

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

**ASENKRON MOTORUN VEKTÖR DENETİMİ İLE  
RÜZGÂR TÜRBİNLERİ İÇİN FİZİKSEL EMÜLATÖR  
TASARIMI VE DENEYSEL UYGULAMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Tufan Volkan KÜÇÜK**

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK - ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

**Tez Danışmanı : Doç. Dr. Murat KARABACAK**

**Temmuz 2018**

T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORUN VEKTÖR DENETİMİ İLE  
RÜZGÂR TÜRBİNLERİ İÇİN FİZİKSEL EMÜLATÖR  
TASARIMI VE DENEYSEL UYGULAMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Tufan Volkan KÜÇÜK**

**Enstitü Anabilim Dalı : Elektrik Elektronik Mühendisliği**

**Bu tez 19.07.2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği / oyçokluğu ile kabul edilmiştir.**



**Prof. Dr.  
Ali Fuat BOZ  
Jüri Başkanı**



**Doç. Dr.  
Yunus BİÇEN  
Üye**



**Doç. Dr.  
Murat KARABACAK  
Üye**

## BEYAN

Tez içindeki tüm verilerin akademik kurallar çerçevesinde tarafımdan elde edildiğini, görsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçların akademik ve etik kurallara uygun şekilde sunulduğunu, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezde yer alan verilerin bu üniversite veya başka bir üniversitede herhangi bir tez çalışmasında kullanılmadığını beyan ederim.



Tufan Volkan KÜÇÜK  
19.07.2018

## TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim ve tez çalışmalarım süresince değerli bilgi ve deneyimlerinden yararlandığım, her konuda desteğini almaktan çekinmediğim, danışman hocam Sayın Doç. Dr. Murat KARABACAK'a tezin deneysel çalışmalarında sağladığı önemli katkılardan dolayı Sayın Özhan ATMACA ve Sayın Yasin CANTAŞ'a tez çalışmam süresince mesleki bilgi ve tecrübelerini paylaşmaktan çekinmeyen kadim dostum ve meslektaşım Sayın Harun ÖZBAY'a yüksek lisans eğitimim boyunca sabırla bana destek olan sevgili eşim Tuğba KÜÇÜK'e hayatımın her anında desteklerini esirgemeyen sevgili aileme teşekkür eder, saygılarımı sunarım.

Bu çalışma 114E159 numaralı 1001 araştırma projeleri kapsamında (Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu) TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir. Bu bağlamda finansal katkılarından dolayı TÜBİTAK'a teşekkür ederiz.

## İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR .....	i
İÇİNDEKİLER .....	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ .....	v
ŞEKİLLER LİSTESİ .....	viii
TABLolar LİSTESİ .....	x
ÖZET .....	xi
SUMMARY .....	xii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ .....	1
1.1. Konuyla İlgili Yapılan Çalışmalar .....	3
BÖLÜM 2.	
RÜZGÂR ENERJİSİ DÖNÜŞÜM SİSTEMLERİ .....	9
2.1. Rüzgâr Türbinleri.....	9
2.1.1. Dikey eksenli rüzgâr türbinleri.....	9
2.1.2. Yatay eksenli rüzgâr türbinleri.....	10
2.1.3. Sabit hızlı rüzgâr türbinleri.....	11
2.1.4. Değişken hızlı rüzgâr türbinleri.....	12
2.2. Rüzgâr Türbin Gücü.....	14
2.2.1. Kanat ucu hız oranı .....	20
2.2.2. Türbin güç eğrisi .....	20
BÖLÜM 3.	
ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ.....	24

3.1. Genel Bilgiler.....	24
3.2. Asenkron Motora Ait Temel Kavramlar.....	24
3.2.1. Asenkron motorda moment oluşumu.....	25
3.2.2. Asenkron motorda kayma kavramı.....	26
3.3. Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi.....	27
3.4. Asenkron Motor Parametrelerinin Kestirimi.....	29
3.4.1. Doğru akım deneyi.....	29
3.4.2. Boşta çalışma deneyi.....	30
3.4.3. Kilitli rotor deneyi.....	31
3.5. Asenkron Motorda Hız Moment Karakteristiği.....	34
3.6. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli.....	35
3.6.1. Uzay vektör kavramı.....	37
3.6.2 Clarke ve Park dönüşümleri .....	39
3.6.3 Stator ve rotor sargılarının gerilim denklemleri.....	41
3.6.4 Stator ve rotor akı bağıntıları.....	42
3.6.5 Asenkron motorun senkron referans düzlemde eşdeğer devre modeli.....	43
3.7. Asenkron Motorun Denetim Yöntemleri.....	54

#### BÖLÜM 4.

ASENKRON MOTORUN VEKTÖR DENETİMİ.....	56
4.1. Vektör Denetim.....	56
4.2. Vektör Denetimin Matematiksel İfadesi.....	56
4.3. Rüzgâr Türbini Emülatörünün Vektör Denetim Yöntemiyle Denetimi.....	59
4.4. Asenkron Motorlarda Alan Zayıflatma Yaklaşımı.....	61
4.4.1. Gerilim sınırları.....	62
4.4.2. Akım sınırları.....	65
4.4.3. Sabit moment bölgesi.....	66
4.4.4. Alan zayıflatma bölgesi 1.....	67
4.4.5. Alan zayıflatma bölgesi 2.....	68
4.4.6. Amper başına maksimum moment (ABMM).....	68

4.4.7. Volt başına maksimum moment (VBMM).....	69
BÖLÜM 5.	
EVİRİCİLER VE DARBE GENİŞLİK AYARI YÖNTEMLERİ.....	73
5.1. Anahtarlama Eviriciler.....	73
5.2. Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı.....	75
BÖLÜM 6.	
DENEYSEL ÇALIŞMA DÜZENEĞİNİN TASARIMI VE DENEY SONUÇLARI.....	86
6.1. Deney Düzeneginin Genel Yapısı.....	86
6.2. Enkoder Ölçümü ve dv/dt Analizi.....	88
6.3. Akım ve Gerilim Ölçümleri.....	92
6.4. DA Bara ve Şok Emici Koruma Sistemi.....	93
6.5. Güç Anahtarları Koruma İşlevleri.....	94
6.6. PI Denetimci Katsayılarının Tasarımı.....	95
6.7. Emülatör Deneyi Sonuçları.....	97
BÖLÜM 7.	
SONUÇLAR VE ÖNERİLER .....	102
KAYNAKLAR .....	105
ÖZGEÇMİŞ .....	112

## SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

A	: Yüzey alan
AA	: Alternatif Akım
AADE	: Akım Ara Devreli Evirici
ABMM	: Akım Başına Maksimum Moment
ASM	: Asenkron Motor
<b>B</b>	: Manyetik akı yoğunluğu
B	: Viskoz sürtünme
C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub> , C <sub>5</sub> , C <sub>6</sub>	: Türbin tasarım katsayıları
C <sub>p</sub>	: Türbin güç katsayısı
ÇBAM	: Çift Beslemeli Asenkron Motor
DA	: Doğru Akım
DERT	: Dikey Eksenli Rüzgâr Türbini
d-q	: Park dönüşüm eksenleri
E	: Zıt elektro motor kuvveti
E <sub>k</sub>	: Kinetik Enerji
EMK	: Elektro Motor Kuvveti
f	: Elektriksel frekans
<b>F</b>	: Manyeto motor kuvvetinin uzay vektör formu
GADE	: Gerilim Ara Devreli Evirici
GEDS	: Güneş Enerjisi Dönüşüm Sistemi
I <sub>i</sub>	: Akım
IGBT	: İzole edilmiş kapılı bipolar transistör (Insulated Gate Bipolar Transistor)
Im	: İmajiner
J	: Eylemsizlik momenti



$k$	: Katsayı
$K_i$	: PI denetimci integral katsayısı
$K_p$	: PI denetimci oransal katsayısı
$m$	: Genlik oranı
MGI	: Maksimum Güç İzleme
MMK	: Manyeto Motor Kuvveti
$N$	: Tur sayısı
$n_s$	: Senkron hız
$p$	: Diferansiyel operatör
$P$	: Aktif güç
$P$	: Tek kutup sayısı
PI	: Oransal integral denetleyici
PLC	: Programlanabilir Lojik Denetleyici (Programmable Logic Controller)
pu	: Birim baz büyüklük (per unit)
$R$	: Omik Direnç
$R_e$	: Reel
REDS	: Rüzgâr Enerjisi Dönüşüm Sistemleri
RSAG	: Rotoru Sargılı Asenkron Generatör
RTE	: Rüzgâr Türbini Emülatörleri
$S_1, S_2, S_3$	: Güç elektroniği anahtarlama elemanları
$S_4, S_5, S_6$	
SCADA	: Merkezi Denetim ve Veri Toplama (Supervisory Control and Data Acquisition)
SDGA	: Sinüzoidal Darbe Genişlik Ayarı
SHRT	: Sabit Hızlı Rüzgâr Türbini
SMSG	: Sabit Mıknatıslı Senkron Generatör
SMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Makine
$T$	: Moment
$t$	: Zaman
TF(s)	: Transfer Fonksiyon
THB	: Toplam Harmonik Bozunum

$T_s$	: Anahtarlama periyodu
$u$	: Mikro
UVDGA	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı
$v$	: Çizgisel hız
$V$	: Gerilim
VBMM	: Volt başına maksimum moment
$X$	: Reaktans
YEK	: Yenilenebilir Enerji Kaynakları
YERT	: Yatay Eksenli Rüzgâr Türbini
$Z$	: Empedans
$\alpha\beta$	: Clarke dönüşüm eksenleri
$\beta$	: Eğim açısı
$\theta$	: Açık
$\lambda$	: Kanat ucu hız oranı
$\lambda$	: Manyetik akı vektörü
$\rho$	: Akışkan yoğunluğu
$\tau$	: Zaman sabiti
$\omega$	: Açısal hız

## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Küresel kurulu rüzgâr gücü kapasitesi .....	2
Şekil 2.1. Dikey eksenli rüzgâr türbinleri .....	10
Şekil 2.2. Sabit hızlı rüzgâr türbini sistemi blok şeması .....	11
Şekil 2.3. Asenkron generatör kullanan değişken hızlı rüzgâr türbini sistemi blok şeması .....	13
Şekil 2.4. Senkron generatör kullanan değişken hızlı rüzgâr türbini sistemi blok şeması .....	14
Şekil 2.5. Rüzgâr türbini bölgesinde bulunan rüzgâr hız vektörleri .....	16
Şekil 2.6. $k$ katsayısının güç katsayısı ile olan matematiksel ilişkisi .....	19
Şekil 2.7. Kanat ucu hız oranının sembolik gösterimi .....	20
Şekil 2.8. Birim baz büyüklükler cinsinden türbin güç eğrileri .....	21
Şekil 2.9. Kanat ucu hız oranının değişiminin güç katsayısına etkisi .....	22
Şekil 2.10. Rüzgâr türbini çalışma bölgeleri .....	22
Şekil 3.1. ASM tek faz eşdeğer devresi .....	27
Şekil 3.2. ASM boşa çalışma eş değer devresi .....	31
Şekil 3.3. ASM kilitli rotor eş değer devresi .....	32
Şekil 3.4. ASM çalışma bölgelerini gösteren hız-moment karakteristik eğrisi .....	34
Şekil 3.5. ASM'nin sabit hava aralığı akısında ve düşük kaymalı çalışmada sabit momentli yük için değişik frekanslardaki moment-hız eğrileri.....	35
Şekil 3.6. ASM stator ve rotor sargılarının sembolik gösterimi .....	36
Şekil 3.7. ASM'nin stator ve rotor sargılarına ait devre yapısı .....	36
Şekil 3.8. MMK'nın uzay vektörler ile ifadesi .....	38
Şekil 3.9. Clarke dönüşümü .....	39
Şekil 3.10. Park dönüşümü .....	40
Şekil 3.11. d-q referans eksene ait sanal sargıların sembolik gösterimi .....	41
Şekil 3.12. ASM'nin stator, rotor ve d-q referans eksenlerine ait açıları .....	43

Şekil 3.13. ASM'nin senkron referans düzlemde eşdeğer devresi .....	50
Şekil 4.1. ASM'nin rotor alanı yönlendirme eşdeğer devresi .....	57
Şekil 4.2. Rüzgâr türbini emülatörü denetim blok şeması .....	60
Şekil 4.3. PI akım denetimcileri ileri yol blok şeması .....	60
Şekil 4.4. Gerilim sınırlarının akım düzleminde gösterilmesi.....	64
Şekil 4.5. Akım sınırlarının akım düzleminde gösterilmesi.....	65
Şekil 4.6. Gerilim ve akım sınırlarının akım düzleminde gösterilmesi.....	66
Şekil 4.7. Volt başına maksimum moment çizgisi.....	70
Şekil 4.8. ASM Alan zayıflatma bölgeleri.....	72
Şekil 5.1. Evirici yapılarının ASM sürücü sistemi ile birlikte güç şeması .....	74
Şekil 5.2. Evirici anahtarlama durumları .....	76
Şekil 5.3. Anahtarlama durum vektörleri ve referans düzlem .....	77
Şekil 5.4. Birinci bölgede UVDGA anahtarlama sinyalleri .....	80
Şekil 5.5. Durum zamanların vektör grafikte ifadesi .....	83
Şekil 5.6. UVDGA yönteminin blok şema ile gösterimi .....	85
Şekil 6.1. Rüzgâr türbini emülatörünün blok şeması .....	88
Şekil 6.2. Deneysel düzeneğin resimleri .....	88
Şekil 6.3. Enkoder sinyalleri üzerindeki dv/dt değerinin etkisi .....	90
Şekil 6.4. IGBT kollektör emiter gerilim değişimi ve DA bara gerilim sıçramaları .....	91
Şekil 6.5. Ölçüm ve sinyal düzenleme devresi .....	92
Şekil 6.6. ASM'nin 100 rad/s hız değeri için boşa çalışma hat akımları .....	93
Şekil 6.7. ASM'nin kapalı çevrim hız döngüsü adım cevabı.....	96
Şekil 6.8. ASM'nin boşa hız denetimi.....	97
Şekil 6.9. Farklı rüzgâr hızları ve generatör hızları için türbin emülatör sonuçları	99
Şekil 6.10. Kanat ucu açılmal hızı ve türbin gücünün teorik eğrisi .....	101

## TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 5.1. Anahtarlama durum vektörleri ile faz ve hat gerilimlerinin $V_{dc}$ baz değerine göre genliği.....	79
Tablo 6.1. Güç elektroniği bileşenlerinin parametre ve değerleri .....	86
Tablo 6.2. ASM parametreleri ve etiket değerleri .....	87
Tablo 6.3. Rüzgâr türbini parametreleri ve değerleri .....	87

## ÖZET

Anahtar kelimeler: Rüzgâr enerjisi, Rüzgâr türbini emülatörü, Asenkron motor, Vektör denetim

Rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemlerinin laboratuvar ortamında araştırılıp geliştirilmesini sağlamak amacıyla, rüzgâr türbini dinamik davranışlarını temsil eden rüzgâr türbini emülatörleri kullanılmaktadır.

Rüzgâr türbini emülatörlerinde denetiminin basit olması nedeniyle doğru akım motorları tahrik motoru olarak sıklıkla tercih edilmiştir. Doğru akım motorları pahalı, bakım süreçleri uzun ve maliyetlidir. Asenkron motorlar ise ucuz ve dayanıklı, bakım gereksinimi az olan elektrik motorlarıdır. Bu yüzden, MW seviyesinde rüzgâr türbini emülatörlerinde asenkron motorların kullanılması çok avantajlıdır. Ayrıca, mikrodenetleyiciler ve güç yarı iletkenlerinde yaşanan gelişmeler sayesinde, günümüzde asenkron motorları doğru akım motorları gibi yüksek performanslı bir şekilde sürmek mümkün hale gelmiştir. Bütün bunlar nedeniyle, bu tez çalışmasında rüzgâr türbini emülatörü için tahrik motoru olarak asenkron motor tercih edilmiştir.

Bu çalışmada, önce rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemlerinin temel kavramları ele alınmış, sonra asenkron motorun matematiksel modeli ve rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim yöntemi detaylı olarak incelenmiştir. Ayrıca evirici yapıları ve darbe genişlik ayarı yöntemleri analiz edilmiştir. Son kısımda, deney düzeneğinin tasarımı detaylı olarak verilmiş ve yarı iletken güç anahtarlarının korunması için alınan önlemler açıklanmıştır. Tasarlanan sistemin başarımını olumsuz yönde etkileyen elektromanyetik girişimin etkileri azaltılmıştır. Güvenli bölgede çalışmanın sağlanması için alınan önlemler ve bu önlemlerin sonuçları analiz edilmiştir.

Bu çalışmada tasarlanan rüzgâr türbini emülatörü, seçilen rüzgâr türbininin dinamik davranışını büyük bir doğrulukla temsil etmiş ve teorik tasarımlar deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır.

# **DESIGN AND EXPERIMENTAL APPLICATION OF PHYSICAL EMULATOR FOR WIND TURBINES VIA VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR**

## **SUMMARY**

Keywords: Wind energy, Wind turbine emulator, Induction motor, Vector control

Wind turbine emulators representing the dynamic behaviors of wind turbines are used in order to enable the search and development of wind energy conversion systems in laboratory environment.

Direct current motors are often preferred as driving motors since the control of wind turbine emulators is simple. Direct current motors are expensive; maintenance processes are long and costly. On the contrary, asynchronous motors are cheap and durable electric motors that require low maintenance. Therefore, the use of asynchronous motors in wind turbine emulators at the MW level is very advantageous. In addition, it is now possible to drive asynchronous motors with a high-performance as direct current motors by means of the improvements in microcontrollers and power semiconductors. Because of these reasons, in this thesis study, induction motor was preferred as the driving motor for wind turbine emulator.

In this study, firstly, the basic concepts of wind energy conversion systems were discussed, then the mathematical model of the asynchronous motor and the rotor field oriented vector control method were examined in detail. In addition, the inverter structure and the used pulse width modulation method were theoretically expressed. In the final part of the study, the design of the experimental setup was described in detail and the precautions taken to protect the semiconductor power switches were explained. The precautions taken to reduce the effects of the electromagnetic interference which adversely affect the performance of the designed system and to ensure that it operates in a safe area and the results of these precautions were analyzed.

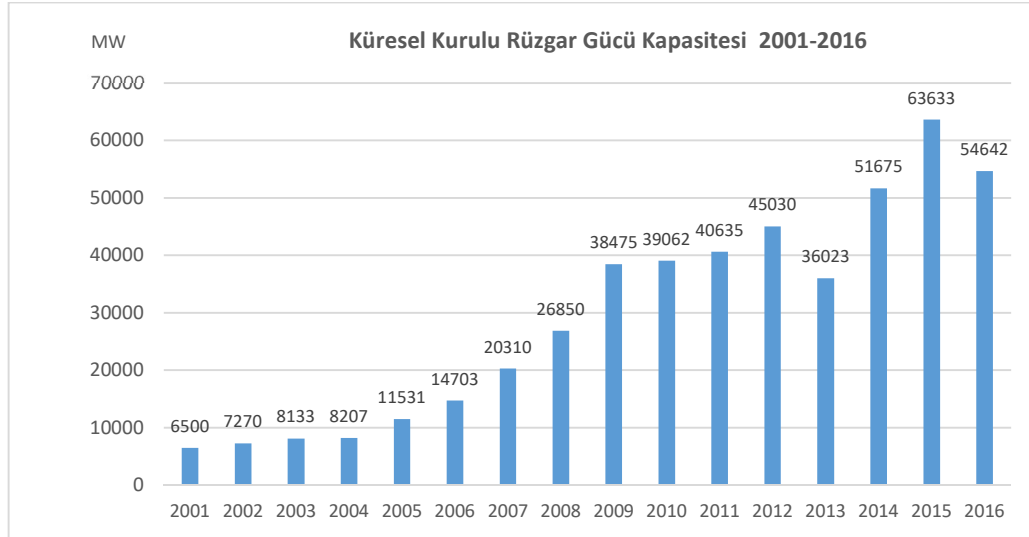
The wind turbine emulator designed in this study was able to represent the dynamic behavior of the selected wind turbine with great accuracy and the theoretical analysis was confirmed by experimental results.

## BÖLÜM 1. GİRİŞ

Sanayi devriminden günümüze kadar olan zaman diliminde fosil yakıtlar, toplumların birincil enerji kaynağı olarak kullanılmıştır. Fosil yakıtların ulaşım, ısınma ve elektrik enerjisi üretiminde yoğun bir şekilde kullanımından dolayı mevcut rezervlerin yakın gelecekte tükenmesine neden olacağı bilinen bir gerçektir. Ayrıca fosil yakıtların çevreye ve insan sağlığına zararlı etkileri de bulunmaktadır. Günümüzde toplumlar fosil yakıtların yerine geçebilecek enerji kaynaklarına yönelmektedirler. Bu aşamada temel hedef fosil yakıtlar gibi tükenmeyen, insan sağlığına ve çevreye zarar vermeyen enerji kaynaklarını kullanmaktır. Yenilenebilir Enerji Kaynakları (YEK) olarak adlandırılan bu kaynaklar özellikle elektrik üretimi alanında önemli roller üstlenmektedir.

YEK kullanılarak gerçekleştirilen enerji dönüşüm sistemleri incelendiğinde, Güneş Enerjisi Dönüşüm Sistemleri (GEDS) ve Rüzgâr Enerjisi Dönüşüm Sistemleri (REDS) ön plana çıkmaktadır. REDS'deki temel mantık rüzgârın kinetik enerjisini kullanarak elektrik enerji elde edilmesidir. REDS'deki teknolojik gelişmeler sayesinde her geçen gün rüzgâr türbinlerinin sayısı artmakta ve elektrik enerjisi üretim alanındaki paylarını da sürekli arttırmaktadırlar. Şekil 1.1.'de dünya ölçeğinde kurulu rüzgâr kapasitesinin 2001 ve 2016 yılları arasındaki değişimi görülmektedir. Kurulu rüzgâr santrallerinin sayısı gün geçtikçe artarken teknolojik gelişmelerde aynı ölçekte artmaktadır. Küresel ölçekte 2010 yılında 7.5 MW güç değerine sahip rüzgâr türbinleri üretilirken 2020 yılında 15-20 MW güç değerine sahip rüzgâr türbinlerinin üretilmesi öngörülmektedir [1-3].





Şekil 1.1. Küresel kurulu rüzgâr gücü kapasitesi

Dünya üzerinde REDS'lerde gerçekleşen bu gelişmelerin etkileri ülkemizde de görülmektedir. Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı'nın verilerine göre 2016 yılı itibariyle aktif olarak çalışan rüzgâr santrallerinin toplam kurulu gücü 5751 MW'tır. 2023 yılı toplam kurulu rüzgâr enerjisi gücünün 20000 MW'a ulaşması planlanmaktadır [4].

REDS'lerin araştırılması ve geliştirilmesindeki temel zorluklar rüzgâr türbin boyutlarının büyük olması, imalatının ve kurulumunun maliyetli olması olarak sıralanmaktadır. REDS'in laboratuvar ortamında uygulanabilmesi için Rüzgâr Türbini Emülatörleri (RTE) kullanılmaktadır. RTE sisteminin temel hedefi rüzgâr hızına bağlı olarak bir rüzgâr türbini davranışını, geçici ve kararlı durumlarda en iyi şekilde yansıtması olarak ifade edilmektedir. Rüzgâr hızındaki anlık değişimler, RTE'nin yüksek hassasiyetle denetlenmesini zorunlu hale getirmektedir. Bu nedenle RTE tasarımlarında Doğru Akım (DA) motorları, denetim işleminin nispeten daha kolay olması nedeniyle sıklıkla tercih edilmektedirler. DA motorlar, asenkron motorlar ile kıyaslandığında boyutlarının büyük olması, satın alma ve bakım maliyetlerinin yüksek olması gibi sakıncalara sahiptir. Bununla birlikte mikroişlemci yapılarındaki gelişmeler Asenkron Motorlarının (ASM) vektör denetim yöntemleri ile hassas bir

şekilde denetlenmesini mümkün hale getirmekte ve RTE sistemlerinde DA motorlarına alternatif olarak kullanımları da yaygınlaşmaktadır [5-7].

ASM'nin vektör denetimi, motor parametrelerine ve geri besleme bilgilerinin doğruluğuna oldukça duyarlıdır. Geri besleme sinyalleri elektromanyetik girişimden etkilenerek gerçek bilgiyi yansıtmayabilir. Elektromanyetik girişimin etkilerini azaltmak için güç katı ve sinyal katında önlemler almak gerekmektedir. Benzer şekilde motor parametrelerinin doğru bir şekilde kestirimi, model tabanlı denetim uygulamalarında büyük önem taşımaktadır.

### **1.1. Konuyla İlgili Yapılan Çalışmalar**

RTE'ler motor yapısı, denetim yöntemleri ve güç elektroniği dönüştürücü modelleri açısından çeşitlilik göstermektedir. Literatürde sunulan araştırmalar incelendiğinde en temel ayrımın, rüzgâr türbininin mekaniksel davranışını temsil eden motor yapıları üzerine olduğu görülmektedir. Bu bölümde tez konusu ile ilgili literatür taraması sunulmaktadır. Özellikle emülatör yapısında kullanılan motor çeşitleri ve kullanılan denetim yöntemlerine öncelik verilmektedir.

Battaiotto ve Mantz, Değişken Hızlı Rüzgâr Türbini (DHRT) dönüşüm sistemi harici uyarımlı DA motor ve asenkron generatör kullanılarak şebeke etkileşimli çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Motor ve generatör miline bağlı hız sensöründen alınan hız bilgisi ve DA/AA dönüştürücüden alınan akım bilgisi kullanılarak DA motorun armatür akımı türbin matematiksel modeline göre denetlenmektedir [8].

Kojabadi ve Chang, tahrik motoru olarak sincap kafesli ASM kullanılan çalışmada, denetim yöntemi olarak v/f skaler denetim yöntemi kullanılmıştır. ASM'nin basitleştirilmiş matematiksel modeli kullanılarak tasarım karmaşıklığı azaltılmış fakat geçici durum denetim performansı düşmüştür. ASM'nin miline bağlı olan moment

sensöründen alınan moment geri beslemesi ile 7.45 kW'lık ASM, üç fazlı evirici ile sürülmüştür [9].

Chinchilla ve Arnaltes, DHRT sistemlerinin davranışının ve denetiminin incelenmesi için 4.4 kW'lık bir DA motor ile RTE tasarlanmıştır. DA motorun sürücü sistemi olarak endüstriyel sürücü kullanılmıştır. Motor milinden alınan hız bilgisi ve rüzgâr hızı, giriş verileri olarak kullanılarak moment referans değeri elde edilmiştir. Sürücüye referans moment bilgisi girilerek DA motor çıkış momenti denetlenmektedir. Çalışmada rüzgâr türbininin yapısının neden olduğu moment salınımlarının güç kalitesi üzerindeki etkileri analiz edilmiştir [10].

Ke ve Minqiang, tasarımı gerçekleştirilen emülatörde Sabit Mıknatıslı Senkron Makine (SMSM) kullanılmıştır. Motorun açık ve kapalı çevrim denetimi gerçekleştirilerek sonuçlar kıyaslanmıştır. Açık çevrim denetimde emülatörün, rüzgâr türbini davranışı sadece kararlı durum için temsil edebildiği, kapalı çevrim denetimde ise kararlı ve geçici durum davranışlarının yüksek bir doğrulukla temsil edilebildiği ifade edilmiştir. Kapalı çevrim denetimde rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim yöntemi kullanılmıştır [11].

Henz ve Koch, DHRT'lerin davranışlarının modellenebilmesi için ASM ve SMSG kullanılarak eğitim amaçlı bir rüzgâr türbini emülatörü tasarlanmıştır. ASM, vektör denetim yöntemi ile denetlenmiştir. Sistem tasarımında mikrodenetleyici ve Programlanabilir Lojik Denetleyici (PLC) cihazları kullanılarak bir merkezi denetim ve veri toplama (SCADA) sistemi oluşturulmuştur. SCADA sisteminin kullanılması ile insan makine etkileşimi için ara yüz oluşturulmuş ve rüzgâr türbini ile güç sisteminin dinamik değerleri anlık olarak izlenebilmiştir [12].

Martinez ve Herrero, Emülatör yapısında kullanılan harici uyarımlı DA motor, seri dirençle denetlenmiştir. Sensör ve işlemci kullanılmamakta ve maliyet oldukça

azaltılmaktadır. Türbine ait güç-moment ve hız-moment eğrilerini DA motorun temsil edebilmesi için uygun değerlerde seri direnç seçilmiştir. Farklı türbin modellerinin analizinde seri direncin, farklı değerlerde seçilmesi gerekmektedir. Donanım düzeneğinin farklı türbin yapıları için değiştirilmesi çalışmanın en büyük sakıncası olarak ifade edilmektedir [13].

Souhila ve Benyounes, harici uyarımlı DA motor ve SMSG yapısı kullanılan emülatör tasarımında maksimum güç noktasının takibi için kayan kipli denetim, bulanık mantık denetleyici ve PI denetimci yapıları kullanılmış ve performans analizi yapılmıştır. 3 kW'lık türbin sistemi için geliştirilen tasarım sonucunda kayan kipli denetim yönteminin diğer yöntemlere göre maksimum güç noktasını daha yüksek bir doğrulukla takip ettiği ifade edilmiştir [14].

Sajadi ve Roslaniec, Sincap kafesli ASM ve SMSG kullanılarak 0.7 kW'lık RTE tasarlanmıştır. Generatör gerilimi ölçülerek rotor hız bilgisi matematiksel model kullanılarak elde edilmektedir. ASM denetiminde v/f denetim yöntemi uygulanmıştır. REDS'lerin temel prensipleri ve ASM'nin v/f denetimi detaylı olarak incelenmiştir. Düşük maliyetli tasarım ve farklı generatör yapılarının test edilebilmesine olanak veren emülatör yapısı araştırmada öne çıkan husus olarak ifade edilmiştir [15].

Castello ve Espi, 1.5 kW'lık sincap kafesli ASM kullanılarak gerçekleştirilen RTE'de, rotor milinden ölçülen hız verisinin doğruluğunu arttırmak için filtre tasarımı detaylı olarak incelenmiştir. Ayrıca maksimum güç noktası izleme algoritmalarından kanat ucu hız oranı, güç sinyali geri besleme ve değiştir gözle yöntemleri uygulanarak sonuçlar karşılaştırılmıştır [16].

Bailapudi ve Sinha, DA motorun armatür gerilimi, hedeflenen moment değerini üretebilmesi için bulanık mantık denetleyici ile kontrol edilmiştir. Bulanık mantık denetleyici yönteminin doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde üstün olduğu fakat

emülatörün gerçek zamanlı uygulamasının karmaşık olduğu ifade edilmiştir. PI denetimler ile kıyaslandığında bulanık mantık denetleyicinin daha yüksek dinamik performansa ve daha az aşmaya sahip olduğu tespit edilmiştir [17].

Yadav ve Singh, DA motorun mekanik hızı, rüzgâr hızı ve rüzgâr türbinin kanat eğim açısı verileri kullanılarak referans moment bilgisi hesaplanmıştır. Hesaplanan referans moment bilgisi kullanılarak endüvi akımı PI denetimci ile denetlenmiştir. Sabit bir doğru gerilim düşüren (buck) DA/DA dönüştürücüye uygulanarak, PI denetimci ile hedeflenen momenti elde etmek için, uygun Darbe Genişlik Ayarı (DGA) sinyalleri üretilmiştir. Tasarlanan emülatörün 3.7 kW'lık rüzgâr türbini davranışlarını büyük bir doğrulukla temsil ettiği tespit edilmiştir [18].

Guerrero ve Lumbreras, türbin momentinin denetlenmesiyle, küçük güçlü rüzgâr türbinlerini yüksek rüzgâr hızlarına karşı korumak için gelişmiş bir yöntem önerilmiştir. Türbin momentini anma değerleri altında kalmaya zorlamak için moment denetleyici kullanılmıştır. Önerilen denetim yönteminin başarısı, yapılan ölçümler ile kanıtlandığı ifade edilmiştir [19].

Literatürde yapılan çalışmalar incelendiğinde, moment sensörü gibi pahalı sensörler ve donanımlar kullanmadan bir emülatör tasarlanmasının önemli olduğu ortaya çıkmaktadır. Ayrıca, bu çalışmalarda temel amaç, seçilen elektrik motoru ile kurulan RTE'nin, rüzgâr türbinin kararlı ve geçici durum davranışlarını yüksek bir başarımla temsil edebilmektir. Kapalı çevrim denetimle amaca ulaşılabilirken, açık çevrim denetimle ulaşamamaktadır. Literatürde yapılan çalışmalardan, vektör denetim veya doğrusal olmayan denetim gibi ileri seviye yöntemlerle emülatör performansının arttığı anlaşılmaktadır. Sonuç olarak, ucuz ve dayanıklı bir elektrik motorunun pahalı olmayan donanımlarla ve ileri seviye denetim yöntemleri ile sürülmesi sonucunda elde edilen emülatör tasarımının maliyet ve performans açısından optimal durumu temsil ettiği anlaşılmaktadır.

Bu tezin ilk bölümünde YEK kullanılarak gerçekleştirilen enerji dönüşüm sistemleri hakkında genel bilgiler verilmiştir. REDS'lerinin küresel ölçekteki gelişimi sayısal veriler ile sunulmuştur. Ayrıca ülkemizdeki 2016 yılı itibari ile kurulu rüzgâr gücü kapasitesi ve planlanan yatırım hedefleri de incelenmiştir. REDS'lerin araştırılıp geliştirilmesinde kullanılan RTE'ler hakkında genel bilgi verilmiş ve literatürde sunulan RTE sistemlerine ait çalışmalar, kullanılan motor yapısı ve denetim yöntemi temel alınarak araştırılmıştır.

İkinci bölümde, REDS'lere ait temel kavramlar açıklanmıştır. Rüzgâr türbinlerinin aksenal çalışmalarına göre çeşitleri incelenmiştir. SHRT ve DHRT sistemleri incelenmiş birbirleri ile kıyaslanarak öne çıkan hususlar ve sakıncalar karşılaştırılmıştır. Rüzgâr türbinlerinin rüzgârdan elde edebileceği maksimum güç, fiziksel ve matematiksel açıdan yorumlanmıştır. Rüzgâr türbinlerinin çalışma bölgeleri grafiksel olarak sunulmuş ve analiz edilmiştir.

Üçüncü bölümde, ASM'nin matematiksel modeli detaylı olarak sunulmuştur. Bu bölümde ilk olarak ASM'ye ait temel kavramlar açıklanmıştır. ASM'nin eşdeğer devresi ve motor parametrelerinin elde edilmesi için gerekli olan deneyler ifade edilmiştir. ASM'nin hız-moment karakteristiği ve çalışma bölgeleri analiz edilmiştir. ASM'nin eşdeğer devresinin d-q eksen takımında ifadesi için gerekli olan Park ve Clarke dönüşümleri sunulmuştur. ASM'nin senkron referans düzlemde eşdeğer devresi fiziksel ve matematiksel açıdan yorumlanmıştır. ASM'nin denetim yöntemleri hakkında temel düzeyde bilgilendirilme yapılarak bölüm sonlandırılmıştır.

Dördüncü bölümde, ASM'nin rotor alanı yönlendirmeli vektör denetiminin matematiksel modeli verilmiştir. RTE sisteminin vektör denetim yöntemi ile denetlenmesi için gereken matematiksel model ve denetim şeması sunulmuştur. Vektör denetimde kullanılan akım döngülerine ait ileri yol transfer fonksiyonu verilmiş ve PI denetimci katsayılarının hesaplanmasında izlenen yöntem sunulmuştur.

Ayrıca bu bölümde ASM'nin alan zayıflatma bölgesinde çalışması, akım ve gerilim sınırları incelenmiştir.

Beşinci bölümde, Anahtarlama eviriciler hakkında temel bilgi verilmiştir. Akım Ara Devreli Evirici (AADE) ve Gerilim Ara Devreli Evirici (GADE) yapıları ifade edilmiştir. Anahtarlama eviricilerde kullanılan Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı (UVDGA) yöntemi detaylı olarak sunulmuştur.

Altıncı bölümde, 5.5 kW'lık bir ASM, rüzgâr türbin parametreleri ve rüzgâr hızına bağlı olarak, rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim yöntemi kullanılarak denetlenmiş ve RTE sistemi elde edilmiştir. Deneysel çalışmada kullanılan ölçüm devreleri ve çalışma yapıları açıklanmıştır. Güç anahtarlarının  $dv/dt$  analizi gerçekleştirilmiştir. DA bara ve şok emici koruma sistemi uygulaması hakkında bilgi verilmiştir. PI denetimci katsayılarının hesaplanması açıklanmış ve deneysel sonuçlar incelenerek bölüm sonlandırılmıştır.

