

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

**DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGÂR TÜRBİNLERİNİN
TASARIMI VE DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Özhan ATMACA

Enstitü Anabilim Dalı : MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Murat KARABACAK

Ocak 2018

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGÂR TÜRBİNLERİNİN
TASARIMI VE DENETİMİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Özhan ATMACA

Enstitü Anabilim Dalı : MEKATRONİK MÜHENDİSLİĞİ

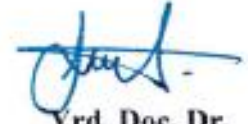
Bu tez 08.01.2018 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oybirliği / ~~oyçokluğu~~ ile kabul edilmiştir.



Doç. Dr.
Murat Karabacak
Jüri Başkanı



Doç. Dr.
İhsan Pehlivan
Üye



Yrd. Doç. Dr.
Mustafa Dursun
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.



Özhan ATMACA

08.01.2018

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans ders ve tez çalışmalarım süresince değerli bilgileri, tecrübesi ve anlayışı ile bana desteğini esirgemenyen danışman hocam Sayın Doç. Dr. Murat KARABACAK'a, üniversite eğitimim ve yüksek lisans tez çalışmalarım boyunca sabırla bana destek olan sevgili nişanlım Büşra YILMAZ'a ve bana her zaman destek veren aileme teşekkür eder, saygılarımı sunarım.

Bu tez çalışması 114E159 numaralı TÜBİTAK (Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu) 1001 araştırma projeleri kapsamında ve Sakarya Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeler Koordinatörlüğü (BAPK) Yüksek Lisans Tez Projesi kapsamında desteklenmiştir. Finansal desteklerinden dolayı TÜBİTAK'a ve Sakarya Üniversitesi BAPK'a teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	vi
ŞEKİLLER LİSTESİ	viii
TABLolar LİSTESİ	xiii
ÖZET	xiv
SUMMARY	xv
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2.	
RÜZGÂR TÜRBİNLERİ	5
2.1. Giriş	5
2.2. Rüzgâr Enerjisinin Oluşumu ve Pervane Yapıları	5
2.3. Rüzgâr Türbinin Sisteminin Ekipmanları	6
2.4. Rüzgâr Türbini Çeşitleri	8
2.4.1. Dikey eksenli rüzgâr türbinleri	8
2.4.2. Yatay eksenli rüzgâr türbinleri	8
2.5. Sabit ve Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri	9
2.5.1. Sabit hızlı rüzgâr türbinleri	9
2.5.2. Değişken hızlı rüzgâr türbinleri	10
2.6. Rüzgâr Türbinlerinde Kullanılan Generatörler	14
2.7. Rüzgâr Türbinlerinde Kullanılan Güç Elektronik Sistemleri	16

BÖLÜM 3.

RÜZGÂR TÜRBİNLERİNİN MODELLENMESİ VE ANALİZİ	21
3.1. Giriş	21
3.2. Rüzgâr Türbininin Güç ve Moment Denklemleri	22
3.2.1. Teorik maksimum güç için hava akış tüp modeli	25
3.3. DHRT’de Maksimum Güç İzleme	28
3.4. Rüzgâr Türbini Fiziksel Emülatörü	30

BÖLÜM 4.

SMSM’NİN MODELLENMESİ VE VEKTÖR DENETİMİ	33
4.1. Giriş	33
4.2. SMSM’nin Rotor Yapıları	33
4.3. SMSM’nin Dinamik d-q Modelinin Elde Edilmesi	36
4.4. Vektör Denetimin Fiziksel Anlamı	43
4.4.1. ABMM tabanlı vektör denetim	46
4.4.1.1. İç mıknatıslı SMSM ABMM dinamikleri	46
4.4.1.2. Yüzey mıknatıslı SMSM ABMM dinamikleri	48
4.4.1.3. İç ve yüzey mıknatıslı makinelerin moment oluşumunun analizi	49
4.4.2. Alan zayıflatmalı denetim ve ABMM tabanlı denetimde gerilim-akım sınırları	50
4.5. Darbe Genişlik Ayarı Yöntemleri	62
4.5.1. Sinüzoidal darbe genişlik ayarı	63
4.5.1.1. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması	64
4.5.1.2. Genlik ayarı	64
4.5.2. Üçüncü harmonik katkılı darbe genişlik ayarı	66
4.5.3. Uzay vektör darbe genişlik ayarı	74
4.5.3.1. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması	77
4.5.3.2. Genlik ayarı	78

BÖLÜM 5.

ŞEBEKE BAĞLANTILI EVİRİCİ	81
5.1. Giriş	81
5.2. Şebeke Bağlantılı Eviricinin Modellenmesi	82
5.3. Şebeke Açısının Faz Kilitlemeli Döngü ile Elde Edilmesi	88
5.3.1. Senkron referans çatı tabanlı FKD	90

BÖLÜM 6.

DHRT SİSTEMİNİN DENETLEYİCİ TASARIMLARI	91
6.1. Giriş	91
6.2. SMSM'nin Vektör Denetimi ve Denetimci (PI) Tasarımları	91
6.2.1. Hız döngüsü için PI denetimci tasarımı	93
6.2.2. Akım döngüleri için PI denetimci tasarımları	96
6.3. Şebeke Bağlantılı Eviricinin Denetimi	98
6.3.1. DA bara gerilim döngüsü için PI denetimci tasarımı	99
6.3.2. Akım döngüleri için PI denetimci tasarımı	100
6.4. FKD PI Denetimci Tasarımı	102
6.5. Gecikmeler Dâhil Edilmiş Halde Denetimci Tasarımları	104
6.5.1. SMSM akım döngüleri denetimi	105
6.5.2. SMSM hız döngüsü denetimi	106
6.5.3. Şebeke bağlantılı evirici akım döngüsü denetimi	108
6.5.4. Şebeke bağlantılı evirici da bara denetimi	110

BÖLÜM 7.

DHRT SİSTEMİNİN DONANIM TASARIMI VE DENEYSEL SONUÇLAR	113
7.1. Giriş	113
7.2. Deneysel Çalışmada Kullanılan Malzemeler	113
7.3. dv/dt Analizi ve Enkoder Ölçümü	114
7.4. Akım, Gerilim Ölçümü ve FKD Algoritması Sonuçları.....	119
7.5. DA Bara ve Şok Emici Koruma (Snubber) Sistemi	123
7.6. İşletim Süreci ve IGBT Koruma Fonksiyonları	126
7.7. Isıl Analiz	129

7.8. Deneysel Sonuçlar	130
7.8.1. Gerilim, hız ve akım denetimi için PI denetimcilerle Elde edilen sonuçlar	130
7.8.2. KUHO MGİ Tabanlı Deneysel Sonuçlar	133
7.8.2.1. Tam model bilgisi ve doğru ölçümler ile KUHO MGİ tabanlı denetim sonuçları	133
7.8.2.2. Hatalı model bilgisi ve rüzgâr hızı ölçümü ile KUHO MGİ tabanlı denetim sonuçları	135
7.9. Sonuçlar	138
KAYNAKLAR	141
ÖZGEÇMİŞ	152

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

AA	: Alternatif Akım
AADE	: Akım Ara Devreli Evirici
ABMM	: Amper Başına Maksimum Moment
ASM	: Asenkron Makine
AZ	: Alan Zayıflatma
ÇBASM	: Çift Beslemeli ASM
DA	: Doğru Akım
DAC	: Sayısal Analog Dönüştürücü
DERT	: Dikey Eksenli Rüzgâr Türbini
DF	: Döngü Filtresi
DGA	: Darbe Genişlik Ayarı
DHRT	: Değişken Hızlı Rüzgâr Türbini
DÖFKD	: Değişken Örnekleme Frekanslı FKD
DSP	: Sayısal İşaret İşleyici
EMK	: Elektromotor Kuvvet
FD	: Faz Detektörü
FKD	: Faz Kilitlemeli Döngü
FW	: Alan Zayıflatma
GADE	: Gerilim Ara Devreli Evirici
GBMM	: Gerilim Başına Maksimum Moment
GFKD	: Geliştirilmiş FKD
GKO	: Gerilim Denetimli Osilatör
GSG	: Güç İşareti Geri besleme
IGBT	: Yalıtılmış Kapılı Çift Kutuplu Transistör
KUHO	: Kanat Ucu Hız Oranı
LF	: Loop Filter

LVMT	: Kısıtlı Gerilim Maksimum Moment
MGİ	: Maksimum Güç İzleme
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MTPA	: Maximum Torque per Ampere
OMD	: Optimum Moment Denetimi
PD	: Faz Saptaması
PI	: Oransal-integral denetimci
PID	: Oransal-integral-türev denetimci
RAM	: Random Acces Memory
REDS	: Rüzgâr Enerji Dönüşüm Sistemleri
RSASM	: Rotoru Sargılı Asenkron Makine
SÇFKD	: Senkron Çatı FGD
SDGA	: Sinüzoidal darbe genişlik ayarı
SFKD	: Sabit Çatı FGD
SG	: Saptır-Gözle
SHRT	: Sabit Hızlı Rüzgâr Türbini
SKASM	: Sincap Kafesli ASM
SM	: Senkron Makine
SMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Makine
SOA	: Güvenli Çalışma Bölgesi
SPI	: Seri Çevreirim Arayüzü
THB	: Toplam Harmonik Bozunum
USM	: Uyarımlı Senkron Makine
UVDGA	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Ayarı
ÜHKDGA	: Üçüncü Harmonik Katkılı Darbe Genişlik Ayarı
YERT	: Yatay Eksenli Rüzgâr Türbini

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Hız oranının değişimi ile pervane yapısına göre güç katsayısının değişim grafiği	6
Şekil 2.2. Rüzgâr türbini sisteminin donanımları	6
Şekil 2.3. Rüzgâr türbini dinamiklerinin değişimi (a) ωr -Cp (b) λ -Cp (c) ωr -Pin (d) λ -Pin	11
Şekil 2.4. DHRT sisteminin çalışma bölgeleri	12
Şekil 2.5. Rüzgâr türbini gücü, rüzgâr hızı ve generatör hızı grafiği	13
Şekil 2.6. Rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemlerinde kullanılan generatörler	14
Şekil 2.7. Diyotlu doğrultucu ile REDS	17
Şekil 2.8. Diyotlu doğrultucu ve yükselten DA dönüştürücü ile REDS	18
Şekil 2.9. Arka arkaya bağlı eviricili REDS	18
Şekil 2.10. Diyotlu doğrultucu ile REDS	18
Şekil 2.11. Diyotlu doğrultucu ve yükselten DA dönüştürücü ile REDS	19
Şekil 2.12. Arka arkaya bağlı eviricili REDS	19
Şekil 2.13. Diyotlu (Denetimsiz) doğrultucu	19
Şekil 2.14. Aktif doğrultucu	20
Şekil 2.15. Yükselten DA dönüştürücü	20
Şekil 2.16. Üç fazlı iki seviyeli evirici	20
Şekil 3.1. REDS genel sistem şeması	22
Şekil 3.2. Rüzgâr türbinin taradığı alan	23
Şekil 3.3. Froude, Lanchester ve Betz'in momentum teorisi	27
Şekil 3.4. KUHO tabanlı DHRT sistemi	29
Şekil 3.5. GSG tabanlı DHRT sistemi	30
Şekil 3.6. OMD tabanlı DHRT sistemi	30
Şekil 4.1. SMSM'lerin rotor yapılarına göre sınıflandırılması	34
Şekil 4.2. SMSM'nin d-q eksenlerinde eşdeğeri	37

Şekil 4.3. SMSM'nin dinamik d-q modeli	42
Şekil 4.4. SMSM'nin ayrık yapıda dinamik d-q modeli elektriksel eşdeğeri	43
Şekil 4.5. İç mıknatıslı SMSM'nin vektör denetiminin sürekli durum vektörel diyagramı	45
Şekil 4.6. Yüzey mıknatıslı SMSM'nin vektör denetiminin sürekli durum vektörel diyagramı	45
Şekil 4.7. Stator akımının d-q akım bileşenleri	46
Şekil 4.8. İç mıknatıslı motorda farklı sabit yük momentleri için ABMM analizi	47
Şekil 4.9. Yüzey mıknatıslı motorda farklı sabit yük momentleri için ABMM analizi	49
Şekil 4.10. İç ve yüzey mıknatıslı SMSM'de yüklenme açısına göre moment bileşenlerinin durumu	50
Şekil 4.11. İç mıknatıslı SMSM için akım ve gerilim sınırları	52
Şekil 4.12. Yüzey mıknatıslı SMSM için akım ve gerilim sınırları	53
Şekil 4.13. SMSM'de optimal denetim bölgeleri.....	54
Şekil 4.14. Stator akısının d-q bileşenleri	55
Şekil 4.15. İç mıknatıslı SMSM denetim yörüngeleri	57
Şekil 4.16. İç mıknatıslı SMSM çıkış gücü ve moment grafiği	58
Şekil 4.17. Yüzey mıknatıslı SMSM denetim yörüngeleri	59
Şekil 4.18. Yüzey mıknatıslı SMSM çıkış gücü ve moment grafiği	60
Şekil 4.19. Üç fazlı iki seviyeli evirici	62
Şekil 4.20. SDGA yöntemi ve kutup ve faz-faz (hat) gerilimlerinin oluşumu	65
Şekil 4.21. SDGA için genlik ayarı ile evirici çıkış geriliminin değişimi	66
Şekil 4.22. ÜHKDGA uygulanmış iki seviyeli üç fazlı evirici	67
Şekil 4.23. SDGA ve ÜHKDGA yöntemleri	69
Şekil 4.24. Üçüncü Harmonik Katkılı DGA	73
Şekil 4.25. ÜHKDGA'nın evirici çıkış gerilimine etkisi	74
Şekil 4.26. Üç fazlı eviricinin durağan ekseninde sekiz farklı anahtarlama vektörü	76
Şekil 4.27. UVDGA için genlik ayarının evirici çıkış gerilimine etkisi	80
Şekil 5.1. Şebeke Bağlantılı Evirici	81

Şekil 5.2. Şebeke Bağlantılı Evirici d-q Eşdeğer Devresi	87
Şekil 5.3. Şebeke Bağlantılı Evirici DA Bara Eşdeğer Devresi	88
Şekil 5.4. Şebeke Bağlantılı Evirici Denetim Şeması	88
Şekil 5.5. Temel FKD döngü yapısı	89
Şekil 5.6. SÇFKD döngü yapısı	90
Şekil 6.1. SMSM vektör denetim şeması	92
Şekil 6.2. SMSM'nin kapalı çevrim hız döngüsü adım cevabı	96
Şekil 6.3. DA bara kapalı çevrim gerilim döngüsünün adım giriş cevabı	100
Şekil 6.4. Şebeke bağlantılı eviricinin kapalı çevrim akım döngülerinin adım giriş cevabı	101
Şekil 6.5. FKD sistemi kapalı çevrim adım cevabı	102
Şekil 6.6. a)FKD denetim döngüsü bode diyagramı, b)FKD denetim döngüsü köklerin yer eğrisi	102
Şekil 6.7. Şebeke bağlantılı evirici kapalı çevrim denetim şeması	103
Şekil 6.8. SMSM Akım döngüsü	104
Şekil 6.9. SMSG Akım döngüsü adım cevapları	105
Şekil 6.10. SMSG Akım döngüsü bode diyagramları	105
Şekil 6.11. SMSG Akım döngüsü köklerin yer eğrisi	106
Şekil 6.12. SMSG Hız döngüsü	106
Şekil 6.13. SMSG Hız döngüsü adım cevapları	107
Şekil 6.14. SMSG Hız döngüsü adım cevapları	107
Şekil 6.15. SMSG Hız döngüsü köklerin yer eğrisi	108
Şekil 6.16. Şebeke bağlantılı evirici akım döngüsü	109
Şekil 6.17. Şebeke bağlantılı evirici akım döngüsü adım cevapları	109
Şekil 6.18. Şebeke bağlantılı evirici akım döngüsü bode diyagramları	110
Şekil 6.19. Şebeke bağlantılı evirici akım döngüsü köklerin yer eğrisi	110
Şekil 6.20. Şebeke bağlantılı evirici DA bara döngüsü	111
Şekil 6.21. Şebeke bağlantılı evirici DA bara döngüsü adım cevapları	111
Şekil 6.22. Şebeke bağlantılı evirici DA bara döngüsü bode diyagramları	112
Şekil 6.23. Şebeke bağlantılı evirici DA bara döngüsü köklerin yer eğrisi	112
Şekil 7.1. Tez kapsamında kurulan DHRT Sistemi Güç ve Denetim Şeması	114

Şekil 7.2. IGBT dv/dt değerinin enkoder işaretleri üzerindeki etkisi, $dv/dt=4$ kV/us	117
Şekil 7.3. IGBT dv/dt değerinin enkoder işaretleri üzerindeki etkisi, $dv/dt=500$ V/us	118
Şekil 7.4. dv/dt ve DA bara gerilim sıçraması şekilleri; yukarıdan aşağıya (b) SMSM + maksimum akım, sıfır civarı akım ve – maksimum akım değerlerinde IGBT iletme ve kesime girme V_{CE} dalga şekilleri (c) şebeke bağlantılı evirici + maksimum akım, sıfır civarı akım ve – maksimum akım değerlerinde IGBT iletme ve kesime girme V_{CE} dalga şekilleri	119
Şekil 7.5. 100 rad/s için SMSM boşta çalışma hat akımları (5 A/V)	120
Şekil 7.6. Farklı rüzgâr hızları için (mavi) şebeke, (magenta) ASM ve (açık mavi) SMSM hat akımları, (yeşil) doğrultucu şebeke akımı (a) 5 m/s (b) 6 m/s (c) 7 m/s (d) 8 m/s (e) 9 m/s (f) 10 m/s (g) 11 m/s (h) 12 m/s	121
Şekil 7.7. Şebeke gerilim ölçümleri ve FKD ile elde edilen α fazı açısı	122
Şekil 7.8. İşaret düzenleme devrelerinin resimleri	123
Şekil 7.9. Deneysel düzeneğin gerçek zamanlı şeması	126
Şekil 7.10. Generatör sürücüsü soğutucusunun ısı analizi (P3 300)	128
Şekil 7.11. Şebeke bağlantılı evirici soğutucusunun ısı analizi (P3 300)	129
Şekil 7.12. Deneysel düzeneğin resimleri (a) tüm donanım (b) motor- generatör ve ortak durum filtreleri (c) güç dönüştürücüleri ve filtreler (d) tüm donanım	130
Şekil 7.13. SMSM'nin boşta hız denetimi (a) 31.5 rad/s'den 100 rad/s'ye adım değişim (b) 100 rad/s'den 50 rad/s'ye adım değişim (c) -100 rad/s'den 100 rad/s'ye adım değişim (d) 100 rad/s'den -100 rad/s'ye adım değişim	131
Şekil 7.14. Şebeke bağlantılı eviricinin denetimi (a), (b) 400-550 V arasında yüksüz durumda adım değişim (c), (d) 400 V - 550 V yüklü durumda (DA baraya bağlı 270 Ω) adım değişim	132

Şekil 7.15. Tam model bilgisi ve tam ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve PI denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momenti	134
Şekil 7.16. Hatalı model bilgisi ve ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve PI denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momenti	136
Şekil 7.17. KUHO tabanlı MGİ ve (a) %10 parametre ve rüzgâr hızı ölçüm hatası (b) tam doğru model bilgisi ile rüzgâr hızı ölçümü ve PI denetim durumlarında elde edilen toplam generatör enerjileri	137
Şekil 7.18. Deneysel düzende yer alan elemanların kararlı durum sıcaklıkları (a) SMSM'nin sıcaklığı (b) SMSM ve şebeke bağlantılı eviricinin soğutucusunun sıcaklığı	138

TABLolar LİSTESİ

Tablo 2.1. DHRT sistemlerinde kullanılan generatörlerin karşılaştırılması	15
Tablo 3.1. DHRT sistemlerinde kullanılan MGİ yöntemlerinin karşılaştırılması	31
Tablo 4.1. Sekiz farklı durum için anahtarlama vektörleri	76
Tablo 7.1. Güç elektroniği sistemi parametre ve değerleri	113
Tablo 7.2. Rüzgâr türbini parametre ve değerleri	114
Tablo 7.3. SMSM parametre ve etiket değerleri	114

ÖZET

Anahtar kelimeler: SMSM, MGİ, Rüzgâr Türbini, Kanat Ucu Hız Oranı, Maksimum Güç İzleme,

Rüzgârdan elektrik enerjisi elde etmek için rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemleri kullanılmaktadır. Rüzgâr türbinleri denetim ve tasarım yöntemleri açısından kendi içlerinde çeşitli sınıflara ayrılmaktadır. Rüzgârdan elektrik enerjisi üretmek için ilk olarak Sabit Hızlı Rüzgâr Türbinleri (SHRT) kullanılmıştır. Bu türbinle, rüzgârdaki gücün maksimum oranda alınması mümkün değildir. Bu sorunu ortadan kaldırmak için Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri (DHRT) önerilmiştir. DHRT sistemleri SHRT sistemlerine göre daha verimli çalışmaktadır. DHRT sistemlerinde, rüzgârda var olan gücü maksimum oranda yakalamak için Maksimum Güç İzleme (MGİ) yöntemleri kullanılır. Bu amaçla DHRT sistemlerinde generatör genellikle arka arkaya bağlı bir evirici üzerinden şebekeye bağlanır. Generatör tarafındaki evirici ile maksimum güç izleme (MGİ), şebeke tarafındaki evirici ile şebekeye güç aktarma ve Doğru Akım (DA) barasını sabit bir değerde tutma işlemleri yerine getirilir. MGİ yapabilmek için rüzgâr hızının her farklı değerinde, pervane farklı bir hızla döndürülmelidir. Bu durum MGİ tabanlı sistemlere DHRT sistemleri denilmesine yol açmıştır. DHRT sistemlerinin MGİ tabanlı denetimi söz konusu olduğunda iki önemli dinamik ortaya çıkmaktadır. Bunlar MGİ noktasının anlık olarak saptanması ve izlenmesidir. Bu tez çalışmasında Kanat Ucu Hız Oranı (KUHO) tabanlı MGİ yöntemi kullanılmış ve MGİ noktası Oransal-İntegral (PI) denetimciler ile izlenmiştir.

Doğrudan sürülen rüzgâr türbinleri, redüktörlü olanlara göre daha üstündür, çünkü bu tür türbinlerde gürültü düşük, arıza ve bakım onarım az, mekanik tasarım daha kolay ve verim daha yüksek olmaktadır. Bu duruma paralel olarak, güvenilirlik önemli ölçüde artırmaktadır. Doğrudan sürülen rüzgâr türbinleri Sabit Mıknatıslı Senkron Makine (SMSM)'lerden başka generatörler ile imal edilememektedir. Tez çalışması kapsamında, kullanılan generatör ve fiziksel rüzgâr türbini modellenmiş, tüm denetimciler ve tüm elektriksel donanım tasarlanmış ve ısı analizler yapılmıştır.

Tez çalışmasında, tam doğru model bilgisi ve ölçüm durumu ile hatalı model bilgisi ve ölçüm durumunda türbin veriminin durumu araştırılmıştır. Deneysel sonuçlar, türbin ve generatör modeli bilindiğinde yüksek doğrulukta MGİ yapıldığı ve düzgün sürekli bir güç üretiminin gerçekleştiğini göstermektedir.

DESIGN AND CONTROL OF VARIABLE SPEED WIND TURBINES

SUMMARY

Keywords: SMSM, MPT, Wind Turbine, Tip Speed Ratio, Maximum Power Tracking

Wind energy conversion systems are used to produce electricity from the wind. Wind turbines are divided into several classes in terms of control and design methods. Constant Speed Wind Turbines (CSWT) were first used to generate electricity from the wind. With this turbine, it is not possible to obtain a maximum power extraction. To eliminate this problem, Variable Speed Wind Turbines (VSWT) have been proposed. VSWT systems work more efficiently than CSWT systems. In VSWT systems, Maximum Power Tracking (MPT) methods are used to capture the power of the wind at the maximum rate. For this purpose, in VSWT systems, the generator is connected to the grid via a back to back inverter. MPT is carried out by the inverter on the generator side, transferring the power to the grid and keeping DC bus voltage at a constant value are done by the inverter on the grid side. At each different value of the wind speed, the propeller must be rotated at a different speed in order to perform MPT. This leads to call the MPT-based systems VSWT systems. Two important dynamics arises when the MPT based control of VSWT systems are the subject. These are the instantaneous detection and tracking of the MPT point. In this thesis study, Tip Speed Ratio (TSR) based MPT method was used and MPT point was tracked by Proportional-Integral (PI) controllers.

Directly driven wind turbines are superior to those with indirect driven ones, because such turbines have low noise, fewer faults and less maintenance, easier mechanical design, and more efficiency. In parallel with this situation, reliability increases considerably. Direct drive wind turbines could not be established with generators other than the Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM). Within the scope of the thesis study, the generator along with the physical wind turbines were modelled, all the controllers and all the electrical hardware were designed, and thermal analysis was implemented.

In this thesis, the turbine efficiency is examined in the case of utilizing the exact model knowledge and accurate feedbacks along with the perturbed model knowledge and feedbacks with some error. Experimental results show that when the turbine and generator model is exactly known, MPT is performed with high accuracy and a smooth continuous power generation takes place.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Rüzgârdan elektrik enerjisi elde etmek için rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemleri, kısaca rüzgâr türbinleri kullanılmaktadır. Bir yenilenebilir enerji kaynağı olarak rüzgâr enerjisinden elektrik üretimi, doğa dostu olma, yüksek seviyelerde elektrik enerjisi sağlama ve uzun ömürlü olma gibi önemli üstünlüklere sahiptir. Bu durum dünyada birçok ülkenin bu alanda büyük yatırımlar yapmasını sağlamıştır [1-3].

Rüzgâr türbinleri Sabit Hızlı Rüzgâr Türbini (SHRT) ve Değişken Hızlı Rüzgâr Türbini (DHRT) olmak üzere işlevsel anlamda iki şekilde imal edilirler. Bu türbinler de denetim ve tasarım gibi yöntemler açısından kendi içlerinde çeşitli sınıflara ayrılmaktadır. SHRT sistemlerinin çalışmasında pervane, dolayısıyla generatör hızı sabit tutulur. Bu bağlamda denetim karmaşık değildir fakat rüzgârdan alınan enerji hiçbir zaman maksimum oranda olmaz. SHRT sistemlerinin DHRT sistemlerine göre üstünlükleri daha basit, ucuz ve az karmaşık olmalarıdır. Bununla birlikte bir SHRT sisteminin kurulumu için çok iyi bir bölgesel rüzgâr rejimi analizi yapmak gereklidir. Rüzgâr rejiminin her farklı ortalama değeri için özel bir SHRT tasarımı, iyi bir verim elde etmek için elzemdir ki bu durum da neredeyse mümkün değildir. Sonuç olarak SHRT sistemleri genellikle 8-12 m/s rüzgâr hızları aralığında verimli çalışmak üzere üretilirler. Pervane hızının her zaman sabit tutulması gerekir, fakat rüzgâr hızının ani değişimlerine karşı bu amacı gerçekleştirmek, pervane denetim sisteminin zaman sabitinin diğer bir deyişle ataletin yüksekliği nedeniyle mümkün olmamaktadır. Özellikle büyük güçlü çok sayıda SHRT sisteminin oluşturduğu bir alt şebekenin ana şebekeye doğrudan bağlanması, ani rüzgâr hızı değişimlerinde yüksek ataletten dolayı şebekeye aktarılan gücün ani değişimlere sahip olmasına neden olur. Üretilen gücün düzgün sürekli olmamasından dolayı ana şebekede güç kalitesi problemleri oluşmaktadır. Ayrıca, rüzgâr rejiminin iyi olmadığı bölgelere SHRT sistemleri kurmak verimli enerji üretimi sağlayamamaktadır [2,4-7].

DHRT sistemlerinin kurulumu ve tasarımı daha zor ve maliyetli, denetimi ise daha karmaşıktır. Fakat DHRT sistemleri ile rüzgârdan alınabilecek güç değerini, idealde maksimum oranda, gerçekte ise maksimum orana yakın seviyelerde tutmak mümkündür. Rüzgâr rejiminin iyi olmadığı bölgelerde veya rüzgâr hızının düşük olduğu belirli zaman aralıklarında, DHRT sistemleri SHRT sistemlerine göre daha verimli çalışmaktadır. Bir karşılaştırma yapmak gerekirse, DHRT sistemleri ile aynı koşullarda SHRT sistemlerine göre %38 daha fazla elektrik enerjisi elde etmek mümkündür [9]. Burada önemli olan nokta şudur, rüzgâr hızı düştükçe DHRT sistemleri ile elde edilen elektrik enerjisi SHRT sistemlerine göre artmaktadır. Meteoroloji verilerine göre Türkiye 4-8 m/s genel, Sakarya civarı ise 5.5-6.5 m/s ortalama rüzgâr hızına sahiptir. Görüldüğü gibi ortalama hız düşüktür, dolayısıyla bu durum Sakarya civarında ve Türkiye genelinde DHRT sistemleri ile önemli ölçüde daha fazla elektrik enerjisi üretilebileceğini göstermektedir [1-2,8].

Rüzgâr türbinlerinin değişken hızlı denetiminde amaç rüzgârdan alınabilecek enerjiyi her zaman maksimum seviyede tutmaktır. Bu amaçla DHRT sistemlerinde generatör genellikle arka arkaya bağlı bir adet evirici üzerinden şebekeye bağlanır. Generatör tarafındaki evirici ile maksimum güç izleme (MGİ), şebeke tarafındaki evirici ile şebekeye güç aktarma ve Doğru Akım (DA) bara gerilimini sabit bir değerde tutma amaçları yerine getirilmektedir. Bu tür bir şemada şebeke tarafı ve generatör tarafı birbirinden bağımsızdır, bu yüzden şebekeye aktarılan güç düzgün sürekli hale getirilebilmektedir. Böylece rüzgâr türbinleri yüzünden ana şebekede güç kalitesi (ve gerilim kararsızlığı) problemleri oluşmamış olur. DHRT sistemlerindeki en önemli iki amaç, MGİ noktasının anlık olarak saptanması ve izlenmesidir. Bu bağlamda performansı artırmak için araştırma geliştirme çalışmaları dünyanın birçok ülkesinde etkin biçimde devam etmektedir. Genel eğilim sabit hızlı rüzgâr türbinleri yerine yüksek performanslı DHRT sistemleri geliştirmek ve kullanıma sokmak yönündedir [1,8-9].

Rüzgâr pervanesinin dönüş hızı maksimum değeri geçtiğinde, bıçakların rüzgâra karşı eğimi değiştirilerek pervane hızı ve türbin giriş gücü güvenli sınırlar içinde tutulur. Mekanik fren, elektrikli hız ayarlama sistemlerinde bir arıza oluşması durumuna karşı

bir güvenlik elemanı olarak her zaman hazır, fakat genel çalışma durumlarında kullanılmaz. Rota motoru ile gövde rüzgârın estiği yöne döndürülür. 20k W'a kadar güçlerde bu aktif sistem yerine rüzgârgülü mantığı kullanılır ve gövde pasif bir şekilde rüzgâr yönüne döndürülür. Redüktörün generatör tarafında yüksek hızlı mil, pervane tarafında düşük hızlı mil vardır. Büyük güçlü rüzgâr türbinlerinde pervane hızı maksimum 250-300 d/dak'yı geçmez. Bu yüzden bu düşük hız, generatörlerin verimli çalışabildiği yüksek hızlara redüktör yardımıyla çıkartılır. Düşük ölçekli rüzgâr türbinlerinde ise pervane hızı nispeten daha yüksektir. Bu özellik çoğu durumda redüktör ihtiyacını ortadan kaldırır [12-13].

DHRT sistemlerinde, pervane bıçaklarının rüzgâr eğimi denetlenerek pervane hızının ve türbin giriş gücünün belirli değerleri (türbin maksimum değerlerini) aşmaması sağlanır. Pervanelerinin rüzgâr eğiminin denetimi büyük ölçekli türbinlerde gerçekleştirilir, küçük ölçekli türbinler ise yüksek rüzgâr hızlarında pervanelerin hızı azalacak şekilde tasarlanır. Buna pasif “stall” denetimi denir, bu yöntemde rüzgârın hızı arttıkça pervane hızı da artar, fakat belirli bir değerden sonra pervane hızı azalmaya başlar. Böylece türbin rüzgârda bulunan aşırı güçten korunmuş olur. Genellikle 0-100 kW arası küçük, 100 kW-1 MW orta, 1 MW üstü türbinlerde büyük ölçekli olarak adlandırılmaktadır [13-14].

Büyük ölçekli türbinler genellikle pervanenin gövdenin önünde olacağı şekilde imal edilirler. Bu tasarıma “up-wind” tasarım denir. Küçük ölçekli türbinler de ise genellikle pervane gövdenin arkasına konulur. Bu tasarıma da “down-wind” tasarım denir. “Down-wind” tasarımda pervanenin güçlü rüzgârlarda geri bükülmesi bir sorun teşkil etmez, bu yüzden küçük güçlü türbinlerde yaygın olarak bu tasarım kullanılır. Böylece rota mekanizmasına duyulan ihtiyaç da ortadan kalkar. Fakat büyük güçlü türbinlerde “down-wind” tasarım verimli değildir, bu yüzden genellikle “up-wind” tasarım kullanılır [10-13,15,18-19].

Redüktör bulunmayan rüzgâr türbinlerine doğrudan sürülen veya redüktörsüz rüzgâr türbinleri, redüktör bulunanlara ise redüktörlü rüzgâr türbinleri denilmektedir [13-15]. Doğrudan sürülen rüzgâr türbinleri, redüktörlü olanlara göre daha üstündür, çünkü bu

tür türbinlerde gürültü düşük, arıza ve bakım onarım az, mekanik tasarım daha kolay ve verim daha yüksek olmaktadır. Bu duruma paralel olarak, arıza ve bakım süreçlerinin oldukça azalması güvenilirliği önemli ölçüde artırmaktadır. Doğrudan sürülen rüzgâr türbinleri Sabit Mıknatıslı Senkron Makine (SMSM)'lerden başka generatörler ile imal edilememektedir. Bu tür türbinlerde, büyük güçlerde generatör hacminin aşırı büyümesi önemli bir problem oluşturmaktadır [14-17].

Bu tez çalışmasının takip eden bölümlerinde şu çalışmalar yapılmıştır. İkinci bölümde, rüzgâr türbinleri anlatılmıştır. Rüzgâr enerjisinin oluşumu, rüzgâr türbini parçaları, SHRT ve DHRT sistemleri anlatılmıştır. Üçüncü bölümde, rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemleri, rüzgâr türbinlerinin modellenmesi ve analizi anlatılmıştır. Özellikle, rüzgâr türbinlerine ait güç ve moment denklemleri ve rüzgâr türbinlerinde kullanılan MGİ yöntemleri analiz edilmiştir. Dördüncü bölümde, SMSM'lere ait farklı rotor yapıları, d-q tabanlı matematiksel modelleme, SMSM vektör denetimi, Amper Başına Maksimum Moment (ABMM) tabanlı vektör denetimi, Gerilim Başına Maksimum Moment (GBMM) tabanlı vektör denetimi, alan zayıflatma tabanlı vektör denetim ve Darbe Genişlik Ayarı (DGA) yöntemleri verilmiştir. Bu bölümde, tezin teorik ve deneysel çalışmalarında kullanılan üçüncü harmonik katkı DGA yöntemi ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Beşinci bölümde, şebeke bağlantılı evirici ve modellenmesi verilmiştir. Faz açısının belirlenmesi için kullanılan senkron referans çatı faz kitlemeli döngü bu bölümde anlatılmıştır. Altıncı bölümde, DHRT sisteminin denetimci tasarımları gerçekleştirilmiştir. SMSM, şebeke bağlantılı evirici ve faz kitlemeli döngü için PI denetimci kazançları tasarlanmış ve adım cevapları verilmiştir. Son bölümde ise deneysel çalışmada kullanılan malzemeler, deneysel donanımın tasarımı ve tez kapsamında yapılan tüm deneysel çalışmaların sonuçlarına yer verilmiştir.

BÖLÜM 2. RÜZGÂR TÜRBİNLERİ

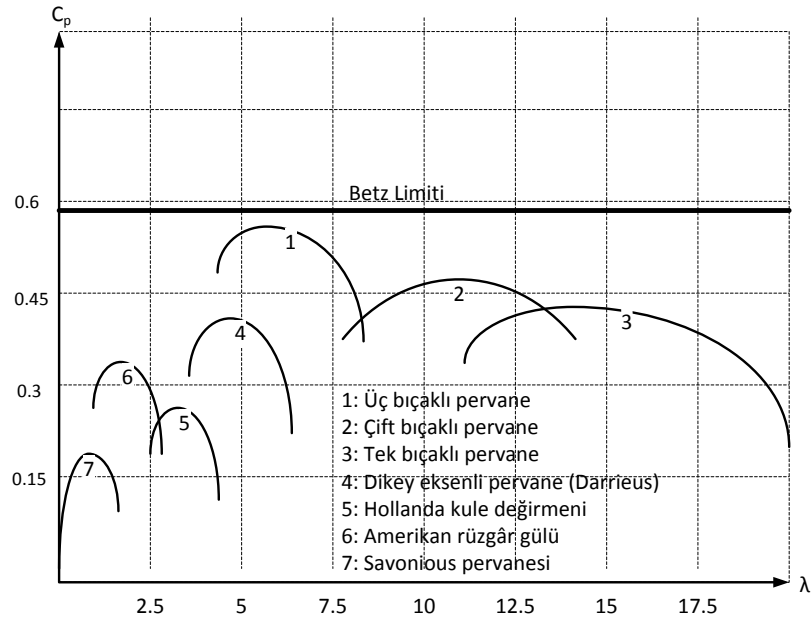
2.1. Giriş

Rüzgâr türbinleri olarak kullanılan en eski makineler yel değirmenleridir, amacı su pompalamak ve tahıl öğütmektir. Elektrik enerjisi üretmek amacıyla tasarlanan rüzgâr türbinleri 70'li yılların petrol krizinden sonra 80'li yıllarda ortaya çıkmıştır. Rüzgâr türbinleri, rüzgârda bulunan kinetik enerjiyi türbin pervanesinin dönmesiyle mekanik enerjiye dönüştürür. Mekanik enerji, bir elektrik generatörü ile elektrik enerjisine dönüştürülerek ya bir elektrik şebekesine aktarılır ya da generatöre bağlı bağımsız yükleri besler [23]. Bu bölümde rüzgâr türbini ekipmanları, çeşitleri ve rüzgâr türbinlerinde kullanılan generatörler ve güç elektroniği sistemlerine yer verilmiştir.

2.2. Rüzgâr Enerjisinin Oluşumu ve Rüzgâr Türbini Pervane Yapıları

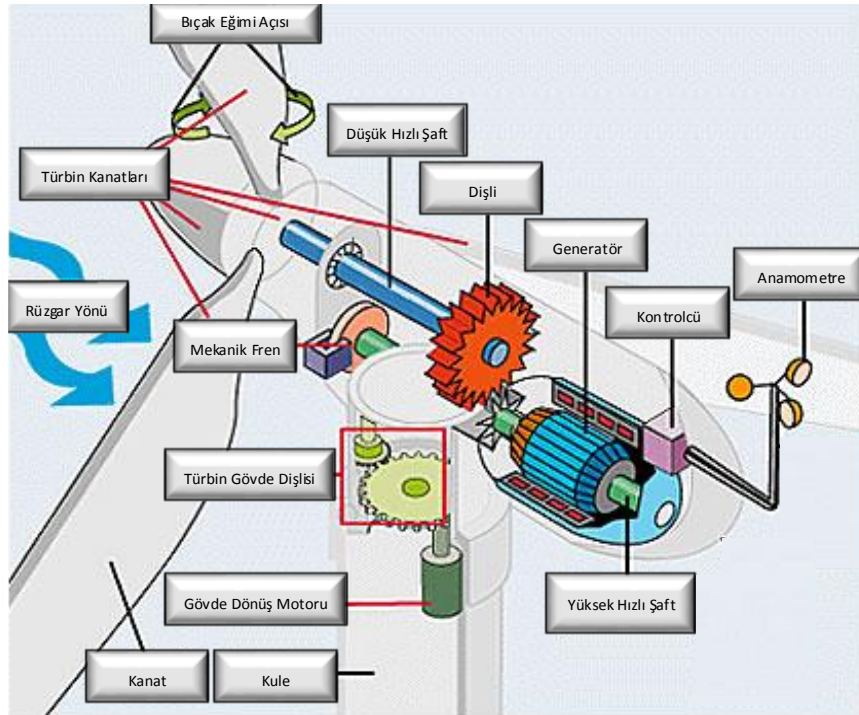
Güneş enerjisi atmosferi eşit oranda ısıtmadığından dolayı hava katmanları farklı sıcaklıklara sahip olmaktadır ve farklı atmosfer basıncı bölgeleri ortaya çıkmaktadır. Hava, yüksek basınç bölgelerinden düşük basınç bölgelerine doğru hareket etmeye başlar ve bu olay rüzgârın oluşmasına neden olur. Rüzgâr türbinleri de rüzgârda bulunan kinetik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürmektedir [15-16,20-22].

Pervanede bulunan bıçak sayısı pervanenin hızını ve türbin maksimum gücünü belirler. Bıçak sayısı arttıkça pervane hızı azalır, tersi de doğrudur. En yüksek güç değerlerine üç bıçaklı pervaneler ile çıkılmaktadır, bu yüzden ana elektrik şebekesini besleyen yüksek güçlü rüzgâr enerjisi alt şebekeleri genelde üç bıçaklı rüzgâr türbinleri ile kurulmaktadır. Şekil 2.1.'de hız (oranının) değişimi ile pervane yapısına göre güç katsayısının değişim grafiği verilmektedir [7,16,24].



2.3. Rüzgâr Türbini Sisteminin Ekipmanları

Rüzgâr türbini farklı parçalardan oluşmaktadır, ana parçalar Şekil 2.2.'de gösterilmiştir ve aşağıda açıklamaları ile birlikte verilmiştir [22-23,25-26].



Kule: Genellikle çelikten üretilir. Birbirlerine vidalanmış farklı bölümlerden oluşur. Kule, rüzgâr türbinin üst kısmında servis ve bakım erişimini sağlamak için bir merdiven veya asansör içerir.

Generatör: Mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürür. Kulenin tepesinde, türbin gövdesinin içinde bulunur.

Anemometre: Rüzgâr hızını ölçmek ve denetim sistemleri için rüzgâr hızı geri beslemesi sağlamak için kullanılır.

Mekanik fren: Türbin hızının güvenli sınırlar içinde kalmasını sağlayan mekanizmadır. Normal şartlarda devrede değildir, türbini koruyan güvenlik elemanıdır.

Pervane: Rüzgârın kinetik enerjisini mekanik enerjiye çeviren ve generatöre aktaran mekanizmadır.

Kanat bağlantı göbeği: Kanatları ana mile bağlar. Ayrıca, kanat eğim açısının denetimi için kanatların açısını değiştiren bir dişli sistemi içerir. Yüksek rüzgâr hızlarında türbin generatörünü aşırı güçten korumak amacıyla kanat eğim açısı denetimi yapılır.

Türbin gövde dönüş (rota) motoru: Rüzgâr türbinin her zaman rüzgâr yönünde olması için türbin yönünü denetler. Rüzgâr yönünü izlemek için sensörler kullanılır ve türbin gövdesi buna göre rüzgârın hız vektörü yönüne paralel olacak şekilde döndürülür.

Türbin gövdesi: Rüzgâr türbinin üst kısmındaki bütün parçaların içinde olduğu kısımdır. Temel amaç, rüzgâr türbinin içindeki bileşenleri dış ortama karşı korumaktır. Isı ve nem gibi atmosferik değişkenleri denetleyen iklimlendirme sistemleri de bu kısımda bulunur.

Şebeke bağlantısı: Rüzgâr türbini şebekeye her zaman bağlı değildir, rüzgâr hızı genelde 3 m/s'nin altına düştüğünde ve 15 m/s'nin üstüne çıktığında türbin mekanik

olarak kapatılmaktadır. Fakat türbin kapatılsa bile şebeke bağlantılı evirici şebekeye her zaman kilitli durumda kalmaya devam eder [23,27-28].

2.4. Rüzgâr Türbini Çeşitleri

Rüzgâr türbinleri, aerodinamik, mekanik ve elektrik alt sistemlerden oluşmaktadır. Aerodinamik sistemler pervaneler ve pervane bıçaklarının bağlı olduğu merkezi gövdeden oluşmaktadır. Tahrik sistemi düşük hızlı mil, yüksek hızlı mil, redüktör ve fren mekanik alt sistemlerinden oluşur. Bazı rüzgâr türbinlerinin redüktörleri yoktur; bu nedenle düşük hızlı şaftlar doğrudan yüksek hızlı mile bağlanır. Bu tür türbinlere doğrudan sürülen rüzgâr türbinleri denir. Elektrikli sistemler generatör ve güç dönüştürücülerden oluşur. Kuleler, rüzgâr türbinlerini ve tepedeki rüzgâr türbin gövdesini taşır. Bu bağlamda, rüzgâr türbinleri yapısal olarak ikiye ayrılır. Bunlar Yatay Eksenli Rüzgâr Türbinleri (YERT) ve Dikey Eksenli Rüzgâr Türbinleri (DERT) olarak adlandırılmaktadır. YERT'ler yüksek güçlerde enerji üretimine uygun olduğu için en yaygın olarak kullanılan rüzgâr enerjisi dönüşüm teknolojileridir. Genelde düşük hızda dönen iki veya üç pervanesi olan kanatlara sahiptir [7,23,29-30].

2.4.1. Dikey eksenli rüzgâr türbinleri

DERT'ler kule gerektirmez, rüzgâr yönünden bağımsız olarak çalışır ve ağır dişli kutuları ve generatörleri yer seviyesine kurabilme gibi üstünlükleri vardır. Düşük güçlerde kullanıma uygundur ve verimleri YERT'lere göre düşüktür [16,18-19,29].

2.4.2. Yatay eksenli rüzgâr türbinleri

YERT'lerde, dönme eksenini yatay zemine ve rüzgâr yönüne paraleldir. Bu türbinler, bıçak sayısına bağlı olarak tek pervaneli, çift pervaneli ve çok pervaneli olarak imal edilirler. YERT'lerin üstünlükleri düşük kesme hızına ve yüksek güç katsayısına sahip olmasıdır. YERT'ler karmaşık tasarım ve daha yüksek maliyet gibi bazı sakıncalara sahiptir [16,18-19,29].

2.5. Sabit ve Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri

Maliyeti düşürmek, güvenilirliği ve verimliliği artırmak için birçok rüzgâr enerjisi dönüştürme sistemi geliştirilmiştir. Rüzgâr enerjisi dönüştürme sistemleri çalışma şekline bağlı olarak, DHRT ve SHRT olmak üzere iki şekilde sınıflandırılır [16]. Bu yapılar da denetim ve tasarım gibi parametreler açısından kendi içlerinde çeşitli sınıflara ayrılmaktadır [7,12,15].

Rüzgâr türbinlerinde, genellikle rüzgâr hızı 3 m/s veya 4 m/s kesim hızından daha yüksek olduğunda güç üretmeye başlanır. Bu hızların altında türbin kapatılır. Rüzgâr hızı genelde 12 m/s'den daha yüksek hızlara ulaştığında türbin tarafından elde edilen güç, türbin bıçaklarının aktif veya pasif durdurmalı (stall) denetimi veya bıçak eğim açısı (pitch) denetimi ile sınırlandırılır. Rüzgâr hızı fırtına koşullarına ulaştığında da (genellikle 15 m/s – 18 m/s arasında bir değerdir) türbin kapatılır [7,33].

2.5.1. Sabit hızlı rüzgâr türbinleri

SHRT sistemleri genellikle asenkron generatörler ile imal edilir ve 8-12 m/s rüzgâr hızları arasında verimli çalışırlar. Generatör hızı çalışma esnasında sabit tutulur. Yapısı itibarıyla karmaşık değildir. Ancak rüzgârdan alınan enerji maksimum seviyelerde elde edilmez. Sadece belirli bir rüzgâr hızında maksimum verim elde etmek üzere tasarlanabilirler. SHRT, basit yapı ve düşük maliyet özelliklerine sahiptir. Bununla birlikte, DHRT'lere kıyasla daha düşük bir verime sahiptir, çünkü yalnızca tek bir rüzgâr hızında rüzgârdan maksimum oranda güç alınabilir [16]. Diğer rüzgâr hızlarında rüzgârda bulunan güç miktarı maksimum oranda alınamaz. SHRT sistemleri herhangi bir güç dönüştürücü olmaksızın şebekeye doğrudan bağlıdır [7,12,27,31-32].

SHRT sistemlerinin pervane hızı her zaman sabit tutulur. Ancak rüzgâr hızında değişiklikler meydana gelmekte ve bu değişimlere karşı pervane hızının sabit tutulması pervane zaman sabitinin diğer bir deyişle ataletinin yüksek olması nedeniyle mümkün olmamaktadır. Bu durumda rüzgâr hızındaki ani dalgalanmalar, mekanik momentte ani dalgalanmalara ve bunun sonucunda şebekeye aktarılan güçte ani

dalgalanmalara neden olur. Güç dalgalanmaları zayıf şebekelerde büyük gerilim dalgalanmalarına, dalgalanma değerinin büyümesi de gerilim kararsızlığı problemlerine neden olmaktadır [15-16].

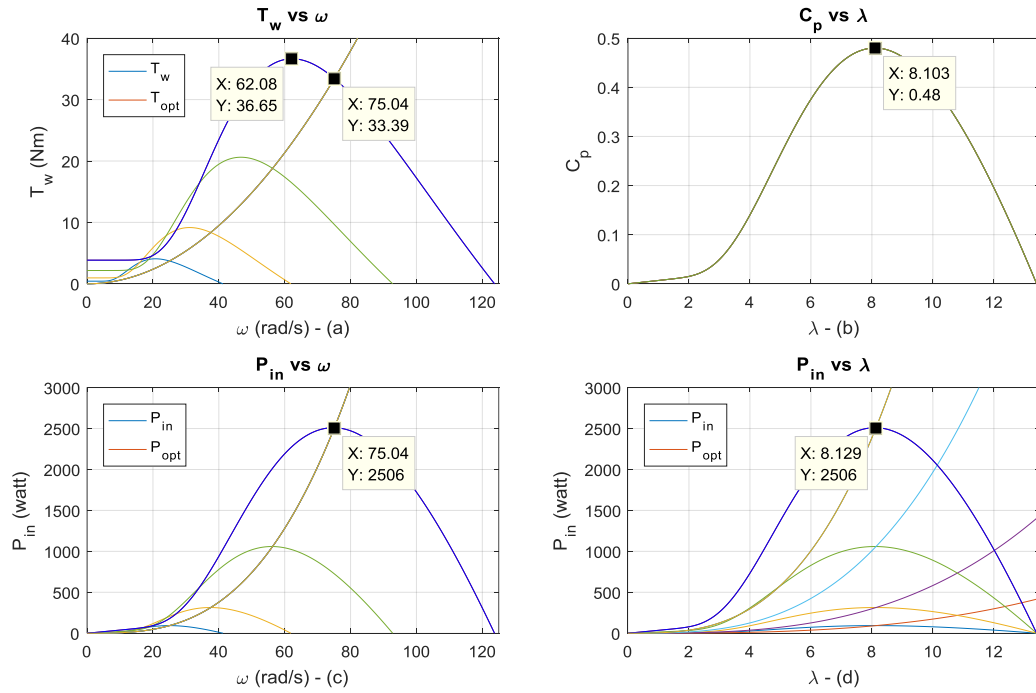
2.5.2. Değişken hızlı rüzgâr türbinleri

DHRT sistemleri, geniş bir hız aralığında rüzgârdan maksimum enerji elde edecek şekilde tasarlanmaktadır. Kurulumu ve tasarımı SHRT sistemlerine göre daha zor, maliyetli ve denetimi de karmaşıktır. Ayrıca rüzgâr rejiminin iyi olmadığı bölgelerde SHRT sistemlerine göre daha verimli çalışırlar. Rüzgâr türbininin pervanesi her farklı rüzgâr hızında farklı bir hızla döndürülür ve böylece rüzgârdaki mevcut güç maksimum oranda alınır. Şebekeye denetimli bir şekilde güç aktarılır ve ani güç dalgalanmaları belirli yöntemlerle filtrelenir, sonuç olarak şebekeye verilen güçlerde ani dalgalanmalar önlenir. DHRT'ler, Sincap Kafesli ASM (SKASM), Çift Beslemeli ASM (ÇBASM), USM ve SMSM ile gerçekleştirilmektedir. Genelde evirici çıkışına bağlı bir trafo ile ana şebekeye orta gerilim hattından güç aktarımı yapılmaktadır [7,12,15-16,30].

Giriş bölümünde de bahsedildiği gibi DHRT sistemlerinde SHRT sistemlerine göre %38 daha fazla elektrik enerjisi elde edilebilmektedir. İki sistem arasında ki en belirgin özellik, rüzgâr hızının düştüğü bölgelerde DHRT sistemleri ile SHRT sistemlerine göre daha fazla elektrik enerjisi elde edilmesidir [9].

