

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DOĞRUSAL HAREKETLİ ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜNÜN
BULANIK MANTIK TABANLI SKALAR KONTROL YÖNTEMİ İLE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Müh. Mehmet Ali USTA

**HAZİRAN 2013
TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DOĞRUSAL HAREKETLİ ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜNÜN
BULANIK MANTIK TABANLI SKALAR KONTROL YÖNTEMİ İLE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Mühendis Mehmet Ali USTA

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
"ELEKTRİK YÜKSEK MÜHENDİSİ"
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 20.05.2013
Tezin Savunma Tarihi : 06.06.2013**

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR

Trabzon 2013

Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Mehmet Ali USTA tarafından hazırlanan

DOĞRUSAL HAREKETLİ ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜNÜN
BULANIK MANTIK TABANLI SKALAR KONTROL YÖNTEMİ İLE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 21 / 05 / 2013 gün ve 1506 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda

YÜKSEK LİSANS TEZİ
olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

Başkan : Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR

Üye : Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ

Üye : Yrd. Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN

Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ
Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Bu tez, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı'nda yapılan bir çalışmadır. Karadeniz Teknik Üniversitesi'nin Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) Birimi tarafından hızlı destek programı kapsamında destek alınarak gerçekleştirilmiştir.

Öncelikle yüksek lisans tezi danışmanlığımı üstlenerek, gerek konu seçiminde ve gerekse çalışmaların yürütülmesinde yardımlarını esirgemeyen sayın hocam Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR'a en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Başta bu projede birlikte çalıştığım Kurtuluş DEMİR'e bilgilerini ve tecrübelerini benimle paylaştığı için teşekkür ederim. Yine her konuda sağlamış olduğu destekten dolayı Öğr. Gör. Emre ÖZKOP ve Öğr. Gör. Ömür AKYAZI başta olmak üzere Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında lisansüstü çalışmalarını yürüten ya da tamamlamış tüm arkadaşlarıma da teşekkürü bir borç bilirim.

Son olarak, bu çalışma boyunca büyük bir hoşgörü ve sabırla bana destek olan, beni bugünlere getiren, en sevdiğim aileme sonsuz şükran ve teşekkürlerimi sunarım.

Mehmet Ali USTA

Trabzon 2013

TEZ BEYANNAMESİ

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “Doğrusal Hareketli Asenkron Motor Hız Kontrolünün Bulanık Mantık Tabanlı Skalar Kontrol Yöntemi ile Gerçekleştirilmesi” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR’ın sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuarlarda yaptığımı/yaptırdığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 20/05/2013

Mehmet Ali USTA

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ.....	III
TEZ BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET	VII
SUMMARY	VIII
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	IX
TABLolar DİZİNİ.....	XII
SEMBOLLER DİZİNİ.....	XIII
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş	1
1.2. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlar.....	4
1.3. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların Yapısı	5
1.4. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlarda Alan ve Akım Analizi.....	9
1.5. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlarda Kuvvet	16
1.6. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Matematiksel Modeli.....	18
1.6.1. Uç Etki Faktörü	19
1.6.2. $a-b-c$ Eksen Takımındaki Matematiksel Model.....	21
1.6.3. $d-q$ Eksen Takımındaki Matematiksel Model	25
1.6.4. $\alpha-\beta$ Eksen Takımındaki Matematiksel Model.....	31
1.7. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Skalar Kontrol Yöntemi	33
1.7.1. Açık Çevrimli Skalar Kontrol Yöntemi	35
1.7.2. Kapalı Çevrimli Skalar Kontrol Yöntemi.....	37
1.8. Değişken Frekanslı Sürücü Sistemi.....	37
1.9. PWM Darbe Üretimi	41
1.10. Bulanık Mantık Denetleyici	43
1.10.1. Bulanık Küme Kavramı.....	44
1.10.2. Bulanık Küme İşlemleri.....	46
1.10.3. Üyelik Fonksiyonları	48
1.10.4. Bulanık Mantık Denetleyicili Sistem	50

1.10.4.1. Bulanıklaştırma Birimi	51
1.10.4.2. Bilgi Tabanı	52
1.10.4.3. Karar Verme Birimi.....	52
1.10.4.4. Durulaştırma Birimi.....	55
2. YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	57
2.1. Tek Yanlı DHAM Tasarımı.....	57
2.1.1. Tasarım Kriterleri	57
2.1.2. Tasarımı Gerçekleştirilen Tek Yanlı DHAM	59
2.2. Tek Yanlı DHAM'nin Eşdeğer Devre Parametrelerinin Çıkarılması	62
2.3. Sürücü Devresinin Tasarımı	64
2.4. Deneysel Düzenek	71
2.5. Bulanık Mantık Tabanlı Skalar Hız Kontrol Uygulaması	73
3. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	76
4. ÖNERİLER	80
5. KAYNAKLAR.....	81
ÖZGEÇMİŞ	

Yüksek Lisans Tezi

ÖZET

DOĞRUSAL HAREKETLİ ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜNÜN BULANIK MANTIK TABANLI SKALAR KONTROL YÖNTEMİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Mehmet Ali USTA

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR
2013, 84 Sayfa

Bu tez çalışmasında tek yanlı doğrusal hareketli bir asenkron motor (DHAM) tasarlanarak gerçek zamanlı hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmalarda ilk olarak DHAM'lerin özellikleri, yapısı ve tasarım aşamasında göz önüne alınması gereken kriterler üzerine durulmuştur. Aynı zamanda DHAM'lerde oluşan elektromanyetik olaylar açıklanmış ve bu olaylardan en önemlisi olan uç etkilerin hava aralığındaki alan dağılımına olan etkisi analiz edilmiştir. Yine bu tez kapsamında literatürde yapılan çalışmalar göz önüne alınarak DHAM'ler için en uygun eşdeğer devre elde edilmiştir. Uygulamaya yönelik hız kontrolü için döner asenkron motorlara uygulanan skalar hız kontrol sistemi kullanılmıştır. Hız geri beslemesi için gerekli kontrol işlemi ise bulanık mantık denetleyici kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan motor için önerilen bu kontrol yapısı PCI 6259 veri toplama kartı ile gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Doğrusal hareketli asenkron motor ve tasarımı, bulanık mantık, skalar kontrol, gerçek zamanlı veri toplama, Matlab/xPC Target.

Master Thesis

SUMMARY

IMPLEMENTATION OF FUZZY LOGIC BASED SCALAR CONTROL METHOD
FOR THE SPEED CONTROL OF LINEAR INDUCTION MOTOR

Mehmet Ali USTA

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural and Applied Sciences
Electrical-Electronics Engineering Graduate Program
Supervisor: Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR
2013, 84 Pages

In this thesis, the real time speed control of the designed single sided linear induction motor is realized. In our studies, firstly, our main focus is on the features and structure of LIMs and the criteria which should be taken into consideration during the design process. In the meantime, the electromagnetic phenomena in LIMs are defined and the end effect in field distribution throughout air gap, the most important one of electromagnetic phenomena, is analyzed. Moreover, the most proper equivalent circuit for LIMs is obtained by considering studies in the literature. The scalar speed control system applied to rotary induction motors is used for the aim of speed control in the practical application. Required control process for speed feedback is realized using fuzzy logic controller. The control structure suggested for designed motor is performed in the real time with PCI 6259 data acquisition card.

Key Words: Linear induction motor and design, fuzzy logic controller, scalar control, real time data acquisition, Matlab/xPC Target.

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. Doğrusal hareketli asenkron motorun elde edilişi [18]	5
Şekil 1.2. Doğrusal hareketli asenkron motorun sekonder yapıları [18]	6
Şekil 1.3. Tek yanlı ve çift yanlı doğrusal hareketli asenkron motor [18]	6
Şekil 1.4. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ($q_1=1$), tek tabakalı sargı düzeni.....	7
Şekil 1.5. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ($q_1=1$), kısa adımlı ($1/3$), çift tabakalı sargı düzeni	8
Şekil 1.6. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ($q_1=1$), kısa adımlı ($2/3$), çift tabakalı sargı düzeni	8
Şekil 1.7. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı iki olan ($q_1=2$), tam adımlı, çift tabakalı sargı düzeni	9
Şekil 1.8. Geniş hava aralığı sonucu oluşan kaçak akılar [18]	9
Şekil 1.9. Ortalama hava aralığı akı yoğunluğunun enine değişimi	10
Şekil 1.10. Ortalama hava aralığı akı yoğunluğunun boyuna değişimi	10
Şekil 1.11. Değişken alan içerisinde kalan sekonderde oluşan girdap akımı dağılımı [22]	11
Şekil 1.12. α_1 ve α_2 parametrelerinin hız v ile değişimi	13
Şekil 1.13. v_e ve τ_e parametrelerinin hız v ile değişimi	14
Şekil 1.14. x eksen boyunca hava aralığındaki $B_s(t,x)$ ve $B_g^+(t,x)$ dalgalarının değişimi ($\tau_e < \tau$)	15
Şekil 1.15. f_1 kaynak frekansında DHAM'nin hava aralığındaki alan dalgaları	15
Şekil 1.16. $f_2 > f_1$ kaynak frekansında DHAM'nin hava aralığındaki alan dalgaları	16
Şekil 1.17. Yüksek hız karakteristikleri sergileyen DHAM'de itme kuvveti	17
Şekil 1.18. Düşük hız karakteristikleri sergileyen DHAM'de itme kuvveti	18
Şekil 1.19. Doğrusal hareketli asenkron motorda uç etkisi	19
Şekil 1.20. DHAM'nin transformatör üç faz eşdeğer devresi	21
Şekil 1.21. ω_s referans hızlı primer mmk vektörleri	26
Şekil 1.22. ω_s referans hızlı sekonder mmk vektörleri	27
Şekil 1.23. DHAM'nin dq eksen takımındaki eşdeğer devresi	30
Şekil 1.24. DHAM'nin $\alpha\beta$ eksen takımındaki eşdeğer devresi	32
Şekil 1.25. Skalar kontrol yönteminde gerilim/frekans değişim eğrisi	34

Şekil 1.26. Açık çevrimli temel skalar kontrol sürücü sistemi.....	36
Şekil 1.27. Açık çevrimli kayma kompanzasyonlu skalar kontrol sürücü sistemi.....	36
Şekil 1.28. Kapalı çevrimli skalar kontrol sürücü sistemi.....	37
Şekil 1.29. Sabit gerilim ara devreli frekans çeviricili sürücü sistemi.....	38
Şekil 1.30. PWM eviricide anahtarlama durumları.....	38
Şekil 1.31. Negatif dc yoluna göre çevirici çıkış gerilimleri.....	39
Şekil 1.32. Çevirici çıkış gerilimlerinin faz-faz dalga şekilleri.....	40
Şekil 1.33. Çevirici çıkış gerilimlerinin faz-nötr dalga şekilleri.....	40
Şekil 1.34. SPWM ile üç fazlı anahtarlama işaretlerinin elde edilişi.....	41
Şekil 1.35. Sinüs-üçgen karşılaştırılması ve PWM dalga şekilleri.....	42
Şekil 1.36. Sıcaklık uzayında tanımlı <i>sıcak</i> klasik kümesi.....	45
Şekil 1.37. Sıcaklık uzayında tanımlı <i>sıcak</i> bulanık kümesi.....	45
Şekil 1.38. Bulanık kümelerde birleşme işlemi.....	46
Şekil 1.39. Bulanık kümelerde kesişim işlemi.....	47
Şekil 1.40. Bulanık kümelerde tümlleme işlemi.....	47
Şekil 1.41. Değişik üyelik fonksiyonları: (a) Üçgen, (b) Gaussian, (c) Yamuk, (d) Çan, (e) Cauchy, (f) Sigmoid.....	48
Şekil 1.42. Üyelik fonksiyonlarının bazı ortak özellikleri.....	49
Şekil 1.43. Bulanık mantık denetleyicili sistemin temel yapısı.....	50
Şekil 1.44. Bulanıklaştırma işleminin yapılışı.....	51
Şekil 1.45. Min-Max bulanık çıkarımı.....	54
Şekil 1.46. Min-Dot bulanık çıkarımı.....	54
Şekil 1.47. Ağırlık ortalaması yöntemi ile durulaştırma.....	56
Şekil 1.48. Maksimum üyelik yöntemi ile durulaştırma.....	56
Şekil 2.1. DHAM tasarımı için kullanılan silisyum saçlar.....	60
Şekil 2.2. Oluşturulan primer saç paketi.....	60
Şekil 2.3. Oluşturulan tek tabakalı primer sargı düzeni.....	60
Şekil 2.4. Tasarımı gerçekleştirilen DHAM.....	62
Şekil 2.5. Eşdeğer devre parametrelerinin çıkarılması için gerekli deneysel düzenek.....	64
Şekil 2.6. Yalıtım devre şeması.....	65
Şekil 2.7. Ölü zaman devre şeması.....	65
Şekil 2.8. Ölü zamanın osiloskop ekranından görünümü.....	66
Şekil 2.9. Fark alıcı entegrenin iki yönlü kullanımı için gerekli bağlantı şeması.....	67

Şekil 2.10. Ölü zaman ve sürücü entegrelerinden oluşan devre şeması	67
Şekil 2.11. PS11035 evirici modülün içyapısı.....	68
Şekil 2.12. Evirici modül ve alıcı devre şeması	69
Şekil 2.13. Oluşturulan sürücü devresinin genel görünümü.....	70
Şekil 2.14. DHAM sürücü düzeneğinin blok şeması.....	71
Şekil 2.15. Deneysel düzeneğin genel görünümü.....	72
Şekil 2.16. Bulanık mantık tabanlı skalar hız kontrol yapısı.....	73
Şekil 2.17. Önerilen kontrol yapısı için oluşturulan benzetim çalışması	74
Şekil 2.18. Önerilen kontrol yapısı için oluşturulan Matlab/Simulink programı	74
Şekil 3.1. Model benzetimi için kullanılan Matlab/Simulink programı	76
Şekil 3.2. DHAM hızının ve itme kuvvetinin zamana bağlı değişimi.....	76
Şekil 3.3. DHAM itme kuvvetinin hıza bağlı değişimi	77
Şekil 3.4. DHAM primer akımının $d-q$ eksen takımındaki değişimi.....	77
Şekil 3.5. DHAM sekonder akısının $d-q$ eksen takımındaki değişimi	77
Şekil 3.6. $V_{ref}=1.8$ m/s için elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar	78
Şekil 3.7. $V_{ref}=1.6$ m/s için elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar	78
Şekil 3.8. $V_{ref}=1.5$ m/s için elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar	78
Şekil 3.9. $V_{ref}=1.2-1.6$ m/s için elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar.....	79

TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. PWM anahtarlama da çıkış gerilimi değışimleri.....	39
Tablo 1.2. Örnek veri tablosu	52
Tablo 2.1. DHAM tasarımı da kullanılan parametrelerin değışimi ve etkileri.....	59
Tablo 2.2. Tasarımı gerçekteştirilen DHAM'nin boyutları ve özellikleri.....	61
Tablo 2.3. Sekonderi açık devre deneyinde elde edilen ölçümler	63
Tablo 2.4. Kilitli hareketli kısım deneyinde elde edilen ölçümler	63
Tablo 2.5. DHAM'nin eşdeğer devre parametreleri.....	64

SEMBOLLER DİZİNİ

B	Sürtünme katsayısı
B_{sm}	Hava aralığında ilerleyen normal dalğanın genliği
B_{gm}^+	Hava aralığında ilerleyen sönümlü giriş uç etkisi dalgasının genliği
B_{gm}^-	Hava aralığında ilerleyen sönümlü çıkış uç etkisi dalgasının genliği
D	Motor genişliği
F_e	Hava aralığında oluşan elektromanyetik itme kuvveti
F_g^+	Giriş uç etkisi dalgasının oluşturduğu itme kuvveti
F_L	Yük itme kuvveti
F_s	Normal dalğanın oluşturduğu itme kuvveti
g	Hava aralığı
I_{abcr}, I'_{abcr}	Sekonder faz akımları ve primere indirgenmiş değeri
I_{abcs}	Primer faz akımları
I_{dqs}, I'_{dqr}	dq eksen takımında primer ve primere indirgenmiş sekonder akımları
$I_{\alpha\beta s}, I'_{\alpha\beta r}$	$\alpha\beta$ eksen takımında primer ve primere indirgenmiş sekonder akımları
I_m	Mıknatıslanma akımı
J_s, J_{sm}	Primer akım yoğunluğu ve genliği
k_{ws}, k_{wr}	Primer ve sekonder sargı faktörleri
L	Motor uzunluğu
L_{lr}, L'_{lr}	Sekonder kaçak endüktansı ve primere indirgenmiş değeri
L_{ls}	Primer kaçak endüktansı
L_{mr}, L'_{mr}	Sekonder mıknatıslanma endüktansı ve primere indirgenmiş değeri
L_{ms}	Primer mıknatıslanma endüktansı
L_r, L'_r	Sekonder endüktansı ve primere indirgenmiş değeri
L_s	Primer endüktansı
L_{sr}, L'_{sr}	Primer ve sekonder arasındaki ortak endüktansı ve primere indirgenmiş değeri
m	Motor ağırlığı

m_a, m_f	Genlik ve frekans modülasyon indeksi
N_s, N_r	Primer ve sekonder sarım sayısı
Q	Uç etki faktörü
R_{eddy}	Girdap akım kayıplarını temsil eden direnç
R_r, R_r'	Sekonder direnci ve primere indirgenmiş değeri
R_s	Primer direnci
T_r	Sekonder zaman sabiti
\ddot{u}	Dağılmış sargılarda dönüşüm oranı
v	Primer hareketli parçanın hızı
V_{abc}, V_{abc}'	Sekonder faz gerilimleri ve primere indirgenmiş değeri
V_{abcs}	Primer faz gerilimleri
V_{dqs}, V_{dqr}'	dq eksen takımında primer ve primere indirgenmiş sekonder gerilimleri
$V_{\alpha\beta s}, V_{\alpha\beta r}'$	$\alpha\beta$ eksen takımında primer ve primere indirgenmiş sekonder gerilimleri
v_e	Hava aralığında ilerleyen sönümlü dalgaların hızı
v_s	Primer sargısının oluşturduğu alanın senkron hızı
Ψ_{abc}, Ψ_{abc}'	Sekonder sargılarının toplam akıları ve primere indirgenmiş değeri
Ψ_{abcs}	Primer sargılarının toplam akıları
Ψ_{dqs}, Ψ_{dqr}'	dq eksen takımında primer ve primere indirgenmiş sekonder akıları
$\Psi_{\alpha\beta s}, \Psi_{\alpha\beta r}'$	$\alpha\beta$ eksen takımında primer ve primere indirgenmiş sekonder akıları
α_1, α_2	Hava aralığında ilerleyen sönümlü dalgaların x yönündeki etki mesafeleri
τ	Primer sargısının kutup adımı
τ_e	Hava aralığında ilerleyen sönümlü dalgaların kutup adımı
μ_o	Havanın manyetik geçirgenliği
θ_r	Primer açısal yer değiştirmesi

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Günümüzde doğrusal hareketli uygulamalara geçmişe göre daha fazla karşılaşılmaktadır. Doğrusal motorlar, endüstriyel üretim sistemleri başta olmak üzere taşımacılık sistemlerinde de önemli bir yere sahiptir. Bunun nedeni ise yüksek iş hacmi, daha kesin konumlandırma, uzun ömür, düşük bakım maliyeti, daha az hareket eden parça gibi şartları sağlamasıdır. Diğer taraftan döner tip elektrik makinaları ve ilgili dönüştürücüler kullanılarak oluşturulan doğrusal hareketli sistemler ise günümüzde artan doğrusal uygulamalar için gerekli hız ve doğruluk kombinasyonunu sağlayamamaktadır. Teknolojinin gelişmesi ile bu tür uygulamalarda doğrusal motorlar kullanılarak, doğrusal sistemlerin yüksek hızlarda ve yüksek doğrulukta çalışması sağlanmıştır.

Her tür döner elektrik motorunun bir doğrusal hareket yapan karşıtı bulunmasına rağmen uygulamada daha çok doğrusal hareketli asenkron motorlar (DHAM) kullanılır. DHAM'lerin döner hareketli asenkron motorlardan (DÖHAM) çalışma ilkesi bakımından hiçbir farklılığı yoktur. Bu yüzden DÖHAM'ler için geliştirilen sürücü devreleri ve kontrol yapıları, DHAM'ler için de kullanılabilir. Fakat DHAM'lerde oluşan ve motor performansını olumsuz yönde etkileyen uç etkileri, hem motor tasarım aşamasında hem de kontrol aşamasında göz önüne alınması gerekmektedir.

Literatürde DHAM'ler üzerine yapılan çalışmaların çoğunda uç etkiler analiz edilerek motor performansının artırılması ve uygun bir eşdeğer devrenin elde edilmesi üzerine durulmuştur. Bu çalışmalarda uç etkiler, primer ile sekonder arasındaki hava aralığı manyetik alan denklemleri türetilip bunların bilinen nümerik metotlar kullanılarak çözümlenmesiyle incelenmiştir. Gerçekleştirilen bazı çalışmalarda uç etkiler hesaba katılarak motor performans analizleri yapılmış ve motor performansını artırmak amacıyla uç etkileri azaltıcı, itme kuvvetini artırıcı bazı yapısal değişikliklere gidilmiştir. Bazı çalışmalarda ise uç etkilerin dahil edildiği eşdeğer devreler üzerine durulmuştur. Bu konuda yapılan çalışmaları ise aşağıdaki gibi özetleyebiliriz.

Eastham (1980) ve arkadaşları, tek yanlı bir DHAM'nin performansını, katı çelik ve alüminyum kaplı sekonder tepkime levhalarını kullanarak deneysel olarak karşılaştırdığı bir çalışma gerçekleştirmişlerdir [1].

Duncan (1983) ve Eng, DHAM'nin eşdeğer devresinin DÖHAM'lerin eşdeğer devresine benzediğini belirtmişlerdir. Fakat DHAM'lerin eşdeğer devresinde bulunan paralel kolun, DÖHAM'lerden uç etkilerinden dolayı farklılık gösterdiğini açıklamışlardır. Bu çalışmada bir uç etki faktörü tanımlayarak, DHAM'lerin paralel kolundaki mıknatıslandırma endüktansını ve girdap akım kayıplarını bu faktöre göre tanımlamışlardır [2].

Gieras (1986) ve arkadaşları, çift katlı tepki levhalı tek yanlı DHAM'nin performans analizini yapmışlardır. Bu analizde DHAM'de oluşan deri olayı, doyum, doğrusal olmayan manyetik geçirgenlik ile birlikte girdap akımlarının oluşturduğu alan, boyuna uç etkisi ve enine uç etkisi olaylarını da hesaba katmışlardır [3].

Gieras (1987) ve arkadaşları, DHAM'nin hava aralığındaki manyetik alanın analizini yaparak yeni bir boyuna uç etkisi faktörü tanımlamışlardır. Yine aynı çalışmada bu uç etkisi faktörünün de hesaba katıldığı tek yanlı DHAM'ler için bir eşdeğer devre modeli ortaya koymuşlardır [4].

Nonaka (1987) ve Higuchi, tek yanlı bir DHAM'nin primer çekirdeğini, uç etkileri azaltmak ve sekonder tepki rayının maliyetini azaltmak için uzun dar ve ince tasarlamışlardır. Uç etkisinin nispeten düşük hız uygulamalarında ciddi olmadığını belirtmişler ve esasında uç etkisini azaltmak için motor uzunluğu mümkün olduğunca uzun yapılması gerektiğini vurgulamışlardır [5].

Fujii (1999) ve Harada, merdiven tipi sekonder yapıları bir DHAM'de uç etkisinin fiziksel olgusunu, oluşturulan yapısal özelliğin kullanılması ile sekonder tarafından gözlemlenmiştir. Merdiven tip ve levha tip sekonder yapılarının temelde aynı olduğunu belirtmişler ve her iki yapıdaki iletken levhadan akan sekonder akımlarının analizini yapmışlardır [6].

Fujii (2000) ve Harada, DHAM'nin primer çekirdeğinin önüne yerleştirilmiş olan mıknatıs rotoru, DHAM uç etkisini telafi edici (azaltıcı) olarak önermişlerdir. Uç etkisini etkili bir şekilde telafi etmenin enerji tüketimini en aza indirmede anahtar oluşturduğunu, eğer bu sorun çözülebilirse DHAM'nin yüksek hızlarda yaygın bir şekilde kullanılmasının yolu açılmış olacağını öngörmüşlerdir [7].

Mirsalim (2002) ve arkadaşları, iki boyutlu sonlu elemanlar yöntemi ile eşdeğer devre parametreleri hesaplanmakta olduğunu, sonlu elemanlar yöntemi ile elde edilen parametreleri Duncan modelinde kullanarak uç etkisinin hesaba katılması sağlandığını

belirtmişlerdir. Duncan modeli ile elde edilen sonuçların uç etkili deneysel sonuçlarla uyum içinde olduğunu öngörmüşlerdir [8].

Kang (2003) ve arkadaşları, 18Hz den düşük frekanslarda uç etkisinin ihmal edilebileceğini öngörmüşler ve bu frekans aralığında DHAM modelinin, DÖHAM modeli ile aynı olduğunu belirtmişlerdir [9].

DHAM'lerin modellenmesi konusunda yapılan çalışmalarda analitik ve hesapsal olarak en basit eşdeğer devreyi Duncan [2] önermiştir. Bu eşdeğer devre literatürde en kabul gören eşdeğer devre olmuştur. Çünkü DHAM'ler için geliştirilen kontrol algoritmalarının çoğu bu eşdeğer devre kullanılarak gerçekleştirilmiştir. DHAM'lerin kontrolü için DÖHAM'lerde kullanılan skalar veya vektör kontrol yöntemleri kullanılabilir. Literatürde DHAM'lerin kontrolü üzerine yapılan çalışmalar ise aşağıdaki gibi özetlenebilir.

Takahashi (1993) ve Ide, DHAM'lerde oluşan itme ve çekme kuvvetinin ayrı ayrı kontrolünün gerçekleştirildiği bir vektör kontrol yöntemi geliştirmişler ve deneysel olarak bu yöntemin uygulanabilirliğini göstermişlerdir [10].

Sung (1999) ve arkadaşları, DHAM'lerin sekonder akısından yönlendirmeli dolaylı vektör kontrol yöntemi için yeni bir yaklaşım getirmişlerdir [11].

Kwon (1999) ve arkadaşları, DHAM'ler için sonlu elemanlar analizinden yararlanarak uç etkilerin dahil edildiği doğrudan itme kuvveti kontrol yöntemini uygulamışlardır [12].

Colli (2003) ve arkadaşları, Luenberg gözlemleyicisini kullanarak DHAM'ler için doğrudan itme kuvveti ve akı kontrol yöntemini geliştirmişlerdir. Yapmış olduğu benzetim çalışmalarını deneysel çalışmalar ile destekleyerek makalesinde bu sonuçlara yer vermişlerdir [13].

Kang (2005) ve Nam, disk tip sekonder yapıları DHAM'ler için Duncan modeli üzerinden uç etkilerin de dahil edildiği sekonder akısından yönlendirmeli dolaylı vektör kontrol yöntemini geliştirmişlerdir [14].

Shi (2007) ve arkadaşları, tek yanlı DHAM'ler için bir adaptif gözlemleyici tasarlayarak parametre kestirimi geliştirmişlerdir. Böylece bu kontrol yapısı ile uç etkilerin neden olduğu mıknatıslanma endüktansı ve girdap akım kayıpları değişimini kestirerek, değişimlere daha iyi cevap verebilen bir dolaylı vektör kontrol yöntemi geliştirmişlerdir [15].

Wang (2010) ve arkadaşları, DHAM'nin dorudan itme kuvveti kontrol yapısını uygulamışlardır. Bu çalışmada itme kuvvetinde meydana gelen dalgalanmaları azaltıcı yeni bir evirici anahtarlama düzeni önermişler ve deneysel olarak bunu göstermişlerdir [16].

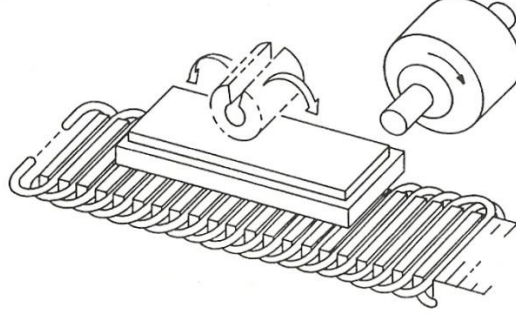
Vaez-Zadeh (2011) ve Satvati, DHAM'ler için primer akısından oryantasyonlu dolaylı vektör kontrol yöntemini gerçekleştirmişler ve bu yöntemde uç etkilerini kompanze edecek bir algoritma kullanmışlardır [17].

Yapılan çalışmalarda DHAM'lerin denetimi, daha çok vektör kontrol yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Literatürde skalar kontrol yöntemi ile gerçekleştirilmiş bir hız kontrol yapısına rastlanmamıştır. Bu durum göz önüne alındığında literatürdeki bu eksiklik bu tez çalışması ile giderilmeye çalışılmıştır. Bu tez kapsamında tek yanlı bir DHAM tasarımı gerçekleştirilmiş ve deneysel analizleri yapılarak eşdeğer devre parametreleri çıkarılmıştır. Tasarlanan makine için Duncan [2] modeli kullanılmıştır. Bu model üzerinden senkron hızda dönen eksen takımındaki ve duran eksen takımındaki eşdeğer devreleri elde edilmiştir. Bu eşdeğer devreler kullanılarak da tasarımı gerçekleştirilen makine için benzetim çalışması yapılmıştır. Aynı zamanda bulanık mantık tabanlı skalar kontrol yöntemi için gerekli yapı da oluşturularak benzetim çalışması ile sistem performansı incelenmiştir. Öte yandan benzetim çalışmalarında kullanılan bu kontrol yapısı gerekli sürücü düzeneği tasarlanarak gerçek zamanlı uygulaması gerçekleştirilmiştir. Gerçek zamanlı kontrol, Matlab/Simulink blokları kullanılarak xPC Target ara yüzü üzerinden PCI 6259 veri toplama kartı ile yapılmıştır. Sisteme farklı referans hız değerleri verilerek gerçek bir uygulamada sistemin vereceği cevaplar incelenmiş ve bu sonuçlar sunulmuştur. Bu sonuçlardan yola çıkarak yapılabilecek bir sonraki çalışmalarda dikkat edilmesi gereken hususlar ve öneriler verilmiştir.

1.2. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlar

Doğrusal hareketli bir asenkron motor (DHAM) Şekil 1.1'de görüldüğü gibi bilinen bir döner hareketli asenkron motorun (DÖHAM) radyal olarak kesilmesi ve açılması ile elde edilebilir. Bu durumda DÖHAM'nin statoru DHAM'nin primerini, rotoru ise sekonderini oluşturur. DÖHAM'lerde hava aralığında oluşan döner alan motor milinde momente dönüşürken, DHAM'lerde hava aralığında oluşan yürüyen alan itme kuvvetine dönüşür. Böylece etki-tepki ilkesine göre sekonder sabit primer hareketli ise, primer,

sekondere etkiyen kuvvetin yönüne ters yönde doğrusal hareket yapar. Bu nedenle doğrusal hareket hiçbir çevirici ara mekanizma kullanılmadan doğrudan elde edilir.