Bu çalışmanın yedinci ve son bölümde ise, deneysel çalışma sonuçları özetlenmiş, elde edilen kazanımlar ifade edilmiştir.

## **BÖLÜM 2. RÜZGÂR ENERJİSİ DÖNÜŞÜM SİSTEMLERİ**

### **2.1. Rüzgâr Türbinleri**

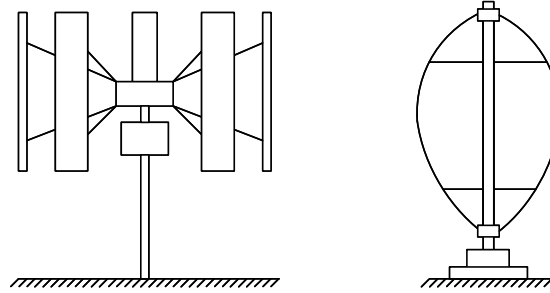
Buhar, rüzgâr, su gibi akışkanların kinetik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren ve dönme hareketi sağlayan ekipmanlara türbin denilmektedir. Rüzgâr türbinleri türbin gövdesi, kanatlar ve kule olmak üzere üç temel kısımdan oluşmaktadır. Yer yüzeyinde bulunan ağaçlar, binalar ve yükseltmeler rüzgâra karşı engel oluşturacağından ve yüksekliğin belirli seviyede artması rüzgâr hızını da arttıracığından dolayı rüzgâr türbinleri kule vasıtasıyla daha yüksekte konumlandırılmaktadırlar. Türbin kanatları kanat yüzeyinin belirli bölgelerinde farklı basınçlar oluşturarak dönmesini sağlayan aerodinamik yapıya sahiptirler. Küçük güçlü türbinlerde kanat açıları sabittir. Büyük güçlü rüzgâr türbinlerinde ise kanat açısı, rüzgârın hızına göre değiştirilerek kanatların dönme hızını ayarlayan ve türbini aşırı güçten koruyan denetim sistemleri bulunmaktadır. Benzer şekilde küçük güçlü rüzgâr türbinlerinde kanatların rüzgârı karşılayabilmesi için sabit bir kuyruk yapısı kullanılırken büyük güçlü rüzgâr türbinlerinde rüzgâr hızı ve yönü ölçülmekte ve bir elektromekanik sistem ile türbin gövdesi ve kanatları rüzgârın geliş yönüne doğru döndürülmektedir. Türbin kanatlarının devir/dakika cinsinden hızları generatörün ihtiyaç duyduğu hıza göre oldukça düşüktür. Bu nedenle kanat sistemi ile generatör arasında dişli sistemleri bulunmaktadır. Türbin gövdesi mekanik ve elektriksel sistemlerin bulunduğu kapalı bir yapıdır. Türbin kanatlarının rüzgârı önden ya da arkadan karşılaşmasına göre aerodinamik yapıları farklılaşmaktadır [20-23].

#### **2.1.1. Dikey eksenli rüzgâr türbinleri**

Rüzgâr türbinleri eksenel konumlarına göre Dikey Eksenli Rüzgâr Türbinleri (DERT) ve Yatay Eksenli Rüzgâr Türbinleri (YERT) olmak üzere ikiye ayrılmaktadırlar. Dikey



eksenli rüzgâr türbinleri özellikle tahılların öğütülmesi işlemi için eski zamanlardan beri kullanılmaktadır. DERT'ler kanat sayıları ve aerodinamik tasarımları açısından farklı yapı ve şekillerde olabilmektedir. Şekil 2.1.'de tipik DERT'lere ait yapılar görülmektedir.



Şekil 2.1. Dikey eksenli rüzgâr türbinleri

Rüzgârın türbülanslı akış sağladığı bölgelerde DERT'ler YERT'lere göre daha üstündürler. Aerodinamik yapıları sayesinde türbülanslı akışın olumsuz etkileri nispeten daha azdır. Bu sistemler düşük rüzgâr hızlarında güç üretebilmektedirler ve çalışmaları için bir kule üzerinde yükseltilmelerine gerek yoktur [24]. Bu özellikleri sayesinde binaların üzerlerine de kurulabilmektedirler. Diğer üstünlükleri ise sessiz çalışmaları ve rüzgârın estiği yöne doğru yönlendirilmelerine ihtiyaç duyulmamasıdır. Genel olarak bu sistemler basit ve ucuzdurlar. Özellikle sabit, düşük güçlü yüklerin ihtiyaç duyduğu enerjiyi sağlamak için kullanılmaktadırlar [25]. En temel sakıncaları verimlerinin düşük olması ve YERT sistemlerine göre daha az güç sağlamalarıdır. DERT sistemleri üzerine yapılan araştırmalar genel olarak aerodinamik yapılarının iyileştirilmesi üzerine odaklanılmıştır. Bu araştırmaların neticesinde de birçok farklı kanat yapısı ve konfigürasyonuna sahip türbin modelleri geliştirilmiştir. DERT yapıları günümüzde yaygın olarak kullanılmamaktadır [26,27].

### 2.1.2. Yatay eksenli rüzgâr türbinleri

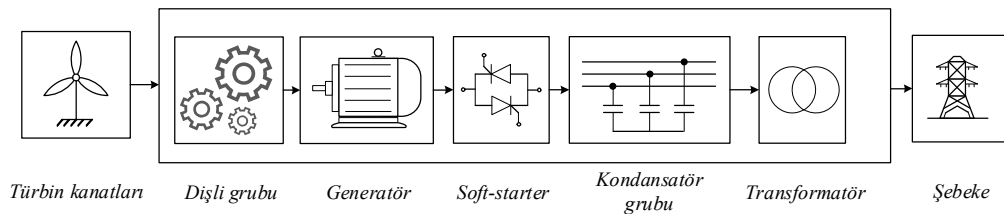
YERT'ler en bilinen rüzgâr türbini yapılarıdır. DERT'lere göre daha yüksek hızlarda rüzgâra ihtiyaç duymaları ve türbülanslı akıştan olumsuz etkilenmeleri nedeniyle kule vasıtasıyla yerden yüksekte konumlandırılmaları gerekmektedir. Kanat yapıları uçakların kanat yapılarına benzemektedir. Rüzgârın, türbin kanadının farklı

yüzeylerine temas etmesiyle kanat yüzeylerinde basınç farklılıkları oluşmaktadır. Düşük ve yüksek basınçlı bölgeler kanadın hareket etmesini ve bir pervane gibi dönmesini sağlamaktadır. Kanatların bağlı bulunduğu mil ve buna bağlı olan rotorun dönmesi ile elektrik enerjisi üretilmektedir. YERT'lerin üstünlükleri, yüksek güç üretebilmeleri ve verimlerinin yüksek olması olarak sıralanmaktadır. Sakıncaları ise rüzgâr yönüne doğru döndürülmeleri ve düşük rüzgâr hızlarında çalışmamaları olarak sıralanmaktadır. Küçük güçlü sistemlerde dahili bir kuyruk yapısı ile döndürülme işlemi gerçekleştirilirken büyük güçlü türbinlerde elektromekanik sistemler kullanılmaktadır. Bu durum maliyeti arttırmakta ve denetim yapısını karmaşıklaştırmaktadır [23,27].

### 2.1.3. Sabit hızlı rüzgâr türbinleri

Rüzgâr türbinleri hızları bakımından sınıflandırıldığında SHRT ve DHRT olmak üzere temelde iki gruba ayrılırlar. 1990'lı yıllara kadar SHRT sistemleri sıklıkla kullanılmıştır [28]. Bu yıllardan sonra ise teknolojik gelişmeler ve SHRT sistemlerinin güç kalitesi üzerindeki olumsuz etkilerinden dolayı popülerlikleri azalmış ve yerlerini DHRT sistemlerine bırakmışlardır.

Temel bir SHRT sistemi incelendiğinde altı bileşenden oluştuğu görülmektedir. Bu bileşenler; türbin kanatları, dişli yapısı, asenkron generatörü (sincap kafesli veya rotoru sargılı), kapasitör grubu, yumuşak yol verici (soft-starter) ve şebeke bağlantı trafosu olarak ifade edilmekte ve blok yapısı Şekil 2.2.'de görülmektedir [29].



Şekil 2.2. Sabit hızlı rüzgâr türbini sistemi blok şeması

SHRT sistemlerinde genel olarak asenkron generatörler kullanılmaktadır. Generatörden elde edilen elektrik enerjisi herhangi bir güç elektroniği sistemi ile

işlenmeden, bir bağlantı transformatörü ile doğrudan şebekeye bağlanmaktadır. Generatörün direkt olarak şebekeye bağlanması sistemi daha basit hale getirmesinin yanında bazı sakıncalar da oluşturmaktadır. SHRT sistemlerinin çalışmasında pervane hızı ve dolayısıyla generatör hızı sabit tutulmaktadır. Rüzgâr hızının nadiren olsa ani değişimlerinde, pervane denetim sisteminin zaman sabiti nedeniyle sabit hız korunamamaktadır. Bu durumda anlık olarak şebeke ile frekans farklılaşması yaşanır. Özellikle büyük güçlü çok sayıda SHRT sisteminin oluşturduğu bir alt şebekenin ana şebekeye doğrudan bağlanması, yukarıdaki sebepten ötürü ana şebekede güç kalitesi problemlerine de neden olmaktadır. [29-31].

SHRT sistemlerinde kullanılan asenkron generatörler endüktif yapıda olduklarından şebekeden reaktif güç çekmektedirler. Bu durumu kompanze etmek için SHRT'lerde kondansatör grupları kullanılmaktadır [30].

SHRT'lerin hangi sabit hızlarda döneceği, şebekenin frekansı, generatörün tasarımı ve dişli grubu bileşenleri tarafından belirlenmektedir. SHRT'lerin maksimum verimle çalışması sadece rüzgâr hızının bir değeri için mümkündür [29]. Rüzgâr hızı değişken olduğundan bu sistemlerin verimleri DHRT'lere göre daha düşüktür.

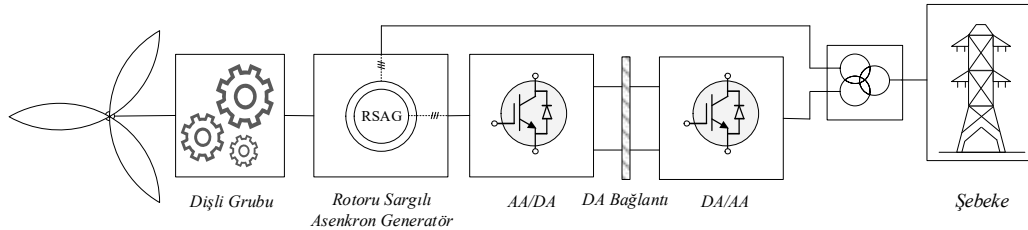
Bu sistemlerin üstünlükleri yapılarının basit ve maliyetlerinin de göreceli olarak düşük olmasıdır. Sakıncaları ise şebekede kararlılık problemlerine neden olmalarıdır. SHRT'ler basit yapıları ve düşük maliyetleri nedeniyle günümüzde hala kullanılmaya devam etmektedir. Literatür incelendiğinde SHRT'lerin güç kalitesindeki olumsuz etkilerini azaltmaya yönelik çalışmaların ağırlıkta olduğu görülmektedir [29-31].

#### **2.1.4. Değişken hızlı rüzgâr türbinleri**

Farklı rüzgâr hızlarında generatör milinin de farklı hızlarda dönmesine izin veren rüzgâr türbini sistemlerine DHRT sistemleri denilmektedir. DHRT sistemlerinin SHRT sistemlerine göre olan üstünlükleri günümüzde DHRT sistemlerini en çok tercih edilen rüzgâr türbini modelleri haline getirmiştir. SHRT sistemleri maksimum gücü sadece rüzgâr hızının belirli bir değerinde sağlayabiliyorken, DHRT'ler ise

maksimum gücü, rüzgâr hızının daha önceden belirlenmiş sınır koşulları içerisinde kalan tüm rüzgâr hızlarında sağlayabilmektedir. Böylelikle verimleri SHRT'lerden daha yüksektir. Genellikle DHRT'lerde generatörden elde edilen AA güç doğrultucular ile DA güce daha sonra da evirici yapısı ile şebeke ile senkron, AA güce dönüştürülmektedir. Güç elektroniği sistemleri ve faz kilitlemeli döngü ile şebeke senkronizasyonu sağlanmakta, frekans ve güç katsayısı uyumu büyük bir doğrulukla gerçekleşmektedir. DHRT'lerde güç elektroniği yapıları kullanılarak elde edilen gerilimin karakteristiği iyileştirilirken ortaya harmonik bozunum gibi yeni bir sorun çıkmaktadır. Toplam Harmonik Bozunumun (THB) standartlar ile belirlenen seviyelere indirgenebilmesi için evirici çıkış filtreleri kullanılmaktadır. DHRT'ler SHRT'ler ile kıyaslandığında daha verimli ve kararlıdır, şebekede kararlılık problemlerine neden olmazlar. Sakıncaları ise maliyetlerinin yüksek, denetim ve donanım yapılarının karmaşıklığı olarak ifade edilmektedir [32,33].

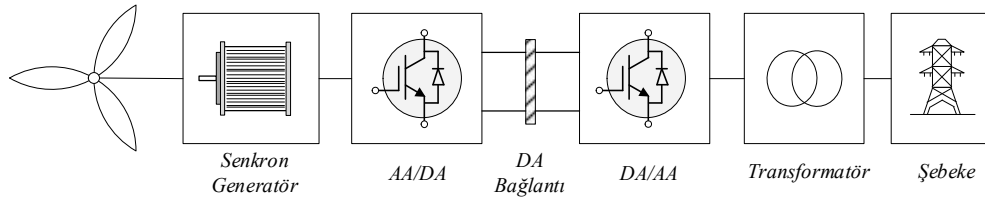
DHRT sistemlerinde iki farklı generatör modeli sıklıkla tercih edilmektedir. Bunlardan birincisi Rotoru Sargılı Asenkron Generatör (RSAG) ve dişli yapısı ile türbin pervanelerine bağlı olan modeldir ve blok yapısı Şekil 2.3.' te görülmektedir [34,35].



Şekil 2.3. Asenkron generatör kullanan değişken hızlı rüzgâr türbini sistemi blok şeması

Diğer türbin yapısı ise sistemde dişli grubu bulunmayan, generatörün direkt olarak türbin pervanesine doğrudan sürülen sistemlerdir bu sistemlerde SMSG kullanılır. Sistemde dişli grubu bulunmaması kurulum ve bakım maliyetlerini azaltmaktadır. Denetim açısından durum değerlendirildiğinde RSAG'ın denetimi SMSG'nin denetimine göre daha karmaşıktır. Fakat RSAG ile kullanılan güç elektroniği sürücü sistemleri rotor gücüne eşittir. Bu değer oran olarak yaklaşık generatör gücünün 3'te 1'ine eşittir. SMSG'de ise tam kapasite güç elektroniği sürücü sistemleri gerekir.

RSAG'ün statoru doğrudan şebekeye bağlıdır, bu yüzden şebeke hatalarından kötü etkilenir. Bu durum ek koruma elemanları ve denetimde karmaşaya neden olur. SMSG şebekeye doğrudan bağlı olmadığı için şebeke hatalarından daha az etkilenir. SMSG kullanılarak tasarlanan DHRT'nin temel yapısı Şekil 2.4.'te sunulmaktadır [34,35].



Şekil 2.4. Senkron generatör kullanan değişken hızlı rüzgâr türbini sistemi blok şeması

Standartlar gereği, günümüzde kurulan rüzgâr türbinlerinin şebekeye frekans ve gerilim desteği vermesi istenmektedir. Bu durum ülkemizde de henüz yürürlüğe girmektedir [37,40].

## 2.2. Rüzgâr Türbin Gücü

Rüzgâr türbinlerinin temel görevi rüzgârın kinetik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürerek generatör miline aktarmaktır. Rüzgârın kinetik enerjisi hızının bir fonksiyonu olduğuna göre, rüzgâr kinetik enerjisinin bir kısmını türbine aktarmaktadır. Kütle  $m$  (kg) olan ve  $v_t$  (m/s) hızında hareket eden bir cismin kinetik enerjisi  $E_k$  (Joule) Denklem (2.1) kullanılarak hesaplanmaktadır [21,36].

$$E_k = \frac{1}{2} m v_t^2 \quad (2.1)$$

Bir akışkanın kütlesi, akışkanın yoğunluğu  $\rho$  (kg/m<sup>3</sup>) ve hacminin  $V$  (m<sup>3</sup>) çarpımı ile hesaplanmaktadır. Denklem (2.1)'deki kinetik enerji eşitliğinde kütle yerine hacim ve akışkan yoğunluğu parametreleri kullanılarak Denklem (2.2) elde edilir.

$$m = \rho V \rightarrow E_{k,rüzgar} = \frac{1}{2} \rho V v_t^2 \quad (2.2)$$

Türbin kanatlarının hava boşluğunda taramış olduğu dairesel alan “A” ile rüzgârın birim zamanda kat ettiği mesafenin çarpımı havanın hacimsel değişim miktarını vermektedir [21,36].

$$\begin{aligned} A &= \pi r^2 \\ \Delta V &= Av_t \Delta t \end{aligned} \quad (2.3)$$

Güç, enerjinin zamana göre değişimidir. Yukarıda ifade edilen bilgiler ışığında rüzgâra ait güç denklemi aşağıdaki formüller ile hesaplanmaktadır [21,36].

$$P_{\text{rüzgar}} = \frac{\Delta E_{k,\text{rüzgar}}}{\Delta t} = \frac{\Delta(\frac{1}{2} \rho V v_t^2)}{\Delta t} = \frac{\Delta V (\frac{1}{2} \rho v_t^2)}{\Delta t} \quad (2.4)$$

Denklem (2.4), Denklem (2.3) kullanılarak düzenlendiğinde Denklem (2.5) elde edilir.

$$P_{\text{rüzgar}} = \frac{1}{2} \frac{\Delta V (\rho v_t^2)}{\Delta t} = \frac{1}{2} \frac{(Av_t \Delta t) (\rho v_t^2)}{\Delta t} \quad (2.5)$$

Denklem (2.5)’te sadeleştirilmeler yapılarak Denklem (2.6) elde edilir.

$$P_{\text{rüzgar}} = \frac{1}{2} \rho A v_t^3 \quad (2.6)$$

Denklem (2.6) belirli bir yoğunluk, kütle ve hıza sahip olan rüzgârın gücünü “ $P_{\text{rüzgâr}}$ ” göstermektedir. Rüzgâr pervaneye temas etmeden önceki hızının bir kısmını pervaneye temas ettikten sonra kaybedecektir fakat pervanenin arkasında hala belirli bir hız değerine sahiptir. Güç hızın bir fonksiyonu olduğuna göre, rüzgârın pervane kanatlarına temas etmesi ile gücünün bir kısmını pervaneye aktarmaktadır ve bu güce türbin giriş gücü “ $P_{\text{Türbin}}$ ” denilmektedir. Türbin giriş gücü Denklem (2.7) ile hesaplanmaktadır.

$$P_{Türbin} = \frac{1}{2} \rho A v_t^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (2.7)$$

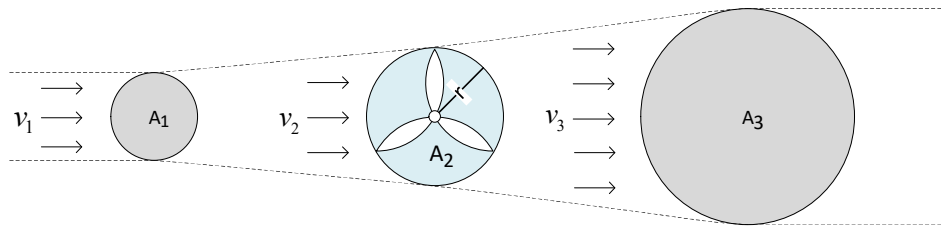
Denklem (2.7)'de bulunan  $C_p$  parametresi türbin güç katsayısıdır ve birimsiz bir büyüklüktür. Türbin giriş gücünün, rüzgâr gücüne bölünmesi ile türbin güç katsayısı bulunur. Esasen türbin güç katsayısı rüzgârdaki gücün ne kadarının türbine aktarılabilceğini gösteren bir katsayıdır. Türbinin elektromekanik denklemleri kullanılarak türbin giriş gücü Denklem (2.8) ile hesaplanabilir.

$$P_{Türbin} = \omega_r T_w \quad (2.8)$$

Burada,  $T_w$ , türbin pervanesine bağlı olan milde indüklenen momenttir. Sistemde dişli grubu kullanılması durumunda hız-moment eşitlikleri dişli oranına göre düzenlenmelidir. Sonuç olarak pervane milinde indüklenen moment Denklem (2.9) ile hesaplanır [21,36,38].

$$T_w = \frac{P_{Türbin}}{\omega_r} = \frac{1}{2} \rho \pi r^2 V_t^2 C_p(\lambda, \beta) \quad (2.9)$$

Türbin güç katsayısı, kanat ucu hız oranı “ $\lambda$ ” ve kanat eğim açısı “ $\beta$ ”nın bir fonksiyonudur. Rüzgâr türbinlerinin, rüzgârdan elde edebileceği maksimum gücün teorik üst değeri Betz limiti olarak adlandırılmakta ve enerji denklemleri ile ifade edilmektedir. Rüzgâr türbininin çalıştığı hava aralığı bölgesi Şekil 2.5.’teki kesikli çizgi ile gösterilen alan ile tanımlandığında, bu alan içerisindeki havanın hacimsel değişim miktarı  $\Delta V$  tüm bölgelerde birbirine eşittir [36].



Şekil 2.5. Rüzgâr türbini bölgesinde bulunan rüzgâr hız vektörleri

Rüzgârın, türbin kanatlarına çarpmadan önceki hızına bağlı olarak rüzgâr giriş gücü “ $P_1$ ” ve türbin kanatlarından ayrıldıktan sonraki hızına bağlı olarak rüzgâr çıkış gücü “ $P_3$ ” olarak tanımlandığında rüzgârın türbine aktardığı güç “ $P_2$ ”, Türbin giriş gücüne eşit olmaktadır ( $P_2 = P_{\text{Türbin}}$ ). Rüzgârdan türbine aktarılan güç, rüzgâr giriş gücü ile rüzgâr çıkış gücü arasındaki fark olmaktadır. Türbin giriş gücü Denklem (2.10) ile hesaplanmaktadır.

$$P_{\text{Türbin}} = P_2 = P_1 - P_3 \quad (2.10)$$

Denklem (2.10)’daki güç ifadeleri yerine Denklem (2.6) yazılarak Denklem (2.11) elde edilir.

$$P_{\text{Türbin}} = \underbrace{\left[ \frac{\Delta V_2 \left( \frac{1}{2} \rho v_2^2 \right)}{\Delta t} \right]}_{P_2} = \underbrace{\left[ \frac{\Delta V_1 \left( \frac{1}{2} \rho v_1^2 \right)}{\Delta t} \right]}_{P_1} - \underbrace{\left[ \frac{\Delta V_3 \left( \frac{1}{2} \rho v_3^2 \right)}{\Delta t} \right]}_{P_3} \quad (2.11)$$

Hacimsel değişimler arasındaki ilişki Denklem (2.12) ile ifade edilir.

$$\Delta V = \Delta V_1 = \Delta V_2 = \Delta V_3 \quad (2.12)$$

Rüzgârın pervaneye temas ettiği andaki hızı ( $v_2$ ), pervaneye temas etmeden önceki hızı ( $v_1$ ) ve pervaneden ayrıldıktan sonraki hızı ( $v_3$ ) cinsinden Denklem (2.13) ile ifade edilmektedir.

$$v_2 = \frac{v_1 + v_3}{2} \quad (2.13)$$

Havanın hacimsel değişim miktarının birbirine eşit olduğu ve rüzgârın türbin kanatlarına çarptığı andaki hızı, giriş ve çıkış hızlarının ortalaması olduğu kabul edildiğinde, türbin gücü eşitliğinin yeni hali Denklem (2.14)’teki gibi tanımlanmaktadır.



$$P_{Türbin} = \frac{\Delta V}{\Delta t} \frac{1}{2} \rho (v_1^2 - v_3^2) = \frac{\Delta \overbrace{(A_2 v_2 t)}^{v=v_2}}{\Delta t} \frac{1}{2} \rho (v_1^2 - v_3^2) \quad (2.14)$$

Denklem (2.14)'te dairenin alan formülü yerine yazılarak Denklem (2.15) elde edilir.

$$P_{Türbin} = \frac{(\pi r^2) \left( \frac{v_1 + v_3}{2} \right) \Delta t}{\Delta t} \cdot \frac{1}{2} \rho (v_1^2 - v_3^2) \quad (2.15)$$

Denklem (2.15) düzenlenerek Denklem (2.16) elde edilir.

$$P_{Türbin} = \frac{1}{2} \rho (\pi r^2) \left( \frac{v_1 + v_3}{2} \right) (v_1^2 - v_3^2) \quad (2.16)$$

Rüzgârın giriş hızı, çıkış hızının katı olarak tanımlandığında güç ifadesi Denklem (2.17) ile yeniden tanımlanır

$$v_3 = k v_1 \quad (2.17)$$

Denklem (2.16)'da verilen güç ifadesinde rüzgârın pervaneden çıkış hızı, pervaneye giriş hızı cinsinden ifade edilerek Denklem (2.18) türetilir.

$$P_{Türbin} = \frac{1}{2} \rho (\pi r^2) \left( \frac{v_1 + k v_1}{2} \right) (v_1^2 - (k v_1)^2) \quad (2.18)$$

Denklem (2.18) düzenlenerek Denklem (2.19) elde edilir.

$$P_{Türbin} = \frac{1}{2} \rho (\pi r^2) \frac{(v_1 (k+1))}{2} (v_1^2 (1-k^2)) \quad (2.19)$$

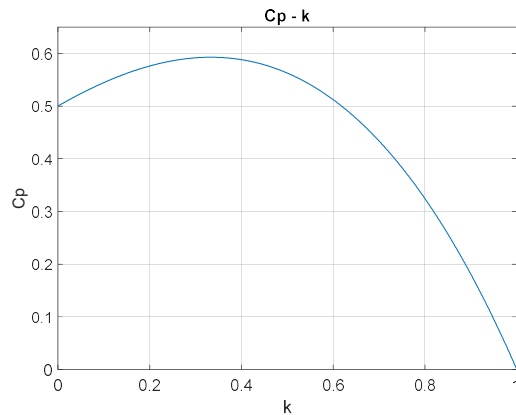
Denklem (2.19) incelendiğinde türbin giriş gücünün  $v_1$  hızının bir fonksiyonu olduğu görülmektedir.  $C_p$  güç katsayısı türbin giriş gücü ile rüzgâr gücü arasındaki oranı ifade etmektedir ve Denklem (2.20) ile hesaplanmaktadır.

$$C_p = \frac{P_{Türbin}}{P_1} = \frac{\frac{1}{4} \rho (\pi r^2) v_1^3 (1-k^2)(k+1)}{\frac{1}{2} \rho (\pi r^2) v_1^3} \quad (2.20)$$

Denklem (2.20) sadeleştirilerek Denklem (2.21) elde edilir.

$$C_p = \frac{1}{2} (1-k^2)(k+1) \quad (2.21)$$

Güç katsayısının,  $k$  katsayısına göre değişimi Şekil 2.6.'da sunulmaktadır.  $C_p$ 'nin  $k$ 'ya göre türevi alınıp sıfıra eşitlendiğinde  $C_{p,max}$  bulunmaktadır. Şekil 2.6. incelendiğinde güç katsayısı  $k=1/3$  değerinde 0.59 maksimum değerini almaktadır bu değer teorik olarak rüzgâr türbininin rüzgârdan elde edebileceği maksimum güç sınırını ve Betz limiti olarak adlandırılmaktadır [38].

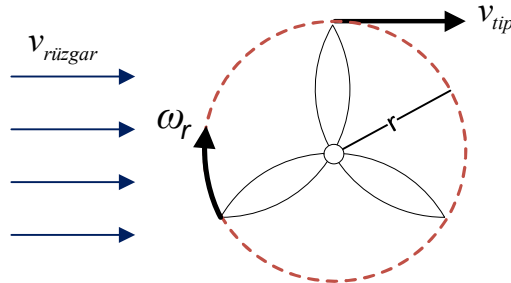


Şekil 2.6. k katsayısının güç katsayısı ile olan matematiksel ilişkisi

Sonuç olarak, rüzgârda var olan gücün yalnızca %59'u Türbin giriş gücü olarak alınabilmektedir. Bu değer teoriktir, gerçekte kayıplar nedeniyle bu değer %40-50 arasında kalmaktadır [39].

### 2.2.1. Kanat ucu hız oranı

Rüzgâr türbini kanat ucu doğrusal hızı “ $v_{tip}$ ” pervanesinin açısal hızı “ $\omega_r$ ” ile türbin pervanesinin yarıçapının “ $r$ ” çarpımı şeklinde ifade edilmektedir ve Şekil 2.7.’de gösterilmektedir. Rüzgâr türbinlerinin kanat ucu hızı rüzgâr hızından daha yüksektir.



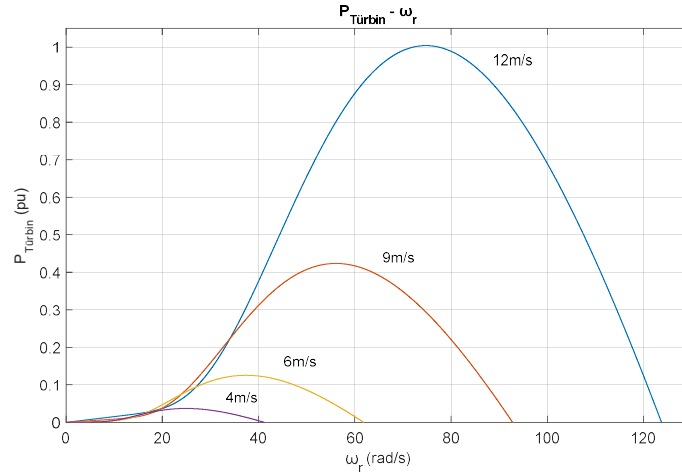
Şekil 2.7. Kanat ucu hız oranının sembolik gösterimi

Kanat ucu hız oranı, türbin kanatlarının hızı ile rüzgâr hızı parametrelerine bağlı olan bir orandır ve Denklem (2.22) ile hesaplanmaktadır [21,36,38].

$$\lambda = \frac{v_{tip}}{v_t} = \frac{\omega_r r}{v_t} \quad (2.22)$$

### 2.2.2. Türbin güç eğrisi

Rüzgâr türbinine ait güç eşitlikleri incelendiğinde rüzgâr hızının artması rüzgâr gücünün ve buna bağlı olarak türbin giriş gücünün artmasına neden olmaktadır. Şekil 2.8. türbin kanatlarının açısal hızındaki değişimin türbin giriş gücünü nasıl etkilediğini farklı rüzgâr hızları için göstermektedir.



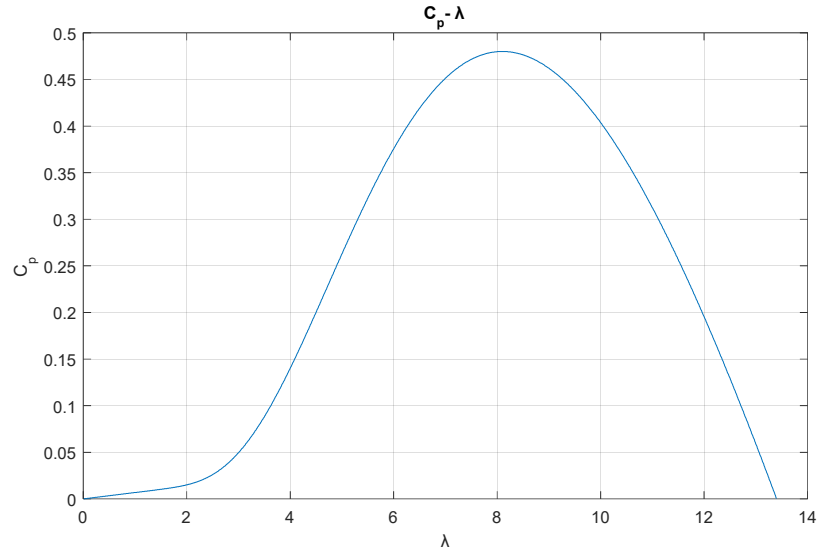
Şekil 2.8. Birim baz büyüklükler cinsinden türbin güç eğrileri

Türbin giriş gücü, kanatların açılma hızı ile değişmektedir. Türbinden maksimum güç elde edilmesi için her farklı rüzgâr hız değerinde türbin pervanesinin belirli bir farklı hızda dönmesi gereklidir. Kanatların bu hız değerinden daha hızlı veya daha yavaş dönmesi türbin giriş gücünün azalmasına neden olmaktadır. Türbin giriş gücünün azalması da generatörden alınan elektrik enerjisinin azalması demektir. Rüzgâr türbinlerinde maksimum gücün, türbin kanat hızının sadece bir değerinde elde edilmesinin temel nedeni güç katsayısı  $C_p$ 'nin kanat ucu hız oranı  $\lambda$ 'nın bir fonksiyonu olmasından kaynaklanmaktadır.  $C_p$ 'nin hesaplanması Denklem (2.23)'te görülmektedir.

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2.23)$$

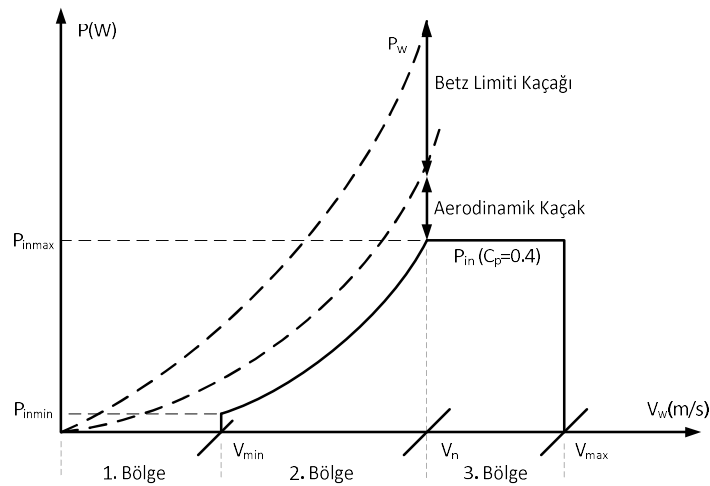
$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left( \frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4 \right) e^{\left( \frac{c_5}{\lambda_i} \right)} + c_6\lambda$$

Denklemdaki sabitler,  $C_1 = 0.5176$ ,  $C_2 = 116$ ,  $C_3 = 0.4$ ,  $C_4 = 5$ ,  $C_5 = 21$ ,  $C_6 = 0.0068$  olarak verilmektedir. Küçük güçlü rüzgâr türbinlerde kanat eğim açısı sabit olduğundan  $\beta=0$  alınır [18,39].



Şekil 2.9. Kanat ucu hız oranının değişiminin güç katsayısına etkisi

Türbin parametrelerine göre kanat ucu hız oranı ve güç katsayısının değişimi Şekil 2.9.'da görülmektedir. Kanat ucu hız oranının optimal değerinde güç katsayısı maksimum olmaktadır. Bu durum Şekil 2.8.'deki grafik ile de doğrulanmaktadır. Betz teoremine göre pervane gücü teorik olarak en fazla 0.5926 olabilmektedir. Fakat gerçek uygulamalarda ideal olmayan durumların etkisinden dolayı, genellikle 0.40 ile 0.50 arasında kalmaktadır. Güç katsayısı genelde en fazla 0.48 kabul edilir [36,38,39].



