

$$\kappa_{Al} = \sqrt{js\omega\mu_o\sigma'_{Al} + \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2} , \kappa_{Fe} = \sqrt{js\omega\mu_{Fe}\sigma_{Fe} + \left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2} \quad (108)$$

$$k_{tr} = \frac{m_1(N_1k_{w1})^2}{m_2(N_2k_{w2})^2} \quad (109)$$

k_{tr} : Dönüştürme oranı

k_{w1} : Temel harmonik için birincil (primer) sargı faktörü

k_{w2} : Temel harmonik için ikincil (sekonder) sargı faktörü

N_1 : Faz başına primer sarım sayısı

N_2 : Faz başına sekonder sarım sayısı

m_1 : Primer faz sayısı

m_2 : Sekonder faz sayısı

Çift tabakalı tepkime levhasının, eşdeğer devrenin sekonder dalındaki ν inci harmoniğine ait empedansı:

$$Z'_{2\nu} = \frac{Z'_{\nu Al}(s_\nu)Z'_{\nu Fe}(s_\nu)}{Z'_{\nu Al}(s_\nu) + Z'_{\nu Fe}(s_\nu)} \frac{1}{s_\nu} \quad (110)$$

2.2. Model Doğrusal Hareketli Motor Üzerinde Yapılan Deneyler

2.2.1. DC Primer Direnci

DC gerilim altında primer direncinin gerçek değeri sargı uçları (faz faz veya tek faz) arasındaki DC gerilimin ve akımın ölçülmesi ile elde edilebilir. Ölçüm sonuçları Tablo 2’de verilmiştir.

Tablo 2. Model DHAM’da ölçülen gerilim,akım ve hesaplanan direnç değerleri

$V_{(K-M)}(V)$	$I_{(K-M)}(A)$	$R_{(K-M)}$	$V_{(K-Y)}(V)$	$I_{(K-Y)}$	$R_{(K-Y)}$	$V_{(Y-M)}(V)$	$I_{(Y-M)}(A)$	$R_{(Y-M)}$
0,569	0,04	14,22	0,522	0,037	14,10	0,511	0,036	14,19
1,008	0,071	14,19	1,004	0,07	14,34	1,018	0,071	14,33
1,494	0,106	14,09	1,497	0,104	14,39	1,502	0,104	14,44
2,995	0,21	14,2	2,002	0,138	14,50	2,004	0,139	14,41
4,003	0,28	14,29	3,004	0,206	14,58	3,002	0,208	14,43
5,01	0,351	14,27	4,018	0,277	14,50	4,015	0,277	14,49
7,01	0,481	14,57	5,01	0,346	14,47	5,012	0,346	14,48
8,03	0,556	14,44	7,01	0,481	14,57	6,008	0,413	14,54
9,01	0,622	14,48	8,01	0,549	14,59	7	0,48	14,58
11,01	0,758	14,52	9,02	0,616	14,64	8	0,548	14,59
12	0,821	14,61	10,02	0,682	14,69	9,01	0,615	14,65
14,03	0,953	14,72	11	0,767	14,34	10,01	0,681	14,69
14,77	0,998	14,79	12,06	0,813	14,83	11,03	0,749	14,72
17	1,137	14,95	14,02	0,94	14,91	12,03	0,816	14,74

2.2.2. Yüksüz Durum Testi

AC primer sargı direnci ve kaçak reaktansı, eşdeğer devrenin sekonder kısmının bağlantısını keserek elde edebiliriz. DHAM’un yüksüz kayması, döner kısmının kaymasından çok daha yüksek olmasından dolayı klasik yüksüz test kullanılamaz. İki diğer metot kullanılabilir:

- Test edilen DHAM’un değişken frekans beslemeli ikinci bir motor yardımıyla senkron hızda sürülmesi ($s=0$)
- Sekonder sargılarını, hava aralığı korunarak benzer boyutlara sahip ferromanyetik olan çekirdek levha ile yer değiştirmek

İkinci metot TYDHAM'larda daha kolay bir şekilde uygulanabilir. Giriş gücü P_{10} (üç faz tarafından tüketilen), faz gerilimi V_1 , faz akımı I_{10} ve giriş frekansı f ölçülebilir. Giriş gerilimi rated gerilim değerine ayarlanmalıdır ($V_1=V_{1r}$). Gerilim ve akımlar, olabilecek dengesizliği algılayabilmek için her fazda ölçülmelidir.

Güç, gerilim ve akım ölçü aletiyle ölçüldü ve Tablo 3., 4., 5. ve 6.'da verilmiştir.

Tablo 3. Ölçülen gerilim ve harmonik değerleri

V_{KM}	60.7 V		V_{YM}	59.7 V	
h00	2.2 V	3.7 %	h00	2.4 V	4.0 %
h01	-60.7 V	100.0 %	h01	-59.8 V	100.0 %
h02	0.0 V	0.0 %	h02	0.0 V	0.0 %
h03	0.0 V	0.0 %	h03	0.0 V	0.0 %
h04	0.0 V	0.0 %	h04	0.0 V	0.0 %
h05	1.7V	2.9 %	h05	1.7 V	2.9 %
ThdV		2.9%	ThdV		2.9%

Tablo 4. Ölçülen akım ve harmonik değerleri

I_K	3.47 A		I_M	3.43 A		I_Y	2.85 A	
h00	0.0 A	0.0 %	h00	0.0 A	0.0 %	h00	0.0 A	0.0 %
h01	-3.5 A	100 %	h01	3.5 A	100 %	h01	-2.8 A	100 %
h02	0.0 A	0.0 %	h02	0.0 A	0.0 %	h02	0.0 A	0.0 %
h03	0.0 A	0.0 %	h03	0.0 A	0.0 %	h03	0.0 A	0.0 %
h04	0.0 A	0.0 %	h04	0.0 A	0.0 %	h04	0.0 A	0.0 %
h05	0.0 A	0.0 %	h05	0.0 A	0.0 %	h05	0.0 A	0.0 %
ThdV		0.0%	ThdV		0.0%	ThdV		0.0%

Tablo 5. Ölçülen faz-faz gerilim, güç, faz-nötr akım, toplam güç ve güç faktörü değerleri

V_{KM}	60.7 V	V_{YM}	59.7 V	P_t	-277.2 W
I_K	3.47 A	I_Y	2.85 A	Q_t	-198.8 VAR
P_{KM}	-206.3 W	P_{YM}	-70.86 W	St	341.1 VA
Q_{KM}	-44.16 VAR	Q_{YM}	-154.6 VAR	Pft	-0.81
S_{KM}	211.0 VA	S_{YM}	170.4 VA	dpft	-0.82

Tablo 6. Ölçülen faz-faz gerilim, faz-nötr akım ve tepe değerleri

		Tepe			Tepe
V_{KM}	60.7 V	91.1 V	I_K	3.47 A	5.01 A
V_{YM}	59.7 V	90.4 V	I_M	3.43 A	4.99 A
V_{YK}	60.1 V		I_Y	2.85 A	4.14 A

AC primer direnci R_1 ve direnç R_o (seri bağlı) :

$$R_1 + R_o = \frac{V_1}{I_{1o}} \cos \phi_o \quad , \quad \cos \phi_o = \frac{P_{1o}}{m_1 V_1 I_{1o}} \quad (111)$$

Benzer olarak, primer kaçak reaktansı X_1 ve reaktans X_o (seri bağlı):

$$X_1 + X_o = \frac{V_1}{I_{1o}} \sqrt{1 - \cos^2 \phi_o} \quad (112)$$

Uyarım akım $I_{uyart} = I_{1o}$ olmasından dolayı, çekirdek kayıp akımı I_{Fe} ve mıknatıslanma akımı I_ϕ :

$$I_{Fe} = I_{1o} \cos \phi_o \quad I_\phi = I_{1o} \sqrt{1 - \cos^2 \phi_o} \quad (113)$$

Primer çekirdek kaybı:

$$\Delta P_{1Fe} \approx 0.5(P_{1o} - m_1 I_{1o}^2 R_{1dc}) \quad (114)$$

TYDHAM test edildiği zaman ek levha çekirdeğin bulunmasından dolayı 0.5 katsayısı hesaba katılır. CYDHAM'de katsayı 1 olur. Primer çekirdek kayıplarını ifade eden paralel ve seri dirençler:

$$R_{Fe} = \frac{\Delta P_{1Fe}}{m_1 I_{1Fe}^2} \quad , \quad R_o = \frac{\Delta P_{1Fe}}{m_1 I_{1o}^2} \quad (115)$$

AC akım primer direnci :

$$R_1 \approx \frac{V_1}{I_{1o}} \cos \phi_o - R_o \quad (116)$$

Primer kaçak reaktansı X_1 doğrudan ölçülemez. İlk olarak ortak (hava aralığı) reaktansı X_g hesaplanmalıdır.

$$X_g = \frac{E_1}{I_\phi}, \quad (117)$$

E_1 : stator sargılarında indüklenen gerilim, I_ϕ : mıknatıslanma akımı. Böylece primer kaçak reaktansı :

$$X_1 \approx \frac{V_1}{I_{1o}} \sqrt{1 - \cos \phi_o} - \frac{R_{Fe}^1 X_g}{R_{Fe}^2 + X_g^2} \quad (118)$$

Sonunda, paralel çekirdek kayıp direnci tekrar şu şekilde hesaplanabilir.

$$R_{Fe} = R_o + \frac{X_o^2}{R_o} \approx R_o + \frac{X_g^2}{R_o} \quad (119)$$

Uç etki empedansı Z_e hesaba katılmaz. ($Z_e \rightarrow \infty$)

2.2.3. Kilitli Hareketli Kısm Testi

R_1 , R_{Fe} dirençleri ve X_1 , X_g reaktansları biliniyorsa, sekonder direnci $R_2'(s=1)$ ve sekonder reaktansı $X_2'(s=1)$ gerçek sekonder levhalı kilitli hareketli kısım testi ile hesaplanabilir. Böylece kapalı elektriki sekonder devre dahil edilmiş olur. Giriş gücü P_{1kisa} (Üç faz tarafından tüketilen), giriş gerilimi V_1 ve giriş akımı I_{1kisa} ölçülebilir. Ölçülen değerler Tablo 7., 8., 9. ve 10.'da verilmiştir. 'kisa' simgesi kısa devre anlamında kullanılmış olup yapılan test, transformatör kısa devre testinin benzeridir.