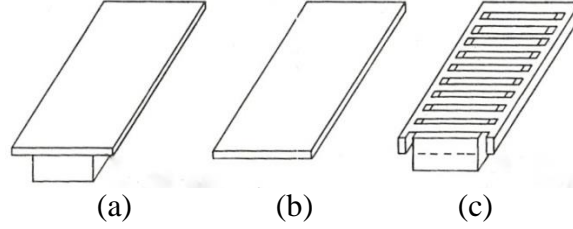
Şekil 1.1. Doğrusal hareketli asenkron motorun elde edilişi [18]

DÖHAM'lerde rotorun hareketi, bir dönmeden sonra aynen tekrarlanmaktadır. DHAM'lerde primer ve sekonder sınırlıdır; başka bir deyimle bunların uzunlukları sonsuz değildir. Örneğin bir DHAM'nin primeri hareket ettiğinde ve sekonder sabit kaldığında Δt zamanı sonunda primer Δx kadar ötelenecektir. Primer ve sekonderin ortak kısımları da değişeceğinden daha sonra bahsedilecek olan alan dağılışının da değişmesine yol açacaktır. Çalışma ilkesi bakımından DÖHAM ile DHAM arasında hiçbir farklılık yok ise de DHAM'nin sonlu uzunlukta primer ve sekonderinin bulunması ve hava aralığındaki manyetik alan dağılışının değişmesi bakımından DÖHAM'lerden farklılık gösterir [19].

1.3. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların Yapısı

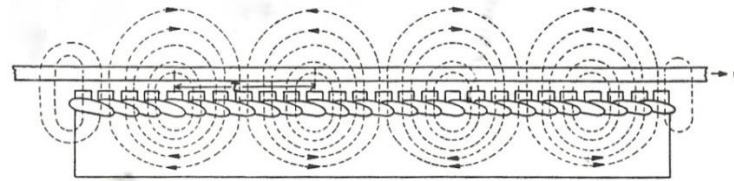
DHAM'lerde çekirdeği oluşturan saçlar, transformatörlerdeki saçlara benzerler. Primer sargıları, saçların paketlenmesiyle ortaya çıkan oluklara yerleştirilir [20]. DHAM'lerin sekonder yapısı ise Şekil 1.2'de görüldüğü gibi üç farklı şekilde yapılabilir. Bunlardan ilki Şekil 1.2.c'de verilen rotoru sincap kafesli bir motorun doğrusal versiyonu şeklindedir. Bu yapıda sincap kafes, parçalı iletkenlerin laminasyonlu demire gömülmesi ve her iki ucundan kısa devre çubukları ile kısa devre edilmesi ile oluşturulmuştur. Diğer bir yapı Şekil 1.2.a'da verildiği gibi olabilir. Burada sekonder, arkasına demir konulmuş iletken levha malzemenen oluşan basit bir yapıda oluşturulmuştur. İletken levha olarak genelde alüminyum veya bakır gibi bir malzeme kullanılır. Bu malzemenin arkasında kullanılan demir ise tek parça ya da laminasyonlu bir şekilde yapılabilir. Şekil 1.2.b'de ise

oluşturulabilecek son sekonder yapısı gösterilmiştir. Bu yapı diğerlerine göre en basit olanıdır. Çünkü kullanılan iletken malzemenin kendisi manyetik malzemedir ve ayrıca arka demire gerek kalmamıştır [21]. Levha tip sekonder imalat bakımından uygun olmasına rağmen enerji dönüşümü bakımından zayıftır. Taşıma bandı uygulamalarında olduğu gibi yüksek itme kuvveti gerektiren yerlerde sincap kafes tip sekonder kullanılır [20].

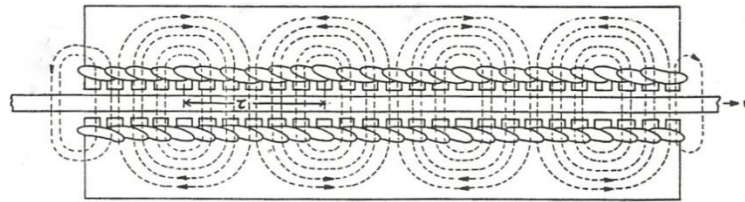


Şekil 1.2. Doğrusal hareketli asenkron motorun sekonder yapıları [18]

Şekil 1.3.a'da görülen DHAM sekonder ile yüz yüze bakacak şekilde reaksiyonda bulunan tek primere sahip olduğundan tek yanlı DHAM olarak adlandırılır. Eğer Şekil 1.3.b'de görüldüğü gibi iki adet tek yanlı DHAM, primer sargıları birbirleri ile karşılıklı olacak şekilde birleştirilirse, çift yanlı bir DHAM elde edilmiş olunur. Bu yapıda kullanılan arka demir sonsuz geçirgenlikte olursa ve primer akımları uygunca fazlandırılırsa Şekil 1.3.b'de verildiği gibi ayrıca arka demire ihtiyaç duyulmaz. Burada primerin iki yarısı, ortak iletken sekonder levhanın iki kenarında reaksiyonda bulunmaktadır [21].



(a)

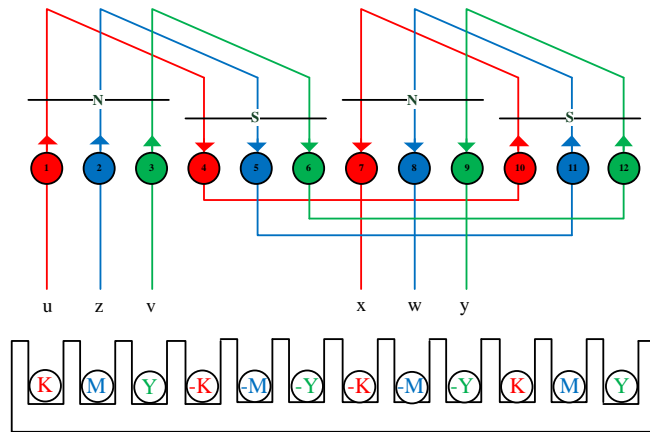


(b)

Şekil 1.3. Tek yanlı ve çift yanlı doğrusal hareketli asenkron motor [18]

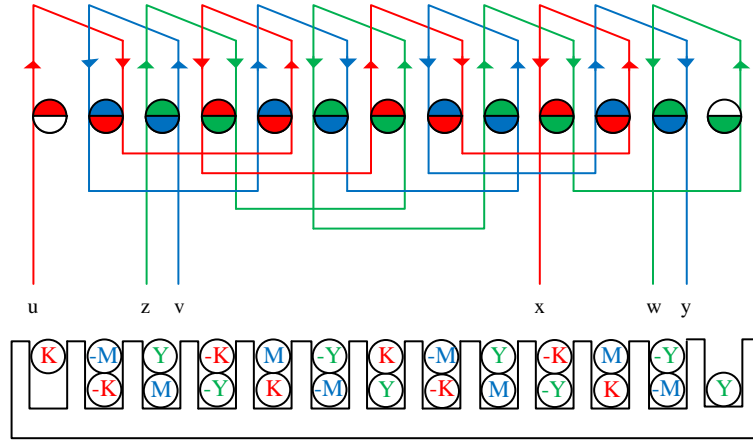
DHAM'ler tek yanlı veya çift yanlı yapıda olabildiği gibi motorun primer veya sekonderinin hangisinin kısa olduğuna bağlı olarak ya kısa primerli ya da kısa sekonderli olabilir. Ekonomik bakımdan kısa primerli DHAM daha uygundur. Çünkü gerek malzeme gerekse işçilik bakımından uzun boylu bir yapıya sargı yerleştirme ekonomik değildir. Öte yandan her iki tip DHAM'de ya primer ya da sekonder hareketli eleman olabilir. Genellikle sürücü sistemlerinde primer, hareketli kısım üzerinde bulunur. Bu yerleşim tarzı mekanik bakımdan da en uygun çözüm oluşturmaktadır [20].

Primer sargıları genellikle üç fazlı, iki tabakalı alternatif akım sargısı tipinde yapılırlar. Bu sarım şekilleri DÖHAM'lerin sarım şekillerine benzemektedir. Bu motorlar gerçekten düzlemsel bir yapıya sahip olduğundan, döner motorların tersine, inceleme yapmak için sargı şemalarını açıp düzlemsel hale getirmeye gerek kalmamaktadır [19]. Sargıların primer oluklarına yerleştiriliş biçimlerinden bazıları aşağıdaki şekillerde gösterilmiştir.



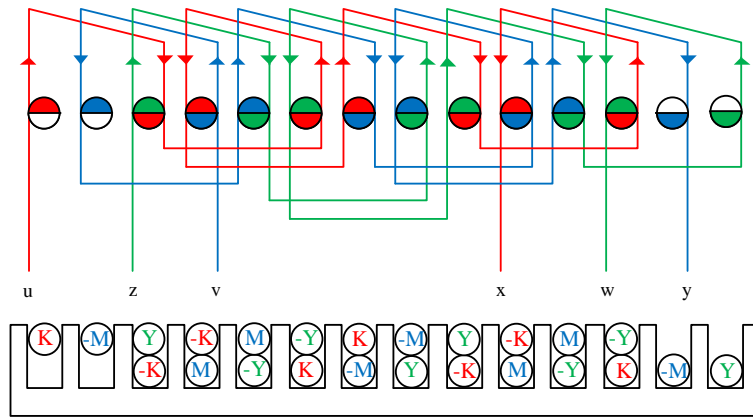
Şekil 1.4. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ($q_1=1$), tek tabakalı sargı düzeni

Şekil 1.4, DHAM'ler için tek tabakalı sargı düzenini gösterir. Tek tabakalı sargı düzeninde üretilen itme kuvveti, çift tabakalı sargı düzenine göre daha az olup uygulamada daha çok çift tabakalı sargı düzeni kullanılır. Çift tabakalı sargı düzeninde bobinler kısa, tam ve uzun adımlı olarak yerleştirilebilir. Fakat uzun adımlı sargı düzeni maliyeti artırdığı ve montaj zorluğundan dolayı tercih edilmemektedir. Uygulamada küçük değerli itme kuvveti isteniyorsa Şekil 1.5'de verilen çift tabakalı sargı düzeni kullanılabilir. Bu bağlantının daha az bakır, imal ve montaj kolaylığı gibi üstünlükleri vardır [20]. Buna karşın bu bağlantıda baş ve sondaki bir olukta tek tabakalı sargı bulunmaktadır.



Şekil 1.5. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ($q_1=1$), kısa adımlı ($1/3$), çift tabakalı sargı düzeni

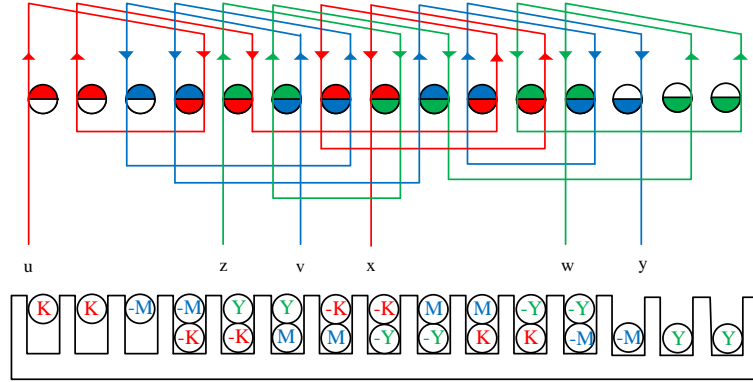
Diğer bir iki tabakalı sargı düzeni ise Şekil 1.6'da verilmektedir. Bu sargı düzeni orta bölgelerde tamamen yürüyen dalga oluşturmaktadır. Bundan dolayı Şekil 1.5'de verilen sargı düzeninden daha iyi itme kuvveti oluşturur. Şekil 1.5 ve 1.6'da bulunan baş ve son oluklardaki tek tabakalı sargılar civarında yürüyen alana ek olarak, yürümeyen ve sadece titreşen alanlar ortaya çıkar [20].



Şekil 1.6. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ($q_1=1$), kısa adımlı ($2/3$), çift tabakalı sargı düzeni

Yukarıda verilen sargı düzenlerinin tamamında bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı birdir. Fakat daha büyük ve güçlü makinalar oluşturulmak isteniyorsa bu sayı artırılabilir. Örnek olarak aşağıdaki şekilde bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı iki

olan sargı düzeni verilmiştir. Burada bobinler tam adım şeklinde yerleştirilmiş olup kısa ya da uzun adım şeklinde yerleştirilmeleri de söz konusu olabilir.



Şekil 1.7. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı iki olan ($q_1=2$), tam adımlı, çift tabakalı sargı düzeni

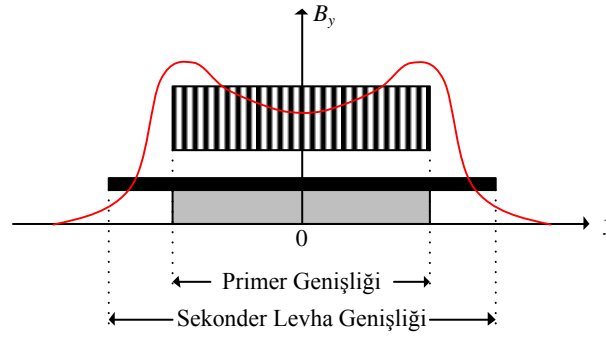
1.4. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlarda Alan ve Akım Analizi

Tek yanlı DHAM'lerde, manyetik topolojinin farklı olmasından dolayı diğer makinalarda oluşmayan bazı elektromanyetik olaylar ortaya çıkmaktadır. Bu elektromanyetik olaylar hava aralığındaki akı yoğunluğunun değişimine dolayısıyla makinadan alınan itme kuvvetinin ve makinanın şebekeden çekeceği akımın değişimine neden olacaktır. Döner makinalarda rotorun hareketi, bir dönmeden sonra aynen tekrarlanması, yani sonsuz uzunlukta stator ve rotor yüzeylerinin olması, hava aralığı akı yoğunluğunun enine ve boyuna bileşenlerinin değişmemesine neden olur. Fakat DHAM'lerin sonlu uzunlukta olması, hava aralığı akısının enine ve boyuna değişimine neden olur. Enine akı değişimi *kenar etkisi* olarak adlandırılırken, boyuna akı değişim ise *uç etkiler* olarak adlandırılır. Bu manyetik etkilerden başka DHAM'lerde, hava aralığının diğer makinalara oranla daha büyük olması sonucu *boşluk etkisi* de oluşmaktadır.



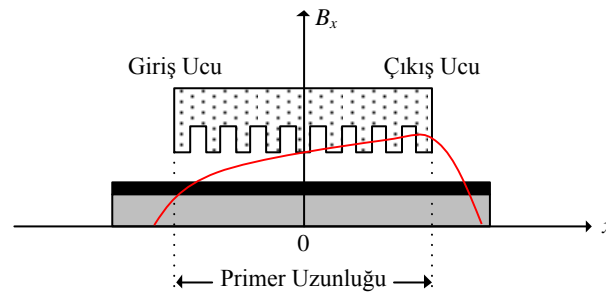
Şekil 1.8. Geniş hava aralığı sonucu oluşan kaçak akılar [18]

Boşluk etkisi manyetik devre direncini artırarak mıknatıslanma akımının yüksek olmasına neden olur. Aynı zamanda Şekil 1.8’de görüldüğü gibi çalışma güç katsayısını düşüren oldukça büyük kaçak akılar ortaya çıkarır. Kenar etkisinden dolayı akı yoğunluğunun ortalama değeri Şekil 1.9’da görüldüğü gibi bir değişim gösterecektir. Bu değişim merkezde bir iniş şeklinde ortalama akı yoğunluğunu azaltacaktır. Bu azalma ya da iniş daha yüksek hızlarda daha etkili olacaktır. Akı yoğunluğunun enine değişmesi, sekonder direncinin artmasına ve mıknatıslanma reaktansının azalmasına yol açacaktır [20].



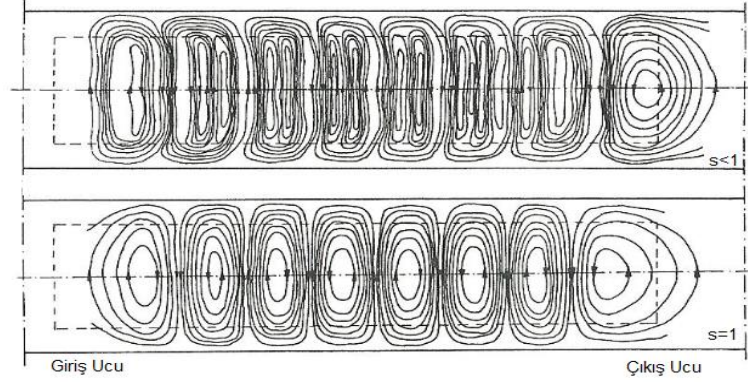
Şekil 1.9. Ortalama hava aralığı akı yoğunluğunun enine değişimi

Uç etkisinden dolayı hava aralığındaki boyuna akı yoğunluğunun ortalama değeri ise Şekil 1.10’da görüldüğü gibi bir değişim gösterecektir. Verilen bir kayma için DHAM’nin uzunluğu boyunca ortalama akı yoğunluğu, giriş ucunda küçük bir akı ile başlayarak artar. Giriş uç etkisi dalgasının nüfuzunun derinliğine bağlı olarak akı yoğunluğu, uç etkisi olmayan bir motorda oluşabilecek nominal seviyesine bile ulaşamaz. Fakat akının nominal değerine düşük kayma değerlerinde ulaşılması olasıdır [21].



Şekil 1.10. Ortalama hava aralığı akı yoğunluğunun boyuna değişimi

Şekil 1.10'dan görüldüğü gibi akı yoğunluğunun bariz bir seviyesi DHAM'nin çıkış ucunun daha ilerisinde bulunur. Bu *manyetik canlanma* ya da *uyanma* olarak bilinir. Bu manyetik canlanma DHAM'nin itmesinde az etkiye sahip olmasına rağmen tek yanlı DHAM'de primer ve sekonder arasındaki normal kuvvete önemli miktarda katkıda bulunur [21]. Boyuna uç etkilerinin bir sonucu olarak sekonder iletken tabakasında *Faraday Yasası*'na göre gerilim indüklenir ve indüklenen gerilimin etkisiyle de sekonder iletken tabakasından Şekil 1.11'de görüldüğü gibi akımlar akar. Bu akımlara *girdap akımları* denir. Girdap akımları, akı yoğunluğunun düşük olduğu yerde yani giriş ucunda yüksek, akı yoğunluğunun yüksek olduğu yerde yani çıkış ucunda düşük değerde oluşmaktadır. Girdap akımının meydana getirdiği alanın primere etkisi ise motorun hareketini zorlaştırmakta ve motordan alınan gücü, dolayısıyla itme kuvvetini düşürmektedir.



Şekil 1.11. Değişken alan içerisinde kalan sekonderde oluşan girdap akımı dağılımı [22]

DHAM'lerde oluşan uç etkiler, motor performansını kenar etkilere göre daha fazla etkilemektedir. Bundan dolayı hava aralığındaki manyetik alan denklemlerin türetilerek uç etkilerinin daha iyi incelenmesi ve motor performansına olan etkisinin daha iyi anlaşılması sağlanmıştır. Hava aralığındaki boyuna manyetik alan değişimini temsil eden denklem ve bu denklemde yer alan parametrelerin değişimi *Yamaura* [23] tarafından belirlenmiş olup aşağıdaki eşitlik ile verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 B(t, x) = & B_{sm} \exp \left[j \left(\frac{\pi}{\tau} v_s t - \frac{\pi}{\tau} x + \theta \right) \right] + B_{gm}^+ \exp \left(-\frac{x}{\alpha_1} \right) \exp \left[j \frac{\pi}{\tau_e} (v_e t - x) \right] \\
 & + B_{gm}^- \exp \left(\frac{x}{\alpha_2} \right) \exp \left[j \frac{\pi}{\tau_e} (v_e t + x) \right]
 \end{aligned} \tag{1}$$

Burada ilk terim B_{sm} genlikli, x yönünde v_s senkron hızla hareket eden normal dalgayı temsil eder. Doğrusal hareketli asenkron motor sonsuz uzunlukta olsa bile mevcuttur. İkinci terim giriş ucunda üretilmiş, B_{gm}^+ genlikli, x 'in pozitif yönünden çıkış ucuna doğru hareket eden sönümlü dalgayı ifade eder ve giriş ucundaki süreksizlik neden olduğundan *giriş uç etkisi dalgası* olarak adlandırılır. Üçüncü terim ise çıkış ucunda üretilmiş, B_{gm}^- genlikli, x 'in negatif yönünden giriş ucuna doğru hareket eden sönümlü dalgayı ifade eder ve çıkış ucundaki süreksizlik neden olduğundan *çıkış uç etkisi dalgası* olarak adlandırılır. Denklem (1)'deki v_s ve τ , sırasıyla DHAM primer sargısının oluşturduğu alanın senkron hızı ve sargı kutup adımıdır. v_e ve τ_e ise B_{gm}^+ ve B_{gm}^- genlikli sönümlü dalgaların hava aralığındaki ilerleme hızı ve kutup adımıdır [22].

$$v_e = 2\tau_e f \quad \text{ve} \quad \tau_e = \frac{2\pi}{N} \quad (2)$$

α_1 ve α_2 parametreleri ise sönümlü dalgaların x yönündeki etki mesafeleri olup [22],

$$\alpha_1 = \frac{2R_r g}{MR_r g - v\mu_o} \quad (3)$$

$$\alpha_2 = \frac{2R_r g}{MR_r g + v\mu_o} \quad (4)$$

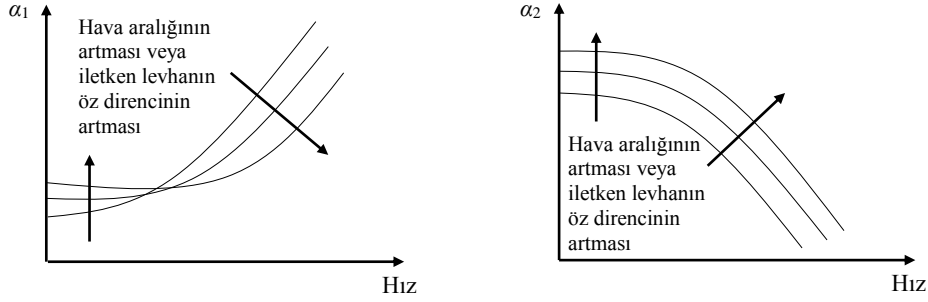
şeklinde hesaplanır. Burada g hava aralığını, R_r sekonder direncini, μ_o havanın manyetik geçirgenliğini ve v primer hareketli parçanın hızını temsil eder. Bu denklemlerde verilen diğer eşitlikler ise aşağıdaki gibidir [22].

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{m} + n^2} \quad \text{ve} \quad N = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sqrt{m} - n^2} \quad (5)$$

$$m = n^4 + 16 \left(\frac{\mu_o \omega_e}{R_r g} \right)^2 \quad \text{ve} \quad n = \frac{\mu_o v}{R_r g} \quad (6)$$

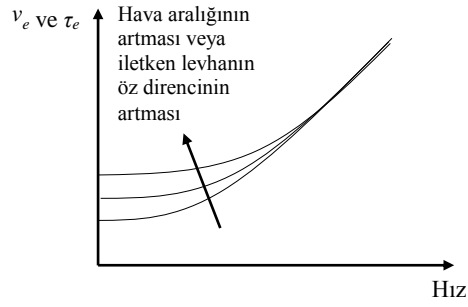
Hava aralığındaki manyetik alan değişimini veren (1) bağıntısındaki α_1 , α_2 , v_e ve τ_e parametreleri motorun özelliklerine, hava aralığına ve iletken levhanın öz direncine bağlıdır. Bunların etkisinin anlaşılması motor performansının belirlenmesine yardımcı olur.

α_1 ve α_2 parametreleri DHAM'nin uçlarından belirli bir mesafedeki uç etkilerinin bağıl şiddetini belirler. DHAM'nin hızı ile bu parametrelerin değişimleri düşük hız bölgesinde ve yüksek hız bölgesinde oldukça farklıdır [21]. Bağıl hızın bir fonksiyonu olarak bu ilişkiler Şekil 1.12'de görülmektedir.



Şekil 1.12. α_1 ve α_2 parametrelerinin hız v ile değişimi

Şekil 1.12'den düşük hız bölgesinde, α_1 ve α_2 etki mesafelerinin DHAM hızına bağlı olmadığı görülmektedir. Fakat bu bölgede hem α_1 hem de α_2 hava aralığının artması veya iletken levhanın öz direncinin artması ile artış gösterir. Bununla beraber yüksek hız bölgesinde hız önemli bir parametre olup α_1 etki mesafesi artarken, α_2 etki mesafesi azalmaktadır. Yine yüksek hız bölgesinde hava aralığının artması veya iletken levhanın öz direncinin artışı ile α_1 azalır ve α_2 artar. Uç etkisi dalgalarının dalga boyu τ_e ve hızı v_e 'nin, primer hareketli parçanın hızı v 'nin fonksiyonu olarak değişim göstermesi düşük hız bölgesi ve yüksek hız bölgesi arasındaki diğer bir farklılığı oluşturur. Şekil 1.13'de görüldüğü gibi düşük hız bölgesinde v_e ve τ_e , hava aralığı ve sekonder levhanın iletkenliğinin artması ile arttığı görülmektedir. Bu bölgede v_e , v 'den büyüktür. Yani uç etkisi dalgaları, primerden daha hızlı hareket eder. Gerçekte bu bölgede v_e 'nin, v_s senkron hızdan büyük olması mümkündür. Bu durumda uç etkilerinden dolayı DHAM senkron ve daha yüksek hızlarda pozitif itme üretebilir. Yüksek hız bölgesinde ise hem v_e ve hem de τ_e hava aralığı ve sekonder levhanın iletkenliğinden bağımsızdır ve v_e yaklaşık olarak v 'ye eşittir [21].



Şekil 1.13. v_e ve τ_e parametrelerinin hız v ile değişimi

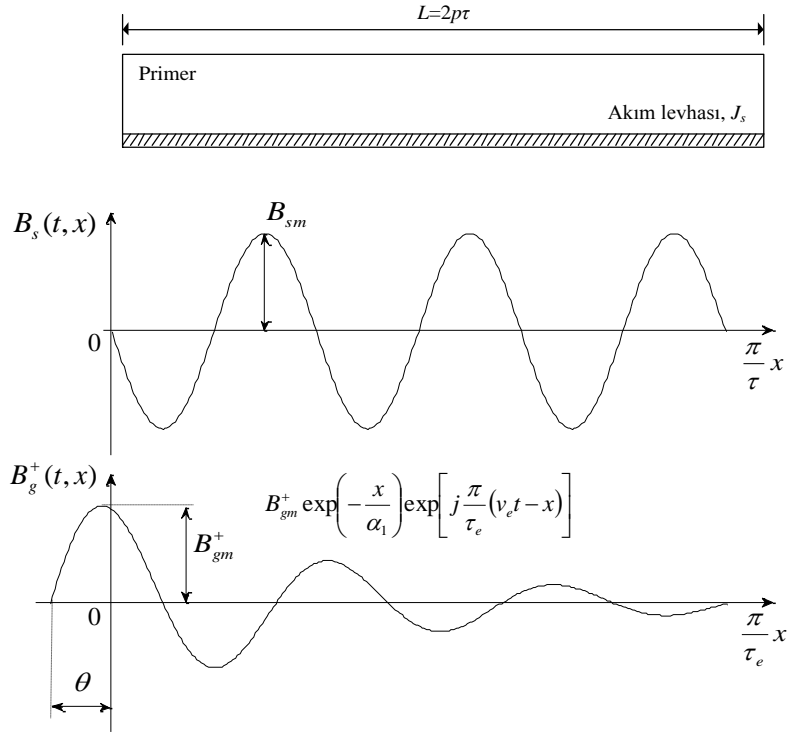
Yüksek hız bölgesinde $\alpha_1 \gg \alpha_2$ 'dir. α_1 etki mesafesi primer manyetik devrenin $2p\tau$ uzunluğuna (motor uzunluğuna) yakın olduğundan B_{gm}^+ genlikli giriş uç etkisi dalgası manyetik devrenin sonuna ulaşabilir. Bundan dolayı B_{gm}^+ genlikli giriş uç etkisi dalgası çekirdeği tümüyle kaplayarak, hava aralığındaki manyetik alanı ve motor performansını önemli ölçüde etkiler. Diğer taraftan α_2 etki mesafesi çok küçüktür ve $\alpha_2 \ll 2p\tau$ 'dir. Bu koşullar altında B_{gm}^- genlikli çıkış uç etkisi dalgası hiçbir zaman motorun giriş ucuna kadar ulaşamaz. Bundan dolayı da B_{gm}^- genlikli çıkış uç etkisi dalgası sadece çıkış ucu yakınlarında varlığını gösterir. Bu dalganın manyetik alan dağılımı üzerine etkisi ise çok küçük olup hesaplamalarda ihmal edilebilir [22]. Bu durumda denklem (1),

$$B(t, x) = B_{sm} \exp \left[j \left(\frac{\pi}{\tau} v_s t - \frac{\pi}{\tau} x + \theta \right) \right] + B_{gm}^+ \exp \left(-\frac{x}{\alpha_1} \right) \exp \left[j \frac{\pi}{\tau_e} (v_e t - x) \right] \quad (7)$$

şeklinde yazılabilir. Burada giriş uç etkisi dalgasının genliği B_{gm}^+ , $x=0$ 'da,

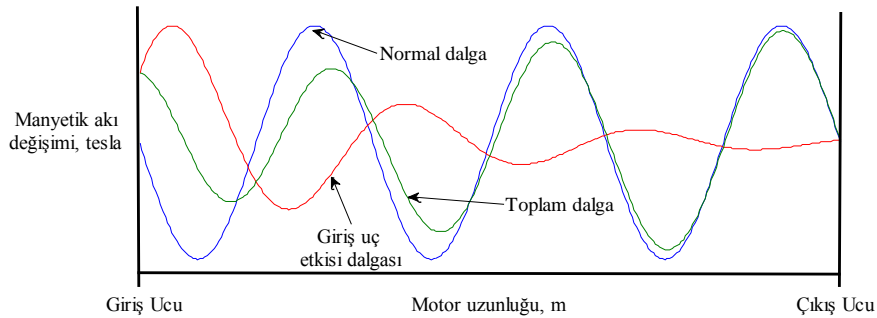
$$x=0 \quad \text{için} \quad B_{gm}^+ = -B_{sm} \quad (8)$$

olur. Bunun anlamı motor giriş ucunda ($x=0$), B_{gm}^+ giriş uç etkisi dalgası, B_{sm} normal hareket eden dalga ile eşit genlikte fakat 180° faz farkı bulunmaktadır [22]. Şekil 1.14'de DHAM'nin primer uzunluğu boyunca hava aralığında normal hareket eden dalga $B_s(t, x)$ ile giriş uç etkisi dalgasının $B_g^+(t, x)$ değişimi verilmiştir.

