

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

**RÜZGAR ENERJİ SİSTEMLERİNDE MAKSİMUM
GÜÇ NOKTASI TAKİBİ İÇİN KAYAN KIPLI
DENETLEYİCİ TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

Ersagun Kürşat YAYLACI

**Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ**
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK
Tez Danışmanı : Doç. Dr. İrfan YAZICI

Nisan 2017

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.

Ersagun Kürşat YAYLACI

28.04.2017

TEŞEKKÜR

Tez süresince akademik araştırmalarımda beni yönlendiren danışman hocam Doç. Dr. İrfan YAZICI'ya, tez izleme sınavlarında çalışmalarımı değerlendiren Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR ve Prof. Dr. Ali Fuat BOZ hocalarıma, tez kapsamında laboratuvar düzeneğimin oluşturulması için bilgi birikimi ile yardımlarını esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. Mustafa TURAN ve Arş. Gör. Barış CEVHER hocalarıma, laboratuvar ortamında bana uygun koşulların sağlanması için çaba sarf eden tekniker Günal ÇELİKKAN'a, manevi desteklerini sürekli hissettiren tüm mesai arkadaşlarıma, tezimi Türk dili ve imla kuralları açısından inceleyen ve manevi desteğini esirgemeyen Türkçe Öğretmeni eşim Hilal YAYLACI'ya, çalışmamızı FBDTEZ 2015-50-02-017 proje numarasıyla destekleyen Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğüne, 2211-Yurt İçi Doktora Burs Programı kapsamında sağladığı destekten ötürü TÜBİTAK Bilim İnsani Destekleme Daire Başkanlığı birimine teşekkür ederim.

Ayrıca; eğitim hayatım boyunca her türlü maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen, beni sürekli olarak teşvik eden aileme teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	i
İÇİNDEKİLER	ii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ	x
TABLolar LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xvi
SUMMARY	xvii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ	1
1.1. Literatürde Yapılmış Çalışmalar	6
1.2. Tezin Kapsamı.....	20
BÖLÜM 2.	
RÜZGAR ENERJİ SİSTEMİ	22
2.1. Rüzgar Türbini	23
2.2. Generatör	29
2.3. Yükseltici Tip DC-DC Dönüştürücü	35
BÖLÜM 3.	
MGNT YÖNTEMLERİ.....	38
3.1. KHO Kontrol.....	39
3.1.1. Kullanılan KHO Yöntemi.....	41
3.2. GSG Kontrol	43
3.2.1. Kullanılan GSG Yöntemi.....	45
3.3. D&G Kontrol.....	47

BÖLÜM 4.

DENETLEYİCİ TASARIMI	49
4.1. Sürekli-Zaman KKD Tabanlı Denetleyicilerin Tasarımı	54
4.1.1. Sürekli-zaman klasik KKD tabanlı tasarım.....	54
4.1.2. Sürekli-zaman integral tipli KKD tasarımı	57
4.1.3. Sürekli-zaman çift integralli KKD tasarımı	61
4.1.4. Sürekli-zaman hızlı, sonlu zamanlı kayma kipli denetleyici tasarımı	64
4.2. Ayırık-Zaman KKD Tabanlı Denetleyici Tasarımı.....	67
4.2.1. Çatırtı olmayan AKKD tabanlı tasarım.....	74

BÖLÜM 5.

BENZETİM ÇALIŞMALARI	79
5.1. Benzetim Modelinin Oluşturulması	79
5.2. Benzetim Modelinden Elde Edilen Performans Sonuçları.....	84

BÖLÜM 6.

DENEYSEL ÇALIŞMALAR	94
6.1. Deneysel Düzeneğin Oluşturulması	94
6.2. Kullanılan KHO Yöntemi ile Deneysel Çalışmaların Yapılması.....	98
6.3. Kullanılan GSG Yöntemi ile Deneysel Çalışmaların Yapılması	112

BÖLÜM 7.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER	124
7.1. Sonuçlar.....	124
7.2. Öneriler.....	125

KAYNAKLAR	127
-----------------	-----

EKLER.....	140
------------	-----

ÖZGEÇMİŞ	158
----------------	-----

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

γ	: HSKKD için kayma yüzeyi üstel katsayısı
$\hat{d}(k)$	: Ayırık-zaman bozucu kestirilen değeri
$\psi(a)$	: ρ parametresini tanımlayan fonksiyon
A	: Türbin kanatları tarafınan süpürülen alan
a	: Durum değişken katsayısı
A_1	: Rüzgar kanalı girişinde süpürülen alan
A_2	: Rüzgar kanalı çıkışında süpürülen alan
A_{IKKD}	: İKKD yöntemine ilişkin durum değişkenleri katsayı matrisi
AKKD	: Ayırık-zaman kayan kipli denetleyici
A_{KKD}	: KKD yöntemine ilişkin durum değişkenleri katsayı matrisi
AOK	: Alan oryantasyonlu kontrol
b	: Geribesleme kazancı
B_b	: Tek girişli örnek sistem bozucu girişi katsayı matrisi
B_g	: Tek girişli örnek sistem kontrol girişi sabit katsayı matrisi
B_{IKKD}	: İKKD yöntemine ilişkin kontrol girişi katsayı matrisi
B_{KKD}	: KKD yöntemine ilişkin kontrol girişi katsayı matrisi
BMD	: Bulanık mantık denetleyici
C	: Ayırık-zaman kayma yüzeyi katsayısı
C_0	: Dc-dc yükseltici tip dönüştürücünün çıkış kapasitesi
$c_1, c_2, \dots, c_6$	: Kanat mekanik yapı sabitleri
c_p	: Kanatların verimi ya da güç katsayısı
$c_{p,maks}$	: Maksimum güç katsayısı
ÇBAG	: Çift beslemeli asenkron generatör
ÇİKKD	: Çift integralli kayan kipli denetleyici
d	: Dc-dc yükseltici tip dönüştürücünün doluluk oranı

D&G	: Değiştir ve gözle yöntemi
$d(k)$	: Ayırık-zaman bozucu girişi
DB-SMSG	: Doğrudan bağlantılı SMSG
DGM	: Darbe genişlik modülasyonu
E	: Generatör tarafından üretilen elektromotor kuvveti
EKKY	: En küçük kareler yöntemi
E_r	: Taşınan rüzgar hızı kinetik enerjisi
f	: Tek girişli örnek sistem bozucu etkiler
FÇBAG	: Fırçasız çift beslemeli asenkron generatör
FÇBRG	: Fırçasız çift beslemeli relüktans generatör
G	: A matrisinin ayırık zaman formu
GA	: Genetik algoritma
GSG	: Güç sinyal geribesleme
HM	: Histerezis modülasyon
HSKKD	: Hızlı, sonlu zamanlı kayma kipli denetleyici
I_a	: Generatör faz akımı
I_c	: Dc-dc yükseltici tip dönüştürücünün çıkış kondansatör akımı
$i_{d,q}$	: dq ekseninde stator akımları
İKKD	: İntegralli kayan kipli denetleyici
i_L	: Dc-dc yükseltici tip dönüştürücünün endüktans akımı
J	: Türbin ve generatörün toplam atalet momenti
k	: Optimal güç katsayısı
$k_1, k_2, \dots, k_n$	: Kayma yüzeyi parametreleri
k_e	: Elektromotor kuvvet katsayısı
k_{ek}	: Ek kontrol kuralı kazancı
$K_{ek-HSKKD}$	: HSKKD ek kontrol kuralı katsayısı
$K_{gsg-opt}$	: GSG yöntemi için optimal devir katsayısı
KHO	: Kanat uç hız oranı
$K_{İKKD}$	: İKKD'nin durum değişkeni katsayısı
KKD	: Kayan kipli denetleyici
$K_{kgsg-opt}$	: Kullanılan GSG yöntemi için optimal devir katsayısı
L	: Dc-dc yükseltici tip dönüştürücünün endüktansı

$L_{d,q}$	: dq eksenini için stator faz endüktansları
L_s	: Generatör faz endüktansı
m	: Taşınan rüzgar kütlesi
MGNT	: Maksimum güç noktasının takibi
$O(x)$	: Büyük 'O' gösterimi
OMK	: Optimum moment kontrol
P	: Rüzgar potansiyel gücü
p	: Generatör kutup çifti sayısı
P_A	: Generatör çıkışındaki güç
P_{dc-opt}	: Türbinden çekilebilecek optimum güç
P_{em}	: Generatör tarafından üretilen elektromanyetik güç
PI	: Proportional integral
PID	: Proportional integral derivative
P_k	: Kanatlar tarafından dönüştürülen potansiyel güç
P_{maks}	: Türbinden çekilebilecek maksimum güç
P_r	: Yavaşlatma olmaksızın rüzgar potansiyel gücü
P_R	: Stator sargılarındaki rezistif güç kaybı
PSO	: Parçacık sürü optimizasyonu
P_t	: Rüzgardan alınabilecek türbin potansiyel gücü
q_1, q_2	: Ayrık zaman kullanılan kayma yüzeyi parametreleri
R	: Dc-dc yükseltici tip dönüştürücünün yük direnci
RES	: Rüzgar enerji sistemleri
R_{rotor}	: Kanat yarıçapı
R_s	: Generatör stator direnci
RSAG	: Rotoru sargılı asenkron generatör
RTFYSA	: Radyal taban fonksiyonlu yapay sinir ağları
$s_{1,2}$	: Sürekli zaman sistem kutupları
$S(k)$	: Ayrık-zaman kayma yüzeyi
$s(x)$	: Örnek sistem anahtarlama fonksiyonu
$S_{ÇIKKD}$	: ÇIKKD'nin kayma yüzeyi
S_{HSKKD}	: HSKKD'nin kayma yüzeyi
sig	: Sürekli anahtarlama fonksiyonu tanımlaması

S_{IKKD}	: İKKD'nin kayma yüzeyi
SKAG	: Sincap kafesli asenkron generatör
SKKD	: Sonlu zamanlı kayma kipli denetleyici
S_{KKD}	: KKD'ye ilişkin kayma yüzeyi
SMSG	: Sabit mıknatıslı senkron generatör
T_{DGM}	: DGM periyodu
T_e	: Generatör elektromanyetik momenti
t_s	: Yerleşme zamanı
T_s	: Örnekleme periyodu
TSK	: Takagi-Sugeno-Kang
T_t	: Generatöre aktarılan mekanik moment
TTA	: Tepe tırmanma arama
u	: Anahtarlama elemanı kontrol girişi
$u_{ÇIKKD}$	: ÇIKKD'nin kontrol girişi
$u_{d,q}$	: dq ekseninde stator gerilimleri
u_{ek}	: Ek kontrol kuralı
$u_{ek-HSKKD}$	: HSKKD'ye ilişkin ek kontrol kuralı
u_{HSKKD}	: HSKKD'ye ilişkin kontrol kuralı
$u_{top-HSKKD}$	: HSKKD'ye ilişkin kontrol kuralı
u_{IKKD}	: KKD'ye ilişkin eşdeğer kontrol kuralı
u_{KKD}	: KKD'ye ilişkin kontrol kuralı
$u_{KKD-top}$	: KKD yöntemi için toplam kontrol kuralı
V	: Taşınan rüzgar hacmi
V_0	: Dc-dc yükseltici tip dönüştürücünün çıkış gerilimi
V_a	: Generatör faz uçlarındaki gerilim
V_{da}	: Rüzgar türbini devreye alma hızı
V_{dc}	: Doğrultucu çıkışı dc gerilim
V_{dc-opt}	: Maksimum güç için optimal giriş gerilimi
$V_{dç}$	: Rüzgar türbini devrenden çıkarma hızı
V_{nom}	: Rüzgar türbini nominal hızı
V_r	: Anlık rüzgar hızı
V_{r1}	: Rüzgar kanalına rüzgar giriş hızı

V_{r2}	: Rüzgar kanalından rüzgar çıkış hızı
V_{ro}	: Rüzgar giriş-çıkış hız oranı
w_m	: Rotor açısal hızı
w_{m-opt}	: Türbinin optimal açısal hızı
$x_1, x_2, \dots, x_n$	: Sistem durum değişkenleri
x_{IKKD}	: ÇIKKD'nin durum değişkenleri
x_{IKKD}	: İKKD'nin durum değişkenleri
x_{KKD}	: KKD'ye ilişkin sistem durum değişkenleri matrisi
YEK	: Yenilenebilir enerji kaynakları
YSA	: Yapay sinir ağları
YTD	: Yükseltici tip dc-dc dönüştürücü
ZOH	: Zero order hold (Örnekleyici-Tutucu)
$z_{1,2}$	: Ayırık-zaman sistem kutupları
α	: Ayırık-zaman anahtarlama fonksiyonu üstel katsayısı
β	: Dc-dc yükseltici tip dönüştürücünün gerilim çevirme oranı
β_1	: HSKKD için kayma yüzeyi katsayısı
β_k	: Kanat açısı
Γ	: Ayırık-zaman kontrol girişi sabit katsayı matrisi
Δ	: Histerezis bandı
δ	: Ayırık-zaman bozucu girişin değişim oranı
δ^*	: Ayırık-zaman bozucu üst sınırı
ε, q	: Ayırık-zaman kayma yüzeyi katsayıları
q_1, q_2	: Çatırtısız kayma yüzeyi katsayısı
ζ	: Sönümleme oranı
η	: Dönüştürme verimi
λ	: Kanat uç hız oranı
λ_1, λ_2	: Örnek sistem özdeğerleri
λ_{opt}	: Kanat uç hız oranı optimum değeri
ρ	: Ayırık zaman tasarımında kayma yüzeyi genlik sınırı
ρ_h	: Türbinin bulunduğu ortamın hava yoğunluğu
τ	: Açık çevrim sistemin zaman sabiti
τ_t	: Kapalı çevrim sistemin zaman sabiti

φ	: Ayrık-zaman durum değışkeni sabit katsayı matrisi
Ω	: Ayrık zaman tasarımında kayma bant sınırı
ω_n	: Doğal frekans
ω_s	: Stator gerilimi açısal frekansı
$\Phi_{d,q}$	: dq ekseninde generatör manyetik akısı



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1.	2014 sonu itibariyle enerji üretimindeki kaynakların paylaşım oranı	1
Şekil 1.2.	Yıllara göre dünyada toplam rüzgar enerjisi kurulu gücü	3
Şekil 1.3.	Rüzgar hızına göre RES çalışma bölgeleri	5
Şekil 2.1.	RES'lerde enerji dönüşümü.....	22
Şekil 2.2.	Genel olarak bir RES şematiği.....	22
Şekil 2.3.	Rüzgar türbinin etkisi ile rüzgar hızının değişimi	25
Şekil 2.4.	Bir RES sistemine ait mekanik gücün devir sayısı ile değişimi	28
Şekil 2.5.	DB-SMSG ile RES şematiği.....	32
Şekil 2.6.	DB-SMSG RES bağlantı topolojileri.....	33
Şekil 2.7.	SMSG'nın bir fazına ilişkin elektriksel eşdeğer devresi	34
Şekil 2.8.	YTD elektriksel devre şeması.....	36
Şekil 3.1.	Kullanılan rüzgar türbinine ait cp-KHO eğrisi	39
Şekil 3.2.	KHO yöntemine ilişkin kontrol blok diyagramı.....	40
Şekil 3.3.	Kullanılan KHO yöntemi blok diyagramı	43
Şekil 3.4.	GSG kontrol blok diyagramı.....	44
Şekil 3.5.	Kullanılan sensörsüz GSG yöntemi.....	46
Şekil 3.6.	D&G kontrol yöntemi grafiksel gösterimi.....	47
Şekil 4.1.	Örnek sistem kontrol blok diyagramı	50
Şekil 4.2.	$a = 1$ ve $b = 12$ değerleri için sistemin kontrol cevabı.....	51
Şekil 4.3.	$a = 1$ ve $b = -12$ değerleri için sistemin kontrol cevabı.....	51
Şekil 4.4.	Sürekli bir kontrol girişi uygulanması durumunda sistemin kontrol blok diyagramı	52
Şekil 4.5.	Sürekli kontrol girişinin uygulanması ile sistem davranışı	53
Şekil 5.1.	Matlab Simulink'te oluşturulan RES modeli	80
Şekil 5.2.	Rüzgar türbin modeli	80
Şekil 5.3.	Kontrollü dc-dc yükseltici tip dönüştürücü	80

Şekil 5.4. Kullanılan rüzgar türbini güç karakteristiği.....	82
Şekil 5.5. KKD kullanılarak oluşturulan Simulink modeli.....	82
Şekil 5.6. İKKD kullanılarak oluşturulan Simulink modeli	83
Şekil 5.7. ÇIKKD kullanılarak oluşturulan Simulink modeli.....	83
Şekil 5.8. HSKKD kullanılarak oluşturulan Simulink modeli.....	84
Şekil 5.9. Rüzgar hızının 8 m/s'den 9 m/s'ye çıkarılması durumunda denetleyicilerin performansı	86
Şekil 5.10. Rüzgar hızının 9 m/s'den 10 m/s'ye çıkarılması durumunda denetleyicilerin performansı	87
Şekil 5.11. Rüzgar hızının 10,5 m/s'den 11 m/s'ye çıkarılması durumunda denetleyicilerin performansı	88
Şekil 5.12. Rüzgar hızının 11,5 m/s'den 10,5 m/s'ye düşürülmesi durumunda denetleyicilerin performansı	89
Şekil 5.13. Rüzgar hızının 8,5 m/s'den 11,5 m/s'ye rampa fonksiyonu şeklinde artması durumunda denetleyicilerin performansı	90
Şekil 5.14. Kullanılan rüzgar hız profili	91
Şekil 5.15. ÇIKKD ile maksimum güç referansının takibi	91
Şekil 5.16. ÇIKKD ve HSKKD kıyaslama için kullanılan rüzgar hız profili	93
Şekil 5.17. Gerilim takibi bakımından ÇIKKD ve HSKKD performansları	93
Şekil 5.18. Maksimum güç takibi bakımından ÇIKKD ve HSKKD performansları	93
Şekil 6.1. Gerçek zamanlı rüzgar enerji sistemi blok diyagramı	95
Şekil 6.2. Gerçek zamanlı rüzgar enerji sisteminin laboratuvar ortamında gerçeklenmesi	95
Şekil 6.3. Asenkron motor, SMSG, sayısal işlemci ve AC hız sınırlamalı sürücü.....	96
Şekil 6.4. Doğrultucu ve dc-dc yükseltici tip dönüştürücü devresi	96
Şekil 6.5. IGBT sürme devresi ve denetleyicinin yüklendiği sayısal işlemci.....	97
Şekil 6.6. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri	100
Şekil 6.7. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının ..değişimleri.....	101

Şekil 6.8. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumuları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının ..değişimleri	101
Şekil 6.9. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , I_0 ve doluluk ...oranının değişimleri	101
Şekil 6.10. 8 m/s rüzgar hızında denetleyici 'ON' durumunda iken V_0 , V_{dc} , I_L ve doluluk oranının değişimleri	102
Şekil 6.11. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumuları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının ...değişimleri	102
Şekil 6.12. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri	103
Şekil 6.13. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri	103
Şekil 6.14. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumuları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri	104
Şekil 6.15. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumuları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri	104
Şekil 6.16. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri	104
Şekil 6.17. 9 m/s rüzgar hızında denetleyici 'ON' durumunda iken V_0 , V_{dc} , I_L ve doluluk oranının değişimleri	105
Şekil 6.18. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumuları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının ...değişimleri	105
Şekil 6.19. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri	106
Şekil 6.20. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri	107
Şekil 6.21. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumuları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri	107
Şekil 6.22. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumuları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri	107
Şekil 6.23. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri	108

Şekil 6.24. 10 m/s rüzgar hızında denetleyici 'ON' durumunda iken V_0 , V_{dc} , I_L ve doluluk oranının değişimleri	108
Şekil 6.25. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri	108
Şekil 6.26. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri	109
Şekil 6.27. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri.....	109
Şekil 6.28. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri	110
Şekil 6.29. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri	110
Şekil 6.30. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , I_0 ve ...doluluk oranının değişimleri	111
Şekil 6.31. 11 m/s rüzgar hızında denetleyici 'ON' durumunda iken V_0 , V_{dc} , I_L ve doluluk oranının değişimleri	111
Şekil 6.32. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için, V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri	111
Şekil 6.33. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve ...doluluk oranının değişimleri	112
Şekil 6.34. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ve I_0 parametrelerinin değişimi	113
Şekil 6.35. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ve I_0 parametrelerinin değişimi	114
Şekil 6.36. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi	114
Şekil 6.37. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi	115
Şekil 6.38. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ve I_0 parametrelerinin değişimi	115
Şekil 6.39. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ve I_0 parametrelerinin değişimi	116

Şekil 6.40. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi	116
Şekil 6.41. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi	116
Şekil 6.42. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve I_0 parametrelerinin değişimi	117
Şekil 6.43. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve I_0 parametrelerinin değişimi	117
Şekil 6.44. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi	118
Şekil 6.45. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi	118
Şekil 6.46. 11 m/s rüzgar denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve I_0 parametrelerinin değişimi	119
Şekil 6.47. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve I_0 parametrelerinin değişimi	119
Şekil 6.48. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi	119
Şekil 6.49. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi	120
Şekil 6.50. Kullanılan rüzgar hız profili	120
Şekil 6.51. Kullanılan GSG yönteminin değişen rüzgar profiline karşı bir periyot için V_0 , V_{dc} ve I_0 değişimleri	121
Şekil 6.52. Kullanılan GSG yönteminin değişen rüzgar profiline karşı iki periyot için V_0 , V_{dc} ve I_0 değişimleri	121
Şekil 6.53. Kullanılan GSG yönteminin değişen rüzgar profiline karşı bir periyot için V_0 , V_{dc} ve ω değişimleri	121
Şekil 6.54. Kullanılan GSG yönteminin değişen rüzgar profiline karşı iki periyot için V_0 , V_{dc} ve ω değişimleri	122

TABLÖLAR LİSTESİ

Tablo 2.1. RES'lerde kullanılan generatör tiplerinin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları	29
Tablo 5.1. Kullanılan rüzgar türbini parametreleri	81
Tablo 5.2. Kullanılan generatör model parametreleri	81
Tablo 5.3. Doğrultucuya ilişkin parametreler	81
Tablo 5.4. Yükseltici tip dc-dc dönüştürücüye ilişkin parametreler	81
Tablo 5.5. Gerilim takibi açısından denetleyicilerin rüzgar hızına göre performans değerlendirmesi	92
Tablo 5.6. Güç bakımından denetleyicilerin rüzgar hızına göre performans değerlendirmesi.....	92
Tablo 5.7. Rüzgar hızına göre denetleyicilerin yüzdesel olarak MGNT performans değerlendirmesi	92
Tablo 6.1. Kullanılan asenkron motora ilişkin nominal katalog değerleri.....	97
Tablo 6.2. Kullanılan SMSG'ye ilişkin nominal katalog değerleri	97
Tablo 6.3. Yükseltici tip dc-dc dönüştürücüsü devre parametreleri	97
Tablo 6.4. Deneysel çalışmalara ilişkin elde edilen sonuçlar	98
Tablo 6.5. Deneysel çalışmalardan elde edilen MGNT değerleri	99
Tablo 6.6. Kullanılan GSG yöntemi için gerekli olan K_{opt} değerinin belirlenmesi	112
Tablo 6.7. Kullanılan KHO Yöntemine ait performans tablosu	122
Tablo 6.8. Kullanılan GSG Yöntemine ait performans tablosu	122
Tablo 6.9. Kullanılan KHO ve GSG Yöntemlerine ait MGNT doğruluklarının yüzdesel olarak rüzgar hızlarına göre ortalama değerlerinin literatür çalışmaları ile kıyas tablosu	123

ÖZET

Anahtar kelimeler: Rüzgar enerjisi, maksimum güç noktasının takibi, rüzgar enerjisinde verimlilik, sabit mıknatıslı senkron generatör, dc-dc yükseltici tip dönüştürücü, kayma kip kontrol yöntemi.

Bu çalışmada sabit mıknatıslı senkron generatör tabanlı otonom bir rüzgar enerji sistemi kullanılarak sistem üzerinde maksimum güç noktasının takibi çalışması yapılmıştır. Maksimum güç noktası takibi çalışmaları; rüzgar enerji sistemlerinde verimlilik çalışmaları olup sistemin maksimum güçte çalışması için gerekli olan referans değerin üretildiği maksimum güç noktası takibi algoritması ve bu algoritmadan elde edilen referans değere sistemi getirecek olan denetleyici tasarımından oluşmaktadır.

Bu çalışmada kullanılan maksimum güç noktasının takibi yöntemlerinin verimini artırmak için rüzgar enerji sistemlerinde henüz kullanılmamış olan kayma kip yöntemi tabanlı farklı denetleyici tasarımları yapılarak kullanılan maksimum güç algoritmasına entegre edilmiştir. Kullanılan MGNT yöntemi ile tasarlanan denetleyicilerin performanslarını değerlendirmek amacıyla doğrudan bağlantılı sabit mıknatıslı senkron generatör, kontrolsüz doğrultucu, dc-dc yükseltici tip dönüştürücü ve yük birimlerinden oluşan rüzgar enerji sistemi modeli kullanılmıştır. Kullanılan maksimum güç noktasının takibi algoritmaları ve denetleyici tasarımları, hem benzetim programı kullanılarak oluşturulan rüzgar enerji sistemi modeline hem de deneysel ortamda kurulan deney düzeneğine uygulanarak çeşitli çalışmalar yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar ile sistemin maksimum güç noktasına daha hızlı ve daha az sürekli hal hatası ile yakınsaması sağlanmış ve böylece rüzgar enerji sisteminin verimi arttırılmıştır.

SLIDING MODE CONTROLLER DESIGN FOR THE MAXIMUM POWER POINT TRACKING IN WIND ENERGY SYSTEMS

SUMMARY

Keywords: Wind energy, maximum power point tracking, wind energy efficiency, permanent magnet synchronous generator, dc-dc boost converter, sliding mode control method.

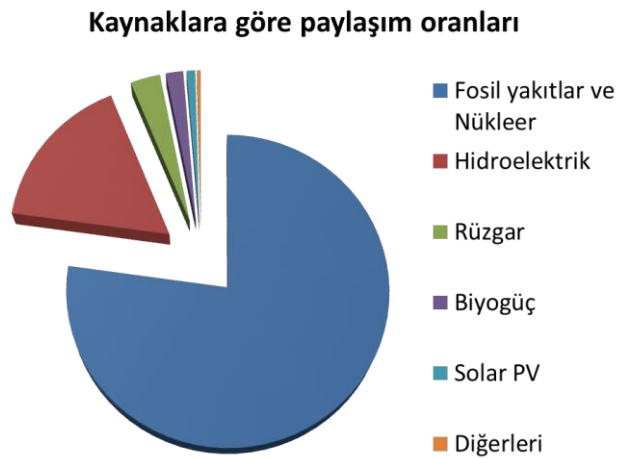
In this work, the maximum power point tracking (MPPT) on an autonomous wind energy system with a permanent magnet synchronous generator was studied. The MPPT studies are deal with the efficiency problems in wind energy systems and mainly consist of two parts. One of these parts is a maximum power point tracking algorithm, where the reference value required for the system to operate at maximum power, is generated. Another one is a controller design that will force the system to follow the generated reference value.

In this study, different controller designs based on the sliding mode control methods were integrated into the used MPPT methods for enhancing the efficiency of the MPPT methods. Some of these controller designs offered in this work have not been used before for the wind energy conversion systems. In order to evaluate the performance of the MPPT methods with the designed controllers, a wind energy system model, which consist of direct connected permanent magnet synchronous generator, uncontrolled rectifier, dc-dc amplifier type converter and load units, was used. The suggested controller designs have been applied to both the wind energy system model that is created using the simulation program and the experimental system installed in the experimental environment. The obtained results demonstrated that the efficiency of the wind energy system was increased in terms of the fast convergence to the maximum power point and minimum steady state error.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Gelişen teknoloji, artan dünya nüfusu ve insanlığın gelişen teknolojiye bağlı olarak yaşam standartlarının yükselmesi ile birlikte enerji talebi giderek artmaktadır. Bunun yanı sıra fosil yakıt potansiyelinin azalması, fosil yakıtların meydana getirdiği olumsuz etkiler, sera gazı emisyonu gibi çevresel etkiler sebebiyle yenilenebilir enerji kaynaklarına (YEK) olan talep de artmaktadır [1, 2].

YEK: Sürekli olarak devam eden doğal süreçlerdeki enerji akışından elde edilen ve kendini yineleyen yapısı ile sonsuz enerji kaynağı olarak düşünülebilir [3]. Başlıca YEK türleri: hidroelektrik, rüzgar, güneş, jeotermal, gelgit, yakıt hücreleri ve biyokütle olarak verilebilir. Şekil 1.1.'de verildiği gibi enerji verilerine göre 2014 yılının sonunda dünya genelinde elektrik üretiminin toplam %77,2'si fosil yakıtlardan ve nükleer güçten elde ediliyorken %22,8'i ise YEK'ten elde edilmektedir [4]. Bu paylaşımda %16,6 hidroelektrik, %3,1 rüzgar, %1,8 biyoenerji, %0,9 güneş enerjisi %0,4 diğer YEK kaynakları bulunmaktadır.



Şekil 1.1. 2014 sonu itibariyle enerji üretimindeki kaynakların paylaşım oranı

Bu verilere göre rüzgar enerjisi, hidroelektrikten sonra en çok payı bulunan yenilenebilir enerji kaynağıdır. Bunun yanı sıra rüzgar enerjisi, enerji üretimi bakımından YEK'ler içerisinde en hızlı büyüyen yenilenebilir enerji kaynağıdır [5]. Gelecek yıllarda da bu büyümenin artmaya devam edeceği öngörülmekte ve hatta yakın gelecek için rüzgar enerjisinin en uygun maliyete sahip enerji kaynağı olacağına inanılmaktadır [1, 6]. Yapılan çalışmalar bu büyümenin nedeninin rüzgar türbini üretim ve malzeme teknolojisinde meydana gelen gelişmelerden ve buna paralel olarak rüzgar enerjisi maliyetlerinin önemli ölçüde azalmasından kaynaklandığını ortaya koymaktadır [6]. Bunların yanı sıra dünyanın çok büyük bir rüzgar enerji potansiyeline sahip olması da büyümeye etki eden nedenlerden birisidir [7]. Öyle ki; mevcut rüzgar enerjisi potansiyelinin yalnızca %10'unun tüm dünyanın elektrik ihtiyacını karşılamaya yetecek düzeyde olduğu tahmin edilmektedir [7].

Rüzgar enerjisinin ya da gücünün kullanımı 5000 yıl önceye kadar gitmekte ve ilk kullanımın Nil Nehri'nde yelkenli gemilerde olduğu düşünülmektedir [8].

Tarihsel kayıtlara göre 7. yüzyılda Afganistan'da tahıl öğütme amacıyla kullanılan rüzgar gücü, Avrupa'da 12. yüzyıl itibariyle görülmeye başlanmıştır. Tarihsel süreç içerisinde arazi drenajı, su pompalama, vb. amaçlar için rüzgar gücünün kullanıldığı görülmektedir [9].

Rüzgar gücünün elektrik enerjisi üretmek amacıyla kullanımının ilk kez Danimarka'da 1890 yılında 23 metre kanat çaplı bir rüzgar türbini ile olduğu görülmektedir. 1910 yılına kadar Danimarka'da, gücü 5 ile 25 kW arasında değişen yüzlerce türbini işletmeye almıştır [10].

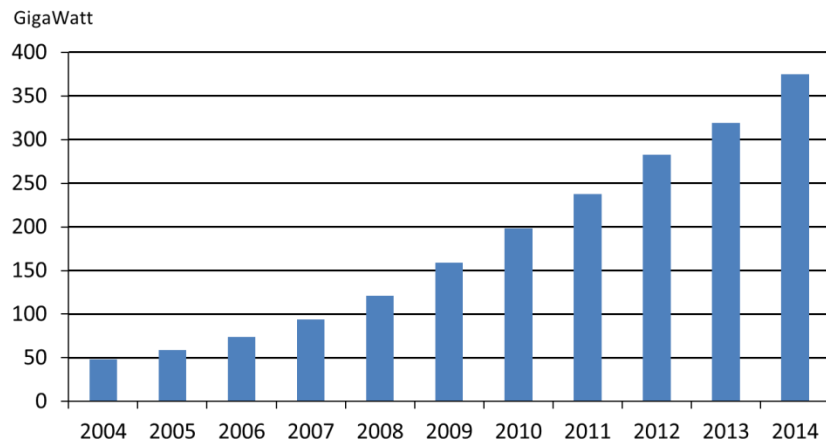
1956 yılında yine Danimarka'da 24 metre kanat çapına sahip 200 kW'lık rüzgar türbini üretildiği görülmektedir. 1963 yılında ise Fransa'da 35 metre kanat çapındaki 1,1 MW'lık rüzgar türbini için testler yapılmıştır. 1973'deki petrol krizi ile birlikte rüzgar enerjisi yatırımları için birçok ülkede yatırımlar üst seviyeye çekilerek çalışmalar hızlandırılmıştır. Amerika Birleşik Devletleri birçok rüzgar türbini prototipi üretmeye başlamış, 1975'te 38 metre kanat çapına sahip 100 kW'lık ve

1987’de 97,5 metre kanat çapına sahip 2,5 MW’lık rüzgar türbini üretmiştir. Benzer çalışmalar İngiltere, Almanya ve İsveç’te de yapılmıştır [11].

Elektrik üretimi amacıyla kullanılan rüzgar enerji sistemleri (RES) teknolojinin gelişmesi ve güç elektroniği alanındaki yenilikler ile hem daha az maliyetli hem de daha verimli sistemler haline gelmiştir ve günümüzde yaygın kullanım alanı bulmaktadır. Günümüze dek gelişimini sürdüren rüzgar türbin üretimi 164 metre kanat çapı ile 8 MW’lık türbinlerin üretildiği düzeylere gelmiştir.

Rüzgar enerjisi temiz, güvenilir ve sürekli bir enerji kaynağı olması gibi özellikleri ile öne çıkarken rüzgar hızının değişken olması, öngörülebilir potansiyelinin olmaması, en iyi rüzgar potansiyelinin yerleşim birimlerinden uzak olması gibi dezavantajları bulunmaktadır [12].

Şekil 1.2.’de verildiği gibi dünyada 2004-2015 yılları arasında rüzgar enerjisi kurulu gücü yıllık ortalama %22,8 artış göstermiş olup 2004’te 48 GW düzeylerinde iken 2014 yıl sonu itibariyle 370 GW düzeylerine ulaşmıştır [4]. 2014 yıl sonu itibariyle Danimarka, Nikaragua, Portekiz ve İspanya gibi ülkeler, enerji tüketimlerinin %20’sinden daha fazlasını rüzgar enerjisinden sağlamaktadır [4]. Rüzgar enerji sektörünün büyüme hızı göstermektedir ki birçok ülkede gelecek 20 yılda rüzgar enerjisi, enerji tüketimi içerisinde önemli bir paya sahip olacaktır [9]. Tüm dünya için 2020 yılına kadar elektrik ihtiyacının %12’sinin rüzgar enerjisinden temin edileceği tahmin edilmektedir [13].



Şekil 1.2. Yıllara göre dünyada toplam rüzgar enerjisi kurulu gücü

Ülkemiz açısından bakıldığında da rüzgar enerjisinin üretimdeki payı gittikçe artmaktadır. 2005-2015 arası rüzgar enerjisi kurulu gücü yıllık ortalama %88 civarı artış göstermiş olup 2005'te 20,1 MW düzeylerinde iken 2014 yıl sonu itibariyle 3762,1 MW düzeylerine ulaşmıştır. 2020 yılına kadar ise 20 bin MW düzeylerine çıkılması hedeflenmiştir [14].

Rüzgar enerjisinin elektriksel enerjiye dönüştürülmesi ilk başlarda sabit hızlı türbin işletimi ile sağlanmıştır. Bu durumda rüzgar hızındaki tüm değişimler, mekanik momentte dalgalanmalara ve dolayısıyla elektriksel dalgalanmalara neden olarak şebekeye iletilmektedir. Şebekedeki güç kalitesinin bozulmasına neden olan bu durumun önüne geçebilmek amacıyla güç dönüştürücüleri üzerinden şebekeye bağlı olan değişken hızlı türbin işletimine geçilmiştir [15]. Böylece rüzgar türbinleri değişken hızlı işletim ile şebeke frekansına bağlı olmaksızın esnek bir çalışma aralığına sahip olmuştur.

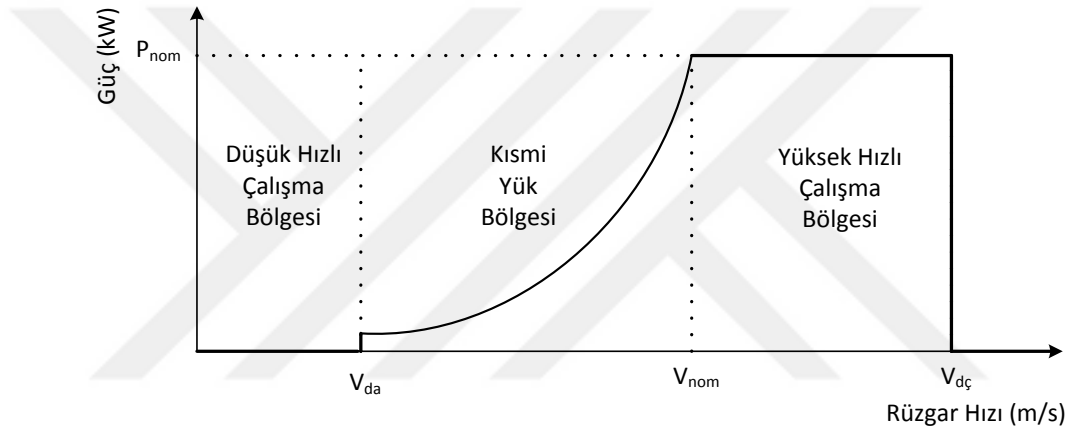
Değişken hızlı işletimlerde ise çift besleme asenkron generatör, senkron generatör, sabit mıknatıslı senkron generatör gibi kullanımlar daha yaygındır [16]. Genel olarak sabit hızlı RES'ler, daha düşük maliyet ve kolay kontrol edilebilme gibi özellikleri ile avantajlar sunarken değişken hızlı RES'ler ise daha düşük mekanik gerilmeler, şebeke bağlantılı kullanımlarda daha az elektriksel dalgalanmalar ve "Maximum Power Point Tracking" diye bilinen maksimum güç noktasının takibi (MGNT) kabiliyetleri ile öne çıkmaktadır [17]. Özellikle verimlilik anlamında bakıldığında değişken hızlı işleme sahip rüzgar türbinleri sabit hızlı işleme sahip rüzgar türbinlerine göre %20 ila %30 daha verimli çalışabilmektedir [8]. RES'lerin temel olarak Şekil 1.3.'te görüldüğü üzere üç çalışma bölgesi mevcuttur [18]. Bunlar:

- Düşük hızlı çalışma bölgesi: Rüzgar hızı '0' ile devreye alma hızı (V_{da}) arasında kalan bölgedir. Bu bölgede rüzgardan elde edilebilecek güç RES'te meydana gelen kayıplardan daha az olduğu için türbin devre dışı bırakılır.
- Kısmi yük bölgesi: Rüzgar hız aralığı V_{da} ve nominal hız (V_{nom}) arasındaki çalışma bölgesidir. MGNT çalışmalarının gerekli olduğu çalışma bölgesi bu

bölgedir ve bu rüzgar hız aralığında alınabilecek aerodinamik rüzgar gücünün maksimum olabilmesi için kanat açısı '0' olup sabit tutulur.

- Yüksek hızlı çalışma bölgesi: Sabit güç bölgesi de denebilir. Rüzgar hız aralığı V_{nom} ve devreden çıkarma hızı ($V_{dç}$) arasında kalan bölgedir. Bu bölgede türbinden elde edilebilecek güç yeterince büyüktür. Generatörü aşırı elektriksel yüklenmeden korumak ve mekanik yükü sınırlandırmak amacıyla bu bölgede kanat açısı kontrolü yapılır.

$V_{dç}$ üzerindeki rüzgar hızlarında ise generatör ve türbini aşırı yüklenmeden korumak amacıyla türbin durdurulur.



Şekil 1.3. Rüzgar hızına göre RES çalışma bölgeleri

Türbin tasarımlarında çalışma bölgesi aralıklarının farklı rüzgar hızlarında olabileceği görülmektedir. Bu aralıklar günümüzde üretilen rüzgar türbinleri için genellikle şu rüzgar hızları arasında verilebilir [9]: $V_{da} = 2,5 - 4,5 \text{ m/s}$,

$V_{nom} = 10 - 16 \text{ m/s}$ ve $V_{dç} = 20 - 30 \text{ m/s}$.

Kısmi yük bölgesindeki MGNT çalışmalarında generatörün V_{da} - V_{nom} arasındaki herhangi bir rüzgar hızı için çalışabileceği optimum devir sayısı ile çalıştırılarak mevcut rüzgar enerjisi potansiyelinden maksimum faydalanılması amaçlanmaktadır. Tipik bir rüzgar türbini için yıllık üretilebilecek enerji potansiyelinin %50'sinden daha fazlası kısmi yük bölgesinde elde edildiğinden MGNT performansı RES verimliliğinde oldukça önemli bir yere sahiptir [19].

Tüm bunlar göz önüne alındığında RES'ler için MGNT çalışmaları oldukça önemlidir ve günümüzde akademik olarak aktif bir çalışma konusudur. Son 10 yılda da MGNT çalışmalarına artan bir yönelim olduğunu görmek mümkündür [20].

1.1. Literatürde Yapılmış Çalışmalar

Literatürde farklı topolojiye ve yönteme sahip birçok MGNT çalışması mevcuttur. MGNT çalışmaları iki aşamada gerçekleşmektedir. Birinci aşama $[V_{da}-V_{nom}]$ arasındaki herhangi bir rüzgar hızı için sistemden maksimum güç alınabilecek referans noktasının belirlenmesidir. İkinci aşama ise sistemi MGNT yöntemi tarafından belirlenen referans değere gitmeye zorlayacak olan denetleyici tasarımıdır. Aşağıda öncelikle literatürde yapılmış olan MGNT çalışmalarından bahsedilmiş ve ardından denetleyici kısmında yapılan çalışmalar özetlenmiştir.

Huang ve arkadaşları, sistem parametrelerinden yola çıkarak rüzgar hız kestirimi yapmış ve “Tip Speed Ratio” olarak bilinen kanat-uç hız oranı (KHO) yöntemini kullanarak MGNT temin etmişlerdir. Geliştirilmiş kestirim teknikleri ile birkaç dakikadan 20 dakika öncesine kadar %97 doğrulukla rüzgar hızının kestirilebileceği belirtilmiştir [1].

Fathabadi yapmış olduğu çalışmada, “Perturb and Observe Method” olarak bilinen değiştir-gözle (D&G) yöntemini kullanmıştır. Bu çalışma mevcut algoritmaların ya da denetleyicilerin performansını iyileştirmekten ziyade kullanılan yükseltici tip dc-dc dönüştürücü (YTD) üzerinde yapılmıştır. Farklı yapıda bir YTD kullanılarak verim %98 düzeylerine yükseltilmiş ve dolayısıyla toplam sistemin verimi artırılmıştır [2].

Aissaoui ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmada, “Power Signal Feedback” diye bilinen güç sinyal geri besleme (GSG) yöntemini vektör kontrol yöntemi ile birlikte kullanarak MGNT çalışması yapmışlardır [3].

Piazza ve Pucci yapmış oldukları çalışmada, “Neural Network” diye bilinen yapay sinir ağı (YSA) temelli MGNT çalışması yapmışlardır. Ayrıca bu çalışmada MGNT çalışmasının yanı sıra dönüştürücü ve makine kayıpları için verimlilik çalışması yapılmıştır. Düşük rüzgar hızları için %240 ve yüksek rüzgar hızları için %37,5 verim artışı sağlandığı iddia edilmiştir [5].

Barakati ve arkadaşları, generatör sargı uçlarındaki frekansı ölçerek rotasyonel hızı bulmuşlar ve buna dayanarak algılayıcısız GSG yöntemi kullanmışlardır. Literatüre Hill Climbing Search olarak geçen tepe tırmanma arama (TTA) yöntemi diye adlandırılan bir yöntemi detaylı olarak incelemişler ve büyük ataletle sahip türbinler için uygun olmadığını belirtmişlerdir [17].

Abdullah ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmalarında, kullanılan birçok MGNT yönteminin kıyaslamasını yapmışlardır. Bu kıyaslamaya göre GSG yönteminden türetilen ve “Optimum Torque Control” yöntemi olarak bilinen optimum moment kontrol (OMK) yönteminin diğer yöntemlere nazaran sürekli halde en iyi sonuca ulaştığını göstermişlerdir [21].

Wang ve Chang çalışmalarında, klasik TTA yönteminin eksikliklerini gidermek amacıyla bir çalışma yapmıştır. Online eğitime tabi tutulan ve akıllı hafıza yöntemi ile desteklenen bu yöntem, sistem hakkında hiçbir ön bilgiye ihtiyaç duymaksızın büyük ataletle sahip sistemler için de uygunluk iddia etmektedir [22].

Tenca ve arkadaşları çalışmalarında, doğrudan bağlantılı eksenel akıllı sabit mıknatıslı generatör kullanmışlar ve bu kullanım ile yük akımının çıkış gerilimine olan bağımlılığının azaltıldığını öne sürmüşlerdir. Deneysel çalışma ile desteklenen bu çalışmada peş peşe bağlı dönüştürücü (Back to Back Converter) yapısında genellikle kullanılan gerilim kaynağı evirici (Voltage Source Inverter) yapısı yerine harmonik performansı kötü olan akım kaynağı evirici (Current Source Inverter) yapısı kullanılmıştır. Ayrıca harmonikler için reaktif güç kompanzasyonu yapılmıştır [23].

Boukhezzar ve Siguerdidjane yapmış oldukları çalışmalarında, hem moment kestirimine dayalı rüzgar hız kestirimi kullanarak sensör gereksinimini ortadan kaldırmış hem de doğrusal olmayan durum geri besleme denetleyicisi kullanarak kontrol performansında iyileştirme yapmışlardır [24].

Koutroulis ve Kalaitzakis yapmış oldukları çalışmalarında, yüksek verimli bir dc-dc alçaltan dönüştürücü ve mikro denetleyici temelli kontrol birimi kullanılarak MGNT sağlamışlardır. Kullandıkları yöntemin avantajı, sistem bilgisi ve rüzgar hız ölçümü gerektirmemesidir. Böylece güvenilirliği yüksek, maliyeti düşük ve daha az mekanik gerilmeye sahip bir yapı elde edilmiştir. Kontrolsüz yapıya göre %11 ila %50 aralığında güç artışının sağlandığı gösterilmiştir [25].

Wai ve arkadaşları, TTA yöntemini iki aşamalı kontrol yapısına dönüştürerek daha kısa zamanda MGNT sağlayabilen bir yapı geliştirmişlerdir. Sabit rüzgar hızında ve ani değişen rüzgar hızlarında farklı kontrol kuralları uygulanarak MGNT yakınsama hızı geliştirilmiştir [26].

Kazmi ve arkadaşları, TTA'nın eksikliklerini gidermek için bir başka çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada hem hızlı bir kontrol performansı elde edilmiş hem de TTA'nın eksikliklerinden birisi olan ani rüzgar hız değişiminde yanlış kontrol kuralı uygulama durumu giderilmiştir. Bu yöntem ayrıca GSG yöntemi ile de entegre olarak kullanılmış olup optimal değerlerin kaymasına neden olabilecek etkiler hesaba katılmıştır. Çalışma sonuçları klasik TTA yöntemi ile kıyaslanmış ve önerilen yöntemin performansının daha iyi olduğu gösterilmiştir [27].

Agarwal ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmada, elektriksel güç ile makine döner hızı arasındaki ilişkiyi bir katsayı ile tanımlayıp D&G yöntemi için kontrol parametresi olarak kullanmışlardır. Yapılan çalışma ile maksimum güç noktasına daha hızlı yakınsama sağlanmıştır [28].

Kortabarria ve arkadaşları, generatör ve rotor tarafından üretilen elektriksel moment arasındaki ilişkiyi kullanan bir D&G yöntemi kullanmışlardır. Hız kontrolü alan oryantasyonlu kontrol (AOK) kullanılarak sağlanmıştır [29].

Chen ve arkadaşları, frekans tanım kümesinde MGNT dinamikleri üzerine bir çalışma yapmışlardır. Bu çalışmada sunulan yaklaşımlar ile belirli bir RES sistemi için MGNT tasarımının daha sistematik ve basit olabileceği ileri sürülmektedir [30].

Ramasamy ve arkadaşları, rotor hız kestiriminin yapıldığı algılayıcısız GSG yöntemi kullanmışlardır. Ayrıca kullanılan yapıda Z kaynak eviricisi (Z-source inverter) kullanarak klasik dönüşüm topolojilerine göre verimin, güvenilirliğin ve güç kalitesinin artırıldığı; maliyetin ise azaltıldığı iddia edilmiştir [31].

Zhu ve arkadaşları, GSG ve TTA yöntemlerine dayalı yeni bir kontrol yöntemi önermişlerdir. TTA'nın sağladığı avantajların yanı sıra moment kayıplarını kestirerek MGNT'nin doğruluğu ve kararlılığı geliştirilmiştir. Deneysel sonuçlar KHO yöntemi ile kıyaslanmış ve önerilen yöntemin klasik KHO yönteminden daha iyi olduğu iddia edilmiştir [32].

Chen ve arkadaşları, kayan kipli arama kontrol yapısı ile parçacık sürü optimizasyon (PSO) yöntemini birlikte kullanmışlardır. Önerilen yöntem, klasik TTA ve ekstremum arama kontrol (Extremum Seeking Control) yöntemlerine nazaran hem geçici hal için hem de sürekli hal için daha iyi performans göstermiştir. Maksimum güç noktasına daha hızlı yakınsama ve çıkış gücündeki salınımlarda bir iyileştirme olduğu gözlenmiştir [33].

Camblong ve arkadaşları, iki tip kontrol yöntemi kullanmışlardır. Bunlardan birincisinde; maksimum güç eğrisinden elektromanyetik moment referansını kullanarak dolaylı hız kontrolü sağlanmıştır. İkincisinde ise her bir rüzgar hızı için optimal türbin dönüş hızı referansı kullanılarak doğrudan hız kontrolü uygulanmıştır [34].

Retnam ve arkadaşları, D&G yöntemine dayalı bir kontrol yöntemi uygulamışlardır. Kullanılan yapıda farklı olarak kaskat bağlı yükseltici tip dönüştürücü kullanılarak gerilim trafosu kullanım gereksinimi ortadan kaldırılmıştır [35].