Tablo 7. Ölçülen gerilim ve harmonik değerleri

V_{KM}	60.9 V		V_{YM}	60.8 V	
h00	1.4 V	2.4 %	h00	1.5 V	2.4 %
h01	-60.8 V	100.0 %	h01	-60.7 V	100.0 %
h02	0.0 V	0.0 %	h02	0.0 V	0.0 %
h03	0.0 V	0.0 %	h03	0.0 V	0.0 %
h04	0.0 V	0.0 %	h04	0.0 V	0.0 %
h05	1.2 V	2.1 %	h05	1.2 V	2.1 %
ThdV		2.1%	ThdV		2.1 %

Tablo 8. Ölçülen akım ve harmonik değerleri

I_K	3.56 A		I_M	3.51 A		I_Y	2.96 A	
h00	0.0 A	0.0 %	h00	0.0 A	0.0 %	h00	0.0 A	0.0 %
h01	-3.6 A	100 %	h01	3.5 A	100 %	h01	-3.0 A	100 %
h02	0.0 A	0.0 %	h02	0.0 A	0.0 %	h02	0.0 A	0.0 %
h03	0.0 A	0.0 %	h03	0.0 A	0.0 %	h03	0.0 A	0.0 %
h04	0.0 A	0.0 %	h04	0.0 A	0.0 %	h04	0.0 A	0.0 %
h05	0.0 A	0.0 %	h05	0.0 A	0.0 %	h05	0.0 A	0.0 %
ThdV		0.0%	ThdV		0.0%	ThdV		0.0%

Tablo 9. Ölçülen faz-faz gerilim, güç, faz-nötr akım, toplam güç ve güç faktörü değerleri

V_{KM}	60.9 V	V_{YM}	60.8 V	P_t	-289.6 W
I_K	3.56 A	I_Y	2.96 A	Q_t	-205.0 VAR
P_{KM}	-212.8 W	P_{YM}	-76.74 W	St	354.8 VA
Q_{KM}	-42.72 VAR	Q_{YM}	-162.2 VAR	P_{ft}	-0.82 i
S_{KM}	217.2 VA	S_{YM}	180.0 VA	dpft	-0.82 i

Tablo 10. Ölçülen faz-faz gerilim, faz-nötr akım ve tepe değerleri

		Tepe			Tepe
V_{KM}	60.9 V	89.0 V	I_K	3.56 A	5.13 A
V_{YM}	60.8 V	88.9 V	I_M	3.51 A	5.03 A
V_{YK}	60.9 V		I_Y	2.96 A	4.26 A

Eğer test gerilimi $V_1 = V_{lr}$ altında yapılırsa, primer sargı kaybı, sekonder kaybı ve kaçak kaybı (s=1):

$$\Delta P_1 + \Delta P_2 + \Delta P_{par} = P_{1kisa} - \Delta P_{1Fe} \quad (120)$$

Güç faktörü (s=1):

$$\cos \phi_{kisa} = \frac{P_{1kisa}}{m_1 V_1 I_{1kisa}} \quad (121)$$

Büyük hava aralığından dolayı, dikey kol akımı döner makinesindeki dikey kol akımından çok daha büyüktür. Bu yüzden dikey kol akımı ihmal edilemez. Dikey kol ve sekonder kol direnci ve reaktansı:

$$R_t = \frac{V_1}{I_{1kisa}} \cos \phi_{kisa} \quad (122)$$

$$X_t = \frac{V_1}{I_{1kisa}} \sqrt{1 - \cos^2 \phi_{kisa}} - X_1 \quad (123)$$

$$R_t = \Re[Z_t], \quad X_t = \Im[Z_t] \quad , \quad Z_t = \frac{Z_o Z_2'}{Z_o + Z_2'} \quad (124)$$

Z_2' : sekonder kol empedansı

Z_o : dik kol empedansı

Sekonder direnci:

$$\begin{aligned} R_2'(s=1) &= \Re[Z_2'(s=1)] \\ &= \frac{(R_t R_o - X_t X_o)(R_o - R_t) + (X_t R_o + R_t X_o)(X_o - X_t)}{(R_o - R_t)^2 + (X_o - X_t)^2} \end{aligned} \quad (125)$$

Sekonder reaktansı:

$$X_2'(s=1) = \Im e[Z_2'(s=1)]$$

$$= \frac{(X_t R_o + R_t X_o)(R_o - R_t) - (R_t R_o - X_t X_o)(X_o - X_t)}{(R_o - R_t)^2 + (X_o - X_t)^2} \quad (126)$$

$$Z_2'(s=1) = \frac{Z_o Z_t}{Z_o - Z_t}, \quad Z_o = R_o + jX_o, \quad X_o = \frac{R_{Fe}^2 X_g}{R_{Fe}^2 + X_g^2} \quad (127)$$

Sadece, kafes tip sekonderli TYDHAM'da ve çok ince ferromanyetik olmayan sekonderli çift taraflı DHAM'da $R_2'/s \approx R_2'(s=1)/s$ ve $X_2' \approx X_2'(s=1) \approx \text{sabit}$ tir. Çift katlı sekondere sahip DHAM'da, sekonder direnci ve kaçak reaktans kaymanın karmaşık fonksiyonlarıdır ve hızın her bir değeri için ayrıca hesaplanmalıdır. Başlangıç itmesi:

$$F_{st} = \frac{m_1}{\nu_s} (I_2')^2 R_2'(s=1), I_2' = \frac{E_1}{\sqrt{[R_2'(s=1)]^2 + [X_2'(s=1)]^2}} \quad (128)$$

$$E_1 = \frac{\sqrt{R_1' + X_t^2}}{\sqrt{(R_1 + R_t)^2 + (X_1 + X_t)^2}} V_1 \quad (129)$$

2.3. Sayısal İşaret İşleyici (DSP) Uygulaması

2.3.1. Giriş

Kontrol algoritmalarının gerçek zamanda işlem yapabilmesi, dış dünyadan; yani üzerinde çalışılan sistemden elde edilen fiziksel büyüklüklerin değerlendirilip aynı anda gerekli olan kontrol parametrelerinin hesaplanması anlamına gelmektedir. Sistemler karmaşık bir yapıya sahip olup, algoritmalar daha kapsamlı hale geldikçe mikroişlemciler yapıları itibariyle çözüm için yeterli olmamaya başlamışlardır. Mikroişlemcilerin üretilmesinde kullanılan yarı iletken teknolojisi, gün geç tikçe yeni gelişmelere tanık olmaktadır. Farklı üretim teknikleri ile çok daha hızlı ve güçlü yapılar, çok daha küçük alanlara sıkıştırılarak, üretilmeye başlanmıştır.

DSP (Sayısal İşaret İşleyici) de veri adres yollarının birbirinden ayrı olması nedeniyle, işlemci çok daha hızlı işlem yapabilmektedir. Bunun yanı sıra DSP'lerde bulunan paralel işlem yapabilme özelliği, aynı anda birkaç komut işleyerek hızının katlanmasını sağlayan bir diğer etken olmaktadır. Özellikle kontrol sistemlerinde çok kullanılan çarpma ve toplama işlemlerinin birkaç makine çevriminde gerçekleştirilebilmesi, hız yönünden büyük bir avantaj getirmektedir. Bir algoritma içinde tekrarlanan döngü işlemleri; DSP'lerin özel komutları sayesinde çok daha hızlı ve verimli olarak gerçekleştirilmektedir. Donanım olarak yapıların birbirinden bağımsız olması, ayrı yollar üzerinden veri ve adres iletilmesi: merkezi işlem birimi, merkez mantık birimi ve yardımcı kaydedici aritmetik ünitelerinin yoğun paralellik içerisinde çalışması sistemin üstün özellikleri olarak tanımlanabilir.

DSP'lerde sabit nokta aritmetiği ile çalışan sistemlerde 16 bit, daha büyük sayılar kullanan kayan nokta aritmetiği ile çalışan sistemlerde 32 bit yol genişliği bulunmaktadır. Çarpma ve toplama işlemleri sonrasında oluşan yuvarlama ve kesme hataları, kontrol edilen sistem üzerinde büyük hatalara neden olabilir. Bunu önleyebilmek için , işlemcinin işlem yapabilme kapasitesinin yeterince büyük olması gerekmektedir. DSP'lerde donanım olarak bulunan çarpma ünitesinin çıkışı, çarpma işleminden sonra bit sayısının iki katı bir sonuç oluşturmaktadır. Veri yolunun iki katı büyüklüğünde olan bu sayı ile, belirli bir yuvarlatma hatası sonucu tek bir kelime boyutunda veya doğrudan çift kelime boyutunda işlem yapılabilir.

