

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

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

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Kurtuluş DEMİR**

**HAZİRAN 2013  
TRABZON**

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

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

**Kurtuluş DEMİR**

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde**  
**"YÜKSEK LİSANS (ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ)"**  
**Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 23.05.2013**  
**Tezin Savunma Tarihi : 13.06.2013**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR**

**Trabzon 2013**

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**  
**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında**  
**Kurtuluş DEMİR tarafından hazırlanan**

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

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 28 / 05 / 2013 gün ve 1507 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 : Doç. Dr. Murat EKİNCİ** .....

**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 Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR'a en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Başta bu projede birlikte çalıştığım Mehmet Ali USTA'ya bilgilerini ve tecrübelerini benimle paylaştığı için teşekkür ederim. Yine her konuda sağlamış olduğu destekten dolayı 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 aileme de teşekkürlerimi sunarım.

Kurtuluş DEMİR

Trabzon 2013

## **TEZ BEYANNAMESİ**

Yüksek Lisans Tezi olarak sunduğum “Doğrusal Hareketli Asenkron Motor Hız Kontrolünün Skalar Kontrol Yöntemi İle Gerçekleştirilmesi” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR’ın sorumluluğunda tamamladığımı, verileri/örnekleri kendim topladığımı, deneyleri/analizleri ilgili laboratuvarlarda 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. 23/05/2013

Kurtuluş DEMİR

## 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 Motorlar .....	2
1.2.1. Döner Hareketli Motorlara Göre Farklılıkları .....	2
1.2.2. Doğrusal Hareketli Motorlarda Manyetik Topoloji.....	3
1.2.3. Doğrusal Hareketli Motorların Sınıflandırılması .....	4
1.2.4. Doğrusal Hareketli Motorların Kullanım Alanları .....	5
1.3. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların Yapısı .....	6
1.3.1. Düz Yapılı Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlar .....	6
1.3.2. Tüpsel Yapılı Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlar .....	11
1.4. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlarda Elektromanyetik Etkiler.....	12
1.4.1. Uç Etkisi .....	12
1.4.2. Kenar Etkisi .....	14
1.4.3. Boşluk Etkisi .....	15
1.5. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Matematiksel Modeli.....	15
1.5.1. Uç Etkili Eşdeğer Devre .....	15
1.5.2. $d-q$ Eksen Takımında Doğrusal Hareketli Asenkron Motor Modeli.....	18
1.5.3. $\alpha-\beta$ Eksen Takımında Doğrusal Hareketli Asenkron Motor Modeli.....	22
1.6. Doğrusal Haraketli Asenkron Motorun Skalar Kontrol Yöntemi .....	25
1.6.1. Giriş .....	25
1.6.2. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlara Uygulanması.....	28

1.7.	Değişken Frekanslı Sürücü Sistemleri.....	29
1.7.1.	Akım Ara Devreli Frekans Çeviriciler .....	30
1.7.2.	Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler .....	32
1.7.2.1.	Değişken Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler .....	33
1.7.2.2.	Sabit Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler.....	35
1.7.3.	Değişken Frekanslı Çeviricilerde Kullanılan PWM Yöntemleri.....	38
1.7.3.1.	Sinüzoidal PWM (SPWM) .....	38
1.7.3.2.	Histeresiz PWM (HPWM) .....	40
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR.....	42
2.1.	Tek Yanlı DHAM'nin Tasarımının Gerçekleştirilmesi.....	42
2.2.	Tek Yanlı DHAM'nin Eşdeğer Devre Parametrelerinin Çıkarılması .....	45
2.2.1.	DC Primer Direncinin Belirlenmesi .....	45
2.2.2.	Sekonderi Açık Devre Deneyi .....	46
2.2.3.	Kilitli Hareketli Kısım Deneyi .....	48
2.3.	Sürücü Devresinin Tasarımı .....	51
2.3.1.	Yalıtım Devresi Tasarımı .....	51
2.3.2.	Ölü Zaman Devresi Tasarımı .....	52
2.3.3.	Sürücü ve Alıcı Devrelerinin Tasarımı.....	53
2.3.4.	Evirici Modül Devresinin Tasarımı .....	54
2.4.	Deneysel Düzenek .....	57
3.	SONUÇLAR VE TARTIŞMA.....	59
4.	ÖNERİLER .....	63
5.	KAYNAKLAR.....	64
ÖZGEÇMİŞ		

Yüksek Lisans Tezi

ÖZET

DOĞRUSAL HAREKETLİ ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜNÜN SKALAR  
KONTROL YÖNTEMİ İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Kurtuluş DEMİR

Karadeniz Teknik Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Danışman: Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR  
2013, 65 Sayfa

Bu tezde, tek yanlı doğrusal hareketli bir asenkron motor (DHAM) tasarımı yapılmış ve bu motor için hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmalarda ilk olarak DHAM'lerin yapısı, kullanım alanları ve tasarım aşamasında göz önüne alınması gereken kriterler verilmiştir. DHAM'lerde oluşan elektromanyetik olaylar açıklanmış ve bu olayların motor performansına etkileri üzerine durulmuştur. Tasarımı gerçekleştirilen motor için deneysel çalışmalar yapılmış ve eşdeğer devre parametreleri çıkarılmıştır. DHAM'ler için en uygun eşdeğer devre elde edilerek, çıkarılan parametrelerin kullanılması ile benzetim çalışmaları da gerçekleştirilmiştir. Uygulamaya yönelik hız kontrolü için döner asenkron motorlara uygulanan skalar hız kontrol sistemi kullanılmıştır. Bunun için gerekli sürücü düzeneği oluşturulmuş ve farklı referans değerlerinde sistemin gerçek cevapları elde edilmiştir. Tasarlanan motor için önerilen bu kontrol yapısı veri toplama kartı ile gerçekleştirilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Doğrusal hareketli asenkron motor ve tasarımı, uç etkiler, skalar kontrol, hız kontrol, veri toplama.



Master Thesis

SUMMARY

IMPLEMENTATION OF SPEED CONTROL OF LINEAR INDUCTION MOTOR  
USING SCALAR CONTROL METHOD

Kurtuluş DEMİR

Karadeniz Technical University  
The Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Electrical-Electronics Engineering Graduate Program  
Supervisor: Prof. Dr. Adem Sefa AKPINAR  
2013, 65 Pages

In this thesis, the single sided linear induction motor is designed and the speed control is realized for this motor. Firstly, the structure and uses of LIMs and the criteria which should be taken into consideration during the design process are given in our studies. The electromagnetic phenomena in LIMs are defined and focused on the effects of these phenomena on the performance of the motor. Experimental studies are performed for the designed motor and obtained equivalent circuit parameters. The most proper equivalent circuit for LIMs is obtained and the simulations are realized by using this equivalent circuit and the obtained parameters. The scalar speed control system applied to rotary induction motors is used for the aim of speed control in the practical application. For this reason, the required drive system is created and the real responses of the system are obtained for different reference speed values. The control structure suggested for designed motor is performed with data acquisition card.

**Key Words:** Linear induction motor and design, end effects, scalar control, speed control, data acquisition.

## ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. DHM’de sargı türüne göre akım-akı-kuvvet düzlemleri.....	3
Şekil 1.2. Doğrusal hareketli asenkron motorun elde edilişi.....	6
Şekil 1.3. Tek yanlı doğrusal hareketli asenkron motor.....	7
Şekil 1.4. Çift yanlı doğrusal hareketli asenkron motor.....	7
Şekil 1.5. Arka demiri kaldırılmış çift yanlı doğrusal hareketli asenkron motor.....	8
Şekil 1.6. Sekoderi dikey çift yanlı doğrusal hareketli .aseenkron motor.....	8
Şekil 1.7. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ( $q_1=1$ ), tek tabakalı sargı düzeni.....	9
Şekil 1.8. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ( $q_1=1$ ), kısa adımlı ( $1/3$ ), çift tabakalı sargı düzeni.....	9
Şekil 1.9. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ( $q_1=1$ ), kısa adımlı ( $2/3$ ), çift tabakalı sargı düzeni.....	10
Şekil 1.10. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ( $q_1=1$ ), tam adımlı, çift tabakalı sargı düzeni.....	10
Şekil 1.11. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı iki olan ( $q_1=2$ ), tam adımlı, çift tabakalı sargı düzeni.....	11
Şekil 1.12. Tüpsel yapılı doğrusal hareketli motorun elde edilişi.....	11
Şekil 1.13. Tüpsel yapılı doğrusal hareketli asenkron motor.....	12
Şekil 1.14. Motor uzunluğu boyunca hava aralığı akı yoğunluğunun normal değişimi.....	13
Şekil 1.15. Uç etkisi altında sekonderde oluşan girdap akımı dağılımı.....	13
Şekil 1.16. Motor genişliği boyunca hava aralığı akı yoğunluğunun normal değişimi.....	14
Şekil 1.17. Hava aralığına bağlı çekim-itme-akım karakteristikleri.....	15
Şekil 1.18. Doğrusal hareketli asenkron motorda uç etkisi.....	16
Şekil 1.19. DHAM’nin primere indirgenmiş tek faz eşdeğer devresi.....	18
Şekil 1.20. Doğrusal hareketli asenkron motorun $d-q$ eksen takımındaki eşdeğer devresi.....	19
Şekil 1.21. Doğrusal hareketli asenkron motorun $\alpha-\beta$ eksen takımındaki eşdeğer devresi.....	23
Şekil 1.22. Gerilim/frekans değişim eğrisi.....	26
Şekil 1.23. Skalar kontrole ilişkin blok şema.....	27
Şekil 1.24. Kayma kompanzasyonlu skalar kontrol blok şeması.....	27

Şekil 1.25. PI denetleyicili skalar hız kontrol yapısı .....	28
Şekil 1.26. Önerilen kontrol yapısı için oluşturulan Matlab/Simulink programı .....	29
Şekil 1.27. Ara devreli frekans çevirici blok şeması .....	30
Şekil 1.28. Akım ara devreli frekans çevirici blok şeması .....	30
Şekil 1.29. Akım ara devreli frekans çeviricili sürücü sistemi devre şeması .....	31
Şekil 1.30. Gerilim ara devreli frekans çevirici blok şemaları .....	32
Şekil 1.31. Değişken gerilim ara devreli frekans çeviricili sürücü sistemi devre şeması... 33	
Şekil 1.32. Kare dalga evirici için gerekli anahtarlama durumları .....	34
Şekil 1.33. Değişken gerilim ara devreli frekans çeviricinin çıkış gerilimi dalga şekilleri 35	
Şekil 1.34. Sabit gerilim ara devreli frekans çeviricili sürücü sistemi devre şeması .....	36
Şekil 1.35. PWM eviricide anahtarlama durumları .....	36
Şekil 1.36. Sabit gerilim ara devreli frekans çeviricinin çıkış gerilimi dalga şekilleri..... 37	
Şekil 1.37. Sinüs-üçgen karşılaştırılması ile elde edilen PWM dalga şekli .....	38
Şekil 1.38. Sinüzoidal PWM ile üç fazlı evirici anahtarlama işaretlerinin elde edilişi .....	39
Şekil 1.39. Histeresiz akım kontrolörü ile elde edilen PWM dalga şekli .....	40
Şekil 1.40. Histeresiz PWM ile üç fazlı evirici anahtarlama işaretlerinin elde edilişi .....	41
Şekil 2.1. DHAM tasarımı için kullanılan silisyum saçlar .....	42
Şekil 2.2. Tasarlanan DHAM'nin tek tabakalı primer sargı düzeni .....	43
Şekil 2.3. Oluşturulan tek tabakalı primer sargı düzeni .....	43
Şekil 2.4. Tasarımı gerçekleştirilen DHAM .....	44
Şekil 2.5. DC primer direncinin belirlenmesi için gerekli deneysel düzenek .....	45
Şekil 2.6. Sekonderi açık devre deneyi için bağlantı şeması .....	46
Şekil 2.7. Sekonderi açık devre deneyi için motorun bir faz eşdeğer devresi .....	47
Şekil 2.8. Kilitli hareketli kısım deneyi için bağlantı şeması .....	48
Şekil 2.9. Kilitli hareketli kısım deneyi için motorun bir faz eşdeğer devresi .....	49
Şekil 2.10. Eşdeğer devre parametrelerinin çıkarılması için gerekli deneysel düzenek..... 51	
Şekil 2.11. Yalıtım baskı devre şeması .....	52
Şekil 2.12. Ölü zaman baskı devre şeması .....	52
Şekil 2.13. Ölü zamanın osiloskop ekranından görünümü .....	53
Şekil 2.14. Fark alıcı entegrenin iki yönlü kullanımı için gerekli bağlantı şeması .....	53
Şekil 2.15. PS11035 evirici modülün içyapısı .....	54
Şekil 2.16. Evirici modül baskı devre şeması .....	55
Şekil 2.17. Oluşturulan sürücü devresi .....	56

Şekil 2.18. Deneysel düzeneğin genel görünümü.....	57
Şekil 3.1. DHAM hızının zamana göre değişimi.....	59
Şekil 3.2. DHAM itme kuvvetinin zamana göre değişimi .....	59
Şekil 3.3. DHAM itme kuvvetinin hıza bağlı değişimi .....	60
Şekil 3.4. DHAM primer akımının $d-q$ eksen takımındaki değişimi.....	60
Şekil 3.5. DHAM sekonder akısının $d-q$ eksen takımındaki değişimi .....	60
Şekil 3.6. $V_{ref}=1.75$ m/s için elde edilen deneysel sonuç.....	61
Şekil 3.7. $V_{ref}=1.6$ m/s için elde edilen deneysel sonuç.....	61
Şekil 3.8. $V_{ref}=1.5$ m/s için elde edilen deneysel sonuç.....	62
Şekil 3.9. $V_{ref}=1.4$ m/s için elde edilen deneysel sonuç.....	62

## TABLULAR DİZİNİ

	<b><u>Sayfa No</u></b>
Tablo 1.1. Kare dalga anahtarlama çıkış geriliminin aralıklara göre değişimi.....	34
Tablo 1.2. PWM anahtarlama çıkış gerilimi değişimleri.....	37
Tablo 2.1. Tasarımı gerçekleştirilen DHAM'nin boyutları.....	44
Tablo 2.2. Sekonderi açık devre deneyinde elde edilen ölçümler.....	47
Tablo 2.3. Kilitli hareketli kısım deneyinde elde edilen ölçümler.....	50
Tablo 2.4. DHAM'nin eşdeğer devre parametreleri.....	51

## SEMBOLLER DİZİNİ

$B$	Sürtünme katsayısı
$D$	Motor genişliği
$F_e$	Hava aralığında oluşan elektromanyetik itme kuvveti
$F_L$	Yük itme kuvveti
$g$	Hava aralığı
$I_{dq_s}, I'_{dq_r}$	$dq$ 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
$L$	Motor uzunluğu
$L_{lr}, L'_{lr}$	Sekonder kaçak endüktansı ve primere indirgenmiş değeri
$L_{ls}$	Primer kaçak endüktansı
$L_m$	Mıknatıslanma endüktansı
$L_r, L'_r$	Sekonder endüktansı ve primere indirgenmiş değeri
$L_s$	Primer endüktansı
$m$	Motor ağırlığı
$Q$	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
$v$	Primer hareketli parçanın hızı
$V_{dq_s}, V'_{dq_r}$	$dq$ 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
$v_s$	Primer sargısının oluşturduğu alanın senkron hızı
$\Psi_{dq_s}, \Psi'_{dq_r}$	$dq$ 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
$\tau$	Primer sargısının kutup adımı

## 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.

Doğrusal motorlarla yapılan ilk uygulama 1890'lı yıllarda dokuma tezgahının mekiğine doğrusal hareket verilmesiyle gerçekleştirilmiştir. Bu gelişmeden sonra doğrusal hareketli motorların tekstil sanayinde kullanımı büyük oranda artmıştır. 1905 yılında ilk olarak Zehden tarafından doğrusal hareketli asenkron motorların (DHAM) demiryolu taşımacılığında çekici olarak kullanılması fikrini ortaya atmıştır. 1923 yılında ise bu fikir New York'ta iki istasyon arasında çalışan bir trenin sürülmesi için tek yanlı bir DHAM tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Gerçek anlamda, geniş çapta bir uygulama Westinghouse firması tarafından 1946 yılında uçak fırlatma amacıyla yapılmıştır. Bu uygulamada hareketli bir primer ve sekonderi sargılı tek yanlı bir DHAM kullanılmıştır. 1954'lü yıllarda ise uçak geliştirme çalışmalarında rüzgar tüneline alternatif olarak yine doğrusal hareketli motorlar kullanılmıştır. Elektriksel iletkenliği yüksek, sıvı haldeki metallerin pompalanmasında bu sıvılar sekonderini oluşturacak şekilde tek yanlı DHAM'ler tasarlanmış ve ilk olarak 1962 yılında Rusya'da çelik üretim tesislerinde böyle bir uygulama gerçekleştirilmiştir. 1960'lı yıllardan sonra doğrusal hareketli motorların uygulamaları gelişmiş, yüksek hızlı trenler, süper silahlar ve manyetik yastıklar doğrusal motorların ulaştığı teknolojinin son noktası olmuştur. Yakın geçmişten günümüze kadar da hızlı bir artışla endüstride pratik ve faydalı uygulama alanları bulmuştur.

Bu tez kapsamında tek yanlı bir DHAM tasarımı gerçekleştirilmiş ve deneysel analizler yapılarak eşdeğer devre parametreleri çıkarılmıştır. Tasarlanan makine için eşdeğer devre elde edilmiş ve benzetim çalışmaları yapılmıştır. Aynı zamanda skalar kontrol yöntemi için gerekli yapı oluşturulmuş ve gerekli sürücü düzenekleri tasarlanarak uygulaması gerçekleştirilmiştir. 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 Motorlar

Doğrusal bir motor bilinen bir döner motorun alınıp açılması ile elde edilebilir. Doğrusal motorlarda genellikle stator tarafı primer, rotor tarafı ise sekonder olarak adlandırılır. Bu tasarımda yük direk olarak motora bağlıdır. Döner motorda momenti oluşturan elektromanyetik kuvvet, doğrusal motorda itme kuvvetini oluşturmaktadır. Bu nedenle doğrusal hareket hiçbir çevirici ara mekanizma kullanılmadan doğrudan elde edilmektedir. Aynı zamanda doğrusal hareketli motorlarda (DHM) aşınma gibi bir problem söz konusu olmaması ve yağlama gerektirmediği için çok düşük bakım maliyetleri söz konusudur.

### 1.2.1. Döner Hareketli Motorlara Göre Farklılıkları

Döner hareketli motorlarda (DÖHM) yapısal değişiklikler yaparak DHM'lere geçildiğinde DHM'lerin tasarım ölçütlerinin, çalışma koşullarının DÖHM'lere göre tamamen farklı olduğu görülür. Yine DÖHM'lerden hareketle DHM'ler elde edilirken bazı olayların DÖHM'lerde olmadığı ve bu olayların açıklanmasında klasik eşdeğer devre yöntemine değil de başka yöntemlere başvurulduğu görülmektedir.

Doğrusal hareket çekme veya itme kuvveti ile gerçekleştirilir. Her iki kuvvette aynı doğrultuda olmasına rağmen DHM'lerde bazen bunlara dik doğrultuda kuvvetler ortaya çıkar. İşte DHM'leri DÖHM'lerden ilke bakımından ayıran temel farklılık bu normal yöndeki dik kuvvetlerdir. DHM'leri DÖHM'lerden yapısal olarak ayıran en önemli özellik ise primer veya sekonderden birinin durağan diğerinin hareketli olmasıdır. Yine DHM'lerde kullanılan sargı bağlantı türleri, DÖHM'lerdekinden farklı olması yapısal farklılığını ortaya koyan diğer bir özelliktir [4].

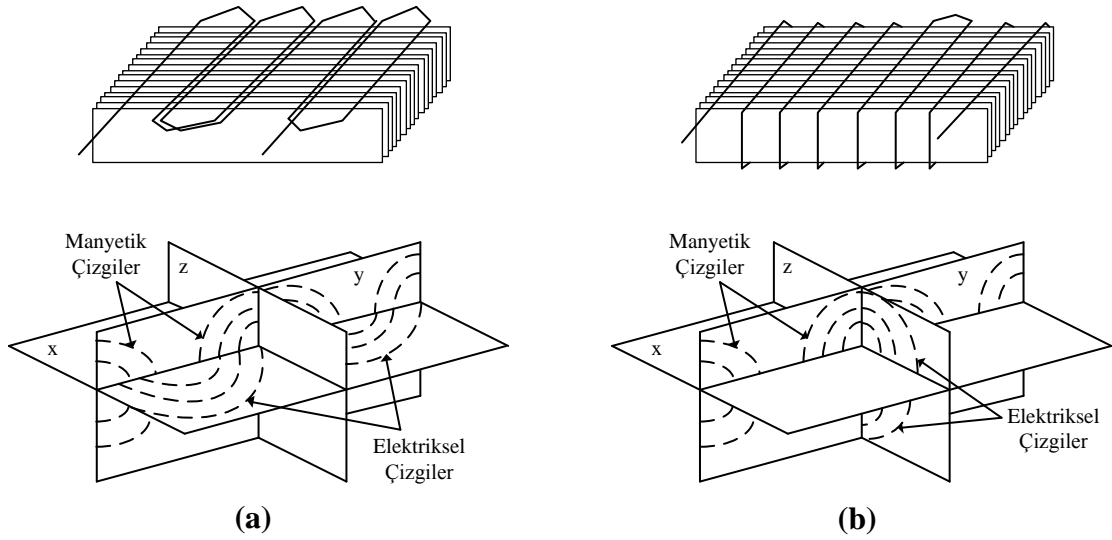
DÖHM'lerde "Baş" ve "Son" kavramları olmamasına rağmen, DHM'lerde bu kavramlar kullanılmakta olup hareketin ilerleyiş yönüne göre tanımlanır. Bir diğer farklılık, DÖHM'lerde hava aralığı küçük olmasına rağmen DHM'lerde bu aralık oldukça büyüktür. Dolayısıyla DÖHM'lere göre boşta çalışma akımları daha büyük, verimleri daha küçüktür. Yukarıda bahsedilen son kavramına dayalı olarak DHM'lerde uç etkilerine (end effect) ek olarak kenar etkileri de (edge effect) DÖHM'lerde görülmeyen bir olaydır [4].