David ve Ortega, KHO yönteminin kullanıldığı bir çalışma yapmışlardır. Klasik KHO'ye nazaran rüzgar hız ölçümü için kestirim yapılarak algılayıcı gereksinimini ortadan kaldırmışlardır [36].

Gonzalez ve arkadaşları, geliştirilmiş D&G yöntemi önermişlerdir. Klasik D&G yönteminde kullanılan adım değişimi yerine rampa değişimi önerilmiştir. Böylelikle mekanik gerilme ve dolayısıyla moment ve güç üzerindeki dalgalılık azaltılmıştır [37].

Lee ve arkadaşları, PSO ile radyal taban fonksiyonlu YSA (RTFYSA) yöntemlerinin birleşimini kullanmışlardır. Sezgisel algoritmaların kullanımıyla rüzgar hız kestirimi ve generatör çıkış gücü kestirimi yapılmıştır. Böylece algılayıcı gereksinimi ortadan kaldırılarak maliyet azaltılmış ve sistemin güvenilirliği arttırılmıştır [38].

Hong ve arkadaşları, modifiyeli PSO ve RTFYSA kullanarak mekanik algılayıcı gereksinimi olmaksızın MGNT çalışması yapmışlardır. Vektör kontrol yöntemi kullanılarak sabit mıknatıslı senkron generatör (SMSG) için kayıp minimizasyonu da yapılmıştır [39].

Şerban ve Marinescu, algılayıcısız GSG ve oransal integral (Proportional Integral, PI) denetleyici kullanarak bir MGNT çalışması yapmışlardır. Bu çalışmada GSG yönteminde klasik olarak kullanılan elektriksel güç ve rotasyonel hız yerine elektriksel güç ile gerilim ilişkisinin olduğu grafik kullanılmıştır [40].

Merida ve arkadaşları, iki tip MGNT çalışması yapmışlardır. Bunlardan birincisinde devir sayısını ölçmek için algılayıcı kullanılarak GSG yöntemi kullanılmış ve MGNT sağlanmıştır. Diğerinde ise moment ve devir sayısı ölçümü için algılayıcılar ile

Newton Raphson yöntemi kullanılarak rüzgar hızı kestirimi yapılarak KHO yöntemi ile MGNT sağlanmıştır [41].

Kahla ve arkadaşları, KHO yöntemine dayalı ve backstepping tekniği ile PSO kullanılarak MGNT sağlamaya yönelik bir çalışma yapmışlardır [42].

Ganjefar ve Ghasemi, rüzgar ölçümü yapılmadan KHO yöntemini kullanarak MGNT çalışması yapmışlardır. Matematikğin bir dalı olan değişenlerin analizi (Calculus of Variations) yöntemine dayalı olan bir yöntem kullanılmıştır. Ayrıca YSA'nin bir özel türü olan “echo state network” kullanılmıştır [43].

Hui ve arkadaşları, adaptif KHO yapısı önermişlerdir. Rüzgar hız değişimi, çıkış gücü ve gerilimi değişimlerinin oranlarına bakılarak durum gözleyici tarafından kestirilmektedir. Doğrultucu çıkış gerilimi ve devir sayısı arasındaki matematiksel ilişki kurularak bu ilişkinin MGNT sağlamak için kullanılabileceği gösterilmiştir. Önerilen yöntemin klasik D&G yöntemine nazaran daha hızlı yakınsama sağladığı ortaya konulmuştur [44].

Linus ve Damodharan, KHO ve D&G yöntemini hibrit olarak kullanmışlardır. D&G yöntemi yaşlanma ve değişen verimin hesaba katılması amacıyla kullanılarak daha dinamik bir MGNT algoritması elde edilmesi sağlanmıştır. Kontrol işlemi AOK yöntemi ile PI denetleyici kullanılarak gerçekleştirilmiştir [45].

Linus ve Damodharan, TTA yöntemini AOK ve PI kullanarak gerçekleştirmiş ve MGNT çalışması yapmışlardır. Bu çalışmada Pseudo optimum noktalar yöntemi kullanılarak kontrol performansı geliştirilmiştir [46].

Wei ve arkadaşları, “reinforcement learning” diye anılan yöntem ile önce elektriksel güç ve devir sayısı arasındaki eğriyi elde etmişlerdir. Sonra bu eğri kullanılarak bir nevi GSG yöntemi ile kontrol yapmışlardır [47].

Yu ve Liao, “fractional order incremental conductance” diye isimlendirilen bir kontrol yöntemi ile MGNT çalışması yapmışlardır. Bu çalışma D&G yöntemi ile kıyaslanmış ve daha iyi performans gösterdiği ortaya konulmuştur [48].

Pucci yapmış olduğu çalışmada, sistemin verimini artırmak için MGNT çalışmasının yanı sıra dönüştürücülerde meydana gelen anahtarlama kayıpları ve generatör üzerinde kayıp minimizasyonu çalışması yapmıştır. Ayrıca rüzgar hızı ve devir sayısı için kestirimler yapılarak algılayıcı gereksinimini ortadan kaldırmıştır [49].

Zhao ve arkadaşları, rüzgar hız kestirimi kullanan KHO yöntemi kullanarak MGNT sağlamışlardır [50].

Lalouni ve arkadaşları, OMK ile TTA'nın birlikte kullanıldığı hibrit bir çalışma yapmışlardır. Çalışma sonucu MGNT performansı diğer MGNT yöntemleri ile kıyaslanmıştır [51].

Daili ve arkadaşları, küçük ölçekli rüzgar türbinleri için klasik D&G yöntemine nazaran daha hızlı ve klasik D&G yönteminde mevcut olan ani rüzgar hızı değişiminde yanlış kontrol kuralı uygulama dezavantajını ortadan kaldıran yeni bir D&G yöntemi önermişlerdir [52].

Belmokhtar ve arkadaşları, hem rüzgar hızı hem de devir sayısı ölçümünü ortadan kaldıran kestirim önermişlerdir. Dolayısıyla geliştirilen KHO yöntemi ile AOK PI denetleyici kullanılarak MGNT sağlanmıştır [53].

Xia ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmada, doğrultucu çıkışındaki gerilim ve akım arasındaki ilişkiyi kullanarak D&G yöntemini geliştirmişlerdir. Böylelikle D&G yönteminin avantajlarının yanı sıra D&G yöntemine nazaran maksimum güç noktasına daha hızlı yakınsama sağlamışlardır [54].

Fateh ve arkadaşları, üç aşamalı bir yöntem ile MGNT sağlamışlardır. İlk aşamada, referans hız değerinin ve maksimum güç katsayısının bilindiği varsayımı ile

doğrusallaştırılmış geribesleme (Feedback Linearization) kullanılarak referans tork değeri hesaplanır. İkinci aşamada, Lyapunov analizine dayalı bir yöntemle maksimum güç katsayısının gerçek zamanlı değeri kestirilir. Son olarak referans devir sayısı elde edilir. D&G yönteminden farklı olarak değiştirme sinyali bu yöntemde elimine edilmiştir [55].

Lee ve Kim, bulanık mantık denetleyici (BMD) ile D&G yöntemini birlikte kullanarak değişken adım değişimi ile MGNT performansını geliştirmişlerdir. Sabit adım değişimli D&G yöntemi ile kıyaslama yapmışlar ve önerilen yöntemin daha iyi performans gösterdiğini ortaya koymuşlardır [56].

Hui ve arkadaşları, düşük güçlü otonom RES'ler için sistem parametrelerinden bağımsız olan yardımcı eğimli (Slope-Assisted) MGNT algoritması adı verilen akıllı bir algoritma önermişlerdir. Bu algoritma yine güç sınırı arama (Power Limit Search) algoritması denilen bir yöntemle desteklenmiştir. Önerilen yöntem D&G yöntemine nazaran rüzgar hız değişimini algılayarak yanlış kontrol kuralı uygulamasının önüne geçmiştir [57].

Zhang ve arkadaşları, rotor konumunu ve stator akısını kestirmek için kısmi kayan kipli yöntem kullanmışlardır. Kestirilen konum bilgisinden rotor hızına ve oradan da referans moment değerine gidilmiştir. Dolayısıyla OMK yöntemi kullanılmıştır. Klasik OMK'ye göre uzay vektör modülasyon tekniği ile sabit anahtarlama frekansı kullanılmıştır. Böylelikle moment ve akı dalgalılığı azaltılmıştır [58].

Uddin ve Patel, D&G yöntemine benzer bir arama algoritması kullanmışlardır. Bu çalışmada devir sayısı için kestirim yapılmış ve ayrıca kayıp minimizasyonu yapılarak kullanılan yöntemin performansı geliştirilmeye çalışılmıştır [59].

Phan ve Yamamoto, GSG yönteminde kullanılan maksimum güç eğrisinin geliştirilmesine yönelik bir çalışma yapmışlardır. Vektör kontrol kullanılan bu çalışmada Lyapunov kontrole dayalı bir denetleyici tasarlanmıştır. Önerilen yöntem

klasik GSG ve PI denetleyicinin kullanıldığı çalışma ile kıyaslanarak performansının daha iyi olduğu gösterilmiştir [60].

Luo ve Niu, MGNT yönteminden ziyade makine tasarımı üzerine geliştirmeler yapmışlardır. Önerilen yapı ile daha yüksek moment elde edildiği söylenmektedir. Geliştirilmiş bir kayan kipli denetleyici (KKD) tabanlı gözleyici ile rotor devir sayısı kestirimi yapılmış ve GSG yöntemi ile MGNT sağlanmıştır [61].

Fathabadi yapmış olduğu çalışmada, mekanik algılayıcısız KHO yöntemi önermiştir; ancak kullanılan yapı tam olarak KHO demekle doğru olmaz. Zira D&G yöntemine benzer bir akış diyagramı verilmiş olup bu akış diyagramına göre YTD'nin doluluk oranı adım değişimi şeklinde sağlanmaktadır. Rotor devir sayısı ise makine çıkış akımının frekansından elde edilerek algılayıcı gereksinimi ortadan kaldırılmıştır. Önerilen yöntemin diğer yöntemlere nazaran çok kısa sürede MGNT sağladığı ileri sürülmüştür [62].

Zhang ve arkadaşları, tek güç nokta işletimi adını verdikleri bir yöntem önermişlerdir. Bu yöntem, sadece sabit bir rüzgar hızı için optimal değerlerin elde edilmesi ve bu değerlerin tüm rüzgar hızlarında kullanılması mantığına dayanan bir yöntemdir. Böylece optimal değerlerin elde edilmesi için tüm rüzgar hızlarında yapılması gereken deneysel çalışma gereksinimi ortadan kaldırılmıştır [63].

Zakariya ve arkadaşları, doğrultucu çıkışındaki dc bara geriliminin eğimini kullanarak adaptif adım büyüklüğü sağlanan D&G yöntemi ile MGNT önermişlerdir. Bara geriliminin değişimine bakılarak ayrıca hızlı rüzgar hız değişimleri algılanmakta ve generatör stall durumundan korunmaktadır [64].

Abdullah ve arkadaşları, D&G yöntemini kullanarak MGNT için gerekli olan doğrultucu çıkışındaki dc bara akım ve gerilim değerleri arasındaki optimum ilişkiyi belirlemişler ve bu optimum ilişki kullanarak MGNT sağlamışlardır [65].

Literatür çalışmalarında MGNT çalışmalarının yenilik ve geliştirilmesine yönelik olarak yapılan çalışmalar yukarıda özetlenmiş olup aşağıda özetlenen çalışmalarda ise daha çok denetleyici kısmında yapılan yenilik ve geliştirmelere yönelik yapılan çalışmalar mevcuttur.

Aissaoui ve arkadaşları, kullandıkları PI denetleyicinin katsayılarını bulanık mantık kullanarak elde etmişler ve böylelikle tek başına yeterli olmayan PI denetleyici performansını geliştirmişlerdir [3].

Calderaro ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmada; BMD, genetik algoritma (GA) ve yinelenen en küçük kareler yöntemlerini (EKKY) kullanarak MGNT sağlanmıştır. BMD yöntemi, GA ve EKKY optimizasyon teknikleri ile geliştirilmiştir [6].

Phan ve Yamamoto yapmış oldukları çalışmada, GSG yönteminde bir takım değişiklikler ile yöntem geliştirilmiş ve Lyapunov temeline dayanan bir denetleyici ile desteklenerek MGNT sağlanmıştır. Klasik GSG ve PI denetleyici ile sonuçlar kıyaslanarak daha iyi performans sağladığı ortaya konulmuştur [16].

Boukhezzar ve Siguerdidjane yapmış oldukları çalışmalarında, doğrusal olmayan durum geribesleme denetleyicisi kullanarak denetleyici performansında iyileştirme yapmışlardır [24].

David ve Ortega, doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinden birisi olan eylemsizlik kontrol yöntemini (Passivity Based Control) kullanmışlardır [36].

Merida ve arkadaşları, iki tip denetleyici çalışması yapmışlardır. Bunlardan birincisinde, ikinci dereceden KKD kullanılmış ve MGNT sağlanmıştır. İkincisinde ise kısmi kayan kipli yöntem kullanılarak MGNT sağlanmıştır [41].

Zhao ve arkadaşları, denetleyici olarak adaptif L1 denetleyici tasarlamış ve MGNT performansını iyileştirmişlerdir. Bu yöntemin sistemin tam modeline gerek

duymadığı, belirsizliklere hızlı adapte olarak kararlı ve iyi bir performans sağladığı ileri sürülmüştür [50].

Azzouz ve arkadaşları, BMD tabanlı bir çalışma yapmışlardır. İki bulanık sistem kullanılmıştır: Bunların ilki TTA yöntemi ile kullanılmış, ikincisi ise PI ile kullanılarak adaptif PI yapısı elde edilmiştir [66].

Sheikhan ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmada, OMK yöntemini kullanmışlardır. Basitliği sebebiyle pratikte çokça kullanılan PI denetleyicinin optimal kazanç katsayılarının elde edilmesinin RES'ler için oldukça uğraş gerektireceği düşünülerek PSO ve BMD kullanılarak optimal kazanç katsayıları elde edilmiştir. Sezgisel algoritmaların kullanımı ile kontrol tasarımı için matematiksel model gereksinimi de ortadan kalkmıştır [67].

Mohamed ve arkadaşları, BMD kullanarak MGNT sağlamışlardır. BMD kural tablosu elektriksel güç ve maksimum güç arasındaki fark ve bunun türevi kullanılarak hazırlanmıştır [68].

Ganjefar ve arkadaşları, KHO ve OMK yönteminin performansını kullanılan denetleyici ile geliştirmeye yönelik bir çalışma yapmışlardır. Klasik KHO ve OMK yöntemleri quantum YSA ile birlikte kullanılarak performansları iyileştirilmiştir. Bu çalışma klasik YSA ve PID (Proportional Integral Derivative, PID) denetleyici kullanılarak yapılan çalışmalar ile kıyaslanmıştır [69].

Eltamaly ve Farh yapmış oldukları çalışmada, MGNT sağlanabilmesi için BMD kullanılmışlardır. BMD giriş olarak güç ve devir sayısının iki iterasyon arasındaki zaman farkını kullanmaktadır. BMD çıkışı ise referans hız değişimini vermektedir. Önerilen denetleyici performansı PSIM ve Simulink programları kullanılarak değerlendirilmiştir [70].

Yin ve arkadaşları, MGNT için gerekli olan referans dc gerilimi BMD kullanarak üretmişler ve integralli KKD (İKKD) denetleyici kullanarak MGNT sağlamışlardır.

Böylece MGNT referansını izlemek için tasarlanan denetleyici ile sürekli hal hatası azaltılmıştır [71].

Yin ve arkadaşları, yeni bir BMD ve İKKD akım kontrol stratejisi önermişler ve yapmış oldukları MGNT çalışmasının yanı sıra harmonik eliminasyonu da yapmışlardır [72].

Assareh ve Biglari, KHO ile PI denetleyici kullanmışlardır. Kontrol katsayıları RTFYSA'dan elde edilmektedir. RTFYSA'yı eğitmek için ise “gravitational search algorithm” diye anılan bir algortima kullanmışlardır [73].

Weng ve Hsu, KKD tabanlı akım regülatörü kullanmışlar ve MGNT sağlamışlardır. Bu çalışmayı sabit kazanç katsayısına sahip PI regülatör ile kıyaslayarak KKD akım regülatörünün daha iyi performans gösterdiğini kanıtlamışlardır [74].

Chiu ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmada, GSG ile BMD kullanarak MGNT temin etmişlerdir. Açısal hızı, doğrultucu çıkışındaki akımı ve gerilimi giriş olarak kullanan BMD, çıkışta optimal dc çıkış gerilimi için gerekli olan tetiklemeleri yaparak anahtarlama elemanının kontrolünü yapmakta ve böylelikle MGNT sağlanmaktadır [75].

Beltran ve arkadaşları, OMK ile KKD kullanılarak MGNT çalışması yapmışlardır. Model belirsizliklerine ve parametrik değişimlere karşı gürbüz bir yöntem sağlanmıştır. Tork değişimi kaynaklı mekanik gerilmelere neden olan çatırtı, ikinci dereceden KKD kullanımı ile engellenmiştir. Ayrıca ikinci dereceden KKD kullanımı ile sürekli halde optimal devir sayısı izleme hatası azaltılmıştır [76].

Karakaya ve Karakaş, GSG ile YSA yöntemini kullanarak MGNT çalışması yapmışlardır. Deneysel olarak maksimum güç verileri devir sayısına göre oluşturulmuştur. Buna karşılık gelen anahtarlama elemanı tetikleme açıları kullanılarak YSA eğitilmiş ve MGNT sağlanmıştır [77].

Wang ve arkadaşları, PSO yöntemini kullanarak PID denetleyicinin dinamik performansını geliştirmişlerdir [78].

Lin ve Hong yapmış oldukları çalışmada, modifiye edilmiş PSO ve RTFYSA denetleyici kullanarak MGNT sağlamışlardır [79].

Hong ve arkadaşları, geliştirilmiş Elman yapay sinir ağları ile RTFYSA kullanarak MGNT çalışması yapmışlardır [80].

Galdi ve arkadaşları, Takagi–Sugeno–Kang (TSK) adaptif bulanık denetleyici kullanmışlardır. TSK-BMD yöntemi GA ve EKKY optimizasyon yöntemleri ile geliştirilmiştir [81].

Lin ve arkadaşları, BMD ve YSA'yı hibrit kullanarak denetleyici tasarlamışlar ve MGNT sağlamışlardır [82].

Lin ve arkadaşları; bulanık mantık, yapay sinir ağları ve modifiyeli PSO kullanarak bir denetleyici tasarlamışlardır [83].

Bouoden ve arkadaşları, çok değişkenli kestirim kontrol yöntemine dayalı bulanık model önermişlerdir. Bu modelin kurallarını belirlemek için kestirim yaklaşımı ile “Linear Matrix Inequalities” olarak bilinen doğrusal matris eşitsizlikleri tekniğini kullanmışlardır [84].

Aldwaihi ve Delaleau yapmış oldukları çalışmada, “flatness-based” diye anılan bir kontrol yöntemi kullanmışlardır. Doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinden birisi olan bu yöntemin MGNT yöntemleri için uygun olduğu gösterilmiştir [85].

Lin ve arkadaşları, online ayarlamalı PI denetleyici ile KKD'yi birlikte kullanarak devir sayısı denetleyicisi tasarlamışlar ve MGNT çalışması yapmışlardır [86].

Mozayan ve arkadaşları, KKD kontrol yönteminde kullanılan klasik ulaşma koşulu yerine geliştirilmiş üstel ulaşma koşulu uygulayarak çatırtının azaltılmasını ve harmonik distorsiyonunun iyileştirilmesini sağlamışlardır [87].

Tüm bu çalışmalar incelendiğinde MGNT performansını geliştirmek için MGNT yöntemine ve kullanılan denetleyiciye yönelik birçok çalışma yapılmıştır. Kullanılan denetleyici tiplerinin birbirine göre avantaj ya da dezavantajları ise aşağıda özetlenmiştir.

Doğrusal denetleyicilerden birisi olan PID, RES'lerde oldukça yaygın bir kullanıma sahiptir. Ancak geniş rüzgar hızı aralığında doğrusal olmayan özelliğe sahip RES'ler için yeterli performans gösterememektedir [26, 36, 39, 69]. Bu sebeple klasik PI ya da PID denetleyicilerin performansını geliştirmek amacıyla birçok farklı hibrit yaklaşım mevcut olup yukarıda bir kısmına değinilmiştir.

Akıllı algoritmalar ile birçok çalışma yapılmış olmasına rağmen genel olarak hesaplama zorlukları, uzun eğitim periyodları, hafıza gereksinimleri ve uzman bilgisine ihtiyaç duymaları gibi dezavantajları olduğu bilinmektedir. Bulanık mantık yöntemi birçok sınır ve kazanç değerlerinin tanımlanmasını gerektirir. Bu değerlerin seçilmesi ve optimizasyonu için bir yöntem ya da metot yoktur. Bulanık mantık kontrol yönteminde sistem hakkında hiçbir bilgiye ihtiyaç duyulmaz. Fakat verimli bir bulanık mantık denetleyici tasarımı için sistem hakkında çalışma yapmaksızın sınır ve kazanç değerlerinin tanımlanması mümkün değildir [88]. Ayrıca bu yöntemde matematiksel tanımlamaların eksikliğinden dolayı kararlılığı garanti etmek zordur [50]. Yapay sinir ağları temeline dayanan çalışmalarda ise sistem çalışma noktalarında yeteri kadar eğitildiğinde oldukça iyi bir performans sağlayabilmektedir. Ancak ağların eğitilmesi çok uzun offline eğitimler gerektirmektedir.

Doğrusal olmayan kontrol yöntemleri, rüzgar enerji sisteminin de doğrusal yapıya sahip olmaması göz önüne alındığında makul gözükmektedir. Doğrusal olmayan kontrol yöntemlerden birisi olan geribesleme doğrusallaştırma (Feedback Linearization) yöntemi, doğrusal olmayan RES'ler için uygun ve etkili bir yöntem

olarak kabul edilebilir [89]. Ancak bu yöntemin formülasyonu, her zaman mevcut olmayabilen sistem modeline dayanır [50]. Bu durum bu yöntem için bir dezavantaj olarak kabul edilmektedir. Bir diğer alternatif yaklaşım ise doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinden birisi olan KKD'nin kullanılmasıdır. Ancak klasik KKD'nin yüksek frekansta çatırtıya sahip olması ve sürekli hal hatasının olması gibi dezavantajları mevcuttur. Bunun için KKD tabanlı geliştirilmiş denetleyici tasarımları oldukça fazla olup bir kısmının RES'ler için uygulandığını görmek mümkündür.

1.2. Tezin Kapsamı

Bu çalışmada mevcut RES topolojilerinden rüzgar türbini, sabit mıknatıslı senkron generatör, kontrolsüz doğrultucu, dc-dc yükseltici tip dönüştürücü ve yük birimlerinden oluşan topoloji seçilerek MGNT çalışması yapılmıştır. Daha önce literatürde kullanılan mevcut MGNT yöntemlerinden KHO ve GSG yöntemlerinin devir sayısı ölçümü için gerekli olan algılayıcı gereksiniminin, elektriksel ilişkiler kullanılarak ortadan kaldırıldığı yaklaşım kullanılmıştır.

MGNT yöntemlerinin sadece sistemden maksimum gücün alınabileceği referans değeri ürettiği bilinmektedir. Sistemin bu referans değere getirilmesi için ayrıca denetleyici gereksinimi mevcuttur. RES'lerin doğrusal olmayan yapıları ve rüzgar hızının hızlı değişen dinamik bir yapısı olması göz önüne alındığında kullanılan denetleyicinin performansı MGNT performansını doğrudan etkileyecektir. Bu amaçla önerilen birçok denetleyici tasarım çalışması literatürde mevcut olup Bölüm 1.1.'de özetlenmiştir.

Bu çalışmada tüm bunlar göz önüne alınarak daha önce bu alanda uygulanmamış olan yeni denetleyici tasarımları önerilmiştir. Önerilen denetleyiciler KKD tabanlı olup farklı tipte yapıya sahip denetleyiciler sürekli-zaman ve ayrık-zaman için tasarlanmıştır. Sürekli-zamanda KKD, İKKD, çift integralli KKD (ÇİKKD) ve hızlı, sonlu zamanlı KKD (HSKKD) tasarımları, kullanılan RES modeline uygun olarak tasarlanmıştır. Deney düzeneğinde kullanılan RES topolojisi, Matlab/Simulink ortamında kurularak tasarlanan sürekli-zaman denetleyicilerin MGNT performansı

benzetim çalışmaları ile incelenmiştir. Tasarlanan denetleyicilerden İKKD, daha önce BMD yönteminden alınan maksimum güç referansının takibini sağlamak için önerilmiş ancak kullanılan KHO yöntemi ile literatürde daha önce kullanılmamıştır. Bunun yanı sıra klasik KKD'nin ve İKKD'nin Bölüm 4.'te ayrıntılı olarak verilen dezavantajlarını ortadan kaldırmak amacıyla bu alanda daha önce kullanılmamış olan ÇİKKD tasarımı yapılarak oluşturulan modele uygulanmıştır. Bunların yanısıra HSKKD yöntemi ile yine denetleyici tasarlanılarak benzetim modelinde performansı değerlendirilmiştir. Yapılan benzetim çalışmaları ile tasarlanan KKD, İKKD, ÇİKKD ve HSKKD tabanlı denetleyicilerin performansları birbirleri ile kıyaslanmış ve sonuçlar Bölüm 5.'te verilmiştir.

Yapılan bu çalışmaların yanı sıra gerçek zamanlı çalışma yapabilmek amacıyla kullanılan RES topolojisi laboratuvar ortamında kurulmuştur. Kurulan düzenek:

- 1- Sayısal işlemci, sürücü ve asenkron makineden oluşan rüzgar türbini emülatörü,
- 2- Rüzgar türbinlerinde sıklıkla kullanılan sabit mıknatıslı senkron generatör,
- 3- 3 faz tam dalga kontrolsüz doğrultucu,
- 4- Dc-dc yükseltici tip dönüştürücü,
- 5- Omik yük,

birimlerinden oluşmaktadır. Gerçek zamanlı çalışmalar için yine KKD tabanlı ve literatüre son yıllarda kazandırılmış olan geliştirilmiş ayırık zamanlı tasarımlar incelenmiştir. Bu çalışmalardan 2016 yılında literatüre kazandırılmış olan ve henüz herhangi bir fiziksel sisteme uygulanmamış olan çatırtı etkisinin elimine edildiği ayırık-zamanlı klasik KKD (AKKD) çalışması kullanılan sistem için integratör yapısı ilave edilerek tasarlanmıştır. Tasarlanan bu denetleyici kurulan deneysel RES modeline uygulanarak MGNT çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Yapılan deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar ile MGNT işletiminin tasarlanan denetleyici ile sağlanabildiği kanıtlanmıştır.

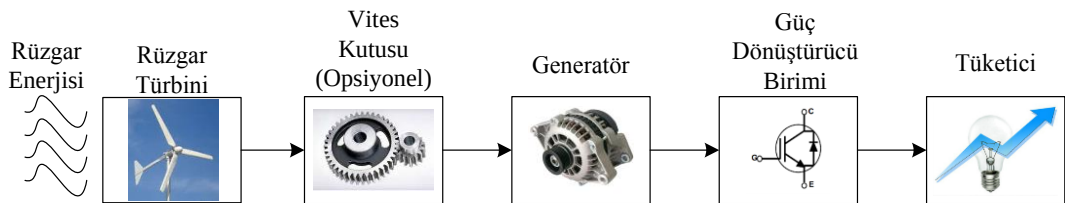
BÖLÜM 2. RÜZGAR ENERJİ SİSTEMİ

Rüzgar enerji sistemlerinde enerji dönüşümü Şekil 2.1.'de verildiği gibi üç aşamada gerçekleşmektedir. Rüzgar türbini, kanatları vasıtasıyla aerodinamik rüzgar enerjisini mekanik enerjiye dönüştürür. Mekanik enerji, şaftına doğrudan ya da vites kutusu üzerinden bağlantılı olan generatöre aktarılır. Generatör tarafından alınan bu mekanik enerji, elektriksel enerjiye dönüştürülerek güç birimine gönderilir. Güç biriminde hem MGNT sağlanır hem de elektrik enerjisi şebeke bağlantı kistaslarına uygun hale getirilir.



Şekil 2.1. RES'lerde enerji dönüşümü

Kullanılan rüzgar türbinine, vites kutusu olup olmamasına, generatör tipine, güç dönüştürücü birimine ve şebekeye bağlı olup olmamasına göre RES'ler çok farklı topolojilerde kullanımlara sahip olsalar da genel bir topoloji olarak bir rüzgar enerji sistemi Şekil 2.2.'de verildiği gibidir. Kullanılan birimler aşağıda alt başlıklar halinde anlatılmıştır.



Şekil 2.2. Genel olarak bir RES şematığı

2.1. Rüzgar Türbini

Rüzgar türbinleri genel olarak dönme eksenine göre “Yatay Eksenli Rüzgar Türbinleri” ve “ Düşey Eksenli Rüzgar Türbinleri” olarak sınıflandırılırlar. Her iki türbin tasarımında rotor haricindeki bileşenlerin tasarımı aynıdır. Yumurta çırpıcısını andıran düşey eksenli rüzgar türbinleri, geçmişte yoğun bir şekilde kullanılmıştır. Bu tipte rüzgar türbinlerinin [90];

- Generatör ve vites kutusu elemanlarının zemine montajlı olması sebebiyle bakım gereksiniminin kolay karşılanabilmesi,
- Rüzgar yönüne çeviren dümen sisteminin olmaması,
- Basit kanat tasarımı ile düşük maliyete sahip olması

gibi avantajları mevcuttur. Diğer taraftan;

- Kendinden hareket kabiliyetinin olmamasından dolayı generatörün başlangıç için motor çalışma bölgesinde çalıştırılma gereksinimi,
- Düşük verimliliği,
- Yüksek rüzgar hızlarında kontrol edebilme zorluğu,
- Aerodinamik moment salınım bileşeninin yüksek olması

gibi dezavantajları mevcuttur. Yatay eksenli rüzgar türbinleri ise;

- Yüksek verimliliği,
- Kanatların kendiliğinden hareket kabiliyeti,
- Düşük maliyet-güç oranına sahip olmaları

özellikleri ile öne çıkmaktadır. Diğer taraftan;

- Generatör ve vites kutusu elemanlarının kule üzerine monte edilmiş olması sebebiyle bakım gereksinimlerinin daha zor giderilmesi,
- Dümen gereksinimi nedeniyle daha karmaşık tasarıma sahip olmaları

gibi dezavantajları vardır. Günümüzde ise modern rüzgar türbinlerinin birçoğu yatay eksenli olarak tasarlanmaktadır. Yatay eksenli rüzgar türbinlerinin birçoğu rüzgarı önden alacak şekilde tasarlanmıştır. Yüksek rüzgar hızlarında daha kolay kontrol kabiliyetine sahiptirler. Böylelikle türbinin zarar görmesinin önüne geçilmektedir. Günümüzde en çok kullanılan yatay eksenli rüzgar türbin modeli üç kanatlı olan rüzgar türbin modelidir.

Rüzgar türbini enerji dönüşümünün ilk aşamasında kullanılır. Şekil 2.1.'deki enerji dönüşüm şemasında görüldüğü gibi aerodinamik rüzgar enerjisinin ilk önce kanatlar tarafından mekanik enerjiye dönüşümü gerçekleşmektedir. Sabit V_r rüzgar hızı için m ; taşınan rüzgar kütlesi olmak üzere taşınan rüzgar hızı kinetik enerjisi [8]

$$E = \frac{1}{2} m V_r^2 \quad (2.1)$$

olarak verilebilir. Sabit V_r rüzgar hızının sahip olduğu güç, enerjinin zamana göre türevi alınarak aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$P = \dot{E} = \frac{1}{2} \dot{m} V_r^2 \quad (2.2)$$

Burada rüzgar kütlesi hacime (V) ve bulunduğu ortamın hava yoğunluğuna (ρ_h) bağlı olarak aşağıdaki gibi verilebilir:

$$m = \rho_h V \quad (2.3)$$

Kütlenin türevi

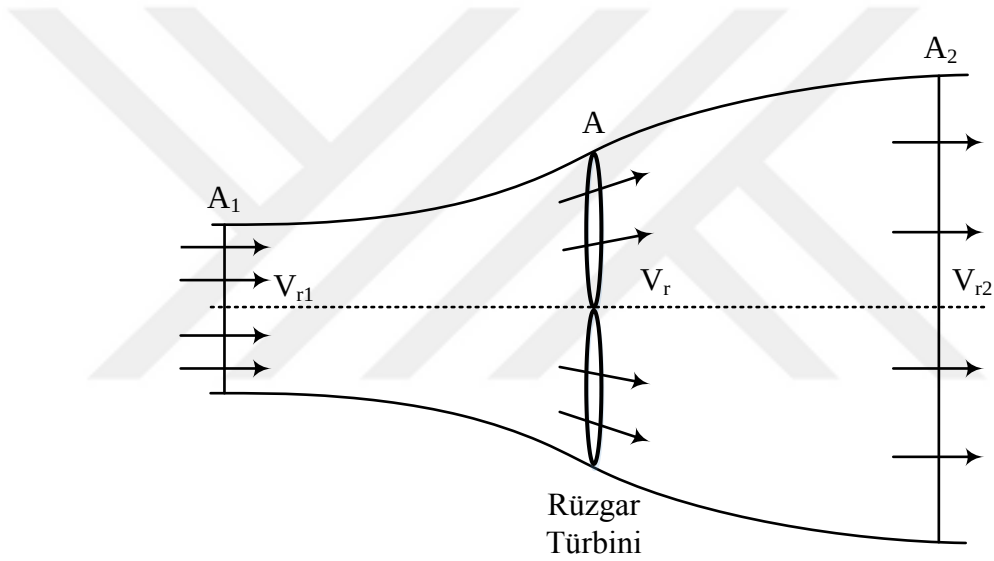
$$\dot{m} = \rho_h \dot{V} = \rho_h A V_r \quad (2.4)$$

olarak bulunur. A ; kanatlar tarafından süpürülen alandır. (2.2) ve (2.4) nolu denklemler birlikte değerlendirilerek

$$P = \frac{1}{2} \rho_h A V_r^3 \quad (2.5)$$

denklemleri ile sabit rüzgar hızı ile mevcut rüzgar gücü potansiyeline ilişkin eşitlik elde edilebilir.

Rüzgar enerjisinin mevcut potansiyelinden olabildiğince faydalanmak için sistemi verim bakımından değerlendirmek gerekmektedir. Bunun için Şekil 2.3. ile verilen sistem göz önüne alınarak değerlendirme yapmak mümkündür. Rüzgar türbini, kanatları tarafından alınan rüzgar hızını bir miktar yavaşlatır.



Şekil 2.3. Rüzgar türbinin etkisi ile rüzgar hızının değişimi

Kanatlardaki rüzgar hızı (V_r) rüzgar kanalına giren ve çıkan rüzgar hızlarının aritmetik ortalaması ile verilebilir.

$$V_r = \frac{1}{2} (V_{r1} + V_{r2}) \quad (2.6)$$

Kanatlar tarafından rüzgar gücünün bir miktarı mekanik enerjiye dönüştürülebilir. Bu ilişki ise rüzgar hızında meydana gelen değişiklik nedeni ile aşağıdaki denklem ile verilmiştir.

$$P_k = \frac{1}{2} \dot{m} (V_{r1}^2 - V_{r2}^2) \quad (2.7)$$

(2.4) ve (2.6) denklemlerinin yardımıyla (2.7) denklemi tekrar düzenlendiğinde aşağıda verilen denklem elde edilir.

$$P_k = \frac{1}{4} \rho_h A (V_{r1} + V_{r2}) (V_{r1}^2 - V_{r2}^2) \quad (2.8)$$

Kanatların rüzgar hızını yavaşlatma etkisi olmadığı düşünülürse rüzgar potansiyel gücü

$$P_r = \frac{1}{2} \rho_h A V_{r1}^3 \quad (2.9)$$

olur. O halde kanatların verimi ya da güç katsayısı aşağıda verildiği gibi elde edilebilir.

$$c_p = \frac{P_k}{P_r} = \frac{\rho_h A (V_{r1} + V_{r2}) (V_{r1}^2 - V_{r2}^2)}{2 \rho_h A V_{r1}^3} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_{r2}}{V_{r1}} \right) \left(1 - \frac{V_{r2}^2}{V_{r1}^2} \right) \quad (2.10)$$

Rüzgar hız oranına $V_{ro} = \frac{V_{r2}}{V_{r1}}$ göre türevlenirse;

$$\begin{aligned} \frac{dc_p}{dV_{ro}} &= \frac{d}{dV_{ro}} \left(\frac{1}{2} (1 + V_{ro}) (1 - V_{ro}^2) \right) = \frac{1}{2} \left((1 - V_{ro}^2) - 2V_{ro} (1 + V_{ro}) \right) \\ &= \frac{1}{2} (1 + V_{ro}) (1 - 3V_{ro}) \end{aligned}$$

eşitliği bulunur. Buna göre ideal rüzgar hız oranı

$$V_{ro} = \frac{1}{3} \quad (2.11)$$

olarak bulunur. Bu değer yerine konulduğunda maksimum güç katsayısı elde edilir. Bu değere Albert Betz'in anısına "Betz Limiti" denilmiştir [10].

$$c_{p,maks} = \frac{16}{27} \approx 0,593 \quad (2.12)$$

Bu limite göre birim yüzeyden birim zaman içerisinde akan hava kütlesi kinetik enerjisinin burada bulunan türbin kanatları tarafından maksimum %59,26'sı mekanik güce dönüştürülebilir. Dolayısıyla bir rüzgar türbininin rüzgar enerjisinden çekebileceği güç miktarı

$$P_t = \frac{1}{2} \rho_h A V_r^3 c_p \quad (2.13)$$

denklemleri ile verilebilir. Güç katsayısının (c_p) pratikte değeri iyi bir mekanik yapıya sahip kanat tasarımı ile maksimum %35-40 düzeylerindedir. Modern tasarımlar ile %50'nin üzerine çıkıldığı iddia edilmektedir [10]. Bu katsayı kanatların mekanik yapısına göre değişebilmekte olup kanat-uç hız oranının (KHO) ve kanat açısının (β_k) bir fonksiyonudur.

$$c_p = f(KHO, \beta_k) \quad (2.14)$$

Kanat açısı (β_k) MGNT çalışmaları için '0' olup Şekil 1.3.'te verilen yüksek hızlı çalışma bölgesinde kanat açısı kontrolü yapılmaktadır. Dolayısıyla MGNT çalışmalarının tamamı, belirli bir rüzgar türbini için rüzgar hızından bağımsız olarak optimum bir KHO değerinin sağlanması ile yapılır. KHO (λ) ifadesi aşağıda verilen denklem ile tanımlanmaktadır.

$$\lambda = \frac{w_m R_{rotor}}{V_r} \quad (2.15)$$

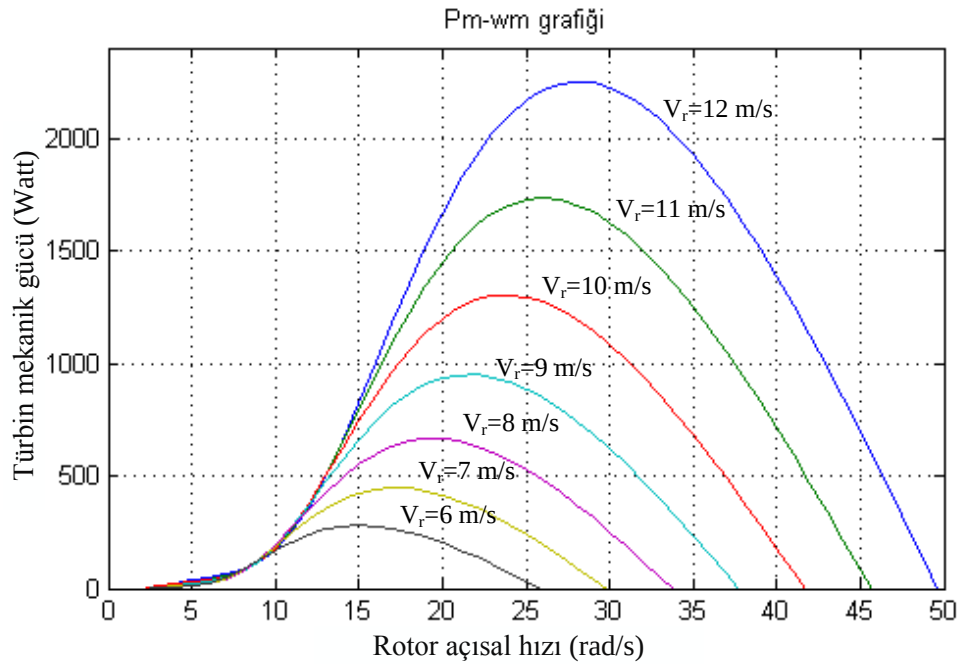
Burada R_{rotor} ; kanat yarıçapı, w_m ; rotor açısal hız değeridir. (2.15) denkleminde verilen ifadeye bakıldığında müdahale edilebilir tek parametrenin rotor açısal hızı olduğunu görülmektedir. Dolayısıyla yapılan tüm MGNT çalışmalarının temelinde rüzgar türbininin devir sayısının ayarlanması vardır. Şekil 2.4.'te bir rüzgar türbinine

ait rüzgar hız değişimine karşın üretilen mekanik gücün değişimi verilmiştir. Buradan anlaşılmaktadır ki her rüzgar hızı için türbinin dönebileceği yalnızca bir optimum devir sayısı bulunur. MGNT çalışmaları, rüzgar hızı değişimine rağmen türbinin her an optimum devirde dönmesini amaçlar.

Bu çalışmada Matlab/Simulink'te verilen rüzgar türbini tasarımı kullanılmıştır. Kullanılan bu model $c_{p-maxs} = 0,48$ ve $\lambda_{opt} = 8,1$ olacak şekilde tasarlanmıştır. Güç katsayısına ilişkin matematiksel ifade aşağıda verildiği gibidir.

$$c_p(\lambda, \beta_k) = c_1 \left(\left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta_k} - \frac{0.035}{\beta_k^3 + 1} \right) c_2 - c_3\beta_k - c_4 \right) e^{-\left(\frac{1}{\lambda + 0.08\beta_k} - \frac{0.035}{\beta_k^3 + 1} \right) c_5} + c_6\lambda \quad (2.16)$$

Burada $c_1, c_2, \dots, c_6$; kanatların mekanik yapısına bağlı olarak değişen sabit katsayılardır. Değerleri $c_1 = 0.5176$, $c_2 = 116$, $c_3 = 0.4$, $c_4 = 5$, $c_5 = 21$, $c_6 = 0.0068$ olarak verilebilir.



Şekil 2.4. Bir RES sistemine ait mekanik gücün devir sayısı ile değişimi

2.2. Generatör

Rüzgar enerji sisteminin bir diğer alt birimi, mekanik enerjiyi elektriksel enerjiye dönüştürecek olan generatör birimidir. RES'lerde birçok farklı generatör kullanımına rastlanılmaktadır. Bunlar başlıca: sincap kafesli asenkron generatör (SKAG), sabit mıknatıslı senkron generatör (SMSG), rotoru sargılı asenkron generatör (RSAG), çift beslemeli asenkron generatör (ÇBAG), fırçasız çift beslemeli asenkron generatör (FÇBAG) ve fırçasız çift beslemeli relüktans generatör (FÇBRG) olarak sıralanabilir. Bunların birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları Tablo 2.1. ile verilmiştir [91].

Tablo 2.1. RES'lerde kullanılan generatör tiplerinin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları

Generatör Tipi	Avantajları	Dezavantajları
SKAG	Tasarımı, yapısı ve kontrolü kolay	Düşük enerji üretimi
	Gülbüz işletim	Aktif/reaktif güç kontrolü yok, yüksek mekanik gerilimi
	Düşük maliyet	Vites üzerinde büyük kayıplar
SMSG	En yüksek enerji üretimi	Mıknatıs maliyeti
	Yüksek kontrol kabiliyeti (Aktif-Reaktif Güç için)	Mıknatısların demanyetizasyonu
	Fırça-bilezik bulunmaması	Kompleks yapısı
	Düşük mekanik gerilimi	GE elemanlarının maliyeti
		GE elemanlarındaki yüksek kayıplar
RSAG		Büyük boyut
	Yüksek enerji üretimi	Vites kutusunda büyük kayıplar
	Yüksek kontrol kabiliyeti	Fırça-Bilezik sisteminin olması
	Fırça-bilezik bulunmaması	
	Düşük mekanik gerilimi	
	Uygun boyutu	

Tablo 2.1. (Devamı)

Generatör Tipi	Avantajları	Dezavantajları
ÇBAG	Yüksek enerji üretimi Yüksek kontrol kabiliyeti Düşük GE elemanları maliyeti, kayıpları Düşük mekanik gerilimi Uygun boyutu	Fırça-Bilezik sisteminin olması Vites kutusunda büyük kayıplar
FÇBAG	Yüksek enerji üretimi Yüksek kontrol kabiliyeti Düşük GE elemanları maliyeti, kayıpları Fırça-Bilezik sisteminin olmaması Düşük mekanik gerilimi Uygun boyutu	Karmaşık kontrol algoritması Karmaşık tasarımı Vites Kutusu yüksek kayıplar
FÇBRG	Yüksek enerji üretimi Yüksek kontrol kabiliyeti Düşük GE elemanları maliyeti, kayıpları Fırça-Bilezik sisteminin olmaması Düşük mekanik gerilimi Basit yapı Rotorda bakır kayıpları yok	Karmaşık kontrol algoritması Karmaşık tasarımı Vites Kutusu yüksek kayıplar ÇBAG den daha büyük boyut

Yaygın generatör kullanımında ise ÇBAG ve SMSG en ön sıralarda gelmektedir. ÇBAG özellikle yüksek güçlü rüzgar türbinlerinde ($P > 100 \text{ kW}$) kullanılırken vites kutusunun kullanılmadığı çok kutuplu doğrudan bağlantılı SMSG (DB-SMSG), yüksek verimliliği ile orta ve küçük ölçekli rüzgar türbinlerinde ($P < 100 \text{ kW}$) yaygın olarak kullanılmaktadır. Son yıllarda mıknatıs maliyetlerinin azalması ile orta ve küçük ölçekli rüzgar türbinlerinde SMSG kullanımı daha da yaygınlaşmaktadır [70].

Bu çalışmada kullanılan RES'in küçük ölçekli bir RES olduğu göz önüne alınarak generatör modeli çok kutuplu doğrudan bağlantılı SMSG seçilmiştir.

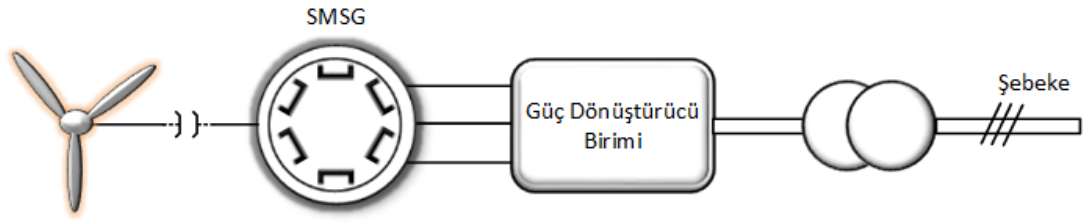
SMSG'ler akı yayılım yönüne göre: radyal akılı (radial flux), eksenel akılı (axial flux) ve enine akılı (transversal flux) olarak sınıflandırılabilir [92]. Literatür çalışmalarından yararlanılarak bu yapılar hakkında aşağıda özetlenildiği gibi bilgi edinilmiştir [93–101].

Radyal akılı makinelerde mıknatıslar radyal olarak yerleştirilmiştir. Doğrudan bağlantılı rüzgar türbinleri için bu tip makineler kullanıldığında geniş bir rüzgar aralığında iyi bir performansla işletilebilmektedir.

Eksenel akılı sürekli mıknatıslı makinelerde üretilen manyetik akı radyal değil eksenel olarak üretilmektedir. Radyal akılı makineler ile kıyaslandığında bu makinelerin basit sargılı, düşük gürültülü, kısa eksenel uzunluğa sahip ve yüksek moment-hacim oranına sahip olduğunu söylemek mümkündür. Diğer taraftan düşük moment/kütle oranı, daha fazla mıknatıs kullanımı ile daha büyük dış yarıçap, büyük yarıçaplarda hava aralığını sürdürme zorluğu ve stator çekirdeği üretiminin zor olması gibi dezavantajları mevcuttur.

Enine akılı sürekli mıknatıslı makinelerde ise manyetik akı yönü rotorun dönme yönüne dik olmaktadır. Diğer makine tiplerine nazaran yüksek kuvvet yoğunluğu, daha az bakır kayıpları ve basit sargı yapısı gibi avantajları ile ön plana çıkarken yapısının daha karmaşık olması vb. gibi dezavantajları mevcuttur.

Bir RES'te kullanılan DB-SMSG topolojisi temel olarak Şekil 2.5. ile verilmiştir. Buradan anlaşılmaktadır ki bu kullanımda gücün tamamı şebekeye güç dönüştürücüleri üzerinden aktarılmaktadır.