DSP'nin program çevrimleri sırasında hangi adresteki işlemi gerçekleştireceğini otomatik olarak belirlemesi, istenen bir özelliktir. Bu işlemin Aritmetik-lojik Ünite (ALU) tarafından gerçekleştirilmesi mümkündür. DSP'lerin aynı anda birden fazla komutun işlenmesine izin veren yapıya sahip olmasının yanı sıra, komut saat çevrimini en düşük seviyesine indirirken, işlemcinin çıkışından en yüksek performansın alınmasını sağlamaktadır. Bu da performansı artırıcı bir diğer etkendir. Birinci nesil DSP'lerde (TMS1x) bir paralel çalışma hattı varken; yani bir fazladan komutun aynı anda işlenmesini izin verirken, ikinci nesil işlemcide (TMS2x) üç seviyeli, üçüncü nesil işlemcide (TMS3x) dört seviyeli ve beşinci nesil işlemcide altı seviyeli çalışma söz konusudur.

DSP'lerde arzu edilen özellik, tüm komutların tek bir saat çevriminde işletilmesidir. Bunun mümkün olmaması durumunda gelişmiş mikroişlemcilerdeki gibi, komutların mikrokod olarak çözümlenmesi yerine, mimari yapı, komutların gerektirdiği işlemleri doğrudan yapabilen lojik bir yapı olarak kurulmuştur. Sistem, mümkün olduğu kadar çok

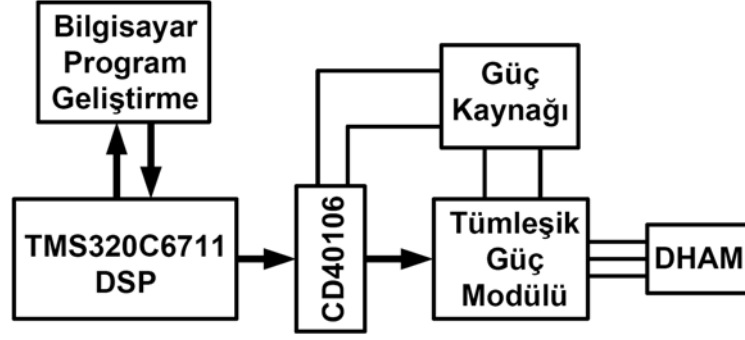
işlemi mümkün olan en az saat çevriminde gerçekleştirdiğinde, en verimli mimari yapıya sahip demektir. DSP sisteminin seçiminde belirli faktörlerin önemi bulunmaktadır. Bunlar: mimarisini oluşturan ünitelerin iç yapısı, işlem yapabilme kapasiteleri, komut giriş grupları ve geliştirme üniteleridir. Genel amaçlı işlemcilerde benzer yapılar bulunmasına rağmen, DSP'lerin kendilerine özgü bir sınıflandırması bulunmaktadır. Sistem mimarisi kontrol edilecek sisteme çok bağımlıdır. Gerekli olan yapı ancak kontrol edilecek sistemin çok iyi tanınması ile mümkündür.

Seçilecek mimari yapı, kontrol algoritmasını en az hata ile, en hızlı biçimde en yüksek performans sağlayacak şekilde gerçekleştirmelidir. Bunun yanında, başka bir sisteme ne kadar kolay uyum sağladığı etkili bir faktördür. Kontrol sisteminin istediğine göre, yardımcı birimler, bellek birimleri ve giriş-çıkış birimlerini bünyesinde bulundurulmalıdır, veya bu birimler ile kolaylıkla iletişim kuracak yapıda olmalıdır. DSP sistemlerinde kolay programlanabilme de önemli bir özelliktir. Bunların yanında performans-fiyat ve performans-verim arasındaki ilişkilerinde göz önüne alınması gereklidir [50].

2.3.2. Sürücü Sistemi

DeneySEL sistem bir TMS320C6711 DSP bordu, bir standart bilgisayar, tümleşik güç modülü devresi ve doğru akım (DA) kaynağından oluşmaktadır. Yük olarak da tek yanlı doğrusal hareketli asenkron motordur.

Bu çalışmada, önceki bölümlerde hesaplamış olduğumuz motor parametreleri ve elde etmiş olduğumuz matematiksel model denklemlerini içeren program DSP'ye yüklenir. DSP'ye yüklenen programda veriler işlenerek PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) işaretleri üretilmekte ve bu işaretler tümleşik güç modülünün girişlerine, CD40106 (Schmitt triggers) entegresi yardımıyla verilmektedir. Bu program daha önceden bir bilgisayar üzerinde yazılmış ve DSP'ye yüklenmiştir. Bu aşamadan sonra programın çalışması için bilgisayardan herhangi bir bilgiye ihtiyaç duyulmayacağından gerçek zamanlı olarak işlemler gerçekleştirilmekte ve herhangi bir gecikme problemi olmamaktadır. Çünkü DSP'nin hızı bu işlemleri gerçekleştirmek için yeterlidir. DHAM sürücü sistem blok diyagramı Şekil 55.'de verilmektedir.



Şekil 55. DHAM sürücü sistem blok diyagramı

2.3.2.1. Sayısal İşaret İşleyici (DSP)

Sürücü sisteminde kullanılan TMS320C6711, 32 bit kayan noktalı işlemcidir. TMS320C6711 Texas Instrument'in ürünü olan DSP ailesine ait TMS320C6x'in bir parçasıdır. Bu işlemci, yazmaç (register) tabanlı mimarisi, büyük adres alanı, güçlü adresleme kipleri (modları), uygun eğitim seti ve iyi destekli kayan noktalı aritmetiği olmasının yanında algoritmaları kolayca uygulamak için yüksek seviyeli programlama dilinin kullanımına da izin verir. İşlemcinin ana özelliği yüksek performansına sahip olmasıdır. Bu özelliği sayesinde, karmaşık hesaplamalar kolaylıkla yapılmaktadır. TMS320C6711, iki adet 4MB'lık RAM (rasgele erişimli bellek)'e, bir seri I/O porta, bir 16M×32 paralel porta sahiptir. Tek bir işlem 6ns'de yapılmaktadır [51].

TMS320C6711 CPU (ana işlem birimi)'nin özellikleri:

1. Düşük maliyet/performanslı kayan noktalı DSP
 - a) Sekiz 32 bit Komut/Periyot
 - b) 150MHz saat darbesi
 - c) 6ns komut periyot süresi
 - d) 900 MFLOPS
2. Geliştirilmiş çok uzun kelimeli komuta sahip (VLIW) C6711 DSP çekirdeği
 - a) 8 adet bağımsız fonksiyon birimi
 - b) 4 adet ALU (sabit kayan noktalı)
 - c) 2 adet ALU (sabit noktalı)
 - d) 2 adet çarpıcı (sabit kayan noktalı)

TMS320C6711 cihazı kayan noktalı bir cihaz olup kayan noktalı ve sabit noktalı komutları üzerinde işleyebilir. 150MHz hızındaki bu cihaz paralel çalışan 8 üniteye

sahiptir. Bir saat çevrimi süresince 6 kayan noktalı komut üzerinde çalışabilir. Bu da onun saniyede 900 milyon kayan noktalı komutu işleyebildiği anlamına gelmektedir. TMS320C6711, 72Kb kendi üzerinde belleğe sahiptir. Bu bellek L1 ve L2 olarak ayrılmıştır. L1 de kendi içinde L1D ve L2D olarak 4KB'lık bölümlere ayrılmıştır. L2 belleği ise 8KB'lık 4 bölüme bölünmüştür. İşlemciye ait daha detaylı bilgiler kullanıcı kılavuzlarından bulunabilir.

2.3.2.2. DSP Kod Derleme Arayüzü

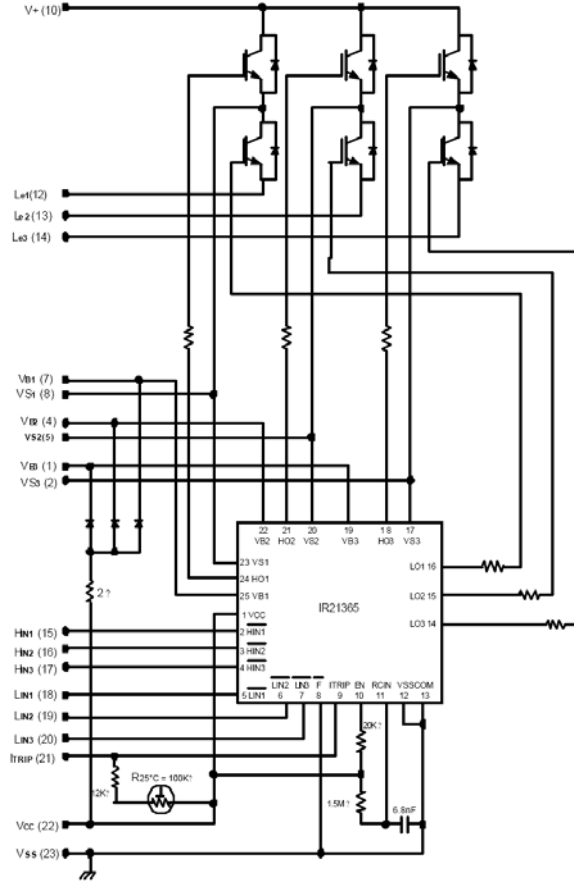
TMS320C6711 i programlamak için Texas Instruments firmasına ait Kod Derleme Arayüzü (KDA) adlı kod derleme programı kullanılmıştır. Bu program kişisel bilgisayar ile çalışmakta ve optimize edilmiş bir C++ derleyicisi içermektedir. Kullanıcının C++ diline yakın bir dille yazmış olduğu kod, KDA programı yardımıyla işlemci diline çevrilmekte daha sonra işlemci diline dönüştürülmüş olan bu kod, yine KDA yardımıyla sayısal işaretleyicinin program belleğine yerleştirilmektedir. KDA programı kullanıcıya oldukça fazla kullanım kolaylığı tanımaktadır.