### 1.2.2. Doğrusal Hareketli Motorlarda Manyetik Topoloji

Transformatörlerde açıkça görüldüğü gibi bütün elektrik makinaları, elektrik devrelerinin bir manyetik yapı üzerinden birbirleriyle kuplajlandığı aygıtlardır. İki veya daha fazla elektrik devreleri birbirleri ile ilintili olmamasına rağmen ilişkiyi manyetik akı sağlamaktadır. DÖHM’lerde makinanın bir başındaki akı görünümü ne ise diğer başındaki akı görünümü de aynı olup işte bu nedenle silindirik yapının sadece bir kesiti ele alınarak inceleme yapılabilir. Bu ifade boyu kesitine göre büyük olan makinalar için geçerlidir. DHM’lerde ise makinanın tipine göre tek boyutlu bir inceleme yerine iki veya bazı hallerde üç boyutlu incelemeye gerek görülür. Böylece normal ve teğetsel kuvvetler incelenebileceği gibi uç ve kenar etkilerde ele alınabilir. DÖHM’leri incelerken bir çift kutup başına inceleme yeterli olmasına rağmen, DHM’leri incelemek için bazı hallerde tüm yapıyı ele alma durumu söz konusu olabilir.

DHM’lerde oluşacak teğetsel kuvvet, sargıların yerleşimine bağlı olarak değişiklik gösterir. Öyle ki yüzeysel sargılı ve halka sargılı makinalarda oluşacak akım, akı ve kuvvet düzlemleri Şekil 1.1’de görüldüğü gibi olur [4].



Şekil 1.1. DHM’de sargı türüne göre akım-akı-kuvvet düzlemleri

(a) Yüzeysel sargılı ve akım-akı-kuvvet düzlemleri (b) Halka sargılı ve akım-akı-kuvvet düzlemleri

Primeri yüzeysel sargılardan oluşan bir DHM’de akı hareket doğrultusuna paralel yani aksenal yönde olacaktır. Bu şekilde oluşturulan DHM’ler “Boyuna Akılı Makinalar”

olarak adlandırılır. Eğer primer halka sargılardan oluşturulacak olursa akı hareket doğrultusuna dik olur ve bu tür DHM'lere de "Enine Akılı Makinalar" denir. Uygulamada daha çok enine akılı DHM'ler yani halka sargılı primer yapısı kullanılmaktadır. Her iki durumda da sekonder yüksek manyetik geçirgenliğe sahip olmalıdır. Çünkü primerin oluşturduğu toplam akı buradan geçmektedir. Eğer manyetik geçirgenliği yüksek olmazsa hem demir kayıpları hem de kaçak akılar artar [4].

DÖHM'lerin manyetik devresinde pek nadir görülen bir durum olmasına rağmen bazı DHM'lerde görülen farklı bir durum olarak primerin oluşturduğu akı yolunu hava üzerinden kapamasıdır. Böylesine DHM'lere de "Açık Manyetik Devreli Makinalar" denir.

### **1.2.3. Doğrusal Hareketli Motorların Sınıflandırılması**

Doğrusal hareketli motorları değişik bakımlardan çok sayıda gruplara ayırmak mümkündür. Burada sadece ana gruplar verilecektir [4].

#### **I. Üretilen kuvvetin yönüne göre:**

- a.** Teğetsel kuvvet ağırlıklı motorlar
- b.** Normal kuvvet ağırlıklı motorlar

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

#### **II. Çalışma ilkelerine göre:**

- a.** Doğrusal hareketli asenkron motorlar (DHAM)
- b.** Doğrusal hareketli senkron motorlar (DHSM)
- c.** Doğrusal hareketli doğru akım motorları (DHDAM)
- d.** Doğrusal hareketli adım motorları (DHAM)
- e.** Doğrusal hareketli osilatörler (DHOS)
- f.** Sıvı sekonderli doğrusal hareketli motorlar
- g.** Magnetohydrodinamik generatörler

#### **III. Kullanış amaçlarına göre:**

- a.** Doğrusal hareketli kuvvet makinaları (DHKM)
- b.** Doğrusal hareketli enerji makinaları (DHEM)
- c.** Doğrusal hareketli güç makinaları (DHGM)

- d. Elektromanyetik kaldırma ve asılı tutma makinaları
- e. Özel amaçlı makinalar

**IV. Sargılarına göre:**

- a. Halka sargılı doğrusal hareketli motorlar
- b. Yüzeysel sargılı doğrusal hareketli motorlar

**1.2.4. Doğrusal Hareketli Motorların Kullanım Alanları**

Doğrusal hareketli motorların uygulama alanları şimdiye kadar anlatılanlardan anlaşılacağı gibi oldukça geniş olmasına rağmen burada önemli bazı uygulamaları verilecektir. Bunlar [4];

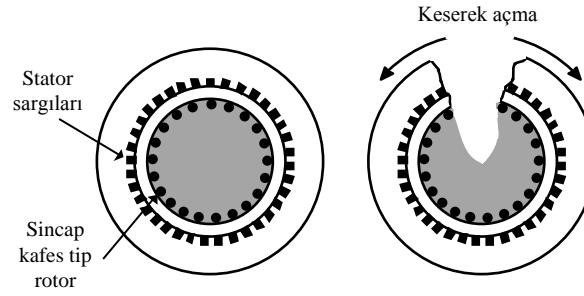
- Ulaşım sistemlerinde hızlı trenlerde sürücü olarak,
- Krenlerin doğrusal hareketinde,
- Yürüyen köprülerin doğrusal hareketinde,
- Takım tezgahlarında tablanın veya kesicinin hareketinde,
- Taşıma bantlarının (konveyörlerin) sürülmesinde,
- Uçak geliştirmede rüzgar tüneli yerine,
- Gemi geliştirmede modelin hareketinde,
- Uçak ivmelendirmede,
- Kapı açma ve kapamada,
- Şerit testere çalıştırmada,
- İletken sıvıların pompalanmasında,
- İletken parçaların yer değiştirmesinde,
- Otomobillerin hız ve yapay kaza testlerinde,
- Tekstil makinalarında mekiğin hareketinde,
- İplik sarmada,
- Kuyu açmada çekiç olarak,
- Doğrusal hareketli lazer tarayıcılarda,
- Doğrusal hareketli pompalarda,
- Öteleme hareketli konum kontrolünde,
- Modern asansörlerde,
- Gezgin fırlatma sistemlerinde,

şeklinde sıralanabilir.

### 1.3. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorların Yapısı

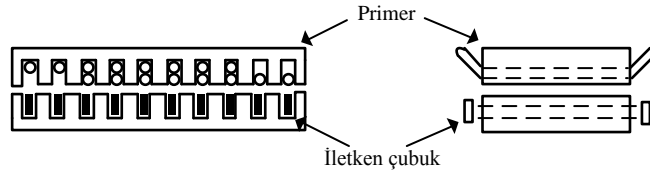
#### 1.3.1. Düz Yapılı Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlar

Doğrusal hareketli bir asenkron motor şekilde görüldüğü gibi döner hareketli bir asenkron motorun radyal olarak kesilmesi ve açılması ile elde edilebilir. Bu durumda döner hareketli asenkron motorun çevresi doğrusal hareketli asenkron motorun uzunluğu olur.

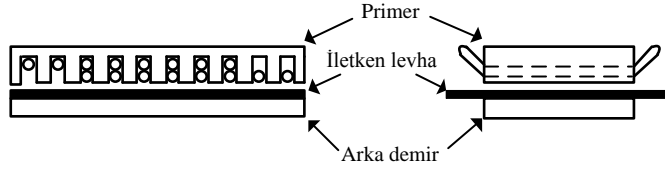


Şekil 1.2. Doğrusal hareketli asenkron motorun elde edilişi

DHAM'lerde çekirdeği oluşturan saçlar, transformatörlerdeki saçlara benzerler. Primer sargıları, saçların paketlenmesiyle ortaya çıkan oluklara yerleştirilir [4]. Sekonder ise rotoru sincap kafesli bir motorun doğrusal versiyonu olabilir. Şekil 1.3.a'da görüldüğü gibi sincap kafes, laminasyonlu demire gömülü ve her iki ucundan kısa devre çubukları ile kısa devre edilmiş parçalı iletkenlerden oluşabilir. Diğer taraftan Şekil 1.3.b'den sekonderin, arkasına demir konulmuş iletken levha malzemenin oluşan basit bir yapıda da olabileceği görülmektedir. Normalde levha sekonderin oluşturulması için alüminyum veya bakır gibi bir malzeme kullanılmasına rağmen demir gibi bir manyetik malzeme de kullanılabilir. Arka demir yekpare ya da laminasyonlu olabilir veya eğer iletken malzemenin kendisi manyetik malzemenin yapılsa ayrıca arka demire gerek kalmayabilir [7]. Levha tip sekonder imalat bakımından uygun olmasına rağmen enerji dönüşümü bakımından zayıftır. Taşıma bandı uygulamalarında olduğu gibi yüksek çekme kuvveti gerektiren yerlerde sincap kafes tip sekonder kullanılır [4].



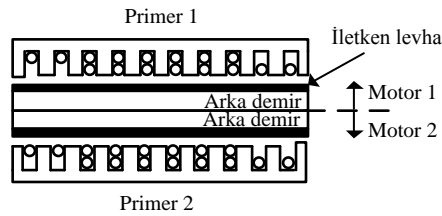
(a) Sincap kafes tip sekonder



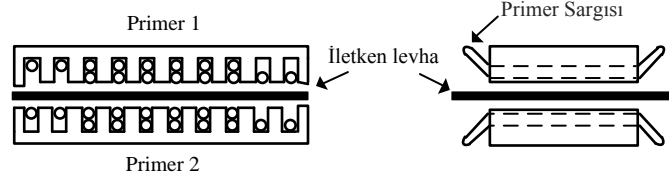
(b) Levha tip sekonder

Şekil 1.3. Tek yanlı doğrusal hareketli asenkron motor

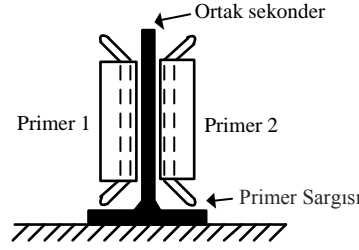
Şekil 1.3’de görülen DHAM sekonder ile yüz yüze bakacak şekilde reaksiyonda bulunan tek primere sahip olduğundan tek yanlı DHAM olarak adlandırılır. Kavramsal olarak çift yanlı DHAM’nin elde edilmesi için Şekil 1.4’de görüldüğü gibi iki adet tek yanlı DHAM birleştirilebilir. Şekil 1.4’de görüldüğü gibi arka arkaya yerleştirilmiş iki tek yanlı DHAM yaklaşık olarak tek yanlı bir ünitenin kuvvetinin iki katına sahip olacaktır. Eğer arka demir sonsuz geçirgenlikte olsaydı veya primer akımları uygunca fazlandırılırdı arka demir motorun performansını etkilenmeksizin elimine edilebilirdi; bunun sonucunda elde edilecek daha basit bir konfigürasyon Şekil 1.5’deki gibi olur. Burada primerin iki yarısı, ortak iletken sekonder levhanın iki kenarında reaksiyonda bulunmaktadır. Sekonder dikey veya yatay olarak yerleştirilebilir [7].



Şekil 1.4. Çift yanlı doğrusal hareketli asenkron motor



Şekil 1.5. Arka demiri kaldırılmış çift yanlı doğrusal hareketli asenkron motor

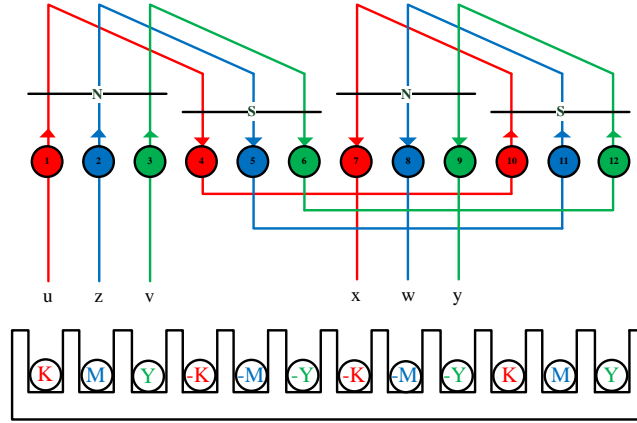


Şekil 1.6. Sekoderi dikey çift yanlı doğrusal hareketli asenkron motor

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 doğrusal hareketli asenkron motor 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 [4,7].

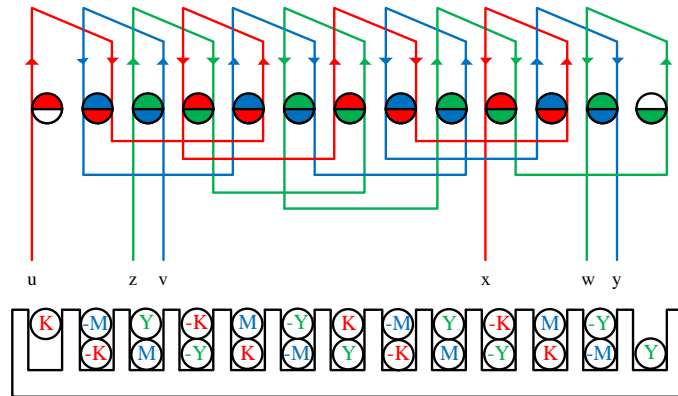
Sargı türü olarak Şekil 1.1'de gösterildiği gibi ya yüzeysel sargılar ya da halka sargılar kullanılır. Bunlardan yüzeysel sargılar genellikle manyetik kaldırmada kullanılmasına rağmen çift yanlı DHAM'lerde de kullanılabilir. Sargılar genellikle üç fazlı sargılardır. Hatırlanacağı gibi döner alan elde etmek için en az iki fazlı sargıya ihtiyaç vardı. Benzer şekilde yürüyen alan elde etmek için de en az iki faza gerek duyulur. Üç fazlı özdeş sargıların yürüyen alan oluşturabilmesi için sargı akı eksenleri arasında  $2\pi/3$ 'lük yer farkı ve sargı akımları arasında  $120^\circ$ 'lik faz farkı olmalıdır.

DHAM'ler için çok sayıda sarım şekilleri önerilmiştir. Bu sarım şekilleri DÖHAM'lerin sarım şekillerine benzemektedir. Burada pratikte ilgi gören ve sıkça kullanılan sarım şekilleri irdelenmiştir. İlk olarak Şekil 1.7'de DHAM'ler için tek tabakalı sargı düzeni verilmiştir.



Şekil 1.7. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ( $q_1=1$ ), tek tabakalı sargı düzeni

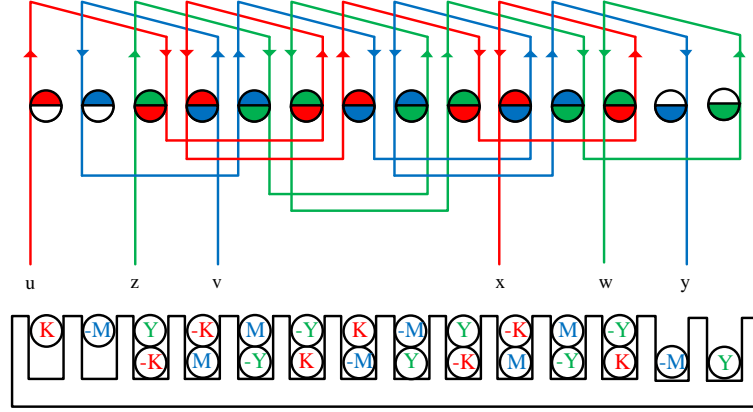
Tek tabakalı sargı düzeninde üretilen itme kuvveti, çift tabakalı sargı düzenine göre daha az olup uygulamada daha çok çift tabakalı sargı düzeni kullanılır. Çift tabakalı sargı düzeninde bobinler kısa, tam ve uzun adımlı olarak yerleştirilebilir. Fakat uzun adımlı sargı düzeni maliyeti artırdığı ve montaj zorluğundan dolayı tercih edilmemektedir. Uygulamada küçük değerli çekme veya itme kuvveti isteniyorsa Şekil 1.8’de verilen çift tabakalı sargı düzeni kullanılabilir. Bu bağlantıda daha az bakır, imal ve montaj kolaylığı gibi üstünlükleri vardır. Öte yandan bu bağlantıda baş ve sondaki bir olukta tek tabakalı sargı bulunmaktadır.



Şekil 1.8. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ( $q_1=1$ ), kısa adımlı ( $1/3$ ), çift tabakalı sargı düzeni

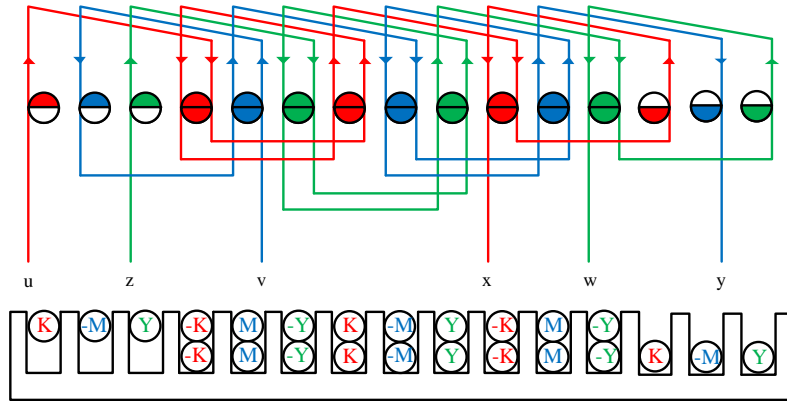
Diğer bir iki tabakalı sargı düzeni ise Şekil 1.9’da verilmektedir. Burada da baş ve sondaki iki olukta tek tabakalı sargı bulunur. Bu sargı düzeni orta bölgelerde tamamen

yürüyen dalga oluşturmaktadır. Bundan dolayı Şekil 1.8’de verilen sargı düzeninden daha iyi itme veya çekme kuvveti oluşturur.



Şekil 1.9. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ( $q_1=1$ ), kısa adımlı ( $2/3$ ), çift tabakalı sargı düzeni

Uygulamada kullanılan diğer bir sargı düzeni de Şekil 1.10’da verilmiştir. Bu bağlantıda da ise baş ve sondaki üç olukta tek tabakalı sargı bulunmaktadır. Şekil 1.8, 1.9 ve 1.10’da bulunan baş ve son oluklardaki tek tabakalı sargılar civarında yürüyen alana ek olarak, yürümeyen ve sadece titreşen alanlar ortaya çıkar.

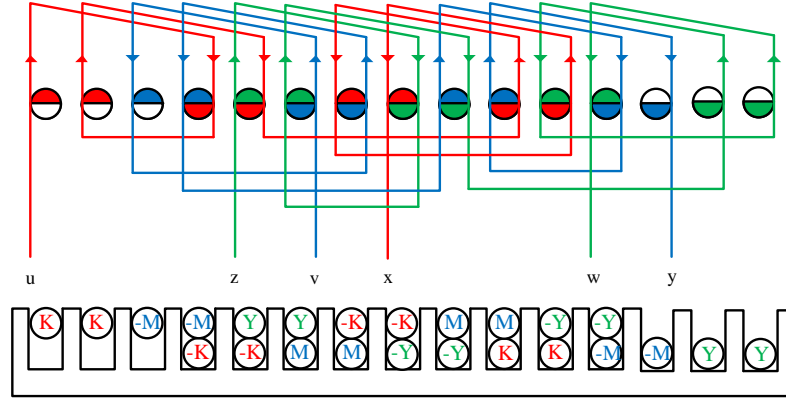


Şekil 1.10. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı bir olan ( $q_1=1$ ), tam adımlı, çift tabakalı sargı düzeni

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



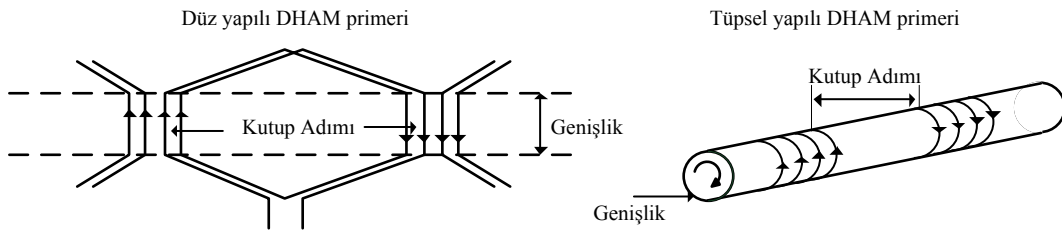
olan sargı düzeni verilmiştir. Burada bobinler tam adım şeklinde yerleştirilmiş olup kısa ya da uzun adım şeklinde yerleştirilmeleri de söz konusu olabilir.