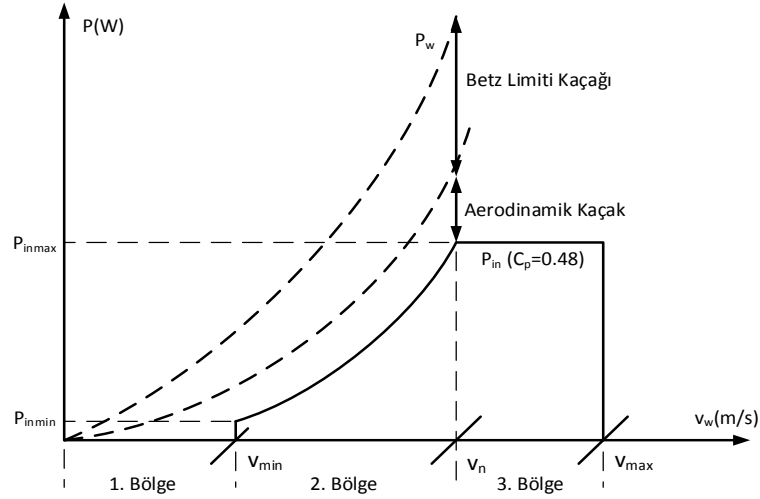
Şekil 2.3.'te rüzgâr hızı ve generatör hızının değişimine karşı güç katsayısının ve türbin giriş gücünün değişiminin grafikleri verilmektedir. Ayrıca hız oranının değişimine karşı güç katsayısının değişimi ve türbin giriş gücünün değişimi de verilmektedir. Şekildeki rüzgâr türbini karakteristikleri; 3 bıçaklı, yatay eksenli, $R_w=1.3$ m, $\beta = 0$, $\rho = 1.14$, $P_{in} = 2.5$ kW'lık bir türbin giriş gücü için elde edilmiştir.

(b)'de hız oranına karşı güç katsayısı çizdirilmiştir. Görüldüğü gibi hız oranının optimum değeri 8.1 olarak bulunmaktadır. (d)'de, hız oranının değişimine karşı farklı rüzgâr hızları için türbin giriş gücü çizdirilmiştir.



Şekil 2.3. Rüzgâr türbini dinamiklerinin değişimi (a) ω - C_p (b) λ - C_p (c) ω - P_{in} (d) λ - P_{in}

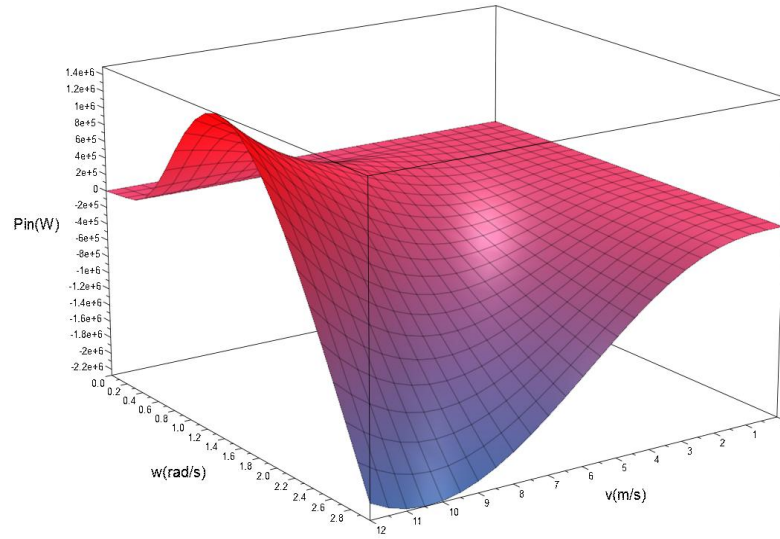
(b)'de açıklandığı gibi, hız oranının optimum değerinde güç katsayısı maksimum değerine ulaşmakta, bu durumda rüzgâr hızı ne olursa olsun türbin giriş gücünü o rüzgâr hızı için maksimum yapmaktadır [34]. Şekil 2.3.'te, 4, 6, 9 ve 12 m/s rüzgâr hızları için değişkenler çizdirilmiştir. (a)'da görüldüğü gibi, farklı rüzgâr hızları için pervanenin hızı (redüktör olmadığı için generatörün hızı da denilebilir) değiştirilerek güç katsayısının değişimi elde edilmiştir. Şekil 2.3.'te de görüldüğü gibi, belirli bir rüzgâr hızı için pervane uygun bir değerde döndürülürse güç katsayısı maksimum değerine ulaşmaktadır. Bu durum da türbin giriş gücünü maksimum yapmaktadır. Örnek olarak (c)'deki kırmızı eğri incelenir. Bu eğri için rüzgâr hızı 12 m/s'dir. Eğer generatör hızı 75 rad/s değerine ayarlanırsa hız oranı, güç katsayısı ve türbin giriş gücü maksimum değerlerine ulaşmaktadır. Yani türbin giriş gücünü maksimum yapmak amacıyla her rüzgâr hızında pervane farklı bir hızla dönmelidir. Bu değişken hızı sağlamak için generatör tarafındaki güç dönüştürücü anahtarlanır. Anahtarlanmanın temeli ise generatör denklemlerine ve seçilen denetim yöntemine dayanır. Şekil 2.4.'te, DHRT sisteminin çalışma bölgeleri verilmektedir.



Şekil 2.4. DHRT sisteminin çalışma bölgeleri

Şekil 2.4.'te görüldüğü gibi, v_{min} her türbin için rüzgâr hızının bir minimum değeri vardır, bu hızın altında (1. Bölge) şebekeye güç aktarımı yapılmaz yani türbin kapatılır. Bu hız değerine tekâbülden bir minimum türbin giriş gücü de mevcuttur. v_{min} değeri ile v_n değeri arasında MGİ 2. bölgede gerçekleştirilir. Yani bu bölgede türbin giriş gücünün, aerodinamik kaçaklar ve kayıplar hariç olmak üzere geri kalan tamamını şebekeye aktarmak amaçlanmaktadır. 3. Bölgede v_n değeri ile v_{max} değeri arasında ise rüzgârda bulunan mevcut güç değeri türbin girişine alınabilecek maksimum değerinden üstündür. Dolayısıyla pervanenin hızı, bıçakların rüzgâr eğimi denetimi yapılarak veya rotor farklı yönlerde döndürülerek maksimum değerinde sabit tutulur, böylece türbin giriş gücü de maksimum değerinde sabit tutulmuş olur. Bu bölgelerdeki çalışma mantığı bütün generatör çeşitleri için geçerlidir. Belirli bir v_{max} maksimum hızdan (fırtına koşulları) sonra ise türbin koruma amaçlı kapatılır [7,32,35-38].

Şekil 2.5.'te rüzgâr türbinine ait üç boyutlu türbin gücü, rüzgâr hızı ve generatör hızı grafiği, 1.5 MW bir DHRT için verilmektedir [12].



Şekil 2.5. Rüzgâr türbini gücü, rüzgâr hızı ve generatör hızı grafiği

DHRT sistemlerinde, pervaneyi her rüzgâr hızında farklı bir hızla döndürme işlemine MGİ denmektedir. Generatörü farklı hızlarda döndürebilmek için generatöre bağlı olan güç dönüştürücü çeşitli vektör denetim ve anahtarlama yöntemleri kullanılarak anahtarlanır.

DHRT sistemlerinin denetiminde ana amaç rüzgârdan her zaman maksimum seviyede enerji elde etmektir. Bu amacı gerçekleştirmek için genellikle arka arkaya bağlı bir güç dönüştürücü kullanılarak şebekeye bağlanılır. Generatör ve şebeke tarafında olmak üzere iki ayrı evirici bulunmaktadır. Bu yapı ile generatör ve şebeke tarafı birbirinden bağımsız olarak denetlenebilmektedir. Generatör tarafındaki evirici maksimum güç izleme, şebeke tarafındaki evirici ise şebekeye güç aktarımı ve DA bara gerilimini sabit bir değerde tutma amaçlarını yerine getirmektedir.

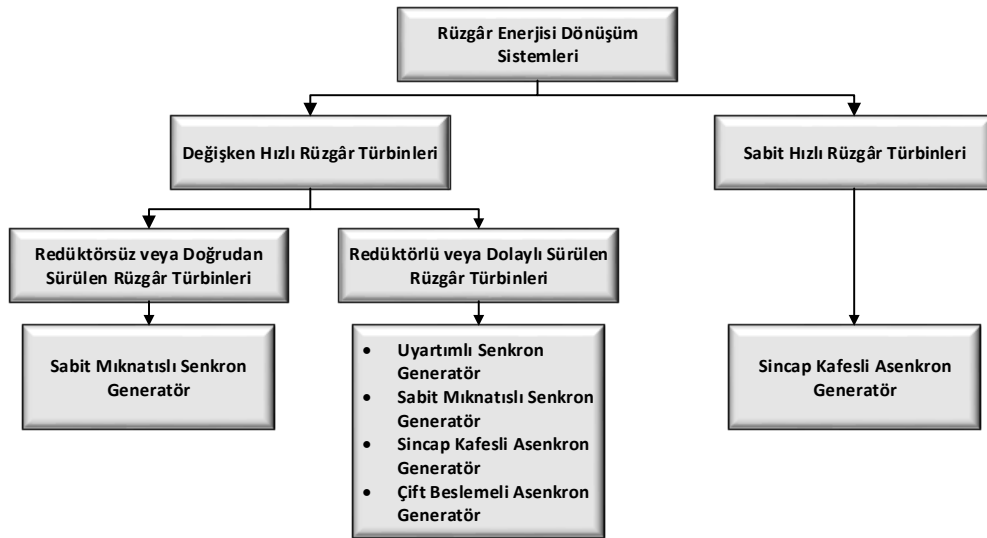
Değişken hızlı rüzgâr türbinleri mekanik yapısına bağlı olarak ikiye ayrılmaktadır [7,16].

- a. Doğrudan sürülen veya redüktörsüz rüzgâr türbinleri
- b. Dolaylı sürülen veya redüktörlü türbinler

Redüktörsüz doğrudan tahrikli rüzgâr türbinlerinde, 80-100 gibi kutup sayısına sahip düşük hızlı SMSM kullanılır. Doğrudan tahrikli türbinlere SMSM uygundur. Doğrudan sürülen rüzgâr türbinlerinin redüktörlü olanlara göre verimi daha yüksektir, türbin mekanik gerilimi daha düşüktür, daha güvenilirdir, arıza bakım süreçleri kısadır, gürültü seviyesi daha düşüktür ve dolayısıyla daha uzun ömürlüdür [16].

2.6. Rüzgâr Türbinlerinde Kullanılan Generatörler

DHRT sistemlerinde en yaygın kullanılan generatörler, USM, SMSM, ASM ve ÇBASM'dir. SMSM küçük ve orta ölçekli rüzgâr türbinlerinde en çok tercih edilen generatördür. Fakat büyük ölçekli rüzgâr türbinlerinde, boyut, ağırlık ve maliyet diğerlerine nazaran yükselmektedir. Şekil 2.6.'da, SHRT ve DHRT için farklı generatör tiplerini kullanan rüzgâr enerjisi sistemi yapıları gösterilmektedir [7,16,39-46].



Şekil 2.6. Rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemlerinde kullanılan generatörler

Tablo 2.1. DHRT sistemlerinde kullanılan generatörlerin karşılaştırılması

Generatör	Üstünlükleri	Sakıncaları
(Uyartımlı) Senkron Makine	Tüm hız aralığında çalışabilir. Redüktörsüz tasarlanabilir.	Uyartım denetimi vardır ve denetimi için güç dönüştürücüsü gerekir. Tam ölçekli ana güç dönüştürücüsü gerekir. Fırçalı yapıya sahiptir.
Sabit Mıknatıslı Senkron Makine	Tüm hız aralığında çalışabilir. Redüktörsüz tasarlanabilir. En yüksek verime sahiptir. Fırçasız yapıya sahiptir. Uyartım denetimi yoktur.	Yüksek güçlerde maliyetli, hacimli ve büyüktür Tam ölçekli ana güç dönüştürücüsü gerekir. Mıknatıslardan dolayı yaygın şekilde bilinen sakıncaları vardır.
Asenkron Makine	Tüm hız aralığında çalışabilir. Fırçasız yapıya sahiptir. Uyartım denetimi yoktur. Az maliyetlidir.	Redüktör gereklidir. Tam ölçekli ana güç dönüştürücüsü gerekir. Generatöre doğru reaktif güç akışı vardır.
Rotoru Sargılı Asenkron Makine	Uyartım denetimi yoktur. Küçük ölçekli (genellikle 1/3 oranda) ana güç dönüştürücüsü gerekir.	Redüktör gereklidir. Fırçalı yapıya sahiptir. Şebeke hatalarında generatörün ve güç elektroniği sistemlerinin zarar görmemesi için ek koruma bileşenleri (genellikle crowbar) gerektirir. $\pm\% 30$ senkron hızda çalışabilir.

Tablo 2.1.'de, Şekil 2.6.'da verilen generatörler karşılaştırılarak üstünlükleri ve sakıncaları verilmektedir. Aşağıdaki analizde görüldüğü gibi küçük ve orta ölçekli türbinlerde SMSM büyük üstünlük sağlamaktadır. Bütün bunlar göz önüne alındığında, tez çalışmasında kullanılan güç aralığı için 2.5 kW-5 kW arasında bir generatör seçiminde en uygun aday SMSM'dir [7,16,39-46].

2.7. Rüzgâr Türbinlerinde Kullanılan Güç Elektroniği Sistemleri

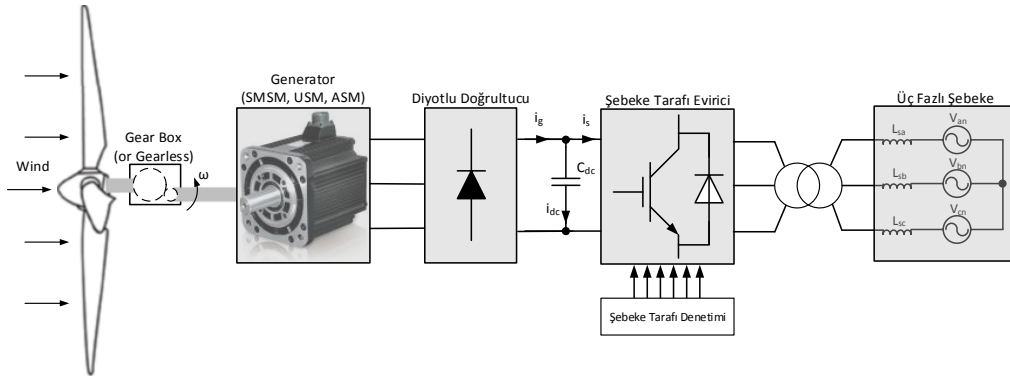
Rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemlerinde pasif diyotlu doğrultucu, transistörlü doğrultucu, kıyıcı, evirici ve şebeke bağlantılı evirici gibi farklı güç dönüştürücüleri kullanılarak farklı güç dönüşüm yapıları önerilmiştir. Doğrultucular alternatif gerilimden doğru gerilim elde etmek için kullanılmaktadır. Pasif doğrultucular diyot, aktif doğrultucular ise IGBT, MOSFET gibi güç anahtarları ile yapılmaktadır. İkisi arasındaki en temel fark pasif doğrultucunun denetimsiz aktif doğrultucunun ise denetimli olmasıdır. Sonuç olarak aktif doğrultucunun çıkışı daha düzgün bir DA gerilim dalga şekline, giriş akımı ise daha düşük harmonikli bir akım dalga şekline sahiptir. Pasif doğrultucu çıkışında ise mutlak değeri alınmış sinüsoidal dalga şekli elde edilir. DA barada elde edilen gerilim düzgün doğru gerilim olmadığı için, DA baraya paralel büyük kapasiteli bir filtre kondansatörü bağlanır.

Eviriciler, beslenme şekillerine göre; Gerilim Ara Devreli Evirici (GADE) ve Akım Ara Devreli Evirici (AADE) olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Eviriciler, doğru gerilimden veya akımdan alternatif gerilim veya akım elde etmek ve bu alternatif gerilimin ve akımın genlik ve frekansını denetlemek için kullanılmaktadır. GADE'ler yapısı itibariyle uygulamalarda AADE'den daha fazla tercih edilmektedir. GADE çıkışı gerilim dalga şekli, doluluk oranı değişen bir kare dalgadır ve evirici denetiminde kullanılan DGA yöntemine bağlı olarak harmonikler içerir. GADE'lerin çıkış akım dalga şekli, endüktif yük durumunda sinüzoidal dalga şekline yakındır. Bu yüzden alternatif akım makinelerinin moment ve hız denetiminde yaygın olarak kullanılmaktadır [1,7,47].

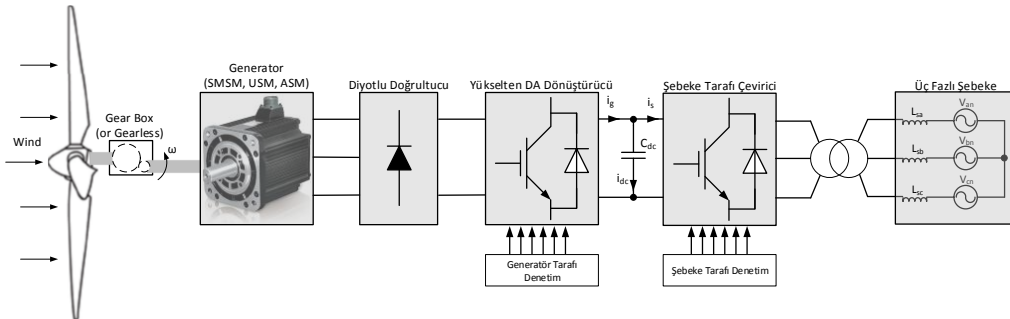
Üç fazlı eviricilerin denetimi için birçok DGA yöntemi önerilmiştir. En yaygın olarak kullanılan yöntemler Sinüsoidal DGA (SDGA), Üçüncü Harmonik Katkılı DGA (ÜHKDGA) ve Uzay Vektör DGA (UVDGA)'dır. ÜHKDGA ve UVDGA yöntemi DA bara kullanım oranını artırmaktadır [47]. DGA yöntemleri ayrıntılı bir biçimde Bölüm 4'te verilmiştir.

Şekil 2.7., 2.8., 2.9., 2.10., 2.11. ve 2.12.'de farklı Rüzgâr Enerjisi Dönüşüm Sistemleri (REDS) verilmektedir. Bu REDS'lerde bir doğrultucu, güç dönüştürücüsü ve DA bara mevcuttur. Şekil 2.7.'de genel diyotlu bir doğrultucu kullanılmıştır. Generatör akımının veya gerilimin hiçbir denetimi yoktur. Bu şemada MGİ veya DA bara gerilimi dinamiklerinden yalnızca seçilen biri denetlenebilir. Şekil 2.8.'de diyotlu doğrultucu devresi ve yükselten kıyıcı ile MGİ yapılabilir. DA bara gerilimi ise şebeke tarafındaki evirici ile denetlenebilmektedir. Şekil 2.9.'da arka arkaya bağlı evirici kullanılarak tasarım yapılmıştır. Ortak DA baralı iki GADE'den oluşmaktadır. Generatör tarafındaki evirici ile maksimum güç izleme, şebeke tarafındaki evirici ile şebekeye güç aktarma ve DA bara gerilimini sabit bir değerde tutma amaçları yerine getirilmektedir [7,9,13,15-16,20,48-55].

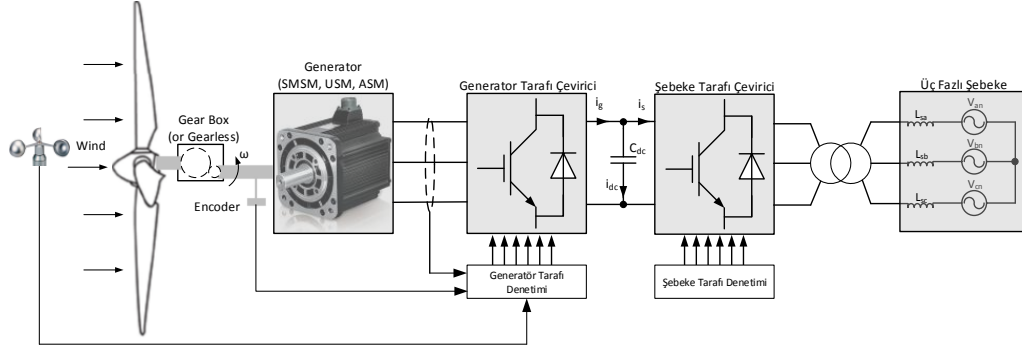
Şekil 2.7., 2.8. ve 2.9.'de ASM, USM ve SMSM'nin REDS şemaları verilmektedir. Şekil 2.10., 2.11. ve 2.12.'de ise ÇBASM'nin REDS şemaları verilmektedir.



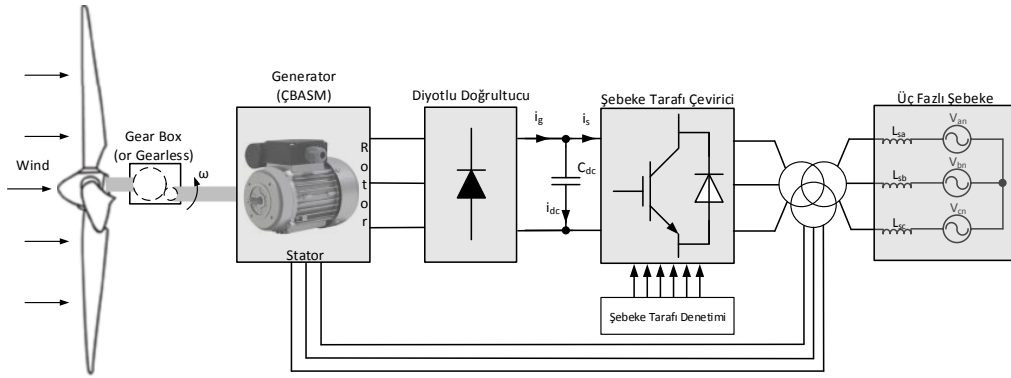
Şekil 2.7. Diyotlu doğrultuculu ile REDS



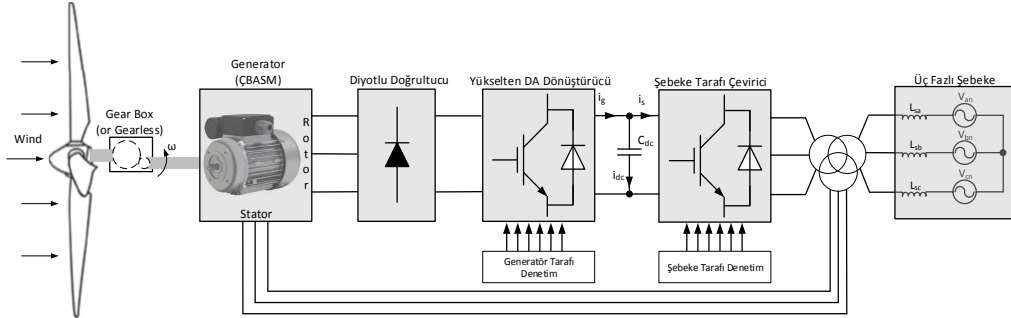
Şekil 2.8. Diyotlu doğrultucu ve yükselten DA dönüştürücü ile REDS



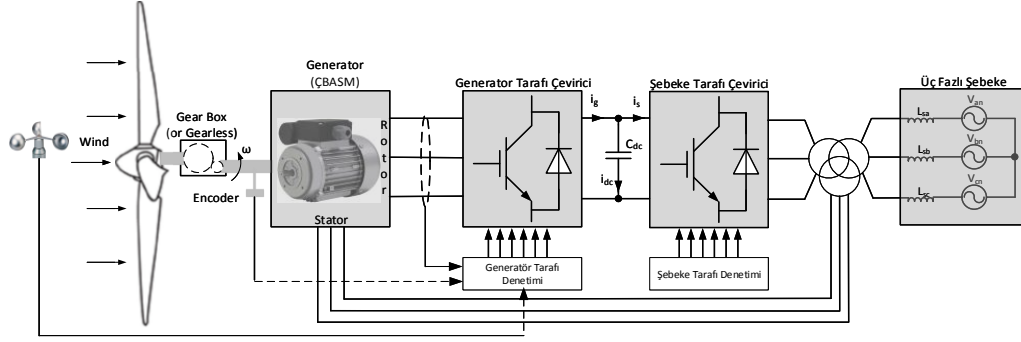
Şekil 2.9. Arka arkaya bağlı eviricili REDS



Şekil 2.10. Diyotlu doğrultuculu ile REDS

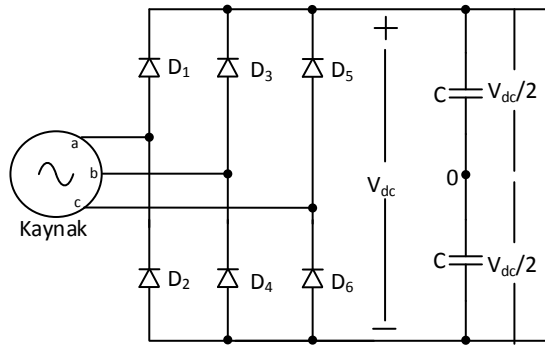


Şekil 2.11. Diyotlu doğrultucu ve yükselten DA dönüştürücü ile REDS

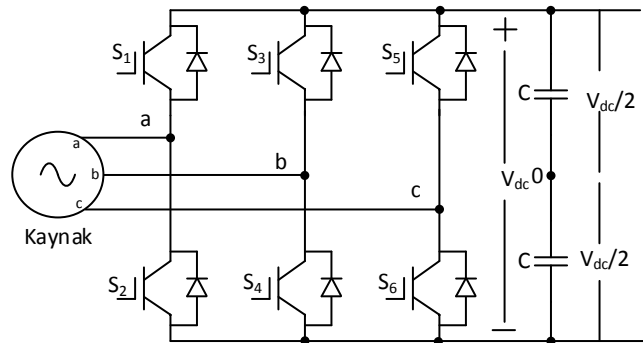


Şekil 2.12. Arka arkaya bağlı eviricili REDS

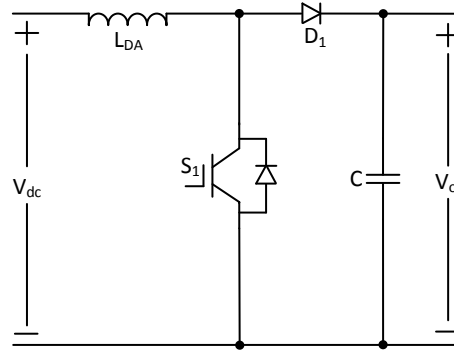
Şekil 2.13., 2.114., 2.15., 2.16.'da güç dönüştürücü donanım şemaları verilmektedir. Diyot, yarı iletken anahtar, ve kondansatör gibi aktif ve pasif elemanlar kullanılarak bu dönüştürücü şemaları elde edilmektedir. Şekil 2.13.'te denetimsiz diyotlu doğrultucu, Şekil 2.14.'te aktif doğrultucu, Şekil 2.15.'te yükselten DA dönüştürücü ve Şekil 2.16.'da üç fazlı iki seviyeli evirici şeması verilmektedir.



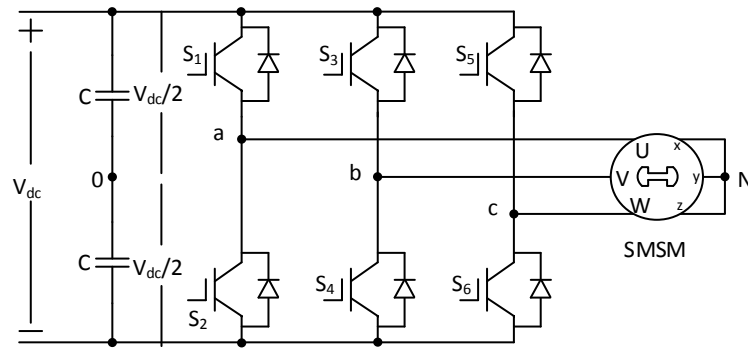
Şekil 2.13. Diyotlu (Denetimsiz) doğrultucu



Şekil 2.14. Aktif doğrultucu



Şekil 2.15. Yükselten DA dönüştürücü



Şekil 2.16. Üç fazlı iki seviyeli evirici

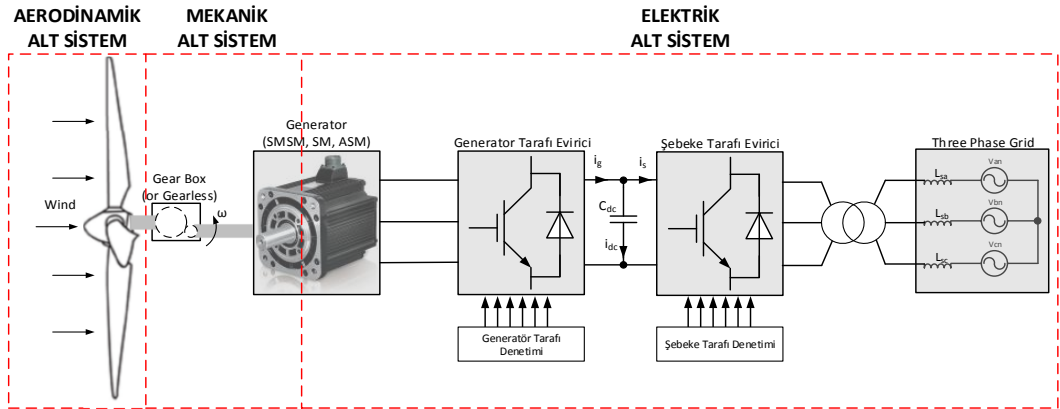
Şekil 2.13., 2.14, 2.15. ve 2.16.'da $D1...D6$ diyot, C , DA bara kapasite değeri, L_{DA} , DA güç bobini, $S_1...S_6$ yarı iletken anahtar (IGBT, MOSFET vs.)'dır. V_{dc} , DA bara gerilimi, N üç faz nötr noktası, V_o yükselten DA çıkış gerilimidir. 0 noktası ise idealde nötr potansiyelinde olan DA bara orta nokta gerilimidir.

Bu tez çalışmasının amacı DHRT sistemlerinin denetimini gerçekleştirmektir. Bu bağlamda, deneysel uygulama donanımının yani tüm elektrik-elektronik ve güç elektroniği donanımlarının ve denetimcilerin tasarımları yapılmıştır. Generatör olarak bir SMSM rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim ile sürülmüştür. REDS güç dönüştürücüsü olarak da arka arkaya bağlı evirici kullanılmıştır. Sonraki bölümlerde SMSM ve arka arkaya bağlı evirici ayrıntılı bir şekilde anlatılmaktadır. MGİ yöntemi olarak Kanat Ucu Hız Oranı (KUHO) seçilmiş ve optimum tasarlanmış PI denetimciler ile DHRT sistemi gerçek zamanlı deneysel uygulaması gerçekleştirilmiştir.

BÖLÜM 3. RÜZGÂR TÜRBİNLERİNİN MODELLENMESİ VE ANALİZİ

3.1. Giriş

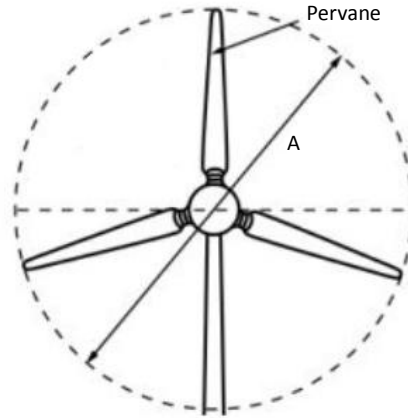
Rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemlerinin genel şeması Şekil 3.1.'de verilmiştir. REDS genellikle aerodinamik, mekanik ve elektrik alt sistem olarak üç ana bölümden oluşmaktadır. Şekil 3.1.' de görülen şemada aerodinamik ve mekanik alt sistemler genellikle bütün REDS'lerde benzer şekildedir. Elektrik alt sistemler farklı güç dönüşüm sistemlerine göre değişiklik gösterebilmektedir. Aerodinamik sistem rüzgârdan aldığı rüzgâr enerjisini mekanik alt sistem aracılığı ile generatöre aktarır. Generatör, rüzgâr türbini milinden aldığı mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürür. Arka arkaya bağlı eviricinin generatör tarafı ile generatörün denetimi yapılır. Şebeke tarafındaki evirici ile de şebekeye ya da yüklere enerji aktarımı yapılır [15,31,55-56].



Şekil 3.1. REDS genel sistem şeması

3.2. Rüzgâr Türbininin Güç ve Moment Denklemleri

Rüzgâr türbinlerinin modeli, REDS için denetimleri ve MGİ algoritmasını tasarlamak ve enerji analizi yapmak için gereklidir. Bu bölümde rüzgâr türbininin matematiksel analizi ve modellenmesi anlatılmıştır. Daha sonra rüzgâr türbini maksimum güç katsayısı, hava akımı tüp modeli ile birlikte anlatılmıştır [16,58]. Şekil 3.2.'de türbin pervanesinin taradığı A alanı gösterilmektedir.



Şekil 3.2. Rüzgâr türbininin taradığı alan

Şekil 3.2.'de görüldüğü gibi pervanelerin çizdiği A alanından geçen havanın kinetik enerjisi [57-58],

$$E_w = \frac{1}{2} m_w v_w^2 \quad (3.1)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada m_w , A alanından geçen havanın kütlesi, v_w pervane alanından geçen rüzgârın hızı, E_w ise havanın sahip olduğu kinetik enerjidir. Bu enerjinin zamana göre türevi alındığında, birim zamanda aktarılan enerji miktarı, yani rüzgâr gücü P_w bulunur [57-58].

$$P_w = \frac{dE_w}{dt} = \frac{1}{2} \dot{m}_w v_w^2 \quad (3.2)$$

Şekil 3.2.'deki A alanından geçen hava kütesinin akış oranı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\dot{m}_w = \rho A v_w \quad (3.3)$$

Burada ρ , havanın yoğunluğudur (kg/m^3) ve A , pervanenin etkin daire alanıdır (m^2). Hava yoğunluğu, havanın sıcaklığı ve basıncı aracılığı ile hesaplanır. Denklem (3.3), denklem (3.2)'de yerine konulduğunda, o anda rüzgârda bulunan güç miktarı aşağıdaki gibi elde edilir [32].

$$P_w = \frac{1}{2} \rho A v_w^3 \quad (3.4)$$

DHRT sisteminde hız oranı, rüzgâr hızına ve pervanenin yarıçapına bağlıdır. λ , kanat ucu hızı oranı olarak adlandırılmaktadır, denklem (3.5) aracılığı ile hesaplanmaktadır ve birimsiz bir büyüklüktür [7,31,59,60].

$$\lambda = \frac{\omega_r R_w}{v_w} \quad (3.5)$$

Yukarıda ω_r , rad/s cinsinden pervanenin açısal hızıdır. R_w ise m cinsinden pervanenin yarıçapıdır.

Sabit bir rüzgâr hızı için biri çok büyük biri çok küçük iki farklı hız oranında bir rüzgâr türbinin çalıştığı kabul edilsin. Küçük hız oranında pervaneler yavaş dönecek ve rüzgârın büyük bir kısmı pervane alanından bıçaklar arasından serbest geçiş yapacaktır. Bu durumda rüzgârda bulunan gücün ilgili kısmı bu serbest geçişle kaybolacaktır. Yüksek hız oranında ise pervane hızlı dönecek ve pervane alanından geçen rüzgâra engel teşkil edecektir. Bu durumda pervane alanından geçen hava akımının kütlesi azalacak ve yine rüzgârdan alınan güç azalacaktır. Buradaki yorumdan her rüzgâr türbini için hız oranına ait optimum bir değer bulunduğu ortaya çıkmaktadır. Yani hız oranını optimum yapmak demek, her rüzgâr hızında pervaneyi

farklı bir hızda döndürerek, rüzgârdan alınan mekanik gücü maksimum yapmak demektir. Aşağıda güç katsayısı ile ilgili denklemler verilmiştir.

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (3.6)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4 \right) e^{\left(\frac{-c_5}{\lambda_i} \right)} + c_6\lambda \quad (3.7)$$

C_p güç katsayısıdır ve birimsiz bir büyüklüktür, pervanenin mil gücü rüzgârda bulunan güce bölüldüğünde güç katsayısı bulunmuş olur. Güç katsayısının değerini hız oranı ve birtakım sabitler belirlemektedir [17,56-59].

Denklem (3.5)'te verilen sabitlerin değerleri, $c_1 = 0.5176$, $c_2 = 116$, $c_3 = 0.4$, $c_4 = 5$, $c_5 = 21$, $c_6 = 0.0068$ olarak verilmektedir. β ise pervanedeki bıçakların rüzgâr eğimidir. Küçük güçlü türbinlerde bu mekanizma bulunmadığı için $\beta=0$ alınır. Yukarıda görüldüğü gibi önce hız oranı hesaplanır, hız oranı ve β aracılığı ile λ_i ara değeri hesaplanır. Daha sonra katsayılar yerine konarak güç katsayısı hesaplanır. Bu katsayı ile türbin giriş gücü P_{in} bulunur [17,24,31,59].

$$P_{in} = C_p(\lambda, \beta) P_w = C_p(\lambda, \beta) \frac{1}{2} \rho A v_w^3 \quad (3.8)$$

Türbin giriş gücü, türbinin elektromekanik denklemi (3.9) aracılığı ile de hesaplanabilmektedir [31,34].

$$P_{in} = \omega_r T_w \quad (3.9)$$

Yukarıdaki denklemde T_w , pervane mil momentidir. Eğer sistemde redüktör var ise, redüktörün her iki tarafı için hız-moment eşitlikleri kullanılarak miller arasında hız-moment dönüşümleri yapılabilir. Sonuç olarak pervane mil momentinin değişimi aşağıdaki gibi bulunur [7,17,32,59].

$$T_w = \frac{P_{in}}{\omega_r} = \frac{C_p P_w}{\omega_r} = \frac{1}{2} \rho A C_p v_w^2 \quad (3.10)$$

Denklemlerden anlaşıldığı gibi, rüzgâr hızı arttıkça rüzgâr gücü ve dolayısıyla türbin giriş gücü artmaktadır. Türbin giriş gücünü belirleyen diğer parametre güç katsayısıdır. Güç katsayısını ise hız oranı belirlemektedir. Hız oranı optimum değerinde tutulursa, Betz teoremine göre güç katsayısının değeri de maksimum, yani en fazla 0.5926 olabilmektedir [17]. Fakat ideal olmayan birçok durumdan ötürü, genellikle 0.45 ile 0.55 arasında kalmaktadır. Endüstriyel uygulamalarda ise genelde en fazla 0.48 olarak başarılmaktadır [13-14,17].

3.2.1. Teorik maksimum güç için hava akış tüp modeli

Betz, rüzgârın türbin kanatlarının içinden geçerken rüzgârın nasıl bir davranış gösterdiğini analiz etmiştir. Türbin bıçaklarından çıkan rüzgâr, bıçaklara gelen rüzgârdan daha düşük bir hız ve basınçtır. Türbin pervane bıçakları içinden geçen havanın kütlesi, Şekil 3.3.'te gösterildiği gibi bir "akış tüpü" oluşturur. Rüzgâr türbininin, rüzgârda var olan enerjinin bir kısmını alması nedeniyle, pervane çıkışı rüzgâr hızı pervane girişi rüzgâr hızından daha düşüktür [16,57].

Hava akış tüpü ile maksimum güç katsayısını hesaplamak için türbin gücü, türbine gelen rüzgâr ile ayrılan rüzgâr arasındaki kinetik enerjideki farka eşit olduğu kabul edilerek aşağıdaki işlemler yapılır [16,57]:

$$P_{in} = \frac{1}{2} \dot{m}_w (v_w^2 - v_3^2) \quad (3.11)$$

v_w : Türbine gelen rüzgâr hızı

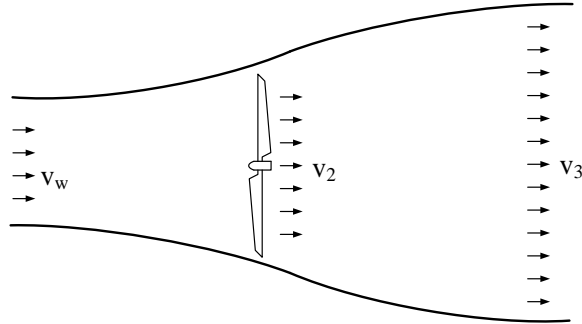
v_3 : Türbinden ayrılan rüzgâr hızı

v_2 : Pervane bıçakları boyunca rüzgâr hızı

Rüzgâr düzlemi boyunca rüzgâr hızının, gelen ve ayrılan rüzgâr hızlarının ortalaması olduğunu varsayarak denklem (3.12) ile elde edilmektedir [16,57-59].

$$P_{in} = \frac{1}{2} \rho A \left(\frac{v_w + v_3}{2} \right) (v_w^2 - v_2^2) \quad (3.12)$$

Froude, Lanchester ve Betz'in momentum teorisinde, pervaneden ayrılan rüzgâr hızının gelen rüzgâr hızına oranı x alınarak denklemin çözümü aşağıdaki gibi yapılmaktadır.



Şekil 3.3. Froude, Lanchester ve Betz'in momentum teorisi

$$x = \frac{v_3}{v_w} \quad (3.13)$$

$$v_3 = x \cdot v_w \quad (3.14)$$

$$P_{in} = \frac{1}{2} \rho A \left(\frac{v_w + x \cdot v_w}{2} \right) (v_w^2 - x^2 \cdot v_w^2) \quad (3.15)$$

$$P_{in} = \underbrace{\frac{1}{2} \rho A v_w^3}_I \underbrace{\frac{1}{2} [(1+x)(1-x^2)]}_{II} \quad (3.16)$$

Denklem (3.16)'da I. kısım rüzgârdaki mevcut rüzgâr gücü gösterir. II. kısım ise rüzgâr enerjisinin pervaneler tarafından çıkarılan fonksiyonu gösterir. Ayrıca II. kısım rüzgâr türbininden alınacak maksimum gücü temsil eden güç katsayısı C_p ile de temsil edilmektedir. Sonuç olarak, bu güç katsayısı kullanılarak türbin verimi şu şekilde elde edilmektedir [16,57-59].

$$C_p = \frac{1}{2}[(1+x)(1-x^2)] \quad (3.17)$$

Mümkün olan en yüksek türbin verimi için, denklem (3.17)'nin x göre türevi alınıp sıfıra eşitlenir.

$$\begin{aligned} \frac{dC_p}{dx} &= \frac{1}{2}[(1+x)(-2x) + (1-x^2)] = 0 \\ &= \frac{1}{2}[(1+x)(-2x) + (1-x)(1+x)] = 0 \\ &= \frac{1}{2}[(1+x) + (1-3x)] = 0 \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$x = -1 \text{ veya } x = \frac{1}{3}$$

$$x = \frac{v_3}{v_w} = -1 \text{ veya } x = \frac{v_3}{v_w} = \frac{1}{3}$$

$$v_3 = -v_w \text{ veya } v_3 = \frac{1}{3}v_w$$

Denklem (3.18)'de denklem çözümünden elde edilen pozitif x değeri, denklem (3.17)'de yerine koyularak, güç katsayısının teorik maksimum değeri hesaplanır.

$$C_p = \frac{1}{2}(1+x)(1-x^2) = \frac{16}{27} = 0.5926 = \%59.3 \quad (3.19)$$

Denklem (3.19)'dan da anlaşıldığı gibi bir rüzgâr türbininin maksimum verimliliği % 59,3'tür ve buna Betz çarpanı ya da Betz sınırı denir. Belirli bir rüzgâr hızı için rüzgâr türbini verimliliği, önceden de anlatıldığı gibi pervane dönme hızının bir fonksiyonu olmaktadır [16,57-59].

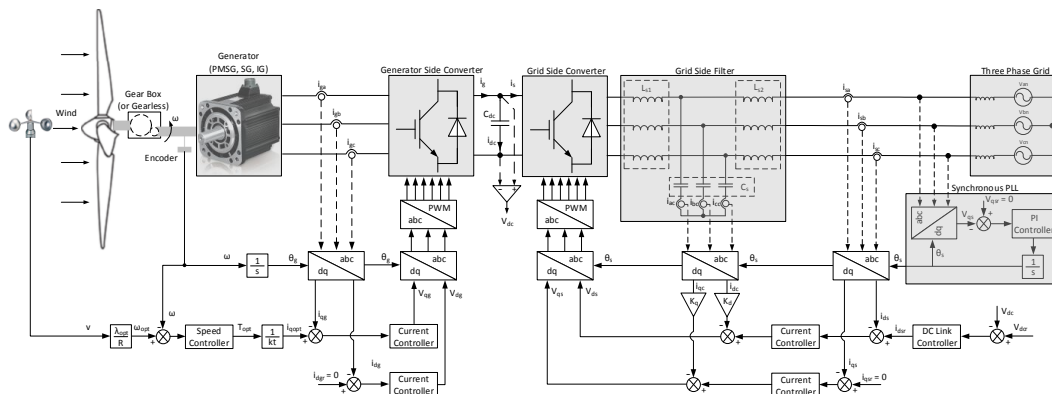
Genel türbin verimliliği, rüzgâr türbini generatörünün ve güç gönüştürücülerin elektrik verimliliği, türbin mekanik verimliliği ile güç katsayısı C_p 'nin bir fonksiyonudur. Toplam türbin verimliliği aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [16-17,24].

$$\eta_{toplam} = C_p \eta_{mekanik+elektrik} \quad (3.20)$$

3.3. DHRT’de Maksimum Güç İzleme

DHRT’nin denetiminin amacı rüzgârdan her zaman maksimum seviyede enerji alabilmektir. DHRT sistemlerindeki en önemli iki amaç, MGİ noktasının anlık olarak saptanması ve izlenmesidir. DHRT sistemleri yüksek seviyede doğrusal olmayan karakteristiklere sahiptir. DHRT sistemlerinde çok sayıda parametre ve dış bozucu belirsizliği bulunur. Bu yüzden MGİ algoritması ve denetimci tasarımında ne kadar az parametre bilgisi kullanılırsa, performansta o kadar yüksek olmaktadır [7,30,32,55,61-62].

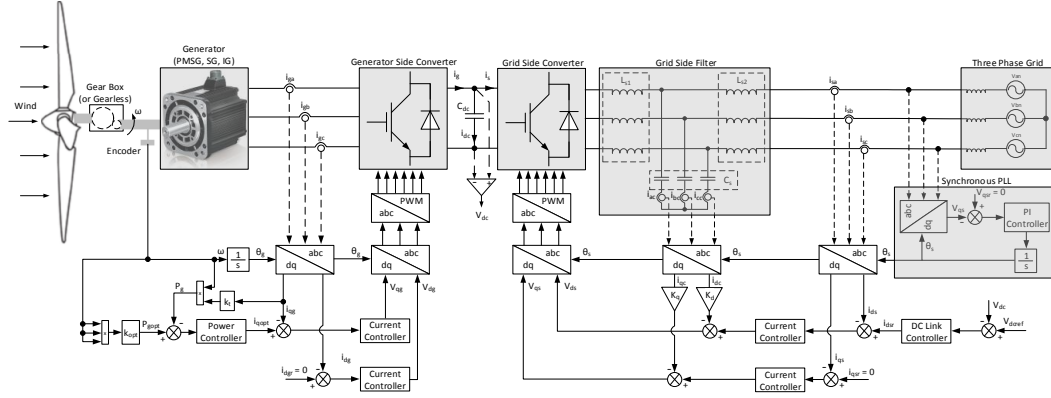
DHRT sistemlerinde yaygın olarak üç farklı MGİ algoritması kullanılmaktadır. Bunlar zaman içerisinde literatürde önerilmiş olan KUHO, Güç İşareti Geri Besleme (GSG) ve Optimum Moment Denetimi (OMD) tabanlı şemalardır. En düzgün ve salınımsız denetim cevabı, yani düzgün ve az salınlı güç üretimi KUHO ile elde edilmektedir. Şekil 3.4.’te KUHO, Şekil 3.5.’te GSG ve Şekil 3.6.’da OMD şemaları arka arkaya bağlı güç eviricileri ve LCL şebeke filtresi için verilmiştir [7,30,32,55,61-70].



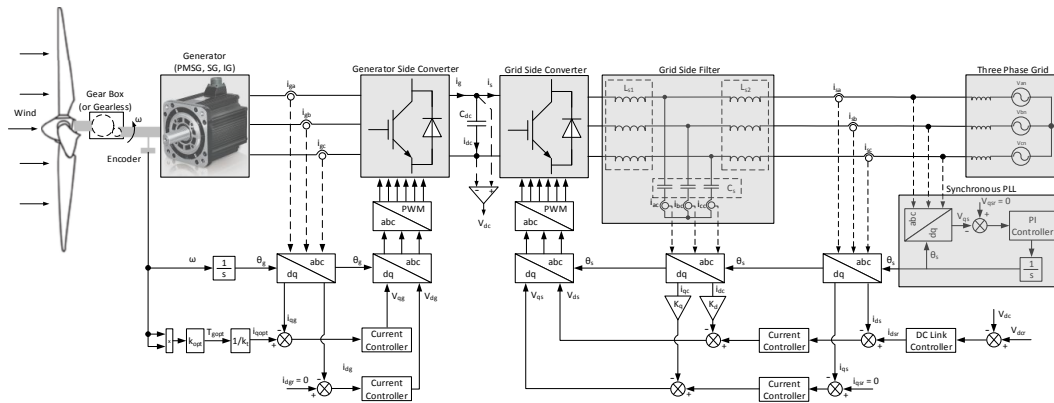
Şekil 3.4. KUHO tabanlı DHRT sistemi

KUHO yönteminde MGİ optimum referans hızı türbin parametrelerinin tamamı ve rüzgâr hızı kullanılarak elde edilir. Sonrasında generatör bu hız değerine sürülerek MGİ yapılmış olur. GSG ve OMD şemalarında sırasıyla optimum güç ve moment değerleri referans olarak hesaplanır, gerçek değerler geri beslenir ve sonuç olarak generatör bu referans değerlere sürülür. GSG ve OMD şemalarında optimum değerleri

referans olarak hesaplarken türbin parametrelerinin tamamı, referanslara geri besleme yapılırken generatör hızı ve generatörlerin moment sabiti kullanılır [30,32,62,64-70].



Şekil 3.5. GSG tabanlı DHRT sistemi



Şekil 3.6. OMD tabanlı DHRT sistemi

Literatürde önerilmiş olan bir diğer yöntem ise Saptır-Gözle (SG) yöntemidir, bu yöntem özellikle güneş panellerinde MGİ yapmak için çok uygundur. SG yöntemi rüzgâr türbinlerinde kullanıldığında generatörden alınan güç değerinde hıza göre değişim (gradient, $dP/d\omega$) bilgisinin değerlendirilmesi gerekir. Rüzgâr türbinlerinde güç bilgisi, güneş panellerinden elde edilen güç işaretine göre aşırı gürültülüdür. Bu yüzden güç ölçümünün filtrelenmesi gerekir, bu durum ise SG yönteminin performansını oldukça düşürür. Ayrıca, filtrelemede kullanılan (alçak geçiren) filtrenin kesim frekansı doğru ayarlanmazsa, kapalı çevrim denetim sisteminin kararsızlığa düşme tehlikesi vardır. SG yöntemi türbin eylemsizlik momentinde depolanan enerjiyi dikkate almadığı için de performansı düşük olmaktadır.

Yukarıdakilere ek olarak, türbin momentinin aşırı salınımlı (ripple ve ani yüksek dalgalanma) olmaması istenir, MGİ yöntemlerinin bu açıdan da değerlendirilmesi önemlidir. Salınımlı moment hem mekanik sisteme zarar verir, yani mekanik gerilimi artırır, hem de şebekeye salınımlı bir güç aktarılmasına neden olur. Bu durum ise ana şebekede gerilim kararlılığı problemlerine neden olabilmektedir. Sonuç olarak, her MGİ yönteminin kendine göre üstünlükleri ve sakıncaları vardır. Tablo 3.1.'de DHRT sistemlerinde kullanılan MGİ yöntemlerinin karşılaştırılması verilmektedir [30-32].

Tablo 3.1. DHRT sistemlerinde kullanılan MGİ yöntemlerinin karşılaştırılması

MGİ Yöntemi	Türbin Parametreleri ve Değişkenleri			Generatör Parametreleri ve Değişkenleri		Hız-Moment Bilgisindeki Gürültü
	Hava Yoğunluğu	Etkin Pervane Alanı	Rüzgâr Sensörü	Moment Sabit (k_t)	Generatör Hızı	
KUHO	Bağlı	Bağlı	Gerekli	Bağlı Değil	Bağlı Değil	Az etkilenir
GSG	Bağlı	Bağlı	Gerekli Değil	Bağlı	Bağlı	Etkilenir
OMD	Bağlı	Bağlı	Gerekli Değil	Bağlı	Bağlı	Etkilenir
SG	Bağlı Değil	Bağlı Değil	Gerekli Değil	Bağlı Değil	Bağlı	Çok Etkilenir

Bu tez çalışmasında bir DHRT sistemi, KUHO tabanlı MGİ algoritması ve PI-ayrıştırma denetimcileri ile sürülmüştür.