Şekil 2.10. Rüzgâr türbini çalışma bölgeleri

Şekil 2.10.'da DHRT sisteminin çalışma bölgeleri görülmektedir. Rüzgâr türbinlerinin çalışma bölgeleri rüzgâr hız seviyelerine göre üç bölümde incelenmektedir. Birinci bölge rüzgâr türbininin çalışması için gereken minimum rüzgâr hızı seviyesinden daha düşük rüzgâr hızlarının bulunduğu bölgeyi göstermektedir. Bu bölgede şebekeye güç aktarımı yapılmaz ve türbin kapalı durumdadır. Bu bölgede rüzgârda var olan güç değeri kayıpları karşılamaya yetmez, sınır değeri genelde 2.5 m/s ile 3 m/s arasındadır. İkinci bölge rüzgâr türbininin Maksimum Güç İzleme (MGI) işlemini gerçekleştirdiği bölgedir. İkinci bölgede aerodinamik kaçaklar ve kayıplar çıkarıldığında geri kalan gücün tamamı şebekeye aktarılmak istenmektedir. Üçüncü bölgede rüzgâr gücü türbin giriş gücünün maksimum değerinin üstündedir. Bu bölgede pervane bıçaklarının eğim denetimi gibi yöntemler ile türbin gücü maksimum değerinde sabit tutulur. Fırtına koşulları gibi durumlarda, türbin aşırı güçten korunmuş olur. Bu çalışma bölgeleri tüm DHRT sistemleri için geçerlidir [36].

## **BÖLÜM 3. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ**

### **3.1. Genel Bilgiler**

Bir ASM stator ve rotor olmak üzere temel iki kısımdan meydana gelmektedir. Çok fazlı ASM'ler rotor tasarımlarına göre iki ana gruba ayrılmaktadır. Rotor yapısı stator gibi sargılardan oluşmuş ise bu motor rotoru sargılı ASM olarak isimlendirilmektedir. Benzer şekilde rotor sargıları yerine rotor oluklarına gömülü iletken çubuklar ve bu çubukların her iki ucu iletken halkalar ile kısa devre edilmiş bir şekilde tasarlanmış ise bu yapıya sincap kafesli ASM denilmektedir. ASM'lerin rotor yapısına ait farklı tasarımlar, bazı üstünlük ve sakıncalara sahip olmakla birlikte temel çalışma prensipleri değişmemektedir. Rotor çubuklarının rotora yerleştirilme şekline bağlı olarak, A, B, C ve D sınıfı üretimler söz konusudur [41-43].

ASM'lerin stator ve rotor aksamaları arasında elektriksel bağ bulunmamaktadır. Transformatörlerin primerine uygulanan elektriksel enerjinin sekondere aktarılmasındaki elektromanyetik indüksiyon prensibi, ASM'nin statoru ve rotoru arasında da geçerlidir. Bu nedenle ASM'lere indüksiyon motorları da denilmektedir.

### **3.2. Asenkron Motora Ait Temel Kavramlar**

ASM'nin denetlenmesi için öncelikle motora ait temel kavramların bilinmesi ve matematiksel modelinin denetim sistemine uygun olarak oluşturulması gerekmektedir. ASM'de kayma kavramı ve moment oluşumu bu kısmın alt başlıklarını oluşturmaktadır.

### 3.2.1. Asenkron motorda moment oluşumu

Stator sargılarına uygulanan üç fazlı alternatif akım statorda dönen bir manyetik alan oluşturmaktadır. Manyetik alanın dönüş hızı (senkron hız) statora uygulanan dengeli üç fazlı gerilimlerin frekansı ve stator sargılarının yerleştirilmesine bağlı olan makinenin kutup sayısı ile orantılıdır. Denklem (3.1) ile bir ASM'nin senkron hızı hesaplanmaktadır.

$$n_{senkron} = n_s = \frac{120f_e}{p} \quad (3.1)$$

Denklem (3.1)'de manyetik alanın dönme hızı  $n_s$  senkron hız olarak adlandırılmaktadır ve  $f_e$  elektriksel frekans ile kutup sayısı  $p$ 'ye bağlıdır. Denklemden anlaşılacağı üzere frekansta ki iki kat artış veya azalış senkron hızda da iki kat artış veya azalışa tekabül etmektedir. Bu durum elektriksel frekans ile manyetik alanın hızı arasında ki doğrusallığı açıkça göstermektedir [42,43].

Stator sargılarında ki değişken manyetik alan rotor sargılarında veya çubuklarında gerilim indüklenmesine neden olmaktadır. Oluşan bu gerilim Denklem (3.2) ile hesaplanmaktadır.

$$e_{ind} = (\vec{v} \times \vec{B})l \quad (3.2)$$

Denklemden  $\vec{B}$  manyetik akı yoğunluğu vektörünü,  $l$  manyetik alan içerisinde bulunan iletkenlerin uzunluğunu,  $\vec{v}$  ise rotor iletkenlerinin senkron manyetik alana göre bağlı çizgisel hızını ifade etmektedir. Rotor iletkenlerinde gerilim indüklenmesi demek rotor sargılarının veya rotor iletkenlerinin farklı aksel konumlarında farklı potansiyellere sahip olmaları anlamına gelmektedir. Sincap kafesli ASM'lerde kısa devre halkalarıyla, rotoru sargılı ASM'lerde ise rotor sargılarının kısa devre edilmesiyle rotor akımları meydana gelmektedir. Rotorun endüktif yapısı, rotor akımının rotor geriliminden geride kalmasına neden olmaktadır. Faraday yasasına göre rotor akımlarından dolayı rotorda  $\vec{B}_R$  rotor manyetik alanı oluşmaktadır. Statorda oluşan



manyetik alan ve rotorda oluşan manyetik alan vektörleri birlikte net manyetik alanı ve dolayısıyla net Manyeto Motor Kuvvetini (MMK) oluşturmaktadır. ASM’de indüklenen moment aslında bu iki manyetik alanın aynı hizaya gelme çabalarından meydana gelmekte ve Denklem (3.3) ile tanımlanmaktadır [41-43].

$$T_{ind} = k(\vec{B}_R \times \vec{B}_S) \quad (3.3)$$

Denklem (3.3)’te  $k$  sargı katsayısı,  $B_R$  rotora ait manyetik akı vektörü,  $B_S$  statora ait manyetik akı vektörü ve  $B_{net}$  net manyetik akı vektörüdür [44].

### 3.2.2. Asenkron motorda kayma kavramı

ASM’lerin çalışması esnasında rotorun mekanik açısal hızı ‘ $\omega_r$ ’ senkron hızdan ( $\omega_s$ ) daima daha düşüktür. Denklem (3.2) incelendiğinde rotorda indüklenen gerilimin bağlı hız ve manyetik akı yoğunluğu vektörlerinin bir fonksiyonu olduğu görülmektedir. Eğer rotor mili harici bir sistem ile dışarıdan mekanik olarak döndürülerek senkron hıza ulaştırılırsa rotor iletkenleri manyetik alan ile aynı hızda hareket ettiğinden rotorun statora göre bağlı hızı sıfır olmaktadır. Faraday yasasındaki değişken manyetik alan, bağlı hızın sıfır olmasından dolayı oluşmamaktadır. Stator manyetik alanı ve rotor iletkenleri senkron hızda döndüğünden manyetik alan kuvvet çizgileri rotor iletkenlerini sürekli olarak aynı açı ile kesmektedir. Dolayısıyla rotor iletkenlerinde gerilim indüklenmemektedir. Rotor sargılarında gerilim indüklenmemesi nedeniyle rotor iletkenlerinden akım akmamakta ve rotora ait manyetik alan oluşmamaktadır. Bu durum transformatörün primer sargılarına doğru akım uygulanmasına benzetilebilir. Transformatörün primerinde değişken bir manyetik alan oluşmadığı için sekonderinde gerilim indüklenmemektedir [42-44].

Motor mili harici bir mekanik sistem ile dönemeyecek şekilde kilitlenirse rotorun mekanik hızı sıfır olmaktadır. Rotorun mekanik hızı sıfır iken senkron hıza göre bağlı hız maksimum ve senkron hıza eşit olmaktadır. Tüm bu bilgiler ışığında devir cinsinden kayma hızı senkron hız ( $n_s$ ) ile rotor mekanik hızı ( $n_r$ ) arasında ki fark olarak tanımlanmakta ve aşağıda ki denklem ile hesaplanmaktadır [41-44].

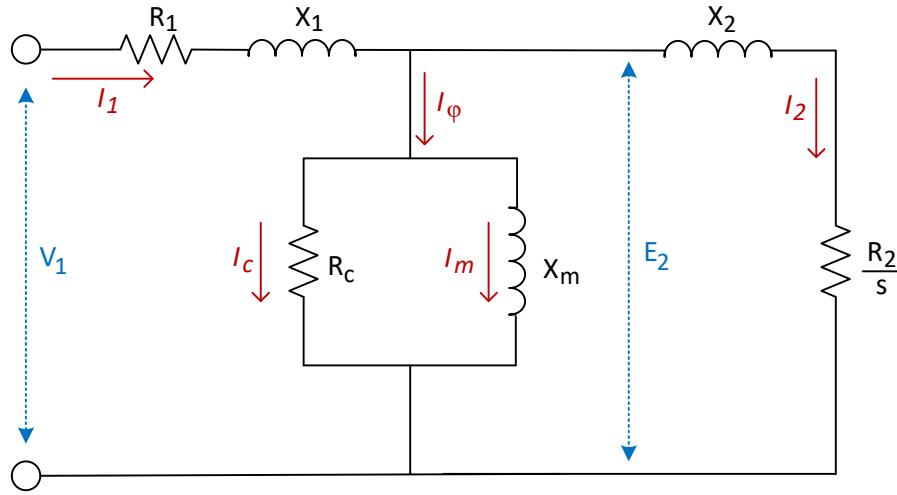
$$n_{kayma} = n_{sl} = (n_s - n_r) \quad (3.4)$$

Kayma değeri yüzde olarak Denklem (3.5) ile ifade edilir.

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{n_{sl}}{n_s} \quad (3.5)$$

### 3.3. Asenkron Motorun Eşdeğer Devresi

ASM'nin eşdeğer devresini oluşturmak, motora ait parametrelerin belirlenebilmesi için büyük önem taşımaktadır. Tek faz eşdeğer devresinin oluşturulmasında motorun yıldız bağlı olduğu kabul edilmektedir. Bu durum sadece matematiksel kolaylık sağlamaktadır. Şekil 3.1.'de ASM'nin tek faz eşdeğer devresi görülmektedir. Devre rotorun statora indirgenmesi ile elde edilen tam eşdeğer devredir ve devrede ifade edilen parametreler faz büyüklükleridir [43,44]. Bu devre IEEE 112 numaralı standartta verilmektedir [44].



Şekil 3.1. ASM tek faz eşdeğer devresi

Şekil 3.1.'de  $R_1$  stator sargılarının omik direncini,  $X_1$  stator sargılarının kaçak reaktansını,  $R_c$  demir kayıp direncini,  $X_m$  mıknatıslama reaktansını,  $V_1$  gerilimi statora uygulanan gerilimin faz-nötr değerini,  $E_2$  ise bileşke hava aralığı akısı tarafından

indüklenen zıt Elektro Motor Kuvvetini (EMK) temsil etmektedir. Bu değerler bir faz eşdeğeri için verilmektedir ve bütün büyüklükler faz büyüklükleridir. Stator devresine ait akımlarda  $I_1$  akımı stator sargılarından akan faz akımı,  $I_2$  akımı rotor faz akımının statora indirgenmiş değerini,  $I_c$  çekirdek kayıplarını temsil eden akımı,  $I_m$  mıknatıslama akımını ve  $I_\phi$  de çekirdek kayıp akımı ile mıknatıslama akımının toplamından oluşan boşa çalışma akımını ifade etmektedir. Rotor devresine ait parametrelerden  $R_2$  rotor devresi omik direncini,  $X_2$  rotor kaçak reaktansının stator devresine indirgenmiş halini temsil etmektedir. Senkron hızda hareket eden hava aralığı akısı, faz sargılarında zıt EMK oluşumuna neden olmaktadır. Stator empedansı  $Z_1$  stator omik direnci ile endüktansının toplamı olarak Denklem (3.6) ile hesaplanmaktadır [42].

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \quad (3.6)$$

Stator uç gerilimi  $V_1$  stator sargıları üzerinde düşen gerilim ile zıt EMK'nın toplamı şeklinde Denklem (3.7) ile hesaplanmaktadır.

$$\vec{V}_1 = \vec{I}_1 (R_1 + jX_1) + \vec{E}_2 \quad (3.7)$$

Statora ait devre yapısı incelendiğinde stator akımı  $I_1$ 'in rotor akımı  $I_2$  ve boşa çalışma akımı  $I_\phi$  nin toplamından oluştuğu görülmektedir. Uyarma akımı çekirdek kayıplarını temsil eden  $I_c$  ve mıknatıslama akımını temsil eden  $I_m$  'nin toplamıdır. Rotor devresinin empedansı  $Z_2$  olarak ifade edilirse rotor empedansı, Denklem (3.8) ile hesaplanır.

$$Z_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(R_2/s)^2 + (X_2)^2}} \quad (3.8)$$

Burada,  $X_2$  reaktansı statora ait elektriksel frekans  $f_e$ ' deki reaktanstır. Rotor frekansı  $f_r$ , statorun elektriksel frekansı  $f_e$  ile kayma değerine bağlıdır ve Denklem (3.9) ile hesaplanmaktadır.

$$f_r = sf_e \quad (3.9)$$

Stator frekansında rotor reaktansı  $X_2$  iken rotor frekansında bu değer  $sX_2$  olmaktadır. Aynı şekilde  $E_2$  zıt EMK değeri de kaymaya bağlı olduğundan stator frekansında zıt EMK  $E_2$  iken rotor frekansın da bu değer  $sE_2$  olmaktadır ve Denklem (3.10) ile hesaplanmaktadır

$$\begin{aligned} X_2 &= 2\pi(f_e)L_r \\ sX_2 &= 2\pi(sf_e)L_r \\ sX_2 &= 2\pi(f_r)L_r \end{aligned} \quad (3.10)$$

ASM'ye ait eşdeğer devre incelendiğinde rotor bileşenine ait parametrelerin rotor hızı ve dolayısıyla kaymaya bağlı olduğu görülmektedir.

### 3.4. Asenkron Motorun Parametrelerinin Kestirimi

ASM'nin eşdeğer devresi motorun denetimi için önem arz etmektedir. Bu eşdeğer devrede ifade edilen parametrelerin değerlerini tespit edebilmek için doğru akım, boşa çalışma ve kilitli rotor deneyleri yapılmaktadır. Bu deneyler yardımıyla parametreler belirlenmekte ve seçilen denetim yönteminde kullanılmaktadır. Vektör denetim yöntemi motor parametrelerine oldukça duyarlıdır bu nedenle motor parametrelerinin tespit edilmesi için uygulanan testler motorun anma sıcaklık değerinde gerçekleştirilmiştir [40].

#### 3.4.1. Doğru akım deneyi

Doğru akım deneyinin temel hedefi stator sargılarının omik direncini tespit emektir. Stator sargılarına doğru akım uygulanması ile eşdeğer devrede ifade edilen reaktanslar frekansın sıfır olmasından dolayı ihmal edilmektedir. Frekansın sıfır olması nedeniyle rotor devresinde gerilim indüklenmemekte ve rotor akımı oluşmamaktadır. Bu durumda motordan akan akımı etkileyen tek parametre stator direnci olmaktadır.

Doğru akım deneyinde motor yıldız bağlanarak motorun faz uçlarından ikisine ayarlı doğru akım güç kaynağının artı ve eksi uçları bağlanır. Doğru akım güç kaynağından uygulanan gerilim, stator sargılarından geçen akım anma değerine ulaşıncaya kadar sıfırdan başlayarak yavaş yavaş artırılır. Stator akımı sargıların sıcaklığı ile değişmektedir. Bu nedenle stator sargılarının sıcaklığının normal çalışma sıcaklığında olması gerekmektedir. Normal çalışma sıcaklığında ve anma akım değerinde doğru akım uygulanan sargılar üzerindeki gerilim ve DA kaynaktan çekilen akım ölçülür. Bulunan gerilim değerinin, kaynaktan çekilen akıma bölünmesiyle iki faz sargısının omik değeri Denklem 3.11’de ifade edildiği gibi hesaplanır [40-44].

$$2R_1 = \frac{V_{DA}}{I_{DA}} \rightarrow R_1 = \frac{V_{DA}}{2I_{DA}} \quad (3.11)$$

Faz sargısının omik değerinin daha hassas kestirimi için deri etkisi de dikkate alınmalıdır [44].

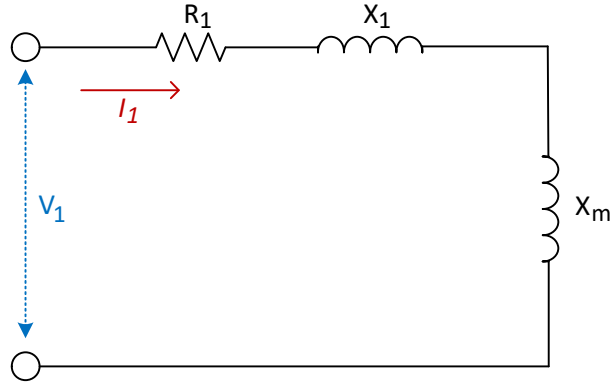
### 3.4.2. Boşta çalışma deneyi

ASM’nin boşta çalışması demek, çalışma esnasında yük momenti uygulanmaması demektir ve boşta çalışma olarak ifade edilir. Boşta çalışma esnasında motorun harcadığı enerji, stator bakır kayıpları, rüzgâr ve sürtünmeden oluşan mekanik kayıplar ve mıknatıslama etkisine bağlı olan demir kayıplarından oluşmaktadır. Boşta çalışma sırasında rotorun mekanik hızı senkron hıza oldukça yakındır ve bu nedenle kayma çok küçük bir değerdedir. Kaymanın çok küçük olması eşdeğer devrede statora aktarılmış rotor direncinin çok büyük bir değere ulaşmasına neden olmaktadır. Rotor akımının stator ve uyarma akımlarına oranla düşük değerde olması nedeniyle rotor bakır kayıpları ihmal edilmektedir. Boşta çalışmada ASM’ye uygulanan giriş gücü motordaki kayıplara eşit olmaktadır ve Denklem (3.12)’de görülmektedir [40-44].

$$P_{giriş} = P_{stator\_cu} + \underbrace{P_{rüzgar} + P_{sürtünme} + P_{demir}}_{P_{sabıt}} \quad (3.12)$$

$$P_{stator\_cu} = 3I_1^2 R_1$$

Denklem (3.12)'de görüldüğü üzere mekanik kayıplar ve demir kayıpları birlikte ASM'ye ait sabit kayıpları oluşturmaktadır. Stator bakır kayıpları stator akımının karesi ile orantılı olarak artmaktadır. ASM'ye ait bir faz eşdeğer devre boşa çalışma durumu için tekrar düzenlendiğinde Şekil 3.2.'deki devre yapısı elde edilir.



Şekil 3.2. ASM boşa çalışma eş değer devresi

Şekil 3.2. incelendiğinde ASM'nin eşdeğer empedansının stator direnci ve kaçak reaktans ile mıknatıslanma reaktansının toplamından oluştuğu görülmekte ve Denklem (3.13) ile hesaplanmaktadır.

$$|Z_{eq}| = \frac{V_1}{I_1} \approx R_1 + j(X_1 + X_m) \quad (3.13)$$

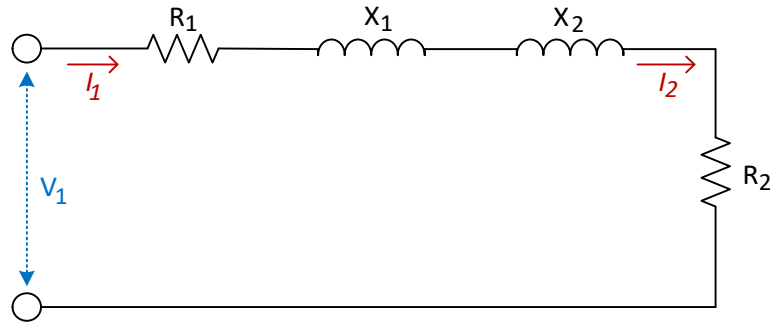
ASM'nin boşa çalışma kaçak reaktansı ise Denklem (3.14) ile hesaplanmaktadır.

$$X_0 = X_1 + X_m \quad (3.14)$$

### 3.4.3. Kilitli rotor deneyi

ASM'nin parametrelerinin elde edilmesi için uygulanan son deney kilitli rotor deneyidir. ASM'nin rotor mili dönmeyecek şekilde kilitlenir. ASM'nin stator sargılarına uygulanan üç fazlı gerilim ayarlı bir güç kaynağı vasıtası ile sıfır voltan

başlayarak, stator faz akımı anma değerine ulaşıncaya kadar yavaş yavaş artırılır. Anma akım değerine ulaşıldığında faz gerilimleri, faz akımları ve giriş güç değeri ölçülerek kaydedilir. Rotor mili dönmediği için kayma değeri 1.0 olmaktadır ve rotor sargılarının elektriksel frekansı stator sargılarının frekansına eşit olmaktadır. Kayma 1.0 olduğundan eş değer devredeki  $R_2/s$ ,  $R_2$  ye eşit olmaktadır. Kilitli rotor deneyine ait eşdeğer devre yapısı Şekil 3.3.'te verilmektedir [40-44].



Şekil 3.3. ASM kilitli rotor eş değer devresi

Kilitli rotor deneyinde stator faz akımı ve statora indirgenmiş rotor faz akımı birbirine eşittir. Motorun kaynaktan çektiği güç stator ve rotor bakır kayıpları ile demir kayıplarından oluşmaktadır. Sürtünme ve rüzgâr kayıpları rotor mili dönmediğinden sıfırdır. Denklem (3.15)'te kilitli rotor durumu için giriş gücü ve kayıplar gösterilmektedir.

$$P_{giriş} = P_{stator\_cu} + P_{rotor\_cu} \quad (3.15)$$

Motora uygulanan aktif gücün hesabı, fazlar arası gerilim ve hat akımı kullanılarak Denklem (3.16)'da verilmektedir.

$$P_{giriş} = \sqrt{3}V_L I_L \cos \theta \quad (3.16)$$

Denklem (3.16)'da fazlar arası gerilim  $V_L$ , hat akımının etkin değeri  $I_L$  ve güç katsayısı  $\theta$  olarak verilmektedir. Kilitli rotor deneyinde ASM'nin toplam empedansı Denklem (3.17) ile hesaplanmaktadır.

$$|Z_{KR}| = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1}{\sqrt{3}I_L} \quad (3.17)$$

Motorun toplam empedansı stator ve rotor dirençlerinin toplamı ile stator ve rotor kaçak reaktanslarının toplamından oluşmakta ve Denklem (3.18) ile hesaplanmaktadır.

$$|Z_{KR}| = (R_1 + R_2) + j(X_1 + X_2) \quad (3.18)$$

Kilitli rotor deneyinde ASM'ye ait güç katsayısı Denklem (3.19) ile hesaplanmaktadır.

$$\cos \theta = \frac{P_{giris}}{\sqrt{3}I_L V_L} \quad (3.19)$$

Kilitli rotor deneyindeki güç katsayısı kullanılarak toplam empedans Denklem (3.20) ile bileşenlerine ayrılır.

$$Z_{KR} = |Z_{KR}| \cos \theta + j|Z_{KR}| \sin \theta \quad (3.20)$$

Kilitli rotor deneyinde elde edilen toplam omik direnç değeri  $R_1$  ve  $R_2$ 'nin toplamından elde edilmektedir. DA deneyinde statora ait  $R_1$  değeri tespit edildiğinden Denklem (3.21) kullanılarak rotor direnci  $R_2$  hesaplanabilir.

$$|Z_{KR}| \cos \theta = R_1 + R_2 \quad (3.21)$$

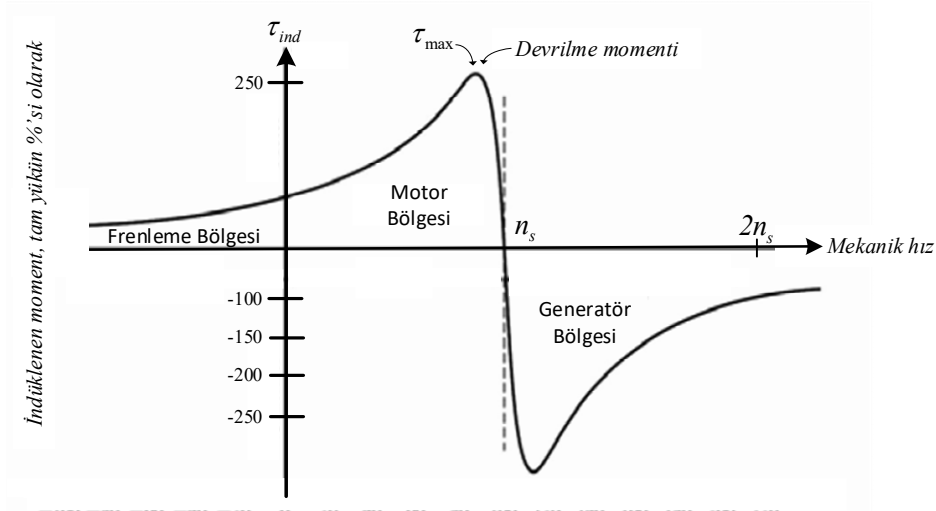
Kilitli rotor deneyinde stator ve rotor kaçak reaktanslarının toplamı Denklem (3.22) ile hesaplanmaktadır.

$$|Z_{KR}| \sin \theta = j(X_1 + X_2) \quad (3.22)$$



### 3.5. Asenkron Motorda Hız Moment Karakteristiği

ASM'lerin momenti, hızı ve gücü arasındaki ilişki hız moment grafikleri ile analiz edilir. Şekil 3.4.'te ASM'nin çalışma aralıklarını gösteren hız moment karakteristiği sunulmaktadır [41-46].



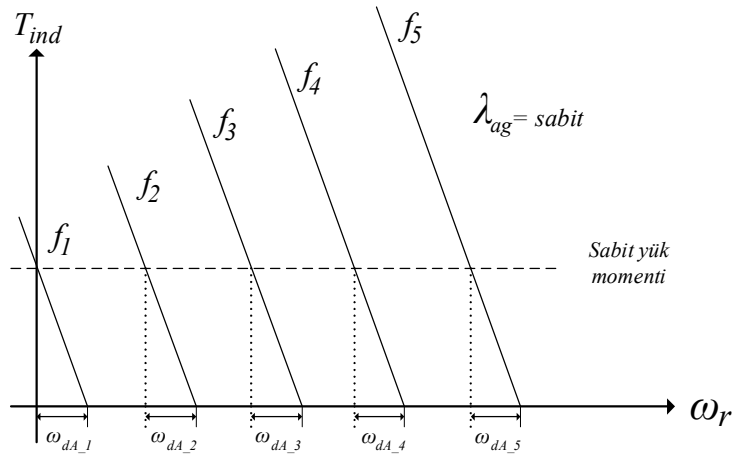
Şekil 3.4. ASM çalışma bölgelerini gösteren hız-moment karakteristik eğrisi

Şekil 3.4. incelendiğinde frenleme bölgesi, motor bölgesi ve generatör bölgesi olmak üzere ASM'nin çalışma bölgelerinin üç bölgeden oluştuğu görülmektedir. Çalışma esnasında iki fazın yeri anlık olarak değiştirilirse frenleme bölgesine geçilir. Daha önce ifade edildiği gibi ASM senkron hızda hareket ettirildiğinde moment üretmez ve senkron hızın üzerinde çalıştırıldığında generatör olarak çalışmaktadır. Asenkron motorun çalıştığı motor bölgesi incelendiğinde boşta çalışma ile maksimum moment arasında kalan alanda yaklaşık olarak doğrusal bir çalışmanın olduğu görülmektedir. Bu aralıkta rotor direnci, rotor reaktansından daha büyüktür. Bu bölgede kaymanın artması ile rotor manyetik alanı, rotor akımı ve rotorda indüklenen moment doğru orantılı olarak artmaktadır. ASM üretmiş olduğu maksimum momentten sonra daha fazla moment üretmemektedir. Bu durum Şekil 3.4.'te devrilme momenti olarak gösterilmektedir ve bu değerin aşılması halinde motor tarafından üretilen moment aniden kalkınma momenti değerine düşmektedir. Açısal hız olarak kayma ( $\omega_{dA}$ ) Denklem (3.23) ile hesaplanmaktadır [45,46].

$$\frac{\omega_{dA}}{\omega_d} = \frac{f_{kayma}}{f_{senkron}} \rightarrow \omega_{dA} = \frac{2\pi}{P} f_{kayma} \quad (3.23)$$

Rotorda indüklenen moment, kayma açısasal hızının bir fonksiyonudur. Eğer ASM'ye anma frekansının altında, v/f oranı korunarak farklı frekanslarda üç fazlı gerilimler uygulanıp aynı moment değeri üretiliyorsa, her frekans değeri için motordaki kayma açısasal hızları eşittir ve Şekil 3.5.'te ifade edilmektedir.

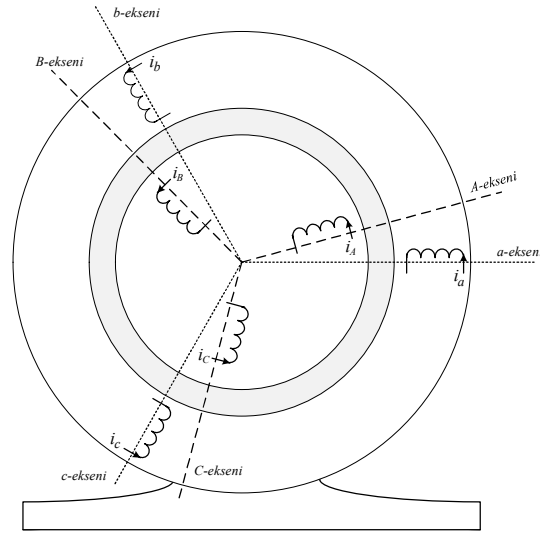
$$\omega_{dA\_1} = \omega_{dA\_2} = \omega_{dA\_3} = \omega_{dA\_4} = \omega_{dA\_5} \quad (3.24)$$



Şekil 3.5. ASM'nin sabit hava aralığı akısında ve düşük kaymalı çalışmada sabit momentli yük için değişik frekanslardaki moment-hız eğrileri

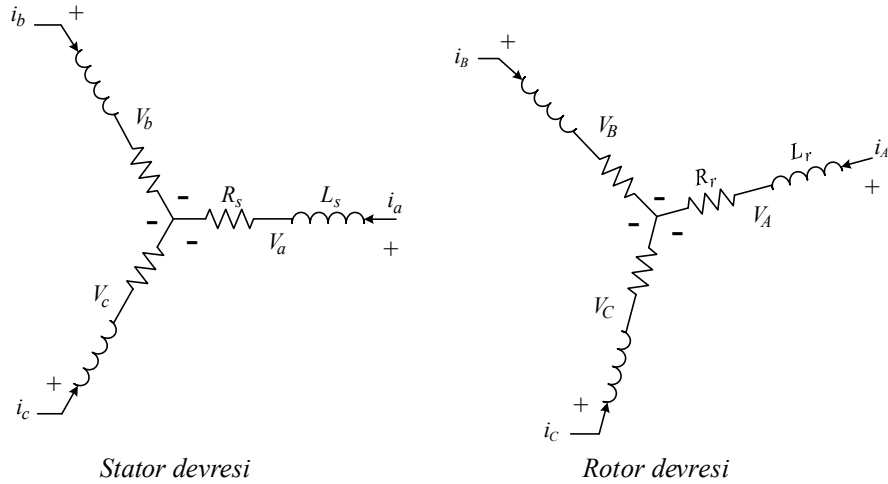
### 3.6. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

Elektrikli motorların vektör denetim yöntemi ile sürülmesinin anlaşılması için öncelikli olarak makinenin matematiksel modelinin bilinmesi gerekmektedir. Motora ait büyüklüklerin uzay vektör formunda tanımlanması, hesaplamalar ve analiz açısından büyük kolaylıklar sağlamaktadır. Matematiksel model oluşturulurken, Hava aralığı büyüklüklerinin sinüzoidal ve manyetik uyarımın kayıpsız doğrusal olduğu kabul edilir [47].



Şekil 3.6. ASM stator ve rotor sargılarının sembolik gösterimi

Şekil 3.6.'da ASM'nin stator faz sargılarının eşdeğer gösterimi bulunmaktadır. Şekil 3.6.'da stator ve rotor sargıları faz başına tek bir bobin şeklinde yoğunlaştırılmış olarak gösterilmektedir. Gerçek durumda faz sargıları kendi manyetik ekseninde sinüzoidal MMK oluşturacak şekilde dağılmaktadır. Rotora ait parametreler büyük harf ile yazılan alt indisler ile gösterilirken statora ait parametrelerde küçük harf ile yazılan alt indisler kullanılmaktadır.



Şekil 3.7. ASM'nin stator ve rotor sargılarına ait devre yapısı

Şekil 3.7.'de ise stator ve rotor sargılarının sembolik devre yapısı görülmektedir.  $L_r$  ve  $L_s$  sırasıyla rotor ve stator toplam faz endüktanslarını ifade etmekte ve Denklem (3.25) ile hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} L_r &= L_{lr} + L_m \\ L_s &= L_{ls} + L_m \end{aligned} \quad (3.25)$$

Denklem (3.25)'de kullanılan  $L_{lr}$  ve  $L_{ls}$  ifadeleri rotor ve stator kaçak faz endüktanslarını,  $L_m$  ifadesi ise mıknatıslanma faz endüktansını göstermektedir [47,48].

### 3.6.1. Uzay vektör kavramı

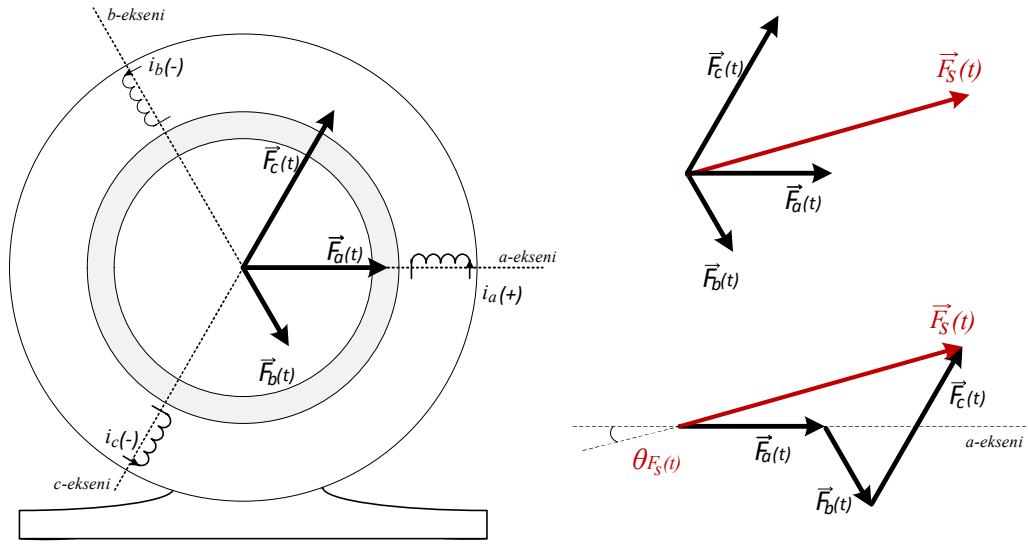
Zamanın herhangi bir anında stator faz sargılarından her biri hava aralığında sinüzoidal bir akı dağılımı (veya MMK) meydana getirmektedirler. Bu akı dağılımı bağlı bulunduğu faza ait manyetik eksen boyunca uzay vektör formunda ifade edilebilir. Faz sargılarının oluşturduğu MMK'ları uzay vektör formunda  $\mathbf{F}_a^a(\mathbf{t})$ ,  $\mathbf{F}_b^a(\mathbf{t})$  ve  $\mathbf{F}_c^a(\mathbf{t})$  şeklinde ifade edilebilmekte ve Şekil 3.8.'de gösterilmektedir. Kullanılan gösterim yönteminde alt indis bağlı bulunduğu fazı, üst indis ise referans eksenini ifade etmektedir.  $\mathbf{F}_b^a(\mathbf{t})$  gösterimi b fazının oluşturduğu MMK'nın statorun a fazının manyetik eksen referansına göre ifadesidir. Hava aralığında statora ait her bir faz sargısının oluşturduğu MMK'ların uzay vektör gösterimlerinin toplanmasıyla toplam MMK Denklem (3.26) ile ifade edilir [47-49].

$$\begin{aligned} \vec{F}_s^a(t) &= \vec{F}_a^a(t) + \vec{F}_b^a(t) + \vec{F}_c^a(t) \\ \vec{F}_s^a(t) &= F_a(t)e^{j0} + F_b(t)e^{j2\pi/3} + F_c(t)e^{j4\pi/3} = \hat{F}_s(t)e^{j\theta_{Fs}(t)} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Üç faz büyüklükleri simetrik olduklarından dolayı aralarında 120 derecelik açı farkı bulunmaktadır ve genlikleri eşittir. Bu nedenle uzay vektörün genliğinin bir faz büyüklüğüne oranı Denklem (3.27) ile hesaplanır [47].

$$\vec{F}_s^a(t) \Big|_{t=0} = \frac{3}{2} \bar{F}_a \rightarrow \hat{F}_s = \frac{3}{2} \hat{F}_a \quad (3.27)$$

Fazör gösterimleri kalıcı durum çözümünü ifade ederken, uzay vektörleri hem geçici hem de kalıcı durum çözümünü ifade eder. Bu yüzden sistemlerin dinamik koşullarında da uygulanabilir.