2.3.2.3. Tümlleşik Güç Modülü

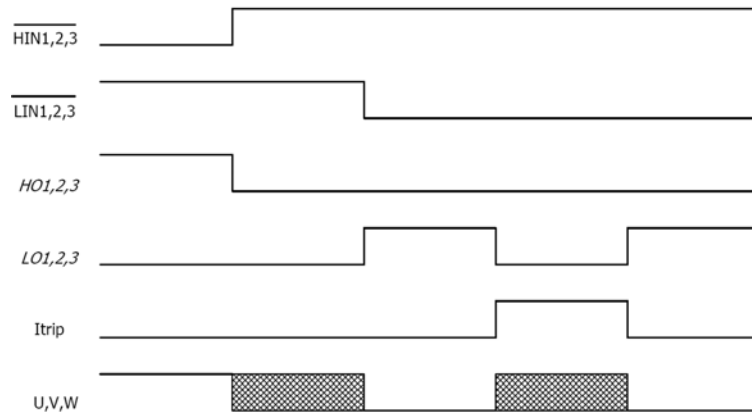
Elektronik endüstrisi, yüksek yoğunluklu montaj süreci içerisindedir. International Rectifier (IR) firmasına ait N tipi güç modülleri, yüksek hızlı diyotlu IGBT teknolojisini, ayrıca IGBT güç anahtarları için 6 çıkışlı tek parça kapı (gate) sürücü yongası içermektedir. Bütün elemanlar, İzoleli Metal Alt Tabaka (İMAT)ya monte edilmiştir. Başlangıçta sade yongaların monte edilmesi için düşük maliyetli yöntem olarak geliştirilmiş olan İMAT teknolojisi, yüksek yoğunluklu çözümler için yüksek performans ve yüksek güvenilirliği elde etmek için yavaş yavaş gelişmekte olan üstün bir teknolojidir [52].

Bu çalışmada kullanılan tümlleşik güç modülü, IRAMS10UP60A dır. Bu modül 600V, 10A gerilim ve akım değerlerine sahiptir. Modül, her biri ayrı kapı dirençlerine sahip 6 adet IGBT, 1 adet üç fazlı tek parça seviye kaydırmalı sürücü yongası ve negatif sıcaklık katsayılı aşırı sıcaklık koruması için ısıldirenç/direnç iletken çifti içermektedir. Modül şeması, Şekil 56.'da verilmiştir. Özellikle büyük değerli önyükleme kapasitörleri

kullanıldığında ön yüklemeye diyotlarında tepe akımlarını sınırlandırmak için ön yüklemeye devresine, küçük değerli direnç eklenir. Modüle ait giriş/çıkış zamanlama diyagramı Şekil 57.'de gösterilmiştir.

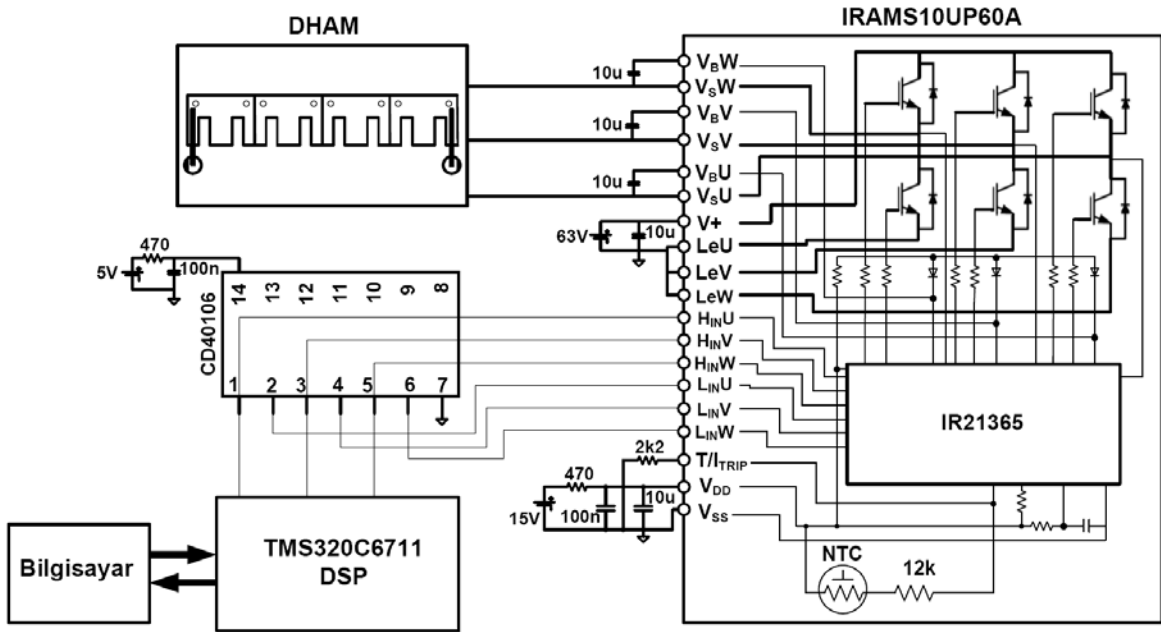


Şekil 56. Modül şeması [52].

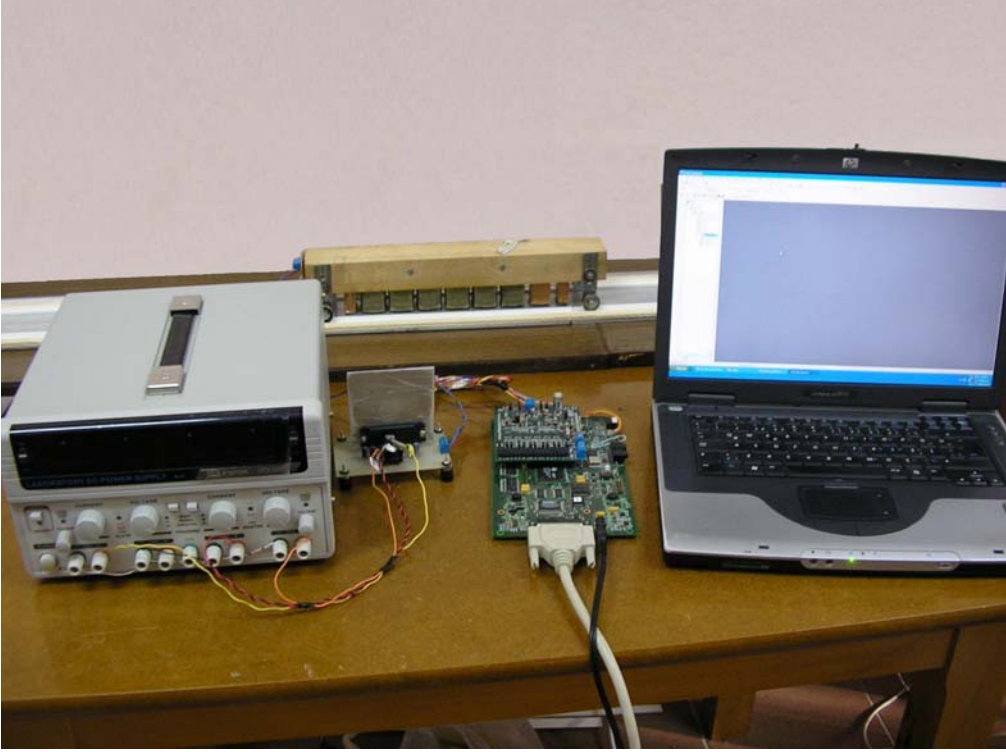


Şekil 57. Giriş/Çıkış Zamanlama Diyagramı

Modülde 6 adet sinyal giriş bacağı vardır. Bu sinyallerden 3 adeti yüksek kenarlı , diğer 3 adeti ise alçak kenarlı kapı sürücü mantık girişleridir. DSP'den üretilen 3 adet PWM, CD40106'nın ilgili bacaklarına bağlanır. Her bir sinyalin kendisi ve CD40106 entegresi yardımıyla elde edilen sinyalin tersi Tümlşik Güç Modülüne bağlanır. Sürücü sistemi devre şeması, gerçekleştirilen sistem ve sistemi oluşturan kısımların fotoğrafları aşağıda verilmiştir.