3.4. Rüzgâr Türbini Fiziksel Emülatörü

Bu tez çalışmasında bir üç fazlı ASM ile rüzgâr türbini emülatörü gerçekleştirilmiş ve bir SMSM tahrik edilmiştir. ASM rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim ile hız döngüsü açık olacak sürülmüş, türbin denklemleri kullanılarak moment denetimi yapılmıştır. Rotor alanı yönlendirmeli vektör denetimde, makinenin rotor toplam akısı d eksenine, stator toplam akısı da q eksenine yerleştirilir ve birbirinden bağımsız şekilde denetlenir. İki manyetik akı arasında 90° olduğundan, manyetik akı koşulları

da sağlandığında amper başına maksimum moment üretimi gerçekleştirilir. Yapılan işlemler vektör düzeyinde olduğu için yöntem vektör denetim olarak isimlendirilir. Rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim; düşük devirde anma momentine yakın moment üretimi, genel anlamda daha iyi dinamik davranış, geniş hız aralığında çalışma, her bir çalışma noktası için daha yüksek verimlilik, moment ve akının ayrıştırılmış denetimi, kısa süreli aşırı yüklenme yeteneği ve dört bölgeli çalışma gibi üstünlüklere sahiptir. Rüzgâr türbini emülatörü ile ilgili detaylı analizler ve ilgili tasarımlar tez kapsamı dışında tutulmuştur.

BÖLÜM 4. SMSM'İN MODELLENMESİ VE VEKTÖR DENETİMİ

4.1. Giriş

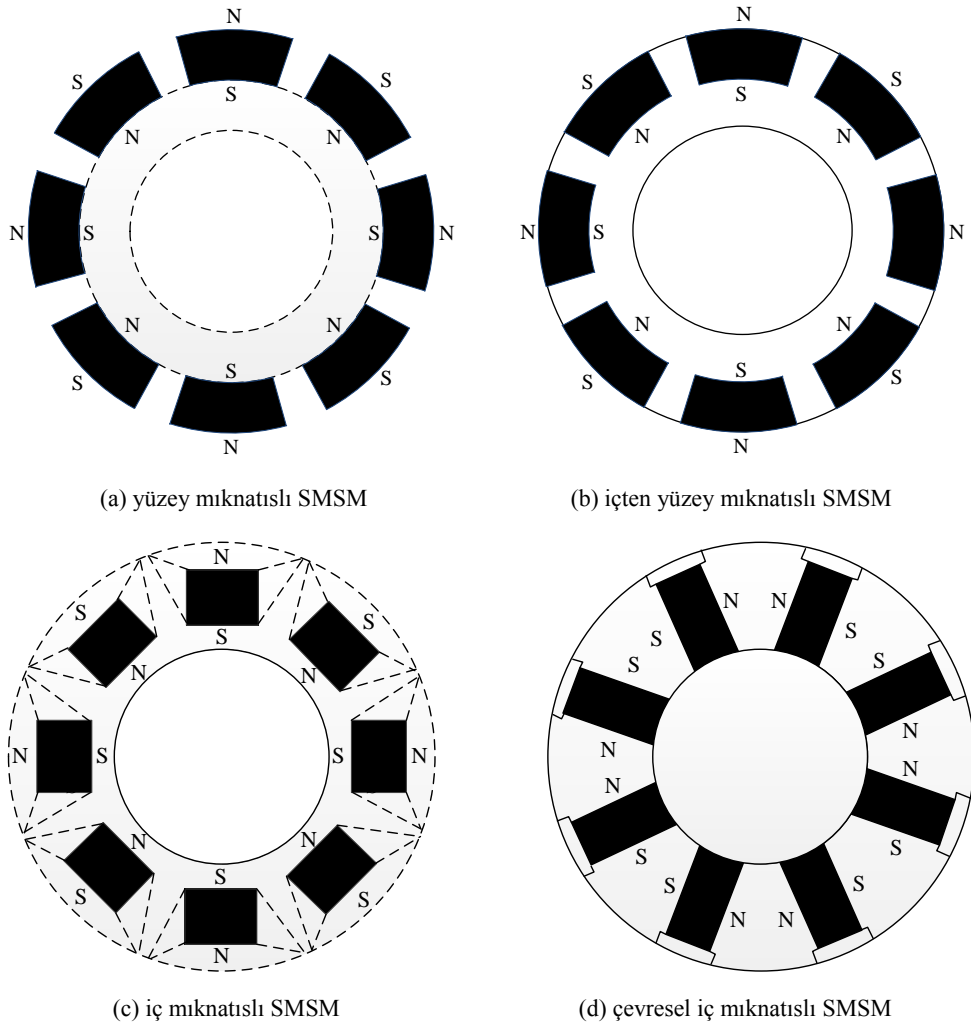
SMSM'de rotor akısı sabit mıknatıslar tarafından üretildiği için elektriksel uyarıma ihtiyaç duymazlar, bu yüzden reaktif güç tüketimi az güç faktörü yüksektir. Rotor akımı olmadığı için rotor bakır kayıpları yoktur ve bu yüzden verimi yüksektir. Bölüm 3'te SMSM'ler hakkında detaylı bilgiler hâlihazırda verilmiştir. Bu bölümde ise SMSM'nin dinamik d-q modelinin elde edilmesi, ABMM tabanlı ve alan zayıflatmalı vektör denetim yöntemleri anlatılmıştır.

4.2. SMSM'nin Rotor Yapıları

SMSM'ler yüzey mıknatıslı ve iç mıknatıslı olarak iki farklı şekilde imal edilirler. Sabit mıknatıslar yüzey mıknatıslı SMSM'de rotorun yüzeyine yerleştirilir. İç mıknatıslı SMSM'lerin farklı türleri vardır fakat genel anlamda, mıknatısların rotorun içine gömüldüğü söylenebilir. Böylece elektrik USM'lere göre daha basit yapıya, daha düşük ağırlık ve boyuta, daha yüksek güç/atalet oranına, daha yüksek verime ve daha iyi hız/moment performansına sahiptir [70-71].

Yüzey mıknatıslı (Surface Magnet): Şekil 4.1.a'da, yüzey mıknatıslı rotor yapısı gösterilmektedir. Bu tür makinelerin üretilmesi kolaydır ve düşük hız uygulamalarında tercih edilir. Çünkü mıknatısların mekanik dayanıklılığı düşüktür. Manyetik malzemelerin geçirgenliği havaya yakındır bu yüzden d-q eksenlerindeki relüktans ve endüktansı farkı ihmal edilebilir, bu nedenle d-q eksenlerindeki endüktanslar birbirine eşit alınır. Sadece eksenlerdeki relüktans farkı küçük değildir, hava aralığı büyük olduğu için (faz) eksenlerdeki endüktansların değeri de küçüktür. Bu yüzden çok küçük bir relüktans momenti gözlenebilmektedir [71-72].

İç mıknatıslı (Interior Magnet): Şekil 4.1.b,c,d'de iç mıknatıslı rotor yapıları gösterilmektedir. Bu makinelerde mıknatıslar rotorun içine yerleştirilir. Mıknatısların geçirgenlikleri havanın geçirgenliği ile aynı olduğu için d eksenindeki relüktans, q eksenindekinden daha büyüktür. Bu yüzden d eksenindeki endüktansı q eksenindeki endüktansından küçüktür: $L_{dg} < L_{qg}$. Bu durum ihmal edilemeyecek bir relüktans momenti ve dolayısıyla relüktans gücü üretir. Yapısı nedeniyle, bu makine yüksek hız denetimi uygulamaları için daha uygundur [73].



Şekil 4.1. SMSM'lerin rotor yapılarına göre sınıflandırılması [47]

İki ana başlık altında verilen rotor yapısında iç mıknatıslı yapı üç farklı şekilde tasarlanabilir.

Şekil 4.1.b'de içten yüzey mıknatıslı rotor yapısı gösterilmektedir. Mıknatıslar rotor içine gömülmüştür. Bu yapıdaki generatörlerde q ve d eksenli endüktansları arasında fark vardır. Bu fark oransal olarak yaklaşık 2 ile 2.5 arasında bir değer alır. Bu yerleşim türünde mekanik dayanıklılık artmaktadır ve yüzey mıknatıslı yapılara göre daha yüksek hızlarda çalışabilir [47,70].

Şekil 4.1.c ve d'de yine iç mıknatıslı rotor yapıları verilmiştir. Bu yapıların tasarımı içten yüzey mıknatıslı yapıya göre daha karmaşık ve zordur. Şekil 4.1.c'de q ve d endüktansları arasındaki oran yaklaşık olarak 3'tür. Mıknatıslar arasında akı dolaşımını engellemek için, mıknatıslar arasına akı bariyerleri yerleştirilmiştir. Ayrıca bu tasarımda mekanik dayanıklılık çok yüksektir bu yüzden çok yüksek hızlarda çalışılabilir [47,72]. Mıknatıs yüzeyi kutup yüzeyinden küçüktür bu yüzden hava aralığı akısının değeri dairesel dizilime göre düşük kalmaktadır. Mıknatıslar arasında akı engelleyici (örneğin boşluk) kullanmak gereklidir.

Şekil 4.1.d'de mıknatıslar rotorun içine dairesel (tangentially magnetized) olarak yerleştirilmiştir. Hacim olarak en büyük mıknatısa sahiptir. Mıknatısların büyümesi maliyeti artırmaktadır. Mıknatıs yüzeyi kutup yüzeyinden büyüktür, bu yüzden bu tasarımda hava aralığı akısı en yüksek değerini almaktadır. Hem endüktans değeri hem de endüktans farkı en fazla bu rotor yapısında ortaya çıkmaktadır, dolayısıyla relüktans gücü ve momenti en fazla bu rotor yapısıyla elde edilmektedir. Bu tasarım genelde yüksek gerilimli çok kutuplu makineler için uygundur çünkü hava aralığı akısı diğerlerine göre daha yüksektir. Ferit mıknatıs gibi zayıf akılı ucuz mıknatıslarla bile yüksek hava aralığı akısı elde edilebilmektedir [47,73]. Akı engelleyicilere gerek yoktur ve kaçak mıknatıs akısını engellemek için ferromanyetik olmayan bir motor mekanik milinin kullanılması gereklidir.

İç mıknatıslı SMSM'lerin güç yoğunluğu daha yüksek, mekanik olarak dayanımı daha yüksek ve mıknatısların demanyetize edilmesi daha zordur. Bu yüzden özellikle yüksek güç değerlerinde iç mıknatıslı SMSM'ler tercih edilir.

SMSM'lerin tümünde bulunan kırırtı (ripple) momentinin ana kaynağı cogging momentidir. Bu moment türü makinenin gürültülü ve verimsiz çalışmasına neden olur. Eğriltme, yardımcı dişler, yardımcı oyuklar, optimum mıknatıs-kutup açısı, farklı değerlerde mıknatıs kutup açısı, mıknatısların kaydırılması, akı engelleyicilerin özel tasarımı ve farklı laminasyonlardan (Romeo ve Juliet laminasyonları) rotor üretimi gibi yaklaşımlarla cogging momenti azaltılabilmektedir [74].

4.3. SMSM'nin Dinamik d-q Modelinin Elde Edilmesi

Gerçek zamanlı sürücü sistemlerinde SMSM'ye uygulanan akımlar, gerilimler, bu gerilimlerin frekansı ve yük momenti sürekli değişmektedir. Dinamik bir model çıkartılarak bu değişimlerin etkileri analiz edilir. SMSM'nin stator sargı endüktansları rotor pozisyonuna göre değişir. Park dönüşümü ile dengeli üç fazlı değişkenler, zamanla değişen endüktansları ortadan kaldıran d-q senkron referans DA değişkenlerine dönüştürülür [70].

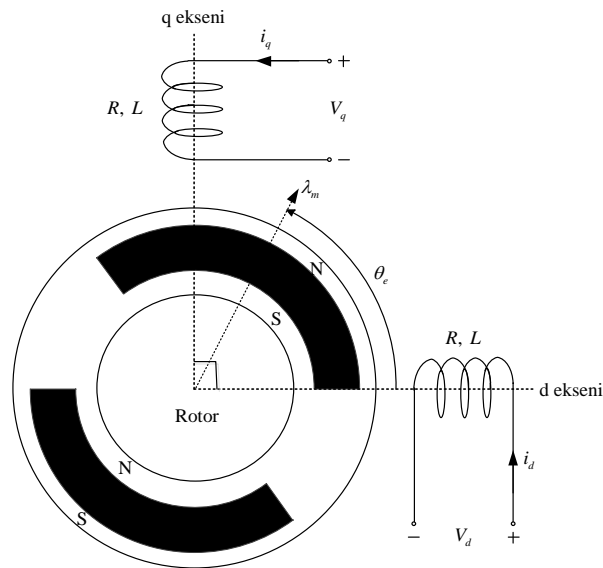
SMSM'nin elektrik ve mekanik sistemi, durum uzayı modelini kullanarak geliştirilmiştir. SMSM'de hava boşluğunun varlığı nedeniyle, makinenin doğrusal bir manyetik devresi olduğu ve statorun veya rotorun çekirdeğinin doymuş olmadığı varsayılmaktadır.

SMSM'nin dinamik d-q modeli, aşağıdaki standart varsayımlar kabul edilerek yapılmaktadır [47,71].

- a. Manyetik doyum ihmal edilmektedir.
- b. Zıt elektromotor kuvveti (EMK) sinüzoidaldir.
- c. Eddy akımları ve histerezis kayıpları, yani demir kayıpları ihmal edilmektedir.
- d. Sabit mıknatısların iletkenliği sıfırdır.
- e. Mekanik kayıplar ihmal edilmektedir.
- f. Kaçak endüktanslar ihmal edilmektedir.

Bu bölümde SMSM'nin rotor referanslı d-q eksenleri tabanlı matematiksel modeli çıkarılmıştır. Kısaca dinamik d-q model denilen bu modelleme yöntemi ile makinenin d-q eksenlerindeki iki faz eşdeğeri kullanılır. Üç fazlı stator endüktansları rotor pozisyonuna bağlı olarak değişmektedir. Bu durum SMSM'nin stator referanslı (durağan eksen takımı) d-q modelinde dinamik analiz yapmayı zorlaştırmaktadır. Rotor referanslı senkron d-q model bu durumu ortadan kaldırmaktadır. Böylece stator sargıları rotor elektriksel hızı ile dönen iki fazlı d-q eksen sargılarına dönüştürülür ve stator sargıları için sabit endüktans değerleri elde edilir. Bu durumda rotor referanslı dinamik d-q modelin, generatörün analizine daha uygun olduğu anlaşılmaktadır [72].

SMSM'nin rotor referanslı dinamik d-q modeli elde edilerek serbest uyarımlı doğru akım makinesine eşdeğer hale getirilmektedir. Serbest uyarımlı doğru akım makinelerinde uyarım akımı ile manyetik akı, endüvi akımı ile moment birbirlerinden bağımsız şekilde denetlenebilmektedir. Bu durum SMSM'nin vektör denetiminde de aynıdır. d eksen akımı ile manyetik akı, q eksen akımı ile moment birbirlerinden bağımsız olarak denetlenebilmektedir [73]. d-q eksenleri değişkenleri birer vektör olduğu için yapılan işlemler vektör düzeyindedir, bu yüzden bu denetim şekli vektör denetim olarak isimlendirilmektedir. Şekil 4.2.'de üç fazlı SMSM'nin d-q eksen referanslı eşdeğeri verilmektedir.



Şekil 4.2. SMSM'nin d-q eksenlerinde eşdeğeri [47]

Yukarıdaki varsayımlar doğrultusunda, SMSM'nin üç fazlı stator faz gerilim denklemleri, aşağıdaki gibi yazılmaktadır.

$$\vec{V}_{abcg} = R_{abcg} \vec{i}_{abcg} + \frac{d\vec{\lambda}_{abcg}}{dt} \quad (4.1)$$

\vec{V}_{abcg} SMSM üç faz gerilim uzay vektörü, \vec{i}_{abcg} , SMSM'nin üç faz akım uzay vektörü, R_{abcg} SMSM'nin üç faz toplam direncidir. $\vec{\lambda}_{abcg}$, SMSM'nin üç faz akı uzay vektörüdür ve her fazın kendi endüktansı ve üç faz arasındaki karşılıklı endüktanslar tarafından üretilir.

Denklem (4.1)'deki vektör ifadeleri matris biçiminde aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{ag} \\ V_{bg} \\ V_{cg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ag} \\ R_{bg} \\ R_{cg} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ag} \\ i_{bg} \\ i_{cg} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ag} \\ \lambda_{bg} \\ \lambda_{cg} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\vec{\lambda}_{abcg} = L_{abcg} \vec{i}_{abcg} + \vec{\lambda}_{abcm} \quad (4.3)$$

Denklem (4.2)'de R_{ag} , SMSM'nin a fazının direnci, R_{bg} , b fazının direnci, R_{cg} , c fazının direncidir. i_{ag} , SMSM'nin a fazı akımı, i_{bg} , b fazı akımı, i_{cg} , c fazı akımıdır. V_{ag} , SMSM a fazına uygulanan gerilim, V_{bg} , b fazına uygulanan gerilim, V_{cg} , c fazına uygulanan gerilimdir. λ_{ag} , SMSM'nin a fazı toplam akısı, λ_{bg} , b fazı toplam akısı, λ_{cg} , c fazı toplam akısıdır. Denklem (4.3)'te L_{abcg} , SMSM'nin üç faz endüktans matrisi, $\vec{\lambda}_{abcm}$, SMSM'nin üç faz rotor sabit mıknatıs akısı uzay vektörüdür.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ag} \\ \lambda_{bg} \\ \lambda_{cg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aag} & L_{abg} & L_{acg} \\ L_{abg} & L_{bbg} & L_{bcg} \\ L_{acg} & L_{bcg} & L_{ccg} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ag} \\ i_{bg} \\ i_{cg} \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_g) \\ \cos\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

L_{aa} , SMSM a fazı endüktansı, L_{bb} , b fazı endüktansı, L_{cc} , c fazı endüktansıdır. L_{ab} , SMSM a ve b fazı arasındaki karşılıklı endüktans, L_{bc} , b ve c fazı arasındaki karşılıklı endüktans, L_{ac} , a ve c fazı arasındaki karşılıklı endüktansıdır.

$$\omega_g = \frac{d\theta_g}{dt}, \quad \omega_g = P\omega \quad (4.5)$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}, \quad \theta_g = P\theta \quad (4.6)$$

Burada ω_g , SMSM'nin elektriksel hızı, θ_g , elektriksel açısı, ω , rotor hızı, P , kutup çifti sayısı, θ , rotor açısıdır. λ_m , sabit mıknatıslar tarafından üretilen manyetik akıdır.

$$\vec{V}_{abcg} = V_{dqg} e^{j\theta} \quad (4.7)$$

$$\vec{i}_{abcg} = i_{dqg} e^{j\theta} \quad (4.8)$$

$$\vec{\lambda}_{abcg} = \lambda_{dqg} e^{j\theta} \quad (4.9)$$

i_{dqg} , akım uzay vektörünün genliği, V_{dqg} , gerilim uzay vektörünün genliği, λ_{dqg} , akı uzay vektörünün genliğidir. Denklem (4.6), (4.7) ve (4.8), denklem (4.1)'de yerine yazıldığında d-q senkron çatıya dönüşüm yapılır.

$$V_{dqg} e^{j\theta} = R_g i_{dqg} e^{j\theta} + \underbrace{\frac{d}{dt} (\lambda_{dqg} e^{j\theta})}_{\text{türev alınır}} = R_g i_{dqg} e^{j\theta} + e^{j\theta} \frac{d\lambda_{dqg}}{dt} + j \frac{d\theta}{dt} \lambda_{dqg} e^{j\theta} \quad (4.10)$$

Denklem (4.10)'da eşitliğin her iki tarafı $e^{j\theta}$ ile sadeleştirildiğinde denklem (4.11) elde edilir.

$$V_{dqg} = R_g i_{dqg} + \frac{d}{dt} \lambda_{dqg} + j\omega_g \lambda_{dqg} \quad (4.11)$$

Bu birleşik denklem, sanal ekseninde q, gerçek ekseninde d ile aşağıdaki gibi ikiye ayrılır.

$$(V_{dg} + jV_{qg}) = R_g (i_{dg} + ji_{qg}) + j\omega_g (\lambda_{dg} + j\lambda_{qg}) + \frac{d}{dt} (\lambda_{dg} + j\lambda_{qg}) \quad (4.12)$$

λ_{dg} , SMSM'nin senkron çatıda d eksenini toplam akısı, λ_{qg} , senkron çatıda q eksenini toplam akısı, V_{dg} , senkron çatıda d eksenini gerilimi, V_{qg} , senkron çatıda q eksenini gerilimidir. d-q eksen gerilimleri ayrıştırılmış şekilde aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_{dg} = R_g i_{dg} + \frac{d}{dt} \lambda_{dg} - \omega_g \lambda_{qg} \quad (4.13)$$

$$V_{qg} = R_g i_{qg} + \frac{d}{dt} \lambda_{qg} + \omega_g \lambda_{dg} \quad (4.14)$$

d-q eksenini toplam akıları aşağıdaki denklemlerdeki gibi yazılabilir.

$$\lambda_{qg} = L_{qg} i_{qg} \quad (4.15)$$

$$\lambda_{dg} = L_{dg} i_{dg} + \lambda_m \quad (4.16)$$

L_{qg} , SMSM senkron çatıda q eksenini toplam faz endüktansı, L_{dg} , SMSM senkron çatıda d eksenini toplam faz endüktansıdır. Toplam akılar denklemlerde yerine yazıldığında nihai ayrıştırılmış d-q denklemler elde edilmiş olur.

$$V_{dg} = R_g i_{dg} + L_{dg} \frac{d}{dt} i_{dg} - \omega_g L_{qg} i_{qg} \quad (4.17)$$

$$V_{qg} = R_g i_{qg} + L_{qg} \frac{d}{dt} i_{qg} + \omega_g L_{dg} i_{dg} + \omega_g \lambda_m \quad (4.18)$$

Makinenin d-q tabanlı çektiği güç, P_{ing} , anlık güç teorisi kullanılarak aşağıdaki gibi yazılır.

$$P_{ing} = \frac{3}{2} (V_{dg} i_{dg} + V_{qg} i_{qg}) \quad (4.19)$$

Denklem (4.19)'da verilen güç ifadesinde, denklem (4.17) ve (4.18) kullanılarak daha ayrıntılı bir şekilde açıldığında aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\begin{aligned}
 P_{ing} &= \frac{3}{2} \left[i_{dg} \left(R_g i_{dg} + L_{dg} \frac{d}{dt} i_{dg} - \omega_g L_{qg} i_{qg} \right) + i_{qg} \left(R_g i_{qg} + L_{qg} \frac{d}{dt} i_{qg} + \omega_g L_{dg} i_{dg} + \omega_g \lambda_m \right) \right] \\
 &= \frac{3}{2} \left[\underbrace{R_g (i_{dg}^2 + i_{qg}^2)}_{P_{scu}} + \underbrace{\omega_g L_{dg} i_{dg} i_{qg} - \omega_g L_{qg} i_{dg} i_{qg} + \omega_g i_{qg} \lambda_m}_{P_{em}} + \underbrace{L_{dg} i_{dg} \frac{di_{dg}}{dt} + L_{qg} i_{qg} \frac{di_{qg}}{dt}}_{P_{mag}=0} \right] \quad (4.20)
 \end{aligned}$$

P_{mag} manyetik güçtür ve geçici rejimde üretilir. Kararlı durumda değeri sıfıra eşittir ve moment üretimine katkısı yoktur. P_{scu} stator bakır kayıplarını temsil etmektedir. P_{em} elektromanyetik güç olarak ifade edilir. Moment üretimi bu güçlerden sadece P_{em} ile yapılmaktadır. Moment denklemi elektromanyetik gücün rotor hızına bölünmesi ile elde edilmektedir [47,74].

$$T_e = \frac{P_{em}}{\omega} = \frac{3(V_{dg} i_{dg} + V_{qg} i_{qg})}{2\omega} = \frac{\frac{3}{2} [\omega_g (L_{dg} - L_{qg}) i_{dg} i_{qg} + \omega_g i_{qg} \lambda_m]}{\omega/P} \quad (4.21)$$

$$T_{ind} = T_e = \frac{3P}{2} \left[\underbrace{(L_{dg} - L_{qg}) i_{dg} i_{qg}}_{\text{Reliktans momenti}} + \underbrace{i_{qg} \lambda_m}_{\text{Elektromanyetik moment}} \right] \quad (4.22)$$

Mekanik denklem farklı elektrik makinelerinde genelde aynıdır ve aşağıdaki eşitliklerde verilmiştir.

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_{ind} - B\omega - T_L \quad (4.23)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = \frac{3P}{2} [(L_{dg} - L_{qg}) i_{dg} i_{qg} + i_{qg} \lambda_m] - B\omega - T_L \quad (4.24)$$

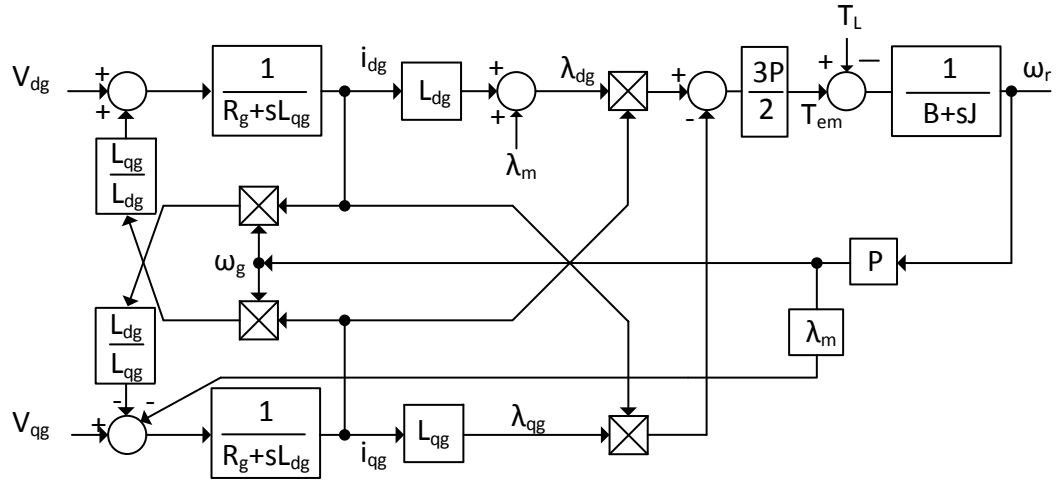
T_{ind} , indüklenen moment, T_L , yük momenti, B , SMSM'nin viskoz sürtünme sabiti, J , rotor eylemsizlik momentidir. SMSM'nin dinamik d-q modeli, akılar cinsinden üç durum değişkeni için üç ayrı denklem ile aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$\frac{di_{dg}}{dt} = -\frac{R_g}{L_{dg}}i_{dg} + \frac{L_{qg}}{L_{dg}}\omega_g i_{qg} + \frac{1}{L_{dg}}V_{dg} \quad (4.25)$$

$$\frac{di_{qg}}{dt} = -\frac{R_g}{L_{dg}}i_{qg} - \frac{L_{dg}}{L_{qg}}\omega_g i_{dg} - \frac{\lambda_m}{L_{dg}}\omega_g + \frac{1}{L_{dg}}V_{qg} \quad (4.26)$$

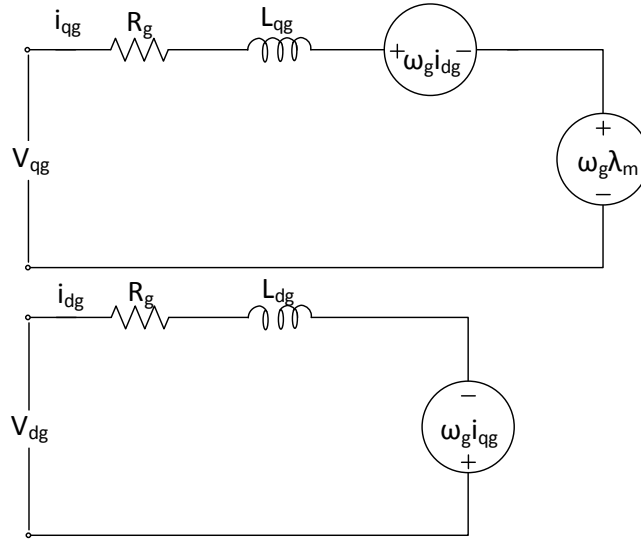
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3P}{2J}[(L_{dg} - L_{qg})i_{dg}i_{qg} + i_{qg}\lambda_m] - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} \quad (4.27)$$

Şekil 4.3.'te, SMSM'nin dinamik d-q modeli verilmektedir. Şekil 4.4.'te de SMSM'nin demir kayıpları ihmal edilmiş d-q modelinin elektriksel eşdeğer devre şeması verilmektedir.



Şekil 4.3. SMSM'nin dinamik d-q modeli

Şekil 4.3. ve 4.4.'te SMSM'nin d-q modelinde çapraz bağlantıların olduğu görülmektedir. Bu çapraz bağlantılar, farklı durum değişkenlerinin birbirleri ile çarpımından oluşmaktadır. Bu durum, SMSM'nin doğrusal olmayan bir sistem olduğunu gösteren durumlardan bir tanesidir [47,73,76-77].



Şekil 4.4. SMSM'nin ayrık yapıda dinamik d-q modeli elektriksel eşdeğeri

4.4. Vektör Denetimin Fiziksel Anlamı

SMSM'lerin vektör denetimi yüzey mıknatıslı ve iç mıknatıslı SMSM'ler için farklılık arz etmektedir. Düşük güç değerlerinde üretilen SMSM'ler genellikle yüzey mıknatıslı olduğu için bu tez kapsamında kullanılacak olan makine de yüzey mıknatıslı seçilmiştir. SMSM'ler için sabit makine yüklenme açısı tabanlı, birim güç faktör tabanlı, sabit hava aralığı akısı tabanlı, ABMM tabanlı ve sabit güç kaybı tabanlı olmak üzere çeşitli vektör denetim yöntemleri vardır. Bunlar yerine göre tercih edilmekle birlikte ABMM tabanlı denetim en çok kullanılan vektör denetim yöntemidir. Bu tez çalışmasında, rüzgâr türbini dinamiklerine en uygun yöntem olan ABMM tabanlı vektör denetim kullanılmıştır [75-79].

Yüzey mıknatıslı SMSM'ler için ABMM tabanlı vektör denetimde d eksenini akımı sıfırda tutulur. Alan zayıflatma bölgesinde çalışılacaksa, zayıflatma değerine bağlı olarak belirli bir büyüklükte d eksenini akımı makineye uygulanır. Yüzey mıknatıslı SMSM relüktans momenti üretmez çünkü d-q eksenlerinin endüktansları birbirine yaklaşık olarak eşittir ve endüktans değerleri küçüktür [76-79].

İç mıknatıslı SMSM relüktans momenti üretebilmektedir, d-q eksenlerinin endüktansları farklı değerlere sahiptir ve nispeten büyüktür. Bu durumda, ABMM

tabanlı vektör denetimde makineye hem elektromanyetik hem de relüktans momenti ürettirebilmektedir. Bu amaçla her farklı yükleme momenti değeri için farklı bir negatif d eksen akımının hesaplanıp makineye uygulanması gerekir [80-83].

Vektör denetimli SMSM sürücü sisteminin, sabit bir hız referansı ve yük momenti için, sürekli durumda dinamik denklemleri aşağıda açıklanmaktadır. Bu tez çalışmasında kullanılan yüzey mıknatıslı SMSM sabit moment bölgesinde çalışmaktadır. Bu yüzden d eksen akımı sıfır olarak girilmiştir. d eksen akımının sıfıra çekilmesi ile denklem (4.16)'da verilen d eksen toplam akısı, sürekli durumda denklem (4.28)'deki gibi elde edilmektedir [47,76-77,121].

$$\lambda_{dg} = \lambda_m \quad (4.28)$$

Denklem (4.22)'de verilen elektromekanik moment denkleminde d eksen akımı sıfıra çekildiği için i_d terimi denklemde etkisiz hale gelecektir.

$$T_{ind} = \frac{3P}{2} \lambda_m i_{qg} \quad (4.29)$$

Denklem (4.17) ve (4.18)'de verilen d-q eksenleri gerilimlerindeki d eksen akımları "0" olduğu i_d terimleri çıkarılır.

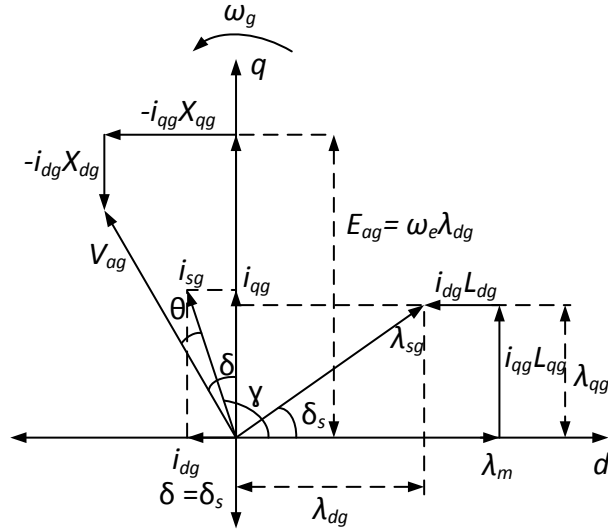
$$V_{dg} = -\omega_g L_{qg} i_{qg} \quad (4.30)$$

$$V_{qg} = R_g i_{qg} + \omega_g \lambda_m \quad (4.31)$$

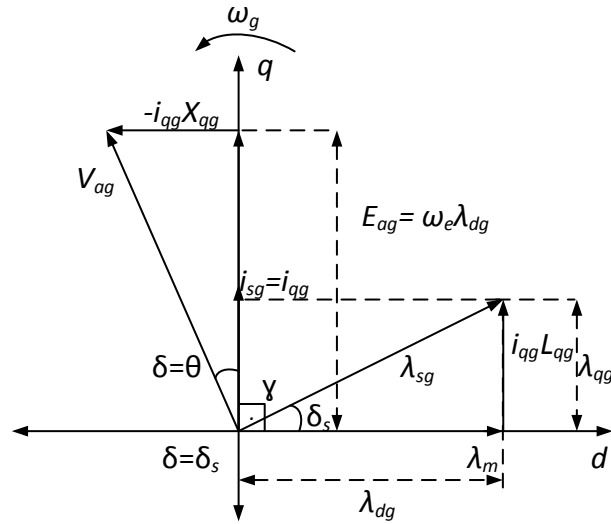
Yukarıda vektör denetimi ile elde edilen yeni denklemler kullanılarak yüzey mıknatıslı SMSM vektör denetiminin sürekli durum vektörel diyagramı şekil 4.6.'da verilmiştir. Diyagramda görüldüğü gibi, q eksen akımı ile rotor sabit mıknatıs toplam akısı arasında 90°'lik bir açı vardır.

Benzer şekilde belirli bir d eksen akımı varlığında iç mıknatıslı SMSM'nin vektör denetiminin sürekli durum vektörel diyagramı ise Şekil 4.5.'te verilmektedir. Bu iki

makine arasındaki fark d eksenidir. Yukarıda bahsedildiği gibi yüzey mıknatıslı yapıda $i_d=0$ yapılmıştır. İç mıknatıslı SMSM relüktans momenti ürettiği için d eksenli akımı terimlerini içermektedir [47,78,85,99].



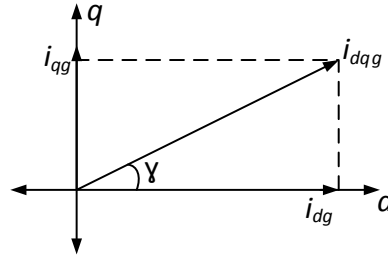
Şekil 4.5. İç mıknatıslı SMSM'nin vektör denetiminin sürekli durum vektörel diyagramı



Şekil 4.6. Yüzey mıknatıslı SMSM'nin vektör denetiminin sürekli durum vektörel diyagramı

4.4.1. ABMM tabanlı vektör denetim

ABMM tabanlı vektör denetimi gerçekleştirmek için d-q dönüşümü yapılmalıdır. Şekil 4.7.'de stator akımının d-q akım bileşenleri gösterilmektedir [84].



Şekil 4.7. Stator akımının d-q akım bileşenleri

$$\begin{aligned} i_{qg} &= i_{dqg} \sin(\gamma) \\ i_{dg} &= i_{dqg} \cos(\gamma) \end{aligned} \quad (4.32)$$

Burada γ makinenin ABMM açısıdır [85].

4.4.1.1. İç mıknatıslı SMSM ABMM dinamikleri

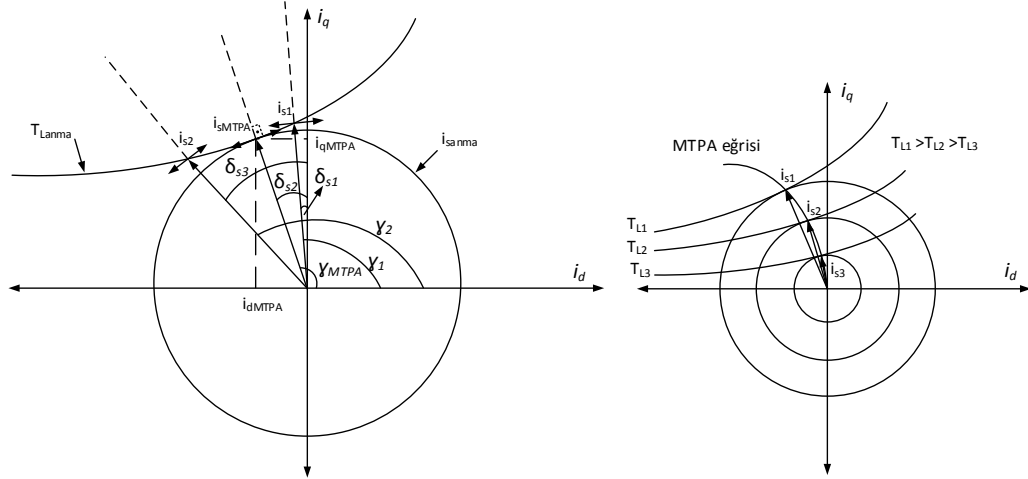
İç mıknatıslı makinelerde, $L_q > L_d$ olduğu için pozitif relüktans momenti elde etmek amacıyla makineye negatif bir d eksenli akımı uygulanmalıdır. İç mıknatıslı makinelerin moment denklemi denklem (4.33)'te d-q eksenleri akımları cinsinden aşağıdaki gibi yazılmaktadır [47,85].

$$T_{ind} = \frac{3P}{2} \left[\lambda_m i_{qg} + (L_{dg} - L_{qg}) i_{qg} i_{dg} \right] \quad (4.33)$$

Denklem (4.32)'deki ifadeler denklem (4.33)'te yerine yazıldığında ABMM açısı cinsinden moment ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$T_{ind} = \frac{3P}{2} \left[\lambda_m i_{dqg} \sin(\gamma) + \frac{1}{2} (L_{dg} - L_{qg}) i_{dqg}^2 \sin(2\gamma) \right] \quad (4.34)$$

Burada momentin γ 'ya göre türevi alınır ve sıfıra eşitlenir. Bu işlem indüklenen momentin makinenin ABMM açısına göre değişiminin sıfır olması anlamına gelir. Bu durumda makinenin stator akımı vektörü motor yüklenme momenti eğrisine dik durumdadır. Şekil 4.8.'de bu durum gösterilmektedir [7,16,78,84-87].



Şekil 4.8. İç mıknatıslı motorda farklı sabit yük momentleri için ABMM analizi

T_{Lanma} anma yük momentidir, T_{L1} , T_{L2} ve T_{L3} farklı yük momentleridir. i_{sanma} , anma akım değeridir. γ_1 , γ_2 ve γ_3 farklı ABMM açıları, i_{s1} , i_{s2} ve i_{s3} farklı makine akımlarıdır. Şekil 4.8.'de görüldüğü gibi, belirli bir yük momentini için, akımın minimum olduğu ve stator akımı uzay vektörünün yüklenme eğrisine dik olarak oluştuğu yalnızca bir değer vardır. Şekilde aynı yük momentini için üç farklı ABMM açısına göre stator akımının uzay vektörü verilmektedir. Bu açı değerlerinin yalnızca birinde akım alabileceği minimum değerdedir, yani ABMM işlemi gerçekleşmektedir. İç mıknatıslı SMSM sürülürken, her farklı yüklenme momenti için bahsi geçen ABMM açısının bulunması ve motora ABMM çalışma durumunu sağlayacak d-q eksenleri akımlarının uygulanması gereklidir. Denklem (4.34)'in γ 'ya türevi aşağıdaki gibidir [79,81,85].

$$\frac{dT_{ind}}{d\gamma} = \frac{3P}{2} \left[\lambda_m i_{dqg} \cos(\gamma) + \frac{1}{2} (L_{dg} - L_{qg}) i_{dqg}^2 \cos(2\gamma) \right] \quad (4.35)$$

Denklem (4.35), önceden bahsedildiği gibi sıfıra eşitlenip çözüldüğünde iç mıknatıslı motorların ABMM açıları denklem (4.36)'daki gibi hesaplanmaktadır [80].

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\frac{-\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 + 8(L_{dg} - L_{qg})i_{sg}^2}}{8(L_{dg} - L_{qg})i_{sg}} \right) \quad (4.36)$$

4.4.1.2. Yüzey mıknatıslı SMSM ABMM dinamikleri

Yüzey mıknatıslı makinelerde $L_{qg}=L_{dg}$ eşit olduğu için bu makineler relüktans momenti üretmemektedir. Bu yüzden moment denkleminde L_{qg} ve L_{dg} terimleri birbirini götürmektedir.

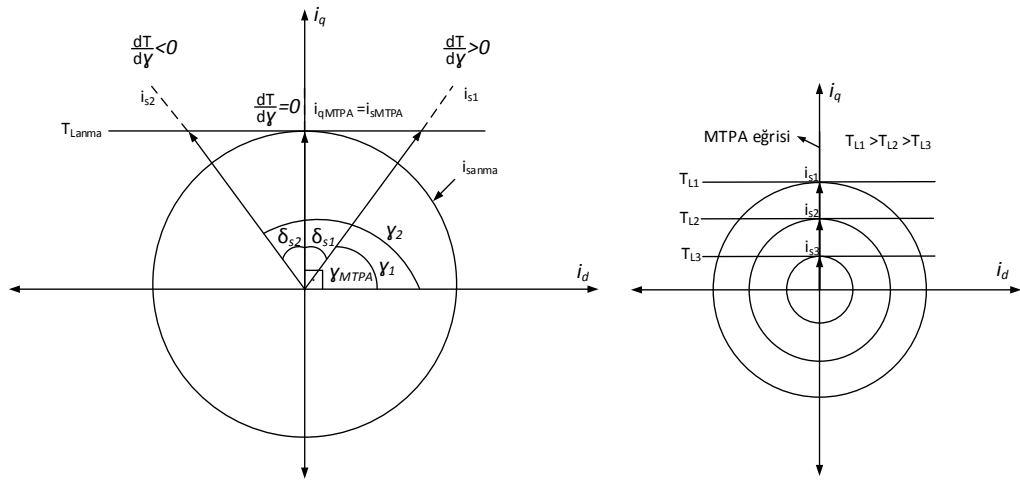
$$T_{ind} = \frac{3P}{2} \left[\begin{array}{c} \lambda_m i_{qg} \\ \text{Elektromanyetik} \\ \text{moment} \end{array} \right] \quad (4.37)$$

Denklem (4.32)'de verilen ABMM açısına göre d-q akımları, denklem (4.37)'de yerine yazıldığında ABMM açısı cinsinden moment ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$T_{ind} = \frac{3P}{2} [\lambda_m i_{dqg} \sin(\gamma)] \quad (4.38)$$

İç mıknatıslı motorda olduğu gibi momentin γ 'ya türevi alınır ve sıfıra eşitlenir. Bu işlem momentin ABMM açısına göre değişiminin sıfır olması anlamına gelir. Bu durumda motorun stator akımı uzay vektörü motor yük momentine eğrisine dik durumdadır. Şekil 4.9.'da bu durum gösterilmektedir [7,16,78,84-87].

Şekil 4.9.'da her yük momentinde, akım minimum olmakta ve stator akımı uzay vektörünün yüklemeye doğrusuna dik olarak oluştuğu görülmektedir. Şekilde aynı yüklemeye momenti için üç farklı motor ABMM açısına göre stator akımının uzay vektörü verilmektedir. Bu açı değerlerinin birinde, yani 90° 'de akımın alabileceği değer minimumdur. Yüzey mıknatıslı SMSM sürülürken, her farklı yük momentine için bahsi geçen ABMM açısı 90° 'dir ve sabittir.



Şekil 4.9. Yüzey mıknatıslı motorda farklı sabit yük momentleri için ABMM analizi

Denklem (4.38)'nin γ 'ya göre türevi aşağıdaki gibidir.

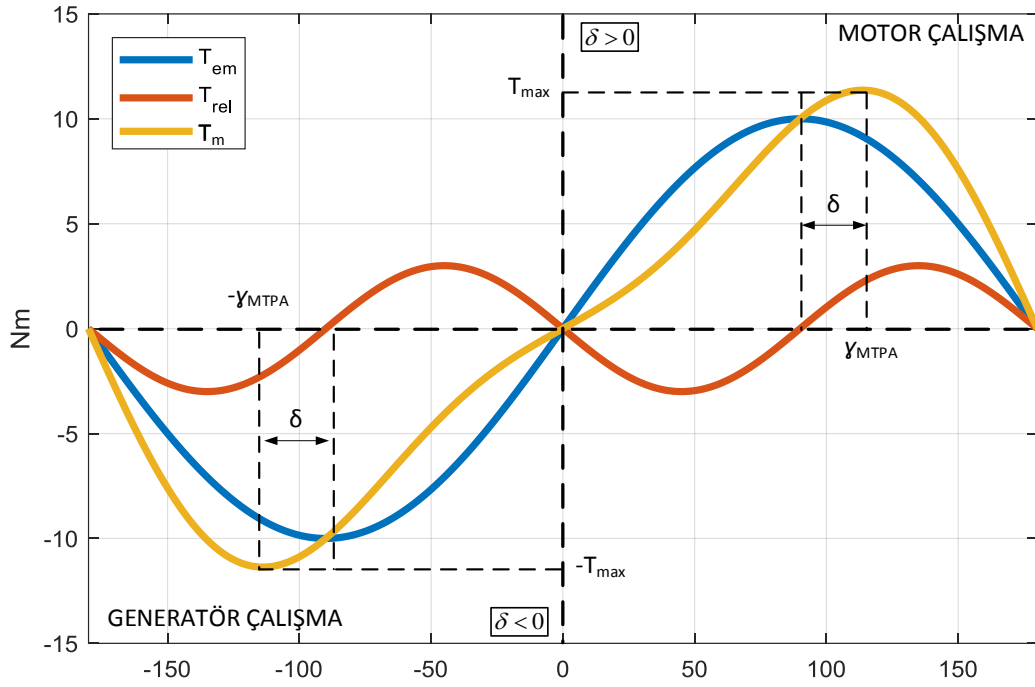
$$\frac{dT_{ind}}{d\gamma} = \frac{3P}{2} [\lambda_m i_{dqg} \cos(\gamma)] \quad (4.39)$$

Denklem (4.39), önceden bahsedildiği gibi sifıra eşitlenip çözüldüğünde yüzey mıknatıslı motorların ABMM açısının her zaman $\gamma = 90^\circ$ olduğu görülmektedir.

4.4.1.3. İç ve yüzey mıknatıslı makinelerin moment oluşumunun analizi

Relüktans momenti ve elektromanyetik momentin oluşumu ile makine ABMM açısına göre toplam momentin oluşumu Şekil 4.10.'da verilmektedir.

Şekil 4.10.'da görüldüğü gibi, iç mıknatıslı motorda verilen yükleme momenti için ABMM açısı 90° 'den büyüktür. T_m net moment, T_{rel} relüktans momenti ve T_{em} elektromanyetik moment temsil etmektedir. İç mıknatıslı motorun net momentini sarı yani T_m ile temsil edilmektedir. Yüzey mıknatıslı motor içinse relüktans momenti olmadığı için net moment mavi yani T_{em} ile temsil edilmektedir. Yüzey mıknatıslı motor 90° ABMM açısında istenilen moment üretilmektedir.



Şekil 4.10. İç ve yüzey mıknatıslı SMSM’de yüklenme açısına göre moment bileşenlerinin durumu

δ , E_{ag} ile V_{ag} arasındaki açı veya λ_{dg} ile λ_{sg} arasındaki açıdır ve yük açısı olarak da ifade edilir [16,70-73,78,88].

4.4.2. Alan zayıflatmalı denetim ve ABMM tabanlı denetimde gerilim-akım sınırları

Makineye uygulanabilecek maksimum gerilim makinenin etiketinde belirlidir. ABMM dinamikleri açısından bu gerilim aşağıdaki gibi yazılır. Bu denklemde omik dirençlerdeki gerilim düşümü küçük olduğu için ihmal edilmiş, türev terimleri de kararlı durum analiz edildiği için sıfıra eşit alınmıştır. Denklem (4.25) ve (4.26)’da verilen SMSM d-q gerilim denklemleri kullanılarak stator gerilimi denklem (4.40)’ta olduğu gibi hesaplanmaktadır [77,89-98].

$$V_{sg \max}^2 = V_{dg}^2 + V_{qg}^2 = \underbrace{(\omega_g L_{qg} i_{qg})^2}_{V_{dg}^2} + \underbrace{(\omega_g L_{dg} i_{dg} + \omega_g \lambda_m)^2}_{V_{qg}^2} \quad (4.40)$$

Denklem (4.41) ile kısmi alan zayıflatma bölgesinde makineye uygulanacak d eksen akımı hesaplanmaktadır [77].

$$i_{dg} = -\frac{\lambda_m}{L_{dg}} + \frac{1}{L_{dg}} \sqrt{\frac{V_{sg}^2}{\omega_g^2} + (L_{qg} i_{qg})^2} \quad (4.41)$$

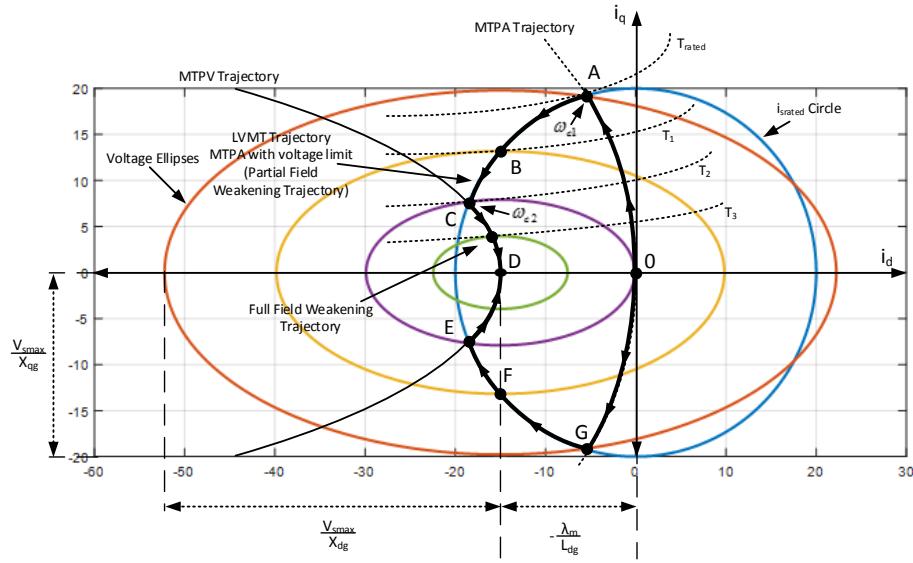
i_{sg} stator akımı, d-q faz akım değerlerinin vektörel genlik toplamı, denklem (4.42) ile hesaplanmaktadır. Bu denkleme göre i_{dq} doyum fonksiyonu ile sınırlandırılmalıdır.

$$i_{sg} = \sqrt{i_{dg}^2 + i_{qg}^2} \quad (4.42)$$

Denklem (4.40) düzenlendiğinde bir daire denklemi olduğu ortaya çıkmaktadır. Bu daire denklemi iç ve yüzey mıknatıslı motorlara göre paydadaki L_{dg} ve L_{qg} endüktanslarından dolayı farklılık göstermektedir [77].

$$1 = \frac{i_{qg}^2}{\left(\frac{V_{sg \max}}{\omega_g L_{qg}}\right)^2} + \frac{\left(i_{dg} + \frac{\lambda_m}{L_{dg}}\right)^2}{\left(\frac{V_{sg \max}}{\omega_g L_{dg}}\right)^2} \quad (4.43)$$

Denklem (4.43) alan zayıflatmalı denetime temel teşkil eder. Fakat alan zayıflatmalı denetim tez kapsamında verilen tahrik sistemleri için uygun değildir, bu yüzden sadece gerilim ve akım sınırları bağlamında kısaca açıklanmıştır. Şekil 4.11.'de iç mıknatıslı makinelerin, akım ve gerilim sınırları ile ABMM ve AZ denetim bölgeleri verilmektedir [97-98].