Şekil 3.8. MMK'nın uzay vektörleri ile ifadesi

Uzay vektörleri kullanılarak ASM'ye ait akım, gerilim ve akı bağıntıları, Denklem (3.28)'den Denklem (3.30)'a kadar olan denklem grupları ile ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned} \bar{I}_s^a(t) &= I_a(t)e^{J^0} + I_b(t)e^{J^{2\pi/3}} + I_c(t)e^{J^{4\pi/3}} = \hat{I}_s(t)e^{J\theta_s(t)} \\ \bar{I}_s^a(t)|_{t=0} &= \frac{3}{2}\bar{I}_a \rightarrow \hat{I}_s = \frac{3}{2}\hat{I}_a \end{aligned} \quad (3.28)$$

Her bir faza ait dengeli stator akımların toplamı uzay vektör formunda Denklem (3.28) ile ifade edilmektedir

$$\begin{aligned} \bar{v}_s^a(t) &= v_a(t)e^{J^0} + v_b(t)e^{J^{2\pi/3}} + v_c(t)e^{J^{4\pi/3}} = \hat{v}_s(t)e^{J\theta_s(t)} \\ \bar{v}_s^a(t)|_{t=0} &= \frac{3}{2}\bar{v}_a \rightarrow \hat{v}_s = \frac{3}{2}\hat{v}_a \end{aligned} \quad (3.29)$$

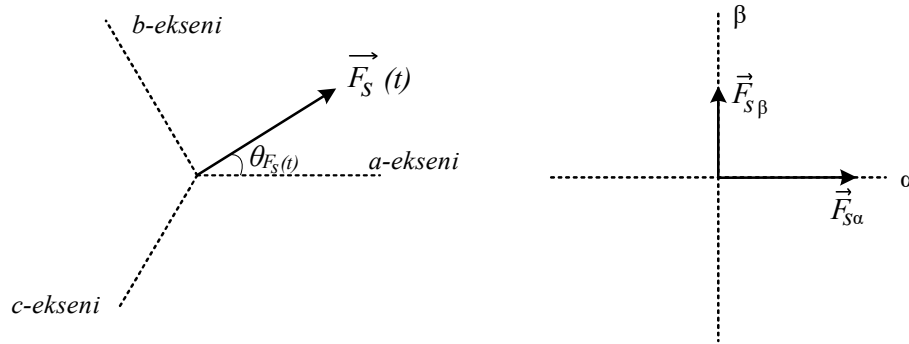
Stator sargılarının gerilimleri Denklem (3.29)'da gösterildiği gibi uzay vektör formunda ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned}\bar{\lambda}_s^a(t) &= \lambda_a(t)e^{j0} + \lambda_b(t)e^{j2\pi/3} + \lambda_c(t)e^{j4\pi/3} = \hat{\lambda}_s(t)e^{j\theta_s(t)} \\ \bar{\lambda}_s^a(t)|_{t=0} &= \frac{3}{2}\bar{\lambda}_a \rightarrow \hat{\lambda}_s = \frac{3}{2}\hat{\lambda}_a\end{aligned}\quad (3.30)$$

Stator sargılarının meydana getirdiği manyetik akının uzay vektör formunda ifadesi de Denklem (3.30)'daki gibi yazılmaktadır [47-51].

### 3.6.2. Clarke ve Park dönüşümleri

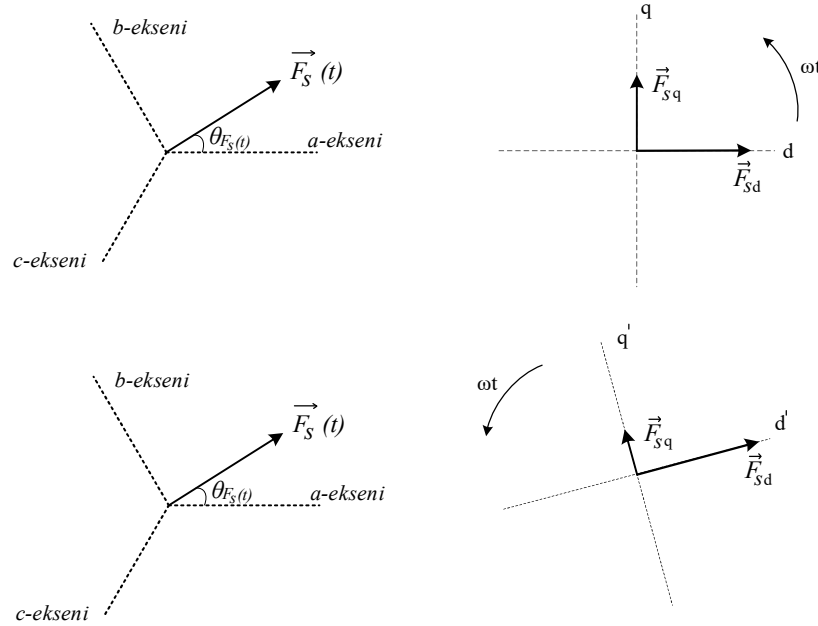
Önceki bölümde tanımlanan uzay vektörleri sabit bir eksene göre ifade edilebileceği gibi sabit veya hareketli iki boyutlu eksen takımlarında da ifade edilebilir. Uzay vektörlerin sabit  $\alpha\beta$  eksen takımında ifade edilmesine Clarke dönüşümü, hareketli d-q eksen takımında ifadesine ise park dönüşümü denilmektedir.



Şekil 3.9. Clarke dönüşümü

Clarke dönüşümünün vektörel olarak gösterimi stator sargılarının oluşturduğu MMK örnek alınarak Şekil 3.9.'da sunulmaktadır. Clarke dönüşümünde  $\alpha\beta$  eksenleri zamanın her anında sabittir. Şekil 3.10.'da ise Park dönüşümü gösterilmektedir. Park dönüşümünde d-q eksen takımı daha önceden belirlenmiş bir  $\omega t$  açısal hızı ile hareket etmektedir. Eğer uzay vektör büyüklüğü zamana göre sabit bir değerde ise d-q eksen takımındaki ifadesi zamana göre farklı değerler almaktadır. Eğer d-q eksen takımı ile uzay vektörü aynı doğrultuda ve aynı açısal hız ile hareket ediyorsa uzay vektörün d-

q eksen takımındaki değeri sürekli aynı olmaktadır. Sonuç olarak, dengeli üç fazlı büyüklükler için Clarke dönüşümü ile sinüzoidal değişen 2 fazlı büyüklükler elde edilir. Park dönüşümü ile de DA değerler elde edilir.



Şekil 3.10. Park dönüşümü

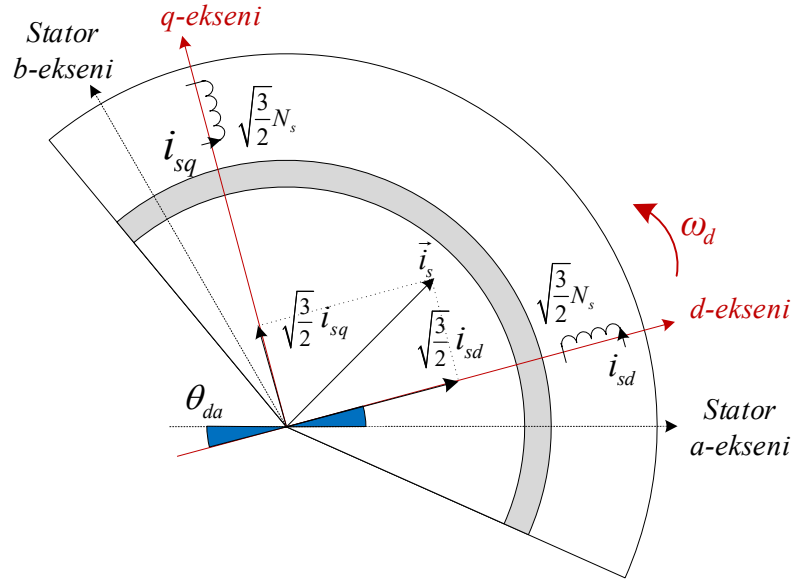
Stator akımları tarafından oluşturulan MMK'nın uzay vektörü  $\mathbf{F}_s^a(\mathbf{t})$ ,  $\mathbf{i}_s^a(\mathbf{t})$  akımının  $N_s/p$  katı ile ilişkilidir ve Denklem (3.31) ile hesaplanmaktadır.

$$\vec{F}_s^a(t) = \frac{N_s}{p} \cdot \vec{i}_s^a(t) \quad (3.31)$$

Denklem (3.31)'de  $N_s$  faz başına tur sayısı,  $p$  ise kutup sayısıdır. Burada üç faz sargılarının hava aralığında oluşturacağı MMK'yı hayali tek bir sargının kendi başına oluşturacağı kabul edilmiştir. Eğer bu hayali tek sargının oluşturduğu MMK ortogonal iki sargı ile üretilmek istenildiğinde, bu sargıların tur sayıları  $N_s$ 'nin 1.224 katı olmaktadır ve aralarındaki bağıntı Denklem (3.32)'de gösterilmektedir.

$$\sqrt{3/2} \cdot \frac{N_s}{p} \cdot (i_{sd} + j i_{sq}) = \frac{N_s}{p} \cdot \vec{i}_s^d \quad (3.32)$$

Böylece uzay vektör büyüklükleri faz büyüklüklerinin 3/2 katı olmaktadır. Denklem (3.32)'de ifade edilen durum Şekil 3.11.'de gösterilmektedir [47].



Şekil 3.11. d-q referans eksene ait sanal sargıların sembolik gösterimi

Statora ait üç faz akımları doğrudan d-q referans ekseninde ifade edilebilir. Denklem (3.33) üç faz akımlarının d-q eksen takımına doğrudan dönüştürülmesini göstermektedir.

$$\begin{pmatrix} i_{sd}(t) \\ i_{sq}(t) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta_{da}) & \cos(\theta_{da} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{da} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{da}) & -\sin(\theta_{da} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{da} - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{pmatrix} \quad (3.33)$$

### 3.6.3. Stator ve rotor sargılarının gerilim denklemleri

Statorun her bir fazına ait gerilimler Denklem (3.34)'ten Denklem (3.36)'ya kadar olan denklemler ile hesaplanır.

$$\left( v_a(t) = R_s i_a(t) + \frac{d}{dt} \lambda_a(t) \right) \cdot e^{j0} \quad (3.34)$$



$$\left( v_b(t) = R_s i_b(t) + \frac{d}{dt} \lambda_b(t) \right) \cdot e^{j \frac{2\pi}{3}} \quad (3.35)$$

$$\left( v_c(t) = R_s i_c(t) + \frac{d}{dt} \lambda_c(t) \right) \cdot e^{j \frac{4\pi}{3}} \quad (3.36)$$

Fazlara ait gerilim denklemleri uzay vektör formatında Denklem (3.37) ile hesaplanır.

$$\vec{v}_s^a(t) = R_s \vec{i}_s^a(t) + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_s^a(t) \quad (3.37)$$

Benzer şekilde rotora ait gerilim büyüklüğü Denklem (3.38) ile hesaplanmaktadır.

$$\vec{v}_r^A(t) = R_r \vec{i}_r^A(t) + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_r^A(t) \quad (3.38)$$

ASM'nin rotoru sincap kafes yapısında ise rotor gerilimleri kısa devre çubuklarından dolayı sıfır olmaktadır [47-51].

#### 3.6.4. Stator ve rotor akı bağıntıları

Stator akı bağıntısı rotor akımından ve karşılıklı endüktansın değerinden etkilenmektedir. Denklem (3.39)'da stator akı bağıntısının eşitliği gösterilmektedir. Denklem (3.39)'da ifade edilen rotor akımı, statora ait a-ekseni referans alınarak yazılmıştır.

$$\vec{\lambda}_s^a(t) = L_s \vec{i}_s^a(t) + L_m \vec{i}_r^a(t) \quad (3.39)$$

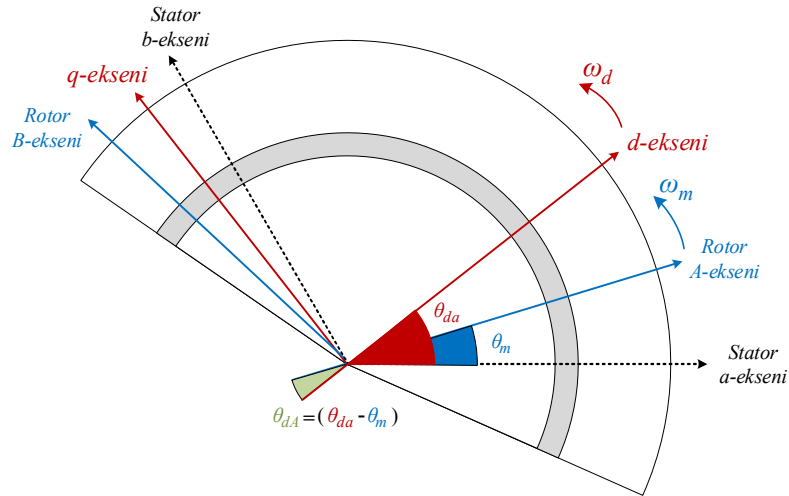
Rotor devresine ait akı bağıntısı benzer şekilde Denklem (3.40) ile tanımlanmaktadır. Denklem (3.40)'ta stator akımı, rotora ait A-ekseninde tanımlanmaktadır.

$$\vec{\lambda}_r^A(t) = L_r \vec{i}_r^A(t) + L_m \vec{i}_s^A(t) \quad (3.40)$$

Stator akı bağıntısında rotor akımının stator ekseninde tanımlanması veya rotor akı bağıntısındaki stator akımının rotor ekseninde tanımlanması sadece hesaplama kolaylığı sağlamaktadır. Böylelikle tüm büyüklükler aynı eksen referans alınarak ifade edilmektedir. Denklem (3.41)'de rotor akı bağıntısı stator akımının kendi referans ekseninde ifade edilmesi ile tekrar yazılmıştır.

$$\vec{\lambda}_r^A(t) = L_r \vec{i}_r^A(t) + L_m \vec{i}_s^a(t) \cdot e^{-j\theta_m} \quad (3.41)$$

Denklem (3.41)'de  $\theta_m$ , stator a-ekseni ile rotor A-ekseni arasındaki açıdır ve Şekil 3.12.'de gösterilmektedir. Denklemde kullanılan  $\theta_m$  açısı parametresi karşılıklı endüktanslara bağlı akı bağıntısının, rotorun aksenal konumuna bağlı bir fonksiyon olduğunu ifade etmektedir [47].



Şekil 3.12. ASM'nin stator, rotor ve d-q eksenlerine ait açıları.

### 3.6.5. Asenkron motorun senkron referans düzlemde eşdeğer devre modeli

ASM'ye ait büyüklüklerin ve devre modelinin hareketli d-q ekseninde tanımlanması, vektör denetimin temel hususlarından biridir. d-q eksenin hareket hızı  $\omega_d$ , ASM'nin

vektör denetiminde genellikle senkron hıza eşit seçilmektedir. Bu durum hayali d-q sargılarının hava aralığındaki manyetik alan ile aynı hızda dönmesine neden olmaktadır. d-q ekseninde tanımlanan akım, gerilim ve akı büyüklükleri kullanılarak senkron referans düzlem tabanlı model çıkartılmaktadır. Senkron referans düzlem tabanlı model kullanılarak uzay vektör büyüklükleri d-q ekseninde ifade edilir ve vektör denetimin temelini oluşturmaktadır. Senkron referans düzlemde tanımlanan akım, gerilim ve akı büyüklükleri ASM'ye dengeli sinüzoidal gerilim uygulanması durumunda sabit değerler almaktadır ve PI denetimcisine ait katsayıların tasarımında büyük kolaylık sağlamaktadır [47]. Stator gerilimine ait uzay vektör büyüklüğü stator a-ekseni referans alınarak Denklem (3.42) ile hesaplanmaktadır [47-50].

$$\vec{V}_s^a = \left[ R_s \vec{i}_s^a \right] + \left[ (L_{ls} + L_m) \frac{d}{dt} (\vec{i}_s^a) \right] + \left[ L_m \frac{d}{dt} (\vec{i}_r^A e^{j\theta_m}) \right] \quad (3.42)$$

Denklem (3.42)'de stator gerilim uzay vektörü, stator a-ekseninde tanımlanmaktadır. Herhangi bir uzay vektör büyüklüğünü kendi referans ekseninden farklı bir referans ekseninde tanımlanmak istenildiğinde iki referans eksen arasındaki açı kullanılır. Şekil 3.12.'de ifade edilen eksen açıları kullanılarak, stator ve rotora ait gerilim ve akım büyüklüklerinin farklı referans eksenlerde ifadesi Denklem (3.43)'ten Denklem (3.47)'ye kadar olan denklemler ile hesaplanmaktadır. Denklem (3.43)'te rotor A-ekseninde tanımlanan rotor akımının uzay vektörü, stator a-ekseninde tanımlanan uzay vektörüne dönüştürülmektedir. Burada uzay vektörünün genliği veya açısında herhangi bir değişiklik olmamaktadır sadece uzay vektörün ifadesinde temel alınan referans eksen değişmektedir [47,48].

$$\vec{i}_r^A e^{j\theta_m} = \vec{i}_r^a \quad (3.43)$$

Denklem (3.44)'te stator a-ekseninde tanımlanan stator akımının uzay vektörü rotor A-ekseninde tanımlanan uzay vektörüne dönüştürülmektedir.

$$\vec{i}_s^a e^{-j\theta_m} = \vec{i}_s^A \quad (3.44)$$

Denklem (3.45)'te stator geriliminin, stator a-ekseninde tanımlanan uzay vektörü, d-q eksen takımında ifade edilmektedir.

$$\vec{V}_s^a e^{-j\theta_{da}} = \vec{V}_{dqs} \quad (3.45)$$

Denklem (3.43) ve (3.44)'ten farklı olarak Denklem (3.45)'te tek bir referans eksene dönüşüm değil, bir referans eksen takımına dönüşüm bulunmaktadır. d ve q eksenleri birbirinin ortogonalidir ve aralarında doksan derecelik açı farkı bulunmaktadır. Bu nedenle d-ekseni uzay vektörün gerçel kısmını oluştururken q-ekseni sanal kısmını oluşturmaktadır.

$$\vec{i}_s^a e^{-j\theta_{da}} = \vec{i}_{dqs} \quad (3.46)$$

Denklem (3.46)'da Denklem (3.45)'te benzer biçimde stator akımı d-q eksen takımında ifade edilmektedir. İfade edilen dönüşümler rotor büyüklükleri için de geçerlidir.

Denklem (3.42) ile verilen stator gerilimleri ifadesine Denklem (3.45)'teki dönüşüm uygulanarak Denklem (3.47) elde edilir.

$$\underbrace{\vec{V}_s^a e^{-j\theta_{da}}}_{\vec{V}_{dqs}} = \left[ R_s \vec{i}_s^a e^{-j\theta_{da}} \right] + \left[ (L_{ls} + L_m) \left\{ \frac{d}{dt} (\vec{i}_s^a e^{-j\theta_{da}}) \right\} \right] + \left[ L_m \left\{ \frac{d}{dt} (\underbrace{\vec{i}_r^A e^{j\theta_m}}_{\vec{i}_r^a} e^{-j\theta_{da}}) \right\} \right] \quad (3.47)$$

Denklem (3.47)'nin son terimindeki rotor akımının uzay vektörü, rotor A-ekseninde tanımlanmaktadır. Denklem (3.43)'teki dönüşüm kullanılıp Denklem (3.47) düzenlenerek Denklem (3.48) elde edilir [48].

$$\vec{V}_{dqs} = \left\{ \left[ R_s \vec{i}_s^a e^{-j\theta_{da}} \right] + \left[ (L_{ls} + L_m) \left\{ \frac{d}{dt} (\vec{i}_s^a e^{-j\theta_{da}}) \right\} \right] + \left[ L_m \left\{ \frac{d}{dt} (\vec{i}_r^a e^{-j\theta_{da}}) \right\} \right] \right\} \quad (3.48)$$

Türevli ifadeler detaylı bir şekilde yazılarak Denklem (3.49) elde edilir.

$$\vec{V}_{dqs} = \left\{ \begin{aligned} & \left[ R_s \vec{i}_s^a e^{-j\theta_{da}} \right] + \left[ (L_{ls} + L_m) \left\{ \left( \frac{d}{dt} (\vec{i}_s^a) \right) (e^{-j\theta_{da}}) + (\vec{i}_s^a) \left( \frac{d}{dt} (e^{-j\theta_{da}}) \right) \right\} \right] \\ & + \left[ \left\{ L_m \left( \frac{d}{dt} (\vec{i}_r^a) \right) (e^{-j\theta_{da}}) + L_m (\vec{i}_r^a) \left( \frac{d}{dt} (e^{-j\theta_{da}}) \right) \right\} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.49)$$

Denklem (3.49)'da  $\theta_{da}$ 'nın türevi açısal hızı vermektedir ve Şekil 3.12.'de tanımlandığı gibi d-q eksenini  $\omega_d$  açısal hızında hareket ettirmektedir. Denklemdeki türev işlemlerinin uygulanmasıyla Denklem (3.50) elde edilir.

$$\vec{V}_{dqs} = \left\{ \begin{aligned} & \underbrace{R_s \vec{i}_s^a e^{-j\theta_{da}}}_{\vec{i}_{dqs}} + \underbrace{(L_{ls} + L_m) \frac{d}{dt} (\vec{i}_s^a) (e^{-j\theta_{da}})}_{\frac{d}{dt} \vec{i}_{dqs}} - \underbrace{(L_{ls} + L_m) (-j\omega_d) (e^{-j\theta_{da}}) (\vec{i}_s^a)}_{\vec{i}_{dqs}} \\ & + \underbrace{L_m \frac{d}{dt} (\vec{i}_r^a) (e^{-j\theta_{da}})}_{\frac{d}{dt} \vec{i}_{dqr}} - \underbrace{L_m (-j\omega_d) (\vec{i}_r^a) (e^{-j\theta_{da}})}_{\vec{i}_{dqr}} \end{aligned} \right\} \quad (3.50)$$

Denklem (3.50)'deki büyüklüklere Denklem (3.45) ve (3.46)'daki dönüşümler uygulanarak Denklem (3.51) elde edilir.

$$\vec{V}_{dqs} = \left\{ \begin{aligned} & \left[ R_s \vec{i}_{dqs} \right] + \left[ \underbrace{(L_{ls} + L_m)}_{L_s} \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dqs}) + \underbrace{(L_{ls} + L_m)}_{L_s} (j\omega_d) \vec{i}_{dqs} \right] \\ & + \left[ L_m \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dqr}) + L_m (j\omega_d) \vec{i}_{dqr} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.51)$$

Denklem (3.51)'in sadeleşmesi ile Denklem (3.52) elde edilir.

$$\vec{V}_{dqs} = \left\{ \left[ R_s \vec{i}_{dqs} \right] + L_s \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dqs}) + L_m \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dqr}) + (j\omega_d) (L_s \vec{i}_{dqs} + L_m \vec{i}_{dqr}) \right\} \quad (3.52)$$

Akı denklemlerinin d-q ekseninde ifadesi Denklem (3.53)'te verilmektedir.

$$\vec{\lambda}_{dqs} = L_s \vec{i}_{dqs} + L_m \vec{i}_{dqr} \rightarrow \frac{d}{dt}(\vec{\lambda}_{dqs}) = L_s \frac{d}{dt}(\vec{i}_{dqs}) + L_m \frac{d}{dt}(\vec{i}_{dqr}) \quad (3.53)$$

Denklem (3.53)'ün Denklem (3.52)'ye uygulanması ile Denklem (3.54) elde edilir.

$$\vec{V}_{dqs} = \left\{ \left[ R_s \vec{i}_{dqs} \right] + \underbrace{L_s \frac{d}{dt}(\vec{i}_{dqs}) + L_m \frac{d}{dt}(\vec{i}_{dqr})}_{\frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{dqs}} + (j\omega_d) \underbrace{(L_s \vec{i}_{dqs} + L_m \vec{i}_{dqr})}_{\vec{\lambda}_{dqs}} \right\} \quad (3.54)$$

Denklem (3.54)'ün düzenlenmesi ile Denklem (3.55) elde edilir.

$$\vec{V}_{dqs} = R_s \vec{i}_{dqs} + \frac{d}{dt}(\vec{\lambda}_{dqs}) + j\omega_d \vec{\lambda}_{dqs} \quad (3.55)$$

Denklem (3.55)'te d ve q eksenleri ayrı olarak yazıldığında Denklem (3.56) elde edilir.

$$V_{ds} + jV_{qs} = \left\{ R_s [i_{ds} + ji_{qs}] + \frac{d}{dt}[\lambda_{ds} + j\lambda_{qs}] + \omega_d [j\lambda_{ds} + j^2\lambda_{qs}] \right\} \quad (3.56)$$

Denklem (3.56) düzenlenerek Denklem (3.57) haline dönüştürülür.

$$V_{ds} + jV_{qs} = R_s (i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} + j \frac{d}{dt} \lambda_{qs} - \omega_d \lambda_{qs} + j\omega_d \lambda_{ds} \quad (3.57)$$

Denklem (3.57)'nin, d ve q eksenlerinde ayrı ayrı ifade edilmesi ile Denklem (3.58) ve Denklem (3.59) elde edilir.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \omega_d \lambda_{qs} \quad (3.58)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \omega_d \lambda_{ds} \quad (3.59)$$

Rotor gerilimleri d-q eksenine Denklem (3.60) ve Denklem (3.61) kullanılarak dönüştürülür. Stator denklemleri detaylı olarak verildiğinden ve rotor gerilimlerinin d-q eksen dönüşümü, stator gerilimlerinin d-q eksen dönüşümü ile benzer olduğundan rotor denklemleri ara işlemler olmadan basitleştirilmiş halde verilmektedir [47,48].

$$\vec{V}_r^A = \left[ R_r \vec{i}_r^A \right] + \left[ (L_{lr} + L_m) \frac{d}{dt} (\vec{i}_r^A) \right] + \left[ L_m \frac{d}{dt} (\vec{i}_s^a e^{-j\theta_m}) \right] \quad (3.60)$$

Rotora ait A-ekseninden d-q eksenine dönüşüm için Denklem (3.61) ve Denklem (3.62) kullanılır.

$$\vec{V}_r^A e^{-j(\theta_{da} - \theta_m)} = \vec{V}_{dqr} \quad (3.61)$$

$$\vec{i}_r^A e^{-j(\theta_{da} - \theta_m)} = \vec{i}_{dqr} \quad (3.62)$$

Yukarıdaki dönüşüm işlemleri Denklem (3.60)'a uygulanarak Denklem (3.63) elde edilir.

$$\underbrace{\vec{V}_r^A e^{-j(\theta_{da} - \theta_m)}}_{\vec{V}_{dqr}} = \left\{ \left[ \underbrace{R_r \vec{i}_r^A e^{-j(\theta_{da} - \theta_m)}}_{\vec{i}_{dqr}} \right] + \left[ (L_{lr} + L_m) \frac{d}{dt} (\vec{i}_r^A e^{-j(\theta_{da} - \theta_m)}) \right] + \left[ L_m \frac{d}{dt} (\underbrace{\vec{i}_s^a e^{-j\theta_m}}_{\vec{i}_r^A} e^{-j(\theta_{da} - \theta_m)}) \right] \right\} \quad (3.63)$$

Denklem (3.63) düzenlenerek Denklem (3.64)'e dönüştürülür.

$$\vec{V}_{dqr} = \left\{ \left[ R_r \vec{i}_{dqr} \right] + \left[ \underbrace{(L_{lr} + L_m)}_{L_r} \frac{d}{dt} (\vec{i}_r^A e^{-j(\theta_{da} - \theta_m)}) \right] + \left[ L_m \frac{d}{dt} (\vec{i}_r^A e^{-j(\theta_{da} - \theta_m)}) \right] \right\} \quad (3.64)$$

Denklem (3.64)'teki türev işlemleri gerçekleştirilerek Denklem (3.65) elde edilir.

$$\vec{V}_{dqr} = R_r \vec{i}_{dqr} + L_r \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dqr}) + L_m \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dqs}) + j \underbrace{(\omega_d - \omega_m)}_{\omega_{dA}} [L_r \vec{i}_{dqr} + L_m \vec{i}_{dqs}] \quad (3.65)$$

Denklem (3.65)'te ifade edilen açısal hız Şekil 3.12.'de gösterildiği gibi d-q ekseninin açısal hızı  $\omega_d$ 'den rotor A-ekseninin açısal hızı  $\omega_m$ 'nin çıkartılmasıyla bulunmaktadır. d-q ekseninin dönüş hızı senkron hız olarak alındığında, rotor A-ekseninin dönüş hızı da rotor hızıdır. Senkron hızdan rotor hızı çıkartıldığında  $\omega_{dA}$  kayma bulunur.

$$\vec{\lambda}_{dqr} = L_r \vec{i}_{dqr} + L_m \vec{i}_{dqs} \rightarrow \frac{d}{dt} (\vec{\lambda}_{dqr}) = L_r \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dqr}) + L_m \frac{d}{dt} (\vec{i}_{dqs}) \quad (3.66)$$

Denklem (3.66)'da verilen akı denklemleri Denklem (3.65)'e uygulanarak Denklem (3.67) elde edilir.

$$\vec{V}_{dqr} = R_r \vec{i}_{dqr} + \frac{d}{dt} (\vec{\lambda}_{dqr}) + j \omega_{dA} \vec{\lambda}_{dqr} \quad (3.67)$$

Denklem (3.67)'deki ifade gerçel ve sanal kısımlarına ayrılarak yazıldığında Denklem (3.68) halini alır.

$$V_{dr} + jV_{qr} = R_r (i_{dr} + j i_{qr}) + \frac{d}{dt} (\lambda_{dr} + j \lambda_{qr}) + j \omega_{dA} (\lambda_{dr} + j \lambda_{qr}) \quad (3.68)$$

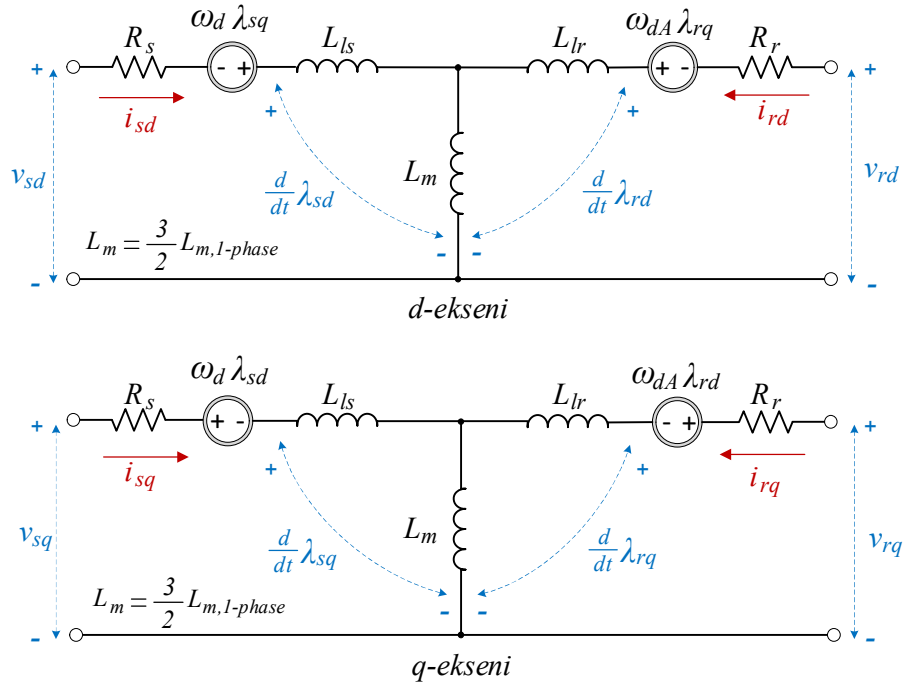
Denklem (3.68), düzenlenerek, Denklem (3.69) ve Denklem (3.70) elde edilir.



$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}(\lambda_{dr}) - \omega_{dA} \lambda_{qr} \quad (3.69)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}(\lambda_{qr}) + \omega_{dA} \lambda_{dr} \quad (3.70)$$

Denklem (3.58), (3.59), (3.69) ve Denklem (3.70) ile elde edilen eşitlikler kullanılarak oluşturulan ASM'nin d-q eşdeğer devresi Şekil 3.13.'te gösterilmektedir. Şekilde  $\omega_d$  senkron hızı  $\omega_{dA}$  kayma hızını temsil etmektedir [47-48].



Şekil 3.13. ASM'nin senkron referans düzleminde eşdeğer devresi

ASM'nin giriş gücü Denklem (3.71) ile ifade edilmektedir.

$$P_{in} = V_{as} i_{as} + V_{bs} i_{bs} + V_{cs} i_{cs} + V_{ar} i_{ar} + V_{br} i_{br} + V_{cr} i_{cr}$$

$$P_{in} = \frac{3}{2} \text{Re} [V_{abcs} i_{abcs}^*] + \frac{3}{2} \text{Re} [V_{abcr} i_{abcr}^*] \quad (3.71)$$

Denklem (3.71)'in d-q eksen takımında yazılmasıyla Denklem (3.72) elde edilir.

$$P_{in} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[ V_{dqs} i_{dqs}^* + V_{dqr} i_{dqr}^* \right]$$

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left[ V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} + V_{dr} i_{dr} + V_{qr} i_{qr} \right] \quad (3.72)$$

Denklem (3.72)'de ifade edilen giriş gücü sincap kafesli ASM'lerin rotor gerilimlerinin sıfıra eşit olması nedeniyle Denklem (3.73)'e dönüşür.

$$P_{in} = \frac{3}{2} \left[ V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \right] \quad (3.73)$$

Denklem (3.72)'de giriş gücü, stator ve rotor gerilim ve akımları ile ifade edilmektedir. Gerilim parametreleri yerine akım değerleri yazılarak Denklem (3.74) elde edilir.

$$P_{in} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[ \left\{ R_s i_{dqs} + L_s p i_{dqs} + L_m p i_{dqr} + j \omega_d (L_s i_{dqs} + L_m i_{dqr}) \right\} i_{dqs}^* + \left\{ (R_r i_{dqr} + L_r p i_{dqr} + L_m p i_{dqs} + j (\omega_d - \omega_m) (L_r i_{dqr} + L_m i_{dqs})) \right\} i_{dqr}^* \right] \quad (3.74)$$

Denklem (3.74)'te “\*” simgesi kompleks sayının eşleniğini (conjugate),  $p$  simgesi diferansiyel operatörü temsil etmektedir. Denklem (3.74) düzenlenerek Denklem (3.75) elde edilir [48].

$$P_{in} = \underbrace{\frac{3}{2} R_s |i_{dqs}|^2}_{1} + \underbrace{\frac{3}{2} R_r |i_{dqr}|^2}_{2} + \underbrace{\frac{3}{2} p \left[ \frac{L_s}{2} |i_{dqs}|^2 + \frac{L_r}{2} |i_{dqr}|^2 + \frac{L_m}{2} |i_{dqs} + i_{dqr}|^2 \right]}_{3} + \underbrace{\frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[ j \omega_d \left\{ L_s |i_{dqs}|^2 + L_m i_{dqr} i_{dqs}^* \right\} + j (\omega_d - \omega_m) \left\{ L_r |i_{dqr}|^2 + L_m i_{dqs} i_{dqr}^* \right\} \right]}_{4} \quad (3.75)$$

Denklem (3.75)'te birinci terim stator bakır kayıplarını, ikinci terim rotor bakır kayıplarını temsil etmektedir. Denklem (3.75)'te bulunan üçüncü terim, zamanın bir fonksiyonu olarak endüktanslarda depolanan enerjinin değişimini göstermektedir. Kararlı durumda değeri sıfırdır ve elektromekanik enerji dönüşümüne katkısı yoktur.