Şekil 1.11. Bir kutbun altında bir faza ait oluk sayısı iki olan ( $q_1=2$ ), tam adımlı, çift tabakalı sargı düzeni

### 1.3.2. Tüpsel Yapılı Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlar

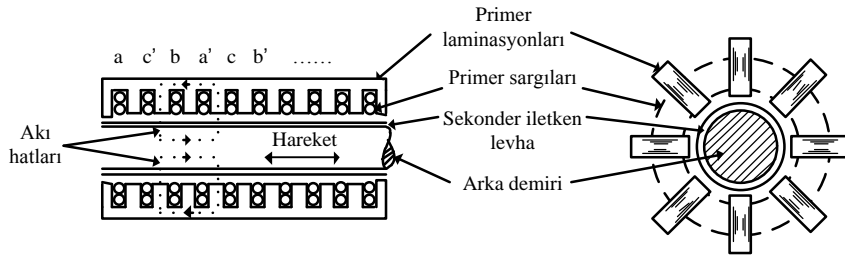
Düz yapılı DHAM'nin topolojisi bahsinde DÖHAM'nin açılarak oluşturulduğu görülmüştü. Eğer DHAM'nin primeri, alan hareketi yönünde tekrar yuvarlatılacak olursa, bütünüyle farklı bir silindirik yapı oluşturularak manyetik alanın oluşan primer yarığı boyunca hareket etmesi sağlanmış olur. Bu da motorun hareketli kısmının yataklar üzerinden kolayca kaymasını sağlar. Oluşan bu tür motora tüpsel yapılı DHAM adı verilir. Şekil 1.12'de tüpsel yapılı DHAM'nin elde edilmesi şematik olarak gösterilmiştir.



Şekil 1.12. Tüpsel yapılı doğrusal hareketli motorun elde edilmesi

Tüpsel yapılı DHAM'lerde manyetik akı çizgileri hareket doğrultusuna paralel veya aksenal yönde olduğundan bu motorlara aksenal akılı veya boyuna akılı tüpsel yapılı DHAM de denir. Uygulamada karşılaşılan aktüatörler, çekiçler, pistonlar gibi araçlar bu

ilkeyle çalışırlar. Böyle bir tasarımda primer sargılarının sürekliliğinin sürdürülmesi için uç sargılarının gerekli olmadığı hemen anlaşılacaktır. İletkenlerin kendileri kesintili sargıların oluşturulması için yuvarlanabilir. Sargıların yuvarlanmasından dolayı düz yapılı DHAM'lerde verilen sargı bağlantı türleri tüpsel yapılı DHAM'ler için de geçerli olur. Bundan dolayı burada tüpsel yapılı DHAM'ler için sargı bağlantı türlerine ayrıca durulmamıştır.



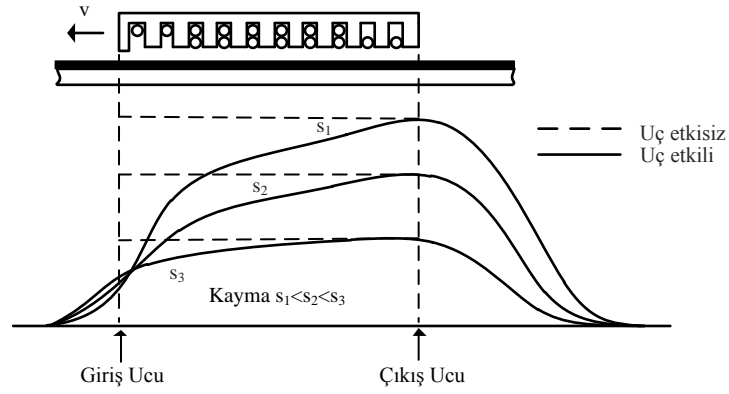
Şekil 1.13. Tüpsel yapılı doğrusal hareketli asenkron motor

Şekil 1.13'de tüpsel yapılı doğrusal hareketli asenkron motorun yapısı görülmektedir. Buradan dairesel primer laminasyonlarına sahip olunmasına gerek olmadığı görülebilir. Primer yapısı, laminasyonların sınırlı sayıda paketi kullanılarak oluşturulabilir. Bir çember etrafında bir sayıda doğrusal hareketli asenkron motorunun düzenlenmesi ile biçimlendirilmiş tüpsel yapılı DHAM'nin yapımı da düşünülebilir [7]. Bu tür motorlar, DHAM'ler içerisinde en kolay elde edilen bir motordur. Hatta bazı uygulamalarda primer demir çekirdek bile içermez. Primerin hava çekirdekli olması durumunda sekonder mutlaka demir çekirdekli olmalıdır. Demir çekirdek üzerine alüminyum veya bakırdan yapılmış bir gömlek giydirilerek de oluşacak kuvvet artırılabilir [4].

#### 1.4. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlarda Elektromanyetik Etkiler

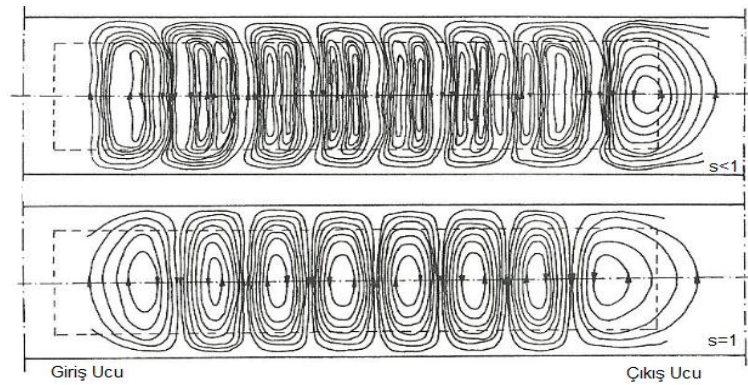
##### 1.4.1. Uç Etkisi

DHAM'deki uç etkisi motorun uzunluğu boyunca düzgün olmayan akı yoğunluğu dağılımı biçiminde sergilenir. Şekil 1.14'de DHAM'nin uzunluğu boyunca kayma ve pozisyon ile normal akı yoğunluğunun tipik değişimi verilmiştir.



Şekil 1.14. Motor uzunluğu boyunca hava aralığı akı yoğunluğunun normal değişimi

Verilen bir kayma için DHAM'nin uzunluğu boyunca 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. Şekil 1.14'den 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 [7].



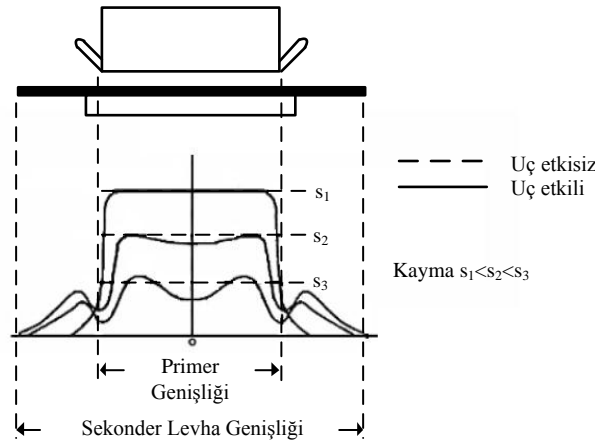
Şekil 1.15. Uç etkisi altında sekonderde oluşan girdap akımı dağılımı

Değişken akı dağılımı içerisinde kalan sekonder iletken tabakasında ise Faraday Yasası'na göre gerilim indüklenir ve indüklenen gerilim etkisiyle sekonder iletken

tabakasından akımlar akar. Bu akımlara girdap akımları denir. Şekil 1.15’de görüldüğü gibi girdap akımları, akı yoğunluğunun düşük olduğu yerde yani giriş kısmında yüksek, akı yoğunluğunun yüksek olduğu yerde yani çıkış kısmında ise düşük değerde oluşmaktadır. Girdap akımının meydana getirdiği alanın primere etkisi ise motorun hareketini zorlaştırmakta ve motordan alınan gücü, dolayısıyla itme kuvvetini düşürmektedir.

#### 1.4.2. Kenar Etkisi

DHAM’nin sonlu genişliğe sahip olmasının etkisi genelde kenar etkisi olarak adlandırılır. Sadece düz yapılı DHAM’lerde görülen bir etkidir. Tüpsel yapılı DHAM’ler kapalı manyetik ve elektriksel devreye sahip olduğundan kenar etkiler oluşmaz. Şekil 1.16’da enine yönde normal akı yoğunluğunun değişimi görülmektedir.

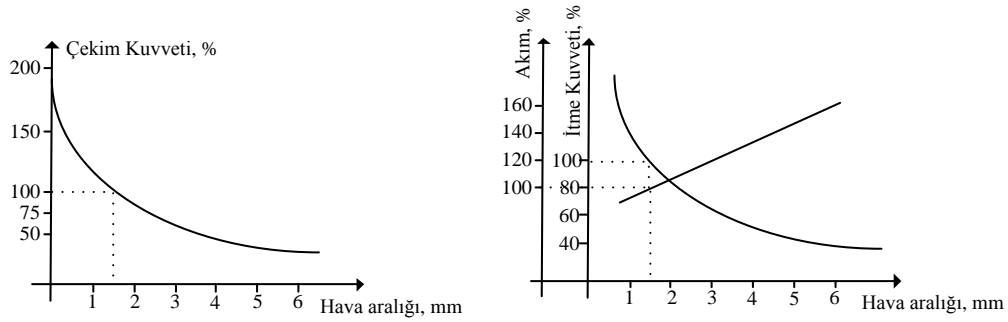


Şekil 1.16. Motor genişliği boyunca hava aralığı akı yoğunluğunun normal değişimi

Akı yoğunluğunun dağılımı kenar etkisinden dolayı merkezde bir iniş göstermekte ve bu iniş daha yüksek hızlarda daha etkili olmaktadır. Akı yoğunluğunun enine değişmesi sekonder direncinin artmasına, mıknatıslanma reaktansının da azalmasına yol açar [4].

### 1.4.3. Boşluk Etkisi

Klasik DÖHAM'ler çok küçük hava aralığına sahiptir. Bu da hava aralığında yüksek akı yoğunluğunun oluşmasına neden olur. Fakat DHAM'lerde bu hava aralığı santimetrelere kadar çıkabilmektedir. Manyetik devre direnci geniş hava boşluklarında çok yüksektir. Dolayısıyla mıknatıslanma akımı da çok yüksek olur. Bunun yanında çalışma güç katsayısını düşüren oldukça büyük kaçak akı ortaya çıkar. Şekil 1.17'de çekme kuvvetinin hava aralığına göre değişimi ve yine hat akımı ve itme kuvvetinin hava aralığına göre değişimini gösteren karakteristikler verilmiştir [2].



Şekil 1.17. Hava aralığına bağlı çekim-itme-akım karakteristikleri

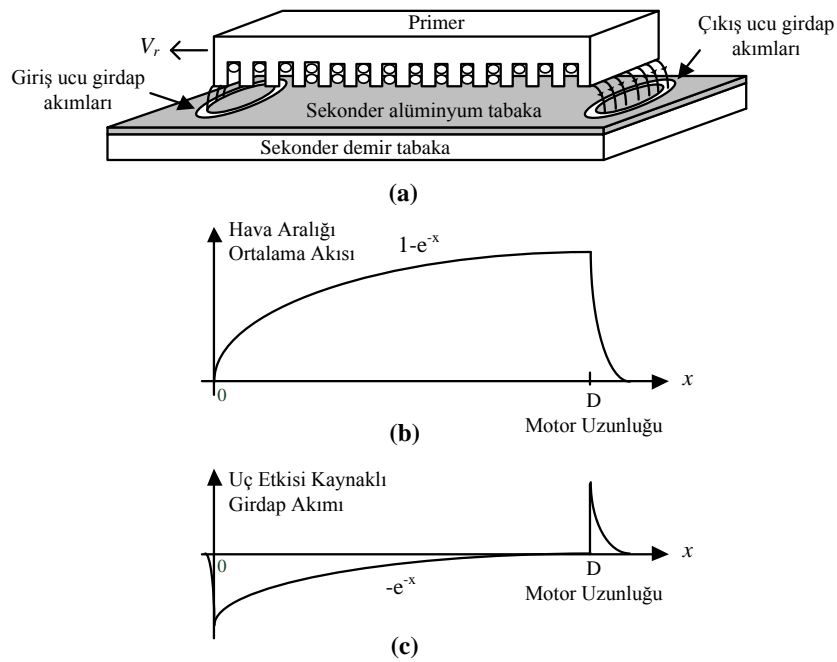
## 1.5. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

### 1.5.1. Uç Etkili Eşdeğer Devre

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

DHAM'nin primer ve sekonder uzunlukları sınırlıdır. Bunun sonucunda primer hareket halindeyken sekonder her defasında yeni bir primer alanı altına girer. Bu yeni primer alanı, özellikle motorun giriş ucunda hava aralığı akısındaki ani artışlara direnme eğilimi göstermekte ve hava aralığı akı yoğunluğunun motor boyunca kademeli olarak artmasına neden olmaktadır [20,21]. Bundan dolayı hareket sırasında motor boyunca hava aralığındaki ortalama akı yoğunluğu değişken olur. Bu da mıknatıslanma akımının dönen tip motorlarda olduğu gibi sabit olmayıp değişken olmasına neden olmaktadır. Öte yandan

DHAM'nin hava aralığındaki akı yoğunluğunun değişken olması, sekonder iletken tabakasında Faraday Yasası'na göre gerilim endüklenmesine neden olur ve endüklenen gerilimin etkisiyle sekonder iletken tabakasında girdap akımları akar. Girdap akımlarının meydana getirdiği alanın primere etkisi ise motorun hareketini zorlaştırmakta ve motordan alınan gücü, dolayısıyla itme kuvvetini düşürmektedir. Tüm bu faktörler formülize edilerek matematiksel modelde yer verilmesi gerekir. Şekil 1.18'de motor boyunca değişken hava aralığı akısı ve bu değişken akıya bağlı olarak sekonderde oluşan girdap akımlarının değişimi gösterilmiştir.



Şekil 1.18. 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

1983 yılında J. Duncan [20] tarafından yapılan bir çalışmada uç etkiler, primer ve sekonder uzunluklarına ve primer ile sekonder arasındaki bağıl hıza göre değişmekte olduğunu, yüksek hızlarda uç etkilerin motor performansına etkisinin büyük, düşük hızlarda ise küçük olduğunu göstermiştir. Bu çalışmada uç etkiler, doğrusal hareketli asenkron motorun boyunun ve hızının bir fonksiyonu olarak analiz edilmiş ve aşağıdaki gibi bir  $Q$  faktörü tanımlanmıştır.

$$Q = \frac{DR_r}{(L_m + L_{lr})v} \quad (1)$$

Uç etkisi faktörü ise yine aynı çalışmada  $Q$  faktörünün değişken olduğu aşağıdaki gibi bir fonksiyon ile ifade edilmiştir.

$$f(Q) = \frac{1 - e^{-Q}}{Q} \quad (2)$$

Denklem (1) ve (2) 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.

Uç etkilerin artışı hava aralığındaki ortalama akı yoğunluğunu azaltacağından mıknatıslanma akımını da azaltıcı etki yapacaktır. Bu etki modelleme aşamasında  $L_m$  mıknatıslanma endüktansının uç etkisi faktörüne göre değişmesi sağlanarak yer verilebilir. Buna göre DHAM için  $L_m$  mıknatıslanma endüktansı aşağıdaki gibi tanımlanmıştır [20].

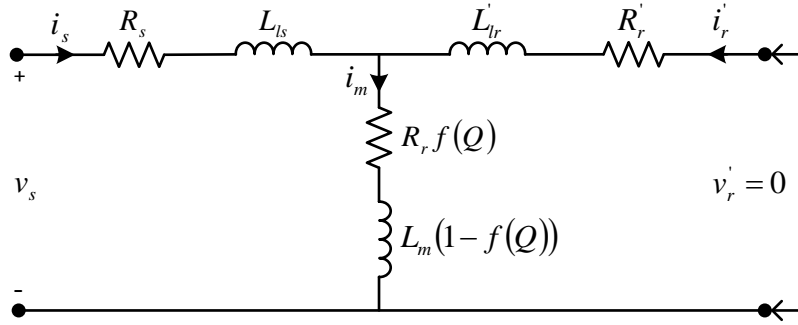
$$L_{mQ} = L_m(1 - f(Q)) \quad (3)$$

Denklem (1), (2) ve (3) incelendiğinde hızın sıfır olduğu durumda mıknatıslanma endüktansı dönen tip motorun mıknatıslanma endüktansına eşit olduğu, hızın artmasıyla da uç etkilerin artarak mıknatıslanma endüktansının azaldığı görülmektedir.

Modelleme aşamasında göz önüne alınması gereken ikinci bir husus sekonderde oluşan girdap akımlarının neden olduğu kayıpların eşdeğer devrede gösterilmesidir. Duncan çalışmasında eşdeğer devredeki paralel kola, mıknatıslanma endüktansına seri bir direnç eklemiş ve bu direncin girdap akımlarının sekonderde oluşturduğu kayıpları temsil ettiğini göstermiştir. Girdap akımlarının değişimi hava aralığı akısının değişimine bağlı olmasından dolayı sekonderde oluşan girdap akım kayıpları da değişken olmaktadır. Bundan dolayı girdap akım kayıplarını temsil eden bu direnç, sekonder direncinin uç etkisi faktörüne bağlı olarak değiştiği dirençtir ve aşağıdaki gibi ifade edilmiştir [20].

$$R_{eddy} = R_r f(Q) \quad (4)$$

Yukarıda belirtilen hususlar dikkate alındığında doğrusal hareketli asenkron motorun her bir fazı için eşdeğer devresi Şekil 1.19'da gösterilmiştir. Bu eşdeğer devre mıknatıslanma kolu bakımından döner tip motorun eşdeğer devresine göre farklılık göstermektedir [5,20,21].



Şekil 1.19. DHAM'nin primere indirgenmiş tek faz eşdeğer devresi

### 1.5.2. $d$ - $q$ Eksen Takımında Doğrusal Hareketli Asenkron Motor Modeli

DHAM'de sekonder giriş akımının  $q$  bileşeni hava aralığı akısını değiştirmedeği için  $q$  eksenindeki eşdeğer devresi DÖHAM'nin  $q$  eksenindeki eşdeğer devresi ile aynıdır. Diğer taraftan sekonder giriş akımının  $d$  bileşeni hava aralığı akısını değiştirdiği için uç etkilerinde hesaba katıldığı eşdeğer devre kullanılmalıdır [5,21].

Şekil 1.20'deki eşdeğer devreden  $d$ - $q$  eksenindeki primer ve sekonder gerilim denklemlerini girdap akım kayıplarını da içerecek şekilde aşağıdaki gibi yazabiliriz [5,21].