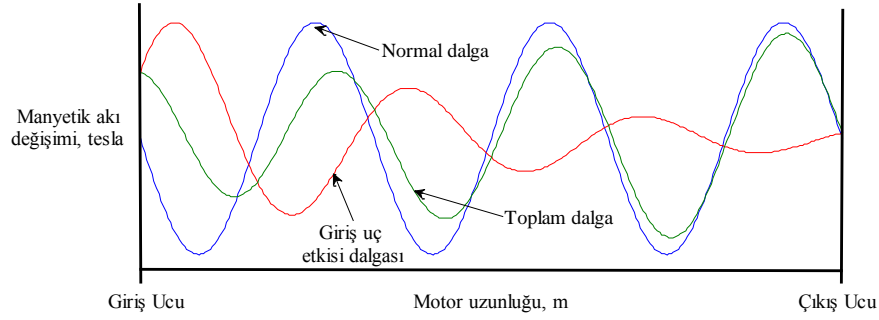


Şekil 1.14. x eksenini boyunca hava aralığındaki $B_s(t,x)$ ve $B_g^+(t,x)$ dalgalarının değişimi ($\tau_e < \tau$)

Şekil 1.14'de değişimi verilen bu iki dalganın toplamı ise hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu değişimini verir. Aşağıdaki şekillerde farklı kaynak frekanslarında beslenen bir DHAM'nin normal ve giriş uç etkisi dalgaları ile bu iki dalganın toplamının oluşturduğu hava aralığındaki manyetik akı yoğunluğu değişimi verilmiştir. Sonuç olarak hız ile itme, kaldırma, güç faktörü, verim vb.'nin değişimleri gibi DHAM karakteristikleri bu giriş uç dalgası ile doğrudan etkilenir.



Şekil 1.15. f_1 kaynak frekansında DHAM'nin hava aralığındaki alan dalgaları



Şekil 1.16. $f_2 > f_1$ kaynak frekansında DHAM'nin hava aralığındaki alan dalgaları

1.5. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlarda Kuvvet

z doğrultusundaki kalınlığı D , x eksenini doğrultusundaki uzunluğu $L=2p\tau$ olan primere senkron hız ile hareket eden normal dalganın oluşturduğu F_s itme kuvveti *Lorentz Kuvvet Yasası*'na göre [22],

$$F_s = 0.5D \int_{x=0}^{x=L} \Re e [J_s \times B_s(t, x)^*] dx \quad (9)$$

dir. Burada J_s primerin x doğrultusuna göre değişen akım yoğunluğu olup,

$$J_s = J_{sm} \exp \left[j \frac{\pi}{\tau} (v_s t - x) \right] \quad (10)$$

şeklinde ifade edilir. J_{sm} ise k_{ws} primer sargısının sarım faktörü, N_s primer sargısının faz başına sarım sayısı ve p primer sargısının kutup çifti sayısı olmak üzere,

$$J_{sm} = \frac{3\sqrt{2}N_s k_{ws} I_s}{p\tau} \quad (11)$$

eşitliği ile tanımlanır. Buna göre denklem (9) daha açık bir şekilde yazılırsa,

$$F_s = 0.5D \int_{x=0}^{x=L} \Re e \left\{ J_{sm} \exp \left[j \frac{\pi}{\tau} (v_s t - x) \right] \times B_{sm} \exp \left[-j \left(\frac{\pi}{\tau} v_s t - \frac{\pi}{\tau} x + \theta \right) \right] \right\} dx \quad (12)$$

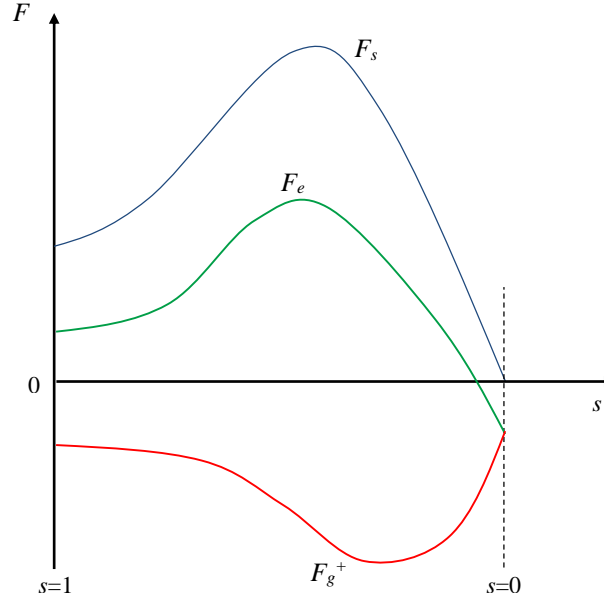
olur. Giriş uç etkisi dalgası, normal dalganın oluşturduğu kuvvete ters yönde bir kuvvet oluşturur. Bu da primere etkiyen kuvvetin azalmasına neden olur. Giriş uç etkisi dalgasının oluşturduğu kuvvet F_g^+ olmak üzere,

$$\begin{aligned}
 F_g^+ &= 0.5D \int_{x=0}^{x=L} \Re e [J_s \times B_g^+(t, x)^*] dx \\
 &= 0.5D \int_{x=0}^{x=L} \Re e \left\{ J_{sm} \exp \left[j \frac{\pi}{\tau} (v_s t - x) \right] \times B_{gm}^+ \exp \left(-\frac{x}{\alpha_1} \right) \exp \left[-j \left(\frac{\pi}{\tau_e} (v_e t - x) \right) \right] \right\} dx
 \end{aligned} \tag{13}$$

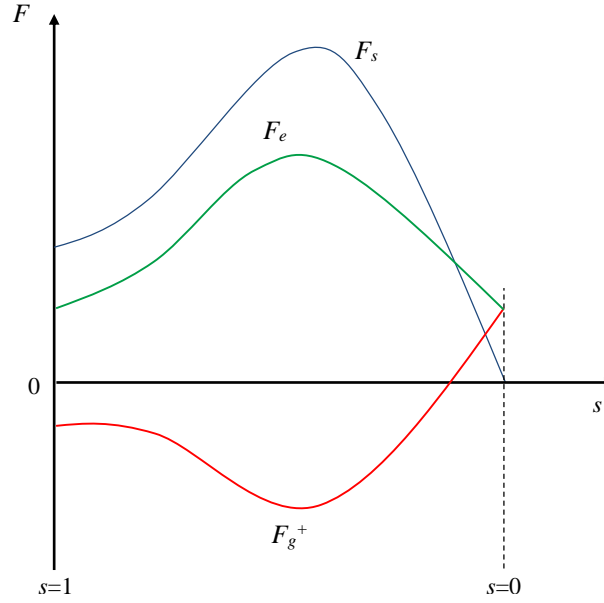
şeklinde hesaplanır. Buna göre oluşan bu iki kuvvetin toplamı,

$$F_e = F_s + F_g^+ \tag{14}$$

primere etkiyen kuvveti verir. Uç etkisi olmaksızın karakteristikler doğal olarak geleneksel DÖHAM'lere benzemektedir ($F_e = F_s$). Fakat uç etkisinden dolayı gerçek karakteristik idealden farklıdır. Şekil 1.17 ve 1.18'de yüksek ve düşük hız bölgelerindeki F_e , F_s ve F_g^+ değişimleri verilmiştir.



Şekil 1.17. Yüksek hız karakteristikleri sergileyen DHAM'de itme kuvveti



Şekil 1.18. Düşük hız karakteristikleri sergileyen DHAM'de itme kuvveti

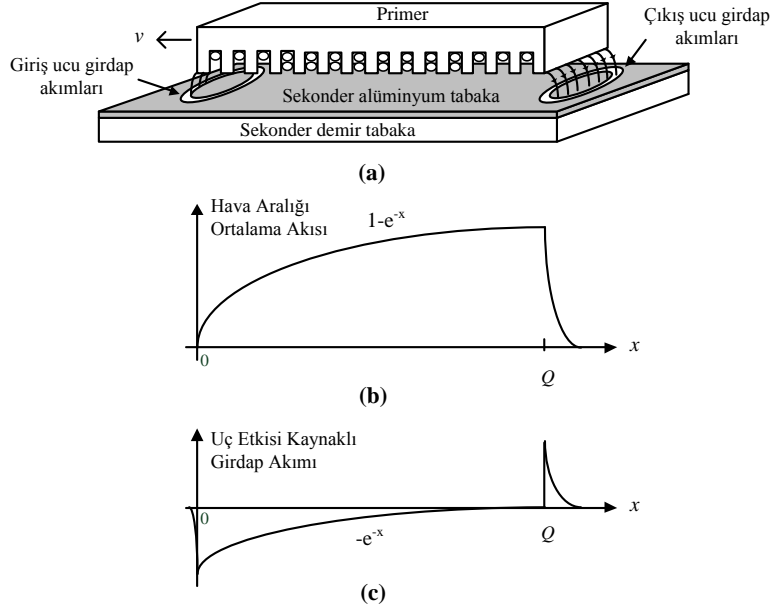
Yüksek hız karakteristikleri sergileyen bir DHAM'de itme bütün hızlarda idealden daha düşüktür. Şekil 1.17'da görüldüğü gibi böyle bir DHAM'de senkron hızın ötesindeki hızlarda itme kuvveti yön değiştirir ve frenleme kuvveti meydana gelir. Düşük hız karakteristikleri sergileyen bir DHAM'de ise uç etkisi dalgaları senkron hızlarda bile sekonder levhadan daha hızlı hareket edebilir ve bu durumda Şekil 1.18'de görüldüğü gibi senkron hızda bile pozitif itme üretecektir.

1.6. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

DHAM'nin primer ve sekonder yanına ilişkin gerilim bağıntılarından hareketle; akı, akım ve itme kuvveti denklemlerinin yazılarak sayısal çözümlenmesinin yapılması, deneysel çalışma öncesinde olası sonuçlar hakkında bilgi vermesinde oldukça önemlidir. Sistemin, fiziksel davranışının benzetimini yapmak ya da bir algoritmaya dayanarak gerçek zamanda denetlenmesini sağlamak açısından matematiksel modele ihtiyaç duyulur.

1.6.1. Uç Etki Faktörü

DHAM'nin matematiksel modelinde DÖHAM'de ortaya çıkmayan uç etkilere yer verilmelidir. Bunun için oluşan uç etkilerin eşdeğer devrede hangi parametreleri etkilediğini iyi bilmek gerekir.



Şekil 1.19. Doğrusal hareketli asenkron motorda uç etkisi

(a) Giriş ve çıkış uçlarında oluşan girdap akımı (b) Hava aralığı ortalama akısının değişimi (c) Giriş ve çıkış girdap akımlarının kutupluluk ve azalan görünümü

DHAM'nin primer ve sekonder uzunlukları sınırlıdır. Sekonder sabit olup primer hareket ettiğinde Δt zamanı sonunda primer Δx kadar ötelenecektir. Primerin ve sekonderin ortak kısımları da değişeceğinden motor boyunca hava aralığındaki ortalama akı yoğunluğu da değişir. Şekil 1.19'da görüldüğü gibi özellikle motorun giriş ucunda ortalama akı yoğunluğu düşük bir değerde olup kademeli olarak motor boyunca artmaktadır. Bu da mıknatıslanma akımının DÖHAM'lerde olduğu gibi sabit olmayıp $I_m(1-e^{-x})$ şeklinde değişmesine neden olur. Hava aralığındaki değişken akı yoğunluğu, sekonder iletken tabakasında *Faraday Yasası*'na göre gerilim endükler. Endüklenen gerilimin etkisiyle de sekonder iletken tabakasından akımlar akar. Bu akımlara girdap akımları denir ve $-I_me^{-x}$ şeklinde değişir. Bu değişimler Duncan [2] tarafından elde edilmiş olup x , sekonder zaman sabiti ile normalize edilmiş süredir ($x=t/T_r$).

Duncan [2] yapmış olduğu çalışmasında uç etkileri, DHAM'nin boyunun ve hızının bir fonksiyonu olarak analiz etmiş ve aşağıdaki gibi bir Q faktörü tanımlamıştır.

$$Q = \frac{T_v}{T_r} = \frac{L/v}{L_r/R_r} \quad (15)$$

Burada L motor uzunluğu ve Q birimsiz bir büyüklüktür fakat normalize edilmiş zaman diliminde motor uzunluğunu temsil eder. Uç etkisi faktörü ise yine aynı çalışmada Q faktörünün değişken olduğu aşağıdaki gibi bir fonksiyon ile ifade edilmiştir.

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \quad (16)$$

(15) ve (16) bağıntıları incelendiğinde motor hızının sıfır olması durumunda Q faktörü sonsuz değerde ve uç etkisi faktörü ise sıfır olacaktır. Hızın artmasıyla Q faktörü azalır ve uç etkisi faktörü ise artmaya başlar. Yüksek hızlarda ise bu etki daha fazladır. Böylece Duncan mıknatıslanma endüktansını uç etki faktörüne bağlı olarak,

$$L'_{ms} = L_{ms}(1 - f(Q)) \quad (17)$$

şeklinde tanımlayarak DHAM'nin eşdeğer devresindeki mıknatıslanma kolunu değiştirmiştir. Burada L_{ms} hızın sıfır olduğu andaki mıknatıslanma endüktansı değeridir. (15), (16) ve (17) bağıntıları incelendiğinde hızın sıfır olduğu durumda mıknatıslanma endüktansı DÖHAM'nin mıknatıslanma endüktansına eşit olduğu, hızın artmasıyla da uç etkilerin artarak mıknatıslanma endüktansının azaldığı görülmektedir. Aynı zamanda Duncan modelinde bu paralel kolda bulunan mıknatıslanma endüktansına seri bir direnç bağlayarak girdap akım kayıplarını temsil ettiğini göstermiştir. Girdap akım kayıplarını temsil eden bu direnç uç etki faktörüne bağlı olarak,

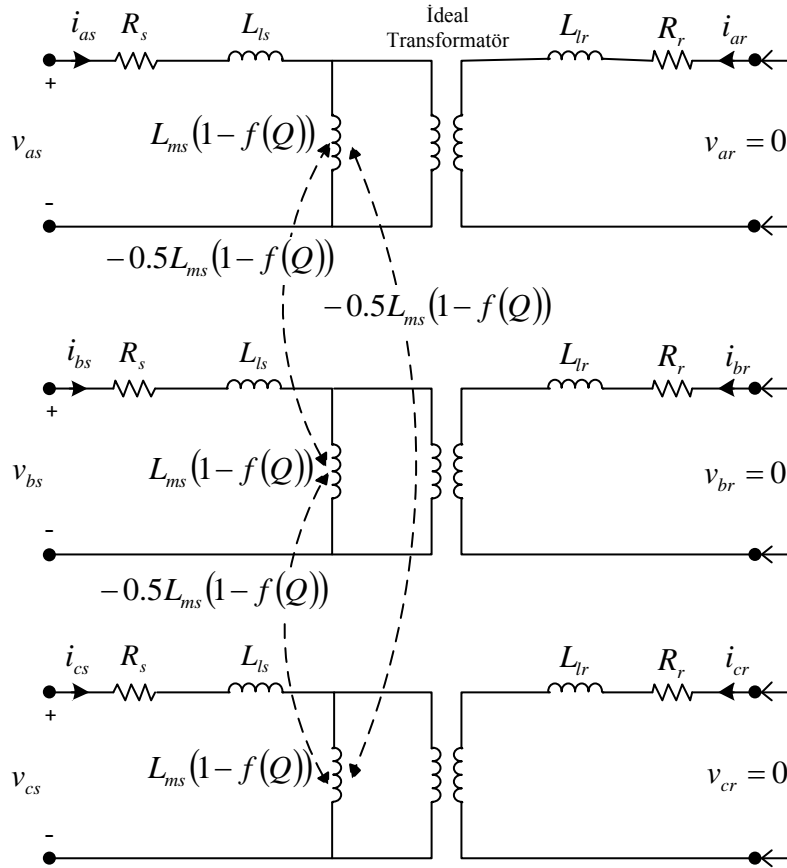
$$R_{eddy} = R_r f(Q) \quad (18)$$

şeklinde tanımlanır. Normalde bu direnç, DÖHAM'lerde demir kayıplarını temsil eden ve mıknatıslanma endüktansı ile paralel bağlı olan direnç ile aynıdır. Fakat denklem

karmaşıklığını ortadan kaldırmak için modelleme aşamasında girdap akım kayıplarını temsil eden bu direnç ihmal edilmiştir.

1.6.2. $a-b-c$ Eksen Takımındaki Matematiksel Model

Primer sargıları, uygulanan sinüzoidal gerilimlerle, sinüzoidal mmk 'lar üretecek şekilde, $2\pi/3$ 'lük adım aralığı ile yerleştirilmiş üç özdeş sargıdan meydana gelmiştir. Faz başına sarım sayıları ise N_s 'dir. Yukarıda verilen tanımlamalardan sonra abc eksen takımında DHAM'nin transformatör üç faz eşdeğer devresi Şekil 1.20'deki gibi olacaktır.



Şekil 1.20. DHAM'nin transformatör üç faz eşdeğer devresi

Şekil 1.20'den primer ve sekonder sargılarının makina parametrelerine bağlı birleşik gerilim denklemleri [24],

$$[V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{abcs}] \quad (19)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{abcr}] \quad (20)$$

biçiminde olup burada $[V_{abcs}] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T$ primer faz gerilimlerini, $[V_{abcr}] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T$ ($V_{abcr} = 0$) sekonder faz gerilimlerini, $[I_{abcs}] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$ primer faz akımlarını, $[I_{abcr}] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$ sekonder faz akımlarını, $[\Psi_{abcs}] = [\psi_{as} \ \psi_{bs} \ \psi_{cs}]^T$ primer faz sargılarının toplam akılarını ve $[\Psi_{abcr}] = [\psi_{ar} \ \psi_{br} \ \psi_{cr}]^T$ sekonder faz sargılarının toplam akılarını göstermektedir.

Aynı şekilde $[R_s]$ ve $[R_r]$ direnç matrisleri olup, primer ve sekonder dirençlerini gösteren köşegen matrislerdir.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (21)$$

Gerilim eşitliklerinde yer alan akı bağıntıları ise aşağıdaki gibi yazılır.

$$\begin{bmatrix} [\Psi_{abcs}] \\ [\Psi_{abcr}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{abcs}] \\ [I_{abcr}] \end{bmatrix} \quad (22)$$

Bu bağıntıda $[L_s]$ ve $[L_r]$ primer ve sekonder endüktans matrisleri olup aşağıda açık şekilde verilmiştir.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) \\ -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) & L_{ls} + L_{ms}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) \\ -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) & L_{ls} + L_{ms}(1-f(Q)) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{mr}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{mr}(1-f(Q)) \\ -\frac{1}{2}L_{mr}(1-f(Q)) & L_{lr} + L_{mr}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{mr}(1-f(Q)) \\ -\frac{1}{2}L_{mr}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{mr}(1-f(Q)) & L_{lr} + L_{mr}(1-f(Q)) \end{bmatrix} \quad (24)$$

Burada L_{ls} ve L_{ms} primer faz sargılarının kaçak ve mıknatıslanma endüktans katsayıları, benzer şekilde L_{lr} ve L_{mr} sekonder faz sargılarına ait kaçak ve mıknatıslanma endüktanslarıdır. L_{sr} primer-sekonder arasındaki ortak endüktans katsayısı olup bağıntı (22)'de verilen $[L_{sr}]$ primer-sekonder arasındaki ortak endüktans matrisi ise primerin açılmal yer değiştirmesine bağlı olarak aşağıdaki gibi yazılır [24].

$$[L_{sr}] = L_{sr} (1 - f(Q)) \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (25)$$

Sekonder tarafı parametreleri aynı eşdeğer devre düzleminde hesap kolaylığı sağlamak amacıyla, transformatörlerde yapıldığı gibi primer ile sekonder arasındaki indirgeme oranı göz önüne alınarak, sekonderdeki büyüklüklerin primere indirgeme işlemi yapılacaktır. Hatırlanacak olursa döner tip asenkron motorlarda,

$$\ddot{u} = \frac{k_{ws} N_s}{k_{wr} N_r} \quad (26)$$

idi. Burada \ddot{u} dağılmış sargılarda dönüşüm oranıdır. Bu bağıntı DHAM'ler içinde geçerli olup sekonderin levha veya merdiven biçiminde olması durumu için $N_r=0.5$ ve $k_{wr}=1$ olarak alınır [22]. Dönüşüm oranından faydalanarak sekonder büyüklükleri aşağıdaki gibi primer tarafına indirgenir.

$$[I'_{abc}] = \frac{[I_{abc}]}{\ddot{u}} \quad , \quad [V'_{abc}] = \ddot{u} [V_{abc}] \quad , \quad [\Psi'_{abc}] = \frac{[\Psi_{abc}]}{\ddot{u}} \quad (27)$$

Mıknatıslanma ve ortak endüktanslar aynı manyetik akı yolunu paylaşır. Bunlar L_{ms} , L_{mr} ve L_{sr} ile gösterilirler ve aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$L'_{mr} = \ddot{u}^2 L_{mr} = L_{ms} \quad , \quad L'_{sr} = \ddot{u}^2 L_{sr} = L_{ms} \quad (28)$$

Sekonder endüktans matrisinin primere indirgeme işlemi ise (29) bağıntısına göre yapılarak aşağıdaki gibi elde edilir [24].

$$[L'_r] = \ddot{u}^2 [L_r] \quad (29)$$

$$[L'_r] = \begin{bmatrix} L'_{lr} + L_{ms}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) \\ -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) & L'_{lr} + L_{ms}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) \\ -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) & -\frac{1}{2}L_{ms}(1-f(Q)) & L'_{lr} + L_{ms}(1-f(Q)) \end{bmatrix} \quad (30)$$

Bu matriste,

$$L'_{lr} = \ddot{u}^2 L_{lr} \quad (31)$$

şeklindedir. Benzer biçimde primer-sekonder arasındaki ortak endüktans matrisinin primere indirgeme işlemi ise (32) bağıntısına göre yapılarak aşağıdaki gibi elde edilir.

$$[L'_{sr}] = \ddot{u}^2 [L_{sr}] \quad (32)$$

$$[L'_{sr}] = L_{ms}(1-f(Q)) \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (33)$$

Bu durumda primere indirgenmiş akı bağıntıları aşağıdaki gibi yazılır.

$$\begin{bmatrix} [\Psi_{abc}] \\ [\Psi'_{abc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] \\ [L'_{sr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [L_{sr}] \\ [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{abc}] \\ [I'_{abc}] \end{bmatrix} \quad (34)$$

DHAM'nin gerilim bağıntıları, sekonder parametrelerinin primere indirgenmiş haliyle matris biçiminde yazılırsa,

$$\begin{bmatrix} [V_{abc}] \\ [V'_{abc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] + \frac{d}{dt}[L_s] & \frac{d}{dt}[L'_{sr}] \\ \frac{d}{dt}[L'_{sr}] & [R_r] + \frac{d}{dt}[L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{abc}] \\ [I'_{abc}] \end{bmatrix} \quad (35)$$

şeklinde olur. Burada primere indirgenmiş sekonder direnç matrisi de benzer biçimde yazılır.

$$R_r' = \dot{u}^2 R_r \quad (36)$$

Diğer tüm elektrik makinaları gibi elektromekanik bir dönüştürücü olan DHAM'nin elektriksel yana ilişkin denklemlerin yanı sıra, mekanik denklemleri de verilmelidir. Hareket denklemi olarak adlandırılan bu denklem,

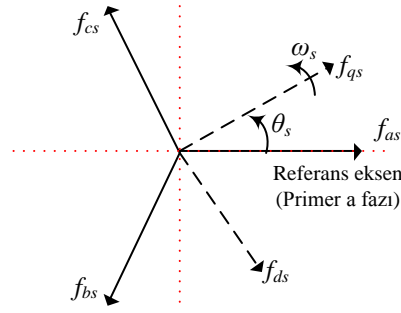
$$F_e = p [I_{abc}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [L_{sr}' I_{abc}'] = m \frac{dv}{dt} + Bv + F_L \quad (37)$$

biçiminde yazılır.

1.6.3. d - q Eksen Takımındaki Matematiksel Model

Makinanın primer ve sekonder fazları arasındaki manyetik kuplaj nedeniyle, dinamik davranışının abc eksen takımında modellenmesi, zamanla değişen katsayılı diferansiyel denklemlerle mümkün olmakta ve çok karmaşık bir model yapısı ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle, dengeli üç fazlı frekans dönüştürücüsünden beslenen bir DHAM'nin dinamik davranışı, dq eksenlerinden oluşan iki eksenli sistemde modellenir. Bu sistemde, zamanla değişen parametreler yok edilmekte, tüm parametre ve değişkenler birbirinden ayrı olan ortogonal d ve q eksenleri üzerinde tanımlanmaktadır. Senkron hızda dönen dq eksen sistemi modelinin avantajı, sinüzoidal uyarılar altında, sürekli hal değişkenlerinin zamana göre sabit olmalarıdır.

Makina denklemlerinin abc eksen takımından, dq eksen takımına indirgeme işleminde, mmk ve gücün değişmediği kabul edilir. Yani, indirgeme sonucu elde edilen iki fazlı sistemle, eşdeğeri olduğu üç fazlı sistem mmk ve güçler bakımından birbirine eşittir. Eğer indirgeme sırasında mmk ve güçlerin eşitliği dikkate alınmazsa, elde edilen eşdeğer sistemin davranışı, gerçek sistemin davranışını temsil etmez. Şekil 1.21'de abc eksen takımından, dq eksen takımına geçiş için primer mmk vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 1.21. ω_s referans hızlı primer mmk vektörleri

Bu amaçla primer sargıları için Şekil 1.21 göz önüne alınarak primer gerilim bağıntıları yeniden düzenlenir.

$$[f_{qd0s}] = [K_s][f_{abc_s}] \quad (38)$$

olmak üzere, burada dq_s eksen sistemi, primere göre ω_s hızıyla dönmektedir. (38) bağıntısında yer alan f akım-gerilim fonksiyonları sütun vektör matrisleridir. $[K_s]$ ise primere ilişkin eksen sistemleri arasındaki dönüşüm matrisi olup [24],

$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s + 2\pi/3) \\ \sin(\theta_s) & \sin(\theta_s - 2\pi/3) & \sin(\theta_s + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (39)$$

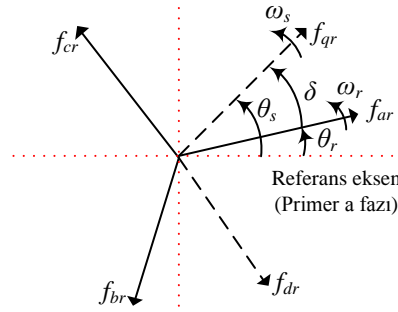
şeklindedir. Eksen sistemleri arasındaki konum değişimi ise aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\theta_s = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta_s(0) \quad (40)$$

dq_s eksen sisteminden üç fazlı sisteme (abc_s) geçmek için de $[K_s]$ matrisinin tersi kullanılır.

$$[K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & 1 \\ \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \sin(\theta_s - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta_s + 2\pi/3) & \sin(\theta_s + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (41)$$

Şekil 1.22'de ise abc eksen takımından, dq eksen takımına geçiş için sekonder mmk vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 1.22. ω_s referans hızlı sekonder mmk vektörleri

Primere indirgenmiş sekonder parametrelerinin ω_s referans hızlı eksen sistemine dönüşümünde sekonder sargılarının da ω_r hızıyla hareket ettiği göz önünde bulundurulurarak,

$$[f'_{qd0r}] = [K_r][f'_{abc}] \quad (42)$$

şeklinde yazılır. Burada $[K_r]$ matrisi primer eksen dönüşümü matrisinden farklı olarak, sekonder sargıları abc_r eksenini ile ω_s referans hızlı dq_r eksen sistemi arasındaki açısal konum değişimlerinin farkını içeren terimlerden oluşur. Eksen sistemleri arasındaki açısal konum değişimi farkı, $\delta = \theta_s - \theta_r$ için $[K_r]$ matrisi aşağıdaki gibi tanımlanır [24].

$$[K_r] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \cos(\delta - 2\pi/3) & \cos(\delta + 2\pi/3) \\ \sin(\delta) & \sin(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (43)$$

Eksen sistemleri arasında ters dönüşüm için $[K_r]$ matrisinin tersi kullanılır.

$$[K_r]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) & 1 \\ \cos(\delta - 2\pi/3) & \sin(\delta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\delta + 2\pi/3) & \sin(\delta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (44)$$

İndirgeme yöntemleri kullanılarak, makina primer ve sekonder gerilim bağıntıları, ω_e hızıyla hareket eden ortak referans eksen sisteminde yeniden düzenlenirse,

$$[V_{qd0s}] = [R_s][I_{qd0s}] + \frac{\pi}{\tau} v_s [\Psi_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{qd0s}] \quad (45)$$

$$[V'_{qd0r}] = [R'_r][I'_{qd0r}] + \frac{\pi}{\tau} (v_s - v_r) [\Psi'_{dqr}] + \frac{d}{dt} [\Psi'_{qd0r}] \quad (46)$$

Bu denklemlerde yer alan $[\Psi_{dqs}]$ ve $[\Psi'_{dqr}]$ akıların sıfır bileşeni içermeyen vektörler olup,

$$[\Psi_{dqs}]^T = [\psi_{ds} \quad -\psi_{qs}] \quad (47)$$

$$[\Psi'_{dqr}]^T = [\psi'_{dr} \quad -\psi'_{qr}] \quad (48)$$

olarak tanımlanır. Primere indirgenmiş akı denklemleri,

$$\begin{bmatrix} [\Psi_{qd0s}] \\ [\Psi'_{qd0r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [K_s][L_s][K_s]^{-1} & [K_s][L'_{sr}][K_r]^{-1} \\ [K_r][L'_{sr}]^T[K_s]^{-1} & [K_r][L_r][K_r]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{qd0s}] \\ [I'_{qd0r}] \end{bmatrix} \quad (49)$$

biçiminde olup, akı matrisi içindeki matris elemanları aşağıdaki gibi yazılarak sadeleştirilir. $[K_s]$ ve $[K_r]$ dönüşüm matrisleri (39) ve (43) bağıntılarında tanımlanmıştır.

$$[K_s][L_s][K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m(1 - f(Q)) & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m(1 - f(Q)) & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (50)$$

$$[K_r][L_r][K_r]^{-1} = \begin{bmatrix} L_r + L_m(1-f(Q)) & 0 & 0 \\ 0 & L_r + L_m(1-f(Q)) & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (51)$$

$$[K_s][L_{sr}][K_r]^{-1} = [K_r][L_{sr}]^T[K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} L_m(1-f(Q)) & 0 & 0 \\ 0 & L_m(1-f(Q)) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (52)$$

biçiminde olup, (50)–(52) matris bağıntılarında $L_m=(3/2)L_{ms}$ olarak tanımlanmıştır. (45) ve (46) ile verilen gerilim eşitlikleri, dengeli durumların incelenmesinde etkisi olmayan sıfır bileşenlerini de içerir. Ancak bu bileşenler, makinanın dengesiz durumlarının incelenmesinde sıfırdan farklı değerler üretir. Burada dengeli durumlar inceleneceği için sıfır bileşenler göz ardı edilecektir. Buna göre (47)–(52) bağıntıları göz önüne alınarak bu denklemler yeniden düzenlenebilir.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{\pi}{\tau} v_s \psi_{ds} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \quad (53)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \frac{\pi}{\tau} v_s \psi_{qs} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \quad (54)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{\pi}{\tau} (v_s - v_r) \psi_{dr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} \quad (55)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} - \frac{\pi}{\tau} (v_s - v_r) \psi_{qr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} \quad (56)$$

(50)–(52) matris bağıntıları (49) akı matrisinde yerine yazılırsa aşağıdaki yeni akı bağıntıları daha açık olarak elde edilir.