Denklem (3.75)'teki dördüncü ve son terim ise hız ve momentin birleşimi olan mekanik gücü ifade etmektedir. Elektromekanik enerji dönüşümüne temel teşkil eden ifadedir [48].

$$P_{em} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left\{ \underbrace{j(\omega_d - \omega_m)(L_m i_{dqs} i_{dqr}^*) + j\omega_d(L_m i_{dqr} i_{dqs}^*) + j(\omega_d - \omega_m)(L_r + L_m) |i_{dqr}|^2 + j\omega_d(L_s + L_m) |i_{dqs}|^2}_{\operatorname{Im}} \right\} \quad (3.76)$$

Denklem (3.76), Denklem (3.75)'in dördüncü teriminin düzenlenmiş halidir. Denklem (3.75)'in son terimi, sanal kısımdan oluştuğundan, reel kısmı sıfıra eşittir. Bu durumda çıkış mekanik güç, Denklem (3.77) ile ifade edilir.

$$P_{em} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[ j\omega_d L_m (i_{dqr} i_{dqs}^* + i_{dqr}^* i_{dqs}) - j\omega_m L_m i_{dqs} i_{dqr}^* \right] \quad (3.77)$$

Denklem (3.77)'de ifade edilen mekanik güç denkleminde, akım parametreleri, kompleks eşlenikleri ile birlikte çarpım durumunda bulunmaktadır. Denklem (3.78)'de ifade edilen kural Denklem (3.77)'ye uygulanarak Denklem (3.79) elde edilir.

$$A = (a_R + ja_i), B = (b_R + jb_i) \rightarrow \left\{ (A \cdot B^*) + (A^* \cdot B) \right\} = \underbrace{2(a_R b_R + a_i b_i)}_{\operatorname{Re}} \quad (3.78)$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[ \underbrace{j\omega_d L_m \left( 2 \overbrace{(i_{dr} i_{ds} + i_{qr} i_{qs})}_{\operatorname{Re}} \right)}_{\operatorname{Im}} - \underbrace{j\omega_m L_m i_{dqs} i_{dqr}^*}_{\operatorname{Re\&Im}} \right] \quad (3.79)$$

Denklem (3.79)'da köşeli parantez içerisindeki birinci terim, tamamen sanal kısımdan meydana geldiği için mekanik aktif güç denkleminde etki etmemektedir. İkinci terim ise hem sanal hem de gerçel değerlerden oluşan kompleks bir ifadedir. Denklem (3.79) düzenlenerek elektromekanik çıkış gücü Denklem (3.80) şeklinde yazılır.

$$\begin{aligned}
P_{em} &= -\frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[ j \omega_m L_m i_{dqs} i_{dqr}^* \right] = \frac{3}{2} \operatorname{Im} \left[ \omega_m L_m i_{dqs} i_{dqr}^* \right] \\
P_{em} &= \frac{3}{2} \omega_m L_m \operatorname{Im} \left[ (i_{ds} + j i_{qs}) (i_{dr} - j i_{qr}) \right] = \frac{3}{2} \omega_m L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr})
\end{aligned} \tag{3.80}$$

Elektromekanik güç denklemi olan, Denklem (3.80)'den hız parametresi kullanılarak moment ifadesi çekilirse Denklem (3.81) elde edilir.

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\left( \frac{\omega_m}{P/2} \right)} = \frac{3 P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \tag{3.81}$$

$$T_{em} = \frac{3 P}{2} (\lambda_{qr} i_{dr} - \lambda_{dr} i_{qr})$$

Denklem (3.81)'de “P” parametresi motorun tek kutup sayısını ifade etmektedir. ASM’de indüklenen moment, mekanik olarak ifade edildiğinde Denklem (3.82) kullanılır [47-49].

$$T_{em} = j \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \tag{3.82}$$

Elektromekanik denklemde “B” viskoz sürtünmeyi, “J” eylemsizlik momentini, “ $\omega_r$ ” rotor mekanik hızını ve “ $T_L$ ” de yük momentini ifade etmektedir. Bundan başka çeşitli endüstriyel yükler için farklı sürtünme dinamikleri de söz konusudur. Türbin emülatörü için viskoz sürtünme yeterli olmaktadır. Bu bölümde ifade edilen tüm denklemler dikkate alındığında ASM’ye ait beş adet durum denklemi olduğu görülmektedir. Bu denklemler Denklem (3.83) ile verilen denklem takımı ile ifade edilmektedir [47-51].

$$\begin{aligned}
\frac{d\lambda_{qs}}{dt} &= V_{qs} - R_s i_{qs} - \omega_d \lambda_{ds} \\
\frac{d\lambda_{ds}}{dt} &= V_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_d \lambda_{qs} \\
\frac{d\lambda_{qr}}{dt} &= V_{qr} - R_r i_{qr} - \omega_{dA} \lambda_{dr} \\
\frac{d\lambda_{dr}}{dt} &= V_{dr} - R_r i_{dr} + \omega_{dA} \lambda_{qr} \\
\frac{d\omega_r}{dt} &= (1/J)(T_{em} - B\omega_r - T_L)
\end{aligned} \tag{3.83}$$

### 3.7. Asenkron Motorun Denetim Yöntemleri

ASM'lerin denetiminde değişken frekanslı denetim yöntemleri skaler ve vektörel denetim olmak üzere ikiye ayrılır. Skaler denetim yönteminde hava aralığı akısının sabit kalması için gerilim/frekans oranı sabit tutulmaktadır. Bu nedenle skaler denetim yöntemi v/f denetim olarak da adlandırılmaktadır. Skaler denetim yönteminde düşük frekans ile çalışmalarda stator direnci üzerinde düşen gerilimin etkisiyle motor ihtiyaç duyduğu kalkınma momentini üretememektedir. Bu durumda sabit v/f oranı değişmektedir. Benzer şekilde motor anma hızın üstünde çalıştırılmak istendiğinde gerilimin anma değerinden daha yüksek olması gerekmektedir. Anma gerilim değerinin üzerindeki gerilimler izolasyon sorunlarına yol açacağından gerilim sabit tutulup sadece frekans değiştirilmektedir. Bu durumda benzer şekilde v/f oranının değişmesine, hava aralığı akısı ve motorun üretebileceği momentin azalmasına neden olmaktadır. Skaler denetim yöntemi basit ve ucuz olması nedeniyle sıklıkla tercih edilmektedir. Momentin bağımsız olarak denetlenememesi ve vektör denetim yöntemi ile kıyaslandığında, tepki süresinin düşük olması sakıncalıdır. ASM'lerin daha hassas ve yüksek performans ile denetlenmesi için makinenin dinamik modelinden elde edilen vektör denetim yöntemi kullanılmaktadır. ASM'nin vektör denetimindeki temel hedef ASM'yi serbest uyarımalı DA motor gibi kontrol edebilmektir. Serbest uyarımalı DA motorlarda moment ve akı birbirinden bağımsız olarak denetlenmektedir [45,46].

Vektör denetim yöntemi ile ASM'deki statora ait akım vektörü d-q eksen bileşenlerine ayrılarak moment ve akı ayrı ayrı denetlenmektedir [47]. Vektör denetim yöntemi temelde üç ana başlık altında incelenmektedir. Bunlar alan uyarmalı vektör denetim, doğrudan moment denetimi ve sensörsüz vektör denetimi olarak sınıflanabilir. Alan uyarmalı vektör denetim kendi içerisinde doğrudan vektör denetim ve dolaylı vektör denetim olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Dolaylı vektör denetim yönteminde akıya ait büyüklükler rotor parametrelerinden hesaplanarak denetim yapısına dahil edilmektedir. Doğrudan vektör denetim işleminde ise akı parametreleri çeşitli düzenekler vasıtasıyla ölçülerek denetim yapısına dahil edilmektedir [47,49]. Bu tez kapsamında rotor akı oryantasyonlu dolaylı vektör denetim yöntemi uygulanmaktadır.

## BÖLÜM 4. ASENKRON MOTORUN VEKTÖR DENETİMİ

### 4.1. Vektör Denetim

ASM'nin rotor alanı yönlendirmeli vektörel denetimde stator ve rotor toplam akıları sırasıyla q ve d eksenlerine yerleştirilir ve DA motorlara benzer şekilde birbirinden bağımsız olarak denetlenebilir. Vektör denetim yöntemi temelde uzay vektör teorisine dayandığından bu ismi almaktadır.

### 4.2. Vektör Denetimin Matematiksel İfadesi

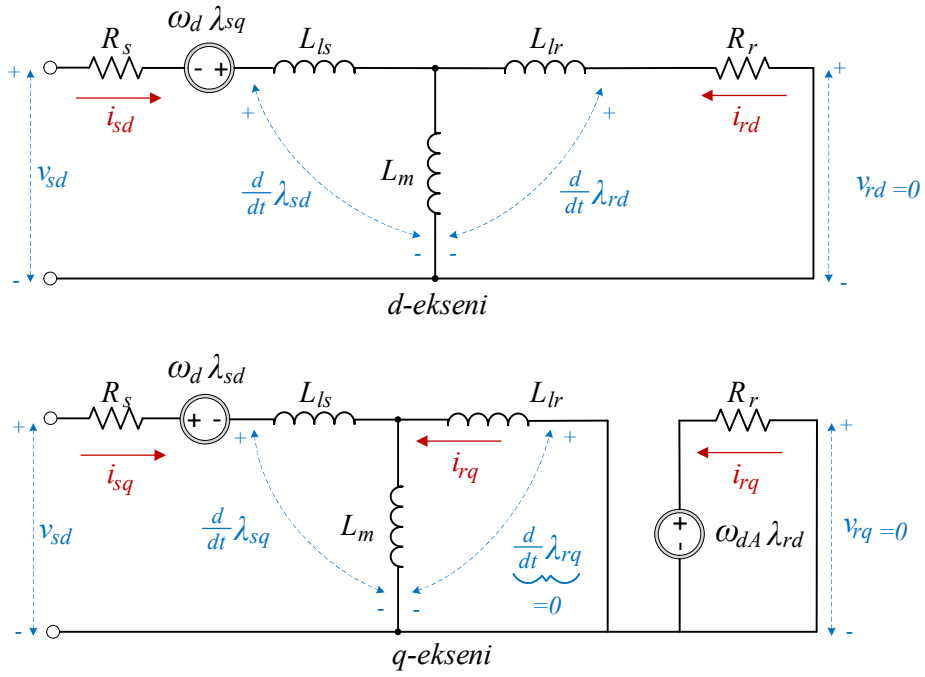
ASM'nin toplam rotor akısı d eksenine yerleştirildiğinde yani rotor alanı yönlendirmeli vektör denetiminde Şekil 3.12. ile ifade edilen eş değer devre Şekil 4.1.'e evirilmektedir. Toplam rotor akısının d eksenine yerleştirilmesi sebebiyle, rotor akısının q bileşeni ( $\lambda_{rq}(t)=0$ ) sıfır olmaktadır. Rotor akısı q eksen bileşeninin türevi de benzer şekilde sıfır olmaktadır ( $d\lambda_{rq}/dt=0$ ). Motorun bu tezde olduğu gibi sincap kafesli olması durumunda rotor d ve q eksen gerilimleri sıfır ( $v_{rd}, v_{rq}=0$ ) olmaktadır. Bu bilgiler ışığında ASM'nin stator ve rotor gerilimleri Denklem (4.1)'den Denklem (4.4)'e kadar olan denklemler ile tekrar ifade edilebilmektedir [47-49,52-55].

$$v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_d \lambda_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} \quad (4.1)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_d \lambda_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} \quad (4.2)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} \quad (4.3)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \omega_{dA} \lambda_{rd} \quad (4.4)$$



Şekil 4.1. ASM'nin rotor alanı yönlendirme eşdeğer devresi

Rotor akısının q eksen bileşeni endüktans ve akım parametreleri kullanılarak Denklem (4.5) ile hesaplanır.

$$\lambda_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (4.5)$$

Denklem (4.5)'te  $\lambda_{rq}$ 'nin sıfır olması dolayısıyla  $i_{rq}$  akımı Denklem (4.6) ile hesaplanır.

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (4.6)$$

Kayma hızı  $\omega_{dA}$  Denklem (4.4)'ten çekilirse, Denklem (4.7) elde edilir.

$$\omega_{dA} = -\frac{R_r i_{rq}}{\lambda_{rd}} = \frac{R_r}{L_r} \frac{L_m}{\lambda_{rd}} i_{sq} \quad (4.7)$$



Rotor zaman sabiti  $\tau_r=L_r/R_r$  olduğundan, Denklem (4.7) düzenlenerek Denklem (4.8) elde edilir [47].

$$\omega_{dA} = \frac{L_m i_{sq}}{\tau_r \lambda_{rd}} \quad (4.8)$$

Rotor hızı ( $\omega_m$ ) ile kayma hızının ( $\omega_{dA}$ ) toplamı senkron hızı ( $\omega_d$ ) vermektedir. Buradaki tüm hızlar rad/s cinsinden elektriksel açısal hızlardır. Özellikle d-q eksen dönüşümlerinde gerekli olan açı değeri senkron hızın integrali alınarak Denklem (4.9)'daki gibi hesaplanmaktadır [49].

$$\theta_d = \int_0^t \omega_d(\tau) d\tau = \int_0^t [\omega_m(\tau) + \omega_{dA}(\tau)] d\tau \quad (4.9)$$

Denklem (4.3)'ten  $i_{rd}$  akımı çekilerek Denklem (3.45)'te yerine yazılırsa rotor akısı d eksen bileşeni Denklem (4.10) ile tanımlanır [47,48].

$$\lambda_{rd} = L_m i_{sd} - \frac{L_r}{R_r} \left( \frac{d}{dt} \lambda_{rd} \right) \quad (4.10)$$

Denklem (4.10), rotor zaman sabiti kullanılarak düzenlediğinde Denklem (4.11) elde edilmektedir.

$$\lambda_{rd} = \left[ \frac{1}{1 + s\tau_r} \right] (L_m)(i_{sd}) \quad (4.11)$$

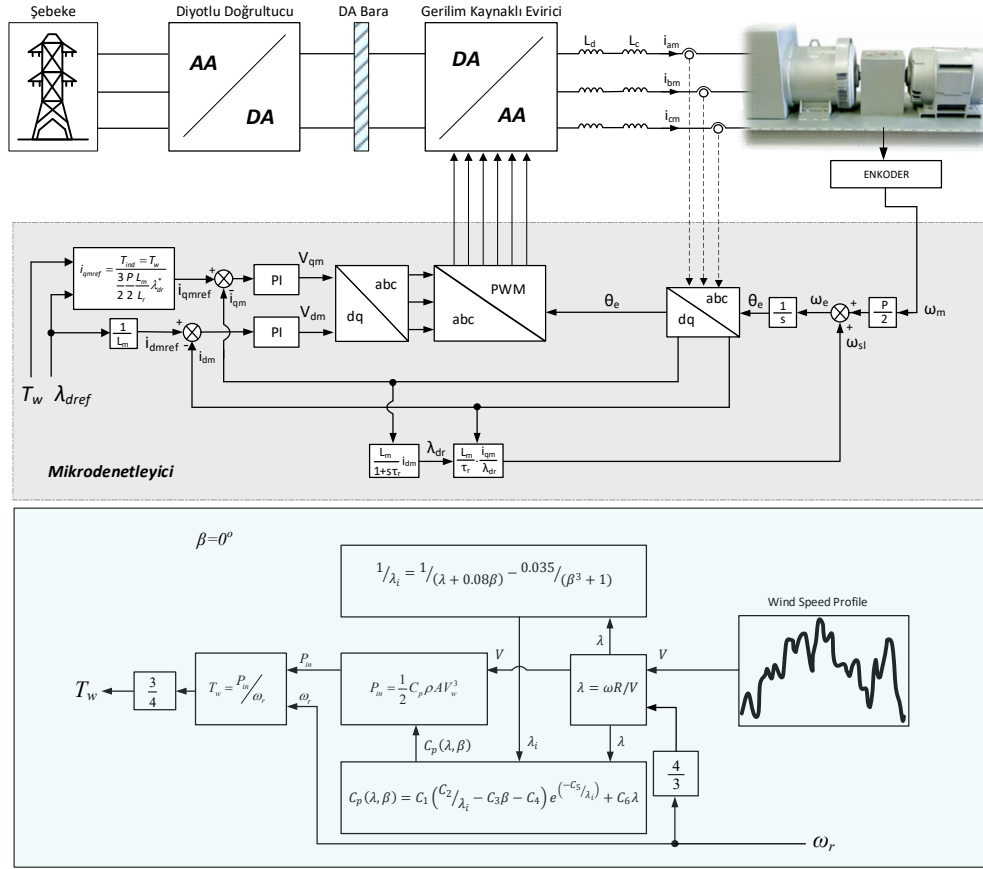
Denklem (4.8), (4.9) ve (4.11) ASM'nin rotor alanı yönlendirmeli vektör denetimine temel teşkil eder.

### 4.3. Rüzgâr Türbini Emülatörünün Vektör Denetim Yöntemiyle Denetimi

Bir rüzgâr türbini emülatörünün temel hedefi modellenen rüzgâr türbininin güç ve hız karakteristiğini, yüksek bir doğrulukla temsil edebilmektir. Tasarlanan emülatörde rüzgâr türbininin mil gücü ve hızı vektör denetim yöntemiyle sürülen ASM'nin mil gücü ve hızı ile temsil edilmektedir. Emülatör sistemi moment denetim ile çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Şekil 4.2.'de şeması verilen emülatörde rüzgâr hızı, stator akımları ve motor milinden alınan hız bilgisi giriş verileri olarak kullanılmaktadır. Rüzgâr hızı profili daha önceden ölçümü yapılmış gerçek veri grubu veya araştırmacı tarafından tasarlanmış yapay veri grubu kullanılarak mikrodenetleyici tarafından üretilmektedir.

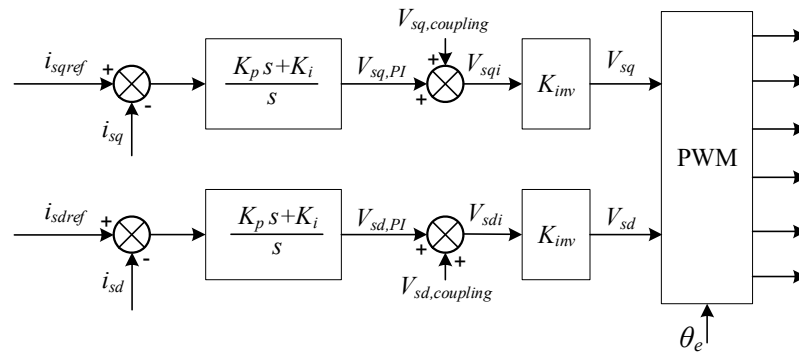
Rüzgâr hız profilini rüzgâr türbini matematiksel modeline uygulayarak vektör denetimi için gerekli olan moment bilgisi mikrodenetleyici tarafından dinamik olarak elde edilmektedir. Şekil 4.2.'de ASM'nin rotor alanı yönlendirmeli vektör denetimine ait blok şeması görülmektedir [39].

Vektör denetim, doğrusal olmayan ASM'nin serbest uyarmalı DC motor gibi denetlenmesini sağlamaktadır [47]. d-q referans düzlemde tanımlanan  $i_{qs}$  ve  $i_{ds}$  bileşenleri sırasıyla moment ve manyetik alanı meydana getirmektedir.  $i_{ds}$  referans bilgisi ASM'nin anma yükte çalışması sırasında yapılan akım ölçümleri ile elde edilmiştir. Bu değer çalışma esnasında referans bilgisi olarak sisteme sabit olarak girilmektedir. Rüzgâr türbininin rüzgâr hızına bağlı moment değeri mikrodenetleyici tarafından dinamik olarak hesaplanarak sisteme giriş bilgisi olarak girilmektedir. Rüzgâr türbini modeli tasarlanırken türbin ile generatör arasında 100/75 dönüştürme oranına sahip dişli grubu olduğu varsayılmaktadır. Böylelikle türbin momenti motora ürettirilirken 1.3333 katsayısına bölünmekte türbin hızı ise 1.3333 katsayısı ile çarpılarak motora ürettirilmektedir.



Şekil 4.2. Rüzgâr türbini emülatörü denetim blok şeması

Akım döngülerinde kullanılan PI denetimler kutup-sıfır yok etme yöntemi kullanılarak analitik olarak tasarlanmakta ve blok diyagramı Şekil 4.3.'te verilmektedir.



Şekil 4.3. PI akım denetimcileri ileri yol blok şeması

d-q ekseninde tanımlanan stator gerilimleri Denklem (4.12) ve Denklem (4.13) ile ifade edilmektedir. Denklem (4.12) ve Denklem (4.13)'te ayrıştırma terimleri gösterilmektedir [47,48,52].

$$V_{sq} = \underbrace{R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq}}_{V_{sq,PI}} + \underbrace{\left( \omega_d \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd} + \omega_d \sigma L_s i_{sd} \right)}_{V_{sq,coupling}} \quad (4.12)$$

$$V_{sd} = \underbrace{R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd}}_{V_{sd,PI}} + \underbrace{\left( \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - \omega_d \sigma L_s i_{sq} \right)}_{V_{sd,coupling}} \quad (4.13)$$

Stator gerilim denklemlerinde kullanılan  $\sigma$  kaçak katsayısıdır ve birimsiz bir büyüklüktür. Kaçak katsayısının hesaplanması Denklem (4.14) ile verilmektedir.

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (4.14)$$

Akım döngülerine ait PI denetimciye ait denetimin gerçekleştirildiği ileri yol transfer fonksiyonu Denklem (4.15) ile verilmektedir.

$$TF_{ol}(s) = \left[ \frac{K_{pm}s + K_{im}}{s} \right] \cdot \left[ \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \right] \cdot [k_{inv}] \cdot [k_{pwm}] \quad (4.15)$$

Transfer fonksiyon denkleminde verilen  $k_{pwm}$  parametresi evirici kazancını tanımlamaktadır ve  $k_{inv}$  katsayısının  $k_{pwm}^{-1}$  'e eşit alınmasıyla sadeleşmektedir [46].

#### 4.4. Asenkron Motorlarda Alan Zayıflatma Yaklaşımı

Vektör kontrollü ASM sürücülerinde akı referansının seçimi uygulama odaklı yapılmaktadır. Ayrıca ASM'nin manyetik doyuma girmesini önlemek için akının maksimum değeri sınırlandırılmaktadır. Sınırlı gerilim ve akım yeteneğine sahip ASM sürücülerinde akı referansının seçimi çıkış moment kapasitesini önemli derecede

etkilemektedir. Alan zayıflatma yöntemi ile ASM'nin anma hız değerinden daha yüksek hızlarda çalışması sağlanabilir ayrıca alan ayarı ile Amper Başına Maksimum Moment (ABMM) üretimi de sağlanabilir. Yine akı ayarı ile verim optimizasyonu da gerçekleştirilebilmektedir [53,56-61].

ASM'lara değişken gerilim ve frekansta elektrik gücü sağlayan eviricinin, giriş gerilimi ve evirici yapısından dolayı çıkış akım ve gerilim değerleri sınırlıdır. Evirici yeteri kadar çıkış akım ve gerilim seviyelerine sahip olsa bile ASM'nin iç dinamiklerini oluşturan manyetik doyum, yalıtım ve ısı şartları nedeniyle ASM de kendi akım ve gerilim sınırlarına sahiptir. ASM'nin sabit moment bölgesindeki çalışmasında moment değeri anma moment değerinin birkaç katı olabilmektedir. Bu durum genellikle servo uygulamalarında daha yüksek hızlanma ve frenleme momenti üretmek için kullanılmaktadır [53,57,58].

Yukarıda verilen bilgiler ışığında, ASM'nin vektör denetim yöntemi kullanılarak denetlenmesinde akım, gerilim, hız ve moment sınırlarına sahip olduğu görülmektedir. Bu sınırların belirlenmesinde ASM'nin yapısı ve matematiksel modeli, evirici sistemi ve kullanılan darbe genişlik ayarı yöntemi ve ASM'nin yük durumu ile çalışma bölgesi birlikte değerlendirilmelidir. Alan zayıflatma yöntemi ile bu sınırlar içerisinde mümkün olan maksimum momentin minimum akım ile üretilmesi de sağlanabilmektedir [53,64-66].

#### 4.4.1. Gerilim sınırları

Asenkron motora uygulanan referans gerilimlerin referans akımlar ve akılar ile ifade edilmesi Denklem (4.16) ve Denklem (4.17) ile gerçekleşmektedir [56,62].

$$V_{sq}^* = R_s i_{sq}^* + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq}^* + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd}^* + \omega_d \sigma L_s i_{sd}^* \quad (4.16)$$

$$V_{sd}^* = R_s i_{sd}^* + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd}^* + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \lambda_{rd}^* - \omega_d \sigma L_s i_{sq}^* \quad (4.17)$$

Kararlı durumda türevli ifadelerin sıfır olması ve yüksek hızlarda stator direnci üzerindeki gerilim düşümünün etkisinin az olması nedeniyle stator direnci ve türevli ifadeler ihmal edilmektedir. Bu kabuller altında Denklem (4.16) ve Denklem (4.17) sırasıyla Denklem (4.18) ve Denklem (4.19) şeklinde sadeleşmektedir [56,62,63].

$$V_{sq}^* \cong \omega_d \frac{L_m}{L_r} \lambda_{rd}^* + \omega_d \sigma L_s i_{sd}^* \xrightarrow{\lambda_{rd}^* = L_m i_{sd}^*} V_{sq}^* \cong \omega_d L_s i_{sd}^* \quad (4.18)$$

$$V_{sd}^* \cong -\omega_d \sigma L_s i_{sq}^* \quad (4.19)$$

Eviricinin sağlayabileceği maksimum faz gerilimi  $V_{s,max}$  DA bara gerilimine ve uygulanan darbe genişlik ayar yöntemine bağlıdır. UVDGA yöntemi kullanılması durumunda eviricinin sağlayabileceği maksimum faz gerilimi Denklem (4.20) ile hesaplanmaktadır [53,60].

$$V_{s,max} = \frac{V_{da}}{\sqrt{3}} \quad (4.20)$$

Denklem (4.20)'de  $V_{da}$ , eviricinin DA bara gerilimini ifade etmektedir. Gerilim sınırları Denklem (4.21) ile ifade edilmektedir [53,60].

$$\left(V_{sd}^*\right)^2 + \left(V_{sq}^*\right)^2 \leq \left(V_{s,max}\right)^2 \quad (4.21)$$

Denklem (4.21)'de d ve q referans gerilimleri yerine Denklem (4.18) ve Denklem (4.19) yazılarak Denklem (4.22) elde edilmektedir.

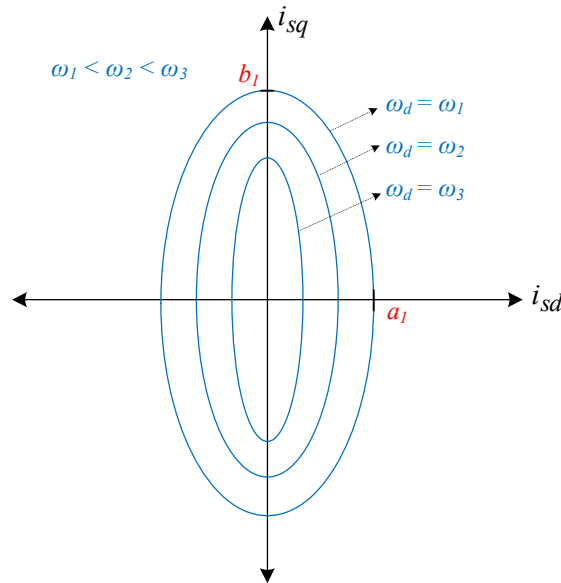
$$\left(\omega_d \sigma L_s i_{sq}^*\right)^2 + \left(\omega_d L_s i_{sd}^*\right)^2 \leq \left(V_{s,max}\right)^2 \quad (4.22)$$

Denklem (4.22) sadeleştirilerek Denklem (4.23) haline dönüşür.

$$\left[ \frac{\omega_d L_s i_{sd}^*}{V_{s,\max}} \right]^2 + \left[ \frac{\omega_d \sigma L_s i_{sq}^*}{V_{s,\max}} \right]^2 \leq 1 \Rightarrow \frac{i_{sd}^{*2}}{a^2} + \frac{i_{sq}^{*2}}{b^2} \leq 1 \quad (4.23)$$

$$a = \frac{V_{s,\max}}{\omega_d L_s}, \quad b = \frac{V_{s,\max}}{\omega_d \sigma L_s} \quad \Rightarrow \quad \underbrace{\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2}}_{\text{elips denklemi}} \leq 1$$

Denklem (4.23) incelendiğinde stator d-q eksen referans gerilimlerinin d-q eksen referans akımlarının ve açısal senkron hızın bir fonksiyonu olarak ifade edildiği görülmektedir. Bu durum gerilim sınırlarının akım düzleminde gösterilmesini mümkün hale getirmektedir. Denklemde senkron hızın artması a ve b parametrelerinin küçülmesine neden olmaktadır. Denklem bir elips denklemi olduğu için a ve b parametreleri elipsin sanal ve gerçel eksenlerindeki değerlerini göstermektedir. Hızın artması ile elipsin eksenleri kestiği değerler küçülecek ve dolayısıyla elips daralacaktır. Gerilim sınırlarının akım düzleminde gösterilmesi ve hızın gerilim sınırlarına etkisi Şekil 4.4.'te gösterilmektedir [53,56,58,62].



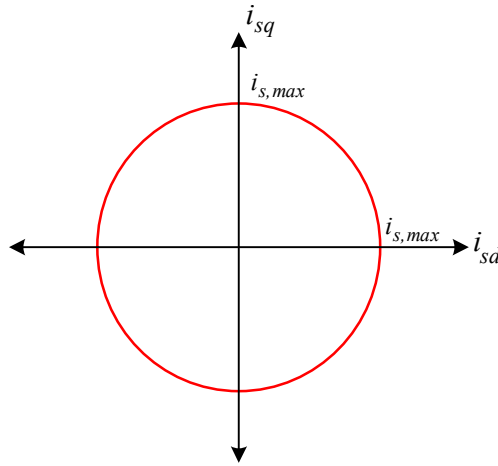
Şekil 4.4. Gerilim sınırlarının akım düzleminde gösterilmesi.

#### 4.4.2. Akım sınırları

ASM'nin akım sınırlarının belirlenmesinde eviricinin motora sağlayabileceği maksimum akım değeri ve ASM'nin sorunsuzca çalışabileceği maksimum akım değerinin birlikte değerlendirilmesi gerekmektedir. Genel bir yaklaşım olarak  $I_{s,max}$  değeri, motorun anma akım değerinin ( $I_{s,rated}$ ) 1.2 ile 1.5 katı arasında seçilmektedir. Bu değer genel bir ifadedir burada dikkat edilmesi gereken husus, motorun tasarımına bağlı sınır değerlerin temel alınmasıdır. Akım sınırları Denklem (4.24) ile belirlenmektedir [53,62,64].

$$\left(i_{sd}^*\right)^2 + \left(i_{sq}^*\right)^2 \leq I_{s,max}^2 \quad (4.24)$$

Yukarıda ifade edilen denklem elipsin özel bir hali olan daireyi temsil etmektedir. Seçilen maksimum akım değeri dairenin yarı çapını oluşturmaktadır ve Şekil 4.5.'te gösterilmektedir. Akım sınırlarını oluşturan dairenin boyutu hız ile değişmemektedir.



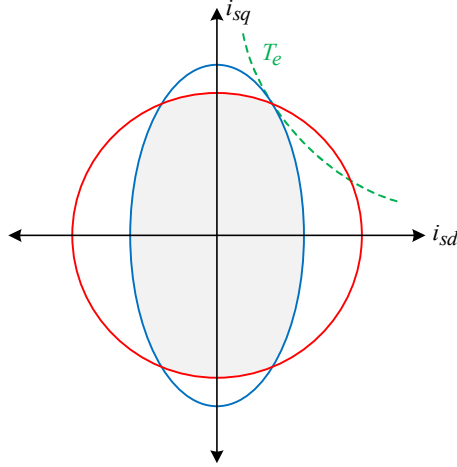
Şekil 4.5. Akım sınırlarının akım düzleminde gösterilmesi.

ASM'de üretilen moment Denklem (4.25) ile ifade edilmektedir. Bu denklem doyumun ihmal edildiği ve endüktansların zamanla değişmediği, sabit olduğu kabulü altında geçerlidir [53].



$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^* i_{sq}^* \quad (4.25)$$

Gerilim sınırlarını oluşturan elips, akım sınırlarını oluşturan daire ve moment eğrisinin akım düzlemi üzerinde sembolik olarak gösterimi Şekil 4.6.'da sunulmaktadır [56,65].



Şekil 4.6. Gerilim ve akım sınırlarının akım düzleminde gösterilmesi.

Şekil 4.6.'da kırmızı daire akım sınırlarını, mavi elips seçilen hız için gerilim sınırlarını göstermektedir. Yeşil renk ile çizilen eğri moment eğrisidir. Eğri üzerindeki her noktada moment değeri sabittir. Moment eğrisi d ve q eksen akımlarının bir fonksiyonudur. Gri renkli taralı alan seçilen hız değeri için muhtemel çalışma bölgesini göstermektedir. Bu bölgenin içerisindeki çalışmada gerilim ve akım sınırları aşılmamaktadır [53,56-59].

#### 4.4.3. Sabit moment bölgesi

Sabit moment bölgesinde ASM'nin çalışma hızındaki senkron açısal hız  $\omega_d$  temel açısal hız  $\omega_{base}$  değerinden daha küçük veya eşittir ( $\omega_d \leq \omega_{base}$ ). Temel açısal hız  $\omega_{base}$  Denklem (4.26) ile belirlenmektedir [53,64].

$$\omega_{base} = \frac{V_{s,max}}{\sqrt{\left(\lambda_{rd}^*\right)^2 \frac{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}{L_m^2} + (\sigma L_s I_{s,max})}} \quad (4.26)$$

Denklem (4.26)'da tanımlanan temel açısal hız alan zayıflatma yaklaşımı için önemli bir parametredir. Temel açısal hız  $\omega_{base}$  rotor d eksen referans akısı  $\lambda_{rd}^*$ 'nin seçimi ile değişkenlik göstermektedir. Eğer alan zayıflatma için d eksen rotor akısının referans değeri anma değeri olarak seçilirse temel açısal hız motor anma hızına oldukça yakın olmaktadır. Temel açısal hız değeri sabit moment bölgesinin son bulup alan zayıflamanın başladığı hız değeridir. Temel açısal hızın üzerindeki hız değerlerinde alan zayıflatma işlemi uygulanmaz ise ASM manyetik doyuma ulaşabilir bu sakıncadan dolayı genel bir yaklaşım olarak rotor akısının referans değeri anma değerine eşit seçilir. Denklem (4.27) ve Denklem (4.28)'de referans akı değerinin seçimi ve d-q eksen akımlarının hesaplanması gösterilmektedir. Denklem (4.28) ve Denklem (4.29)'da  $i_{sq}^*$  doyum teşkil eder [56,64].

$$\lambda_{rd}^* = \lambda_{rd\_rate} \rightarrow L_m i_{sd}^* = L_m i_{sd\_rated} \quad (4.27)$$

$$i_{sd}^* = i_{sd\_rate} \rightarrow i_{sq}^* = \sqrt{I_{s,max}^2 - i_{sd\_rate}^2} \quad (4.28)$$

#### 4.4.4. Alan zayıflatma bölgesi 1

Alan zayıflatma bölgesi 1, sabit moment çalışma bölgesinin son bulunduğu temel hız seviyesinden ( $\omega_{base}$ ) başlar ve elips ile dairenin kesişiminin sonlandığı ilk hız değerinde ( $\omega_1$ ) son bulur ( $\omega_{base} < \omega_d < \omega_1$ ). Bu bölgede d-eksen referans akımı her zaman anma değerinden küçüktür. Momenti maksimum seviyede üretmek için d-q eksen akımlarının referans değerleri Denklem (4.29) ile hesaplanmaktadır [53,56,59,64].

$$i_{sd}^* = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{s,\max}}{\omega_d}\right)^2 - (\sigma L_s I_{s,\max})^2}{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}} \quad (4.29)$$

$$i_{sq}^* = \sqrt{I_{s,\max}^2 - (i_{sd}^*)^2}$$

#### 4.4.5. Alan zayıflatma bölgesi 2

Alan zayıflatma bölge 1'in son bulunduğu  $\omega_1$  hızından sonra hız arttırılmaya devam ederse artık gerilim sınırlarını oluşturan elips ile akım sınırlarını oluşturan dairenin kesişim noktası bulunmayacaktır ve daire, elipsi kapsayacaktır. Bu durumda moment sadece gerilim sınırlarını oluşturan elips tarafından sınırlandırılmaktadır [53,56]. Alan zayıflatma bölgesi 1'in son bulup alan zayıflatma bölgesi 2'nin başladığı sınır hız değeri  $\omega_1$  Denklem (4.30) ile hesaplanmaktadır.