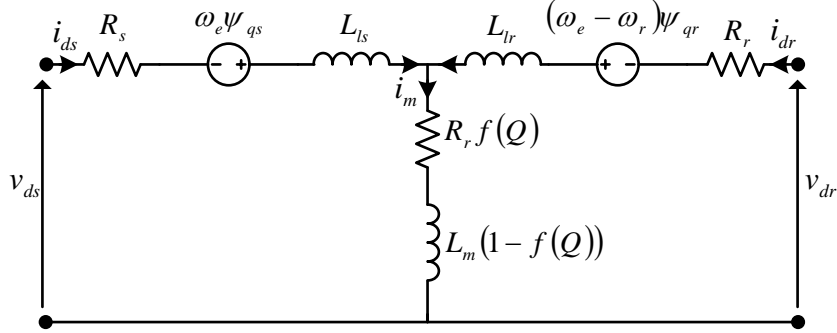
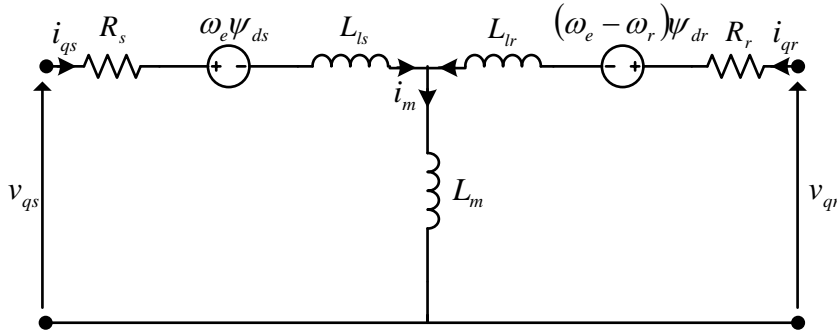
$$v_{ds} = R_s i_{ds} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_e \psi_{qs} \quad (5)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_e \psi_{ds} \quad (6)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} \quad (7)$$



$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r)\psi_{dr} \quad (8)$$

(a)  $d$  eksen eşdeğer devresi(b)  $q$  eksen eşdeğer devresiŞekil 1.20. Doğrusal hareketli asenkron motorun  $d$ - $q$  eksen takımındaki eşdeğer devresi

Aynı şekilde  $d$ - $q$  eksen takımındaki akı-akım bağıntıları ise aşağıdaki gibi yazılır.

$$\psi_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (1 - f(Q)) (i_{ds} + i_{dr}) \quad (9)$$

$$\psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (10)$$

$$\psi_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (1 - f(Q)) (i_{ds} + i_{dr}) \quad (11)$$

$$\psi_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (12)$$

Denklem (5), (6), (7) ve (8)'den akı ifadeleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{d\psi_{ds}}{dt} = v_{ds} - R_s i_{ds} - R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + \omega_e \psi_{qs} \quad (13)$$

$$\frac{d\psi_{qs}}{dt} = v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_e \psi_{ds} \quad (14)$$

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = -R_r i_{dr} - R_r f(Q)(i_{ds} + i_{dr}) + (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} \quad (15)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = -R_r i_{qr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} \quad (16)$$

$d$ - $q$  eksenindeki primer ve sekonder akım denklemlerini elde etmek için de primer ve sekonder akı-akım bağıntıları kullanılır. Bazı matematiksel işlemlerden sonra aşağıdaki akım denklemleri elde edilir [5,21].

$$i_{ds} = \frac{(L_r - L_m f(Q))\psi_{ds} - L_m(1-f(Q))\psi_{dr}}{(L_s - L_m f(Q))(L_r - L_m f(Q)) - L_m^2(1-f(Q))^2} \quad (17)$$

$$i_{dr} = \frac{(L_s - L_m f(Q))\psi_{dr} - L_m(1-f(Q))\psi_{ds}}{(L_s - L_m f(Q))(L_r - L_m f(Q)) - L_m^2(1-f(Q))^2} \quad (18)$$

$$i_{qs} = \frac{L_r \psi_{qs} - L_m \psi_{qr}}{L_\sigma} \quad (19)$$

$$i_{dr} = \frac{L_s \psi_{qr} - L_m \psi_{qs}}{L_\sigma} \quad (20)$$

Burada,

$$L_\sigma = L_s L_r - L_m^2 \quad (21)$$

$$L_s = L_{ts} + L_m \quad , \quad L_r = L_{tr} + L_m \quad (22)$$

şeklindedir. İtme kuvveti, giriş gücünden yola çıkılarak hesaplanabilir. Bu amaçla makinenin giriş gücü ifadesi yazılırsa [5,22],

$$P_{in} = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} + v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr}) \quad (23)$$

şeklinde olur. Gerekli matematiksel işlemler yapıldığında giriş gücü ifadesi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left[ \begin{aligned} & R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \\ & + \frac{d}{dt} \left( \frac{L_{ts}}{2} (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \frac{L_{tr}}{2} (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) + L_{mQ} \{ (i_{ds} + i_{dr})^2 + (i_{qs} + i_{qr})^2 \} \right) \\ & + \omega_r L_{mQ} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \end{aligned} \right] \quad (24)$$

Burada giriş gücünü üç gruba ayırabiliriz. Birincisi primer ve sekonder dirençlerinde harcanan güce, ikincisi endüktanslarda depo edilen manyetik enerjiye ve sonuncusu ise mekanik güce dönüşen elektromanyetik güce karşılık gelir. Bu durumda oluşan elektromanyetik güç ifadesi,

$$P_{em} = \frac{3}{2} \omega_r L_{mQ} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (25)$$

şeklinde yazılır. Öte yandan oluşan elektromanyetik gücün, itme kuvveti ile arasındaki ilişki,

$$F_e = \frac{\pi}{\tau_p} \frac{P_{em}}{\omega_m} \quad (26)$$

olduğuna göre itme kuvveti ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir [5].

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} \frac{P}{2} L_{mQ} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (27)$$

Burada  $p$  kutup sayısı ve makinenin mekanik açısal hızı  $\omega_m=(2/p)\omega_r$ 'dir. (27) bağıntısı ile itme kuvveti referans seçilen eksen sistemine ait akımlar cinsinden ifade edilmiştir. İtme kuvvetinin sekonder akılarına bağlı olarak yazılması durumunda (28) bağıntısı elde edilir [5].

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} \frac{p}{2} \frac{L_{mQ}}{L_{rQ}} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (28)$$

Alan yönlendirme denetimli sistemlerde seçilen akı tabanına göre primer akılarına bağlı olarak da yazılabilir [5].

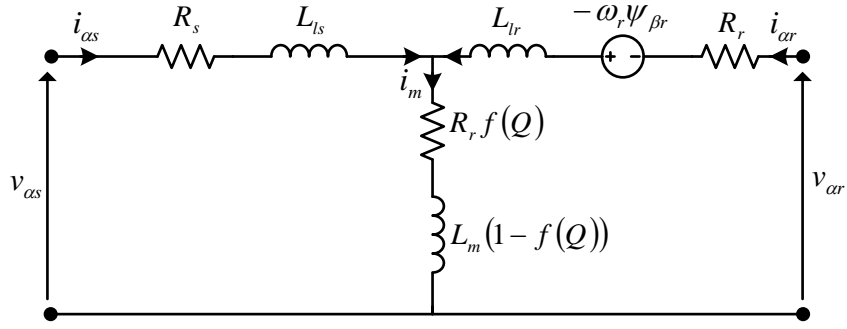
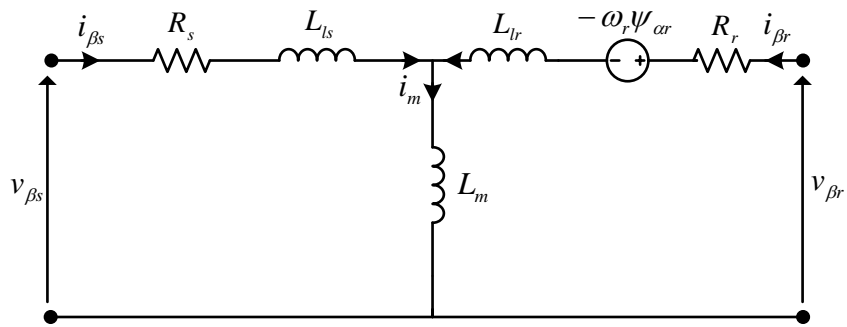
$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} \frac{p}{2} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (29)$$

Primerin doğrusal hız değişimi bağıntısı da makinenin hareket denklemi ile tanımlanır [5].

$$F_e = m \frac{dv}{dt} + Bv + F_L \quad (30)$$

### 1.5.3. $\alpha$ - $\beta$ Eksen Takımında Doğrusal Hareketli Asenkron Motor Modeli

Makinanın senkron hızla dönen  $d$ - $q$  eksen takımındaki modelinde eğer  $\omega_e=0$  alınırsa makinanın statorda sabit duran  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımındaki modeli elde edilir. Bu görüş Şekil 20'de verilen eşdeğer devreye uygulandığında  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımındaki eşdeğer devresi Şekil 1.21'de olduğu gibi elde edilir. Bunun için  $\omega_e \rightarrow 0$ ,  $d \rightarrow \alpha$  ve  $q \rightarrow \beta$  alınması yeterlidir [5].

(a)  $\alpha$  eksenine eşdeğer devresi(b)  $\beta$  eksenine eşdeğer devresiŞekil 1.21. Doğrusal hareketli asenkron motorun  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımındaki eşdeğer devresi

Şekil 1.21'deki eşdeğer devreden  $\alpha$ - $\beta$  eksenindeki primer ve sekonder gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılır [5,21].

$$v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + R_r f(Q)(i_{\alpha s} + i_{\alpha r}) + \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} \quad (31)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} \quad (32)$$

$$v_{\alpha r} = R_r i_{\alpha r} + R_r f(Q)(i_{\alpha s} + i_{\alpha r}) + \frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \psi_{\beta r} \quad (33)$$

$$v_{\beta r} = R_r i_{\beta r} + \frac{d\psi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \psi_{\alpha r} \quad (34)$$

Yine bu eşdeğer devreden  $\alpha$ - $\beta$  eksen takımındaki primer ve sekonder akı- akım bağıntıları ise aşağıdaki gibi yazılır.

$$\psi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m (1 - f(Q))(i_{\alpha s} + i_{\alpha r}) \quad (35)$$

$$\psi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m (i_{\beta s} + i_{\beta r}) \quad (36)$$

$$\psi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m (1 - f(Q))(i_{\alpha s} + i_{\alpha r}) \quad (37)$$

$$\psi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m (i_{\beta s} + i_{\beta r}) \quad (38)$$

Denklem (31), (32), (33) ve (34)'den akı ifadeleri aşağıdaki gibi elde edilir [5,21].

$$\frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} = v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s} - R_r f(Q)(i_{\alpha s} + i_{\alpha r}) \quad (39)$$

$$\frac{d\psi_{\beta s}}{dt} = v_{\beta s} - R_s i_{\beta s} \quad (40)$$

$$\frac{d\psi_{\alpha r}}{dt} = -R_r i_{\alpha r} - R_r f(Q)(i_{\alpha s} + i_{\alpha r}) - \omega_r \psi_{\beta r} \quad (41)$$

$$\frac{d\psi_{\beta r}}{dt} = -R_r i_{\beta r} + \omega_r \psi_{\alpha r} \quad (42)$$

$\alpha$ - $\beta$  eksenindeki primer ve sekonder akım denklemleri ise akı-akım bağıntıları kullanılarak gerekli matematiksel işlemlerden sonra aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_{\alpha s} = \frac{(L_r - L_m f(Q))\psi_{\alpha s} - L_m (1 - f(Q))\psi_{\alpha r}}{(L_s - L_m f(Q))(L_r - L_m f(Q)) - L_m^2 (1 - f(Q))^2} \quad (43)$$

$$i_{\alpha r} = \frac{(L_s - L_m f(Q))\psi_{\alpha r} - L_m (1 - f(Q))\psi_{\alpha s}}{(L_s - L_m f(Q))(L_r - L_m f(Q)) - L_m^2 (1 - f(Q))^2} \quad (44)$$

$$i_{\beta s} = \frac{L_r \psi_{\beta s} - L_m \psi_{\beta r}}{L_\sigma} \quad (45)$$

$$i_{\alpha r} = \frac{L_s \psi_{\beta r} - L_m \psi_{\beta s}}{L_\sigma} \quad (46)$$

Burada,

$$L_\sigma = L_s L_r - L_m^2 \quad (47)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m, \quad L_r = L_{lr} + L_m \quad (48)$$

şeklindedir. Söz konusu tanımlardan sonra makinanın ürettiği elektromanyetik itme kuvveti ve hareket denklemi ise aşağıdaki gibi yazılır [5,21].

$$F_e = \frac{3}{2} \frac{\pi}{\tau_p} \frac{p}{2} (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (49)$$

$$F_e = m \frac{dv}{dt} + Bv + F_L \quad (50)$$

## 1.6. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Skalar Kontrol Yöntemi

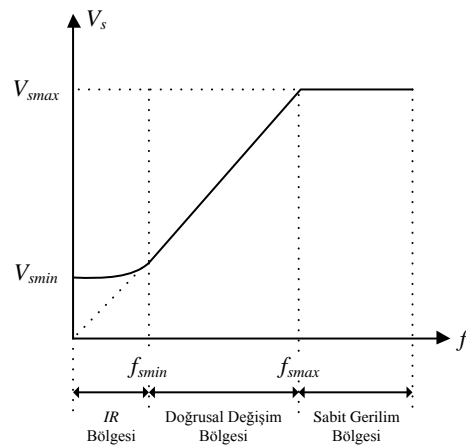
### 1.6.1. Giriş

Motora uygulanan gerilimin frekansı düşürülürken genliğinin sabit kalması makinanın bağlı olduğu kaynaktan fazla akım çekmesine neden olmaktadır. Hem hız kontrolünü yapmak, hem de akım ve itme kuvvetinin bu kontrol sırasında artmasını engellemek için frekansın genlikle birlikte değiştirilmesini gerektirmektedir.

Makinanın hız kontrolünde, primer geriliminin genlik ve frekansının değiştirilmesi en uygun yöntemdir. Makinanın sürekli rejimde  $R_s=0$  olması koşulu altında gerilim/frekans ( $V/f$ ) oranının sabit tutulması ile düşük hızlar dışında makinanın hızının geniş bir aralıkta kontrol edilebilmektedir. Bu durumda makinanın oluşturacağı maksimum itme kuvveti

değeri tüm hız kontrol aralığında sabit kalacaktır. Makinanın bağlı olduğu kaynaktan çektiği akım da yine belli bir yük için tüm hız aralığı boyunca değişmeyecektir. Ancak bu yöntemde, primer geriliminin genliğinin az olduğu düşük hız bölgelerinde primer direnci önemli hale gelir. Motora nominal yükün uygulanması durumunda, bu çalışma bölgesinde gerekli itme kuvveti değerinin sağlanması için makinaya uygulanan gerilime oranla oldukça büyük değerde olan  $R_s I_s$  gerilim düşümünün de karşılanması gerekmektedir. Bu değer yol alma sırasında da önemli olup makinanın başlangıçta üretmesi gereken yol alma itme kuvvetinin değerini etkilemektedir. Bu nedenle özellikle düşük hız bölgelerinde gerilimin genliği, bahsedilen gerilim düşümünü kompanse edebilecek şekilde gerilim/frekans oranının belirlediği değerden daha yüksek seçilmelidir. Bu IR kompanzasyonu olarak adlandırılır [10].

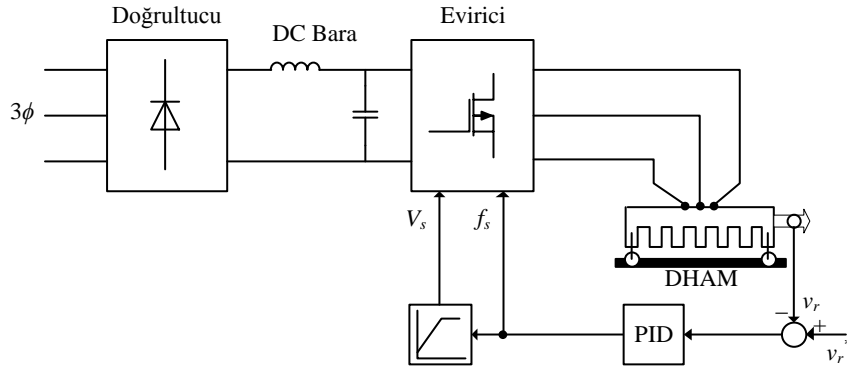
Düşük hız bölgeleri dışında gerilim/frekans oranı doğrusal alınabilir. Makine hızının, senkron hız değerinin üzerine çıkarılması için, makinaya nominal frekansının üzerinde bir frekans uygulanması gerekir. Bu durumda gerilim/frekans oranının sabit tutulabilmesi için gerilimin de artan frekansla artması gerekir, ancak uygulanan gerilimin nominal değerinin üzerine çıkarılması pek arzu edilmez ve bu nedenle makinaya uygulanan gerilim/frekans oranının sabit tutulması koşulu nominal frekansın üzerindeki değerlere karşılık olarak makinaya uygulanan gerilimin nominal değerinde sabit tutulması ile sonuçlanır. Primer geriliminin genlik ve frekansının bu bilgiler ışığında elde edilen değişimleri Şekil 1.22'de verilmiştir [10].



Şekil 1.22. Gerilim/frekans değişim eğrisi

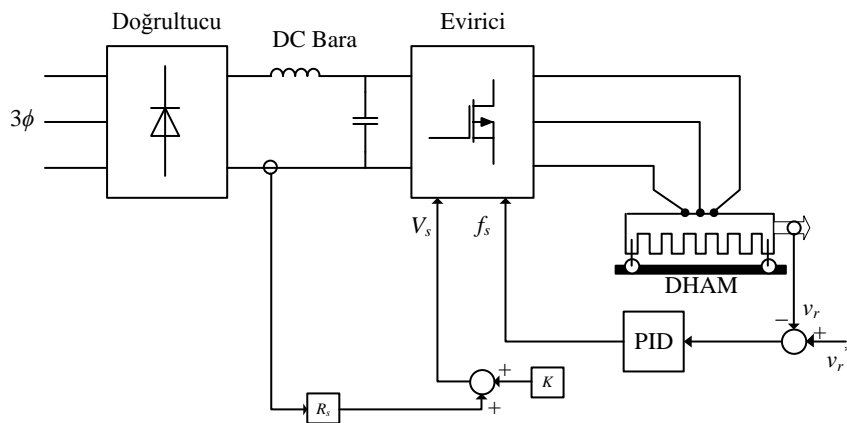


Kapalı çevrimli gerilim/frekans oranının sabit tutulduğu skalar hız kontrol yöntemleri için değişik tasarımlar önerilmiştir. Bunlardan birinin şeması Şekil 1.23’de verilmiştir.



Şekil 1.23. Skalar kontrole ilişkin blok şema

Hız kontrol sisteminde, istenen hız değeri ile geribesleme alınan makinanın gerçek hızının karşılaştırılması sonucunda oluşan hız hatasının ortadan kaldırmak için endüstride yaygın olarak kullanılan PID tipi kontrolörlerden yararlanır. PID kontrolörünün çıkışından elde olunan kontrol işareti makinaya uygulanacak primer geriliminin frekansını belirler. Diğer kontrol büyüklüğü ise bu yöntemde gerilim/frekans oranını sabit tutacak şekilde oluşturulan genlik değeridir.



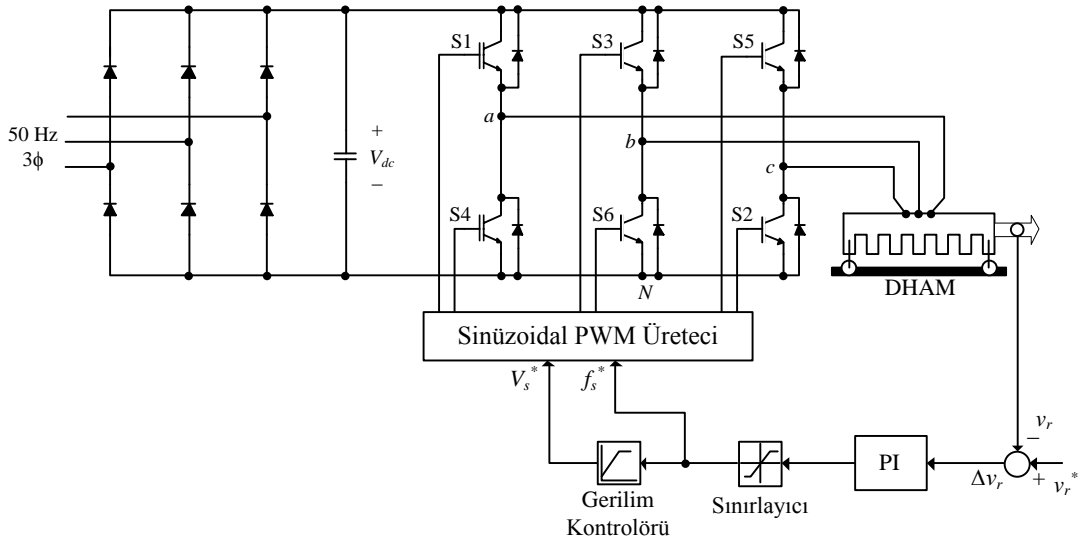
Şekil 1.24. Kayma kompanzasyonlu skalar kontrol blok şeması

Şekilde, düşük hızlarda primer direncinde oluşan gerilim düşümünü kompanse edebilmek için frekans ile gerilimin değişimini gösteren bir blok yer almaktadır [10]. Fakat

primer direncinde oluşan gerilim düşümünün kompanze edilmesi için bir fonksiyon üretici kullanmak yerine, bu gerilimin kompanzasyonu için akan akımın etkisini doğrudan kontrol sistemine verebilmek amacıyla ara devreden alınan akım geri beslemesinden yararlanılmaktadır. Böylece kayma kompanzasyonlu kontrol yapısı gerçekleştirilmektedir. Şekil 1.24’de bu duruma ilişkin blok şema verilmiştir.

### 1.6.2. Doğrusal Hareketli Asenkron Motorlara Uygulanması

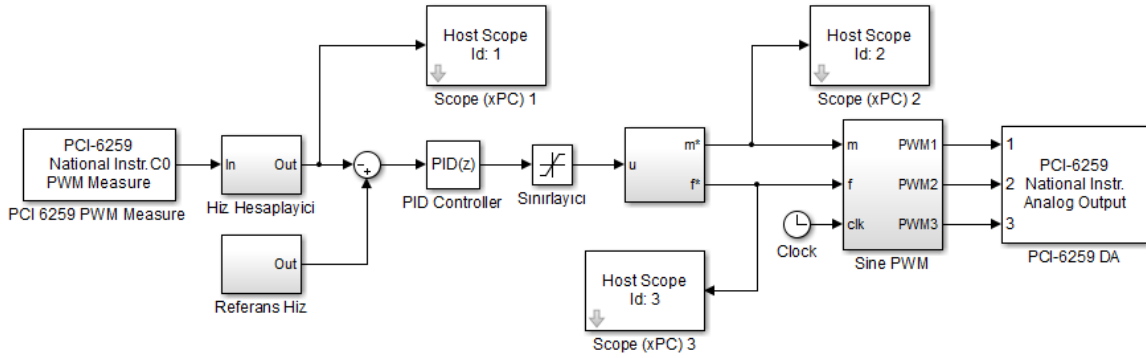
Daha önceki bölümde bahsedildiği gibi skalar hız kontrol yönteminin uygulanması kolaydır. Fakat düşük hız bölgelerinde primer direnci üzerindeki gerilim düşümünün önem kazanması ile motorun kalkış ve sürekli rejimdeki itme kuvveti azalır. Bu, uygulanan hız kontrol yapısının dezavantajını oluşturur. İtme kuvvetindeki bu azalma ise *IR* kompanzasyonu olarak bilinen yapının uygulanması ile giderilmeye çalışılmıştır. Böylece Şekil 1.22’de verildiği gibi hız kontrolü gerçekleştirilen motor için en uygun *V/f* değişim eğrisi elde edilmiştir.