Şekil 4.11. İç mıknatıslı SMSM için akım ve gerilim sınırları

ω_{c1} etiket hız değeridir ve ABMM çalışma bölgesinin sınır değeridir. Ayrıca ω_{c1} kısmi alan zayıflatma bölgesinin başladığı hız değeridir. ω_{c2} , kısmi alan zayıflatma bölgesinin bittiği hız değeridir ve bu hız değerinden sonra tam alan zayıflatma bölgesine geçilmektedir. T_{rated} anma momenti, T_1 , T_2 ve T_3 farklı yük momentleridir.

i_{rated} , anma akım değeridir. $-\frac{\lambda_m}{L_{dg}}$ karakteristik akım değeridir. Mavi çizgi anma akım

sınırını göstermektedir. Diğer renkteki elipsler gerilim sınırlarını temsil etmektedir. Turuncu elips, makineye uygulanacak etiket geriliminin sınırlarını d-q eksenli akımları cinsinden göstermektedir. Üç farklı yük momenti ve anma momentine göre elips ve daireler çizdirilmiştir. i_d akım yörüngesinin üst bölgesi yani II. bölge motor çalışma, alt bölge de III. bölge generatör çalışma durumunu göstermektedir. 0A ve 0G eğrileri ABMM, AC ve GE eğrileri kısmi alan zayıflatma, CD ve ED eğrileri GBMM veya tam alan zayıflatma yörüngesi olarak adlandırılır. Motora uygulanan gerilim etiket sınırına ulaştığında, hız daha fazla artırılmak istenirse, yani ω_{c1} aşıldığında, kısmi alan zayıflatma başlar. Bu hızdan sonra kısmi alan zayıflatma bölgesine geçilir. Bu alan zayıflatma yöntemi denklem (4.41) ve (4.42) ile gerçekleştirilir. Kısmi alan zayıflatma bölgesinin sınırı aşıldığında, yani ω_{c2} aşıldığında, tam alan zayıflatma bölgesine, GBMM bölgesine geçilmektedir. D noktası teoride sonsuz hız noktasıdır. Uygulamada, motorun yük açısı maksimum yük açısı değerine eşit olduğunda tam alan zayıflatma, yani GBMM çalışma şekline geçilir. GBMM çalışma şeklinde, motor yük

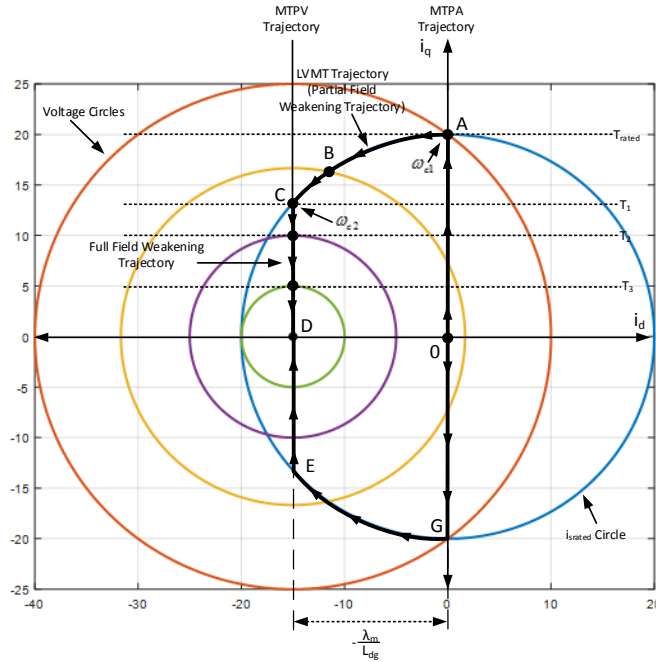
açısı maksimum yük açısında yani devrilme değerinde tutulur, bu işlem gerçek zamanlı olarak anlık yapılır.

Özet olarak, 0A ile 0G eğrileri ABMM, AC ile GE eğrileri kısmi alan zayıflatma ve CD ile ED eğrileri tam alan zayıflatma çalışma bölgelerini temsil etmektedir.

Yukarıda Şekil 4.11. için verilen simgeler Şekil 4.12.'de de geçerlidir. Ayrıca ω_{c1} ve ω_{c2} hız değerlerinin çalışma bölgelerine göre sınır koşulları aynı şekildedir.

Şekil 4.11.'de denklem (4.43) göz önüne alındığında iç mıknatıslı SMSM'lerde L_{dg} ve L_{qg} endüktansları arasındaki farktan dolayı gerilim yörüngeleri elips şeklinde oluşmaktadır. Şekil 4.11.'de görüldüğü gibi iç mıknatıslı motorlar alan zayıflatmaya uygundur. Ancak her bir yük momentinde farklı bir d eksenini akımının motora uygulanması gereklidir.

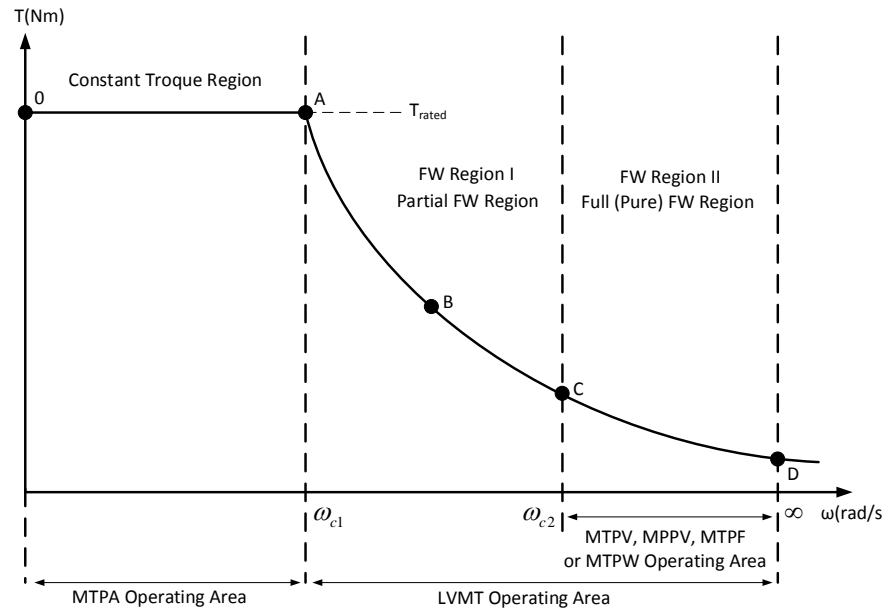
Şekil 4.12.'de yüzey mıknatıslı makinelerin, akım ve gerilim sınırları ile ABMM ve AZ denetim bölgeleri verilmektedir [97-98].



Şekil 4.12. Yüzey mıknatıslı SMSM için akım ve gerilim sınırları

Çalışma bölgeleri iç mıknatıslı makinde olduğu gibi II. bölge motor çalışma, III. bölge generatör çalışma durumunu göstermektedir. Üç farklı yük momenti ve anma momentine göre daireler çizdirilmiştir. 0A ve 0G eğrileri ABMM, AC ve GE eğrileri kısmi alan zayıflatma, CD ve ED eğrileri tam alan zayıflatma yörüngesi olarak adlandırılır. Şekil 4.12.'de yüzey mıknatıslı SMSM'lerde L_{dg} ve L_{qg} endüktansları birbirine eşit olduğundan dolayı gerilim elipsleri değil gerilim daireleri oluşmaktadır. Denklem (4.43)'de bu eşitliğin daire denklemi oluşturduğu görülmektedir. ABMM yörüngesi q akımı eksenı üzerindedir. Buradan anlaşılacağı gibi her yük momentinde ABMM açısı sabittir ve 90° 'dir.

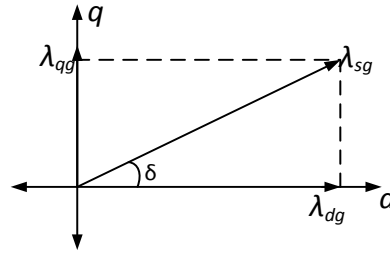
Şekil 4.13.'te SMSM optimal denetim bölgeleri gösterilmektedir.



Şekil 4.13. SMSM'de optimal denetim bölgeleri

Şekil 4.11. ve 4.12.'de verilen akım, gerilim sınırları ve çalışma bölgeleri Şekil 4.13.'te özetlenmektedir. Her iki makine yapısı için de denetim bölgelerinin geçişleri benzerdir. SMSM denetim bölgeleri Şekil 4.13'te üç bölüme ayrılmaktadır. Bunlar ABMM bölgesi, kısmi alan zayıflatma bölgesi ve tam alan zayıflatma bölgesidir. Çalışma bölgeleri ayrıca, anma hızına kadar ABMM bölgesi, anma hızından sonra ise sınırlı gerilim maksimum moment bölgesi olarak adlandırılır [84].

Şekil 4.14.'te δ , yük açısıdır. Bu açı denklem (4.45) ile hesaplanmaktadır [84].



Şekil 4.14. Stator akısının d-q bileşenleri

$$\lambda_{qg} = \lambda_{dqg} \sin(\delta) \quad (4.44)$$

$$\lambda_{dg} = \lambda_{dqg} \cos(\delta)$$

$$\delta = \arctan\left(\frac{\lambda_{qg}}{\lambda_{dg}}\right) \quad (4.45)$$

Bu açı yardımıyla moment ve güç denklemleri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$\lambda_{dg} = L_{dg} i_{dg} + \lambda_m = \lambda_{sg} \cos(\delta) \rightarrow i_{dg} = \frac{\lambda_{sg} \cos(\delta) - \lambda_m}{L_{dg}} \quad (4.46)$$

$$\lambda_{qg} = L_{qg} i_{qg} = \lambda_{sg} \sin(\delta) \rightarrow i_{qg} = \frac{\lambda_{sg} \sin(\delta)}{L_{qg}}$$

d-q eksenini akımları yük açısı cinsinden bulunarak moment denkleminde yerine yazılarak aşağıdaki moment ifadesi bulunmaktadır. Yük açısı cinsinden moment ifadesi denklem (4.47)'de elde edilmiştir.

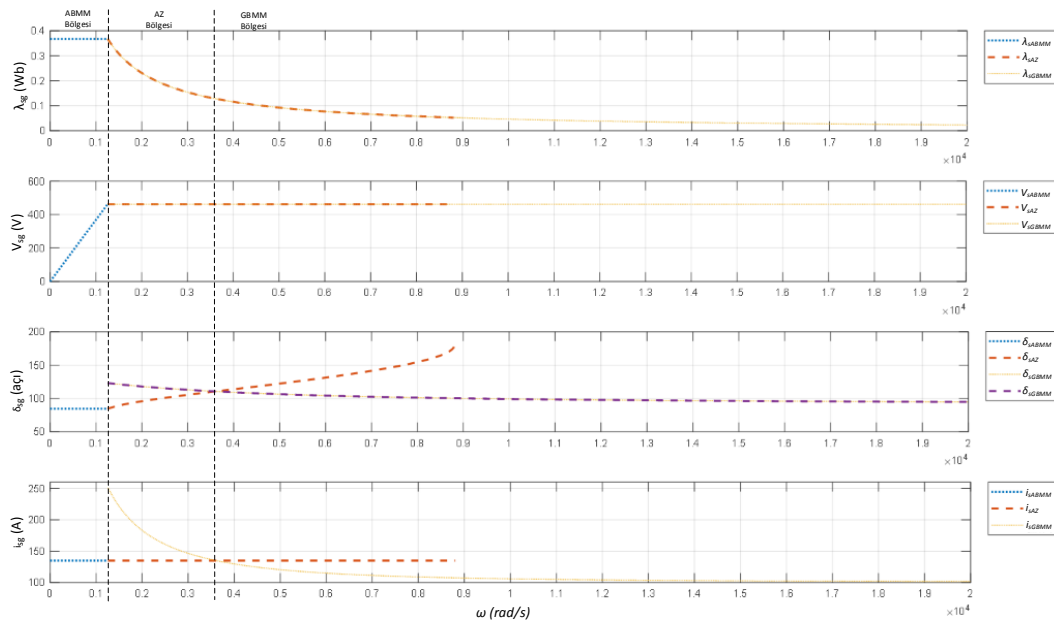
$$T = \frac{3P}{2} \left[\underbrace{\frac{\lambda_{sg} \lambda_m}{L_{dg}} \sin(\delta)}_{T_{em}} + \underbrace{\frac{\lambda_{sg}^2 (L_{dg} - L_{qg})}{2L_{dg} L_{qg}} \sin(2\delta)}_{T_{reluktans}} \right] \quad (4.47)$$

Yukarıdaki denklemde stator ve rotor akısının vektörel çarpımının elektromanyetik momenti verdiği görülmektedir. Burada momentin δ 'ya göre türevi alınır ve sıfıra eşitlenerek yük açısı denklemden çekilir.

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{-\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 + 8(L_{dg} - L_{qg})i_{sg}^2}}{8(L_{dg} - L_{qg})i_{sg}} \right) \quad (4.48)$$

Denklem (4.48) ile hesaplanan açı değeri, denklem (4.45) ile hesaplanan açı değerine eşit veya büyük olduğunda GBMM çalışma bölgesine geçilmektedir. GBMM çalışma bölgesinde, yük açısı devrilme değerinde kalacak şekilde makine denetlenir. Bu işlem gerçek zamanlı olarak anlık yapılır.

Şekil 4.15. ve 4.17.'de etiket akımı 135 A olan bir motorun ABMM, AZ ve GBMM çalışma bölgelerinde makine hızına göre akı, yük açısı, gerilim ve akım grafikleri tam yük altında elde edilmektedir. λ_{sABMM} , ABMM stator akısı, λ_{sAZ} , AZ stator akısı, λ_{sGBMM} , GBMM stator akısıdır. V_{sABMM} , ABMM stator gerilimi, V_{sAZ} , AZ stator gerilimi, V_{sGBMM} , GBMM stator gerilimidir. i_{sABMM} , ABMM stator akımı, i_{sAZ} , AZ stator akımı, i_{sGBMM} , GBMM stator akımıdır. δ_{sABMM} , ABMM yük açısını, δ_{sAZ} , AZ yük açısını, δ_{sGBMM} , GBMM yük açısını, δ_{smax} maksimum yük açısıdır.



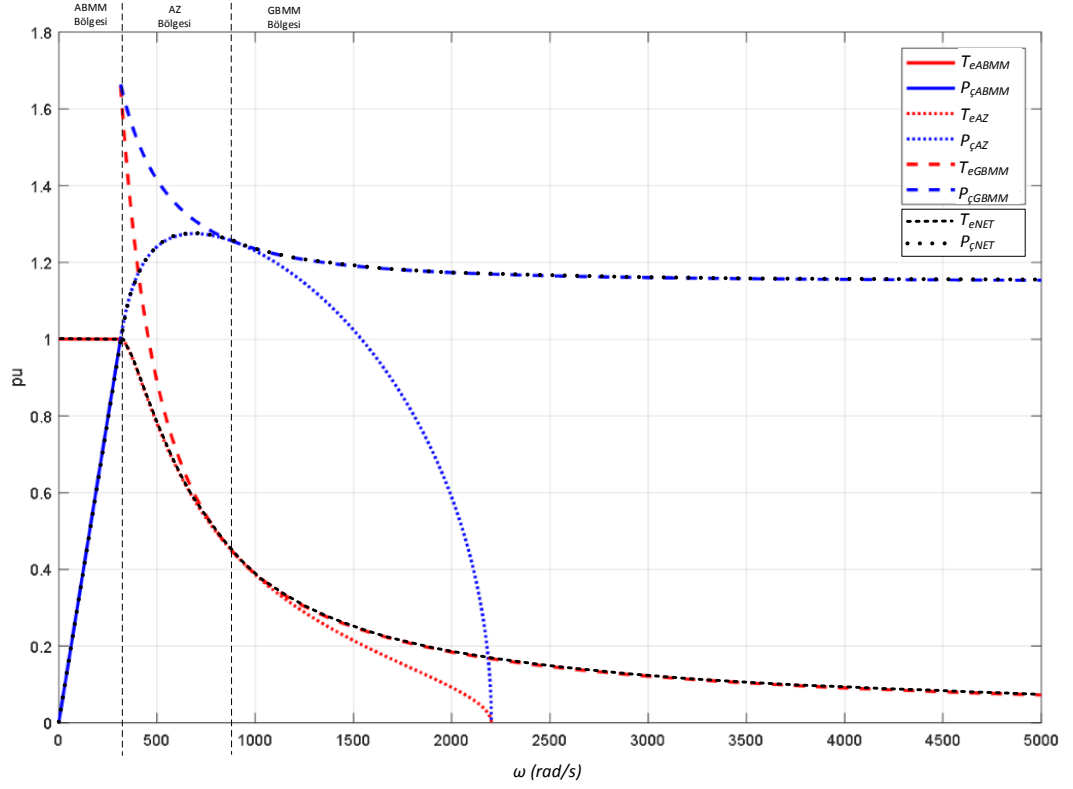
Şekil 4.15. İç mıknatıslı SMSM denetim yörüngeleri

İç mıknatıslı SMSM'nin çalışma bölgeleri şekil 4.15.'te gösterilmektedir. Motor hızı anma değerine kadar ABMM çalışma bölgesindeki akı, gerilim, yük açısı ve akım değerlerini takip etmektedir.

Anma hızında sonra AZ çalışma bölgesine geçilmektedir. Grafikten de görüldüğü gibi motor akısı zayıflamaya başlamaktadır. Bu bölgede motor gerilimi anma değerine ulaşmıştır ve bu bölge ve sonrasında anma değerini korumaktadır. Yük açısı AZ çalışma bölgesinde maksimum yük açısı değerine kadar artmaktadır. Akım AZ çalışma bölgesinde değişmemektedir.

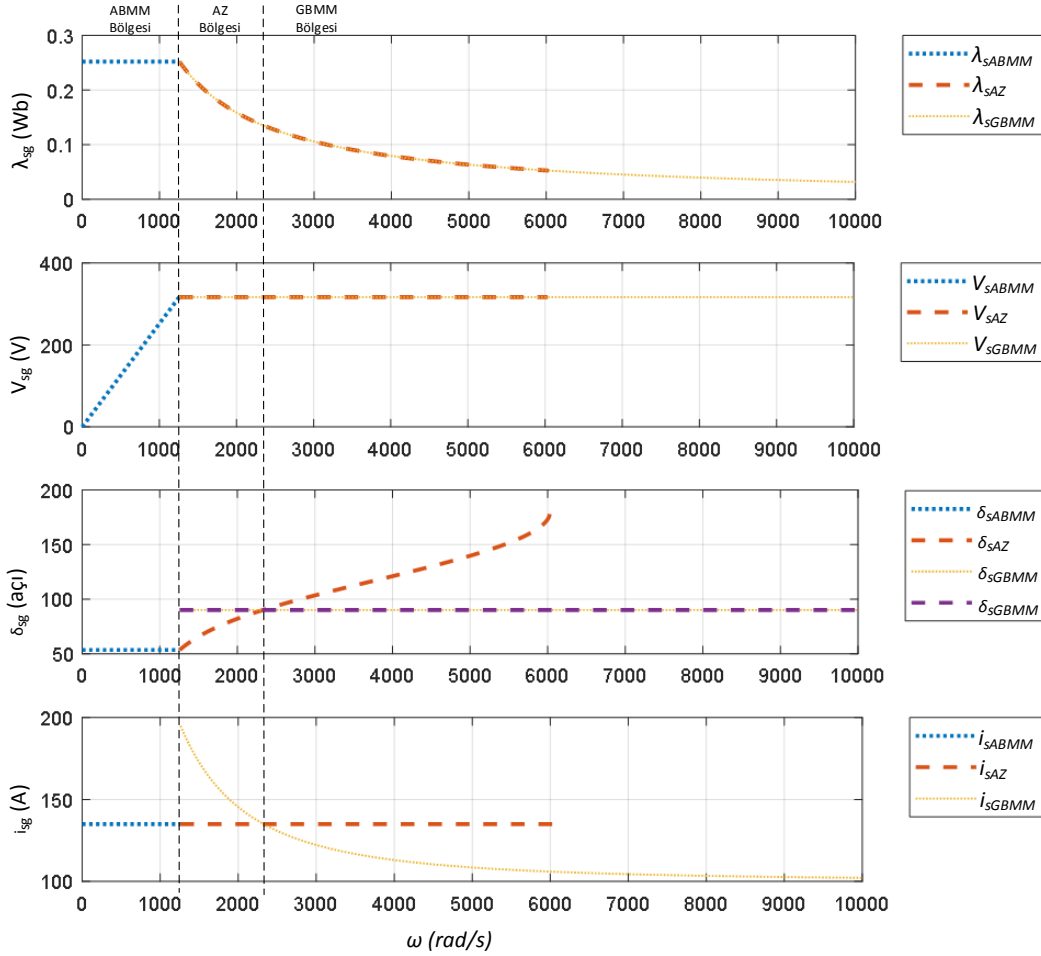
Yük açısı, maksimum değerine eşit veya büyük olduğunda GBMM çalışma bölgesine geçilmektedir. Eğer AZ çalışma değeri takip edilirse motor devrilir ve gücü hızla sıfıra gider. GBMM bölgesinde akı AZ bölgesinde olduğu gibi azalmaya devam edecek, gerilim ise değişmeyecektir. Akım ise AZ'nin tersine GBMM bölgesinde azalmaya başlamaktadır.

Şekil 4.16. ve 4.18.'de de motor hızına göre çıkış momenti ve çıkış gücü grafiği verilmektedir. Grafikler tam yük altında elde edilmiştir.



Şekil 4.16. İç mıknatıslı SMSM çıkış gücü ve moment grafiği

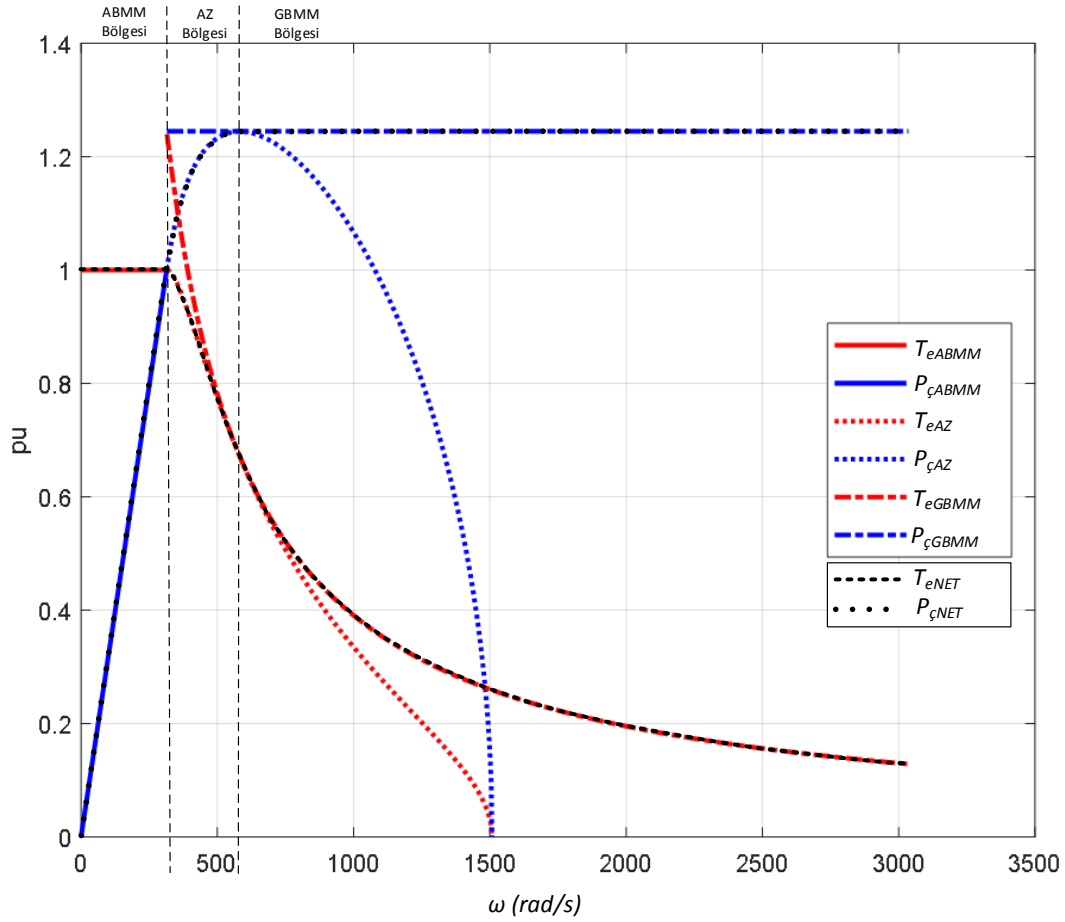
Şekil 4.16.'da iç mıknatıslı SMSM'nin net momentinin ve net çıkış gücünün ABMM, AZ ve GBMM çalışma bölgelerindeki davranışları verilmiştir. Şekil 4.16 ve 4.18'de T_{eABMM} , ABMM moment, T_{eAZ} , AZ moment, T_{eGBMM} , GBMM moment, T_{eNET} , net momenttir. $P_{çABMM}$, ABMM çıkış gücü, $P_{çAZ}$, AZ çıkış gücü, $P_{çGBMM}$, GBMM çıkış gücü, $P_{çNET}$, net güçtür. Şekil 4.16.'da görüldüğü gibi, GBMM çalışma bölgesine geçilmezse motor moment ve gücü hızla sıfıra gitmektedir.



Şekil 4.17. Yüzey mıknatıslı SMSM denetim yörüngeleri

Yüzey mıknatıslı SMSM'nin çalışma bölgeleri Şekil 4.17.'de gösterilmektedir. İç mıknatıslı SMSM grafiklerindeki renk sıralaması ile aynı şekildedir.

ABMM, AZ ve GBMM çalışma bölgelerinde iç mıknatıslı SMSM'ye benzer davranışlar göstermektedir. Yüzey mıknatıslı SMSM'nin ABMM açısının 90° 'de sabit olduğu yük açısı grafiğinden görülmektedir. Yük açısı bu açı değerine ulaştıktan sonra, yük açısı 90° olan devrilme değerinde tutulacak şekilde denetim yapılır. Bu denetim şekli, yukarıda da anlatıldığı gibi GBMM tabanlı vektör denetimdir.



Şekil 4.18. Yüzeysel mıknatıslı SMSM çıkış gücü ve moment grafiği

Şekil 4.18.'de yüzeysel mıknatıslı SMSM'nin net momentinin ve net çıkış gücünün ABMM, AZ ve GBMM çalışma bölgelerindeki davranışları verilmiştir.

SMSM'de mıknatısların demanyetize olmasına neden olabilecek en genel durumlar aşağıda verilmiştir [79]:

- Sıcaklık artışı.
- Motor sürülürken hız cevabına ait geçici rejimde denetimci hatasından dolayı akımın genlik ve yön açısının alabileceği yanlış değerler.
- Motor konum bilgisinin enkoderden, dv/dt problemleri, ek sayım, enkoderin bozulması, enkoder kablolarından birinin kopması gibi sebeplerle yanlış elde edilmesi.
- Sensörsüz denetimde motor konumunun yanlış tahmin edilmesi.

Mıknatısların demanyetize olmaması için denetimci kazançlarının iyi tasarlanmış olması ve sürücü yazılımında ek önlemler alınmış olması gereklidir. Bazı gerekli durumlarda donanımsal önlemler de gerekebilir.

Gerekli önlemler alınmazsa herhangi bir hatalı çalışma durumunda motor mıknatısları kısmen demanyetize olabilir. Bu durumda motorun güç kapasitesi azalacaktır. Hatalı çalışma durumları birçok defa tekrarlanırsa mıknatıslar tamamen demanyetize olabilir. Bu durumda motor sadece relüktans momenti üretebilir ve bu makinenin güç kapasitesinin yaklaşık olarak %30'una veya daha altına düştüğü anlamına gelir.

Yüzey mıknatıslı SMSM'nin demanyetize olması iç mıknatıslı SMSM'ye göre daha kolaydır. İç mıknatıslı SMSM'nin genel anlamda daha çok tercih edilmesinin ana nedenlerinden biri de budur. Şekillerdeki daireler, vektörler ve elipsler ölçekli değildir, tez konusunu aydınlatmak amacıyla Microsoft Visio programında çizilmiştir.

Motorun tam model bilgisini bilmek vektör denetimde çok önemlidir. Ayrıca akım geri beslemelerinin gürültüsüz ve offsetsiz olması da çok önemlidir. Aksi takdirde motor akı konumu ve ABMM işlemi için gerekli olan referans akım değerleri yanlış hesaplanmaktadır. Sonuç olarak ABMM işlemi belirli bir hata ile gerçekleştirilmiş olur. Bunun önüne geçmek için çeşitli parametre tahmin yöntemleri veya arama tablosu (look-up table) tabanlı yaklaşımlar kullanılır. [80-83].

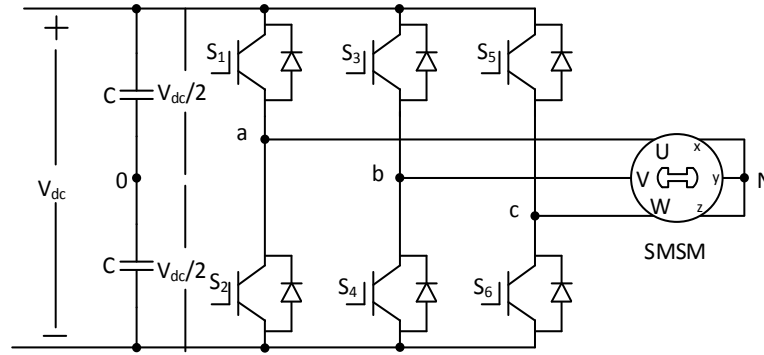
Vektör denetimde var olan bu etkilere, bozucu etkiler denir. Bunlar genel olarak sıcaklık artışı ile mıknatıs akılarının azalması, sıcaklık ile sargı dirençlerinin artması, manyetik doyum, demir kayıpları ve moment harmonikleri olarak verilebilir.

Tez kapsamında kullanılan yüzey mıknatıslı SMSM'nin relüktans momenti çok küçüktür ve ihmal edilmiştir. Ayrıca, i_d eksenini akımı sıfırda tutulduğu için makineye relüktans momenti ürettirilmemiştir. Ek olarak, karakteristik akım değeri etiket akımının çok üzerinde olduğu için makinenin alan zayıflatma çalışma bölgesi çok sınırlıdır. Bu tez çalışmasında alan zayıflatmalı denetim uygulanmamıştır, genel anlamda da alan zayıflatmalı denetim rüzgâr türbinlerine uygun değildir.

4.5. Darbe Genişlik Ayarı Yöntemleri

Güç elektroniği ve mikroişlemcilerdeki ilerlemelerle birlikte sayısal DGA yöntemleri, Alternatif Akım (AA) makine sürücüsü uygulamalarında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu DGA tabanlı sürücüler, makinelere uygulanan gerilimlerin hem frekansını hem de genliğini denetlemek için kullanılır. Özellikle son yirmi yılda çeşitli DGA yöntemleri geliştirilmiştir [99-101].

Şekil 4.19.'da, bir SMSM sürücü sisteminin makine tarafındaki üç fazlı iki seviyeli evirici şeması verilmektedir.



Şekil 4.19. Üç fazlı iki seviyeli evirici

Eviriciler, doğru gerilimi değişken genlikli ve frekanslı alternatif gerilime ve akımlara dönüştürmek için kullanılmaktadır. DA hattında gerilim düzgün olmadığı için bu doğru akım hattına paralel bir filtre kondansatörü bağlanmaktadır. Bu filtre sayesinde düzgün gerilim elde edilmektedir. Üç fazlı iki seviyeli evirici yapısında altı adet güç anahtarı bulunmaktadır. Evirici bacaklarında bulunun bu anahtarların uygun şekilde anahtarlanması ile evirici çıkışında değişken genlikli ve frekanslı üç fazlı gerilimler elde edilmektedir. Bu işleme darbe genişlik ayarı (DGA) denmektedir.

İlk olarak taşıyıcı tabanlı DGA yöntemleri geliştirilmiş ve birçok uygulamada yaygın olarak kullanılmıştır. Taşıyıcı tabanlı DGA için ilk modülasyon yöntemlerinden biri SDGA'dır. SDGA yöntemi, bir taşıyıcı işaretin ve saf sinüzoidal modülasyon işareti ile karşılaştırılmasına dayanmaktadır. Schonung ve Stemmler tarafından 1964 yılında

önerilmiştir. Geleneksel SDGA için DA geriliminin kullanım oranı DA bara geriliminin sadece % 78.5'idir. DA bara geriliminin kullanım oranının iyileştirilmesi, güç elektroniğinde önemli bir araştırma konusudur [101].

DA bara geriliminin yetersiz kullanılması problemi, ÜHKDGA yönteminin geliştirilmesine yol açmıştır. 1975'te, Buja, geliştirilmiş bir sinüzoidal DGA yöntemi geliştirmiştir; bu sinüzoidal referans işaretine üçüncü dereceli belirli bir genlikte harmonik eklemiştir ve DA bara geriliminin kullanım oranını %15,5 artırmıştır [102].

Evirici çıkış gerilimini arttıran diğer bir yöntem de UVDGA yöntemidir. UVDGA ilk olarak 1980'lerin ortasında önerilmiştir ve 1988'de Van Der Broeck tarafından büyük ölçüde geliştirilmiştir. ÜHKDGA ile karşılaştırıldığında, iki yöntemde de benzer sonuçlar alınmaktadır. Ancak uygulama yöntemleri birbirinden tamamen farklıdır. Mikroişlemcilerin geliştirilmesiyle UVDGA, üç fazlı güç dönüştürücüleri için en önemli DGA yöntemlerinden biri haline gelmiştir. DGA yöntemlerinin geliştirilme amaçları, anahtarlama kayıplarını azaltmak, DA bara gerilimi kullanımını artırmak, harmonikleri azaltmak ve hassas denetim yapmaktır [102-103].

UVDGA yöntemi DA bara gerilimini daha verimli kullanır ve SDGA yöntemiyle karşılaştırıldığında harmonik performansı yüksektir. Bu durum, geleneksel sinüzoidal modülasyona kıyasla maksimum evirici çıkış geriliminde %15,5'lik bir artış anlamına gelmektedir [104].

4.5.1. Sinüzoidal darbe genişlik ayarı

SDGA genellikle yaygın olarak kullanılmaktadır. Çünkü yöntemin uygulanışı oldukça basit (skaler) ve kolaydır. SDGA, evirici devrelerinde değişken genlikte ve frekansta alternatif gerilimler elde etmek için kullanılmaktadır [47,105].

4.5.1.1. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması

V_p referans sinüzoidal dalga ile V_T yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen dalga mantıksal olarak karşılaştırılarak eviricide bulunan anahtarlar için anahtarlama zamanları belirlenir. Bu referans sinüzoidal dalganın frekansı ve genliği, evirici çıkışında elde edilecek AA gerilimin frekansı ve genliğini ayarlar. Taşıyıcı üçgen dalganın frekansı eviricinin anahtarlama frekansını belirler. Bu değer genellikle sabit tutulur ve çalışma esnasında değiştirilmez. Şekil 4.20.'de SDGA yönteminin bir üç fazlı iki seviyeli eviriciye uygulanması ile oluşan çıkış gerilimleri verilmektedir [47,99-101].

4.5.1.2. Genlik ayarı

V_{a0}^* , a fazı referans sinüzoidal modülasyon dalgası, denklem (4.49)'da verilmektedir.

$$V_{a0}^* = V_p \cdot \sin(\omega_s t) \quad (4.49)$$

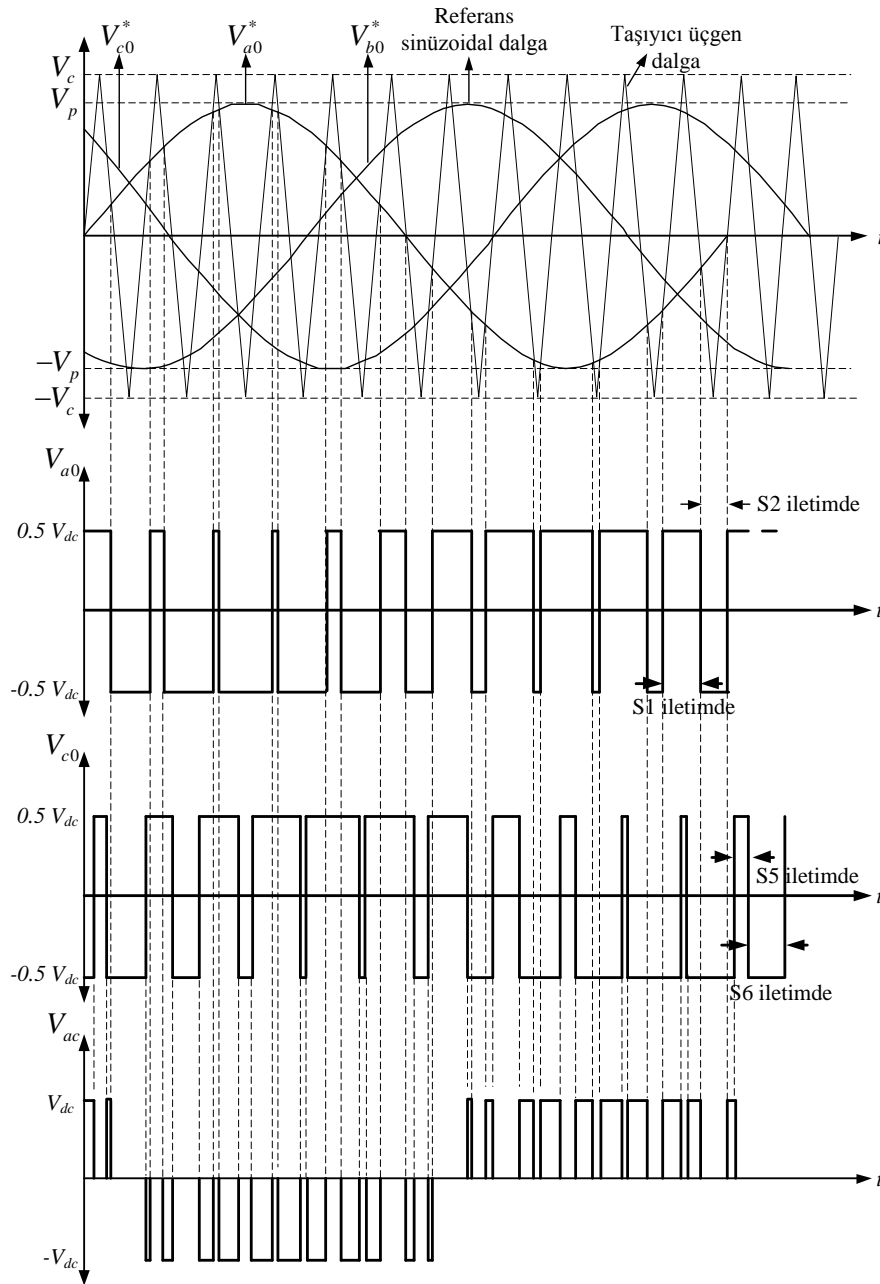
V_{a01} , a fazı için kutup geriliminin (faz ve DA bara sıfır noktası arasındaki gerilim, bu gerilim faz gerilimi ile aynı karakteristedir) temel bileşeninin fonksiyonu, denklem (4.50)'de verilmektedir.

$$V_{a01} = \frac{V_p}{V_T} \sin(\omega_s t) \frac{V_{dc}}{2} = m \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega_s t) \quad \left(m = \frac{V_p}{V_T} \right) \quad (4.50)$$

Denklemden kutup geriliminin temel bileşeninin sinüzoidal bir dalga şekline sahip olduğu görülmektedir. Bu durum genlik ayarı ($0 \leq m \leq 1$) arasında olduğu zaman, evirici çıkış geriliminin temel bileşeninin m ile doğru orantılı ve doğrusal olarak değerler aldığını gösterir [47,79].

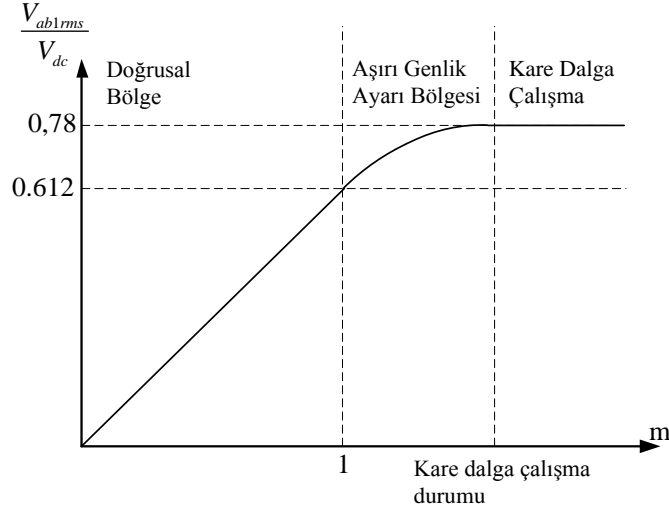
Genlik ayarı $1 < m$ olduğu bölgeye aşırı genlik bölgesi denir. Bu durumda çıkış geriliminin temel bileşeni m ile doğrusal olarak değişmez [79].

$m=1$ olduğunda evirici çıkışındaki kutup geriliminin temel bileşenin maksimum değeri $V_{a01\max} = V_{dc} / 2$ olarak elde edilir. Buradan, doğrusal bölge için fazlar arası gerilimin temel bileşenin etkin değerinin alabileceği maksimum değer $V_{ab1rms\max}$ denklem (4.51) ile hesaplanmaktadır [107]. Şekil 4.20. ve 4.21.'de SDGA anahtarlama şekilleri ve giriş çıkış karakteristikleri verilmektedir.



Şekil 4.20. SDGA yöntemi ve kutup ve faz-faz (hat) gerilimlerinin oluşumu [47]

$$V_{ab1rms\max} = m \frac{V_{dc}}{2} \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.612V_{dc} \quad (4.51)$$



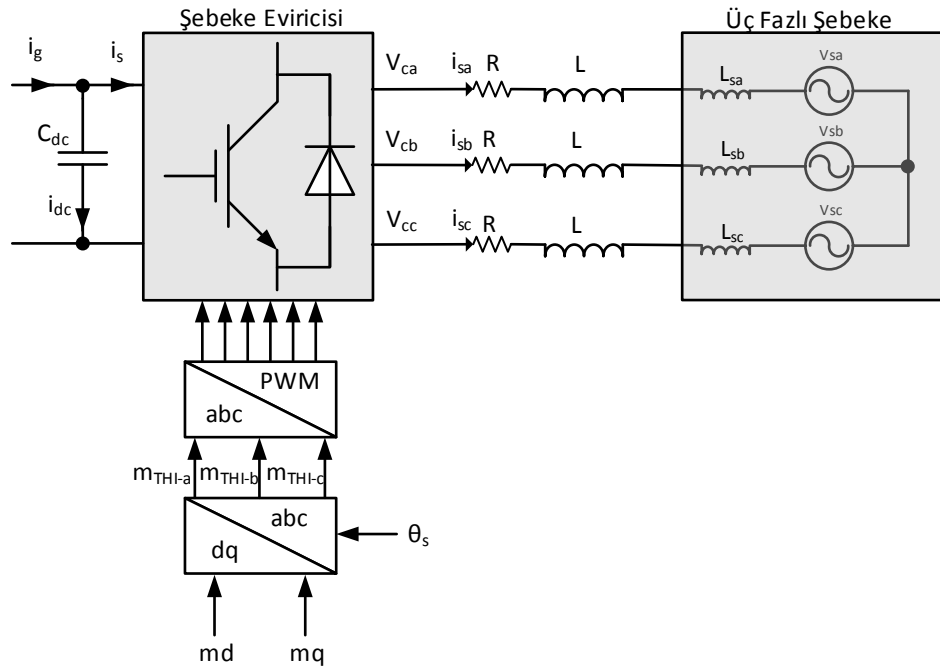
Şekil 4.21. SDGA için genlik ayarı ile evirici çıkış geriliminin değişimi [47]

4.5.2. Üçüncü harmonik katkılı darbe genişlik ayarı

SDGA, en basit ve yaygın olarak kullanılan darbe genişlik ayarıdır. Ancak SDGA ile DA bara gerilimi verimli bir şekilde kullanılamamaktadır. DA bara gerilimini daha verimli kullanabilmek ve dönüştürücü performansını arttırmak için ÜHKDGA yöntemi geliştirilmiştir [102,104].

Evirici çıkışındaki gerilim aşağıdaki denklem (4.52)'deki gibi ifade edilir. Burada $m(t)$ modülasyon genlik ayarı işaretidir ve $-1 \leq m(t) \leq 1$ arasında değer alan zamanın bir fonksiyonudur. Bu yüzden dönüştürücünün çıkışındaki her bir fazın gerilimi $-\frac{V_{dc}}{2} \leq V_c(t) \leq \frac{V_{dc}}{2}$ arasında sınırlandırılmıştır. $V_c(t)$, şebeke eviricisi çıkış gerilimidir. ÜHKDGA yöntemi $V_c(t)$ 'nin aralığını genişletmek için önerilmiştir. Şekil 4.22.'de ÜHKDGA uygulanmış iki seviyeli üç fazlı evirici şeması gösterilmektedir [102].

$$V_c(t) = m(t) \frac{V_{dc}}{2} \quad (4.52)$$



Şekil 4.22. ÜHKDGA uygulanmış iki seviyeli üç fazlı evirici

L hat endüktansı, R hat direnci, L_{sa} , şebeke a fazı endüktansı, L_{sb} , şebeke b fazı endüktansı ve L_{sc} , şebeke c fazı endüktansıdır. V_{sa} , şebeke a fazı gerilimi, V_{sb} , şebeke b fazı gerilimi ve V_{sc} , şebeke c fazı gerilimi, V_{ca} , şebeke eviricisi a fazı çıkış gerilimi, V_{cb} , şebeke eviricisi b fazı çıkış gerilimi ve V_{cc} , şebeke eviricisi a fazı çıkış gerilimidir.

Eviricinin üç fazlı modülasyon işareti aşağıdaki gibi elde edilir.

$$m_a(t) = |m(t)| \cos(\theta_s) \quad (4.53)$$

$$m_b(t) = |m(t)| \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.54)$$

$$m_c(t) = |m(t)| \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.55)$$

θ_s , elektriksel açı, $|m(t)|$, $m_{abc}(t)$ modülasyon işaretinin genlik değeridir. m_a , a fazı genlik ayarı katsayısı, m_b , b fazı genlik ayarı katsayısı, m_c , c fazı genlik ayarı katsayısıdır. Geçici koşullar altında, denetimcilerin bozulmalarına ve kapalı döngü bant genişliğine bağlı olarak, $m(t)$, geniş bir aşmaya sahip olabilir. $m(t)$ 'nin tepe

değerine ulaştığı anın önceden bilinmemesi nedeniyle $m(t) \leq 1$ olması gerektiğinden, $m_{abc}(t)$ 'nin $-1 \leq m_{abc}(t) \leq 1$ değerleri arasında olması sağlanmalıdır.

ÜHKDGA, denklem (4.53), (4.54) ve (4.55)'teki modülasyon işaretlerini aşağıdaki gibi yeniden düzenlenerek elde edilir.

$$m_{THI-a}(t) = |m(t)| \cos(\theta_s) - \frac{1}{6} |m(t)| \cos 3(\theta_s) \quad (4.56)$$

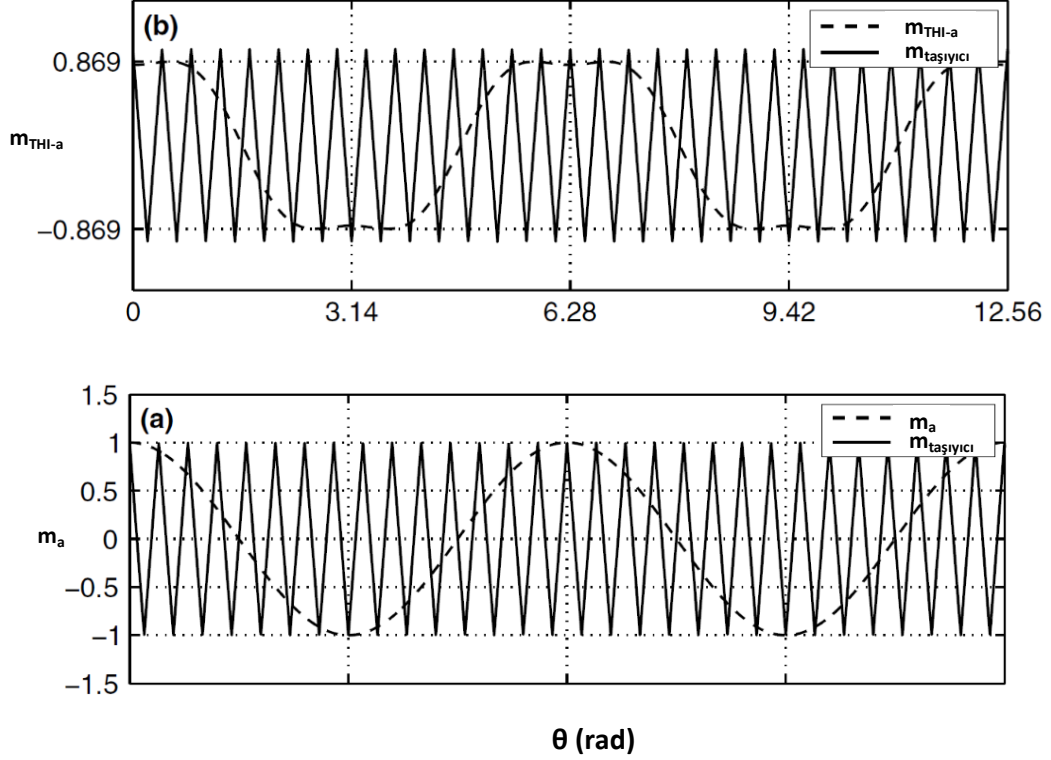
$$m_{THI-b}(t) = |m(t)| \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} |m(t)| \cos 3\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.57)$$

$$m_{THI-c}(t) = |m(t)| \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} |m(t)| \cos 3\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.58)$$

m_{THI-a} , ÜHKDGA a fazı genlik ayarı katsayısı, m_{THI-b} , ÜHKDGA b fazı genlik ayarı katsayısı, m_{THI-c} , ÜHKDGA c fazı genlik ayarı katsayısıdır. Denklem (4.56), (4.57) ve (4.58)'de gösterildiği gibi m_{THI-b} ve m_{THI-c} , m_{THI-a} ile aynı şekle sahiptir; ancak m_{THI-a} 'ya göre sırasıyla $-2\pi/3$ ve $+2\pi/3$ oranında faz kaydırılmıştır. Bu nedenle, m_{THI-b} 'nin özelliklerini incelemek için m_{THI-a} 'yı referans alabiliriz. Sırasıyla Şekil 4.23.a ve (b), $m=1$ olduğunda m_a ve m_{THI-a} dalga formlarını göstermektedir. Bu durumda, sinüzoidal DGA kullanıldığında, m 'deki fazla artış, aşırı modülasyona yol açacaktır.

Bununla birlikte, m_{THI-a} 'nın tepe değeri 0.869'a eşit olduğu Şekil 4.23.b'de gösterilmiştir. m DGA modülasyon işareti olarak m_{THI-a} kullanılırsa $1/0.869$ yani 1.15 kat yükseltilebilir. Bundan dolayı, AA taraftaki gerilimin genliği belirli bir DA bara gerilimi için yaklaşık % 15.5 arttırılabilir ya da diğer yönden bakılırsa DA bara gerilimi, AA tarafının belirli bir genliği için yaklaşık % 13 oranında azaltılabilir [102-104].

$$\frac{V_{ab1rms \max \dot{U}HKDGA}}{V_{ab1rms \max SDGA}} = 1.155 \quad (4.59)$$



Şekil 4.23. SDGA ve ÜHKDGA yöntemleri [102]

DGA modülasyon işareti $m_{THI-abc}$ ile denklem (4.50) temel alınarak dönüştürücü AA tarafı terminal gerilimleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_{THI-a}(t) = |m(t)| \frac{V_{dc}}{2} \cos(\theta_s) - \frac{V_{dc}}{12} |m(t)| \cos 3(\theta_s) \quad (4.60)$$

$$V_{THI-b}(t) = |m(t)| \frac{V_{dc}}{2} \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{V_{dc}}{12} |m(t)| \cos 3(\theta_s) \quad (4.61)$$

$$V_{THI-c}(t) = |m(t)| \frac{V_{dc}}{2} \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{V_{dc}}{12} |m(t)| \cos 3(\theta_s) \quad (4.62)$$

V_{THI-a} , ÜHKDGA a fazı gerilimi, V_{THI-b} , ÜHKDGA b fazı gerilimi, V_{THI-c} , ÜHKDGA c fazı gerilimidir. Burada $|m(t)| \leq 1.15$ 'tir. Denklem (4.57), (4.58) ve (4.59)'da karşılık gelen taraflar toplanırsa aşağıdaki denklem elde edilir.

$$V_{THI-a}(t) + V_{THI-b}(t) + V_{THI-c}(t) = -\frac{V_{dc}}{4} |m(t)| \cos 3(\theta_s) \quad (4.63)$$

Şekil 4.22.'de verilen şemaya göre evirici sisteminin gerilim eşitliği denklem (4.61)'de verilmiştir.

$$L \frac{di_{abc}}{dt} = -Ri_{sabc} + V_{cabc} - V_{sabc} - V_N \quad (4.64)$$

V_N , üç fazlı şebekenin nötr gerilimi, V_{sabc} şebeke faz gerilimleri toplamı, V_{cabc} şebeke eviricisi çıkış toplam faz gerilimleridir.

$$L \frac{d}{dt} (i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}) = -(R)(i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}) + (V_{THI-a} + V_{THI-b} + V_{THI-c}) - (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) - 3V_N \quad (4.65)$$

Evirici AA tarafı dengeli olduğundan $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ve $V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$ olmaktadır. Böylece denklem yeniden düzenlenirse ve denklem (4.49), denklem (4.62)'de yerine konulduğunda aşağıdaki denklem elde edilir.

$$V_N = -|m(t)| \frac{V_{dc}}{12} \cos 3(\theta_s) \quad (4.66)$$

Denklem (4.63)'te DGA modülasyon işaretinin üçüncü harmonik bileşeninin $\frac{V_{dc}}{2}$ ile güçlendirildiğini ve AA tarafındaki nötr noktada olduğunu göstermektedir. Modülasyon işaretinde diğer üçün katı harmonik bileşen varsa, aynı durum geçerli olmaktadır. Dengeli üç fazlı dalga şeklinin üç ve üçün katı olan harmoniklere karşılık gelen uzay fazörleri sıfırdır ve sıfır sıralı harmonik olarak adlandırılmaktadır. Genel olarak, modülasyon işaretinin sıfır sıralı bileşenleri $\frac{V_{dc}}{2}$ ile güçlendirilir ve AA tarafındaki nötr noktada oluşmaktadır [102].

Denklem (4.60), (4.61) ve (4.62)'daki $V_{THI-abc}$ ve denklem (4.66)'daki V_N için, denklem (4.64) yeniden düzenlenerek a, b ve fazları ayrı ayrı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$L \frac{di_{sa}}{dt} = -Ri_{sa} + \frac{V_{dc}}{2} |m(t)| \cos 3(\theta_s) - V_{sa} \quad (4.67)$$

$$L \frac{di_{sb}}{dt} = -Ri_{sb} + \frac{V_{dc}}{2} |m(t)| \cos 3\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) - V_{sb} \quad (4.68)$$

$$L \frac{di_{sc}}{dt} = -Ri_{sc} + \frac{V_{dc}}{2} |m(t)| \cos 3\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) - V_{sc} \quad (4.69)$$

Denklem (4.53)-(4.55)'deki genlik ayarı denklemleri, denklem (4.67)-(4.69)'da yerine yazıldığında aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$L \frac{di_{sa}}{dt} = -Ri_{sa} + \frac{V_{dc}}{2} m_a - V_{sa} \quad (4.70)$$

$$L \frac{di_{sb}}{dt} = -Ri_{sb} + \frac{V_{dc}}{2} m_b - V_{sb} \quad (4.71)$$

$$L \frac{di_{sc}}{dt} = -Ri_{sc} + \frac{V_{dc}}{2} m_c - V_{sc} \quad (4.72)$$

Denklem (4.56), (4.57) ve (4.58)'deki modülasyon işareti $m_{THI-abc}$ 'nin üçüncü harmoniğinin sistemin geçici ve kararlı durum davranışında herhangi bir etkisi olmadığını göstermektedir. Bu denklemlerin fazör karşılığı:

$$L \frac{d\vec{i}_{sabc}}{dt} = -R\vec{i}_{sabc} + \frac{V_{dc}}{2} \vec{m}_{abc} - \vec{V}_{sabc} \quad (4.73)$$

Denklem (4.73)'e d-q dönüşümü uygulanırsa aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$L \frac{di_{sd}}{dt} = -Ri_{sd} + \frac{V_{dc}}{2} m_d - V_{sd} \quad (4.74)$$

$$L \frac{di_{sq}}{dt} = -Ri_{sq} + \frac{V_{dc}}{2} m_q - V_{sq} \quad (4.75)$$

Üçüncü derece harmonik katkılı SDGA'da modülasyon işaretini üretmek için θ_s ve $m(t)$ değerleri gereklidir. Bununla birlikte m_{abc} , senkron d-q çatı dönüşümüne dayalı olarak üretilmelidir. Bu nedenle $m_{THI-abc}$ 'ye m_{abc} , m_d ve m_q dönüşümleri yapılmalıdır. $\cos 3(\theta_s) = 4\cos^3(\theta_s) - \cos(\theta_s)$ trigonometrik eşitliğini kullanarak, denklem (4.56)'daki m_{THI-a} denklemi şu şekilde yeniden yazılabilir.

$$m_{THI-a}(t) = \frac{3}{2}|m(t)|\cos(\theta_s) - \frac{2}{3}|m(t)|\cos^3(\theta_s) \quad (4.76)$$

Denklemin sağ tarafındaki 2. terim $\frac{|m(t)|^2}{|m(t)|^2}$ ile çarpılıp aşağıdaki denklem elde edilir.

$$m_{THI-a}(t) = \frac{3}{2}|m(t)|\cos(\theta_s) - \frac{2}{3} \frac{[|m(t)|\cos(\theta_s)]^3}{|m(t)|^2} \quad (4.77)$$

$|m(t)|^2 = m_d(t)^2 + m_q(t)^2$ eşitliği kullanılarak denklem (4.77)'ye d-q dönüşümü uygulanır.

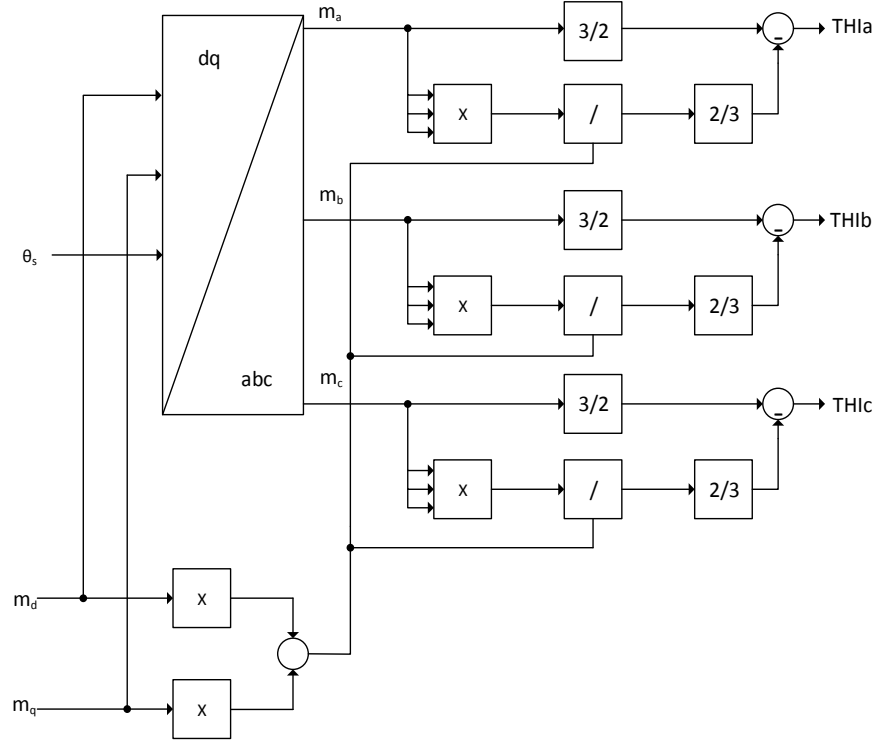
$$m_{THI-a}(t) = \frac{3}{2}m_a(t) - \frac{2}{3} \frac{[m_a(t)]^3}{[m_d(t)]^2 + [m_q(t)]^2} \quad (4.78)$$

Aynı şekilde b ve c fazları içinde yukarıdaki dönüşüm uygulanır.

$$m_{THI-b}(t) = \frac{3}{2}m_b(t) - \frac{2}{3} \frac{[m_b(t)]^3}{[m_d(t)]^2 + [m_q(t)]^2} \quad (4.79)$$

$$m_{THI-c}(t) = \frac{3}{2}m_c(t) - \frac{2}{3} \frac{[m_c(t)]^3}{[m_d(t)]^2 + [m_q(t)]^2} \quad (4.80)$$

ÜHKDGA yöntemi için yukarıda matematiksel model elde edilmiştir, bu modele dayalı olarak blok şema Şekil 4.24.'te gösterilmektedir.

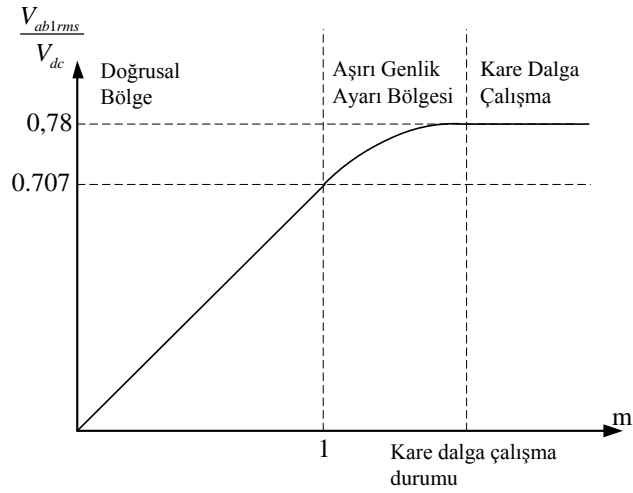


Şekil 4.24. Üçüncü Harmonik Katkılı DGA

ÜHKDGA genlik ayarının evirici çıkış gerilimine etkisi Şekil 4.25.'te verilmiştir. Üç fazlı eviriciye $0 \leq m \leq 1$ aralığında iken evirici çıkış gerilimi ile genlik ayarının doğrusal biçimde değiştiği görülmektedir [102-104].

Şekilden de görüldüğü gibi genlik ayarının bire eşit olduğu durumda evirici çıkış fazlar arasındaki etkin değer doğrusal bölgede DA hat geriliminin %70,7'dir.

($m > 1$) olduğunda Şekil 4.25.'te görüldüğü gibi doğrusal olmayan bölgeye, yani aşırı genlik ayarı bölgesine geçilir. Bu bölge de harmonik performans azalmaktadır, evirici çıkışında küçük dereceli harmonikler oluşmaya başlamaktadır ve artmaya devam ederse kare dalga çalışma durumu ortaya çıkmaktadır [107].



Şekil 4.25. ÜHKDGA'nın evirici çıkış gerilimine etkisi [47]

Bu tez çalışmasında d-q eksenleri tabanlı üçüncü harmonik katkılı sinüzoidal DGA kullanılmıştır.

4.5.3. Uzay vektör darbe genişlik ayarı

UVDGA yönteminde, doluluk oranı (duty cycle), SDGA yöntemindeki gibi karşılaştırma yoluyla üretilmek yerine vektörel olarak hesaplanmaktadır. UVDGA yönteminin DA bara kullanım oranı SDGA'ya göre %15.5 daha yüksektir. ÜHKDGA ile karşılaştırıldığında, iki yöntemde de benzer sonuçlar elde edilmektedir. Ancak bu yöntemlerin uygulama şekli tamamen birbirinden farklıdır [47,101,106].

UVDGA yönteminde üç fazlı gerilimler, Clarke dönüşümü kullanılarak, ($q^s - d^s$ uzayı) durağan çatıda gerilim uzay vektörü ile elde edilmektedir. Gerilim uzay vektörünün genliği ve faz açısı, üç fazlı büyüklüklerin anlık değerleri ile hesaplanmaktadır. Üç fazlı büyüklüklerin dengeli olması durumunda, bu vektör sabit genlik ve açısal hıza sahiptir [7,47].

$$V_{aN}(t) + V_{bN}(t) + V_{cN}(t) = 0 \quad (4.81)$$

V_{aN} , a fazı gerilimi, V_{bN} , b fazı gerilimi, V_{cN} , c fazı gerilimidir. Denklem (4.81)'de verilen her faz, aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (4.82)$$

S_a , a faz bacağına anahtarlama durumu, S_b , b faz bacağına anahtarlama durumu, S_c , c faz bacağına anahtarlama durumunu temsil etmektedir. Eviricideki güç anahtarları sekiz çeşit anahtarlama durumuna sahiptir. Her anahtarlama durumu bir gerilim vektörünü temsil etmektedir. Bu vektörler aktif ve sıfır durum vektörleri olarak ikiye ayrılmaktadır. Bu yöntemde altı aktif vektör ve iki adet sıfır durum vektörü bulunmaktadır. Bu vektörler \vec{V}_0 ve \vec{V}_7 vektörleridir. Şekil 4.26.'da bu sekiz adet uzay vektör diyagramı gösterilmektedir. Denklem (4.83)'te \vec{V}_1 vektörü için uzay vektör durumları ele alınmaktadır.

$$V_{aN} = \frac{2}{3}V_{dc} \quad V_{bN} = V_{cN} = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad (4.83)$$

Gerilim uzay vektörlerinin genelleştirilmiş denklemini aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

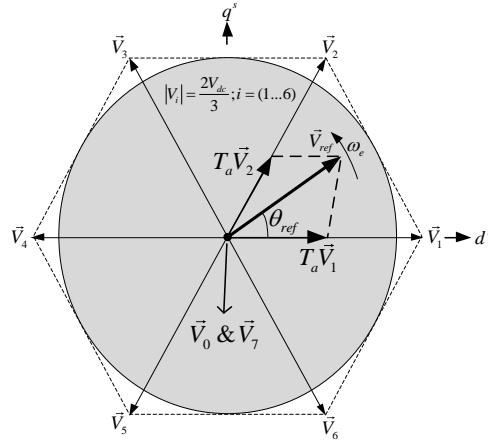
Denklem (4.84)'te bulunan k, 1'den 6'ya kadar değer alır. \vec{V}_k UVDGA yönteminde anahtarlama vektörünün gösterimidir. Bu altı farklı vektör aktif vektördür. Denklem (4.84)'teki uzay vektörün genliği denklem (4.85) ile açısı denklem (4.86) ile hesaplanmaktadır.

$$\vec{V}_k = \frac{2V_{dc}}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (4.84)$$

q^s , durağan çatıda q eksenini ve d^s , durağan çatıda d eksenini temsil etmektedir. V_d^s , durağan çatıda d eksenini gerilimi, V_q^s , durağan çatıda q eksenini gerilimidir.

$$|V_{ref}| = \sqrt{(V_q^s)^2 + (V_d^s)^2} \quad (4.85)$$

$$\theta_{ref} = \arctan^{-1} \left(\frac{V_q^s}{V_d^s} \right) \quad (4.86)$$



Şekil 4.26. Üç fazlı eviricinin durağan ekseninde sekiz farklı anahtarlama vektörü [47]

Tablo 4.1. Sekiz farklı durum için anahtarlama vektörleri [47]

Gerilim Vektörleri	Anahtarlama Vektörleri			Faz Gerilimleri			Hat Gerilimleri			θ_{pref}
	a	b	c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	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°

4.5.3.1. Anahtarlama zamanlarının hesaplanması

Durum vektörleri durağan çatıda oldukları için açısal hızla hareket etmezler. Uzay vektörün başlangıç noktası bütün vektörlerin merkezi olup, ω_s sabit açısal hızı ile dönmektedir.

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (4.87)$$

f_s , evirici çıkışındaki temel dalganın frekansıdır. Referans üç faz gerilim (uzay) vektörü \vec{V}_{ref} vektörünün içinde bulunduğu sektör belirlendikten sonra, o sektördeki iki adet aktif ve iki adet sıfır durum vektörleri kullanılarak anahtarlama süreleri hesaplanır. T_s anahtarlama periyodu eşitliği denklem (4.88) ile hesaplanmaktadır ve bu periyot boyunca referans uzay vektörün değişmediği kabul edilmektedir [47].

$$T_0 + T_a + T_b = T_s \quad (4.88)$$

T_0 , sıfır durum vektörünün uygulanma süresi, T_a , referans vektörün bulunduğu sektördeki alt vektörün uygulanma süresi, T_b , referans vektörün bulunduğu sektördeki üst vektörün uygulanma süresi, T_s , anahtarlama periyodu süresidir.

Her bir sektörde uzay vektör üç vektörün bileşkesi olarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_a} \vec{V}_1 dt + \int_{T_a}^{T_a+T_b} \vec{V}_2 dt + \int_{T_a+T_b}^{T_s} \vec{V}_0 dt \quad (4.89)$$

Bu denklem V_s dengesini de göstermektedir. $V_0...V_7$, UVDGA yönteminde yedi anahtarlama vektörünün anahtarlama durumudur. Anahtarlama işlemi sıfır durum vektörleri ile başlayıp ve sıfır durum vektörleri ile bitmektedir.

$$\begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \omega_s t\right) \\ \sin\left(\omega_s t - \frac{(n-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.90)$$

Örneğin sektör 1 için $n=1$ yazılarak birinci, ikinci ve sıfır durum vektörlerinin uygulanma süreleri aşağıda verilen denklemler ile hesaplanmaktadır. Sıfır durum vektörünün uygulanma zamanı, Volt-s dengesi kullanılarak hesaplanır.

$$T_1 = \sqrt{3} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_s\right) \quad (4.91)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \frac{|V_{ref}|}{V_{dc}} T_s \sin(\theta_s) \quad (4.92)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (4.93)$$

4.5.3.2. Genlik ayarı

Genlik ayarını hesaplamak için denklem (4.94) ve (4.95) kullanılır.

$$T_a = T_s m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_s\right) \quad (4.94)$$

$$T_b = T_s m \sin(\theta_s) \quad (4.95)$$

Bu denklemlerdeki m genlik ayarı olarak adlandırılır.

$$m = \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|}{V_{dc}} \quad (4.96)$$

Referans vektörün maksimum genlik hesabı herhangi iki aktif vektörün tam ortasında olduğunda bulunur. Denklem (4.97), denklem (4.96)'da yerine yazıldığında, maksimum genlik ayarının '1' olduğu görülmektedir.

$$|V_{refmax}| = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \quad (4.97)$$

$$m_{max} = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} = 1 \quad (4.98)$$

m_{max} , genlik ayarı katsayısının maksimum değeridir. $0 \leq m \leq 1$ aralığında iken evirici çıkış gerilimi ile genlik ayarı doğrusal biçimde değiştiği Şekil 4.27.'de görülmektedir. Faz geriliminin temel bileşeninin maksimum değeri ve hat geriliminin temel bileşeninin etkin değerinin alabileceği maksimum değerler aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [47,107].

$$V_{aN1max} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} = 0.577V_{dc} \quad (4.99)$$

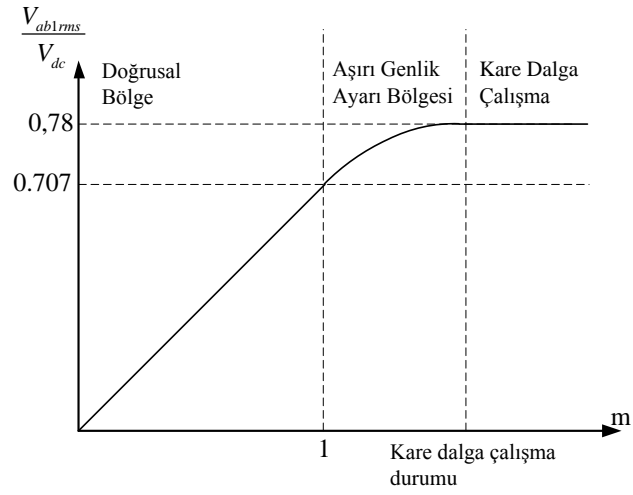
$$V_{ab1rmsmax} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \right) \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = 0.707V_{dc} \quad (4.100)$$

SDGA yöntemi ile UVDGA yöntemi arasında DA bara gerilimi kullanım değerleri karşılaştırılacak olursa, bu oran denklem (4.101)'deki gibi elde edilecektir.

$$\frac{V_{ab1rmsmaxUVDGA}}{V_{ab1rmsmaxSDGA}} = 1.155 \quad (4.101)$$

Üç fazlı eviriciye UVDGA yönteminin uygulandığında evirici çıkış gerilimi üzerindeki etkisi Şekil 4.27.'te gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi genlik ayarının bire eşit olduğu durumda evirici çıkışı fazlar arasındaki etkin değer doğrusal bölgede DA hat geriliminin %70,7'dir [107].

($m > 1$) olduğunda Şekil 4.25.'te görüldüğü gibi doğrusal olmayan bölgeye aşırı genlik ayarı bölgesine geçilir. Bu bölge de harmonik performans bozulmaktadır (yani evirici çıkışında düşük dereceli harmonikler oluşmaya başlamaktadır) ve artmaya devam ederse de belirli bir sınırı aştıktan sonra kare dalga çalışma durumu ortaya çıkmaktadır [107].



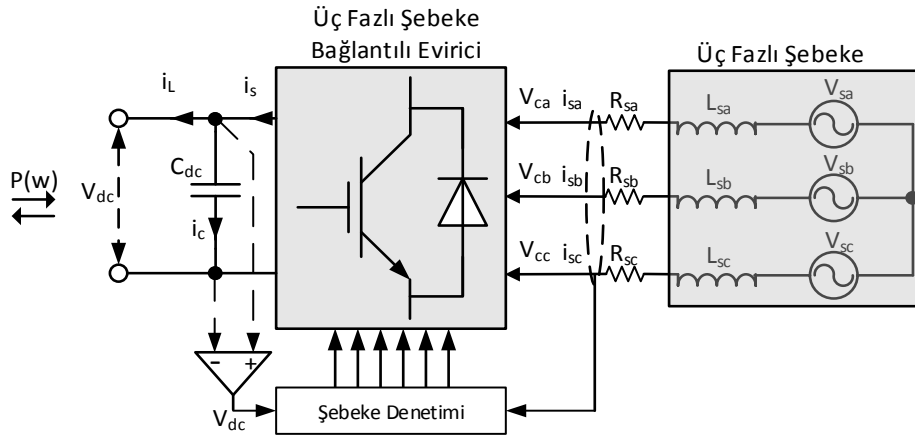
Şekil 4.27. UVDGA için genlik ayarının evirici çıkış gerilimine etkisi [47]

DGA yöntemleri bağlamında önerilmiş olan, ilgili skaler ve vektörel yöntemlerin anahtarlama kayıpları azaltılmış, ortak durum gerilimi azaltılmış, çok seviyeli eviriciler için kullanılan farklı DGA yöntemleri de mevcuttur. Bu yol ve yöntemler tez çalışmasının kapsamı dışındadır.

BÖLÜM 5. ŞEBEKE BAĞLANTILI EVİRİCİ

5.1. Giriş

REDS genelde arka arkaya bağlı bir adet güç dönüştürücüsü üzerinden şebekeye bağlanmaktadır. Rüzgârdan elde edilen gücün şebekeye aktarılması için şebeke bağlantılı evirici sistemleri kullanılmaktadır. Bu evirici yapısı Şekil 5.1.'de gösterilmektedir. Şebeke bağlantılı evirici, generatörden gelen gücü şebekeye aktararak DA bara geriliminin sabit kalmasını sağlar, böylece hem DA bara gerilimi hem de şebekeye aktarılan güç denetlenmiş olur. Şebekeye aktif ve/veya reaktif güç aktarılırken Toplam Harmonik Bozunum (THB) standartlara uygun değerlerde tutulmaya çalışılır. Şebeke bağlantılı evirici de rezonans akım denetimciler ile akım harmonikleri de denetlenebilmektedir [108-110].



Şekil 5.1. Şebeke Bağlantılı Evirici

Hat reaktörü kullanımlarında standartlar gereği genellikle %3 veya %5 gerilim düşümüne sahip hat reaktörleri kullanılmaktadır. %5'lik hat reaktörleri akımı daha iyi süzer ve THB'yi düşürür, fakat üzerindeki gerilim düşümü de yüksek olduğu için güç aktarımını sınırlar.

5.2. Şebeke Bağlantılı Eviricinin Modellenmesi

Tez çalışmasında dengeli şebeke varsayımı mevcuttur. Yani şebeke gerilimlerinin dengeli olduğu kabul edilerek bu bölümdeki modellemeler yapılmaktadır.

$$V_{sa}(t) = |V_s| \cos(\omega_{s0}t + \theta_{s0}) \quad (5.1)$$

$$V_{sb}(t) = |V_s| \cos\left(\omega_{s0}t + \theta_{s0} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.2)$$

$$V_{sc}(t) = |V_s| \cos\left(\omega_{s0}t + \theta_{s0} + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.3)$$

Burada, $|V_s|$ şebeke geriliminin tepe değeridir, ω_{s0} kaynak açısal frekansı ve θ_{s0} kaynağın başlangıç faz açısıdır. Şekil 5.1.'deki şebeke bağlantılı evirici sisteminin gerilim denklemi aşağıda gibi elde edilmektedir.

$$\vec{V}_{sabc} = R_{sabc} \vec{i}_{sabc} + L_{sabc} \frac{d\vec{i}_{sabc}}{dt} + \vec{V}_{cab} \quad (5.4)$$

\vec{V}_{sabc} şebeke üç faz gerilim uzay vektörü, \vec{i}_{sabc} şebeke üç faz akım uzay vektörü, R_{sabc} şebekenin üç faz toplam direncidir. \vec{V}_{cab} evirici çıkışı üç faz gerilim uzay vektörüdür.

Denklem (5.4)'te $L_{sabc}=L_{sa}=L_{sb}=L_{sc}=L_s$ olarak alınarak ve d-q senkron çatı dönüşümü denklem (5.5) kullanılarak yapılmaktadır.

$$\vec{V}_{sabc} = |V_s| e^{j(\omega_{s0}t + \theta_{s0})} \quad (5.5)$$

Denklem (5.5)'te yapılan dönüşüm üç fazlı akım ve evirici çıkış gerilimi uzay vektörlerine de yapılarak denklem (5.6) elde edilmektedir.

$$|V_s| e^{j(\omega_s t + \theta_{s0})} = R_s i_{dqs} e^{j\theta} + L_s \frac{d(i_{dqs} e^{j\theta_s})}{dt} + V_{cdq} e^{j\theta_s} \quad (5.6)$$

$|V_s|$ şebeke gerilim uzay vektörünün genliğidir. i_{sdq} , akım uzay vektörünün genliğidir. V_{cdq} , evirici çıkış gerilim uzay vektörünün genliğidir. Denklem (5.6)'da verilen türev ifadesinin türevi alınarak genişletilir ve denklemin her iki tarafı $e^{j\theta_s}$ terimine bölünür.

$$|V_s| e^{j(\omega_s t + \theta_{s0})} = +R_s i_{dqs} e^{j\theta_s} + L_s \frac{d(i_{dqs})}{dt} e^{j\theta_s} + L_s j e^{j\theta_s} \frac{d(\theta_s)}{dt} i_{dqs} + V_{cdq} e^{j\theta_s} \quad (5.7)$$

$$|V_s| e^{j(\omega_s t + \theta_{s0})} = R_s i_{dqs} + L_s \frac{d(i_{dqs})}{dt} + L_s j \frac{d(\theta_s)}{dt} i_{dqs} + V_{cdq} \quad (5.8)$$

Denklem (5.8) d-q bileşenlerine ayrılacak hale gelmiştir. d-q bileşenleri ayrı ayrı denklem (5.9) ve (5.10)'da ayrıştırılmıştır.

$$|V_s| \cos(\omega_s t + \theta_{s0} - \theta_s) = R_s i_{ds} + L_s \frac{d(i_{ds})}{dt} - L_s \frac{d(\theta_s)}{dt} i_{qs} + V_{cd} \quad (5.9)$$

$$|V_s| \sin(\omega_s t + \theta_{s0} - \theta_s) = R_s i_{qs} + L_s \frac{d(i_{qs})}{dt} + L_s \frac{d(\theta_s)}{dt} i_{ds} + V_{cq} \quad (5.10)$$

Yukarıdaki denklemlerde $\omega_s(t) = \frac{d(\theta_s)}{dt}$ dönüşümü yapılarak yeni denetim değişkeni denklemde yerine yazılır. Şebeke bağlantılı eviricinin gerilim denklemleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$|V_s| \cos(\omega_s t + \theta_{s0} - \theta_s) = R_s i_{ds} + L_s \frac{d(i_{ds})}{dt} - L_s \omega_s(t) i_{qs} + V_{cd} \quad (5.11)$$

$$|V_s| \sin(\omega_s t + \theta_{s0} - \theta_s) = R_s i_{qs} + L_s \frac{d(i_{qs})}{dt} + L_s \omega_s(t) i_{ds} + V_{cq} \quad (5.12)$$

Denklem (5.12) ve (5.13)'te, i_{qs} , i_{ds} ve θ_s durum değişkenleri ve V_{td} , V_{tq} ve ω_s denetim girişleridir. $\omega_s(t)i_{ds}$, $\omega_s(t)i_{qs}$, $\cos(\omega_{s0}t + \theta_{s0} - \theta_s)$ ve $\sin(\omega_{s0}t + \theta_{s0} - \theta_s)$ terimlerinden dolayı denklem doğrusal değildir. Bu denklemdeki eşitliğin sol tarafındaki ifadeler de d-q dönüşümüne tabi tutulur.

$$\vec{V}_s(t) = |V_s| e^{j(\omega_{s0}t + \theta_{s0})} \quad (5.13)$$

$$V_{dqs} = |V_s| e^{j(\omega_{s0}t + \theta_{s0})} e^{-j(\theta_s)} \quad (5.14)$$

$|V_s|$ şebeke gerilim uzay vektörünün genliğidir. Denklem (5.14)'teki ifade sadeleştirilerek aşağıdaki gibi elde edilir ve d-q denklemlerine ayrıştırılır.

$$V_{dqs} = |V_s| e^{j(\omega_{s0}t + \theta_{s0} - \theta_s)} \quad (5.15)$$

$$V_{ds} = |V_s| \cos(\omega_{s0}t + \theta_{s0} - \theta_s) \quad (5.16)$$

$$V_{qs} = |V_s| \sin(\omega_{s0}t + \theta_{s0} - \theta_s) \quad (5.17)$$

Şebeke bağlantılı eviricinin gerilim denklemleri d-q senkron çatıda ayrıştırılmış bir şekilde denklem (5.18) ve (5.19)'da verilmektedir [108-109].

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{d(i_{ds})}{dt} - L_s \omega_s(t) i_{qs} + V_{cd} \quad (5.18)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{d(i_{qs})}{dt} + L_s \omega_s(t) i_{ds} + V_{cq} \quad (5.19)$$

Şekil 5.1.'deki DA bara tarafında akım denklemleri aşağıdaki gibi yazılır. DA bara akımı i_s , kondansatör akımı i_c ve yük akımı i_L olarak verilmiştir. Aşağıdaki denklem elde edilirken tüm dönüştürücü ve bileşen kayıpları ihmal edilmiştir.

$$i_s = i_c + i_L \quad (5.20)$$

Akım ifadelerini daha ayrıntılı bir şekilde yazmak için i_c ve i_L akımlarını ifade etmek gereklidir. DA bara kondansatörü akım denklemi ve yük akımı aşağıdaki gibi yazılır.

$$i_c = C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (5.21)$$

$$i_L = \frac{V_{dc}}{R_L} \quad (5.22)$$

Anlık güç teorisi kullanılarak aktif güç aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$P_{dqs} = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}) \quad (5.23)$$

Kararlı durumda evirici kayıpları ihmal edildiğinde, eviricinin DA tarafındaki güç ile AA tarafındaki güç birbirine eşit olmaktadır [108-109].

$$P_{AA} = \frac{3}{2} V_{ds} i_{ds} \quad (5.24)$$

$$P_{dc} = V_{dc} i_{dc} \quad (5.25)$$

$$P_{AA} = P_{dc} \quad (5.26)$$

Denklem (5.20) ve denklem (5.26)'daki güç eşitliği kullanılarak denklem (5.27) elde edilir.

$$V_{dc} i_{ds} = V_{dc} (i_c + i_L) \quad (5.27)$$

Denklem (5.21), (5.22) ve (5.24) denklemleri denklem (5.27)'de yerine konularak güç eşitliği yazılır.

$$\frac{3}{2} V_{ds} i_{ds} = C_{dc} \frac{dV_{dc}^2}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R_L} \quad (5.28)$$

Dengeli kaynaklarda faz kitlemeli döngü kullanılarak V_{qs} sifira çekilerek θ_s açısı bulunmaktadır. Bu yüzden denklem (5.30)'un sol tarafı 0 olur [108-109].

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{d(i_{ds})}{dt} - L_s \omega_s(t) i_{qs} + V_{cd} \quad (5.29)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{d(i_{qs})}{dt} + L_s \omega_s(t) i_{ds} + V_{cq} \quad (5.30)$$

$$\frac{dV_{dc}^2}{dt} = \frac{3V_{ds}}{2C_{dc}} i_{ds} - \frac{1}{C_{dc}} i_L \quad (5.31)$$

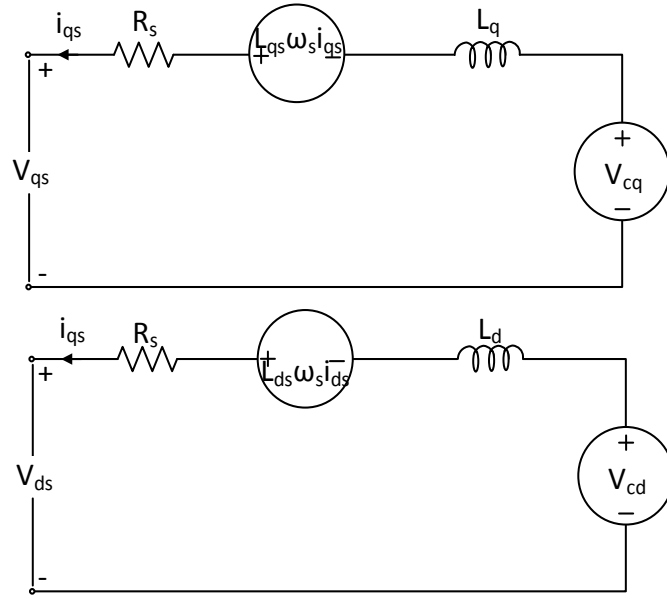
Denklem (5.29), (5.30) ve (5.31)'deki türev terimi çekilerek şebeke bağlantılı evirici durum denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{L_s} (V_{ds} - V_{cd}) \quad (5.32)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{1}{L_q} (V_{cq} - V_{qs}) \quad (5.33)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \left(\frac{3V_{ds}}{2C_{dc}} \right) \frac{1}{V_{dc}} i_{ds} - \left(\frac{1}{C_{dc}} \right) i_L \quad (5.34)$$

Yukarıdaki denklemlerden yararlanılarak şebeke bağlantılı eviricinin d-q eşdeğer devresi Şekil 5.2.'de verilmektedir.



Şekil 5.2. Şebeke Bağlantılı Evirici d-q Eşdeğer Devresi

V_{ds} ve V_{qs} şebeke gerilimi, V_{cd} ve V_{cq} evirici çıkış gerilimidir.

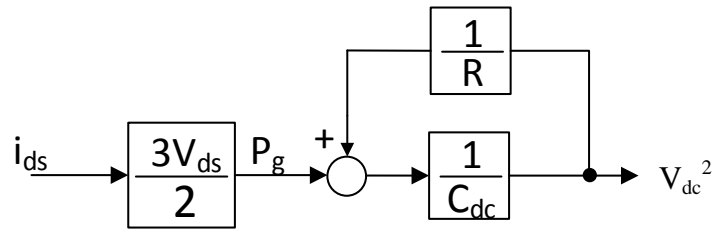
Denklem (5.34) doğrusal olmayan bir denklemdir. Bu denklemi doğrusallaştırmak için denklem (5.36)'da verilen eşitlik kullanılarak denklem (5.37) elde edilir ve denklem doğrusallaştırılır.

$$\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 = P_g \quad (5.35)$$

$$x = V_{dc}^2 \quad (5.36)$$

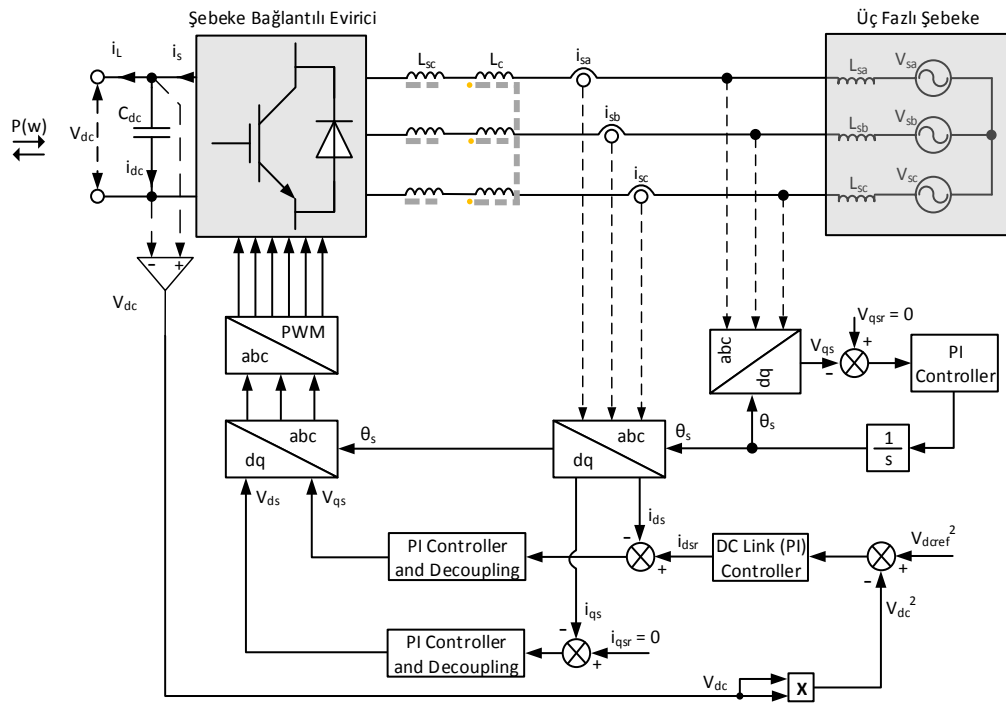
$$\frac{1}{2} C_{dc} x = P_g \quad (5.37)$$

Şekil 5.3.'te şebeke bağlantılı evirici için DA bara doğrusallaştırılmış blok diyagramı verilmektedir.



Şekil 5.3. Şebeke Bağlantılı Evirici DA Bara Eşdeğer Devresi

Şekil 5.4.'te ise şebeke bağlantılı evirici denetim şeması verilmektedir. C_{dc} , DA bara filtre kondansatörüdür. V_{qsr} , referans senkron çatı gerilimi, V_{dcref} , DA bara gerilim referans gerilimidir. i_{qsr} ve i_{dsr} , referans senkron çatı akımlarıdır.



Şekil 5.4. Şebeke Bağlantılı Evirici Denetim Şeması

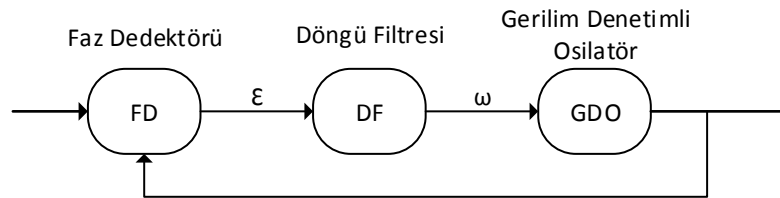
5.3. Şebeke Açısının Faz Kilitlemeli Döngü ile Elde Edilmesi

Faz Kilitlemeli Döngü (FKD) denetim sistemleri, iletişim, enstrümantasyon ve pek çok farklı uygulama alanlarında kullanılmaktadır. Şebeke tarafı dönüştürücüsü denetiminin en önemli özelliği şebeke ile senkron çalışmasıdır. FKD ile bu senkronizasyon sağlanmaktadır [111-115].

FKD modelinin girişi şebeke tarafında ölçülen üç fazlı gerilimlerdir ve çıkış, izlenen faz açısıdır. FKD modeli, Park dönüşümünün kullanıldığı senkron d-q senkron çatıda uygulanmaktadır. Sistemin faz kilitleme işlemi, q eksen gerilimi sıfıra çekilerek gerçekleştirilir. Bu amaçla bir PI denetimci kullanılır. Şebeke açısının FKD ile elde edilmesinde, şebekenin dengesi ve şebeke endüktansının değeri önemli bir etkiye sahiptir.

Şekil 5.5.'te temel bir FKD yapısında, Faz Detektörü (FD), Döngü Filtresi (DF) ve Gerilim Denetimli Osilatör (GDO) olan üç ana blok bulunmaktadır.

FD referans frekans ile geri besleme frekansını karşılaştırmaktadır. Faz dedektörünün çıkışı hata gerilimi olarak adlandırılmaktadır. Bu hata gerilimi yüksek frekans bileşenli ve düzgün olmayan bir DA gerilime sahiptir. Bu sorunu ortadan kaldırmak için DF (alçak geçiren filtre)'den geçirilmektedir. Alçak geçiren filtrenin DA çıkışı GDO'nun frekansını kontrol etmektedir. GDO, nihai çıkış frekans değerini üretmektedir. Referans frekans ile geri besleme frekansları arasındaki faz farkı minimum oluncaya kadar bu işlem devam etmektedir. Bu faz farkı minimize olduğunda çıkış fazına kilitleme işlemi gerçekleştirilmiş olmaktadır.

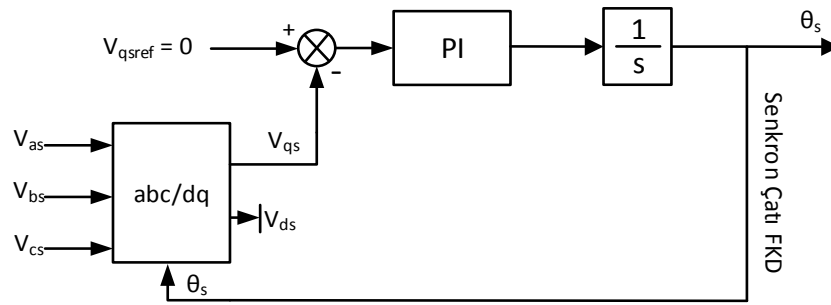


Şekil 5.5. Temel FKD döngü yapısı

Senkron çatı FKD (SÇFKD), Geliştirilmiş FKD (GFKD), Sabit Çatı FKD (SFKD) ve değişken örnekleme frekanslı FKD (DÖFKD) gibi çeşitli yapılar geliştirilmiştir. Bunlar arasındaki fark genellikle FD bloğunun nasıl uygulandığına bağlıdır [111-113].

5.3.1. Senkron çatı tabanlı FKD

SÇFKD 'nin uygulanması basit ve dengeli şebeke koşullarında hızlı sonuç vermektedir. Üç fazlı şebeke bağlantılı güç dönüştürücülerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 5.6.'da SÇFKD blok şeması gösterilmiştir. V_{as} , V_{bs} ve V_{cs} şebeke anlık gerilimleri, şekilde gösterildiği gibi Park dönüşümü ile senkron d-q çatı dönüşümüne tabi tutulmaktadır. PI denetimci, q değişkenini denetlemek için kullanılır ve bu PI denetiminin çıkışı şebeke frekansı olur [111-113].



Şekil 5.6. SÇFKD döngü yapısı

Şebeke frekansına kilitleme sağlandıktan sonra, şebekenin gerilim uzay vektörünün açısı elde edilir [112-113].

SÇFKD, güç denetimi uygulamalarında genellikle yaygın olarak kullanılmaktadır. Dengeli durumda, SÇFKD faz ve frekansı izlemedeki kararlı durum hatasını ortadan kaldırmakta ve hızlı ve doğru bir izleme performansı vermektedir [112-113].

Az harmonikli ve hafif dengesiz sistemlerde SÇFKD yöntemi yeterli olmaktadır. Yüksek dengesizlik ve yüksek THB söz konusu olduğunda literatürde önerilmiş çeşitli FKD yöntemleri bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında üç fazlı şebeke dengeli olduğu için SÇFKD kullanılmıştır [112-113].

BÖLÜM 6. DHRT SİSTEMİNİN DENETLEYİCİ TASARIMLARI

6.1. Giriş

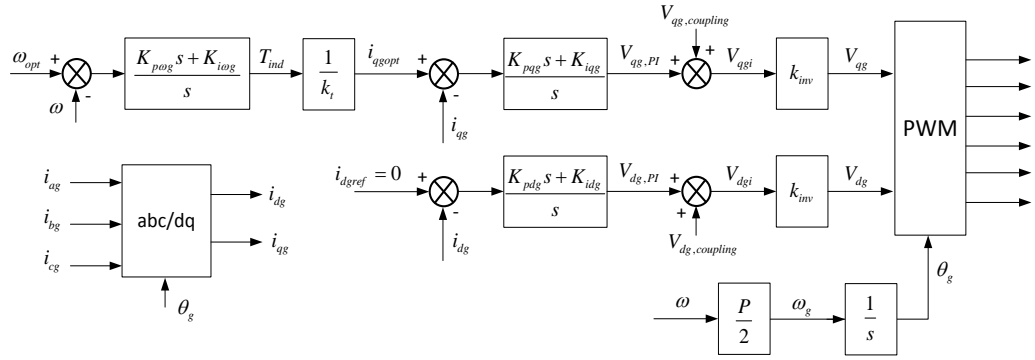
Bu bölümde DHRT sistemlerinin denetim şemaları verilmiştir. Denetim şemalarında yer alan sabit kazançlı PI denetimcilerin, denetim amaçları doğrultusunda tasarımı yapılmıştır. Denetimci tasarımlarında, evirici çıkışlarındaki temel dalganın frekansı 0-100 Hz aralığında olduğu için gecikmeler ihmal edilmiştir. Deneysel olarak gecikmelerin dahil olduğu tasarımlar da son başlık altında yapılmıştır ve karşılaştırmalı olarak grafikler verilmiştir.

6.2. SMSM'nin Vektör Denetimi ve Denetimci (PI) Tasarımları

SMSM'nin vektör denetimi d-q model yardımıyla gerçekleştirilmektedir. Sürücü endüstrisinde en çok kullanılan denetim yöntemlerinden biri vektör denetim yöntemidir. Diğer bir adı da alan yönlendirmeli denetimdir.

Vektör denetim ile d eksen akımı ile manyetik alan, q eksen akımı ile de elektromekanik moment birbirinden bağımsız olarak denetlenir. Ayırıştırma, d-q eksenleri akımlarının herhangi birinde denetim amaçları doğrultusunda meydana gelen bir değişimin diğer akımın denetim döngüsünü etkilememesi anlamına gelmektedir, böylece iki döngü birbirinden bağımsız olur ve birbirinden bağımsız denetlenir. Makinelerdeki vektör denetimin esası da budur, makine akımları alan ve moment bileşenlerine (sırasıyla d ve q) ayrılarak DA makine gibi sürülür. Generatör etiket hızının altında çalıştığı durumlarda sabit moment bölgesinde çalışmaktadır. Bu çalışma bölgesinde, yüzey mıknatıslı SMSM'lerde d eksen akımı 0 olarak girilir. Eğer makine etiket hızının üstünde çalışıyorsa, d ekseninden 0'dan farklı bir akım değeri girilmesi gerekmektedir. Bu denetim yöntemine alan zayıflatma denilmektedir [116-122].

Akı ve momentin birbirinden bağımsız denetimini elde etmek için yalnızca d-q dönüşümünü kullanmak yeterli değildir, çünkü iki eksen arasında çapraz bağlantı mevcut olup, bunlar da d-q eksen referans gerilimlerinden uygun bağlanma terimleri çıkarılarak yok edilebilir. Şekil 6.1.'de SMSM vektör denetim şeması verilmektedir. Şemada verilen çapraz bağlantı terimleri denklem (6.9) ve (6.10)'da verilmektedir [76-77,99,118-122].



Şekil 6.1. SMSM vektör denetim şeması

Şekil 6.1.'de vektör denetim şemasında da görüldüğü gibi, sisteme hız referansı verilmektedir. Gerçek referans rotor hızı geri beslenmektedir. Referans hızdan gerçek rotor hızı çıkarılarak hız hatası elde edilir ve bu hata hız döngüsü PI denetimciye uygulanmaktadır. Bu hız döngüsü PI denetimci çıkışında i_q referans akımı çıkmaktadır. Yukarıda da bahsedildiği gibi d ekseni akımı sıfıra çekilmiştir. Generatörün üç fazlı akımları Park dönüşümü ile d-q akımlarına dönüştürülerek geri besleme yapılmaktadır. d-q referans akımlarından gerçek d-q akımları çıkartılarak akım hataları elde edilir ve akım döngüsü PI denetimcilerine uygulanır. Denetimcilerin çıkışında rotor referanslı yani senkron çatıda d-q eksen gerilimleri elde edilir [76-77,99,118-122].

d-q gerilimleri, SMSM'ye uygulamak için önce ters park dönüşümü ile üç fazlı gerilimlere dönüştürülür. Bu üç fazlı gerilimler ile uygun bir darbe genişlik ayarı yöntemiyle üç fazlı iki seviyeli gerilim ara devreli eviricinin 6 adet güç anahtarına ait anahtarlama işaretleri elde edilir. Bu işlem DGA yönteminin skaler olması durumunda geçerlidir.

SMSM'nin parametreleri, değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin kararlı durum ve dinamik performans analizi üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Değişken hızlı rüzgâr türbinleri için verimli ve hızlı denetimler tasarlamak ve performans analizi yapmak için doğru makine modeli ve doğru parametre bilgisi gereklidir. Bu nedenle, bu parametrelerin doğru bir şekilde ölçülmesi veya kestirilmesi vektör denetimde kullanılacak denetimci tasarımları için gereklidir [2].

SMSM'nin vektör denetiminde rotor manyetik alanı d ekseninde stator manyetik alanı q ekseninde tutulur ve birbirinden bağımsız şekilde denetlenir. Önceki bölümde de analiz edilen ABMM tabanlı vektör denetim doğrultusunda d eksen akımı denetlenmektedir. Ancak alan zayıflatma bölgesinde d eksen stator akımı sıfırdan farklı bir değere sürülür. Bu tezde kullanılan SMSM'nin d-q eksen endüktansları arasında 1.88 kat fark vardır. Bu endüktanslarla makine relüktans momenti de üretebilmektedir fakat d eksen stator akımı sıfırda tutulduğu için relüktans momenti de sıfırlanmış olmaktadır. Özetle deneysel çalışmalarda SMSM'ye relüktans momenti ürettirilmemiştir. Deneysel çalışmalarda kullanılan SMSM'nin üretebildiği relüktans momenti değeri çok küçüktür, ürettirilmemesinin en önemli nedeni budur.

6.2.1. Hız döngüsü için PI denetimci tasarımı

Şekil 6.1.'de hız ve d-q akım denetimleri verilmektedir. Bu şemada kaskad bağlı yapı kullanılmaktadır. Dış döngü hız denetimi ve iç döngü ise akım denetimi olarak temsil edilmektedir. İç döngünün dış döngüden genellikle 10 kat daha hızlı olması gerekmektedir. Denklem (4.22)'de elde edilen moment ifadesinde q akımı sürekli durumda referans değerine ulaştığında denklem (6.1) elde edilmektedir.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (i_{qs} \rightarrow i_{qref}), T_{ind} = k_t i_{qs} \quad (6.1)$$

$$k_t = \frac{3P}{2} \lambda_m \quad (6.2)$$

Bölüm 4'te verilen denklem (4.24)'te dış bozucular ihmal edilerek s domeninde aşağıdaki transfer fonksiyonu elde edilmektedir.

$$Js\omega(s) = k_t i_{qg}(s)$$

$$\frac{\omega(s)}{i_{qg}(s)} = \frac{k_t}{Js} \quad (6.3)$$

Yerleşme zamanı hız döngüsü için makinenin eylemsizlik momentinden kaynaklanan açık çevrim doğal yerleşme zamanı ile uyumlu olacak şekilde 0.142 s seçilmiştir.

Hız döngüsü açık çevrim transfer fonksiyonu elde edilirken iç akım döngülerinin 1 olduğu kabul edilmektedir. Böylece elde edilen açık çevrim transfer fonksiyonu denklem (6.4)'teki gibi elde edilmektedir.

$$TF_{ol}(s) = \left[\frac{K_{p\omega g} s + K_{i\omega g}}{s} \right] [k_t] [k_g] \left[\frac{1}{Js} \right] \quad (6.4)$$

Denklem (6.4)'te $K_{p\omega g}$ ve $K_{i\omega g}$ PI denetiminin kazançları, k_t , moment sabitini temsil etmektedir. Bu terim k_g terimi ile sadeleştirilir.

$$k_g = \frac{2}{3P\lambda_m} \quad (6.5)$$

Kapalı çevrim transfer fonksiyonu, k_t terimi sadeleştirildikten sonra denklem (6.6)'da verilmektedir. Denklem (6.6)'da iç denetim döngüleri (akım denetimi döngüleri) 1 kabul edilmiştir, yani akım denetimcilerinin referans değerleri hatasız izlediği kabul edilmiştir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{\frac{K_{p\omega g}}{J} s + \frac{K_{i\omega g}}{J}}{s^2 + \frac{K_{p\omega g}}{J} s + \frac{K_{i\omega g}}{J}} \quad (6.6)$$

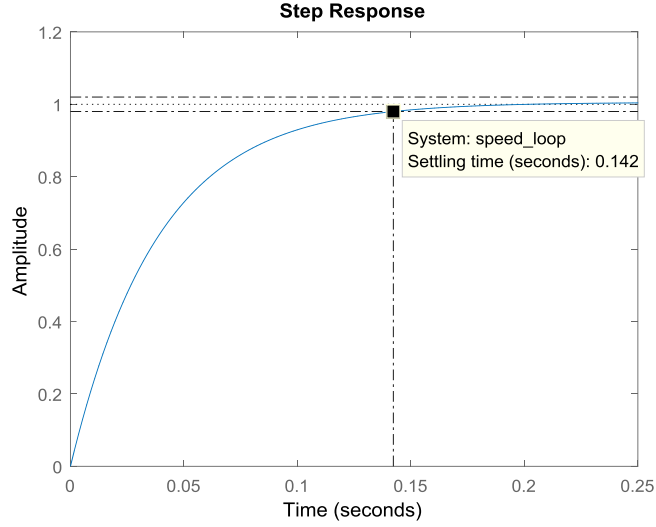
Burada seçilen yerleşme zamanı, çok yaklaşık olarak makinenin doğal kapalı çevrim hız döngüsü yerleşme zamanına eşittir. Bu yüzden hız PI denetiminin çıkışındaki doyum geçici durumlarda devreye girmemektedir fakat aynı zamanda makine geçici

durumlarda etiket akımına çok yakın bir akım çekerek maksimum ivmeyle hızlanmaktadır. Bütün hız PI denetimcilerinin çıkışında bulunan doyum fonksiyonu sadece güvenlik amaçlıdır. Herhangi bir makinenin denetiminde, hız döngüsü PI denetiminin çıkışı doyumda çalışacak şekilde tasarlanırsa, PI denetimci kazançları olması gerekenden daha büyük, yani optimal değerlerinden daha yüksek seçilmiş demektir. Bu durumun iki önemli sakıncası vardır. Kararlı durumda makine akımlarında ve dolayısıyla üretilen momentteki çatlama artar, moment çatlama özellikle rulmanlar açısından elektrik makineleri için çok zararlıdır. Her farklı hız referansı için makinenin hız cevabı farklı şekillerde oluşur, yani her farklı hız referansında makine farklı bir yerleşme zamanına sahip olur. Buradaki tasarımda ise makinenin hız cevabı her farklı hız referansı için aynı davranışı sergilemektedir. PI çıkışında doyum vardır fakat bu doyum öngörülemeyen aşırı yüklenme ve rotor kilitlemesi gibi durumlarda makineyi aşırı akımdan korumaktadır [72,117].

PI denetim kazançları kt 'nin dahil olduğu veya dahil olmadığı şekilde denklem (6.7)'de verilmektedir.

$$\underbrace{K_{p\omega_g} = 0.7}_{i_{qref} = PI_{out}} \quad \& \quad \underbrace{K_{i\omega_g} = 0.1}_{i_{qref} = PI_{out}/k_t} \quad \begin{matrix} K_{p\omega_g} = 0.7k_t \\ K_{i\omega_g} = 0.1k_t \end{matrix} \quad (6.7)$$

Denklem (6.7)'deki kazançlar, denklem (6.6)'da yerine koyulduğunda Şekil 6.2.'de gösterilen kapalı çevrim hız döngüsü adım cevabı elde edilir.



Şekil 6.2. SMSM'nin kapalı çevrim hız döngüsü adım cevabı

Denklem (6.7)'deki PI denetim kazançları ile beraber, denklem (6.6)'daki hız döngüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun son hali denklem (6.8)'de verilmektedir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{25.98s + 3.712}{s^2 + 25.98s + 3.712} \quad (6.8)$$

6.2.2. Akım döngüleri için PI denetimci tasarımları

Akım döngüleri için PI tasarımları yapılırken stator d-q eksen gerilim denklemleri kullanılır. Denklem (4.25) ve (4.26)'da akılar cinsinden SMSM'nin durum denklemleri verilmektedir. Denklem (6.9) ve (6.10)'da ise endüktanslar cinsinden stator gerilim denklemleri verilmektedir [122].

$$V_{dg} = \underbrace{R_g i_{dg} + L_{dg} \frac{d}{dt} i_{dg}}_{V_{dg.PI}} + \underbrace{(-\omega_g L_{qg} i_{qg})}_{V_{dg.coupling}} \quad (6.9)$$

$$V_{qg} = \underbrace{R_g i_{qg} + L_{qg} \frac{d}{dt} i_{qg}}_{V_{qg.PI}} + \underbrace{(\omega_g L_{dg} i_{dg} + \omega_g \lambda_m)}_{V_{qg.coupling}} \quad (6.10)$$

Denklem (6.11) ve (6.12)'de k_{inv} kazancı $1/k_{pwm}$ seçilir. k_{pwm} 'in buradaki değeri, 400 V DA bara değeri için $230.9/3750$ 'dir. Akım döngülerinin yerleşme zamanı hız

döngüsünün yaklaşık olarak 14'te 1'i seçilmiştir. Burada yapılan tasarımda dv/dt filtrelerinin endüktansı ve direnç değerleri dikkate alınmıştır. Ayrıca, Şekil 6.1.'de verilen vektör denetim şemasında ayrıştırma işleminde de bu endüktanslar dikkate alınmalıdır.

Denklem (6.11) ve (6.12)'da akım PI denetimcilerin denetlediği ileri yol transfer fonksiyonları verilmiştir.

$$TF_{ol}(s) = \left[\frac{K_{pdg}s + K_{idg}}{s} \right] \cdot \left[\frac{1}{R_g + L_{dg}s} \right] \cdot [k_{inv}] \cdot [k_{pwm}] \quad (6.11)$$

$$TF_{ol}(s) = \left[\frac{K_{pqg}s + K_{iqg}}{s} \right] \cdot \left[\frac{1}{R_g + L_{qg}s} \right] \cdot [k_{inv}] \cdot [k_{pwm}] \quad (6.12)$$

K_{pdg} , K_{pqg} , K_{idg} ve K_{iqg} PI denetimci kazançlarını temsil etmektedir. Denklem (6.11) ve (6.12)'de PI denetimciler V_{dg} ve V_{qg} ileri yol transfer fonksiyonlarını denetler. Çapraz bağlantı terimleri $V_{dg,coupling}$ ve $V_{qg,coupling}$ ilgili PI çıkışları ile doğrudan toplanır, bu terimler çapraz geçiş bileşenlerini yok eder.

Burada evirici kazancı olan k_{pwm} , k_{inv} kazancı ile sadeleştirilir. Yani k_{inv} , $1/k_{pwm}$ 'e eşit seçilir. Kapalı çevrim hız döngüsünün yerleşme zamanı yaklaşık olarak 0.142 s'dir, kapalı çevrim akım döngülerinin yerleşme zamanı bu değer 14'te 1'i olarak 0.010 s seçilmiştir. Bu değeri elde etmek için kazançlar (6.13) ve (6.14)'teki gibi seçilmelidir. Burada makineye bağlı olan dv/dt filtresinin empedans değeri makinenin empedansına göre çok küçük olduğu için ihmal edilmiştir.

(6.13) ve (6.14)'te seçilen kazançların, akım döngülerinin açık çevrim (doğal) yerleşme zamanı ile uyumlu olması gereklidir. Buradaki önemli nokta doğal yerleşme zamanından daha küçük bir yerleşme zamanının denetim tasarımında seçilmemesi gerekliliğidir. Bu durum hız döngüsü için de geçerlidir. Aksi takdirde denetim amaçlarını yerine getirmek için gereken denetim çabası artar ve doyum fonksiyonları çalışmaya başlar. Akım döngüleri için kapalı çevrim transfer fonksiyonu (6.15)'teki gibi elde edilir.

$$K_{pdg} = 500L_{dg} = 2 \quad K_{idg} = 500R_g = 250 \quad (6.13)$$

$$K_{pqg} = 500L_{qg} = 2.75 \quad K_{iqg} = 500R_g = 250 \quad (6.14)$$

Sonuç olarak her iki d-q kapalı çevrim akım döngüsü için denklem (6.20)'deki nihai transfer fonksiyonu elde edilmektedir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{500}{s + 500} \quad (6.15)$$

6.3. Şebeke Bağlantılı Eviricinin Denetimi

Şebeke bağlantılı eviricinin denetiminde, q eksenini akımı sıfıra çekilerek şebekeye aktarılan reaktif güç sıfırlanır. Şebekeye aktarılabilecek olan aktif güç kadar da bir d eksenini akımı oluşturulmalıdır. Bu işlemler kapalı çevrim denetim sistemi içinde otomatik olarak gerçekleşir. Denklem (6.16), (6.17) ve (6.18)'de şebeke bağlantılı eviricinin durum denklemleri verilmektedir [47,109,110].

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \left(\frac{3V_{ds}}{2C_{dc}} \right) \frac{1}{V_{dc}} i_{ds} - \left(\frac{1}{C_{dc}} \right) i_L \quad (6.16)$$

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{L_d} (V_{cd} - V_{ds}) \quad (6.17)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{1}{L_d} (V_{cq} - V_{qs}) \quad (6.18)$$

6.3.1. DA bara gerilim döngüsü için PI denetimci tasarımı

DA bara gerilim döngüsü denklem (6.16)'daki dış bozucu ihmal edilecek şekilde aşağıdaki gibi yeniden düzenlenir.

$$V_{dc}^2 = \frac{3|V_{ds}|}{2C_{dc}s} i_{ds} = \frac{k_{DA}}{s} i_{ds} \quad (6.19)$$

Burada V_{ds} , şebeke d eksen gerilimidir ve faz geriliminin tepe değerine eşittir. DA bara gerilim dögüsünde ileri yol transfer fonksiyonu denklem (6.20)'de verilmektedir. Bu denklemde k_{DA} 'nın değeri 68629'a eşittir.

$$TF_{ol}(s) = \left[\frac{K_{pdc}s + K_{idc}}{s} \right] \cdot \left[\frac{k_{DA}}{s} \right] i_{ds} \quad (6.20)$$

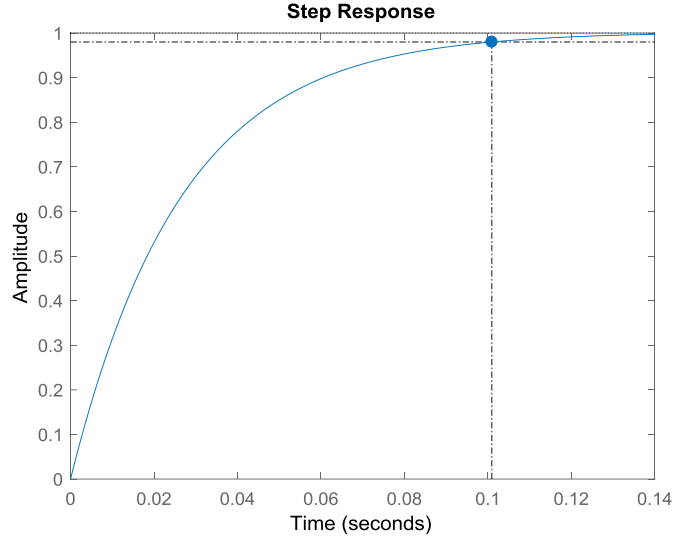
K_{pdc} ve K_{idc} PI denetimci kazançlarını temsil etmektedir. Denklem (6.16)'da güç dönüştürücüsünün kayıpları ve parazitik kayıplar modellenememektedir. Yani sistemde modellenemeyen dinamikler olduğu için tasarımın denetim amacını tam değil yaklaşık olarak karşılaması beklenmelidir. Denklem (6.20)'nin kapalı çevrim transfer fonksiyonu, denklem (6.21)'de verilmektedir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{k_{DA} \cdot K_{pdc}s + k_{DA} \cdot K_{idc}}{s^2 + k_{DA} \cdot K_{pdc}s + k_{DA} \cdot K_{idc}} \quad (6.21)$$

$K_{pdc} = 0.00055$ ve $K_{idc} = 0.00005$ alındığında, denklem (6.22)'deki transfer fonksiyonu elde edilir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{37.75s + 3.431}{s^2 + 37.75s + 3.431} \quad (6.22)$$

Burada DA bara gerilimi PI denetimci çıkışını k_{DA} 'ya bölmeye gerek yoktur çünkü bu kazanç denklem (6.20)'deki PI tasarım transfer fonksiyonuna dâhil edilerek kazançlar hesaplanmıştır. Şekil 6.3.'te gerilim dögüsünün adım girişe cevabı, akım kapalı çevrim dögüleri 1.0 alınarak verilmektedir.



Şekil 6.3. DA bara kapalı çevrim gerilim döngüsünün adım girişe cevabı

6.3.2. Akım döngüleri için PI denetimci tasarımı

Şebeke bağlantılı evirici d-q akım döngüleri PI tasarımları için d-q eksenlerindeki gerilim denklemleri kullanılır. Bu denklemler aşağıda verilmektedir.

$$V_{cd} = \underbrace{R_d i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt}}_{V_{ds,PI}} + \underbrace{(-\omega_s L_q i_{qs} + V_{ds})}_{V_{ds,coupling}} \quad (6.23)$$

$$V_{cq} = \underbrace{R_q i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt}}_{V_{qs,PI}} + \underbrace{(\omega_s L_d i_{ds} + V_{qs})}_{V_{qs,coupling}} \quad (6.24)$$

Denklem (6.23) ve (6.24)'te PI denetimciler V_{cd} ve V_{cq} ileri yol transfer fonksiyonlarını denetler. Çapraz bağlantı terimleri $V_{ds,coupling}$ ve $V_{qs,coupling}$ ilgili PI çıkışları ile doğrudan toplanır, bu terimler çapraz geçiş bileşenlerini yok eder. Şebeke hat filtresinin omik direnç değerleri çok küçüktür. Bu yüzden ihmal edilmiştir. Sonuç olarak d-q eksenleri akım döngüleri için kapalı açık çevrim ileri yol transfer fonksiyonları aşağıdaki gibidir.

$$TF_{ol}(s) = \left[\frac{K_{ps}s + K_{is}}{s} \right] \cdot \left[\frac{1}{L_s s} \right] \cdot [k_{inv}] \cdot [k_{pwm}] \quad (6.25)$$

k_{inv} kazancı $1/k_{pwm}$ seçilir. k_{pwm} 'in buradaki değeri, 400 V DA bara değeri için $230.9/3750$ 'dir. Böylece kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki hali alır.

$$TF_{cl}(s) = \frac{\frac{K_{ps}}{L_s}s + \frac{K_{is}}{L_s}}{s^2 + \frac{K_{ps}}{L_s}s + \frac{K_{is}}{L_s}} \quad (6.26)$$

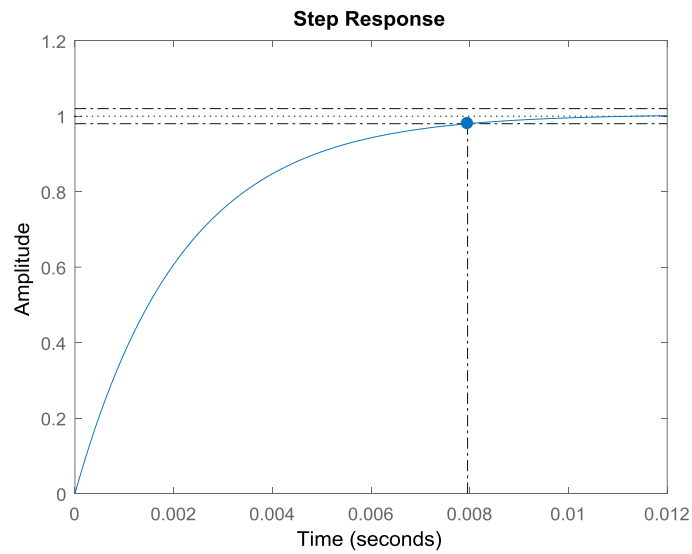
Akım döngülerinin yerleşme zamanı yaklaşık olarak 0.008 s seçilmiş ve aşağıdaki kazançlar belirlenmiştir.

$$\begin{aligned} K_{is} &= 5 \\ K_{ps} &= 2 \end{aligned} \quad (6.27)$$

Sonuç olarak aşağıda elde edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu için Şekil 6.4.'teki adım cevabı elde edilir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{465.1s + 1163}{s^2 + 465.1s + 1163} \quad (6.28)$$

Şekil 6.7.'de şebeke bağlantılı eviricinin kapalı çevrim akım denetim şeması verilmektedir.



Şekil 6.4. Şebeke bağlantılı eviricinin kapalı çevrim akım döngülerinin adım giriş cevabı

6.4. FKD PI Denetimci Tasarımı

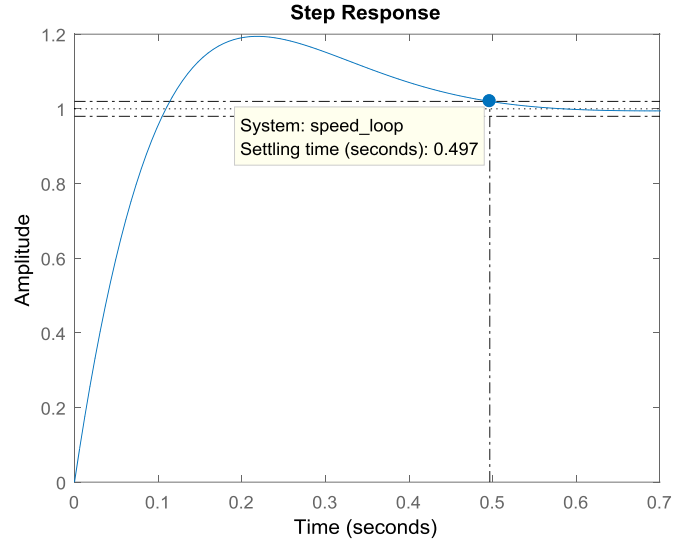
Bu tez çalışmasında, senkron referans çatı tabanlı FKD yöntemi kullanılmıştır. Bu FKD sisteminin kapalı çevrim transfer fonksiyonu denklem (6.29)'da verilmektedir.

$$G_{cl(s)} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (6.29)$$

Burada k_p ve k_i PI denetimci kazançlarıdır. Buradan doğal frekans ve sönüm katsayısı arasındaki ilişki şu şekilde yazılır.

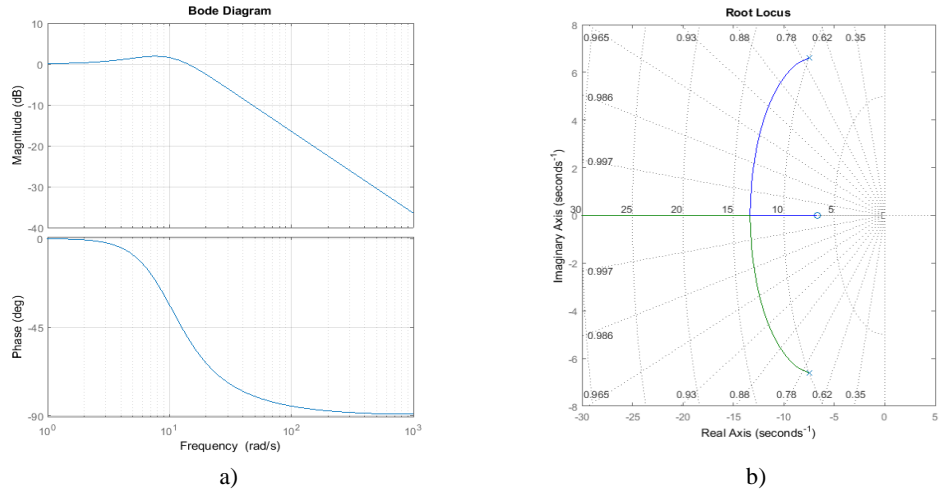
$$k_i = \omega_n^2, k_p = 2\xi\omega_n \quad (6.30)$$

Burada ω_n , doğal frekans, ξ ise sönüm katsayısıdır. Literatürde sönüm katsayısı genellikle 1.0 alınmaktadır. Fakat gerçek zamanlı uygulamalarda şebeke gerilimlerinde bir miktar harmonikler ve sensör ölçümlerinde gürültü vardır. Eğer FKD PI denetimci kazançları sadece teorik doğrulama ile yüksek seçilirse sistem çalışması esnasında FKD çıkışı kararlı durumda aşırı salınımlı olmaktadır. Bu yüzden, yerleşme zamanı 0.5 s ve sönüm katsayısı 0.75 alınmıştır. Bu durumda PI denetimci kazançları $k_p = 15$ ve $k_i = 100$ olmaktadır. Şekil 6.7.'de FKD sisteminin adım cevabı verilmektedir.

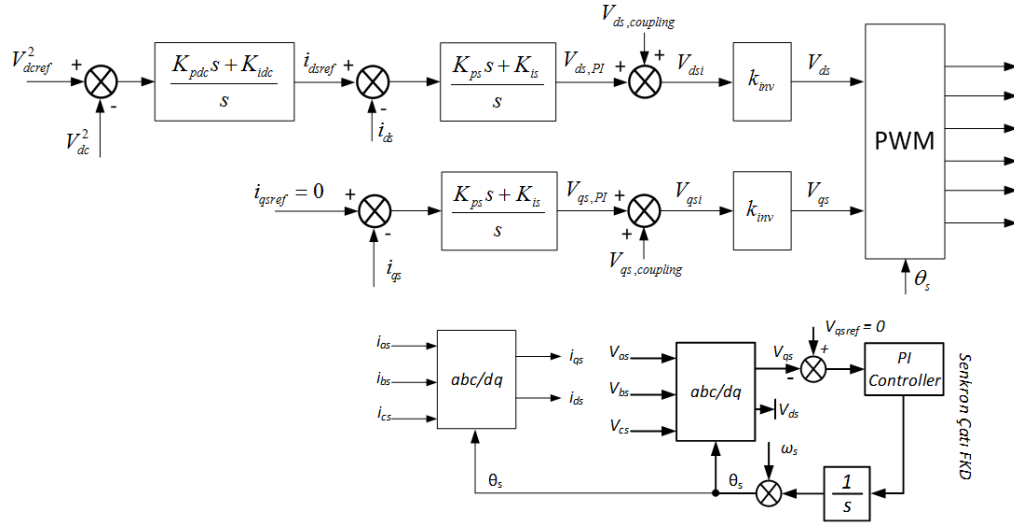


Şekil 6.5. FKD sistemi kapalı çevrim adım cevabı

FKD kapalı çevrim transfer fonksiyonunun bode diyagramı ve köklerin yer eğrisi Şekil 6.6.'da verilmektedir.



Şekil 6.6. a) FKD denetim döngüsü bode diyagramı, b) FKD denetim döngüsü köklerin yer eğrisi



Şekil 6.7. Şebeke bağlantılı evirici kapalı çevrim denetim şeması

Şekil 6.7.'de şebeke bağlantılı eviricini kapalı çevrim denetim şemasında görüldüğü gibi DA gerilim referansı verilmektedir. Bu şemada FKD algoritması ile şebeke açısına kenetlenme yapılmaktadır. Ayrıca bu açı ile şebeke tarafında d-q akım ve gerilim dönüşümleri yapılmaktadır. Referans DA gerilim referansı gerçek DA gerilim değeri çıkarılarak gerilim hatası elde edilir ve bu hata DA gerilim döngüsü PI denetimciye uygulanmaktadır. Bu gerilim döngüsü PI denetimci çıkışında i_{ds} referans akımı elde edilmektedir. Yukarıda da bahsedildiği gibi q akımı sifıra çekilmiştir. d-q referans akımlarından gerçek d-q akımları çıkartılır ve akım hatası elde edilir. Ardından akım döngüsü PI denetimcilerine uygulanır. Denetimcilerin çıkışında d-q çatı gerilimleri elde edilir.

d-q gerilimlerini şebeke bağlantılı eviriciye uygulamak için önce ters park dönüşümü ile üç fazlı gerilimlere dönüştürülür. Bu üç fazlı gerilimler de uygun bir DGA yöntemiyle üç fazlı iki seviyeli eviricinin güç anahtarlarına uygulanır.

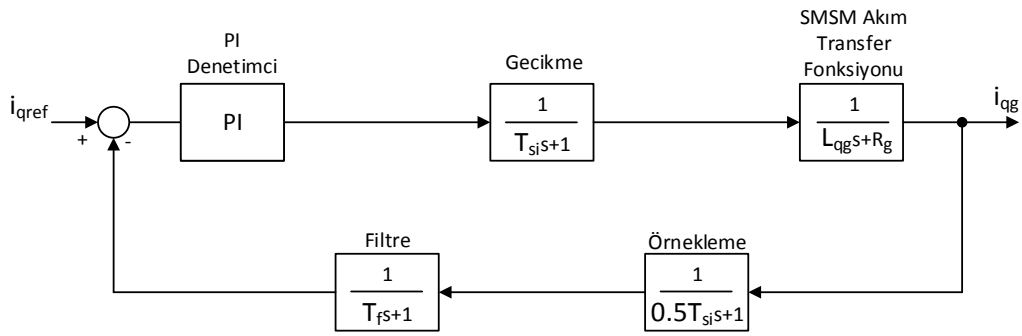
6.5. Gecikmeler Dâhil Edilmiş Halde Denetimci Tasarımları

SMSM'nin akım ve hız döngüleri transfer fonksiyonuna gecikmeler eklendiğinde elde edilen transfer fonksiyonu bu bölüm altında ele alınmıştır. Akım ve hız döngüsü için ileri yola gecikme olarak 100 us gecikme zamanı eklenmiştir. Akım ve hız sensörü için de geri besleme yolu üzerine 50 us gecikme zamanı eklenmiştir. Ayrıca örnekleme

için döngü zamanlarının yarı zamanında geri besleme yolu üzerine gecikmeler eklenmiştir.

6.5.1. SMSM akım döngüsüne gecikmelerin dahil edilmesi

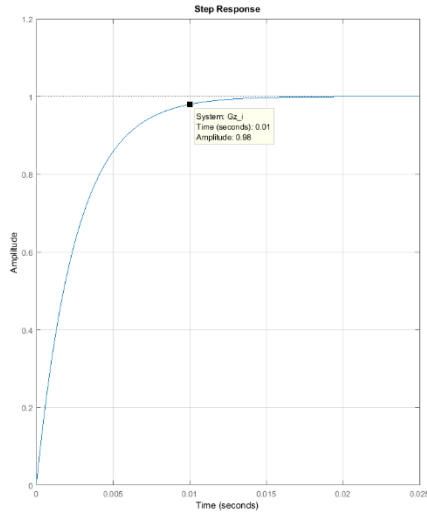
Akım döngüsü gecikmeler dahil edilmiş şema Şekil 6.8.'de gösterilmektedir. Bu şemadan yola çıkılarak kapalı çevrim transfer fonksiyonu denklem (6.31)'de elde edilmektedir.



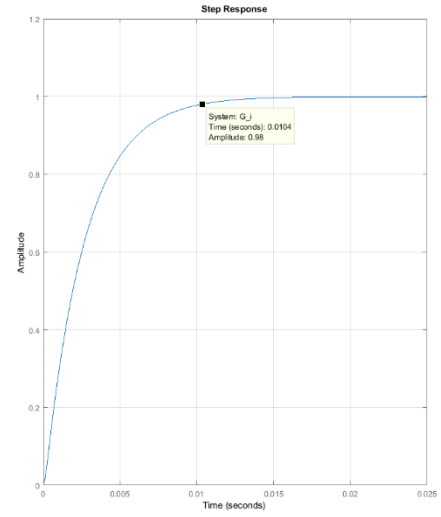
Şekil 6.8. SMSM Akım döngüsü

$$TF_{cl}(s) = \frac{(1.074 \times 10^{-10} s^5 + 2.167 \times 10^{-6} s^4 + 0.01113 s^3 + 1.97 s^2 + 88.73 s)}{\left(\begin{array}{l} 3.025 \times 10^{-17} s^7 + 9.13 \times 10^{-13} s^6 + 9.24 \times 10^{-9} s^5 + 3.298 \times 10^{-5} s^4 \\ + 0.01651 s^3 + 2.211 s^2 + 88.73 s \end{array} \right)} \quad (6.31)$$

SMSM gecikmeler ihmal edilmiş ve dahil edilmiş akım döngüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun adım cevapları, bode diyagramı ve köklerin yer eğrisi sırasıyla Şekil 6.9., Şekil 6.10. ve Şekil 6.11.'de verilmektedir.

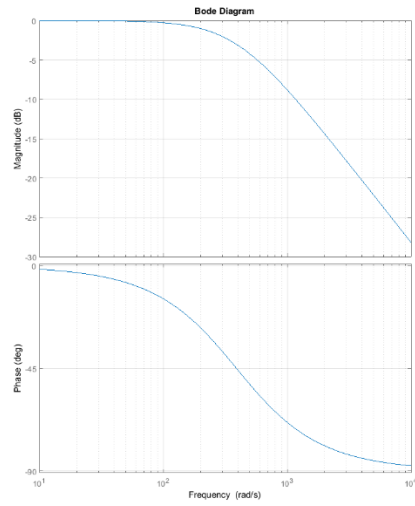


a) Gecikmeler ihmal edilmiş

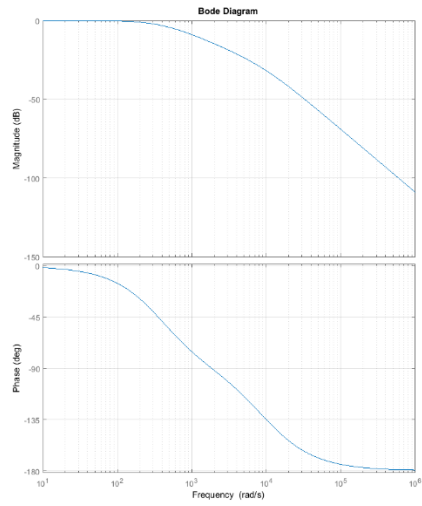


b) Gecikmeler dahil edilmiş

Şekil 6.9. SMSG Akım döngüsü adım cevapları

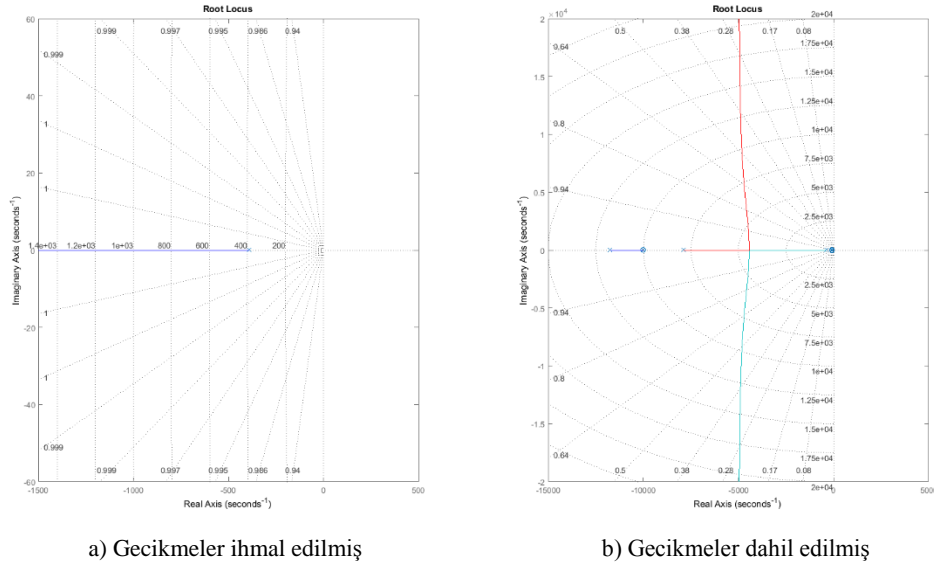


a) Gecikmeler ihmal edilmiş



b) Gecikmeler dahil edilmiş

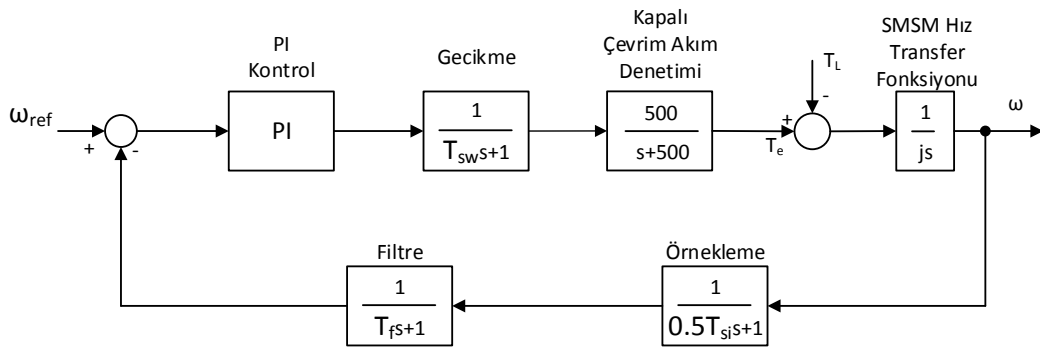
Şekil 6.10. SMSG Akım döngüsü bode diyagramları



Şekil 6.11. MSG Akım döngüsü köklerin yer eğrisi

6.5.2. SMSM hız döngüsüne gecikmelerin dahil edilmesi

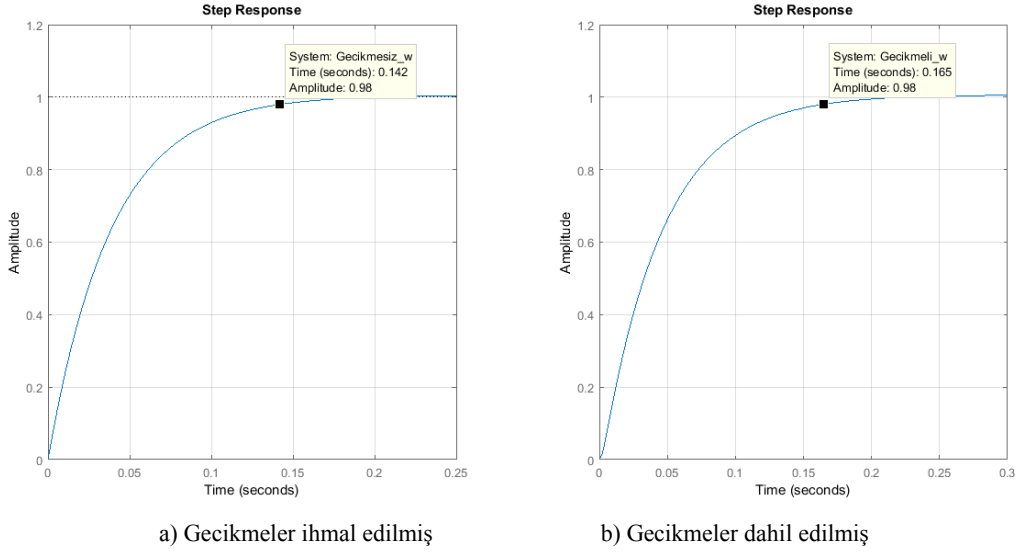
Hız döngüsü gecikmeler dahil edilmiş şema Şekil 6.12.'de gösterilmektedir. Bu şemadan yola çıkılarak kapalı çevrim transfer fonksiyonu denklem (6.32)'de elde edilmektedir. Denetim sisteminde k_t ve k_g kazançları kompanse edildiği için semada gösterilmemiştir



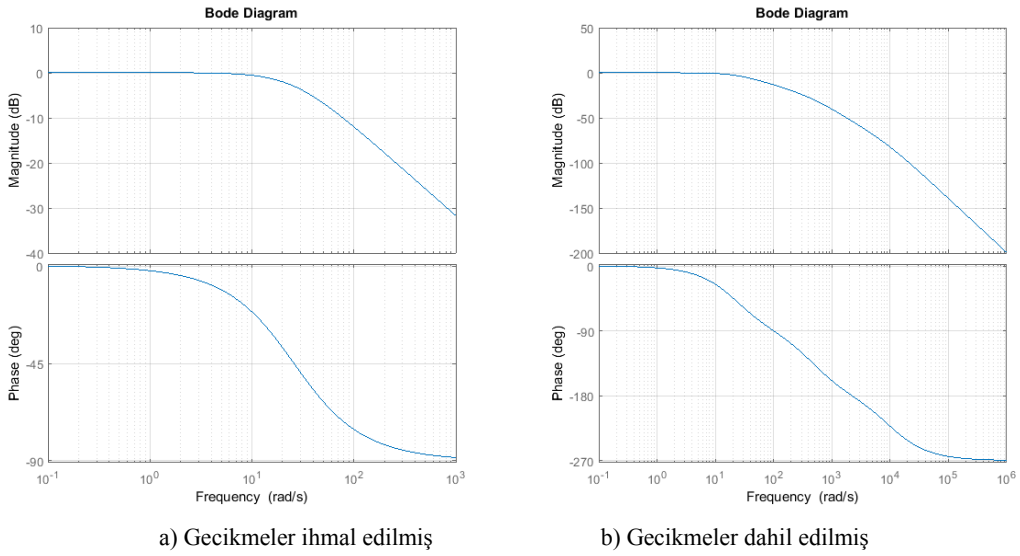
Şekil 6.12. SMSM Hız döngüsü

$$TF_{cl}(s) = \frac{(1.141 \times 10^{-7} s^6 + 0.002339 s^5 + 12.55 s^4 + 5707 s^3 + 815 s^2)}{\left(\begin{array}{l} 1.063 \times 10^{-15} s^9 + 3.295 \times 10^{-11} s^8 + 3.51 \times 10^{-7} s^7 + 0.00139 s^6 \\ + 1.144 s^5 + 277.7 s^4 + 5707 s^3 + 815 s^2 \end{array} \right)} \quad (6.32)$$

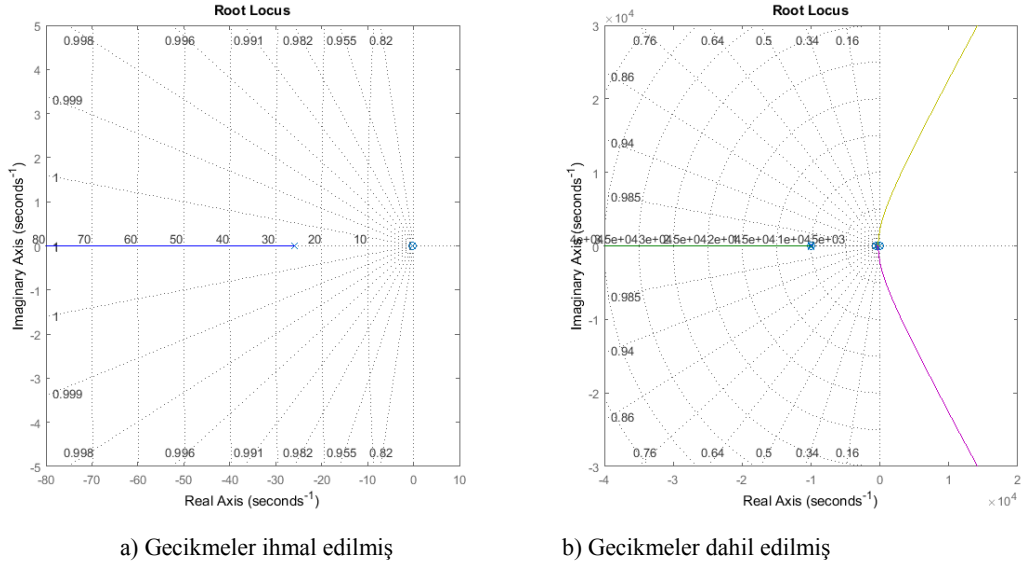
SMSM gecikmeler ihmal edilmiş ve dahil edilmiş hız döngüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun adım cevapları, bode diyagramı ve köklerin yer eğrisi sırasıyla Şekil 6.13., Şekil 6.14. ve Şekil 6.15.'de verilmektedir.



Şekil 6.13. SMSG Hız döngüsü adım cevapları



Şekil 6.14. SMSG Hız döngüsü bode diyagramları



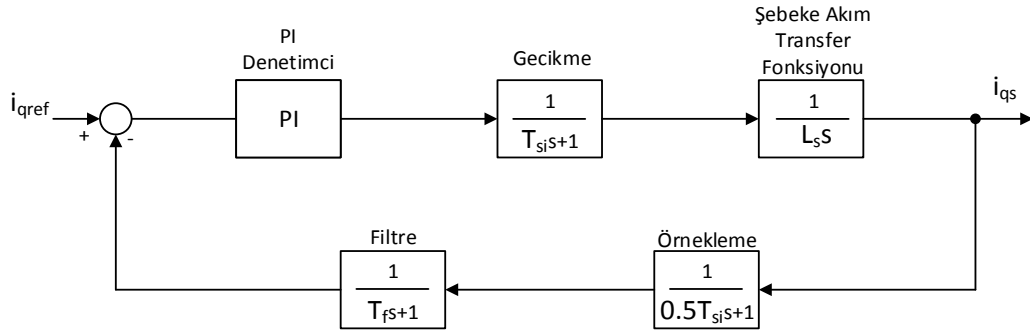
Şekil 6.15. SMSG Hız döngüsü köklerin yer eğrisi

Gecikme değerlerinin senkronize edilmiş anahtarlama ve örnekleme frekansına bağlı etkisi çok küçük olduğu için gecikmelerin makine hız ve moment cevabında etkisi yok denecek kadar azdır.

6.5.3. Şebeke bağlantılı evirici akım döngüsüne gecikmelerin dahil edilmesi

Şebeke bağlantılı eviricinin DA bara denetim ve d-q akım döngüleri transfer fonksiyonuna SMSM'de olduğu gibi gecikmeleri eklendiğinde elde edilen transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

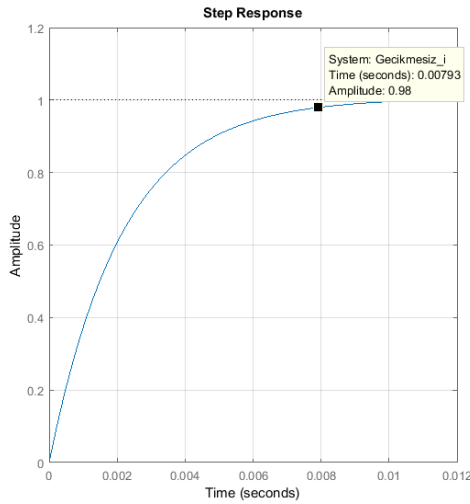
Akım döngüsü gecikmeler dahil edilmiş denetim şeması Şekil 6.16.'da gösterilmektedir. Bu şemadan yola çıkılarak kapalı çevrim transfer fonksiyonu denklem (6.33)'te elde edilmektedir.



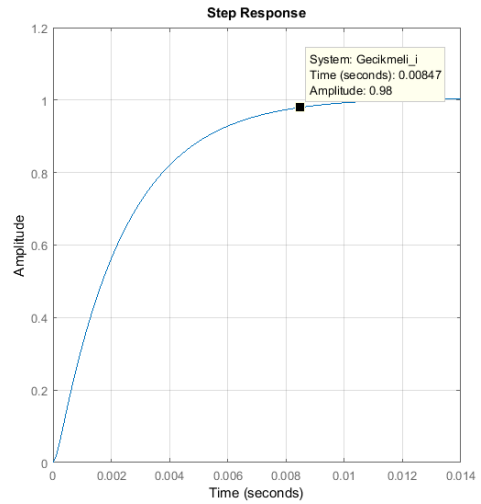
Şekil 6.16. Şebeke bağlantılı evirici akım döngüsü

$$TF_{cl}(s) = \frac{1 \times 10^{-10} s^5 + 2 \times 10^{-6} s^4 + 0.01001 \times 10^{-3} s^3 + 0.025 s^2}{\left(\begin{array}{l} 2.5 \times 10^{-17} s^7 + 7.5 \times 10^{-13} s^6 + 7.5 \times 10^{-9} s^5 + 2.6 \times 10^{-5} s^4 \\ + 0.01 s^3 + 0.025 s^2 \end{array} \right)} \quad (6.33)$$

Şebeke bağlantılı evirici gecikmeler ihmal edilmiş ve dahil edilmiş akım döngüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun adım cevapları, bode diyagramı ve köklerin yer eğrisi sırasıyla Şekil 6.17., Şekil 6.18. ve Şekil 6.19.'da verilmektedir.

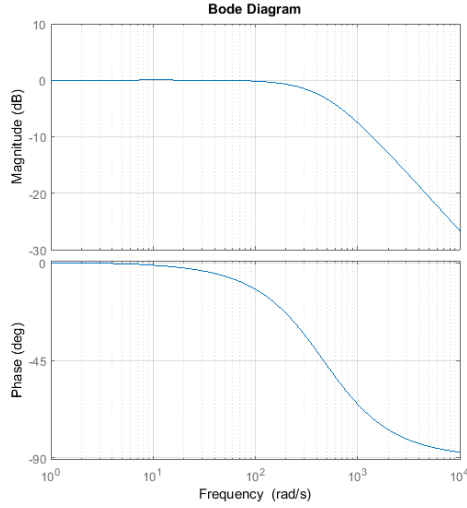


a) Gecikmeler ihmal edilmiş

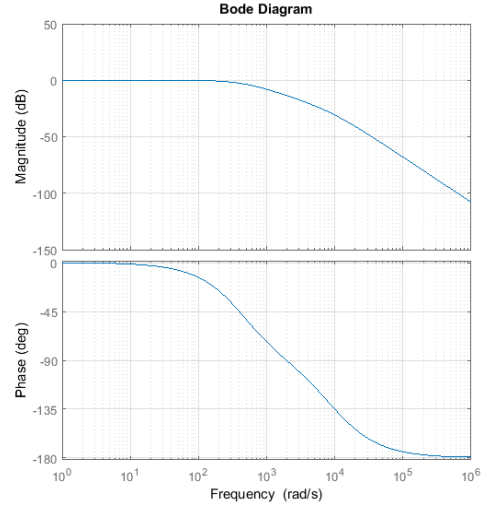


b) Gecikmeler dahil edilmiş

Şekil 6.17. Şebeke bağlantılı evirici akım döngüsü adım cevapları

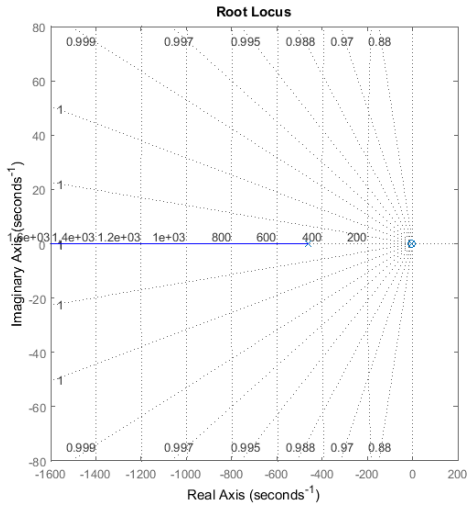


a) Gecikmeler ihmal edilmiş

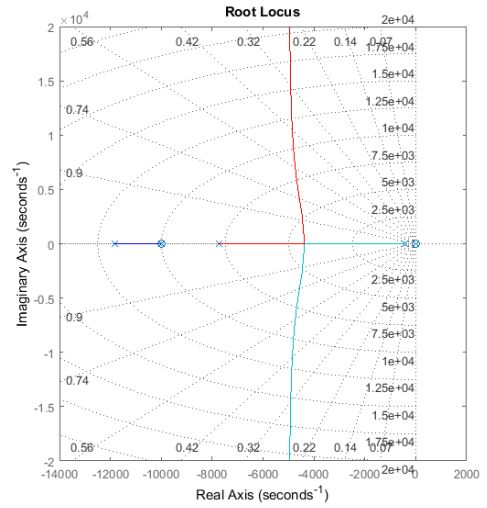


b) Gecikmeler dahil edilmiş

Şekil 6.18. Şebeke bağlantılı evirici akım döngüsü bode diyagramları



a) Gecikmeler ihmal edilmiş

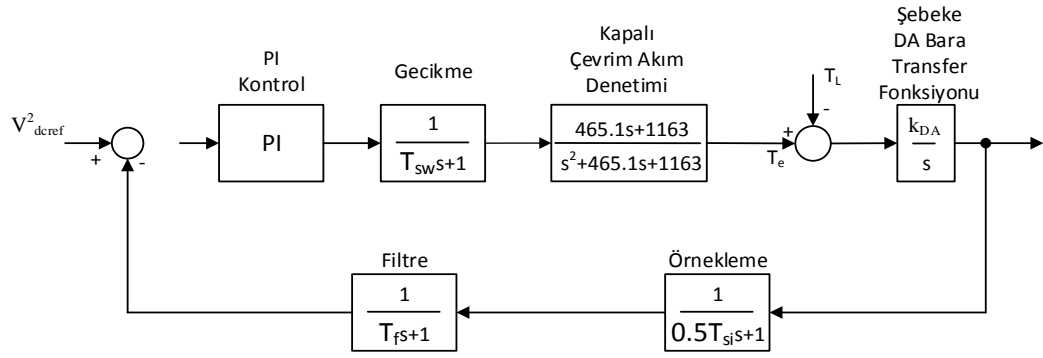


b) Gecikmeler dahil edilmiş

Şekil 6.19. Şebeke bağlantılı evirici akım döngüsü köklerin yer eğrisi

6.5.4. Şebeke bağlantılı evirici da bara döngüsüne gecikmelerin dahil edilmesi

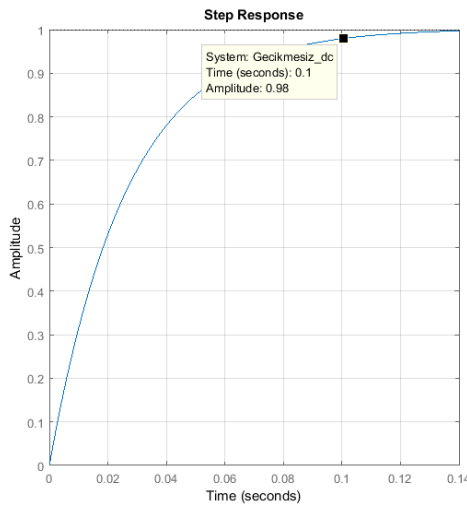
DA bara döngüsü gecikmeler dahil edilmiş denetim şeması Şekil 6.20.'de gösterilmektedir. Bu şemadan yola çıkılarak kapalı çevrim transfer fonksiyonu denklem (6.34)'te elde edilmektedir.



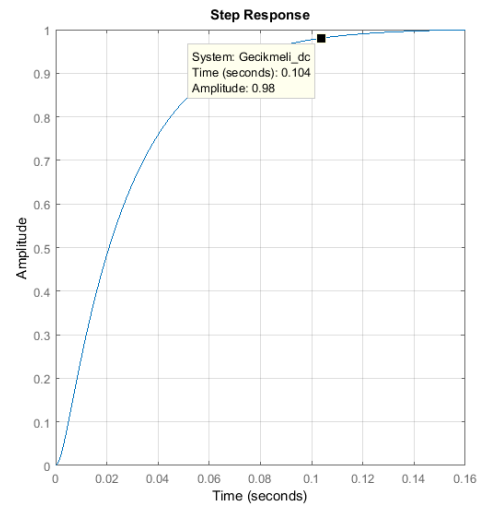
Şekil 6.20. Şebeke bağlantılı evirici DA bara döngüsü

$$TF_{cl}(s) = \frac{\left(\begin{array}{l} 0.0001598s^8 + 3.27s^7 + 1.747 \times 10^4 s^6 + 7.479 \times 10^6 s^5 \\ + 3.785 \times 10^7 s^4 + 4.984 \times 10^7 s^3 + 4.224 \times 10^6 s^2 \end{array} \right)}{\left(\begin{array}{l} 10^{-12} s^{11} + 3.093 \times 10^{-8} s^{10} + 0.0003281s^9 + 1.286s^8 + 997.4s^7 \\ + 2.357 \times 10^5 s^6 + 8.558 \times 10^6 s^5 + 3.92 \times 10^7 s^4 + 4.984 \times 10^7 s^3 \\ + 4.224 \times 10^6 s^2 \end{array} \right)} \quad (6.34)$$

Şebeke bağlantılı evirici gecikmeler ihmal edilmiş ve dahil edilmiş DA bara gerilim döngüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun adım cevapları, bode diyagramı ve köklerin yer eğrisi sırasıyla Şekil 6.21., Şekil 6.22. ve Şekil 6.23.'te verilmektedir.

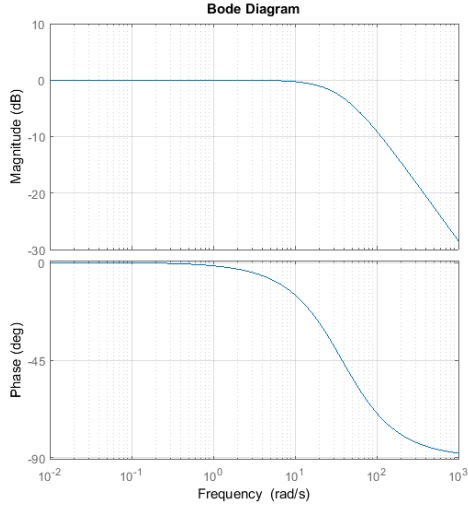


a) Gecikmeler ihmal edilmiş

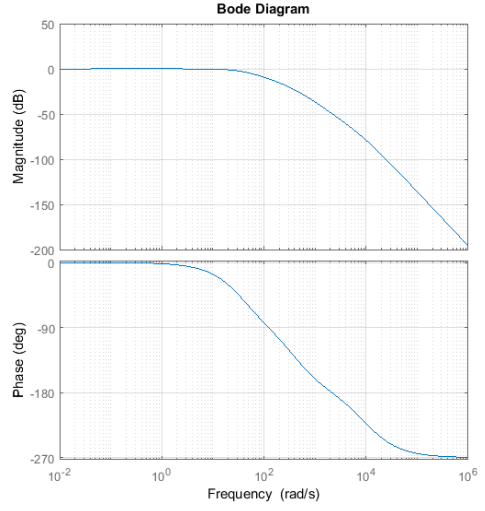


b) Gecikmeler dahil edilmiş

Şekil 6.21. Şebeke bağlantılı evirici DA bara döngüsü adım cevapları

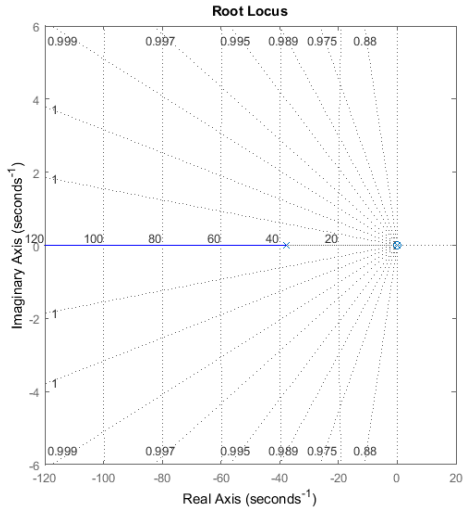


a) Gecikmeler ihmal edilmiş

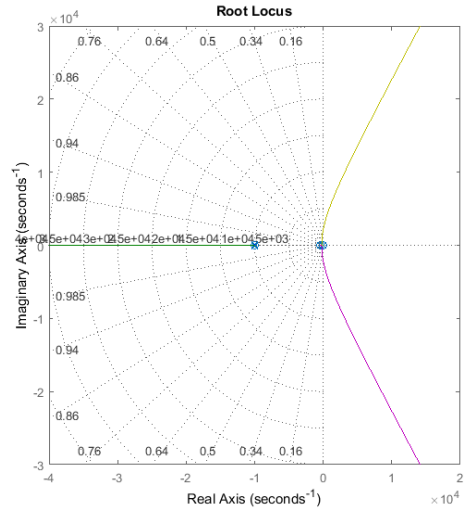


b) Gecikmeler dahil edilmiş

Şekil 6.22. Şebeke bağlantılı evirici DA bara döngüsü bode diyagramları



a) Gecikmeler ihmal edilmiş



b) Gecikmeler dahil edilmiş

Şekil 6.23. Şebeke bağlantılı evirici DA bara döngüsü köklerin yer eğrisi

BÖLÜM 7. DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGÂR TÜRBİN SİSTEMİNİN DONANIM TASARIMI VE DENEYSEL SONUÇLAR

7.1. Giriş

Tez kapsamındaki deneysel düzeneğin kurulumunda bir adet SMSM generatör, 1 adet asenkron makine ve 3 adet 3 fazlı iki seviyeli evirici kullanılmıştır. Asenkron makine ile yapılan rüzgar türbini emülatörü tez kapsamı dışındadır. Önceki bölümlerde teorik olarak tasarlanan denetimcilerin deneysel sonuçlarına yer verilmiştir. İşaret düzenleme devreleri, DA bara tasarımı ve ısıl analizler bu bölümde verilmiştir.

7.2. Deneysel Çalışmada Kullanılan Malzemeler

Deneysel düzenekte kullanılan tüm malzemeler değerleriyle beraber Tablo 7.1., 7.2. ve 7.3.'te verilmiştir.

Tablo 7.1. Güç elektroniği sistemi parametre ve değerleri

Bileşen	Simgesi	Değeri
Şebeke hat filtresi	L_s	3 mH
Ortak durum akımı filtresi	L_c	15 mH
DA bara kondansatörü	C_{dc}	3400 uF, 900 V
Generatör tarafı şebeke	V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Faz-Nötr 110 V, 50 Hz
DA bara gerilimi	V_{dc}	400 V (generatör-şebeke), 540
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
Şeb-Gen. eviricilerinin	--	0.089 K/W, 140 m ³ /h
Enkoder	AUTONICS	3600 pals, line driver

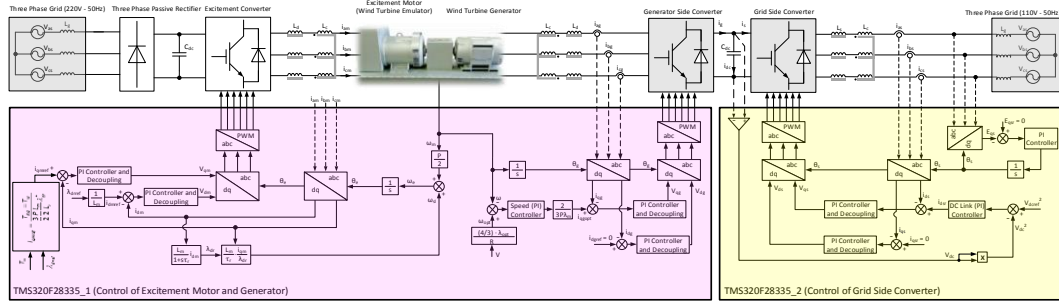
Tablo 7.2. Rüzgâr türbini parametre ve değerleri

Bileşen	Simgesi	Değeri
Türbin gücü	P	2,5 kW
Kanat yarıçapı (üç bıçaklı rotor)	R	1,3 m
Hava yoğunluğu	Σ	1,14 kg/m ³
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	λ_{opt}	8,1
Optimum güç katsayısı	C_{pmax}	0,48

Tablo 7.3. SMSM parametre ve etiket değerleri

Bileşen	Simgesi	Değeri
Stator bir faz direnci	R_s	0,25 Ω
Stator bir faz endüktansı	L_s	0,0017 – 0,0032 H ($L_{qg} = 3,2$ mH, $L_{dg} = 1,7$ mH)
Rotor mıknatıslama akısı	λ_m	0,21 Wb
Etiket değerleri	SMSM	5 kW, 4 kutup çifti, 400 V, 15 A, 2000 d/dk, 24 Nm
Rotor eylemsizlik momenti	J	0,00657 kgm ²
Moment sabiti	k_t	1,2

DHRT denetim sistemi içinde MGİ yöntemi olarak en yaygın kullanılan şemalardan biri olan KUHO ele alınmıştır. Çünkü bu yöntem türbin parametrelerine bağlı olmakla birlikte, generatör parametrelerine bağlı değildir ve generatörde var olan hız-moment bilgisindeki gürültüden etkilenmez. Deneysel çalışmalarda esas alınan sistem yukarıda ifade edildiği gibi Şekil 7.1.'de verilmektedir.



Şekil 7.1. Tez kapsamında kurulan DHRT Sistemi Güç ve Denetim Şeması

7.3. dv/dt Analizi ve Enkoder Ölçümü

Deneysel düzenekte kullanılan IGBT'nin veri sayfasında verilen doğal dv/dt değeri 1 Ω harici gate direnci için 8 kV/us civarındadır. Bu değer modern IGBT'lerin yükselme ve düşme zamanlarının 100 ns'nin altında küçük değerlere sahip olmasından kaynaklanmaktadır.

Makineye uygulanan üç fazlı DGA gerilimlerinin zamanın her anında toplamı sıfır değildir, 2 seviyeli 3 fazlı eviricilerde değeri $\pm V_{dc}/2$ 'ye ulaşan DGA dalga şeklindeki bu gerilime ortak durum gerilimi (common mode voltage) denir. DGA yöntemlerinde bazı nedenlerle, örneğin DA bara gerilim kullanım oranını artırmak için modülasyon işaretlerine sıfır sıralı bileşen ilavesi yapılır. Bu sıfır sıralı bileşenin temel dalga geriliminin frekansı küçük olduğu için makinenin parazittik kapasitelerinde bir akım oluşturmaz. Sıfır sıralı gerilimin DGA dalga şeklinin dv/dt hızı ise yüksektir. Böyle bir dv/dt değerine sahip ortak durum gerilimi makine parazittik kapasitelerinde ortak durum akımlarını oluşturur, bu akımların bir kısmı da makinenin rulmanından geçer. Yüksek dv/dt değerlerinde uzun kablolar kullanılırsa makine bağlantı (klemens) uçlarındaki gerilim evirici çıkışındaki gerilimin iki katına kadar çıkabilir. Hatta kablo uzunluğu ve anahtarlama frekansını da ilgilendiren bir duruma göre hesaplanan kritik değeri geçerse (500 V/us için 100 m, 1 kV/us için 50 m, 10 kV/us için 5 m), gerilim katlaması iki kattan daha da büyük olabilmektedir. Makinelerde bu sebeplerle ciddi yalıtım delinmesi problemleri ve rulman arızaları oluşur, ayrıca makinenin kayıpları artar ve ısı yükselir. Ortak ve farksal durum gerilimlerinin (common and differential mode voltage) yüksek dv/dt 'si yüzünden sırasıyla ortak ve farksal durum akımları oluşur. Ayrıca, (yüksek) dv/dt devrelerin kapasitif birleşmesine (capacitive coupling) neden olabilirken (yüksek) di/dt devrelerin endüktif birleşmesine (inductive coupling) neden olabilmektedir. Birleşme iletilen elektromanyetik girişim için kullanılan bir terimdir. Ortak durum akımları fazlardan, stator iletkenlerinden ve rotordan geçerek gövdeden toprağa akar, farksal durum akımları ise fazlar arasında ve faz nötr arasında akar. Ortak durum akımları fazlarda aynı yönlü, farksal durum akımları faz-faz ve faz-nötr iletkenlerinde ters yönlüdür. Bu tür elektromanyetik girişimlerin hepsine iletilen elektromanyetik girişim (conducted EMI) denir. İletilen elektromanyetik girişim denetim devreleri de dâhil olmak üzere enkoder, takometre, akım ve gerilim sensörleri ve diğer düşük gerilimli-işaretli bütün devrelerin çalışmasını bozar ve genel denetim performansını düşürür. Eğer güç sisteminin topraklaması yoksa veya yüksek dirençli topraklama yapılmışsa bu bozunumların şiddeti daha da yüksek olur. Farksal durum akımları (faz) kablolar(1) arasındaki parazittik kapasitelerden aktığı için kablo şarj akımları olarak da bilinir. Normal faz akımının üzerine eklenen kablo şarj akımları, uzun kablo kullanılması durumunda özellikle küçük güçlü (...<5 Hp) sürücülerin aşırı

hat akımı koruma sistemlerini tetikleyebilir. Ortak durum akımları ise DA bara güç kapasitesinin aşırı şarjına neden olabilmektedir, bu durumda sürücünün aşırı DA bara gerilim koruması tetiklenebilmektedir. Bütün bu problemler yüksek anahtarlama frekanslarında, uzun ekranlı kablolar kullanıldığında ve eşleşmeyen sonlandırma empedansları durumlarında daha da kötüleşir. Yüksek dv/dt nedeniyle oluşan ortak ve farksal durum akımları çınlama (ringing) etkisine de sahiptir. İletilen elektromanyetik girişim küçük ölçüde yayılan elektromanyetik girişime (radiated EMI) de neden olmaktadır, tersi de doğrudur. (Yüksek) dv/dt yayılan (elektromanyetik girişim olan) elektrik alana (yüksek) di/dt yayılan (elektromanyetik girişim olan) manyetik alana neden olmaktadır. Eğer iletilen elektromanyetik girişim azaltılırsa ilgili yayılan elektromanyetik girişim de azaltılmış olur. Bu yüzden elektrik devrelerinde oluşan iletilen elektromanyetik girişim kaynaklarını azaltmaya yönelik çalışmalar önem arz etmektedir. Ekranlı kablolar yayılan elektromanyetik girişimi azaltırken kablo şarj akımlarını, yani farksal durum akımlarını artırmaktadır [123-132].

Günümüzde silisyum tabanlı modern IGBT'lerin birçoğu 5 kV/us ile 15 kV/us dv/dt arasında değişen değerlere sahiptir, geliştirilmeye devam eden SiC, GaN ve GaAs tabanlı anahtarların dv/dt değerleri ise daha yüksektir.

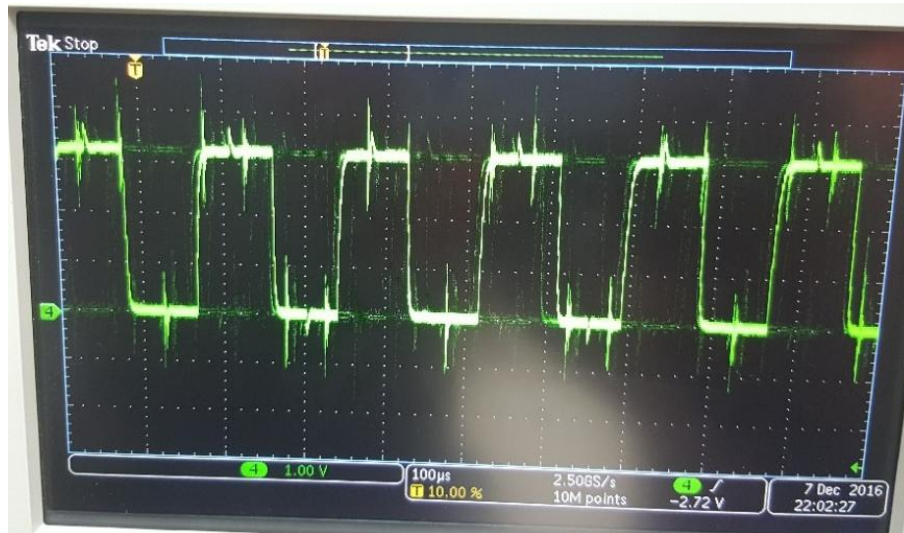
NEMA MG-1 standardı kısım 30 ve 31'de sırasıyla sürücüsüz ve sürücülü çalışmaya uygun üretilmiş makineler için makinelere uygulanan gerilimin yükselme zamanlarına dair kısıtlar verilmektedir. Bu standarda göre düşük gerilimli sürücüsüz çalışmaya uygun üretilmiş makinelere uygulanacak gerilimin değişim hızının 500 V/us'yi aşmaması gerekmektedir.

Deneysel düzenekte, generatör ve şebeke hattında evirici çıkışlarında 3 mH reaktörler kullanılmıştır. Generatör evirici çıkışlarındaki reaktör dv/dt filtresi olarak kullanılmıştır. Şebeke bağlantılı eviriciye bağlı olan reaktör ise hat filtresi görevi yapmaktadır. Generatör ve şebeke hattında 15 mH ortak durum akımı filtresi kullanılmıştır. Bunlardan başka eviricilerin girişlerinde kondansatörlü ortak durum filtreleri de vardır.

Eviriciler ile generatör ve şebeke arasında her biri için yaklaşık olarak 5 m kablo mesafesi vardır. dv/dt filtreleri generatör bağlantı uçlarındaki gerilim artışını da önlemektedir. Bu filtrelerin sistem çalışması üzerinde başka etkileri de vardır fakat tez çalışması bu konuya odaklanmadığı için bütünlüğü kaybetmemek adına daha fazla ayrıntılı analiz verilmemiştir.

IGBT'lerin iletme girme harici gate direnci 10Ω kesime girme harici gate direnci 5.6Ω olarak belirlenmiştir. IGBT'lerin dv/dt değerini azaltmak amacıyla her IGBT'nin gate kollektör uçları arasında 1 nF kapasite bağlanmıştır. Bu kapasite miller kapasitesine eklenerek IGBT'lerin sadece dv/dt değerini etkilemektedir, yani miller kapasitesi arttığı için şarj zamanı uzamakta ve kollektör-emiter geriliminin yükselme ve düşme zamanları artmaktadır, sonuç olarak dv/dt değeri düşmektedir.

Evirici çıkışındaki IGBT'lerin dv/dt değerleri yaklaşık olarak 500 V/us 'ye düşürülmüştür. Bu durumda 150 A kollektör akımı ve 600 V kollektör-emiter gerilimi için anahtarlama kayıplarının joule değeri yaklaşık olarak 180 mJ olmaktadır. Şekil 7.2.'de görüldüğü gibi yüksek dv/dt değerleri geri besleme ölçümlerinde gürültüyü aşırı artırmaktadır.

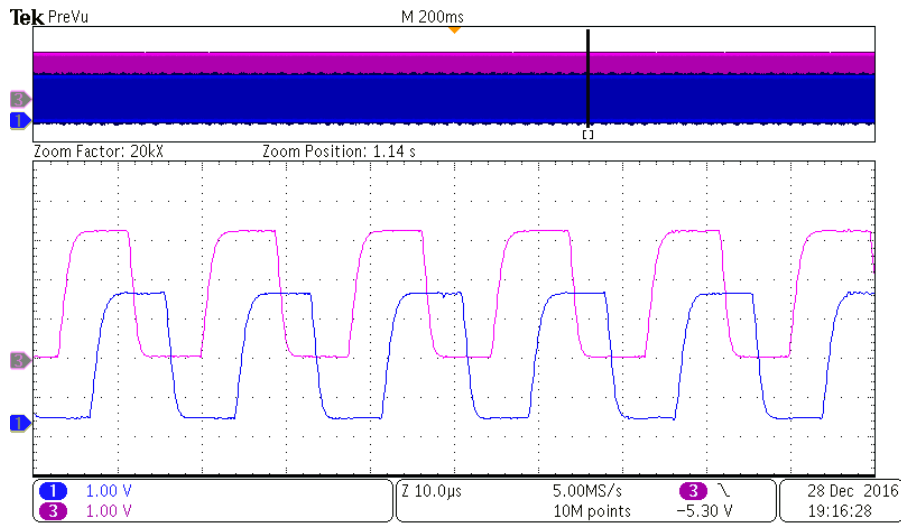


Şekil 7.2. IGBT dv/dt değerinin enkoder işaretleri üzerindeki etkisi, $dv/dt=4 \text{ kV/us}$

Şekil 7.2.'de görüldüğü gibi yüksek dv/dt değerlerinde enkoder işaretleri okunamaz hale gelmektedir. Böyle enkoder işaretleri ile DSP'de ek sayım oluşmaktadır.

Şekil 7.3.'te dv/dt değerinin azaltılmasıyla elde edilen temiz enkoder işaretleri gösterilmektedir.

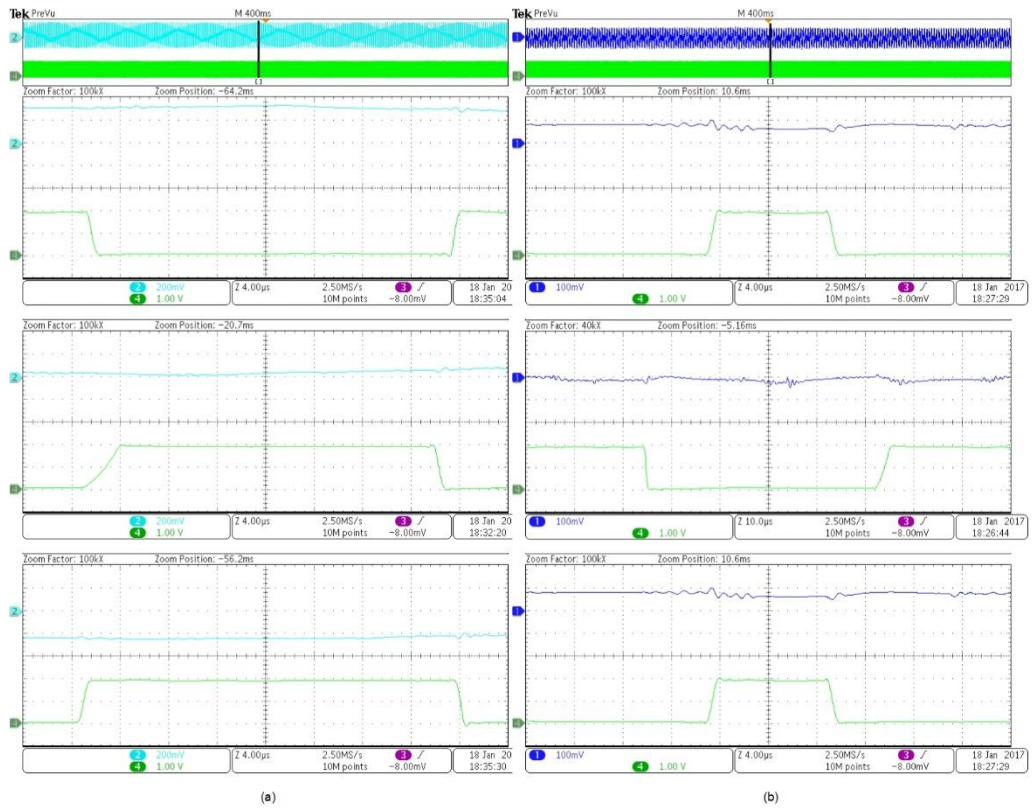
Sürücü sistemlerinde en iyi elektriksel ölçümler kapalı çevrim hall etkili sensörler ile yapılmaktadır. Bu bağlamda etiket değerleri uygun kapalı çevrim hall etkili sensörler kullanılmıştır. Sensör çıkışındaki işaretin DSP'nin analog giriş aralığına (0-3V) ölçeklenmesi gerekmektedir. Bu bağlamda işaret düzenleme devreleri tasarlanmıştır. Tasarımın temeli offset ve gürültünün az olmasıdır, hız genelde bir kısıt değildir çünkü makineleri besleyen akım ve gerilimlerin temel dalgalarının frekansı yüksek değildir. Bu bağlamda Şekil 7.2.'deki gürültülü işaretleri bastırmak ve Şekil 7.3.'teki temiz enkoder işaretini elde etmek için dv/dt değeri düşürülmüştür. Ayrıca düşük gürültüye sahip opamp seçimi, az opamp kullanılması, az kontak-birleşim kullanılması, düşük omajlı dirençlerin tercih edilmesi, opamp çıkışında ortak mod gürültüsünün temizlenmesi ve nihai olarak bir alçak geçiren analog filtrenin tasarlanması ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 7.3. IGBT dv/dt değerinin enkoder işaretleri üzerindeki etkisi, $dv/dt=500$ V/us

Sistemde kullanılan enkoder bir devirde 3600 pals üretmektedir. SMSM gibi makineleri sürerken enkoder indeks işareti dv/dt kaynaklı gürültü yüzünden yanlış okunursa, sürücü kapalı çevrim denetim sistemi kararsızlığa düşebilir.

Şekil 7.4.'te IGBT'lerin dv/dt değeri ve DA bara gerilim sıçraması verilmektedir. Deneysel düzenekte düşük endüktanslı DA bara tasarımı yapılmıştır, DA baradaki serbest (stray) endüktansı değeri 70 nH civarındadır. dv/dt değeri de 500 V/us'ye düşürülmüştür.

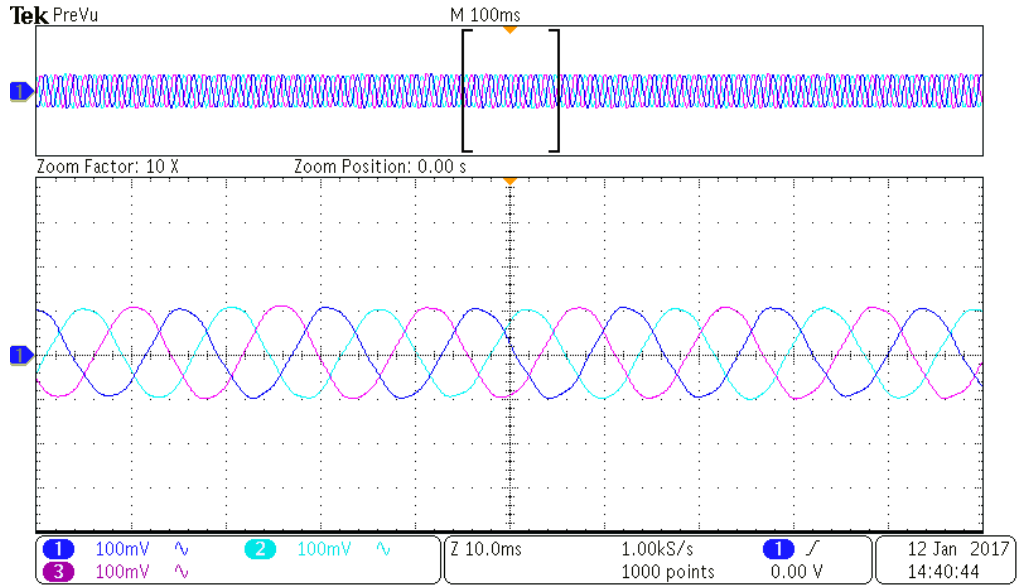


Şekil 7.4. dv/dt ve DA bara gerilim sıçraması şekilleri; yukarıdan aşağıya (a) SMSM + maksimum akım, sıfır civarı akım ve - maksimum akım değerlerinde IGBT iletme ve kesime girme V_{CE} dalga şekilleri (b) şebeke bağlantılı evirici + maksimum akım, sıfır civarı akım ve - maksimum akım değerlerinde IGBT iletme ve kesime girme V_{CE} dalga şekilleri

7.4. Akım, Gerilim Ölçümü ve FKD Algoritması Sonuçları

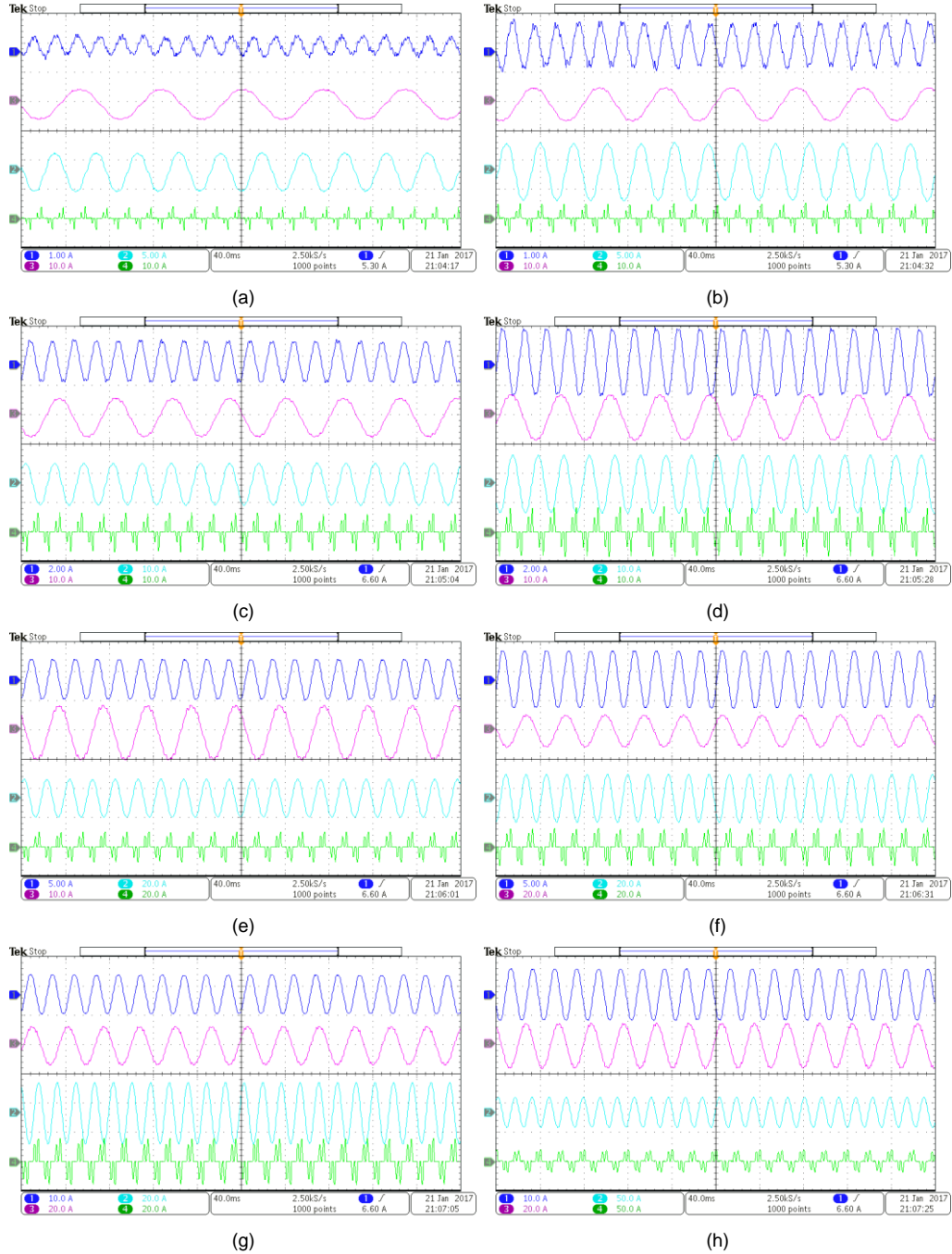
Şekil 7.5.'te SMSM boştaki çalışma hat akımlarının opamp çıkışlarındaki ölçümleri verilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi akım ölçümlerindeki gürültü, kullanılan filtreler ve dv/dt ayarı sonucunda oldukça gürültüsüz bir şekilde elde edilmiştir.

Sürücü ile sürülen makinelerin boşta çalışma akımları yüklü çalışma akımlarına göre oldukça gürültülü olmasına rağmen, akım ölçümleri Şekil 7.5.'te görüldüğü gibi düzgün ve gürültüsüz elde edilmiştir. Ayrıca, boşta çalışma akımlarının harmoniksiz olmasının en önemli nedenlerinden biri ise motor-generatör akuple sistemin salınımsız ve düzgün merkez odaklı olmasıdır. Aksi takdirde makine boşta çalışma akımları oldukça bozulmaktadır.



Şekil 7.5. 100 rad/s için SMSM boşta çalışma hat akımları (5 A/V)

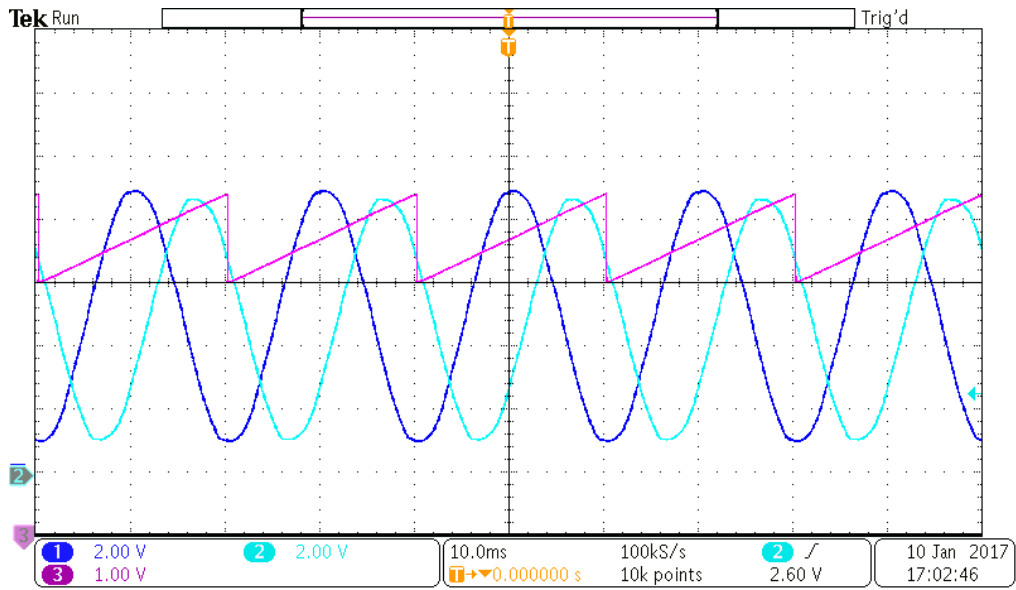
Şekil 7.6.'da ölçülen akımlar KUHO tabanlı MGİ algoritması ile elde edilmiştir. Rüzgâr hızları sırasıyla 5 m/s, 6 m/s, 7 m/s, 8 m/s, 9 m/s, 10 m/s, 11 m/s, 12 m/s olarak belirlenerek grafikler çizdirilmiştir. Şekil 7.6.'da mavi renk şebeke, magenta rengi ASM (tez kapsamı dışında) ve açık mavi renk SMSM hat akımları, yeşil renk pasif doğrultucu şebeke akımını temsil etmektedir.



Şekil 7.6. Farklı rüzgâr hızları için (mavi) şebeke, (magenta) ASM ve (açık mavi) SMSM hat akımları, (yeşil) doğrultucu şebeke akımı (a) 5 m/s (b) 6 m/s (c) 7 m/s (d) 8 m/s (e) 9 m/s (f) 10 m/s (g) 11 m/s (h) 12 m/s

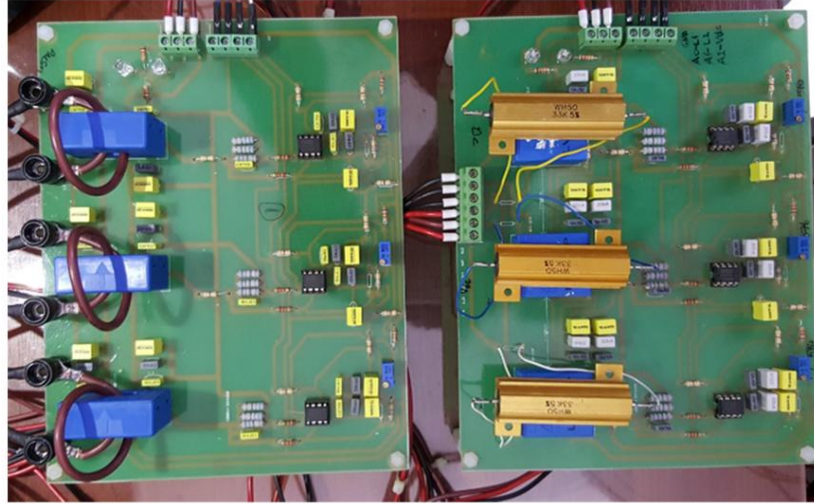
Şekil 7.7.'de şebeke bağlantılı eviricide FKD sistemi için kullanılan gerilim ölçümleri verilmektedir. İki faz gerilimi ölçülmüş üçüncüsü hesaplanmıştır. Şekilde görüldüğü gibi senkron referans çatı tabanlı en basit FKD algoritması şebeke bağlantısı için yeterli olmuştur. Bu FKD algoritması ile güç katsayısı şebeke tarafında kararlı bir şekilde 0.99 elde edilmiştir. Şekil 7.5., 7.6. ve 7.7.'de akım ve gerilim ölçümleri 100

uV'un altında bir gürültü ve offset değeri ile elde edilmiştir. Deneysel düzenekte dirençsiz doğrudan güçlü bir topraklama mevcuttur. Sonuç olarak, evirici çıkışlarında ortak durum akımları güçlü bir şekilde bastırılmakta ve farksal durum akımları da kısa ve ekransız kablo kullanıldığı için düşük değerlerde oluşmaktadır. Bu yüzden akım ve gerilim ölçümleri de enkoder işaretleri gibi oldukça gürültüsüz bir şekilde elde edilmiştir.



Şekil 7.7. Şebeke gerilim ölçümleri ve FKD ile elde edilen a fazı açısı

Şekil 7.8.'de akım ve gerilim ölçümü için üretilen işaret düzenleme devrelerinin resimleri verilmiştir. İşaret düzenleme devrelerinde kullanılan opamp, OPA277'dir. Opampın besleme uçlarında var olan MHz mertebesinde yüksek frekanslı gürültü bileşenlerinin opampın çıkışına aktarılmaması için, LA-55P ve LV-25 sensör çıkışlarına 100 nF ve opampın besleme uçlarına en yakın mesafede olacak şekilde 10 nF, 100 nF, 330 nF ve 560 nF kondansatörler koyulmuştur. Ayrıca offset ve gürültü değerlerinin artmaması için sadece 1 tane opamp kullanılarak işaret düzenleme devreleri üretilmiştir.



Şekil 7.8. İşaret düzenleme devrelerinin resimleri

7.5. DA Bara ve Şok Emici Koruma (Snubber) Sistemi

DA bara olarak bakır dikdörtgen delikli nötr barası kullanılmıştır. DA bara olarak kullanılabilen en basit yöntemlerden biridir. cm^2 başına yaklaşık olarak 10 nH endüktansı bulunmaktadır. Bu endüktansa DA bara serbest (stray) endüktansı denilmektedir.

DA bara geriliminde, DA bara serbest endüktansından kaynaklanan ve IGBT'lerin kesime gittiği anlarda gerçekleşen DA bara gerilimi sıçramalarını engellemek için şok emici koruma (snubber) devreleri kullanılmaktadır. En yaygın kullanılan koruma devreleri C (decoupling capacitor), RC ve RCD yöntemleridir. Ayrıca, anahtarların iletme girme durumunda ve kesime girme durumunda çalışmak üzere iki tür koruma devreleri vardır. Genelde kesime girme durumunda oluşan DA bara sıçrama gerilimini engellemek üzere kesim durumunda koruma devreleri kullanılır. Anahtar iletme girerken ise anahtar akımında bir sıçrama meydana gelmektedir, akımdaki bu sıçramayı engellemek üzere de iletim durumunda koruma devreleri kullanılır. Her iki durum içinde koruma devresi kullanılabilir. Bu koruma devrelerinin kullanılmasındaki ana amaç güç anahtarlarının güvenli çalışma bölgesinde (safe operating area, SOA) çalışmasını sağlamaktır. Bunlarla beraber koruma devresi kullanmanın en önemli nedenleri aşağıda verilmektedir [129-130].

- a. Anahtar üzerindeki gerilim ve akım sıçramalarını azaltmak veya yok etmek.
- b. Anahtar akımındaki ve gerilimindeki değişim hızlarını (di/dt , dv/dt) sınırlamak.
- c. Anahtarın SOA'nde çalışmasını sağlamak.
- d. Anahtarlama anındaki güç yitimini (power dissipation) geri kazanmak.
- e. Anahtarlama kayıplarını azaltmak.
- f. Anahtar akımındaki ve gerilimindeki çınlama etkisini söndürerek EMI problemlerini azaltmak.

Yukarıdaki maddeler birbirinden tamamen bağımsız değil iç içe geçmiş durumdadır.

C koruma devresinde, kesim anında, transistör gerilim sıçraması bastırıldıktan sonra, DA bara serbest endüktansı ile kullanılan kondansatör rezonansa girerek, enerji DA bara hattında var olan parazitik omik (veya iç) dirençler üzerinde sönümlenir. Parazitik dirençler küçük olduğu için yüksek frekanslı salınım (çınlama – ringing) uzun süre devam eder. Bu koruma devresinde kondansatörde depolanan enerji, iletim anında IGBT iç direncinde harcanır. C koruma yönteminde IGBT üzerine doğrudan vidalı takılabilen düşük endüktanslı kondansatörler kullanılır. Bu yöntem basit ve ucuz bir sönümleme yöntemidir. Küçük güç değerlerinde bu yöntem tercih edilir [128-129].

RC koruma devresi ile harici bir direnç devreye eklenerek sönüm hızlandırılır, yani çınlama daha kısa sürelidir fakat transistör gerilim sıçraması C korumadaki gibi güçlü bastırılamaz. Bu koruma devresinde kondansatörün depoladığı enerjinin küçük bir kısmı iletim anında transistörde harcanır. Orta seviye akım (birkaç 10 kW) değerleri için uygundur.

RCD koruma devresinde, DA bara da sıçrama değeri C korumadaki ile aynı performansta bastırılır. Kayıpları aynı koşullar için yüksek akım altında C ve RC devrelerinden daha azdır. Bu koruma devresi transistör gerilim sıçramasını iyi bastırır, bastırmadan sonra rezonans durumu oluşmaz, kondansatörde depolanan enerjinin küçük bir kısmı iletim anında transistörde harcanır. Elektriksel ve mekaniksel tasarımı zordur, bu yüzden ancak ihtiyaç duyulduğu yüksek seviye akım (birkaç 100 kW ve

üstü) değerlerine uygun bir yöntemdir. Tezde akım değerleri 10 – 15 A aralığında ve gerçekleştirilen rüzgâr türbini 2.5 kW olduğu için basit şekilde C koruma devresi kullanılmıştır. C koruma devresinde tasarımda iki adet kısıt vardır. Bunlar düşük endüktanslı kondansatör kullanımı ve DA bara sıçrama değeridir. Aşağıda C_s koruma kapasitesinin değerini veren formül verilmiştir [128-129].

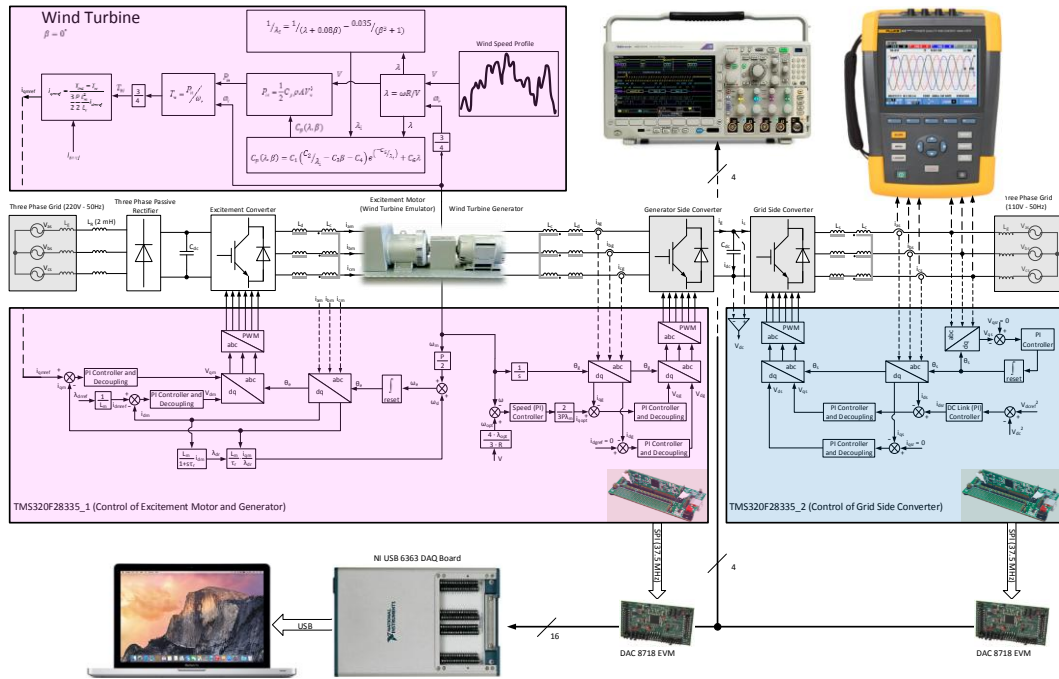
$$C_s \cdot (V_{pk} - V_{dc})^2 - L_s \cdot I_0^2 = 0 \quad (6.35)$$

Yukarıda V_{pk} DA barada istenilen sıçrama değeridir. V_{dc} DA bara değeri, L_s DA baradaki serbest endüktans değeri, C_s koruma kapasitesi ve I_0 DA baradan geçen maksimum ortalama akım değeridir. Serbest DA bara endüktansının değeri ise 70 nH'dir. DA bara akımı ise generatör ve şebeke tarafı eviriciler için 2.5 kW güçte en çok 15 A olmaktadır. Bu değer seçilirken yükün $\cos(\theta)$ 'si de dikkate alınmıştır. Burada yapılan tasarımın ileriki proje çalışmalarında da kullanılabilmesi ve uzun ömürlü olması için sıçrama ve dalgalanma frekansı değerlerinin az olması amaçlanmıştır. Bu yüzden 1 uF koruma kondansatörü kullanılmıştır. Bu durumda oluşacak sıçrama değeri ise en fazla 3.96 V olmaktadır [129].

DA barada güç kondansatörü olarak 6800 uF 450 V iki adet kondansatör seri bağlanarak kullanılmıştır. 2.5 kW için daha düşük bir kapasite de yeterli olmaktadır, fakat kondansatörde oluşan dalgalı gerilim ve kırırtı akımı kondansatör kayıplarını artırmakta ve kondansatör ısınmaktadır. Isı ise kondansatör ömrünü dramatik bir şekilde azaltan en önemli etkenlerden biridir. Kurulan sistemin uzun ömürlü olması için yüksek kapasiteli kondansatörler tercih edilmiştir, böylece kondansatör üzerinde oluşan dalgalı gerilimin genliği düşük olmaktadır. Ayrıca, ortak durum akımları DA bara kondansatörlerinin aşırı şarjına (overcharging) ve DA barada gerilim artışına (pump-up) neden olmaktadır, kapasite büyüdükçe gerilim artışı da azaltılmış olmaktadır. Seçilen kondansatörler, kırırtı akımı ve sıcaklık değişkenleri açısından orta sınıftadır.

7.6. İşletim Süreci ve IGBT Koruma Fonksiyonları

Deneysel düzenekte anahtarlama frekansı 10 kHz'dir. Akım ve enkoder okuma işlemleri anahtarlama frekansı ile senkron haldedir. PI denetimciler hız döngüsünde her 1 ms'de, akım döngülerinde her 100 us'de bir çalışmaktadır. Sistemde toplam 6 adet IGBT sürücü vardır ve hepsinde koruma fonksiyonları aktif durumdadır. Bu koruma fonksiyonları IGBT'den geçen akımın 150 A'i geçmesi durumunda veya IGBT sürücülerinin besleme gerilimleri %3 değiştiğinde devreye girer. Koruma fonksiyonu IGBT sürücüdün dışarıya HALT_OUT olarak verilmektedir, bu pin hem giriş hem çıkış özelliğine sahiptir. Bütün IGBT sürücülerin HALT_OUT çıkışları birleştirilerek bir tasarım yapılmıştır, böylece herhangi bir IGBT'de bir hata oluşması durumunda bütün IGBT sürücüler (tüm sistem) devre dışı kalmaktadır. Aşırı akım durumunda IGBT sürücüler 5 us'de kendini kapatmaktadır. Şekil 7.9.'da deneysel düzeneğin gerçek zamanlı şeması verilmektedir. Deneysel düzeneği devreye alma aşamasında şu sıra izlenmektedir.



Şekil 7.9. Deneysel düzeneğin gerçek zamanlı şeması

- FKD devreye alınır ve FKD çıkışının kararlı duruma geçmesi beklenir.

- b. Şebeke bağlantılı evirici devreye alınır gerilim cevabının kararlı duruma geçmesi beklenir.
- c. SMSM'ye, akım döngüleri kapalı hız döngüsü açık şekilde, d ekseninden anma akımının %20'si ile %30'u arasında bir akım, q ekseninden ise 0 A uygulanır ve makine başlangıç konumuna çekilir.
- d. Motor ve generatör hız döngüleri kapatılır ve aynı yöne belirli bir rüzgâr hızı için (örneğin 3 m/s) oluşacak olan optimum hız değerinde her iki makine de döndürülür. Yan, her iki makine denetimli bir şekilde aynı yönde aynı hızda döndürülmektedir. Hız cevabının her iki makine için kararlı duruma geçmesi beklenir. Burada her iki makinede de hız döngüsü kapalıdır.
- e. Rüzgâr türbini fiziksel emülatörü ve SMSM generatör çalışma d. adımında verilen rüzgâr hızı ile devreye alınır. Bu aşamada ASM hız döngüsü açılır ve rüzgâr türbini emülatörü devreye alınır.
- f. Rüzgâr hızı istenildiği gibi artırılarak veya azaltılarak sistem çalıştırılır.

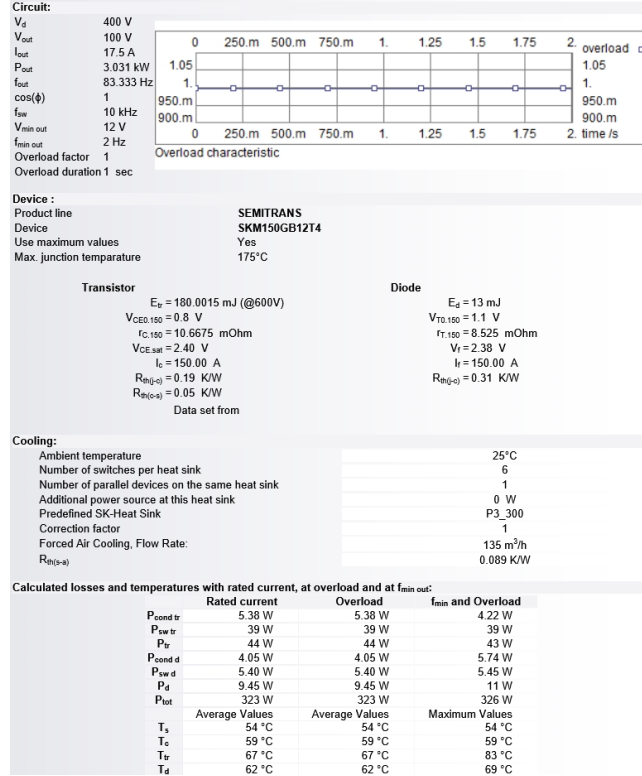
7.7. Isıl Analiz

IGBT iletme ve kesime gitme süreleri kollektör emiter (VCE) gerilimi, sıcaklık ve kollektör akımı ile değişir. Bu durum IGBT anahtarlama kayıplarının VCE gerilimi, sıcaklık ve kollektör akımı bağımlılığının var olduğu anlamına gelir. Ayrıca güç faktörü arttıkça anahtarlama kayıpları azalmaktadır. Anma değerlerinde yaklaşık olarak şebeke tarafı eviricisinde ve SMSM eviricisinde güç faktörü 0.99 olmaktadır.

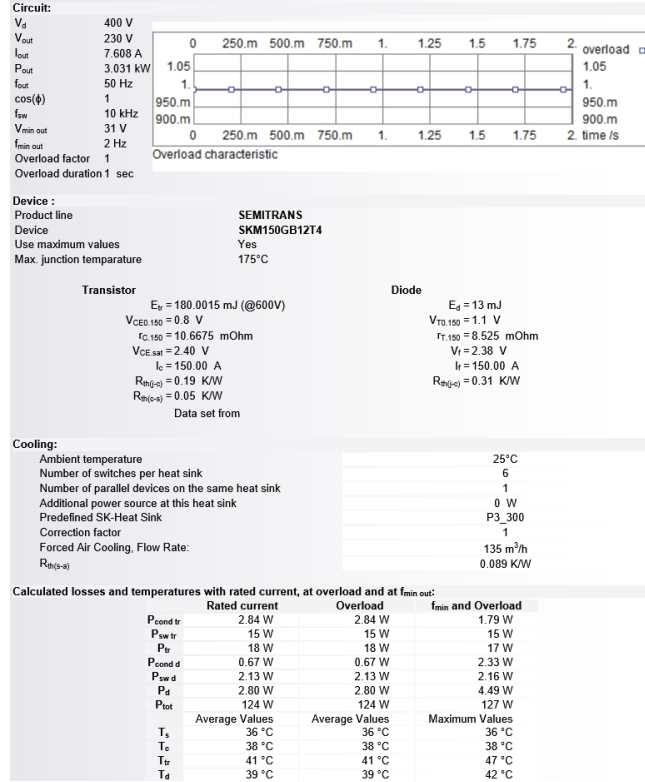
Tezde 2.5 kW güç değerinde çalışılmaktadır. Şebeke bağlantılı evirici ve generatör evirici devresi için SEMIKRON P3 300 fanlı soğutucu kullanılmıştır, bu soğutucu üzerine 2 adet 3 fazlı evirici (6 adet SKM150GB12T4 IGBT modül) monte edilmiştir.

IGBT'nin dv/dt hızı düşürüldüğü için anahtarlama kayıpları artmıştır. 150 A kollektör akımı ve 600 V DA bara değerinde kayıpların joule değeri 180 mJ olarak hesaplanmıştır. Bu değer SEMISEL'e girilmiş Şekil 7.9. ve 7.10.'da şebeke bağlantılı evirici ile generatör eviricisinin sıcaklık analizleri ayrı ayrı verilmiştir [133].

Şekil 7.10.'da görüldüğü gibi, generatör eviricisi soğutucu sıcaklığını 29°C artırarak 54°C'ye çıkartmaktadır. Şekil 7.11.'de şebeke bağlantılı evirici ise soğutucu sıcaklığını 11°C artırarak 36°C'ye çıkartmaktadır. Her iki evirici aynı soğutucu üzerinde bulunduğu soğutucu ısı dengeye 65°C'de ulaşmaktadır.



Şekil 7.10. Generatör sürücüsü soğutucusunun ısı analizi (P3 300)



Şekil 7.11. Şebeke bağlantılı evirici soğutucusunun ısı analizi (P3 300)

Burada ısı analiz 3 kW değerinde yapılmıştır, sistemin ortalama aktif güç değeri 3 kW'ın altında kalacağı için burada hesaplanan sıcaklık değerlerine hiç ulaşılmamaktadır. Yukarıdaki sıcaklık değerleri, sistem sürekli 3 kW aktif güç altında çalıştığı zaman ulaşılan değerlerdir. Şekillerde T_s soğutucu sıcaklığı, T_c kılıf sıcaklığı, T_{tr} IGBT PN birleşim sıcaklığı ve son olarak T_d diyot PN birleşim sıcaklığı anlamına gelmektedir. Isıl analizden görüldüğü gibi ısı dengede tüm soğutucu sıcaklıkları, tepe güç değeri için 70°C'nin altında kalmaktadır. Birçok IGBT için soğutucu sıcaklığının 80°C'yi geçmemesi istenir.



Şekil 7.12. Deneysel düzeneğin resimleri (a) tüm donanım (b) motor- generatör ve ortak durum filtreleri (c) güç dönüştürücüler ve filtreler (d) tüm donanım

Şekil 7.12.'de deneysel çalışma düzeneğinin resimleri verilmektedir.

7.8. Deneysel Sonuçlar

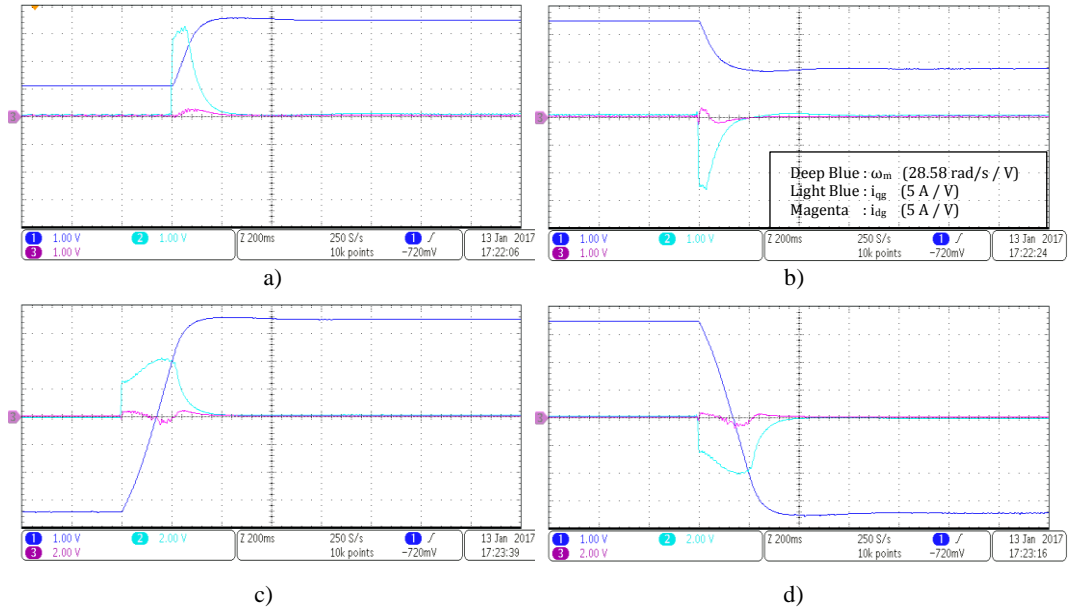
Bu kısım ve sonrasında verilen güç eğrileri anlık güç teorisi tabanlı olarak DSP'de hesaplanmış ve SPI DAC kartına SPI haberleşme hattı üzerinden 37.5 MHz hızda gönderilmiş ve DAC kartının 4 adet analog çıkışından sıra ile 4 kanallı osiloskopa toplanmıştır. DAC kartının çıkışlarında 5 V başına kararsız bir şekilde anlık olarak 100 mV ve 200 mV arasında ofset değerleri oluşabilmektedir, bu yüzden ölçümlerde %2-%4 hata olasılığı vardır.

7.8.1. Gerilim, hız ve akım denetimi için PI denetimcilerle elde edilen sonuçlar

Bu kısımda deneysel PI tasarımları, yapılan vektör denetim hız cevapları ve şebeke bağlantılı eviricinin DA bara cevabı gibi genel ölçümler verilmektedir. Denetimci tasarımlarının sonuçları burada deneysel olarak doğrulanmaktadır. PI tasarımlarını

doğrulamak için SMSM'nin vektör denetim uygulaması boşa yapılmıştır, şebeke bağlantılı evirici ise hem boşa hem de yükte çalıştırılmıştır.

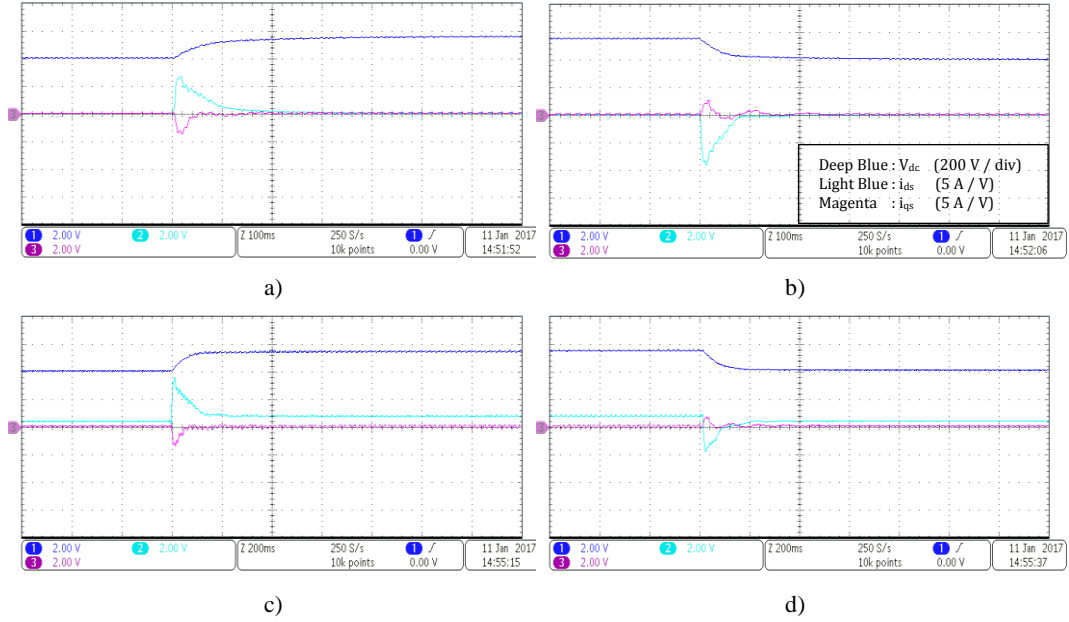
Şekil 7.13.'te SMSM'nin hız denetimi verilmektedir. PI denetimci tasarımında denetim amaçları 0.142 s yerleşme zamanı ve % 2' den daha küçük bir aşmadır. Şekilde elde edilen deneysel çalışma sonuçlarına göre yerleşme zamanı yaklaşık olarak 0.14 s olmuş ve kayda değer bir aşma oluşmamıştır. Bu durum denetim amaçlarına ulaşıldığını göstermektedir. Ayrıca, q eksenı akımı ve d eksenı akımı denetim döngüleri arasında ayrıştırma (decoupling) tabanlı PI denetimci yapısı kullanılmıştır.



Şekil 7.13. SMSM'nin boşa hız denetimi (a) 31.5 rad/s'den 100 rad/s'ye adım değişim (b) 100 rad/s'den 50 rad/s'ye adım değişim (c) -100 rad/s'den 100 rad/s'ye adım değişim (d) 100 rad/s'den -100 rad/s'ye adım değişim

Kusursuz bir ayrıştırma için parametrelerin tam değerlerinin bilinmesi, parametrelerin çalışma esnasında değişmemesi ve geri besleme işaretlerinin %100 doğrulukta elde edilmesi gerekir. Gerçek bir sistemde ise parametrelerin gerçek değerlerini bilmek, geçici rejimde %100 doğrulukta geri besleme işareti elde etmek imkânsızdır. Ayrıca, tüm parametreler çalışma koşullarına bağlı olarak belirli ölçülerde çok veya az miktarda değişmektedir. Denetim sistemindeki DSP, sensör, işaret düzenleme vb., devrelerinde bulunan gecikmeler de ayrıştırma hatasına neden olur. Sonuç olarak kusursuz bir ayrıştırma gerçek bir sistemde mümkün değildir [122].

Şekil 7.13.a’da görüldüğü gibi hız referansı 50 rad/s’den 100 rad/s’ye adım şeklinde değiştirildiğinde q eksenini artırarak yaklaşık olarak 10 A’ye çıkmakta ve 100 rad/s için kararlı durum değerine tekrar düşmektedir. Bu geçici durum anında, q eksenini akımında meydana gelen değişimden d eksenini akımının da küçük bir oranda etkilendiği görülmektedir. Bu etkilenmenin nedeni, yukarıda ifade edildiği kusursuz ayrıştırma yapılamamasıdır.



Şekil 7.14. Şebeke bağlantılı eviricinin denetimi (a), (b) 400-550 V arasında yüksüz durumda adım değişim (c), (d) 400 V - 550 V yüklü durumda (DA baraya bağlı 270 Ω) adım değişim

Burada şu durumun altını önemle çizmek gereklidir, eğer ayrıştırma hiç yapılmazsa d eksenini akımında meydana gelen etkilenmenin değeri çok daha büyük olmaktadır. Böyle bir durum geçici rejimde makine mıknatıslanma akısının aşırı değişimine neden olur, akıdaki değişim ise moment ve rotor zaman sabitini değiştirir. Ayrıca makine evirici ile reaktif güç etkileşimine de girer. Bütün bu dinamikler geçici rejimde PI denetim amaçlarının da yerine getirilmesini engeller. Sonuç olarak ayrıştırmanın varlığı ve doğru yapılması hem vektör denetim hem de denetim amaçları açısından önemlidir.

Şekil 7.14.’te şebeke bağlantılı eviricinin DA bara gerilim ve akım denetimlerinin deneysel sonuçları verilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi, ayrıştırma büyük oranda başarılmaktadır. Fakat SMSM vektör denetiminde olduğu gibi q ve d eksenini akımları

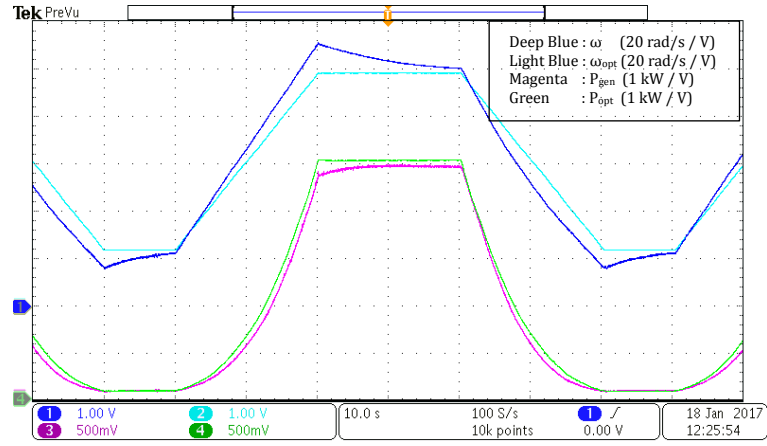
kusursuz olmayan nedenlerden dolayı geçici rejimde birbirinden tamamen bağımsız değildir. Şekilde görüldüğü gibi yerleşme zamanı yaklaşık olarak 0.15 s'dir ve sistemin gerilim cevabında aşma bulunmamaktadır. Deneysel uygulama sonuçları teorik çalışmaları doğrulamaktadır.

7.8.2. KUHO MGİ tabanlı deneysel sonuçlar

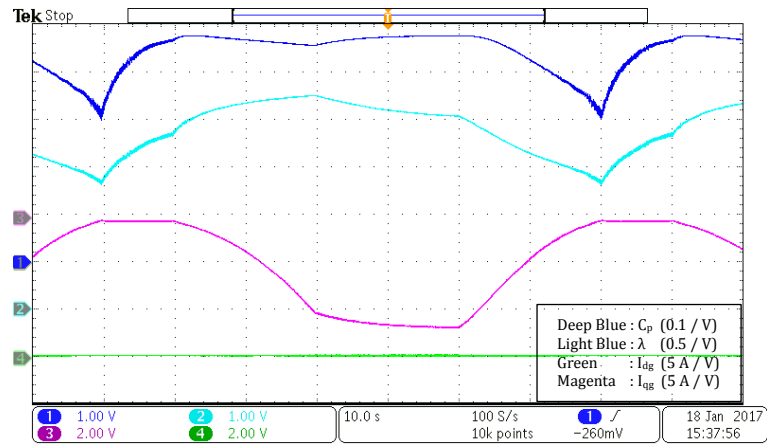
Bu kısımda tüm parametrelerin doğru bilinmesi ve rüzgâr hızının hatasız okunması durumunda KUHO tabanlı MGİ algoritması ve PI denetimciler ile elde edilen sonuçlar verilmektedir. Ayrıca hava yoğunluğunda ve rüzgâr hızı ölçümünde %10 hata oluşturulmuş, KUHO tabanlı MGİ algoritması ve PI denetimciler ile elde edilen sonuçlar verilmiştir. Tam model ve doğru ölçüm ile hatalı model ve ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır.

7.8.2.1. Tam model bilgisi ve doğru ölçümler ile KUHO MGİ tabanlı denetim sonuçları

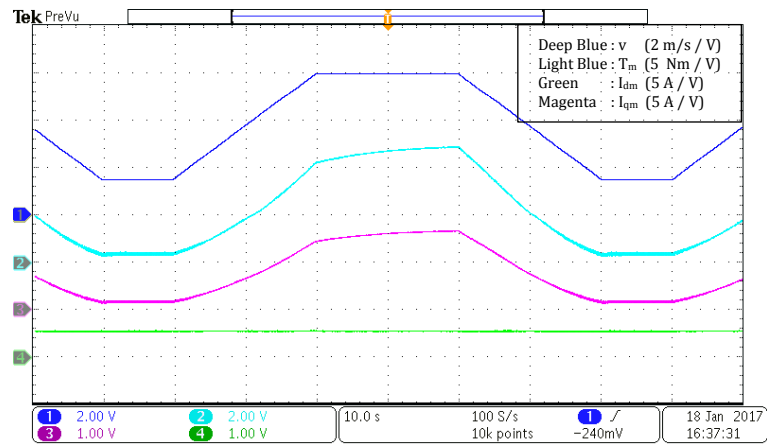
Bu kısım ve sonrasında verilen güç eğrileri anlık güç teorisi tabanlı olarak DSP'de hesaplanmış ve SPI DAC kartına SPI haberleşme hattı üzerinden 37.5 MHz hızda gönderilmiş ve DAC kartının 4 adet analog çıkışından sıra ile verilen osiloskoplara toplanmıştır. DAC kartının çıkışlarında 5 V başına kararsız bir şekilde anlık olarak 100 mV ve 200 mV arasında ofset değerleri oluşabilmektedir, bu yüzden ölçümlerde %2 - %4 hata olasılığı vardır. Şekil 7.15.a'da görüldüğü gibi PI denetimciler ile değişken bir referans izlenmektedir. Değişken referans KUHO çıkışında elde edilen optimum hız değeridir. Şekil 7.15.b'de görüldüğü gibi güç katsayısı optimum değeri olan 0.48'ye yakın, yine kanat ucu hız oranı da optimum değeri olan 8.1'e yakın olmaktadır. Geçici rejimde güç katsayısının 0.3'e kadar düştüğü görülmektedir. Bu durum küçük rüzgâr hızlarında rüzgârdan yakalanan enerjinin oldukça azaldığını göstermektedir.



(a)



(b)

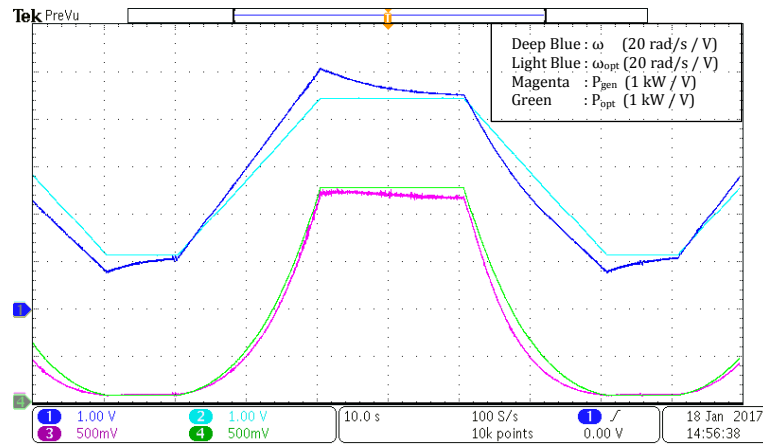


(c)

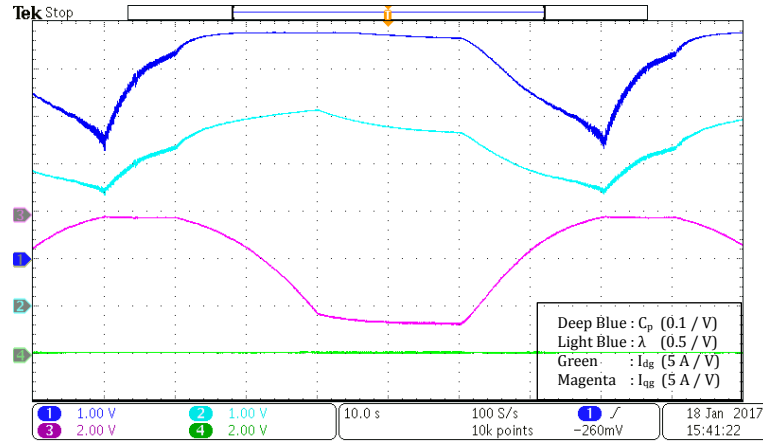
Şekil 7.15. Tam model bilgisi ve tam ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve PI denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momentini

7.8.2.2. Hatalı model bilgisi ve rüzgâr hızı ölçümü ile KUHO MGİ tabanlı denetim sonuçları

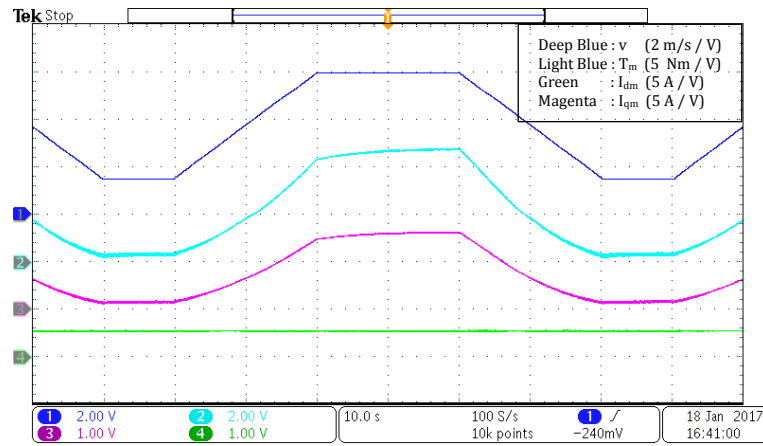
Bu kısımda türbin parametre bilgilerinde bulunan hava yoğunluğunun gerçek değeri %10 azaltılarak türbin fiziksel emulatöründe 1.026 olarak kullanılmıştır. Fakat KUHO MGİ içinde değeri 1.14 olarak korunmuştur. Yine KUHO MGİ içinde rüzgâr hızı %10 daha düşük hatalı alınarak generatör için optimum hız referansı üretilmiştir. Bu durum gerçek uygulamalar açısından oldukça gerçekçidir, çünkü hava yoğunluğu sürekli değişmekte ve türbin pervane bıçaklarına etkiyen rüzgâr her noktada farklıdır. Tek noktadan rüzgâr hızı ölçümü doğal olarak hatalı olmaktadır. Ayrıca, bıçaklarda buzlanma ve rüzgârda eğrilme gibi durumlar yüzünden pervane etkin alanı da azalmaktadır. Bu başlık altında gerçek uygulamalarda bulunan kusurlu durumlar ele alınmış ve analiz edilmiştir. Şekil 7.16.a'da görüldüğü gibi yanlış parametre bilgisi ve hatalı ölçüm sonucu, aslında 2.5 kW olan optimum tepe güç değeri yaklaşık 2.25 kW, 100 rad/s olan optimum tepe hız değeri de yaklaşık 90 rad/s olarak sonuçlanmıştır.



(a)



(b)



(c)

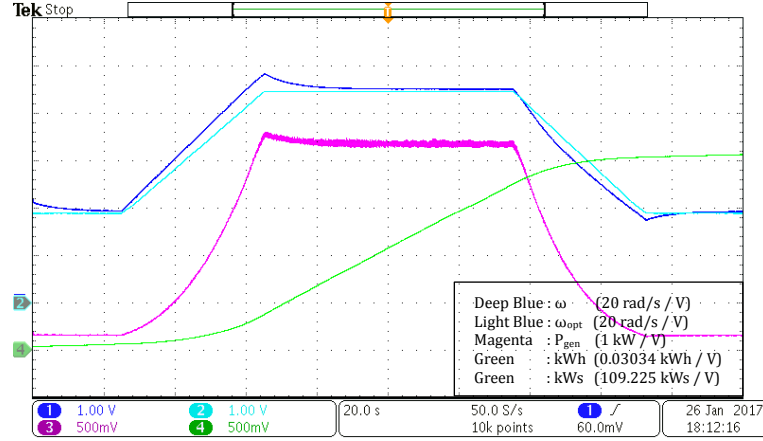
Şekil 7.16. Hatalı model bilgisi ve ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve PI denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momentleri

Bu çalışma şeklinde güç katsayısının değeri 0.45'i hiç geçmezken düşük rüzgâr hızlarında 0.25'e kadar düşmektedir. Sonuç olarak verim tam model bilgisi ve hatasız ölçüm durumu ile karşılaştırıldığında, küçük rüzgâr hızları için yaklaşık olarak %33 daha fazla azalırken yüksek rüzgâr hızlarında ise %10 kadar azalmaktadır.

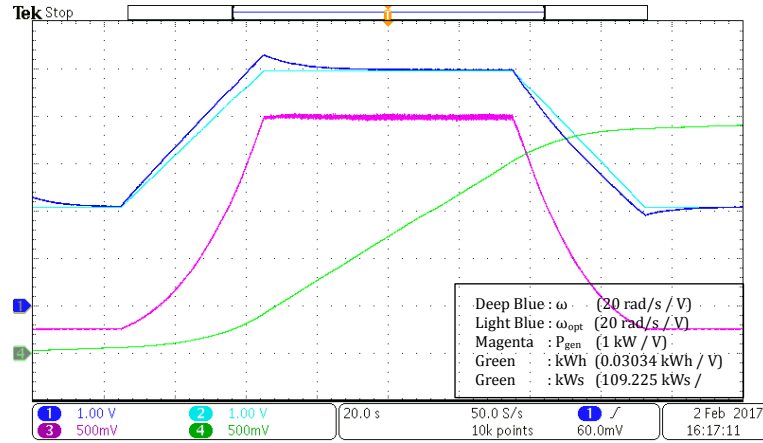
Şekil 7.17.'de önceki bölümlerdeki gibi hızlar güçler çizdirilmiştir. Şekillerde ω_{opt} MGİ yönteminin çıkışında elde edilen ve generatöre verilen referans hız değeridir. Ayrıca, yeşil renkle çizdirilen eğri, generatör çıkışındaki gücün integrali alınarak elde edilmiş olan generatörden elde edilen toplam enerji değeridir.

Şekil 7.17.a'da, KUHO MGİ ve PI denetimciler ile %10 parametre ve rüzgâr hızı ölçüm hatası durumunda 200 s sürede elde edilen toplam enerji 226.6419 kWs'dir.

Şekil 7.17.b’de ise tam doğru model bilgisi ve rüzgâr ölçümü ile aynı rüzgâr hızı profili kullanılarak 200 s sürede 251.2175 kWs enerji elde edilmiştir.



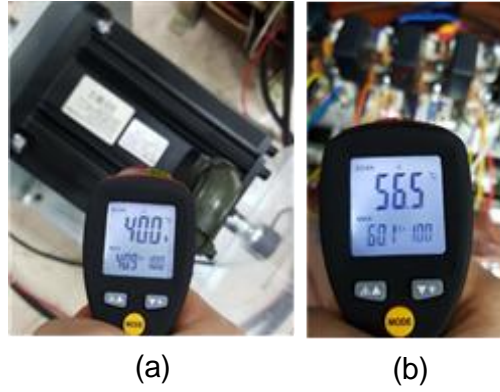
(a)



(b)

Şekil 7.17. KUHO tabanlı MGİ ve (a) %10 parametre ve rüzgâr hızı ölçüm hatası (b) tam doğru model bilgisi ile rüzgâr hızı ölçümü ve PI denetim durumlarında elde edilen toplam generatör enerjileri

Şekil 7.18.’de 75 dakikalık bir çalışma sonrasında deneysel düzenekte yer alan elemanların kararlı durum sıcaklıkları verilmektedir.



Şekil 7.18. Deneysel düzende yer alan elemanların kararlı durum sıcaklıkları (a) SMSM'nin sıcaklığı (b) SMSM ve şebeke bağlantılı eviricinin soğutucusunun sıcaklığı

7.9. Sonuçlar

Bu tez çalışmasında, KUHO tabanlı MGİ yöntemi ve optimum tasarlanmış PI denetimler ile DHRT sistemi uygulaması gerçekleştirilmiştir. Rüzgâr hızında %10 ölçüm hatası ve hava yoğunluğunda %10 değişim gerçekleştiği durumlar ele alınarak tam model ve doğru ölçümler ile karşılaştırılmıştır. Arka arkaya bağlı dönüştürücünün tasarımı, akım gerilim ölçüm devrelerinin tasarımı, soğutucu tasarımı yapılmıştır. dV_{CE}/dt SMSM için gerekli olan uygun değere düşürülmüştür. DA bara tasarımında düşük endüktanslı tasarım yapılmıştır. Ayrıca PI denetimcilerin tasarımında optimum tasarım kullanılmıştır. Tez çalışması kapsamında, türbin modelinin ve geri beslemelerin tam doğru olduğu ve belirli bir hataya sahip olduğu durumlar araştırılmıştır. Araştırma sonucunda, çalışma esnasında meydana gelen parametre değişimlerinin ve offset ve doğruluk oranı kaynaklı geri beslemelerdeki hatanın türbin verimi üzerinde doğrudan bir etkiye sahip olduğu anlaşılmıştır. Sonuç olarak %10 hatalı ölçüm ve parametre değişimi durumunda elde edilen enerji %11 azalmıştır. Ayrıca, PI denetimler değişken referansı izleyemediği için rüzgâr hızının değiştiği anlarda türbin veriminin çok düştüğü gözlenmiştir.

Tez kapsamında yapılan çalışmanın ana hatları ve sonuçları aşağıda maddeler halinde verilmiştir.

1. Generatör ile şebeke arasında bulunan arka arkaya bağlı iki adet güç dönüştürücü sistemi ve üç fazlı akım gerilim ölçüm devreleri tasarlanmıştır.

DHRT sisteminde generatör eviricisi ve şebeke bağlantılı eviricide kullanılan güç elektroniği sistemi baştan sona tasarlanmış ve çalıştırılmıştır.

2. Tüm parçalar bir araya getirilmiş ve DHRT sistemi laboratuvar ortamında çalıştırılmıştır. Bu sistem, ASM sürücü (tez kapsamı dışında), SMSM sürücü ve şebeke bağlantılı evirici olmak üzere 3 farklı alt sistemin bir araya gelmesiyle oluşmaktadır. denetimci, FKD, DGA ve MGİ algoritmaları yazılmış sonuç olarak deneysel çalışma gerçekleştirilmiştir.
3. DSP'nin hafızasında (yani RAM'inde) bulunan ve gerçek dünyada karşılığı bulunmayan değişkenler (örneğin d-q eksen akımları veya parametre tahminleri gibi), DSP'nin seri portundan (SPI) bir SPI DAC'a gönderilmiş ve osiloskoplara veriler toplanmıştır.
4. Ölçümlerdeki offset ve gürültü gerilimi 100uV'un altındadır. Buffer devrelerin yükselme zamanı 100ns civarındadır.
5. Güç dönüştürücülerine ait soğutucuların sıcaklıkları kararlı durumda altında 70°C'nin altında kalmıştır. IGBT sürücüler 150 A kollektör akımında kısa devre korumasına geçmektedir. Tüm donanımın kısa devre hatası tek uçludur, bir IGBT'de oluşan kısa devre ile tüm sistem devre dışı kalmaktadır.
6. DA bara sıçrama değerleri, DA bara geriliminin %10'unun altındadır.
7. Şebeke tarafı güç faktörü 0.99 civarında kararlı bir şekilde oluşmuştur.
8. Veri toplama sistemi SPI DAC'lar temelinde kurulmuştur. Tüm değişkenler SPI DAC'ların analog çıkışlarından osiloskop ile toplanmıştır.
9. Sistemin dv/dt değerleri gate-kollektör arasına 1nF kapasiteler bağlanarak yaklaşık olarak 500 V/us'ye düşürülmüştür. Bu değer makinelerin yalıtımda dayanım sınırındadır.

10. Ortak durum akımları, sensör işaret düzenleme devrelerini ve makine çalışma performansını etkilemeyecek şekilde filtrelenmiştir. Ayrıca, sistemde dirençsiz doğrudan bir topraklama da mevcuttur.

11. 2.5 kW türbin anma gücü değerinde şebeke akımlarının toplam harmonik bozunumu % 3.8, SMSM akımlarının % 4.15 olmuştur.

KAYNAKLAR

- [1] Karabacak, M., Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinlerinin Rüzgâr Sensörsüz Maksimum Güç İzleme Tabanlı Doğrusal Olmayan ve Tam Uyarlamalı Denetimi. TÜBİTAK, Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Projelerini Destekleme Projesi, 2017.
- [2] 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, 661, 2017.
- [3] Herbert, G.M.J., Iniyan, S., Sreevalsan, E., Rajapandian, S. A., Review of Wind Energy Technologies, Renewable and Sustainable Energy Reviews. 11(6): 1117-1145, 2007.
- [4] Raina, G., O. P. Malik., Wind energy conversion using a self-excited induction generator. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 12: 3933-3936, 1983.
- [5] Natarajan, K., Modeling and control design for wind energy power conversion scheme using self-excited induction generator. IEEE transactions on energy conversion, 3: 506-512, 1987.
- [6] Novak, P., Modeling and control of variable-speed wind-turbine drive-system Dynamics. IEEE Control systems, 15(4): 28-38, 1995.
- [7] Wu, B., Power conversion and control of wind energy systems. John Wiley & Sons, 1-481, 2011.
- [8] Mayosky, M. A., Cancelo, I. E., Direct adaptive control of wind energy conversion systems using Gaussian networks. IEEE Transactions on neural networks, 10(4): 898-906, 1999.
- [9] Tan, K., Islam, S., Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors. IEEE transactions on energy conversion, 19(2): 392-399, 2004.
- [10] Tong, W., Wind power generation and wind turbine design. Southampton/UK, WIT Press, 2010.

- [11] Carlsson, V., Measuring routines of ice accretion for Wind Turbine applications. Doctoral dissertation, Umea University Faculty of Science and Technology, Master Thesis, Umeaa Univesitet, 2009.
- [12] Johnson, K. E., Pao, L. Y., Balas, M. J., Fingersh, L. J., Control of Variable-Speed Wind Turbines: Standard and Adaptive Techniques for Maximizing Energy Capture. *IEEE Control Systems*, 26(3): 70-81, 2006.
- [13] Lanchester, F. W., A contribution to the theory of propulsion and the screw propeller. *Naval Engineers Journal*, Whitcomb, C. USA: NEJ, 27(2): 509-510, 2009.
- [14] Bang, D., Polinder, H., Shrestha, G., Ferreira, J. A., Review of Generator Systems for Direct-Drive Wind Turbines. In *European Wind Energy Conference & Exhibition*, Brussels, 31: 1-10, 2008.
- [15] Martinez, J., *Modelling and Control of Wind Turbines*. London, UK: Imperial College, 2007.
- [16] Chowdhury, M. M., *Modelling and control of direct drive variable speed wind turbine with Interior Permanent Magnet Synchronous Generator*. (Doctoral dissertation, University of Tasmania), 2014.
- [17] Betz, A., The maximum of theoretically available potential of wind by wind turbines (originally German), *Z. Gesamte Turbinenwesen* 26, 1920.
- [18] Mittal, R., Sandhu, K. S., Jain, D. K., An overview of some important issues related to wind energy conversion system (WECS). *International Journal of Environmental Science and Development*, 1(4): 351-363, 2010.
- [19] Mathew, S., *Wind Energy: Fundamentals, Resource Analysis and Economics (Vol. 1)*. Heidelberg: Springer, 2006.
- [20] Bracke, X., *Maximum Power Point Tracking of Small Wind Turbines*. Department of Electrical Energy, Systems and Automation, Master of Science in Electromechanical Engineering, Master Thesis, 2014.
- [21] Seyoum, D., *The dynamic analysis and control of a self-excited induction generator driven by a wind türbine*. Ph.D Thesis, University of New South Wales, 2003.
- [22] [http://windeis.anl.gov/guide/basics/.](http://windeis.anl.gov/guide/basics/), Erişim Tarihi: 24.10.2016.
- [23] García, J. P. S. D. L., *Wind Turbine Database: Modelling and analysis with focus on upscaling*. Department of Applied Mechanics Division of Dynamics, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden 2013.

- [24] S. Santoso., Power Systems/Quality and Renewable Energy in Wind Power. Workshop manual, 2011.
- [25] <http://cleangreenenergyzone.com/wind-power/>., Erişim Tarihi: 13.02.2017
- [26] <http://www.alternative-energy-news.info/technology/wind-power/wind-turbines/>., Erişim Tarihi: 31.01.2016.
- [27] Haque, M. E., Saw, Y. C., Chowdhury, M. M., Advanced control scheme for an IPM synchronous generator-based gearless variable speed wind turbine. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 5(2): 354-362, 2014.
- [28] Bănceanu, C. E., Vranceanu, I., Coordinated control of Wind turbines. Doctoral dissertation, Master Thesis, Department of Energy Technology, Aalborg University, Denmark, 2011.
- [29] Harrison, R., Hau, E. S., Large wind turbines: design and economics. Wiley, England, 2000.
- [30] Hau, E., Wind turbines: fundamentals, technologies, application, economics. Science & Business Media, Springer, 2005.
- [31] Derlée, J. R., Blasco-Gimenez, R., Control strategies for offshore wind farms based on PMSG wind turbines and HVdc connection with uncontrolled rectifier. Dr University Politichnic Valancia, 2013.
- [32] Ackermann, T., Wind Power in Power Systems. John Wiley & Sons, England, 2005.
- [33] Ackermann, T., Söder, L., Wind energy technology and current status: a review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 4(4): 315-374, 2000.
- [34] Chichester, S. H., Grid integration of wind energy conversion systems. UK: Wiley, 1-385, 1998.
- [35] Alnasir, Z., Kazerani, M., An analytical literature review of stand-alone wind energy conversion systems from generator viewpoint. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 28, 597-615, 2013.
- [36] Chen, Y., Pillay, P., Khan, A., PM wind generator topologies. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(6): 1619-1626, (2005).
- [37] Bumby, J. R., Martin, R., Axial-flux permanent-magnet air-cored generator for small-scale wind turbines. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 152(5): 1065-1075, 2005.

- [38] Aho, J., Buckspan, A., Laks, J., Fleming, P., Jeong, Y., Dunne, F., Johnson, K., A tutorial of wind turbine control for supporting grid frequency through active power control. IEEE, In American Control Conference (ACC), 3120-3131, 2012.
- [39] Datta, R., Ranganathan, V. T., Variable-speed wind power generation using doubly fed wound rotor induction machine-a comparison with alternative schemes. IEEE transactions on Energy conversion, 17(3): 414-421, 2002.
- [40] Holdsworth, L., Wu, X. G., Ekanayake, J. B., Jenkins, N., Comparison of Fixed Speed and Doubly-Fed Induction Wind Turbines During Power System Disturbances. IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution, 150(3): 343-352, 2003.
- [41] Grabic, S., Katic, V., A Comparison and Trade-Offs Between Induction Generator Control Options for Variable Speed Wind Turbine Application. In Industrial Technology, Proceedings of IEEE ICIT'04, 564-568, 2004.
- [42] Muller, S., Deicke, M., De Doncker, R.W., Doubly Fed Induction Generator Systems for Wind Turbines. IEEE Industry Applications Magazine, 8(3): 26-33, 2002.
- [43] Alkandari, A. M., Soliman, S. A., Abdel-Rahman, M. H., Steady state analysis of a doubly fed induction generator. Energy and Power Engineering 3(4): 393, 2011.
- [44] Amirat, Y., Benbouzid, M., Bensaker, B., & Wamkeue, R. The state of the art of generators for wind energy conversion systems. Proceedings of ICEM'06, 14(4): 163-172, 2007.
- [45] Stiebler, M., Wind energy systems for electric power generation. Springer Science & Business Media, 2008.
- [46] Ermis, M., Ertan, H. B., Demirekler, M., Saribatir, B. M., Uctug, Y., Sezer, M. E., Cadirci, I., Various Induction Generator Schemes for Wind-Electricity Generation, Electric Power Systems Research, 23(1): 71-83, 1992.
- [47] Karabacak M., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrusal Olmayan Ve Uyarlamalı Geri Adımlı Hız Denetimi. Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, 2012.
- [48] Bhende C. N., Mishra S., Malla S. G., Permanent Magnet Synchronous Generator Based Standalone Wind Energy Supply System. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2(4): 361-373, 2011.

- [49] Zhang S., Tseng K. J., Vilathgamuwa D. M., Nguyen T. D., Wang X. Y., Design of a Robust Grid Interface System for PMSG-Based Wind Turbine Generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1): 316-328, 2011.
- [50] Chinchilla, M., Arnaltes, S., Burgos, J. C., Control of Permanent-Magnet Generators Applied to Variable-Speed Wind-Energy Systems Connected to the Grid. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21(1): 130-135, 2006.
- [51] Dehghan, S. M., Mohamadian, M., Varjani, A. Y. A., New Variable-Speed Wind Energy Conversion System Using Permanent-Magnet Synchronous Generator and Z-Source Inverter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24(3): 714-724, 2009.
- [52] Morimoto, S., Nakayama, H., Sanada, M., Takeda, Y., Sensorless Output Maximization Control for Variable-Speed Wind Generation System Using IPMSG. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 41(1): 60-67, 2005.
- [53] Qiao, W., Qu, L., Harley, R. G., Control of IPM Synchronous Generator for Maximum Wind Power Generation Considering Magnetic Saturation. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 45(3): 1095-1105, 2009.
- [54] Chen H., David N., Analysis of Permanent-Magnet Synchronous Generator with Vienna Rectifier for Wind Energy Conversion System. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 4(1): 154-163, 2013.
- [55] Blaabjerg F., Chen Z., Power Electronics for Modern Wind Turbines. Morgan & Claypool Publishers, Synthesis Lectures on Power Electronics, 1(1): 1-68, 2006.
- [56] Lubosny, Z., Lubosny, Z., Wind turbine operation in electric power systems: advanced modeling. Germany, Springer, 2003.
- [57] Masters G. M., Renewable and efficient electric power systems. John Wiley and Sons, 2013.
- [58] Arturo Soriano, L., Yu, W., Rubio, J. D. J., Modeling and control of wind turbine. *Mathematical Problems in Engineering*, 2013.
- [59] Lopez, H. E. M., Maximum power tracking control scheme for wind generator systems. Doctoral dissertation, Texas A & M University, 2008.
- [60] Haque, M. E., Negnevitsky, M., Muttaqi, K. M., A novel control strategy for a variable-speed wind turbine with a permanent-magnet synchronous generator. *IEEE transactions on industry applications*, 46(1): 331-339, 2010.

- [61] Thongam, J. S., Ouhrouche, M., MPPT control methods in wind energy conversion systems. Fundamental and advanced topics in wind power, InTech, 2011.
- [62] Pena, R., Clare, J. C., Asher, G. M., Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 143(3): 231-241, 1996.
- [63] Wang, Q., Chang, L., An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems. IEEE Transactions on power electronics, 19(5): 1242-1249, 2004.
- [64] Mali, S. S., Kushare, B. E., Mppt algorithms: Extracting maximum power from wind turbines. International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering 1(5): 199-202, 2013.
- [65] Manonmani, N., Kausalyadevi, P., A Review of Maximum Power Extraction Techniques for Wind Energy Conversion Systems. International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology 1(6): 597-604, 2014.
- [66] Abdullah, M. A., Yatim, A. H. M., Tan, C. W., Saidur, R., A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems. Renewable and sustainable energy reviews 16(5): 3220-3227, 2012.
- [67] Shirmohammadi, R., Rezanejad, V., Ajami, A., The compression of MPPT methods in small sized wind power plants. Journal of Artificial Intelligence in Electrical Engineering, 3(11): 19-38, 2014.
- [68] Manonmani, N., Kausalyadevi, P., A Review of Maximum Power Extraction Techniques for Wind Energy Conversion Systems. International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology, 1(6): 597-604, 2014.
- [69] Abdullah, M. A., Yatim, A. H. M., Tan, C. W., Saidur, R., A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems. Renewable and sustainable energy reviews, 16(5): 3220-3227, 2012.
- [70] Krishnan, R., Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives. New York: CRC Press, ISBN: 0824753844, 2009.
- [71] Krishnan, R., Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control. New Jersey: Prentice Hall, ISBN: 9780130910141, 2001.
- [72] Mohan, N., Advanced Electric Drives: Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB/Simulink. Mineapolis: John Wiley & Sons, 2014.
- [73] Ong, C. M. M. O., Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using Matlab/Simulink. New Jersey: Prentice Hall, ISBN: 9780137237852, 1998.

- [74] Wilamowski, B. M., Irwin, J. D., Power electronics and motor drives. CRC Press, 2016.
- [75] Kazmierkowski, Mp., Krishnan, R., Blaabjerg, F., Irwin, Jd., Control In Power Electronics: Selected Problems. Academic Press, ISBN: 9780124027725, 2002.
- [76] Quang, Np., Dittrich, JA., Vector Control of Three-Phase AC Machines: System Development in the Practice. Springer, ISBN: 9783642097867. 2010.
- [77] Novotny, D. W., Lipo, T. A., Vector Control & Dynamics of AC Drives. USA: Oxford University Press, ISBN: 9780198564393, 1996.
- [78] Giri, F., AC electric motors control: Advanced design techniques and applications. John Wiley & Sons, 2013.
- [79] Bose, B, K., Modern Power Electronics and AC Drives. New Jersey: Prentice Hall, ISBN: 9780130167439, 2001.
- [80] Kim, S., Yoon, Y. D., Sul, S. K., Ide, K., Maximum torque per ampere (MTPA) control of an IPM machine based on signal injection considering inductance saturation. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(1): 488-497, 2013.
- [81] Ni, R., Xu, D., Wang, G., Ding, L., Zhang, G., Qu, L., Maximum efficiency per ampere control of permanent-magnet synchronous machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(4): 2135-2143, 2015.
- [82] Bolognani, S., Peretti, L., Zigliotto, M., Online MTPA control strategy for DTC synchronous-reluctance-motor drives. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(1): 20-28, 2011.
- [83] Bolognani, S., Petrella, R., Prearo, A., & Sgarbossa, L., Automatic tracking of MTPA trajectory in IPM motor drives based on AC current injection. IEEE Transactions on Industry Applications, 47(1): 105-114, 2011.
- [84] Li, M., Flux-weakening control for permanent-magnet synchronous motors based on Z-source inverters. Marquette University, Doctoral dissertation, 2014.
- [85] Khan, W., Torque Maximizing and Flux Weakening Control of Synchronous Machines. Aalto University, School of Electrical Engineering, Master's Thesis, 2016.
- [86] Lee, J., Nam, K., Choi, S., Kwon, S., A lookup table based loss minimizing control for FCEV permanent magnet synchronous motors. IEEE, In Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2007, 175-179, 2007.

- [87] Moreno-Torres, P., Torres, J., Lafoz, M., Yeguas, M., & Arribas, J. R., Minimum losses point tracking and minimum current point tracking in interior PMSMs. IEEE, In Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 18th European Conference on 1-9, 2016.
- [88] Zhong L., Rahman M. F. K., Lim W., The direct torque control strategy for permanent magnet synchronous motors. Proc. of the Australasian Universities Power Electronics Conference, 3: 513-518, 1996.
- [89] Gallegos-Lopez, G., Gunawan, F. S., Walters, J. E., Optimum torque control of permanent-magnet AC machines in the field-weakened region. IEEE Transactions on Industry Applications, 41(4): 1020-1028, 2005.
- [90] Jeong, Y. S., Sul, S., Hiti, S., Rahman, K. M., Online minimum-copper-loss control of an interior permanent-magnet synchronous machine for automotive applications. IEEE Transactions on Industry Applications, 42(5): 1222-1229, 2006.
- [91] Hu, Z., Liu, Q., Hameyer, K., Loss minimization of speed controlled induction machines in transient states considering system constraints. In Electrical Machines and Systems (ICEMS), 17th International Conference on, 123-129, 2014.
- [92] Gallegos-Lopez, G., Gunawan, F. S., Walters, J. E., Current control of induction machines in the field-weakened region. IEEE Transactions on Industry Applications, 43(4), 981-989, 2007.
- [93] Zou, H., Online loss minimization based direct torque and flux control of IPMSM drive. Lakehead University Thunder Bay ve Orillia, Doctoral Thesis, 2015.
- [94] Preindl, M., Bolognani, S., Model predictive direct torque control with finite control set for PMSM drive systems, part 2: field weakening operation. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 9(2): 648-657, 2013.
- [95] Faiz, J., Mohseni-Zonoozi, S. H., A novel technique for estimation and control of stator flux of a salient-pole PMSM in DTC method based on MTPF. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50(2): 262-271, 2003.
- [96] Inoue, Y., Morimoto, S., Sanada, M., Comparative study of PMSM drive systems based on current control and direct torque control in flux-weakening control region. IEEE Transactions on Industry Applications, 48(6): 2382-2389, 2012.
- [97] Morimoto, S., Sanada, M., & Takeda, Y., Effects and compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives. IEEE Transactions on Industry Applications, 30(6):1632-1637, 1994.

- [98] Rahman, M. F., Zhong, L., & Lim, K. W., A direct torque controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening. In Industry Applications Conference, thirty-second IAS Annual Meeting, IAS'97., Conference Record of the 1997 IEEE 1: 67-74, 1997.
- [99] Mohan, N., Undeland, T. M., Power electronics: converters, applications, and design. John Wiley & Sons, 2007.
- [100] Wu, B., High Power Converter and AC Drives. IEEE Press-Wiley, ISBN: 9780471731719, 2006.
- [101] Holmes, D. G., Lipo, T. A., Pulse Width Modulation for Power Converters - Principle and Practise. John Wiley & Sons, New Jersey: IEEE Press, ISBN: 0471208140, 2003.
- [102] Yazdani, A., Iravani, R., Voltage-Sourced Converters in Power Systems. Hoboken, John Wiley & Sons, 2010.
- [103] Kumar, K. V., Michael, P. A., John, J. P., Kumar, S. S., Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter. ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, 5(7): 61-74, 2010.
- [104] 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.
- [105] Iqbal, A., Levi, E., Jones, M., & Vukosavic, S. N., Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs. In Proc. IEEE PESC, 2871-2877, 2006.
- [106] 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.
- [107] Quan, H., Gang, Z., Jie, C., Wu, Z., Liu, Z., Study of a novel over-modulation technique based on space-vector PWM. In Computer Distributed Control and Intelligent Environmental Monitoring (CDCIEM), 2011 International Conference on, 295-298, 2011.
- [108] Keyhani, A., Design of smart power grid renewable energy systems. IEEE, John Wiley & Sons, 2016.
- [109] Karabacak, M., A Novel Nonlinear and Adaptive Control of Grid Connected Inverters. Journal of Circuits, Systems and Computers 25(11), 2016.
- [110] Karabacak, M., Kılıç, F., Saraçoğlu, B., Boz, A. F., & Ferikoğlu, A., Şebeke Bağlantılı Eviriciler için LLCL Filtre Tasarımı; Detaylı Bir Performans Analizi. Politeknik Dergisi, 19(3): 251-260, 2016.

- [111] Guo, X. Q., Wu, W. Y., Gu, H. R., Phase locked loop and synchronization methods for grid-interfaced converters: a review. *Przeegląd Elektrotechniczny*, 87(4): 182-187, 2011.
- [112] Jaalam, N., Rahim, N. A., Bakar, A. H. A., Tan, C., Haidar, A. M., A comprehensive review of synchronization methods for grid-connected converters of renewable energy source. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 59, 1471-1481, 2016.
- [113] Gao, S., Barnes, M., Phase-locked loops for grid-tied inverters: comparison and testing. *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*, 8th IET International Conference on, 1-6, 2016.
- [114] Teja, C. H., Analysis of grid synchronization techniques for distributed generation system during grid abnormalities. Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Doctoral Thesis, 2013.
- [115] Bobrowska-Rafal, M., Rafal, K., Jasinski, M., & Kazmierkowski, M., Grid synchronization and symmetrical components extraction with PLL algorithm for grid connected power electronic converters-a review. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, 59(4): 485-497, 2011.
- [116] Rahman M. F., Zhong L., Lim K. W., A direct Torque controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive incorporating Field Weakening. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 34(6): 1246-1253, 1998.
- [117] Sul, S. K., Control of electric machine drive systems. John Wiley & Sons, 2011.
- [118] Leonhard, W., Control of Electrical Drives. Berlin, Springer-Verlag, ISBN: 3-540-41820-2, 1985.
- [119] Tursini, M., Parasiliti, F., Zhang, D., Real-time gain tuning of PI controllers for high-performance PMSM drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38: 1018-1026, 2002.
- [120] Xu, J-X., Panda, Sk., Pan, Y-J., Lee, Th., Lam, Bh., A modular control scheme for PMSM speed control with pulsating torque minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51: 526-536, 2005.
- [121] Elmas, C., Ustun, O., A hybrid controller for the speed control of a permanent magnet synchronous motor drive. *Control Engineering Practice*, 16: 260-270, 2008.
- [122] Bahrani, B., Kenzelmann, S., Rufer, A., Multivariable-PI-Based dq Current Control of Voltage Source Converters with Superior Axis Decoupling Capability. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(7): 3016-3026, 2011.

- [123] Bulington, E. J., Abney, S., Skibinski, G. L., Cable alternatives for PWM AC drive applications. In Petroleum and Chemical Industry Conference, Industry Applications Society 46th Annual, 47-259, 1999.
- [124] Kerkman, R. J., Leggate, D., & Skibinski, G. L., Interaction of drive modulation and cable parameters on AC motor transients. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(3): 722-731, 1997.
- [125] Tallam, R. M., Leggate, D., Kirschnik, D. W., Lukaszewski, R. A., PWM scheme to reduce the common-mode current generated by an AC drive at low modulation index. In Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE, 3299-3305, 2011.
- [126] Texiera, M. D., EDC, A., & Houdek, J. A., Protecting Submersible Motors from the Effects of PWM Voltage. Brazil Conf. for Quality of Electric Energy, 2009.
- [127] Aggeler, D., Canales, F., Biela, J., & Kolar, J. W., Dv/Dt-Control Methods for the SiC JFET/Si MOSFET Cascode. *IEEE Transactions On Power Electronics*, 28(8): 4074-4082, 2013.
- [128] 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.
- [129] 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.
- [130] Kerkman, R.J., Leggate, D., Skibinski, G.L., Interaction of drive modulation and cable parameters on ac motor transients. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(3): 722-731, 1997.
- [131] Skibinski, G. L., Kerkman, R.J., Schlegel, D. EMI emissions of modern PWM AC drives. *IEEE Industry Applications Magazine*, 5(6): 1-6, 2002.
- [132] Tallam, R.M., Skibinski, G.L., Shudarek, T.A., Lukaszewski, R.A., Integrated Differential-Mode and Common-Mode Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads on AC Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(5): 2075-2083, 2011.
- [133] <https://www.semikron.com/service-support/semisel-simulation.html>, Erişim Tarihi: 17.04.2017.

ÖZGEÇMİŞ

Özhan Atmaca, 20.06.1992'da Akçaabat'ta doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Trabzon'da tamamladı. 2010 yılında Akçaabat Teknik Lisesi'nden mezun oldu. 2010 yılında başladığı Sakarya Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü 2015 yılında bitirdi. 2015 yılında Sakarya Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü'nde yüksek lisans eğitimine başladı. 2017 yılında Elkon Elektrik San. ve Tic. A.Ş. şirketinde Ar-Ge mühendisi olarak çalışmaya başladı akabinde yüksek lisans eğitimine Sakarya Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü'nde devam etti. Halen Elkon Elektrik San. ve Tic. A.Ş. şirketinde Ar-Ge mühendisi olarak görev yapmaktadır.