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{L_s^2 + (\sigma L_s)^2}{2(L_s \sigma L_s)^2} \frac{V_{s,\max}}{I_{s,\max}}} \quad (4.30)$$

Alan zayıflatma bölgesi 2'de momenti maksimum yapmak için gerekli referans akım, maksimum gerilimin ve makine parametrelerinin bir fonksiyonu olarak Denklem (4.31) ile hesaplanmaktadır.

$$i_{sd}^* = \frac{V_{s,\max}}{\sqrt{2}\omega_d L_s}, \quad i_{sq}^* = \frac{V_{s,\max}}{\sqrt{2}\omega_d \sigma L_s} \quad (4.31)$$

#### 4.4.6. Amper başına maksimum moment (ABMM)

Amper başına maksimum moment üretiminin temel amacı maksimum momentin d ve q eksen akımlarının olabilecek en düşük değerinde elde edilmesine dayanmaktadır. Denklem (4.25) ile verilen moment eğrisinde zamanla değişmeyen parametreler k sabiti şeklinde yazılarak düzenlendiğinde Denklem (4.32) elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^* i_{sq}^* \rightarrow k = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \rightarrow T_e = k i_{sd}^* i_{sq}^* \quad (4.32)$$

Denklem (4.32) ile ifade edilen moment eğrisi, d ve q eksen akımlarının bir fonksiyonudur. Uzak vektör büyüklüğü cinsinden d ve q akımları Denklem (4.33) kullanılarak uzak vektör büyüklüğü türünden ifade edilebilir.

$$i_{sd}^* = i_s^* \sin(\alpha) \quad , \quad i_{sq}^* = i_s^* \cos(\alpha) \quad (4.33)$$

Denklem (4.32)'de verilen moment eşitliği Denklem (4.33) kullanılarak düzenlendiğinde Denklem (4.34) elde edilir.

$$T_e = k i_s^* \sin(\alpha) i_s^* \cos(\alpha) \quad (4.34)$$

Stator akımının minimum olduğu açı değerini tespit etmek için moment denkleminin türevi alınıp sıfıra eşitlenerek açı değeri tespit edilir.

$$\frac{dT_e}{d\alpha} = \frac{d(k i_s^* \sin(\alpha) i_s^* \cos(\alpha))}{d\alpha} = 0 \rightarrow \cos(2\alpha) = 0 \rightarrow \alpha = \frac{\pi}{4} \quad (4.35)$$

Açı değerinin 45° olması stator d eksen akımının stator q eksen akımına eşit olduğunu gösterir ve bu durumda en düşük stator akımı değeri ile maksimum moment elde edilmektedir.

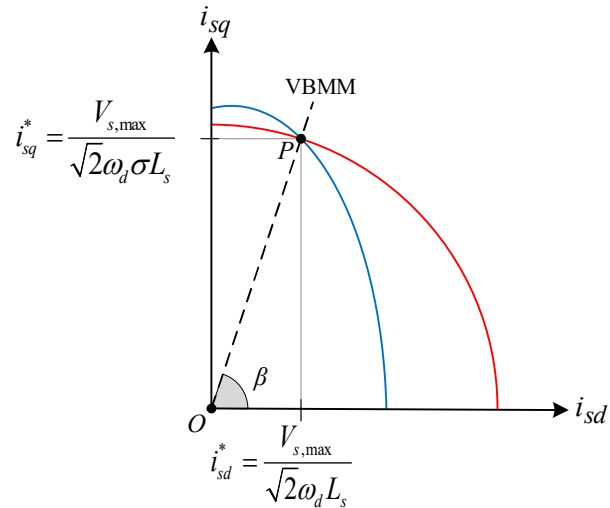
#### 4.4.7. Volt başına maksimum moment (VBMM)

Volt başına maksimum moment üretimi alan zayıflatma 2 numaralı bölgede gerçekleşmektedir. Bu bölgede çalışma sınırları gerilim denklemini oluşturan elips tarafından belirlenmektedir. Alan zayıflatma 2 numaralı bölgede maksimum moment için d ve q eksen akımlarının değeri Denklem (4.31) ile verilmektedir. Şekil 4.7.'de gösterilen VBMM çizgisi boyunca Denklem (4.31) her hız değeri için geçerlidir. Hızın

artması stator d ve q eksen akımları değerini azaltmaktadır. Denklem (4.31)'de stator d ve q eksen akımları yerine stator akımının uzay vektör formunda yazılmasıyla Denklem (4.36) elde edilir.

$$\begin{aligned} i_{sd}^* &= i_s^* \sin(\beta) = \frac{V_{s,\max}}{\sqrt{2}\omega_d L_s} \\ i_{sq}^* &= i_s^* \cos(\beta) = \frac{V_{s,\max}}{\sqrt{2}\omega_d \sigma L_s} \end{aligned} \quad (4.36)$$

Şekil 4.7.'de P noktası Alan zayıflatma 2 numaralı bölgenin başlangıç noktasıdır.



Şekil 4.7. Volt başına maksimum moment çizgisi

Şekil 4.7.'de OP doğrusu VBMM çizgisini ifade etmektedir. VBMM çizgisinin açısı Denklem (4.37) ile hesaplanmaktadır.

$$\frac{i_s^* \sin(\beta)}{i_s^* \cos(\beta)} = \frac{\left( \frac{V_{s,\max}}{\sqrt{2}\omega_d L_s} \right)}{\left( \frac{V_{s,\max}}{\sqrt{2}\omega_d \sigma L_s} \right)} = \tan(\beta) = \sigma \rightarrow \beta = \tan^{-1}(\sigma) \quad (4.37)$$

VBMM üretimi için d ve q eksen gerilimlerinin birbirlerine eşit olması durumunda stator uzay vektör gerilimi minimum değerini almaktadır. ABMM açısını hesaplarken kullandığımız yaklaşımı, VBMM'ye uygulayarak da açığı hesaplayabiliriz. Eksen gerilimleri birbirlerine eşitlenerek tekrar yazıldığında Denklem (4.38) elde edilir.

$$\begin{aligned} V_s &= \sqrt{V_{sd}^2 + V_{sq}^2} \quad i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \quad V_{sd} = V_{sq} \\ \underbrace{\omega_d \sigma L_s i_{sq}}_{V_{sd}} &= \underbrace{\omega_d L_s i_{sd}}_{V_{sq}} \end{aligned} \quad (4.38)$$

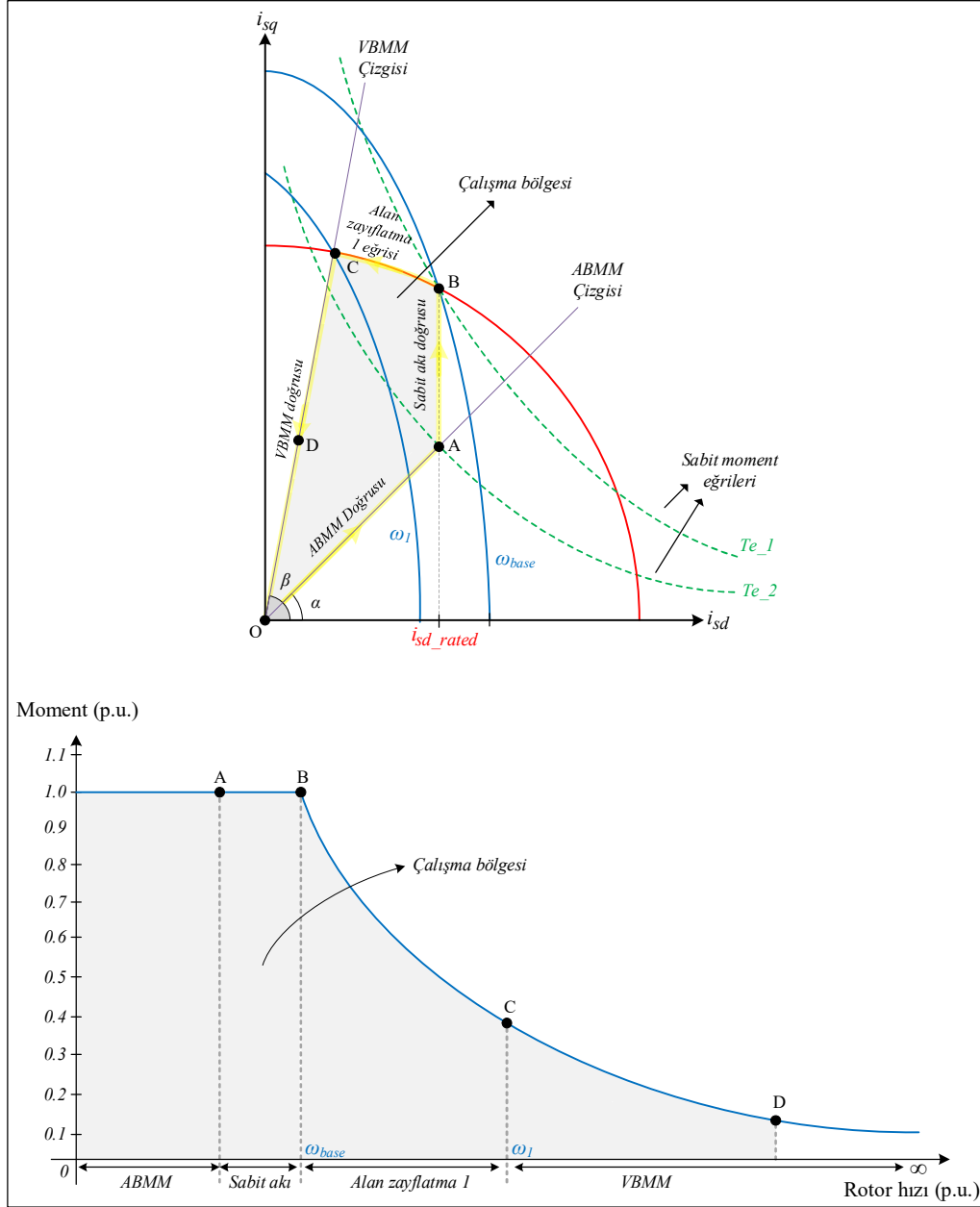
Denklem (4.38)'de d ve q eksen akımları, uzay vektör büyüklüğü türünden ifade edilerek Denklem (4.39) elde edilir.

$$\omega_d \sigma L_s i_s \cos(\beta) = \omega_d L_s i_s \sin(\beta) \quad (4.39)$$

Denklem (4.39) düzenlenerek Denklem (4.40) haline dönüşür. Denklem (4.40)'ta hesaplanan açı değeri Denklem (4.37)' ile hesaplanan açı değeri ile aynıdır.

$$\frac{\sin(\beta)}{\cos(\beta)} = \tan(\beta) = \frac{\omega_d \sigma L_s i_s}{\omega_d L_s i_s} \rightarrow \tan(\beta) = \sigma \rightarrow \beta = \tan^{-1}(\sigma) \quad (4.40)$$

Alan zayıflatma bölgelerinin akım düzleminde gösterimi Şekil 4.8.'de sunulmaktadır. Şekil 4.8.'de A noktası, ABMM çizgisinin stator d eksen akımının anma değeri ile kesiştiği noktayı göstermektedir. Temel açısal hız değerinde gerilim sınırlarını oluşturan elips ile akım sınırlarını oluşturan dairenin kesiştiği yer B noktasıdır. Alan zayıflatma 1 numaralı bölgenin son bulunduğu  $\omega_1$  hız değerindeki elips ile dairenin kesiştiği nokta C noktasıdır ve bu nokta alan zayıflatma 1 numaralı bölgenin son bulup alan zayıflatma 2 numaralı bölgenin başladığı noktadır. Deneysel çalışmada ASM sabit akı bölgesinde çalıştırılmıştır. Bu bölge boyunca d eksen stator akımı sabit tutulmaktadır [53,56,58].



Şekil 4.8. ASM Alan zayıflatma bölgeleri

## BÖLÜM 5. EVİRİCİLER VE DARBE GENİŞLİK AYARI YÖNTEMLERİ

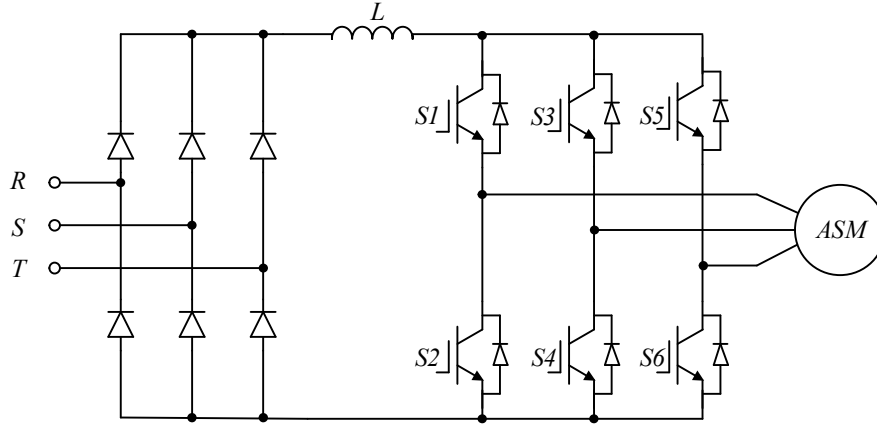
### 5.1. Anahtarlamalı Eviriciler

Temel bir anahtarlamalı eviricinin görevi girişine uygulanan doğru gerilimin genliği ve frekansı denetlenebilen simetrik alternatif gerileme dönüştürmektir. Bu nedenle eviriciler DA-AA dönüştürücüler olarak da adlandırılmaktadırlar. Anahtarlamalı eviriciler faz sayılarına göre bir fazlı ve üç fazlı eviriciler olarak ikiye ayrılırlar. Evirici sistemleri giriş yapılarına göre ise gerilim beslemeli (GADE) ve akım beslemeli (AADE) olmak üzere ikiye ayrılırlar. Evirici yapıları uygulama alanlarına ve teknolojik gelişmelere bağlı olarak çok çeşitli yapılara sahip olsalar da en temel sınıflandırma yukarıda ifade edildiği gibidir. Evirici girişine uygulanan doğru gerilim sabit bir doğru gerilim kaynağından uygulanabileceği gibi bir veya üç fazlı şebekenin denetimi veya diyotlu doğrultucular ile doğrultulmasıyla da elde edilebilir. Özellikle motor sürücü devrelerinde alternatif şebeke gerilimi diyotlu veya transistörlü doğrultucular ile doğrultulup daha sonra istenilen genlik ve frekansa sahip alternatif gerilime dönüştürülür. Doğrultucunun çıkışına paralel bağlanan LC filtre ile çıkış gerilimi doğru gerilime oldukça yaklaşmaktadır. Filtrenin kesim frekansı yükü besleyecek olan faz akımlarının genliğine uygun büyüklükte seçilmelidir [67,68].

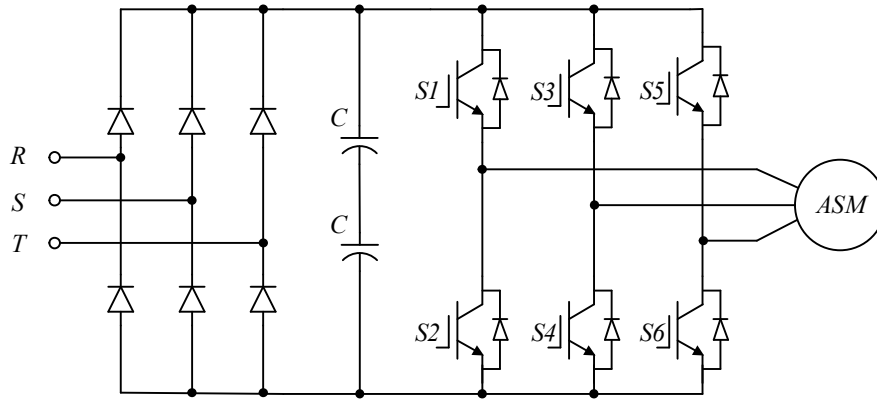
AADE'de doğrultucu çıkışı ile evirici girişi arasında bulunan DA baraya seri olarak bağlanmış bir endüktans bulunmaktadır. Endüktans yapısı gereği akımdaki değişimlere karşı koyarak içerisinden geçen akımı sabit tutmak istemektedir. Bu durum sayesinde evirici girişine yaklaşık olarak sabit bir akım sağlanmakta ve evirici girişi, bir akım kaynağı gibi davranmaktadır. GADE'de ise DA baraya paralel bağlanan kapasitör ile evirici giriş geriliminin sabit olması sağlanır. ASM'lerin hız denetim uygulamalarında kontrol edilen temel iki bileşen gerilim ve frekanstır. Bu nedenle GADE yapıları ASM'nin denetiminde sıklıkla kullanılmaktadır. Şekil 5.1.'de akım ve



gerilim ara devreli evirici yapıları diyotlu doğrultucu sistemleri ile birlikte gösterilmektedir [67].



a) Akım ara devreli evirici



b) Gerilim ara devreli evirici

Şekil 5.1. Evirici yapılarının ASM sürücü sistemi ile birlikte güç şeması

GADE ile sürülen ASM devresinde, üç faz hat akımları güç anahtarları tarafından yüke aktarılır. Kesim durumunda güç anahtarlarının serbest geçiş diyotları, motor faz endüktanslarının akımlarına iletim yolu sağlar. Eviricilerin bu şekilde çalışması literatürde sürekli akım modu olarak isimlendirilmektedir. İdeal bir eviricinin çıkış gerilim dalga şekli sinüzoidal olmalıdır. Gerçek uygulamalarda ise evirici çıkış gerilimi kare dalga katarlar şeklinde ve evirici denetiminde kullanılan DGA yöntemine bağlı olan harmonikler içermektedir. Literatür incelendiğinde üç fazlı, gerilim ara devreli eviricilerin denetiminde kullanılan çok çeşitli DGA yöntemi olduğu

görülmektedir. Sinüzoidal darbe genişlik ayarı (SDGA), üçüncü harmonik katkılı DGA ve uzay vektör darbe genişlik ayarı (UVDGA) yöntemleri en sık kullanılan DGA yöntemleridir. Bunlardan başka ortak mod gerilimi azaltılmış ve anahtarlama kayıpları azaltılmış DGA yöntemleri de vardır. Bu tez çalışması kapsamında üç fazlı GADE, UVDGA yöntemi ile sürülmektedir [67].

## 5.2. Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı

Uzay vektör darbe genişlik ayarı yöntemi üç faz gerilim büyüklüklerinden uzay vektör büyüklüğünün elde edilmesi temeline dayanmaktadır. Bölüm 3.5.1’de ifade edilen uzay vektör kavramı göz önüne alındığında dengeli üç faz gerilimler aşağıdaki denklem ile ifade edilir.

$$V_a(t) + V_b(t) + V_c(t) = 0 \quad (5.1)$$

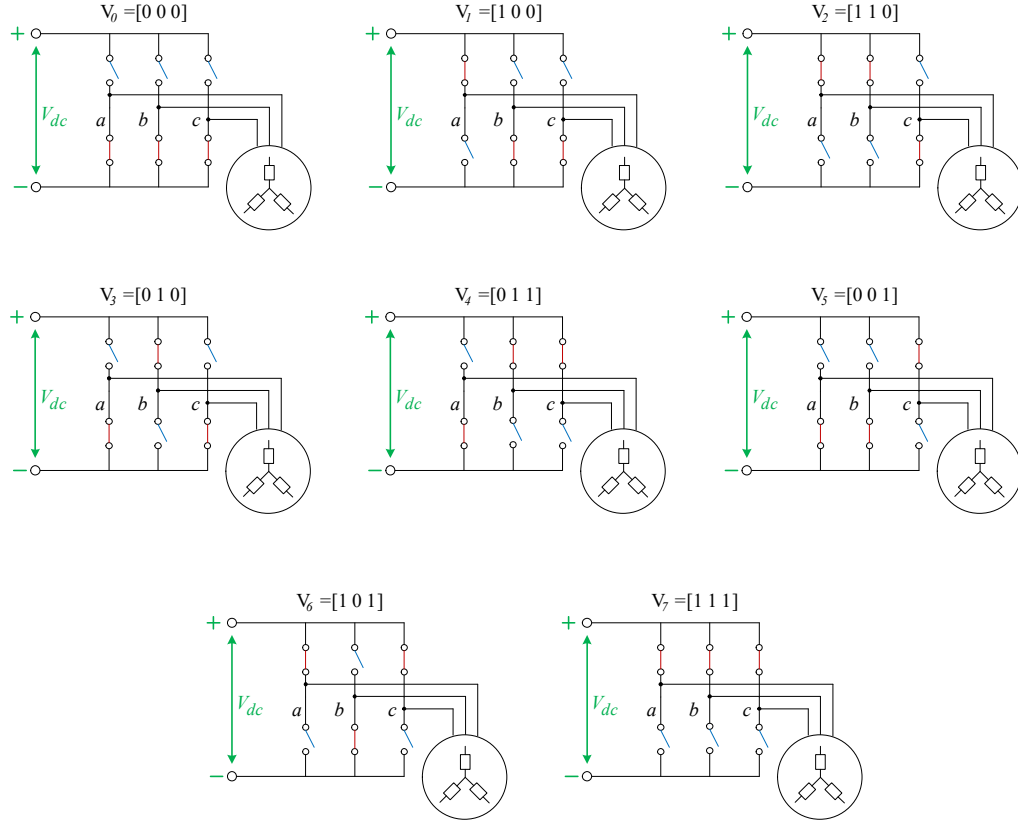
Denklemden kullanılan  $V_a$ ,  $V_b$  ve  $V_c$  faz nötr gerilimleridir. Üç faz gerilimleri uzay vektör formunda Denklem (5.2) ile ifade edilir.

$$\begin{aligned} \vec{V}_s^a &= \vec{V}_a^a + \vec{V}_b^a + \vec{V}_c^a \\ \vec{V}_s(t) &= \frac{2}{3} \left[ V_a + V_b e^{j(2\pi/3)} + V_c e^{-j(2\pi/3)} \right] \end{aligned} \quad (5.2)$$

Denklem (5.2)’de  $\mathbf{V}_s$  üç faz gerilimlerini ifade eden uzay vektörüdür. Bu vektör ile senkronize olan bir referans vektörü tanımlanarak ( $\mathbf{V}_{ref} = \mathbf{V}_s$ ) sayısal işaret işleme yapılarına uyarlanmaktadır.

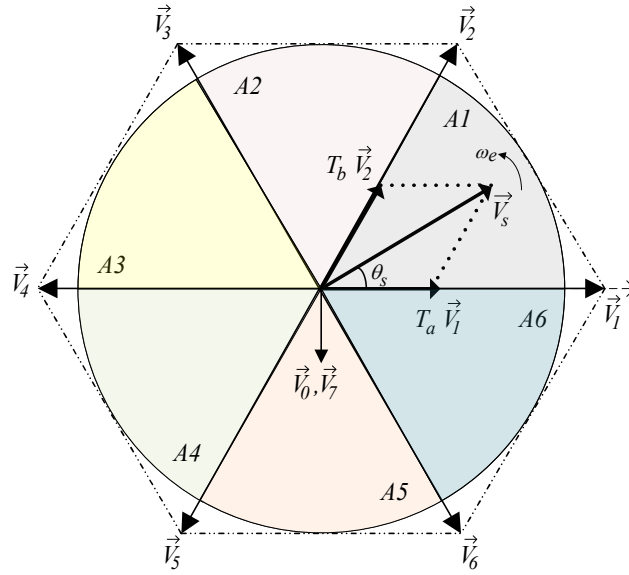
Evirici yapısında bulunan altı adet güç anahtarından  $S_1, S_2; S_3, S_4$  ve  $S_5, S_6$  birbirlerinin tümleyeni durumundadır.  $S_1$  anahtarı iletim durumunda iken  $S_2$  anahtarı kesim durumundadır ve aynı anda iletimde olma durumu yoktur, ölü zaman hariç tutulursa her iki anahtarın kesimde olma durumunda yoktur. Evirici anahtarları sekiz farklı anahtarlama konumuna sahip olabilir. Bir eviricide birbirinin tümleyeni olan ikili anahtarlar tek bir grup olarak temsil edilip üst anahtar değeri ile tanımlanabilir. Bu

durumda  $S_1, S_2 \rightarrow S_a$  ;  $S_3, S_4 \rightarrow S_b$  ;  $S_5, S_6 \rightarrow S_c$  olarak yazılır. Bir üç fazlı iki seviyeli eviriciye ait anahtarlama durumları Şekil 5.2.'de verilmektedir [46,67,68].



Şekil 5.2. Evirici anahtarlama durumları

Her anahtarlama durumu bir adet durağan vektörü ifade etmektedir. Bu vektörler nitelik olarak sınıflandırıldığında aktif durum vektörleri ve sıfır durum vektörleri olarak isimlendirilirler.  $V_0$  ve  $V_7$  sıfır durum vektörleridir.  $V_1$ 'den  $V_6$ 'ya kadar olan altı adet durum vektörü ise aktif vektörlerdir ve Şekil 5.3.'te gösterilmektedir.



Şekil 5.3. Anahtarlama durum vektörleri ve referans düzlem

$V_1$  durum vektörünün temsil ettiği anahtarlama durumu için faz gerilimleri Denklem (5.3) ile hesaplanır.

$$V_a = \frac{2}{3}V_{dc} \Rightarrow V_b = V_c = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad (5.3)$$

Denklem (5.3)'ün tüm durum vektörlerine uyarlanması ile Denklem (5.4) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Anahtarlama durum vektörü  $V_1$  için  $S_a$  iletimde  $S_b$  ve  $S_c$  kesimdedir.  $V_1$  durum vektörünün anahtarlama değerleri Denklem (5.4)'e uygulandığında Denklem (5.3) ile verilen sonuç elde edilir. Hat gerilimleri Denklem (5.4)'ten çekildiğinde Denklem (5.5) elde edilir.

$$\begin{aligned}
V_{ab} &= V_a - V_b = \left(\frac{2}{3}V_{dc}\right) - \left(-\frac{1}{3}V_{dc}\right) \Rightarrow V_{ab} = V_{dc} \\
V_{bc} &= V_b - V_c = \left(-\frac{1}{3}V_{dc}\right) - \left(-\frac{1}{3}V_{dc}\right) \Rightarrow V_{bc} = 0 \\
V_{ca} &= V_c - V_a = \left(-\frac{1}{3}V_{dc}\right) - \left(\frac{2}{3}V_{dc}\right) \Rightarrow V_{ca} = -V_{dc}
\end{aligned} \tag{5.5}$$

Anahtarlama durum vektörleri birbirleri arasında 60 derecelik açı olacak şekilde konumlandırılırlar.  $V_0$  ve  $V_7$  sıfır durum vektörleridir ve dairesel düzlemin merkezinde yer almaktadırlar. Aktif durum vektörlerinin genelleştirilmiş ifadesi Denklem (5.6)'da verilmektedir.

$$V_k = \frac{2V_{dc}}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \Rightarrow k = (1, 2, \dots, 6) \tag{5.6}$$

Şekil 5.3.'te bulunan referans düzlem, altı bölgeye ayrılmaktadır. Bu bölgeler Şekil 5.3.'te A1, A2, A3, A4, A5 ve A6 notasyonları ile ifade edilmektedir. Üç faz gerilimlerin uzay vektörü zamanın herhangi bir anında bu bölgelerden birinin içinde bulunmaktadır. Uzay vektörün hangi bölgede olduğu, uzay vektöre ait açı bilgisi ( $\theta_s$ ) sayesinde tespit edilmektedir. Evirici anahtarlama durum vektörleri, faz ve hat gerilimlerinin büyüklükleri,  $V_{dc}$  değeri temel alınarak Tablo 5.1.'de verilmektedir [69-71].

Anahtarlama durum vektörleri durağandır yani hareket etmemektedir.  $V_s$  vektörünü temsil eden  $V_{ref}$  vektörü ise  $\omega_e$  açısal hızında hareket etmektedir. Anahtarlama sinyallerinin elde edilebilmesi için gerilim uzay vektörünün konum bilgisi tek başına yeterli olmamaktadır ve anahtarlama sürelerinin de hesaplanması gerekmektedir [67]. Böylelikle istenilen anahtarlama işaretleri istenilen sürelerde uzay vektörün bir fonksiyonu olarak üretilir.

Tablo 5.1. Anahtarlama durum vektörleri ile faz ve hat gerilimlerinin Vdc baz değerine göre genliği

Gerilim Vektörleri	Anahtarlama Vektörleri			Faz Gerilimleri			Hat Gerilimleri			$\theta_{ref}$
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	$V_a$	$V_b$	$V_c$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0°
$V_1$	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1	0°
$V_2$	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1	60°
$V_3$	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0	120°
$V_4$	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1	180°
$V_5$	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1	240°
$V_6$	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0	300°
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0°

Evirici çıkış geriliminin elde edilmesinde  $V_{ref}$  vektörünün genliği, evirici çıkış geriliminin genliğini ve referans uzay vektörün frekansı ( $f_e$ ) evirici çıkış frekansını oluşturmaktadır ve Denklem (5.7) ile hesaplanır.

$$\omega_e = 2\pi f_e \quad (5.7)$$

Anahtarlama sürelerinin hesaplanmasında, referans uzay vektörün hangi bölgede bulunduğu önemlidir. Referans uzay vektörün bulunduğu bölgeye ait olan iki adet aktif ve iki adet sıfır durum vektörü kullanılmaktadır. Uzay vektörün açısı vektörün hangi bölgede bulunduğunu belirlemektedir. Uzay vektörün anahtarlama periyodu  $T_s$  ile ifade edilmektedir ve referans vektörün bu süre zarfında değişmediği kabul edilir. Anahtarlama periyodunun hesaplanması Denklem (5.8)'de verilmektedir [46,67].

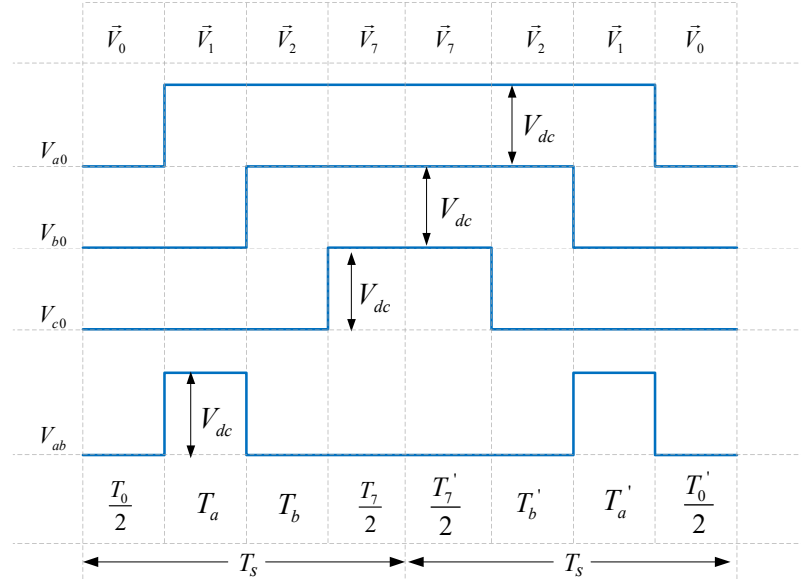
$$T_s = T_a + T_b + T_z \quad (5.8)$$

Denklem (5.8) birinci bölge için değerlendirildiğinde,  $T_a$  süresi  $V_1$  vektörünün uygulandığı süreyi,  $T_b$  süresi  $V_2$  vektörünün uygulandığı süreyi ve  $T_z$  de sıfır durum

vektörünün ( $V_0, V_7$ ) uygulandığı süreyi göstermektedir. Birinci bölgede bulunan referans uzay vektörü, anahtarlama zamanları ve komşu durum vektörleri kullanılarak Denklem (5.9)'daki gibi hesaplanmaktadır.

$$\int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} = \int_0^{T_0/2} \vec{V}_0 + \int_{T_0/2}^{T_a} \vec{V}_1 + \int_{T_a}^{T_b} \vec{V}_2 + \int_{T_b}^{T_s} \vec{V}_7 \quad (5.9)$$

Burada  $V_s$  yasası geçerlidir. Birinci bölgede bulunan bir uzay vektörü bulunduğu bölgenin sınırlarını oluşturan iki adet aktif durum vektörü ve sıfır durum vektörünün bileşkesi şeklinde ifade edilir. Örneğin birinci bölgede bulunan bir uzay vektör bölge içerisindeki hareketine bağlı olarak  $T_0/2$  süresince  $V_0$  vektörü,  $T_a$  süresince  $V_1$  vektörü,  $T_b$  süresince  $V_2$  vektörü ve  $T_0/2$  süresince  $V_7$  vektörünün anahtarlama durumları eviriciye uygulanmaktadır. Sıfır durum vektörleri arasında herhangi bir fark bulunmamaktadır ve birbirleri yerine kullanılmaktadır. Şekil 5.4.'te birinci bölgeden elde edilen anahtarlama sinyalleri grafiksel olarak gösterilmektedir [46,67,68].



Şekil 5.4. Birinci bölgede UVDGA anahtarlama sinyalleri

Sıfır durum vektörlerinin birbirleri yerine kullanılabilirdiği kabulü ile Denklem (5.9) düzenlenerek Denklem (5.10) elde edilir.

$$T_s \vec{V}_{ref} = T_a \vec{V}_1 + T_b \vec{V}_2 + T_0 \vec{V}_0 \quad (5.10)$$

$T_a$ ,  $T_b$  ve  $T_0$  sırasıyla  $\mathbf{V}_1$ ,  $\mathbf{V}_2$  ve  $\mathbf{V}_0$  vektörlerinin bekleme zamanlarını göstermektedir. Tablo 5.1.'den durum vektörlerinin değerleri birinci bölge için Denklem (5.11) ile ifade edilmektedir.

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} V_{dc} \rightarrow \vec{V}_2 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}} \rightarrow \vec{V}_0 = 0 \quad (5.11)$$

Denklem (5.10) kullanılarak Denklem (5.11) yeniden düzenlendiğinde birinci bölge için Denklem (5.12) elde edilir.

$$T_s V_{ref} e^{j\theta_{ref}} = T_a \frac{2}{3} V_{dc} + T_b \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} + T_0 \cdot 0 \quad (5.12)$$

Denklem (5.12), d-q eksen takımında trigonometrik eşitlikler kullanılarak Denklem (5.13) elde edilir.

$$T_s \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = T_a \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos((k-1)\pi/3) \\ \sin((k-1)\pi/3) \end{bmatrix} + T_b \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(k\pi/3) \\ \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Denklem (5.13)'te  $T_a$  ve  $T_b$  süreleri tekrar düzenlenerek Denklem (5.14) elde edilir.

$$T_s \begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos((k-1)\pi/3) & \cos(k\pi/3) \\ \sin((k-1)\pi/3) & \sin(k\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Referans uzay vektörü  $\omega_e$  açısal hızıyla hareket etmektedir. Açısal konum, hızın bir fonksiyonu olduğundan referans uzay vektörünün d-q eksen takımında Denklem (5.15) ile gösterilir.



$$\vec{V}_{ref} = |V_{ref}| e^{j\omega t} = V_d^s + J V_q^s = |V_{ref}| [\cos(\omega_e t) + J \sin(\omega_e t)] \quad (5.15)$$

Aktif durum vektörlerinin bekleme süreleri Denklem (5.14) ve Denklem (5.15) kullanılarak Denklem (5.16) ile hesaplanır.

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} T_s |V_{ref}|}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin(k\pi/3) & -\cos(k\pi/3) \\ -\sin((k-1)\pi/3) & \cos((k-1)\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \\ \sin(\omega_e t) \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Denklem (5.16)'daki trigonometrik eşitlikler düzenlenerek Denklem (5.17) elde edilir.