Şekil 1.25. PI denetleyicili skalar hız kontrol yapısı

Bu çalışmada endüstriyel uygulamalarda çokça kullanılan klasik PI denetleyici kullanılarak hız geri beslemesi için gerekli kontrol sağlanmıştır. Kontrolör çıkışı ise önerilen sistemde referans gerilim ve frekans değerlerinin doğrudan üretilmesi için

kullanılmıştır. Bunun için önerilen ve uygulaması gerçekleştirilen skalar hız kontrol yapısının blok şeması Şekil 1.25’de gösterilmiştir.



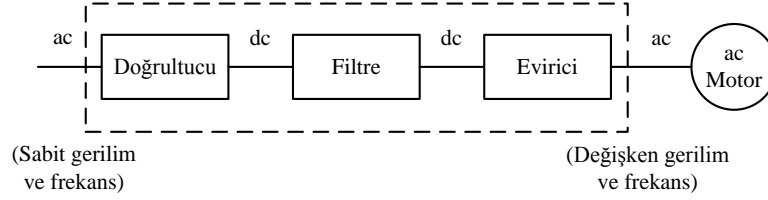
Şekil 1.26. Önerilen kontrol yapısı için oluşturulan Matlab/Simulink programı

Şekil 1.26’da 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. Hız hatasının PI 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.

### 1.7. Değişken Frekanslı Sürücü Sistemleri

Şekil 1.25’den de görüldüğü gibi makine bu hız kontrol sisteminde gerilim ara devreli bir evirici üzerinden beslenmekte olup makinaya uygulanan gerilimin genlik ve frekansı, evirici katında yer alan IGBT’lerin anahtarlanması ile değiştirilmektedir. Bu çeviriciler istenen çıkış hızına göre frekansı ayarlama yeteneği, sabit hava aralığı değerini korumak üzere gerilimi ayar edebilme yeteneği ve anma akım değerini herhangi bir frekansta ve sürekli olarak sağlayabilme yeteneği gibi temel görevleri yerine getirmelidirler [11]. Şekil 1.27’de verilen blok şema, şebeke girişinin kontrollü veya

kontROLSÜZ bir doğrultucu aracılığıyla doğrultulup motora genliği ve frekansı ayarlanabilen üç fazlı gerilim ve akımlar sağlanması temel kavramını vermektedir.



Şekil 1.27. Ara devreli frekans çevirici blok şeması

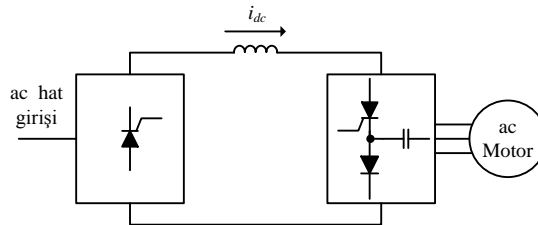
Bu çeviriciler ara devre türüne göre,

- Akım Ara Devreli Frekans Çeviriciler
- Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler

olmak üzere ikiye ayrılırlar. İsimlerinden de anlaşıldığı gibi bu çeviriciler arasındaki temel fark, gerilim ara devreli çeviricilerde çıkışta bulunan evirici, dc girişini bir doğru gerilim kaynağı olarak, akım ara devreli çeviricilerde ise evirici, dc girişini bir doğru akım kaynağı olarak görür.

### 1.7.1. Akım Ara Devreli Frekans Çeviriciler

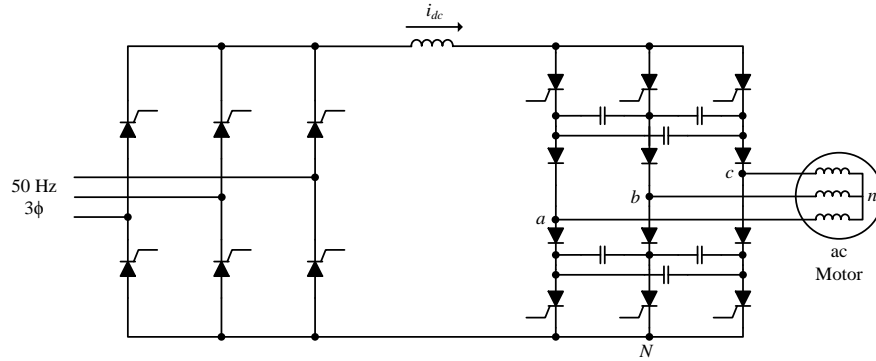
Akım ara devreli frekans çevirici blok şeması Şekil 1.28’de verilmiştir. Sistem temelde kontrollü bir doğrultucu, büyük bir endüktans ve bir eviriciden oluşmaktadır.



Şekil 1.28. Akım ara devreli frekans çevirici blok şeması

Şekil 1.29’da ise üç fazlı bir şebeke girişi varsayımı altında, akım ara devreli frekans çeviricili sürücü sisteminin devre şeması verilmiştir. Bu çeviricilerde ara devrede büyük bir

endüktans kullanılmasının nedeni, dc hattın, evirici girişinde bir akım kaynağı gibi davranmasını sağlamaktır [11]. Eviricinin görevi sadece frekansı değiştirmektir. Bundan dolayı evirici, Şekil 1.33’de verilen çıkış gerilimine yol açan kare dalga modunda çalışır. Buna karşılık akımın genliğinin değiştirilmesi ise, ara devrede yer alan büyük endüktans nedeni ile oldukça gecikmeli de olsa şebekeye bağlı kontrollü bir doğrultucu ile gerçekleştirilmektedir. Yine akım genliğinin şebekeye bağlı kontrollü bir doğrultucu üzerinden gerçekleştiriliyor olması nedeni ile devre, şebekeden bazı tetikleme açılarında oldukça harmonikli akımlar çeker. Bundan dolayı sisteme ilişkin güç faktörü de oldukça kötüdür [10].



Şekil 1.29. Akım ara devreli frekans çeviricili sürücü sistemi devre şeması

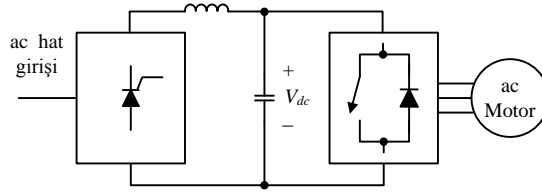
Eviricide güç anahtar elemanları olarak, komutasyonları gerilim ara devreli eviricide kullanılanlara göre daha basit olan şebeke frekanslı tristörler tercih edilmektedir. Bu kontrol edilebilir anahtarların giderek artan güçlerde bulunabilmesi, akım ara devreli frekans çeviricilerin genellikle çok yüksek güçlü uygulamalarda kullanılmasına yol açmaktadır. Şekil 1.29’da eviricide kullanılan tristörlerin kesime gitmesi için gerekli komütasyon devreleri de gösterilmiştir. Bu devreler diyot, kondansatör ve motor kaçak endüktanslarından oluşur. Bunun sonucu olarak evirici, sadece tasarlanmış olduğu motor için kullanılabilir. Farklı parametrelere sahip bir motoru sürmek için kullanılamaz. Ayrıca akım ara devreli çeviricinin frekans kontrol bölgesinin dar olması, ara devre endüktansı ve komütasyon kondansatörlerinde pahalı olması bu sürücü sisteminin dezavantajlarını oluşturmaktadır.

### 1.7.2. Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler

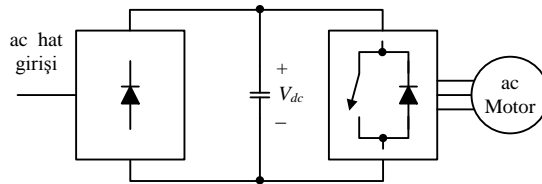
Bu çeviriciler kullanılan doğrultucu ve evirici türlerine göre iki sınıfa ayrılırlar.

- Değişken Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler
- Sabit Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler

Şekil 1.30.a'da blok şeması verilen değişken gerilim ara devreli frekans çeviricide, çıkış gerilimin genliği kontrollü bir doğrultucu, frekansı da evirici ile değiştirilmektedir. Şekil 1.30.b'de blok şeması verilen sabit gerilim ara devreli frekans çeviricide ise çıkış gerilimin genliği ve frekansı evirici katında yer alan güç yarıiletken anahtar elemanların uygun bir şekilde tetiklenmeleri ile değiştirilmektedir.



(a) Değişken gerilim ara devreli frekans çevirici



(b) Sabit gerilim ara devreli frekans çevirici

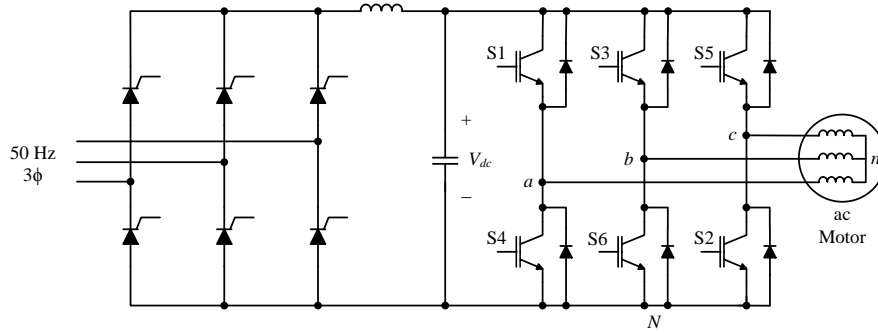
Şekil 1.30. Gerilim ara devreli frekans çevirici blok şemaları

Şekil 1.30.b'de olduğu gibi evirici girişindeki doğru gerilim, kontrolsüz doğrultucular ile sağlanması durumunda giriş güç faktörü bire yakın değerler alır ve şebekeden kontrollü doğrultucu durumuna göre daha az harmonikli akımlar çeker [10]. Gerilim ara devreli çeviricilerde, evirici katında güç anahtarları olarak tristör kullanılabilir. Fakat eviricilerin tristörlü olarak gerçekleştirilmesi durumunda, tristörlerin kesime gitme işlevi (komütasyon olayı), oldukça zor ve karmaşık kontrol devreleri gerektiğinden, günümüzde daha çok IGBT'ler tercih edilmektedir. Ayrıca bu çeviricilerde, doğrultucu

çıkışına doğru gerilimi sabit tutabilecek büyüklükte paralel bir kondansatör konularak, dc hattın, evirici girişinde bir gerilim kaynağı gibi davranması sağlanır.

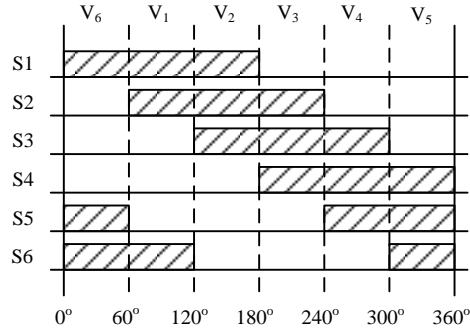
### 1.7.2.1. Değişken Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler

Şekil 1.30.a'da blok şeması verilen bu tür çeviricilerde, çıkış geriliminin genliği, girişteki doğru gerilimin ayarlanmasıyla sağlanır. Bu nedenle eviricinin, yalnızca çıkış geriliminin frekansını kontrol etmesi gerekmektedir [11]. Bundan dolayı bu tür çeviricilerin ara devre çıkışında, altı adımlı olarak da bilinen kare dalga eviriciler (Six-Step VSI) kullanılır. Şekil 1.30.a'da verilen blok şemada yer alan doğrultucu, kontrollü olabileceği gibi kontrolsüz doğrultucu ve buna ilave bir doğru akım kıyıcı da olabilir [10]. Şekil 1.31'de değişken gerilim ara devreli frekans çeviricili bir sürücü sisteminin devre şeması verilmiştir.



Şekil 1.31. Değişken gerilim ara devreli frekans çeviricili sürücü sistemi devre şeması

Bu çeviricilerde kullanılan kare dalga evirici için gerekli anahtarlama durumları Şekil 1.32'de verilmiştir. Burada  $0^\circ-360^\circ$  aralığı çevirici çıkışında istenen dalganın frekansına göre belirlenen süredir. Verilen evirici anahtar durumları incelendiğinde, çıkışta bir kare dalganın oluşması için her anahtarın  $120^\circ$ 'de bir konum değiştirmesi gerektiği görülmektedir. Örneğin, A fazı kolunda bulunan  $S_1$  anahtarı  $0^\circ-60^\circ$  aralığında ilk olarak kapalı konuma geçmiş,  $120^\circ$  sonra yani  $180^\circ-240^\circ$  aralığında ise açık konumunu almıştır. Benzer şekilde diğer anahtarlarda belirli sıraya göre  $120^\circ$  aralıklarla konum değiştirmiştir. Bu durumda her anahtar, çalışma frekansına göre belirlenen sürenin yarısı olan  $180^\circ$  iletimde kalır. Bundan dolayı her  $60^\circ$ 'de bir anahtarlar belli sıra ile iletime geçerek çıkış gerilimi kare dalga biçimini alır.



Şekil 1.32. Kare dalga evirici için gerekli anahtarlama durumları

Şekil 1.32'den kare dalga evirici için bir periyot boyunca altı anahtarlama durumunun oluştuğu görülmektedir. Eviricideki olası anahtarlama durumları birer anahtarlama vektörü ile ifade edilebilir. Bu gerilim vektörlerin tamamı aktif vektörler olup sargıların oluşturduğu akı, uygulanan gerilim vektörleri doğrultusunda artar. Buna göre Şekil 1.32'de verilen her olası anahtarlama durumu için aralıklara göre kare dalga evirici çıkış geriliminin faz-faz ve faz-nötr değişimleri Tablo 1.1'de verildiği gibi olur.

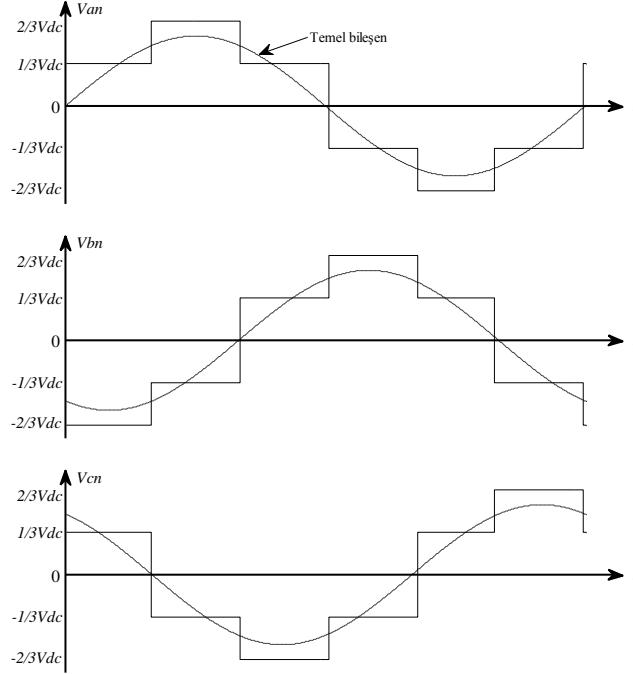
Tablo 1.1. Kare dalga anahtarlama çıkış geriliminin aralıklara göre değişimi

Gerilim Vektörü	Anahtarlama Durumları			Faz-Nötr Gerilimi			Faz-Faz Gerilimi			
	Aralık (°)	S <sub>1</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>5</sub>	V <sub>an</sub>	V <sub>bn</sub>	V <sub>cn</sub>	V <sub>ab</sub>	V <sub>bc</sub>	V <sub>ca</sub>
V <sub>1</sub>	0 – 60	1	0	0	2V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub>	0	-V <sub>dc</sub>
V <sub>2</sub>	60 – 120	1	1	0	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	-2V <sub>dc</sub> /3	0	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>
V <sub>3</sub>	120 – 180	0	1	0	-V <sub>dc</sub> /3	2V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>	0
V <sub>4</sub>	180 – 240	0	1	1	-2V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub>	0	V <sub>dc</sub>
V <sub>5</sub>	240 – 300	0	0	1	-V <sub>dc</sub> /3	-V <sub>dc</sub> /3	2V <sub>dc</sub> /3	0	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>
V <sub>6</sub>	300 – 360	1	0	1	V <sub>dc</sub> /3	-2V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub> /3	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	0

Şekil 1.31'de verilen çevirici çıkışındaki V<sub>an</sub>, V<sub>bn</sub> ve V<sub>cn</sub> faz-nötr gerilim dalga şekilleri ise Şekil 1.33'de verilmektedir. Kare dalga çalışmada Şekil 1.33'de görüldüğü gibi evirici giriş gerilimi V<sub>dc</sub> olmak üzere bu dalganın temel bileşeninin tepe değeri aşağıdaki bağıntı ile hesaplanabilir.



$$V_{p\_sixstep} = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2} \quad (51)$$



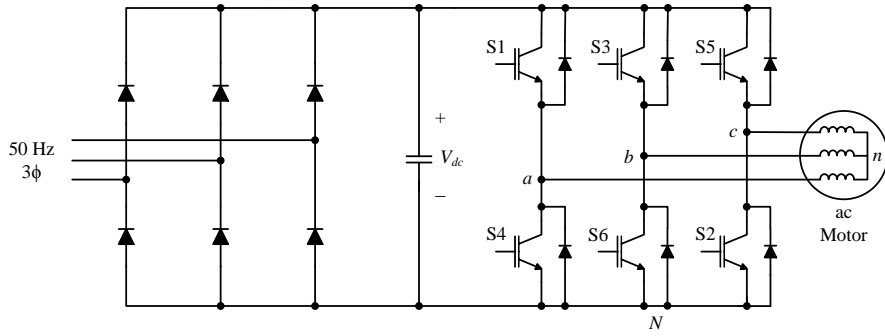
Şekil 1.33. Değişken gerilim ara devreli frekans çeviricinin çıkış gerilimi dalga şekilleri

Aynı şekilde yine bu şekilden, çıkış gerilimi genliğinin evirici tarafından ayarlanmasının mümkün olmadığı görülmektedir. Bu nedenle eğer çeviricinin çıkış gerilimi değiştirilmek isteniyorsa, evirici girişindeki  $V_{dc}$  geriliminin kontrol edilmesi gerekmektedir. Bundan dolayı bu çeviricilerin girişinde kontrollü bir doğrultucu kullanılır. Fakat bu devrede yer alan kondansatör büyük değerli olduğu için istenen gerilim değişimlerine sistemin cevabı yavaş olur.

### 1.7.2.2. Sabit Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler

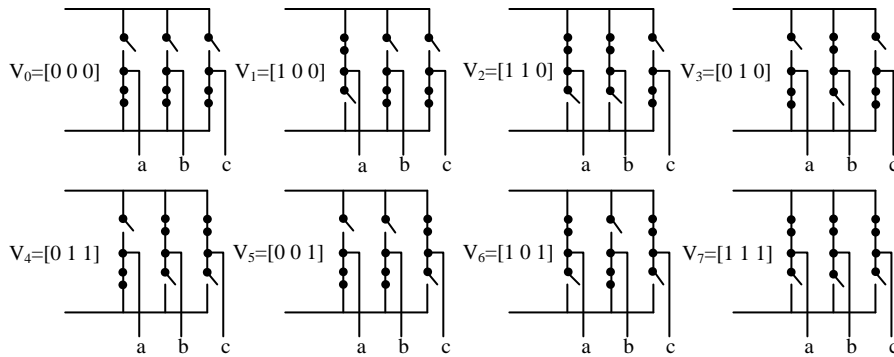
Şekil 1.30.b'de blok şeması verilen bu tür çeviricilerde, eviricilerin girişindeki doğru gerilim sabittir. Çünkü bu gerilim şebeke geriliminin kontrolsüz bir doğrultucu tarafından doğrultulmasıyla sağlanır. Bu nedenle evirici, çıkış geriliminin hem frekansını hem de genliğini ayarlamak zorundadır. Bu ayar, eviricinin anahtarlama işaretlerinin darbe genişlik

modülasyonu (PWM, Pulse Width Modulation) yöntemleri kullanılarak elde edilmesi ile sağlanmaktadır. Bundan dolayı bu tür çeviricilerin ara devre çıkışında PWM eviriciler (PWM VSI) kullanılır. Şekil 1.34’de sabit gerilim ara devreli frekans çeviricili bir sürücü sisteminin devre şeması verilmiştir.