Şekil 2.5. DB-SMSG ile RES şematiği

Rüzgar türbininden generatöre aktarılan mekanik moment (T_t) aşağıdaki denklemle ifade edilebilir.

$$T_t = \frac{P_t}{\omega_m} \quad (2.17)$$

Türbin tarafından rüzgar hızına ve devir sayısına bağlı olarak üretilen güç ile generatör tarafından üretilecek elektromanyetik güç arasındaki ilişki ise aşağıdaki verildiği gibidir.

$$P_t - P_{em} = J \omega_m \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.18)$$

P_{em} : generatör tarafından üretilen elektromanyetik güç ve J : rüzgar türbini ve generatörün toplam atalet momentini ifade etmektedir. Bu eşitlik mekanik moment bakımından aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir.

$$T_t - T_{em} = J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.19)$$

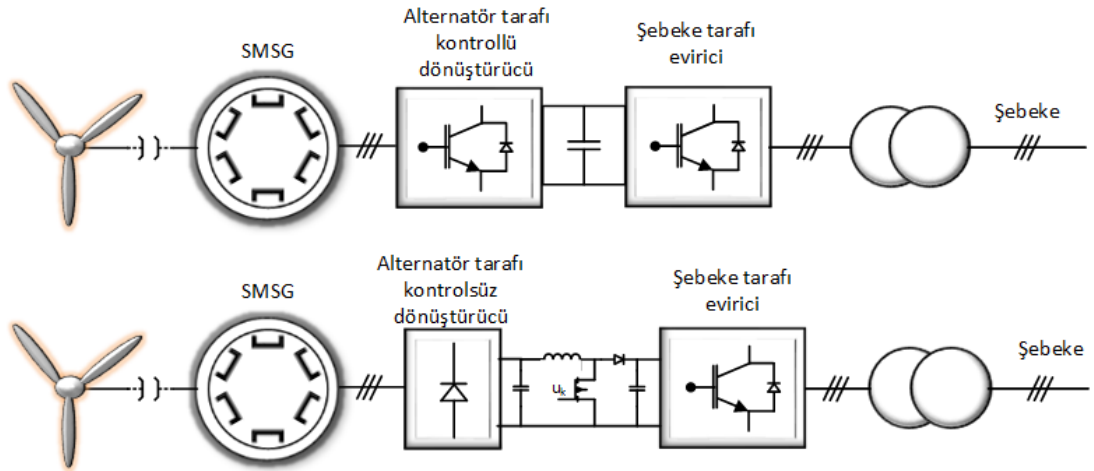
Sürekli halde;

$$P_t = P_{em} \quad (2.20)$$

olacaktır. Elektromanyetik kayıplar ihmal edilirse generatörün stator sargılarında rezistif kayıpların (P_R) etkisi ile generatör çıkışındaki güç (P_A) aşağıdaki eşitlik ile verilebilir.

$$P_{em} - P_R = P_A \quad (2.21)$$

Generatör çıkışındaki kayıplardan sonra elde edilen bu güç; generatör sargılarına bağlı olan güç dönüştürücü topolojisine aktarılacaktır. SMSG kullanılan rüzgar enerji sistemleri için çok farklı güç dönüştürücü topolojileri kullanılıyor olsa da [102] literatürde yaygın kullanılan iki farklı güç dönüştürücü topolojisi mevcuttur. Bunlar Şekil 2.6.'da verildiği gibi ya aktif doğrultucu, dc bara ve evirici/batarya grubu topolojisi ya da pasif doğrultucu, dc-dc dönüştürücü ve evirici/batarya topolojisidir. Aktif doğrultucu kullanılan yapıdaki dönüştürücüler generatör moment ve akımının kontrol esnekliğine sahiptir [103]. Ancak vektör kontrol için rotor hız algılayıcı gereksinimi ve daha fazla anahtarlama elemanı kullanımı gerektiğinden daha maliyetlidir. Bu sebeple bu topoloji büyük güçlü RES'lerde uygun olarak görülebilirken verimin ve maliyetin daha ön plana çıktığı küçük güçlü sistemler için pasif doğrultucunun kullanıldığı topoloji daha uygun görülmektedir [56]. Pasif doğrultuculu topoloji, daha basit kontrole ve düşük maliyete sahiptir. Ayrıca daha az anahtarlama elemanı kullanımı ile hem daha az kayıp vardır hem de daha güvenilirdir [104]. Bu çalışmada kullanılan RES'in küçük ölçekli RES olduğu göz önüne alınarak pasif doğrultuculu yapının kullanılmasının daha uygun olacağı düşünülmüştür.



Şekil 2.6. DB-SMSG RES bağlantı topolojileri

SMSG'nin bir fazına ilişkin elektriksel eşdeğer devresi Şekil 2.7.'de verilmiştir. Sabit akıllı SMSG çıkışındaki faz geriliminin etkin değeri (E_r) ifadesi [105]

$$E_r = k_e p \omega_m \quad (2.22)$$

ile verilebilir. Burada k_e : elektromotor kuvvet katsayısını ve p : kutup çifti sayısını göstermektedir. Generatör faz uçlarındaki gerilimin ifadesi

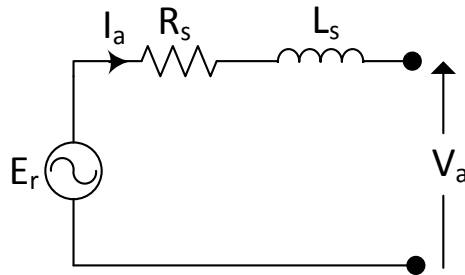
$$V_a = E_r - I_a (R_s + j p \omega_m L_s) \quad (2.23)$$

olarak verilebilir. R_s : generatör faz direncini, L_s : generatör faz endüktansını, I_a : generatör faz akımını temsil etmektedir. (2.22) ve (2.23) denklemlerinin birleştirilmesiyle

$$V_a = k_e p \omega_m - I_a (R_s + j p \omega_m L_s) \quad (2.24)$$

denklemini elde edilir. Üç faz tam dalga doğrultucunun kayıpsız olduğu varsayımı ile doğrultucu çıkışındaki gerilimin ifadesi ise aşağıda verildiği gibidir [44, 106]:

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_a - \frac{3}{\pi} p \omega_m L_s I_{dc} \quad (2.25)$$



Şekil 2.7. MSG'nın bir fazına ilişkin elektriksel eşdeğer devresi

SMSG'ye ilişkin yukarıda verilen denklemler sürekli hal rejiminde geçerlidir. SMSG elektriksel dinamik denklemleri genellikle 3 faz stator sargılarının düzgün dağılımı, elektriksel ve manyetik simetrilik, manyetik doyumun ihmal ve demir kayıplarının ihmal varsayımı altında modellenir. SMSG dinamik denklemleri dq ekseninde aşağıda verildiği gibi elde edilebilir [107–109]:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \Phi_q \omega_s \quad (2.26)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \Phi_d \omega_s \quad (2.27)$$

$u_{d,q}$: dq ekseninde stator gerilimleri, R_s : stator sargı direnci, $L_{d,q}$: 3 faz dq endüktansları, $i_{d,q}$: dq ekseninde stator akımları, Φ_d, Φ_q : dq ekseninde manyetik akı ve ω_s : stator gerilimi açısal frekansı. Φ_d, Φ_q :

$$\Phi_d = L_d i_d + \Phi_m \quad (2.28)$$

$$\Phi_q = L_q i_q \quad (2.29)$$

denklemleri ile verilir. Φ_m , sabit mıknatıslardan oluşan sabit akının ifadesidir. (2.28) ve (2.29) denklemleri, (2.26) ve (2.27)'de yerine yazılarak

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q i_q \omega_s \quad (2.30)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - (L_d i_d + \Phi_m) \omega_s \quad (2.31)$$

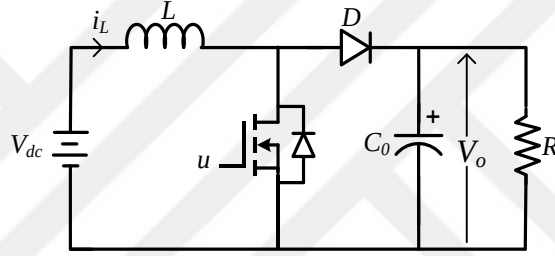
eşitlikleri elde edilir. Elektromanyetik moment ifadesi ise dq ekseninde akım ve akılar cinsinden aşağıda verildiği gibidir [109]:

$$T_e = p(\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) = p[\Phi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.32)$$

2.3. Yükseltici Tip DC-DC Dönüştürücü

Kullanılan topolojide, Şekil 2.6.'da görüldüğü gibi kontrolsüz doğrultucu çıkışı dc bara üzerinden dc işaretin regüle edilmesinden sonra yükseltici tip dc-dc

dönüştürücü'ye (YTD) bağlanılmıştır. YTD: Kullanılan anahtarlama elemanının doluluk oranına bağlı olarak girişindeki dc gerilimi çıkışa yükselterek aktaran bir dönüştürücü türüdür. YTD'ler; haberleşme alanında, hibrit elektrikli araçlarda, regüleli güç kaynaklarında, yakıt hücrelerinde, ac/dc motor sürücülerinde, rüzgar enerjisi ve güneş enerjisi gibi yenilenebilir enerji kaynakları alanında yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 2.8.'de YTD'ye ilişkin elektriksel devre şeması verilmiştir. Burada sistem otonom olduğundan YTD çıkışına evirici bağlamak yerine yükü temsil eden rezistif bir direnç bağlanılmıştır. YTD'ler bobin üzerindeki akımın durumuna göre sürekli ya da süreksiz iletim modunda çalıştırılabilirler. Bu çalışmada YTD sürekli iletim modunda kullanılmaktadır.



Şekil 2.8. YTD elektriksel devre şeması

YTD'ye ilişkin dinamik davranış modeli, sürekli iletim modu için anahtarlama elemanının iletim ya da kesimde olma durumuna göre sırasıyla aşağıda verilen denklemler ile tanımlanabilir:

Anahtar kapalı iken (iletimde iken), $u = 1$

$$\frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{RC_0} \quad (2.33)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{dc}}{L} \quad (2.34)$$

ve anahtar açık iken (iletimde iken), $u = 0$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{i_L}{C_o} - \frac{V_o}{RC_o} \quad (2.35)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L} + \frac{V_{dc}}{L} \quad (2.36)$$

i_L : bobin akımı, V_o : çıkış gerilimi, L : bobinin endüktansı, C_o : çıkış kapasitörü, R : yük direnci. (2.33)-(2.36) denklemleri, anahtar konumuna göre birleştirilerek YTD dinamik davranış modeli aşağıda verilen iki denklem ile ifade edilebilir.

$$\frac{dV_o}{dt} = (1-u) \frac{i_L}{C_o} - \frac{V_o}{RC_o} \quad (2.37)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -(1-u) \frac{V_o}{L} + \frac{V_{dc}}{L} \quad (2.38)$$

u : anahtarlama elemanının kontrol girişi olup kesim modu için “0”, iletim modu için “1” değerini almaktadır.

BÖLÜM 3. MGNT YÖNTEMLERİ

RES'lerde kullanılan rüzgar türbinlerinin karakteristiği gereği, belirli bir rüzgar hızı için RES çıkışından maksimum güç alınabilecek yalnızca bir devir sayısı mevcuttur. Bu devir sayısına, o rüzgar hızı için maksimum devir sayısı denir. RES'lere, değişen rüzgar hızına rağmen sürekli olarak kontrol uygulayıp maksimum devir sayısında işletimini sağlamak için yapılan çalışmalara da maksimum güç noktasının takibi (MGNT) denir. Yapılan çalışmalar doğrudan bağlantılı sabit mıknatıslı senkron generatörün (DB-SMSG) kullanıldığı rüzgar enerji sisteminden, MGNT kontrolün yapılmadığı sabit hızlı RES'lere nazaran %5 ila %15 daha fazla güç çekildiğini göstermektedir [92].

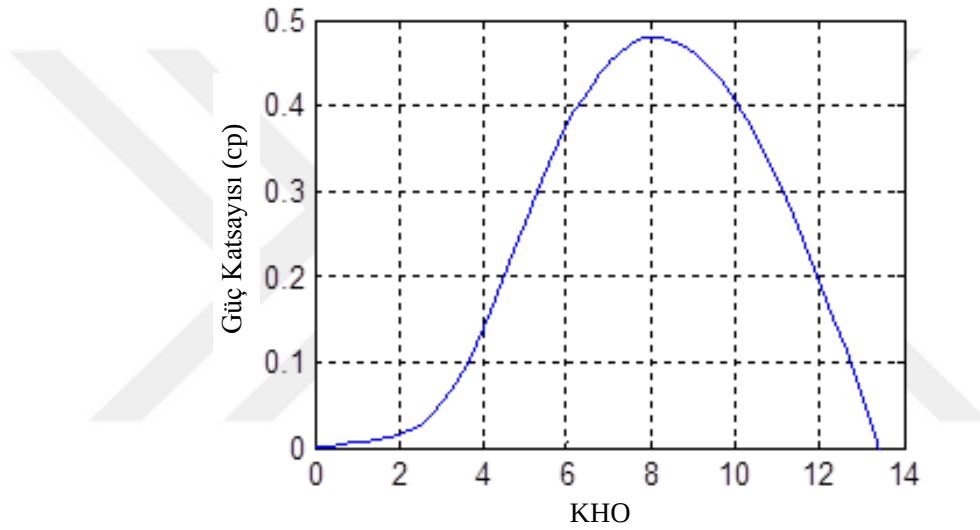
MGNT, (2.13) denkleminde verilen güç katsayısının (c_p) maksimum değerinin sağlanması ($c_{p-maks}=0,48$) ile mümkündür. Kısmi yük bölgesinde yapılan MGNT çalışmaları için güç katsayısının maksimum olması (2.14) denkleminde görüleceği üzere KHO'nun optimal olması ile sağlanır. KHO'nun optimal olmasını sağlamak için ise değişim uygulanabilecek tek parametre mekanik açısal hızın yani generatörün (türbinin) devir sayısının değiştirilmesidir. Dolayısıyla MGNT çalışmalarının tümünde temel olarak devir sayısı ayarı ile maksimum güç elde ediminin sağlanmasını amaçlanmaktadır. P- w_m ilişkisi bir önceki bölümde Şekil 2.4. ile verilmiştir.

Bu amaçla bugüne dek çok fazla sayıda araştırma yapılarak literatüre katkı sunulmaya çalışılmıştır. RES'lerde MGNT temin edebilmek için yaygın olarak kullanılan MGNT yöntemleri aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir [1, 110]:

- Kanat Ucu Hız Oranı (KHO),
- Güç Sinyal Geribesleme (GSG),
- Değiştir-Gözle (Perturb and Observe, D&G).

3.1. KHO Kontrol

Belirli bir rüzgar türbini için verilen KHO optimum değeri, rüzgar hızından bağımsız olarak sabittir. KHO'nun optimum değerinde, güç katsayısı maksimum değerini alır. Deneysel ya da teorik olarak ilgili türbin için elde edilebilir. Şekil 3.1. ile bu çalışmada kullanılan rüzgar türbininin c_p -KHO eğrisi verilmiştir. Şekil 3.1.'den kullanılan rüzgar türbinine ait güç katsayısının maksimum değerinin "0,48" ve λ ya da KHO'nun optimal değerinin ise "8,1" olduğu görülür.

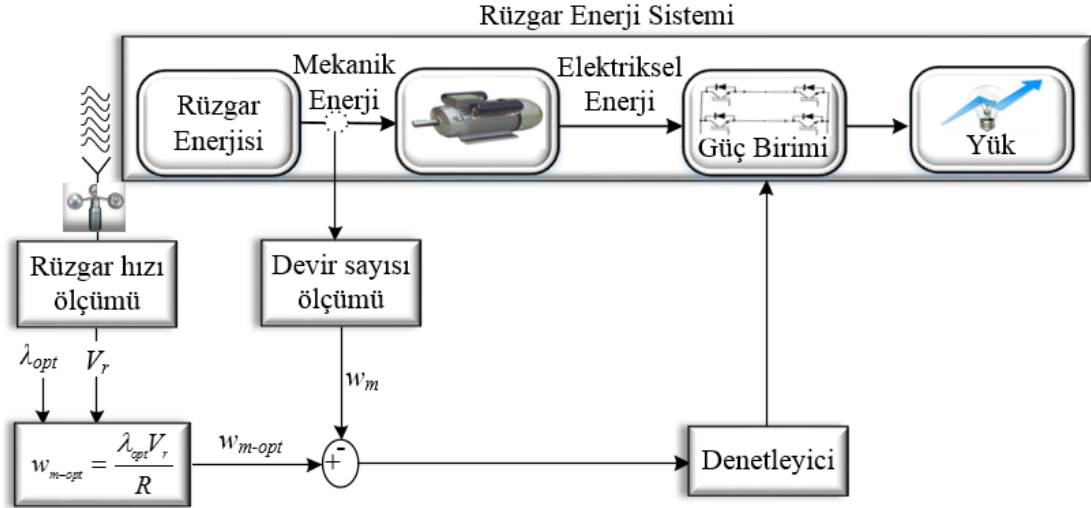


Şekil 3.1. Kullanılan rüzgar türbinine ait c_p -KHO eğrisi

KHO kontrol yöntemi, optimal KHO değerinin sağlanması ile MGNT sağlamayı amaçlar. Bu yönteme ait kontrol blok diyagramı Şekil 3.2.'de verildiği gibidir. Ölçülen rüzgar hızı ve bilinen optimal KHO ile aşağıda verilen denklemden referans mekanik hız değeri elde edilebilir.

$$w_{m-opt} = \frac{\lambda_{opt} V_r}{R_{rotor}} \quad (3.1)$$

Referans mekanik hız değeri, ölçülen mekanik hız değeri ile karşılaştırılarak denetleyiciye gönderilir. O halde bu yöntem için rüzgar hız ölçümünün yanı sıra generatörün devir sayısının ölçülmesi ve λ_{opt} değerinin bilinmesi gerekmektedir.



Şekil 3.2. KHO yöntemine ilişkin kontrol blok diyagramı

Gerçek zamanlı rüzgar hızı ölçümü, algılayıcı gereksinimi nedeniyle maliyeti arttırırken sistemin güvenilirliğini ise azaltmaktadır. Bunun yanı sıra rüzgar hızı dağılımının zamana ve konuma bağlı olarak rastgele olan doğası gereği algılayıcının konumlandırıldığı yer ile kanadın süpürdüğü tüm alan boyunca rüzgar hızı değişkenlik gösterir. Zira anemometre, kanatların süpürdüğü alan boyunca değil sadece konumlandırıldığı nokta üzerinde ölçüm yapar [111]. Bu durum sebebiyle büyük güçlü rüzgar türbinlerinde rüzgar ölçümün doğru bir şekilde yapılması mümkün olmayabilir. Dahası hem rüzgara doğru bakan (upwind) hem de rüzgara ters bakan (downwind) yapılarda, rotor ve rüzgarın etkileşimi nedeniyle beşik üzerinde konumlandırılan anemometre ile rüzgar ölçümü hataya neden olur. Bu durum rüzgar gücünün kontrol edilmesi esnasında birçok probleme neden olabilir [19].

Bu problemleri gidermek amacıyla yapılan bazı çalışmalarda, rüzgar hız kestirimi yapılması önerilmiştir [112–114]. Bu çalışmalarda, kabul edilebilir bir doğrulukla rüzgar hız kestirimi yapılabilmesi amacıyla sezgisel algoritmalar [114, 115] ya da veri kestirim teknikleri [113, 116] kullanılmıştır. Son yıllarda ileri kestirim tekniklerinin kullanılması ile %97'ye varan kestirim doğruluğu sağlayan rüzgar hızı kestirimi yapılabilmektedir [19].

Tüm bunlara rağmen doğrudan rüzgar hızı ölçümünün yapıldığı KHO kontrolde, referans değer anlık olarak üretildiğinden çok hızlı bir şekilde MGNT noktasına yakınsama sağlanabilmektedir.

3.1.1. Kullanılan KHO Yöntemi

Klasik KHO yönteminde Şekil 3.4.'te verildiği gibi rüzgar hızı ve devir sayısı ölçümü olduğundan iki adet mekanik algılayıcı gereksinimi bulunmaktadır. Bu durum maliyet ve sistem güvenilirliği gibi kriterler göz önüne alındığında özellikle küçük güçlü sistemlerde istenmeyen bir durumdur. Bu sebeple algılayıcı gereksinimini ortadan kaldıracak ve benzer performansı sağlayabilecek bir MGNT yöntemi ile sistem maliyeti azaltılabilecektir. Bu amaçla benzer yaklaşımın kullanıldığı çalışmalar incelenerek devir sayısı yerine doğrultucu çıkışındaki dc gerilim kullanılmıştır [26, 44, 56, 71].

(2.24) ve (2.25) denklemlerinin birleştirilmesiyle doğrultucu çıkışındaki gerilim aşağıda verildiği gibi elde edilebilir.

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left(\sqrt{(kp w_m)^2 - (I_a p w_m L_s)^2} - I_a R_s \right) - \frac{3 p w_m L_s I_a}{\sqrt{6}} \quad (3.2)$$

(3.2) ifadesine göre devir sayısının doğrultucu çıkışındaki gerilim ile orantılı olduğu anlaşılmaktadır. Dolayısıyla generatör devir sayısı ile doğrultucu çıkış gerilimi arasındaki ilişki bir şekilde elde edilirse devir sayısı yerine doğrultucu çıkışındaki dc gerilimin kullanılabileceği düşünülebilir. Bu amaçla (2.15) ifadesindeki devir sayısı çekilerek rüzgar hızına bağlı olarak aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir.

$$w_m = \frac{\lambda V_r}{R_{rotor}} \quad (3.3)$$

(3.3) denklemi (3.2) denkleminde yerine yazıldığında

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left(p \frac{\lambda V_r}{R_{rotor}} \sqrt{(k)^2 - (I_a L_s)^2} - I_a R_s \right) - \frac{3p\lambda V_r L_s I_a}{\sqrt{6} R_{rotor}} \quad (3.4)$$

denklemini elde edilir. (3.4) denkleminde MGNT için gereken optimal KHO değeri yerine yazıldığında doğrultucu çıkışında MGNT için gerekli olan optimal gerilim değeri elde edilir.

$$V_{dc-opt} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left(p \frac{\lambda_{opt} V_r}{R_{rotor}} \sqrt{(k)^2 - (I_a L_s)^2} - I_a R_s \right) - \frac{3p\lambda_{opt} V_r L_s I_a}{\sqrt{6} R_{rotor}} \quad (3.5)$$

(2.13) ve (3.5) denklemini birleştirildiğinde k: optimal güç katsayısı olmak üzere

$$P_{maks} = k V_{dc-opt}^3 \quad (3.6)$$

ilişkisi kurulabilir. Doğrultucu çıkışından alınan maksimum elektriksel güç ifadesi ise (3.7) denkleminde verildiği gibidir.

$$P_{dc-opt} = \eta P_{maks} = V_{dc-opt} I_{dc-opt} \quad (3.7)$$

η : Dönüştürme verimidir. Rüzgar enerji sisteminden çekilen elektriksel güç ifadesinin rüzgar hızı ile ilişkisi (2.13) denkleminde aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir.

$$P_t \approx V_r^3 \quad (3.8)$$

(2.15) ve (3.8) denklemlerinden

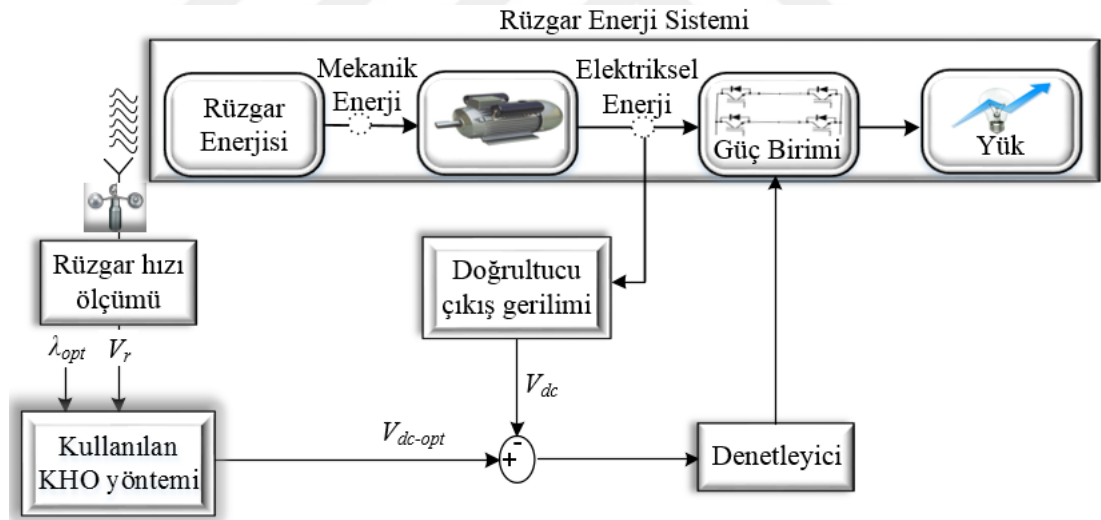
$$P_t \approx w_m^3 \quad (3.9)$$

olacağı gözükmemektedir. (3.6) ve (3.7) denklemlerinden

$$V_{dc-opt} = \sqrt{\frac{I_{dc-opt}}{k\eta}} \quad (3.10)$$

ilişkisi kurulabilir. Dolayısıyla V_{dc-opt} , doğrultucu çıkışında çekilen güç ve akım ile doğrudan ilişkilidir. Böylece (3.5) ile verilen ve her rüzgar hızına göre optimal bir değere sahip olan V_{dc-opt} 'nin kullanılmasıyla MGNT sağlanabilir [71].

(3.5) denkleminde görülmektedir ki; devir sayısı ölçümü olmadan sadece rüzgar hızı ölçümü ile MGNT için gerekli olan doğrultucu çıkışı optimal gerilim değeri elde edilebilir. Böylelikle sistemin hem maliyeti azaltılmış hem de güvenilirliği artırılmış olur. V_{dc-opt} değeri kurulum öncesi offline çalışmalar ile ilgili RES için elde edilir. Kullanılan KHO yöntemine ilişkin blok diyagramı Şekil 3.3. ile verilmiştir. Görülebileceği üzere devir sayısı ölçümünün yerine bu yöntemde doğrultucu çıkış gerilimi ölçümü yapılarak mekanik algılayıcı gereksinimi ortadan kaldırılmaktadır.



Şekil 3.3. Kullanılan KHO yöntemi blok diyagramı

3.2. GSG Kontrol

GSG kontrol yönteminde rüzgar hızı ölçümü elimine edilerek sadece devir sayısı ölçümü ile MGNT sağlanabilmektedir. (2.15) denkleminde rüzgar hızı çekilerek (2.13) denkleminde yerine yazıldığında

$$P_k = \frac{1}{2} \rho_h \pi R_{rotor}^2 \left(\frac{w_m R_{rotor}}{\lambda} \right)^3 c_p \quad (3.11)$$

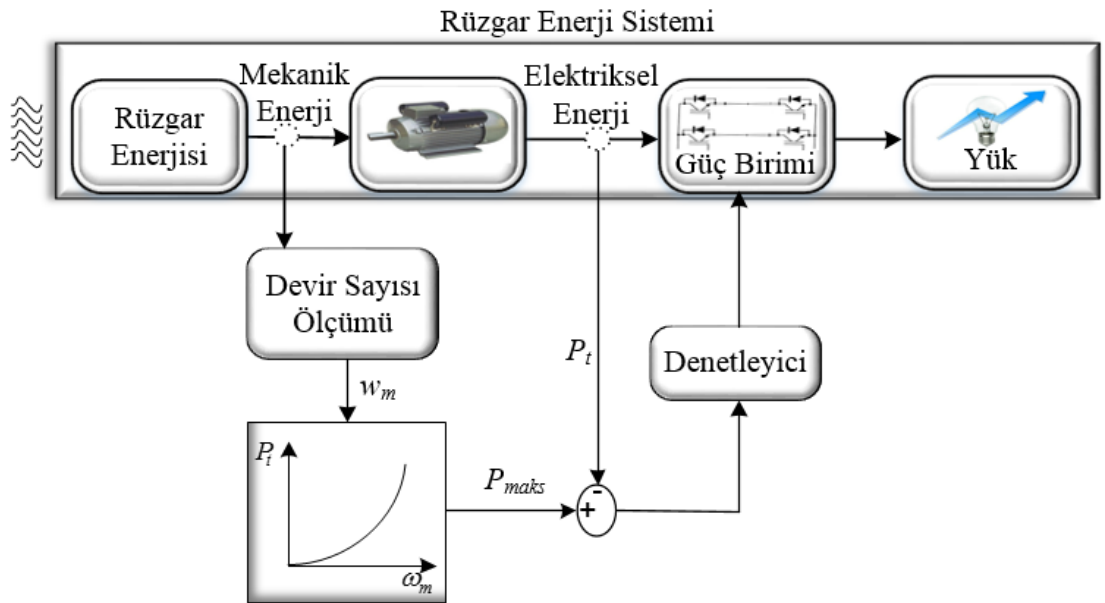
denklemini elde edilir. Performans katsayısının maksimum değeri ve KHO'nun optimal değerinin bilinmesi ile maksimum güç ifadesi aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir.

$$P_{maks} = \frac{1}{2} \rho_h \pi R_{rotor}^5 \frac{w_m^3}{\lambda^3} c_p = K_{gsg-opt} w_m^3 \quad (3.12)$$

$$K_{gsg-opt} = \frac{1}{2} \frac{\rho_h \pi R_{rotor}^5}{\lambda_{opt}^3} c_{p-maks} \quad (3.13)$$

(3.12) denkleminde anlaşılabacağı üzere maksimum güç ifadesi mekanik hızın küpü ile orantılı olup optimal devir katsayısı $K_{gsg-opt}$ değeri ile çarpılarak elde edilebilir.

Bu yöntemde optimal güç eğrisi ya λ_{opt} ve c_{p-maks} ön bilgisi ile ya da deneysel yöntemlerle elde edilir. Daha sonra o anki rüzgar hızına göre elde edilen maksimum güç noktası verisi, hafıza (look-up) tablosuna kaydedilir [90, 113, 117]. Bu veri gerçek türbin gücü ile karşılaştırılır ve hata denetleyiciye gönderilir. Bu yönteme ilişkin kontrol blok diyagramı Şekil 3.4.'te verilmiştir.



Şekil 3.4. GSG kontrol blok diyagramı

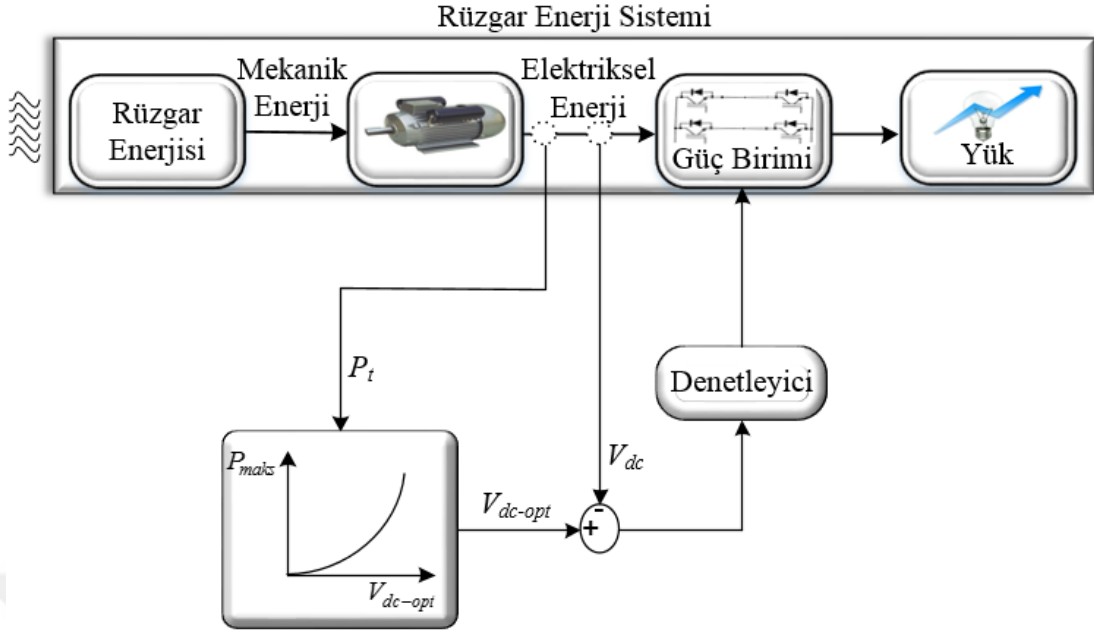
GSG yönteminde devir sayısı algılayıcısı ve türbin ön bilgisi gereksinimleri mevcuttur. Türbin ön bilgisi olmaksızın optimal güç eğrisi, kurulum öncesi deneysel yöntemlerle de elde edilebilir; lakin mekanik hız algılayıcı gereksinimi sistem için ek bir maliyet getirir ve sistem güvenilirliğini azaltır [21]. Diğer taraftan RES'lerin ataleti sebebiyle rüzgar hız değişimine kıyasla generatör hız değişimi daha yavaştır. Bu nedenle generatör hız geri beslemesini kullanan GSG yönteminde maksimum güç noktası referansı, rüzgardaki değişim ile anlık üretilemez. Çünkü rüzgardaki değişim generatörde ani değişime neden olamaz. Dolayısıyla bu yöntemde KHO yöntemine nazaran dolaylı bir kontrol yapılmaktadır. Bu sebeple GSG yöntemi, KHO yöntemine göre daha geç maksimum güç referans noktasına yakınsamaktadır [21].

3.2.1. Kullanılan GSG Yöntemi

Klasik GSG yöntemi, her rüzgar hızı için rüzgar türbininin devir sayısı ile maksimum güç noktası arasındaki ilişkiyi kullanarak MGNT sağlar. Bu ilişki (3.11)-(3.13) denklemleri ile verilmiştir. Her rüzgar hızı için optimal devir sayısı ve maksimum güç noktası referansı deneysel çalışmalarla elde edilerek hafıza tablosuna kaydedilebilir. Şekil 3.4. ile verilen GSG yöntemi kontrol blok diyagramından anlaşılacağı üzere bu yöntem için devir sayısı bilgisi ve dolayısıyla bir mekanik sensör gereksinimi mevcuttur. Kullanılan KHO yöntemine benzer olarak bu yöntemde de devir sayısı yerine dc gerilimin kullanılması sağlanabilir. (3.2) ile verilen denklem, devir sayısı yerine doğrultucu çıkışındaki dc gerilimin kullanılabileceğini belirtir. (3.2) denkleminde (3.12) denkleminin yerine yazılmasıyla devir sayısı ve maksimum güç verisi arasındaki matematiksel ilişki elde edilebilir.

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \left(\sqrt[3]{\frac{P_{maks}}{K_{gsg-opt}}} \sqrt{(kp)^2 - (I_a pL_s)^2} - I_a R_s \right) - \frac{3pL_s I_a}{\sqrt{6}} \sqrt[3]{\frac{P_{maks}}{K_{gsg-opt}}} \quad (3.14)$$

Dolayısıyla devir sayısı için gerekli olan mekanik sensör gereksinimi ortadan kaldırılabilir. Kullanılan sensörsüz GSG yöntemine ilişkin kontrol blok diyagramı Şekil 3.5. ile verilmiştir.



Şekil 3.5. Kullanılan sensörsüz GSG yöntemi

Bunun yanı sıra anlık V_{dc} ve V_0 parametre değerlerinden yararlanılarak hafıza tablosu kullanımı ortadan kaldırılabilir. Bunun için (3.12) denkleminde verilen ilişkide açışal hız yerine doğrultucu çıkışı dc gerilim kullanılarak

$$P_{maks} = K_{ksg-opt} V_{dc-opt}^3 \quad (3.15)$$

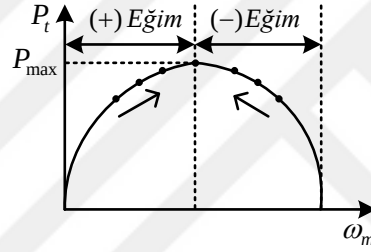
denklemini elde edilir. $K_{ksg-opt}$, kullanılan GSG yöntemi için optimal dc gerilim katsayısını göstermektedir. Bu katsayı, yapılan deneysel çalışmalar ile elde edilebilir. Bu yöntemde dc gerilim referansı anlık olarak (3.16) denklemini ile verilen ilişki kullanılarak elde edilebilir.

$$V_{dc-opt} = \sqrt[3]{\frac{P}{K_{ksg-opt}}} \quad (3.16)$$

Böylelikle ölçülen güç çıkışı ve $K_{ksg-opt}$ değerinin kullanılması ile maksimum güç noktası için gerekli olan referans gerilim, mekanik algılayıcı gereksinimi ortadan kaldırılarak elde edilmiş olur.

3.3. D&G Kontrol

Tepe tırmanma arama (TTA) yöntemi diye de anılan değiştir-gözle yöntemi: matematiksel bir yakınsama tekniğidir ve verilen bir fonksiyonun lokal maksimum noktasını aramak için kullanılır. Kontrol parametresi değiştirilir ve çıkış parametresi gözlenir. Bu işlem eğim sıfır olana dek devam eder. Şekil 3.6.'da grafiksel olarak gösterilmiştir. Şayet eğim (+) bölgede ise kontrol parametresi olan w artırılır, (-) bölgede ise azaltılır. Literatürde bu yöntem için kontrol ve çıkış parametrelerinin farklı alındığı çalışmalar görmek mümkündür. [25, 118–120] çalışmalarında doluluk oranı (duty cycle), [121] çalışmasında dönüştürücüye ait giriş akımı, [122] çalışmasında dönüştürücü ait giriş gerilimi kontrol parametresi olarak alınmıştır.



Şekil 3.6. D&G kontrol yöntemi grafiksel gösterimi

D&G yönteminde türbin vs. ön bilgisi gerekmez; basit, esnek ve bağımsız bir kontrol yöntemidir. Fakat bu yöntemdeki en büyük engel, orta ya da büyük ataletle sahip rüzgar türbinleri için hızlı değişen rüzgar koşullarında maksimum güç noktasına erişilememesidir. Bunun yanı sıra kontrol parametresine uygulanacak uygun adım büyüklüğünün seçimi de oldukça zordur. Eğer küçük adım büyüklüğü seçilecek olursa sistem maksimum noktaya geç erişecektir. Rüzgar hız değişimlerinin kendi doğasında hızlı olması nedeniyle bu durum göz ardı edilemez. Büyük adım büyüklüğü seçildiğinde ise maksimum nokta civarında salınım (osilasyon) artacak ve böylece sistemin verimi azalacaktır [27, 122]. Bu yöntemin bir diğer önemli eksikliği ise bir sonraki değiştirme eyleminin işaretini, gücün artması ya da azalması belirlemektedir; fakat ani bir rüzgar değişimi nedeniyle bu algoritma yanlış değiştirme işlemi uygulayabilir ve sistemi yanlış çalışma koşullarında çalışmaya zorlayabilir. Dolayısıyla sistemin verimini doğrudan kötüleştirir. Literatürde sıradan

D&G kontrol yönteminin eksikliklerini gidermek, verimliliği ve doğruluğu artırmak için yapılmış olan değişken adım büyüklüğüne sahip kontrol yöntemlerinin önerildiği çalışmalar görmek mümkündür [25, 27, 119, 121–123]. Değişken adım büyüklüğü yönteminde, adım büyüklüğü çalışma noktasına göre otomatik olarak güncellenmektedir. Eğer tepe noktasından uzak bir noktada çalışılıyor ise adım büyüklüğü artırılmalı aksi halde azaltılmalıdır. Böylece salınımlar azaltılmış ve daha kısa sürede MGNT sağlanmış olur.



BÖLÜM 4. DENETLEYİCİ TASARIMI

Bölüm 3.'te detaylı olarak verilen MGNT yöntemleri, sadece sistemden maksimum gücün alınabileceği çalışma noktası bilgisini; başka bir ifadeyle maksimum güç çekilebilmesi için sistemin çalışması gereken referans değeri vermektedir. Sistemin MGNT yöntemlerinden elde edilen referans noktaya getirilmesini sağlamak için denetleyici gereksinimi mevcuttur. Dolayısıyla referans değerin elde edilmesi kadar sistemi istenen referans noktaya getirecek olanın denetleyici olduğu düşünüldüğünde, RES'ler için denetleyici tasarımıda oldukça önemli bir çalışma alanıdır. Özellikle RES'lerin hızlı değişen dinamiği ve doğrusal olmayan yapısı kullanılacak denetleyicinin önemini daha da artırmaktadır. Bu amaçla literatürde birçok çalışma yapılmış olup Bölüm 1.1.'de özeti sunulmuştur.

KKD yöntemi, doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinden birisi olup doğrusal, doğrusal olmayan ya da çok değişkenli sistemlere uygulanabilir. Bu sebeple de birçok farklı alanda kullanıma sahiptir. Yapısal olarak sistem durum değişkenlerinden anlık bir işaret üreten kontrol kuralı ve bu kontrol kuralı kullanılarak sistemi kontrol eden bir geri besleme denetleyicisinden oluşur [124].

KKD yapısı, durum uzay modeli aşağıda verilen örnek bir sistem üzerinde açıklanmaya çalışılmıştır.

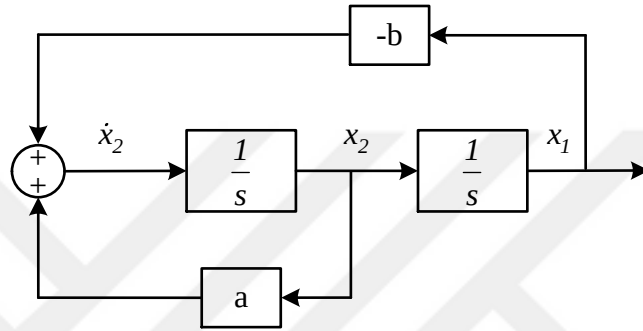
$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (4.1)$$

$$\dot{x}_2(t) = ax_2(t) + u(t) \quad (4.2)$$

x_1 ve x_2 sistemin durum değişkenleri, u ise doğrusal durum geri besleme kontrol girişidir. (4.1) ve (4.2) ile verilen sisteme ilişkin kontrol girişi ise aşağıda verildiği gibi tanımlanmıştır.

$$u(t) = -bx_1(t) \quad (4.3)$$

Örnek sisteme ilişkin kontrol blok diyagramı Şekil 4.1. ile verilebilir.

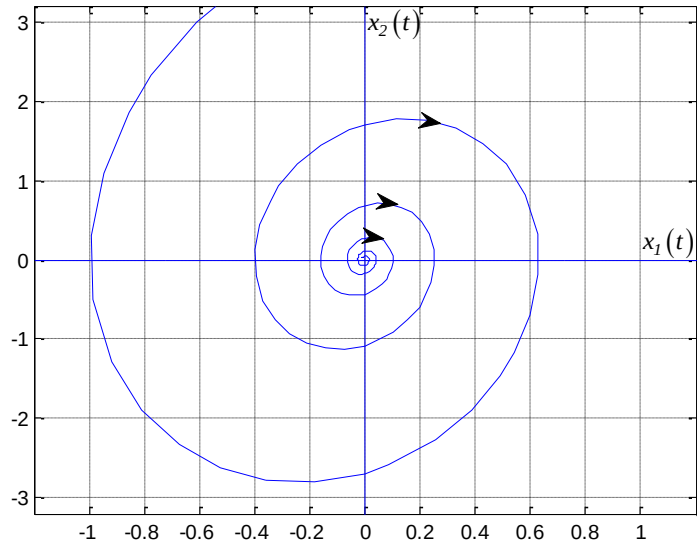


Şekil 4.1. Örnek sistem kontrol blok diyagramı

Verilen bu kapalı çevrim sisteme ilişkin özdeğerler a ve b parametreleri ile belirlenir.

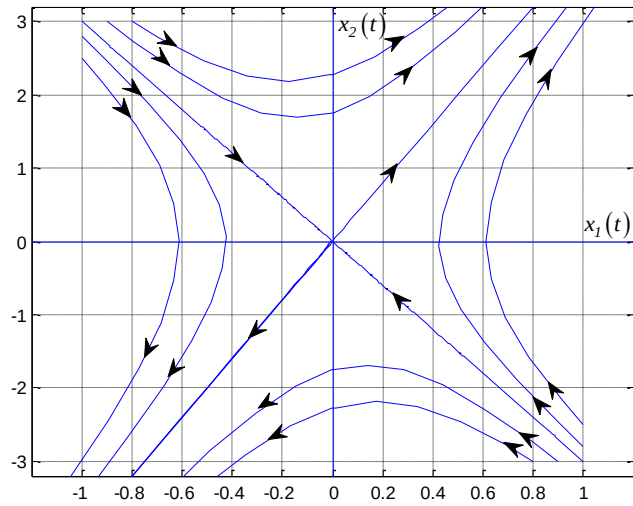
$$\lambda_{1,2} = \frac{a \pm \sqrt{a^2 - 4b}}{2} \quad (4.4)$$

Farklı b değerleri için özdeğerlerde farklı özelliklere sahip olacaktır. Örneğin durum geribesleme katsayısı $b=12$ değeri için $a=1$ olduğu varsayımı ile sisteme ilişkin özdeğerler $\lambda_{1,2} = 0,5 \pm j3,4278$ olacaktır. Bu durumda sistem durum değişkenleri faz düzleminde Şekil 4.2. ile verildiği gibi olmaktadır. Sistem durum yörüngeleri denge noktasından gittikçe uzaklaştığından sistem kararsızdır.



Şekil 4.2. $a=1$ ve $b=12$ değerleri için sistemin kontrol cevabı

Durum geribesleme katsayısı $b=-12$ değeri için sisteme ilişkin özdeğerler ise $\lambda_1 = -3$ ve $\lambda_2 = 4$ olacaktır. Bu durumda sistem durum değişkenleri faz düzleminde Şekil 4.3. ile verildiği gibi olur. Böylesi bir sistemde, sistemin kararlılığı seçilen çalışma noktasına bağlı olup oluşan bu duruma “eyer” adı verilmektedir. Sistemin orijine gitmesi yani kararlı olması, başlangıç koşullarının yalnızca sistemin kararlılık sağlayan özdeğer doğrusunda olması durumunda gerçekleşmektedir. Değişken yapıli sistem teorisi, sistemin kararlı olduğu yapının kullanılarak süreksiz bir “ b ” değeri ile sistemin kararlı olabileceğini belirtir.



Şekil 4.3. $a=1$ ve $b=-12$ değerleri için sistemin kontrol cevabı

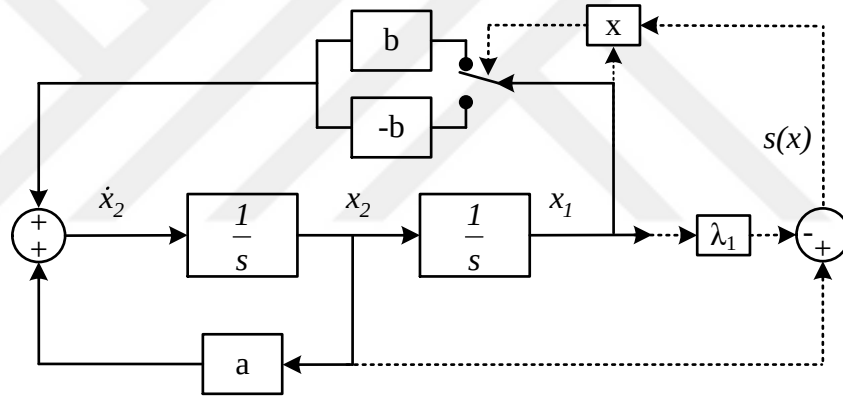
Kararlılığı sağlayan doğru denklemi aşağıda verildiği gibi tanımlanabilir.

$$s(x) = -\lambda_1 x_1(t) + x_2(t) = 3x_1(t) + x_2(t) \quad (4.5)$$

s : anahtarlama fonksiyonu olarak adlandırılır. Aşağıda verildiği gibi süreksiz bir kontrol kuralı uygulandığında sistem davranışı tamamen değişmektedir.

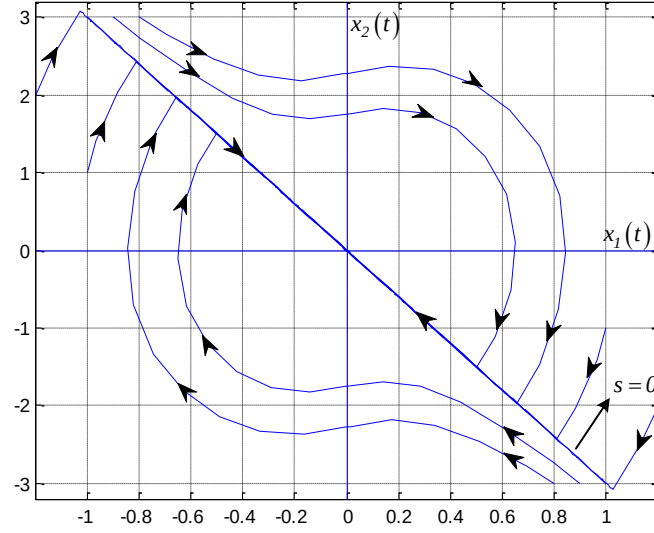
$$u(t) = \begin{cases} 12x_1(t), & s(x)x_1 > 0 \\ -12x_1(t), & s(x)x_1 < 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

(4.6) ile verilen kontrol girişinin uygulanması durumunda sistemin kontrol blok diyagramı Şekil 4.4. ile verildiği gibi olmaktadır.



Şekil 4.4. Süreksiz bir kontrol girişi uygulanması durumunda sistemin kontrol blok diyagramı

Dolayısıyla (4.6) ile verilen süreksiz kontrol girişi ile sistemin yapısı farklı iki altyapıya sahip olur. Bu sebeple değişken yapıli sistemler olarak da adlandırılmaktadır. İki farklı kontrol girişi ile Şekil 4.2. ve Şekil 4.3. ile verildiği gibi davranış sergileyen sistem, bu iki alt sistemin anahtarlama fonksiyonu ile birleştirilmesi sonucu Şekil 4.5. ile verildiği gibi bir davranış sergilemektedir.



Şekil 4.5. Süreksiz kontrol girişinin uygulanması ile sistem davranışı

Dolayısıyla durum geri besleme katsayısı $b=12$ için kararsız olan ve $b=-12$ için kararlılığı sistemin başlangıç noktasına bağlı olan durum geri besleme kontrolü, (4.5) ile verilen anahtarlama fonksiyonu ve (4.6) ile verilen süreksiz kontrol kuralının uygulanması ile sistemi başlangıç noktasından bağımsız olarak orijine gitmeye zorlamakta ve nihayetinde sistem asimptotik kararlı davranış sergileyebilmektedir. $s=0$ ile verilen doğruya kayma çizgisi, sistemin bu çizgiye herhangi bir başlangıç noktasından erişmesine ulaşma modu, kayma çizgisine ulaşan sistem durum yörüngelerinin denge noktasına gitmesine ise kayma modu adı verilmektedir.

Örnek sistem modeli ile yapılan çalışmadan anlaşılabileceği üzere KKD tasarımı, istenilen yakınsama özelliğini sağlayabilecek bir anahtarlama fonksiyonunun tanımlanması ve ardından sistem yörüngelerini seçilen kayma yüzeyine yönlendirip orada kalmasını sağlayabilecek bir kontrol kuralının türetilmesi olmak üzere iki aşamadan meydana gelmektedir. Sistem yörüngeleri kayma yüzeyine vardığında kontrol edilen sistem, parametre değişimlerine ve gürültülere karşı duyarsız olur. Bu özellik KKD'nin en önemli özelliği olup literatürde bu özelliğinden gürbüzlük (robust) diye bahsedilmektedir. Ayrıca kayma yüzeyinde hatanın türevini kullanması sebebi ile denetleyicinin derecesi, kontrol edilen sistemin derecesinden küçük olmaktadır [124]. Bunun yanı sıra KKD yöntemi diğer doğrusal olmayan kontrol yöntemlerine nazaran herhangi bir sistem için daha kolay uygulanabilme özelliği ile öne çıkmaktadır [125].

4.1. Sürekli-Zaman KKD Tabanlı Denetleyicilerin Tasarımı

Bu bölümde deney düzeneği için kullanılan denetleyicilerin sürekli-zaman tasarımı verilmektedir. Bu amaçla öncelikle sürekli zamanda klasik KKD, İKKD, ÇİKKD ve HSKKD tasarımları sunulmuştur.

4.1.1. Sürekli-zaman klasik KKD tabanlı tasarım

KKD tabanlı denetleyici tasarımlarında öncelikle kayma yüzeyinin tanımlanması gerekmektedir. Bu çalışmada kayma yüzeyi tasarımı için kontrol durum değişkenleri, YTD giriş gerilim hatası ve bunun türevi kullanılarak aşağıda verildiği gibi tanımlanmıştır.

$$\mathbf{x}_{KKD} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dc-opt} - V_{dc} \\ \frac{d(V_{dc-opt} - V_{dc})}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

YTD'ye ilişkin (2.37)-(2.38)'de verilen davranış modeli denklemleri, (4.7) denkleminde yerine yazılarak kontrol durum değişkenleri tanımlanabilir.

$$\mathbf{x}_{KKD} = \begin{bmatrix} V_{dc-opt} - V_{dc} \\ \frac{\beta V_o}{C_o R} + \frac{\beta}{LC_o} \int \bar{u} (V_o - V_{dc}) dt \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

(4.8) denkleminde x_2 durum değişkeninin elde edilmesi EK 2.'de detaylı olarak verilmiştir. Burada $\beta = \frac{V_{dc}}{V_o}$ olmak üzere yükseltici tip dönüştürücünün çevirme oranı olarak verilebilir. (4.8) denkleminin türevinin alınmasıyla denetleyici tasarımı için gerekli olan durum uzay modeli elde edilebilir.

$$\dot{\mathbf{x}}_{KKD} = \mathbf{A}_{KKD} \mathbf{x}_{KKD} + \mathbf{B}_{KKD} \bar{u}_{KKD} \quad (4.9)$$

$\mathbf{A}$ ve $\mathbf{B}$ matrisleri

$$\mathbf{A}_{KKD} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & \frac{\beta}{C_0 R} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{KKD} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\beta}{LC_0} (V_o - V_{dc}) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

olarak verilebilir. Sistem durum uzay modelinin elde edilmesinden sonra klasik KKD yönteminin kayma yüzeyi $k_1 > 0 \in R$ olmak üzere aşağıda verildiği gibi tanımlanır:

$$S_{KKD} = k_1 x_1 + x_2 = \mathbf{K}^T \mathbf{x}_{KKD} \quad (4.11)$$

$S_{KKD} = 0$, x_1 ve x_2 durum değişkenlerine ait faz ekseninde kayma doğrusu adı verilen ve $-k_1$ eğimine sahip bir doğruyu gösterir. Kayma çizgisi sistemin denge noktası olan orijinden geçer ve faz eksenini iki bölgeye ayırır. Her iki bölge sistem durumlarını kayma çizgisini izleyerek orijine gitmeye zorlayan anahtarlama durumunu belirtir. Böylelikle sistem kararlı olabilecektir ($x_1 = 0$, $x_2 = 0$). Sistem yörüngelerinin kayma yüzeyine varması için gerekli olan kontrol kuralı YTD sistem modeli için aşağıdaki gibi verilir.

$$u_{KKD} = \begin{cases} 1, & S_{KKD} > 0 \\ 0, & S_{KKD} < 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

(4.12) denklemi ile verilen ifadenin uygulanabilmesi için sonsuz anahtarlama frekansı gerektiğinden pratikte uygulanabilmesi mümkün değildir. Bu nedenle gerçek zamanlı uygulamalarda kontrol işareti histerezis modülasyon (HM) tekniği ile uygulanır [126].

$$u_{KKD} = \begin{cases} 1, & S_{KKD} > \Delta \\ 0, & S_{KKD} < -\Delta \end{cases} \quad (4.13)$$

Δ histerezis bandıdır. HM tekniğinin kullanıldığı güç dönüştürücünün kontrolünde sistemi kontrol etmek için (4.11) ve (4.13) denkleminin kullanılması yeterlidir. HM tekniğinin kullanılması oldukça basit olmasına rağmen değişken anahtarlama frekansı kullanım gereksinimi, sistem için ek bir devre kurulumu gerektirir

[127, 128]. Bu sebeple KKD'nin uygulanması için bir diğer alternatif yaklaşım sabit anahtarlama frekansının kullanıldığı darbe genişlik modülasyon (DGM) tekniğinin kullanılmasıdır. DGM tekniği kullanımında kontrol kuralının türetilmesi amacıyla değişmezlik koşulu olarak adlandırılan $\dot{S}_{KKD} = 0$ eşitliği kullanılır. (4.9) ve (4.11) denkleminde

$$\dot{S}_{KKD} = \mathbf{K}^T \dot{\mathbf{x}}_{KKD} = \mathbf{K}^T \mathbf{A}_{KKD} \mathbf{x}_{KKD} + \mathbf{K}^T \mathbf{B}_{KKD} \bar{u}_{KKD} = 0 \quad (4.14)$$

ifadesi elde edilir. Burada $\bar{u}_{KKD} = 1 - u_{KKD}$ 'e eşittir ve değeri '0' ya da '1' olarak değişmektedir. $\bar{u}_{KKD}$, lojik olarak eşdeğer kontrol kuralı olan u_{KKD} 'yi terslemektedir. (4.14) denkleminde eşdeğer kontrol kuralı çekilerek aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\bar{u}_{KKD} = -[\mathbf{K}_{KKD}^T \mathbf{B}_{KKD}]^{-1} \mathbf{K}_{KKD}^T \mathbf{A}_{KKD} \mathbf{x}_{KKD} \quad (4.15)$$

$$u_{KKD} = 1 + \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} \left(\frac{1}{RC_0} - k_I \right) \quad (4.16)$$

(4.16) denklemi kullanılan sistemin kontrolünü sağlamak amacıyla KKD yöntemi için DGM tabanlı uygulamalarda eşdeğer kontrol kuralı olarak elde edilmiştir. Eşdeğer kontrol kuralı sistemin denge noktasında kalmasını sağlamak için kullanılır. Kayma yüzeyinden denge noktasına gitmesi için ise var olma koşulu (existing condition) elde edilmelidir. Bu amaçla Lyapunov teoremi aşağıda verildiği gibi kullanılmaktadır [129]:

$$\lim_{s \rightarrow 0} S_{KKD} \dot{S}_{KKD} < 0 = \begin{cases} S_{KKD} \rightarrow 0^+, \dot{S}_{KKD} < 0 \\ S_{KKD} \rightarrow 0^-, \dot{S}_{KKD} > 0 \end{cases} \quad (4.17)$$

(4.17) denklemi ile aşağıda verildiği gibi olası iki eşitsizlik oluşturulabilir.

$$S_{KKD} \rightarrow 0^+ \text{ ve } u = 1, \dot{S}_{KKD} < 0 \Rightarrow \left(\frac{\beta I_C}{C_0} \right) \left(\frac{1}{RC_0} - k_I \right) < 0 \quad (4.18)$$

ve

$$S_{KKD} \rightarrow 0^- \text{ ve } u = 0, \dot{S}_{KKD} > 0 \Rightarrow \left(\frac{\beta I_C}{C_0} \right) \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 \right) - \frac{(V_{dc} - V_o) \beta}{LC_0} > 0 \quad (4.19)$$

(4.18) ve (4.19) denklemi birleştirilerek KKD'nin kararlılığı sağlamak için gereken var olma koşulu (existence condition) tek bir eşitlikle belirlenebilir.

$$0 < \left(k_1 - \frac{1}{RC_0} \right) LI_C < V_o - V_{dc} \quad (4.20)$$

Kayma yüzeyi katsayısı (4.20) ile belirlenen eşitsizlik sınırları içerisinde tanımlanmalıdır. Böylelikle kayma fazı gerçekleşerek sistem yörüngeleri kararlı bir denge noktasına yönlendirilecektir.

(4.16) denklemi ile elde edilen eşdeğer kontrol kuralı, sistemin erişme ya da ulaşma fazına (reaching phase) yönlendirilmesinde tek başına yeterli olmadığından buna aşağıda verilen ek bir kontrol kuralı eklenir.

$$u_{ek} = -k_{ek} \operatorname{sgn}(S_{KKD}) \quad (4.21)$$

$k_{ek} > 0$ olup ek kontrol kuralı katsayısıdır. Böylece klasik KKD yöntemine ilişkin toplam kontrol kuralı aşağıda verildiği gibi elde edilebilir.

$$u_{KKD-top} = 1 + \left(\frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} \right) \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 \right) - k_{ek} \operatorname{sgn}(S_{KKD}) \quad (4.22)$$

KKD yöntemine ilişkin denklemlerin çıkarımı detaylı olarak EK 3.'te verilmiştir.

4.1.2. Sürekli-zaman integral tipli KKD tasarımı

Pratik uygulamalarda geniş bir uygulama alanı bulan KKD yöntemi, kontrol işaretinde bulunan anahtarlama fonksiyonu nedeniyle sistem yörüngelerinde yüksek frekansta çatırtıya neden olur; ayrıca sürekli hal hatasına sahiptir [50, 130].

İstenmeyen bu çatırtıları azaltmak için kullanılan yaklaşımlardan biri kayma yüzeyinde integratör kullanımıdır [131]. Ayrıca integratör kullanımı ile birlikte sürekli hal hatası da azaltılmaktadır [71].

Bu gerekçe ile kullanılan sistem için İKKD tasarımı da yapılmıştır. İKKD'ye ilişkin kontrol durum değişkenleri ilave bir kontrol durum değişkeni ile aşağıdaki şekilde verilebilir.

$$\mathbf{x}_{IKKD} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dc-opt} - V_{dc} \\ \frac{d(V_{dc-opt} - V_{dc})}{dt} \\ \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

YTD davranış modelinin (4.23) denkleminde yerine konulması ile

$$\mathbf{x}_{IKKD} = \begin{bmatrix} V_{dc-opt} - V_{dc} \\ \frac{\beta V_o}{C_o R} + \frac{\beta}{LC_o} \int \bar{u} (V_o - V_{dc}) dt \\ \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

denklemini elde edilir. Denetleyici tasarımı için gereken İKKD durum uzay modeli ise

$$\dot{\mathbf{x}}_{IKKD} = \mathbf{A}_{IKKD} \mathbf{x}_{IKKD} + \mathbf{B}_{IKKD} \bar{u}_{IKKD} \quad (4.25)$$

denklemini ile verilebilir. Burada $\mathbf{A}_{IKKD}$ ve $\mathbf{B}_{IKKD}$ matrisleri şu şekildedir:

$$\mathbf{A}_{IKKD} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{\beta}{C_o R} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{IKKD} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\beta}{LC_o} (V_o - V_{dc}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Durum uzay modelinin elde edilmesinden sonra İKKD'ye ilişkin kayma yüzeyi kontrol durum değişkenleri cinsinden aşağıdaki gibi verilir.

$$S_{IKKD} = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3 = \mathbf{K}_{IKKD}^T \mathbf{x}_{IKKD} \quad (4.27)$$

Burada $\mathbf{K}_{IKKD}^T = [k_1 \ k_2 \ k_3]$ olup k_1, k_2, k_3 İKKD kayma yüzeyi parametreleridir ve değerleri sıfırdan büyüktür. O halde İKKD'ye ilişkin eşdeğer kontrol kuralı

$$\bar{u}_{IKKD} = -[\mathbf{K}_{IKKD}^T \mathbf{B}_{IKKD}]^{-1} \mathbf{K}_{IKKD}^T \mathbf{A}_{IKKD} \mathbf{x}_{IKKD} \quad (4.28)$$

$$= \left(\frac{1}{RC_0} - \frac{k_1}{k_2} \right) \frac{L}{(V_{dc} - V_o)} I_C + \frac{LC_0 k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc})}{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}$$

denkleminde şu şekilde elde edilebilir:

$$u_{IKKD} = 1 + \left(\frac{1}{RC_0} - \frac{k_1}{k_2} \right) \frac{L}{(V_o - V_{dc})} I_C + \frac{LC_0 k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc})}{\beta k_2 (V_o - V_{dc})} \quad (4.29)$$

DGM tekniğinin doğası gereği eşdeğer kontrol işaretinin $0 < u_{IKKD} < 1$ aralığında olduğu bilinmektedir. Dolayısıyla

$$0 < u_{IKKD} = 1 - \frac{L}{(V_o - V_{dc})} \left(\frac{k_1}{k_2} - \frac{1}{RC_0} \right) I_C + \frac{k_3}{k_2} \frac{LC_0}{\beta (V_o - V_{dc})} (V_{dc-opt} - V_{dc}) < 1 \quad (4.30)$$

aralığında olması gerekmektedir. (4.30) ile verilen eşitsizlik sistemin kayma yüzeyinde kalmasını sürdürebilmesi koşuludur. Sistemin kararlılık incelemesi için KKD tasarımıdaki benzer yaklaşımla (4.31) ile verilen eşitsizlik değerlendirilmelidir.

$$\lim_{s \rightarrow 0} S_{IKKD} \dot{S}_{IKKD} < 0 = \begin{cases} S_{IKKD} \rightarrow 0^+, \dot{S}_{IKKD} < 0 \\ S_{IKKD} \rightarrow 0^-, \dot{S}_{IKKD} > 0 \end{cases} \quad (4.31)$$

(4.31) de verilen eşitsizlik her bir koşul için ayrı olarak değerlendirildiğinde (4.32) ve (4.33) eşitsizlikleri elde edilir.

$$S_{IKKD} \rightarrow 0^+ \text{ and } u_{IKKD} = 1, \dot{S}_{IKKD} < 0 \Rightarrow \left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) < 0 \quad (4.32)$$

$$S_{IKKD} \rightarrow 0^- \text{ and } u_{IKKD} = 0, \dot{S}_{IKKD} > 0 \Rightarrow \quad (4.33)$$

$$\left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) > 0$$

(4.32) ve (4.33) eşitsizlikleri tek eşitsizlik denklemi ile birlikte yazılarak (4.34)'te verildiği gibi olacaktır.

$$0 < \left(\frac{k_1}{k_2} - \frac{1}{RC_0} \right) LI_C - \frac{k_3 LC_0 (V_{dc-opt} - V_{dc})}{\beta k_2} < (V_o - V_{dc}) \quad (4.34)$$

Dolayısıyla kayma yüzeyi katsayıları (4.34) ile verilen eşitsizliğe uygun olarak seçilmelidir. Ancak bu eşitsizlik kayma katsayılarının seçimi için yeterli detayı sunmamaktadır. Kayma modunda sistemin dinamik performansını incelemek için $S_{IKKD} = 0$ kullanılarak (4.27) denkleminin yardımıyla

$$S_{IKKD} = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3 = k_1 x_1 + k_2 \frac{dx_1}{dt} + k_3 \int x_1 dt = 0 \quad (4.35)$$

elde edilir. (4.35) denklemi düzenlenerek

$$\frac{d^2 x_1}{dt^2} + \frac{k_1}{k_2} \frac{dx_1}{dt} + \frac{k_3}{k_2} x_1 = 0 \quad (4.36)$$

elde edilir. (4.36) denklemi standart bir ikinci dereceden sistem olarak görülmektedir. O halde

$$\frac{k_1}{k_2} = 2\zeta\omega_n, \quad \frac{k_3}{k_2} = \omega_n^2 \quad (4.37)$$

olarak elde edilir. Burada ζ : sönümleme oranı, ω_n : doğal frekans olarak adlandırılır. Tasarlanan sistemin zaman sabiti $\tau_t = 1 / \zeta \omega_n$ olduğu bilindiğine göre τ açık çevrim sistemin zaman sabiti olmak üzere istenen yerleşme zamanı $t_s = \tau$ ve kritik sönümlü $\zeta = 1$ performans kriterleri için %1 kriteri ile ($t_s = 5\tau_t$) k_1 , k_2 ve k_3 parametreleri aşağıda verildiği gibi elde edilebilir.

$$\frac{k_1}{k_2} = 2\zeta\omega_n = \frac{2}{\tau_t} = \frac{2}{t_s/5} = \frac{10}{t_s} \text{ ve } \frac{k_3}{k_2} = \left(\frac{1}{\tau_t\zeta}\right)^2 = \left(\frac{1}{(t_s/5)}\right)^2 = \frac{25}{t_s^2} \quad (4.38)$$

Böylelikle (4.38) denklemini denetleyici tasarımcısına yerleşme zamanı ve sönümleme oranı gibi performans kıstaslarını kullanarak katsayıların seçimi hakkında önemli bir avantaj sunabilir. Ancak pratikte sınırlı bir DGM anahtarlama fonksiyonu kullanıldığından aşım ve yerleşme zamanı değerleri farklı olabilmektedir. Bu sebeple gerçek zamanlı uygulamalarda katsayılar için ayrıca ince ayar yapılması gerekebilir.

İKKD yöntemine ilişkin denklemlerin çıkarımı detaylı olarak EK 4.'te verilmiştir.

4.1.3. Sürekli-zaman çift integralli KKD tasarımı

İntegral tip KKD her ne kadar sürekli hal hatasını ve sistem yörüngelerinde meydana gelen çatırtıyı azaltmış olsa dahi dc-dc dönüştürücülerde DGM tabanlı uygulamalarda sürekli hal hatasını tamamen ortadan kaldıramadığı görülmüştür. Ayrıca meydana gelen sürekli hal hatasının sıkı bir şekilde anahtarlama frekansına bağlı olduğu ve anahtarlama frekansının azalması ile sürekli hal hatasının arttığı gözlemlenmiştir. Bu sebeple klasik KKD'ye bir integral katının daha ilave edilmesi ile ÇİKKD önerilmiştir [130]. Bu gerekçeyle kullanılan sistem için ÇİKKD tasarımı aşağıda verilmektedir.

ÇİKKD tasarımı için (4.23) denklemine ilave olarak yeni bir kontrol durum değişkeni daha eklenir.

$$x_4 = \iint x_1 dt \quad (4.39)$$

ÇİKKD için kayma yüzeyi ise aşağıda verildiği gibi tanımlanır.

$$S_{\dot{C}IKKD} = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3 + k_4 x_4 \quad (4.40)$$

Kayma yüzeyi katsayıları olan k_1 , k_2 , k_3 ve k_4 katsayılarının tamamı pozitiftir. KKD ve İKKD yapılarına benzer şekilde ÇİKKD için de eşdeğer kontrol kuralı aşağıda verildiği gibi türetilir.

$$u_{\dot{C}IKKD} = 1 + \left(\frac{1}{RC_0} - \frac{k_1}{k_2} \right) \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} + \frac{\left(k_3 x_1 + k_4 \int x_1 dt \right) LC_0}{\beta k_2 (V_o - V_{dc})} \quad (4.41)$$

Böylelikle DGM tabanlı olarak YTD'nin anahtarlama elemanına uygulanması gereken kontrol kuralı (4.41) denklemi ile elde edilmiştir. Elde edilen bu kontrol kuralı sistem yörüngelerini başlangıç noktasından bağımsız olarak kayma yüzeyine gitmeye zorlayacaktır. Sistemin kararlı olabilme koşulu ise (4.42) ile verilen eşitsizliğin sağlanması ile mümkündür.

$$\lim_{S_{\dot{C}IKKD} \rightarrow 0} S_{\dot{C}IKKD} \dot{S}_{\dot{C}IKKD} < 0 = \begin{cases} S_{\dot{C}IKKD} \rightarrow 0^+, \dot{S}_{\dot{C}IKKD} < 0 \\ S_{\dot{C}IKKD} \rightarrow 0^-, \dot{S}_{\dot{C}IKKD} > 0 \end{cases} \quad (4.42)$$

(4.42) ile verilen kararlılık koşulunda eşitsizliklerin ayrı ayrı değerlendirilmesi ile (4.43) ve (4.44) ile verilen eşitsizlikler elde edilir.

$$S_{\dot{C}IKKD} \rightarrow 0^+ \text{ and } u_{\dot{C}IKKD} = 1, \dot{S}_{\dot{C}IKKD} < 0 \Rightarrow \quad (4.43)$$

$$\left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) + k_4 \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt < 0$$

$$S_{\dot{C}IKKD} \rightarrow 0^- \text{ and } u_{\dot{C}IKKD} = 0, \dot{S}_{\dot{C}IKKD} > 0 \Rightarrow \quad (4.44)$$

$$\left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) + k_4 \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt > 0$$

(4.43) ve (4.44) eşitsizlikleri tek bir eşitsizlikte aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir.

$$0 < \left(\frac{k_1}{k_2} - \frac{1}{RC_0} \right) LI_C - \frac{LC_0 k_3 x_1}{\beta k_2} - \frac{LC_0 k_4 \int x_1 dt}{\beta k_2} < (V_o - V_{dc}) \quad (4.45)$$

Dolayısıyla denetleyici katsayılarının seçimi (4.45) ile verilen eşitsizliğe uygun olarak seçilmelidir. ÇİKKD'nin ayrıca sistem kayma yüzeyinde iken kararlılık incelemesi yapılması zorunludur. Bu amaçla $S_{ÇİKKD} = 0$ eşitliği kullanılarak

$$S_{ÇİKKD} = k_1 x_1 + k_2 \frac{dx_1}{dt} + k_3 \int x_1 dt + k_4 \int \left(\int x_1 dt \right) dt = 0 \quad (4.46)$$

elde edilir. (4.46) eşitliğine Laplace dönüşümü uygulanılarak

$$\left(s^3 + \frac{k_1}{k_2} s^2 + \frac{k_3}{k_2} s + \frac{k_4}{k_2} \right) X_1(s) = 0 \quad (4.47)$$

elde edilir. Routh kararlılık koşulu [132] ile aşağıda verilen eşitsizlik elde edilir.

$$k_2 k_4 < k_1 k_3 \quad (4.48)$$

Dolayısıyla (4.48) eşitsizliğinin sağlanması ile (4.47)'de verilen tüm köklerin *s*-tanım kümesinde sol yarı düzlemde olacağı garanti edilebilir. Böylelikle kararlılık temin edilmiş olur.

Bu yöntemle ilişkin katsayıların elde edilmesi için (4.47) ile verilen sistem aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir.

$$s^3 + \frac{k_1}{k_2} s^2 + \frac{k_3}{k_2} s + \frac{k_4}{k_2} = (s^2 + as + b)(s + c) \quad (4.49)$$

(4.49) denkleminde 2. dereceden denkleme ilişkin katsayıların sistemin dinamik davranışını belirlemesi sağlanabilir ve böylece İKKD yönteminde uygulandığı gibi

istenen kriterlere göre seçimi yapılabilir. $(s+c)$ bileşeni ise baskın kutupların reel bileşenine göre sanal eksenden yaklaşık 10 kat uzak seçilerek c parametresi tanımlanabilir. Bu amaçla $t_s = \tau$ ve kritik sönümlü $\zeta = 1$ performans kriterleri seçilerek (%1 kriteri) ile $(t_s = 5\tau_t)$

$$a = \frac{10}{t_s}, \quad b = \frac{25}{t_s^2} \quad (4.50)$$

olarak elde edilebilir. İkinci dereceden sisteme ait özdeğerler:

$$\lambda_{1,2} = \frac{-a \pm \sqrt{b}}{2} \quad (4.51)$$

olarak elde edilir. Dolayısıyla c parametresinin seçimi

$$c \approx 10 \text{reel} \{ \lambda_{1,2} \} \quad (4.52)$$

olarak yapılır. (4.50), (4.51) ve (4.52) ile elde edilen katsayılardan (4.49) denkleminde verilen k_1 , k_2 , k_3 ve k_4 parametreleri aşağıda verildiği gibi elde edilebilir.

$$\frac{k_1}{k_2} = a + c, \quad \frac{k_3}{k_2} = ac + b, \quad \frac{k_4}{k_2} = bc \quad (4.53)$$

Böylelikle tasarımcının istediği dinamik performansa göre kayma yüzeyi katsayıları seçilmiş olur.

ÇİKKD yöntemine ilişkin denklemlerin çıkarımı detaylı olarak EK 5.'te verilmiştir.

4.1.4. Sürekli-zaman hızlı, sonlu zamanlı kayma kipli denetleyici tasarımı

KKD tabanlı bir diğer yaklaşım, literatürde “Terminal Sliding Mode Control” olarak bilinen sonlu zamanlı kayma kipli denetleyici (SKKD) tasarımıdır. SKKD

tasarımında doğrusal kayma yüzeyi kullanımının yerine sonlu bir zamanda hatanın “0” değerine yakınsamasını garanti eden doğrusal olmayan bir kayma yüzeyi fonksiyonunu kullanılmaktadır [133]. Bunun yanısıra SKKD, klasik KKD’ye göre sistemin geçici rejimindeki performansında geliştirmektedir [134]. Ancak SKKD yaklaşımının kötü yakınsama performansı ve sistem durumlarının denge noktasından çok uzak olduğunda yeterli olmayan yakınsama hızı gibi bazı dezavantajları sebebiyle literatürde “Fast Terminal Sliding Mode Control” olarak bilinen hızlı, sonlu zamanlı kayma kipli denetleyici (HSKKD) tasarımı önerilmiştir [135]. Bu yaklaşım esasında klasik KKD ve SKKD tasarımının hibrit bir kullanımıdır ve her iki yöntemin avantajlarını birlikte sunmaktadır. Bu tez çalışmasında kullanılan YTD biriminin kontrolü için HSKKD yöntemi daha önce kullanılmış olup oldukça iyi performans gösterdiği kanıtlanmıştır [136]. HSKKD için kayma yüzeyi aşağıda verildiği gibi tanımlanmıştır [135]:

$$S_{HSKKD} = \dot{x}_I + k_I x_I + \beta_I |x_I|^\gamma \operatorname{sgn}(x_I) \quad (4.54)$$

Burada $k_I, \beta_I > 0$ eşitsizliğini sağlamalıdır. Ayrıca γ parametresi $0 < \gamma < 1$ eşitsizliğini sağlayacak şekilde tanımlanmıştır. YTD için kayma yüzeyine varma koşulunu sağlayacak kontrol kuralı aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir [137]:

$$u_{HSKKD} = \frac{1}{2}(1 + \operatorname{sign}(S_{HSKKD})) = \begin{cases} 1, & S_{HSKKD} > 0 \\ 0, & S_{HSKKD} < 0 \end{cases} \quad (4.55)$$

(4.55) eşitsizliğinde verilen kontrol kuralının uygulanabilmesi pratikte mümkün olmadığından uygulanabilir kontrol kuralı histerezis bandı ile aşağıda verildiği gibi tanımlanabilir:

$$u_{HSKKD} = \begin{cases} 1, & S_{HSKKD} > \Delta \\ 0, & S_{HSKKD} < -\Delta \end{cases} \quad (4.56)$$

Δ daha önce tanımlandığı üzere histerezis bandını göstermektedir. (4.56) ile verilen kontrol kuralı sistemin herhangi bir başlangıç noktasından kayma yüzeyine varmasını

sağlamaktadır [138]. Sistem durum değişkenlerinin kayma yüzeyinde kalmasını sağlamak için ise Lyapunov'un ikinci yönteminden türetilen var olma koşulu aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir [129]:

$$\lim_{S_{HSKKD} \rightarrow 0} S_{HSKKD} \dot{S}_{HSKKD} < 0 = \begin{cases} S_{HSKKD} \rightarrow 0^+, \dot{S}_{HSKKD} < 0 \\ S_{HSKKD} \rightarrow 0^-, \dot{S}_{HSKKD} > 0 \end{cases} \quad (4.57)$$

$\dot{S}_{HSKKD}$, S_{HSKKD} 'nin zamana bağlı türevi olup (4.54) denkleminde aşağıda verildiği gibi elde edilebilir [135, 138]:

$$\dot{S}_{HSKKD} = \ddot{x}_1 + k_1 \dot{x}_1 + \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \dot{x}_1 \quad (4.58)$$

(2.37) ve (2.38) denklemlerini kullanarak (4.57) ile verilen iki koşul aşağıda verildiği gibi elde edilir:

$$S_{HSKKD} \rightarrow 0^+, \text{ ve } u = 1, \rightarrow \dot{S}_{HSKKD} < 0 \rightarrow \frac{\beta I_C}{C_0} \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 - \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \right) < 0 \quad (4.59)$$

$$S_{HSKKD} \rightarrow 0^-, \text{ ve } u = 0, \rightarrow \dot{S}_{HSKKD} > 0 \rightarrow \frac{\beta I_C}{C_0} \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 - \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \right) + \frac{\beta(V_o - V_{dc})}{LC_0} > 0 \quad (4.60)$$

(4.59) ve (4.60) ile verilen eşitsizlikler aşağıda verildiği gibi birlikte yazılabilir.

$$0 < \left(k_1 + \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} - \frac{1}{RC_0} \right) LI_C < V_o - V_{dc} \quad (4.61)$$

(4.61) ile verilen eşitsizliğin sağlanması ile kararlılık sağlanır. HSKKD tasarımında $\dot{S}_{HSKKD} = 0$ eşitliğinden ise kontrol işareti (4.62) denkleminde verildiği gibi elde edilir.

$$u_{HSKKD} = 1 + \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} \left(\beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} + k_1 - \frac{1}{RC_0} \right) \quad (4.62)$$

(4.62) ile verilen kontrol kuralı sistemin kayma yüzeyine yönlendirilmesinde tek başına yeterli olmadığından buna aşağıda verilen ek bir kontrol kuralı eklenir.

$$u_{ek-HSKKD} = -K_{ek-HSKKD} \operatorname{sgn}(S_{HSKKD}) \quad (4.63)$$

Böylece HSKKD için toplam kontrol kuralı (4.64) denkleminde verildiği gibi olacaktır.

$$u_{top-HSKKD} = 1 + \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} \left(\beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} + k_1 - \frac{1}{RC_0} \right) - K_{ek-HSKKD} \operatorname{sgn}(S_{HSKKD}) \quad (4.64)$$

HSKKD yöntemine ilişkin denklemlerin çıkarımı detaylı olarak EK 6.'te verilmiştir.

4.2. Ayrık-Zaman KKD Tabanlı Denetleyici Tasarımı

Gerçek zamanlı uygulamalarda tasarlanan denetleyicilerin fiziksel bir sisteme uygulanabilmesi bilgisayarlar, mikroişlemciler vb. sayısal işlemciler kullanılarak yapılmaktadır. Dolayısıyla gerçek zamanlı uygulamaların benzetim programında olduğu gibi çok yüksek frekansta yapılabilmesi mümkün değildir. Bilindiği gibi sayısal işlemci tabanlı kontrol uygulamalarında genel olarak uygun bir örnekleme periyodu T_s ile gerekli sistem durum değişkenleri ölçülür. Ardından kontrol algoritması koşturularak sisteme uygulanacak kontrol işareti hesaplanır. Bu çalışmada kontrol işareti anahtarlama elemanına DGM modülü üzerinden uygulanmaktadır. DGM mimarisi gereğince yeni kontrol büyüklüğü bir sonraki DGM periyodunda geçerli olacaktır. Dolayısıyla sisteme DGM periyodu (T_{DGM}) kadar bir gecikme getirecektir.

AKKD tasarımı; yapısal olarak sürekli-zaman denetleyici tasarımına benzer olsa da sürekli-zaman tasarıma nazaran bir takım farklılıklar mevcuttur. Sürekli-zaman KKD tabanlı tasarımlarda anahtarlama işleminin sonsuz frekansta yapılabildiği kabul

edildiğinden sistem durum yörüngelerinin anahtarlama yüzeyinde kalabildiği ve nihayetinde kararlı bir denge noktasında kayma modunu gerçekleştirdiği kabul edilmektedir. Ancak AKKD tabanlı tasarımlarda tasarım, örnekleme frekansı ile sınırlandırılmaktadır. Dolayısıyla ayırık-zaman tasarımı sistem durum yörüngeleri kayma yüzeyinde kalamaz. Bunu ancak bir bant ile sınırlı zig-zag hareketi ile sağlayabilir. Kayma modunda zig-zag hareketlerini devam ettirir ve nihayetinde denge noktası civarında zig-zag hareketi stabil kalır [139–141].

AKKD tasarımında; sürekli zamanda olduğu gibi öncelikle faz düzleminde herhangi bir başlangıç noktasından harekete geçen sistem yörüngeleri, kayma yüzeyine yönelmeli ve sonlu bir zamanda kayma yüzeyinden geçmelidir. Akabinde sürekli zaman tasarımından farklı olarak anahtarlama frekansının sınırlı olması sebebiyle kayma yüzeyi etrafında yaptığı zig-zag hareketinin bir bant içerisinde kalması ve genliğinin artmaması beklenir. Her örnekleme anında tekrar kayma yüzeyinden geçerek denge noktasına doğru yönelmeli ve denge noktası civarında kalmalıdır [139].

Ayrık zamanlı denetleyici tasarımı için iki farklı yaklaşım öne çıkmaktadır: Birincisi, sürekli zaman KKD tasarım yöntemini takip ederek mevcut KKD tasarımlarının ayırıklaştırılması şeklinde olup literatürde erişim kuralı tabanlı AKKD olarak adlandırılmaktadır [142]. Bu yaklaşımda anahtarlama terimi mevcut olduğundan çatırtı problemi mevcuttur. Diğer yaklaşım ise ayırık-zamanlı sistemler için eşdeğer kontrol tabanlı tasarımlardır ve eşdeğer kontrol tabanlı AKKD diye adlandırılır [142]. Hangi yaklaşım uygulanırsa uygulansın ayırık zamanlı tasarımda asıl amaç kayma hareketi için küçük sınırlı bir zig-zag bandının sağlanmasıdır [142].

Bu bölümde ilk olarak literatürde mevcut olan çeşitli ayırık zaman yaklaşım kuralları tanıtılmış daha sonra literatüre yeni kazandırılmış [142] ve henüz herhangi bir fiziksel sisteme uygulanmamış olan yeni bir yaklaşım kuralı tanıtılacaktır.

Bozucu girişi ile birlikte tanımlanmış n . dereceden m girişli sürekli zamanlı bir sistem aşağıda verildiği gibi tanımlanabilir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_g u(t) + B_b f(t) \quad (4.65)$$

Burada $A \in R^{n \times n}$ durum matrisi, $B_g \in R^{n \times m}$ kontrol matrisi, ve $B_b \in R^{n \times m}$ bozucu katsayı matrisidir. $x(t) \in R^n$ durum değişkenleri matrisi, $u(t) \in R^m$ kontrol girişi, $f(t) \in R^m$ ise bozucu ve sistemdeki belirsizlikleri temsil etmektedir. Kontrol girişinin bir örnekleyci-tutucu (Zero Order Hold, ZOH) ile T_s örnekleme periyodu olmak üzere $[T_s k \quad T_s(k+1)]$ zaman aralığında ayrıklaştırıldığı varsayımıyla (4.65) ile verilen sürekli zaman ifadenin ayrık-zamanlı formu aşağıda verilmektedir [143].

$$x(k+1) = Gx(k) + \Gamma u(k) + d(k) \quad (4.66)$$

$$(4.66) \text{ ile verilen denklemde } d(k) = \int_0^{T_s} e^{T_s \tau} B_b f((k+1)T_s - \tau) d\tau, \quad \Gamma = \int_0^{T_s} e^{A\tau} d\tau B_g$$

$G = e^{AT_s}$ olarak verilir. (4.66) ile verilen ayrık-zaman sistem matrisleri “Büyük O” gösterimi yardımıyla ifade edilebilir. “Büyük O” gösterimi, bir fonksiyonun büyümesinin asimptotik üst sınırının başka bir fonksiyon cinsinden tanımlanmasıdır. 1892 yılında Alman Paul Bachmann tarafından ilk olarak kullanılmıştır. Matematikte kırılmış bir sonsuz serinin kalan terimini karakterize etmek için kullanılır. Bu gösterimin özellikleri EK 1.’de verilmiştir. Bu kullanımda (4.66) ile verilen ayrık-zaman sistem matrisi aşağıda verilen özelliklere sahiptir [142].

- $G = I + AT_s + \frac{A^2 T_s^2}{2!} + \dots = I + O(T_s)$
- $\Gamma = B_g T_s + \frac{AB_g T_s^2}{2!} + \dots = O(T_s)$
- $d(k) = O(T_s)$
- Bozucu girişin değişim oranı $\delta(k) = d(k) + d(k-1) = O(T_s^2)$

Ayrık zaman KKD kuralı tasarımı için ayrık zaman kayma yüzeyi genellikle aşağıda verildiği gibi seçilir [144].

$$S(k) = Cx(k) \quad (4.67)$$

Burada $S(k) \in R^m$ ve C rankı m olan sabit matristir. Amaç sistem yörüngelerini $S(k) = 0$ kayma doğrusuna yönlendirmek ve her örnekleme anında tekrar kayma yüzeyinden geçerek kayma doğrusunda kalmasını sağlamaktır. (4.67) eşitliğinde C matrisinin seçimi önemlidir. Çünkü C matrisi kapalı çevrim sistemin performansını belirler ve (4.68) ile aşağıda verilen eşitsizliği sağlamalıdır.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \|x(k)\| \leq O(T_s) \quad (4.68)$$

Ayrık zaman eşdeğer kontrol kuralı, (4.66) ve (4.67) denkleminin kullanılmasıyla $S(k+1) = 0$ için çözülerek aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir.

$$u(k) = -(C\Gamma)^{-1}C[Gx(k) + d(k)] \quad (4.69)$$

(4.69) denkleminde görülebileceği üzere C matrisi $C\Gamma$ tersinir matris olacak şekilde ve kapalı çevrim sistemin istenen performansı temin edebilecek şekilde seçilmesi gerekir. $d(k)$ bilgisi mevcut olmadığından bozucu, gecikme kestirim yöntemi kullanılarak kestirilebilir [142].

$$\hat{d}(k) = x(k) - Gx(k-1) - \Gamma u(k-1) = d(k-1) \quad (4.70)$$

Dolayısıyla gerçekleştirilebilir eşdeğer kontrol kuralı (4.71) denkleminde verildiği gibi tekrar yazılabilir.

$$u(k) = -(C\Gamma)^{-1}C[Gx(k) + d(k-1)] \quad (4.71)$$

(4.66) denkleminde (4.71) ile elde edilen kontrol kuralı yerine yazıldığında

$$x(k+1) = Gx(k) + \Gamma \left(-(C\Gamma)^{-1}C[Gx(k) + \hat{d}(k)] \right) + d(k)$$

$$\begin{aligned}
 x(k+1) &= Gx(k) - \Gamma(C\Gamma)^{-1}CGx(k) - \Gamma(C\Gamma)^{-1}C\hat{d}(k) + d(k) \\
 x(k+1) &= (G - \Gamma(C\Gamma)^{-1}CG)x(k) - (\Gamma(C\Gamma)^{-1}C)d(k-1) + d(k)
 \end{aligned} \tag{4.72}$$

denklemini elde edilir. Burada $(G - \Gamma(C\Gamma)^{-1}CG)$ matrisi kontrol kuralının uygulanması ile sistem dinamiğini belirleyen katsayı matrisi olacaktır. Bu matrisin z düzleminde birim çemberde m tane sıfır özdeğeri ve $n-m$ tane sıfırdan farklı özdeğeri mevcuttur [143].

Büyük O gösterimi 4. özelliği ve C matrisine bağlı olarak, δ^* ; bozucu üst sınırı olmak üzere aşağıda verilen varsayım yapılabilir.

$$|C\delta(k)| \leq \delta^* \tag{4.73}$$

Bu varsayımın bozucu değişim oranının sınırlı olması durumunda sağlandığı kanıtlanmıştır [145].

Erişim kuralı tabanlı AKKD ilk olarak Gao tarafından $\varepsilon > 0$, $q > 0$ ve $0 < 1 - qT_s < 1$ olmak üzere aşağıda verildiği gibi tasarlanmıştır [139].

$$S(k+1) = S(k) - qT_s S(k) - \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(S(k)) \tag{4.74}$$

Bu erişim kuralı kullanıldığında sistem yörüngeleri 2Δ bant genişliğine sahip banda girecek ve sonsuza dek orada kalacaktır ($|S(k)| \leq \Delta$) [142]. Δ 'nın seçimi kayma hareketinin doğruluğunu belirleyeceğinden oldukça önemlidir ve aşağıda verilen ifade ile belirlenir [139]:

$$\Delta = \frac{\varepsilon T_s}{1 - qT_s} \tag{4.75}$$

Kontrol işareti elde etmek için (4.67) denklemini

$$S(k+1) = Cx(k+1) \quad (4.76)$$

olarak yazılabilir. (4.66) denklemini (4.76)'da yerine konulduğunda

$$S(k+1) = C[Gx(k) + \Gamma u(k) + d(k)] = CGx(k) + C\Gamma u(k) + Cd(k) \quad (4.77)$$

elde edilebilir. (4.74) ve (4.77) denklemleri eşitlenerek kontrol işareti aşağıda verildiği gibi çekilebilir.

$$u(k) = -(C\Gamma)^{-1} [CGx(k) - (1 - qT_s)S(k) + \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(S(k)) + Cd(k)] \quad (4.78)$$

$d(k)$ bilgisi mevcut olmadığından bozucu; gecikme kestirim yöntemi kullanılarak kestirilebilir [142].

$$\hat{d}(k) = x(k) - Gx(k-1) - \Gamma u(k-1) = d(k-1) \quad (4.79)$$

Böylece gerçekleştirilebilir kontrol girişi

$$u(k) = -(C\Gamma)^{-1} [CGx(k) - (1 - qT_s)s(k) + \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k)) + C\hat{d}(k)] \quad (4.80)$$

olarak elde edilir. Böylesi bir kontrol işareti kullanılarak (4.66) ve (4.76) denklemleri yardımıyla

$$\begin{aligned} s(k+1) &= C \left(Gx(k) + \Gamma \left(-(C\Gamma)^{-1} \left[CGx(k) - (1 - qT_s)s(k) + \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k)) + C\hat{d}(k) \right] \right) + d(k) \right) \\ &= CGx(k) - \left[CGx(k) - (1 - qT_s)s(k) + \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k)) + C\hat{d}(k) \right] + Cd(k) \\ &= (1 - qT_s)s(k) - \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k)) - C\hat{d}(k) + Cd(k) \\ &= (1 - qT_s)s(k) - \varepsilon T_s \operatorname{sgn}(s(k)) + C\delta(k) \end{aligned}$$

denklemini elde edilebilir. Dolayısıyla $s(k)$ sonlu bir zamanda aşağıda belirlenen bölgeye girecek ve sonsuza dek orada kalabilecektir [142].

$$\{s(k): |s(k)| \leq \varepsilon T_s + \delta^* = O(T_s)\} \quad (4.81)$$

Bu yaklaşımın pratikte en önemli dezavantajı, anahtarlama fonksiyonundan ($\text{sgn}(s(k))$) kaynaklanan çattırtıdır. Bunun yanı sıra (4.80) ile verilen kontrol kuralından görüleceği üzere anahtarlama fonksiyonunun ya da çattırtı genliğinin $(C\Gamma)^{-1} \varepsilon T_s$ genliğine sahip kazancının olmasıdır. $C\Gamma$ 'nin Büyük O derecesi $O(T_s)$ olduğundan $(C\Gamma)^{-1} \varepsilon T_s$ 'e ait Büyük O derecesi $O(1)$ olacaktır.

AKKD tasarımı önerilen bir başka yaklaşım ise çattırtı probleminden kurtulmak için $s(k+1)=0 \rightarrow Cx(k+1)=0$ çözümü ile elde edilen eşdeğer kontrol tabanlı AKKD kontrol kuralının türetilmesidir [144].

$$u(k) = -(C\Gamma)^{-1} [CGx(k) + C\hat{d}(k)] \quad (4.82)$$

Kayma modunun dinamik davranışı (4.82) ile verilen kontrol kuralı için aşağıda verildiği gibidir.

$$s(k+1) = Cx(k+1) = CGx(k) + C\Gamma u(k) + C\hat{d}(k) \quad (4.83)$$

(4.82) ile verilen kontrol kuralı (4.83) denkleminde yerine konulduğunda

$$s(k+1) = C[d(k) - \hat{d}(k)] = C\delta(k) \quad (4.84)$$

denklemini elde edilir. (4.73) varsayımı hesaba katılarak kayma yüzeyi de aşağıda verilen bölge ile sınırlı olacaktır.

$$|s(k)| \leq \delta^* = O(T_s^2) \quad (4.85)$$

Erişim-kuralı tabanlı yaklaşıma nazaran eşdeğer-kontrol tabanlı yaklaşımın Büyük O derecesi daha büyük olduğundan ((4.81) ve (4.85) denklemlerinden) band genişliği azalmış ve dolayısıyla doğruluğu artmıştır; fakat (4.82) denkleminde verilen kontrol kuralının Büyük O derecesi: $(CG) = O(1)$ ve $C\hat{d}(k) = Cd(k-1) = O(T_s)$ olduğundan $O(T_s^{-1})$ olacaktır. Bu durumda T_s yeterince küçük seçilirse eşdeğer-kontrol tabanlı AKKD'nin çok büyük kontrol işareti gereksinimi ortaya çıkar.

4.2.1. Çatırtı olmayan AKKD tabanlı tasarım

Bir önceki bölümde hem erişim kuralı tabanlı hem de eşdeğer kontrol tabanlı AKKD tasarım önerileri verilmiş, avantajları ve dezavantajları ortaya konulmuştur. AKKD tasarımından beklenen, hem küçük bir kayma bandını sağlaması hem de çatırtı etkisinin ortadan kaldırılmasıdır. Bunun için çatırtının olmadığı ve küçük bir kayma bandına sahip yeni bir AKKD tasarımı sunulmuştur [142]. RES'ler için daha önce uygulanmamış olan bu denetleyici tasarımı aşağıda detaylı olarak anlatılmaktadır.

Önerilen kayma yüzeyi tasarımı aşağıda verildiği gibidir.

$$s(k+1) = s(k) - q_1 T_s s(k) - q_2 T_s \text{sig}^a(s(k)) + C\delta(k) \quad (4.86)$$

Burada $\text{sig}^a(s(k)) = \text{sgn}(s(k))|s(k)|^\alpha$; sürekli bir fonksiyon olup kayma yüzeyi parametreleri $0 < q_1 T_s < 1$, $0 < q_2 T_s < 1$, $0 < \alpha < 1$ eşitsizlikleri ile belirtilen sınırlar arasındadır. Daha önce [135] çalışmasında sürekli-zaman denetleyici tasarımında kullanılan $\text{sig}^a(s(k))$ ifadesi ilk defa ayrık-zaman KKD tabanlı denetleyici tasarımında [142] çalışması ile kullanılarak denetleyici tasarımında yenilik yapılmıştır.

(4.77) denklemi, (4.86) denklemi ile eşitlenerek kontrol işareti (4.87) ile verildiği gibi elde edilebilir.

$$s(k+1) = C[Gx(k) + \Gamma u(k) + d(k)] = s(k) - q_1 T_s s(k) - q_2 T_s \operatorname{sig}^a(s(k)) + C\delta(k)$$

$$CGx(k) + C\Gamma u(k) + Cd(k) = s(k) - q_1 T_s s(k) - q_2 T_s \operatorname{sig}^a(s(k)) + C\delta(k)$$

$$C\Gamma u(k) = s(k) - q_1 T_s s(k) - q_2 T_s \operatorname{sig}^a(s(k)) + C\delta(k) - Cd(k) - CGx(k)$$

$$u(k) = -(C\Gamma)^{-1} \left[q_1 T_s s(k) + q_2 T_s \operatorname{sig}^a(s(k)) - s(k) + Cd(k) + CGx(k) \right] \quad (4.87)$$

Bu denetleyici tasarımı ile sistem herhangi bir başlangıç noktasından sonlu zamanda Ω ile belirlenen bant içerisine girecektir.

$$\Omega = \{s(k) : |s(k)| \leq \rho\} \quad (4.88)$$

ρ parametresi $\psi(a) = 1 + a^{\frac{a}{1-a}} - a^{\frac{1}{1-a}}$ olmak üzere aşağıda verildiği gibi tanımlanır.

$$\rho = \psi(a) \max \left\{ \left(\frac{\delta^*}{q_2 T_s} \right)^{\frac{1}{a}}, \left(\frac{q_2 T_s}{1 - q_1 T_s} \right)^{\frac{1}{1-a}} \right\} \quad (4.89)$$

Kayma modu sınırı ρ parametresi ile belirlenir. Küçük bir kayma bandı elde ederek sistem doğruluğunu artırmak için (4.89) denkleminde α parametresinin seçimi önemlidir. $\alpha = 1/2$ seçilmesi durumunda $1/a = 1/(1-a) = 2$ olacaktır. Bu durumda ρ parametresine ilişkin Büyük O; T_s^2 olacaktır ($\rho = O(T_s^2)$). Böylelikle önerilen tasarım, Bölüm 4.2.'de detaylı olarak tasarım incelemesi yapılan eşdeğer kontrol tabanlı AKKD ile aynı doğruluğa sahip olabilmektedir. Bunun yanı sıra (4.87) ile önerilen yeni kontrol kuralının kullanılması ile

$CGx(k) - s(k) = C(G - I)x(k)$ olacağından kontrol kuralının Büyük O'su "1" olacaktır ki böylece çok büyük kontrol girişi gereksinimi ortadan kalkmış olacaktır. Ayrıca anahtarlama terimi olmadığından kontrol işaretinde çatırtı meydana gelmeyecektir.

Bu tasarım İKKD tabanlı sistem modeline uyarlanarak RES'e uygulanmıştır. İKKD için sürekli zaman durum değişkenleri aşağıda verilmiştir.

$$\mathbf{x}_{IKKD} = \begin{bmatrix} V_{dc-opt} - \beta V_o \\ \frac{\beta V_o}{C_o R} + \frac{\beta}{LC_o} \int \bar{u} (V_o - V_{dc}) dt \\ \int (V_{dc-opt} - \beta V_o) dt \end{bmatrix} \quad (4.90)$$

Denetleyici tasarımı için gereken İKKD durum uzay modeli ise

$$\dot{\mathbf{x}}_{IKKD} = \mathbf{A}_{IKKD} \mathbf{x}_{IKKD} + \mathbf{B}_{IKKD} \bar{u}_{IKKD} \quad (4.91)$$

denklemleri ile verilebilir. Burada $\mathbf{A}_{IKKD}$ ve $\mathbf{B}_{IKKD}$ matrisleri şu şekildedir:

$$\mathbf{A}_{IKKD} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{\beta}{C_o R} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{IKKD} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\beta}{LC_o} (V_o - V_{dc}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.92)$$

Bu sisteme ilişkin ayrıklaştırma işlemi ZOH kullanılarak yapılabilir. ZOH ile ayrıklaştırmada

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{\Gamma}\bar{u}(k) \quad (4.93)$$

ile verilen sistem için $\mathbf{G}$ ve $\mathbf{\Gamma}$ matrisleri (4.94) denkleminde verildiği gibidir.

$$G = e^{AT_s} = I + AT_s + \frac{A^2 T_s^2}{2!} + \frac{A^3 T_s^3}{3!} + \dots + \frac{A^n T_s^n}{n!} \quad (4.94)$$

$$\Gamma = \int_0^{T_s} e^{A\tau} d\tau B = \left(\frac{1}{A} e^{A\tau} \Big|_0^{T_s} \right) = A^{-1} (e^{AT_s} - I) B$$

Bölüm 4.2.'de verilen denklem formatına uygun olarak

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{\Gamma}\bar{u}(k) + \hat{\mathbf{d}}(k) \quad (4.95)$$

şeklinde yazılabilir. Ayrık-zaman için kullanılan kayma yüzeyi fonksiyonunun

$$s(k) = C\mathbf{x}(k) \quad (4.96)$$

olduğu bilindiğine göre kullanılan sistem için kayma yüzeyi

$$s(k) = C\mathbf{x}(k) \quad (4.97)$$

denkleminde verildiği gibidir. Kontrol işaretini elde etmek için

$$s(k+1) = C\mathbf{x}(k+1) \quad (4.98)$$

eşitliği kullanılır. Önerilen tasarım

$$s(k+1) = s(k) - q_1 T_s s(k) - q_2 T_s s i g^a(s(k)) + C\delta(k) \quad (4.99)$$

olduğuna göre kontrol işareti

$$u(k) = -(C\mathbf{\Gamma})^{-1} \left[q_1 T_s s(k) + q_2 T_s s i g^a(s(k)) - s(k) + C\hat{\mathbf{d}}(k) + C\mathbf{G}\mathbf{x}(k) \right] \quad (4.100)$$

olacaktır. (4.100) ile verilen kontrol kuralı (4.95)'da yerine konularak

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{G}\mathbf{x}(k) + \mathbf{F} \left(-(\mathbf{C}\mathbf{F})^{-1} \left[q_1 T_s s(k) + q_2 T_s \operatorname{sig}^a(s(k)) - s(k) + \mathbf{C}\hat{\mathbf{d}}(k) + \mathbf{C}\mathbf{G}\mathbf{x}(k) \right] \right) + \hat{\mathbf{d}}(k)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) = & \left(\mathbf{G} - \mathbf{F}(\mathbf{C}\mathbf{F})^{-1} \mathbf{C}\mathbf{G} \right) \mathbf{x}(k) - \\ & \mathbf{F}(\mathbf{C}\mathbf{F})^{-1} \left[q_1 T_s s(k) + q_2 T_s \operatorname{sig}^a(s(k)) - s(k) + \mathbf{C}\hat{\mathbf{d}}(k) \right] + \hat{\mathbf{d}}(k) \end{aligned} \quad (4.101)$$

denklemini elde edilir. Dolayısıyla sistem dinamiğini belirleyen katsayı matrisi (4.72) denkleminde olduğu gibi $\left(\mathbf{G} - \mathbf{F}(\mathbf{C}\mathbf{F})^{-1} \mathbf{C}\mathbf{G} \right)$ olacaktır. Kontrol edilen sistem üçüncü dereceden tek girişli sistem olduğundan $\left(\mathbf{G} - \mathbf{F}(\mathbf{C}\mathbf{F})^{-1} \mathbf{C}\mathbf{G} \right)$ matrisinin z-düzleminde birim çemberde $m=1$ özdeğeri sifıra eşittir. $n-m=3-1=2$ tane özdeğeri ise sıfırdan farklı olacaktır. $\left(\mathbf{G} - \mathbf{F}(\mathbf{C}\mathbf{F})^{-1} \mathbf{C}\mathbf{G} \right)$ matrisinin özdeğerleri kapalı çevrim sistemin performansını belirleyeceğinden sıfırdan farklı özdeğerler istenen performansı sağlayacak şekilde seçilmelidir. $\left(\mathbf{G} - \mathbf{F}(\mathbf{C}\mathbf{F})^{-1} \mathbf{C}\mathbf{G} \right)$ matrisinde tek bilinmeyen olan $\mathbf{C}$ matrisi, istenen özdeğerlerin kutup atama yöntemiyle belirlenmesi ile hesaplanabilir. Bu amaçla τ açık çevrim sistemin zaman sabiti olmak üzere $t_s = \tau$ ve kritik sönümlü $\zeta = 1$ performans kriterleri seçilerek %1 kriteri ile $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$ denkleminden istenen sürekli zaman sistem kutupları elde edilir. İstenilen sistem performansına göre elde edilen sistem kutuplarından örnekleme periyodu kullanılarak $z_1 = e^{s_1 T_s}$ ve $z_2 = e^{s_2 T_s}$ eşitlikleri ile ayrık zaman istenen sistem kutupları elde edilir. Bu kutupların sisteme kutup atama yöntemi kullanılarak yerleştirilmesiyle $\mathbf{C}$ matrisi belirlenir.

BÖLÜM 5. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Rüzgar enerji sistemlerini modellemek için PSCAD, Matlab, PowerSim vb. birçok alternatif program kullanılmaktadır. Bu kullanımlar tasarımcıya maliyet, zaman, güvenlik vb. birçok avantaj sağlayabilmektedir. Gerçek zamanlı çalışmalar yapılmadan önce bir benzetim programının kullanılması, tasarımcıya sistem hakkında birçok ön bilgi sağlayabilmektedir. Bu amaçla tezde kullanılan rüzgar enerji sisteminin Matlab/Simulink ortamında benzetim modeli kurularak önceki kısımda tasarlanan denetleyicilerin performansı karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir.

5.1. Benzetim Modelinin Oluşturulması

Bölüm 4.1.1., 4.1.2., 4.1.3. ve 4.1.4.'te tasarımları verilen denetleyicilerin kullanılan MGNT yöntemleri ile performanslarının değerlendirilmesi için RES modeli Matlab/Simulink kullanılarak Şekil 5.1.'de verildiği gibi oluşturulmuştur. Şekil 5.2. ve Şekil 5.3. ile sırasıyla rüzgar türbini ve kontrollü dc-dc yükseltici tip dönüştürücü blokları verilmektedir. V_{dc-opt} ile gösterilen blok, kullanılan MGNT yönteminden maksimum güç noktası için gerekli olan doğrultucu çıkışı optimal dc gerilim değerini vermektedir. 6 m/s ile 12 m/s arasındaki her rüzgar hızı için optimal dc gerilim değeri açık çevrim benzetim çalışmaları ile elde edilmiş olup bir tabloda kaydedilmiştir. Modelde kullanılan rüzgar türbini, doğrultucu, generatör ve yükseltici tip dc-dc dönüştürücüye ilişkin parametreler Tablo 5.1., Tablo 5.2., Tablo 5.3. ve Tablo 5.4. ile verilmiştir.

Kullanılan modellere ilişkin matematiksel denklemler Bölüm 2.'de verilmiştir. Rüzgar hızına göre MGNT yönteminden alınan referans V_{dc-opt} değeri denetleyiciye gönderilerek sistemin istenen bu referans değerine getirilmesi sağlanarak MGNT temin edilmiş olur. Kullanılan rüzgar türbini karakteristiği Şekil 5.4.'te verilmiştir.

Tablo 5.1. Kullanılan rüzgar türbini parametreleri

Nominal mekanik çıkış gücü (kW)	2,2
Nominal rüzgar hızı (metre/saniye)	12
Nominal şaft hızı (devir/dakika)	1,435
Nominal rüzgar hızında maksimum güç pu değeri	1
Nominal elektriksel güç (kW)	2,2

Tablo 5.2. Kullanılan generatör model parametreleri

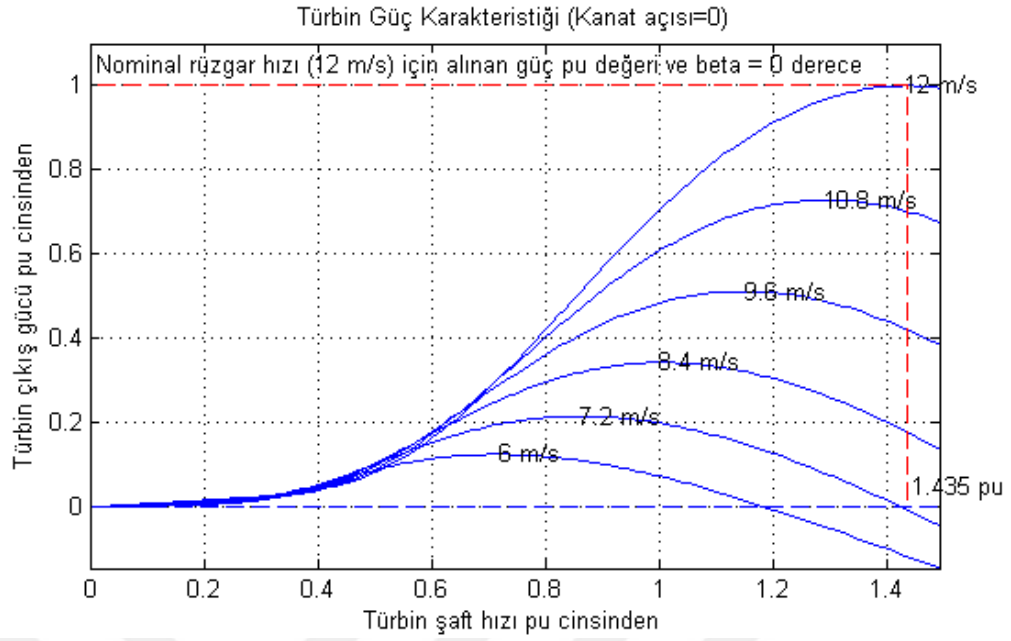
Stator direnci (ohm)	5
Stator endüktansı L_d , L_q (mH)	16, 13
Gerilim sabiti ($V_{f-p-p}/krpm$)	842
Eylemsizlik momenti ($kg.m^2$)	0,013
Sürtünme katsayısı (N.m.s)	0,0425
Çift kutup sayısı	8

Tablo 5.3. Doğrultucuya ilişkin parametreler

Doğrultucu snubber direnci (ohm)	5
Doğrultucu snubber kapasite değeri (F)	1e-7
Doğrultucu T_{on} direnci (ohm)	1e-5
Doğrultucu T_{on} endüktansı (H)	0

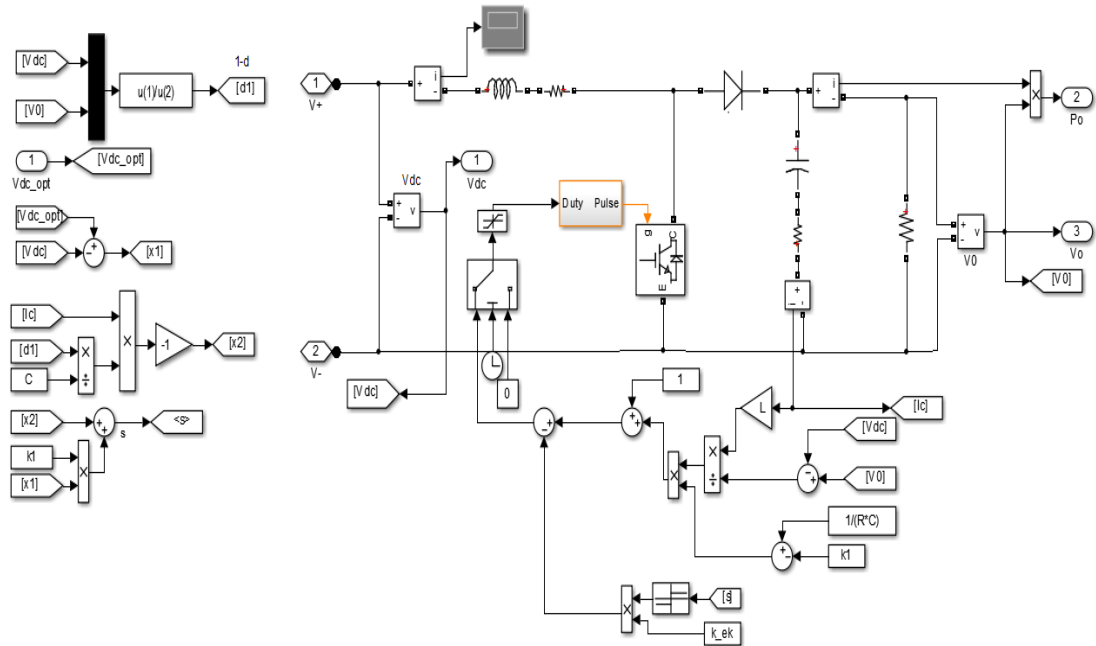
Tablo 5.4. Yükseltici tip dc-dc dönüştürücüye ilişkin parametreler

Giriş kondansatörü (F)	1000e-6
Bobin endüktansı (H)	4e-3
Bobin parazitik direnci (ohm)	5e-3
Çıkış kondansatörü (F)	500e-6
Çıkış kondansatörü parazitik direnci (F)	0,07
Yük direnci (ohm)	150
Anahtarlama frekansı (kHz)	5

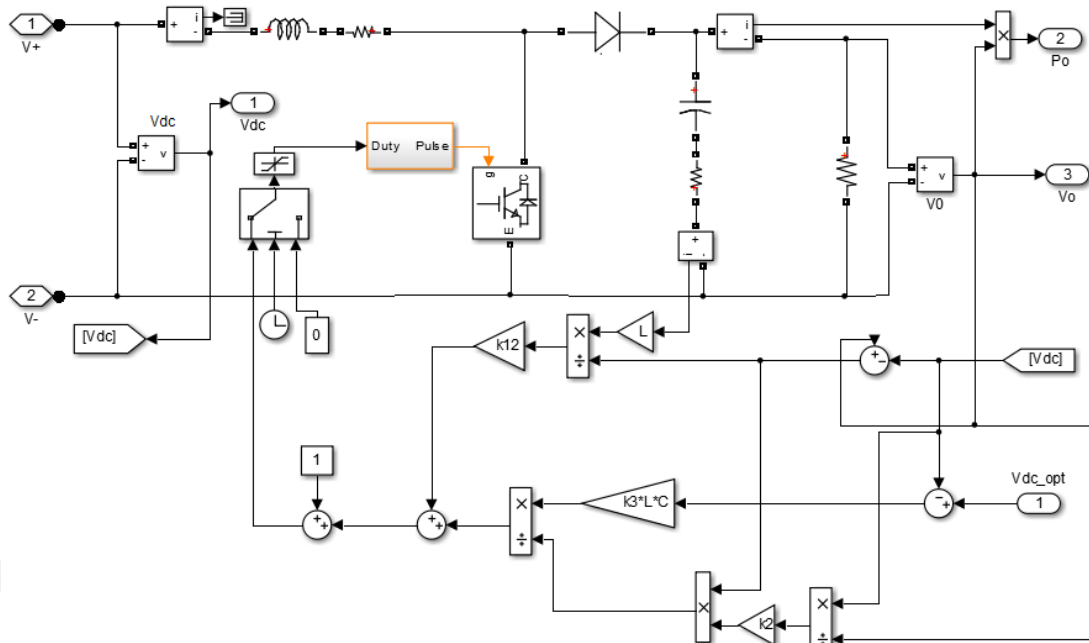


Şekil 5.4. Kullanılan rüzgar türbini güç karakteristiği

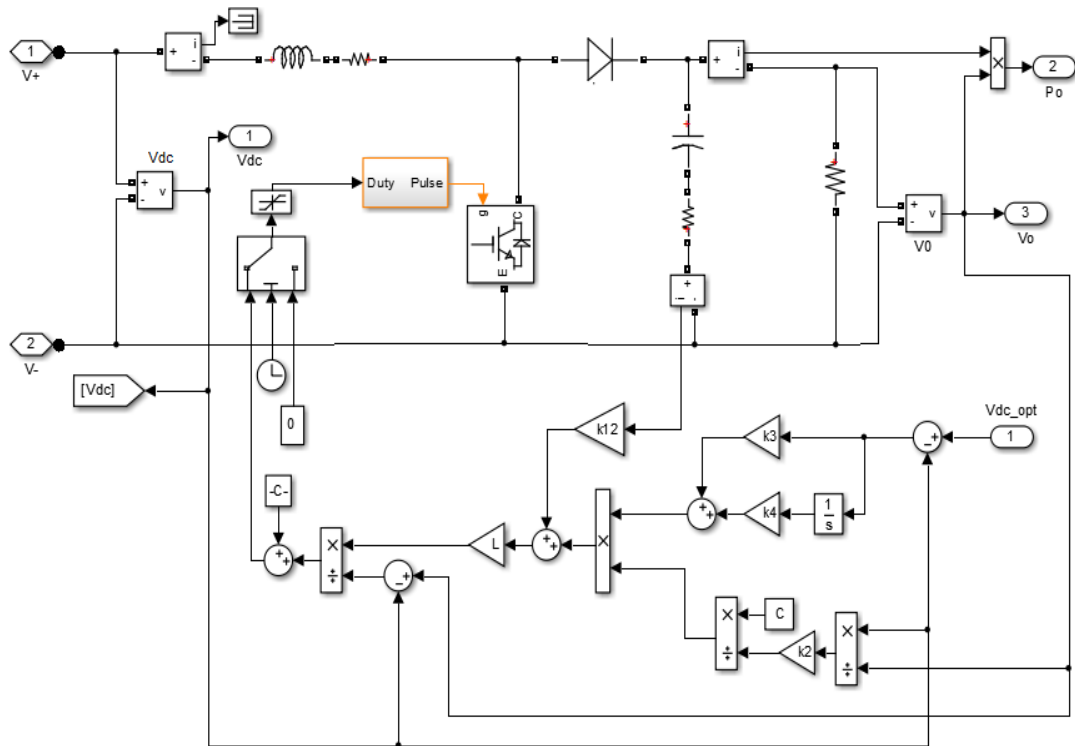
Tasarlanan KKD, İKKD, ÇİKKD ve HSKKD denetleyicilerin Simulink programı kullanılarak gerçekleştirilen modelleri Şekil 5.5., Şekil 5.6., Şekil 5.7. ve Şekil 5.8 ile sırasıyla verilmiştir.



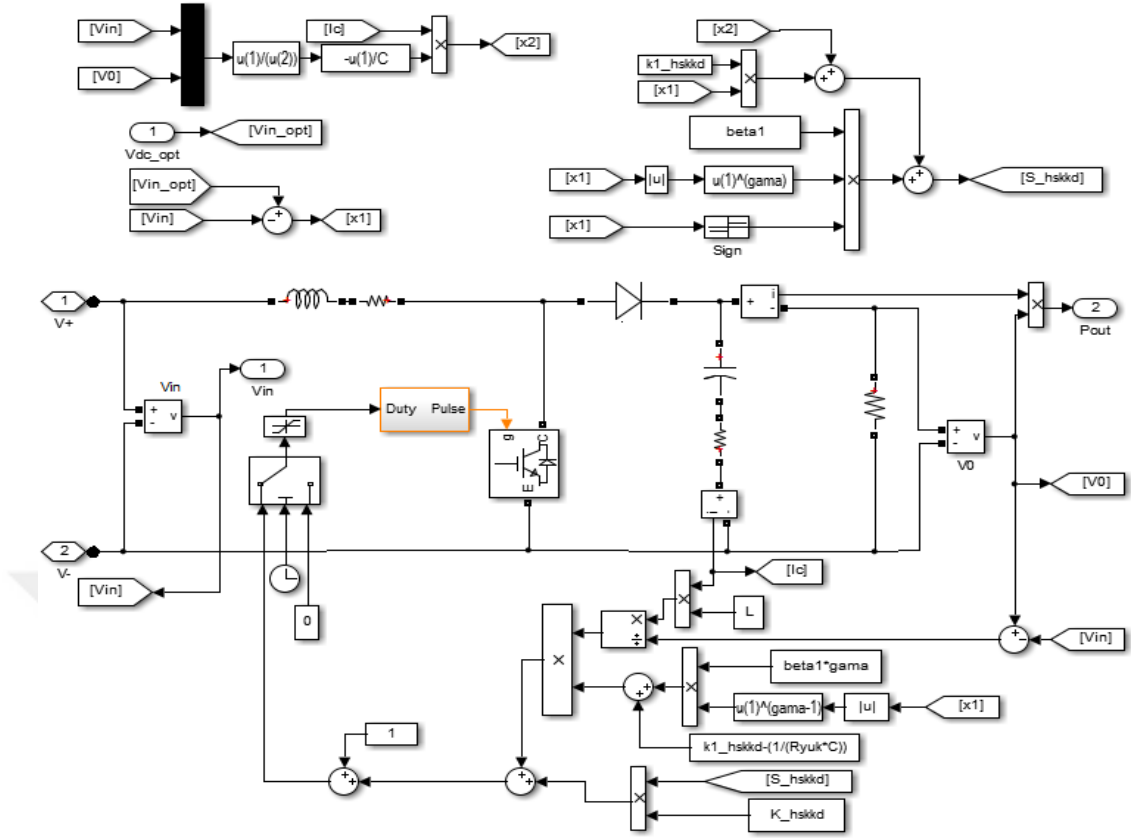
Şekil 5.5. KKD kullanılarak oluşturulan Simulink modeli



Şekil 5.6. İKKD kullanılarak oluşturulan Simulink modeli



Şekil 5.7. ÇIKKD kullanılarak oluşturulan Simulink modeli



Şekil 5.8. HSKKD kullanılarak oluşturulan Simulink modeli

5.2. Benzetim Modelinden Elde Edilen Performans Sonuçları

KKD, İKKD ve ÇİKKD'nin performansları; MGNT için gerekli olan referans giriş gerilimi takibi, maksimum güç noktası takibi ve performans katsayısı gibi kriterler açısından değerlendirilmiştir. Bu amaçla, rüzgar hızına basamak fonksiyonu şeklinde artma, basamak fonksiyonu şeklinde azalma ve rampa fonksiyonu şeklinde artma gibi farklı senaryolarda değişim uygulanmıştır.

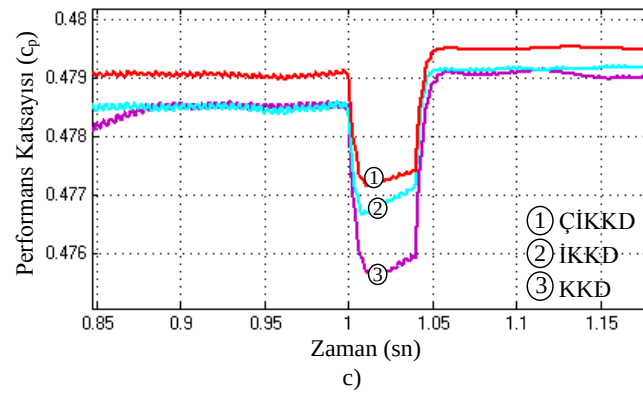
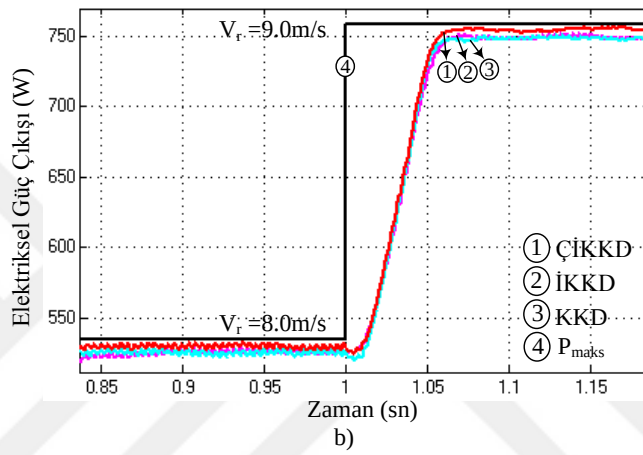
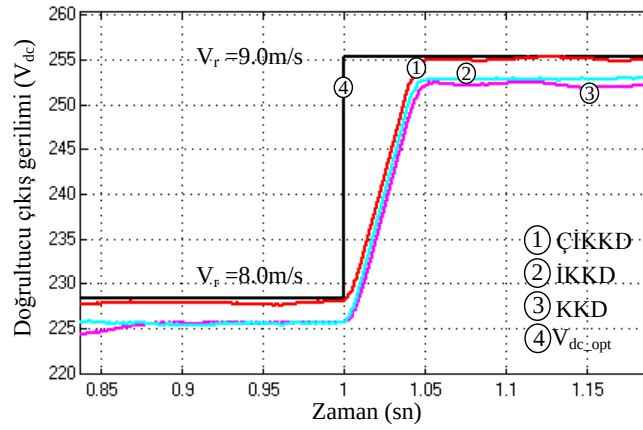
Denetleyicilere ait kontrol katsayılarının elde edilmesi denetleyici tasarımı kısmında açıklanmış olup istenen performans kriterlerine göre seçimleri yapılmıştır.

Yapılan ilk çalışmada $t = 1s$ anında rüzgar hızı basamak fonksiyonu şeklinde 8 m/s'den 9 m/s'ye çıkarılmıştır. Her üç denetleyiciye ilişkin kontrol performansı Şekil 5.9.a., Şekil 5.9.b. ve Şekil 5.9.c.'de verilmiştir.

Şekil 5.9.a.'da doğrultucu çıkış geriliminin kullanılan KHO yönteminden elde edilen referans dc gerilimi takibi verilmiştir. Rüzgar hızı 8 m/s'de iken optimal dc gerilim değeri yapılan deneysel çalışmalardan 228 V olarak elde edilmiştir. KKD ile yapılan gerilim takibinde 8 m/s rüzgar hızı için yaklaşık 225,5 V elde edilebilmiştir. İKKD ile yapılan çalışmada da benzer şekilde 225,5 V'luk gerilim takibi sağlanmıştır. ÇİKKD ile yapılan çalışmada ise yaklaşık 227,8 V'luk gerilim takibi sağlanmış olup gerilim takibi açısından en iyi performansın ÇİKKD'ye ait olduğu görülür. Bu rüzgar hızı için İKKD ve KKD'ye ilişkin gerilim takibi performansları yaklaşık olarak aynı gözükmetedir. Rüzgar hızı 9 m/s'ye çıkarıldığında ise KKD referans gerilimi 3,1 V'luk hata ile takip edebilmiş, İKKD 2,6 V'luk hata ile performans sağlayabilmiştir. ÇİKKD performansı yine en iyisi olup 0,1 V'luk hata ile gerilim takibi sağlanmıştır.

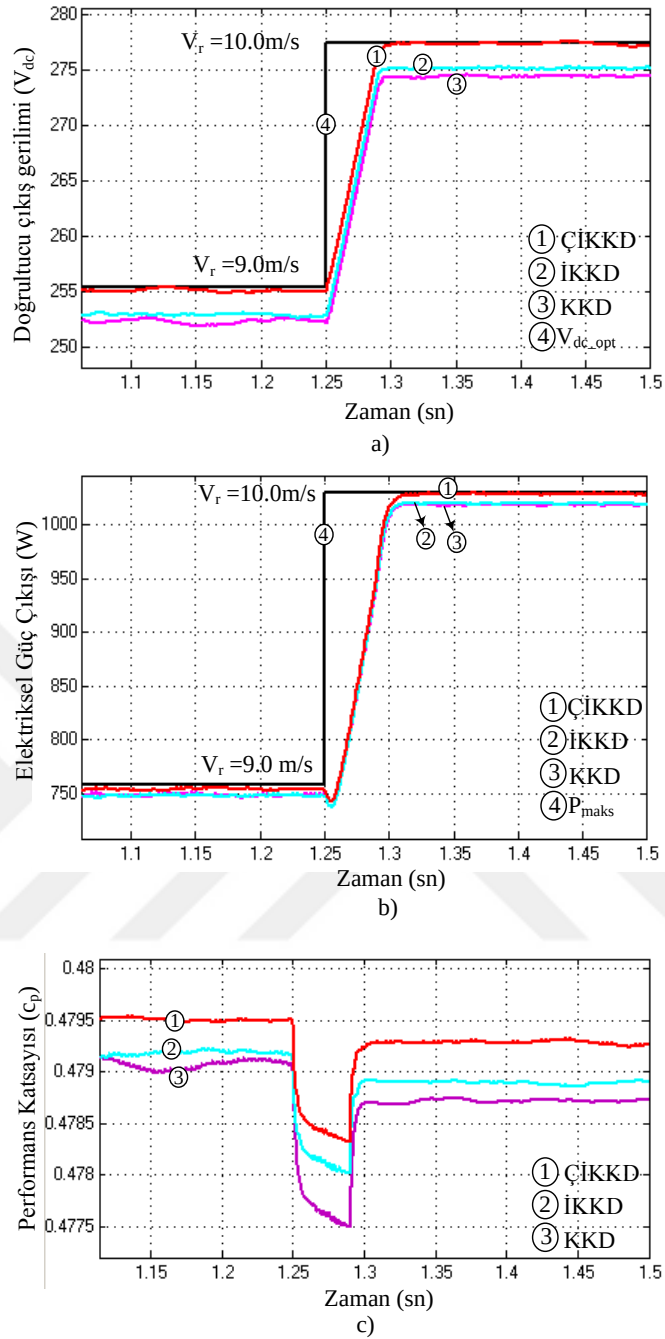
Şekil 5.9.b.'de denetleyicilerin güç açısından performans karşılaştırması mevcuttur. 8 m/s rüzgar hızı için yapılan deneysel çalışmalardan elde edilen maksimum güç değeri yaklaşık 536,5 W olarak gözlemlenmiştir. KKD ve İKKD ile yapılan çalışmalarda sırasıyla 523 ve 525 W'lık güç takibi yapılabilirken ÇİKKD ise 533 W'lık güç takibi sağlamıştır. Rüzgar hızı 9 m/s'ye çıkarıldığında maksimum güç referans değeri 760,5 W olurken KKD, İKKD ve ÇİKKD sırasıyla 749, 750 ve 754 W'lık güç takibi performansı göstermişlerdir. Dolayısıyla gerilim takibi açısından değerlendirildiğinde de KKD ve İKKD'ye göre daha üstün performans gösteren ÇİKKD'nin, beklenildiği gibi güç takibi bakımından da en iyi performansa sahip olduğu görülmüştür.

Son olarak performans katsayısının değişimi Şekil 5.9.c. ile verilmiştir. ÇİKKD performans katsayısı açısından da beklenildiği gibi en iyi performansa sahiptir. KKD ve İKKD'nin ise rüzgar hızı sabit iken yaklaşık aynı olan performansları, rüzgar hız değişimi esnasında incelendiğinde İKKD'nin KKD'ye göre daha iyi olduğu görülmüştür.



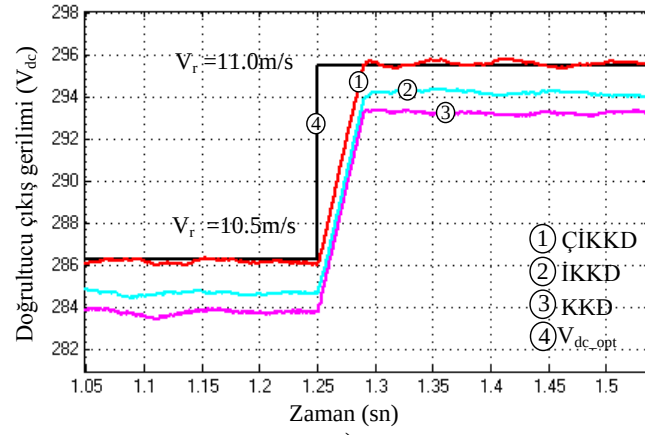
Şekil 5.9. Rüzgar hızının 8 m/s'den 9 m/s'ye çıkarılması durumunda denetleyicilerin performansı

Bir önceki çalışma ile benzer olarak rüzgar hızı 9 m/s'den 10 m/s'ye çıkarılması durumunda denetleyicilerin performansı değerlendirilmiş ve Şekil 5.10. ile verilmiştir. ÇİKKD ile yapılan çalışma en iyi performansa sahip iken İKKD'nin KKD'ye nazaran performansının daha belirgin bir şekilde iyi olduğu Şekil 5.10.a. ve Şekil 5.10.c.'den görülebilmektedir.

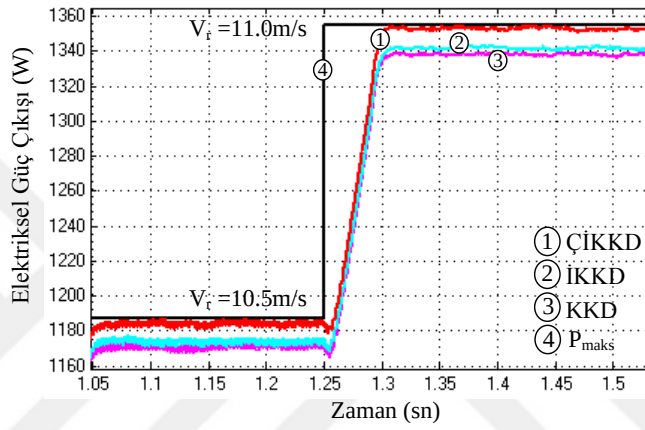


Şekil 5.10. Rüzgar hızının 9 m/s'den 10 m/s'ye çıkarılması durumunda denetleyicilerin performansı

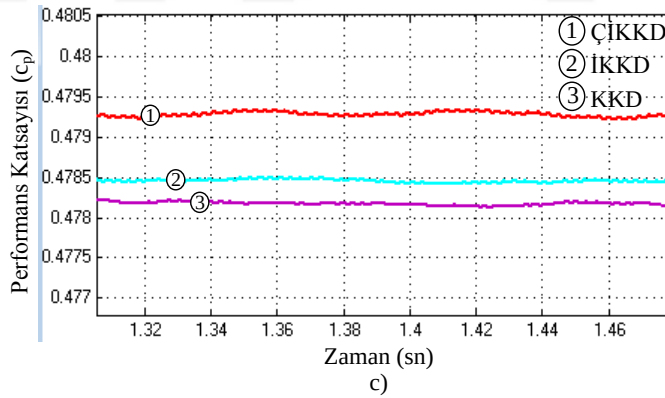
Basamak şeklindeki rüzgar hızı artışına denetleyicilerin gösterdikleri performanslar son olarak Şekil 5.11. ile verilmiştir. Bu çalışmada ÇİKKD performansının Şekil 5.11.a., Şekil 5.11.b. ve Şekil 5.11.c. ile verilen sonuçlarda sırasıyla gerilim takibi, güç takibi ve performans katsayısı bakımından daha bariz bir şekilde iyi olduğu ortaya konulmuştur. İKKD'nin de KKD performansından daha iyi olduğu elde edilen sonuçlardan daha net bir şekilde gözükmemektedir.



a)



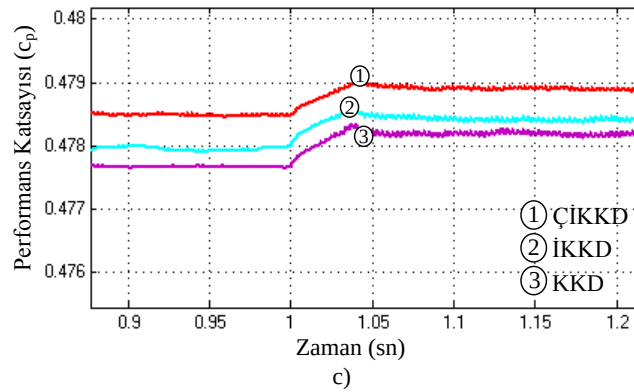
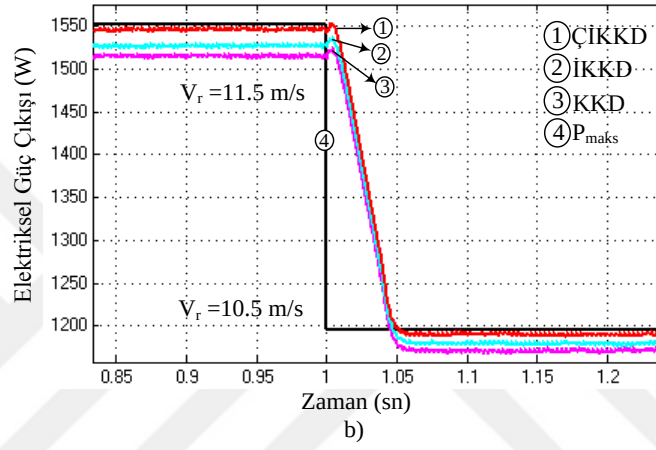
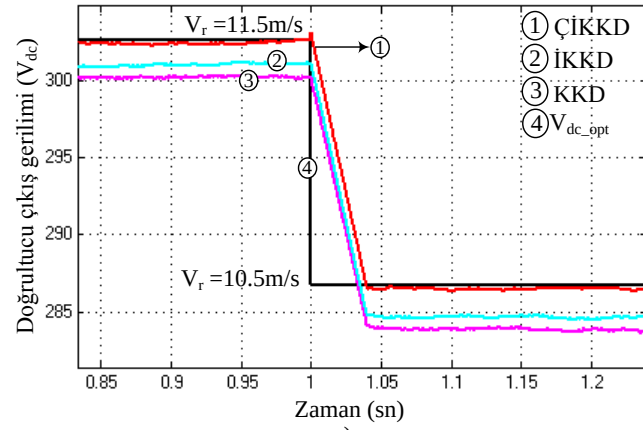
b)



c)

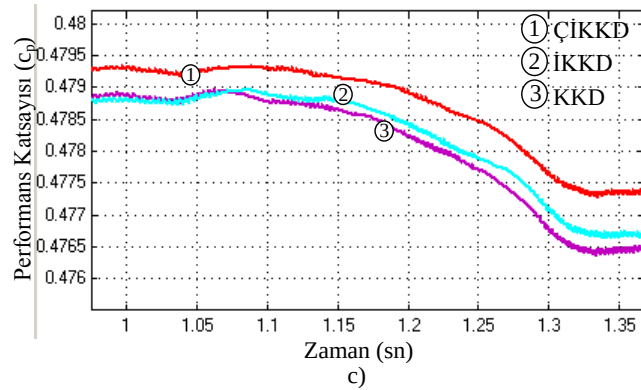
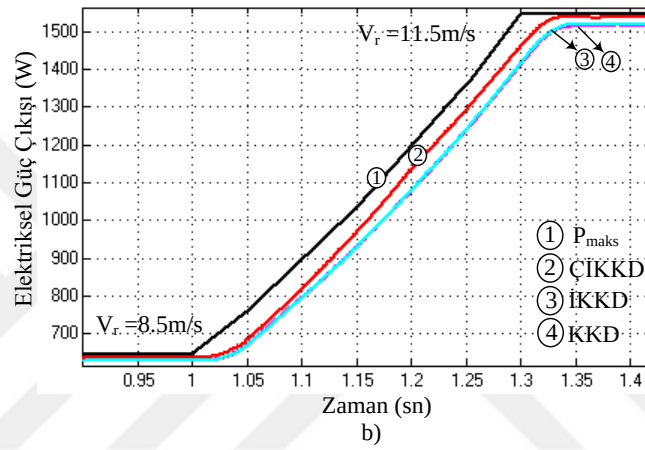
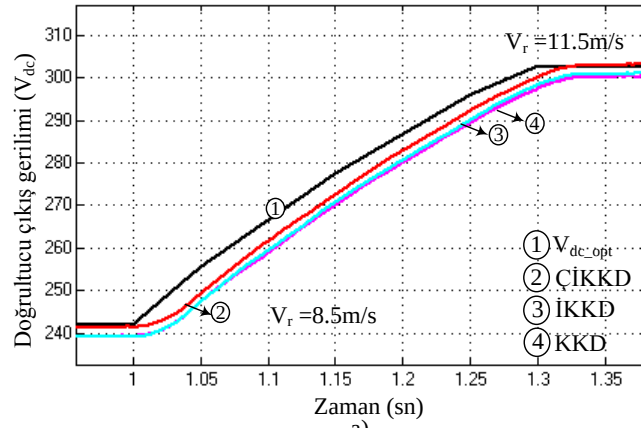
Şekil 5.11. Rüzgar hızının 10,5 m/s'den 11 m/s'ye çıkarılması durumunda denetleyicilerin performansı

Bir sonraki çalışmada rüzgar hızının basamak fonksiyonu şeklinde azalması durumunda denetleyicilerin performansı incelenmiş olup Şekil 5.12. ile verilmiştir. Şekil 5.12.a.'da verilen gerilim takibi performanslarında neredeyse sürekli-hal hatası olmayan ÇIKKD, üstün kontrol performansını Şekil 5.12.b. ve Şekil 5.12.c.'de güç ve performans katsayısı bakımından da ortaya koymuştur. İKKD performansı benzer şekilde KKD'ye nazaran daha iyi kontrol performansı göstermektedir.



Şekil 5.12. Rüzgar hızının 11,5 m/s'den 10,5 m/s'ye düşürülmesi durumunda denetleyicilerin performansı

Yapılan bir diğer çalışma için rüzgar hızının rampa fonksiyonu şeklinde değişmesi durumunda, kontrol performansı incelenerek Şekil 5.13. ile verilmiştir. Her üç denetleyicinin de bu değişime sürekli-hal hatası ile cevap vermesine karşın ÇİKKD minimum sürekli hal hatası ile referans gerilim takibi, güç ve performans katsayısı bakımından daha iyi performans göstermiştir. İKKD'nin de yine KKD'den bir miktar daha iyi olduğu ortaya konulmuştur.

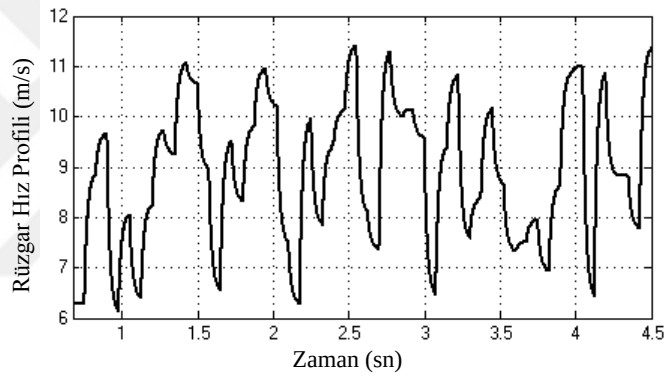


Şekil 5.13. Rüzgar hızının 8,5 m/s'den 11,5 m/s'ye rampa fonksiyonu şeklinde artması durumunda denetleyicilerin performansı

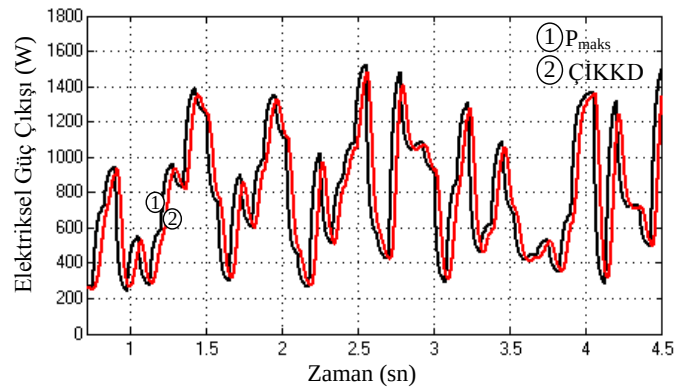
Performans incelemesi için yapılan tüm senaryolar, olası rüzgar hızı değişimlerini temsil etmekte yeterlidir. Tüm senaryolar için ÇIKKD'nin en iyi performansa sahip olduğu, İKKD'nin literatür çalışmalarında belirtildiği üzere DGM tabanlı uygulamalarda bir miktar sürekli hal hatası olduğu ve bu hata değeri ile verilen referans gerilimi takip edebildiği gözükmektedir. KKD'nin de benzer şekilde

maksimum güç referansını takip edebildiği; ancak ÇİKKD ve İKKD'ye nazaran daha kötü performansa sahip olduğu görülür.

Yapılan bir diğer çalışmada ÇİKKD'nin performansını değerlendirmek için Şekil 5.14. ile verilen rüzgar hız profili kullanılarak kontrol performansı incelenmiştir. Kullanılan rüzgar hız profili 6 m/s ile 12 m/s arasında bir band içerisinde değişmektedir. Bu rüzgar hız profiline karşın ÇİKKD'nin gösterdiği kontrol performansı ise Şekil 5.15. ile verilmiştir. Bu çalışmalardan görüldüğü üzere değişen rüzgar hız profiline ve geniş bir rüzgar hız aralığına rağmen tasarlanan ÇİKKD oldukça iyi bir performans sergileyip maksimum güç referansını takip edebilmiştir.



Şekil 5.14. Kullanılan rüzgar hız profili



Şekil 5.15. ÇİKKD ile maksimum güç referansının takibi

KKD, İKKD ve ÇİKKD ile yapılan benzetim çalışmalarından elde edilen performans değerlendirmeleri Tablo 5.5., Tablo 5.6. ve Tablo 5.7. ile sunulmuştur. Elde edilen

sonuçlara göre ÇİKKD'nin diğerlerine nazaran daha üstün bir performans sağladığı ortaya konulmuştur.

Tablo 5.5. Gerilim takibi açısından denetleyicilerin rüzgar hızına göre performans değerlendirmesi

Rüzgar Hızı (m/s)	V_{dc-opt} (V)	V_{dc-KKD} (V)	$V_{dc-İKKD}$ (V)	$V_{dc-ÇİKKD}$ (V)
8	228	225,50	225,50	227,8
9	255,1	252	252,50	255,00
10	277	274	275,30	276,95
11	295,5	293,3	294,30	295,60

Tablo 5.6. Güç bakımından denetleyicilerin rüzgar hızına göre performans değerlendirmesi

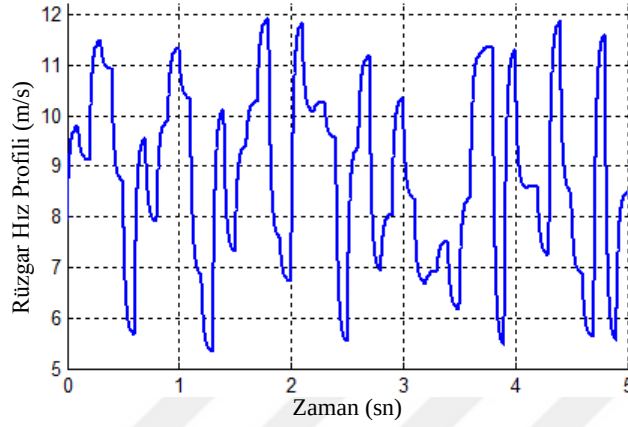
Rüzgar Hızı (m/s)	P_{0-maks} (W)	P_{0-KKD} (W)	$P_{0-İKKD}$ (W)	$P_{0-ÇİKKD}$ (W)
8	536,5	523	525,00	533,00
9	760,5	749	750,00	754,00
10	1036	1025	1026,00	1035,00
11	1363	1330	1338,00	1360,00

Tablo 5.7. Rüzgar hızına göre denetleyicilerin yüzdesel olarak MGNT performans değerlendirmesi

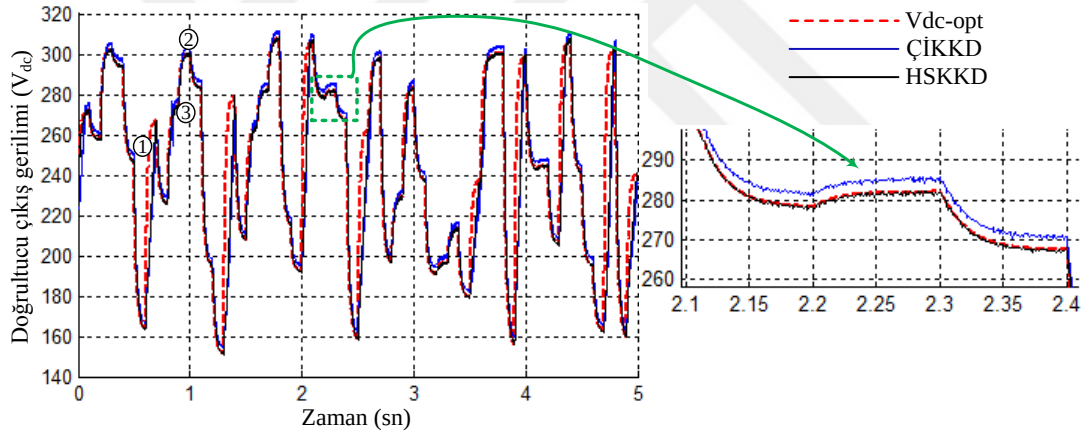
Rüzgar Hızı (m/s)	P_{0-KKD} (W)	$P_{0-İKKD}$ (W)	$P_{0-ÇİKKD}$ (W)
8	97,48	97,86	99,35
9	98,49	98,62	99,15
10	98,94	99,03	99,90
11	97,58	98,17	99,78

Son olarak Bölüm 4.1.4.'te tasarlanan HSKKD'ye ait performans değerlendirmesini, önceki benzetim çalışmalarında en iyi performans sağladığı ortaya konulan ÇİKKD ile kıyaslamak amacıyla benzetim çalışması yapılmıştır. Bu amaçla hızı 5-12 m/s aralığında değişen ve Şekil 5.16. ile verilen rüzgar hız profili kullanılmıştır. Elde edilen dc gerilim takibi performansı Şekil 5.17. ile verilmiştir. Daha net bir analiz yapabilmek amacıyla çalışma esnasındaki küçük bir bölge yakınlştırılarak Şekil 5.17. ile birlikte sunulmuştur. ÇİKKD bir miktar hata ile gerilim referansını takip ederken HSKKD'nin gerilim referansını daha iyi bir performans ile takip edebildiği gözlenmiştir. Şekil 5.18. ile sunulan grafikte ise ÇİKKD ve HSKKD'nin güç takibi sunulmuştur. Bu çalışmada maksimum gücün ortalama değeri 794,04 W

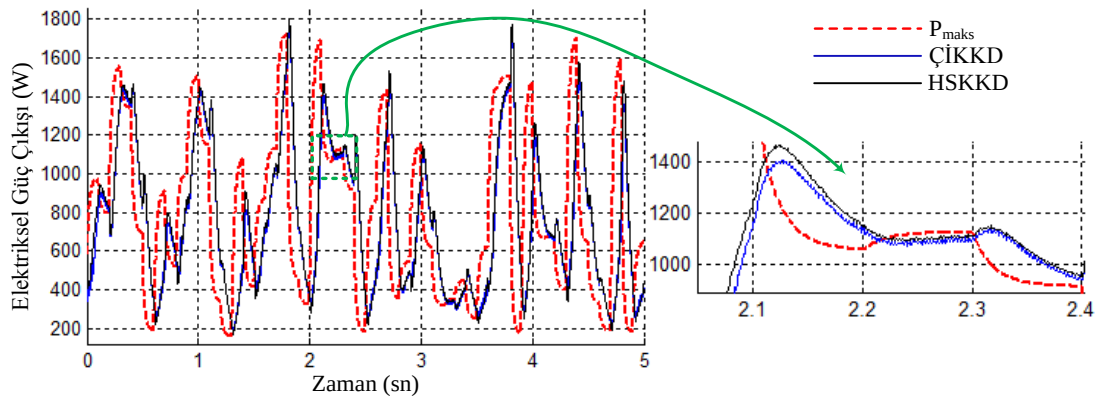
olarak elde edilmiştir. ÇİKKD ile ortalama 763,12 W güç elde ediliyorken HSKKD ile 781,17 W güç çekilebilmiştir. Dolayısıyla ÇİKKD %96,10 MGNT verimi sağlıyorken HSKKD %98,30 MGNT verimi sağlamıştır.



Şekil 5.16. ÇİKKD ve HSKKD kıyaslama için kullanılan rüzgar hız profili



Şekil 5.17. Gerilim takibi bakımından ÇİKKD ve HSKKD performansları



Şekil 5.18. Maksimum güç takibi bakımından ÇİKKD ve HSKKD performansları

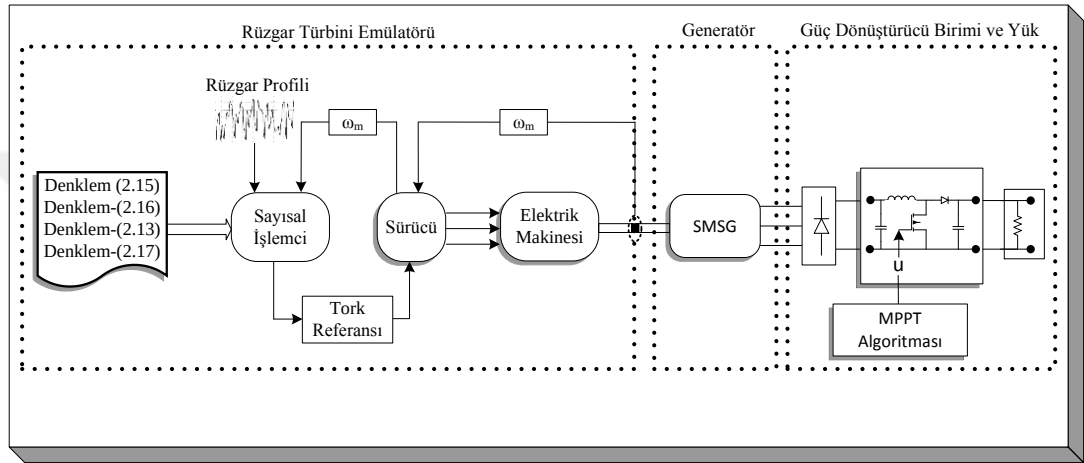
BÖLÜM 6. DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Kullanılan MGNT yöntemleri ve tasarlanan denetleyicinin performansını değerlendirmek amacıyla laboratuvar ortamında kurulan test düzeneği üzerinde çeşitli çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Literatürde gerçek zamanlı rüzgar enerji dönüşüm sistemleri ile alakalı birçok çalışma yapılmıştır. Gerçek zamanlı bir çalışma yapabilmek amacıyla eğer bir rüzgar enerji santralinde çalışabilme imkanı [146] yoksa iki farklı yaklaşım öne çıkmaktadır. Bunlardan birincisi; yapay bir rüzgar kanalı oluşturulup girişine fanlar aracılığıyla yapay rüzgar uygulanması ve çıkışına endüstriyel bir rüzgar türbininin konumlandırılması ile kurulan modeldir [2, 38, 62, 147]. Literatürde sıklıkla kullanılan ikinci yaklaşım ise, bir rüzgar türbini matematiksel modelinin bir sayısal işlemciye aktarılması ve bu modelin sürücü üzerinden bir elektrik makinesine uygulanması ile gerçekleştirilen modeldir [23, 26, 27, 29, 30, 32, 34, 148, 149]. Böylelikle kullanılan elektrik makinesinin bir rüzgar türbini olarak davranması sağlanmış olur. Bu çalışmada ikinci yaklaşım kullanılarak deneysel düzenek oluşturulmuştur.

6.1. Deneysel Düzeneğin Oluşturulması

Deneysel düzeneğin oluşturulmasına yönelik izlenen metodolojiye ait blok diyagramı Şekil 6.1.'de verilmiştir. Deney düzeneği; rüzgar türbini emülatörü, generatör, güç dönüştürücü birimi ve yükten oluşmaktadır. Rüzgar türbini emülatörü ise; türbin matematiksel modelinin yüklendiği sayısal işlemci, sürücü ve asenkron makineden oluşmaktadır. Generatör, şaftına akupile edilen asenkron makine tarafından tahrik edilerek elektrik enerjisi üretir. Üretilen bu enerji MGNT kontrolünün yapıldığı güç dönüştürücü birimi üzerinden yüke aktarılır.

Şekil 6.1. ile verilen model, laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiş olup Şekil 6.2.'de deney düzeneğinin gerçek zaman görüntüsü verilmiştir. 1 numara ile gösterilen birim sayısal işlemci olup rüzgar türbini matematiksel modeli bu işlemciye aktarılmıştır. 2 numara ile gösterilen birim motor sürücüsüdür. Sürücü, asenkron motorun devir sayısı bilgisini sayısal işlemciye gönderir. Devir sayısı bilgisini alan sayısal işlemci, seçili olan rüzgar hızını da dikkate alarak o devir sayısına göre türbinin üretebileceği referans moment değerini üretir ve sürücüye gönderir.



Şekil 6.1. Gerçek zamanlı rüzgar enerji sistemi blok diyagramı

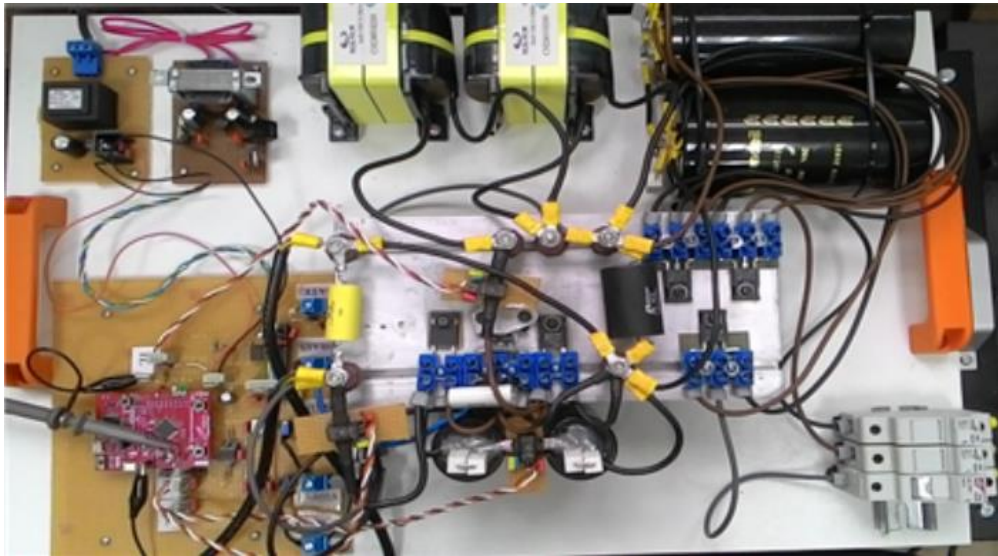


Şekil 6.2. Gerçek zamanlı rüzgar enerji sisteminin laboratuvar ortamında gerçekleştirilmesi

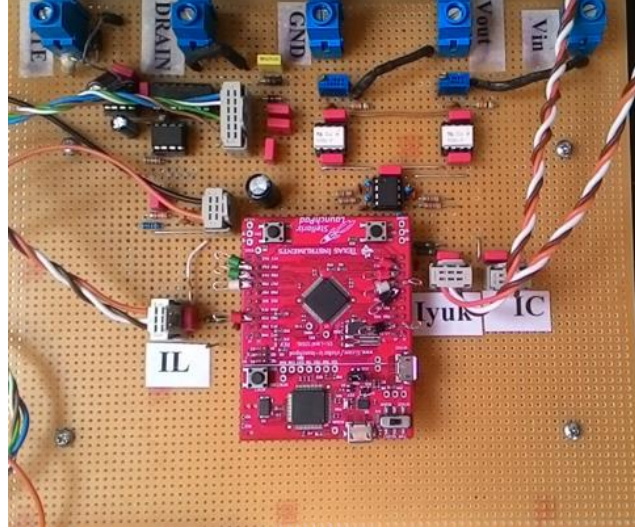
Böylelikle asenkron motorun rüzgar türbini gibi davranması sağlanır. Asenkron motora ait özellikler Tablo 6.1. ile verilmiştir. Özellikleri Tablo 6.2. ile verilen ve 4 numara ile belirtilen SMSG, asenkron motor tarafından tahrik edilmektedir. SMSG tarafından üretilen elektrik enerjisi, 5 numara ile belirtilen kontrolsüz tam dalga doğrultucu ve yükseltici tip dc-dc çeviriciye gönderilir. Özellikleri Tablo 6.3. ile verilen ve güç birimi olarak adlandırılan 5 numaralı birimde bir sayısal işlemci kullanılarak yükseltici tip dc-dc çeviricinin doluluk oranı ayarlanır ve böylelikle türbin devir sayısı değiştirilerek MGNT çalışmaları yapılır. 6 numara ile belirtilen birim ise yükü temsil eden omik bir dirençtir. Deney düzeneğine ait birimler ayrı ayrı Şekil 6.3., Şekil 6.4. ve Şekil 6.5. ile verilmiştir.



Şekil 6.3. Asenkron motor, SMSG, sayısal işlemci ve AC hız sınırlamalı sürücü



Şekil 6.4. Doğrultucu ve dc-dc yükseltici tip dönüştürücü devresi



Şekil 6.5. IGBT sürme devresi ve denetleyicinin yüklendiği sayısal işlemci

Tablo 6.1. Kullanılan asenkron motora ilişkin nominal katalog değerleri

Gücü (kW)	4
Hızı (devir/dakika)	710
Akım (A)	9,6
Moment (Nm)	53,8
Cosφ	0,75
Verim (%)	84
Eylemsizlik momenti (kgm ²)	0,06

Tablo 6.2. Kullanılan SMSG'ye ilişkin nominal katalog değerleri

Gücü (kW)	1,8
Hızı (devir/dakika)	480
Akım (A)	6
Moment (Nm)	44,5
Faz direnci (ohm)	5
Eylemsizlik momenti (kgm ²)	0,013

Tablo 6.3. Yükseltici tip dc-dc dönüştürücüsü devre parametreleri

Giriş kondansatörü (C _{in})	4400µF
Endüktans	4 mH
IGBT	1200V, 50A
Diyot	1800V, 20A
Çıkış kondansatörü (C _o)	750µF, 900V
R	150 m

6.2. Kullanılan KHO Yöntemi ile Deneysel Çalışmaların Yapılması

Deneysel çalışmalar için durum değişkeni referans olarak denetleyici tasarımlarının bulunduğu bölümde anlatıldığı üzere dc-dc yükseltici tip dönüştürücüye ait olan V_{dc} gerilimi seçilmiştir. Referans değerlerin elde edilmesi için Şekil 6.5. ile verilen sayısal işlemciye doluluk oranının küçük değişimlerinin uygulanabileceği program yazılarak optimal değerlerin her rüzgar hızı için elde edilmesi sağlanmıştır. Yapılan bu çalışma ile her rüzgar hızı için elde edilen gerilim, güç, devir sayısı ve doluluk oranı bilgileri Tablo 6.4. ile verilmiştir.

Tablo 6.4. Deneysel çalışmalara ilişkin elde edilen sonuçlar

Deneysel Düzenek, R=150 ohm					
Rüzgar Hızı (m/s)	Türbin devir sayısı (devir/dakika)	V_{dc} (V)	V_0 (V)	P_0 (W)	Doluluk oranı
7	283	213	224	334,50	0,04
7	264	196	225	337,50	0,12
7	260	191	224	334,50	0,14
7	252	185	223	331,52	0,17
7	243	178	221	325,60	0,19
8	346	259	272	493,22	0,04
8	340	253	374	932,50	0,32
8	329	243	276	507,84	0,11
8	317	232	278	515,22	0,16
8	312	227	293	572,32	0,22
8	302	218	277	511,52	0,21
8	296	212	276	507,84	0,23
9	408	305	320	682,66	0,04
9	401	298	323	695,52	0,07
9	391	288	327	712,86	0,11
9	376	273	331	730,40	0,17
9	356	254	333	739,26	0,23
9	347	245	352	826,03	0,22
9	329	228	330	726,00	0,30
9	317	218	326	708,50	0,33
9	303	206	321	686,94	0,35
10	470	352	369	907,74	0,04
10	461	343	374	932,50	0,08
10	455	336	377	947,52	0,10
10	450	331	380	962,66	0,12
10	442	323	384	983,04	0,15

Tablo 6.4. (Devamı)

Deneysel Düzenek, R=150 ohm					
Rüzgar Hızı (m/s)	Türbin devir sayısı (devir/dakika)	V_{dc} (V)	V_0 (V)	P_0 (W)	Doluluk oranı
10	432	313	387	998,46	0,19
10	420	308	390	1014,00	0,21
10	415	288	400	1066,67	0,22
10	408	278	398	1056,02	0,26
10	389	268	391	1019,20	0,31
10	374	254	389	1008,80	0,34
10	353	236	382	972,82	0,38
11	484	343	444	1314,24	0,22
11	466	325	449	1344,00	0,27
11	445	300	472	1485,22	0,36
11	418	276	447	1332,06	0,38
11	396	255	439	1284,80	0,41
11	378	239	431	1238,40	0,44
12	487	322	512	1747,62	0,37
12	477	311	509	1727,20	0,38
12	451	285	502	1680,02	0,43
12	431	266	495	1633,50	0,46

Her rüzgar hızı için elde edilen referans gerilim ve alınabilecek maksimum güç çıkışı bu çalışmalardan elde edilerek Tablo 6.5. ile verilmiştir.

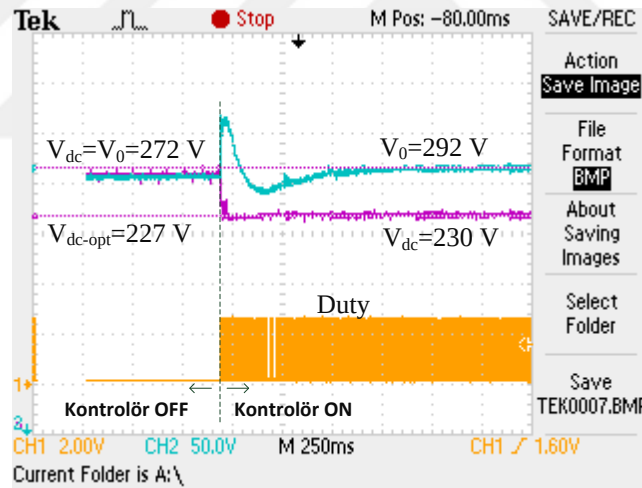
Tablo 6.5. Deneysel çalışmalardan elde edilen MGNT değerleri

Rüzgar Hızı (m/s)	Türbin devir sayısı (devir/dakika)	V_{dc-opt} (V)	V_0 (V)	P_{0-maks} (W)
7	264	196	225	337,50
8	312	227	293	572,32
9	347	245	352	826,02
10	415	288	400	1066,67
11	445	300	472	1485,22
12	487	322	512	1747,62

Tasarlanan denetleyici için referans değerlerin elde edilmesinden sonra Bölüm 3.1.1. ile sunulan KHO yöntemi kullanılarak Şekil 1.3. ile verilen $V_{da}-V_{nom}$ aralığında uygun olarak $V_r = [8,9,10,11]$ m/s rüzgar hızları için çeşitli çalışmalar yapılmıştır.

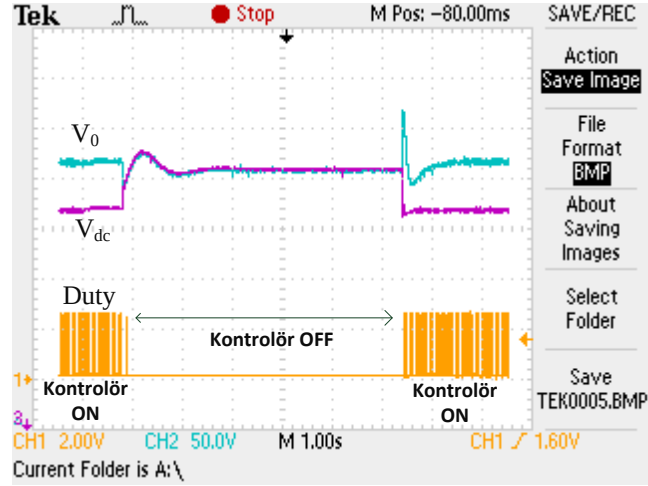
8 m/s için yapılan deneysel çalışmalara ilişkin elde edilen sonuçlar Şekil 6.6. ile Şekil 6.12. arasında verilen grafiklerden oluşmaktadır.

Şekil 6.6. ile verilen ilk grafik, başlangıçta devre dışı olan denetleyici devreye alındığında V_{dc} , V_0 , ve doluluk oranı değişimlerini göstermektedir. Denetleyici devre dışı iken giriş gerilimi ve çıkış gerilimi yaklaşık olarak eşit olup değeri 272 V civarındadır. Denetleyici devreye alındığında denetleyici giriş gerilim değerini referans değer olan 227 V düzeyine getirmek için doluluk oranı ile generatörün hızını yavaşlatmakta ve giriş gerilim seviyesini 230 V düzeyine getirmektedir. Bu durumda çıkış geriliminin beklenildiği gibi arttığı, dolayısıyla sistemden çekilen gücün arttığı gözlenmiştir. Sayısal olarak ifade etmek gerekirse; yaklaşık 493 W olarak çekilen güç, 568 W düzeylerine çıkartılmaktadır. Tablo 6.5. ile elde edilen değerlerde maksimum güç değerinin 8 m/s için 572 W olduğu görülür. Dolayısıyla denetleyici güç bazında %0,7 lik bir hata ile MGNT sağlayabilmektedir.

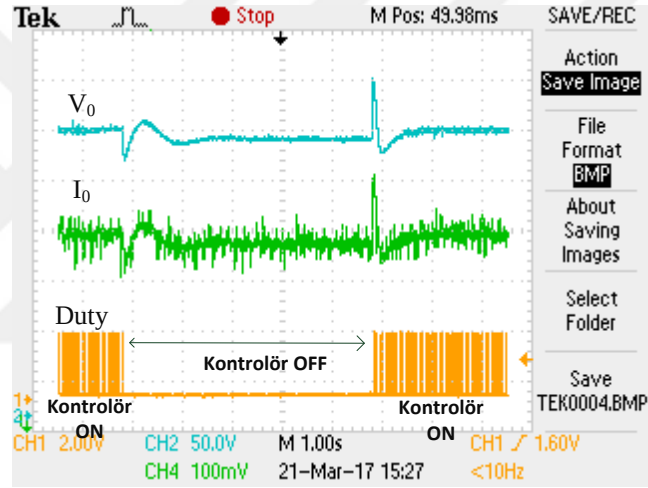


Şekil 6.6. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri

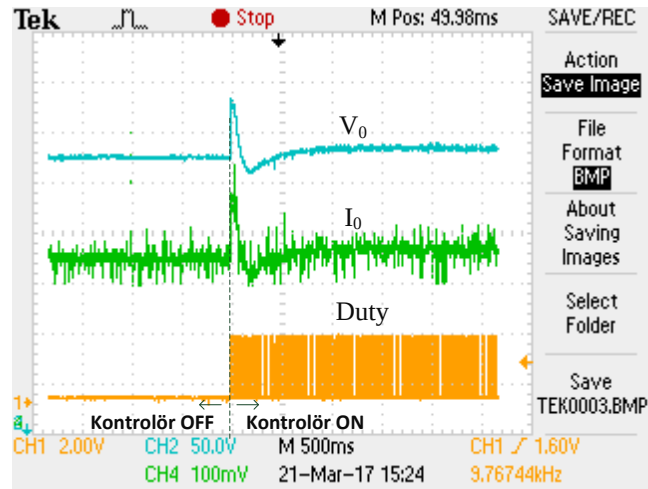
Yapılan bir diğer çalışma ise Şekil 6.7. ve Şekil 6.8. ile verilmiştir. Bu çalışmada 8 m/s rüzgar hızında denetleyici devrede iken devreden çıkartılmış ve sonra tekrar devreye alınmıştır. Bu durumda V_{dc} , V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri incelenmiştir. Denetleyici devreye alındığında yük akımında beklenildiği gibi artışın olduğu gözlenmiştir. Daha detaylı inceleme için denetleyici devre dışı iken devreye alınarak yük akımı incelenmiş ve sonuçlar Şekil 6.9. ile verilmiştir.



Şekil 6.7. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri

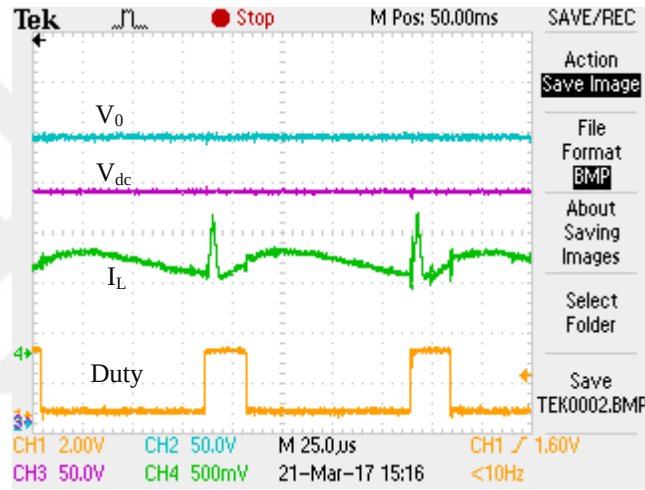


Şekil 6.8. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri

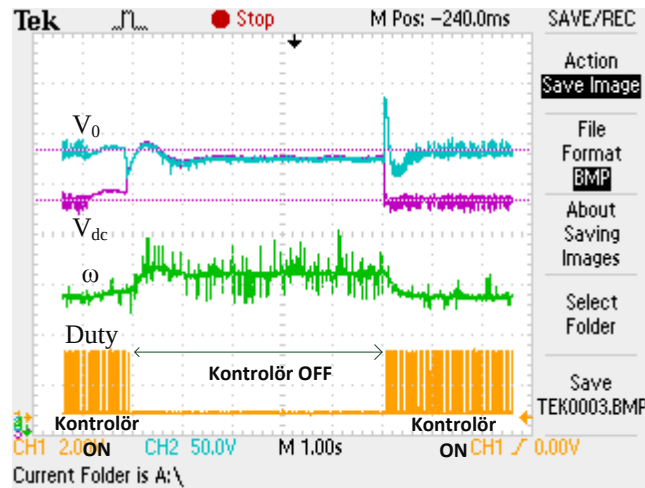


Şekil 6.9. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri

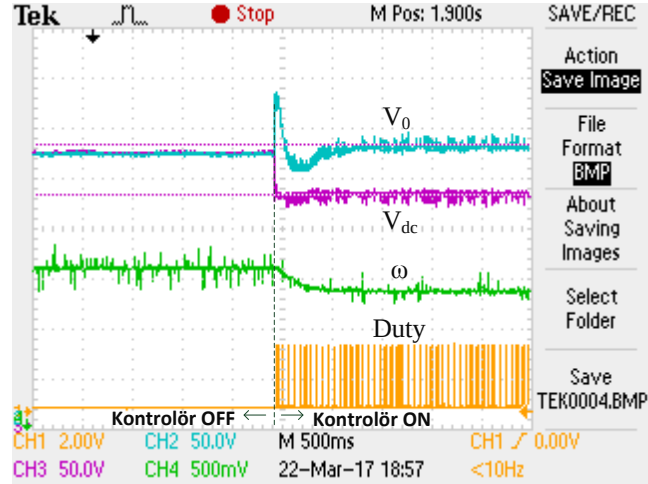
Şekil 6.10.'da ise 8 m/s rüzgar hızında denetleyici devrede iken endüktans üzerinden akan akımın değişimi incelenmiştir. Yapılan bir diğer çalışmada yine denetleyici devreden çıkarılmış ve ardından tekrar devreye alınmıştır. Bu durumda V_0 , V_{dc} , ω , ve doluluk oranının değişimleri Şekil 6.11. ile verilmiştir. Giriş ve çıkış gerilimlerinin değişimleri önceki çalışmalar ile aynıdır. Denetleyici devre dışı iken hızlı devir sayısına sahip olan generatör, denetleyici devreye alındığında yavaşlamış ve yaklaşık olarak optimal devir sayısı olan 312 devir/dakika düzeylerine gelmiştir. Bu durumda çıkışa aktarılan güç artmış ve MGNT sağlanabilmiştir. Daha detaylı inceleme için denetleyici devre dışı iken devreye alındığı durum Şekil 6.12. ile sunulmuştur.



Şekil 6.10. 8 m/s rüzgar hızında denetleyici 'ON' durumunda iken V_0 , V_{dc} , I_L ve doluluk oranının değişimleri

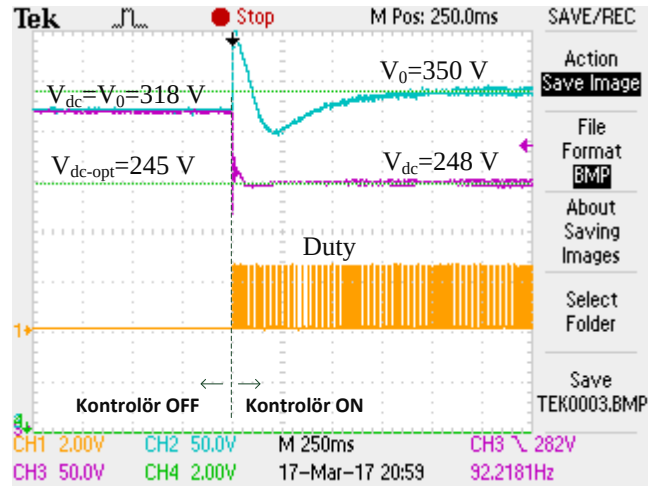


Şekil 6.11. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri

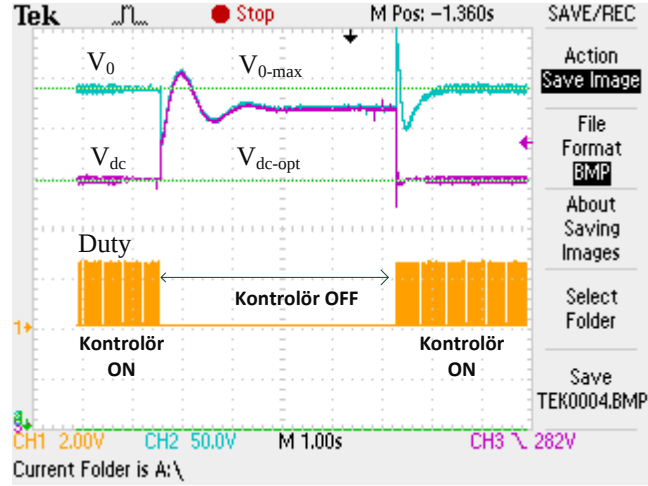


Şekil 6.12. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri

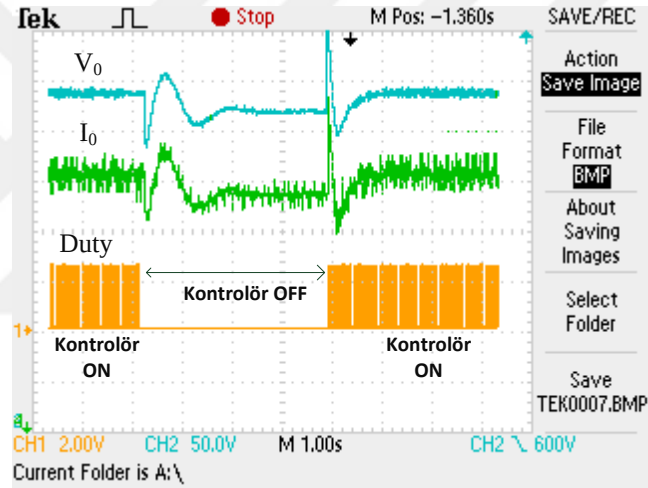
Benzer çalışmalar 9 m/s rüzgar hızı ile yapılarak elde edilen sonuçlar Şekil 6.13. ile Şekil 6.19. arasında verilen grafikler ile verilmiştir. Şekil 6.13. ile verildiği gibi denetleyici devre dışı iken giriş ve çıkış gerilimleri yaklaşık 318 V düzeylerindedir. Bu durumda yüke aktarılan güç yaklaşık 674 W seviyelerindedir. Denetleyici devreye alındığında giriş gerilimi optimal değeri olan 245 V seviyesine 3 V’luk bir hata ile yaklaşarak 248 V seviyelerine gelmiştir. Çıkış gerilimi ise 350 V düzeyine çıkmış ve dolayısıyla yüke aktarılan güç yaklaşık olarak 817 W düzeyine gelmiştir. Şekil 6.15. ve Şekil 6.16. grafiklerinden yük akımında denetleyici devreye girdiği zaman artış olduğu görülmektedir.



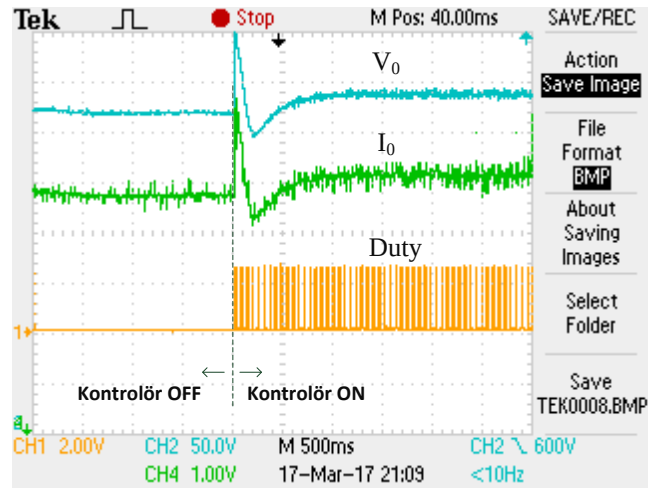
Şekil 6.13. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri



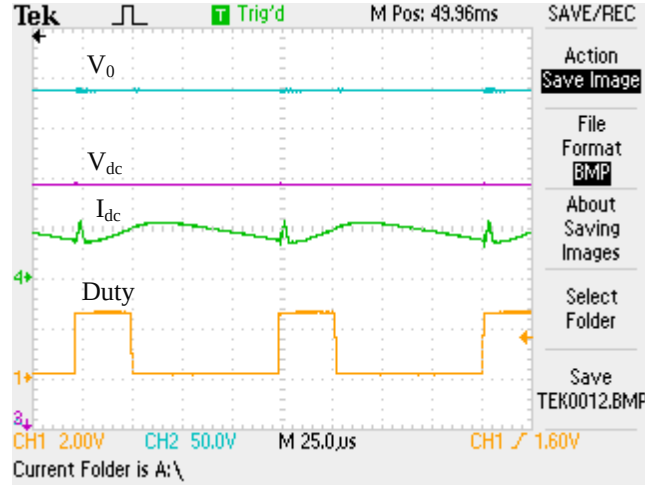
Şekil 6.14. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri



Şekil 6.15. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri

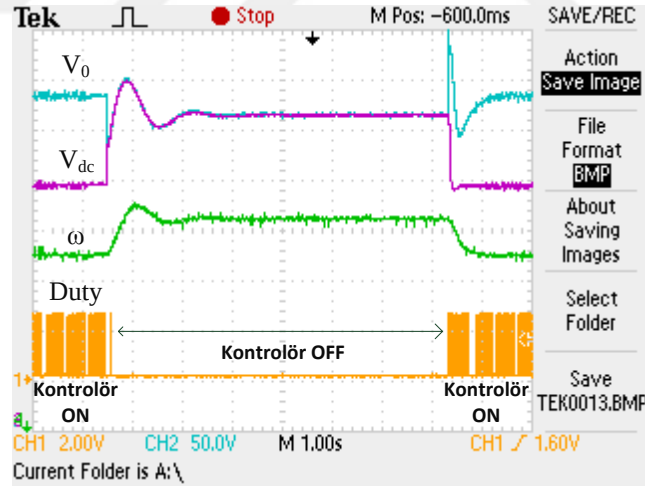


Şekil 6.16. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri

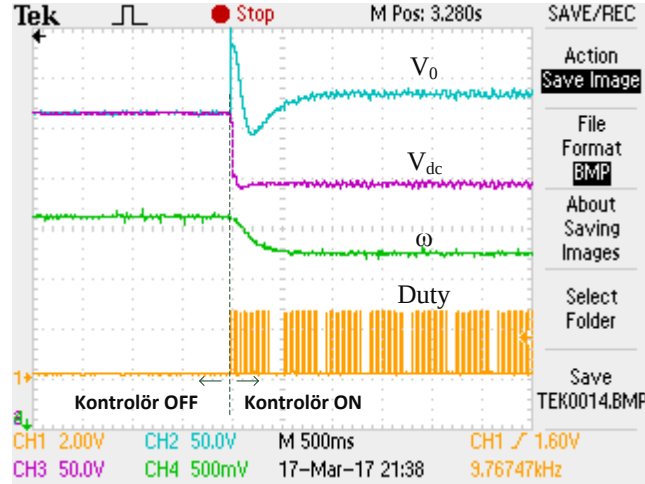


Şekil 6.17. 9 m/s rüzgar hızında denetleyici 'ON' durumunda iken V_0 , V_{dc} , I_L ve doluluk oranının değişimleri

Şekil 6.18. ve Şekil 6.19. ile verilen grafiklerde ise denetleyici devreye girdiği anda devir sayısı azalarak optimal değeri olan 347 devir/dakika değerini yaklaşık olarak sağlayabilmektedir. Dolayısıyla 9 m/s rüzgar hızı için yapılan bu çalışmalardan da görülebileceği üzere uygulanan MGNT yöntemi ve tasarlanan AKKD denetleyicisi ile sistemden çekilen gücün arttığı ve MGNT'nin sağlanabildiği görülmüştür.

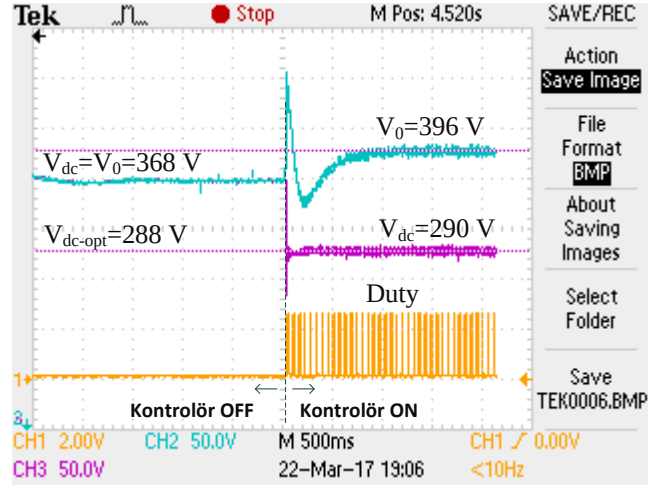


Şekil 6.18. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri

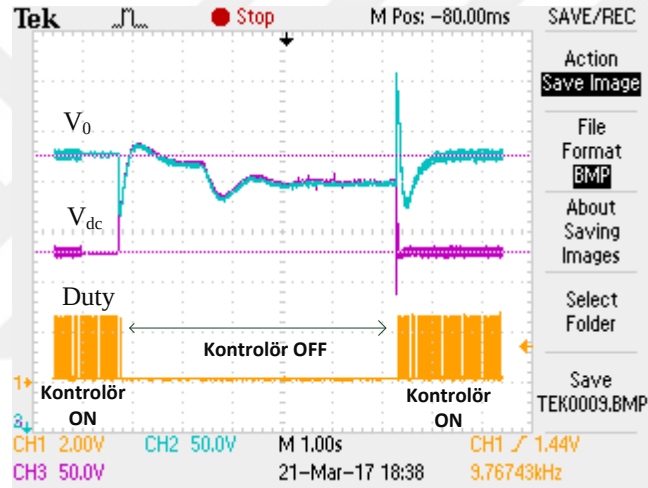


Şekil 6.19. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri

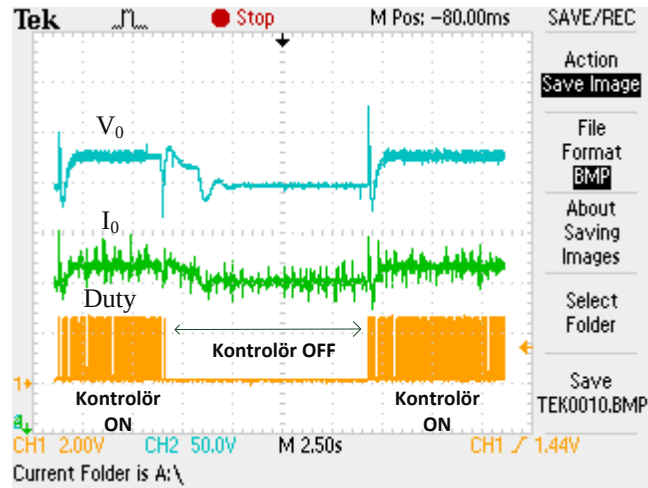
Benzer çalışmalar 10 m/s rüzgar hızı için yapılmış olup elde edilen sonuçlar Şekil 6.20. ile Şekil 6.26. arasındaki grafikler ile verilmiştir. Şekil 6.20. ve Şekil 6.21. ile verilen grafiklerden görülebileceği üzere denetleyici devre dışı iken dc-dc yükseltici tip dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri 368 V düzeylerindedir. Denetleyici devreye alındığında giriş gerilimi 290 V olurken çıkış gerilimi 396 V olmuştur. Rüzgar enerji sisteminden çekilen güç anlamında bakıldığında 902 W düzeyinden 1045 W düzeylerine çıkılarak yaklaşık 143 W’lık güç artışı sağlanmıştır. Yapılan çalışma tekrarlanarak Şekil 6.22. ve Şekil 6.23. grafiklerinde çıkış akımında incelenmiş ve denetleyici devreye alındığında yük akımı üzerinde de artış sağlandığı gösterilmiştir. Şekil 6.25. ve Şekil 6.26. grafikleri ile ayrıca devir sayısının değişimi incelenmiştir. Denetleyici devreye girdiğinde hız değerinin istenildiği gibi optimal değerine getirilmesi sağlanmış ve yüke aktarılan güç artırılmıştır. 10 m/s için yapılmış olan bu çalışmalarda da tasarlanan denetleyicinin oldukça iyi performans gösterdiği ve MGNT sağlayabildiği görülmüştür.



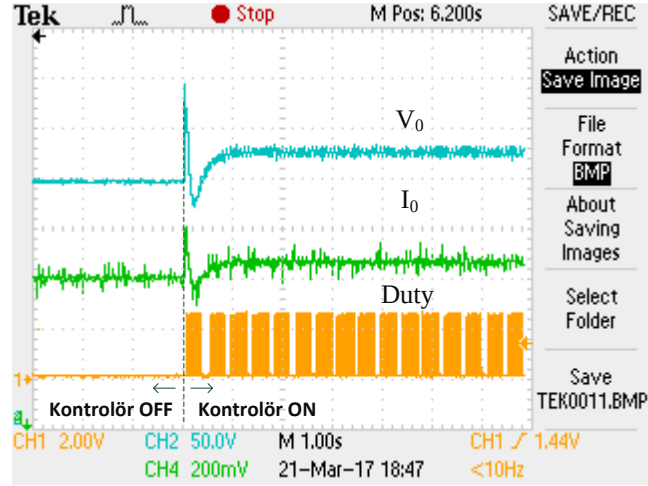
Şekil 6.20. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri



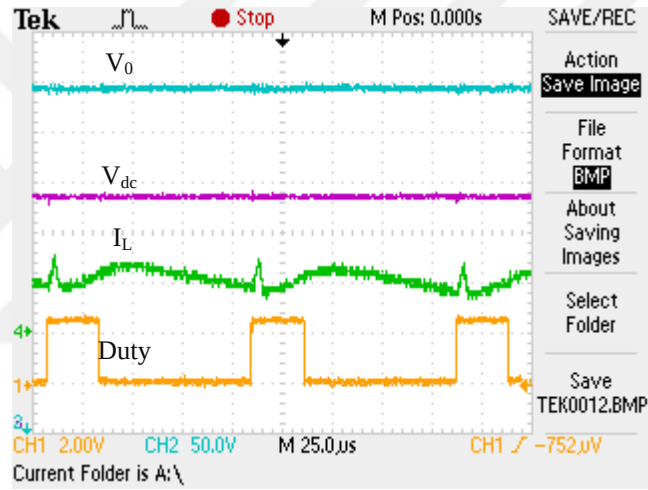
Şekil 6.21. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri



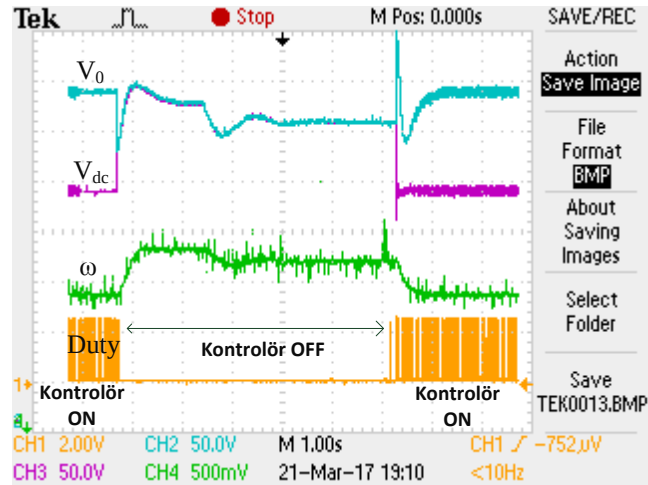
Şekil 6.22. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri



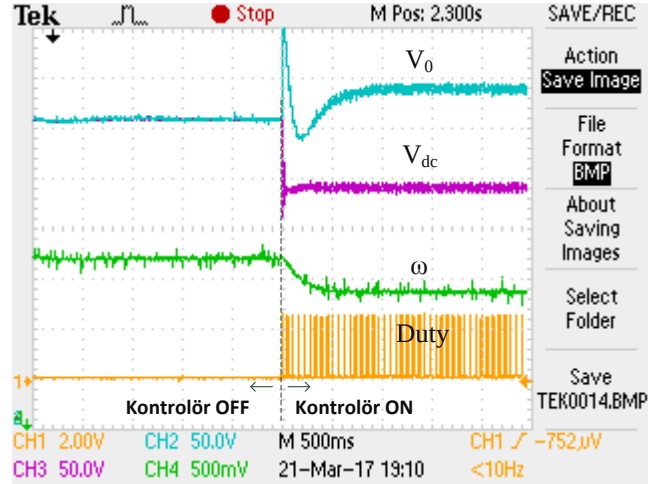
Şekil 6.23. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri



Şekil 6.24. 10 m/s rüzgar hızında denetleyici 'ON' durumunda iken V_0 , V_{dc} , I_L ve doluluk oranının değişimleri

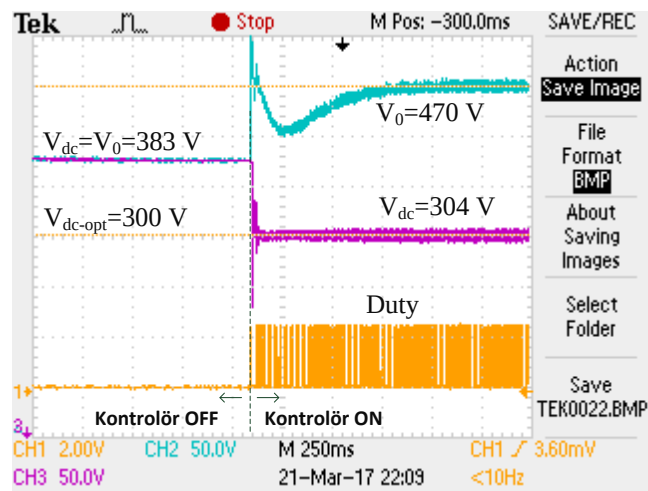


Şekil 6.25. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri

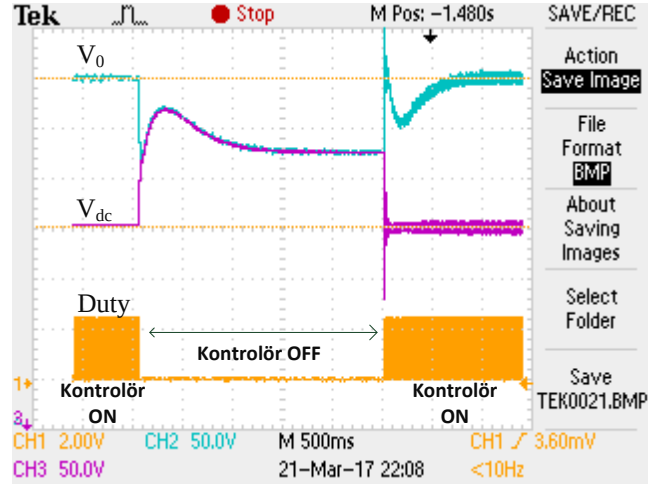


Şekil 6.26. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri

11 m/s rüzgar hızı için çalışmalar tekrarlanarak sonuçlar Şekil 6.27. ile Şekil 6.33. arasında verilen grafikler ile sunulmuştur. Şekil 6.27. ve Şekil 6.28. ile verilen osiloskop görüntülerinden görülebileceği gibi denetleyici devre dışı iken dc-dc yükseltici tip dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri yaklaşık olarak eşit olup 383 V düzeylerindedir. Denetleyici devreye alındığında ise giriş gerilimi 304 V, çıkış gerilimi ise 470 V olmaktadır. Dolayısıyla sistemden başlangıçta 978 W civarında bir güç çekilebilirken denetleyici devreye alındığında yaklaşık 1473 W güç çekilebilmektedir. Dolayısıyla yaklaşık 495 W civarında bir fark olup rüzgar enerji sisteminden çekilen güç miktarında % 33,6 civarında güç artışı sağlanmıştır.

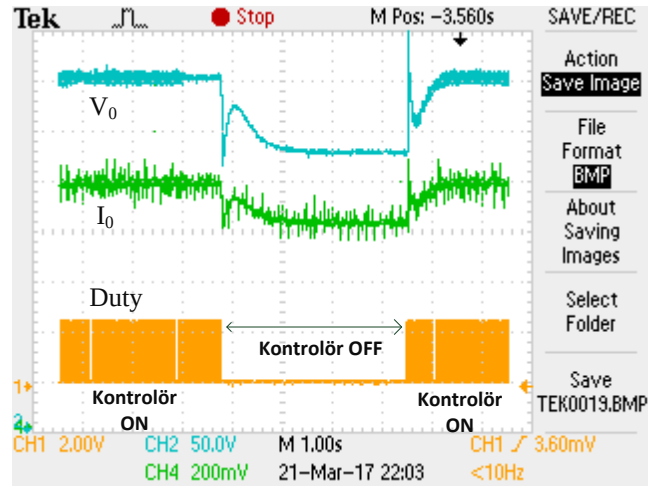


Şekil 6.27. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri

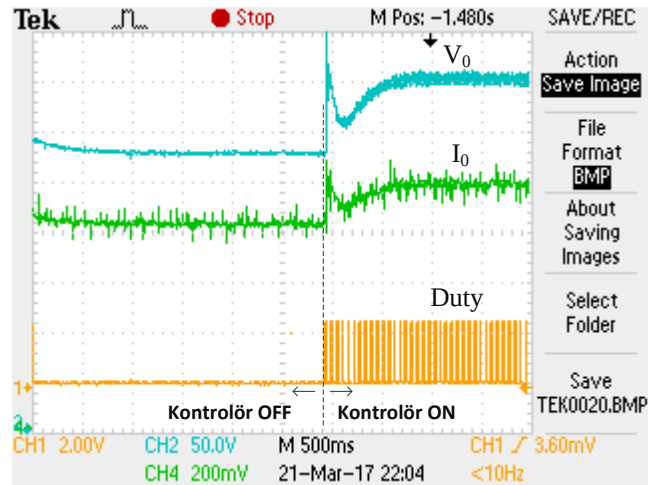


Şekil 6.28. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_{dc} , V_0 ve doluluk oranının değişimleri

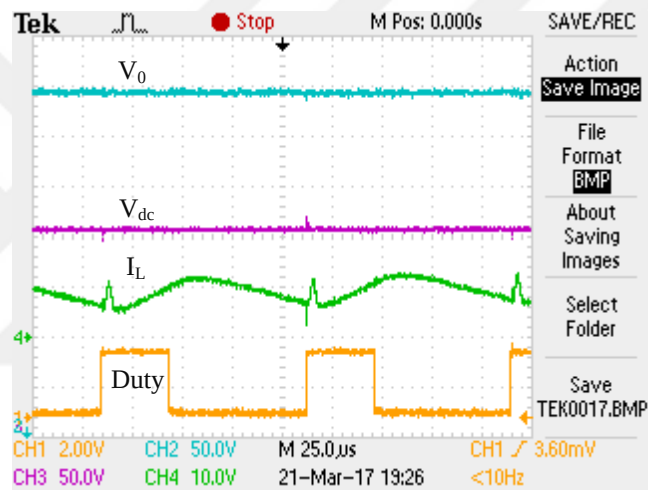
Şekil 6.29. ve Şekil 6.30. ile verilen osiloskop görüntülerinden yük akımının denetleyici devreye girdiğinde arttığı görülebilmektedir. Şekil 6.31. ile verilen grafikte endüktans akımının değişimi incelenmiştir. Şekil 6.32. ve Şekil 6.33. ile verilen grafiklerde ise devir sayısının değişimi incelenmiştir. Denetleyici devreye girdiği anda generatör optimal devir sayısına yakın bir şekilde çalıştırılabilmiş ve yüke aktarılan güç artırılmıştır. Dolayısıyla 11 m/s için yapılmış olan bu deneysel çalışmalarda da tasarlanan denetleyicinin performansı incelenmiş ve rüzgar enerji sistemi için MGNT'nin sağlanabildiği görülmüştür.



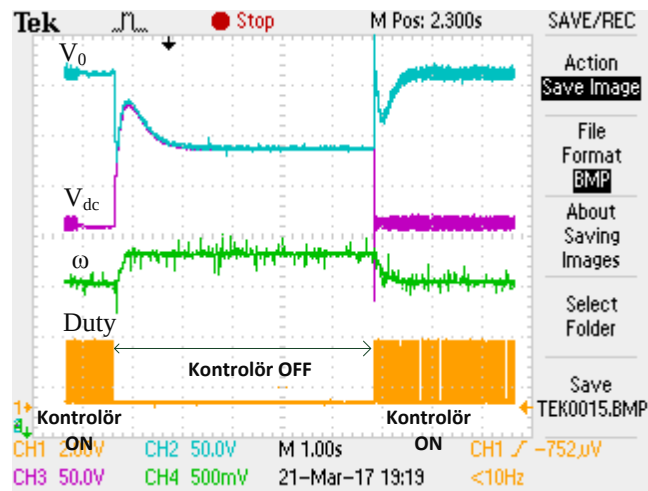
Şekil 6.29. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri



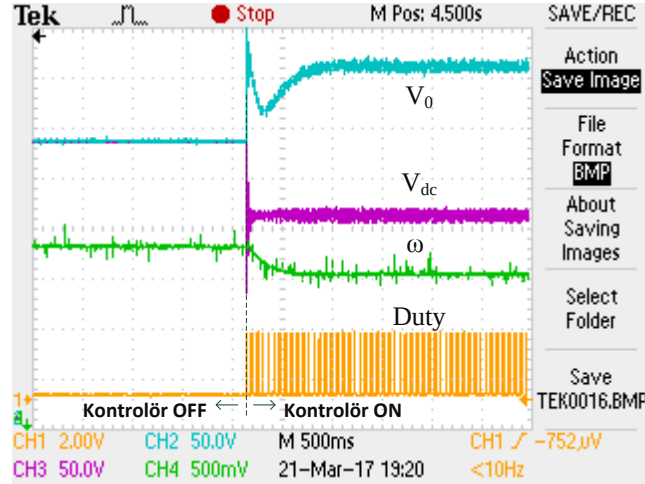
Şekil 6.30. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , I_0 ve doluluk oranının değişimleri



Şekil 6.31. 11 m/s rüzgar hızında denetleyici 'ON' durumunda iken V_0 , V_{dc} , I_L ve doluluk oranının değişimleri



Şekil 6.32. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri



Şekil 6.33. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} , ω ve doluluk oranının değişimleri

6.3. Kullanılan GSG Yöntemi ile Deneysel Çalışmaların Yapılması

Bölüm 3.2.1. ile verilen GSG yönteminin tasarlanan ayrık-zamanlı denetleyici ile MGNT performansını değerlendirmek amacıyla deneysel çalışmalar yapılmıştır. Bu yöntem için öncelikle rüzgar enerji sistemi emülatörünün sahip olduğu K_{opt} değerinin bulunması gerekmektedir. Bu amaçla daha önce maksimum güç noktalarının elde edilmesi ile oluşturulan Tablo 6.5. kullanılarak K_{opt} değeri elde edilmiştir ve Tablo 6.6. ile verilmiştir.

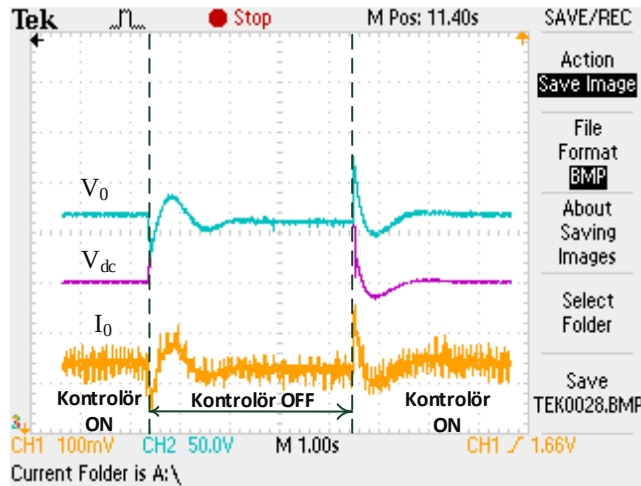
Tablo 6.6. Kullanılan GSG yöntemi için gerekli olan K_{opt} değerinin belirlenmesi

Deneysel Düzenek, R=150 ohm			
Rüzgar Hızı (m/s)	V_{dc-opt} (V)	P_{0-maks} (W)	K_{opt}
7	196	337,50	$4,48.10^{-5}$
8	227	572,33	$4,41.10^{-5}$
9	245	826,03	$5,02.10^{-5}$
10	288	1066,67	$4,46.10^{-5}$
11	300	1485,23	$5,04.10^{-5}$
12	322	1747,63	$5,23.10^{-5}$

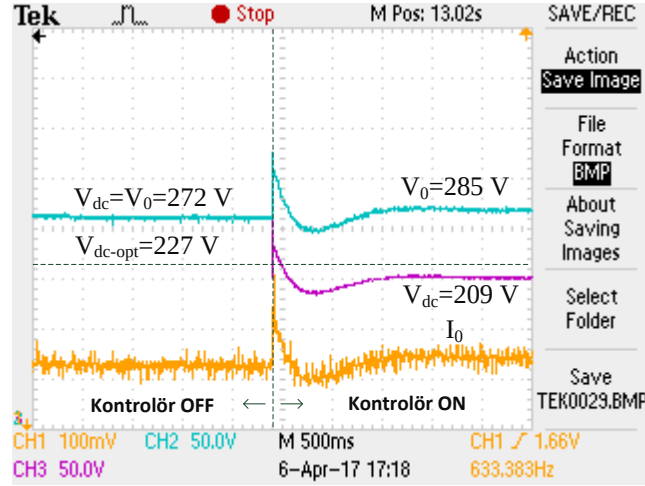
Tablo 6.6.’dan görüleceği üzere K_{opt} değeri küçük bir bant ile sınırlı olsa da rüzgar hızlarına göre değişiklik göstermektedir. Literatür çalışmalarında bunun nedeninin

generatör ve güç dönüştürücü birimin sabit olmayan verimi, mekanik ve elektriksel zorlamalar (stress), kullanılan elemanların yaşlanma faktörleri vb. gibi faktörlerden kaynaklandığı söylenmektedir [88]. Deneysel çalışmaların 8-11 m/s aralığında yapıldığı düşünülerek yapılan deneysel çalışmalar için $K_{opt} = 5.10^{-5}$ olarak seçilmiştir. Dolayısıyla MGNT referans noktasına tam olarak yakınsama sağlanamamaktadır.

Rüzgar hızı 8 m/s değeri için yapılan deneysel çalışmalar Şekil 6.34., Şekil 6.35., Şekil 6.36. ve Şekil 6.37. grafikleri ile sunulmuştur. Şekil 6.34. ile verilen grafikte denetleyici aktifken devre dışı bırakılmış ve ardından tekrar devreye alınarak V_0 , V_{dc} ve I_0 değerleri gözlenmiştir. Şekil 6.35. ile verilen grafikte ise denetleyici devre dışı iken devreye alınmış ve akım ve gerilim değerlerinin değişimi incelenmiştir. Başlangıçta 272 V düzeylerinde çalışan sistem denetleyici devreye alındığında referans dc gerilim değerine yakınsamış ve çıkışa aktarılan güçte hem çıkış gerilimi hem de çıkış akımından görülebileceği üzere artış sağlanmıştır. Burada K_{opt} değerinin sabit alınmasından dolayı tasarlanan denetleyici referans gerilim değerine tam olarak yakınsama sağlayamamış ve kullanılan KHO yöntemine nazaran MGNT bir miktar hata ile sağlanabilmiştir. Ancak kullanılan GSG yönteminde de devir sayısı ölçümünün ortadan kaldırıldığı bilinmektedir. Dolayısıyla mekanik algılayıcı gereksiniminin ortadan kaldırılması, MGNT performansında bir miktar kötüleşmeye neden olmuştur.

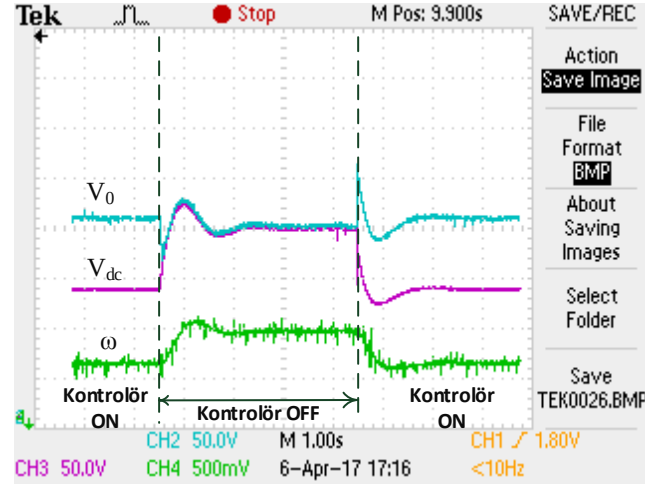


Şekil 6.34. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve I_0 parametrelerinin değişimi

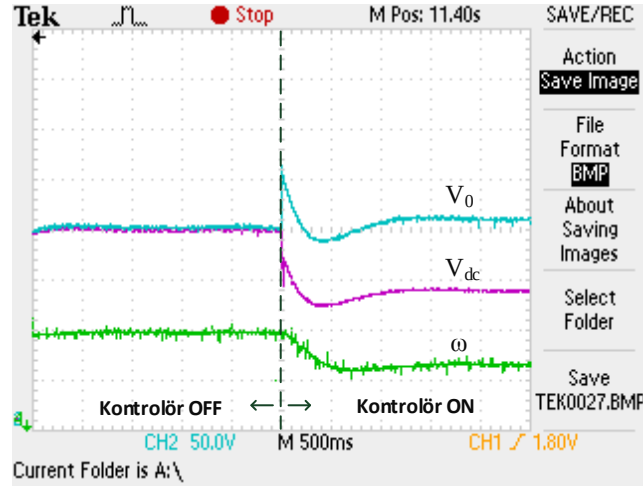


Şekil 6.35. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} , ve I_0 parametrelerinin değişimi

Şekil 6.36. ve Şekil 6.37. ile verilen grafikte denetleyici aktifken devre dışı bırakılmış ve ardından tekrar devreye alınarak V_0 , V_{dc} ve ω değerleri gözlenmiştir. Şekil 6.37. ile verilen grafikte ise denetleyici devre dışı iken tekrar devreye alınarak aynı sistem durumları gözlenmiştir. Her iki grafikte de denetleyici devreye alındığında rüzgar türbini devir sayısının azalarak optimal devir sayısına yakınsadığı ve dolayısıyla MGNT sağlanabildiği görülmektedir.

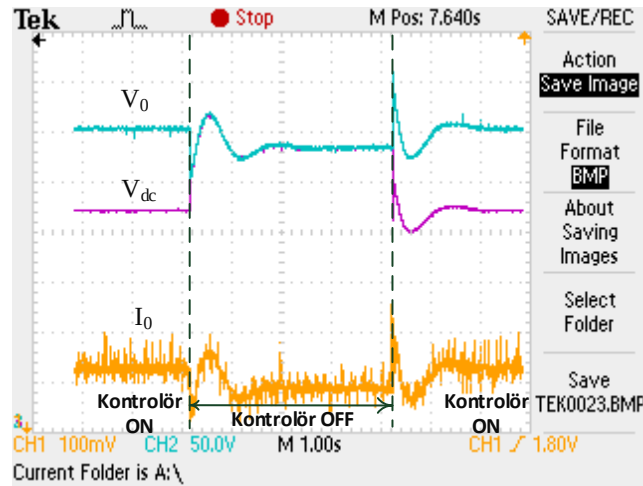


Şekil 6.36. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi

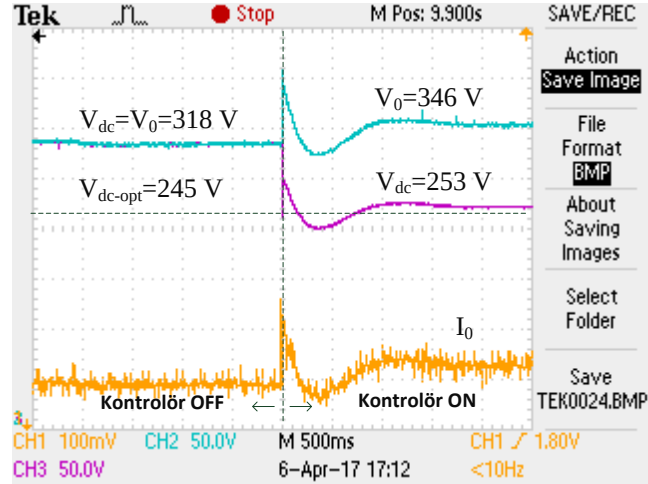


Şekil 6.37. 8 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi

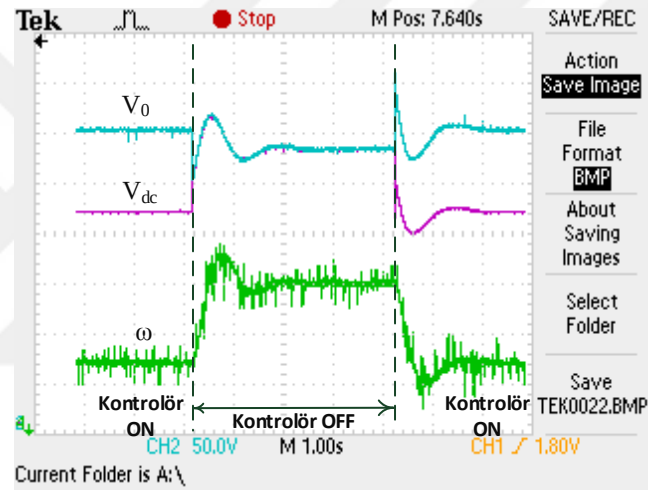
Benzer çalışmalar 9 m/s rüzgar hızı için yapılmış ve sonuçlar Şekil 6.38., Şekil 6.39., Şekil 6.40. ve Şekil 6.41. grafikleri ile verilmiştir. Bu çalışmada dc referans gerilimin 8 V’luk hata ile sağlanabildiği görülmektedir. Bu hata yüke aktarılan güçte yaklaşık olarak 27,91W’lık kayıba neden olmaktadır. Yüzde bazında değerlendirildiğinde yaklaşık %3,39’lük hata ile MGNT sağlanabildiğini söylemek mümkündür. Şekil 6.40. ve Şekil 6.41. grafikleri ile gerilim değişimlerinin yanı sıra devir sayısının değişimi incelenmiş ve denetleyici devreye alındığında rüzgar türbini devir sayısı azalarak optimal değerine yakınsamakta ve MGNT sağlanabilmektedir.



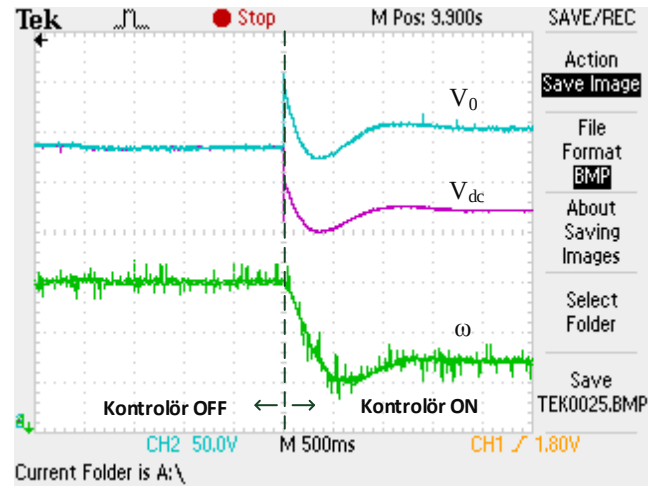
Şekil 6.38. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘ON’-‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve I_0 parametrelerinin değişimi



Şekil 6.39. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ve I_0 parametrelerinin değişimi

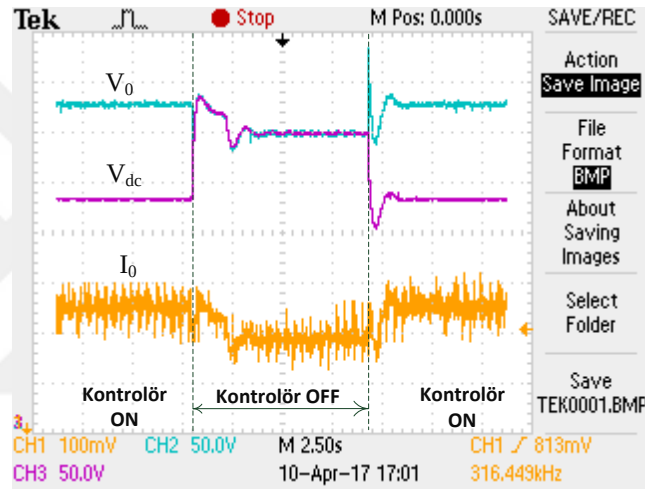


Şekil 6.40. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi

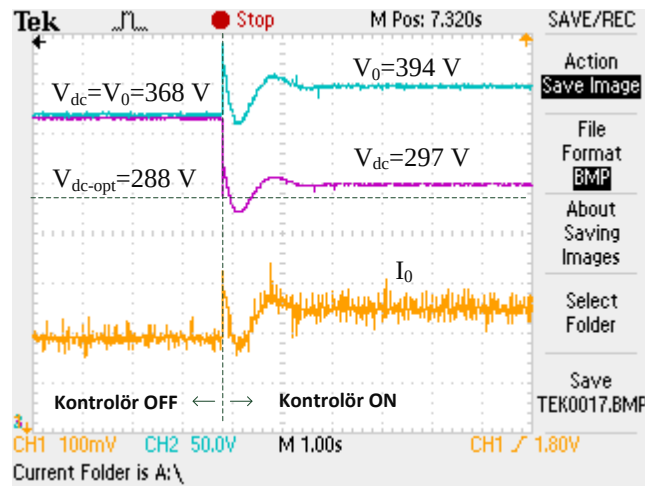


Şekil 6.41. 9 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi

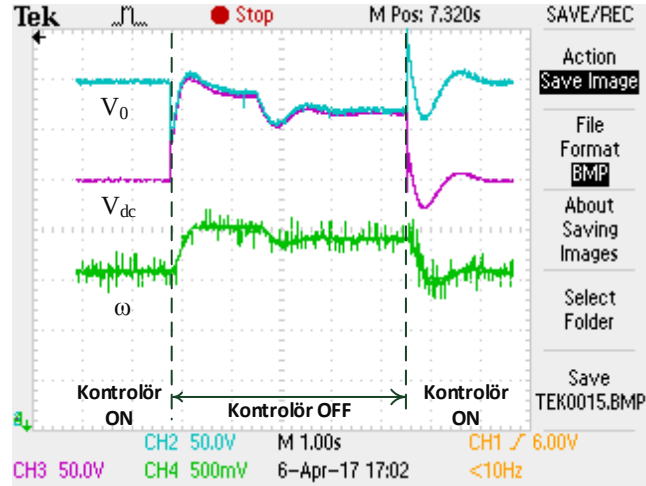
10 m/s için deneysel çalışmalar yapılarak elde edilen sonuçlar Şekil 6.42., Şekil 6.43., Şekil 6.44. ve Şekil 6.45. ile verilmiştir. Şekil 6.42. denetleyici devrede iken devreden çıkarılmış ve ardından tekrar devreye alınmıştır. Şekil 6.43. ile verilen grafikte ise denetleyici devre dışı iken tekrar devreye alınmış ve V_0 , V_{dc} , I_0 değişimleri incelenmiştir. Önceki çalışmalarda olduğu gibi referans gerilim takibi bir miktar sürekli hal hatası ile sağlanabilmiştir. Buna rağmen rüzgar enerji sisteminden çekilebilecek maksimum güç değerine oldukça iyi yakınsama sağlanabilmiştir. Şekil 6.44. ve Şekil 6.45. ile verilen grafiklerde ise gerilim değerlerinin yanı sıra devir sayısının değişimi incelenmiştir.



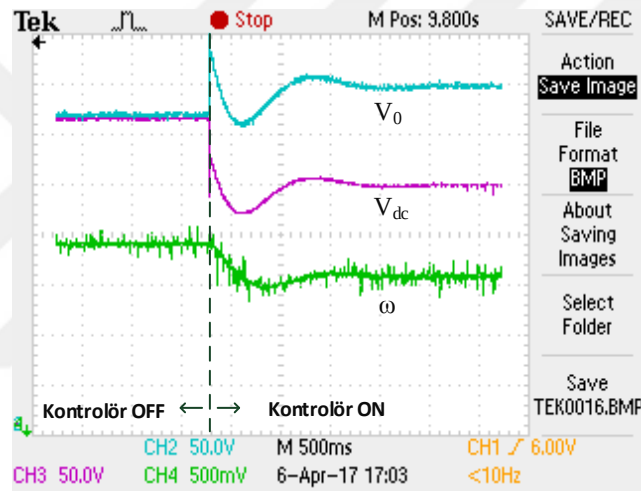
Şekil 6.42. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ve I_0 parametrelerinin değişimi



Şekil 6.43. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ve I_0 parametrelerinin değişimi

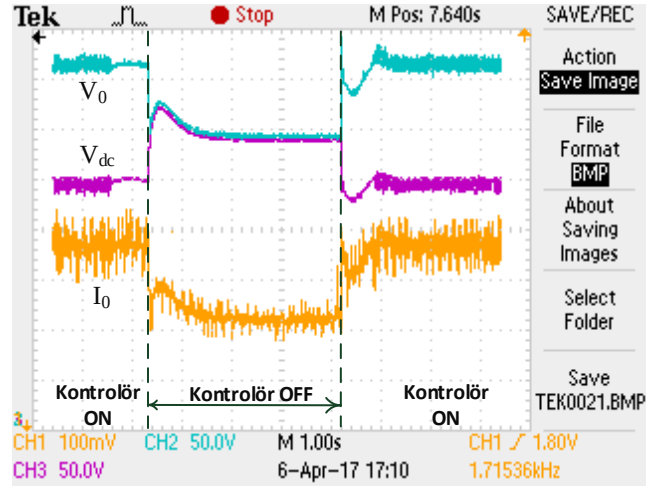


Şekil 6.44. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi

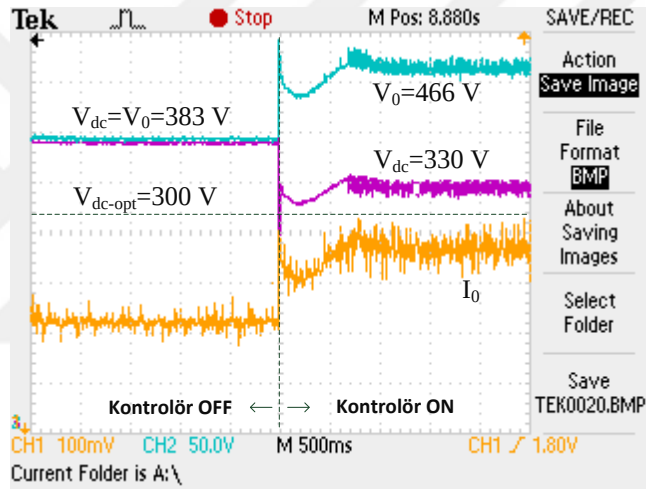


Şekil 6.45. 10 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi

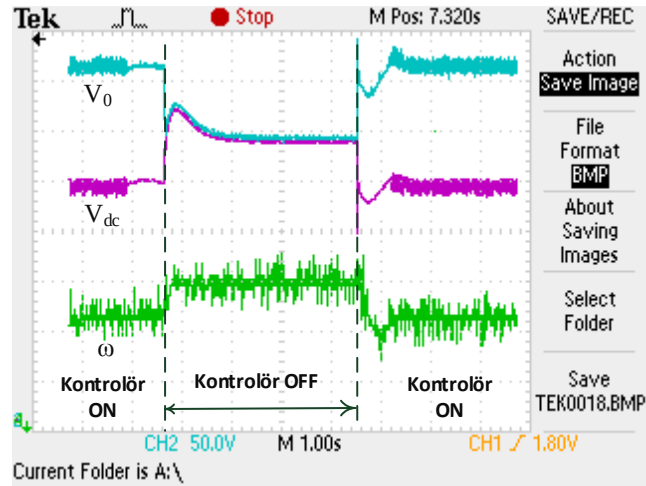
11 m/s rüzgar hızı için benzer şekilde deneysel çalışmalar tekrarlanmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 6.46., Şekil 6.47., Şekil 6.48. ve Şekil 6.49. grafikleri ile verilmiştir. Kullanılan GSG yönteminde referans değer anlık değerlerden üretildiği için sürekli bir referans değer değişimi söz konusudur. Bu sebeple özellikle 11 m/s rüzgar hızı için gerilim değerlerinde daha fazla salınım görülmüştür. Referans gerilim takibinde yine sürekli hal hatası mevcut iken maksimum güç noktası takibi de belli bir hata ile sağlanabilmiştir. Yüzde bazında bu hata yaklaşık %2,53, gerçek değer olarak ise 37,51 W olmaktadır. Şekil 6.48. ve Şekil 6.49. grafikleri ile ayrıca devir sayısı değişimi incelenmiştir.



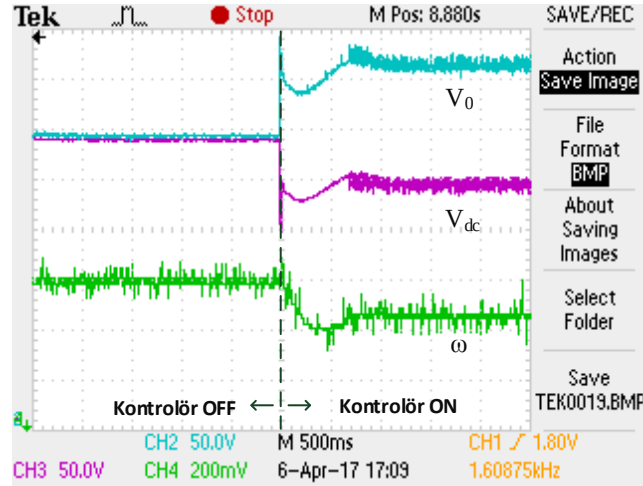
Şekil 6.46. 11 m/s rüzgar denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ve I_0 parametrelerinin değişimi



Şekil 6.47. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} , ve I_0 parametrelerinin değişimi

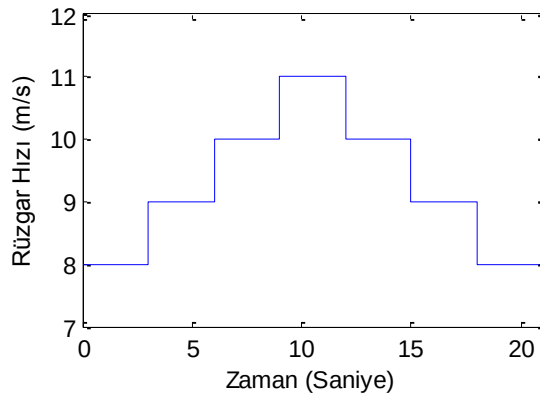


Şekil 6.48. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin 'ON'-'OFF'-'ON' durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi

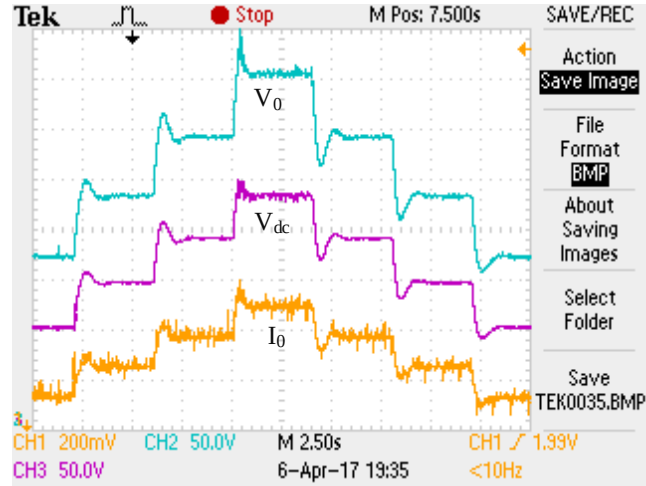


Şekil 6.49. 11 m/s rüzgar hızında denetleyicinin ‘OFF’-‘ON’ durumları için V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin değişimi

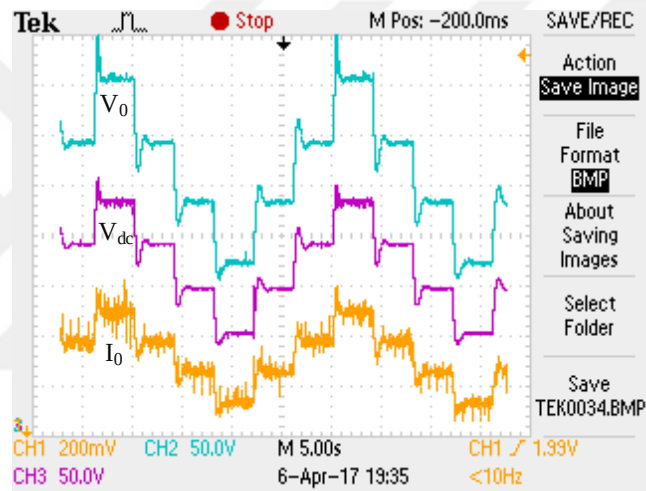
Kullanılan GSG yönteminin MGNT performans değerlendirmesi ayrıca Şekil 6.50.’de verilen rüzgar hız profili için deneysel olarak gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar Şekil 6.51., Şekil 6.52., Şekil 6.53. ve Şekil 6.54. grafikleri ile verilmiştir. Rüzgar hızı yaklaşık her 3 saniyede bir değiştirilerek 8 m/s rüzgar hızından 11 m/s değerine kadar artmakta ardından aynı şekilde 8 m/s değerine geri düşmektedir. Şekil 6.51. ve Şekil 6.52. ile verilen grafiklerde rüzgar hız profilinin bir ve iki periyot için V_0 , V_{dc} ve I_0 parametreleri incelenmiştir. Şekil 6.53. ve Şekil 6.54. ile verilen grafiklerde ise V_0 , V_{dc} ve ω parametrelerinin davranışları aynı rüzgar hız profili için bir ve iki periyot için incelenmiştir. Böylelikle kullanılan GSG yöntemi ve tasarlanan denetleyici ile değişken rüzgar hız profili için MGNT sağlanabildiği gösterilmiştir.



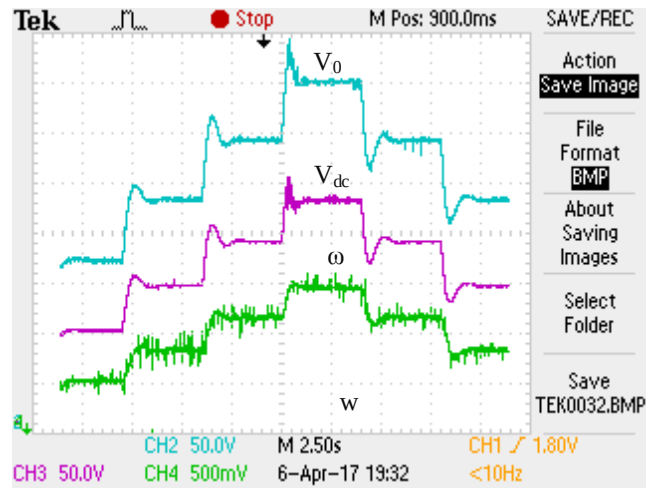
Şekil 6.50. Kullanılan rüzgar hız profili



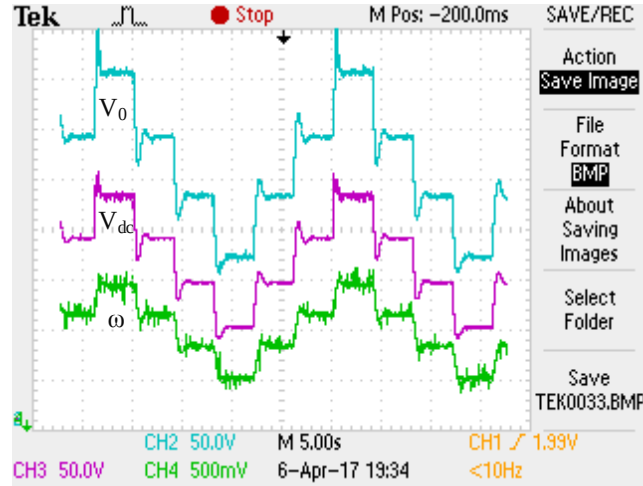
Şekil 6.51. Kullanılan GSG yönteminin değişen rüzgar profiline karşı bir periyot için V_0 , V_{dc} ve I_0 değişimleri



Şekil 6.52. Kullanılan GSG yönteminin değişen rüzgar profiline karşı iki periyot için V_0 , V_{dc} ve I_0 değişimleri



Şekil 6.53. Kullanılan GSG yönteminin değişen rüzgar profiline karşı bir periyot için V_0 , V_{dc} ve ω değişimleri



Şekil 6.54. Kullanılan GSG yönteminin değişen rüzgar profiline karşı iki periyot için V_0 , V_{dc} ve ω değişimleri

Kullanılan MGNT yöntemlerine ait performans değerlendirme sonuçları Tablo 6.7. ve Tablo 6.8. ile verilmiştir. Ayrıca literatürde yapılan gerçek zamanlı çalışmalarda elde edilen performansla kıyaslama yapılmış ve Tablo 6.9. ile sunulmuştur.

Tablo 6.7. Kullanılan KHO Yöntemine ait performans tablosu

Rüzgar Hızı (m/s)	V_{dc-opt} (V)	P_{0-maks} (W)	MGNT ile elde edilen V_{dc}	MGNT ile elde edilen P_0	MGNT doğruluğu (%)
8	227	572,32	230	568,00	99,25
9	245	826,02	248	817,00	98,91
10	288	1066,67	290	1045,40	98,01
11	300	1485,22	304	1473,00	99,18

Tablo 6.8. Kullanılan GSG Yöntemine ait performans tablosu

Rüzgar Hızı (m/s)	V_{dc-opt} (V)	P_{0-maks} (W)	MGNT ile elde edilen V_{dc}	MGNT ile elde edilen P_0	MGNT doğruluğu (%)
8	227	572,32	209	541,50	94,61
9	245	826,02	253	798,11	96,62
10	288	1066,67	297	1034,94	97,02
11	300	1485,22	330	1447,71	97,47

Tablo 6.9. Kullanılan KHO ve GSG Yöntemlerine ait MGNT doğruluklarının yüzdesel olarak rüzgar hızlarına göre ortalama değerlerinin literatür çalışmaları ile kıyas tablosu

Kullanılan KHO ile MGNT doğruluğu (ortalama %)	Kullanılan GSG ile MGNT doğruluğu (ortalama %)	[62] nolu kaynakçada MGNT doğruluğu (ortalama %)	[150] nolu kaynakçada MGNT doğruluğu (ortalama %)
98,84	96,43	97,512	98,977

BÖLÜM 7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Gelişen teknoloji, artan dünya nüfusu, insanlığın gelişen teknolojiye bağlı olarak yaşam standartlarının yükselmesi ve ağır sanayi ile birlikte enerji talebi giderek artmaktadır. Bunun yanı sıra fosil yakıt potansiyelinin azalması, fosil yakıtların meydana getirdiği olumsuz etkiler, sera gazı emisyonu gibi çevresel etkiler sebebiyle YEK'lere olan talep de artmaktadır.

Rüzgar enerjisi, YEK kaynakları arasında hidroelektrikten sonra en çok payı bulunan yenilenebilir enerji kaynağıdır. Bunun yanı sıra rüzgar enerjisi, YEK'ler içerisinde en hızlı büyüyen yenilenebilir enerji kaynağıdır. Gelecek yıllarda da bu büyümenin artmaya devam edeceği öngörülmekte ve hatta yakın gelecek için rüzgar enerjisinin en uygun maliyete sahip enerji kaynağı olacağına inanılmaktadır.

Tüm bunlar göz önüne alındığında RES'ler için MGNT çalışmaları oldukça önemlidir ve her geçen gün yapılan yeni çalışmalar ile literatüre katkı sunulmaya çalışılmaktadır.

Bu amaçla bu tez çalışmasında örnek bir RES modeli kullanılarak MGNT yöntemleri için farklı denetleyici tasarımları yapılmıştır. Yapılan çalışmaların performans değerlendirmeleri hem benzetim programları kullanılarak hem de deneysel düzenek kullanılarak test edilmiştir.

7.1. Sonuçlar

MGNT yöntemlerinde performans değerlendirmeleri: kullanılan mekanik algılayıcı sayısı, kontrol için kullanılan sistem maliyeti, sistemin maksimum güç noktasına yakınsama hızı, maksimum güç referansı civarında meydana gelen sürekli hal hatası

vb. kriterler değerlendirilerek yapılmaktadır. Bu çalışmada MGNT için literatür çalışmalarında henüz rüzgar enerji sistemleri için kullanılmamış olan KKD tabanlı farklı denetleyici tasarımları yapılarak performans değerlendirmeleri yapılmıştır. Bu amaçla rüzgar enerji sistemi için bir benzetim modeli oluşturularak klasik KKD ve İKKD, önerilen ÇİKKD ve HSKKD tasarımları sisteme uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlarda ÇİKKD'nin KKD ve İKKD'ye nazaran daha iyi bir performans ortaya koyduğu gözlenmiştir. Ayrıca HSKKD ile ÇİKKD'nin performanslarını kıyaslamak amacıyla hızlı değişen bir rüzgar hız profili kullanılmış ve HSKKD'nin ÇİKKD'ye nazaran daha yüksek MGNT verimine sahip olduğu görülmüştür.

Bu çalışmaların yanısıra literatürde daha önce herhangi bir fiziksel sisteme uygulanmayan ayırık-zamanda çatırtısız klasik KKD tabanlı denetleyici tasarımı, kayma yüzeyine integratör terimi ilave edilerek laboratuvar ortamında oluşturulan rüzgar enerji sistemine uygulanmış ve MGNT performansı incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar ile rüzgar enerji sisteminden maksimum gücün çekilebildiği ve dolayısıyla rüzgar enerji sisteminin veriminin artırıldığı gerçek zamanda deneysel olarak gösterilmiştir. Yapılan çalışmadan elde edilen sonuçlar literatür çalışmaları ile karşılaştırılarak yeterli bir performansa sahip olduğu gösterilmiş ve sonuçlar Tablo 6.9. ile verilmiştir.

7.2. Öneriler

Bu tez çalışmasında kullanılan MGNT yöntemleri ve tasarlanan denetleyici performansları, küçük güçlü bir rüzgar enerji sistemi üzerinde denenmiştir. Büyük güçlü RES'ler için de tasarımlar yenilenerek performans değerlendirmesi yapılabilir.

Bunun yanı sıra literatüre her geçen gün yeni denetleyici tasarımları sunulmaktadır. Bu çalışma da bu tasarımlardan RES modeli için uygun olduğu düşünülen birkaç farklı denetleyici tasarımı incelenmiştir. Literatür çalışmaları incelenerek yeni denetleyici tasarımları üzerinde de çalışmalar yapıp performans değerlendirilmesi incelenebilir. Ayrıca oluşturulan deney düzeneği laboratuvar imkanları

değerlendirilerek yapılabilirliği en iyi olan model seçilmiştir. Bu sebeple gerçek bir rüzgar türbini kullanılarak çalışmalar tekrarlanabilir.

Kullanılan KHO yaklaşımında devir sayısı ölçümü için gerekli olan algılayıcı gereksinimi ortadan kaldırılmıştır; ancak halen rüzgar hız ölçümü için algılayıcı gereksinimi mevcuttur. Bu gereksinimi ortadan kaldırmak için rüzgar hız kestirimi de yapılarak çalışma zenginleştirilebilir ve sistem maliyeti azaltılabilir.

Rüzgar enerji sistemine ait matematiksel modelden rüzgar hız kestirimleri ile ilgili literatür çalışmalarına bakılarak belirli bölgeler için modelleme yapılabilir.

Kullanılan kontrolsüz doğrultucu ve yükseltici tip dc-dc dönüştürücü yapısı yerine aktif doğrultucu ya da güç katsayısı düzeltimi özelliğine sahip yükseltici tip dc-dc dönüştürücü yapısı kullanılabilir. Böylelikle harmonik ve reaktif güç eliminasyonu yapılarak güç kalitesinin geliştirilmesi sağlanabilir.

Benzetim çalışmalardan elde edilen sonuçlara göre kullanılan yöntemler arasında en iyi MGNT performansı HSKKD ile sağlanmıştır. Dolayısıyla gerçek zamanlı uygulamalar için HSKKD tasarımı ayrık zamanda yapılarak sayısal işlemci ile sisteme uygulanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Huang, C., Li, F., Jin, Z., Maximum Power Point Tracking Strategy for Large-Scale Wind Generation Systems Considering Wind Turbine Dynamics. *IEEE Trans Ind Electron.*, 62(4), 2530-2539, 2015.
- [2] Fathabadi, H., Novel high efficient speed sensorless controller for maximum power extraction from wind energy conversion systems. *Energy Convers Manag.*, 123, 392-401, 2016.
- [3] Aissaoui, A.G., Tahour, A., Essounbouli, N., Nollet, F., Abid, M., Chergui, M.I., A Fuzzy-PI control to extract an optimal power from wind turbine. *Energy Convers Manag.*, 65, 688-696, 2013.
- [4] Foley, T., Thornton, K., Hinrichs-Rahlwes, R., Sawyer, S., Sander, M., Taylor, R., Teske, S., Lehmann, H., Alers, M., Hales, et al. *Renewables 2015 Global Status Report*. 2015.
- [5] Di Piazza, M.C., Pucci, M., Induction Machines based Wind Generators with Neural Maximum Power Point Tracking and Minimum Losses Techniques. *IEEE Trans Ind Electron.*, 63(2), 944-954, 2016.
- [6] Calderaro, V., Galdi, V., Piccolo, A., Siano, P., A fuzzy controller for maximum energy extraction from variable speed wind power generation systems. *Electr Power Syst Res.*, 78, 1109-1118, 2008.
- [7] Adzic, E., Ivanovic, Z., Adzic, M., Maximum Power Search in Wind Turbine Based on Fuzzy Logic Control. *Acta Polytechnica Hungarica*, 6(1), 131-149, 2009.
- [8] Patel, M.R., *Wind and Solar Power Systems*. CRC Press, 320, 1999.
- [9] Quaschnig, V., *Understanding Renewable Energy Systems*. First Edition, London, Earthscan, 289, 2005.
- [10] Johnson, G.L., *Wind Energy Systems*. Electronic Edition, 419, 2001.
- [11] Burton, T., Sharpe, D., Jenkins, N., Bossanyi, E., *Wind Energy Handbook*. West Sussex: John Wiley & Sons Ltd; 2001.

- [12] Schlager, N., *Alternative Energy*. Vol 1. First Edit. (Weisblatt J, ed.). China, UXL, 1 edition, 2006.
- [13] McAlinden, P., McAlinden, J., Frost, D., McAlinden, G., Steady as she blows. *IEEE Spectr.*, 40(8), 35-39, 2003.
- [14] 2015 Türkiye Rüzgar Enerjisi İstatistik Raporu, TÜREB, 2015.
- [15] Anusha, K.D., Jayasankar, K.C., Power Control of Wind Turbine Driven Permanent Magnet Synchronous Generator Using Maximum Power Point Tracking Algorithm. *Power Electron Renew Energy Syst.*, 425-431, 2014.
- [16] Phan, D-C., Yamamoto, S., Maximum Energy Output of a DFIG Wind Turbine Using an Improved MGNT-Curve Method. *Energies*, 8(10), 11718-11736, 2015.
- [17] Barakati, M., Kazerani, M., Aplevich, D., Maximum power tracking control for a wind turbine system including a matrix converter. *IEEE Trans Energy Convers.*, 24(3), 705-713, 2009.
- [18] Ganjefar, S., Mohammadi, A., Variable speed wind turbines with maximum power extraction using singular perturbation theory. *Energy*, 106, 510-519, 2016.
- [19] Huang, C., Li, F., Jin, Z., Maximum Power Point Tracking Strategy for Large-Scale Wind Generation Systems Considering Wind Turbine Dynamics. *IEEE Trans Ind Electron.*, 62(4), 2530-2539, 2015.
- [20] Musunuri, S., Ginn, H.L., Comprehensive review of wind energy maximum power extraction algorithms. *IEEE Power Energy Soc Gen Meet.*, Detroit, Michigan, USA, 2011.
- [21] Abdullah, M.A., Yatim, A.H.M., Tan, C.W., Saidur, R., A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems. *Renew Sustain Energy Rev.*, 16(5), 3220-3227, 2012.
- [22] Wang, Q., Chang, L., An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems. *IEEE Trans Power Electron.*, 19(5), 1242-1249, 2004.
- [23] Tenca, P., Rockhill, A.A., Lipo, T.A., Wind Turbine Current-Source Converter Providing Reactive Power Control and Reduced Harmonics. *IEEE Trans Ind Appl.*, 43(4), 1050-1060, 2007.
- [24] Boukhezzar, B., Siguerdidjane, H., Nonlinear Control of a Variable-Speed Wind Turbine Using a Two-Mass Model. *IEEE Trans Energy Convers.*, 26(1), 149-162, 2011.

- [25] Koutroulis, E., Kalaitzakis, K., Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications. *IEEE Trans Ind Electron.*, 53(2), 486-494, 2006.
- [26] Wai, R.J., Lin, C.Y., Chang, Y.R., Novel maximum-power-extraction algorithm for PMSG wind generation system. *IET Electr Power Appl.*, 1(2), 275-283, 2007.
- [27] Kazmi, S.M.R., Goto, H., Guo, H-J., Ichinokura, O., A Novel Algorithm for Fast and Efficient Speed-Sensorless Maximum Power Point Tracking in Wind Energy Conversion Systems. *IEEE Trans Ind Electron.*, 58(1), 29-36, 2011.
- [28] Agarwal, V., Aggarwal, R.K., Patidar, P., Patki, C., A Novel Scheme for Rapid Tracking of Maximum Power Point in Wind Energy Generation Systems. *IEEE Trans Energy Convers.*, 25(1), 228-236, 2010.
- [29] Kortabarria, I., Andreu, J., Martínez de Alegría, I., Jiménez, J., Gárate, J.I., Robles, E., A novel adaptative maximum power point tracking algorithm for small wind turbines. *Renew Energy*, 63, 785-796, 2014.
- [30] Chen, J., Chen, J., Gong, C., Constant-bandwidth maximum power point tracking strategy for variable-speed wind turbines and its design details. *IEEE Trans Ind Electron.*, 60(11), 5050-5058, 2013.
- [31] Ramasamy, B.K., Palaniappan, A., Yakoh, S.M., Direct-drive low-speed wind energy conversion system incorporating axial-type permanent magnet generator and Z-source inverter with sensorless maximum power point tracking controller. *IET Renew Power Gener.*, 7(3), 284-295, 2013.
- [32] Zhu, Y., Cheng, M., Hua, W., Wang, W., A Novel Maximum Power Point Tracking Control for Permanent Magnet Direct Drive Wind Energy Conversion Systems. *Energies*, 5(12), 1398-1412, 2012.
- [33] Chen, J-H., Yau, H-T., Hung, W., Design and Study on Sliding Mode Extremum Seeking Control of the Chaos Embedded Particle Swarm Optimization for Maximum Power Point Tracking in Wind Power Systems. *Energies*, 7(3), 1706-1720, 2014.
- [34] Camblong, H., de Alegria, I.M., Rodriguez, M., Abad, G., Experimental evaluation of wind turbines maximum power point tracking controllers. *Energy Convers Manag.*, 47(18-19), 2846-2858, 2006.
- [35] Dharmaian Retnam, B.B.J., Nanjappa Gounder, A.G., Vasu, R., Power Electronic Interface with Maximum Power Point Tracking Using Line-commutated Inverter for Grid-connected Permanent Magnet Synchronous Generator. *Electr Power Components Syst.*, 43(5), 543-555, 2015.

- [36] Mancilla-David, F., Ortega, R., Adaptive passivity-based control for maximum power extraction of stand-alone windmill systems. *Control Eng Pract.*, 20(2), 173-181, 2012.
- [37] González, L.G., Figueres, E., Garcerá, G., Carranza, O., Maximum-power-point tracking with reduced mechanical stress applied to wind-energy-conversion-systems. *Appl Energy*, 87(7), 2304-2312, 2010.
- [38] Lee, C., Chen, P., Shen, Y., Maximum power point tracking (MGNT) system of small wind power generator using RBFNN approach. *Expert Syst Appl.*, 38(10), 12058-12065, 2011.
- [39] Hong, C-M., Chen, C-H., Tu, C-S., Maximum power point tracking-based control algorithm for PMSG wind generation system without mechanical sensors. *Energy Convers Manag.*, 69, 58-67, 2013.
- [40] Şerban, I., Marinescu, C., A sensorless control method for variable-speed small wind turbines. *Renew Energy*, 43, 256-266, 2012.
- [41] Merida, J., Aguilar, L.T., Jorge, D., Analysis and synthesis of sliding mode control for large scale variable speed wind turbine for power optimization. *Renew Energy*, 71, 715-728, 2014.
- [42] Kahla, S., Soufi, Y., Sedraoui, M., Bechouat, M., On-Off control based particle swarm optimization for maximum power point tracking of wind turbine equipped by DFIG connected to the grid with energy storage. *Int J Hydrogen Energy*, 40(39), 13749-13758, 2015.
- [43] Ganjefar, S., Ghasemi, A.A., A novel-strategy controller design for maximum power extraction in stand-alone windmill systems. *Energy*, 76, 326-335, 2014.
- [44] Hui, J.C.Y., Bakhshai, A., Jain, P.K., A Sensorless Adaptive Maximum Power Point Extraction Method With Voltage Feedback Control for Small Wind Turbines in Off-Grid Applications. *Ieee J Emerg Sel Top Power Electron.*, 3(3), 817-828, 2015.
- [45] Linus, R.M., Damodharan, P., Maximum power point tracking method using a modified perturb and observe algorithm for grid connected wind energy conversion systems. *IET Renew Power Gener.*, 9(6), 682-689, 2015.
- [46] Linus, R.M., Damodharan, P., Wind Velocity Sensorless Maximum Power Point Tracking Algorithm in Grid-connected Wind Energy Conversion System. *Electr Power Components Syst.*, 43(15), 1761-1770, 2015.
- [47] Wei, C., Zhang, Z., Qiao, W., Qu, L., Reinforcement learning-based intelligent maximum power point tracking control for wind energy conversion systems. *IEEE Trans Ind Electron.*, 62(10), 6360-6370, 2015.

- [48] Yu, K.N., Liao, C.K., Applying novel fractional order incremental conductance algorithm to design and study the maximum power tracking of small wind power systems. *J Appl Res Technol.*, 13(2), 238-244, 2015.
- [49] Pucci, M., Induction machines sensors-less wind generator with integrated intelligent maximum power point tracking and electric losses minimisation technique. *IET Control Theory Appl.*, 9(12), 1831-1838, 2015.
- [50] Zhao, H., Wu, Q., Rasmussen C.N., Blanke M., L1 Adaptive Speed Control of a Small Wind Energy Conversion System for Maximum Power Point Tracking. *IEEE Trans Energy Convers.*, 29(3), 576-584, 2014.
- [51] Lalouni, S., Rekioua, D., Idjdarene, K., Tounzi, A., Maximum Power Point Tracking Based Hybrid Hill-climb Search Method Applied to Wind Energy Conversion System. *Electr Power Components Syst.*, 43(8-10), 1028-1038, 2015.
- [52] Daili, Y., Gaubert, J-P., Rahmani, L., New control strategy for fast-efficient MGNT without mechanical sensors applied to small WECS. *J Renew Sustain Energy*, 7(4), 043102-1-043102-17, 2015.
- [53] Belmokhtar, K., Doumbia, M.L., Agbossou, K., Novel fuzzy logic based sensorless maximum power point tracking strategy for wind turbine systems driven DFIG (doubly-fed induction generator). *Energy*, 76, 679-693, 2014.
- [54] Xia, Y., Ahmed, K.H., Williams, B.W., Wind Turbine Power Coefficient Analysis of a New Maximum Power Point Tracking Technique. *IEEE Trans Ind Electron.*, 60(3), 1122-1132, 2013.
- [55] Fateh, F., White, W.N., Gruenbacher, D., A Maximum Power Tracking Technique for Grid-Connected DFIG-Based Wind Turbines. *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron.*, 3(4), 957-966, 2015.
- [56] Lee, J., Kim, Y-S., Sensorless fuzzy-logic-based maximum power point tracking control for a small-scale wind power generation systems with a switched-mode rectifier. *IET Renew Power Gener.*, 10(2), 194-202, 2016.
- [57] Hui, .J, Bakhshai, A., Jain, P., An Energy Management Scheme with Power Limit Capability and an Adaptive Maximum Power Point Tracking for Small Standalone PMSG Wind Energy Systems. *IEEE Trans Power Electron.*, 31(7), 4861-4875, 2015.
- [58] Zhang, Z., Zhao, Y., Qiao, W., Qu, L., A Space-Vector-Modulated Sensorless Direct-Torque Control for Direct-Drive PMSG Wind Turbines. *IEEE Trans Ind Appl.*, 50(4), 2331-2341, 2014.

- [59] Nasir Uddin, M., Patel, N., Maximum Power Point Tracking Control of IPMSG Incorporating Loss Minimization and Speed Sensorless Schemes for Wind Energy System. *IEEE Trans Ind Appl.*, 52(2), 1902-1912, 2016.
- [60] Phan, D-C., Yamamoto, S., Rotor speed control of doubly fed induction generator wind turbines using adaptive maximum power point tracking. *Energy*, 111, 377-388, 2016.
- [61] Luo, X., Niu, S., Maximum Power Point Tracking Sensorless Control of an Axial-Flux Permanent Magnet Vernier Wind Power Generator. *Energies*, 9, 1-17, 2016.
- [62] Fathabadi, H., Maximum mechanical power extraction from wind turbines using novel proposed high accuracy single-sensor-based maximum power point tracking technique. *Energy*, 113, 1219-1230, 2016.
- [63] Zhang, H-B., Fletcher, J., Greeves, N., Finney, S.J., Williams, B.W., One-power-point operation for variable speed wind/tidal stream turbines with synchronous generators. *IET Renew Power Gener.*, 5(1), 99-108, 2011.
- [64] Dalala, Z.M., Zahid, Z.U., Yu, W., Cho, Y., Lai, J.S., Design and analysis of an MGNT technique for small-scale wind energy conversion systems. *IEEE Trans Energy Convers.*, 28(3), 756-767, 2013.
- [65] Abdullah, M.A., Yatim, A.H.M., Tan, C.W., An online optimum-relation-based maximum power point tracking algorithm for wind energy conversion system. *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, Perth, Australia, 1-6, 2014.
- [66] Azzouz, M., Elshafei, A-I., Emara, H., Evaluation of fuzzy-based maximum power-tracking in wind energy conversion systems. *IET Renew Power Gener.*, 5(6), 422-430, 2010.
- [67] Sheikhan, M., Shahnazi, R., Nooshad Yousefi, A., An optimal fuzzy PI controller to capture the maximum power for variable-speed wind turbines. *Neural Comput Appl.*, 23(5), 1359-1368, 2013.
- [68] Mohamed, A.Z., Eskander, M.N., Ghali, F.A., Fuzzy logic control based maximum power tracking of a wind energy system. *Renew Energy*, 23, 235-245, 2001.
- [69] Ganjefar, S., Ghassemi, A.A., Ahmadi, M.M., Improving efficiency of two-type maximum power point tracking methods of tip-speed ratio and optimum torque in wind turbine system using a quantum neural network. *Energy*, 67, 444-453, 2014.

- [70] Eltamaly, A.M., Farh, H.M., Maximum power extraction from wind energy system based on fuzzy logic control. *Electr Power Syst Res.*, 97, 144-150, 2013.
- [71] Yin, X., Lin, Y., Li, W., Gu, Y., Lei, P., Liu, H., Sliding mode voltage control strategy for capturing maximum wind energy based on fuzzy logic control. *Electr Power Energy Syst.*, 70, 45-51, 2015.
- [72] Yin, X., Lin, Y., Li, W., Gu, Y., Liu, H., Lei, P., A novel fuzzy integral sliding mode current control strategy for maximizing wind power extraction and eliminating voltage harmonics. *Energy*, 85, 677-686, 2015.
- [73] Assareh, E., Biglari, M., A novel approach to capture the maximum power from variable speed wind turbines using PI controller, RBF neural network and GSA evolutionary algorithm. *Renew Sustain Energy Rev.*, 51, 1023-1037, 2015.
- [74] Weng, Y-T., Hsu, Y-Y., Sliding mode regulator for maximum power tracking and copper loss minimisation of a doubly fed induction generator. *IET Renew Power Gener.*, 9(4), 297-305, 2014.
- [75] Chiu, C.S., Li, Z.H., Chen, Y.H., T-S fuzzy direct maximum power point tracking of wind energy conversion systems. *Int J Fuzzy Syst.*, 15(2), 192-202, 2013.
- [76] Beltran, B., Ahmed-Ali, T., Benbouzid, M.E.H., High-Order Sliding-Mode Control of Variable-Speed Wind Turbines. *IEEE Trans Ind Electron.*, 56(9), 3314-3321, 2009.
- [77] Karakaya, A., Karakaş, E., Implementation of neural network-based maximum power tracking control for wind turbine generators. *Turkish J Electr Eng Comput Sci.*, 22, 1410-1422, 2014.
- [78] Wang, Y., Chen, R., Tan, J., Su, M., An optimal PID control of wind generation based on matrix converter. *IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference*, Wuhan, China, 1104-1109, 2009.
- [79] Lin, W-M., Hong, C-M., Intelligent approach to maximum power point tracking control strategy for variable-speed wind turbine generation system. *Energy*, 35(6), 2440-2447, 2010.
- [80] Hong, C-M., Ou, T-C., Lu, K-H., Development of intelligent MGNT (maximum power point tracking) control for a grid-connected hybrid power generation system. *Energy*, 50, 270-279, 2013.
- [81] Galdi, V., Piccolo, A., Siano, P., Exploiting maximum energy from variable speed wind power generation systems by using an adaptive Takagi-Sugeno-Kang fuzzy model. *Energy Convers Manag.*, 50(2), 413-421, 2009.

- [82] Lin, W.M., Hong, C.M., Cheng, F.S., Fuzzy neural network output maximization control for sensorless wind energy conversion system. *Energy*, 35(2), 592-601, 2010.
- [83] Lin, W.M., Hong, C.M., Cheng, F.S., Design of intelligent controllers for wind generation system with sensorless maximum wind energy control. *Energy Convers Manag.*, 52(2), 1086-1096, 2011.
- [84] Bououden, S., Chadli, M., Filali, S., El Hajjaji, A., Fuzzy model based multivariable predictive control of a variable speed wind turbine: LMI approach. *Renew Energy*, 37(1), 434-439, 2012.
- [85] Alhamed Aldwaihi, H., Delaleau, E., Maximum power point tracker of a wind generator based on the flatness-based control. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition: Energy Conversion Innovation for a Clean Energy Future*, Phoenix, AZ, USA, 883-888, 2011.
- [86] Lin, W.M., Hong, C.M., Cheng, F.S., On-line designed hybrid controller with adaptive observer for variable-speed wind generation system. *Energy*, 35(7), 3022-3030, 2010.
- [87] Mozayan, S.M., Saad, M., Vahedi, H., Fortin-Blanchette, H., Soltani, M., Sliding Mode Control of PMSG Wind Turbine Based on Enhanced Exponential Reaching Law. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(10), 6148-6159, 2016.
- [88] Kazmi, S.M.R., Guo, H-J., Goto, H., Ichinokura, O., Review and Critical Analysis of the Research Papers published till date on Maximum Power Point Tracking in Wind Energy Conversion System. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. Atlanta, GA, 4075-4082, 2010.
- [89] Mauricio, J.M., Leon, A.E., Gomez-Exposito, A., Solsona, J.A., An Adaptive Nonlinear Controller for DFIM-Based Wind Energy Conversion Systems. *IEEE Trans Energy Convers.*, 23(4), 1025-1035, 2008.
- [90] Masoud Barakati, S., Modeling and Controller Design of a Wind Energy Conversion System Including a Matrix Converter. *University of Waterloo, Electrical and Computer Engineering, PhD Thesis*, 266, 2008.
- [91] Kim, H.S., Lu, DD-C., Review on wind turbine generators and power electronic converters with the grid-connection issues. *Australasian Universities Power Engineering Conference*, New Zealand, 1-6, 2010.
- [92] Li, H, Chen, Z. Overview of different wind generator systems and their comparisons. *IET Renew Power Gener.*, 2(2), 123-138, 2008.
- [93] Joseph, M.R.D., Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines Door. *Delft University, PhD. Thesis*, 266, 2004.

- [94] Grauers, A., Design of Direct-Driven Permanent-Magnet Generators for Wind Turbines., Chalmers University of Technology, Technical Report, Göteborg, Sweden, 133, 1996.
- [95] Silaghi, H., Spoială, V., PM wind generator topologies. IEEE Trans Ind Appl., 41(6), 1619-1626, 2005.
- [96] Chen, J.Y., Nayar, C., Xu, L., Design and FE analysis of an outer-rotor PM generator for directly-coupled wind turbine applications. IEEE Industry Applications Conference, St. Louis, Missouri, 387-394, 1998.
- [97] Aydin, M., Huang, S., Lipo, T.A., Axial Flux Permanent Magnet Disc Machines: A Review. University of Wisconsin-Madison College of Engineering Wisconsin Power Electronics Research Center Madison, 1-11, 2004.
- [98] Widyan, M.S., Design, optimization, construction and test of rare-earth permanent-magnet electrical machines with new topology for wind energy applications. Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität, Fakultät IV –Elektrotechnik und Informatik, PhD Thesis, 150, 2006.
- [99] Parviainen, A., Design of Axial-Flux Permanent-Magnet Low-Speed Machines and Performance Comparison Between Radial-Flux and Axial-Flux Machines. Lappeenranta University of Technology, PhD Thesis, 155, 2005.
- [100] Lampola, P., Directly Driven, Low-Speed Permanent-Magnet Generators for Wind Power Applications. PhD Thesis, Acta Polytechnica Scandinavica University, Department of Electrical Engineering, Espoo, Finland, 62, 2000.
- [101] Bianchi, N., Lorenzoni, A., Permanent Magnet Generators for Wind Power Industry: An Overall Comparison with Traditional Generators. IEE Conference on Opportunities and Advances in International Power Generation, Padova, Italy, 49-54, 1996.
- [102] Baroudi, J.A., Dinavahi, V., Knight, A.M., A review of power converter topologies for wind generators. Renew. Energy. 32(14), 2369–2385, 2007.
- [103] Bisenieks, L., Vinnikov, D., Ott, S., Switched inductor quasi-Z-source based back-to-back converter for variable speed wind turbines with PMSG. Elektron ir Elektrotehnika, 8(8), 61-66, 2011.
- [104] Esmaili, R., Xu, L., Nichols, D.K., A new control method of permanent magnet generator for maximum power tracking in wind turbine application. IEEE Power Eng Soc Gen Meet., San Francisco, CA, USA, 1-6, 2005.
- [105] Fitzgerald, A. E., Kingsley, C. J., Umans, S. D., Electric machinery, Sixth Edit. 2005.

- [106] Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P., Power Electronics: Converters, Applications and Design. 108, 2003.
- [107] Yin, M., Li, G., Zhou, M., Zhao, C., "Modeling of the Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator for Integration," IEEE Power Engineering Society General Meeting, 1–6, 2007.
- [108] W. Leonhard, Control of Electrical Drives, 2nd ed. Springer, 1996.
- [109] Munteanu, I., Bratcu, A. I., Cutululis, N.-A., Ceanga, E., Optimal Control of Wind Energy Systems: Towards a Global Approach. Springer, 2008.
- [110] Nateghi, A.R., Karegar, H.K., Bagheri, S., Maximum power point tracking of permanent magnet wind turbines equipped with direct matrix converter. J Renew Sustain Energy., (6), 05323-1-05323-17, 2014.
- [111] Pao, L.Y., Johnson, K.E., A tutorial on the dynamics and control of wind turbines and wind farms. IEEE American Control Conference, St. Louis, MO, 2076-2089, 2009.
- [112] Zhao, Y., Wei, C., Zhang, Z., Qiao, W., A review on position/speed sensorless control for permanent-magnet synchronous machine-based wind energy conversion systems. IEEE J Emerg Sel Top Power Electron., 1(4), 203-216, 2013.
- [113] Tan, K., Islam, S., Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors. IEEE Trans Energy Convers., 19(2), 392-399, 2004.
- [114] Qiao, W., Yang, X., Gong, X., Wind Speed and Rotor Position Sensorless Control for Direct-Drive PMG Wind Turbines. IEEE Trans Ind Appl., 48(1), 3-11, 2012.
- [115] Abo-Khalil, A.G., Lee, D-C., MGNT Control of Wind Generation Systems Based on Estimated Wind Speed Using SVR. IEEE Trans Ind Electron., 55(3), 1489-1490, 2008.
- [116] Narayana, M., Putrus, G., Jovanovic, M., Leung, P.S., Predictive control of wind turbines by considering wind speed forecasting techniques. IEEE International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Glasgow, United Kingdom, 2009.
- [117] Lee, J., Kim, Y., Sensorless fuzzy-logic-based maximum power point tracking control for a small-scale wind power generation systems with a switched-mode rectifier. IET Renewable Power Generation, 10(1), 194–202, 2016.

- [118] Barakati, S.M., Kazerani, M., Aplevich, J.D., Maximum Power Tracking Control for a Wind Turbine System Including a Matrix Converter. *IEEE Trans Energy Convers.*, 24(3), 705-713, 2009.
- [119] Patsios, C., Chaniotis, A., Rotas, M., Kladas, A.G., A comparison of maximum-power-point tracking control techniques for low-power variable-speed wind generators. *IEEE Int Symp Adv Electromechanical Motion Syst Electr Drives Jt Symp.*, Lille, France, 2009.
- [120] Soetedjo, A., Lomi, A., Widodo, P.M., Modeling of wind energy system with MGNT control. *Int Conf Electr Eng Informatics (ICEEI '11)*, Bandung, Indonesia, E2-4, 2011.
- [121] Neammanee, B., Sirisumranukul, S., Chatratana, S., Control performance analysis of feedforward and maximum peak power tracking for small- and medium-sized fixed pitch wind turbines. *9th Int Conf Control Autom Robot Vis.*, Phuket, Thailand, 2006.
- [122] Kesraoui, M., Korichi, N., Belkadi, A., Maximum power point tracker of wind energy conversion system. *Renew Energy*, 36(10), 2655-2662, 2011.
- [123] Patsios, C., Chaniotis, A., Kladas, A., A hybrid maximum power point tracking system for grid-connected variable speed wind-generators. *IEEE Power Electron Spec Conf.*, Rhodes, Greece, 1749-1754, 2008.
- [124] Edwards, C., Sarah, K.S., *Sliding Mode Control, Theory and Applications*. Padstow, United Kingdom, Taylor&Francis, 1998.
- [125] Diab M.S., Elserougi A., Abdel-Khalik A.S., Massoud A.M., Ahmed S., Four-switch three-phase SEPIC-based inverter. *IEEE Trans Power Electron.*, 30(9), 4891-4905, 2015.
- [126] Tan, S., Lai, Y.M., Tse, C.K., Cheung, M.K.H., Adaptive Feedforward and Feedback Control Schemes for Sliding Mode Controlled Power Converters. *IEEE Trans Power Electron.*, 21(1), 182-192, 2006.
- [127] Tan, S-C., Lai, Y.M., Tse, C.K., Implementation of Pulse-Width-Modulation Based Sliding Mode Controller for DC-DC Boost Converters. *IEEE Power Electron Lett.*, 3(4), 1-5, 2006.
- [128] Tan, S-C., Lai, Y.M., Tse, C.K., Martínez-Salamero, L., Wu, C-K., A Fast-Response Sliding-Mode Controller for Boost-Type Converters With a Wide Range of Operating Conditions. *IEEE Trans Ind Electron.*, 54(6), 3276-3286, 2007.

- [129] Yang, L., Yang, J., Nonsingular fast terminal sliding-mode control for nonlinear dynamical systems. *Int J Robust Nonlinear Control*, 21, 1865-1879, 2010.
- [130] Tan, S.C., Lai, Y.M., Tse, C.K., Indirect Sliding Mode Control of Power Converters Via Double Integral Sliding Surface. *IEEE Trans Power Electron.*, 23(2), 600-611, 2008.
- [131] Utkin, V., Shi, J.S.J., Integral sliding mode in systems operating under uncertainty conditions. *Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control*, Kobe, JAPAN, 4591-4596, 1996.
- [132] Ogata, K., *Modern Control Engineering*. 5. Baskı. Prentice Hall; 2010.
- [133] Wang, F., Zong, Q., Tian, B., Adaptive backstepping finite time attitude control of reentry RLV with input constraint. *Math. Probl. Eng.*, 2014(801747), 19, 2014.
- [134] Mondal, S., Mahanta, C., Adaptive second order terminal sliding mode controller for robotic manipulators. *J. Franklin Inst.*, 351(4), 2356–2377, 2014.
- [135] Yu, S., Yu, X., Shirinzadeh, B., Man, Z., Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding mode. *Automatica*, 41(11), 1957-1964, 2005.
- [136] Yazıcı, İ., Yaylacı, E.K., Fast and robust voltage control of DC – DC boost converter by using fast terminal sliding mode controller. *IET Power Electron.*, 9(1), 120-125, 2016.
- [137] Tan, S.-C., Lai, Y. M., Tse, C. K., General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC–DC Converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55(3), 1160–1174, 2008.
- [138] Yu, X., Zhihong, M., Fast terminal sliding-mode control design for nonlinear dynamical systems. *IEEE Trans. Circuits Syst. I Fundam. Theory Appl.*, 49(2), 261–264, 2002.
- [139] Gao, W., Wang, Y., Homaifa, A., Discrete-Time Variable Structure Control Systems. *IEEE Trans Ind Electron.*, 42(2), 117-122, 1995.
- [140] Li, H., Song, L., Discrete time variable structure control systems. *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Harbin, China, 990-993, 2007.
- [141] Mu, L., Gao, C., Chen, W., Research for Discrete Variable Structure Control Systems. *IEEE International Conference on Control and Automation*, Guangzhou, China, 2644-2647, 2007.

- [142] Abidi, K., Xu, J.X., Advanced Discrete-Time Control Designs and Applications. Springer, 9-20, 2015.
- [143] Du, H., Yu, X., Chen, M.Z.Q., Li, S., Chattering-free discrete-time sliding mode control. *Automatica*, 68, 87-91, 2016.
- [144] Su, W.C., Drakunov, S.V., Özgüner, Ü., An $O(T^2)$ boundary layer in sliding mode for sampled-data systems. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 45(3), 482–485, 2000.
- [145] Abidi, K., Xu, J.X., Xinghuo, Y., On the discrete-time integral sliding-mode control. *IEEE Trans Automat Contr.*, 52(4), 709-715, 2007.
- [146] Ma, Z., A Sensorless Control Method for Maximum Power Point Tracking of Wind Turbine Generators. *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, Birmingham, United Kingdom, IEEE, 1-10, 2011.
- [147] Pan, C-T., Juan, Y-L., A Novel Sensorless MGNT Controller for a High-Efficiency Microscale Wind Power Generation System. *IEEE Trans Energy Convers.*, 25(1), 207-216, 2010.
- [148] Yuan, X., Wang, F., Boroyevich, D., Burgos, R., Li, Y., DC-link voltage control of a full power converter for wind generator operating in weak-grid systems. *IEEE Trans Power Electron.*, 24(9), 2178-2192, 2009.
- [149] Xia, Y., Ahmed, K.H., Williams, B.W., A New Maximum Power Point Tracking Technique for Permanent Magnet Synchronous Generator Based Wind Energy Conversion System. *IEEE Trans Power Electron.*, 26(12), 3609-3620, 2011.
- [150] Fathabadi, H., Novel high-efficient unified maximum power point tracking controller for hybrid fuel cell/wind systems. *Appl. Energy*, 183, 1498–1510, 2016.

EKLER

EK 1: Büyük O Notasyonu

Büyük O notasyonu bir fonksiyonu başka bir fonksiyon cinsinden ifade ederek fonksiyonun asimptotik üst sınırının ifade edilen fonksiyon cinsinden tanımlanmasını sağlayan notasyondur. Matematikte ve bilgisayar programlama alanında kullanılan bu notasyon matematikte genel olarak kırpılmış bir serinin kalan terimini karakterize etmek için kullanılır. Büyük O notasyonuna ilişkin bazı özellikler aşağıda verilmektedir.

Çarpma

$$O(f(n))O(g(n)) = O(f(n)g(n))$$

Toplama

$$O(f(n)) + O(g(n)) = O(\max\{f(n), g(n)\})$$

Bir sabit ile çarpma

$$O(kg(n)) = O(g(n)), \quad k \neq 0$$

Bir sabit ile toplama

$$O(k + g(n)) = O(g(n)), \quad g(n) \in o(1) \text{ olmadığı takdirde ki bu durumda } O(1) \text{ 'dir.}$$

EK 2: (4.8) Denkleminin Çıkarımı

Durum değişkenleri:

$$\mathbf{x}_{KKD} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{dc-opt} - V_{dc} \\ \frac{d(V_{dc-opt} - V_{dc})}{dt} \end{bmatrix} \quad (E2.1)$$

YTD dinamik davranış modeli:

$$\frac{dV_o}{dt} = (1-u) \frac{i_L}{C_o} - \frac{V_o}{RC_o} \quad (E2.2)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -(1-u) \frac{V_o}{L} + \frac{V_{dc}}{L} \quad (E2.3)$$

O halde x_2 durum değişkeni (E2.1), (E2.2), (E2.3) ve $\beta = \frac{V_{dc}}{V_o}$ kullanılarak aşağıda verildiği gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} x_2 &= -\dot{V}_{dc} = -\beta \dot{V}_o = -\beta \left((1-u) \frac{i_L}{C_o} - \frac{V_o}{RC_o} \right) \\ &= \frac{\beta V_o}{RC_o} - (1-u) \frac{\beta i_L}{C_o} = \frac{\beta V_o}{RC_o} - (1-u) \frac{\beta}{C_o} \left(\int \left(\frac{V_{dc}}{L} - (1-u) \frac{V_o}{L} \right) dt \right) \\ &= \frac{\beta V_o}{RC_o} - (1-u) \frac{\beta}{LC_o} \left(\int (V_{dc} - (1-u)V_o) dt \right) \end{aligned} \quad (E2.4)$$

$\bar{u} = 1 - u$ denklemi kullanılarak

$$x_2 = \frac{\beta V_o}{RC_o} - \frac{\beta}{LC_o} \left(\int \bar{u} (V_{dc} - \bar{u} V_o) dt \right) \quad (E2.5)$$

denklemi elde edilir. u : anahtarlama elemanının konumunu belirttiğine göre değeri ‘0’ ya da ‘1’ olacaktır. Dolayısıyla $u^2 = u \rightarrow \bar{u}^2 = \bar{u}$ olur. O halde (E2.5) denklemi aşağıda verildiği gibi olacaktır.

$$x_2 = \frac{\beta V_o}{RC_0} - \frac{\beta}{LC_0} \left(\int \bar{u} (V_{dc} - V_o) dt \right) \quad (\text{E2.6})$$

Böylelikle durum değişkenleri aşağıda verildiği gibi elde edilmiş olur.

$$\mathbf{x}_{KKD} = \begin{bmatrix} V_{dc-opt} - V_{dc} \\ \frac{\beta V_o}{C_0 R} + \frac{\beta}{LC_0} \int \bar{u} (V_o - V_{dc}) dt \end{bmatrix} \quad (\text{E2.7})$$

EK 3: Klasik KKD için Denklem Çıkarımları

Bölüm 2.3.'te verilen YTD dinamik denklemleri

$$\frac{dV_o}{dt} = \bar{u} \frac{i_L}{C_0} - \frac{V_o}{RC_0} \quad (E3.1)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\bar{u} \frac{V_o}{L} + \frac{V_{dc}}{L} \quad (E3.2)$$

$$I_C = \bar{u} i_L - \frac{V_o}{R} \quad (E3.3)$$

$$\beta = \frac{V_{dc}}{V_o} \quad (E3.4)$$

Denetleyici tasarımı için gerekli olan durum değişkenleri aşağıda verildiği gibi tanımlanmıştır:

$$x_1 = V_{dc-opt} - V_{dc} \quad (E3.5)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = -\dot{V}_{dc} = -\dot{V}_o \beta = -\left((1-u) \frac{i_L}{C_0} - \frac{V_o}{RC_0} \right) \beta = -\beta \frac{I_C}{C_0} \quad (E3.6)$$

Denetleyici tasarımı için gerekli olan durum uzay modeli

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (E3.7)$$

$$\dot{x}_2 = -\ddot{V}_{in} = -\ddot{V}_o \beta = -\left(\bar{u} \frac{i_L}{C_0} - \frac{\dot{V}_o}{RC_0} \right) \beta = -\left(\bar{u} \frac{\left(-\bar{u} \frac{V_o}{L} + \frac{V_{in}}{L} \right)}{C_0} - \frac{\left(\bar{u} \frac{i_L}{C_0} - \frac{V_o}{RC_0} \right)}{RC_0} \right) \beta \quad (E3.8)$$

u: anahtarlama elemanının konumunu belirttiğine göre değeri '0' ya da '1' olacaktır.

Dolayısıyla $u^2 = u \rightarrow \bar{u}^2 = \bar{u}$ olur. O halde (E3.8) denklemi

$$\dot{x}_2 = - \left(\bar{u} \frac{(V_{dc} - V_o)}{LC_0} - \frac{\left(\bar{u} i_L - \frac{V_o}{R} \right)}{RC_0^2} \right) \beta = \left(\frac{I_C}{RC_0^2} - \bar{u} \frac{(V_{dc} - V_o)}{LC_0} \right) \beta \quad (E3.9)$$

olarak elde edilir. Klasik KKD için kayma yüzeyi durum değişkenlerine bağlı olarak aşağıda verildiği gibi tanımlanır.

$$S_{KKD} = k_1 x_1 + x_2 \quad (E3.10)$$

(E3.5) ve (E3.6) denklemlerini (E3.10) ile verilen denklemde yerine yazarak

$$S_{KKD} = k_1 x_1 - \frac{\beta}{C_0} I_C \quad (E3.11)$$

(E3.11) ile verilen kayma yüzeyinin türevi ile $\dot{S}_{KKD} = 0$ eşitliği kullanılarak kontrol işareti elde edilebilir.

$$\dot{S}_{KKD} = k_1 \dot{x}_1 + \dot{x}_2 = k_1 x_2 + \dot{x}_2$$

$$\dot{S}_{KKD} = k_1 \left(-\beta \frac{I_C}{C_0} \right) + \left(\frac{I_C}{RC_0^2} - \bar{u}_{KKD} \frac{(V_{dc} - V_o)}{LC_0} \right) \beta \quad (E3.12)$$

$$\dot{S}_{KKD} = \left(\frac{\beta}{C_0} \right) \left(-k_1 I_C + \frac{I_C}{RC_0} + \bar{u}_{KKD} \frac{(V_o - V_{dc})}{L} \right)$$

$$\dot{S}_{KKD} = \left(\frac{\beta}{C_0} \right) \left(I_C \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 \right) + \bar{u}_{KKD} \frac{(V_o - V_{dc})}{L} \right) = 0 \quad (E3.13)$$

$$\bar{u}_{KKD} = 1 - u_{KKD} = \frac{-LI_C}{(V_o - V_{dc})} \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 \right) \quad (E3.14)$$

$$u_{KKD} = 1 + \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 \right) \quad (E3.15)$$

(E3.15) ile verilen kontrol tek başına yeterli olmadığından aşağıda verildiği gibi ek bir kontrol kuralı uygulanır.

$$u_{ek} = -k_{ek} \operatorname{sgn}(S_{KKD}) \quad (\text{E3.16})$$

Dolayısıyla toplam kontrol kuralı (E3.15) ve (E3.16) denklemlerinden

$$u_{KKD-top} = 1 + \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 \right) - k_{ek} \operatorname{sgn}(S_{KKD}) \quad (\text{E3.17})$$

olarak elde edilir. Var olma koşulu

$$\lim_{s \rightarrow 0} S_{KKD} \dot{S}_{KKD} < 0 = \begin{cases} S_{KKD} \rightarrow 0^+, \dot{S}_{KKD} < 0 \\ S_{KKD} \rightarrow 0^-, \dot{S}_{KKD} > 0 \end{cases} \quad (\text{E3.18})$$

denklemini ile verilir. (E3.12) ve (E3.18) denklemlerinden

$$S_{KKD} \rightarrow 0^+ \text{ and } u_{KKD} = 1, \dot{S}_{KKD} < 0 \Rightarrow \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 \right) I_C < 0 \quad (\text{E3.19})$$

$$S_{KKD} \rightarrow 0^- \text{ and } u_{KKD} = 0, \dot{S}_{KKD} > 0 \Rightarrow \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 \right) I_C - \frac{(V_{dc} - V_o)}{L} > 0 \quad (\text{E3.20})$$

(E3.19) ve (E3.20) denklemlerinin birleştirilmesiyle

$$\left(\frac{1}{RC_0} - k_1 \right) I_C < 0 < \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 \right) I_C - \frac{(V_{dc} - V_o)}{L} \quad (\text{E3.21})$$

$$0 < \left(k_1 - \frac{1}{RC_0} \right) LI_C < (V_o - V_{dc})$$

eşitsizliği elde edilir.

EK 4: İKKD için Denklem Çıkarımları

EK 3.'te verilen durum değişkenlerine üçüncü bir durum değişkeni daha ilave edilir.

$$x_3 = \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt \quad (E4.1)$$

Böylelikle İKKD için gerekli olan durum uzay denklemleri (E3.7), (E3.9) ve (E4.1) denklemlerinden aşağıda verildiği gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \left(\frac{I_C}{RC_0^2} - \bar{u} \frac{(V_{dc} - V_o)}{LC_0} \right) \beta \\ \dot{x}_3 &= x_1 \end{aligned} \quad (E4.2)$$

$$\dot{x}_3 = x_1$$

İKKD için kullanılan kayma yüzeyi tasarımı (E4.3) denkleminde verildiği gibidir.

$$S_{IKKD} = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3 \quad (E4.3)$$

(E3.5), (E3.6) ve (E4.1) denklemleri (E4.3) ile verilen denklemde yerine yazıldığında

$$S_{IKKD} = k_1 (V_{dc-opt} - V_{dc}) + k_2 \left(-\beta \frac{I_C}{C_0} \right) + k_3 \left(\int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt \right) \quad (E4.4)$$

ifadesi elde edilir. (E4.4) denklemi zamana göre türevlendiğinde

$$\dot{S}_{IKKD} = k_1 \dot{x}_1 + k_2 \dot{x}_2 + k_3 \dot{x}_3 \quad (E4.5)$$

(E4.2) ile elde edilen durum uzay modeli denklemlerini (E4.5)'te yerine yazarak

$$\dot{S}_{IKKD} = k_1 x_2 + k_2 \left(\frac{I_C}{RC_0^2} - \bar{u}_{IKKD} \frac{(V_{dc} - V_o)}{LC_0} \right) \beta + k_3 x_1 \quad (E4.6)$$

(E4.6) denkleminde (E3.6) denklemini yerine yazarak

$$\begin{aligned}\dot{S}_{IKKD} &= -\frac{\beta k_1}{C_0} I_C + \frac{\beta k_2 I_C}{RC_0^2} - \bar{u}_{IKKD} \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) \\ \dot{S}_{IKKD} &= \left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - \bar{u}_{IKKD} \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc})\end{aligned}\quad (E4.7)$$

eşitliği elde edilir. (E4.7) denkleminde $\dot{S}_{IKKD} = 0$ yapılarak kontrol kuralı aşağıda verildiği gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - \bar{u}_{IKKD} \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) &= 0 \\ \bar{u}_{IKKD} \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} &= \left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) \\ \bar{u}_{IKKD} &= \left(\frac{1}{RC_0} - \frac{k_1}{k_2} \right) \frac{L}{(V_{dc} - V_o)} I_C + \frac{LC_0 k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc})}{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)} \\ u_{IKKD} &= 1 + \left(\frac{1}{RC_0} - \frac{k_1}{k_2} \right) \frac{L}{(V_o - V_{dc})} I_C + \frac{LC_0 k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc})}{\beta k_2 (V_o - V_{dc})}\end{aligned}\quad (E4.8)$$

Kararlılık için KKD tasarımıdaki benzer yaklaşım ile

$$\lim_{s \rightarrow 0} S_{IKKD} \dot{S}_{IKKD} < 0 = \begin{cases} S_{IKKD} \rightarrow 0^+, \dot{S}_{IKKD} < 0 \\ S_{IKKD} \rightarrow 0^-, \dot{S}_{IKKD} > 0 \end{cases}\quad (E4.9)$$

(E4.7) ve (E4.9) denklemlerinden

$$S_{IKKD} \rightarrow 0^+ \text{ and } u_{IKKD} = 1, \dot{S}_{IKKD} < 0 \Rightarrow \left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) < 0 \quad (E4.10)$$

$$S_{IKKD} \rightarrow 0^- \text{ and } u_{IKKD} = 0, \dot{S}_{IKKD} > 0 \Rightarrow \quad (E4.11)$$

$$\left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) > 0$$

eşitsizlikleri elde edilir. (E4.10) ve (E4.11) denklemlerini birlikte yazarak (E4.12) ile verilen eşitsizlik elde edilir.

$$\begin{aligned} & \left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) < 0 < \left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - \\ & \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) \\ & 0 < \left(\frac{k_1}{k_2} - \frac{1}{RC_0} \right) LI_C - \frac{k_3 LC_0 (V_{dc-opt} - V_{dc})}{\beta k_2} < (V_o - V_{dc}) \end{aligned} \quad (E4.12)$$

Kayma modunda sistemin dinamik performansını incelemek için $S_{IKKD} = 0$ kullanılarak (E4.3) denkleminin yardımıyla (E4.13) denklemi yazılabilir.

$$S_{IKKD} = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3 = k_1 x_1 + k_2 \frac{dx_1}{dt} + k_3 \int x_1 dt = 0 \quad (E4.13)$$

Bu denklem x_1 durum değişkenine göre düzenlendiğinde (E4.14) denklemi elde edilir.

$$\frac{d^2 x_1}{dt^2} + \frac{k_1}{k_2} \frac{dx_1}{dt} + \frac{k_3}{k_2} x_1 = 0 \quad (E4.14)$$

(E4.14) denklemi standart bir ikinci dereceden sistem olarak gözükmemektedir. Yani

$$s^2 + \frac{k_1}{k_2}s + \frac{k_3}{k_2} = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \rightarrow \quad (E4.15)$$

$$\frac{k_1}{k_2} = 2\zeta\omega_n, \quad \frac{k_3}{k_2} = \omega_n^2$$

Tasarlanan sistemin zaman sabiti $\tau = 1/\zeta\omega_n$ olduğu bilindiğine göre %1 kriteri ile $t_s = 5\tau$ ve kritik sönümlü $\zeta = 1$ performans kriterleri seçilerek

$$\frac{k_1}{k_2} = 2\frac{1}{\tau\zeta} = \frac{10}{t_s} \text{ ve } \frac{k_3}{k_2} = \left(\frac{1}{\tau\zeta}\right)^2 = \frac{25}{t_s^2} \quad (E4.16)$$

elde edilir.

EK 5: ÇİKKD için Denklem Çıkarımları

ÇİKKD için ilave olarak yeni bir kontrol durum değişkeni daha eklenir.

$$x_4 = \iint x_1 dt \quad (E5.1)$$

ÇİKKD için kayma yüzeyi ise aşağıda verildiği gibi tanımlanır.

$$S_{\text{ÇİKKD}} = k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3 + k_4 x_4 \quad (E5.2)$$

(E4.4) ve (E5.1) denklemleri (E5.2) denkleminde yerine yazıldığında

$$S_{\text{ÇİKKD}} = k_1 (V_{dc-opt} - V_{dc}) - \frac{\beta k_2}{C_0} I_C + k_3 \left(\int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt \right) + k_4 \iint x_1 dt \quad (E5.3)$$

(E5.3) denklemi türevlenerek (E4.7) denkleminin yardımıyla

$$\dot{S}_{\text{ÇİKKD}} = \left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - \bar{u}_{\text{ÇİKKD}} \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) + k_4 \int x_1 dt \quad (E5.4)$$

eşitliği elde edilir. (E5.4) denkleminde ÇİKKD için gerekli olan kontrol işareti çekilebilir.

$$\left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - \bar{u}_{\text{ÇİKKD}} \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) + k_4 \int x_1 dt = 0$$

$$\bar{u}_{\text{ÇİKKD}} \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} = \left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) + k_4 \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt$$

$$\bar{u}_{\text{ÇİKKD}} = \left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{L}{k_2 (V_{dc} - V_o)} I_C + \frac{k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) LC_0}{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)} + \frac{LC_0 k_4 \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt}{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}$$

$$u_{\zeta IKKD} = 1 + \left(\frac{1}{RC_0} - \frac{k_1}{k_2} \right) \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} + \frac{(LC_0) \left(k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) + k_4 \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt \right)}{\beta k_2 (V_o - V_{dc})}$$

ya da

$$u_{\zeta IKKD} = 1 + \left(\frac{1}{RC_0} - \frac{k_1}{k_2} \right) \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} + \frac{(LC_0) \left(k_3 x_1 + k_4 \int x_1 dt \right)}{\beta k_2 (V_o - V_{dc})} \quad (E5.5)$$

Kararlılık için

$$\lim_{S_{\zeta IKKD} \rightarrow 0} S_{\zeta IKKD} \dot{S}_{\zeta IKKD} < 0 = \begin{cases} S_{\zeta IKKD} \rightarrow 0^+, \dot{S}_{\zeta IKKD} < 0 \\ S_{\zeta IKKD} \rightarrow 0^-, \dot{S}_{\zeta IKKD} > 0 \end{cases} \quad (E5.6)$$

(E5.4) ve (E5.6) denklemlerinden

$$S_{\zeta IKKD} \rightarrow 0^+ \text{ and } u_{\zeta IKKD} = 1, \dot{S}_{\zeta IKKD} < 0 \Rightarrow \quad (E5.7)$$

$$\left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) + k_4 \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt < 0$$

$$S_{\zeta IKKD} \rightarrow 0^- \text{ and } u_{\zeta IKKD} = 0, \dot{S}_{\zeta IKKD} > 0 \Rightarrow \quad (E5.8)$$

$$\left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc}) + k_4 \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt > 0$$

(E5.7) ve (E5.8) denklemlerinin birlikte yazılmasıyla

$$\left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C + k_3 x_1 + k_4 \int x_1 dt < 0 < \left(\frac{k_2}{RC_0} - k_1 \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0} + k_3 x_1 + k_4 \int x_1 dt$$

$$0 < \left(k_1 - \frac{k_2}{RC_0} \right) \frac{\beta}{C_0} I_C - k_3 x_1 - k_4 \int x_1 dt < - \frac{\beta k_2 (V_{dc} - V_o)}{LC_0}$$

$$0 < \left(\frac{k_1}{k_2} - \frac{1}{RC_0} \right) LI_C - \frac{LC_0 k_3 x_1}{\beta k_2} - \frac{LC_0 k_4 \int x_1 dt}{\beta k_2} < (V_o - V_{dc}) \quad (E5.9)$$

yada

$$0 < \left(\frac{k_1}{k_2} - \frac{1}{RC_0} \right) LI_C - \frac{LC_0 k_3 (V_{dc-opt} - V_{dc})}{\beta k_2} - \frac{LC_0 k_4 \int (V_{dc-opt} - V_{dc}) dt}{\beta k_2} < (V_o - V_{dc}) \quad (E5.10)$$

ÇİKKD'nin kayma yüzeyi için ayrıca kararlılık incelemesi yapılması zorunludur. Bu amaçla $S_{ÇİKKD} = 0$ eşitliği kullanılarak

$$S_{ÇİKKD} = k_1 x_1 + k_2 \frac{dx_1}{dt} + k_3 \int x_1 dt + k_4 \int \left(\int x_1 dt \right) dt = 0 \quad (E5.11)$$

elde edilir. (E5.11) eşitliğine Laplace dönüşümü uygulanarak

$$\left(s^3 + \frac{k_1}{k_2} s^2 + \frac{k_3}{k_2} s + \frac{k_4}{k_2} \right) X_1(s) = 0 \quad (E5.12)$$

elde edilir. Routh kararlılık koşulu ile aşağıda verilen eşitsizlik elde edilir.

$$k_2 k_4 < k_1 k_3 \quad (E5.13)$$

Katsayıların elde edilmesi için (E5.12) ile verilen sistem aşağıda verildiği gibi yazılabilir.

$$s^3 + \frac{k_1}{k_2} s^2 + \frac{k_3}{k_2} s + \frac{k_4}{k_2} = (s^2 + as + b)(s + c) \quad (E5.14)$$

İkinci dereceden sistem modeline ilişkin istenen dinamik davranış kayma modunda iken $t_s = 5\tau$ ve kritik sönümlü $\zeta = 1$ seçilerek

$$a = \frac{10}{t_s}, \quad b = \frac{25}{t_s^2} \quad (E5.15)$$

olarak elde edilebilir. İkinci dereceden sisteme ait özdeğerler:

$$\lambda_{1,2} = \frac{-a \pm \sqrt{b}}{2} \quad (\text{E5.16})$$

olarak elde edilir. Dolayısıyla c parametresinin seçimi

$$c \approx 10 \operatorname{reel} \{ \lambda_{1,2} \} \quad (\text{E5.17})$$

olarak yapılır. (E5.15), (E5.16) ve (E5.17) ile elde edilen katsayılardan (E5.14) denkleminde verilen k_1 , k_2 , k_3 ve k_4 parametreleri aşağıda verildiği gibi elde edilebilir.

$$\frac{k_1}{k_2} = a + c, \quad \frac{k_3}{k_2} = ac + b, \quad \frac{k_4}{k_2} = bc \quad (\text{E5.18})$$

Böylelikle tasarımcının istediği dinamik performansa göre kayma yüzeyi katsayıları seçilmiş olur.

EK 6: HSKKD Denklemlerinin Çıkarımı

Durum değişkenleri

$$x_1 = V_{dc-opt} - V_{dc} \quad (E6.1)$$

$$x_2 = -\dot{V}_{dc} \quad (E6.2)$$

$$\beta = \frac{V_{dc}}{V_o} \quad (E6.3)$$

(E6.2) ve (E6.3) denklemlerinden

$$x_2 = -\beta \dot{V}_o \quad (E6.4)$$

YTD dinamik davranış modeli denklemlerinden

$$\frac{dV_o}{dt} = (1-u) \frac{i_L}{C_o} - \frac{V_o}{RC_o} \quad (E6.5)$$

(E6.4) ve (E6.5) denklemlerinden

$$x_2 = -\beta \left((1-u) \frac{i_L}{C_o} - \frac{V_o}{RC_o} \right) = \frac{\beta V_o}{RC_o} - \frac{\beta(1-u)}{C_o} i_L \quad (E6.6)$$

(E6.6) denkleminin türevsel ifadesi

$$\dot{x}_2 = \frac{\beta \dot{V}_o}{RC_o} - \frac{\beta(1-u)}{C_o} \dot{i}_L \quad (E6.7)$$

YTD dinamik davranış modeli denklemlerinden

$$\frac{di_L}{dt} = -(1-u) \frac{V_o}{L} + \frac{V_{dc}}{L} \quad (E6.8)$$

(E6.5), (E6.7) ve (E6.8) denklemlerinden

$$\dot{x}_2 = \frac{\beta}{RC_0} \left((1-u) \frac{i_L}{C_0} - \frac{V_o}{RC_0} \right) - \frac{\beta(1-u)}{C_0} \left(-(1-u) \frac{V_o}{L} + \frac{V_{dc}}{L} \right) \quad (E6.9)$$

$$I_C = \bar{u} I_L - \frac{V_o}{R} \quad (E6.10)$$

(E6.9) ve (E6.10) denklemlerinden

$$\dot{x}_2 = \frac{\beta}{RC_0^2} I_C - \frac{\beta \bar{u}}{LC_0} (V_{dc} - V_o) \quad (E6.11)$$

HSKKD için verilen kayma yüzeyi

$$S_{HSKKD} = \dot{x}_1 + k_1 x_1 + \beta_1 |x_1|^{\gamma} \operatorname{sgn}(x_1) \quad (E6.12)$$

(E6.12) denkleminin türevi

$$\dot{S}_{HSKKD} = \ddot{x}_1 + k_1 \dot{x}_1 + \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \dot{x}_1 \quad (E6.13)$$

(E6.6) ve (E6.10) denklemlerinden

$$x_2 = -\frac{\beta}{C_0} \left((1-u) i_L - \frac{V_o}{R} \right) = -\frac{\beta}{C_0} I_C \quad (E6.14)$$

(E6.11), (E6.13) ve (E6.14) denklemlerinden

$$\dot{S}_{HSKKD} = \frac{\beta}{RC_0^2} I_C - \frac{\beta \bar{u}}{LC_0} (V_{dc} - V_o) + k_1 \left(-\frac{\beta}{C_0} I_C \right) + \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \left(-\frac{\beta}{C_0} I_C \right)$$

$$\dot{S}_{HSKKD} = \left(\frac{\beta}{C_0} I_C \right) \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 - \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \right) - \frac{\beta \bar{u}}{LC_0} (V_{dc} - V_o) \quad (E6.15)$$

elde edilir. O halde aşağıda verilen kararlılık için aşağıda verilen koşulun çıkarımı yapılabilir.

$$\lim_{S_{HSKKD} \rightarrow 0} S_{HSKKD} \dot{S}_{HSKKD} < 0 = \begin{cases} S_{HSKKD} \rightarrow 0^+, \dot{S}_{HSKKD} < 0 \\ S_{HSKKD} \rightarrow 0^-, \dot{S}_{HSKKD} > 0 \end{cases} \quad (E6.16)$$

(E6.15) ve (E6.16) denklemlerinden

$$S_{HSKKD} \rightarrow 0^+, \text{ ve } u=1, \rightarrow \dot{S}_{HSKKD} < 0 \rightarrow \frac{\beta I_C}{C_0} \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 - \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \right) < 0 \quad (E6.17)$$

$$S_{HSKKD} \rightarrow 0^-, \text{ ve } u=0, \rightarrow \dot{S}_{HSKKD} > 0 \rightarrow \frac{\beta I_C}{C_0} \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 - \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \right) + \frac{\beta(V_o - V_{dc})}{LC_0} > 0 \quad (E6.18)$$

(E6.17) ve (E6.18) ile verilen eşitsizlikler aşağıda verildiği gibi birlikte yazılabilir.

$$\frac{\beta I_C}{C_0} \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 - \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \right) < 0 < \frac{\beta I_C}{C_0} \left(\frac{1}{RC_0} - k_1 - \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \right) + \frac{\beta(V_o - V_{dc})}{LC_0}$$

$$0 < \frac{\beta I_C}{C_0} \left(k_1 + \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} - \frac{1}{RC_0} \right) < \frac{\beta(V_o - V_{dc})}{LC_0}$$

$$0 < \left(k_1 + \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} - \frac{1}{RC_0} \right) L I_C < V_o - V_{dc} \quad (E6.19)$$

(E6.19) eşitsizliğinin sağlanması ile kararlılık sağlanır. $\dot{S}_{HSKKD} = 0$ eşitliğinden ise kontrol işareti elde edilir. (E6.15) denkleminde

$$\frac{\beta I_C}{C_0} \left(-\frac{1}{RC_0} + k_1 + \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \right) = \frac{\beta \bar{u}_{HSKKD} (V_o - V_{dc})}{LC_0}$$

$$\bar{u}_{HSKKD} = \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} \left(-\frac{1}{RC_0} + k_1 + \beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} \right)$$

$$u_{HSKKD} = 1 + \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} \left(\beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} + k_1 - \frac{1}{RC_0} \right) \quad (E6.20)$$

(E6.20) ile verilen kontrol kuralı sistemin kayma yüzeyine yönlendirilmesinde tek başına yeterli olmadığından buna aşağıda verilen ek bir kontrol kuralı eklenir.

$$u_{ek-HSKKD} = -K_{ek-HSKKD} \operatorname{sgn}(S_{HSKKD}) \quad (E6.21)$$

Böylece HSKKD için toplam kontrol kuralı

$$u_{top-HSKKD} = 1 + \frac{LI_C}{(V_o - V_{dc})} \left(\beta_1 \gamma |x_1|^{\gamma-1} + k_1 - \frac{1}{RC_0} \right) - K_{ek-HSKKD} \operatorname{sgn}(S_{HSKKD}) \quad (E6.22)$$

ÖZGEÇMİŞ

Ersagun Kürşat YAYLACI, 24.08.1986 yılı Erbaa / Tokat doğumludur. İlköğrenimini Erbaa Fevzi Çakmak İlköğretim Okulu'nda, lise eğitimini ise Zile Dinçerler Lisesi'nde tamamlamıştır. 2004 yılında başladığı lisans öğrenimini 2009 yılında İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde bitirmiştir. 2009 yılında Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Enstitü Bilim Dalı'nda yüksek lisans eğitimi almaya başlamıştır. 2010 yılında Karabük Üniversitesi'nde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başlamış olup lisansüstü eğitimini tamamlamak için Sakarya Üniversitesi'ne geçici olarak görevlendirilmiştir. Görevlendirilmiş olduğu Sakarya Üniversitesi'nde 2011 yılında yüksek lisans eğitimini tamamlamış ve aynı yıl Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Enstitü Bilim Dalı'nda doktora eğitimine başlamıştır. Şuan da araştırma görevlisi olarak çalışmaya devam etmektedir.