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3} |V_{ref}| T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \omega_e t\right) \\ \sin\left(\omega_e t - \frac{(n-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Denklem (5.17)'de bulunan n parametresi referans düzlemdeki bölgeleri ifade etmektedir. Birinci bölge için n=1 değerini almaktadır. Bu durumda  $V_1$  vektörünün uygulanma süresi Denklem (5.18) ile hesaplanmaktadır

$$T_a = \sqrt{3} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_e\right) \quad (5.18)$$

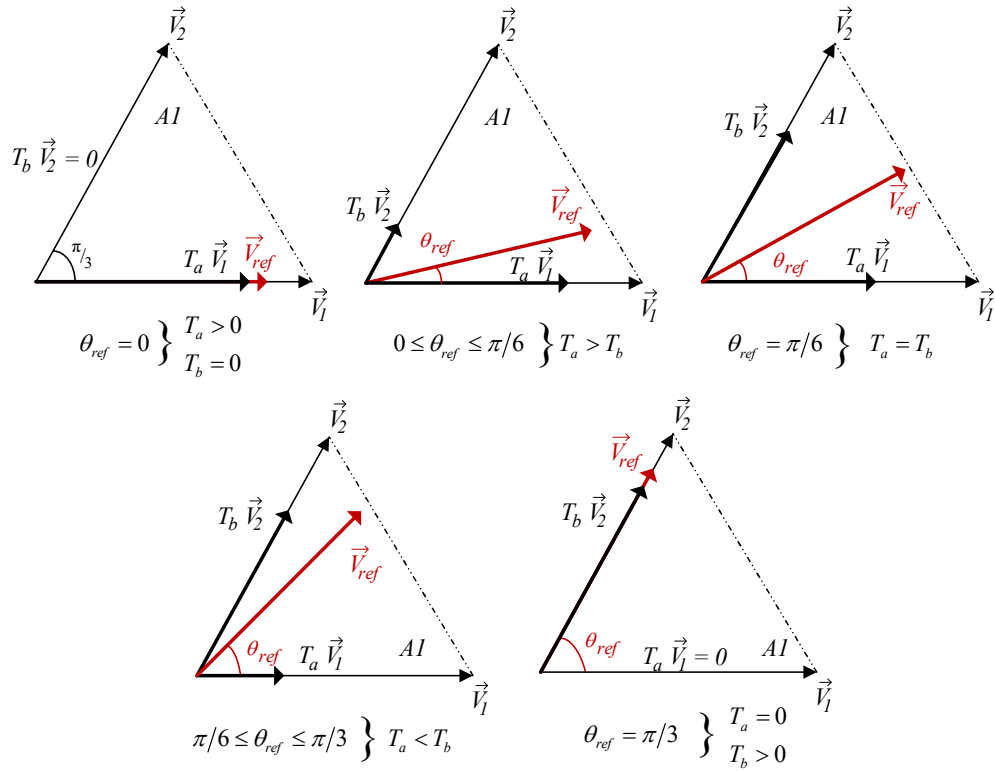
$V_2$  vektörünün uygulanma süresi Denklem (5.19) ile hesaplanmaktadır.

$$T_b = \sqrt{3} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} T_s \sin(\theta_e) \quad (5.19)$$

$V_s$  yasası yardımıyla sıfır durum vektörünün hesaplanmasına gerek yoktur. Sıfır durum vektörünün toplam uygulanma süresi aktif vektörlerin uygulanma sürelerinin anahtarlama periyodu süresinden çıkartılması ile elde edilir. Bu ilişki Denklem (5.20) ile verilmektedir.

$$T_0 = T_s - (T_a + T_b) \quad (5.20)$$

Uzay referans vektörün açısal konumuna bağlı olarak durum vektörlerine ait anahtarlama sürelerinin birbirleri arasındaki ilişki Şekil 5.5.'te verilmektedir.



Şekil 5.5. Durum zamanların vektör grafikte ifadesi

Evirici çıkış geriliminin elde edilmesinde  $V_{ref}$  vektörünün genliği, evirici çıkış geriliminin genliğini belirlemektedir. Referans vektör ile DA bara gerilimlerinin genliklerinin oranı, genlik oranı ( $m$ ) olarak isimlendirilerek Denklem (5.21) ile hesaplanır [67].

$$m = \sqrt{3} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} \quad (5.21)$$

Denklem (5.21) Denklem (5.18) ve Denklem (5.19)'da yerine yazılarak Denklem (5.22) ve Denklem (5.23) elde edilir.

$$T_a = mT_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_e\right) \quad (5.22)$$

$$T_b = mT_s \sin(\theta_e) \quad (5.23)$$

Referans vektör maksimum genliğe, komşu iki aktif vektörün tam ortasında konumlandığında ulaşmaktadır. Bu durum birinci bölge için Şekil 5.5.'te  $\theta_{ref} = \pi/3$  durumu ile ifade edilmektedir. Referans vektörün maksimum genliği Denklem (5.24) ile hesaplanır.

$$|V_{ref}|_{\max} = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \quad (5.24)$$

Uzay vektörün maksimum genliğinde genlik oranı Denklem (5.25) ile ifade edilmektedir.

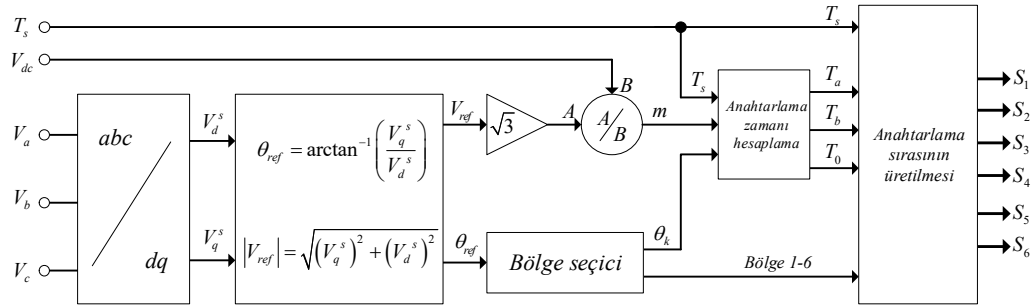
$$m_{\max} = \sqrt{3} \frac{|V_{ref}|_{\max}}{V_{dc}} = \sqrt{3} \left( \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \right) \frac{1}{V_{dc}} = 1 \quad (5.25)$$

Genlik oranı  $0 \leq m \leq 1$  bölgesinde iken evirici çıkışı gerilimi genlik oranı ile doğru orantılı olarak değişmektedir. Evirici çıkışından alınabilecek maksimum faz ve hat gerilimlerinin etkin değeri sırasıyla Denklem (5.26) ve Denklem (5.27) ile hesaplanmaktadır [67,68].

$$V_{a,\max} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} = 0.577V_{dc} \quad (5.26)$$

$$V_{ab,\max} = \left( \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \right) \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.707V_{dc} \quad (5.27)$$

Genlik oranının 1.0 değerinin üzerine çıkması ( $m > 1.0$ ) aşırı genlik olarak isimlendirilmektedir ve artık evirici çıkışı genlik oranı ile doğrusal orantılı değildir. Aşırı genlik ayarı bölgesinde evirici çıkışında gerilim ve akımda 3, 5, 7 gibi düşük dereceli harmonikler oluşmaya başlar, bu durum istenilmeyen bir çalışma şeklidir. Bu yüzden özel amaçlar bulunmadıkça aşırı genlik ayarı bölgesine geçilmez. UVDGA yönteminin uygulamasına ait blok diyagram Şekil 5.6.'da verilmektedir [67].



Şekil 5.6. UVDGA yönteminin blok şema ile gösterimi

## BÖLÜM 6. DENEYSEL ÇALIŞMA DÜZENİĞİNİN TASARIMI VE DENEY SONUÇLARI

### 6.1. Deneysel Düzenin Genel Yapısı

Deneysel çalışma düzeninde bir adet ASM, bir adet SMSG, bir adet üç fazlı diyotlu (pasif) doğrultucu, bir adet iki seviyeli evirici, bir adet enkoder ve bir adet TMS320f28335 mikrodenetleyici kullanılmıştır. Deneysel çalışma düzeninde kullanılan sabit mıknatıslı senkron generatör ASM'nin yükünü oluşturmaktadır. Generatörün denetimi tez kapsamı dışındadır. Güç elektroniği bileşenlerinin parametre ve değerleri Tablo 6.1.'de verilmektedir.

Tablo 6.1. Güç elektroniği bileşenlerinin parametre ve değerleri

Bileşen	Simgesi	Değeri
dv/dt filtresi	$L_d$	2.3 mH
Ortak durum akımı filtresi	$L_c$	15 mH
DC bara kondansatörü	$C_{dc}$	3400 uF, 900 V
Motor tarafı şebeke	$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$	Faz-Nötr 220 V, 50 Hz
DC bara gerilimi	$V_{dc}$	400 V (generatör-şebeke), 540 V (motor)
IGBT Sürücü	SEMIKRON	Skyper 32 PRO R
IGBT Modül	SEMIKRON	SKM150GB12T4
Akım ve gerilim sensörleri	LEM	LA55-P, LV25-P
Diyot modül	SEMIKRON	SKKD100/12
ASM evircisinin soğutucusu	--	0.12 K/W, 145 m <sup>3</sup> /h
Enkoder	AUTONICS	3600 pals, line driver

Tasarlanan sistemde kullanılan ASM'ye ait etiket değerleri ve yapılan deneysel ölçümler sonucu elde edilen parametreler Tablo 6.2.'de liste halinde sunulmaktadır. ASM'ye ait parametrelerin büyük bir doğrulukla tespit edilmesi, model tabanlı vektör denetim uygulamaları için büyük bir önem arz etmektedir.

Tablo 6.2. ASM parametreleri ve etiket değerleri

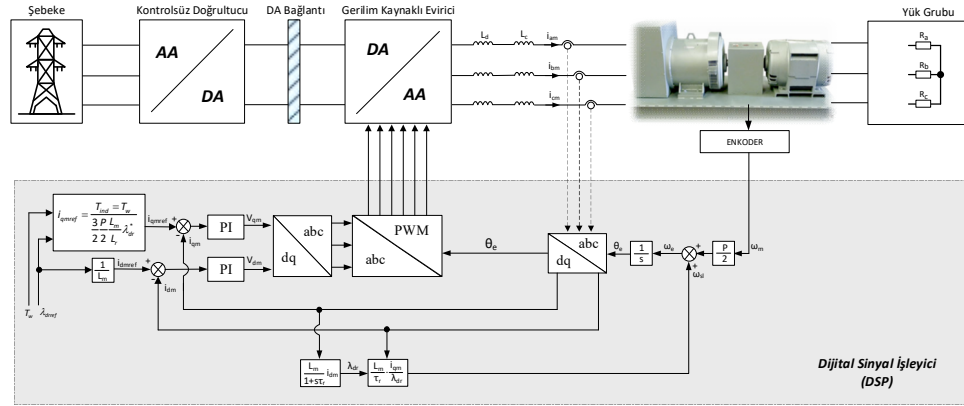
Bileşen	Simgesi	Değeri
Rotor direnci	$R_r$	3 $\Omega$
Stator direnci	$R_s$	2.355 $\Omega$
Rotor kaçak endüktansı	$L_{rr}$	0.0162 H
Stator kaçak endüktansı	$L_{ss}$	0.0162 H
Mıknatıslama endüktansı	$L_m$	0.4286 H
Etiket değerleri	ASM	5.5 kW, 4 tek kutup, 50 Hz, $\Delta$ -400 V-11 A, 1455rpm, 36 Nm
ASM rotor akı referansı	$\lambda_{dref}$	1.635 Wb (anma), 1.0715 Wb (alan zayıflatma)
Rotor eylemsizlik momenti	J	0.026 kgm <sup>2</sup>
Moment sabiti	$k_t$	3.09 A <sub>peak</sub> /Nm
Referans d eksen akımı	$i_{dmref}$	2.5 A

Tasarlanan rüzgâr türbini emülatörü için temel alınan türbin yapısına ait parametre ve değerler Tablo 6.3.'te sunulmaktadır.

Tablo 6.3. Rüzgâr türbini parametre ve değerleri

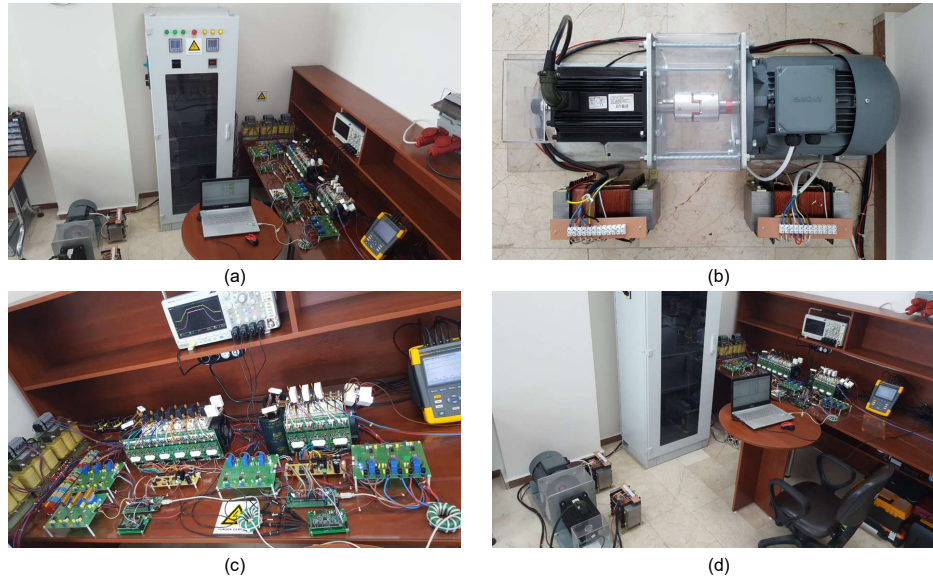
Bileşen	Simgesi	Değeri
Türbin gücü	P	2.5 kW
Kanat yarıçapı (üç bıçaklı rotor)	R	1.3 m
Hava yoğunluğu	$\rho$	1.14 kg/m <sup>3</sup>
Maksimum rüzgâr hızı	$v_{max}$	12 m/s
Modelleme katsayıları	$C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$	0.5176, 116, 0.4, 5, 21, 0.0068
Optimum kanat ucu hız oranı	$\lambda_{opt}$	8.1
Optimum güç katsayısı	$C_{pmax}$	0.48

Deneysel çalışma düzenine ait blok şema Şekil 6.1.'de sunulmaktadır.



Şekil 6.1. Rüzgâr türbini emülatörünün blok şeması

Şekil 6.2.'de deneysel çalışma düzeneğine ait tüm devre yapıları sunulmaktadır.



Şekil 6.2. Deneysel düzeneğin resimleri (a) tüm donanım (b) motor- generatör ve ortak durum filtreleri (c) güç elektroniği çeviricileri ve filtreler (d) tüm donanım

## 6.2. Enkoder Ölçümü ve $dv/dt$ Analizi

Deneysel çalışmada kullanılan IGBT'nin veri sayfalarında verilen doğal  $dv/dt$  değeri  $1 \Omega$  değerinde harici gate direnci için  $8 \text{ kV/us}$  civarındadır. Üç fazlı iki seviyeli evirici anahtarlama elemanlarına uygulanan DGA sinyallerinin genliklerinin toplamı zamanın her anında sıfır değildir. Bu durum DGA gerilim genliğinin  $\pm V_{da}/2$  değerine ulaşan

ortak durum gerilimine neden olur. Ortak durum gerilimleri motorun parazitik kapasitelerinde ortak durum akımlarının dolaşmasına neden olur. Bu akımlar motorun metal aksamlarından ve rulmanından geçer. Enkoder ve motor rulmanı arasındaki mekanik temas iletken bir yüzey üzerinden gerçekleşiyorsa ortak durum akımları enkoder ölçümlerini de etkilemektedir. Anahtarlama esnasında gerçekleşen yüksek  $dv/dt$  değerlerinde motor klemens bağlantılarında uzun metrajlı kablolar kullanılması halinde motor uçlarındaki gerilim evirici çıkış geriliminin yaklaşık olarak iki katı daha yüksek değerlere ulaşır. Bu durum motor sargılarında bulunan yalıtım malzemesinin delinmesine ve sargıların kısa devre olmasına neden olabilmektedir. Ortak durum gerilimleri ve farksal durum gerilimleri yüksek  $dv/dt$  nedeniyle sistemde ortak ve farksal durum akımlarının dolaşmasına neden olmaktadır. Ortak durum akımları fazlarda aynı yönde hareket ederlerken farksal durum akımları faz-faz ve faz-nötr iletkenlerinde birbirlerine ters yönde hareket etmektedir. İfade edilen tüm elektromanyetik girişim şekilleri bir iletken üzerinden gerçekleştiği için iletilen elektromanyetik girişim olarak isimlendirilmektedir. İletilen elektromanyetik girişim yüksek frekans değerlerine sahiptir ve düşük güçlü sinyal devrelerinde ve denetim devrelerinde gürültü oluşmasına neden olur. Bu gürültü nedeniyle, akım, gerilim ve enkoder gibi geri beslemeler yanlış okunur. Güç sisteminde kullanılan topraklama düzeneğinin direnç değerinin yüksek olması elektromanyetik girişimin etkisini arttırmaktadır. İletilen elektromanyetik girişim düşük seviyede de olsa yayılan elektromanyetik girişime de neden olmaktadır. Yüksek  $dv/dt$  yayılan elektrik alana, yüksek  $di/dt$  yayılan manyetik alana neden olmaktadır [72-76].

Motor ve generatör sürücü standardı olan NEMA MG-1 standardına göre düşük gerilimli sürücüsüz çalışmaya uygun olarak üretilen elektrik motorlarının terminal gerilimlerinin değişim oranı  $500 \text{ V/us}$  değerini aşmaması gerekmektedir. Tasarlanan deneysel çalışma düzeneğinde bulunan diyotlu doğrultucu devresinin girişine şebekeden çekilen akımların tepe değerlerini bastırmak ve harmoniklerini azaltmak için L filtre koyulmuştur. Motor sürücü olarak kullanılan üç fazlı iki seviyeli evirici çıkışına da  $dv/dt$  filtresi olarak L filtre koyulmuştur. Bu filtrelerin değeri  $2.3 \text{ mH}$ 'dir. Motor hattının faz girişlerinde değeri  $15 \text{ mH}$  olan ortak durum akımı filtresi bulunmaktadır. Evirici devresinde kullanılan IGBT'lerin iletme geçme gate (geçit)

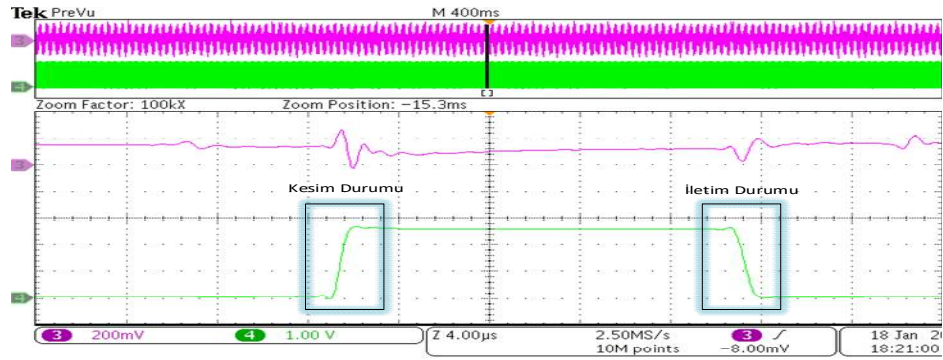


direnç değeri  $10 \Omega$ , kesime gitme gate direnç değeri  $5.6 \Omega$  olarak belirlenmiştir. IGBT'lerin iletme ve kesime gitme zamanlarını arttırıp  $dv/dt$  değerini düşürmek için gate ve kollektör uçları arasında  $1 \text{ nF}$  sızgı kondansatörler bağlanmıştır. Yapılan ölçümlerde IGBT'lerin  $dv/dt$  değerlerinin standartta ifade edilen  $500 \text{ V/us}$  değerini sağladığı görülmüştür. Şekil 6.3.'de IGBT elemanın  $4 \text{ kV/us}$  ve  $500 \text{ V/us}$   $dv/dt$  değerlerinde ölçülen enkoder sinyalleri görülmektedir. Şekil 6.3. incelendiğinde yüksek  $dv/dt$  değerinin enkoder ölçümlerinde gürültü etkisine neden olduğu görülmektedir. Tasarlanan sistemde kullanılan enkoder 1 tur dönüşte 3600 pals üretmektedir. ASM'nin rotor alanı yönlendirmeli dolaylı vektör denetiminde rotor hız bilgisi önemli bir geri beslemedir. Elektromanyetik gürültü nedeniyle enkoderden mikrodenetleyiciye aktarılan sayım değerinde ek sayımlar oluşmaktadır. Elektromanyetik girişim filtreleri kullanılmadığı takdirde enkoder ek sayımları denetim sistemini kararsızlığa sürüklemektedir.

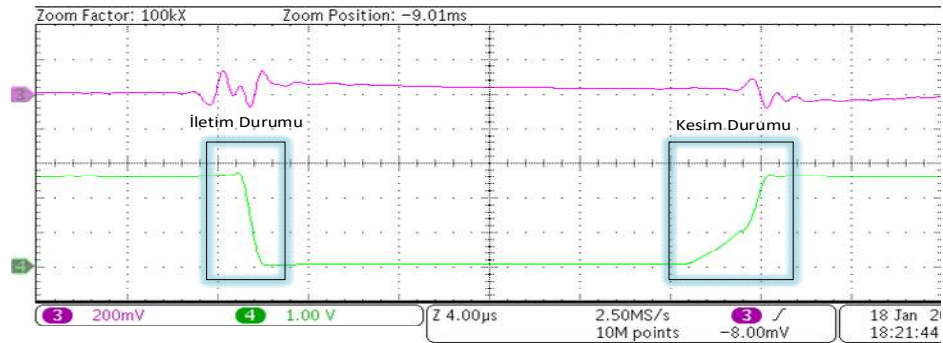


Şekil 6.3. Enkoder sinyalleri üzerindeki  $dv/dt$  değerinin etkisi (a)  $dv/dt = 4 \text{ kV/us}$  (b)  $dv/dt = 500 \text{ V/us}$

Evirici anahtarlarında bulunan IGBT'lerin iletim ve kesim durumlarındaki  $dv/dt$  değerleri ve DA barada meydana getirmiş olduğu sıçramalar 500 V/us değeri için Şekil 6.4.'te gösterilmektedir. DA baranın serbest endüktansı 70 nH civarındadır. Şekil 6.4. (a)'da yeşil renkli ölçüm, ASM artı maksimum akım seviyelerinde anahtarlandığında kollektör emiter gerilim değerlerini göstermektedir. Mor renkli ölçüm ise DA bara gerilim değerini göstermektedir. Benzer şekilde Şekil 6.4. (b) ASM'nin sıfır akım civarında anahtarlanmasını ve (c)' de eksi maksimum akım civarındaki değerlerini göstermektedir. IGBT'lerin  $dv/dt$  değerinin 500 V/us ye düşürülmesi DA bara gerilimindeki sıçramaları oldukça azaltmaktadır.

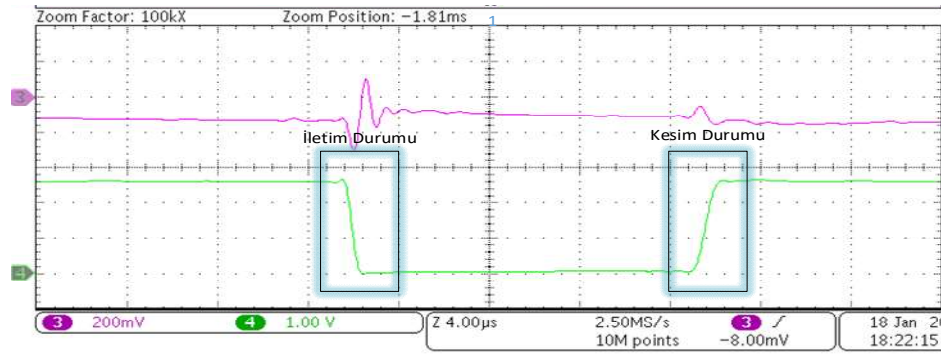


(a)



(b)

Şekil 6.4. IGBT kollektör emiter gerilim değişimi ve DA bara gerilim sıçramaları (a) ASM artı maksimum akım seviyesi (b) ASM sıfır akım seviyesi (c) ASM eksi maksimum akım seviyesi

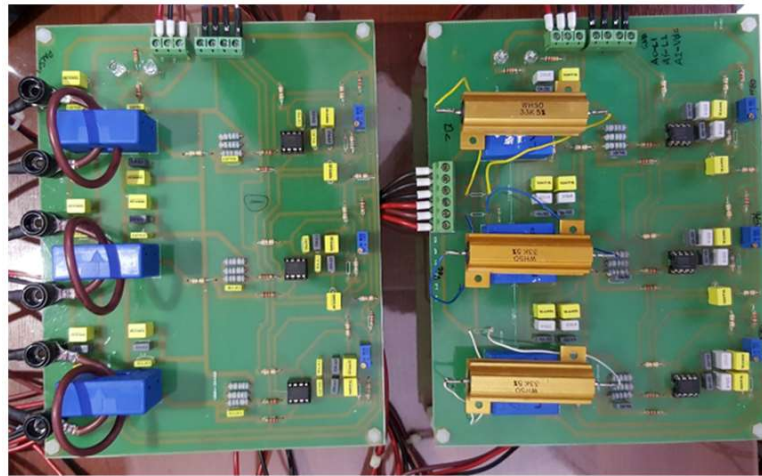


(c)

Şekil 6.4. (Devamı)

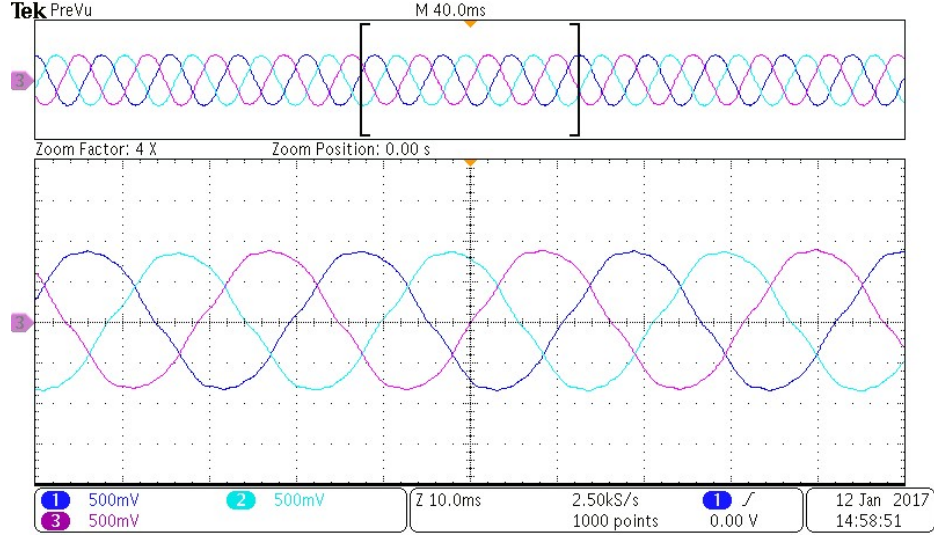
### 6.3. Akım ve Gerilim Ölçümleri

Deneyisel çalışmada akım ölçümleri için LA-55P akım sensörü ve gerilim ölçümleri için ise LV-25 gerilim sensörü kullanılmıştır. LA-55P ve LV-25 hall etkili kapalı çevrim sensörlerdir. Akım ve gerilim ölçümleri için hazırlanan devre kartında ölçüm sinyallerinin mikrodenetleyici ile uyumunu sağlamak için OPA277 opampı kullanılmaktadır. Opamp'ın besleme uçlarında var olan MHz seviyesindeki yüksek frekanslı gürültülerin, opamp çıkışına aktarılmasını önlemek amacıyla akım ve gerilim sensörlerinin besleme uçlarına 10 nF, 100 nF, 330 nF ve 560 nF kondansatörler konulmuştur. Tasarlanan ölçüm devresi Şekil 6.5.'te verilmektedir.



Şekil 6.5. Ölçüm ve sinyal düzenleme devresi

ASM'nin boşa çalışma hat akımları Şekil 6.6.'da sunulmaktadır. Şekil 6.6. incelendiğinde akım ölçümlerinin oldukça gürültüsüz olduğu görülmektedir.



Şekil 6.6. ASM'nin 100 rad/s hız değeri için boşa çalışma hat akımları

#### 6.4. DA Bara ve Şok Emici Koruma Sistemi

DA bara olarak dairesel delikli nötr barası kullanılmıştır. DA baranın  $\text{cm}^2$  yüzey alanı başına 10nH endüktansa sahiptir bu endüktans değeri serbest (stray) endüktans olarak isimlendirilmektedir. DA baranın serbest endüktansı nedeniyle IGBT anahtarlama elemanlarının kesime gitme durumlarında kollektör-emiter gerilimlerinde sıçramalar oluşmaktadır. Bu sıçrama gerilimlerini bastırmak için şok emici koruma devreleri kullanılmaktadır [77,78]. Koruma devreleri iletme gitme ve kesime gitme olarak ikiye ayrılır, genelde sadece kesime gitme koruma devreleri kullanılır. Koruma devrelerinde ana amaç anahtarların güvenli çalışma bölgesinde çalışmasını sağlamaktır. Kesime gitme koruma devreleri içerisinde, endüstriyel ürünler de dahil olmak üzere en basit ve en yaygın kullanılan koruma yöntemi tek bir kondansatörün kollektör ve emiter uçlarına bağlanması ile gerçekleştirilir. Şok emici koruma sisteminde kullanılan kondansatörün seçiminde iki önemli kriter bulunmaktadır. Bunlar seçilecek kondansatörün sığası ve DA baradaki sıçrama gerilimlerinin seviyesidir. Ayrıca kondansatörün iç endüktansı düşük olmalıdır. Denklem (6.1)'de şok emici kondansatörünün kapasite değerinin hesaplanması verilmektedir.

$$C_s \cdot (V_{pk} - V_{dc})^2 - L_s \cdot I_0^2 = 0 \quad (6.1)$$

Denklem (6.1)'de kullanılan  $V_{pk}$  terimi, DA barada izin verilen gerilim sıçramasının genlik değeridir.  $V_{DA}$  terimi, DA bara gerilim değerini,  $L_s$  terimi, DA baradaki serbest endüktans değerini,  $C_s$  terimi, şok emici kondansatörün kapasite değerini ve  $I_0$  terimi ise DA baradan geçen akımın ortalama değerini temsil etmektedir. Tasarlanan sistemde DA bara serbest endüktans değeri 70 nH, DA bara akımının ortalama değeri 15 A dir DA bara gerilim sıçrama değeri 3.97 volt olarak seçilerek şok emici kondansatörünün kapasite değeri 1uF olarak hesaplanmıştır.

DA barada kullanılan güç kondansatörleri gerilim değeri 450 V ve kapasitesi 6800 uF olan iki adet kondansatördür. Kondansatörlerin kapasite değerleri 2.5 kW güç değeri için yüksek seçilmiştir. Kapasitenin yüksek seçilmesi DA bara üzerinde oluşan gerilim dalgalanmalarını ve kondansatörlerin ısınma problemlerini azaltmaktadır.

### 6.5. Güç Anahtarları Koruma İşlevleri

IGBT sürücü kartının gerilim koruması %3 seviyesine ayarlanmıştır. IGBT'lerin besleme gerilimleri %3 veya daha fazla gerilim düşümü veya artışı gerçekleştiğinde güç anahtarlarının çalışması durmaktadır. IGBT akım seviyeleri ise 150A' e ayarlanmıştır. 150A'in üzerindeki akımlarda güç anahtarı 4 us'de koruma durumuna geçerek anahtarın çalışması sonlanmaktadır. Evirici yapısında bulunan altı adet IGBT'nin koruma işlevleri birleştirilmiştir. Böylelikle herhangi bir güç anahtarının koruma durumuna geçmesi halinde altı adet IGBT'nin tamamı devre dışı kalmaktadır. Tasarlanan deneysel düzenekte güç anahtarlarının anahtarlama frekansı 10 kHz'dir vektör denetiminde kullanılan PI denetimcilerde hız döngüsü için 1ms akım döngüsü için ise 100 us örnekleme zamanı seçilmiştir. Akım ölçümleri için örnekleme frekansı 10 kHz, enkoder ölçümü için 1kHz'dir.

## 6.6. PI Denetimci Katsayılarının Tasarımı

Rüzgâr türbini emülatörünün denetiminde kullanılan PI akım denetimcilerinin ileri yol transfer fonksiyonu Denklem (4.15)'te verilmektedir. Denklem (4.15)'te  $K_{pm}$  ve  $K_{im}$  katsayıları ASM parametrelerine eşitlenerek ileri yol transfer fonksiyonu  $1/s$  haline getirilir.  $1/s$  ifadesi birim basamak fonksiyonunu ifade etmektedir.

$$K_{pm}s = \sigma L_s s$$

$$K_{pm} = 500\sigma L_s = 500 \cdot \left(1 - \frac{0.4286^2}{0.4448^2}\right) \cdot 0.4448 = 15.9 \quad (6.2)$$

PI denetimci katsayısı  $K_{im}$ , Denklem (6.3) ile hesaplanmaktadır.

$$K_{im} = R_s$$

$$K_{im} = 500R_s = 500 \cdot 2.355 = 1177.5 \quad (6.3)$$

Denetleyiciye ait kazançlar ve motora ait parametrelerin kapalı çevrim transfer fonksiyonunda yerine yazılmasıyla transfer fonksiyonu Denklem (6.4)'te gösterilmektedir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{500}{s + 500} \quad (6.4)$$

Denklem (6.4) ifade edilen sistem birinci dereceden bir sistemdir ve aşması yoktur. Kapalı çevrim akım döngülerinin yerleşme zamanı  $0.01$  s'dir. PI hız denetimcilerinin ileri yol transfer fonksiyonu Denklem (6.5)'te verilmektedir.

$$TF_{ol}(s) = \left[ \frac{K_{pom}s + K_{iom}}{s} \right] \cdot [k_t] \cdot \left[ \frac{1}{Js} \right] \quad (6.5)$$

Hız döngüsü, akım döngüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonu 1.0 alınarak kapatıldığında, yani tek bloğa indirildiğinde aşağıdaki kapalı çevrim transfer fonksiyonu elde edilir.

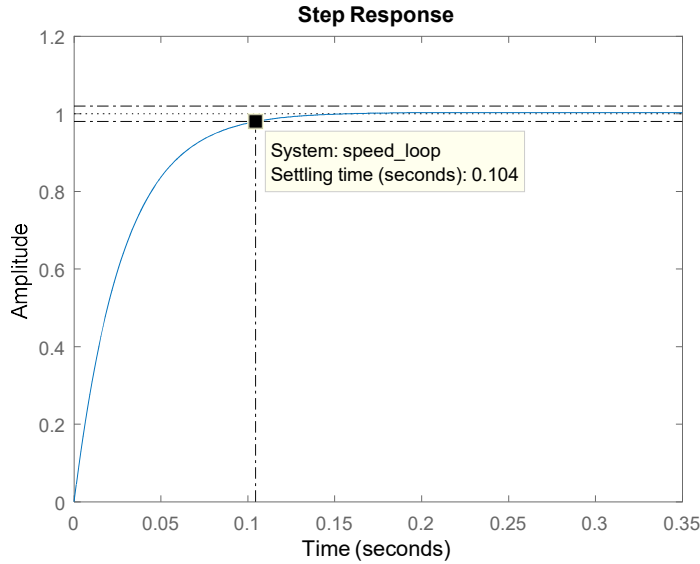
$$TF_{cl}(s) = \frac{\frac{K_{pom} \cdot k_t}{J} s + \frac{K_{iom} \cdot k_t}{J}}{s^2 + \frac{K_{pom} \cdot k_t}{J} s + \frac{K_{iom} \cdot k_t}{J}} \quad (6.6)$$

PI hız denetiminin  $K_{pom}$  ve  $K_{iom}$  kazançları Denklem (6.7)'de gösterildiği gibi seçildiğinde Şekil 6.7.'deki adım cevabı elde edilir.

$$\begin{aligned} K_{pom} = 0.38 & \quad K_{pom} = 0.38k_t \\ \underbrace{K_{iom} = 0.05}_{i_{qref} = PI_{out}} & \quad \& \quad \underbrace{K_{iom} = 0.05k_t}_{i_{qref} = PI_{out}/k_t} \end{aligned} \quad (6.7)$$

Denklem (6.8)'de seçilen katsayılar için transfer fonksiyonun son hali verilmektedir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{36.02s + 4.739}{s^2 + 36.02s + 4.739} \quad (6.8)$$

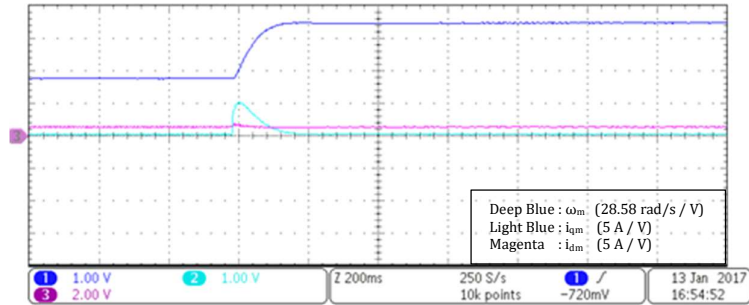


Şekil 6.7. ASM'nin kapalı çevrim hız döngüsü adım cevabı

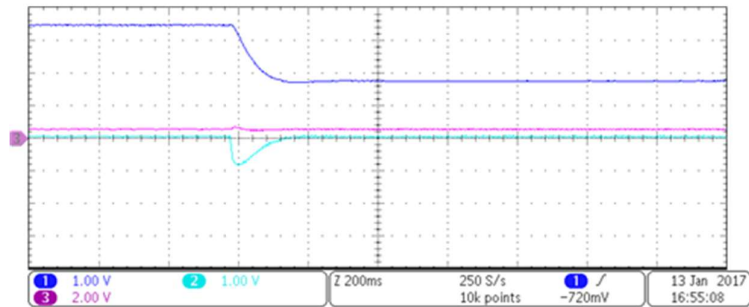
Hız döngüsü tasarlanan RTE’de açık durumdadır, fakat çalışmanın bütünlüğünü bozmamak adına burada kapalı çevrim hız denetimi çalışmalara dâhil edilmekte, deneysel çalışma kısmında sonuçları da verilmektedir.