Şekil 1.34. Sabit gerilim ara devreli frekans çeviricili sürücü sistemi devre şeması

Bu çeviricilerde kullanılan eviriciler için gerekli anahtarlama durumları bu bölüm içerisinde ele alınan PWM yöntemlerinden biri kullanılarak elde edilebilir. PWM anahtarlama sekiz olası anahtarlama durumu söz konusudur. Bu olası sekiz anahtarlama durumu Şekil 1.33’de verildiği gibi olacaktır. Bu anahtarlamalardan altısı kare anahtarlama verilen aktif gerilim vektörleri ( $V_1 - V_6$ ) olup diğer ikisi ise sıfır gerilim vektörleridir ( $V_0$  ve  $V_7$ ). Sıfır gerilim vektörleri faz sargılarını kısa devre eder ve sargıların oluşturduğu akıda bir değişiklik oluşturmaz.



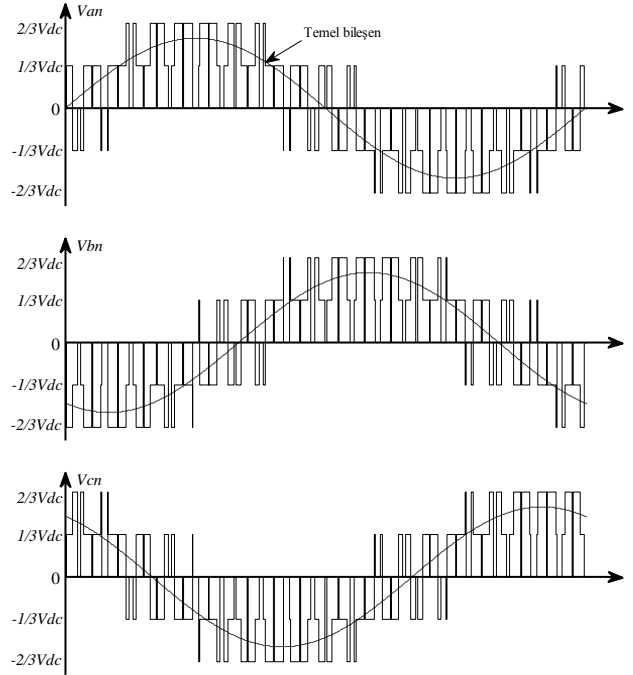
Şekil 1.35. PWM eviricide anahtarlama durumları

Buna göre Şekil 1.35’de verilen her olası anahtarlama durumu için evirici çıkışında oluşacak gerilimin faz-faz ve faz-nötr değişimleri ise Tablo 1.2’de verildiği gibi olur.

Tablo 1.2. 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 1.35’de verilen çevirici çıkışındaki  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  ve  $V_{cn}$  faz-nötr gerilim dalga şekilleri ise Şekil 1.36’da verilmektedir.



Şekil 1.36. Sabit gerilim ara devreli frekans çeviricinin çıkış gerilimi dalga şekilleri

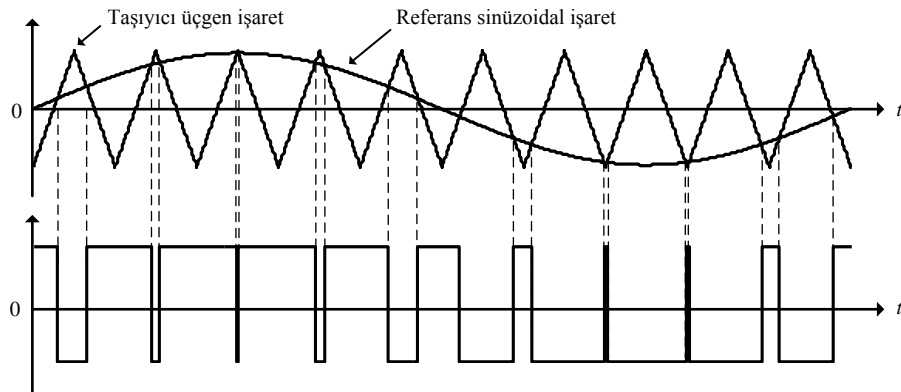
PWM çalışmada Şekil 1.36'da görüldüğü gibi çıkış dalganın temel bileşeninin tepe değeri kullanılan PWM yöntemine göre değişmektedir.

### 1.7.3. Değişken Frekanslı Çeviricilerde Kullanılan PWM Yöntemleri

Değişken hızlı sürücü sistemleri uygulamalarında, güç katı olarak, çoğunlukla değişken genlik ve frekansın elde edildiği ara devreli frekans çeviriciler kullanılmaktadır. Sinüzoidal gerilimler elde edilmesi için en ekonomik ve uygulanması en kolay sürücü sistemi, evirici giriş genliğinin sabit tutulduğu fakat bu genliğin uygulanma süresinin ya da darbe genişliğinin çıkışta istenilen sinüzoidal işarete göre modüle edilerek, darbe dizisi biçimindeki işaretlerin oluşturulduğu PWM eviricili sürücü sistemidir. Bu sürücü sisteminde çıkış geriliminin dalga biçiminin sinüse yaklaştırılması önemli bir amaçtır. Bu amaca yönelik de sinüzoidal ve histeresiz PWM yöntemleri uygulama bakımından kolay olduğundan daha çok kullanılmaktadır.

#### 1.7.3.1. Sinüzoidal PWM (SPWM)

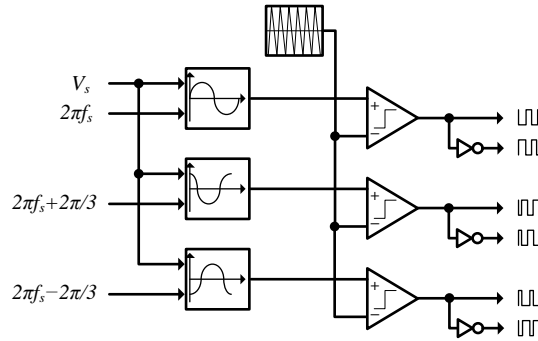
Sinüzoidal PWM en çok kullanılan ve en iyi bilinen yöntemdir. Bu yöntem, Şekil 1.37'de görüldüğü gibi bir referans sinüzoidal dalga, yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen dalga ile karşılaştırılarak kesişme noktalarında darbelerin üretilmesiyle gerçekleştirilmektedir.



Şekil 1.37. Sinüs-üçgen karşılaştırılması ile elde edilen PWM dalga şekli

Karşılaştırma sonunda eğer referans sinüzoidal dalga, taşıyıcı üçgen dalgadan büyük ise eviricinin üst kolunda yer alan anahtar, tersi durumunda ise alt kolunda yer alan anahtar iletime sokulur. Taşıyıcı üçgen dalganın frekansı, güç devresindeki anahtarlama frekansına eşittir. Bu durumda Şekil 1.37’den de görüldüğü gibi üretilen PWM işarette 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 PWM şeklinde gerilimler elde edilir. Üç fazlı eviricide dengeli üç fazlı çıkış gerilimleri elde etmek için ise, aynı üçgen dalga şekli, Şekil 1.38’deki blok şemada görüldüğü gibi üç tane,  $120^\circ$  faz farklı sinüzoidal referans gerilimleri ile karşılaştırılır.



Şekil 1.38. Sinüzoidal PWM ile üç fazlı evirici anahtarlama işaretlerinin elde edilişi

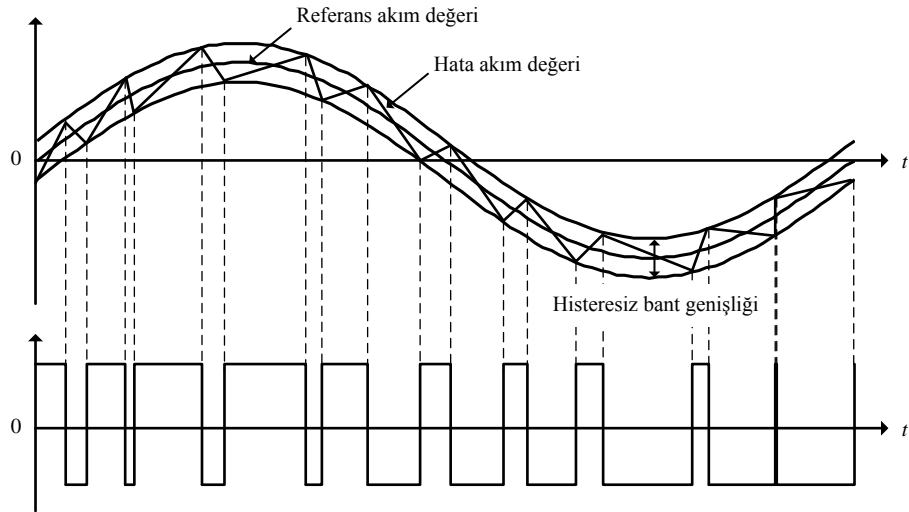
Şekilden de görüldüğü gibi darbelerin elde edilmesinde kullanılan sinüs fonksiyonları makinaya uygulanacak gerilimin genliği ve frekans bilgilerinden hareketle her bir faz için aşağıdaki gibi oluşturulmaktadır.

$$\begin{aligned}
 V_a^{ref} &= \sqrt{2}V_s \sin(2\pi f_s) \\
 V_b^{ref} &= \sqrt{2}V_s \sin(2\pi f_s + 2\pi/3) \\
 V_c^{ref} &= \sqrt{2}V_s \sin(2\pi f_s - 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{52}$$

Bu durumda makine hızının kontrol edilmesi amacıyla makinaya uygulanan faz gerilimlerinin genlik ve frekanslarının değişimleri, PWM üretmede kullanılan (52)'deki sinüzoidal işaretlerin genlik ve frekanslarının değiştirilmesi ile sağlanır.

### 1.7.3.2. Histeresiz PWM (HPWM)

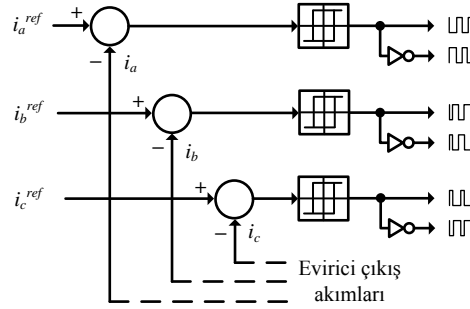
Sinüzoidal PWM'de makinaya uygulanacak gerilimler doğrudan kontrol edilirken, bu yöntemde makinaya uygulanan gerilimler akım kontrolü sonucunda elde edilmektedir. Makinadan akacak akımın sinüzoidal olması istendiğine göre amaç, motor akımlarının sinüzoidal referans akımlarını izlemesini sağlayacak bir PWM yöntemi oluşturmaktır. Bu da histeresiz PWM yöntemi ile gerçekleştirilebilir. Bu yöntemde PWM işareti, evirici çıkış akımından alınan bir akım örneği ile referans akım karşılaştırılarak oluşan hatanın belirlenen bant içerisinde kalmasını sağlayacak şekilde üretilir.



Şekil 1.39. Histeresiz akım kontrolörü ile elde edilen PWM dalga şekli

Şekil 1.39'da görüldüğü gibi eğer gerçek akım, üst tolerans bandının ötesine geçmeye çalışırsa, eviricinin alt kolundaki anahtar iletme sokularak motor akımının azalması sağlanır. Ters durumda yani gerçek akım alt tolerans bandının altına inmeye çalışırsa, eviricinin üst kolundaki anahtar iletme sokularak motor akımının artması sağlanır.

Şekil 1.40’da ise bu yöntem kullanılarak üç fazlı anahtarlama elde edilebileceği blok şema verilmiştir. Görüldüğü gibi üç tane,  $120^\circ$  faz farklı sinüzoidal referans akımları, evirici çıkışından ölçülen faz akımları ile karşılaştırılmış, oluşan hata histeresiz kontrolörlere uygulanarak anahtarlama işaretleri elde edilmiştir.



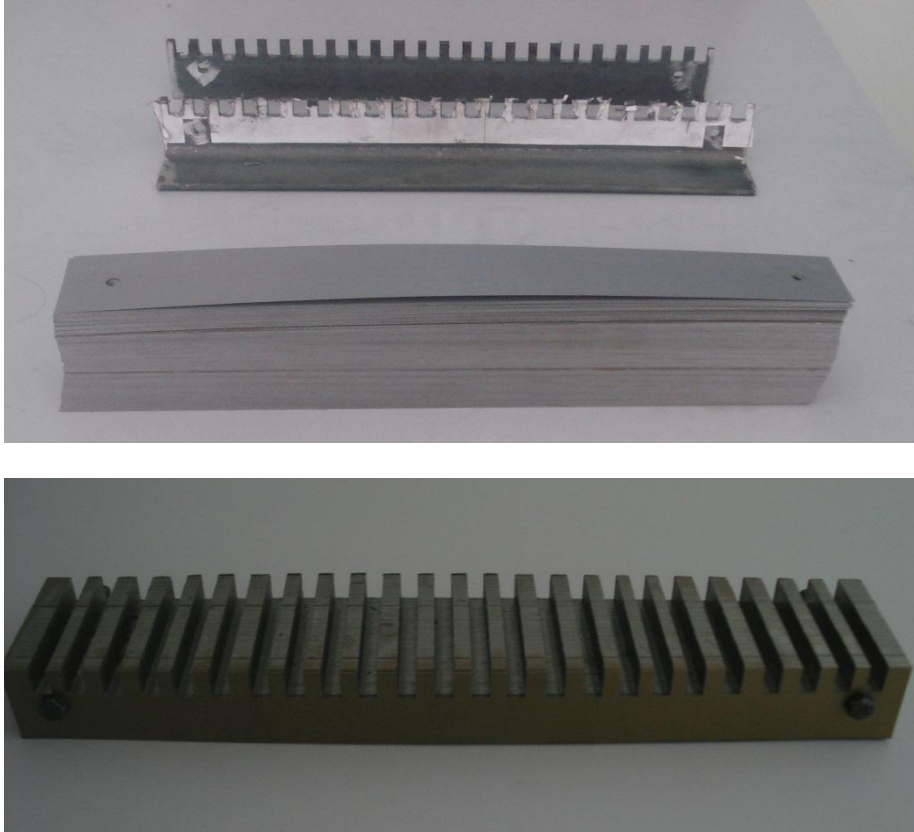
Şekil 1.40. Histeresiz PWM ile üç fazlı evirici anahtarlama işaretlerinin elde edilişi

Histeresiz bant genişliği, histeresiz kontrolörler tarafından belirlenirken, akımın üst limitten alt limite ya da tam tersine hangi hızda değişebildiğine bağlı olarak da anahtarlama frekansı belirlenir. Fakat bu yöntemde anahtarlama frekansı, akım dalga şekli boyunca sabit kalmaz, sürekli değişir. Bundan dolayı evirici çıkış akımında uygun olmayan harmonikler oluşur.

## 2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

### 2.1. Tek Yanlı DHAM'nin Tasarımının Gerçekleştirilmesi

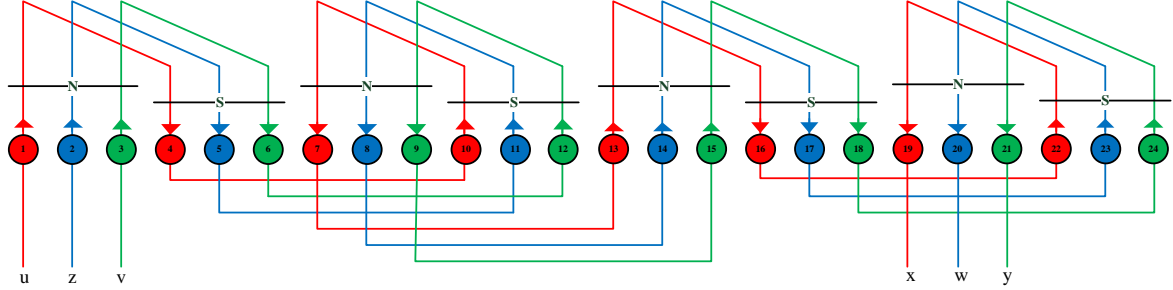
İstenilen boyutlarda silisyum saçların temin edilmesiyle boyutları belirlenen bir DHAM'nin tasarımı gerçekleştirilebilir. DHAM primer çekirdeğini oluşturmak için kullanılan Şekil 2.1'deki silisyum saçların kalınlığı 0.35 mm, boyu 340 mm ve genişliği ise 40 mm'dir. Bu durumda motor uzunluğumuz ( $L$ ) 340 mm olup, motor genişliği ( $D$ ) ise toplamda 86 adet silisyum saç kullanılarak 65 mm olacak şekilde bir araya getirilmiştir. Elde edilen bu silisyum saçlar tasarımı gerçekleştirilmek istenen DHAM boyutlarına göre oluşturulmuş kalıpta torna makinasında kesilerek primer saç paketleri elde edilmiştir. Şekil 2.1'de oluşturulan kalıp, saçlar ve kesilmiş saç paketleri gösterilmektedir. Bu durumda tasarlanan DHAM, toplam oluk sayısı 24 olacak şekilde oluk derinliği ( $h_s$ ) 13 mm, oluk genişliği ( $w_s$ ) 7 mm, dış genişliği ( $w_t$ ) 7 mm ve boyunduruk uzunluğu ( $h_y$ ) 27 mm'dir.



Şekil 2.1. DHAM tasarımı için kullanılan silisyum saçlar



Tasarlanan DHAM'nin primer sargılarını oluşturmak için Şekil 2.2'de verilen tek tabakalı sargı düzeni kullanılmıştır.



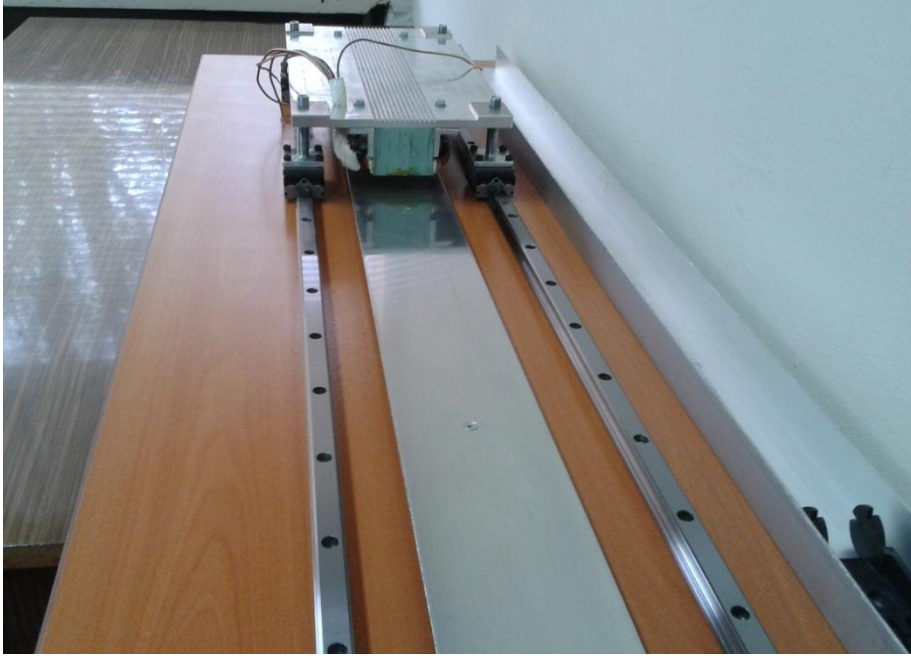
Şekil 2.2. Tasarlanan DHAM'nin tek tabakalı primer sargı düzeni

Kutup adımı ( $\tau$ ) 42 mm ve makinanın kutup sayısı ( $2p$ ) 8 olacak şekilde sargılar yerleştirilmiştir. 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 2.3. Oluşturulan tek tabakalı primer sargı düzeni

Primer yapının oluşturulmasıyla sekonder yana ilişkin yapı, yani tepki tabaka tasarımı gerçekleştirilmiştir. 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 Şekil 2.4'deki gibi bir sekonder yapı oluşturulmuştur.



Şekil 2.4. Tasarımı gerçekleştirilen DHAM

Tablo 2.1’de ise tasarımı gerçekleştirilen doğrusal hareketli asenkron motorun boyutları verilmiştir.

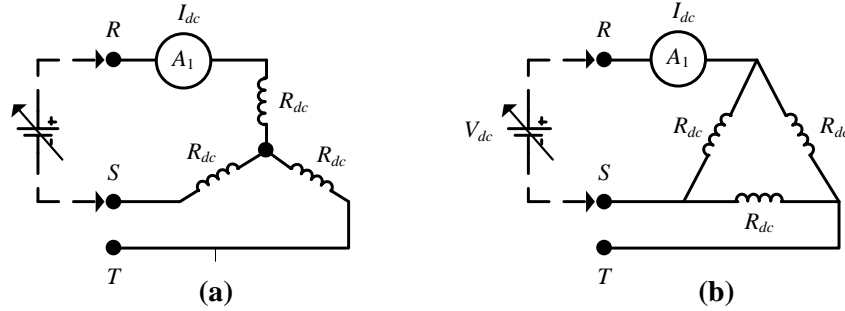
Tablo 2.1. Tasarımı gerçekleştirilen DHAM’nin boyutları

<b>DHAM Boyutları</b>	
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 ( $h_v$ )	27 mm
Kutup adımı ( $\tau$ )	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 ( $\phi$ )	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

## 2.2. Tek Yanlı DHAM'nin Eşdeğer Devre Parametrelerinin Çıkarılması

### 2.2.1. DC Primer Direncinin Belirlenmesi

Motorun primer sargı uçlarından herhangi ikisine ayarlı DC kaynaktan gerilim uygulanır. Gerilim değeri sıfırdan başlanarak artırılır, primer sargılarından geçen akım motorun AC nominal akım değerine ulaşınca, uygulanan gerilim ve çekilen akım kaydedilir. Daha sonra motor sargılarının üçgen veya yıldız bağlı durumu göz önünde bulundurularak primer sargısının bir faz DC direnç değeri bulunur. DC primer direncinin belirlenmesi için gerekli deneysel düzenek Şekil 2.5'de verilmiştir.