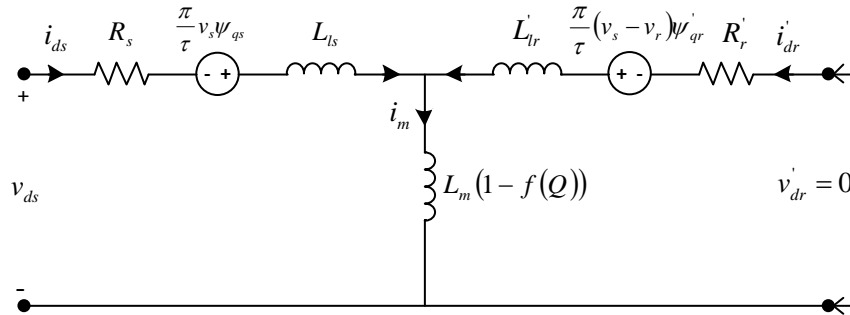
$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m(1-f(Q))(i_{qs} + i_{qr}) \quad (57)$$

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m(1-f(Q))(i_{ds} + i_{dr}) \quad (58)$$

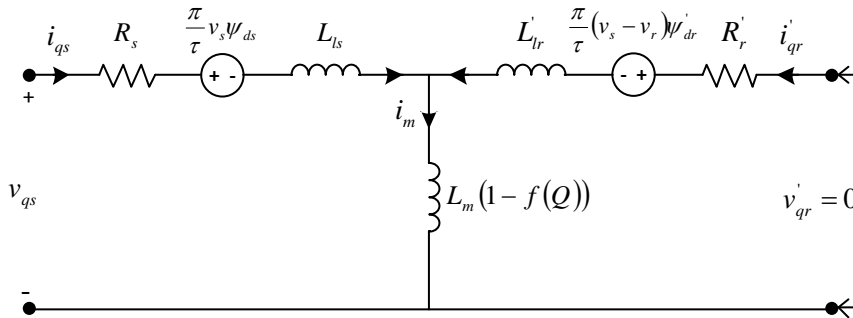
$$\psi'_{qr} = L'_r i'_{qr} + L_m (1 - f(Q))(i'_{qs} + i'_{qr}) \quad (59)$$

$$\psi'_{dr} = L'_r i'_{dr} + L_m (1 - f(Q))(i'_{ds} + i'_{dr}) \quad (60)$$

Bu durumda yukarıda verilen gerilim ve akı denklemlerinden yararlanarak makinanın primere indirgenmiş dq eksenindeki eşdeğer devresi Şekil 1.23'deki gibi olur.



(a) d eksenini eşdeğer devresi



(b) q eksenini eşdeğer devresi

Şekil 1.23. DHAM'nin dq eksen takımındaki eşdeğer devresi

Modelin tamamlanması için son denklem mekanik kısma ilişkin olan denklemdir. Makinanın primere indirgenmiş abc eksen takımında ürettiği itme kuvveti (61) bağıntısında verilmiştir. Bu bağıntı üzerinden dq eksen takımında tanımlanan makinanın ürettiği itme kuvveti ise primer ve sekonder eksenlerinin dönüşüm matrisleri $[K_s]$ ve $[K_r]$ kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$F_e = p \left[[K_s]^{-1} [I_{qd0s}] \right]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \left[L_{sr} [K_r]^{-1} [I_{qd0r}] \right] \quad (61)$$

(61) bağıntısı çözüldüğünde itme kuvveti referans seçilen eksen sistemine ait akımlar cinsinden yazıldığında,

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p L_m (1 - f(Q)) (i_{qs}' i_{dr}' - i_{ds}' i_{qr}') \quad (62)$$

biçiminde yazılır. F_e itme kuvvetinin sekonder akılarına bağlı olarak yazılması durumunda,

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p \frac{L_m (1 - f(Q))}{L_r - L_m f(Q)} (\psi_{dr}' i_{qs}' - \psi_{qr}' i_{ds}') \quad (63)$$

Primer akılarına bağlı olarak yazılması durumunda ise,

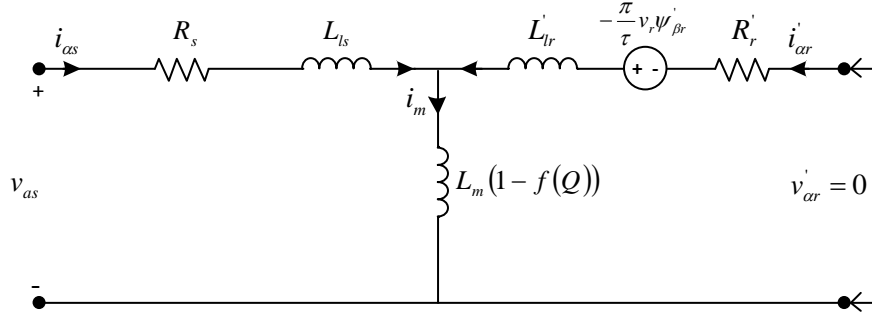
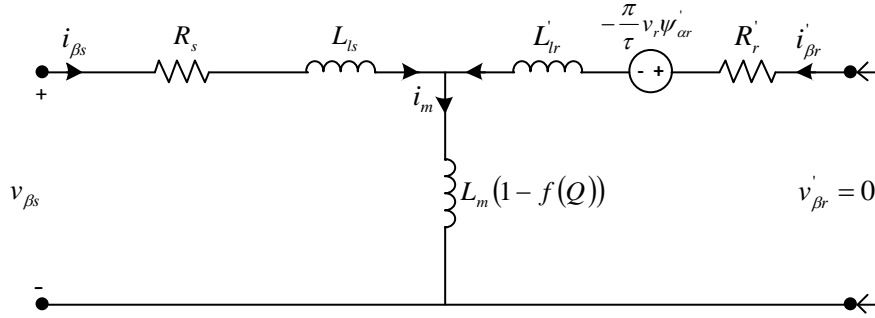
$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p (\psi_{ds}' i_{qs}' - \psi_{qs}' i_{ds}') \quad (64)$$

elde edilir. Primerin doğrusal hız değişimi bağıntısı da makinanın hareket denklemi ile aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$F_e = m \frac{dv}{dt} + Bv + F_L \quad (65)$$

1.6.4. α - β Eksen Takımındaki Matematiksel Model

Makinanın senkron hızla dönen dq eksen takımındaki modelinde eğer $\omega_e=0$ alınırsa yani yapılan dönüşümlerde seçilen eksen sisteminin hızı sıfır seçilirse, makinanın primerde sabit duran $\alpha\beta$ eksen takımındaki modeli elde edilir. Bu görüş Şekil 1.23'de verilen eşdeğer devreye uygulandığında DHAM'nin $\alpha\beta$ eksen takımındaki eşdeğer devresi Şekil 1.24'de olduğu gibi elde edilir.

(a) α eksenine eşdeğer devresi(b) β eksenine eşdeğer devresiŞekil 1.24. DHAM'nin $\alpha\beta$ eksen takımındaki eşdeğer devresi

dq eksen takımındaki gerilim denklemlerinde (53)–(56) gerekli düzenlemeler yapılarak, $\alpha\beta$ eksen takımındaki gerilim denklemleri elde edilebilir. Bunun için $\omega_e \rightarrow 0$, $d \rightarrow \alpha$ ve $q \rightarrow \beta$ alınması yeterlidir. Bu durumda,

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \quad (66)$$

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \quad (67)$$

$$v'_{\beta r} = R_r i'_{\beta r} - \frac{\pi}{\tau} v_r \psi'_{\alpha r} + \frac{d\psi'_{\beta r}}{dt} \quad (68)$$

$$v'_{\alpha r} = R_r i'_{\alpha r} + \frac{\pi}{\tau} v_r \psi'_{\beta r} + \frac{d\psi'_{\alpha r}}{dt} \quad (69)$$

olur. Aynı şekilde dq eksen takımındaki akı denklemlerine (57)–(60) uygulanırsa, $\alpha\beta$ eksen takımındaki akı denklemleri,

$$\psi_{\beta s} = L_{ls} i_{\beta s} + L_m (1 - f(Q))(i_{\beta s} + i'_{\beta r}) \quad (70)$$

$$\psi_{cs} = L_{ls} i_{cs} + L_m (1 - f(Q))(i_{cs} + i'_{cr}) \quad (71)$$

$$\psi'_{\beta r} = L'_{lr} i'_{\beta r} + L_m (1 - f(Q))(i_{\beta s} + i'_{\beta r}) \quad (72)$$

$$\psi'_{cr} = L'_{lr} i'_{cr} + L_m (1 - f(Q))(i_{cs} + i'_{cr}) \quad (73)$$

şeklinde olur. Elektromanyetik itme kuvveti ile hareket denklemini ise aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau} p \frac{L_m (1 - f(Q))}{L_r - L_m f(Q)} (\psi'_{cr} i_{\beta s} - \psi'_{\beta r} i_{cs}) = m \frac{dv}{dt} + Bv + F_L \quad (74)$$

1.7. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Skalar Kontrol Yöntemi

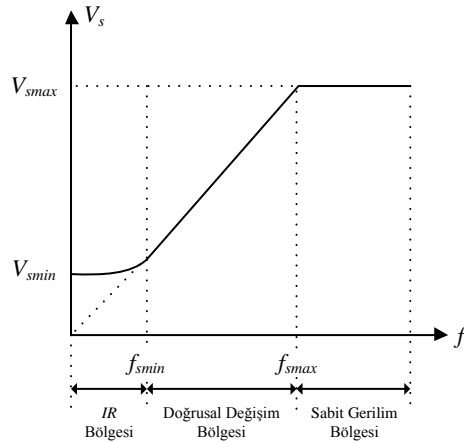
Skalar kontrol yönteminde, gerilim ve frekans temel kontrol değişkenleri olup itme kuvveti ve akı bu değişkenlerin fonksiyonlarıdır. Primer direnci üzerindeki gerilim düşümünün, primer gerilimine oranla küçük olduğunu farz edersek primer akısı aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\Psi_s \approx \frac{V_s}{\omega_s} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_s}{f_s} \quad (75)$$

Makinanın hız kontrolü için gerilimi sabit tutup kaynak frekansının değiştirilmesi durumunda (75) eşitliği gereğince akıda dolayısıyla itme kuvvetinde değişme olacaktır. Hem hız kontrolü yapmak, hem de akım ve itme kuvvetini bu kontrol sırasında değişmesini engellemek için frekansın genellikle birlikte kontrol edilmesi gerekmektedir. Uygulamada V/f kontrolü olarak bilinen bu yöntem ile sürekli rejimdeki itme kuvveti değeri tüm hız

kontrol aralığında sabit kalırken, makinanın bağlı olduğu kaynaktan çekeceği akım da yine belli bir yük için tüm hız aralığı boyunca değişmeyecektir [25].

Skalar kontrol yöntemi, V/f oranının değiştirilmesi ile oldukça kolay bir şekilde gerçekleştirilebilir ve çoğu uygulamalarda hız kontrolü için yeterlidir. Fakat, makinanın düşük hız bölgesinde çalışması durumunda, primer direnci üzerindeki gerilim düşümü önem kazanmaktadır. Çünkü bu hız bölgesinde primer gerilimi genliği az olacaktır. Bu durumda makina nominal itme kuvveti ile yüklendiğinde bu itme kuvveti değerini sağlayabilmesi için makinaya uygulanan gerilime oranla oldukça büyük değerde olan $R_s I_s$ gerilim düşümünün de karşılanması gerekmektedir. Bu nedenle özellikle düşük hız bölgelerinde gerilimin genliği, bahsedilen gerilim düşümünü kompanze edebilecek şekilde V/f oranının belirlediği değerden daha yüksek seçilmelidir. Bu olay *IR kompanzasyonu* olarak adlandırılır. Düşük hız bölgeleri dışında ise V/f oranı doğrusal alınabilir. Makine hızının, senkron hız değerinin üzerine çıkarılması isteniyorsa da nominal frekansın üzerinde bir frekans uygulanması gerekir. Bu durumda V/f oranının sabit tutulabilmesi için gerilimin de artan frekansla artması gerekir. Fakat gerilim genliği, sargı izolasyon problemleri nedeni ile nominal değerinde sabit tutulması gerekir [25]. Buna göre gerilim genliğinin ve frekansının bu bilgiler ışığında elde edilen değişimleri Şekil 1.25'de gösterilmiştir.



Şekil 1.25. Skalar kontrol yönteminde gerilim/frekans değişim eğrisi

Makinaya uygulanan frekans $0 < f_s < f_{smax}$ aralığında değiştirildiğinde, V/f oranı sabit kalacağından makinanın hava aralığı akısı ve üreteceği maksimum itme kuvveti de sabit

kalacaktır. Bundan dolayı bu çalışma bölgesine *sabit moment bölgesi* adı verilir. $f_{smax} < f_s$ durumunda ise makinaya nominal besleme frekansının üzerinde bir frekans uygulanmaktadır. Fakat makina nominal frekansın üzerinde bir frekans ile beslenmesine rağmen, uygulanacak primer gerilim genliği nominal gerilim seviyesi ile sınırlıdır. Bu durumda artık V/f oranı sabit kalmayacak, aksine azalacak ve makinanın üreteceği maksimum itme kuvveti de düşecektir. Bu çalışma bölgesine de *sabit güç bölgesi* adı verilir. Aşağıdaki ifade bu durumu matematiksel olarak göstermektedir.

$$T_e \omega_s = P = \text{sabit} \quad (\omega_s = 2\pi f_s) \quad (76)$$

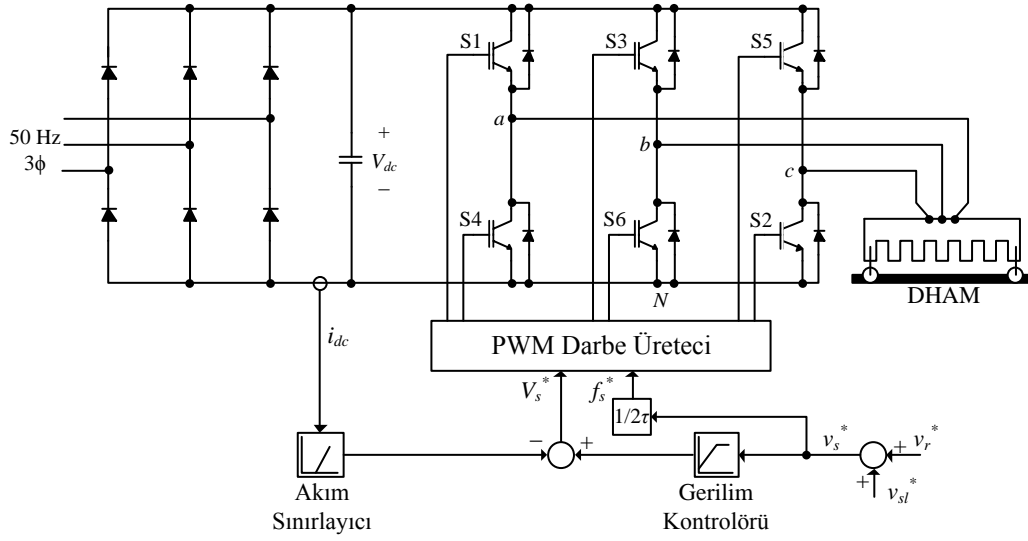
Bu ifadeden de görüldüğü gibi frekans arttıkça itme kuvveti azalacak ve çarpımı sabit tutmak olanaklı olacaktır. Bu durum akının azalmasına karşı düştüğü için *alan zayıflatma bölgesinde çalışma* olarak da adlandırılmaktadır [25].

1.7.1. Açık Çevrimli Skalar Kontrol Yöntemi

Açık çevrimli skalar sürücü sisteminin temel yapısı Şekil 1.26'de gösterilmiştir. Burada sabit bir v_{sl}^* kayma hız değeri, örneğin nominal itme kuvvetinin %50'sine karşılık gelen değer, v_r^* referans hız değeri ile toplanarak makinanın v_s^* referans senkron hızı elde edilir. Bu senkron hız, aşağıda verilen eşitlik kullanılarak eviricinin referans çıkış frekansı elde edilir.

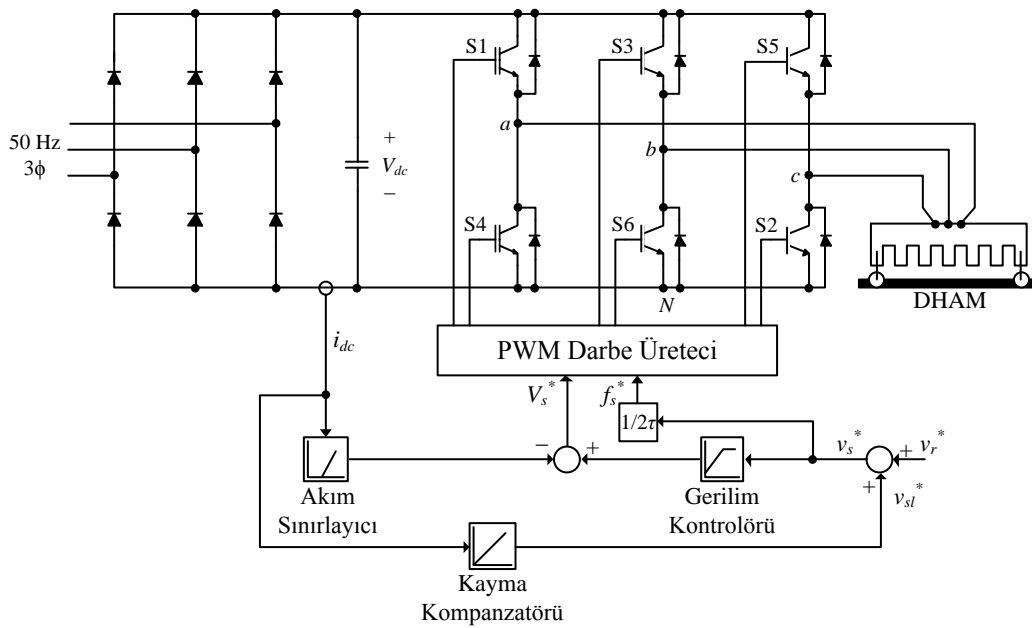
$$v_s = 2f_s \tau \quad (77)$$

Diğer kontrol büyüklüğü ise bu yöntemde V/f oranını sabit tutacak şekilde gerilim kontrolörü tarafından oluşturulan, eviricinin referans çıkış gerilim genliğidir. Evirici referans gerilimin elde edilmesinde akım sınırlayıcı da ek olarak kullanılabilir. Akım sınırlayıcı, yüksek motor akımları sezildiğinde, evirici çıkışındaki gerilim genliğinin azaltılması için kullanılır. Akım bilgisi olarak ara devreden alınan i_{dc} akımı kullanılabilir. Fakat gerçek AC motor akımının geri besleme olarak kullanılması daha uygundur [26].



Şekil 1.26. Açık çevrimli temel skalar kontrol sürücü sistemi

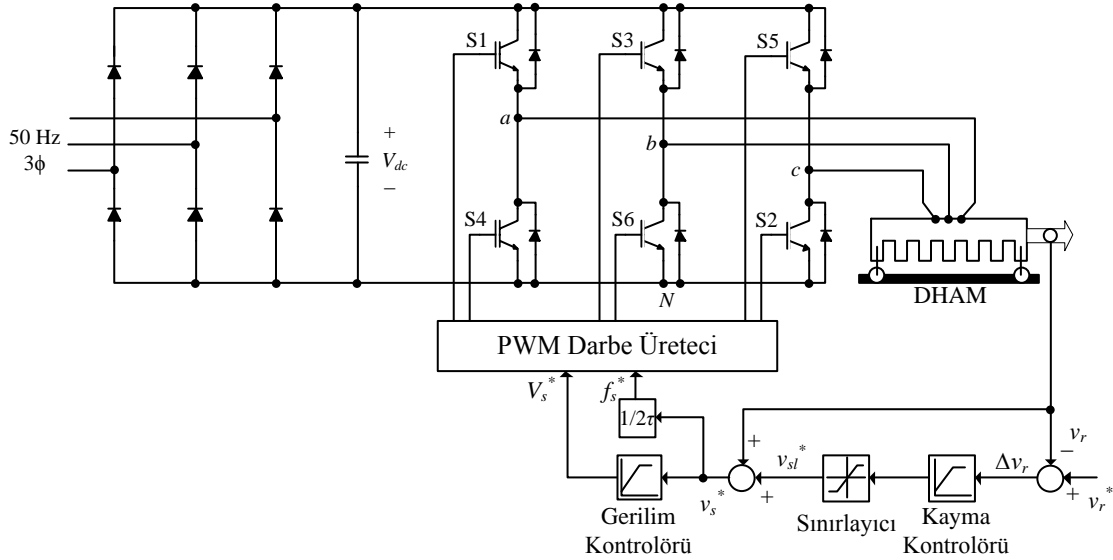
Şekil 1.26'da verilen kontrol yapısı ile yüksek doğrulukta bir hız kontrolü gerçekleştirilemez. Çünkü gerçek kayma değeri motorun yüklenmesi ile değişir. Fakat Şekil 1.26'da verilen bu kontrol yapısı, ara devreden alınan akım geribeslemesine dayalı kayma kompanzasyonu eklenerek geliştirilebilir. Böylece v_{sl}^* kayma hız değeri, kayma kompanzatorü tarafından i_{dc} akımı ile orantılı olacak şekilde üretilir. Oluşan yeni sürücü sistemi ise Şekil 1.27'de gösterilmiştir [26].



Şekil 1.27. Açık çevrimli kayma kompanzasyonlu skalar kontrol sürücü sistemi

1.7.2. Kapalı Çevrimli Skalar Kontrol Yöntemi

Motor hızının ölçülmesi ile Şekil 1.28’de verilen kapalı çevrimli skalar hız kontrolü gerçekleştirilebilir. Bu yapıda ölçülen v_r gerçek hız değeri, v_r^* referans hız değeri ile karşılaştırılır. Oluşan Δv_r hız hatası, kayma kontrolörüne uygulanarak v_{sl}^* referans kayma hızı elde edilir. Şekil 1.28’de görüldüğü gibi kayma kontrolörünün çıkışı sistem kararlılığı ve aşırı akım oluşumuna karşı sınırlanmıştır. Elde edilen v_{sl}^* referans kayma hızı daha sonra ölçülen gerçek hız ile toplanarak v_s^* referans senkron hızı elde edilir. Sonraki aşamada Şekil 1.26 ve 1.27’de verilenlere benzer şekilde evirici çıkışının referans gerilim ve frekans değerleri üretilir [26].



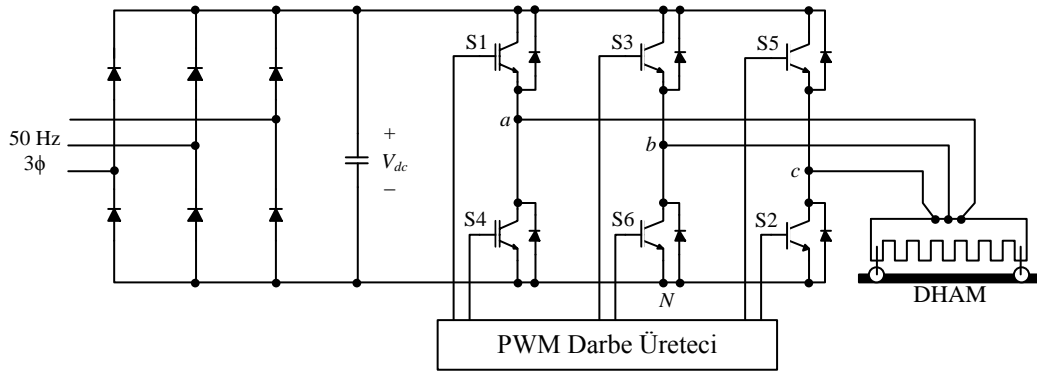
Şekil 1.28. Kapalı çevrimli skalar kontrol sürücü sistemi

1.8. Değişken Frekanslı Sürücü Sistemi

Makinayı besleyen şebeke sabit genlik ve frekansta sinüzoidal gerilimler sağlar. Fakat uygulamada asenkron makinaların hız kontrolünde yaygın olarak kullanılan gerilim genlik ve frekansın değiştirilmesi yönteminin gerçekleştirilmesi için makinanın beslendiği güç katının, değişken genlik ve frekansta gerilimler üretebilecek özellikte olması gerekir. Şekil 1.28’de görüldüğü gibi bu tür güç elektroniği devrelerinden oluşmuş sistemlere frekans çeviriciler adı verilmektedir. Bu çeviriciler istenen çıkış hızına göre frekansını ayarlama yeteneği, sabit hava aralığı değerini korumak üzere gerilimi ayar edebilme

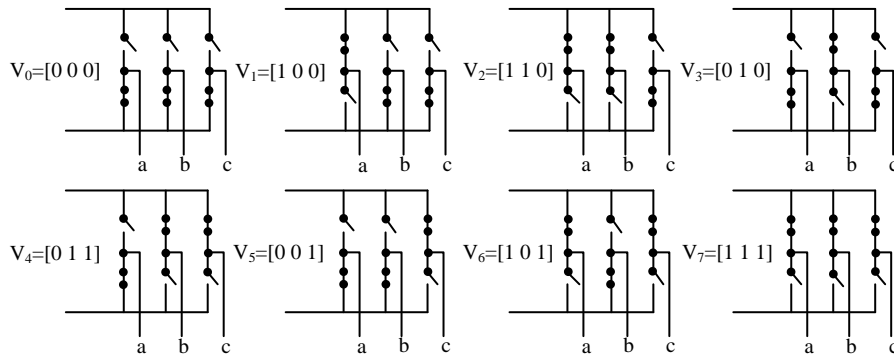
yeteneği ve anma akım değerini herhangi bir frekansta ve s¼rekli olarak sağlayabilme yeteneği gibi temel g¼revleri yerine getirmektedir [27].

Şekil 1.28’de verilen g¼ç elektroniği devresi sabit gerilim ara devreli frekans ¼evirici olarak bilinir. Bu t¼r ¼eviricilerde, motora uygulanan gerilimin genliği ve frekansı, evirici katında yer alan g¼ç yarıiletken anahtar elemanların uygun bir Şekilde tetiklenmeleri ile deđiŐtirilir. Bundan dolayı giriş katında diyotlardan oluşan kontrols¼z bir doğrultucu kullanılması yeterlidir. ¼ıkıŐ katında ise PWM eviriciler (PWM VSI) kullanılır. Şekil 1.29’da sabit gerilim ara devreli frekans ¼eviricili bir s¼r¼c¼ sistemini devre Şeması verilmiştir.



Şekil 1.29. Sabit gerilim ara devreli frekans ¼eviricili s¼r¼c¼ sistemi

Bu ¼eviricide kullanılan evirici i¼in gerekli anahtarlama durumları darbe genliŐlik mod¼lasyonu (PWM, Pulse Width Modulation) y¼ntemlerinden biri kullanılarak elde edilebilir. PWM anahtarlama sekiz olası anahtarlama durumu s¼z konusudur. Bu olası sekiz anahtarlama durumu Şekil 1.30’da verildiği gibi olacaktır.



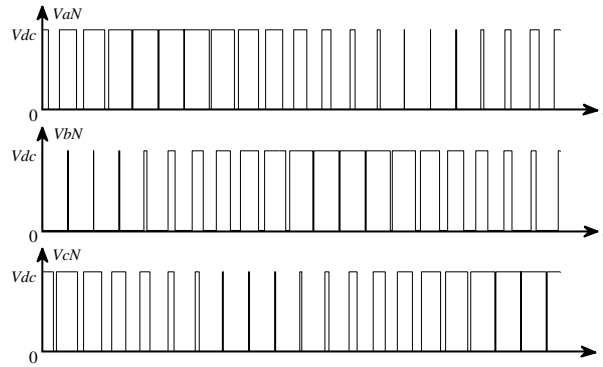
Şekil 1.30. PWM eviricide anahtarlama durumları

Bu anahtarlamalardan altısı aktif gerilim (V_1 – V_6) vektörleri olup diğer ikisi ise sıfır gerilim (V_0, V_7) vektörleridir. Sargıların oluşturduğu akı, uygulanan aktif gerilim vektörleri doğrultusunda artar. Sıfır gerilim vektörleri ise faz sargılarını kısa devre ederek sargıların oluşturduğu akıda bir değişiklik oluşturmaz. Buna göre Şekil 1.30’da verilen her olası anahtarlama durumu için evirici çıkışında oluşacak gerilimin faz-faz ve faz-nötr değişimleri ise Tablo 1.1’de verildiği gibi olur.