### 6.7. Emülatör Deneyi Sonuçları

ASM’nin vektör denetime ait sonuçlar şekil 6.8.’de verilmektedir. Şekil 6.8.’de sunulan veriler d eksen akımı 2.5 A değerinde sabit tutulup hız referansının değiştirilmesi ile elde edilmiştir. Şekil 6.8. (a)’da ASM 50 rad/s hız ile çalışırken referans hız değeri 100 rad/s olarak değiştirilmiştir. (b)’de ASM 100 rad/s hız değerinde çalışırken referans hız 50 rad/s değerine düşürülmüştür. (c)’de ASM -100 rad/s hız değerinde çalışırken referans hız değeri +100 rad/s olarak değiştirilmiştir. (d)’de ASM +100 rad/s hız değerinde çalışırken referans hız -100 rad/s değerine ayarlanmıştır.



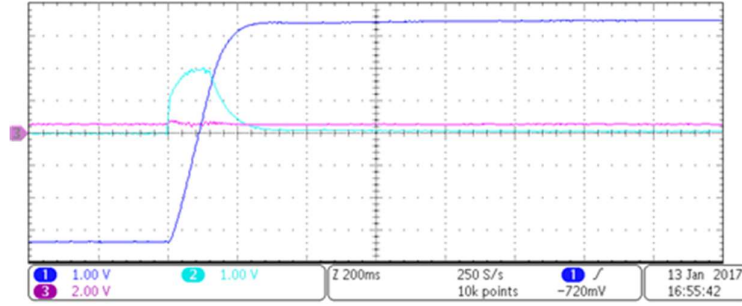
(a)



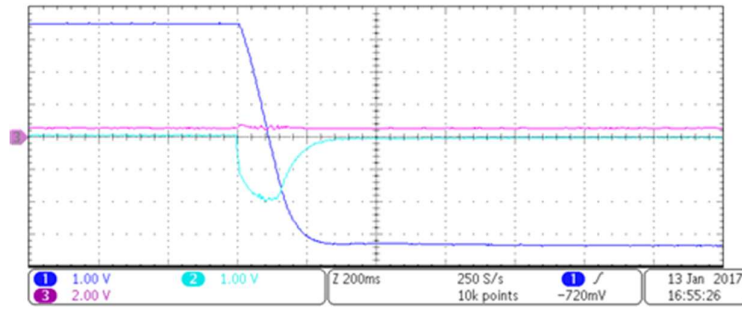
(b)

Şekil 6.8. ASM’nin boşa hız denetimi (a) 50 rad/s’den 100 rad/s’eye adım değişim (b) 100 rad/s’den 50 rad/s’eye adım değişim (c) -100 rad/s’yeden +100 rad/s’eye adım değişim (d) +100 rad/s’yeden -100 rad/s’eye adım değişim





(c)



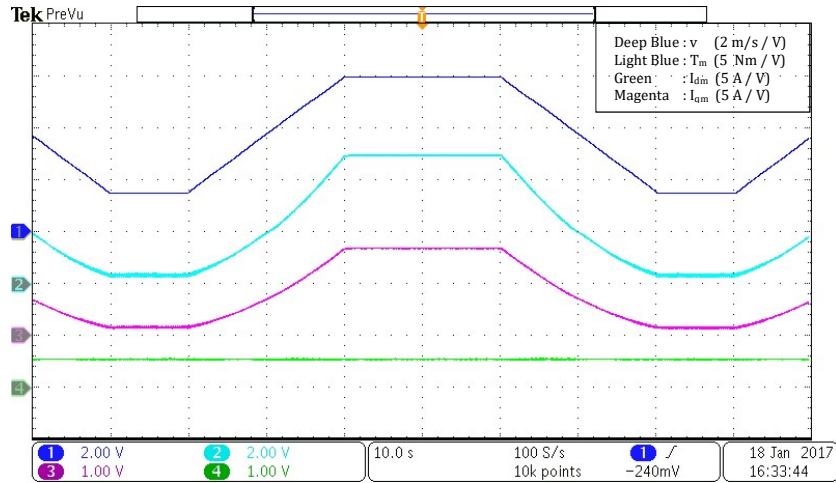
(d)

Şekil 6.8. (Devamı)

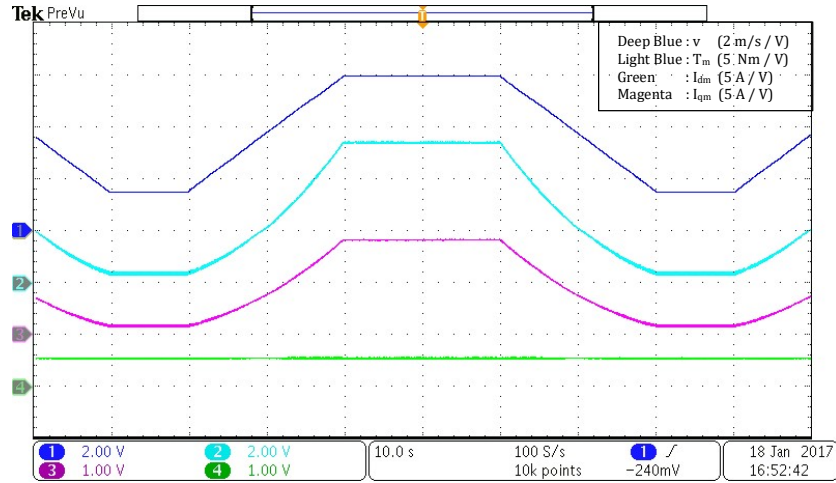
Şekil 6.8.'de sunulan veriler analiz edildiğinde ASM'nin vektör denetiminin başarı ile gerçekleştiği görülmüştür. Referans hız değeri değiştiğinde q eksen akımı hedeflenen hız değerini elde edebilmek için ASM'nin üretmiş olduğu momenti değiştirmektedir. Buna karşılık d eksen akımı sabit değerini korumaktadır. Ayrıca motor hızının yerleşme zamanı hedeflendiği gibi 0.1 s olarak ölçülmüştür. Bu durum hız ve akım döngüleri için gerçekleştirilen analitik PI tasarımlarının doğruluğunu göstermektedir.

ASM'nin vektör denetim yöntemi ile gerçekleştirilen rüzgâr türbini emülatörü farklı kanat hızları için analiz edilmiştir. Rüzgâr türbini modeli tasarlanırken türbin ile generatör arasında 4/3 dönüştürme oranına sahip dişli grubu olduğu varsayılmaktadır. Böylelikle türbin momenti motora ürettirilirken 1.3333 katsayısına bölünmekte türbin hızı ise 1.3333 katsayısı ile çarpılarak motora ürettirilmektedir. Bu dönüşüm katsayılarının kullanılmasıyla motor 100 rad/s hız ve 25 Nm moment değerlerinde 2.5 kW güç üretmektedir.

Şekil 6.9.'da RTE'nün farklı rüzgâr hızında çalıştırılmasıyla elde edilen deneysel sonuçlar görülmektedir. Rüzgâr türbini dinamiklerinden elde edilen motor referans hızı yazılımsal olarak farklı katsayılarla çarpılıp türbin kanatlarının açılma hızı ve türbin momenti değiştirilmektedir. Şekil 6.9.'da teorik olarak sunulan 12m/s rüzgâr hızındaki türbin güç ve hız eğrileri, RTE tarafından deneysel olarak gerçekleştirilerek sonuçlar Şekil 6.9.'da grafiksel olarak sunulmaktadır. Şekil 6.9.'da  $v_t$  rüzgâr hızını,  $T_m$  motor momentini temsil etmektedir.

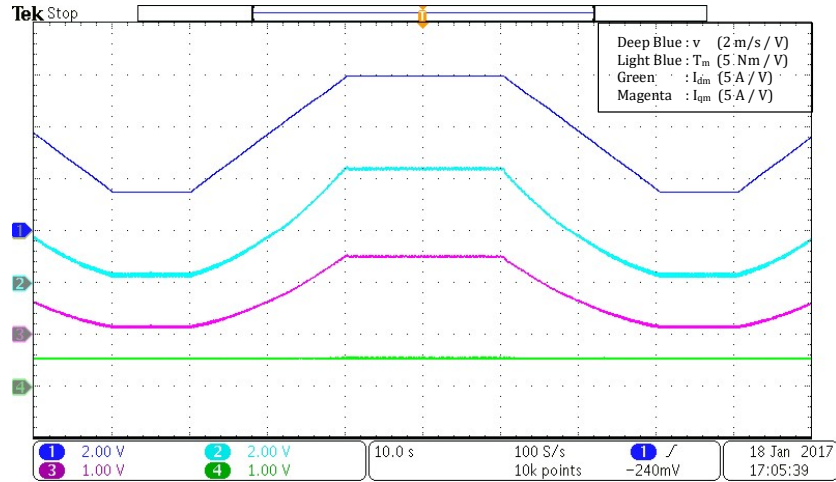


(a)

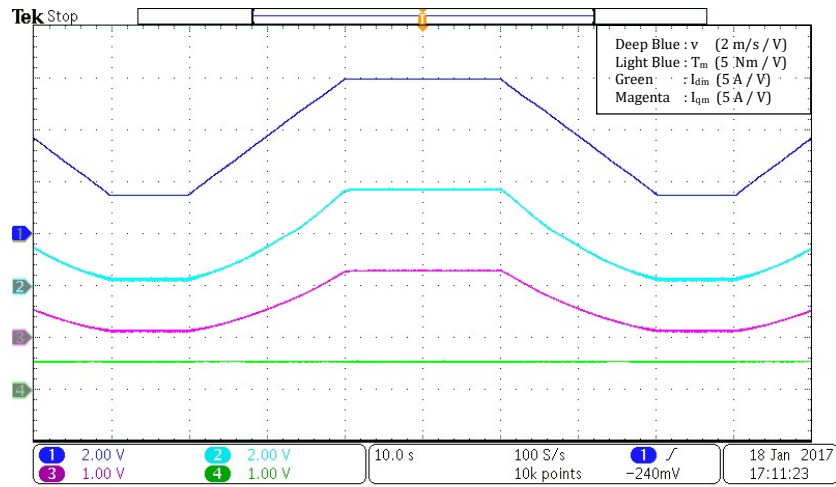


(b)

Şekil 6.9. Farklı rüzgâr hızları ve generatör hızları için türbin emülatör sonuçları (a) 100 rad/s generatör 75 rad/s pervane hızı (b) 82.666 rad/s generatör 62 rad/s pervane hızı (c) 61.97 rad/s generatör 46.4 rad/s pervane hızı (d) 119 rad/s generatör 89.25 rad/s pervane hızı



(c)



(d)

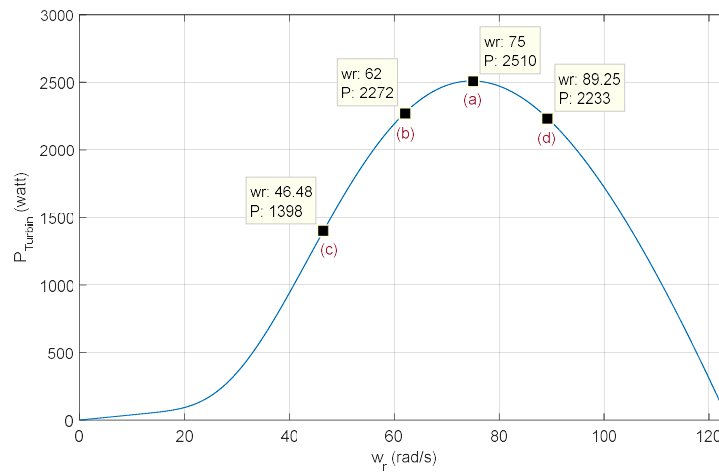
Şekil 6.9. (Devamı)

Şekil 6.9. (a)'da referans hız 1.0 katsayısı ile çarpılmıştır, türbin momentı 33.38 Nm motor momentı 25Nm olmaktadır. Pervane hızı 75 rad/s ve Motor hızı 100 rad/s dir. Türbin ve emülatör güç değeri 2.5 kW tır.

Şekil 6.9. (b)'de referans hız 0.8267 katsayısı ile çarpılmaktadır, türbin momentı 36.65 Nm, motor momentı ise 27.75 Nm dir. Pervane hızı 62 rad/s ve motor hızı 81.88 rad/s dir türbin ve emülatör güç değeri 2.27 kW tır. Bu değer türbinin maksimum moment değeridir.

Şekil 6.9. (c)' de referans hız 0.6197 kat sayısı ile çarpılmaktadır, türbin momenti 30 Nm, motor momenti 22.5 Nm olmaktadır. Pervane hızı 46.48 rad/s ve motor hızı 61.97 rad/s dir türbin ve emülatör güç değeri 1.39 kW tır.

Şekil 6.9. (d)' de referans hız 1.19 kat sayısı ile çarpılmaktadır, türbin momenti 25 Nm, motor momenti 18.75 Nm olmaktadır. Pervane hızı 89.25 rad/s ve motor hızı 119 rad/s dir türbin emülatör güç değeri 2.23 kW'tır.



Şekil 6.10. Kanat ucu açılmal hızı ve türbin gücünün teorik eğrisi

## BÖLÜM 7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Elektrik enerjisi üretiminde rüzgâr enerjisi, pazar payını sürekli olarak arttırmaktadır. Enerji piyasasındaki bu eğilim dolaylı olarak REDS'lerin dinamik davranışlarının araştırılıp geliştirilmesini zorunlu hale getirmektedir. REDS'lerinin analiz edilmesindeki temel sakıncalar rüzgâr türbinlerinin büyük boyutlu ve kurulumlarının maliyetli olmasıdır. Ayrıca rüzgârın karakteristiği zamana ve coğrafi şartlara göre değişmektedir. İfade edilen bu sakıncalar REDS'lerin analizini zorlaştırmaktadır. RTE'ler rüzgâr türbininin dinamik davranışının laboratuvar ortamında analiz edilmesini sağlayan sistemlerdir. Literatürde RTE'lerin farklı tasarımları önerilmektedir. Genelde bu farklılaşma motor yapıları ve güçleri, güç elektroniği dönüştürücülerinin türleri, denetim yöntemleri, moment ve hız gibi geri belemelerin çeşitliliği ile oluşmaktadır.

Bu çalışmada uygulaması gerçekleştirilen RTE sistemi 2.5 kW anma gücüne sahip bir rüzgâr türbininin dinamik davranışını temsil edebilecek şekilde tasarlanmıştır. Uygulanan RTE sisteminde bir adet 5.5kW gücünde sincap kafesli ASM, şebeke geriliminin doğrultulması için bir adet üç fazlı diyotlu doğrultucu, ASM'yi sürmek için bir evirici, 2.3mH değerine sahip dv/dt filtreleri ve 15mH değerinde ortak durum akım filtresi kullanılmıştır. Motorun hız değerinin ölçülmesi için 3600 pals değerinde artırılmış enkoder kullanılmıştır. Ayrıca akım ve gerilim ölçümleri için LA-55P akım sensörü ve LV-25 gerilim sensörleri kullanılmıştır.

Tasarlanan RTE sisteminin maliyetini düşürmek için endüstride sıklıkla kullanılan sincap kafesli ASM seçilmiştir. Rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim yöntemi uygulanarak ASM'nin harici uyarımlı DA motor gibi denetlenmesi sağlanmıştır.

RTE farklı rüzgâr hızlarında çalıştırılarak d ve q eksen akımları ile motorun ürettiği momentin ölçümleri gerçekleştirilerek Şekil 6.8.'de sunulmuştur. Rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim teorisine uygun olarak d-eksen akımının sabit kaldığı, q-eksen akımının moment ile uyumlu olduğu görülmüştür. 12m/s'lik rüzgâr hızı için optimum referans hız değeri farklı katsayılar ile çarpılarak motor milinin optimal değerinden farklı hızlarda dönmesi sağlanmıştır. Bu durum sabit bir rüzgâr hızında türbin kanatlarının farklı açısal hızlarda dönmesini temsil etmektedir. Deney sonuçları ile teorik sonuçlar karşılaştırıldığında deneyden elde edilen sonuçların teorik sonuçlar ile örtüştüğü görülmüştür.

Gerçekleştirilen tez çalışması kapsamında rüzgâr türbini sistemlerinin analizi, güç elektroniği devre yapılarının oluşturulması, harmonik filtrelerin sistem üzerine etkileri, güç anahtarlama elemanlarının güvenli bölgede çalışması için gereken koruma devreleri, mikrodenetleyici ile denetim algoritmalarının oluşturulması, elektromanyetik girişimin bastırılması için filtre tasarımı konuları çalışılmıştır.

Literatürde yapılan çalışmalar ile karşılaştırıldığında, düşük maliyetli bir rüzgâr türbini emülatörü tasarlanmıştır. Düşük maliyetli olmasının iki nedeni vardır, bunlar tahrik motoru olarak ASM seçilmesi ve moment sensörü kullanılmamasıdır. Moment hesaplanarak geri beslenmiştir.

Tasarlanan RTE sisteminin denetiminde, faz akımları ve motor mili hızı gibi geri besleme bilgilerinin doğruluk oranının çok önemli olduğu ortaya çıkmaktadır. Faz akımlarının ölçülmesinde özellikle karşılaşılan sorun elektromanyetik girişimin etkisiyle ölçüm sonuçlarının hatalı gerçekleşmesidir. Benzer şekilde enkoder ölçümleri de elektromanyetik girişimden etkilenerek hatalı sayım yapmaktadır. Deneysel çalışmada elektromanyetik girişimin etkilerini azaltmak amacıyla alınan önlemler sayesinde geri besleme bilgilerinin doğruluk oranı istenen seviyeye getirilmiştir. Denetim sisteminin başarısını etkileyen diğer bir husus ise rotor zaman sabitidir. Bilindiği üzere vektör denetim yöntemi ASM'nin parametrelerine oldukça duyarlıdır özellikle rotor zaman sabiti dinamik denetim için önemli bir parametredir. Rotor zaman sabitinin yanlış kestirimi ASM'nin kayma açısal hızının yanlış

hesaplanmasına, moment sabitinin değişmesine neden olmaktadır. Bu durum geçici durum ve kalıcı durumda makinenin sahip olduğu moment ve güç kapasitesini azaltır. Ayrıca PI denetimcilerin açık çevrim (doğal) yerleşme zamanı denetlenen sistemin yerleşme zamanına uygun olarak belirlenmeli ve denetimci katsayıları da bu duruma uygun olarak tespit edilmelidir. Rotor zaman sabiti yanlış kestirilirse, PI denetimci katsayıları da hatalı tasarlanmış olur.

ASM'lerin rotor alanı yönlendirmeli vektör denetiminde ABMM denetimi genellikle tercih edilmez. Bunun nedeni ana manyetik akıyı oluşturan d eksenini denetim döngüsü  $L_m$  nin büyük olması nedeniyle ataletinin yüksek olmasıdır. Yani makinenin d eksenini akımı q eksenine göre geçici rejimde daha yavaş bir dinamiğe sahiptir. Bu durum da makinenin denetim performansını düşürür. Bu çalışmada da dinamik performans önemli olduğu için ABMM denetimi uygulanmamıştır. ASM etiket hızının altında sabit akı denetimi ile sürülmüştür.

d eksenini akımı sabit tutularak sabit akı denetimi yapılmaktadır. Makinenin ana manyetik akısı sabit kaldığı için mıknatıslama endüktansı  $L_m$ 'de yaklaşık olarak sabit kalmaktadır.  $L_m$ 'nin sabit kalması,  $L_r$ 'nin de yaklaşık olarak sabit kalması anlamına gelmektedir. Fakat çalışma esnasında makinenin rotor direnci sıcaklık ile değişmektedir. Sonuç olarak rotor zaman sabiti doğru kestirilse bile, sabit akı bölgesinde, büyük anlamda  $R_r$ 'ye bağlı olarak değişmektedir. ASM alan zayıflatma bölgelerinde sürülürken, makinenin ana manyetik akısı azaldığı için  $L_m$  artmaktadır. Bu durum da  $L_r$ 'yi arttırmaktadır. Bilindiği gibi sıcaklıkla da  $R_r$  değişmektedir. Sonuçta, alan zayıflatma bölgelerinde hem  $L_r$  hem de  $R_r$  nedeniyle çalışma esnasında rotor zaman sabiti değişmektedir. Alan zayıflatma bölgelerinde rotor alanı yönlendirmeli vektör denetiminin performansı ASM için oldukça düşüktür. Nispeten, sabit akı bölgesinde daha yüksek performans elde edilir.

Sonuç olarak ASM'nin rotor alanı yönlendirmeli dolaylı vektör denetimi ile yapılan çalışmalarda, model bilgisi olarak en önemli parametre rotor zaman sabitidir.

## KAYNAKLAR

- [1] Toledo, S., Rivera, M., Elizondo, J. L. Overview of wind energy conversion systems development, technologies and power electronics research trends. IEEE International Conference on Automatica, Curico, 1-6, 2016.
- [2] Council, G. W. E. Global Wind Report 2016, Annual Market Update. 2016.
- [3] Yaramasu, V., Wu, B., Sen, P. C., Kouro, S., Narimani, M. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. Proceedings of the IEEE, 103(5): 740-788, 2015.
- [4] <http://www.enerji.gov.tr/tr-TR/Faaliyet-Raporlari/Faaliyet-Raporlari..> Eriřim Tarihi: 26.02.2018.
- [5] Soltoski, J. C. F., dos Santos P. T. P., Font, C. H. I. Development of a small scale wind turbine emulator work bench. 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), Curitiba, 1-8, 2016.
- [6] Gontijo, G., Krejci, D., Guedes, S., Tricarico, T., Frana, B., Aredes, M. Implementation of a wind turbine emulator test bench using a squirrel cage induction machine. Brazilian Power Electronics Conference, Juiz de Fora, 1-6, 2017.
- [7] Kumsup, S., Tarasantisuk, C. Real-time wind turbine emulator for testing wind energy conversion systems. IEEE International Energy Conference and Exhibition (EnergyCon), Manama, 7-9, 2010.
- [8] Battaiotto, P.E., Mantz, R.J., Puleston, P.F. A wind turbine emulator based on a dual DSP processor system. Control Engineering Practice, 4(9): 1261-1266, 1996.
- [9] Kojabadi, H. M., Chang, L., Boutot, T. Development of a novel wind turbine simulator for wind energy conversion systems using an inverter-controlled induction motor. IEEE Transactions on Energy conversion, 19(3): 547-552, 2004.



- [10] Chinchilla, M., Arnaltes, S., Rodriguez-Amenedo, J. L. Laboratory set-up for wind turbine emulation. Proceedings of the IEEE (ICIT'04), Hammamet, 553-557, 2004.
- [11] Ke, X., Minqiang, H., Rongyan, Y., Du, W. Wind turbine simulator using PMSM. 42nd International Universities Power Engineering Conference, Brighton, 732-737, 2007.
- [12] Henz, G., Koch, G., Franchi, C. M., Pinheiro, H. Development of a variable speed wind turbine emulator for research and training. In Power Electronics Conference (COBEP), Brazilian, 737-742, 2013.
- [13] Martinez, F., Herrero, L. C., de Pablo, S. Open loop wind turbine emulator. Renewable Energy, 63: 212-221, 2014.
- [14] Souhila, Z., Benyounes, M., Amine, B. M., Youcef, M. Comparison of sliding mode control and fuzzy logic applied to wind turbine emulator. 3rd International Symposium on Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA), St. Ouen, 1-6, 2014.
- [15] Sajadi, A., Rosłaniec, Ł., Kłos, M., Biczel, P., & Loparo, K. A. An emulator for fixed pitch wind turbine studies. Renewable Energy, 87: 391-402, 2016.
- [16] Castelló, J., Espí, J. M., García-Gil, R. Development details and performance assessment of a wind turbine emulator. Renewable Energy, 86: 848-857, 2016.
- [17] Bailapudi, M. P. K., & Sinha, N. Fuzzy logic controlled wind turbine emulator (WTE). International Conference on Information Communication and Embedded Systems, Chennai, 1-8, 2016.
- [18] Yadav, A. K., Singh, M., Meena, D. C. Modelling and simulation of wind turbine emulator using DC motor. 7th Power India International Conference, Bikaner, 1-5, 2016.
- [19] Guerrero, J. M., Lumberras, C., Reigosa, D. D., Garcia, P., Briz, F. Control and emulation of small wind turbines using torque estimators. IEEE Transactions on Industry Applications, 53(5): 4863-4876, 2017.
- [20] Herbert, G.M.J., Iniyar, S., Sreevalsan, E., Rajapandian, S. A., Review of Wind Energy Technologies, Renewable and Sustainable Energy Reviews. 11(6): 1117-1145, 2007.
- [21] Wu, B., Power conversion and control of wind energy systems. John Wiley & Sons, 1-87, 2011.

- [22] Muyeen, S. M. Wind energy conversion system technology and trends. Springer, 25-169, 2012.
- [23] Dang, T. Introduction history and theory of wind power. 41st North American Power Symposium, Starkville, 1-6, 2009.
- [24] Ahmed, A., Ran, L., Bumby, J. R. New constant electrical power soft-stalling control for small-scale VAWTs. IEEE transactions on energy conversion, 25(4), 1152-1161, 2010.
- [25] Wong, K. H., Chong, W. T., Sukiman, N. L., Poh, S. C., Shiah, Y. C., Wang, C. T. Performance enhancements on vertical axis wind turbines using flow augmentation systems: A review. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 73: 904-921, 2017.
- [26] Fadil, J., Soedibyo., Ashari, M. Performance comparison of vertical axis and horizontal axis wind turbines to get optimum power output, 15th International Conference on Quality in Research (QiR): International Symposium on Electrical and Computer Engineering, Nusa Dua, 429-433, 2017.
- [27] Mathur, J. Introduction to wind energy systems: basics, technology and operation. Springer. 1-71, 2009.
- [28] Cheng, K. W. E., Lin, J. K., Bao, Y. J., Xue, X. D. Review of the wind energy generating system. 8th International Conference on Advances in Power System Control Operation and Management, London, 454-461, 2009.
- [29] Bustos, G., Vargas, L. S., Milla, F., Sáez, D., Zareipour, H., Nuñez, A. Comparison of fixed speed wind turbines models: A case study. 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, 961-966, 2012
- [30] Chirapongsananurak, P., Santoso, S. Harmonic analysis for fixed-speed wind turbines. In Power and Energy Society General Meeting, Vancouver, 1-4, 2013.
- [31] Ali, H. R. The dynamic performance of grid-connected fixed-speed Wind Turbine Generator. 6th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering, Yogyakarta, 1-5, 2014.
- [32] Sun, Y. Z., Lin, J., Li, G. J., Li, X. A review on the integration of wind farms with variable speed wind turbine systems into power systems. International Conference on Sustainable Power Generation and Supply, Nanjing, 1-6, 2009.
- [33] Asl, H. J., Yoon, J. (2016). Power capture optimization of variable-speed wind turbines using an output feedback controller. Renewable energy, 86: 517-525, 2016.

- [34] Chen, Z., Guerrero, J. M., Blaabjerg, F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. *IEEE Transactions on power electronics*, 24(8): 1859-1875, 2009.
- [35] Shukla, R. D., Tripathi, R. K., Gupta, S. Power electronics applications in wind energy conversion system: A review. *International Conference on Power Control and Embedded Systems*, Allahabad, 1-6, 2010.
- [36] Mathew, S., Philip, G. S. *Advances in wind energy and conversion technology* Berlin, Springer, 1-213, 2011.
- [37] Elektrik piyasası şebeke yönetmeliğinde değişiklik yapılmasına ilişkin yönetmelik (2013), T.C. Resmi Gazete, 28517, 03 Şubat 2013
- [38] Ragheb, M., Ragheb, A. M. Wind turbines theory-the betz equation and optimal rotor tip speed ratio. In *Fundamental and Advanced Topics in Wind Power*. InTech, 19-38, 2011.
- [39] Karabacak, M., Kılıç, F., Cantaş, Y., Atmaca, Ö., Küçük, T. V., Değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde kanat ucu hız oranı tabanlı maksimum güç izleme denetimi; kapsamlı bir tasarım. *Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 21(4): 661-671, 2017.
- [40] De Alegria, I.M., Andreu, J., Martin, J. L., Ibanez, P., Villate, J. L., Camblong, H. Connection requirements for wind farms: A survey on technical requirements and regulation. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 11(8), 858-1872, 2007.
- [41] Şerifoğlu, N. *Elektrik Makinaları Transformatörler ve Asenkron Motorlar*. Nobel, 99-241, 2007.
- [42] Çolak, İ. *Elektrik Makinaları-2 Asenkron Motorlar-Senkron Motorlar*. Seçkin Yayıncılık, 1-194, 2017.
- [43] Chapman, S, J. *Elektrik Makinalarının Temelleri*. Çağlayan Kitabevi, 380-472, 2013.
- [44] Fitzgerald, A, E. *Elektrik Makinaları*. Palme Yayıncılık, 306-356, 2014.
- [45] Poyraz, G. *Üç Fazlı Asenkron Motorun Skaler ve Vektörel Hız Denetimi*. Düzce Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 2011.
- [46] Karabacak, M. *Üç Fazlı Asenkron Motorun Mikrodenetleyici Tabanlı Açık Çevrim Skaler Hız Denetimi*. Düzce Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 2008.

- [47] Mohan, N. *Advanced Electric Drives: Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB/Simulink*. Mineapolis: John Wiley & Sons, 1-143, 2014.
- [48] Popescu, M., *Induction motor modelling for vector control purposes*, Helsinki University of Technology, 1-144, 2000.
- [49] Chiasson, J. *Modeling and high performance control of electric machines*. John Wiley & Sons, 235-568, 2005.
- [50] Bakan, A. F. *Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün incelenmesi ve gerçekleştirilmesi*. Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, 2002.
- [51] Yaylacı, E. K. *Asenkron Motorlarda Kayan Kip Yöntemi İle Hız Kontrolü*. Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 2011.
- [52] Lipo, T. A. *Vector control and dynamics of AC drives*. Oxford University Press, 35-435, 1996.
- [53] Sul, S. K. *Control of electric machine drive systems*. John Wiley & Sons, 1-415, 2011.
- [54] Krishnan, R., *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. New Jersey: Prentice Hall, ISBN: 9780130910141, 2001.
- [55] Abu-Rub, H., Iqbal, A., Guzinski, J. *High performance control of AC drives with MATLAB/Simulink models*. John Wiley & Sons, 1-365, 2012.
- [56] Son, Y. D., Jung, J. H., Kim, J. M. *Advanced Field Weakening Control for Squirrel-Cage Induction Motor in Wide Range of DC-Link Voltage Conditions*. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 12(2), 665-673, 2017.
- [57] Pryymak, B., Moreno-Eguilaz, M. *Characteristics of induction motor drives with torque maximization in field weakening region*. *IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*, Kiev, 508-513, 2017.
- [58] Nguyen-Thac, K., Orłowska-Kowalska, T., Tarchala, G. *Comparative analysis of the chosen field-weakening methods for the Direct Rotor Flux Oriented Control drive system*. *Archives of electrical engineering*, 61(4), 443-454, 2012.

- [59] Seo, S., Park, G. J., Kim, Y. J., & Jung, S. Y. Design method on induction motor of electric vehicle for maintaining torque performance at field weakening region. International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sydney, 1-5, 2017.
- [60] Wójcik, P. Direct torque and flux control of inverter-fed induction motor drive including field weakening region. Warsaw University of Technology, The Institute of Control and Industrial Electronics, Doctoral dissertation, 2009.
- [61] Sahoo, S. K., Bhattacharya, T. Field Weakening Strategy for a Vector-Controlled Induction Motor Drive Near the Six-Step Mode of Operation. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(4), 3043-3051, 2016.
- [62] Xu, Y., Shen, C., Hui, H., Huang, Z. Field weakening strategy in a wide speed range of induction motors for electric vehicles based on maximum torque control. International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Shanghai, 737-742, 2014.
- [63] Aswathy, M. S., Beevi, M. W. High performance induction motor drive in field weakening region. International Conference on Control Communication & Computing India (ICCC), Trivandrum, 242-247, 2015
- [64] Kim, S. H., Sul, S. K. Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region. IEEE Transactions on Industry Applications, 31(4), 787-794, 1995.
- [65] Su, J., Gao, R., Husain, I. Model predictive control based field-weakening strategy for traction EV used induction motor. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017.
- [66] Xie, P., Li, G., Xie, F., Hu, C., Qi, X. Research on field-weakening control of induction motor based on torque current component of the voltage closed-loop. IEEE 10th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Auckland, 1618-1621, 2015.
- [67] Rashid, M. H. Güç Elektroniği Yariletken Elemanlar, Devreler ve Uygulamaları. Nobel Yayıncılık, 282-443, 2015.
- [68] Mohan, N., Undeland, T. M., Power electronics converters, applications, and design. John Wiley & Sons, 1-450, 2007.
- [69] Zhou, K., Wang, D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]. IEEE transactions on industrial electronics, 49(1), 186-196, 2002

- [70] Leedy, A. W., Nelms, R. M., Harmonic analysis of a space vector PWM inverter using the method of multiple pulses. In *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, 2 1182-1187, 2006.
- [71] Kumar, K. V., Michael, P. A., John, J. P., Kumar, S. S., Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter. *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*, 5(7) 61-74, 2010.
- [72] Guo, L., Zhang, X., Yang, S., Xie, Z., Cao, R. A model predictive control-based common-mode voltage suppression strategy for voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(10), 6115-6125, 2016.
- [73] Zhai, L., Song, C. Conducted EMI from motor drive system of electric vehicle under load operation. *Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, Seoul, 181-183, 2017.
- [74] Bellan, D. Mode transformation of EMI noise due to unbalanced filter capacitors in three-phase motor drive systems. *43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing*, 7024-7027, 2017.
- [75] Rahimi, T., Yousefi, S. K., Yousefi, B. Reduction EMI due to di/dt and dv/dt DC and AC sides of BLDC motor drive. *The 5th Annual International Power Electronics Drive Systems and Technologies Conference*, Tehran, 428-433, 2014.
- [76] Arı, N., Özen, Ş. *Elektromanyetik Uyumluluk*. Palme Yayıncılık, 1-212, 2008.
- [77] Hava, A. M., Ayhan, U., Aban, V. V. A DC bus capacitor design method for various inverter applications. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 4592-4599, 2012.
- [78] Ayhan, U., Hava, A. M. Analysis and characterization of DC bus ripple current of two-level inverters using the equivalent centered harmonic approach. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 3830-3837, 2011.

## ÖZGEÇMİŞ

Tufan Volkan KÜÇÜK 07.11.1984'de Bursa'da doğdu ilk, orta ve lise eğitimini Bursa'da tamamladı. 2002 yılında Demirtaşpaşa Anadolu Teknik Lisesi Elektrik bölümünden mezun oldu. 2004 yılında başladığı Gazi Üniversitesi Elektrik Eğitimi Bölümünü 2008 yılında bitirdi. 2009, 2012 yılları arasında özel bir şirkette Üretim Mühendisi olarak çalıştı. 2012 yılında Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi'nde Öğretim Görevlisi olarak çalışmaya başladı. Halen Öğretim Görevlisi olarak Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi'nde çalışmaya devam etmektedir.