Şekil 58. Gerçekleştirilen DHAM sürücü devre şeması



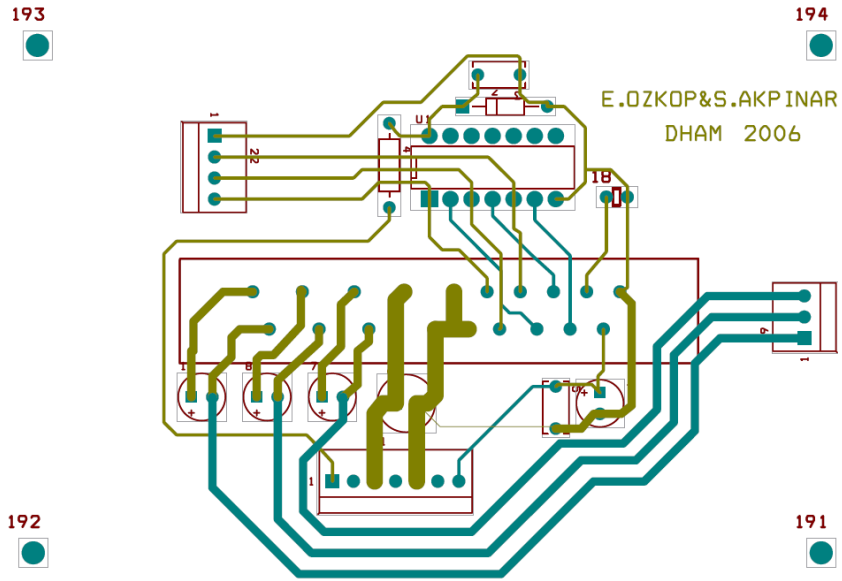
Şekil 59. Gerçekleştirilen DHAM sürücü sistem fotoğrafı



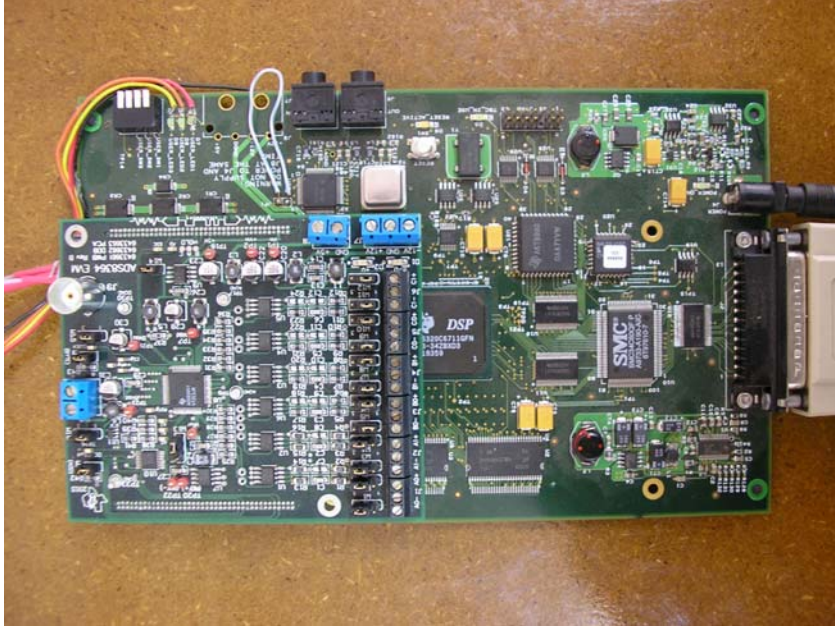
Şekil 60. DHAM genel görünüşü



Şekil 61. Tümeleşik Güç Modülü ve CD40106 entegresinden oluşan sistem genel görünüşü

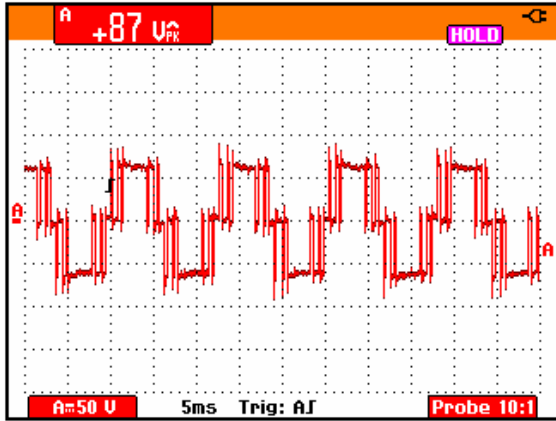


Şekil 62. Tümeleşik Güç Modülü ve CD40106 entegresinden oluşan sistem baskı devre şeması

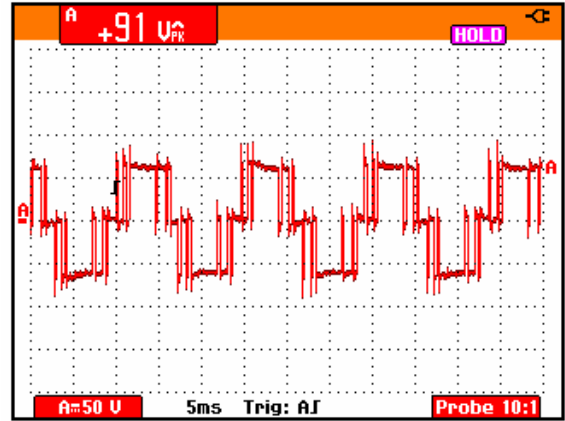


Şekil 63. Sistemde kullanılan TMS320C6711 DSP genel görünüşü

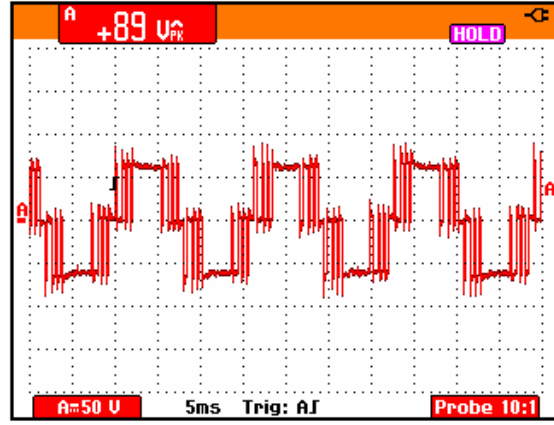
Farklı frekanslara göre PWM faz-faz darbe gerilim şekilleri, tüketilen akım ve gerilim değerleri aşağıda şekillerde verilmiştir.



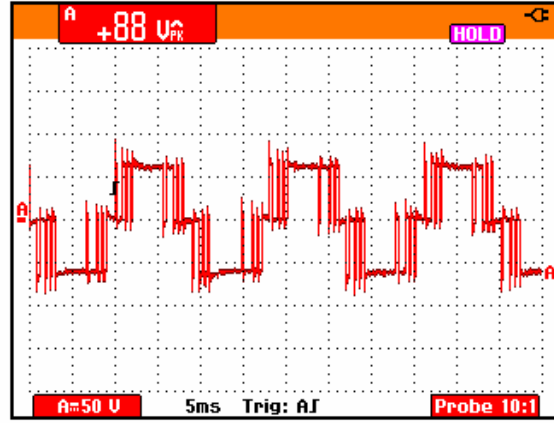
Şekil 64. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=80\text{Hz}$, $I_{dc}=1.86\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



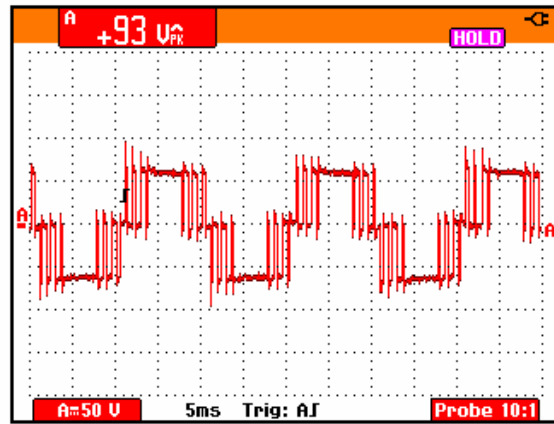
Şekil 65. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=68.49\text{Hz}$, $I_{dc}=2.12\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



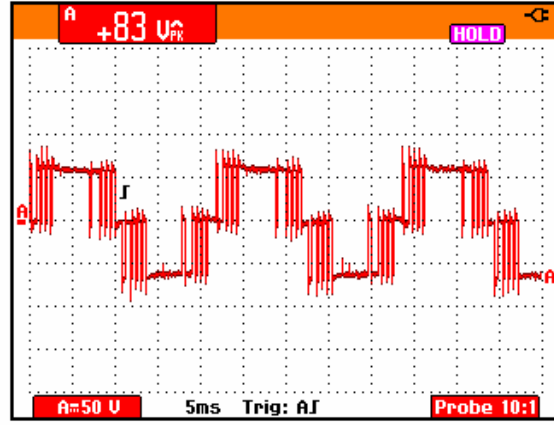
Şekil 66. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=61\text{Hz}$, $I_{dc}=2.20\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



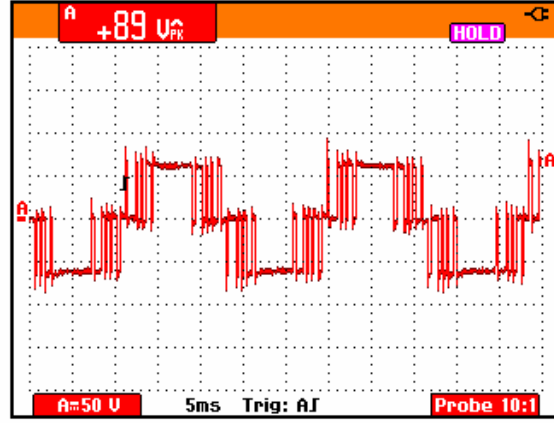
Şekil 67. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=55.55\text{Hz}$, $I_{dc}=2.38\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



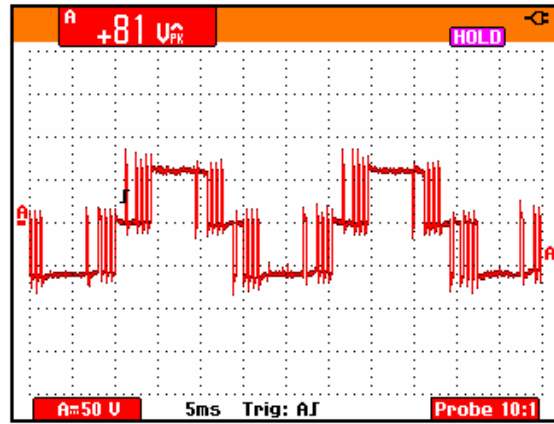
Şekil 68. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=50\text{Hz}$, $I_{dc}=2.47\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



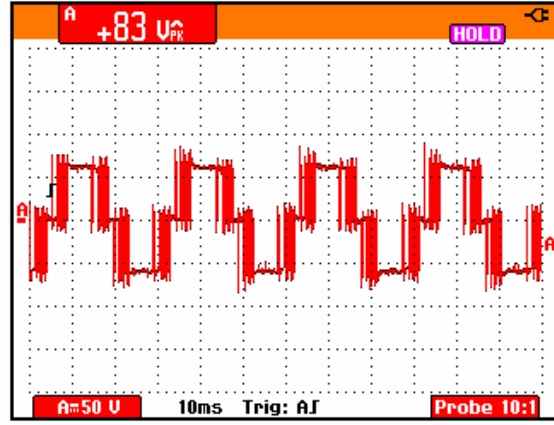
Şekil 69. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=45.45\text{Hz}$, $I_{dc}=2.58\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



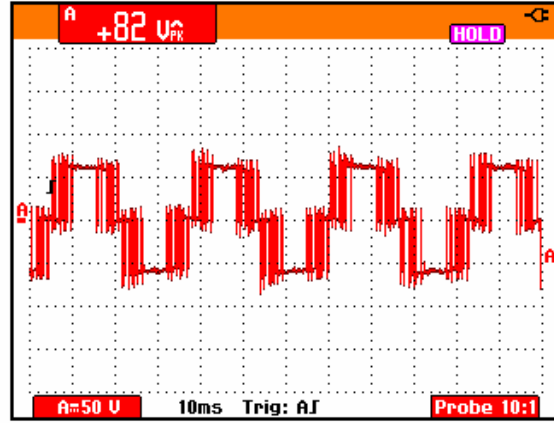
Şekil 70. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=42.45\text{Hz}$, $I_{dc}=2.68\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



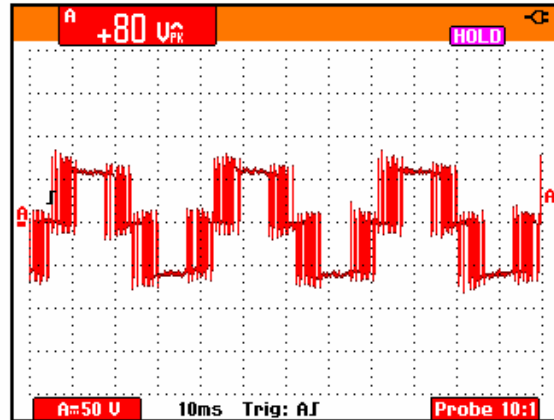
Şekil 71. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=39.21\text{Hz}$, $I_{dc}=2.83\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



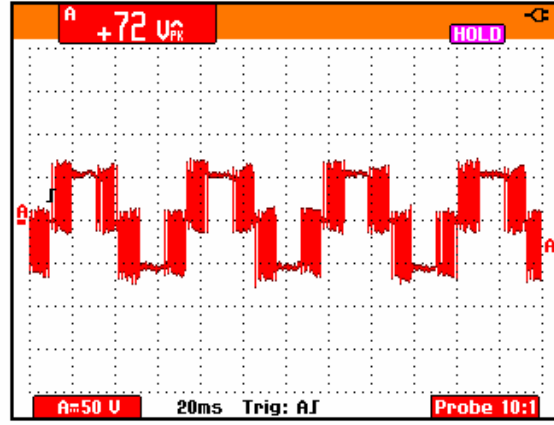
Şekil 72. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=34.25\text{Hz}$, $I_{dc}=2.90\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



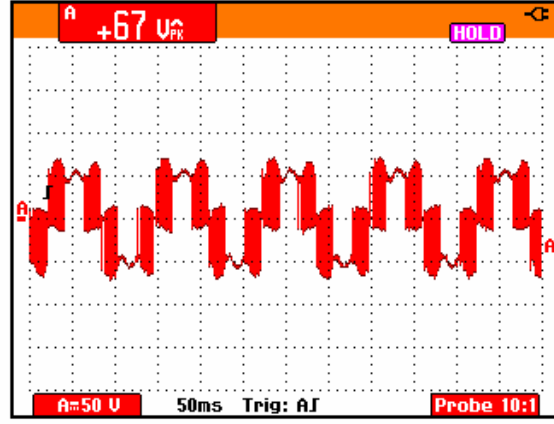
Şekil 73. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=30.77\text{Hz}$, $I_{dc}=2.92\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



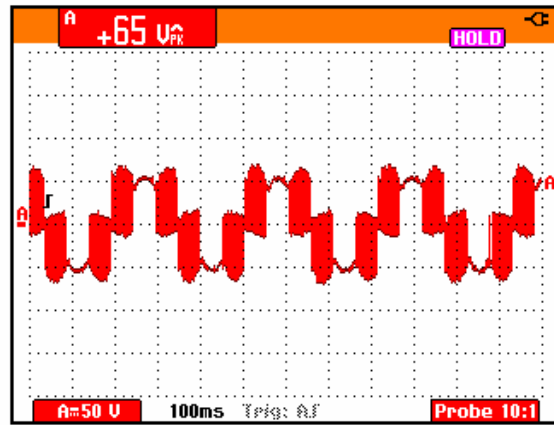
Şekil 74. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=26.32\text{Hz}$, $I_{dc}=3.03\text{A}$, $V_{dc}=63.20\text{V}$)



Şekil 75. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=15.63\text{Hz}$, $I_{dc}=3.13\text{A}$, $V_{dc}=56\text{V}$)



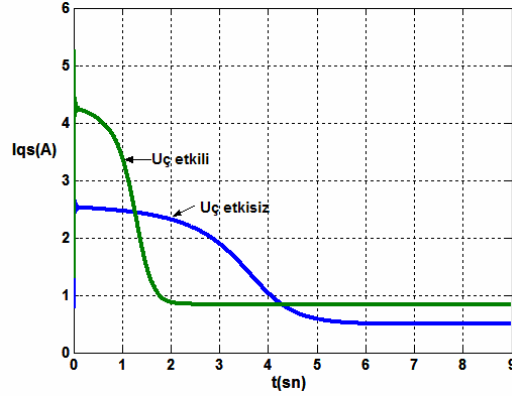
Şekil 76. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=7.94\text{Hz}$, $I_{dc}=3.13\text{A}$, $V_{dc}=53\text{V}$)



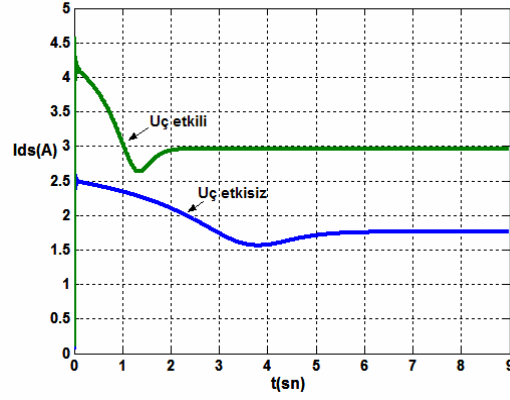
Şekil 77. Faz-faz arası PWM darbe gerilimi
($f=3.23\text{Hz}$, $I_{dc}=3.13\text{A}$, $V_{dc}=52\text{V}$)

3. SONUÇLAR

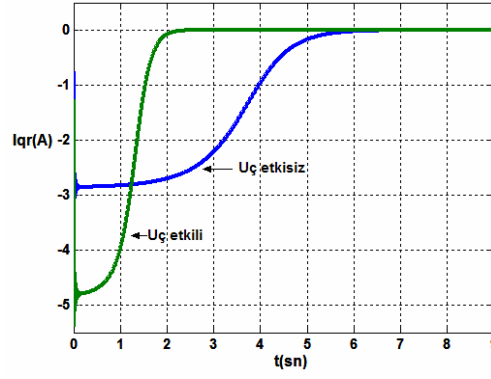
Elde edilen sistem parametre değerleri belirtilen matematiksel model içerisinde kullanılarak elde edilen sonuçlar aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir.



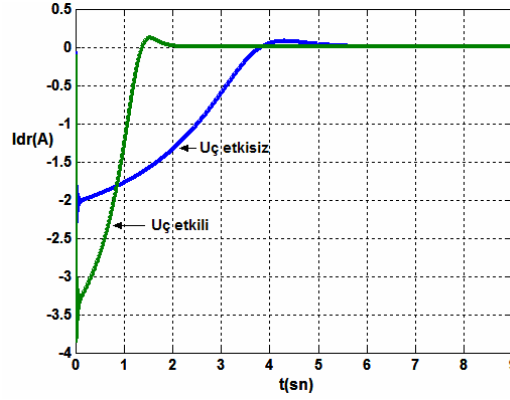
Şekil 78. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde I_{qs} akımının zamanla değişimi



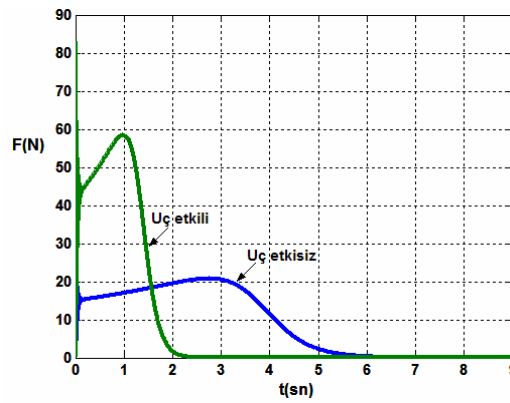
Şekil 79. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde I_{ds} akımının zamanla değişimi



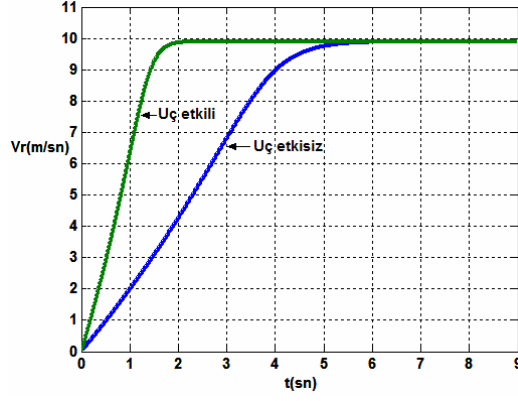
Şekil 80. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde I_{qr} akımının zamanla değişim



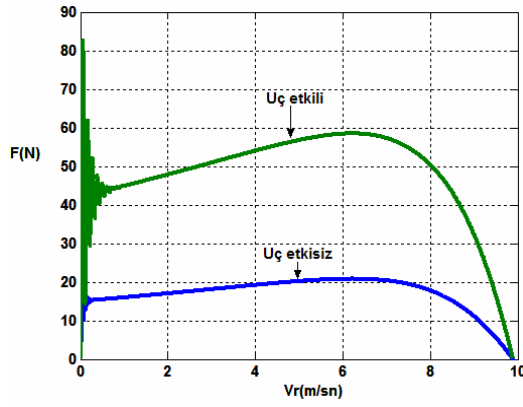
Şekil 81. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde I_{dr} akımının zamanla değişimi



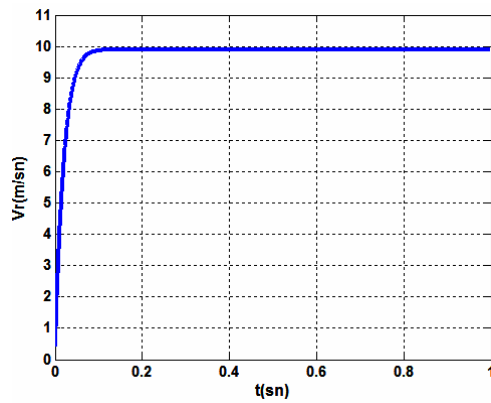
Şekil 82. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde itmenin zamanla değişimi



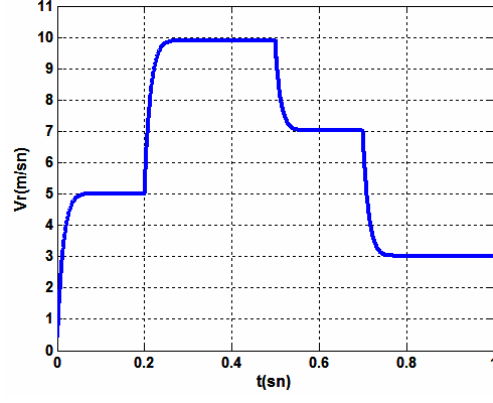
Şekil 83. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde hızın zamanla değişimi



Şekil 84. DHAM'un senkron hızla dönen d-q eksen sisteminde itmenin hıza bağlı değişimi.



Şekil 85. DHAM'un BM ile denetimi sonucunda elde edilen hızın zamanla değişimi ($V_{ref}=9.9\text{m/sn}$)



Şekil 86. DHAM'un BM ile denetimi sonucunda elde edilen hızın zamanla değişimi ($V_{ref1}=5, V_{ref2}=9.9, V_{ref3}=7, V_{ref4}=3$)

4. ÖNERİLER

Araştırma ve deneyler sonucunda uç etkisinin DHAM performansı üzerinde dikkate değer olumsuzlukları olduğu özellikle de yüksek hızlı DHAM'ların performanslarını olumsuz yönde etkilediği vurgulanmıştır.

DHAM'un performansına ve karakteristiğine tesir eden kutup sayısı, hava aralığı genişliği, frekans, sekonder direnci ve kutup arası açıklık gibi birçok faktör aynı zamanda uç etkisiyle ilgilidir:

1. Kutup sayısının çok olması zararlı uç etkinin daha fazla etkin olduğu kayma aralığını daraltır.
2. Yüksek sekonder direnci giriş uç etkisi dalgasının yayılma mesafesini bozar.
3. Büyük hava aralığı, giriş uç etkisi dalgasının yayılma mesafesini azaltarak zararlı uç etkisini hafifletir. Ancak büyük hava aralığı, uç etkisi olmayan motorun performansı bozar.
4. Hava aralığı genişliği ve sekonder yüzey direnci aynı karakterde olup uç etkisine aynı oranda tesir ederler.
5. Güç kaynağının daha yüksek frekanslarda olması uç etkisi dalgasının yayılma mesafesini azaltır. Böylece empedansın artıp performansın azalmasına rağmen zararlı uç etkisi hafifler.

Yukarıda verilen maddeler yüksek hızlı DHAM'lardaki uç etkisini hafifletmeye yönelik tedbirler olup uç etkisi altında olmayan normal motor performansını azaltır. Bu sebeple uygun motor tasarımı yapılmalıdır.

Bu çalışmada DHAM'un bulanık mantık denetleyici ile kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bulanık mantık denetleyici içerisinde beş kurallı üçgen üyelik fonksiyonu kullanılarak sistem çıkışının davranışı gözlenmiştir. Bulanık Mantık denetleyicinin esnek kurallara sahip olması bir denetleyicinin yaptığı işi de kolaylıkla yapabilmektedir. Bulanık Mantık Denetleyici modellemesinde öncelikli olarak kontrol edilecek sistemin davranışı verimli bir şekilde gözlenmelidir. Daha sonra hata ve hatadaki değişimler göz önüne alınarak üyelik fonksiyonları, kontrol kural tablosu elde edilir. DHAM'da doğrudan itme, akı veya akım kontrolü yapılmak isteniyorsa bulanık mantık, denetleyici olarak kullanılması

uygundur. Çalışma esnasında, DHAM parametrelerinin geleneksel asenkron motorlara göre daha değişken olması, kullanılacak kontrol metodunun sistemdeki değişimlere en kısa süre içinde cevap verebilmesi gerektiğinden, bulanık mantık denetleyici DHAM kontrolü için geleneksel kontrol yöntemlerinden daha faydalı olabilir.

DHAM denetim işlemini diğer kontrol yöntemleri kullanılarak gerçekleştirilerek Bulanık Mantık denetleyici ile performans karşılaştırılması yapılabilir. Oluşturulan DHAM'un kontrol işlemi sayısal işaret işleyici (DSP), gerilim beslemeli evirici ve sürücü katı kullanılarak gerçekleştirilebilir.

5. KAYNAKLAR

1. Gieras, J.F., Linear Induction Drives, Clarendon Pres, Oxford, 1994.
2. Nasar, S.A. ve Boldea, I., Linear Motors: Theory, Design and Practical Applications, Prentice-Hall, Inc., New Jersey, 1987.
3. Akpınar, A.S., Doğrusal Hareketli Elektrik Makinaları Yüksek Lisans Ders Notları, KTÜ, 2004.
4. Nasar, S.A. ve Boldea, Linear Motion Electric Machines, John Wiley&Sons, 1976.
5. Laithwaite, E.R., Linear Electric Motors, Mills&Boon Limited, London, 1971.
6. Dio, D.V. ve Montana, M., State of Art of Tubular Induction Motor, IEEE, 0-7803-31-09-5 (1996) 285-288.
7. Purcell, B., Linear Motors in Machine Tool Application, TECH590W, Purdue University, April 28, 1999.
8. Sung, J.H. ve Nam, K., A new Approach to Vector Control for a Linear Induction Motor Considering End Effects, IEEE, 0-7803-5589-X (1999) 2284-2289.
9. Gieras, J.F., Dawson G.E. ve Eastham A.R., Performance Calculation for Single-Sided Linear Induction Motors with a Double-Layer Reaction Rail Under Constant Current Excitation, IEEE Transactions on Magnetics, 22, 1 (1986) 54-62.
10. Nonaka, S. ve Fujii, N., Simplified Two-Dimensional Analysis of Linear Induction Motors, IEEE Transactions on Magnetics, 23, 5 (1987) 2832-2834.
11. Nonaka, S. ve Higuchi, T., Elements of Linear Induction Motor Design for Urban Transit, IEEE Transactions on Magnetics, 23, 5 (1987) 3002-3004.
12. Furukawa T., Ogawa K. ve Nonaka S., Finite Element Analysis of Eddy Currents Problem Subject to Convective Diffusion Equation, IEEE Transactions on Magnetics, 23, 5 (1987) 2660-2662.
13. Fujii, N., Fujitake, M., Two-Dimensional Drive Characteristics by Circular-Shaped Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, 35, 4 (1999) 803-809.
14. Mori, Y., Torii, S. ve Ebihara, D., End Effect Analysis of Linear Induction Motor Based on the Wavelet Transform Technique, IEEE Transactions on Magnetics, 35, 5 (1999) 3739-3741.

15. Fujii, N. ve Harada, T., A New Viewpoint of End Effect of Linear Induction Motor from Secondary Side in Ladder Type Model, IEEE Transactions on Magnetics, 35, 5 (1999) 4040-4042.
16. Ahn, S.C., Lee, J.H. ve Hyun, D.S., Dynamic Characteristic Analysis of LIM Using Coupled FEM and Control Algorithm, IEEE Transactions on Magnetics, 36, 4 (2000) 1876-1880.
17. Fujii, N. ve Harada T., Basic Consideration of End Effect Compensator of Linear Induction Motor for Transit, IEEE 0-7803-6401-5/00 (2000).
18. Faiz J. ve Jafari, H., Accurate Modeling of Single-Sided Linear Induction Motor Considers End Effect and Equivalent Thickness, IEEE Transactions on Magnetics, 36, 5 (2000) 3785-3790.
19. Mirsalim, M., Doroudi, A. ve Moghani, J.S., Obtaining the Operating Characteristics of Linear Induction Motors: A New Approach, IEEE Transactions on Magnetics, 38, 2 (2002) 1365-1370.
20. Fujii, N., Kayasuga, T. ve Hoshi, T., Simple End Effect Compensator for Linear Induction Motor, IEEE Transactions on Magnetics, 38, 5 (2002) 3270-3272.
21. Kang, G., Kim, J. ve Nam, K., Parameter Estimation Scheme for Low-Speed Linear Induction Motors Having Different Leakage Inductances, IEEE Transactions on Industrial Electronics on Industrial Electronics, 50, 4 (2003) 708-716.
22. Jamali, J., End Effect in Linear Induction and Rotating Electrical Machines, IEEE Transactions on Energy Conversion, 18, 3 (2003) 440-447.
23. Singh, A., Analysis of Eddy Currents in a Plate with Unequal Overhangs, IEEE Transactions On Magnetics, 12, 5 (1976) 560-563.
24. Hasebe, S. ve Kano, Y., Effect Of The Velocity Of Secondary Conductor On Eddy Current And Body Force In Annular Type LIM, IEEE Transactions On Magnetics, 23, 5 (1987) 2835-2837.
25. Pai, R.M., Nasar, S.A. ve Boldea, I., A Hybrid Method of Analysis of Low-Speed Linear Induction Motors, IEEE Transactions On Magnetics, 23, 6 (1987) 3908-3915.
26. Davidson, I.E. ve Gieras, J.F., Performance Analysis of a Shaded-Pole Linear Induction Motor Using Symmetrical Components, Field Analysis, and Finite Element Method, IEEE Transactions On Energy Conversion, 15, 1 (2000) 24-29.
27. Amirkhani, H. ve Shulaie, A., Online Control of Thrust and Flux in Linear Induction Motors, IEE Proc.-Electr. Power Appl. 150, 5 (2003) 515-520.

28. Eastham, J.F. ve Williamson, S., Experiments On The Lateral Stabilisation And Levitation Of Linear Induction Motors, IEEE, (1973) 470-473.
29. Levi, E., Linear Synchronous Motors for High- Speed Ground Transportation, IEEE Transactions On Magnetics, 9, 3 (1973) 242-248.
30. Thornton, R.D., Magnetic Levitation and Propulsion, IEEE Transactions On Magnetics, 11, 4 (1975) 981-995.
31. Yoshida, K. ve Nonaka S., Levitation Forces In Single-Sided Linear Induction Motors For High-Speed Ground Transport, IEEE Transactions On Magnetics, 11, 6 (1975) 1717-1719.
32. Kim, Y., J., Shin, P., S., Kang, D., H. ve Cho, Y., H., Design and Analysis of Electromagnetic System In A magnetically Levitated Vehicle, KOMAG-01, IEEE Transactions On Magnetics, 28, 5 (1992) 3321-3323.
33. Boldea, I. ve Nasar, S., The Induction Machine Handbook, CRC Press LLC, 2002
34. Bose, B.I., Moder Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall PTR, 2002
35. Lee, C.C., Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller-Part I, IEEE Transactions On Systems, Mani and Cybernetics, 20, 2 (1990) 404-418.
36. Srinivasan, P. ve Gracanin, D., Approximate Reasoning with Fuzzy Petri Nets, IEEE, 78034614-7/93 (1993) 396-401.
37. Youssef, O.A.S., Application of Fuzzy Interference Mechanisms to Power System Relaying, IEEE, 0-7803-8718-X/04 (2004) 1-9.
38. Zhao, R. ve Govind, R., Defuzzification of Fuzzy Intervals, IEEE, TH0034-3/90/0000/0392 (1990) 392-397.
39. Yager, R.R., Fuzzy Sets and Approximate Reasoning in Decision and Control, IEEE, 0-7803-0236-2/92 (1992) 415-428.
40. Nagib, G., Gharieb, W. ve Binder, Z., Application of Fuzzy Control to a Non-linear Thermal Process, Proceedings of the 31st Conference on Decision and Control, Tucson, Arizona, December 1992, 1154-1159.
41. Pok, Y.M. ve Xu, J.X., Computer-Aided Analysis and Design of Fuzzy Controller, IEEE, 0-7803-1223-6/93 (1993) 225-230.
42. Hellendoorn, H., Design and Development of Fuzzy Systems at Siemens R&D, 0-IEEE, 7803-0614-7/93 (1993) 1365-1370.
43. Zhang, S.J., Wong, Y.S. ve Poo, A.N., Analysis and Design of Inference Mechanisms for Fuzzy Feedback Control, IEEE, 0-7803-0985-5/93 (1993) 1993-2001.

- 44 Lancaster, S.S. ve Wierman M.J., Empirical Study of Defuzzification, IEEE, 0-7803-7918-7/03 (2003) 121-126.
- 45 Eastham, A.R. ve Katz, R.M., The Operation of a Single-Sided Linear Induction Motor With Squirrel-Cage And Solid-Steel Reaction Rails, IEEE Transactions On Magnetism, 16, 5 (1980) 722-724.
- 46 Haid, K.D., Jung, V. ve Spiess, J., Arrangement of Permanent Magnets In a Levitation System with Indifferent or Weakly Unstable Characteristics, IEEE Transactions On Magnetism, 17, 5 (1981) 1982-1985.
- 47 Lee, C.C., Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller- Part II, IEEE Transactions On Systems, Man and Cybernetics, 20, 2 (1990) 419-435.
- 48 Özkop, E., Atlas, İ.H. ve Akpınar, A.S., Bulanık Mantık Denetleyicili Güç Sistem Uygulaması, ELECO2004, (2004).
- 49 Özkop, E., Bulanık Denetleyici ile Denizaltı Derinlik Kontrolü, TOK'05, (2005).
- 50 Gülez, K., Asenkron Motorun DSP Tabanlı Bir Kontrol Sistemi Kullanılarak YSA İle Performansının Arttırılması, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, F.B.E., İstanbul, 1999.
- 51 Aktaş, M., TMS320C6711 DSP Tabanlı Hız Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrolü Asenkron Motor Sürücüsü, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, F.B.E., Trabzon, 2006.
- 52 Laithwaite, E.R., Transport Without Wheels, Elek Science Ltd, 1977.
- 53 Laithwaite, E.R., Propulsion Without Wheels, The English Universities Press Ltd, 1970.
- 54 Poloujadoff, M., The Theory of Linear Induction Machinery, Oxford Science Publications, 1980.

ÖZGEÇMİŞ

08.05.1980 tarihinde Trabzon'da doğdu. İlk, ortaokul ve lise öğrenimini Trabzon'da tamamladı. 1998 yılında başladığı Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 2003 yılında Elektrik-Elektronik Mühendisi unvanı ile mezun oldu. Aynı yıl Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda yüksek lisans öğrenimine başladı. 2004 Ocak ayından itibaren, aynı bölümde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başlamıştır. Yabancı dil olarak, İngilizce bilmektedir.