Şekil 2.5. DC primer direncinin belirlenmesi için gerekli deneysel düzenek

Buna göre  $V_{dc}$  uygulanan DC gerilim ve  $I_{dc}$  sargılardan geçen nominal akım değeri olmak üzere,

- Sargıların yıldız bağlı durumu için,

$$R_{dc} = \frac{V_{dc}}{2I_{dc}} \quad (53)$$

- Sargıların üçgen bağlı durumu için,

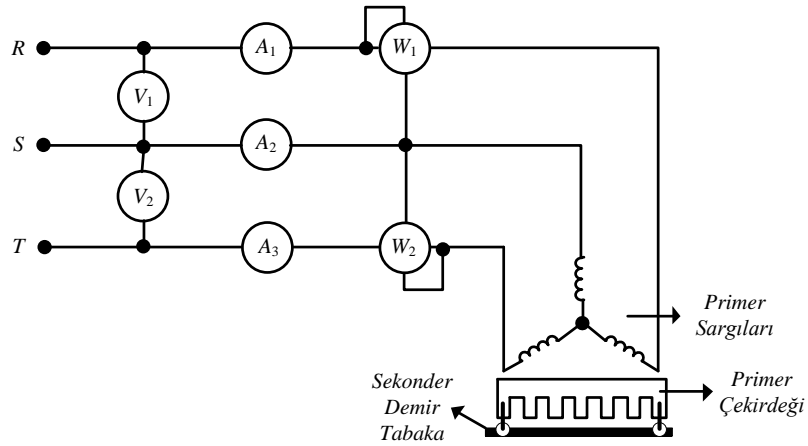
$$R_{dc} = \frac{3V_{dc}}{2I_{dc}} \quad (54)$$

şeklinde hesaplanır.

### 2.2.2. Sekonderi Açık Devre Deneyi

Döner hareketli asenkron motor için kullanılan boşa çalışma deneyi, doğrusal hareketli asenkron motorun özel yapısından dolayı uygulanamaz. Çünkü sekonder boyu kısa olduğundan, yüksüz durumdaki motorun sürekli duruma ulaşabilmesi için yeterli zamanı olmayacaktır. Bundan dolayı doğrusal hareketli asenkron motorun boşa çalışma deneyi, hava aralığı değişmeyecek şekilde sekonder alüminyum tabakanın kaldırılması ile gerçekleştirilir. Bu deney transformatörlerdeki sekonderi açık devre deneyi ile benzerlik gösterdiğinden boşa çalışma deneyi yerine sekonderi açık devre deneyi ifadesi kullanılır.

Sekonderi açık devre deneyini gerçekleştirebilmek için gerekli deneysel düzenek Şekil 2.6'da verilmiştir.



Şekil 2.6. Sekonderi açık devre deneyi için bağlantı şeması

Motorun primer sargılarının bağlantısı üçgen veya yıldız olabilir. Bu deneyde motor anma gerilim değerinde çalıştırılır. Motor çalışırken şebekeden çekilen üç faz akımı, faz gerilimi ve toplam güç ölçülür. Buna göre,

Faz gerilimi,

$$V_1 = V_2 = V_n \quad (55)$$

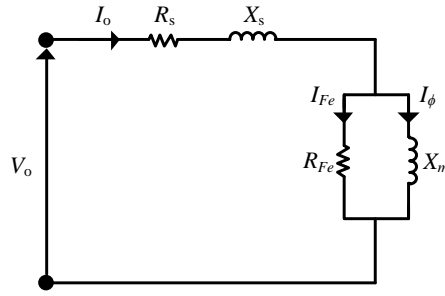
Bir faz akım değeri,

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_o \quad (56)$$

Toplam güç ise aron bağıntısından,

$$P_o = P_1 + P_2 \quad (57)$$

şeklinde hesaplanır. Sekonderi açık devre deneyinde sekonder akımları sıfır ve buna bağlı olarak üretilen itme kuvveti de sıfır olur. Bu, kaymanın çok küçük olup sıfıra yakın olduğu anlamına gelmektedir ( $s \approx 0$ ). Kaymanın çok küçük olması nedeniyle sekonder empedansı  $Z_2'(s)/s$  sonsuz değere sahip olduğu düşünülür. Buna göre sekonderi açık devre deneyi için motorun bir faz eşdeğer devresi Şekil 2.7'deki gibi olur.



Şekil 2.7. Sekonderi açık devre deneyi için motorun bir faz eşdeğer devresi

Sekonderi açık devre deneyinden elde edilen ölçümler Tablo 2.2'de verilmiştir.

Tablo 2.2. Sekonderi açık devre deneyinde elde edilen ölçümler

$V_o$	$I_o$	$P_o$
129 V	2.77 A	220 W

Şekil 2.7'deki eşdeğer devreden ve elde edilen ölçümlerden demir kayıpları,

$$P_{Fe} = P_o - I_o^2 R_s \quad (58)$$

olur. Buradan  $I_{Fe}$  ve  $I_\phi$  akımları,

$$I_{Fe} = \frac{P_{Fe}}{V_o} \quad \text{ve} \quad I_{\phi} = \sqrt{I_o^2 - I_{Fe}^2} \quad (59)$$

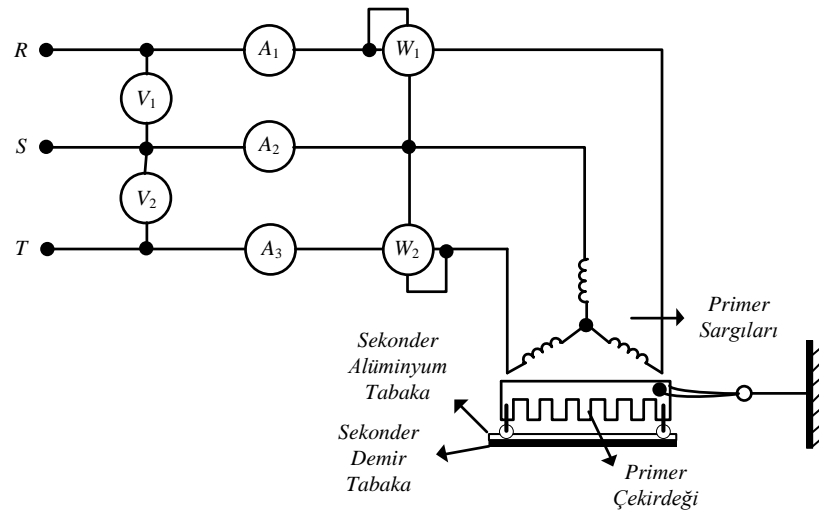
şeklinde hesaplanır. Bu akımların elde edilmesiyle  $R_{Fe}$  direnci ve  $X_m$  reaktansı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$R_{Fe} = \frac{V_o}{I_{Fe}} \quad \text{ve} \quad X_m = \frac{V_o}{I_m} \quad (60)$$

### 2.2.3. Kilitli Hareketli Kısım Deneyi

$R_{Fe}$  direnci ve  $X_m$  mıknatıslanma reaktansı biliniyorsa, sekonder direnci  $R_2'$  ( $s=1$ ) ve primer  $X_s$  ile sekonder reaktansı  $X_r'$  ( $s=1$ ) kilitli hareketli kısım deneyi ile hesaplanabilir. Sekonderi açık devre deneyinde sekonder alüminyum tabaka kaldırılırken kilitli hareketli kısım deneyinde sekonder alüminyum tabaka vardır. Dikkat edilmesi gereken her iki deney sırasında primer ile sekonder arasındaki hava aralığının birbirine eşit olmasıdır.

Kilitli hareketli kısım deneyini gerçekleştirebilmek için gerekli deneysel düzenek Şekil 2.8'de verilmiştir.



Şekil 2.8. Kilitli hareketli kısım deneyi için bağlantı şeması

Motorun hareketli kısmı (primer) özel bir mekanizma ile sabitleştirilerek hareket etmemesi sağlanır. Daha sonra ayarlı alternatif güç kaynağından uygulanan gerilim yavaş yavaş artırılır. Primerden geçen akım dikkatlice ampermetreden okunarak, akım değeri anma değerine ulaşıncaya ölçü aletlerinden gerilim, akım ve güç değerleri ölçülür. Buna göre,

Faz gerilimi,

$$V_1 = V_2 = V_k \quad (61)$$

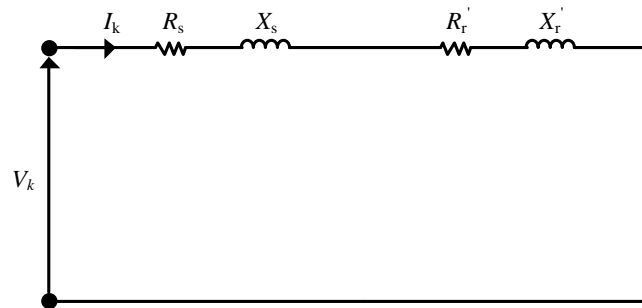
Bir faz akım değeri,

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_k \quad (62)$$

Toplam güç ise aron bağıntısından,

$$P_k = P_1 + P_2 \quad (63)$$

şeklinde hesaplanır. Kilitli hareketli kısım deneyinde motor bir transformatör gibi çalıştığından, kayma  $s=1$  olup, primer ve sekonderde endüklenen gerilimlerin frekansları birbirlerine eşittirler. Buna bağlı olarak da mekanik kayıpları sıfır olur. Dolayısıyla, sekonder ve primerin devresinin empedansı değerine eşit olur. Kilitli hareketli kısım deneyi için motorun bir faz eşdeğer devresi Şekil 2.9'daki duruma gelir.



Şekil 2.9. Kilitli hareketli kısım deneyi için motorun bir faz eşdeğer devresi

Kilitli hareketli kısım deneyinden elde edilen ölçümler Tablo 2.3’de verilmiştir.

Tablo 2.3. Kilitli hareketli kısım deneyinde elde edilen ölçümler

$V_k$	$I_k$	$P_k$
124 V	4.9 A	561 W

Kilitli hareketli kısım deneyinde eşdeğer empedans değeri ölçülen  $V_k$  ve  $I_k$ ’dan,

$$Z_e = \frac{V_k}{I_k} \quad (64)$$

Eşdeğer direnç değeri ise,

$$R_e = \frac{P_k}{I_k^2} \quad (65)$$

olur. Bu durumda sekonder direnci,

$$R_r = R_e - R_s \quad (66)$$

şeklinde hesaplanıp eşdeğer reaktans değeri aşağıdaki şekilde bulunur.

$$X_e = \sqrt{Z_e^2 - R_e^2} \quad (67)$$

Primer ve sekonder reaktansları eşit kabul edilip,

$$X_s = X_r = \frac{X_e}{2} \quad (68)$$

olarak alınır ve tüm eşdeğer devre parametreleri elde edilir. Aşağıdaki şekilde eşdeğer devre parametrelerinin elde edilmesi için oluşturulan deneysel düzenek verilmiştir. Tablo 2.4’de ise DHAM’nin eşdeğer devre parametreleri verilmiştir.





Şekil 2.10. Eşdeğer devre parametrelerinin çıkarılması için gerekli deneysel düzenek

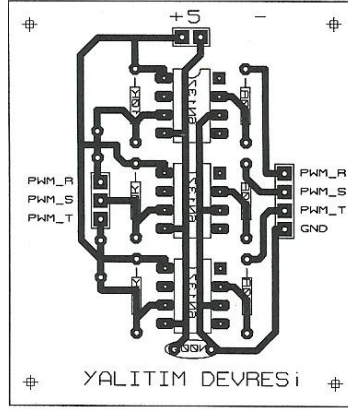
Tablo 2.4. DHAM'nin eşdeğer devre parametreleri

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

## 2.3. Sürücü Devresinin Tasarımı

### 2.3.1. Yalıtım Devresi Tasarımı

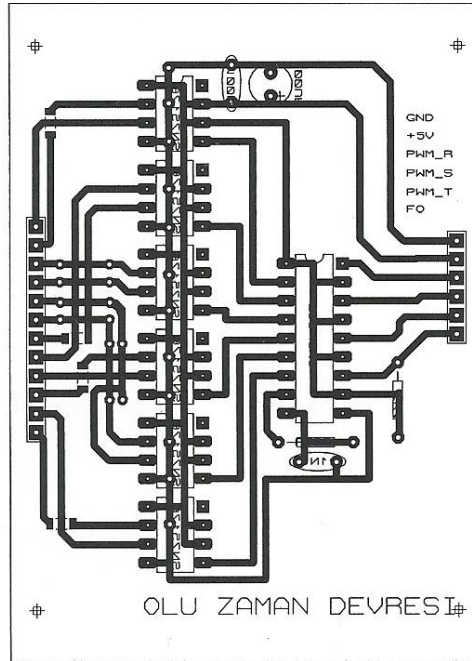
Yalıtım devresi, denetleyici kart ile güç devresini birbirinden izole ederek bağlama amacı ile kullanılır. Bu çalışmada optik yalıtım için 6N137 entegresi kullanılmıştır. Denetleyici karttan gelen evirici anahtarlama sinyalleri 6N137 entegresi ile izole edilerek ölü zaman entegresine girilmiştir. Optik yalıtım entegresi ile oluşturulmuş baskı devre şeması Şekil 2.11'de verilmiştir.



Şekil 2.11. Yalıtım baskı devre şeması

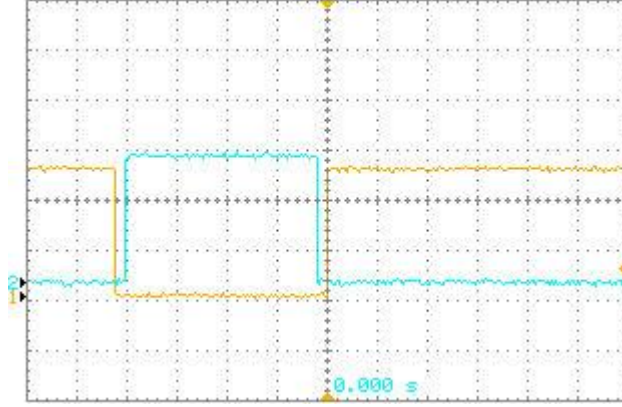
### 2.3.2. Ölü Zaman Devresi Tasarımı

Ölü zaman devresi, eviriciye gönderilen anahtarlama işaretleri arasında gecikme zamanının oluşturulmasını sağlar. 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 entegrenin ilgili bacaklarına bağlanan  $R$  ve  $C$  değerleri ile belirlenir. Şekil 2.12’de ölü zaman devresinin baskı devre şeması verilmiştir.



Şekil 2.12. Ölü zaman baskı devre şeması

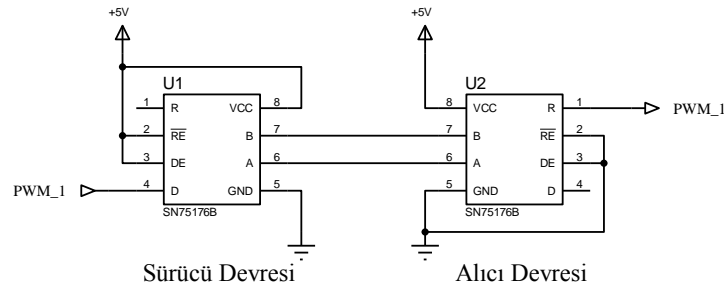
Şekil 2.13’de ise osiloskop ekranında, yalıtım devresinden gelen bir anahtarlama sinyalinin ölü zaman entegresine girilip, eviricinin alt ve üst bacaklarına gönderilecek anahtarlama işaretine ölü zamanın bindirilmesiyle elde edilen sinyaller gösterilmiştir.



Şekil 2.13. Ölü zamanın osiloskop ekranından görünümü

### 2.3.3. Sürücü ve Alıcı Devrelerinin Tasarımı

Deney düzeneğinde kullanılan evirici modülün düzgün bir şekilde çalışması için oluşturulan anahtarlama işaretlerinin gürültüden çok az etkilenecek şekilde uygulanması gerekmektedir. Gürültülerin anahtarlama işaretlerini daha az etkilemeleri için daha çok haberleşme alanında uzak mesafelere bilgilerin aktarılması için kullanılan Texas Instruments firmasının SN75176B fark alıcı entegresi kullanılmıştır. Bu entegre hem sürücü hem alıcı olarak iki yönlü kullanılır. Bu şekilde bir kullanımda gerekli bağlantı şeması Şekil 2.14’de verilmiştir.

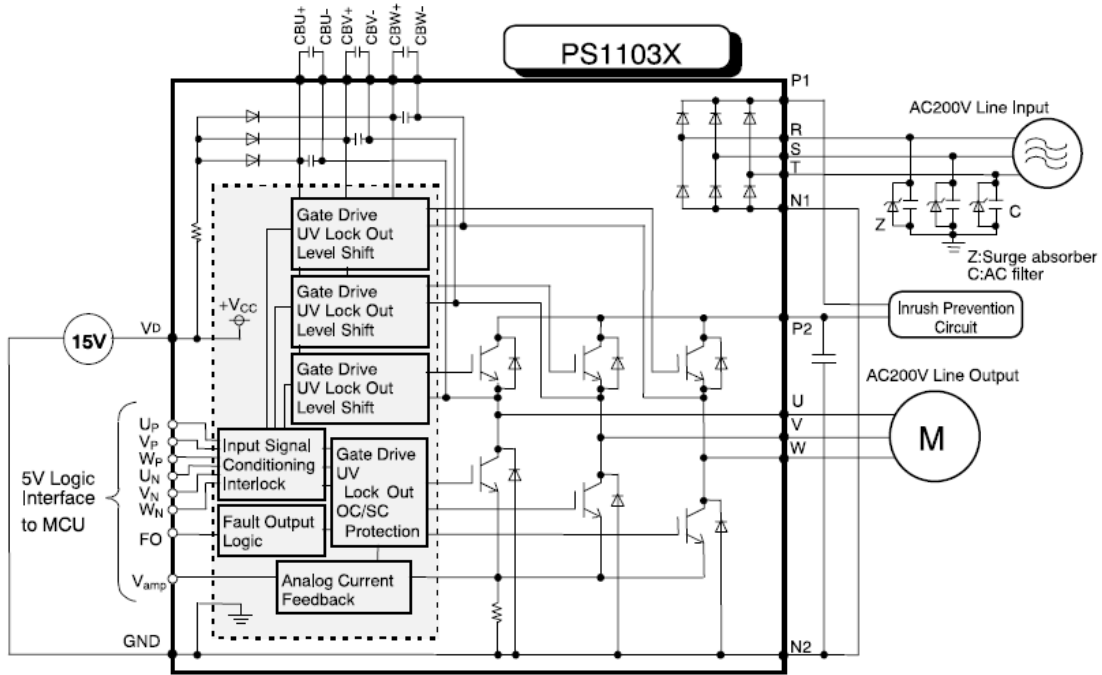


Şekil 2.14. Fark alıcı entegrenin iki yönlü kullanımı için gerekli bağlantı şeması

Bu durumda Şekil 2.12’de ölü zaman entegresi ile kullanılan bu entegre sürücü olarak görev yapmaktadır. Evirici anahtarlama girişinde kullanılması durumunda ise alıcı olarak görev yapar. Bunun için gerekli devre Şekil 2.16’da verilmiştir.

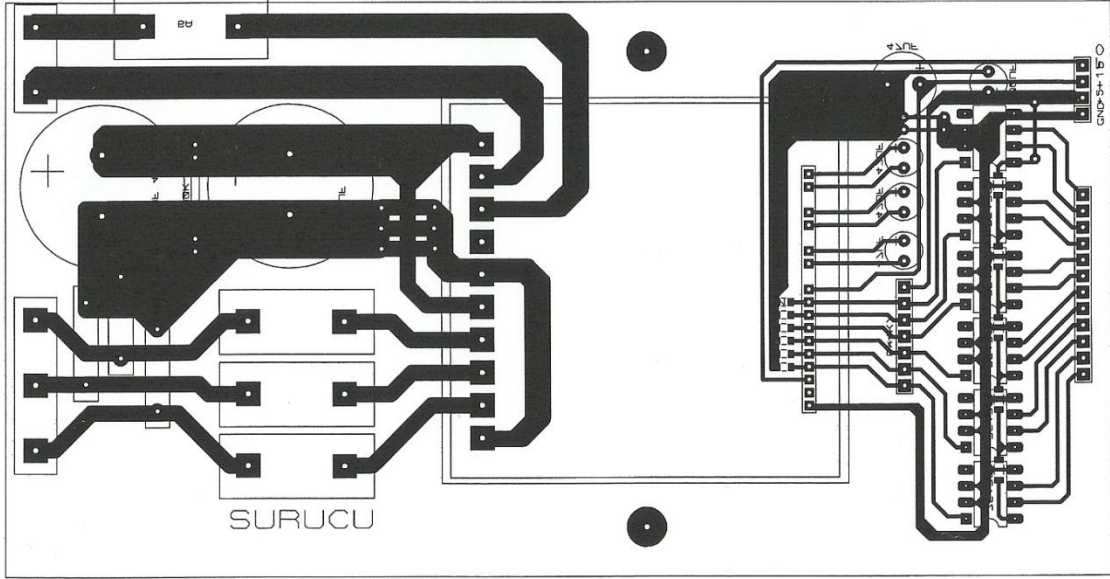
### 2.3.4. Evirici Modül Devresinin Tasarımı

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 2.15’de bu modülün içyapısı görülmektedir.