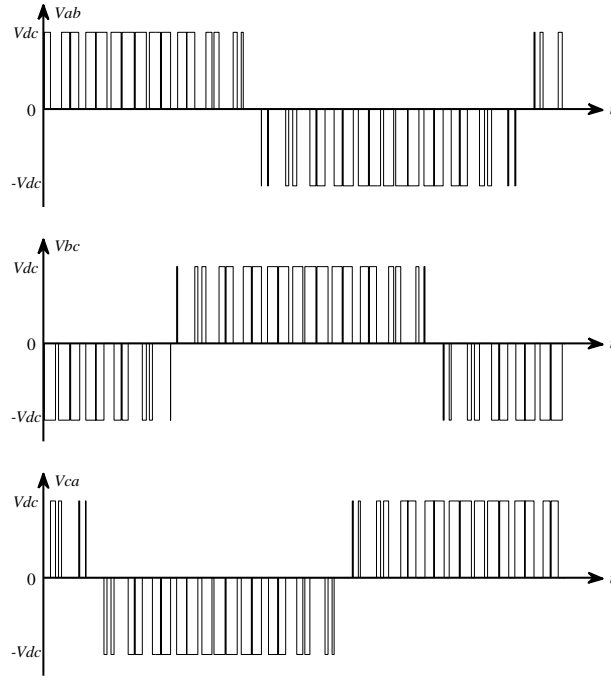
Tablo 1.1. PWM anahtarlama çıkış gerilimi değişimleri

Gerilim Vektörü	Anahtarlama Durumları			Faz-Nötr Gerilimi			Faz-Faz Gerilimi		
	S_1	S_3	S_5	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
V_2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
V_3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
V_4	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
V_5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
V_6	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

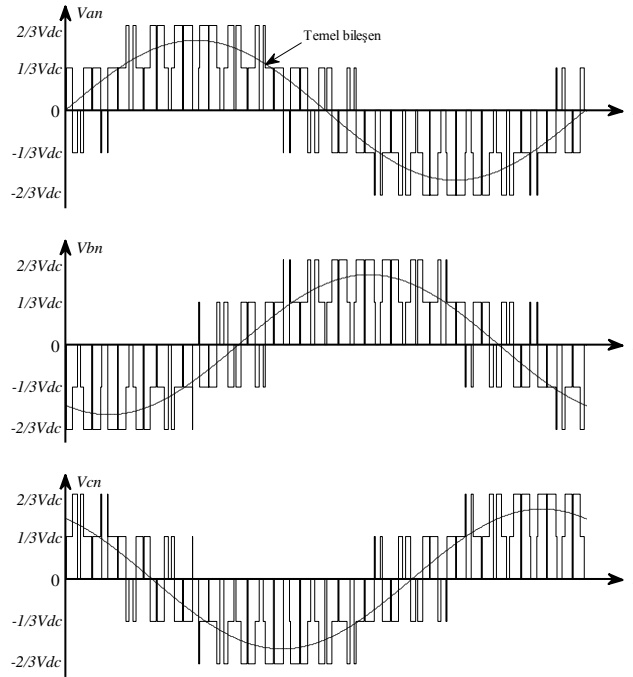
Şekil 1.29’da verilen çevirici çıkışındaki gerilim dalga şekilleri ise aşağıda verilmektedir. Burada, Şekil 1.31 negatif dc yoluna göre ölçülen V_{aN} , V_{bN} ve V_{cN} çevirici çıkış gerilimlerini, Şekil 1.32 çevirici çıkışındaki V_{ab} , V_{bc} ve V_{ca} faz-faz gerilimlerini ve Şekil 1.33 ise motorun nötr noktasına göre V_{an} , V_{bn} ve V_{cn} faz-nötr gerilim dalga şekillerini gösterir.



Şekil 1.31. Negatif dc yoluna göre çevirici çıkış gerilimleri



Şekil 1.32. Çevirici çıkış gerilimlerinin faz-faz dalga şekilleri



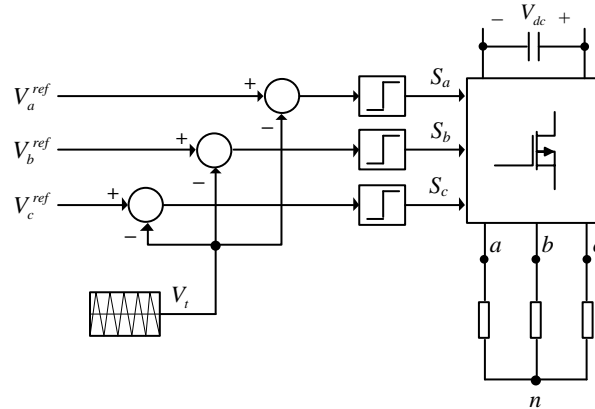
Şekil 1.33. Çevirici çıkış gerilimlerinin faz-nötr dalga şekilleri

Şekil 1.31'deki çıkış dalga şekilleri incelendiğinde her kolun çıkışı, örneğin V_{an} , yalnızca V_{dc} 'ye ve anahtarların durumuna bağlıdır. Bu durumda anahtarların çalışma

oranları ayarlanarak çıkışa aktarılan doğru gerilimin ortalama değeri, dolayısıyla evirici çıkış geriliminin genliğinin kontrolü gerçekleştirilmiş olur. Bu tür çeviricilerde çıkış geriliminin dalga biçiminin sinüzoidale yaklaştırılması önemli bir amaçtır. Bu amaca yönelik de birçok PWM yöntemi geliştirilmiştir.

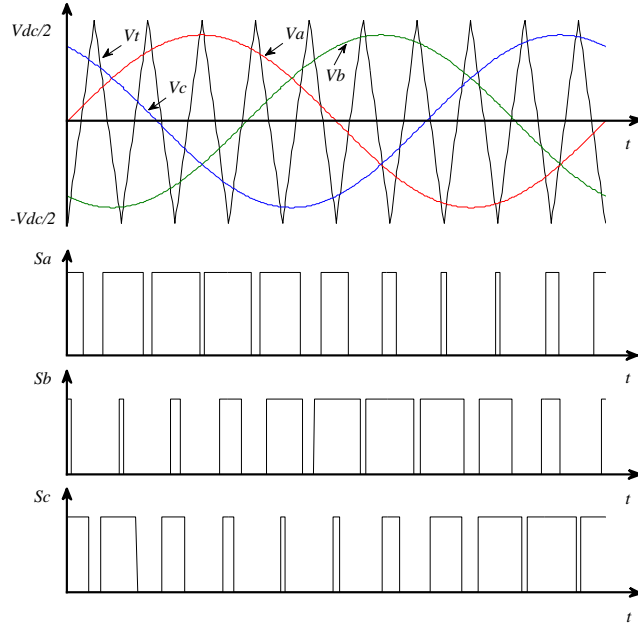
1.9. PWM Darbe Üretimi

PWM darbe işaretlerinin üretiminde sinüzoidal PWM en çok kullanılan ve en iyi bilinen yöntemdir. Bu yöntem, bir referans sinüzoidal dalganın yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen dalga ile modüle edilerek kesişme noktalarında darbelerin üretilmesiyle gerçekleştirilmektedir. Üç fazlı eviricide dengeli üç fazlı çıkış gerilimleri elde etmek için taşıyıcı üçgen dalga şekli, Şekil 1.34'deki blok şemada görüldüğü gibi üç tane, 120° faz farklı sinüzoidal referans gerilimleri ile karşılaştırılır.



Şekil 1.34. SPWM ile üç fazlı anahtarlama işaretlerinin elde edilişi

Taşıyıcı üçgen dalganın frekansı, güç devresindeki anahtarlama frekansına eşittir. Bu durumda Şekil 1.35'de verildiği gibi üretilen PWM işaretle anahtarların açık ve kapalı olma sürelerinin toplamı, üçgen işaretin periyotuna eşit olacaktır. PWM dalga şeklinin temel bileşeni teorik olarak sinüzoidal gerilim referansına eşdeğerdir. Bu şekilde sinüzoidal bir işaretin zamana göre değişen genliği, eviricideki anahtarların açık veya kapalı olma sürelerine dolayısıyla oluşan darbelerin uzunluklarına düşürülmüş olur. Elde edilen bu PWM işaretleri, eviricide yer alan güç anahtar elemanlarına uygulanarak Şekil 1.33'de görüldüğü gibi PWM şeklinde gerilimler elde edilir.



Şekil 1.35. Sinüs-üçgen karşılaştırılması ve PWM dalga şekilleri

Buna göre darbelerin elde edilmesinde kullanılan sinüs fonksiyonları makinaya uygulanacak gerilimin genliği ve frekans bilgilerinden hareketle her bir faz için aşağıdaki gibi oluşturulmaktadır.

$$\begin{aligned}
 V_a^{ref} &= \sqrt{2}V_s \sin(2\pi f_s t) \\
 V_b^{ref} &= \sqrt{2}V_s \sin(2\pi f_s t + 2\pi/3) \\
 V_c^{ref} &= \sqrt{2}V_s \sin(2\pi f_s t - 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{78}$$

Makina hızının kontrol edilmesi amacıyla makinaya uygulanan faz gerilimlerinin genlik ve frekanslarının değişimleri, PWM üretmede kullanılan (78) bağıntısındaki sinüzoidal işaretlerin genlik ve frekanslarının değiştirilmesi ile sağlanır. Bu durumda modülasyon genliğinin ve modülasyon frekansının değişimi söz konusudur. Referans sinüzoidal dalganın tepe değeri (V_{ref}) modülasyon genliğini (m_a) belirler ve çıkış geriliminin genliğini kontrol eder. Modülasyon genliğinin değeri lineer bölge için 0 ve 1 arasında değişmekte olup aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \tag{79}$$

Burada, V_{tri} genellikle sabit tutulan taşıyıcı üçgen dalganın tepe değeridir. Aynı şekilde referans sinüzoidal dalganın frekansı (f_s) ise modülasyon frekansını (m_f) belirler ve çıkış geriliminin frekansını kontrol eder. Bu durumda modülasyon frekansı oranı, taşıyıcı üçgen dalganın frekansı f_c olmak üzere,

$$m_f = \frac{f_c}{f_s} \quad (80)$$

şeklinde ifade edilir. m_a değerinin çok büyük olması durumunda kare dalga anahtarlama söz konusudur. Bundan dolayı sinüzoidal işaretlerin genliği, sıfır ile makinanın nominal gerilim değeri arasında değişirken, üçgenin genliği sinüzoidal işaretin genliğinin alacağı en büyük değer civarında olur. Öte yandan m_f değeri bir tam ve tek sayı olmalıdır. Tamsayı olması durumunda Şekil 1.35’de gösterildiği gibi üçgen dalga ve sinüzoidal dalga birbirleriyle senkronize (senkron PWM) çalışırlar. Eğer m_f tam sayı yapılmazsa bu takdirde asenkron PWM çalışma durumu ortaya çıkar ve evirici çıkış gerilimi dalgasında temel frekanstan küçük olan alt harmonikler oluşur. m_f değerinin tek tamsayı olması durumunda ise evirici çıkış geriliminin harmonik değerleri tek tamsayı olur ve böylece çıkış dalgasında çift harmonikler oluşmaz.

Şekil 1.33’de verilen evirici çıkış gerilim dalgası sinüzoidal PWM yöntemi ile anahtarlansak elde edilirse, bu dalganın temel bileşeninin tepe değeri aşağıdaki bağıntı ile hesaplanır.

$$V_{p_spwm} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \quad (81)$$

Bu durumda sinüzoidal PWM ile oluşturulabilecek maksimum temel bileşen gerilimi, lineer modülasyon bölgesinde $m_a=1$ değeri ile elde edilir.

1.10. Bulanık Mantık Denetleyici

Bulanık mantık denetimi, denetlenecek sistemin matematiksel modeline gerek duymadan sadece istenilen çıkışı verecek şekilde girişe uygulanan işareti ayarlar. Bulanık denetiminin işlemesi sanki uzman bir kişinin bilgi ve deneyimlerinden yararlanarak o

sistemi kontrol etmesine benzer. Özellikle doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde kullanılan bulanık denetim, sistemin gerçek davranışını kesin değerler yerine dilsel ifadelerle nitelendirip değerlendiren bir kontrol modelidir. Bulanık küme kavramı üzerine oturmuş ve insan davranışlarını esas alan bir yöntemdir. Yani bulanık mantık ve bulanık küme işlemleri kullanılarak makinelerin insanlar gibi kararlar vermesi sağlanabilmektedir.

1.10.1. Bulanık Küme Kavramı

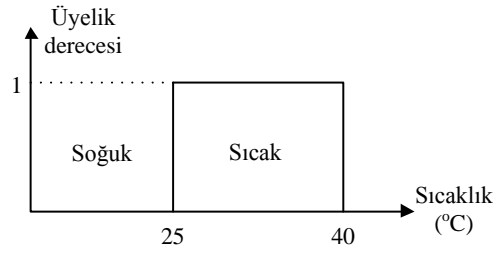
Klasik küme kuramında bir nesne o kümenin ya elemanıdır ya da değildir. Hiçbir zaman kısmi üyelik olmaz. Yani nesnenin üyelik değeri, eğer kümenin tam elemanı ise 1, elemanı değilse 0 olur. Bu tanımlama, μ nesnenin üyelik derecesi olmak üzere aşağıdaki karakteristik fonksiyon ile ifade edilir.

$$\mu_c : U \Rightarrow \{0,1\} \quad (82)$$

Bulanık küme kuramında ise matematiksel olarak “az” veya “çok” tanımını, nesnelerin aynı isimli kümelerdeki üyelik derecelerine göre belirlemiştir. Böylece her hangi bir nesne bir kümede “var $\equiv 1$ ” ya da “yok $\equiv 0$ ” değerlikleriyle değil, o nesnenin kümedeki varlık derecesi ile tanımlanır. Bu durumda o nesne için sözü edilen kümede 0’dan 1’e kadar üyelik derecesi mevcuttur. Bu tanımlama ise aşağıdaki gibi ifade edilir [28,29].

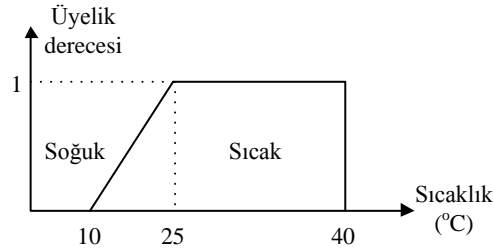
$$\mu_c : U \Rightarrow \{0-1\} \quad (83)$$

Örneğin bir termometrenin ölçtüğü sıcaklık değerinin klasik ve bulanık mantık kümelerinde nasıl ifade edileceğini görelim. Şekil 1.36’da görüldüğü gibi klasik küme mantığına göre sıcaklık 25 °C veya 25 °C’den büyük ise “sıcak” olarak ifade edilirken, 25 °C’den küçük olan herhangi bir sıcaklık ise “soğuk” olarak tanımlanır. Yani bu mantığa göre 24,5 °C sıcak değildir. Doğal olarak bu mantığın hiçbir esnekliği yoktur. Gerçek dünyada ise sınırlar bu kadar keskin değildir.



Şekil 1.36. Sıcaklık uzayında tanımlı *sıcak* klasik kümesi

Klasik kümelerin aksine bulanık kümelerde sınırlar bu kadar keskin bir şekilde tanımlanmamıştır. Yani ölçülen sıcaklık değeri, insanın eliyle hissettiği “az sıcak”, “sıcak” ya da “çok sıcak” gibi sözel bir nitelemesine karşılık oluşturulan bir üyelik derecelendirilmesi söz konusudur. Bu durum Şekil 1.37’de gösterilmiştir.



Şekil 1.37. Sıcaklık uzayında tanımlı *sıcak* bulanık kümesi

Burada 10–40 °C arasındaki değerler sıcak kümesine üyedirler. 25–40 °C arasındaki değerler üyelik dereceleri 1’dir. 10–25 °C derece arasındaki sıcaklıkların ise üyelik dereceleri 0 ile 1 arasında değişecektir. Başka bir deyişle örneğin 11 °C az sıcak, 17 °C biraz sıcak olarak değerlendirilecektir.

Şekil 1.36 ve 1.37’de verilen kümeler aslında sıcaklık genel uzayında tanımlı olan ve sıcak kümesini sırasıyla klasik ve bulanık biçimlerde tanımlayan birer üyelik fonksiyonudur. Herhangi bir bulanık küme, elemanlarının ait olma derecelerini gösteren bir karakteristik veya üyelik fonksiyonu ile temsil edilebilir. Örneğin bir A bulanık kümesi genel anlamda aşağıdaki gibi gösterilebilir [30].

$$A = \{(x, \mu_A(x)) \text{ öyleki } x \in X\} \quad (84)$$

$$A = \sum_{x_i \in X} \frac{\mu_A(x_i)}{x_i} \quad \text{ya da} \quad A = \int_x \frac{\mu_A(x)}{x} \quad (85)$$

Bu denklemlerde,

X : uzay kümesi (kesin küme)

x : uzay kümesinin kesin küme elemanları

A : bulanık küme

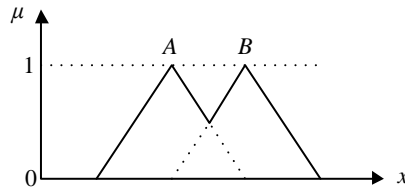
$\mu_A(x)$: x kesin sayılarının A bulanık kümesindeki üyelik dereceleridir.

1.10.2. Bulanık Küme İşlemleri

Klasik kümelerde olduğu gibi bulanık kümelerde de kesişim, birleşim, tümlenme gibi işlemler vardır. Örneğin X evrensel kümesinde tanımlanan A ve B gibi iki bulanık küme verilmiş olsun. Bu durumda verilen bu iki kümenin birleşim işlemi $A \cup B$ şeklinde gösterilir. Birleşim kümesinin üyelik fonksiyonu biçimindeki matematiksel ifadesi ise şöyledir:

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad , \quad x \in X \quad (86)$$

Bu ifadeden görüleceği gibi $A \cup B$ kümesinin herhangi bir $x \in X$ için elemanlarının üyelik derecesi, A ve B bulanık kümelerinden üyelik derecesi büyük olana eşittir [28]. Şekil 1.38'de A ve B olarak tanımlanan bu iki bulanık kümenin birleşimi görülmektedir.

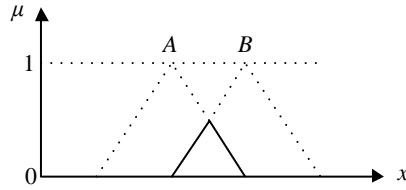


Şekil 1.38. Bulanık kümelerde birleşme işlemi

Bulanık kümelerin kesişim işlemi de $A \cap B$ biçiminde gösterilir. Kesişim kümesinin üyelik fonksiyonu biçimindeki matematiksel ifadesi ise şöyledir:

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad , \quad x \in X \quad (87)$$

Buradan $A \cap B$ kümesinin herhangi bir $x \in X$ için elemanlarının üyelik derecesi, A ve B bulanık kümelerinden üyelik derecesi küçük olana eşit olduğu görülür [28]. Şekil 1.39'da ise A ve B olarak tanımlanan bu iki kümenin kesişimi verilmektedir.

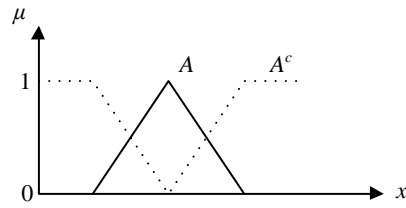


Şekil 1.39. Bulanık kümelerde kesişim işlemi

X evrensel kümesinde verilen bir A kümesinin tümleyeni A^c ile gösterilmekte olup üyelik fonksiyonunun matematiksel ifadesi ise aşağıdaki gibi ifade edilir [28].

$$\mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad , \quad x \in X \quad (88)$$

Şekil 1.40'da A bulanık kümesinin tümleme işlemi gösterilmiştir.



Şekil 1.40. Bulanık kümelerde tümleme işlemi

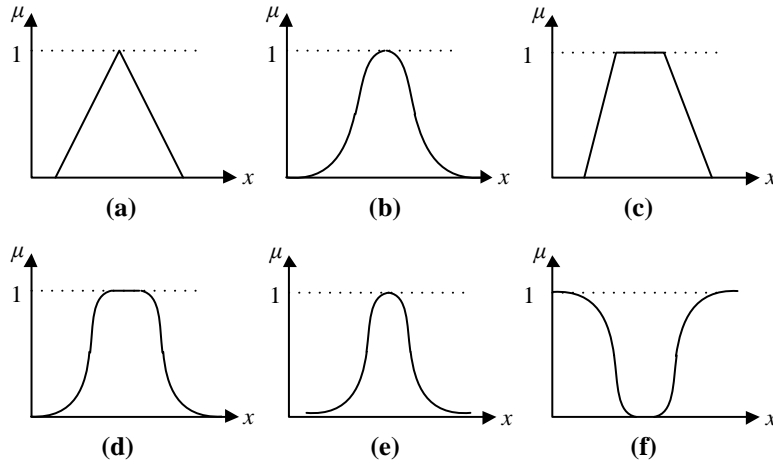
Yukarıda anlatılan işlemlerden başka bulanık kümelerde, bulanıklığın azaltılması olarak bilinen yoğunlaştırma ve bulanıklığın artırılması olarak bilinen genişletme işlemleri de gerçekleştirilmektedir. Yoğunlaştırma işlemi X evrensel kümesindeki her x için üyelik derecelerinin karesi alınarak yapılırken, genişletme işlemi ise üyelik derecelerinin karekökü alınarak yapılır.

$$\mu_{CON(A)}(x) = [\mu_A(x)]^2, \quad x \in X \quad (89)$$

$$\mu_{DIL(A)}(x) = [\mu_A(x)]^{\frac{1}{2}}, \quad x \in X \quad (90)$$

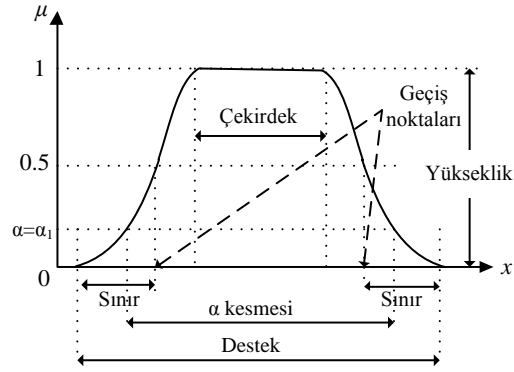
1.10.3. Üyelik Fonksiyonları

Üyelik fonksiyonları, bulanık denetim sisteminin gerçek giriş bilgilerini dilsel niteleyiciler olan bulanık kümelere üyelik dereceleriyle birlikte dönüştürmek için kullanılır. Yani bir x değişkeninin bulanık bir kümeye ait olma derecesi bu fonksiyonlarla belirlenir. Üyelik fonksiyonları uzman kullanıcılardan sağlanan bilgiler kullanılarak belirlenir. Şekil 1.41’de farklı yapılarla sahip üyelik fonksiyonları verilmiştir. Bu fonksiyonlardan en fazla kullanılanı ise üçgen, yamuk ve çan eğrisidir. Fakat denetimi yapılan sistemin özelliğine göre bunların dışında uygun bir fonksiyonda kullanılabilir.



Şekil 1.41. Değişik üyelik fonksiyonları: (a) Üçgen, (b) Gaussian, (c) Yamuk, (d) Çan, (e) Cauchy, (f) Sigmoid

Şekil 1.41’de verilen bu üyelik fonksiyonlarının bazı ortak özellikleri vardır. Bunları açıklamak üzere Şekil 1.42’i göz önüne alalım [29].



Şekil 1.42. Üyelik fonksiyonlarının bazı ortak özellikleri

Çekirdek, X genel uzay kümesinin A gibi bir üyelik fonksiyonunda 1 üyelik derecesine sahip olan kesin sayı bölgesidir.

$$Cekirdek(A) = \{x, \text{ öyle ki } \mu_A(x) = 1\} \quad (91)$$

Bir A kümesinin geçiş noktaları, o kümede üyelik derecesi 0.5 olan kesin sayılardır.

$$Gecis\ Noktasi(A) = \{x, \text{ öyle ki } \mu_A(x) = 0.5\} \quad (92)$$

Sınır, A bulanık kümesinde üyelik değerleri 0 ile 1 arasında kalan ancak 0 ya da 1 olmayan kesin sayılar kümesidir.

$$Sinir(A) = \{x, \text{ öyle ki } 0 < \mu_A(x) < 1\} \quad (93)$$

Bir A kümesinin desteği, o kümedeki üyelik derecesi 0'dan büyük olan x kesin sayılar kümesidir.

$$Destek(A) = \{x, \text{ öyle ki } \mu_A(x) > 0\} \quad (94)$$

α -kesmesi, A kümesinde üyelik derecesi α 'ya eşit ya da daha büyük olan kesin sayılar kümesidir.

$$\alpha \text{ kesmesi}(A) = \{x, \text{ öyle ki } \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (95)$$

Üyelik derecesi sadece α 'dan büyük olan ama α 'ya eşit olmayan kesin sayılar kümesi de etkin α kesmesi olarak tanımlanır. Üyelik derecesi α 'ya eşit olan kesin sayılar kümesi ise o bulanık kümenin seviye kümesi olarak bilinir.

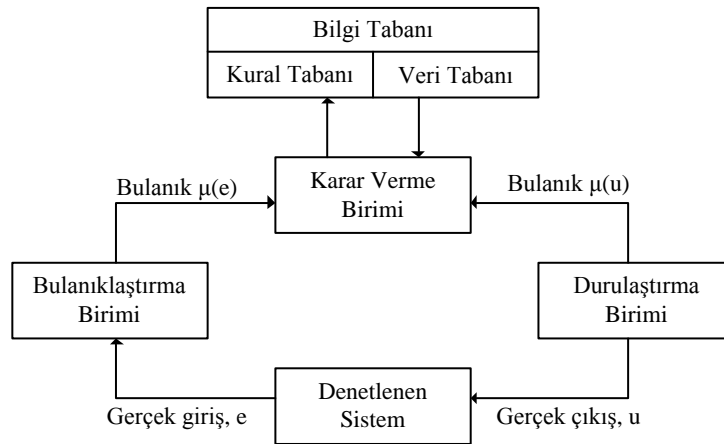
Yükseklik, bir kümenin en büyük üyelik derecesi o kümenin yüksekliğidir. Normal küme yüksekliği 1'dir. Yüksekliği 1'den farklı olan kümeler uygun katsayılarla normalize edilir. Normalizasyon işlemi genellikle üyelik derecesi en büyük olan değer ile yapılır.

$$\mu_{norm(A)}(x) = \frac{\mu_A(x)}{\max(\mu_A(x))}, \quad x \in X \quad (96)$$

Bir bulanık kümenin destek kümesi bir tek elemana sahip ise bu kümeye bulanık tekil denir. Bulanık bir kümenin geçiş noktaları arasındaki mutlak farka da bant genişliği denir.

1.10.4. Bulanık Mantık Denetleyicili Sistem

Bulanık mantık denetleyicili sistem yapısı dört ana bölümden oluşmaktadır. Bunlar, bulanıklaştırma birimi, bilgi tabanı, kural işleme ünitesi ve durulaştırma birimidir. Bu modele ilişkin blok şema Şekil 1.43'de gösterilmiştir [28].

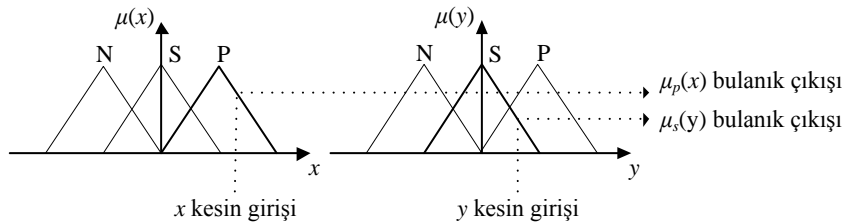


Şekil 1.43. Bulanık mantık denetleyicili sistemin temel yapısı

Bulanıklaştırma birimi, bulanık işlemcinin ilk elemanı olup denetleyici girişlerine gelen kesin değerleri bulanık değerlere dönüştürür. Kesin girişlere karşılık gelen bulanık değerler bir sonraki aşamada karar verme birimine gönderilir. Karar verme biriminde bu bulanık değerler burada depolanmış halde bulunan bilgi tabanına dayalı bilgi kümeleri ile birlikte kullanılarak bulanık sonuçlar elde edilir. Karar verme birimi çıkışında elde edilen bulanık çıkarımlar ise denetlenecek sisteme uygulanmadan önce durulaştırma biriminde durulaştırılarak kesin bir sayıya dönüştürülür. Böylece denetlenecek sistem için kullanılacak kontrol sinyali elde edilmiş olunur. Bundan sonraki bölümlerde bu yapılar daha detaylı bir şekilde ele alınacaktır.

1.10.4.1. Bulanıklaştırma Birimi

Bulanıklaştırma, sistemden alınan denetim giriş bilgilerini dilsel niteleyiciler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemidir [28]. Bulanıklaştırma biriminde öncelikle sistemden gelen kesin değerlerin burada tanımlı olan bulanık kümelerde bir üyeliğe sahip olup olmadığı araştırılır. Eğer bir üyeliğe sahipse bu üyelik dereceleri belirlenerek girilen kesin değerlere küçük, en küçük gibi dilsel değişken değerler atanır. Sistemin verimli çalışmasını sağlamak amacıyla değişik şekillerde (üçgen, yamuk, çan vs.) bulanık kümeler seçilebilir. Örneğin, x ve y girişleri ve z bulanık mantık denetleyicisinin çıkışı olsun. Her bir giriş değişkenini tanımlamak için üç dilsel değişken Pozitif (P), Sıfır (S), Negatif (N) ve çıkışı tanımlamak içinde beş dilsel değişken PB, P, S, N, NB seçilsin. Bu durumda x ve y kesin girişleri verilen dilsel değişkenler ile Şekil 1.44'deki gibi bulanıklaştırılabilir.



Şekil 1.44. Bulanıklaştırma işleminin yapılışı

1.10.4.2. Bilgi Tabanı

Bilgi tabanı, bulanıklaştırıcıdan gelen bulanık değerlerin karar verme biriminde hangi kurallar ile işleneceği ve bu kuralların sonuçları olan veri tablosunu içeren birimdir. Bundan dolayı bilgi tabanı, kural tabanı ve veri tabanı olmak üzere iki kısma ayrılabilir. Girişler ve çıkışlar arasındaki bağlantılar, kural tabanındaki kurallar kullanılarak *if ... then ... else* biçimine sahip koşul cümleleri ile sağlanır. Bu koşul cümlelerinin her biri kural olarak isimlendirilir. Ayrıca kurallarda kullanılan *and* işlemcisi ile çıkış büyüklüğü birbirine bağlanmış iki veya daha fazla girişin bir fonksiyonu olarak ifade edilebilir. Bu kurallar ve kuralların sonucunu içeren veri tablosu, sistemi iyi bilen uzman kişiler tarafından oluşturulur. Örneğin, yukarıda verilen örnek ele alındığında yazılabilecek bir kural aşağıdaki gibi olabilir.

$$\text{If } x=P \text{ and } y=S \text{ then } z=P \quad (97)$$

Bu örnekte, her bir giriş için üç değişken ve böylece toplam dokuz adet kural vardır. Kurallar insan muhakemesi ve sistem hakkındaki diğer bilgiler ışığında kural tabanında depolanır. Yukarıda verilen örnek için oluşturulan veri tabanı ise aşağıdaki gibi olabilir.

Tablo 1.2. Örnek veri tablosu

$x \backslash y$	P	S	N
P	PB	P	S
S	P	S	N
N	S	N	NB

1.10.4.3. Karar Verme Birimi

Karar verme birimi, çıkarım motoru olarak da adlandırılır. Bulanık mantık denetiminin çekirdek kısmıdır [28]. Bu kısımda, bilgi tabanında depolanan bilgi kümeleri kullanılarak bulanık kavramlar işlenir ve çıkarım yaparak gerekli denetim belirlenir. Bu

birimin çalışmasını daha iyi anlayabilmek için yukarıda verilen örnek ile devam edelim. Tablo 1.2'deki dokuz kurallı veri tablosundan ikisini yazalım.

$$\begin{aligned} \text{Kural 1} \quad & \text{If } x_1=S \text{ and } x_2=S \text{ then } u=S \text{ else} \\ \text{Kural 2} \quad & \text{If } x_1=S \text{ and } x_2=P \text{ then } u=P \end{aligned} \quad (98)$$

Burada kullanılan *and* terimi, küme işlemlerinde kesişim işlemine karşılık düşer. Bulanık kümelerin üyelik fonksiyonları dikkate alındığında bu *and* bağlacı bir minimum alma işlemidir. Dolayısıyla (98)'de *and* ile birbirine bağlanan terimlere minimum alma işlemi uygulandığında, üyelik fonksiyonlarına bağlı olarak aşağıda yazılan ifadeler elde edilir. Yani her bir kural için z çıkış değişkenin bu Z uzayında tanımlı PB, P, S, N, NB bulanık kümelerindeki üyelik değeri aşağıdaki gibi belirlenir.

$$\begin{aligned} \text{Kural 1} \quad & \min[\mu_S(x), \mu_S(y)] = \mu_S(z) \\ \text{Kural 2} \quad & \min[\mu_S(x), \mu_P(y)] = \mu_P(z) \end{aligned} \quad (99)$$

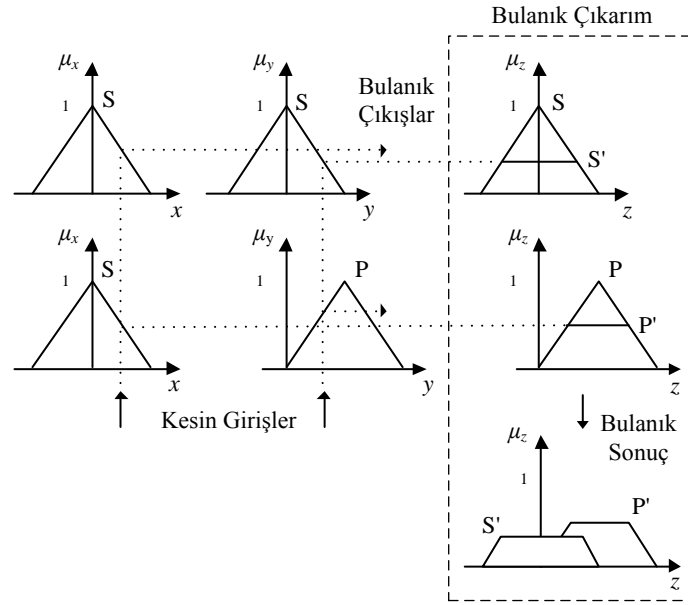
Bu denklemler kısaca ifade edilirse,

$$\mu(z) = \min[\mu(x), \mu(y)] \quad (100)$$

yazılabilir. Bu ifade aslında X ve Y uzayları arasındaki ilişkiyi temsil eder ve kartezyen çarpım olarak,

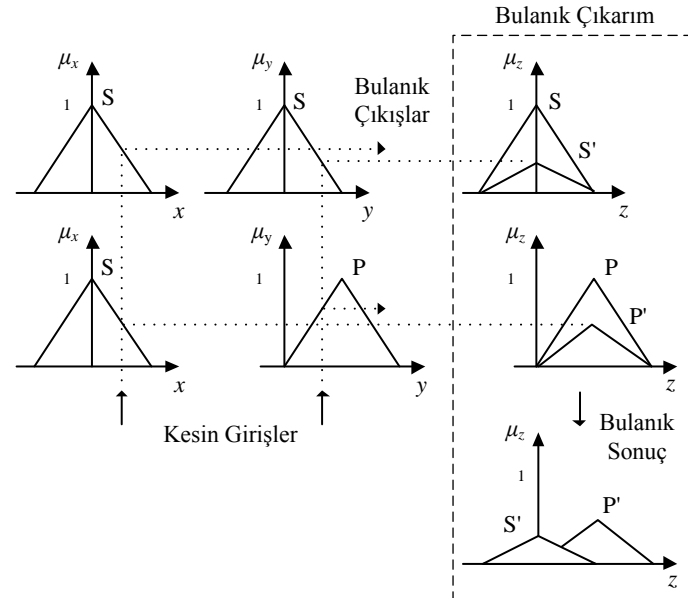
$$Z = X \times Y \quad (101)$$

şeklinde yazılabilir. Bu bulanık ilişki için birçok farklı yapıda bulanık çıkarım yöntemi tanımlanmıştır. Bunlardan en çok kullanılanı Mandani bulanık çıkarımı olup her bir giriş değeri için ait olduğu üyelik fonksiyonundaki üyelik derecesine bağlı olarak ilgili bulanık kümenin üyelik değerinin üstündeki kısmı kesilir. Min-Max çıkarımı olarak da bilinen bu yöntem Şekil 1.45'de görülmektedir.



Şekil 1.45. Min-Max bulanık çıkarımı

Bir diğer yöntem Larsen bulanık çıkarımı olup her bir giriş değeri, ait olduğu üyelik işlevindeki üyelik derecesine bağlı olarak ilgili bulanık kümeyi yeniden ölçeklendirir. Max-Dot çıkarımı olarak da bilinen bu yöntem Şekil 1.46'da görülmektedir.



Şekil 1.46. Min-Dot bulanık çıkarımı

Bunlardan başka Tsukamoto ve Takagi-Sugeno bulanık çıkarımları da vardır. Fakat uygulamada daha çok yukarıda açıklanan iki yöntem kullanıldığı için bu iki yöntem üzerine durulmamıştır.

1.10.4.4. Durulaştırma Birimi

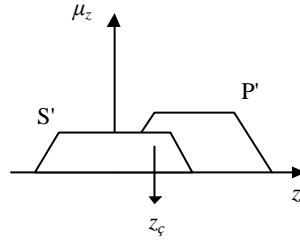
Bulanık çıkarımın sonucu Şekil 1.44 ve 1.46'da görüldüğü gibi bulanık bir kümedir. Bu sonucun tekrar sisteme uygulanması için giriş değeri gibi kesin bir değere dönüştürülmesi gerekir. Bu işlem durulaştırma olarak adlandırılır. Durulaştırma işleminde değişik yöntemler kullanılmaktadır. Yukarıda açıklanan Mandani bulanık çıkarımında genellikle durulaştırma işlemi ağırlık ortalaması yöntemi ile yapılmaktadır. Ağırlık ortalaması yöntemi, elde edilen bütün bulanık değerler ile üyelik değeri kullanılarak durulama yapılmaktadır. Bulanık denetleyicinin çıkışı z_{ζ} olmak üzere bu yöntem aşağıdaki gibi uygulanır.

$$z_{\zeta} = \frac{\sum_{i=1}^N \mu_i(z_i)z_i}{\sum_{i=1}^N \mu_i(z_i)}, \quad z \in Z \quad (102)$$

Şekil 1.45'de verilen örnek için bu denklem açılırsa,

$$z_{\zeta} = \frac{\mu_S(z_S)z_S + \mu_P(z_P)z_P}{\mu_S(z_S) + \mu_P(z_P)} \quad (103)$$

Bu ifadede i kural numarasını, N 'de toplam kural sayısını göstermektedir. Etkin olmayan kurallar için daima $\mu_i(z_i)=0$ 'dır. Etkin kurallar için ise i kural numarası olduğu kadar, bu i . kural için geçerli olan sözel komutu da temsil etmektedir. z_{ζ} kesin değerinin elde edilişi şematik olarak Şekil 1.47'de gösterilmiştir.

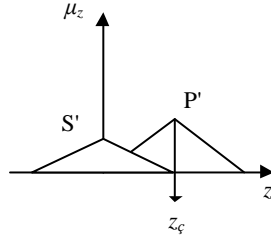


Şekil 1.47. Ağırlık ortalaması yöntemi ile durulaştırma

Diğer bir durulaştırma yöntemi de maksimum üyelik yöntemidir. Kesin çıkış değeri, bulanık kümedeki bütün üyelik dereceleri içinde en büyük olana eşittir. Genellikle Larsen bulanık çıkarımı sonucunda oluşan bulanık sonucu kesin sonuca dönüştürmek için kullanılır. Bu durulaştırma yöntemi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\mu(z_{\zeta}) \geq \mu(z) \quad , \quad z \in Z \quad (104)$$

Yine verilen örnek ele alındığında çıktısındaki kesin değer elde edildiği Şekil 1.48'de gösterilmektedir.



Şekil 1.48. Maksimum üyelik yöntemi ile durulaştırma

Bu durulaştırma yöntemlerine alternatif olarak farklı yöntemlerde kullanılabilir. Bu yöntemler ise şunlardır [30]:

- Alanların merkezi yöntemi,
- İki bölge yöntemi,
- Maksimumun ortalaması yöntemi,
- Maksimumun en küçüğü yöntemi,
- Maksimumun en büyüğü yöntemidir.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

2.1. Tek Yanlı DHAM Tasarımı

DHAM'nin tasarımı makine performansını etkileyen birçok parametreyi kapsamaktadır. Düşük hızlı DHAM'lerin tasarım yapılırken dikkat edilmesi gereken en önemli kriter ise iyilik faktörüdür. İyilik faktörü, makinenin bir enerji biçimini başka bir enerji biçimine dönüştürebilme yeteneğine bağlıdır. Elektrik makineleri açısından ise elektrik gücün manyetik güce dönüştürülmesindeki başarımlar olarak ifade edilebilir. İyilik faktörü X_m mıknatıslanma reaktansı ve $\rho' = \rho/d$ sekonder yüzey özdirenci olmak üzere aşağıdaki şekilde ifade edilir [18].

$$G = \frac{X_m}{R_r} = \frac{2\mu_o f \tau^2}{\rho \pi g} \quad (105)$$

Burada ρ sekonder özdirenci ve d sekonder levha kalınlığıdır. İyilik faktörünün yüksek olması tasarlanan makinenin iyi bir makine olmasını sağlamaktadır. Bunun dışında hava aralığı, kutup adımı, kutup sayısı, sekonder yapısı ve primer çekirdeği de önemli parametrelerdir.

2.1.1. Tasarım Kriterleri

Hava aralığı makine tasarımında çok önemli bir faktördür. Hava aralığının büyük oluşu mıknatıslanma akımının artmasına dolayısıyla güç faktörünün azalmasına neden olmaktadır. Böyle bir DHAM'de çıkış uç bölgesindeki kayıplar da artar. Ayrıca büyük bir hava aralığına sahip bir makinede çıkış gücü ve verim azalacaktır. Özellikle iyilik faktörünün yüksek olması için denklem (105)'de verildiği gibi hava aralığının tasarımın el verdiği ölçüde küçük olması gerektiği görülmektedir. Aynı zamanda yine bu eşitlikten kutup adımının ise mümkün olduğunca büyük seçilmesi gerektiği görülmektedir. Çünkü iyilik faktörü kutup adımın karesi ile doğru orantılı değişmektedir. Fakat burada dikkat edilmesi gereken husus, kutup adımı artırıldıkça DHAM primer çekirdeğinin uzunluğu

artar dolayısıyla DHAM'nin ağırlığının artmasına neden olur. Ayrıca kutup adımının artması yani sargıların yerleştirildiği alanın artması aktif akı yolunun azalmasına neden olacağından verimde de düşüğe neden olacaktır. Boyutları önceden belirlenmiş bir makinada kutup adımının büyümesi kutup sayısının azalmasına neden olur ve bu istenmeyen bir durumdur. Çünkü kutup sayısının artması, uç etkilerin azalmasına neden olmaktadır. Bunun nedeni ise uç etkisinden kaynaklanan kayıpların kutuplar arasında paylaşılmasıdır [18]. Bu durumda kutup sayısının artırılması makine performansını artırmaktadır ve dolayısıyla makine tasarımında göz önüne alınması gereken önemli bir faktör olmaktadır.

DHAM tasarımında sekonder yapısı önemli bir konudur. Bu, motor performansı üzerinde önemli bir role sahiptir. Öyle ki sekonder manyetik bir malzemeden yapılmış ise manyetik geçirgenliği yüksek olacağından mıknatıslanma akımı da düşük olacaktır. Fakat bu yapıda primer ile sekonder arasında güçlü bir çekme kuvveti oluşacaktır. Eğer sekonder elektriksel olarak iletken manyetik olmayan malzemeden yapılmış ise bu güçlü çekme kuvveti azalacaktır. Fakat bu sefer de hava aralığındaki manyetik geçirgenlik azalacağından mıknatıslanma akımı artacaktır. Manyetik olmayan sekonder iletken levha ve manyetik olan arka demirin birleştirilmesi ile oluşturulan sekonder yapısında ise yüksek manyetik geçirgenlik sağlanmış ve manyetik çekme kuvveti de azaltılmış olacaktır. Bu elektromanyetik olarak görünüşte en iyi sekonder yapısıdır. Öte yandan sekonder iletken levha kalınlığının artırılması iyilik faktörünü artırmaktadır. Fakat sekonder iletken levhanın kalınlığı hava aralığının etkin değerini etkiler. Öyle ki iletken levhanın kalınlığı artırılırsa hava aralığının etkin değerinin de artmasına neden olacaktır. Sonuç olarak sekonder iletken levha kalınlığı, istenen iyilik faktörünü sağlayacak şekilde seçilmesinden ziyade hava aralığını sınırlayacak şekilde seçilmelidir. Sekonder özdirencine gelince düşük özdirenç iyilik faktörünü artırmaktadır. Aynı zamanda düşük özdirenç sekonder kayıplarının az olmasına da neden olur. Fakat düşük sekonder özdirenci giriş uç etkisi dalgasının yavaş bir şekilde bozulmasına neden olur. Bundan dolayı sekonder direncinin genelde yüksek olması istenir.

DHAM'de primer çekirdek tasarımındaki değişimler motor performansını etkileyen bir diğer faktördür. Tel kesit alanı sabit kabul edildiğinde primer oyuğunda bulunan sargıların, primer dış genişliği dar olan bir makinada oluşturduğu kuvvet, dış genişliği büyük olan makinaya göre daha fazladır. Aynı zamanda primer dış genişliği dar olan makinanın verimi ve güç katsayısı daha iyidir. Çünkü dış genişliğinin dar olması kaçak

reaktansın dolayısıyla sekonder zaman sabitinin küçük olmasına neden olur. Küçük sekonder zaman sabiti ise giriş uç etkisi dalgasının genliğini küçültür. Bu durumda makine çıkış gücü artar [18]. En uygun diş genişliğini hesaplamak için ise diş üzerinde oluşacak akı yoğunluğunu hesaba katarak doyumun sınır olduğu en küçük genişliği seçilir. Tablo 2.1’de ise DHAM tasarımında göz önüne alınması gereken kriterlerin değişimi ve bu değişimin etkileri verilmiştir.

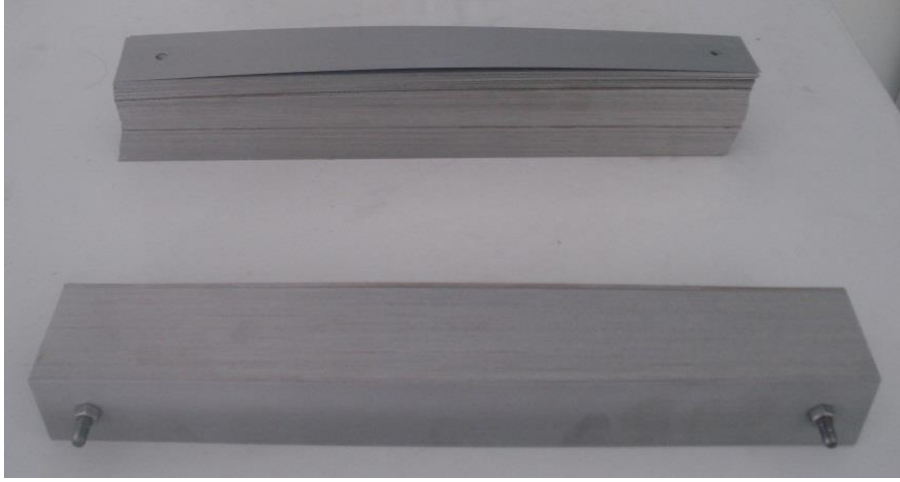
Tablo 2.1. DHAM tasarımında kullanılan parametrelerin değişimi ve etkileri

Tasarım Kriteri	Artışı	Azalışı
Hava Aralığı, g	Mıknatıslanma akımı artar. Çıkış uç kayıpları artar.	İyilik faktörü artar. Çıkış gücü artar. Verim artar.
Kutup Adımı, τ	İyilik faktörü artar. Primer çekirdeği büyür.	Kutup sayısı artar.
Kutup Sayısı, $2p$	Uç etkiler azalır.	Sekonder kaçak reaktansı artar.
Sekonder Kalınlığı	İyilik faktörü artar. Kalkış akımı artar.	Sekonder kaçak reaktansı artar.
Sekonder Öz direnci, ρ	Uç etkileri azalır.	İyilik faktörü artar. Sekonder kayıpları azalır.
Diş Genişliği, w_t	Kaçak reaktansı artar.	Güç artar, Verim artar.

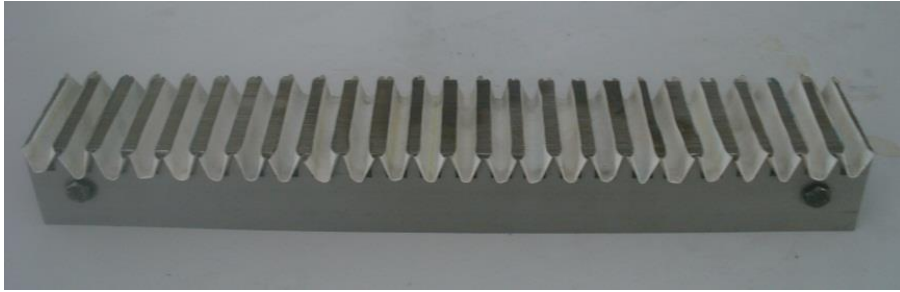
2.1.2. Tasarımı Gerçekleştirilen Tek Yanlı DHAM

Yukarıda açıklanan tasarım kriterleri göz önüne alındığında en uygun DHAM’nin tasarımı için boyutları belirlenmiş silisyum saçlar temin edilmiştir. Bu durumda DHAM primer çekirdeğini oluşturmak için kullanılan Şekil 2.1’deki silisyum saçların kalınlığı 0.35 mm, boyu 340 mm ve genişliği ise 40 mm’dir. Bu durumda motor uzunluğumuz (L) 340 mm olup, motor genişliği (D) ise toplamda 186 adet silisyum saç kullanılarak 65 mm olacak şekilde bir araya getirilmiştir. Tasarımı gerçekleştirilen bu DHAM’nin diğer boyutları ise Tablo 2.2’de verilmiş olup toplam oluk sayısı 24 olacak şekilde oluk derinliği (h_s) 13 mm, oluk genişliği (w_s) 7 mm, diş genişliği (w_t) 7 mm ve boyunduruk uzunluğu (h_y) 27 mm’dir. Tasarlanan DHAM’nin primer sargılarını oluşturmak için Şekil 1.4’de verilen tek tabakalı sargı düzeni kullanılmıştır. Kutup adımı (τ) 42 mm ve makinanın kutup sayısı ($2p$) 8 olacak şekilde sargılar yerleştirilmiştir. Bu durumda bir kutbun altında bir faza ait

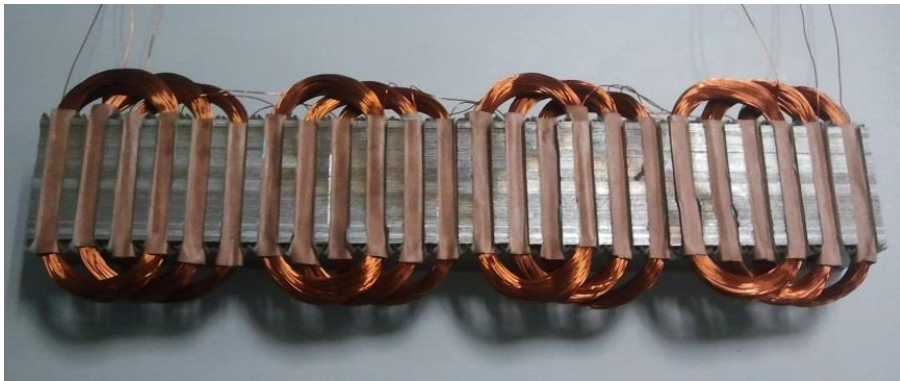
oluk sayısı (q_1) 1 olup bir fazda toplam 4 adet bobin olacaktır. Her bobin, tel kesiti $\phi 0.45$ olan 130 sarımdan yapılmıştır. Bu bobinler seri bağlanarak da faz sargıları oluşturulmuştur. Elde edilen bu üç faz sargıları da kendi aralarında yıldız bağlanmıştır. Şekil 2.3'de tasarlanan DHAM'nin sargı düzeni gösterilmiştir.



Şekil 2.1. DHAM tasarımı için kullanılan silisyum saçlar



Şekil 2.2. Oluşturulan primer saç paketi



Şekil 2.3. Oluşturulan tek tabakalı primer sargı düzeni

Tablo 2.2. Tasarımı gerçekleştirilen DHAM'nin boyutları ve özellikleri

DHAM Boyutları	
Motor uzunluğu (L)	340 mm
Motor genişliği (D)	65 mm
Oluk sayısı	24
Oluk derinliği (h_s)	13 mm
Oluk genişliği (w_s)	7 mm
Diş genişliği (w_t)	7 mm
Boyunduruk uzunluğu (h_y)	27 mm
Kutup adımı (τ)	42 mm
Kutup sayısı ($2p$)	8
Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı (q_1)	1
Bobin sarım sayısı (N_c)	130
Bir faza ait bobin sayısı	4
Bir faz sargı sarım sayısı (N)	520
Tel kesiti (ϕ)	0.45
Sekonder arka demir kalınlığı (h_{Fe})	10 mm
Sekonder arka demir genişliği (w_{Fe})	70 mm
Sekonder alüminyum levha kalınlığı (h_{Al})	3 mm
Sekonder alüminyum levha genişliği (w_{Al})	80 mm
Hava aralığı (g)	1.5 mm
DHAM Özellikleri	
Sargı bağlantı türü	Yıldız
Nominal gerilim	220 V
Nominal akım	5 A
Çalışma frekansı	50 Hz
Maksimum hızı	4.2 m/s

Primer yapının oluşturulmasıyla sekonder yana ilişkin yapı, yani tepki tabaka tasarımı gerçekleştirilmiştir. Daha önceki bölümlerde DHAM'lerin yapısı üzerinde durulurken, Şekil 1.2'de verildiği gibi üç şekilde sekonder yapısının oluşturulacağından bahsedilmişti. Fakat bu yapıların teknik açıdan elde etme zorluğu ve verilen imkanlar doğrultusunda Şekil 1.2.a'daki yapı kullanılmıştır. Bu, tasarım kriterlerinde de anlatılan elde etmesi en kolay ve en basit sekonder yapısıdır. Bu durumda kalınlığı 10 mm, genişliği 70 mm olan sekonder arka demir ile kalınlığı 3 mm, genişliği 80 mm olan sekonder alüminyum levha kullanılmış ve bunların birbirleri ile perçinlenmesi sonucu 4 m uzunluğunda bir sekonder yapı oluşturulmuştur. Primer yapısının ağır olması ve sekonder yapısının uzun olmasından dolayı enkoder ve güç kablolarının sürücü düzeneğine iletilme zorluğu gibi etkenlerden dolayı mekaniksel olarak bu iki yapının birleştirilmesi büyük sorun oluşturmaktadır. Fakat Şekil 2.4'de verildiği gibi bir mekaniksel yapı oluşturularak

en optimum çözüm elde edilmiştir. Tablo 2.2’de tasarımı gerçekleştirilen doğrusal hareketli asenkron motorun boyutları ve özellikleri verilmiştir.



Şekil 2.4. Tasarımı gerçekleştirilen DHAM

2.2. Tek Yanlı DHAM’ın Eşdeğer Devre Parametrelerinin Çıkarılması

Şekil 2.4’de verilen DHAM’nin, benzetim çalışmaları yapılması ve uygun kontrol yapısının belirlenmesi için eşdeğer devre parametrelerinin elde edilmesi gerekmektedir. Eşdeğer devre parametreleri döner motorlarda uygulanan boşa çalışma ve kilitli rotor deneylerine benzer şekilde elde edilebilir.

DÖHAM’ler için kullanılan boşa çalışma deneyi, DHAM’lerin özel yapısından dolayı uygulanamaz. Çünkü test edilen DHAM yeteri kadar uzun bir sekondere sahip olsa bile boşa çalışma durumunda primer hızı hiçbir zaman senkron hıza ulaşamayacaktır. Bundan dolayı DHAM’nin boşa çalışma deneyi iki farklı şekilde gerçekleştirilebilir.

- a) Test edilen DHAM, değişken frekans beslemeli ikinci bir motor yardımıyla senkron hızda sürülür ($s=0$).
- b) Primer ile sekonder arasındaki hava aralığı sabit kalacak şekilde sekonder iletken levhanın kaldırılır.

İlk seçenek çok kullanışlı bir yöntem değildir. Çünkü çoğu DHAM’lerin sekonder boyu kısa olduğundan, senkron hıza çıkarılması için yeteri kadar zamanı olmayacaktır.

Fakat ikinci yöntem daha kolay bir şekilde uygulanabilir. Bu yöntem transformatörlerdeki sekonderi açık devre deneyi ile benzerlik gösterdiğinden, boşa çalışma deneyi DHAM'ler için sekonderi açık devre deneyi olarak adlandırılır. Bu deneyde motora anma gerilim değeri uygulanır. Bu durumda şebekeden çekilen faz akımı, faz gerilimi ve güç değerleri ölçülür. Tablo 2.3'de sekonderi açık devre deneyi sonucunda elde edilen ölçümler verilmiştir. Sekonderi açık devre deneyinden elde edilen ölçümlerden, R_{Fe} demir kaybı ve X_m mıknatıslanma reaktans değeri hesaplanır.

Tablo 2.3. Sekonderi açık devre deneyinde elde edilen ölçümler

V_o	I_o	P_o
129 V	2.77 A	220 W

DÖHAM'ler için kullanılan kilitli rotor deneyi ise DHAM'lere benzer şekilde uygulanabilir. Bu deney DHAM'ler için kilitli hareketli kısım deneyi olarak adlandırılır. Sekonderi açık devre deneyinde sekonder alüminyum levha kaldırılırken, kilitli hareketli kısım deneyinde sekonder alüminyum levha vardır. Dikkat edilmesi gereken her iki deney sırasında primer ile sekonder arasındaki hava aralığının birbirine eşit olmasıdır. Motorun hareketli kısmı (primer) özel bir mekanizma ile sabitleştirilerek hareket etmemesi sağlanır. Bu deneyde primer sargısından geçen akım, anma değerine ulaşıncaya uygulanan gerilim ve güç değerleri kaydedilir. Tablo 2.4'de kilitli hareketli kısım deneyi sonucunda elde edilen ölçümler verilmiştir. Böylece eşdeğer devredeki R_r' , X_r' ve X_s değerleri de hesaplanır.

Tablo 2.4. Kilitli hareketli kısım deneyinde elde edilen ölçümler

V_k	I_k	P_k
124 V	4.9 A	561 W

Eşdeğer devre parametrelerin çıkarılması için gerekli deneysel düzenek Şekil 2.5'de gösterilmiştir. Böylece gerçekleştirilen deneyler sonucunda alınan ölçümler ve gerekli hesaplamalar sonucunda tasarlanan motorun parametreleri Tablo 2.5'de verilmiştir.



Şekil 2.5. Eşdeğer devre parametrelerinin çıkarılması için gerekli deneysel düzenek

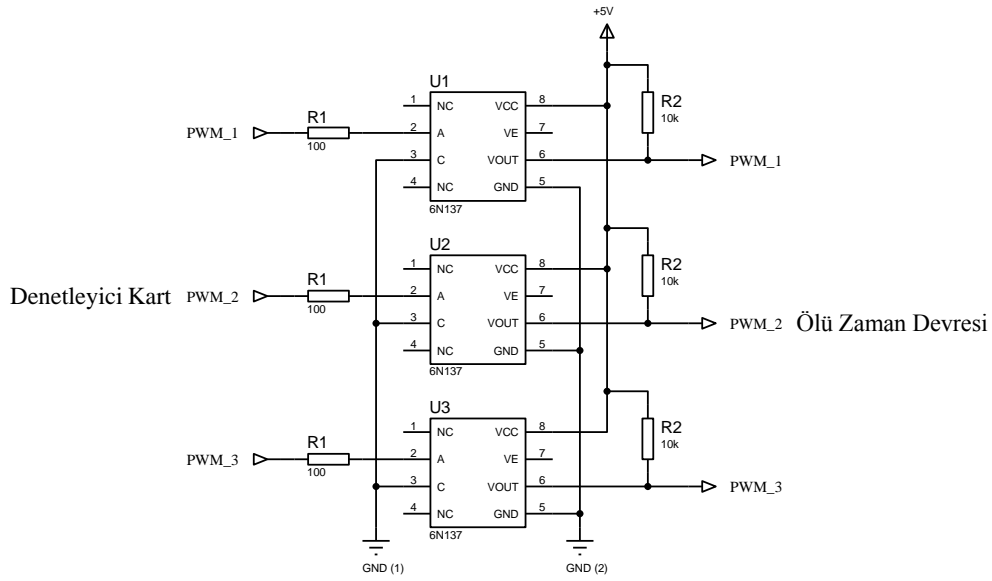
Tablo 2.5. DHAM'nin eşdeğer devre parametreleri

Primer direnci (R_s)	15.89 Ω
Sekonder direnci (R_r)	7.47 Ω
Primer endüktansı (L_s)	0.1699 H
Sekonder endüktansı (L_r)	0.1699 H
Mıknatıslanma endüktansı (L_m)	0.1544 H
Kütleli ağırlık (m)	6.25 kg
Sürtünme katsayısı (B)	0.5 N.s/m

2.3. Sürücü Devresinin Tasarımı

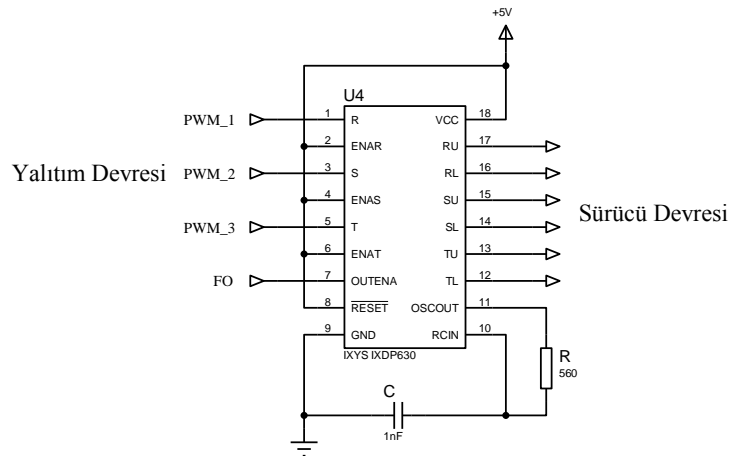
Denetleyici kart ile güç devresini birbirinden izole etmek amacıyla öncelikle bir yalıtım devresi oluşturulmuştur. Yalıtım devresi, sürücü katında oluşacak bir hatada denetleyici kartın zarar görmemesini sağlamaktadır. Yapılan çalışmada optik yalıtım sağlamak için 6N137 entegresi kullanılmıştır. Bunun için gerekli devre şeması ise Şekil 2.6'da verilmiştir.

Denetleyici karttan gelen evirici anahtarlama sinyalleri 6N137 entegresi ile izole edilerek ölü zaman devresine gönderilmiştir. Ölü zaman devresi, eviriciye gönderilen anahtarlama işaretleri arasında gecikme zamanının oluşturulmasını sağlar. Bilindiği gibi eviricinin bir bacağında seri olarak bağlı bulunan iki yarıiletken anahtarlama elemanı vardır ve bunlar birbirlerinin tersi olacak şekilde çalışırlar. Yani üsteki anahtarlama elemanı iletimde olduğu zaman alttaki anahtarlama elemanı kesimde olmalıdır.



Şekil 2.6. Yalıtım devre şeması

Anahtarlama olayı yüksek frekanslarda yapıldığı ve anahtarlama elemanlarının kesime geçmesi belli bir zaman alacağı için üstteki anahtar kesime geçmeden alttaki anahtarın iletme geçmemesi gerekmektedir. Aksi takdirde eviricinin girişindeki doğru gerilimin bu geçiş zamanında kısa bir süre kısa devre olması söz konusu olacaktır. Bunu önlemek için bu geçiş zamanlarında ölü zaman olarak adlandırılan kısa bir gecikme zamanı bırakılır. Böylece üstteki anahtarın kesime geçmesinin ardından, gecikme zamanı kadar bekledikten sonra, alttaki anahtara tetikleme sinyali uygulanarak iletme geçmesi sağlanır.

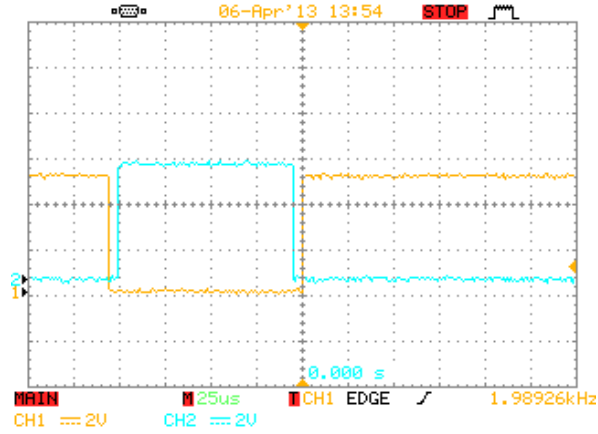


Şekil 2.7. Ölü zaman devre şeması

Bu işlem için gerekli ölü zaman devresi IXYS firmasının IXDP630PI entegresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu entegre yalıtım devresinden gelen üç anahtarlama sinyalini tersleyip ölü zaman bindirerek altı anahtarlama sinyali oluşturur. Gerekli ölü zaman değeri ise Şekil 2.7’de devre şeması verilen entegrenin ilgili bacaklarına bağlanan R ve C değerleri ile belirlenir. Ölü zamanı belirleyen R ve C değerleri denklem (106)’da verilen eşitlik ile hesaplanır. Buna göre $R=560 \Omega$ ve $C=1 \text{ nF}$ seçilmesi durumunda yaklaşık $4.5 \mu\text{s}$ ’lik bir ölü zaman elde edilecektir.

$$f_0 = \frac{0.95}{RC} \quad , \quad DT = \frac{8}{f_0} \quad (106)$$

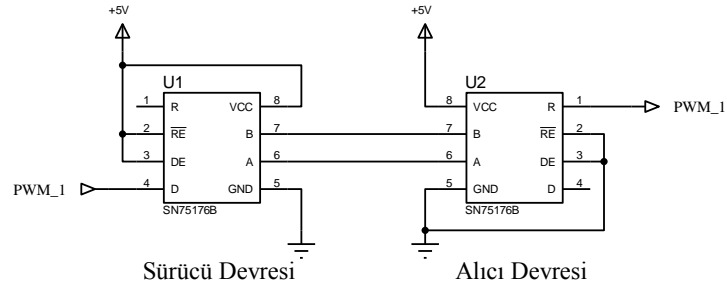
Şekil 2.8’de, osiloskop ekranında, yalıtım devresinden gelen bir anahtarlama sinyalinin ölü zaman entegresine girilip, eviricinin alt ve üst bacaklarına gönderilecek anahtarlama işaretine ölü zamanın bindirilmesiyle elde edilen sinyaller gösterilmiştir.



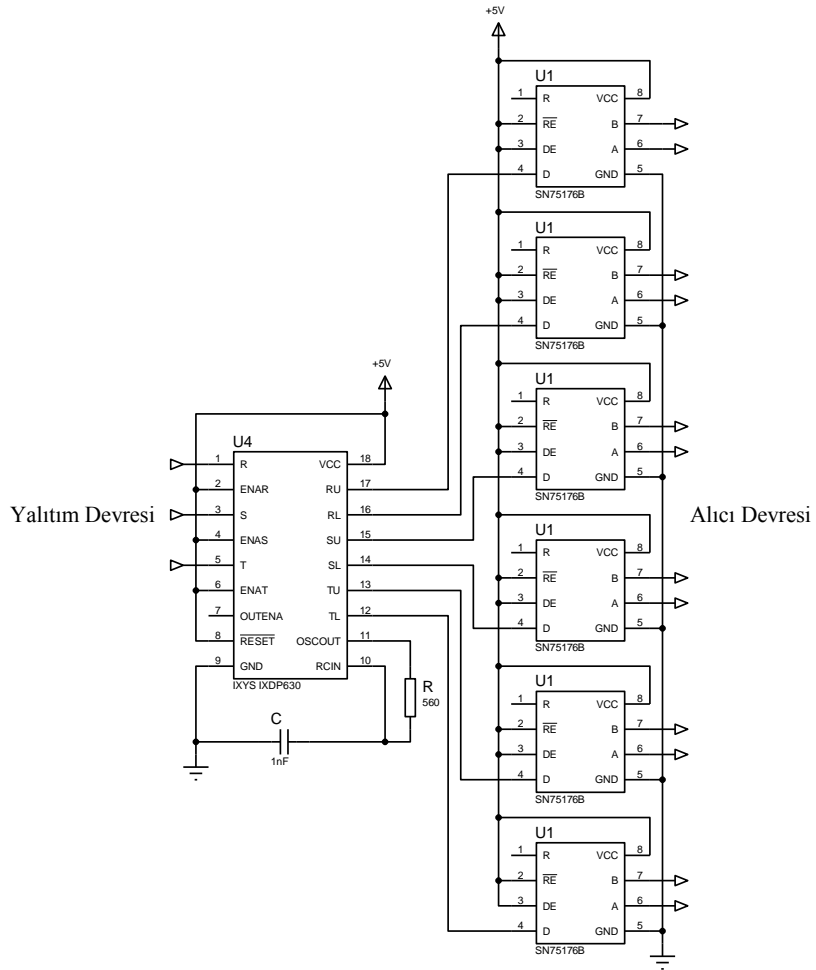
Şekil 2.8. Ölü zamanın osiloskop ekranından görünümü

Deney düzeneğinde kullanılan evirici modülün düzgün bir şekilde çalışması için oluşturulan anahtarlama işaretlerinin gürültüden çok az etkilenecek şekilde uygulanması gerekmektedir. Bu ise evirici modülün anahtarlama giriş uçlarına filtreleme işlemleri yapılarak gerçekleştirilebilir. Fakat denetleyici kartın evirici modülünden oldukça uzak olması filtreleme işlemini yetersiz kılacaktır. Bu durumda filtrelemede kullanılan R ve C değerlerinin artırılması ile telafi edileceği düşünülse bile yüksek R ve C değerlerinin kullanımı oluşturulan ölü zamanın bastırılmasına neden olabilecektir. Oluşan bu sorun

daha çok haberleşme alanında uzak mesafelere bilgilerin aktarılması için kullanılan Texas Instruments firmasının SN75176B fark alıcı entegresi kullanılarak çözülmüştür. Bu entegre hem sürücü hem alıcı olarak iki yönlü kullanılır. Bu şekilde bir kullanımda gerekli bağlantı şeması Şekil 2.9'da verilmiştir.



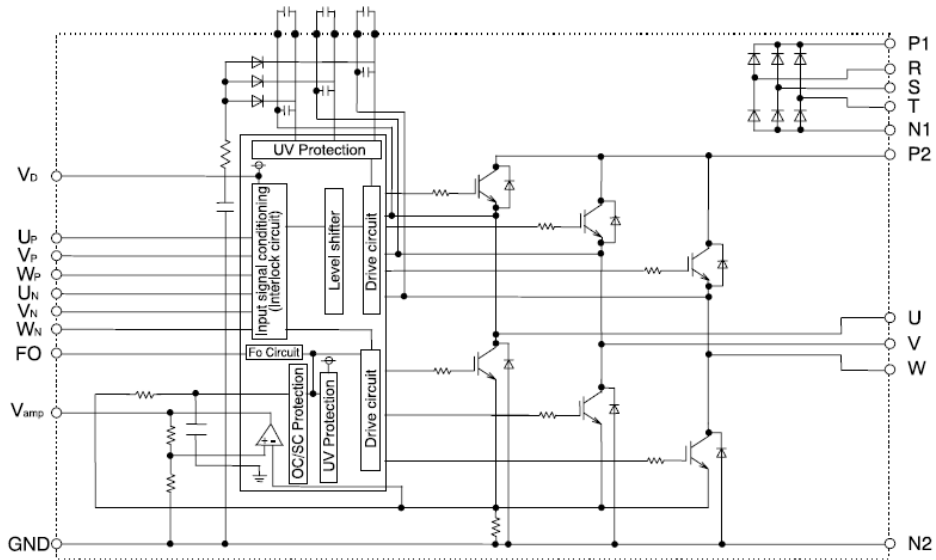
Şekil 2.9. Fark alıcı entegrenin iki yönlü kullanımı için gerekli bağlantı şeması



Şekil 2.10. Ölölü zaman ve sürücü entegrelerinden oluşan devre şeması

Şekil 2.9’da verilen bağlantı şemasında sürücü olarak kullanılan bu entegrede D girişine uygulanan anahtarlama işareti alçak ve yüksek olarak iki dijital sinyale dönüştürülür ve alıcı devresine gönderilir. Alıcı devresinde ise sürücü devresinden gelen bu iki sinyalin farkına göre R çıkış sinyali belirlenir. Eğer bu fark 0.2 V ’dan büyük ise çıkış yüksek, -0.2 V ’dan küçük ise çıkış alçak dijital sinyali üretir. Böylece sistem üzerinde oluşan gürültüler, anahtarlama sinyallerini etkilese bile, alıcı entegrenin çıkışında düzgün anahtarlama işaretleri elde edilebilir. Bu bağlantı göz önüne alındığında ölü zaman entegresi çıkışında kullanılan fark alıcı entegresi sürücü olarak kullanılmışken, evirici modülün anahtarlama girişlerinde ise alıcı olarak kullanılmıştır. Bu durumda Şekil 2.10’da ölü zaman entegresi ile sürücü olarak kullanılan fark alıcı entegresinin devre şeması verilmiştir.

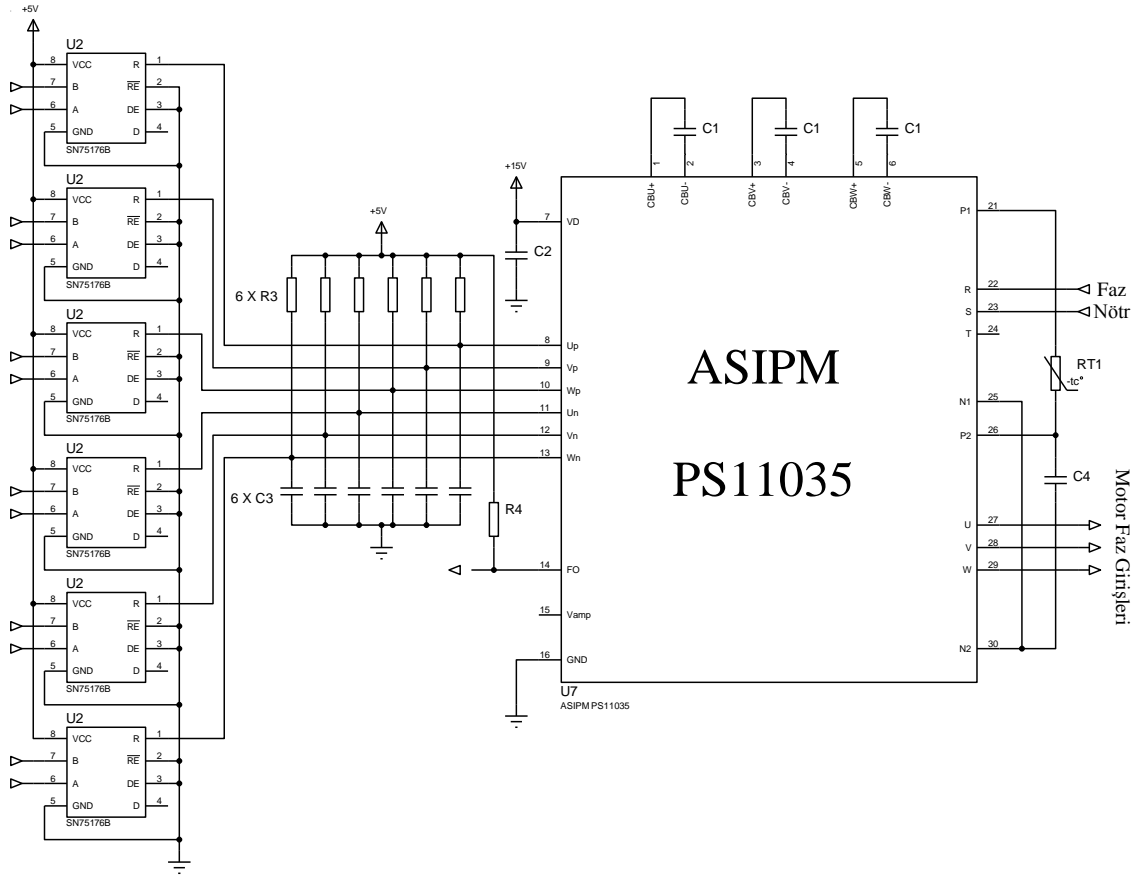
Sürücü düzeneğinde evirici olarak Mitsubishi firmasının PS1103x serisi ASIPM (Application Specification Intelligent Power Module) modülü kullanılmıştır. PS1103x serisi evirici modülleri farklı güç değerlerinde olup motor gücü göz önüne alındığında 1.5 kW , 600 V , 7 A ’lik nominal değerlere sahip PS11035 evirici modülü seçilmiştir. Bu modül içinde evirici için gerekli doğrultucu, birbirlerine göre yalıtımlı da kaynakları ve IGBT koruma devreleri mevcuttur. Şekil 2.11’de bu modülün içyapısı görülmektedir.



Şekil 2.11. PS11035 evirici modülün içyapısı

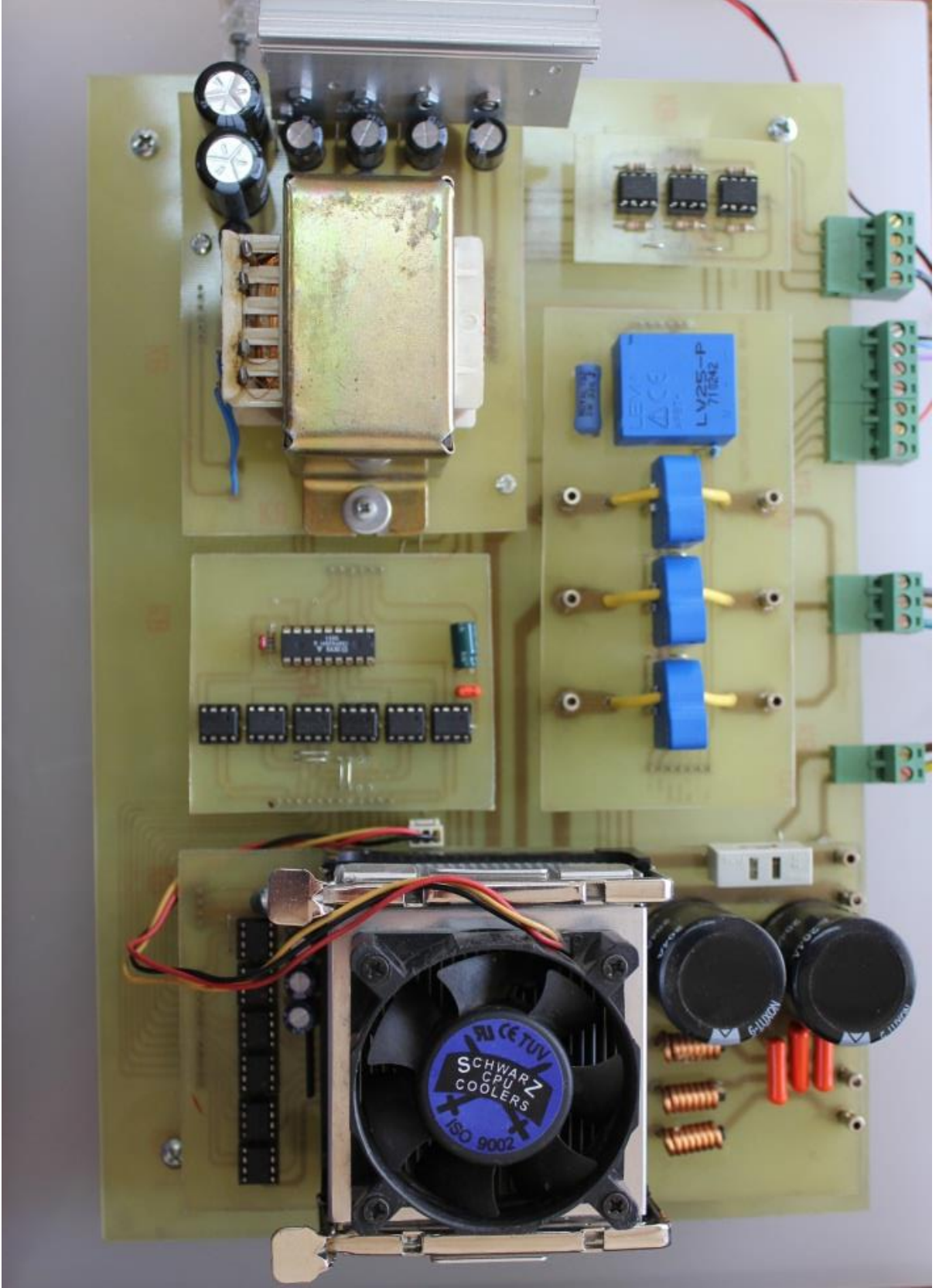
Modül üzerinde Şekil 2.11’de görüldüğü gibi bir FO hata sinyali çıkışı mevcuttur. Bu çıkış IGBT’lerin anahtarlama sırasında herhangi bir hata olması durumunda aktif

olmaktadır. Böylece eğer bu hata çıkışı ölü zaman entegresi ile ilişkilendirilirse hata durumunda anahtarlama işaretlerinin üretimi durdurularak evirici modülünün korunması sağlanabilir. Şekil 2.12’de ise oluşturulan bu evirici modülünün devre şeması verilmiştir.



Şekil 2.12. Evirici modül ve alıcı devre şeması

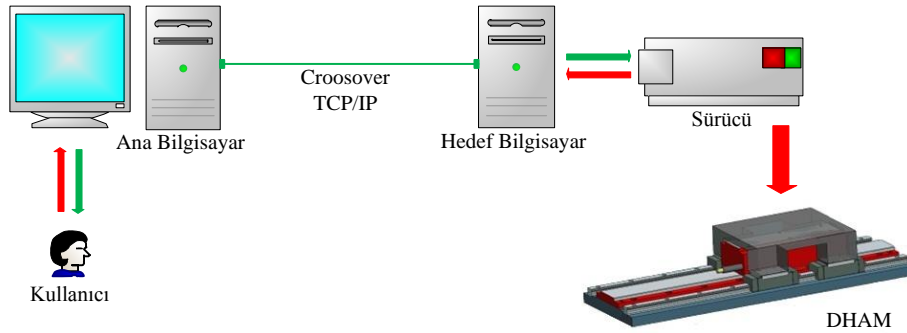
Bu devre şemasında kullanılan C_1 kondansatörleri, devreye uygulanan 15 V'luk kaynaktan, izoleli da gerilimler elde etmek için kullanılmıştır. Bu kondansatör değerinin hesabı ve kullanılması gereken kondansatör değeri katalogda verilmiştir. Aynı şekilde anahtarlama girişlerine filtreleme amacıyla bağlanan $6 \times R_3$ ve $6 \times C_3$ elemanlarının değerleri de yine bu katalogda verilmiştir. Bu evirici modülünün üç faz doğrultucu girişinin iki ucu kullanılarak tek faz aa gerilimi doğrultulmuştur. Da bara kondansatörü olarak da 400 V, 660 μF 'lık iki kapasite paralel bağlanarak kullanılmış ve doğrultucu çıkışında 315 V da gerilimi elde edilmiştir. Yine bu devrede daha önce bahsedildiği gibi anahtarlama girişinde alıcı devresi olarak fark alıcı entegresi kullanılmıştır. Şekil 2.13’de ise modüler olarak oluşturulan devrelerin birleştirilmesi ile oluşan sürücü devresi görülmektedir.



Şekil 2.13. Oluşturulan sürücü devresinin genel görünümü

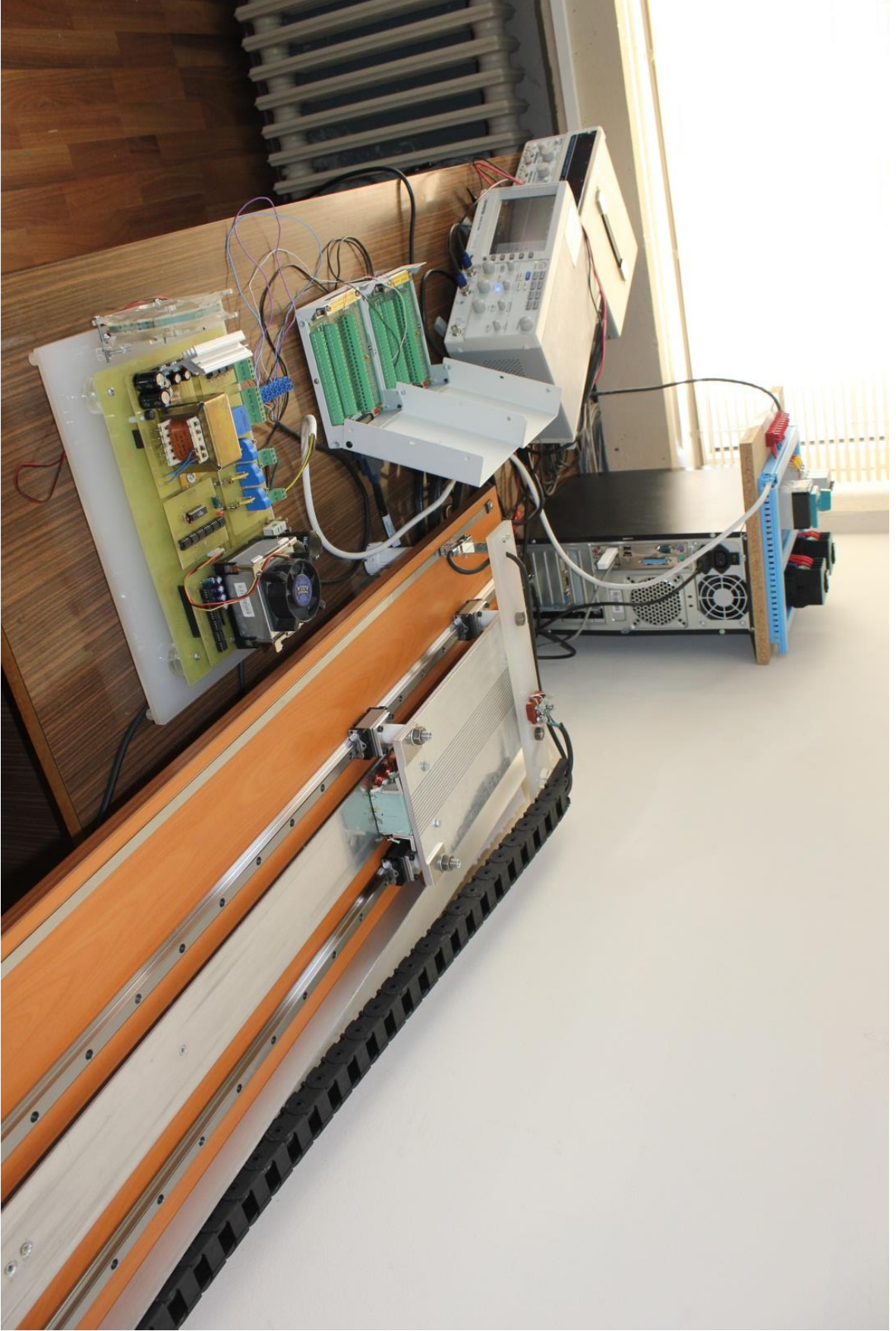
2.4. Deneysel Düzenek

Oluşturulan deneysel düzenek, sistem ile veri akışını ve verilerin işlenmesini sağlayan DAQ kart (veri toplama kartı), sürücü devresi ve tek yanlı doğrusal hareketli bir asenkron motordan oluşmaktadır. Şekil 2.14’de deneysel düzeneğin blok şeması verilmiştir.



Şekil 2.14. DHAM sürücü düzeneğinin blok şeması

Kullanılan veri toplama kartı bir hedef bilgisayara takılıdır ve bu bilgisayar ana bilgisayar ile croosover ethernet kablosu üzerinden haberleşmektedir. Gerekli kontrol algoritması ana bilgisayarda Matlab/Simulink programı ile oluşturulup derlendikten sonra kart içerisine aktarılır. Böylece istenen algoritmalar hedef bilgisayarda çalıştırılarak kontrol edilecek sistemin davranışları gözlemlenebilir. Bu çalışmada kullanılan veri toplama kartı gerçek zamanlı çalışma özelliğine sahip olup Matlab’ın xPC Target ara yüzü kullanılarak ana bilgisayar ile haberleşmesi sağlanmıştır. Yine xPC Target Toolbox’ından yararlanılarak, kullanılan veri toplama kartına ait giriş-çıkış portları ile veri alımı ve gönderimi gerçekleştirilmiştir. Hesaplanan motor parametreleri ve elde edilen matematiksel modelden yararlanılarak Matlab/Simulink’de oluşturulan yazılım, veri toplama kartına yüklenmiş ve alınan geri besleme sinyalleri ile veriler işlenerek istenen kontrol işaretleri yani PWM işaretleri üretilmiştir. Bu PWM işaretleri yalıtıldıktan sonra ölü zaman entegresi ve evirici sürücü-alıcı entegrelerinden geçirilerek PS11035 tümleşik güç modülünün girişlerine uygulanmıştır. Böylece motoru sürmek için gerekli faz gerilimleri elde edilip istenilen kontrol gerçekleştirilmiştir. Şekil 2.15’de ise deneysel düzeneğin görünümü verilmiştir.

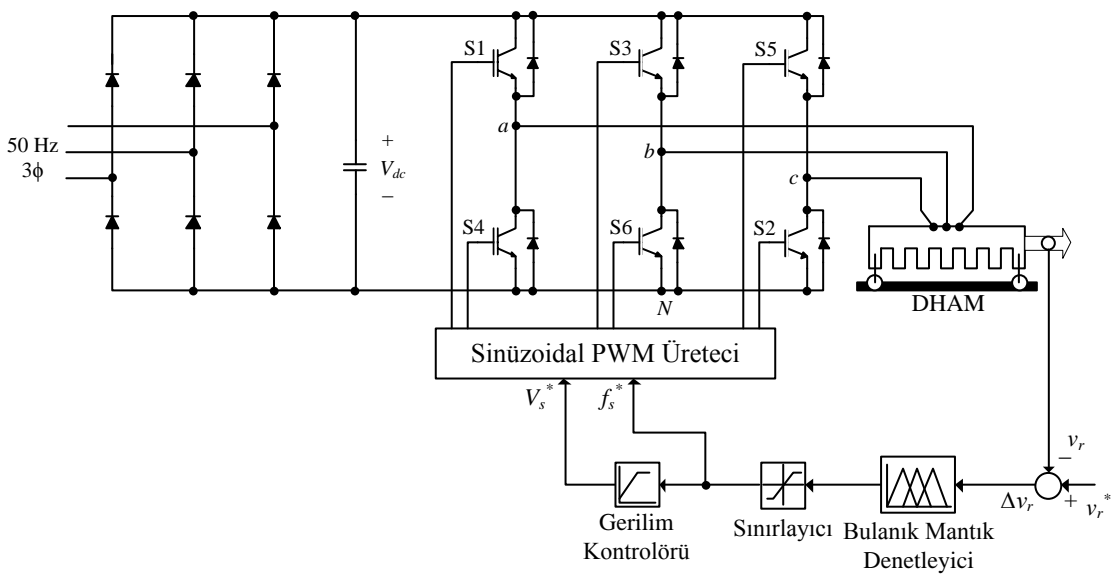


Şekil 2.15. Deneysel düzeneğin genel görünümü

Program çalışırken ana bilgisayarın hedef bilgisayar ile haberleşmesine gerek yoktur. Böylece gerekli ayarlar yapılarak sistem çalışırken ana bilgisayar devre dışı bırakılıp sistemin, programın yüklü olduğu hedef bilgisayar üzerinden doğrudan (standalone) çalışması sağlanabilir. Bu şekilde bir çalışmada sistemin performansı artmaktadır. Sistem cevapları ise hedef bilgisayara bağlı ekran üzerinden gerçek zamanlı olarak takip edilebileceği gibi eğer ana bilgisayar haberleşmesi kapatılmadıysa ana bilgisayarın ekranından xPC Target ara yüzü üzerinden gözlemlenebilir. Diğer bir seçenek ise çalışma sırasında verilerin hedef bilgisayarın hard diskine kaydedilerek çalışmadan sonra ana bilgisayar üzerinden veriler seçilerek sistem cevapları incelenebilir.

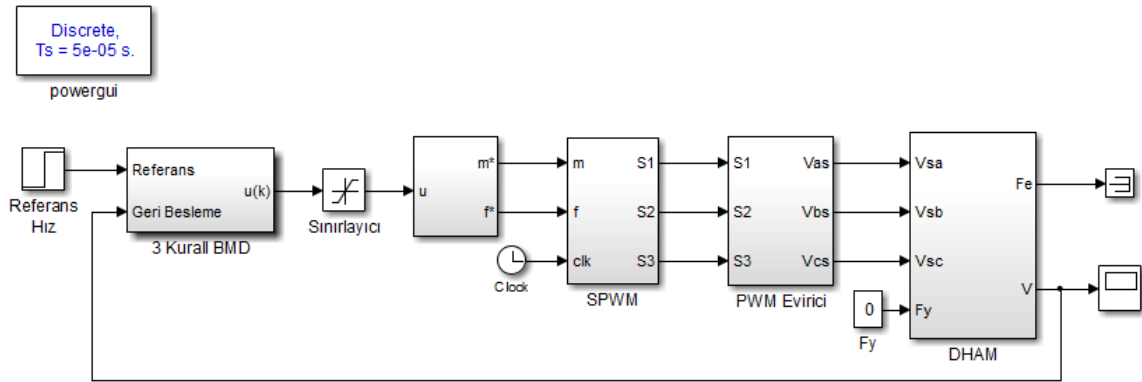
2.5. Bulanık Mantık Tabanlı Skalar Hız Kontrol Uygulaması

Daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi skalar hız kontrol yönteminin uygulanması kolaydır. Fakat düşük hız bölgelerinde primer direnci üzerindeki gerilim düşümünün önem kazanması ile motorun kalkış ve sürekli rejimdeki itme kuvveti azalır. Bu, uygulanan hız kontrol yapısının dezavantajını oluşturur. İtme kuvvetindeki bu azalma ise *IR* kompanzasyonu olarak bilinen yapının uygulanması ile giderilmeye çalışılmıştır. Böylece Şekil 1.25’de verildiği gibi hız kontrolü gerçekleştirilen motor için en uygun *V/f* değişim eğrisi elde edilmiştir.



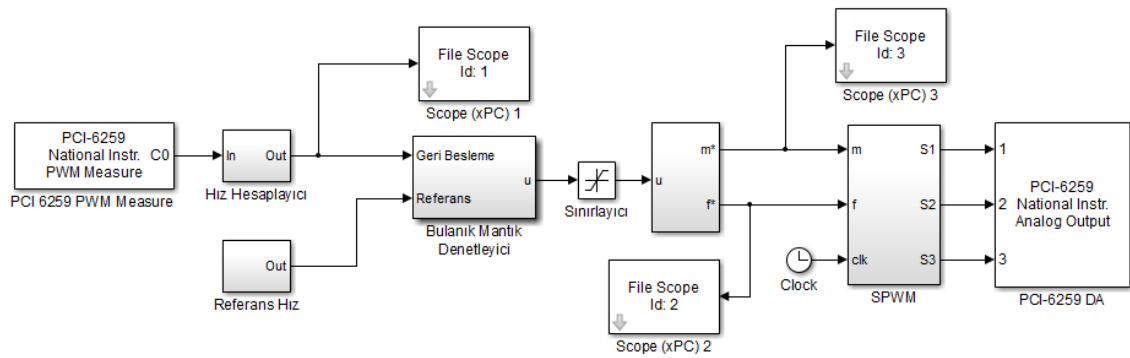
Şekil 2.16. Bulanık mantık tabanlı skalar hız kontrol yapısı

Bu çalışmada bulanık mantık denetleyici kullanılarak hız geri beslemesi için gerekli kontrol sağlanmıştır. Kontrolör çıkışı ise önerilen sistemde referans gerilim ve frekans değerlerinin doğrudan üretilmesi için kullanılmıştır. Kullanılan bulanık mantık denetleyici, üçgen üyelik fonksiyonlarına sahip olup dokuz kurallı bir yapıda tasarlanmıştır. Bunun için önerilen ve uygulaması gerçekleştirilen skalar hız kontrol yapısının blok şeması Şekil 2.16'da gösterilmiştir. Şekil 2.17'de önerilen kontrol yapının Matlab/Simulink'de gerçekleştirilmiş benzetim çalışması verilmektedir.



Şekil 2.17. Önerilen kontrol yapısı için oluşturulan benzetim çalışması

Şekil 2.18'de ise uygulaması gerçekleştirilen kontrol yapısının Matlab/Simulink yazılımı verilmiştir. Burada gerçek sistemden enkoder ile ölçülen bilgiler sayıcı bloğunda hesaplanarak gerçek hız bilgisi elde edilmiştir. Daha sonra referans hız değeri ile karşılaştırılarak hız hatası elde edilmiştir.

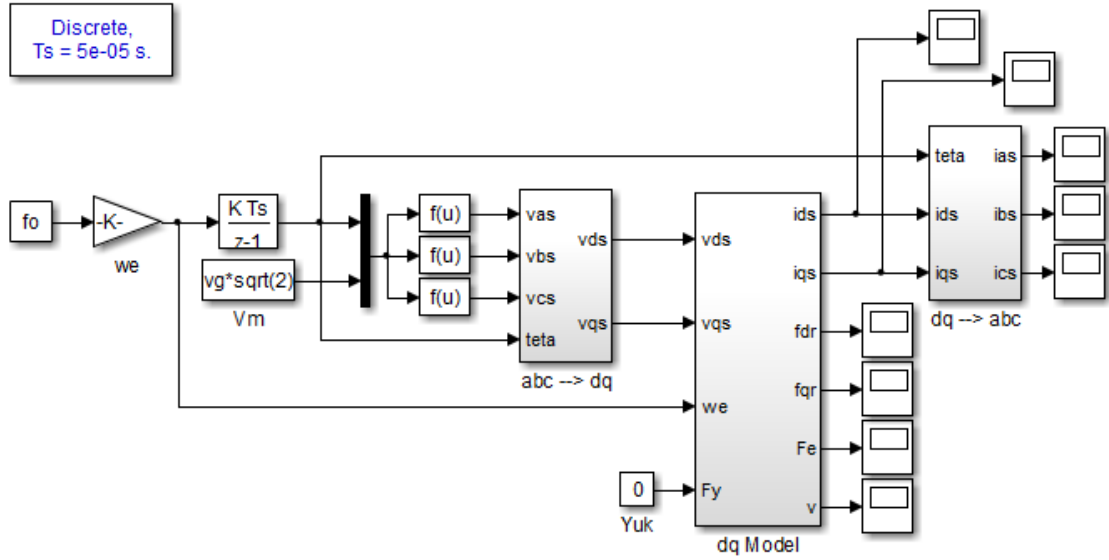


Şekil 2.18. Önerilen kontrol yapısı için oluşturulan Matlab/Simulink programı

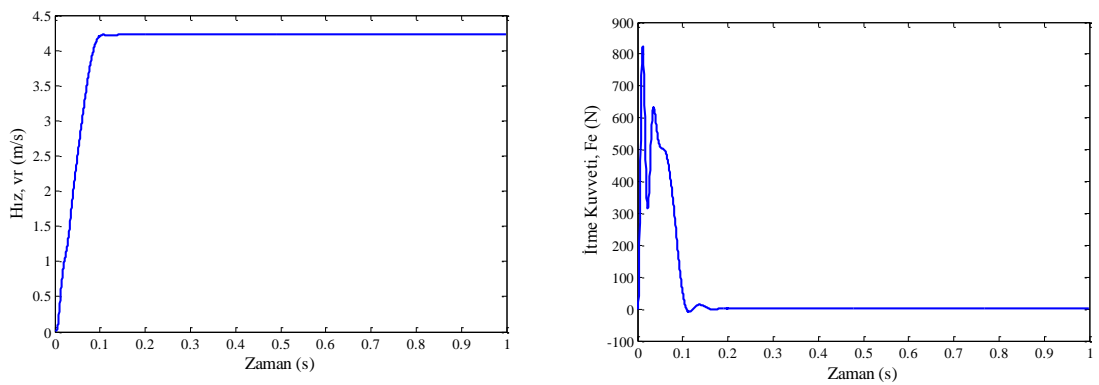
Hız hatasının bulanık mantık denetleyicisine uygulanması ile sistem için gerekli referans frekans değeri elde edilmiştir. Elde edilen referans frekans değeri, belirlenen V/f oranı kullanılarak referans gerilim değeri elde edilmiştir. Bu değerler sinüzoidal PWM bloğunun girişi olup referans değerleri üretecek anahtarlama işaretleri üretilmiştir. İlgili PWM işaretleri de analog çıkış portundan sürücü devresine gönderilmiştir. Önerilen kontrol yapısında denetleyici çıkışı doğrudan referans gerilim ve frekans değerlerini ürettiği için bulanık mantık kontrolörün kullanılması tercih edilmiştir. Böylece daha önceki bölümlerde verilen kontrol yapılarındaki referans frekansın elde edilmesinde kullanılan ikinci bir çevrime gerek duyulmamıştır. Yapılan uygulama sonucunda elde edilen sonuçlar bir sonraki bölümde sunulmuştur.

3. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

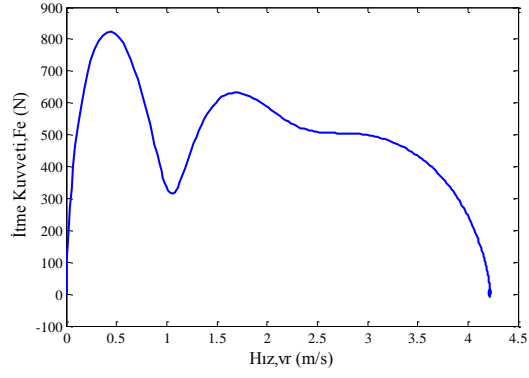
Deneyisel uygulama yapılmadan önce tasarımı gerçekleştirilen DHAM için elde edilen $d-q$ eksen takımındaki matematiksel model kullanılarak benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Eşdeğer devre parametreleri olarak yapılan deneyler sonucunda Tablo 2.4’de elde edilen veriler kullanılmıştır. Benzetim çalışmalarının tamamı Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiş olup model için oluşturulan benzetim programı Şekil 3.1’de verilmiştir. Bu benzetim sonunda elde edilen sonuçlar ise aşağıdaki verilmiştir.



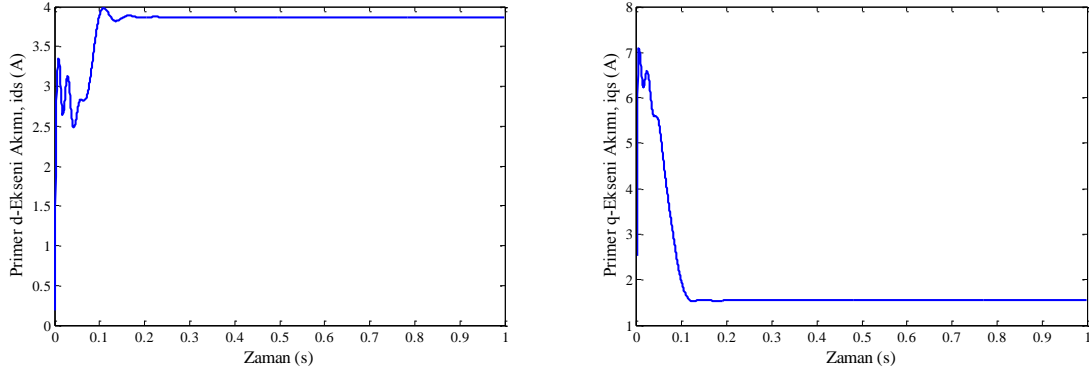
Şekil 3.1. Model benzetimi için kullanılan Matlab/Simulink programı



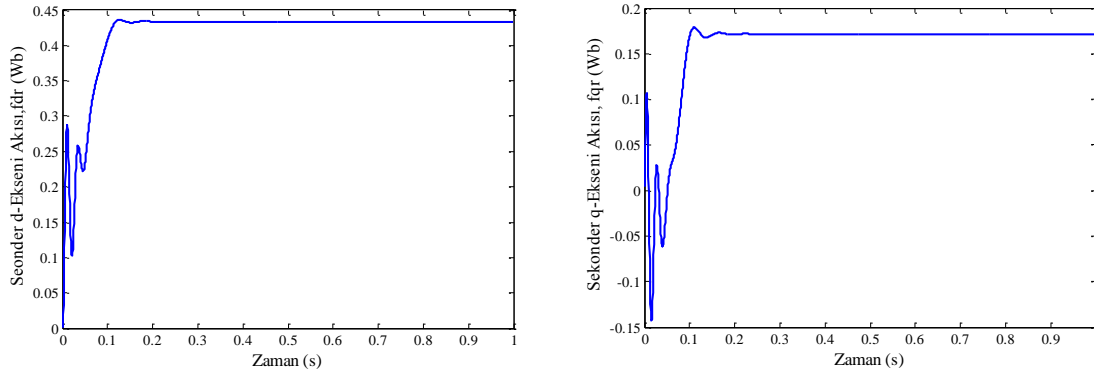
Şekil 3.2. DHAM hızının ve itme kuvvetinin zamana bağlı değişimi



Şekil 3.3. DHAM itme kuvvetinin hıza bağlı değişimi

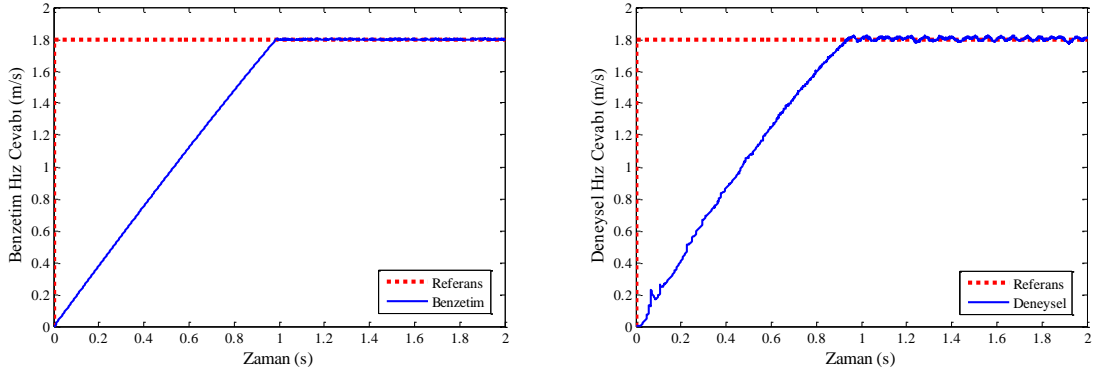


Şekil 3.4. DHAM primer akımının d - q eksen takımındaki değişimi

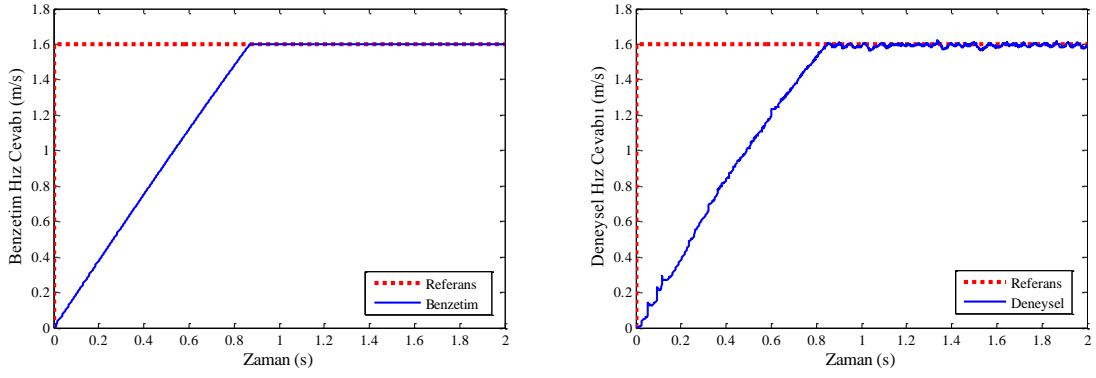


Şekil 3.5. DHAM sekonder akısının d - q eksen takımındaki değişimi

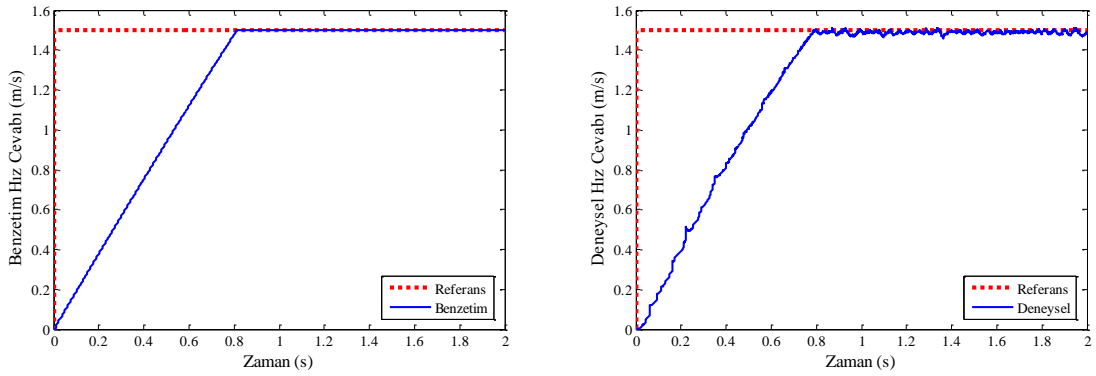
Yapılan model benzetim çalışmasından sonra önerilen skalar kontrol yöntemi için hem benzetim hem de deneysel çalışmalar yapılmıştır. Elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar ise aşağıdaki şekillerde birlikte verilmiştir.



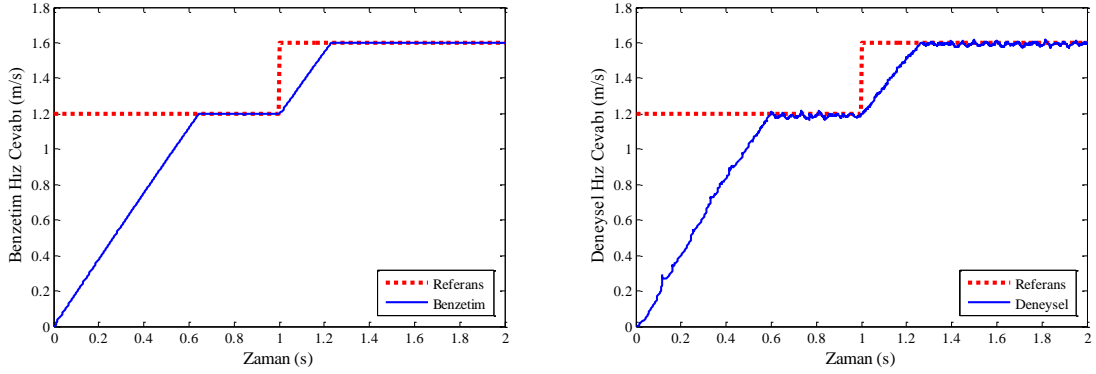
Şekil 3.6. $V_{ref}=1.8$ m/s için elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar



Şekil 3.7. $V_{ref}=1.6$ m/s için elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar



Şekil 3.8. $V_{ref}=1.5$ m/s için elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar



Şekil 3.9. $V_{ref}=1.2-1.6$ m/s için elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar

Bulanık mantık tabanlı skalar hız kontrol yapısının performansı farklı referans hız değerlerinde hem benzetim hem de deneysel olarak incelenmiştir. Şekil 3.3’de verilen çıktılar uygulanan kontrol yapısının DHAM’ler için kullanılabilir olduğunu göstermektedir. Bilindiği gibi skalar kontrol yapısı sürekli rejimde istenen itme kuvvetini sağlayabilmektedir. Fakat geçici rejimdeki itme kuvveti değişimlerini tam olarak karşılayamamaktadır. Bu da hem benzetim hem de deneysel olarak elde edilen sonuçlarda görülmektedir. Öyle ki örnek olarak Şekil 3.8’de verilen sonuçları inceleyelim. Burada istenen referans hız 1,5 m/s’dir ve bu hıza 0,8. saniyede ulaşılmıştır. Çünkü motor başlangıç anından istenen hıza ulaşmaya kadar geçen sürede sabit bir itme kuvveti ile yol almıştır ve istenen hız değerine geç bir şekilde ulaşmıştır. Fakat bu süre zarfında eğer itme kuvveti değişimi de söz konusu olsa idi daha hızlı bir şekilde istenen referansa oturabilirdi.

Denetleyici olarak bulanık mantık yapısının kullanılması ile klasik denetleyicilere göre sisteme daha esnek bir yapı kazandırılmıştır. Yani klasik denetleyicilerde kullanılan oransal ve integral katsayıların sabit olması istenen durum için o an en uygun kontrol işaretini üretemeyebilir. Fakat bulanık mantık denetleyici ile hata sinyali en iyi şekilde değerlendirilerek en uygun kontrol işaretleri üretimi sağlanabilir.

4. ÖNERİLER

DHAM'lerin yapıları diğer elektrik makinalarına göre farklılık göstermektedir. Özellikle hava aralığının büyük oluşu mıknatıslanma akımının artmasına dolayısıyla kaynaktan çekilen akımında artmasına neden olmaktadır. Bu durumu aynı güçte bir DÖHAM ile karşılaştırıldığımız zaman çok yüksek olduğu görülmektedir. DHAM'lerin yapısal özelliklerinden kaynaklanan bir diğer olumsuzluk ise yüksek hızlara çıkılması durumunda hava aralığı akısının değişim göstermesidir. Bu durum, motor performansını doğrudan etkilenmekte ve uygulanacak kontrol yapısının da bu olumsuzluk göz önüne alınarak oluşturulması gerekmektedir.

Bu tez kapsamında DHAM'nin hız kontrolü üzerine durulmuştur. Bu amaçla DÖHAM'lara uygulanan yöntemlerden skalar kontrol yöntemi seçilmiştir. Skalar kontrol yönteminin uygulanması diğer yöntemlere göre kolaydır. Fakat daha önce belirtildiği gibi sadece sürekli rejimdeki itme kuvveti değerini sağlaması ve geçici rejimdeki değişimlere cevap verememesi bu kontrol yapısının dezavantajını oluşturmaktadır. Eğer geçici rejimdeki itme kuvveti değişimlerinin de önemli olduğu bir uygulama gerçekleştirilmek isteniyorsa, bu kontrol yapısının kullanılması uygun olmamaktadır. Bunun için diğer kontrol yöntemi olan vektör kontrol yöntemlerinden biri kullanılabilir. Özellikle uygulanması bakımından diğer vektör kontrol yöntemlerine göre daha kolay olan Doğrudan İtme Kuvveti Kontrol Yöntemi istenilen uygulama için daha uygun olacaktır. Böylece bu yöntem ile hem hız hem de itme kuvveti istenilen şekilde kontrol edilmiş olacaktır.

Genel olarak elektrik makinaların kontrolünde yüksek hızlı işlemcilerin kullanılması önemli bir konudur. Öyle ki bu çalışmada kullanılan veri toplama kartı ulaşılmak istenen sonuçların elde edilmesine yardımcı olmasına rağmen daha yüksek hızlı kontrolörlerin kullanılması daha uygun olacaktır. Çünkü örnekleme frekansı ne kadar yüksek olursa uygulanan kontrol yapısı o kadar iyi işleyecek ve alınan cevaplar da daha iyi olacaktır.

Son olarak, DHAM parametrelerinin değişken olmasından dolayı denetim işleminde, sistemdeki değişimlere daha iyi cevap verebilmesi için bulanık mantık kontrolörü tercih edilmiştir. Bu durum klasik kontrolörlere göre daha faydalı olacağı düşünülmüştür. Aynı zamanda uygulanan kontrol yönteminin farklı kontrolörlerle gerçekleştirilerek performans karşılaştırılması da yapılabilir.

5. KAYNAKLAR

1. Eastham, A.R., Dawson, G.E., Pringle, D.M. ve Davidson, J.M., Comparative Experimental Evaluation of the Performance of a SLIM with a Solid-Steel Reaction Rail and with an Aluminum Capped Reaction Rail, CIGGT Report No. 80-7, Queen's University, Kingston, Canada, 1980.
2. Duncan, J. ve Eng, C., Linear Induction Motor - Equivalent Circuit Model, IEE Proceedings, 130, 1 (1983) 51-57.
3. Gieras, J.F., Dawson, G.E. ve Eastham, A.R., Performance Calculation for Single-Sided Linear Induction Motors with Double-Layer Reaction Rail Under Constant Excitation, IEEE Transactions on Magnetics, 22, 1 (1986) 54-62.
4. Gieras, J.F., Dawson, G.E. ve Eastham, A.R., A New Longitudinal End Effect Factor for Linear Induction Motors, IEEE Transactions on Magnetics, EC-2, 1 (1987) 152-159.
5. Nonaka, S. ve Higuchi, T., Elements of Linear Induction Motor Design for Urban Transit, IEEE Transactions on Magnetics, 23, 5 (1987) 3002-3004.
6. 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.
7. Fujii, N. ve Harada, T., Basic Consideration of End Effect Compensator of Linear Induction Motor for Transit, IEEE 0-7803-6401-5/00 (2000).
8. 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.
9. 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.
10. Takahashi, I. ve Ide, Y., Decoupling Control of Thrust and Attraction Force of a LIM Using a Space Vector Control Inverter, IEEE Transactions on Industry Applications, 29, 1 (1993) 161-167.
11. Sung, J.H. ve Nam, K., A New Approach to Vector Control for a Linear Induction Motor Considering End Effects, 34th IEEE Industry Applications Conference, Ekim 1999, Arizona, Bildiriler Kitabı, 2284-2289.
12. Kwon, B., Woo, K. ve Kim, S., Finite Element Analysis of Direct Thrust-Controlled Linear Induction Motor, IEEE Transactions on Magnetics, 35, 3 (1999) 1306-1309.

13. Colli, V.D., Marignetti, F. ve Scarano, M., Implementation of an Improved Direct Thrust and Flux Control for Linear Induction Motors, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Haziran 2003, Madison, Bildiriler Kitabı, 488-493.
14. Kang, G. ve Nam, K., Field-Oriented Control Scheme for Linear Induction Motor with the End Effect, IEE Proc.-Electr. Power Appl., 152, 6 (2005) 1565-1572.
15. Shi, L., Wang, K. ve Li, Y., On-line Parameter Identification of Linear Induction Motor Based on Adaptive Observer, International Conference on Electrical Machines and Systems, Ekim 2007, Seoul, Bildiriler Kitabı, 1606-1609.
16. Wang, K., Li, Y., Shi, L. ve Ge, Q., A Novel Switching Scheme for Direct Thrust Control of LIM with Reduction of Thrust Ripple, International Conference on Electrical Machines and Systems, Ekim 2010, Incheon, Bildiriler Kitabı, 1491-1494.
17. Satvati, M.R. ve Vaez-Sadeh, S., End-Effect Compensation in Linear Induction Motor Drives, Journal of Power Electronics, 11, 5 (2011) 697-703.
18. Nasar, S.A. ve Boldea, I., Linear Electric Motors: Theory, Design and Practical Applications, Prentice-Hall, New Jersey, 1987.
19. Sarioğlu, M.K., Elektrik Makinalarının Temelleri: Asenkron Makinalar, Çağlayan Yayınları, İstanbul, 1983.
20. Akpınar, A.S., Doğrusal Hareketli Elektrik Makinaları Lisansüstü Ders Notları, K.T.Ü, 2004.
21. Gürdal, O., Elektrik Makinalarının Tasarımı, Atlas Yayınları, İstanbul, 2001.
22. Gieras, J.F., Linear Induction Drives, Clarendon Press, Oxford, 1994.
23. Yamamura, S., Theory of Linear Induction Motors, John Wiley&Sons, New York, 1979.
24. Akpınar, A.S., Genelleştirilmiş Elektrik Makinaları Lisansüstü Ders Notları, K.T.Ü, 2004.
25. Sarioğlu, M.K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S., Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, 2003.
26. Andrzej, M.T., Control of Induction Motors, Academic Press, USA, 2001.
27. Mohan, N., Undeland, T.M. ve Robbins, W.P., Güç Elektroniği; Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım, Gökaşan, B., Tuncay, N. ve Boğosyan, S., Literatür Yayıncılık, İstanbul, 2007.
28. Elmas, Ç., Bulanık Mantık Denetleyiciler (Kuram, Uygulama, Sinirsel Bulanık Mantık), Seçkin Yayıncılık, Ankara, 2003.

29. Kesler, S., Bilezikli Asenkron Makinaların Bilezikleri Üzerinden Bulanık Mantık Tabanlı Hız Denetiminin TMS320F2812 DSP İle Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2006.
30. Altaş, İ.H., Bulanık Mantık: Bulanık Denetim, Enerji Elektrik Elektromekanik-3e, Eylül 1999, Sayı 62, İstanbul, Bilesim Yayıncılık A.Ş., 80-85.
31. Nasar, S.A. ve Boldea, I., Linear Motion Electric Machines, John Wiley&Sons, New York, 1976.
32. Vas, P., Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998.
33. Ozkop, E., Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Bulanık Mantıkla Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2006.
34. Aktaş, M., TMS320C6711 DSP Tabanlı Hız Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücüsü, Doktora Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2005.
35. Parlak, K.Ş., Eviricilerden Oluşan Dağılık Güç Sistemlerinde Doğrusal ve Doğrusal Olmayan Yükler İçin Enerji Yönetimi, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2006.
36. Gieras, J.F., Dawson, G.E. ve Eastham, A.R., A New Longitudinal End Effect Factor for Linear Induction Motors, IEEE Transactions on Energy Conversion, EC-2, 1 (1987) 152-159.
37. 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.
38. Nondahl, T.A. ve Novotny, D.W., Three-Phase Pole-by-Pole model of a Linear Induction Machine, IEE Proceedings, 127, 2 (1980) 68-82.
39. Silva, E.F., Santos, E.B., Machado, P.C.M. ve Oliveira, M.A.A., Dynamic Model for Linear Induction Motor, IEEE International Conference on Industrial Technology, Aralık 2003, Maribor, Bildiriler Kitabı, 478-482.
40. Altaş, İ.H., Bulanık Mantık: Bulanıklık Kavramı, Enerji Elektrik Elektromekanik-3e, Temmuz 1999, Sayı 64, İstanbul, Bilesim Yayıncılık A.Ş., 76-81.
41. Altas, İ.H and Sharaf, A.M., A Generalized Direct Approach for Designing Fuzzy Logic Controllers in Matlab/Simulink GUI Environment, International Journal of Information Technology and Intelligent Computing, Int. J. IT&IC no.4 vol.1.
42. Silva, E.F., Santos, C.C. ve Nerys, J.W.L., Field Oriented Control of Linear Induction Motor Taking into Account End-Effects, 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, Mart 2004, Kawasaki, Bildiriler Kitabı, 689-694.

43. Silva, E.F., Santos, E.B., Machado, P.C.M. ve Oliveira, M.A.A., Vector Control for Linear Induction Motor, IEEE International Conference on Industrial Technology, Aralık 2003, Maribor, Bildiriler Kitabı, 518-523.
44. Hamzeshbahmani, H., Modeling and Simulating of Single Side Short Stator Linear Induction Motor with the End Effect, Journal of Electrical Engineering, 62, 5 (2011) 302-308.
45. M Series User Manual, National Instruments Corporation, Temmuz 2008.
46. xPC Target™ Getting Started Guide, The MathWorks Inc., Eylül 2012.
47. xPC Target™ User's Guide, The MathWorks Inc., Eylül 2012.

ÖZGEÇMİŞ

04.10.1987 tarihinde Giresun'da doğdu. İlk, ortaokul ve lise öğrenimini Giresun'da tamamladı. Üniversite eğitimine 2005 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde başladı. 2010 yılında fakülte ve bölüm üçüncüsü olarak Elektrik-Elektronik Mühendisi unvanı ile mezun oldu. Aynı yıl içerisinde Karadeniz Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda hem yüksek lisans öğrenimine hem de aynı bölümde araştırma görevlisi olarak başladı. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.