Şekil 2.15. PS11035 evirici modülün içyapısı

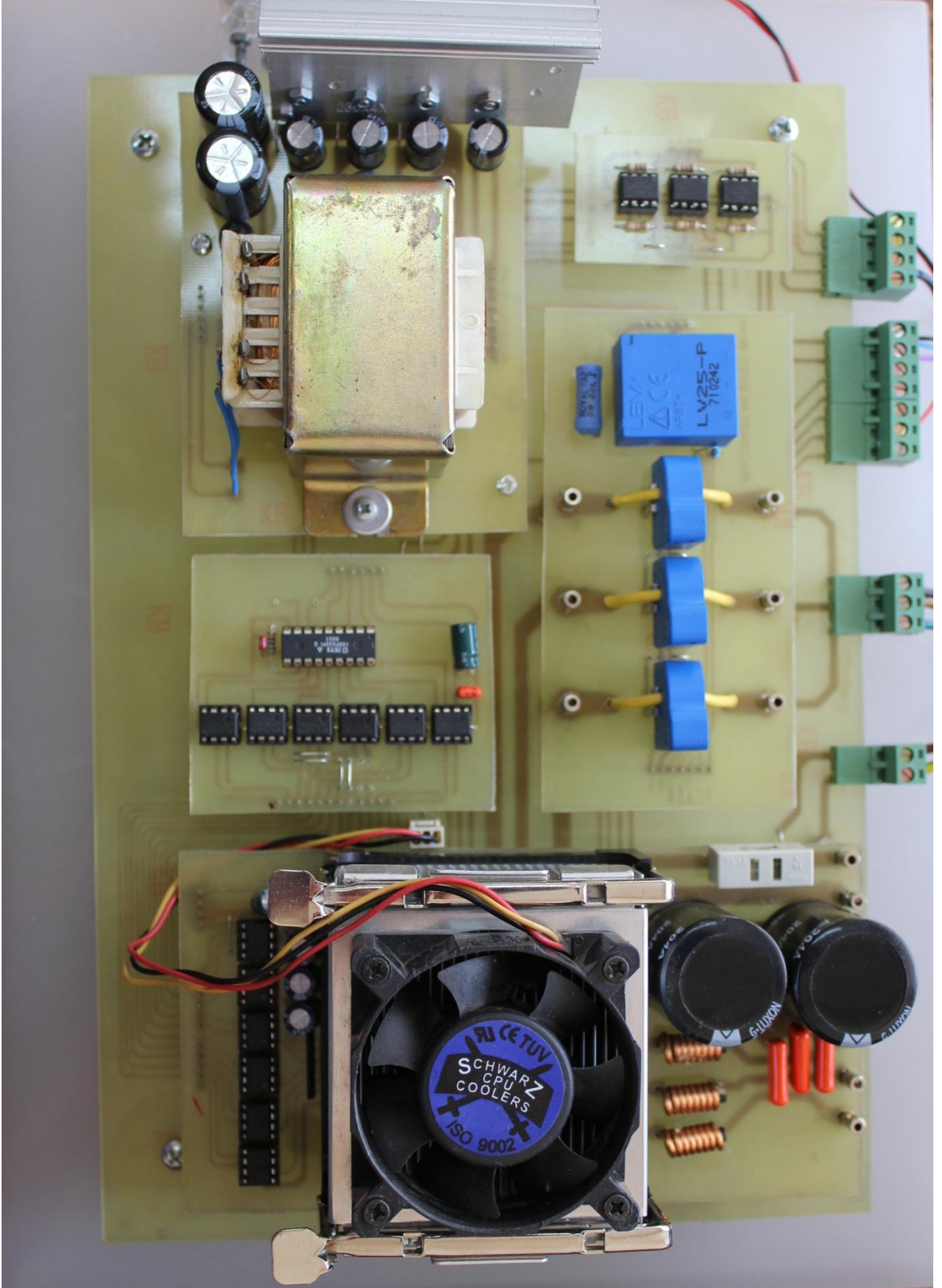
Modül üzerinde Şekil 2.14’de görüldüğü gibi bir FO hata sinyali çıkışı mevcuttur. Bu çıkış IGBT’lerin anahtarlama sırasında herhangi bir hata olması durumunda aktif olmaktadır. Böylece eğer bu hata çıkışı ölü zaman entegresi ile ilişkilendirilirse hata durumunda anahtarlama işaretlerinin üretimi durdurularak evirici modülünün korunması sağlanabilir. Şekil 2.15’de ise oluşturulan bu evirici modülünün devre şeması verilmiştir.



Şekil 2.16. Evirici modül baskı 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 katalogta verilmiştir. Aynı şekilde anahtarlama girişlerine filtreleme amacıyla bağlanan  $6xR_3$  ve  $6xC_3$  elemanlarının değerleri de yine bu katalogta verilmiştir. Bu evirici modülünün üç fazlı doğrultucu girişinin iki ucu kullanılarak tek fazlı gerilimi doğrultulmuştur. Bu kondansatör olarak da 400 V, 660  $\mu$ F'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. Tüm sürücü devre Şekil 2.17'de gösterilmiştir.





Şekil 2.17. Oluşturulan sürücü devresi

## 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 2.18’de deneysel düzeneğin genel görünümü verilmiştir.



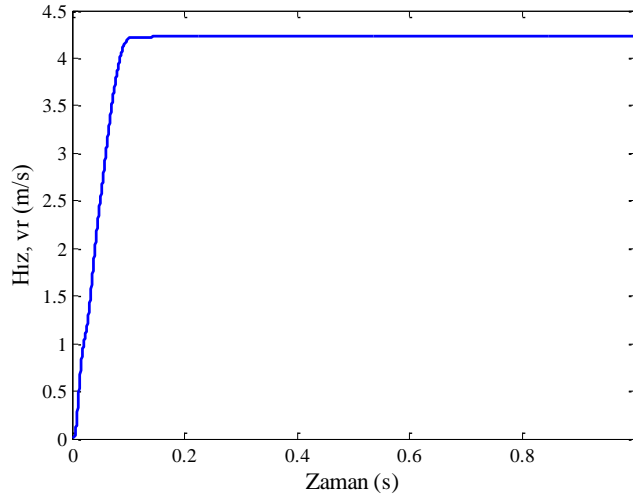
Şekil 2.18. Deneysel düzeneğin genel görünümü

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.

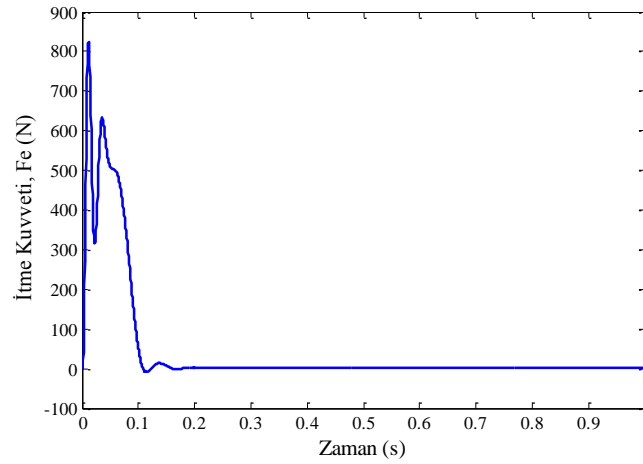


### 3. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

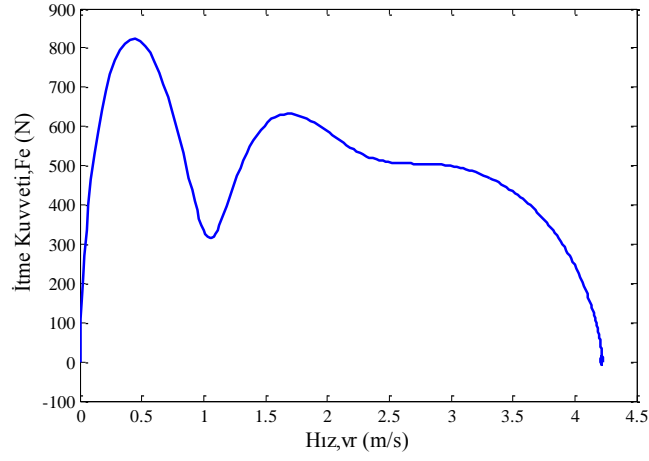
Deneyel uygulama yapılmadan önce tasarımı gerçekleştirilen DHAM için elde edilen  $d-q$  eksen takımındaki matematiksel model kullanılarak benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Eşdeğer devre parametreleri yapılan deneyler sonucunda Tablo 2.4'deki veriler kullanılmıştır. Benzetim çalışmalarının tamamı Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiş olup elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir.



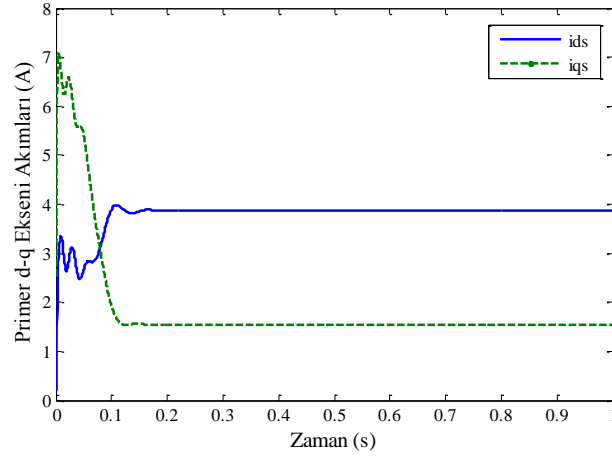
Şekil 3.1. DHAM hızının zamana göre değişimi



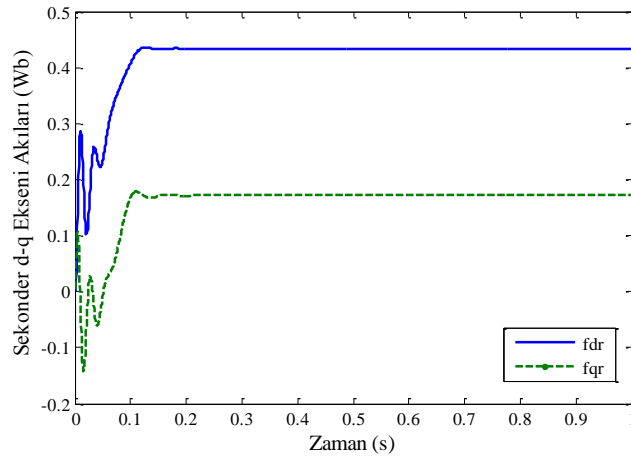
Şekil 3.2. DHAM itme kuvvetinin zamana göre değişimi



Şekil 3.3. DHAM itme kuvvetinin hıza bağlı değişimi

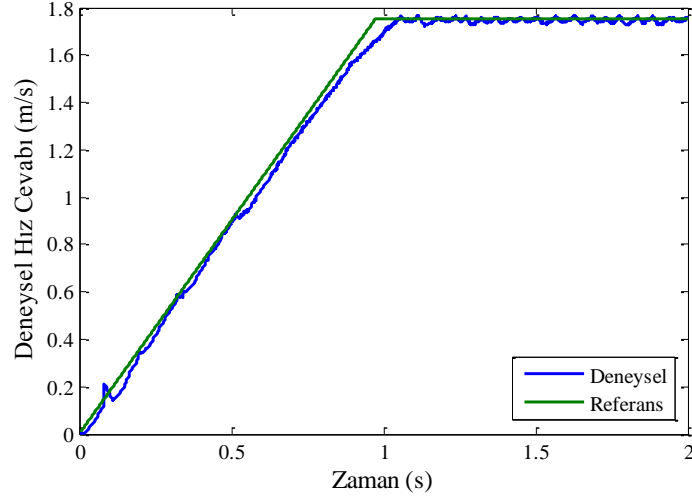


Şekil 3.4. DHAM primer akımının  $d-q$  eksen takımındaki değişimi

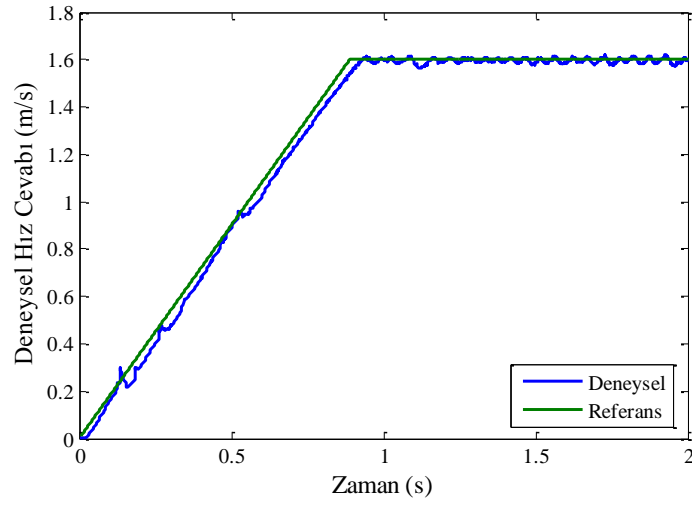


Şekil 3.5. DHAM sekonder akısının  $d-q$  eksen takımındaki değişimi

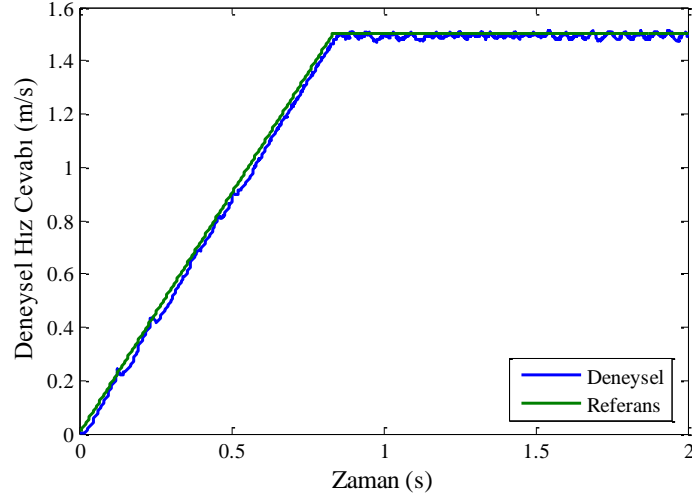
Yapılan model benzetim çalışmasından sonra önerilen skalar kontrol yöntemi için hem benzetim hem de deneysel çalışmalar yapılmıştır. Elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar aşağıdaki şekillerde birlikte verilmiştir.



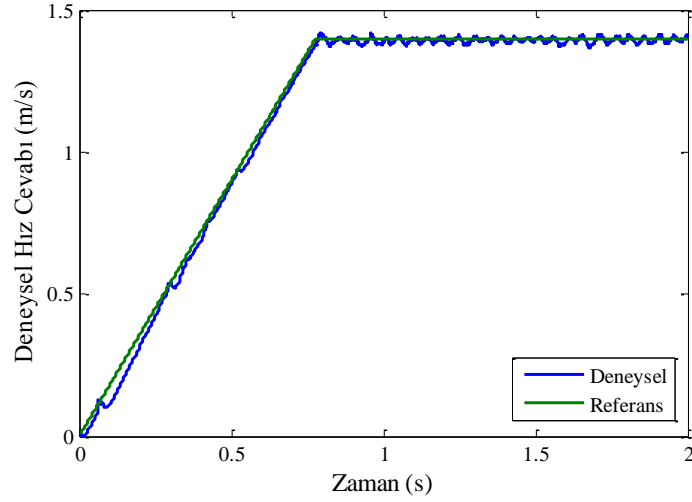
Şekil 3.6.  $V_{ref}=1.75$  m/s için elde edilen deneysel sonuç



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



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



Şekil 3.9.  $V_{ref}=1.4$  m/s için elde edilen deneysel sonuç

PI denetleyicili skalar hız kontrol yapısının performansı farklı referans hız değerlerinde deneysel olarak incelenmiştir. Yukarıda verilen çıktılar uygulanan kontrol yapısının DHAM'ler için kullanılabilir olduğunu göstermektedir. Deneysel çalışmalarda değişken hızda referans değerler verilmiş ve istenen referansı takip etmesi istenmiştir. Elde edilen sonuçlar istenen hız referansını takip ettiğini göstermektedir. Denetleyici olarak klasik PI denetleyici kullanılmıştır. Klasik denetleyiciler yerine farklı yapıda adaptif kontrolörler kullanılarak sistem performansı daha da artırılabilir.

#### 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 duruma aynı güçte bir DÖHAM ile karşılaştırıldığı zaman çok yüksek olmaktadır. DHAM'lerin yapısal özelliklerinden kaynaklanan bir diğer olumsuzluk ise yüksek hızlara çıkılması durumunda hava aralığı akısının değişim göstermesidir. Bu durumda motor performansını doğrudan etkilenmekte ve uygulanacak kontrol yapısında bu olumsuzluk göz önüne alınması 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. 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 sistem cevapları daha iyi olacaktır.

Denetim işlemi için DHAM parametrelerinin diğer makinalara göre daha değişken olması ve sistemdeki değişimlere daha iyi cevap verebilmesi için klasik PI denetleyicilerinden farklı yapıda kontrolörler kullanılabilir. Aynı zamanda uygulanan kontrol yönteminin farklı kontrolörlerle gerçekleştirilerek performans karşılaştırılması da yapılabilir.

## 5. KAYNAKLAR

1. Gieras, J.F., Linear Induction Drives, Clarendon Press, Oxford, 1994.
2. Nasar, S.A. ve Boldea, I., Linear Motors: Theory, Design and Practical Applications, Prentice-Hall, New Jersey, 1987.
3. Nasar, S.A. ve Boldea, I., Linear Motion Electric Machines, John Wiley&Sons, New York, 1976.
4. Akpınar, A.S., Doğrusal Hareketli Elektrik Makinaları Lisansüstü Ders Notları, K.T.Ü, 2004.
5. Akpınar, A.S, Genelleştirilmiş Elektrik Makinaları Lisansüstü Ders Notları, K.T.Ü, 2004.
6. Sarioğlu, M.K., Elektrik Makinalarının Temelleri: Asenkron Makinalar, Çağlayan Yayınları, İstanbul, 1983.
7. Gürdal, O., Elektrik Makinalarının Tasarımı, Atlas Yayınları, İstanbul, 2001.
8. Yamamura, S., Theory of Linear Induction Motors, John Wiley&Sons, New York, 1979.
9. Vas, P., Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998.
10. Sarioğlu, M.K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S., Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, 2003.
11. 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.
12. Andrzej, M.T., Control of Induction Motors, Academic Press, USA, 2001
13. Kesler, S., Bilezikli Asenkron Makinaların Bilezikleri Üzerinden Bulanık Mantık Tabanlı Hız Denetiminin TMS320F2812 DSP ile Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2006.
14. Aktaş, M., TMS320C6711 DSP Tabanlı Hız Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücüsü, Doktora Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2005.

15. 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.
16. Ozkop, E., Doğrusal Hareketli Asenkron Motorun Bulanık Mantıkla Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2006.
17. 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.
18. Faiz, J. ve Jafari, H., Accurate Modeling of Single-Sided Linear Induction Motor Considers End Effect and Equivalent Thickness, IEEE Transactions on Magnetics, 36, 5 (2000) 3785-3790.
19. 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.
20. Duncan, J. ve Eng, C., Linear Induction Motor - Equivalent Circuit Model, IEE Proceedings, 130, 1 (1983) 51-57.
21. 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.
22. 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.
23. Xu, W., Zhang, Y., Zeng, C. ve Xiao, X., Rotor Field Oriented Control of Linear Induction Machine Based on Fuzzy Self-adapting PI Controller, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Mayıs 2012, Hangzhou, Bildiriler Kitabı, 731-736.

## **ÖZGEÇMİŞ**

1976 yılında Gümüşhane Şiran'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimimi Bursa'da tamamladı. 1995 yılında Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümü'ne başladı. 1999 yılında mezun oldu ve aynı yıl Gümüşhane Kelkit Yaşar ve İrfani Doğan Çok programlı Lisesi'nde Elektrik Öğretmeni olarak göreve başladı. 2004 yılı eylül ayında Gemlik Endüstri Meslek Lisesi'ne atandı. 2006 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi'ne bağlı Gümüşhane Meslek Yüksekokulu'na atandı. Halen 2008 yılında Gümüşhane Üniversitesi'ne bağlanan Gümüşhane Meslek Yüksek Okulu'nda öğretim görevlisi olarak bölüm başkanlığı yapmaktadır. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir.