

T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK ve FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGAR TÜRBİNİN VE GERİ DÖNÜŞLÜ
ÇEVİRİCİNİN DOĞRUSAL OLMAYAN DENETLEYİCİ TASARIMI

MURAT ŞEKER
DOKTORA TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GEBZE
2013

T.C.
GEBZE YÜKSEK TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ
MÜHENDİSLİK ve FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGAR TÜRBİNİN VE
GERİ DÖNÜŞLÜ ÇEVİRİCİNİN DOĞRUSAL
OLMAYAN DENETLEYİCİ TASARIMI

MURAT ŞEKER
DOKTORA TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DANIŞMANI
DOÇ. DR. ERKAN ZERGEROĞLU

GEBZE

2013



**GEBZE YÜKSEK
TEKNOLOJİ ENSTİTÜSÜ**

DOKTORA JÜRİ ONAY FORMU

GYTE Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 10/10/2013 tarih ve 2013/55 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 06/11/2013 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Murat ŞEKER'in tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında DOKTORA tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) : Doç.Dr. Erkan ZERGEROĞLU

ÜYE

: Doç.Dr. Hakan HOCAOĞLU

ÜYE

: Doç.Dr. İbrahim Beklan KÜÇÜKDEMİR

ÜYE

: Doç.Dr. Abdülkadir BALIKÇI

ÜYE

: Yrd.Doç.Dr. Janset DAŞDEMİR

ONAY

GYTE Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun

..... tarih ve/..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR

ÖZET

Bu çalışmada, sabit mıknatıslı senkronize jeneratörlü, değişken hızlı rüzgar türbininin denetim problemine dayanıklı geri adımlamalı yaklaşım sunuldu. Özellikle elektrik ve mekanik alt sistemlerindeki belirsiz parametrelerin olumsuz etkisinin yok edilmesi için, türevlenebilir dayanıklı denetim terimli dayanıklı denetim önerildi. Önerilen denetim metodu; takip hatasının bir zarf eşliğinde düzenli olarak küçük ayarlanabilen bir sınır içinde yakınsaması destekler. Sistemin kararlılığı Lyapunov temelli teknik kullanılarak desteklendi. Önerilen denetleyicinin etkinliği, uygulanabilirliği ve etkisi, benzetim çalışmasında standart oran-integral denetleyici ile karşılaştırılarak örneklendirildi. Bunun dışında; geri dönüşlü çeviricinin denetimi için; iki doğrusal olmayan denetim metodu önerildi. Geri adımlamalı ve kayan kipli denetim yöntemleri kullanılarak, çıkış gerilimi istenen gerim değerine dolaylı olarak ayarlandı. Önerilen metodların etkinliği deneysel ve benzetim sonuçlarında gösterildi.

Anahtar Kelimeler: Değişken Hızlı Rüzgar Türbinleri (DHRT), Dayanıklı Geri Adımlamalı Denetim (DGAD), Geri Dönüşlü Çevirici (GDÇ), Kayan Kipli Denetim (KKD).

SUMMARY

In this study, a robust backstepping approach for the control problem of the variable speed wind turbine with permanent magnet synchronous generator has been presented. Specifically, to overcome the negative effects of parametric uncertainty of mechanical and electrical subsystems, a robust controller with a differentiable compensation term has been proposed. The proposed methodology ensures the generator velocity tracking error to uniformly approach a small bound where practical tracking is achieved. Stability of the overall system is ensured by Lyapunov-based arguments. Comparative simulation studies with a standard PI-type controller are performed to illustrate the effectiveness, feasibility and efficiency of the proposed controller. Otherwise two nonlinear control methodologies for the flyback type DC to DC converter are proposed. The proposed methods use a backstepping and sliding mode approach to regulate the corresponding current required to set the output voltage to its desired value as opposed to directly regulating the output voltage. Simulation and experimental results are presented to illustrate the effectiveness of the proposed methods.

Key Words: Variable Speed Wind Turbines (VSWT); Robust Backstepping Control (RBC); Flyback Converter (FC); Sliding Mode Control (SMC).

TEŞEKKÜR

Sırasında mı doğup ölüyoruz ki, her şeyi sırasında yapabilelim. Başarırsan "sırası", başaramazsan "sırası değildi" oluyor ve hayat böyle bir karmaşa içinde geçiyor. Bu doktora çalışması da sırasında olmasa da bitti. Çalışmalarında emeği olan Danışmanım Doç. Dr. Erkan ZERGEROĞLU'na teşekkürü bir borç bilirim. En zor anlarımda yardımını esirgemeyen sevgili eşim Dr. Mine GÜL-ŞEKER'e teşekkür ederim. En güzel yıllarını kaçırdığım, ilgilenemediğim biricik kızım Zeynep İdil ŞEKER'den özür dilerim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
SUMMARY	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER	vii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	viii
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
TABLolar DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
2. DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGÂR TÜRBİNLERİNDE DAYANIKLI GERİ ADIMLAMALI DENETİM YAKLAŞIMI	6
2.1. Dinamik Model	9
2.2. Hata Sistemi ve Denetleyici Tasarımı	12
2.3. Kararlılık Analizi	18
2.4. Benzetim Sonuçları	21
2.5. Sonuç	29
3. DOĞRU AKIM GERİ DÖNÜŞLÜ ÇEVİRİCİDE DOĞRUSAL OLMAYAN DENETİM TASARIMI	31
3.1. Model ve Uygulama Prensipleri	32
3.2. Geri Dönüşlü Çeviricinin Kayan Kipli Denetleyici Tasarımı	35
3.2.1. Denetim Amacı ve Hata Sinyali	36
3.2.2. Kayan Kipli Denetleyici Tasarımı	37
3.2.3. Benzetim ve Deneysel Sonuçlar	39
3.3. Geri Dönüşlü Çevirici için Dolaylı Geri Adımlı Denetleyici Tasarımı	43
3.3.1. Benzetim ve Deneysel Sonuçları	46
3.4. Sonuç	50
4. SONUÇLAR ve YORUMLAR	51
KAYNAKLAR	53
ÖZGEÇMİŞ	59

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler ve</u>	<u>Açıklamalar</u>
<u>Kısaltmalar</u>	
$\in$	: Eleman operatörü
E_h	: Hava kütleindeki kinetik enerji
$\mathbb{R}$	: Gerçek sayılar kümesi
m	: Hava kütlesi ağırlığı
v	: Rüzgar hızı
P_m	: Rüzgar türbini mekanik gücü
ρ	: Hava yoğunluğu
A	: Rüzgar türbini kanatlarının süpürme alanı
π	: Pi sayısı
R	: Rotor kanat yarıçapı
C_p	: Rüzgar türbini verim katsayısı
λ	: Rotor hız oranı
w_m	: Rotor açısal hızı
β	: Kanat aralık açısı
c_i	: Verim katsayıları
T_m	: Mekanik tork
w_g	: Jeneratör rotor hızı
v_d, v_q	: $d - q$ koordinat sisteminde türbin çıkış terminali gerilimleri
i_d, i_q	: $d - q$ koordinat sisteminde türbin çıkış terminali akımları
R_s	: Stator direnci
L_d, L_q	: $d - q$ koordinat sisteminde endüktans
λ_m	: Sabit mıknatıs akısı
k_g	: Jeneratör katsayısı
P	: Jeneratör kutup sayısı
J	: Rotor momenti
B	: Sürtünme katsayısı
e, z_1, z_2	: Hata işaretleri
$i_{d,ref}, i_{q,ref}$	: Referans akım işaretler

ϕ_m	: Belirsiz sabit parametreler matrisi
$Y(t)$	: Zamana bağılı değişken fonksiyonlar matrisi
ϕ	: Belirsiz sabit parametreler matrisi
$Y_d(t)$	: Zamana bağılı değişken fonksiyonlar referans matrisi
$\hat{\cdot}$	: Tahmin değeri
$\tilde{\cdot}$	: Hata değeri
k_i	: Denetim kazançları
ρ_i	: Pozitif tanımlı sınırlı fonksiyon
v_{Ri}	: Dayanıklı denetim terimi
W_i	: Zamana bağılı değişken fonksiyonlar matrisi
θ_i	: Belirsiz sabit parametreler matrisi
ϵ_i	: Pozitif tanımlı sabitler
V	: Lyapunov fonksiyonu
$k_{i,i}$	: Oİ denetim kazançları
E	: DA gerilim kaynağı
R	: Yük direnci
C	: Kondansatör
x_i	: Durum değişkeni
$u(t)$	: Anahtar konum fonksiyonu
$\mu(t)$	: Anahtar çalışma oranı
e_o	: Çıkış gerilim hatası
e_i	: Dolaylı denetim işaret hatası
$s(z)$	: Kayma yüzeyi
Hz	: Hertz
m	: Metre
kW	: KiloWatt
kWh	: KiloWattSaat
MW	: MegaWatt
s	: Saniye
V	: Volt
AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım
DGA	: Dayanıklı Geri Adımlı

DGM	: Darbe genişlik modülasyon
EL	: Euler-Lagrange
GA	: Geri Adımlı
GDC	: Geri Dönürlü Çevirici
KK	: Kayan Kipli
Oİ	: Oran-İntegral
OİT	: Oran-İntegral-Türev
REÇS	: Rüzgar Enerjisi Çevrim Sistemi
SMSJ	: Sabit Mıknatıslı Senkron Jeneratör
YFT	: Yüksek Frekans Transformatörü

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil No:</u>	<u>Sayfa</u>
1.1: Rüzgar enerjisi çevrim sistemi ve enerji depolama birimi.	2
2.1: Sistemin genel yapısı.	11
2.2: Denetim uygulama blok şeması.	23
2.3: Birinci benzetim için referans hız takip.	25
2.4: Birinci benzetim için hız hatası.	25
2.5: Birinci benzetim için Oİ denetim sinyalleri.	26
2.6: Birinci benzetim için DGA denetim sinyalleri.	26
2.7: İkinci benzetim için referans hız takip.	28
2.8: İkinci benzetim için hız hatası.	28
2.9: İkinci benzetim için Oİ denetim sinyalleri.	29
2.10: İkinci benzetim için DGA denetim sinyalleri.	29
3.1: Geri dönüşlü çevirici yapısı.	32
3.2: Kayan kipli denetleyici benzetim düzeneği.	40
3.3: Çıkış gerilimi ve hata sinyali.	41
3.4: Denetim sinyali.	41
3.5: Kayan kipli denetleyici deney düzeneği.	42
3.6: Deney için Çıkış gerilimi ve hata sinyali.	42
3.7: Denetim sinyali.	43
3.8: Geri adımlamalı denetleyici benzetim düzeneği.	47
3.9: Geri adımlamalı denetleyici çıkış gerilimi ve hata sinyali.	48
3.10: Geri adımlamalı denetleyici denetim sinyali.	48
3.11: Deneysel çalışma düzeneği.	49
3.12: Deneysel çalışma çıkış gerilimi.	49
3.13: Deneysel çalışma gerilim hatası.	50

TABLÖLAR DİZİNİ

<u>Tablo No:</u>	<u>Sayfa</u>
2.1: Birinci benzetim için performans karşılaştırma verileri.	24
2.2: İkinci benzetim için performans karşılaştırma verileri.	27

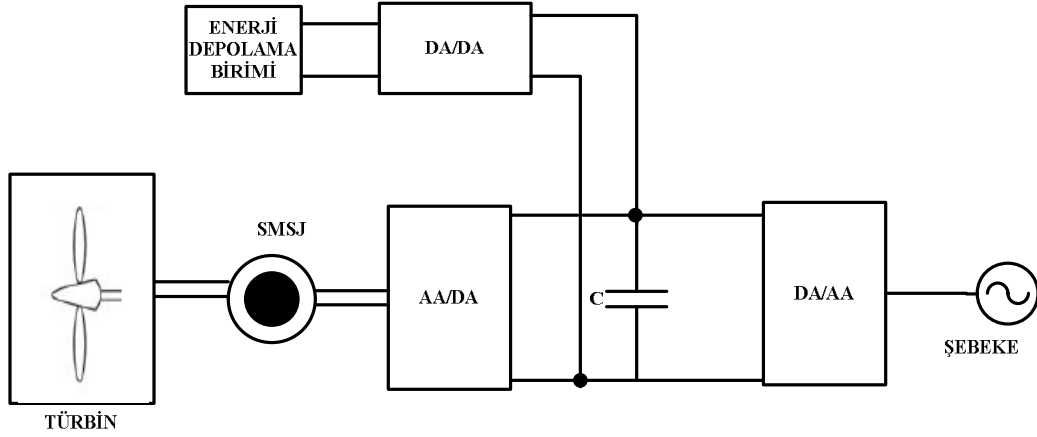
1. GİRİŞ

Enerjinin insan yaşamında vazgeçilmez önceliği her geçen gün artarak devam etmektedir. Fosil enerji kaynak (petrol, doğal gaz, kömür, vb.) rezervlerinin azalması ile birlikte gelişmiş ülkelerin enerji gereksinimi artarak devam etmektedir. Diğer taraftan nükleer enerji kaynakları toplumsal, çevresel ve ekonomik açıdan yüksek maliyeti ve henüz çözülemeyen riskleri barındırmaktadır. Çevreye duyarlı ve korumacı gelişmiş toplumların baskısı, ülkeleri yenilenebilir enerji (rüzgâr, güneş, vb.) kaynaklarına yöneltti. Fosil ve yenilenebilir enerji kaynaklarından üretilen enerjinin; elektrik enerjisi formunda olması avantajları nedeniyle tercih edilmektedir. Ancak bu enerji kaynağının en büyük zorluğu ucuz depolama yönteminin geliştirilememesi ve üretildiği anda tüketilme gerekliliğidir. Ayrıca üretilen elektrik enerjisinin; ucuz, gereksinimi karşılayan, güvenilir, sürekli ve kalite gibi özellikleri içermelidir. Sonuç olarak, gelişmiş ülkeler ile Türkiye gibi zenginleşen ve hedefleri olan ülkelerin enerji sorunu henüz çözülebilmemiş değildir.

Gelişen teknoloji sayesinde yenilenebilir enerji kaynaklarından rüzgâr enerjisi, elektrik üretiminde birincil enerji kaynaklar ile maliyetlerine göre karşılaştırıldığında rekabet edebilir hale gelmiştir [1]. Amerika Birleşik Devletleri ve Avrupa'da rüzgâr enerjisinden elektrik üretimi yılda %21 oranında artması beklenmektedir [2]. Buna rağmen rüzgâr enerjisinden üretilen elektrik enerjisi hak ettiği oranlara henüz ulaşamamıştır. Son 20 yılda rüzgâr türbinlerinin kapasiteleri 20 kW tan 5 MW üzerine yükseltilmiştir. Rüzgâr türbinlerinin kapasiteleri büyüdükçe elde edilen gücün kalitesi ve optimizasyonuda önem kazanmaya başlamıştır. Bu durumda, rüzgâr türbinlerinin aşırı yüklere karşı korunması, denetimi ve işletme hatalarının önlenmesi önem kazanmaktadır.

Rüzgâr değişken bir doğa olayı olduğundan, elde edilen gücün regülasyonu önem kazanmaktadır. Rüzgâr Enerjisi Çevrim Sistemlerinde, REÇS (Wind Energy Conversion System, WECS) gücün regülasyonu sorunu çözümü ile ilgili literatürde yer alan değişik metotlar yer almaktadır [3]-[7]. Bu metotların büyük bir kısmı enerji depolama birimi veya yardımcı kaynak kullanımı temeline dayanmaktadır. Enerji depolama kaynağının kullanılmasındaki en önemli amaç rüzgârın çevrim sisteminin yükü besleyemediği durumlarda, yükün bu birim tarafından beslenmesini ve enerjinin gereksinimden fazla olduğu durumlarda ise, kullanılmayan enerjinin bu birime aktarılmasını sağlamaktır. Rüzgâr enerjisinin depo edilebilmesi içinde

jeneratör çıkışının bir denetimsiz doğrultucu (rectifier) doğrultulması ve bir çevirici (converter) üzerinden enerji depolama birimine bağlanması gereklidir.



Şekil 1.1: Rüzgar çevrim sistemi ve enerji depolama birimi.

Bu doktora çalışmasında üzerinde duracağımız, REÇS ile birlikte enerji depolama birimi içeren sistemin blok şeması Şekil 1.1’de gösterildiği gibidir. Bu sistem içerisinde; rüzgâr türbini, Sabit Mıknatıslı Senkron Jeneratör, SMSJ (Permanent Magnet Synchronous Genarator, PMSG), Alternatif Akım, AA (Alternative Current, AC) - Doğru Akım, DA (Direct Current, DC) çevirici, DA-AA çevirici ve bir kaynak, DA-DA çeviriciden oluşan bir enerji depolama biriminden oluşmaktadır.

Büyük güçlerde REÇS geliştirmek için; yeni fikirlere ve denetim mühendisliğinin bu alandaki çözümlerine gereksinim vardır. Bu alanda geliştirilmesi gereken veya aşılması gereken teknolojik ve bilimsel araştırma konularının bazıları;

- Maliyetlerin azaltılması ve yeni denetim sistemleri, mekanik, elektromekanik ve güç sistemlerinin geliştirilmesi gerekir [8].
- Düşük ve orta hızlardaki rüzgârdan elde edilecek enerjinin maksimize edilebilmesi gerekir. Bunun başarılması ileri denetim uygulamalarının yapılmasını gerektirmektedir. Bu denetimlerin en kritik olanı blade, pitch ve jeneratör tork denetimidir [8].
- Daha fazla enerjinin elde edilebilmesi için, rotor çaplarının daha büyük olmasını gerektirmektedir. Aynı zamanda güç dalgalanmaları, asimetrik rotor yükleri, mekanik yorgunluk ve bireysel blade yükler gibi sorunların azaltılması ve

bağımsız pitch ve tork denetim sistemleri geliştirilmelidir. Bu sistemlerin yüksek güvenilirlik ve daha az bakım gerektirecek teknolojik gelişimin sağlanması gerekiyor [9]-[11].

- Büyük ölçekli rüzgâr çevrim çiftliklerinin, voltaj regülasyonu ve reaktif güç denetimi, frekans denetimi ile şebekeyi desteklemesi gerekir. Yani denetim sisteminin şebeke özelliklerine cevap verecek durumda olması gerekir [12].

Bu maddelerden anlaşılacağı üzere; rüzgâr çevrim sistemlerinin daha ekonomik ve sürdürülebilir olması için modern denetim metotları kullanılarak uygulanan denetleyicilerin anahtar rol oynayacağı aşîkârdır.

Bu doktora çalışmasında; Şekil 1.1’de belirtilen REÇS temel alınmıştır. Bu sistem üzerinde denetim mühendisliği açısından; yetersiz gördüğümüz ve yenilik getirebileceğimiz birimler üzerinde modern denetim uygulamaları yapılmıştır. REÇS’ de ki; AA dan DA çevirici, kondansatör ve DA dan AA ya çevirici birim denetim açısından bilinen sistem olup literatürde modern denetim uygulamaları yapılmış bir çok çalışma mevcuttur [13]-[16]. Bundan dolayı bu birim çalışmanın dışında tutulmuştur. Bu çalışmanın odağına, elektrik enerjinin üretildiği daha karmaşık yapıya sahip olan ve daha iyi bir denetim sistemine gereksinim duyduğunu düşündüğümüz rüzgâr türbini sisteminin denetleyici tasarımı mihenk taşı olmuştur. Bu sistemlerin belirsizlikleri ve doğrusal olmayan yapılarından dolayı tasarlanacak denetleyici, modern denetim metotlarından Dayanıklı Geri Adımlı, DGA (Robust Backstepping) denetim algoritmasını içermektedir. Değişik rüzgâr hızlarında, veriminin artırılması amaçlanmıştır.

Doktora çalışmamızın diğer bir ayağını, depolama biriminde yer alan DA çevirici oluşturdu. DA çevirici olarak Geri Dönüslü Çevirici, GDÇ (Flyback Converter) üzerinde durulmuştur. Bu çeviricinin seçilmesi; basit devre yapısı, maliyet ve modern denetim tekniklerinin bu çevirici üzerinde uygulanmamış olması gibi sebeplerimizi sıralayabiliriz.

Bu doktora çalışmasının sonraki bölümleri aşağıdaki gibi organize edildi. Çalışmanın 2. Bölümünü, doğrusal olmayan karakteristik yapıya sahip olan rüzgâr türbinin belirsiz parametrelerden oluşan kümesi için, uygun bir performans sağlayan sabit yapıllı DGA denetleyici tasarımı yer alacak. Bu bölümde ilk önce rüzgâr türbini sisteminin dinamik denklemlerinden bahsedilerek devamında, denetleyici tasarımı, Lyapunov tabanlı kararlılık analizi yapılarak, son kısmında standart Oran-

İntegral, Oİ (Proportion-Integral) denetleyici ile karşılaştırmalı benzetim sonuçlarını içerecek. Bu bölümle ilgili çalışmalarımız;

- Seker M., Zergeroglu E., Tatlicioglu E., (2012), “Robust Backstepping Control of Variable Speed Wind Turbines with Permanent Magnet Synchronous Generators”, IEEE Multi-Conference on Systems and Control, 1068-1073, Dubrovnik, Croatia, 3-5 October.
- Seker M., Zergeroglu E., Tatlicioglu E., “Robust Backstepping Control of Variable Speed Wind Turbines with Permanent Magnet Synchronous Generators”, International Journal of System Science. (Kabul Edildi).

bilimsel ortamlarda kabul aldı.

Çalışmanın 3. Bölümünde GDÇ denetim problemi üzerinde duruldu. Bölüme ilk önce önerdiğimiz DA çeviricinin dinamik yapısı ele alınarak başlandı, daha sonra GDÇ nin Kayan Kipli, KK (Sliding Mode) denetim analizi, denetleyicinin Lyapunov tabanlı kararlılığı incelendi, deneysel ve benzetim sonuçları değerlendirildi. Daha sonra, GDÇ nin Geri Adımlı, GA (Backstepping) denetim tekniği kullanılarak, çevirici için ikinci bir denetleyici tasarımı yapıldı. Tasarlanan denetleyicinin kararlılık analizi yapılarak, deneysel ve benzetim sonuçlarıyla bu bölüm sonlandırıldı. Bu bölüm kapsamında yapılan çalışmalar aşağıdaki bilimsel ortamlarda sunuldu.

- Seker M., Zergeroglu E., (2011), "Nonlinear Control of Flyback type DC to DC Converters: An Indirect Backstepping Approach", IEEE Multi-Conference on Systems and Control, 65-69, , 2011, Denver, CO, USA, 28-30 September.
- Seker M., Zergeroglu E., (2011), “A New Sliding Mode Controller for the DC to DC Flyback Converter”, IEEE Conference on Automation Science and Engineering, 720-724, Trieste, Italy, 24-27 August.
- Şeker M., Zergeroğlu E., (2011), “Çapraz Tip Çevirici için Alternatif Dinamik Denklemlerin Çıkarılması ve Kayan Kipli Denetleyici Tasarımı”, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 223-226, Dokuz Eylül Üniversitesi İzmir, 14-16 Eylül.

- Şeker M., Zergeroğlu E., (2010),“Çapraz Tip Çeviriciler için Alternatif Bir Kayan Kipli Denetleyici Formülasyonu”, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 151-155, Gebze-Kocaeli, 21-23 Eylül.

Doktora çalışmamızın 4. ve son bölümünü, bundan önceki her iki bölümde sunulan çalışmalarından elde ettiğimiz çıkarımları ve denetim mühendisliği bakış açısıyla; ileride bu sistemlerde yapılabilecek çalışmalar üzerinde durularak bitirilecektir.

2. DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGAR TÜRBİNLERİNDE DAYANIKLI GERİ ADIMLAMALI DENETİM YAKLAŞIMI

Rüzgar enerjisinden elektrik üretimi; doğa ile barışık, düşük maliyeti, coğrafik olarak elde edilebilirliği ve şehir dışındaki alanlardan elde edilmesi gibi etmenlerden dolayı diğer yenilenebilir enerji kaynakları arasında daha hızlı büyüyen bir kaynaktır [17]. Hızlı büyümesini sağlayan en önemli etken maliyetinin diğer enerji üretim kaynakları ile yarışabilecek durumda olmasıdır. Rüzgâr enerjisinden elektrik üretiminin maliyeti kullanılan türbin tipi, türbin fiyatı ile ömrü, işçilik, bakım, onarım giderleri, enflasyon oranı, yatırımın faize yapılması gibi durumlara göre değişmektedir. Yapılan çalışmalar, farklı türbin tipleri ve enflasyon oranları için elektrik üretim maliyetinin, %30-40 kapasite faktörü ile çalışan bir bölgede, tahmini maliyetinin 2-3 cent/kWh seviyesinde olabileceğini göstermektedir [18].

Basit olarak; rüzgar enerjisi çevrim sistemleri eksenlerine göre sınıflandırılır ise, iki çeşit rüzgar enerji çevrim sistemi vardır. En popüler olanı yatay eksenli çevrim sistemidir. İki veya daha fazla yapraklı olarak en iyi aerodinamiği elde edecek şekilde tasarlanırlar. Bu sistem, rüzgar yönünde rotor yapraklarının dönmesini sağlayan yaw mekanizması içerir. İkinci tip çevrim sistemi dikey eksenli dir. Bu sistemde rotor yaprakları dikey olarak yerleştirilmişlerdir. Böylece sistem rüzgar yönünden bağımsız olarak rüzgarın yakalanması sağlanır. Prensip olarak REÇS fiziki yapısı üç ana alt sistemden oluşmaktadır. Birincisi; pervaneler vasıtasıyla yakalanan rüzgar enerjisinin, mekanik güce dönüştüğü rotorun pervanelere bağlanma kısmıdır. İkincisi, mekanik gücün jeneratöre transfer edildiği iletim kısmı, en sonuncusu ise mekanik gücün elektrik gücüne dönüştürüldüğü elektrik jeneratörüdür.

REÇS denetimi; farklı uygulama bölgeleri ve standartlara uygun olarak karakterize edilmiştir. Başlıca denetim yöntemi olarak Oran-İntegral-Türev, OİT (Proportion-Integral-Derivative, PID) denetim stratejisi [19]-[21] çalışmalarında, maksimum güç elde edilebilmesi için; REÇS de kullanılan güç elektroniği devrelerinin denetimine dayalı olarak önerilmiştir. Özellikle [19] de denetleyici integratör den oluşmakta olup rüzgar rotor açısal hız değişiminden türetilen referans maksimum güç ile yükün akım ve gerilimi ölçümünden oluşan gerçek güç arasındaki hatanın integrali şeklinde basitçe hesaplanır. Adı geçen çalışmada integral kazancı

titizlikle tahmin edilmemiştir. Aynı REÇS modelinin kullanıldığı [20] ve [21] deki çalışmalarda, sistemde jeneratör ile şebeke arasındaki AA-DA doğrultucu ve DA-AA dönüştürücü (inverter) tristör ateşleme açısı vasıtasıyla sistem denetimi sağlanmaktadır. Çalışmalarda dönüştürücü ve doğrultucu için iki tane Oİ denetleyici kullanılmıştır.

Değişik optimal denetim stratejilerinin kullanıldığı [22] çalışması, rüzgardan daha fazla güç elde etmek amacıyla önerilmektedir. Çalışmada; SMSJ kullanılan sabit açılı bir rüzgar enerji dönüşüm sisteminde maksimum güç noktası izleme problemi ile ilgilenilmektedir. Bu denetim modelinde rüzgar hızının ölçülmesi için anemometer sensor kullanmaya gerek duyulmamış, bu modelin tatmin edici performansı; diğer sensor kullanan/kullanmayan metotlarla yapılan çalışmalar karşılaştırılarak gösterilmiştir. Diğer bir maksimum gücün yakalama problemi literatürde güç katsayısı ve hız katsayısının elde edilmesine dayalı bir algoritma [23] de sunuldu. Algoritma elektrik gücünün ölçülerek elde edilen güç katsayısı ile dönel hızın ölçümü arasında fourier transformu yoluyla uygulanan faz kayması tabanlıdır. Çalışmanın benzetim sonuçlarından denetleyinin rüzgar çevrim ünitesinde maksimum gücün elde edildiği değerlerde koruduğu görülmektedir. Enerji optimizasyonu yönünden bakıldığında [24] çalışması ise değişken hızlı rüzgar enerji ünitelerinde maksimum enerjinin elde edilmesi ile ilgili bir çalışmadır. Doğrusal olmayan model ile birlikte maksimum gücün elde edilmesi problemi için KK denetleyici ve Bulanık Mantık (Fuzzy Logic) tekniklerinin kullanıldığı, farklı denetim yöntemleri içermektedir. Bir MW tipi rüzgar türbin sisteminin doğrusal durum uzay modeline dayalı çalışma [25] da bir optimal durum için geribesleme denetleyicisi pitch sisteminin ayarlanması için kullanıldı. Geleneksel denetim metotlarına göre daha iyi performans göstereren denetleyici, gerçekte bir rüzgar çiftliğinde uygulandı. Daha yakın zamanlarda [26] çalışmasında klasik Oİ denetleyici izleme hatasına göre optimize etmek üzere tasarlandı.

REÇS, denetim tasarımı aşamasında bir dereceye kadar bozucular ve tam modellenemeyen belirsizlikler bulunmaktadır. Beklenmeyen belirsizliklerin mevcudiyeti altında denetleyicinin performansının dayanıklılığını garantilemek için araştırmacılar [27], [28], çalışmalarında dayanıklı denetim yaklaşımını önerdiler. Çoklu değişkenli denetleyicilerde, yük dalgalanmasının azaltılması ve maksimum gücün elde edilmesi sağlandı. H_2 ve H_∞ denetleyicilerin performansı aynı REÇS kullanılarak karşılaştırıldığı çalışma [28] de yer almaktadır. Bu çalışmadaki benzetim

sonuçları, H_∞ metoduyla yapılan çalışmanın dayanıklılığının çok iyi olduğunu, ancak düşük cevap verdiğini göstermekte, böylece bu denetleyinin sabit hızlı rüzgar çevrim sistemlerinde uygun olduğunu buna karşın H_2 yöntemiyle yapılan denetleyinin ise değişken hızlı REÇS kullanılmasının uygun olduğu belirtilmektedir. REÇS, rüzgar hızına duyarlı olmasından dolayı model parametreleri değişkendir. Bu özelliğe dayalı olarak kazanç denetimi, REÇS nin doğrusal zamanla değişen modeli kullanılarak [29] çalışması gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada; jeneratör torku ve güç faktörü denetimi sağlandı. Tasarlanan denetleyici sadece rüzgar hızının değişimlerine hızlı cevap vermesi yanısıra jeneratör parametrelerinin dayanıklılığını sağladı. Rüzgar hızının tahmini için kalman filtresi [30] de kullanılarak, türbin torkunun denetimi sağlandı. REÇS nin optimal çalışma noktasında çalışması için kazanç denetimi ve Oİ denetiminin birleşimi [31] çalışmasında verilmiştir.

Bilinmeyen dinamikler altında, doğrusal olmayan sistemlerin tam modellenemediği durumlarda kullanılan Uyarlamalı (Adaptive) denetim, REÇS de doğrusal olmayan sistemler olmasından dolayı optimal takipi için [32] çalışmasında uyarlamalı denetim önerilmiştir.

KK denetim tekniği doğrusal olmayan sistemlerde; hızlı yakınsaması ve dayanıklılığından dolayı kullanıma elverişlidir [33]. Çift çıkışlı statoru doğrudan şebekeye bağlanmış induction jeneratöre sahip bir REÇS de kayan kipli denetim [34], [35] de geliştirilmiştir. Bu çalışmalardan [34] de statik bir çevirici jeneratör torkunun ayarlanması için rotor ile stator arasında kullanılmıştır. Önerilen KK denetleyici, jeneratör torku ile diğer faktörler arasındaki doğrusal olmayan ilişkiler elimine edilmiştir. Ek olarak, [35] deki çalışmada, torkun fiziksel kısıtlamaları ve çeviriciler dikkate alınarak sistem durumlarının doğru yüzeyde kalması sağlanmıştır. REÇS de kayan kipli denetim kullanıldığında oluşan çatırtının (chattering) önlenmesi için [36] çalışmasında, iki tane integral değişkeni denetleyici yapısında yer almıştır. Diferansiyel geometrik method (Differencial Geometric Method) tabanlı dikkate değer kayan kipli denetim stratejisi [37] de yer aldı.

Doktora çalışmamızın, REÇS de elektriksel ve mekanik alt bölümlerinde belirsizlik içeren parametrelerin arzulanmayan etkilerinin bastırıldığı dayanıklı denetim tekniği uygulanması üzerinde durduk. Önerilen denetim tekniği, jeneratör hızının izleme hatasının küçük bir bantta gerçekleşmesini sağlamaktadır. Denetleyicinin etkinliği ve uygulanabilirliği benzetim sonuçları ile desteklenmektedir.

2.1. Dinamik Model

REÇS, rüzgâr enerjisini mekanik enerjiye ve elektrik enerjisine dönüşümünü sağlayan karmaşık, doğrusal olmayan sistemdir. Rüzgâr türbinin çıkış gücü veya momenti, rüzgâr hızı, türbin şekli ve boyutu gibi faktörlerle tanımlanır. Rüzgar türbininin çıkış terminalinden elde güç ile giriş terminali arasındaki ilişkiyi; rüzgar hızına bağlı olarak ifade edebiliriz. rüzgar hızı ile hareket eden hava kütleindeki kinetik enerji $E \in \mathbb{R}$,

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

bağıntısı ile elde edilir. İfade (2.1) de $v(t) \in \mathbb{R}$ olmak üzere rüzgar hızı, $m \in \mathbb{R}$ hava kütlelidir. Hareket eden hava akışındaki mekanik güç ise;

$$P_m = \frac{1}{2}\rho Av^3 \quad (2.2)$$

biçiminde ikinci derecedeki kinetik enerjinin akış oranıdır. Bağıntıda ki; $P_m(t) \in \mathbb{R}$ rüzgar türbini mekanik gücünü, $\rho \in \mathbb{R}$ hava yoğunluğu, $A = \pi R^2 \in \mathbb{R}$ rüzgar türbini kanatlarının süpürme alanı olarak tanımlanmaktadır. $C_p \in \mathbb{R}$ rüzgar türbini verim katsayısı olmak üzere (2.2) ifadesi yeniden düzenlenirse;

$$P_m = \frac{1}{2}\rho AC_p(\lambda, \beta)v^3 \quad (2.3)$$

ile rotor kanatları sayesinde elde edilen mekanik güç elde edilir. Mekanik güç; rotor kanatlarının verimli alanı, rüzgar hızı ve rotordaki rüzgar akış şartları sayesinde belirlenmektedir. Bu nedenle, rotor kanatlarındaki akış durumlarının değişimi ve verimli alan sayesinde türbin çıkış gücü değiştirilebilir. Rüzgar enerji dönüşüm sistemlerinin denetiminin temelini verimli alanının denetimine dayanmaktadır. Rotor hız oranı, $\lambda \in \mathbb{R}$,

$$\lambda = \frac{w_m \cdot R}{v} \quad (2.4)$$

bağıntısı ile tanımlanır [38]. Burada $w_m \in \mathbb{R}$; rotor açısal hızı, $R \in \mathbb{R}$; rotor kanat yarıçapını ifade etmektedir. Maksimum rüzgar türbini verimi rotor hız oranlarında ve kanat aralık açısı, β , değerlerinde istenilen düzeye çıkar. Rüzgar türbinlerinden verimli elektrik üretimi için yüksek oransal hız türbinleri tercih edilmektedir. Rüzgar türbini verim katsayısı C_p , [39] daki çalışmada;

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6\lambda \quad (2.5)$$

şeklinde ifade edilmiştir. C_p ifadesinde, λ_i ;

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (2.6)$$

ayrıca katsayılar; $c_1 = 0.5176$, $c_2 = 116$, $c_3 = 0.4$, $c_4 = 5$, $c_5 = 21$ ve $c_6 = 0.0068$ değerlerinde hesaplanmıştır. Mekanik gücü, mekanik tork, $T_m \in \mathbb{R}$, olarak ifadesi

$$P_m = T_m w_m = \frac{1}{2} \rho A C_p(\lambda, \beta) v^3 \quad (2.7)$$

dir. Uygulamasını yaptığımız sistemde; dişli takımı kullanılmadığından jeneratör rotor hızı $w_g \in \mathbb{R} = w_m$ dir. SMSJ içeren değişken hızlı rüzgar türbinin $d - q$ koordinat sistemine dönüştürülmüş dinamik denklemleri [1];

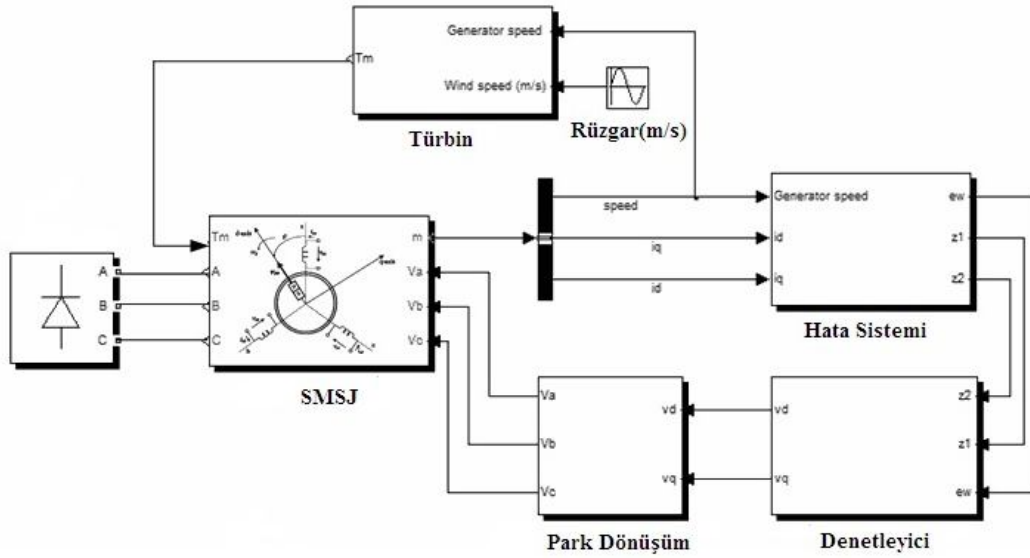
$$J \frac{dw_g}{dt} = -\frac{1.5P^2}{4} \lambda_m i_d - \frac{BP}{2} w_g + \frac{P}{2} T_m \quad (2.8)$$

$$L_d \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d - L_q i_q w_g + k_g \lambda_m w_g - v_d \quad (2.9)$$

$$L_q \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q + L_d i_d w_g - v_q \quad (2.10)$$

şeklinde tanımlanmıştır. İfadelerden (2.8) mekanik alt sistemi, (2.9) ve (2.10) ifadeleri ise elektrik alt sisteminin dinamiğini göstermektedir. Özellikle,

$v_d(t), v_q(t) \in \mathbb{R}$ ve $i_d(t), i_q(t) \in \mathbb{R}$ sırasıyla $d - q$ koordinat sisteminde türbin çıkış terminali gerilim ve akımıdır. $R_s \in \mathbb{R}$ stator direncini, $L_d, L_q \in \mathbb{R}$ ise $d - q$ koordinat sisteminde endüktans, $\lambda_m \in \mathbb{R}$ sabit mıknatıs akısı, $k_g \in \mathbb{R}$ jeneratör katsayısı, $T_m(t) \in \mathbb{R}$ türbin mekanik torku, $w_g(t) \in \mathbb{R}$ jeneratör açısal hızını, $P \in \mathbb{R}$ jeneratör kutup sayısı, $J \in \mathbb{R}$ rotor momenti, $B \in \mathbb{R}$ sürtünme katsayısını göstermektedir. Dinamik sistem denklemlerinde, jeneratör çıkış terminal gerilimleri $v_d(t)$ ve $v_q(t)$ terimleri denetim sinyallerimizdir. Rüzgar türbini rotor hız ayarı uyarma gerilimi ile denetlenir. Bu yöntemin arkasındaki ana fikir; rotor hızı değişen sargı gerilimi ile denetlemektir [40]. Denetleme yapacağımız sistemin genel yapısı Şekil 2.1’de gösterildiği gibidir. Ana denetim amacımız; rüzgar türbinin çalışmasına uygun olarak ve yukarıda tanımlanan dinamik denklemlerde tam olarak bilinmeyen parametrelere rağmen jeneratör hızı $w_g(t)$, referans hızı $w_d(t) \in \mathbb{R}$ izlemesini sağlamaktır.



Şekil 2.1: Sistemin genel yapısı.

2.2. Hata Sistemi ve Denetleyici Tasarımı

Genel olarak denetleyiciler, sistemde bulunan belirsizliklerle baş etmek için genel olarak bu belirsizliklerin zaman içinde etkilerini yok edecek şekilde ileri besleme terimlerini ayarlama esasına dayanırken, dayanıklı (robust) denetleyicilerin belirsizlikle baş etme yöntemleri farklılık gösterir. Dayanıklı denetleyicilerde belirsizlikler için kullanılan tahmin değerleri sabit olup, tam olarak bilinmeyen sistem parametreleri için en makul olduğu düşünülen bir değer seçilip denetleyicinin ileri besleme terimi düzenlenir. Daha sonra denetleyicinin geri besleme bölümü, tahmin ile gerçek değer arasında oluşacak farkı, sisteme dışarıdan etki eden gürültü müşçesine davranıp ve bu bozucu etmene karşı dayanıklı olacak şekilde tasarlanır [41]. Bu bölümde belirttiğimiz denetim amacımızı gerçekleştirmek için hata işaretlerimiz; $e(t), z_1(t), z_2(t) \in \mathbb{R}$ olmak üzere;

$$e \triangleq w_d - w_g \quad (2.11)$$

$$z_1 \triangleq i_{d,ref} - i_d \quad (2.12)$$

$$z_2 \triangleq i_{q,ref} - i_q \quad (2.13)$$

dir. $i_{d,ref}(t), i_{q,ref}(t) \in \mathbb{R}$ olmak üzere referans işaretlerimizi göstermekte olup, çalışmanın ilerleyen kısmında tasarlanacaktır. İzleme hatası ifadesi (2.11) in önce zamana göre türevini alıp daha sonra durağan moment değeri J ile çarparak ve daha sonra (2.8) belirtilen dinamik ifade kullanılarak,

$$J\dot{e} = J\dot{w}_d + \frac{1.5P^2}{4}\lambda_m i_d + \frac{BP}{2}w_g - \frac{P}{2}T_m \quad (2.14)$$

yeni dinamik ifademizi buluruz. Denklem (2.14)

$$J\dot{e} = Y\phi + f + \phi_m i_d \quad (2.15)$$

şeklinde daha yalın forma getirebiliriz. (2.15) ifadesinde; $f(t) \triangleq -\frac{P}{2}T_m \in \mathbb{R}$ zamana bağlı belirsizlikleri içeren fonksiyondur. Belirsiz sabit parametreleri, $\phi_m \triangleq \frac{1.5P^2}{4}\lambda_m \in \mathbb{R}$ ile tanımlandı. Zamana bağlı değişken fonksiyonlar; $Y(t) \triangleq [\dot{w}_d \ w_g] \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ matrisinde yer aldı ve belirsiz sabit parametreler matriside; $\phi \triangleq \left[J \quad \frac{BP}{2} \right]^T \in \mathbb{R}^2$ şeklinde düzenlendi. Denetleyicimizin tasarımının bir sonraki aşamasında kullanacağımız, $Y(\cdot)$ matrisinin, referans matrisi; $Y_d(t) \triangleq [\dot{w}_d \ w_d] \in \mathbb{R}^{1 \times 2}$ olarak tanımlandı. Açık çevrim mekanik alt sistem dinamiği (2.15) ifadesine $Y_d\phi$ ekleyip çıkararak;

$$J\dot{e} = F + \chi + \tilde{\phi}_m i_d + \hat{\phi}_m i_{d,ref} - \hat{\phi}_m z_1 \quad (2.16)$$

ifadesi elde edilir. $\hat{\phi}_m \in \mathbb{R}$ terimi; ϕ_m belirsiz sabit parametrelerinin en iyi tahmin yaklaşım değerini göstermektedir. Bu açıklama ile yaklaşım değeri hatası, $\tilde{\phi}_m \triangleq \phi_m - \hat{\phi}_m \in \mathbb{R}$ dir. (2.16) ifadesinde yer alan $F(t), \chi(t) \in \mathbb{R}$ fonksiyonları;

$$F \triangleq Y_d\phi + f \quad (2.17)$$

$$\chi \triangleq (Y - Y_d)\phi \quad (2.18)$$

biçiminde tanımlandı. Denetleyicimizin tasarımının sonunda kararlılık analizinde yardımcı olacak olan $i_{d,ref}(t)$ ve $i_{q,ref}(t)$ referans işaretlerimizi;

$$i_{d,ref} = -\frac{1}{\hat{\phi}_m} \{ Y_d \hat{\phi} + \hat{f} + (k_e + k_n \rho_1^2) e + v_{R1} \} \quad (2.19)$$

$$i_{q,ref} = 0 \quad (2.20)$$

ifadeleri ile tasarlayalım. Tasarımlarımızdan (2.19) da yer alan $k_e, k_n \in \mathbb{R}$ pozitif denetim kazançlarıdır. ϕ, ϕ_m ve f bilinmeyen parametrelerinin, sabit en iyi tahmin yaklaşımı değerleri; $\hat{\phi}, \hat{\phi}_m, \hat{f} \in \mathbb{R}$ dir. Pozitif tanımlı sınırlı $\rho_1(e) \in \mathbb{R}$ fonksiyonu,

$$\rho_1 \geq |\chi| \quad (2.21)$$

ve $v_{R1}(t) \in \mathbb{R}$ dayanıklı denetim terimi;

$$v_{R1} = \frac{e\rho_2^2(|e|)}{\epsilon_1} \quad (2.22)$$

biçiminde tasarlandı. Tasarımda $\epsilon_1 \in \mathbb{R}$ pozitif sabit olarak tanımlandı. Pozitif tanımlı sınırlı $\rho_2(|e|) \in \mathbb{R}$ fonksiyonu,

$$\rho_2(|e|) \geq |\tilde{F}| \quad (2.23)$$

olarak tasarlandı. Tasarımda $F(t)$ nin yaklaşım hatası; $\tilde{F}(t) \triangleq F - Y_d\hat{\phi} - \hat{f} \in \mathbb{R}$ dir.

Açıklama 2.1: Dayanıklı denetleyici tasarımı, kesin olmayan fonksiyonlarının üst sınır değerinin kullanımı, (2.23) ifadesi $\rho_2(|e|)$ de olduğu gibi uygulanır. Bu doktora çalışmasında, herbir sınırlı fonksiyon ρ_i ile gösterildi, $\rho_i > |f(t)|$ şeklinde tanımlandı. Burada $f(t)$ bazı kesin olmayan parametreleri içermektedir. Kesin olmayan parametreleri içeren fonksiyonun alt ve üst sınırı kaba tahminle elde edilir. Eşitsizliklerin geçerliliğinin sağlanması üst sınır fonksiyonlarının değerlerinin seçimi önemlidir.

Açıklama 2.2: GA denetim tasarımı, türevlenebilir yardımcı denetim sinyali (2.19) gerektirir. Böylece yüksek kazanç dayanıklı denetim terimi (2.22) nin türevlenebildiği tanımlandı. Türevlenebilir yüksek frekans dayanıklı denetim terimi tasarımının mümkün olduğunu, [42] çalışması ile örneklendirebiliriz. Her ne kadar benzetim çalışmalarındaki deneyimimiz göstermektedir ki, bu çalışma özelinde yüksek kazanç dayanıklı denetim terimi kullanmak, yüksek frekans dayanıklı denetim teriminin aksine denetim sinyalinin çatırtısını azaltmaktadır.

Açık çevrim mekanik alt sistem dinamiği (2.16) da, (2.19) tasarladığımız $i_{d,ref}(t)$ yi kullanarak,

$$J\dot{e} = -k_e e - k_n \rho_1^2 e + \tilde{F} + \chi + \tilde{\phi}_m i_d - \hat{\phi}_m z_1 - v_{R1} \quad (2.24)$$

ifadesini elde ederiz. $\tilde{\phi}_m i_d$ terimi;

$$\rho_3(|z_1|) \geq |\tilde{\phi}_m i_d| \quad (2.25)$$

ile üsten sınırlıdır. $\rho_3(|z_1|) \in \mathbb{R}$ pozitif sınırlı fonksiyondur. GA denetimde kullandığımız yardımcı hata sinyaliniz $z_1(t)$ in dinamiği; ilk önce (2.12) ifadesinin zamana göre türevi alınıp, daha sonra (2.19) referans ifademizin zamana göre türevi alınarak (2.12) nin türevlenmiş ifadesinde yerine yazılıp ifadenin her iki tarafı L_d ile çarpılarak;

$$L_d \dot{z}_1 = -\frac{L_d}{\hat{\phi}_m} \left\{ \dot{Y}_d \hat{\phi} + \frac{1}{J} \left(k_e + 2k_n \rho_1 e \frac{\partial}{\partial e} \rho_1 + k_n \rho_1^2 + \frac{\partial}{\partial e} v_{R1} \right) \times (Y\phi + f + \phi_m i_d) \right\} + R_s i_d + L_q i_q w_g - k_g \lambda_m w_g + v_d \quad (2.26)$$

ifadesinde elde ederiz. Denklem (2.26) yı

$$L_d \dot{z}_1 = W_1 \theta_1 + f_1 + v_d \quad (2.27)$$

şeklinde yalın halini elde ederiz. Bu ifadede $W_1(\cdot) \theta_1 \in \mathbb{R}$ terimi

$$W_1 \theta_1 \triangleq -\frac{L_d}{\hat{\phi}_m} \left\{ \dot{Y}_d \hat{\phi} + \frac{1}{J} \left(k_e + 2k_n \rho_1 e \frac{\partial}{\partial e} \rho_1 + k_n \rho_1^2 + \frac{\partial}{\partial e} v_{R1} \right) (Y\phi + \phi_m i_d) \right\} + R_s i_d + L_q i_q w_g - k_g \lambda_m w_g \quad (2.28)$$

şeklindedir. Doğrusal olarak parametrelerine ayrılabilmekte olup, zamana bağlı değişken fonksiyonlar;

$$W_1(t) \in \mathbb{R}^{1 \times 8} \triangleq \left[\frac{\dot{J}}{\hat{\phi}_m} \ddot{w}_d \quad \frac{\widehat{BP}}{2\hat{\phi}_m} \dot{w}_d \quad \frac{K\dot{w}_d}{\hat{\phi}_m} \quad \frac{Kw_g}{\hat{\phi}_m} \quad \frac{Ki_d}{\hat{\phi}_m} \quad i_d \quad i_q w_g \quad w_g \right] \quad (2.29)$$

matrisinde yer almaktadır. Matrisde yer alan bilinen değişkenler içeren zamana bağlı değişken yardımcı terim $K \triangleq k_e + 2k_n\rho_1 e \frac{\partial}{\partial e} \rho_1 + k_n\rho_1^2 + \frac{\partial}{\partial e} v_{R1}$ dir. Belirsiz sabit parametreler matriside;

$$\theta_1 \in \mathbb{R}^8 \triangleq \begin{bmatrix} \frac{\hat{f}}{\hat{\phi}_m} \ddot{w}_d & \frac{\widehat{BP}}{2\hat{\phi}_m} \dot{w}_d & \frac{K\dot{w}_d}{\hat{\phi}_m} & \frac{Kw_g}{\hat{\phi}_m} & \frac{Ki_d}{\hat{\phi}_m} & i_d & i_q w_g & w_g \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

biçiminde tanımlandı. $f_1(t) \in \mathbb{R}$ terimi;

$$f_1 \triangleq -\frac{L_d}{\hat{\phi}_m} \frac{1}{J} \left(k_e + 2k_n\rho_1 e \frac{\partial}{\partial e} \rho_1 + k_n\rho_1^2 + \frac{\partial}{\partial e} v_{R1} \right) f \quad (2.31)$$

biçiminde tasarlandı. Denetim sinyelimiz $v_d(t)$ aşağıdaki gibi tasarlandı;

$$v_d \triangleq -(k_1 + k_n\rho_3^2)z_1 - W_1\hat{\theta}_1 + \hat{\phi}_m e - v_{R2}. \quad (2.32)$$

$\hat{\theta}_1 \in \mathbb{R}^8$; bilinmeyen parametreler vektörü θ_1 in sabit en iyi tahmin vektörüdür. $k_1 \in \mathbb{R}$ pozitif tanımlı denetim kazancı olarak kullanılmakta olup, diğer bir terimimiz; $v_{R2}(t) \in \mathbb{R}$ ise ikinci dayanıklı denetim terimidir. Bu terimin kullanılma amacı gerçek değerler ile tahmini değerler arasındaki karşılık bulmayan parametreleri kompanze etmektir. $v_{R2}(t)$ terimi;

$$v_{R2} = \frac{z_1\rho_4^2}{\epsilon_2} \quad (2.33)$$

biçiminde tasarlandı. Tasarımda yer alan $\epsilon_2 \in \mathbb{R}$ pozitif tanımlı sabit, $\rho_4(t) \in \mathbb{R}$ ise pozitif tanımlı sınırlı bir fonksiyon olup;

$$\rho_4 \geq |W_1\tilde{\theta}_1| + |f_1| \quad (2.34)$$

ifadesi ile tanımlıdır. Bu ifadede yer alan $\tilde{\theta}_1 \triangleq \theta_1 - \hat{\theta}_1 \in \mathbb{R}^8$ ifadesiyle tanımlı olup parametre tahmin hatasıdır. Yardımcı hata sinyali $z_1(t)$ nin kapalı çevrim dinamiği; (2.32) de ifade ettiğimiz tasarımıımızı, (2.27) de kullanılmak suretiyle,

$$L_d \dot{z}_1 = -k_1 z_1 - k_n \rho_3^2 z_1 + W_1 \tilde{\theta}_1 + f_1 + \hat{\phi}_m e - v_{R2} \quad (2.35)$$

formunda elde edilir. GA denetimde kullandığımız ikinci yardımcı hata sinyelimiz $z_2(t)$ in dinamiği; (2.20) de belirttiğimiz referans ifadesinin sıfıra eşit olmasından dolayı (2.13) de tanım ifadesinin zamana göre türevinin alınıp, türev sonucu elde edilen ifadenin her iki tarafı L_q ile çarpılarak;

$$L_q \dot{z}_2 = R_s i_q - L_d i_d w_g + v_q \quad (2.36)$$

biçiminde elde edilir. İfadede eşitliğin sağ tarafındaki zamana bağlı fonksiyonları $W_2(t) \in \mathbb{R}^{1 \times 2} \triangleq [-i_d w_g \quad i_q]$ vektörüyle, belirsiz sabit parametreleride $\theta_2 \in \mathbb{R}^2 \triangleq [L_d \quad R_s]^T$ vektörü ile ifade edilirse;

$$L_q \dot{z}_2 = W_2 \theta_2 + v_q \quad (2.37)$$

formunda tanımlanır. Artık ikinci denetim sinyelimiz $v_q(t)$ aşağıdaki gibi tasarlayabiliriz;

$$v_q = -k_2 z_2 - W_2 \hat{\theta}_2 - v_{R3} \quad (2.38)$$

$k_2 \in \mathbb{R}$ pozitif tanımlı denetim kazancıdır. $\hat{\theta}_2 \in \mathbb{R}^2$ ise, bilinmeyen parametreler vektörü θ_2 nin en iyi tahmin vektörüdür. Diğer bir terimimiz; $v_{R3}(t) \in \mathbb{R}$ ise sonuncu dayanıklı denetim terimidir. Bu terimin kullanılma amacı gerçek değerler ile tahmini değerler arasındaki karşılık bulmayan parametreleri kompanze etmektir. Bu terim;

$$v_{R3} = \frac{z_2 \rho_5^2}{\epsilon_3} \quad (2.39)$$

biçimde tanımlandı. Tasarımda yer alan $\epsilon_3 \in \mathbb{R}$ pozitif tanımlı sabit, $\rho_5(t) \in \mathbb{R}$ ise pozitif tanımlı sınırlı bir fonksiyon olup;

$$\rho_5 \geq |W_2 \tilde{\theta}_2| \quad (2.40)$$

ifadesi ile tanımlıdır. İfadede yer alan $\tilde{\theta}_2 \triangleq \theta_2 - \hat{\theta}_2 \in \mathbb{R}^2$ ifadesiyle tanımlı olup parametre tahmin hatasıdır. Yardımcı hata sinyali $z_2(t)$ nin kapalı çevrim dinamiği; (2.38) deki tasarımıımızı, (2.37) de kullanarak,

$$L_q \dot{z}_2 = -k_2 z_2 - W_2 \tilde{\theta}_2 - v_{R3} \quad (2.41)$$

şeklinde elde ederiz.

2.3. Kararlılık Analizi

Çalışmamızın bu kısmında tasarladığımız denetleyicinin kararlılık analizini yapacağız. Bir önceki bölümde hata sinyallerimiz; $e(t)$, $z_1(t)$ ve $z_2(t)$ nin kapalı çevrim dinamiklerini elde etmiştik. Artık aşağıdaki teoremi sunabiliriz.

Teorem 2.1: Dinamiği (2.8), (2.9) ve (2.10) denklemleri verilen sistemimizde, dayanıklı denetleyicimiz (2.32), (2.38) ifadeleriyle, yardımcı denetim sinyalleri (2.19), (2.20) deki gibi ve dayanıklı denetim terimleri (2.22), (2.33) ve (2.39) tasarlanır ise, (2.11) ile tanımlanan izleme hatası;

$$\|e(t)\| \leq \sqrt{\frac{a}{b} \|x(0)\|^2 \exp(-\beta t) + \frac{2\epsilon}{b\beta} (1 - \exp(-\beta t))} \quad (2.42)$$

eşitsizliğini sağlayarak, $x \triangleq [e \quad z_1 \quad z_2]^T \in \mathbb{R}^3$ birleşik hata sinyali ve

$$a \triangleq \max\{J, L_d, L_q\} \quad (2.43)$$

$$b \triangleq \min\{J, L_d, L_q\} \quad (2.44)$$

$$\beta \triangleq \frac{2\min\left\{\left(k_e - \frac{1}{4k_n}\right), k_1, k_2\right\}}{\max\{J, L_d, L_q\}} \quad (2.45)$$

$$\epsilon \triangleq \epsilon_1 + \epsilon_2 + \epsilon_3 + \frac{1}{4k_n} \quad (2.46)$$

$a, b, \beta, \epsilon \in \mathbb{R}$ olacak şekilde bir zarf eşliğinde mutlak bir sınıra yakınsar.

İspat 2.1: Teorem 2.1'i ispatlamak için pozitif tanımlı scaler bir $V(t) \in \mathbb{R}$ fonksiyonu,

$$V \triangleq \frac{1}{2}J e^2 + \frac{1}{2}L_d z_1^2 + \frac{1}{2}L_q z_2^2 \quad (2.47)$$

şeklinde tanımlayalım. $V(t)$ fonksiyonu

$$\frac{1}{2}b\|x\|^2 \leq V \leq \frac{1}{2}a\|x\|^2 \quad (2.48)$$

formunda alttan ve üstten sınırlığı olduğu gösterilebilir. $V(t)$ nin zaman içindeki değişimini, (2.24), (2.35) ve (2.41) kullanılarak fonksiyonun türevi

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -k_e e^2 - k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + [\chi - k_n \rho_1^2 e]e + \left[\tilde{F} - \frac{e \rho_2^2(|e|)}{\epsilon_1} \right] e \\ & + [\tilde{\phi}_m i_d e - k_n \rho_3^2 z_1] z_1 + \left[W_1 \tilde{\theta}_1 + f_1 - \frac{z_1 \rho_4^2}{\epsilon_2} \right] z_1 \\ & + \left[W_2 \tilde{\theta}_2 - \frac{z_2 \rho_5^2}{\epsilon_3} \right] z_2 \end{aligned} \quad (2.49)$$

biçiminde elde edilir. Elde edilen ifadenin sağ tarafının üstten sınırı; (2.21), (2.23), (2.25), (2.34) ve (2.40) ifadeleri kullanılarak

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -k_e e^2 - k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + [\rho_1 |e| - k_n \rho_1^2 e^2] + \rho_2 |e| \left[1 - \frac{\rho_2 |e|}{\epsilon_1} \right] \\ & + [\rho_3 |z_1| |e| - k_n \rho_3^2 z_1^2] + \rho_4 |z_1| \left[1 - \frac{\rho_4 |z_1|}{\epsilon_2} \right] \\ & + \rho_5 |z_2| \left[1 - \frac{\rho_5 |z_2|}{\epsilon_3} \right] \end{aligned} \quad (2.50)$$

biçiminde gösterilebilir. Denklem (2.50) ye $\frac{1}{4k_n}$ terimi eklenip çıkarılıp daha sonra ifade düzenlenerek yeni üstten sınırı

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\min \left\{ \left(k_e - \frac{1}{4k_n} \right), k_1, k_2 \right\} \|x\|^2 + \rho_2 |e| \left[1 - \frac{\rho_2 |e|}{\epsilon_1} \right] \\ & + \rho_4 |z_1| \left[1 - \frac{\rho_4 |z_1|}{\epsilon_2} \right] + \rho_5 |z_2| \left[1 - \frac{\rho_5 |z_2|}{\epsilon_3} \right] + \frac{1}{4k_n} \end{aligned} \quad (2.51)$$

biçiminde gösterebiliriz. İfade elde edilirken;

$$\rho_3 |z_1| |e| - k_n \rho_3^2 z_1^2 \leq \frac{e^2}{4k_n} \quad (2.52)$$

eşitsizliği kullanıldı. Sonuç itibariyle parentez içerisindeki terimler bize üst sınır koşulunu kullanmamıza izin vermekte, (2.51) ifadesi

$$\dot{V} \leq -\min \left\{ \left(k_e - \frac{1}{4k_n} \right), k_1, k_2 \right\} \|x\|^2 + \epsilon \quad (2.53)$$

şekline dönüşür. Son ifade elde edilirken;

$$\rho_{i+2} |z_{i-1}| \left[1 - \frac{\rho_{i+2} |z_{i-1}|}{\epsilon_i} \right] < \epsilon_i \quad (2.54)$$

sınır özelliği kullanıldı. Özellikte $i = 1, 2, 3$ ve $z_0 = e$ dir. $V(t)$ pozitif tanımlı fonksiyonun sınır koşulları (2.48) de verildi, (2.53) de ise üstten sınırlı $\dot{V}(t)$ fonksiyonunu

$$\dot{V} \leq -\beta V + \epsilon \quad (2.55)$$

biçiminde gösterilebilir. β parametresi analizin (2.45) ifadesinde tanımlanmıştır. β nın pozitif olmasını, k_n denetim kazancımızın, $k_n > \frac{1}{k_e}$ koşuluna bağlıdır. Türevi alınabilinen (2.55) eşitsizliği [43] çalışmasında çözülmüştür. Buna göre;

$$V(t) \leq V(0) \exp(-\beta t) + \frac{\epsilon}{\beta} (1 - \exp(-\beta t)) \quad (2.56)$$

biçiminde çözüm elde edilmiş olur. İspatımızda (2.48) den (2.56) ya sınır koşulları uygulandıktan sonra, birleşik hata sinyali $x(t)$ için;

$$\|x(t)\| \leq \sqrt{\frac{a}{b} \|x(0)\|^2 \exp(-\beta t) + \frac{2\epsilon}{b\beta} (1 - \exp(-\beta t))} \quad (2.57)$$

sınırı elde edilir. Sınır ifadesinde yer alan a, b parametreleri (2.43), (2.44) ifadelerinde tanımlanmıştı. $x(t)$ nin tanım ifadesi ve (2.57) ifadesine bağlı olmak üzere; jeneratör hızının izleme hatası $e(t)$ nin sınırlı olduğu (2.42) ifadesiyle gösterilebilir [44].

2.4. Benzetim Sonuçları

Tasarımını gerçekleştirdiğimiz dayanıklı denetleyicimizin performansını göstermek için benzetim çalışmamızda iki farklı çalışma gerçekleştirildi. Birinci benzetimde referans jeneratör hızı $w_d(t)$;

$$w_d(t) = 2 + \sin(t) \quad (2.58)$$

ve ikinci benzetim çalışmasında ise daha gerçekçi referans jeneratör hızı;

$$w_d(t) = \begin{cases} 0, & u(k) < u_c, \\ x_m \left(1 + \sin \left(\frac{\pi(u(k) - s_1)}{2d_1} \right) \right), & u(k) < u_r, \\ x_m, & u(k) < u_f, \\ x_m \left(1 + \sin \left(\frac{\pi(u(k) - s_2)}{2d_2} \right) \right), & u(k) < u_s, \\ 0, & u(k) < u_s, \end{cases} \quad (2.59)$$

biçiminde seçilmiştir. Yardımcı fonksiyon $u(k)$, referans sinyalin üretilmesi için kullanıldı. Diğer parametreler;

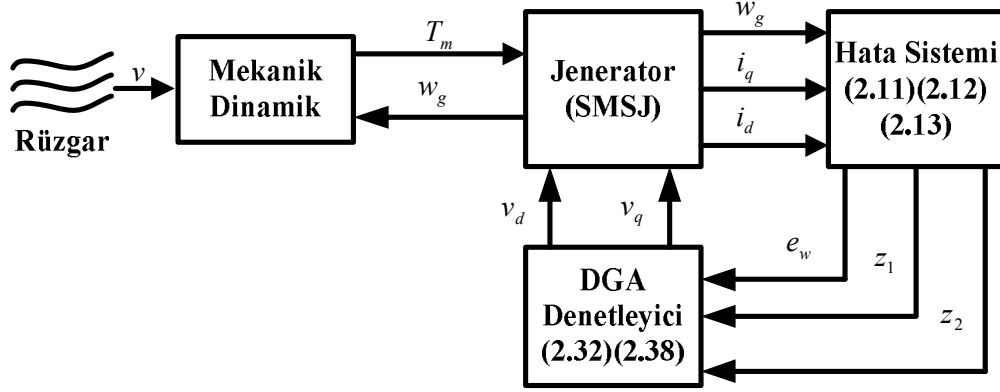
$$\begin{aligned}
s_1 &= \frac{1}{2}(u_r + u_c), & s_2 &= \frac{1}{2}(u_r + u_f), & d_1 &= \frac{1}{2}(u_r - u_c) \\
d_2 &= \frac{1}{2}(u_r - u_f), & u_s &= 36.3[m/s], & x_m &= 4.1[rad/s] \\
u_c &= 9.3[m/s], & u_r &= 12.7[m/s], & u_f &= 32.9[m/s]
\end{aligned} \tag{2.60}$$

değerlerinde kullanıldı.

Benzetim çalışmalarımız Matlab/ Simulink ortamında gerçekleştirildi. Denetim frekansımız 1 KHz olarak seçildi. Benzetim çalışmamız Şekil 2.2' de görülen blok diyagrama uygun olarak gerçekleştirildi. Sistem parametrelerimiz ise;

$$\begin{aligned}
L_d &= 0.002, & L_q &= 0.002, & R_s &= 0.18 & k_g &= 100, \\
J &= 0.48, & B &= 0.001, & \lambda &= 0.8, & p &= 8
\end{aligned} \tag{2.61}$$

değerlerinde kullanıldı.



Şekil 2.2: Denetim uygulama blok şeması.

Tasarlamış olduğumuz geri adımlamalı dayanıklı denetleyicinin her iki benzetimde performansını, standart denetleyici ile karşılaştırmak için,

$$\begin{aligned}
 i_{d,ref} &= k_{p,e}e + k_{I,e} \int_0^t e(\sigma) d\sigma \\
 v_d &= k_{p,z_1}z_1 + k_{I,z_1} \int_0^t z_1(\sigma) d\sigma - w_g L_d i_{d,ref} \\
 v_q &= k_{p,z_2}z_2 + k_{I,z_2} \int_0^t z_2(\sigma) d\sigma - w_g (L_q i_{q,ref} + \lambda_m)
 \end{aligned} \tag{2.62}$$

formunda Oİ denetim uygulandı. $k_{p,e}, k_{I,e}, k_{p,z_1}, k_{I,z_1}, k_{p,z_2}, k_{I,z_2} \in \mathbb{R}$ standart denetleyicinin denetim kazançlarıdır. Standart denetleyicinin benzetiminde en iyi sonucu aldığımız kazançlar;

$$\begin{aligned}
 k_{p,e} &= 571.1 & k_{I,e} &= 0.46 \\
 k_{p,z_1} &= 184.0164 & k_{I,z_1} &= 0.0002 \\
 k_{p,z_2} &= 0.0004 & k_{I,z_2} &= 0.005236
 \end{aligned} \tag{2.63}$$

değerlerinde seçildi. Özellikle belirtmeliyiz; standart Oİ denetim benzetiminde L_d, L_q ve λ_m parametre değerlerinin bilinmesi gerekmektedir. DGA denetim benzetiminde, denetim kazançlarımız en iyi takip etme sonucunu verecek

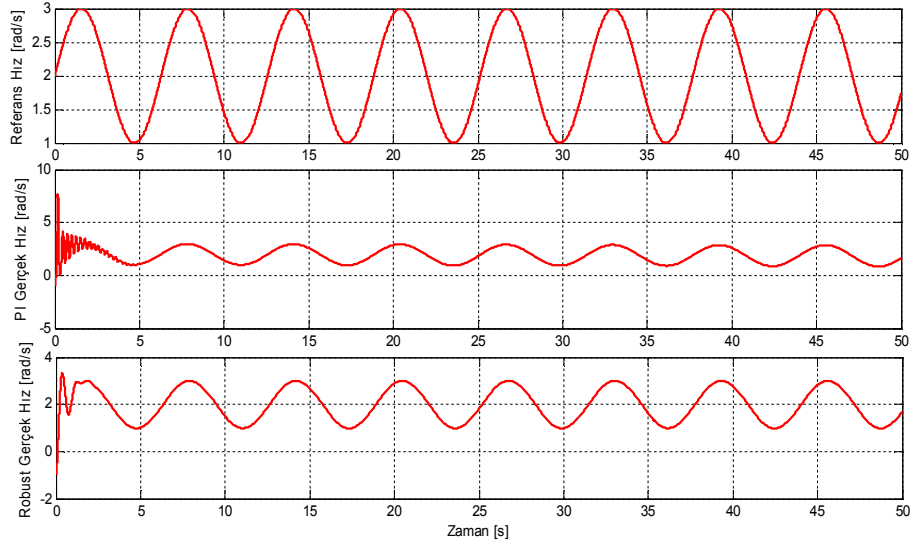
$$\begin{aligned}
k_e &= 3, & k_n &= 9, & k_1 &= 1, & k_2 &= 35, \\
\rho_1 &= 1.6, & \rho_2 &= 1, & \rho_3 &= 14, & \rho_4 &= 30, & \rho_5 &= 10, \\
\epsilon_1 &= 0.0004, & \epsilon_2 &= 0.1, & \epsilon_3 &= 0.01
\end{aligned} \tag{2.64}$$

değerlerinde ayarlandı. Sistem parametrelerinin en iyi tahmin değeri; gerçek değerlerinin 80% i olarak alındı.

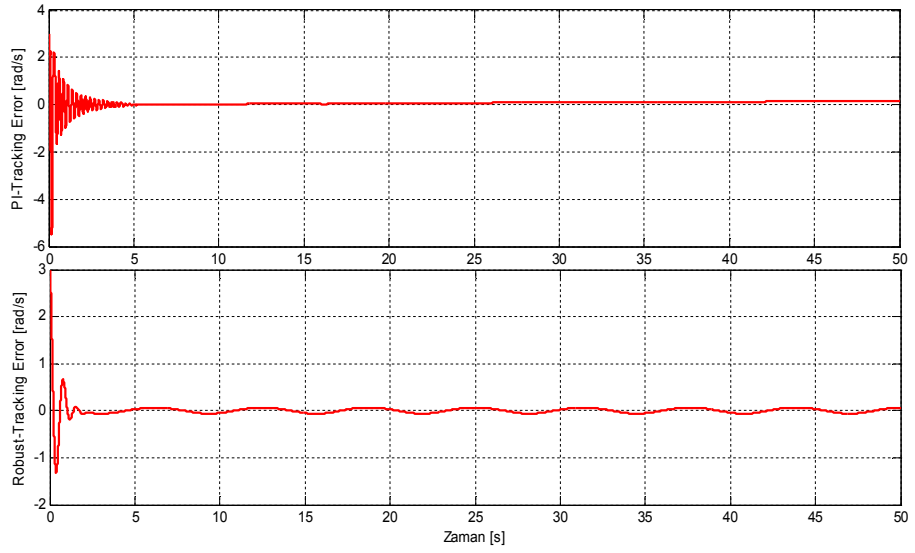
Benzetim çalışmamızın birincisinin sonuçları; Şekil 2.3’de DGA denetleyici ve Oİ denetleyici kullanılarak elde edilen gerçek jeneratör hızı, Şekil 2.4’de ise her iki denetleyicinin takip hatası, Şekil 2.5’de Oİ denetleyicinin denetim sinyalleri ve son olarak Şekil 2.6’da DGA denetleyicinin yardımcı denetim sinyali $i_{d,ref}$ ve denetim sinyalleri verildi. Ayrıca izleme hatası $e(t)$, denetim sinyallerimiz $v_d(t)$ ve $v_q(t)$ nin mutlak değerleri ve integrallerinin değerleri 50 s lik benzetim süresinde, $T = 12.7 s$, $T = 22.9 s$ ve $T = 36 s$ olmak üzere üç zaman diliminde performansları ve denetimde harcadıkları güçleri heriki denetleyicide karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma verileri Tablo 2.1’de yer almaktadır. Karşılaştırma sonucunda; tasarladığımız geri adımlamalı dayanıklı denetleyicimiz, standart Oİ denetleyiciye göre daha iyi izleme hatası performansına sahip aynı zamanda daha az denetim enerjisi harcamaktadır.

Tablo 2.1: Birinci benzetim için performans karşılaştırma verileri.

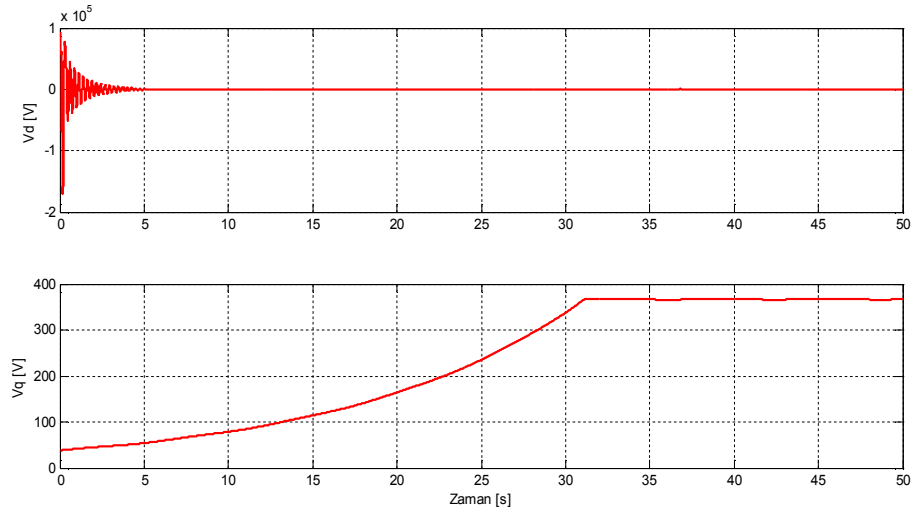
	Dayanıklı Geri Adımlamalı			Standart Oran-İntegral		
	T = 12.7 s	T = 22.9 s	T = 36 s	T = 12.7 s	T = 22.9 s	T = 36 s
$ e(T) $	0.015	0.05	0.05	0.024	0.05	0.081
$\int_0^T e(\sigma) d\sigma$	1.2	1.6	1.6	2.25	2.58	3.45
$ v_d(T) $	158	165	200	275	320	130
$\int_0^T v_d(\sigma) d\sigma$	11300	12600	13900	70000	71800	73000
$ v_q(T) $	77.4	157.96	360	67.5	139.5	337.1
$\int_0^T v_q(\sigma) d\sigma$	460	1600	4618	394	1400	4125



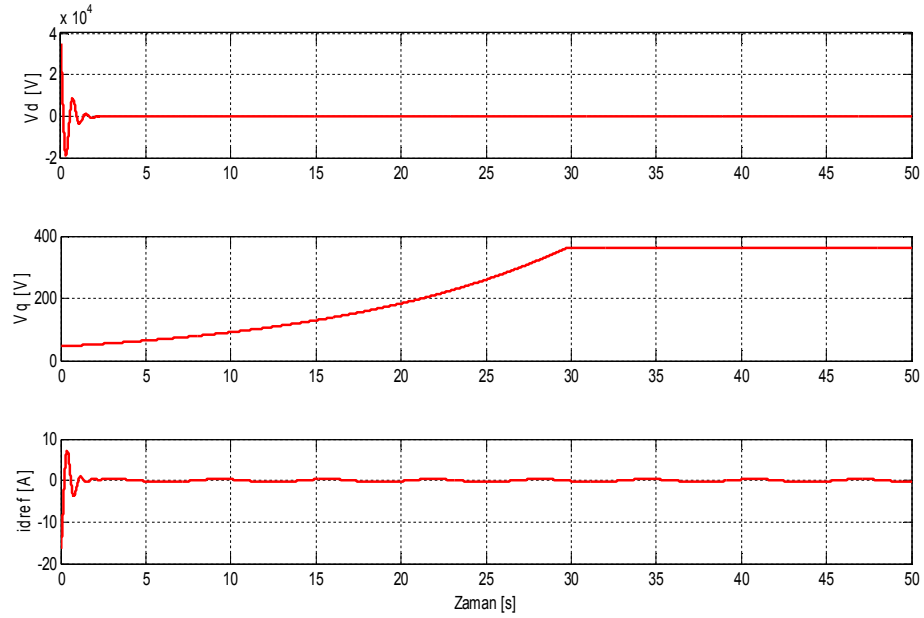
Şekil 2.3: Birinci benzetim için referans hız takip.



Şekil 2.4: Birinci benzetim için hız hatası.



Şekil 2.5: Birinci benzetim için Oİ denetim sinyalleri.



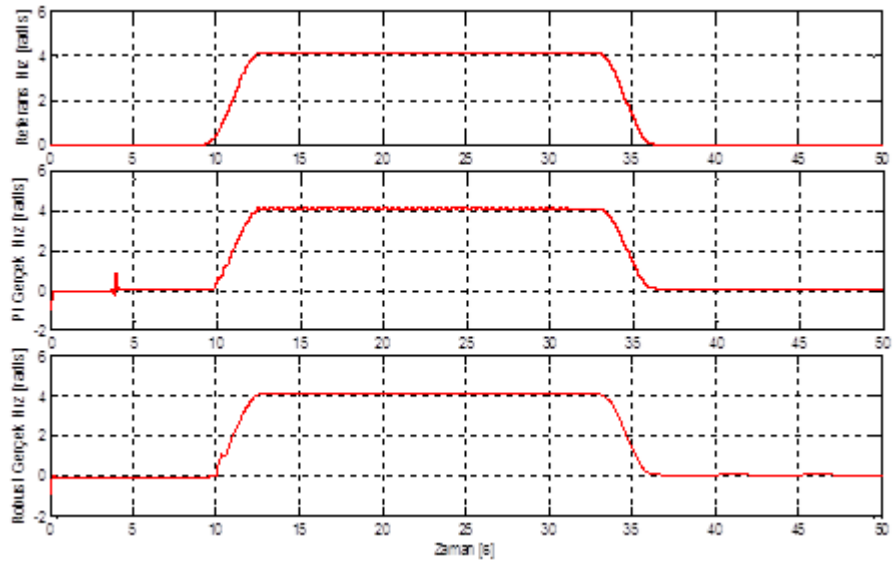
Şekil 2.6: Birinci benzetim için DGA denetim sinyalleri.

Benzetim çalışmamızın ikincinde, birinci benzetimde ayarlanan denetim kazançları kullanılarak elde edilen sonuçlar; Şekil 2.7' de geri adımlamalı dayanaklı denetleyici ve Oİ denetleyici kullanılarak elde edilen gerçek jeneratör hızı, Şekil 2.8' de ise her iki denetleyicinin takip hatası, Şekil 2.9' de Oİ denetleyicinin denetim sinyalleri ve son olarak Şekil 2.10' da DGA denetleyicinin yardımcı denetim sinyali $i_{d,ref}$ ve denetim sinyalleri verildi. İkinci benzetim çalışması içinde, birinci benzetimde olduğu gibi; izleme hatası $e(t)$, denetim sinyallerimiz $v_d(t)$ ve $v_q(t)$ nin mutlak

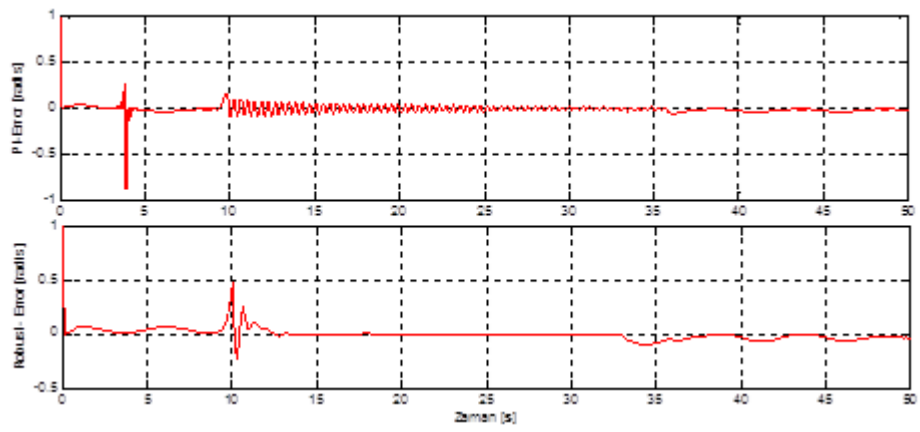
değerleri ve integrallerinin değerleri 50 s lik benzetim süresinde, $T = 12.7$ s, $T = 22.9$ s ve $T = 36$ s olmak üzere üç zaman diliminde performansları ve denetimde harcadıkları güçleri heriki denetleyicide karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma verileri Tablo 2.2’de yer almaktadır. Bu karşılaştırma sonucunda; sistemin tüm parametreleri hakkında tam bir bilgiye sahip değilken, tasarladığımız DGA denetleyicimiz, standart Oİ denetleyiciye göre daha iyi izleme hatası performansına sahip aynı zamanda daha az denetim enerjisi harcamaktadır.

Tablo 2.2: İkinci benzetim için performans karşılaştırma verileri.

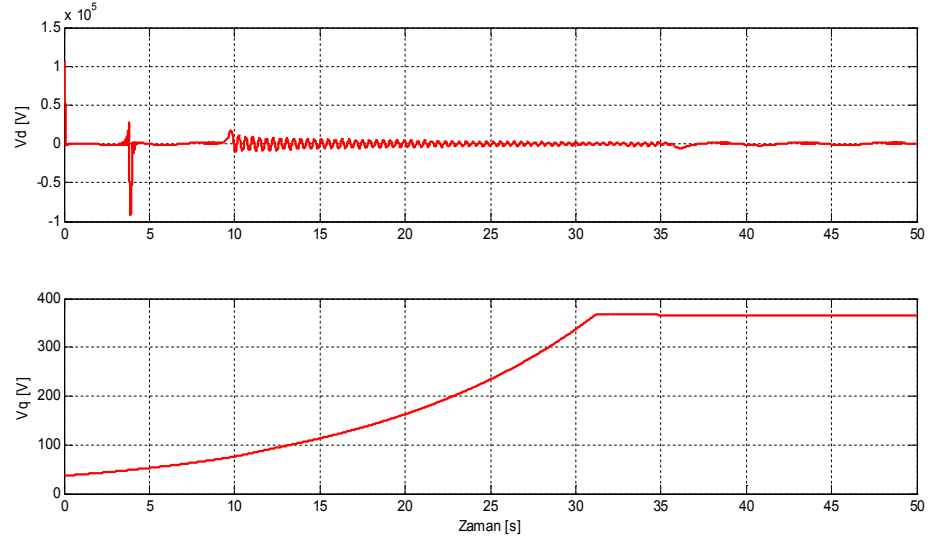
	Dayanıklı Geri Adımlamalı			Standart Oran-İntegral		
	T = 12.7 s	T = 22.9 s	T = 36 s	T = 12.7 s	T = 22.9 s	T = 36 s
$ e(T) $	0.013	0.0031	0.05	0.064	0.013	0.05
$\int_0^T e(\sigma) d\sigma$	0.84	0.85	1.07	0.54	0.85	1.07
$ v_d(T) $	225	14.43	3	6680	1500	4338
$\int_0^T v_d(\sigma) d\sigma$	4967	4784	5350	48500	81800	10000
$ v_q(T) $	110	157.96	360	95.62	200	360
$\int_0^T v_q(\sigma) d\sigma$	923	1600	6786	768	2210	6265



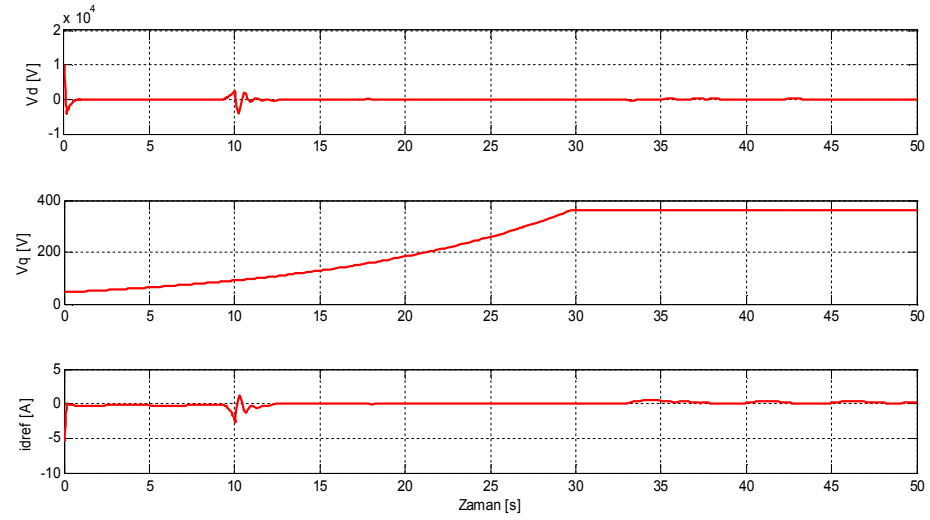
Şekil 2.7: İkinci benzetim için referans hız takip.



Şekil 2.8: İkinci benzetim için hız hatası.



Şekil 2.9: İkinci benzetim için Oİ denetim sinyalleri.



Şekil 2.10: İkinci benzetim için DGA denetim sinyalleri.

2.5. Sonuç

Doktora çalışmasının bu bölümünde; SMSJ içeren değişken hızlı rüzgar türbini sisteminde geri adımlamalı dayanıklı denetleyici tasarımı yapıldı. Yüksek kazanç dayanıklı denetim algoritması ile geri adımlamalı denetim algoritması birleştirilerek tasarlanan denetleyicimiz, gerçek jeneratör hızını takip edebilmeyi başardı. Ayrıca, sistemde yer alan mekanik ve alt sistemlerinde belirsiz parametreleri varlığı gözardı edilmedi. Daha önce sunulmuş çalışmalarda elde edilemeyen, takip hatasının bir zarf

eşliğinde düzenli olarak küçük ayarlanabilen bir sınır içinde yakınsayacağı gösterilmiştir. Sistem durumlarının sınırı ve kapalı çevrim sistemin kararlılığı Lyapunov temelli teknik kullanılarak ispatlanmıştır. Benzetim çalışmalarımız tasarımını yaptığımız denetleyinin performans, uygunluğu ve etkinliğini gösterdi.

3. DOĞRU AKIM GERİ DÖNÜŞLÜ ÇEVİRİCİDE DOĞRUSAL OLMAYAN DENETİM TASARIMI

DA-DA çeviriciler, genellikle denetimsiz doğrultucudan sağlanan regüle edilmemiş DA gerilim kaynağının, denetimli bir biçimde sabit DA gerilime dönüştürülmesi için kullanılırlar. Çeviricilerin genel çalışma prensibi belirli bir periyod içerisinde yarı iletken anahtarın iletme ve kesime geçmesi ve sonucunda da ortalaması giriş geriliminden farklı bir çıkış geriliminin sağlanmasıdır. DA-DA çeviriciler; anahtarlamalı güç kaynakları, elektrikli araçlar, DA motor sürüş sistemleri ve bunlara ek olarak yenilenebilir enerji çevrim sistemleri gibi oldukça geniş kullanım alanına sahiptirler.

DA çevirici devrelerini yapısal olarak, izolesiz ve izoleli olmak üzere iki gruba ayırabiliriz. Her iki grupta değişik güçlerde, Alçaltma (Step-Down), Yükseltme (Step-Up) ve her iki işlemi birlikte yapan Alçaltma-Yükseltme (Step-Down/Up) yapıları mevcuttur. İzolesiz çeviriciler grubunda Alçaltıcı (Buck), Yükseltici (Boost) ve Alçaltıcı-Yükseltici (Buck-Boost) çeviriciler ile artırma-azaltma yapabilen Sepic, Cuk çeviricileri bu grup içerisinde sayabiliriz. İzoleli çeviriciler genellikle; giriş ile çıkış arasında elektriksel izolasyonun gerektiği ve dönüştürme oranının yüksek olduğu uygulamalarda kullanılır. İzoleli çeviriciler grubunda; İtme/Çekme (Push/Pull), GDC, İleri Yönlü (Forward) çevirici, Yarım Köprü (Half Bridge) çevirici ve Tam Köprü (Full Bridge) çeviriciyi sayabiliriz. Bu çevirici yapıları arasında GDC, bir veya birden çok izoleli çıkış gerektirdiğinde ve çıkış regülasyonunun tek bir denetleyici ile yapılmak istendiğinde uygun seçimdir [45]. Bunun yanı sıra 5000 V kadar çıkış gerilimi elde edilebilir [46], [47]. Basit devre yapısında yüksek frekans transformatörü (YFT) kullanılarak boyut ve maliyet açısından düşüş, aynı zamanda verimin artması sağlanır [48].

Anahtarlamalı DA çeviriciler doğrusal olmayan, zamanla değişen sistemler olduğundan yüksek performanslı denetim tekniklerine gereksinim duymaktadır. Bu denetim sistemlerinin her türlü çalışma şartlarında dayanıklı olması, giriş ve yükteki değişimleri bastırarak iyi bir dinamik cevap vermesi temel amaçtır [49]. GDC için tasarlanan standart Oİ ve OİT denetleyici yapıları [50]-[53], çalışmalarında sunulmuştur. Çalışmalarda ki en belirgin özellik; GDC için tasarlanan denetleyicilerin dinamik ve sürekli durum tepkisi iyi performans sağlamakta zorlanmaktadır. GDC'lerin modellenmesi ve denetleyici tasarımlarında, içsel

S anahtarı kapalı konumda iken, anahtar açık konuma gelene kadar, YFT birincil sargısındaki akım doğrusal olarak artış gösterir. Anahtar açık konuma geldikten sonra YFT de depolanan enerji ikinci sargı üzerinden, çevirme oranı kadar değişim göstererek, D diyotunu ilettime sokarak RC devresine aktarılır. Dikkat edilmesi gereken nokta, yük ile giriş geriliminin ters kutuplaşmış olmasıdır. R yük direnci enerjisini anahtar kapalı konumda olduğu sürece C çıkış kapasitesinden, anahtar açık olduğu konumda ise, YFT sargılarında depolanmış enerjiden almaktadır [56].

Dinamik denklemlerin elde edilmesinde Lagrangian yaklaşımı kullanılmıştır. Yaklaşımda anahtarın olası iki konumuna uyan yapıların her birisi ile ilişkili devrelerin Euler-Lagrangian (EL) değişkenlerinden oluşur. Buradan yola çıkarak bazı EL değişkenlerin anahtarın konumuna göre sabit kaldığı, bazı değişkenlerin ise anahtarın konumundan etkilendiği sonucu çıkarılabilir. EL değişkenlerinin arasında, anahtarlama işlemi altında aynı kalmayan değişkenler, anahtarın konumunu da içeren bir fonksiyon kullanılarak yeniden ifade edilir. Anahtar konum değişkeninin oluşturduğu iki farklı devre yapısına uyan EL değişkenleri tamamen yenilenir. Klasik Lagrangian dinamik denklemlerinin kullanılması ile birlikte anahtarlama EL sistemleri, çeviricilerin tanımlanan gerçek davranışlarına uyan dinamik model elde edilir. Çeviricinin durum değişkenleri; YFT birincil sargısından akan giriş akımı $x_1(t) \in \mathbb{R}$, YFT ikincil sargısından akan akım $x_2(t) \in \mathbb{R}$, kapasite gerilimi $x_3(t) \in \mathbb{R}$ olmak üzere, devrenin S anahtarlama elemanı $u(t) \in [0,1]$ anahtar konum fonksiyonu ile D diyot anahtarlama elemanı ise modellemeyi sadeleştirmek amacı ile $(1 - u) \in [0,1]$ fonksiyonu biçiminde modellenmiştir. GDÇ nin YFT ve kondansatör dirençleri ihmal edilerek dinamik denklemleri [56];

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} (1 - u) x_3 + \frac{L_2}{L_1 L_2 - L_M^2} E u \\ \dot{x}_2 &= \frac{L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} (1 - u) x_3 - \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} E u \\ \dot{x}_3 &= -\frac{1}{C} (1 - u) x_2 - \frac{1}{RC} x_3\end{aligned}\tag{3.1}$$

olarak yazılabilir. Bu denklemlerdeki $L_M \in \mathbb{R}$ transformatör sarımları arasındaki ortak endüktansı ifade etmektedir. Sistemin ideal modeli; anahtarlama elemanı S ' nin

anahtar konum fonksiyonu $u(t)$ anahtarın bir periyotta ki çalışma oranı $\mu(t)$ dönüşümü $u(t) = \mu(t)$,

$$u = \begin{cases} 1, & t_k < t \leq t_k + \mu(x(t_k))T \\ 0, & t_k + \mu(x(t_k))T \leq t < t_k + T = t_{k+1} \end{cases} \quad (3.2)$$

ilişkisi kullanılarak ve $x \rightarrow z$ dönüşümü yapılarak, (3.1) ifadesini düzenlenirse,

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{L_M(1-\mu)}{L_1L_2 - L_M^2} \\ 0 & 0 & \frac{L_1(1-\mu)}{L_1L_2 - L_M^2} \\ 0 & -\frac{(1-\mu)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_2E\mu}{L_1L_2 - L_M^2} \\ -\frac{L_ME\mu}{L_1L_2 - L_M^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

şeklinde sürekli durum yaklaşık modeli elde edilir. Ayrık denetim giriş sinyali $u(t)$ 'nin yerine, sınırlı çalışma oranı fonksiyonu $\mu(t)$ kullanılmıştır. Yukarıda verilen (3.3) deki model daha kullanışlı olan durum uzayı formunda,

$$\dot{z} = Az + B(z)\mu \quad (3.4)$$

biçiminde yazılabilir. Bu ifadede $z(t) = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$ dönüştürülmüş durum vektörü olmak üzere $A, B(z)$ matrisleri;

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{L_M}{L_1L_2 - L_M^2} \\ 0 & 0 & \frac{L_1}{L_1L_2 - L_M^2} \\ 0 & -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

$$B(z) = \begin{bmatrix} \frac{L_M}{L_1L_2 - L_M^2} z_3 + \frac{L_2E}{L_1L_2 - L_M^2} \\ -\frac{L_1}{L_1L_2 - L_M^2} z_3 - \frac{L_ME}{L_1L_2 - L_M^2} \\ \frac{1}{C} z_2 \end{bmatrix}$$

biçiminde belirtilmiştir. Anahtarlamaalı GDC modelinin enerji ifadesini sağladığının gösterilerek, ortalama model içinde geçerli olduğunu belirtmemiz gerekiyor. Böylece giriş besleme kaynağı ile giriş akımı arasında pasif bir yol tanımlanır. Bu temel özelliğin yanında; GDC, pasif tabanlı denetim tasarımında kullanılan bazı başka özelliklere de sahiptir. Bu özelliklerden biride Sıfır Dinamiği (Zero Dynamics) EK B' de açıklanmıştır.

3.2. Geri Dönüslü Çeviricinin Kayan Kipli Denetleyici Tasarımı

Anahtarlamaalı DA güç çeviricileri değışken yapıllı sistemlerin özel bir sınıfını oluşturmaktadır. Bu sınıf sistemler için geliştirilen doğrusal olmayan denetim tekniklerinin avantajlarını kullanırlar [57]. KK denetim, doğrusal olmayan denetim şeklindedir. Avantajı; parametrik ve yük belirsizliklerine karşı kararlılığı büyük ölçüde garanti etmesidir. Dahası, tasarımında oldukça esneklik sağlaması ve diğler doğrusal olmayan denetleyicilere göre uygulamasının daha kolay olmasıdır. Anahtarlama ile karakterize edilen DA çeviriciler doğal olarak değışken yapıllıdır. Bu biçimdeki, DA çeviricilerin denetiminde KK denetim metodunun uygulanması oldukça doğrudur. Klasik Darbe Genişlik Modülasyonu, DGM (Pulse Width Modulation, PWM) denetim uygulaması DA çeviricilerde küçük sinyal tabanlı olduğundan bu sistemler sadece özel bir koşul için uygulanır ve geniş yük değışimlerinde yeterli bir başarı elde edilemez. KK denetleyicilerin anahtarlamaalı DA güç çeviricilere katkısı birçok çalışmada bahsedilmiştir [58], [59]. KK denetim bilimsel ortamlarda popüler araştırma konuları olmalarına rağmen pratik uygulamalarda nadiren kullanılmaktadır. Bunun başlıca sebepleri; DGM denetimine benzememesi ve KK denetleyicileri güç elektronik uygulamalarında kullanılabilecek tümleşik devrelerinin olmaması, elektromanyetik girişim problemlerinin varlığı ve pratik uygulamaların yararlarının kanıtlanmamış olmasıdır [59].

GDC ile ilgili yapılan çalışmalarda kullanılan iki ayrı denetim şekli görölmekte; çıkış sargı endüktansı tarafından alınan gerilim bilgisi doğrultusunda yapılan gerilim denetim yöntemi ve denetimde gerilim bilgisinin yanında, anahtar üzerinden geçen akımın da dahil edildiğı klasik akım denetim yöntemi uygulanmaktadır. Bu doktora çalışmasında; GDC nin YFT ikincil tarafının akım

hatası ve çıkış gerilimi hatasını kullanılarak kayma yüzeyi seçilip, eşdeğer KK denetim uygulamasına ve Lyapunov kararlılık analizine yer verilmiştir.

3.2.1. Denetim Amacı ve Hata Sinyali

GDC sisteminde denetim amacımız; (3.3) denklem sisteminde verilen dönüştürülmüş durum değişkeni $z_3(t)$ yi istenen sabit çıkış gerilimi v_d seviyesine çalışma oranı fonksiyonu $\mu(t)$ vasıtası ile ayarlamaktır. Bu amaca ulaşmak için ilk önce çeviricinin çıkış gerilim hatası, $e_o(t) \in \mathbb{R}$, ve dolaylı denetim işaretimizin hatası $e_i(t) \in \mathbb{R}$ olarak;

$$\begin{aligned} e_o &= z_3 - v_d \\ e_i &= z_2 - z_{2d} \end{aligned} \quad (3.6)$$

tanımlandı. Çıkış gerilim hatası, $e_o(t)$ ifadesinde yer alan v_d istenen çıkış gerilimi ve z_{2d} ise sistem sürekli durumda iken YFT ikincil sargısından geçen, istenen çıkış geriliminin elde edilmesi için gerekli akımdır. z_{2d} değerini hesaplamak için, durum değişkenleri denge noktasında iken ortalama çıkış gerilim ile transformatör ikincil sargısı akımı arasındaki ilişkiyi tespit etmek gerekmektedir. Sabit çalışma oranını $\mu = \mu_*$ istenen denge noktasında durum değişkenleri gerçekleştirmek amacıyla, denge noktasındaki ortalama çıkış gerilimi $(z_3)_*$ ile gösterilsin ve transformatörün ikincil sargısından geçen ortalama akım durum değişkeni $(z_2)_*$ olmak üzere (3.3) ifadesi kullanılarak,

$$\begin{aligned} (z_2)_* &= \frac{L_M E \mu_*}{R L_1 (1 - \mu_*)^2} \\ (z_3)_* &= \frac{L_M E \mu_*}{L_1 (1 - \mu_*)} \end{aligned} \quad (3.7)$$

olarak elde edilir. $(z_3)_* = z_{3d} = v_d$ ve buna uygun olarak $(z_2)_* = z_{2d}$ olduğu gösterilebilir. İstenen z_{2d} durum değişkeni;

$$z_{2d} = \frac{v_d (L_M E + v_d L_1)}{R L_M E} \quad (3.8)$$

formundaki ilişkiye bağlıdır.

3.2.2. Kayan Kipli Denetleyici Tasarımı

Bir önceki bölümde istenen çıkış gerilim değerine göre yüksek frekans transformatörünün ikincil tarafının akımı hesabı yapılmıştı, burada ise denetleyici tasarlayacağız. Bu tasarımda, öncelikle denge durumunda sistemi kararlı kılacak kayma yüzeyi;

$$s(z) = k_1 e_o + k_2 e_i \quad (3.9)$$

olarak seçilsin. (3.9) ifadesinde kullanılan hata değişkenleri $e_o(t)$ ve $e_i(t)$ ifadeleri (3.6) da tanımlanmış olup, k_1, k_2 pozitif tanımlı denetim sabitleridir. Azaltan-Artıran çeviricide olduğu gibi GDC de kararlılık, çıkış gerilimi hatası kullanılarak sağlanamıyor. Sorunu aşabilmek için; denge noktasındaki uygun z_{2d} civarındaki YFT ikincil akımı $z_2(t)$ durum değişkeni kullanılarak dolaylı olarak çıkış geriliminin ayarlanabileceği denetleyici tasarımı önerilmiştir [60]. Kayma yüzeyi hem dolaysız hem de dolaylı denetim metodunu desteklediğinden her ikisi bu sistem için beraber uygulanmıştır. Dahası sonuçların basit bağımsız denetim sistemlerinde ve kayan kipli denetimde eşdeğer denetim yönteminin gösterilebilmesi için kayma yüzey (3.9) ifadesinde ki gibi seçilmiştir. Kayma yüzeyi ifadesi (3.9) un zamana göre türevi alınarak, $s(z)$ kayma yüzeyi için açık çevrim hata sistemi;

$$\dot{s}(z) = \frac{\partial s}{\partial z} [Az + B(z)\mu] \quad (3.10)$$

olarak elde edilir. Aşağıda görüleceği üzere standart kayan kipli denetim tasarım tekniği kullanılarak, $\mu(t)$ çalışma oranı fonksiyonu sistem kararlılığını $s(z) = \dot{s}(z) = 0$ olacak şekilde seçilirse;

$$\mu = - \left[\frac{\partial s}{\partial z} B(z) \right]^{-1} (Az + k \cdot \text{sgn}(s(z))) \quad (3.11)$$

elde edilir. Denklem (3.11) de sunulan, k pozitif tanımlı denetim kazancı olup $sgn(s(z))$ aşağıdaki gibi tanımlanmış standart işaret fonksiyonudur;

$$sgn(s(z)) \stackrel{\text{def}}{=} \begin{cases} +1 & \text{ise } s(z) > 0 \\ 0 & \text{ise } s(z) = 0 \\ -1 & \text{ise } s(z) < 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

GDÇ ifadeleri (3.4) ve (3.5) kullanılarak, (3.11) ifadesi düzenlenirse

$$\mu = \frac{\alpha - \beta + \gamma}{-k_1 RC(L_M E + L_1 z_3) + k_2 RC(L_1 L_2 - L_M^2) z_2} \quad (3.13)$$

şeklinde elde edilir. Denetim sinyaliniz (3.13) de yer alan; α, β, γ yardımcı denetim değişkenleri,

$$\begin{aligned} \alpha &= k_2 R(L_1 L_2 - L_M^2) z_2 \\ \beta &= (k_1 R C L_1 - k_2 (L_1 L_2 - L_M^2)) z_3 \\ \gamma &= \alpha R C(L_1 L_2 - L_M^2) sgn(s(z)) \end{aligned} \quad (3.14)$$

olarak tanımlanmışlardır. Önerilen kayan kipli denetim;

$$\frac{\partial s}{\partial z} B(z) \neq 0 \quad (3.15)$$

ifadesini tekil noktaların oluşmasını önlemek amacı ile sağlaması gerekir. Böylece çevirinin denetim tasarım parametrelerinin bu özelliği sağlaması gerekir. (3.11) ifadesini (3.10) ifadesinde kullanılarak, $s(z)$ kayma yüzeyi için kapalı çevrim hata sistemi;

$$\dot{s}(z) = -k \cdot sgn(s(z)) \quad (3.16)$$

biçimindedir.

Teorem 3.1: Doğrusal olmayan denetleyici tasarımı (3.13) ifadesi ile önerilen KK denetleyici için; (3.9) ifadesi ile tanımlanan kayma yüzeyi seçilerek, (3.15) ifadesini sağlaması koşulu ile tasarlanan GDÇ denetim algoritması sistem kararlılığını sağlamaktadır.

İspat 3.1: Teorem 3.1’de verilen yargıyı kanıtlamak için, aşağıda verilen pozitif tanımlı fonksiyonu;

$$V_1 = \frac{1}{2} s(z)^2 \quad (3.17)$$

biçiminde tanımlandı. Lyapunov tabanlı (3.17) ifadesinin zamana bağlı türevi alınıp, kayma yüzeyinin kapalı çevrim hata dinamik ifadesi (3.16) kullanıldığında;

$$\dot{V}_1 = s\dot{s} = -k \cdot s \cdot \text{sgn}(s(z)) \quad (3.18)$$

ifadesi elde edilir. İfade (3.18) aşağıda verilen formunda üsten sınırlı olduğu görülmektedir.

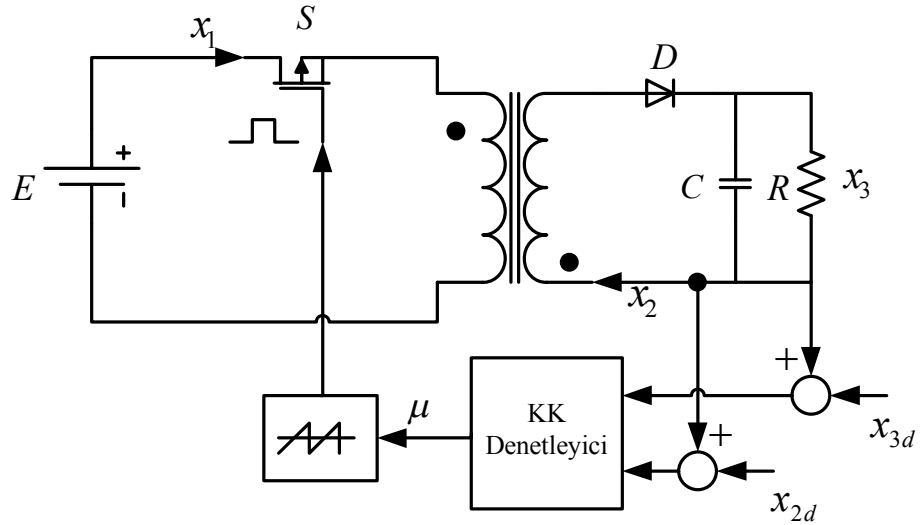
$$\dot{V}_1 \leq -k|s|. \quad (3.19)$$

Yukarıda verilen (3.17) ve (3.19) ifadelerinden açıkça görülmektedir ki; sistemin kararlılık ve üstel yakınsaması $s(z) = 0$ olduğunda sağlanmaktadır. Denetleyici tasarımı (3.15) ifadesi kullanılarak kumanda edildiğinde oluşan kapalı çevrim hata sistemindeki tüm işaretler sınırlı kaldığını gösterilmiştir. Bu durumda kapalı döngü sistemi kararlıdır hedefine de ulaşılmıştır.

3.2.3. Benzetim ve Deneysel Sonuçları

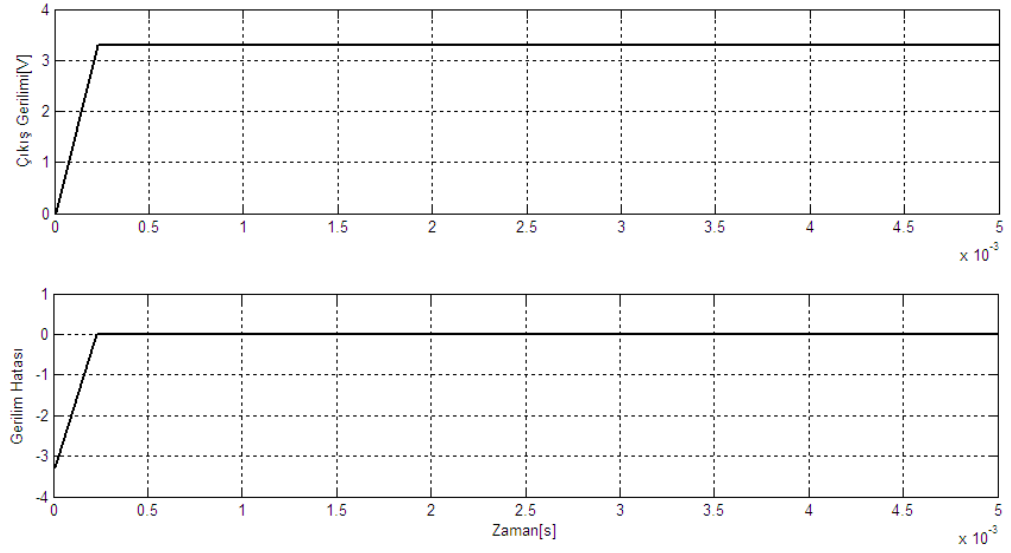
KK denetim için (3.11)-(3.14) ifadeleri ile tasarlanan denetleyici ilk önce Şekil 3.2’de verilen benzetim düzeneğinde uygulandı. Benzetim ve deneysel çalışma için kullanılan GDÇ devresinin; giriş gerilimi $E=24$ V, anahtarlama frekansı 50 kHz için YFT birincil sargısının endüktans değerleri $L_1 = 500 \mu\text{H}$, ikincil sargısının

endüktans değeri $L_2 = 500 \mu\text{H}$, ortak endüktans değeri $L_M = 420 \mu\text{H}$ ve çıkış kondansatörü $C = 2400 \mu\text{F}$ olarak hesaplanmıştır.

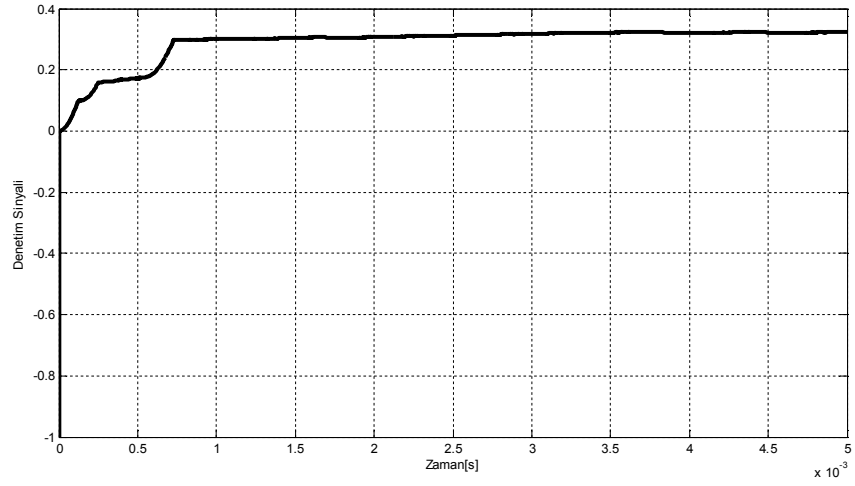


Şekil 3.2: Kayan kipli denetleyici benzetim düzeneği.

Benzetim çalışmasında; tasarlanan denetimin çıkış gerilimi 3.3 V için performansı test edilmiştir. Bu çıkış gerilimleri, çıkış direnci R , 100 ohm olarak ayarlanarak, çıkış gerilimi, çıkış gerilim hatası Şekil 3.4'de ve denetim fonksiyonu Şekil 3.5'de kaydedilmiştir. Kayan kipli denetleyici için (3.9) ve (3.11) ifadelerinde belirtilen denetim kazançları $k = 100$, $k_1 = 0.00000001$, $k_2 = 0.01$ değerlerinde seçilmiştir. Benzetim çalışmasında; çeviricinin YFT ikincil sargısından alınan akım değeri ve çıkış yükünün gerilim değerinin istenen değerleri arasındaki fark KK denetleyiciye giriş değerlerini oluşturmuştur. KK denetleyicinin çıkışından alınan denetim DGM bloku içerisinde 50 kHz frekans değerindeki testere dişi sinyali ile karşılaştırılarak MOSFET için anahtarlama işareti üretilmiştir.

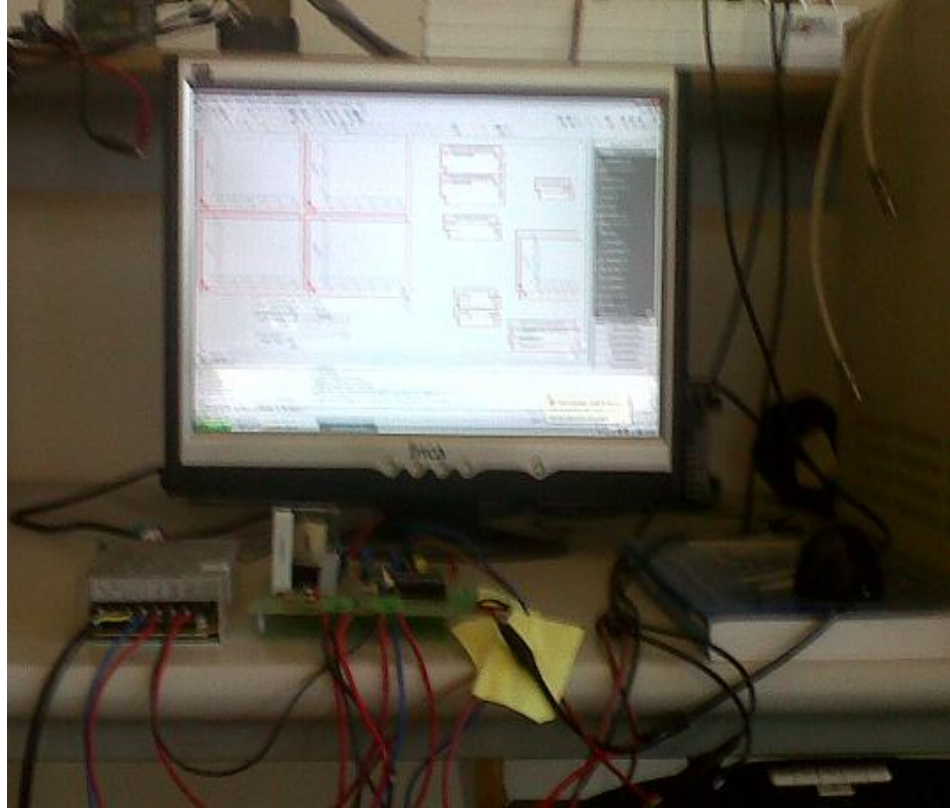


Şekil 3.3: Çıkış gerilimi ve hata sinyali.

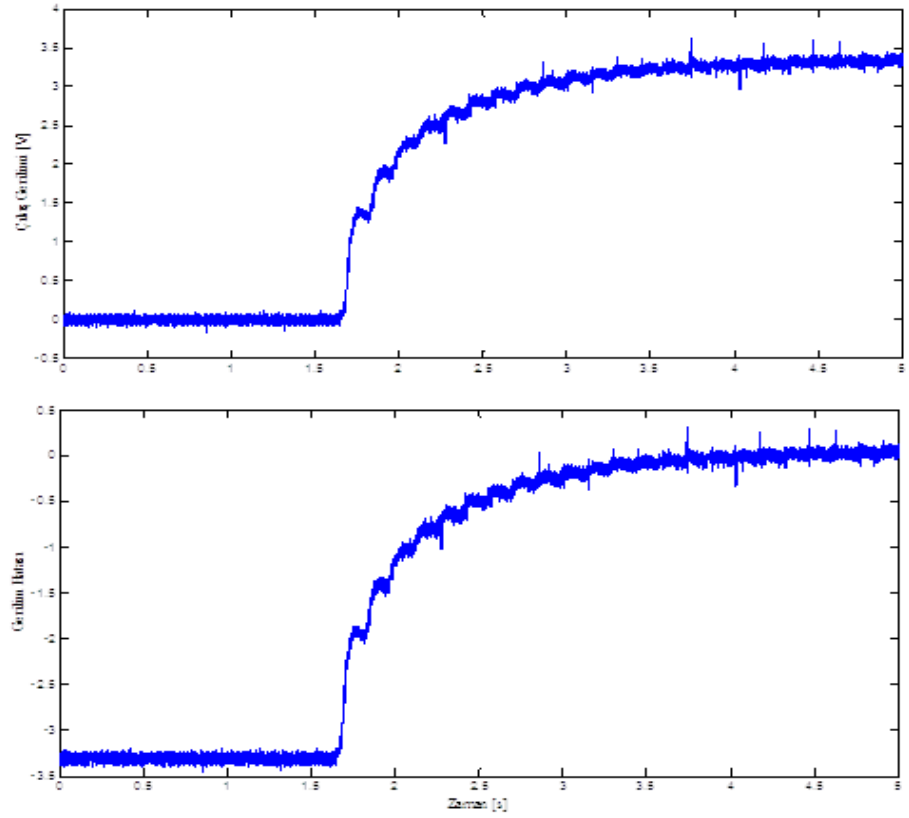


Şekil 3.4: Denetim sinyali.

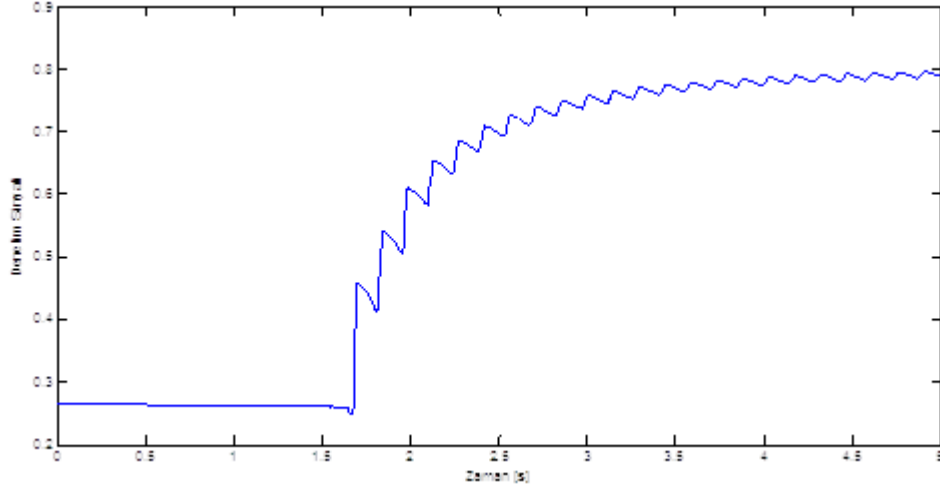
GDÇ nin deneysel uygulamasının gerçekleştirilmesi Şekil 3.5’de görülen düzenek hazırlanmıştır. Düzenekte dSPACE simulator kullanıldı. Gerçek zamanlı olarak prototipin test edilmesinde; dSPACE yazılımı ve MATLAB/Simulink denetim modelleme araçları sayesinde gerçekte mümkün olan etkin test imkanı sağlandı. Böylece her iki simulator optimal olarak birleştirilmiş oldu. Böylece gerçek zamanlı olarak ölçümlerin alınması sağlandı. Deney sonuçları Şekil 3.6 ve 3.7’de verildi. Tasarladığımız denetleyici benzetim ortamı ve deney ortamında test edildi. Denetim metodumuz her iki ortamda; etkinliği ve kolay uygulanabilirliğini kanıtlamıştır.



Şekil 3.5: Kayan kipli denetleyici deney düzeneği.



Şekil 3.6: Çıkış gerilimi ve hata sinyali.



Şekil 3.7: Denetim sinyali.

3.3. Geri Dönüslü Çevirici için Dolaylı Geri Adımlı Denetleyici Tasarımı

GA denetim; doğrusal olmayan denetim sistemlerinde yinelemeli ve sistematik denetim yöntemlerinden biridir. Bu denetim yönteminde yaklaşım; doğrusal olmayan sistemlerde uygun geri beslemeli denetleyici tasarımı için gerekli aşamaları sistematik temelli olarak sunması, istenen gerilim değerini izlenmesini sağlamasıdır. GA denetim metodu 1992 yılında P.V.Kokotovic tarafından sunuldu [61]. Daha sonraki yıllarda metod kullanılarak elektrik motorları, otomatik pilot ve denizaltı gibi birçok doğrusal olmayan sistemde kullanıldı [62]-[64]. GA denetleyici tasarım tekniği; değişken yapılı metodlar yanında çok popüler olmamalarına rağmen, etkin yönleri [64] çalışmasında belirtildi. DA çeviricilerde Geri Adımlı denetim tekniği kullanılarak yapılan çalışmaların çoğu azaltan çeviriciler ilgilidir [66]-[68]. GDÇ için GA denetim metodu kullanılarak yapılan tasarım [69] çalışmasında sunulmuştur.

Bu bölümde GDÇ çıkış geriliminin ayarlanması, EK B' deki açıklamalardan, dolaylı denetim yöntemi (indirect control method) kullanılarak yapılacaktır. Yani YFT ikincil sargısının akımı, $z_2(t)$ kullanılarak, çıkış gerilimi değeri ayarlanacaktır. Denetim amacım gerçeklemek için (3.6) ifadesinde verilen dolaylı denetim işaretinin hatası $e_i(t) \in \mathbb{R}$, nin zamana göre türevini alınarak,

$$\dot{e}_i = \dot{z}_2 - \dot{z}_{2d} \quad (3.20)$$

ifadesi ile akım hata ifadesi tanımlanmış olup $\dot{z}_{2d}$ terimi sabit olmasından dolayı türevi sıfıra eşittir. Yani (3.20) ifadesini, $\dot{e}_i(t) = \dot{z}_2(t)$ eşittir. Sistem dinamiği (3.3) ifadesi kullanılarak $\dot{z}_2(t)$ dinamiği yazılır. Elde edilen bu ifadeye; GA denetimi uygulayabilmek amacıyla $(1 - \mu)\alpha$ terimi sağ tarafına eklenip çıkarılması suretiyle;

$$\dot{e}_i = (1 - \mu)\eta - \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} \mu E + (1 - \mu)\alpha \quad (3.21)$$

elde edilir. İfadede yer alan $\eta(t)$ yardımcı terimi;

$$\eta \triangleq \frac{L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} z_3 - \alpha \quad (3.22)$$

biçiminde tanımlanmıştır ve şimdiye kadar tasarımını yapmadığımız, yardımcı denetim işaretimiz $\alpha(t)$ ise;

$$\alpha \triangleq \frac{1}{(1 - \mu)} \left[-k_i e_i + \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} \mu E \right] \quad (3.23)$$

biçimindedir. (3.23) ifadesinde yer alan $k_i > 0$ olan denetim kazanç katsayısıdır. (3.23) eşitliği (21) ifadesinde yerine yazılarak düzenlendiğinde; $e_i(t)$ için kapalı çevrim hata dinamiğini aşağıdaki gibi elde edilir,

$$\dot{e}_i = (1 - \mu)\eta - k_i e_i \quad (3.24)$$

GA denetim tasarımında $\eta(t)$ yardımcı işaretinin dinamiğine ihtiyaç vardır. Dinamiğin elde edilmesi için (3.22) ifadesinin zamana göre türevi alınıp, (3.23) ifadesininde zamana göre türevi alınarak (3.22) nin türevlenmiş ifadesinde kullanılarak $\eta(t)$ yardımcı işaretimiz dinamiğini aşağıdaki ifade elde edilir;

$$\begin{aligned}\dot{\eta} = & \frac{L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} \left[-\frac{1}{C} (1 - \mu) z_2 - \frac{1}{RC} z_3 \right] \\ & - \frac{\dot{\mu}}{(1 - \mu)^2} \left[-k_i e_i + \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} E \right] \\ & + k_i \left[\frac{L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} (1 - \mu) z_3 - \frac{\dot{\mu}}{(1 - \mu)} \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} E \right]\end{aligned}\quad (3.25)$$

Bu çalışmanın ilerleyen aşamasında yapılacak kararlılık analizine (3.24) ve (3.25) ifadeleri temel oluşturacaktır. Şimdi dinamik olarak çalışma oranını oluşturan fonksiyon tasarlınsın;

$$\dot{\mu} = \frac{(1 - \mu)^2}{\left[-k_i e_i + \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} E \right]} [k_\eta \eta + (1 - \mu) e_i + \Delta]. \quad (3.26)$$

Tasarım fonksiyonu (3.26) da yardımcı denetim fonksiyonu Δ ise;

$$\Delta = \frac{L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} \left[-\frac{1}{C} (1 - \mu) z_2 - \frac{1}{RC} z_3 \right] + k_i \left[\frac{L_1}{L_1 L_2 - L_M^2} z_3 - \frac{\dot{\mu}}{(1 - \mu)} \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} E \right] \quad (3.27)$$

ifadesi ile tanımlanmıştır. Denklem (3.26) da kullanılan k_η ise pozitif tanımlı denetim kazancıdır.

Açıklama 3.1: (3.26) ifadesi ile tasarlanan denetim algoritmasından görülmektedir ki, $k_i e_i = \frac{L_M}{L_1 L_2 - L_M^2} E$ durumunda tekillik oluşmaktadır. Denetleyicinin bu dezavantajını, ya denetleyici tasarımında transformatör sargı değerlerini tekillik oluşturmayacak şekilde seçmek ya da (3.26) ifadesinin paydasının sıfır oluşturmayacak parametreler seçerek çözümlenebilir.

(3.26) ve (3.27) ifadelerini (3.25) ifadesinde yerlerine yazılarak $\eta(t)$ yardımcı işaretinin kapalı çevrim dinamik ifadesini;

$$\dot{\eta} = -k_\eta \eta - (1 - \mu) e_i \quad (3.28)$$

şeklinde elde edilir. Artık kararlılık analizi için teoremi yazılabilir.

Teorem 3.2: Doğrusal olmayan denetleyici tasarım (3.26), (3.28) ifadeleri ile önerilmiştir. Bu tasarımda yardımcı giriş denetim işaretinin (3.23) ifadesinde tanımlanmıştır. Bu işaret (3.4) ifadesinde tanımlanan $e_i(t)$ akım hata işaretini takip etmektedir. Bu hata işareti üstel olarak sifıra yakınsamaktadır. $e_i(t)$ ve $\eta(t)$ sınırlı ve üstel olarak bir zarf içerisinde sönümlenmesi için gerekli koşulları sağlar. Böylece çıkış gerilimi istenen gerilim değeri civarında ayarlanır.

İspat 3.2: Yukarıda sunulan teoriyi ispatlamak için aşağıdaki pozitif tanımlı fonksiyon ile işe başlansın;

$$V = \frac{1}{2}e_i^2 + \frac{1}{2}\eta^2 \quad (3.29)$$

(3.29) ifadesinin zamana bağlı türevi (3.24) ve (3.28) ifadeleri boyunca alınarak daha sonra ortaya çıkan ifadede ortak terim iptal edilip aşağıdaki ifade elde edilir;

$$\dot{V} = -k_i e_i^2 - k_\eta \eta^2 \quad (3.30)$$

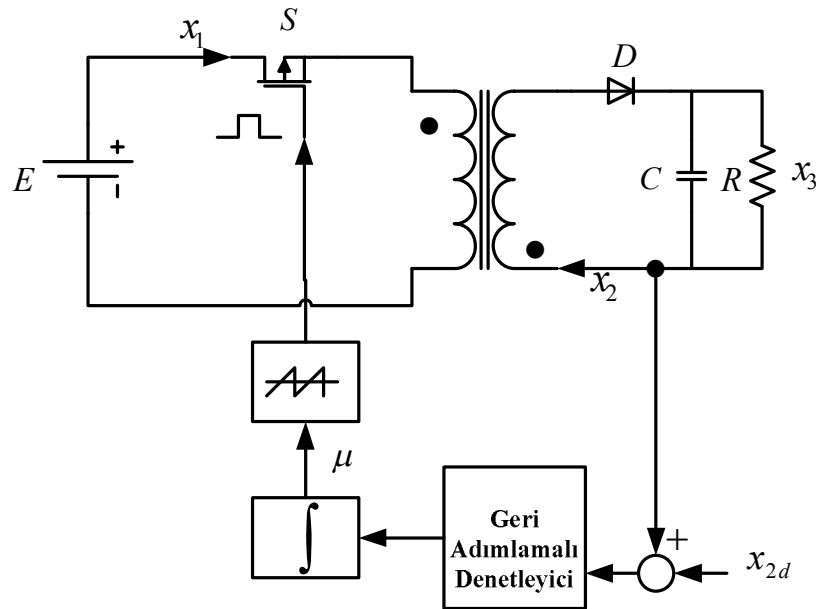
(3.29) ve (3.30) da verilen yapılar kapsamında standart Lyapunov argümanları kullanılarak $e_i(t), \eta(t) \in \mathcal{L}_\infty$, yani sınırlı olduğu gösterilebilir. O zaman standart işaret izleme argümanları kullanılarak; Açıklama 3.1 ile verilen tekillikten kaçınmak suretiyle kapalı çevrim hata sistemi içerisindeki tüm sinyaller sınırlı kalmakta olduğu sonucunu çıkartılabilir. Dahası, $e_i(t)$ ve $\eta(t)$ sınırlı olarak üstel olarak bir zarf içerisinde sönümlenmesi için gerekli koşulları sağlar, eğer akım takip hatası sifıra yakınsaması durumunda. Böylece çıkış gerilimi istenen gerilim değeri civarında ayarlanır.

3.3.1. Benzetim ve Deneysel Sonuçları

Bu bölümde; (3.24)-(3.28) ile tasarlanan denetleyici Şekil 1’de verilen GDÇ benzetim ve deneysel çalışmasında; giriş gerilimi $E=48$ V, transformatörün birincil sargısının endüktans değerleri $L_1 = 500$ μ H, ikincil sargısının endüktans değeri $L_2 = 500$ μ H, ortak endüktans değeri $L_M = 420$ μ H dir. Benzetimde kullanılan çıkış kondansatörü $C = 2400$ μ F olarak seçilmiştir. GDÇ anahtarlama frekansı 50 kHz değerine ayarlanmıştır. Heriki uygulamada tasarlanan denetimin çıkış gerilimi 5 V

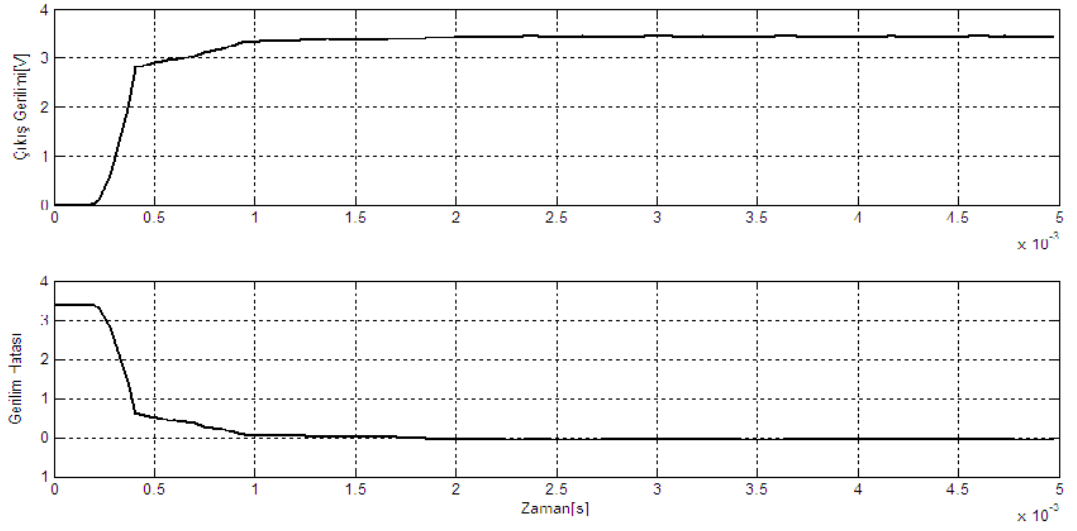
için performansı test edilmiştir. Bu çıkış gerilimi, çıkış direnci R , 100 ohm olarak ayarlanarak, çıkış gerilimi ve hata fonksiyonu kaydedilmiştir. Geri adımlamalı denetleyicinin 5 V çıkış gerilimi için denetim kazançları $k_i = 0.000003, k_\eta = 19313000$ olarak seçilmiştir.

GA denetleyicinin benzetim kurulumunda ise çeviricinin transformatör ikincil sargının akım değeri, istenen akım değeri arasındaki fark denetleyicinin girişini oluşturmuştur. Denetleyici çıkışından çeviricinin çalışma zamanı oranı değeri DGM bloğunun giriş sinyalini oluşturmuştur. DGM bloğunun çıkışından MOSFET için denetim sinyali elde edilmiştir.

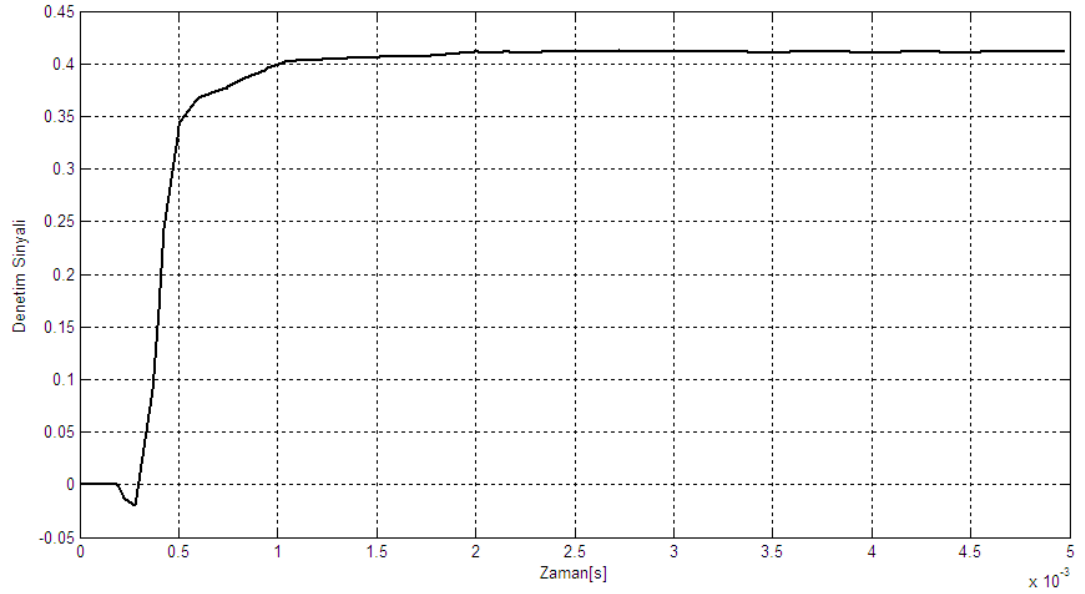


Şekil 3.8: Geri adımlamalı denetleyici benzetim düzeneği.

Geri adımlamalı denetleyicinin her bir çıkış gerilimi ve akım değerleri için benzetim sonuçları Şekil 3.9' de verilmiştir.



Şekil 3.9: Geri adımlamalı denetleyici çıkış gerilimi ve hata sinyali.



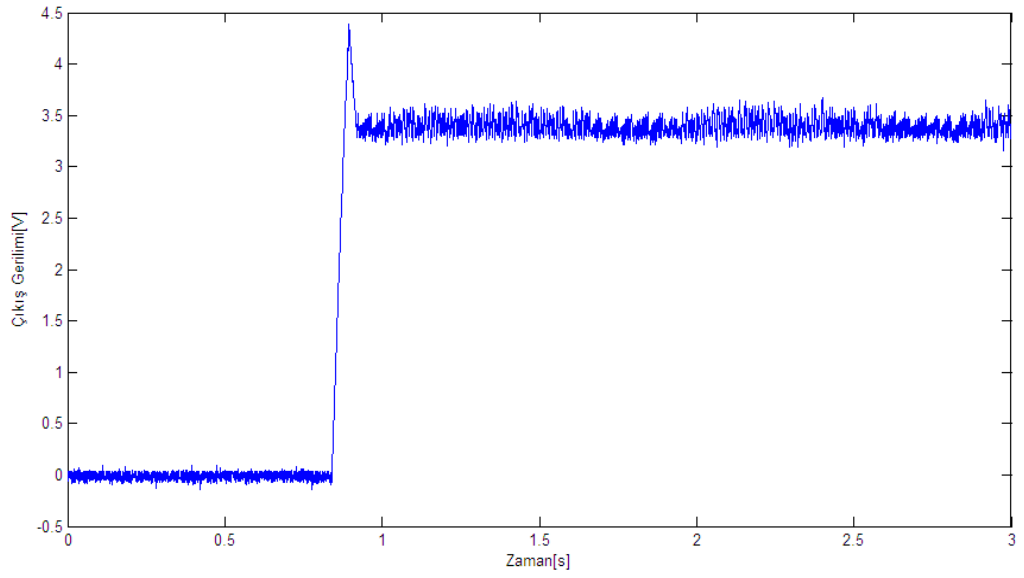
Şekil 3.10: Geri adımlamalı denetleyici denetim sinyali.

Deneysel çalışma düzeneği Şekil 3.10'da görüldüğü gibi kurulmuştur. Bir önceki denetleyici deneysel çalışmasında olduğu gibi dSPACE platformundan yararlanılmıştır.

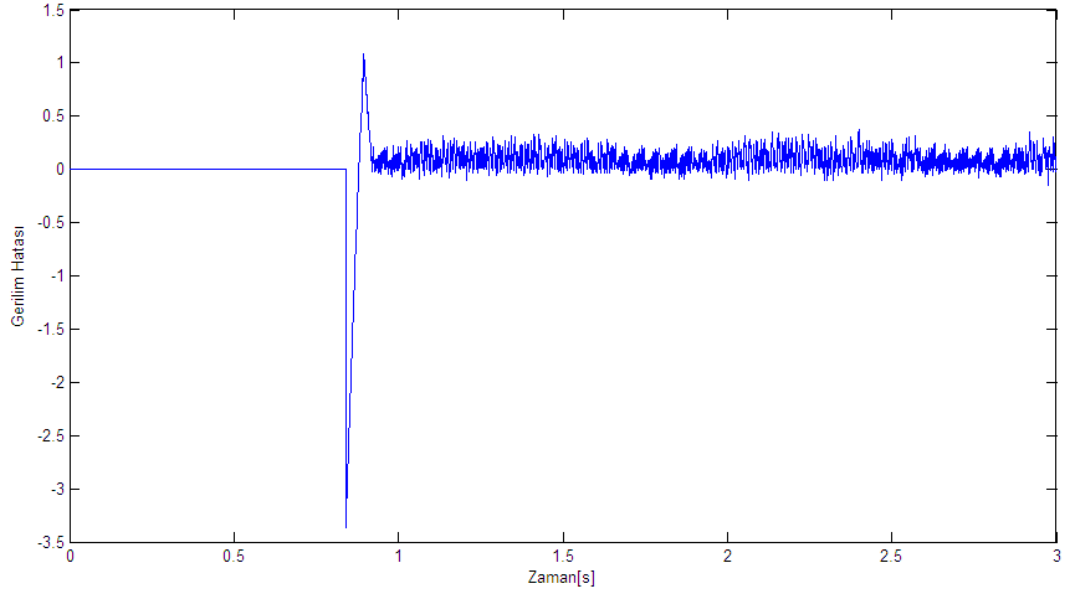


Şekil 3.11: Deneysel çalışma düzeneği.

Deneysel çalışmanın sonuçları Şekil 3.12 ve Şekil 3.13’ de kaydedilmiştir.



Şekil 3.12: Deneysel çalışma çıkış gerilimi.



Şekil 3.13: Deneysel çalışma gerilim hatası.

3.4. Sonuç

Bu bölüm içerisinde açıklanan, kayan kipli denetleyici tasarımında, kayma yüzeyi çıkış gerilim ve akımının doğrusal birleşimi olarak seçilmiştir. Denetleyici çıkışından $\mu(t)$ çalışma zamanı oranı fonksiyonu elde edilmiştir. Benzetim sonuçlarında çıkış gerilimi gösterilmiştir. Benzetim sonuçları önerilen denetleyici tasarım yönteminin etkinliği ve dayanıklılığını gösterilmiştir.

GA denetim tekniğinde çıkış akımı hatası değeri sıfıra gitmekte ve çıkış gerilimi değeri istenen çıkış değerine ayarlanabilmektedir. Denetleyicinin çıkışından çalışma zamanı oranının türev ifadesi $\dot{\mu}(t)$ elde edilmiştir. Denetim yönteminin etkinliği benzetim ve deneysel sonuçlarında gösterilmiştir.

Çalışmamızın sonucunda, kayan kipli denetleyici ile geri adımlamalı denetleyicilerin güç elektroniği sistemlerinde kullanılabileceği benzetim olarak gösterilmiştir.

4. SONUÇ ve YORUMLAR

Bu tezde REÇS oluşturan modüllerden denetime gereksinim duyduğuna inandığımız iki modül denetim mühendisliği bakış açısı altında ele alınmıştır. Ele alınan modüllerden birincisi rüzgar enerjisini elektrik enerjisine dönüştürülmesini sağlayan türbin diğeri ise DA çeviricidir. Çalışmamız; olanaklarımız doğrultusunda benzetim ve deneysel olarak gerçekleştirildi. Bu modüllerin doğrusal olmayan denetiminin ele alındığı tez, dört bölüm ve eklerinden oluşmaktadır.

Güç üretiminde verimliliğin artırılması ve daha çok gücün elde edilmesi için rüzgar türbinlerinde değişken hızlı denetim uygulaması kaçınılmazdır. Tez çalışmasında; değişken hızlı rüzgar türbinleri için DGA denetim yöntemi kullanılarak benzetim çalışması yapıldı. Özellikle elektrik ve mekanik alt sistemlerindeki belirsiz parametrelerin olumsuz etkisinin yok edilmesi için, dayanıklı denetim terimi eklenmesi önerilerek, yüksek kazançlı DGA denetim önerildi. Önerilen denetim metodu; takip hatasının bir zarf eşliğinde düzenli olarak küçük ayarlanabilen bir sınır içinde yakınsadığı benzetim çalışmasında görülmektedir. Sistemin kararlılığı Lyapunov temelli teknik kullanılarak desteklendi. Önerilen denetleyicinin etkinliği, uygulanabilirliği ve etkisi, benzetim çalışmasında standart oran-integral denetleyici ile karşılaştırılarak örneklendirildi. Bu çalışmanın ötesinde, AA-DA ve DA-AA modüllerinin denetimi yapılabilir. Ayrıca değişken hızlı rüzgar çevrim sistemlerinde farklı jeneratör modellerinde farklı denetim algoritmaları uygulanabilir.

Bu çalışmanın diğeri bir parçasını GD çevirici için önerilen GA ve KK denetim yöntemleri yer almaktadır. Çevirici çıkış gerilimi istenen gerilim değerine dolaylı olarak ayarlandı. Önerilen metodların etkinliği deneysel ve benzetim sonuçlarıyla desteklendi. GD türü çeviricinin seçilmesindeki en unsur maliyet verim ilişkisinin iyi olmasından kaynaklanmaktadır. Diğeri taraftan denetim mühendisliği açısından zorluğu ise devre yapısında magnetik bir eleman YFT içermesidir. Benzetim çalışmalarında YFT nin modellenmesinin tam olarak yapılmamış olması en önemli zorluk idi. YFT nin modellenmesi ele alınabilecek çalışmalardan birisi olarak karşımıza çıkmaktadır. GD çevirici ile ilgili yapılan çalışmalarda kullanılan iki ayrı denetimde; YFT ikincil tarafının akım hatası ve çıkış gerilimi hatasını kullanılarak kayma yüzeyi seçilip, eşdeğer KK denetim uygulamasına ve Lyapunov kararlılık analizine yer verilmiştir. Bu bölümde ayrıca GD çevirici çıkış geriliminin ayarlanması, dolaylı denetim yoluyla GA denetim metodunda kullanıldı. Yani YFT

ikincil sargısının akımı, $z_2(t)$ kullanılarak, çıkış gerilimi değeri ayarlandı. GD çevirici için uygulanan denetim metodlarından KK denetim daha iyi sonuç verdiğini söyleyebiliriz.

KAYNAKLAR

- [1] Abedini A., Nikkhajoei H., (2011), “Dynamic model and control of a wind-turbine generator with energy storage”, IET Renewable Power Generation, 5 (1), 67-78.
- [2] Zervos A., Kjaer C., (2008), “Winning with European Wind”, EWEA 2008 Annual Report, European Wind Energy Association, Belgium.
- [3] Abbey C., Joos G., (2007), “Supercapacitor energy storage for wind energy applications”, IEEE Transaction Industrial Applications, 43 (3), 769–776.
- [4] Kinjo T., Senjyu T., Urasaki N., Fujita H., (2006), “Terminal-voltage and output-power regulation of wind-turbine generator by series and parallel compensation using SMES”, IEE Proceedings-Generation Transmission Distribution, 153 (3), 276–282.
- [5] Cardenas R., Pena R., Clare J., Asher G., (2003), “Power smoothing in a variable speed wind-diesel system”, 34th Annual IEEE Power Electronics Specialist Conference, 754–759, Acapulco, Mexico, 15-19 June.
- [6] Abbey C., Joos G., (2006), “Attenuation of wind power fluctuations in wind turbine generators using a dc bus capacitor based filtering control scheme”, 41st IEEE Industry Applications Annual Meeting, 216–221, Tampa, FL, USA, 8-12 October.
- [7] Ran L., Bumby J.R., Tavner P.J., (2004), “Use of turbine inertia for power smoothing of wind turbines with a DFIG”, 11th IEEE International Conference on Power Quality, 106–111, Lake Placid, NY, USA, 12-15 September.
- [8] Web 1, (2013), <http://ieeecss.org/sites/ieeecss.org/files/documents/loCT-Part1-06RESG.pdf>, (Eriřim Tarihi: 30/07/2013).
- [9] Garcia-Sanz M., Houpis C.H., (2012), “Wind Energy Systems: Control Engineering Design”, 1st Edition, Taylor & Francis.
- [10] Garcia-Sanz M., (2009), “Wind turbines: New challenges and advanced control solutions”, International Journal of Robust and Nonlinear Control, 19 (1), 1-116.
- [11] Bossanyi E.A., Garrad H., (2003), “Individual blade pitch control for load reduction”, Wind Energy, 6 (2), 119–128.
- [12] Ackermann T., (2005), “Wind Power in Power Systems”, 1st Edition, Wiley & Sons Inc.
- [13] Rodriguez P., Timbus A., Teodorescu R., Liserre M., Blaabjerg F., (2007), “Flexible active power control of distributed power generation systems

during grid faults”, IEEE Transaction Industrial Electronics, 54 (5), 2583–2592.

- [14] Suh Y., Tijeras V., Lipo T., (2002), “A control method in dq synchronous frame for PWM boost rectifier under generalized unbalanced operating conditions”, IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialist Conference, 1425–1430, Australia, 23-27 June.
- [15] Alepuz S., Busquets S., Bordonau J., Pontt J., Silva C., and Rodríguez J., (2007), “Fast on-line symmetrical components separation method for synchronization and control purposes in three phase distributed power generation systems”, 12th European Conference on Power Electronics Application, 1-10, Aalborg, Denmark, 2–5 September.
- [16] Chinchilla M., Arnaltes S., Burgos J. C., (2006), “Control of permanentmagnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid”, IEEE Transaction Energy Conversion, 21 (1), 130–135.
- [17] Akdoğan Ş., (2011), “Değişken hızlı değişken kanat açılı bir rüzgâr türbininin modellenmesi, simülasyonu ve kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü.
- [18] Shata A. S. A., Hanitsch R., (2006), “Evaluation of wind energy potential and electricity generation on the coast of Mediterranean Sea in Egypt”, Renewable Energy, 31 (3), 1183-1202.
- [19] Moriarty P., Butterfield S., (2009), “Wind turbine modeling overview for control engineers”, American Control Conference, 2090-2095, St.Louis, MO, USA, 10-12 June.
- [20] Natarajan S., Sivakumar K., Sharaf A., (1991), “Multirate PI control system performance for a wind energy conversion scheme”, American Control Conference, 2774-2775, Boston, USA, 26-28 June.
- [21] Tsoumas I., Safacas A., Tsimplotefanakis E., Tatakis E., (2003), “An optimal control strategy of a variable speed wind energy conversion system”, 6th International Conference on Electrical Machines and Systems, 274-277, Beijing, China, 9-11 November.
- [22] Tan K., Islam S., (2004), “Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 19 (4), 392-399.
- [23] Bratcu A., Munteanu I., Ceanga E., Epure S., (2007), “Energetic optimization of variable speed wind energy conversion systems by extremum seeking control”, EUROCON The International Conference on Computer, 2536-2541, Warsaw, Poland, 9-12 September.
- [24] Bratcu A., Munteanu I., Ceanga E., (2008), “Optimal control of wind energy conversion systems: from energy optimization to multi-purpose criteria - a

short survey”, 16th Mediterranean Conference on Control and Automation, 759-766, Ajaccio, France, 25-27 June.

- [25] Jianlin L., Honghua X., (2008), “Research on control system of high power DFIG wind power system”, International Conference on Multi Media and Information Technology, 669-672, Chiang Mai, Thailand, 3-5 July.
- [26] Sanchez S., Bueno M., Delgado E., Giraldo E., (2009), “Optimal PI control of a wind energy conversion system using particles swarm”, Robotics and Automotive Mechanics Conference on Electronics, 332-337, Cuernavaca, Mexico, 22-25 September.
- [27] Lima M., Silvino J., Resende P., (1999), “ H_{∞} control for a variable speed adjustable-pitch wind energy conversion system”, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 556–561, Bled, Slovenia, 12-16 July.
- [28] Rocha R., Filho L., Bortolus M., (2005), “Optimal multivariable control for wind energy conversion system - a comparison between H_2 and H_{∞} controllers”, 44th IEEE European Control Conference on Decision and Control, 7906-7911, Seville, Spain, 12-15 December.
- [29] Tien H., Scherer C., Scherpen J., (2007), “Robust performance of self scheduled LPV control of doubly-fed induction generator in wind energy conversion systems”, European Conference on Power Electronics and Applications, 1–10, Aalborg, Denmark, 2-5 September.
- [30] Bourlis D., Bleijs J., (2009), “Gain scheduled controller with wind speed estimation via Kalman filtering for a stall regulated variable speed wind turbine”, 44th International in Universities Power Engineering Conference, 1–5, Glasgow, Scotland, 1-4 September.
- [31] Chen J. J., Ji Z. C., (2010), “The gain scheduling control for wind energy conversion system based on LPV model”, International Conference on Networking, Sensing and Control, 653–657, Chicago, IL, USA, 10-12 April.
- [32] Mayosky M., Canelo I., (1999), “Direct adaptive control of wind energy conversion systems using Gaussian networks”, IEEE Transactions on Neural Networks, 10 (2), 898 –906.
- [33] Khalil H. K., (1996), “Nonlinear Systems”, 2nd Edition, Prentice-Hall. Inc.
- [34] De Battista H., Mantz R., (1998), “Sliding mode control of torque ripple in wind energy conversion systems with slip power recovery,” IECON '98 The 24th Annual Conference of The IEEE Industrial Electronics Society, 651 – 656, Aachen, Germany, 28-31 August.
- [35] De Battista H., Puleston P., Mantz R., Christiansen C., (2000), “Sliding mode control of wind energy systems with DOIG power efficiency and torsional dynamics optimization”, IEEE Transactions on Power Systems, 15 (3), 728 –734.

- [36] Pena R., Sbarbaro D., (1999), "Integral variable structure controllers for small wind energy systems", IECON '99 The 25th Annual Conference of The IEEE Industrial Electronics Society, 1067 –1072, San Jose, CA, USA, 27-29 November.
- [37] Valenciaga F., Puleston P., Battaiotto P., (2004), "Variable structure system control design method based on a differential geometric approach: application to a wind energy conversion subsystem", Control Theory and Applications, 151 (1), 6-12.
- [38] Manwell J.F., Mcgowan J.G., Rogers A.L., (2002), "Wind Energy Explained Theory, Design and Application", 7th Edition, John Wiley & Sons.
- [39] Heier S., (1998), "Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems", 1st Edition, John Wiley & Sons.
- [40] Song Y. D., Dhinakaran B., Bao X. Y., (2000), "Variable speed control of wind turbines using nonlinear and adaptive algorithms", Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics, 85 (2), 293-308.
- [41] Zergeroğlu E., Kandemir İ., Şeker M., ve Eroğlu E., (2006), "Kontrol sistemlerinde belirsizlikle başetme yöntemleri: Lyapunov tarzı yaklaşımlar", Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi, 21 (3), 587-602.
- [42] Seker M., Zergeroglu E., Tatlicioglu E., (2012), "Robust backstepping control of variable speed wind turbines with permanent magnet synchronous generators", IEEE Multi Conference on Systems and Control, 1068-1073, Dubrovnik, Croatia, 11-13 September.
- [43] Dawson, D., Bridges, M., Qu, Z., (1995), "Nonlinear Control of Robotic Systems for Environmental Waste and Restoration", 1st Edition, Prentice Hall.
- [44] Dawson, D., Hu J., Burg, T., (1998), "Nonlinear Control of Electric Machinery", 2nd Edition, Marcel Dekker.
- [45] Erickson, R. W., (1999), "DC-DC power converters", Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 5 (1), 53-63.
- [46] Chen, T.H., Lin, W.L., Liaw, C.M., (1999), "Dynamic modeling and controller design of flyback converter", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems", 35 (4), 1230 – 1239.
- [47] Pressman A.I., (1998), "Switching Power Supply Design", 2nd Edition, McGraw-Hill.
- [48] Lopez R.A.A., Londono G.O., (2012), "Stability analysis of photovoltaic system with DC/DC flyback converter using Filippov's method", IEEE

International Symposium on Alternative Energies and Energy Quality, 1-4, Baranquilla, Colombia, 25-26 October.

- [49] Fadil E. H., Giri F., Haloua M., Ouadi H., (2003), "Nonlinear and adaptive control of buck power converters", 42nd IEEE Conference on Decision and Control, 4475-4480, Maui Hawaii, USA, 20-22 September.
- [50] Chen T. H., Lin W. L., and Liaw C. M., (1999), "Dynamic modeling and controller design of flyback converter," IEEE Trans. Aerospace and Electronic Syst., 35 (4), 1230-1239.
- [51] Alvarez-Ramirez J., Cervantes I., Espinosa-Perez G., Maya P., (2001), "A stable design of PI control for DC-DC converters with an RHS zero", IEEE Transaction Circuits System I, Fundamental Theory Application, 48 (1), 103-106.
- [52] Panov Y., Jovanovic M. M., (2002), "Adaptive off-time control for variable-frequency, soft-switched fly-back converter at light loads", IEEE Transaction Power Electronic, 17 (4), 596-603.
- [53] Telefus M., Shteynberg A., Ferdowsi M., Emadi A., (2003), "Pulse train, a novel digital control method, applied to a discontinuous conduction mode flyback converter," IEEE 34th Power Electronics Specialist Conference, 1141-1146, Acapulco, Mexico, 15-19 June.
- [54] Lian K.Y., Hong C.W., (2013), "Current sensorless flyback converters using integral T-S fuzzy approach", International Journal of Fuzzy Systems, 15 (1), 66-74.
- [55] Utomo W. M., Yi S. S., Buswig Y. M. Y., Haron Z. A., (2012), "Voltage tracking of a dc-dc flyback converter using neural network control", International Journal of Power Electronics and Drive System, 2 (1), 35-42.
- [56] Yıldız H. A., Sümer L. G., Gürleyen F., (2009), "Çapraz tip da-da çeviricinin Lagrangian modellenmesi ve kayma kipli kontrolü", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı-TOK 2009, 223-226, İstanbul, Türkiye, 6-8 Kasım.
- [57] Spiazzi G., Mattavelli P., (1997), "Small signal analysis of dc-dc converters with sliding mode control", IEEE Transactin on Power Electronics, 12 (1), 96-102.
- [58] Sira-Ramirez H., Rios-Bolivar M., (1994), "Sliding mode control of dc to dc power converters via extended linearization", IEEE Transactions on Circuits and Systems-Fundamental Theory and Applications, 41 (10), 652-661.
- [59] Tan S.C., Lai Y.M., Tse C.K., (2008), "General design issues of sliding-mode controllers in dc-dc converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55 (3), 1160-1174.

- [60] El Fadil H., Giri F., (2008), "Reducing chattering phenomenon in sliding mode control of buck-boost power converters", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 287-292, Cambridge, UK, 30 June-2 July.
- [61] Kokotovic P.V., (1992), "The joy of feedback: nonlinear and adaptive", IEEE Control Systems Magazine, 12 (2), 7-17.
- [62] Cai G., Tu W., (2007), "Adaptive backstepping control of the uncertain unified systems", International Journal of Nonlinear Science, 4 (1), 17-24.
- [63] Krstic M., Kanellakopoulos I., Kokotovic P.V., (1995), "Nonlinear and Adaptive Control Design", 5th Edition, John Wiley.
- [64] Zarchi H. A., Soltani J., Markadeh G.A., (2010), "Adaptive input-output feedback-linearization-based torque control of synchronous reluctance motor without mechanical sensor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57 (1), 375-384.
- [65] Ortega R., Loria A., Nicklasson P.J., Sira-Ramirez H., (1998), "Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems", 5th Edition, Springer-Verlag.
- [66] Sira-Ramirez H., Rios-Bolivar M., Zinober A.S.I., (1995), "Adaptive input-output linearization for pwm regulation of dc-to-dc converters", American Control Conference, 81-85, Seattle, WA, USA, 21-23 June.
- [67] Li-Kui Y., Zhao J., Ma D., (2007), "Adaptive backstepping sliding mode nonlinear control for buck dc/dc switched power converter", IEEE International Conference on Control and Automation, 1198-1201, Guangzhou, China, 30 May-1 June.
- [68] Lin S. C., Tsai C.C., (2005), "Adaptive backstepping control with integral action for pwm buck dc-dc converters", Journal of The Chinese Institute of Engineering, 28 (6), 977-987.
- [69] Seker M., Zengeroglu E., (2011), "Nonlinear Control of Flyback type DC to DC Converters: An IndirectBackstepping Approach", IEEE Multi-Conference on Systems and Control, 65-69, Denver, CO, USA, 28-30 September.

ÖZGEÇMİŞ

Murat ŞEKER 1971 yılında Sivas’da doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini aynı şehirde tamamladı. 1990-1994 yıllarında Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü’ne devam etti. 1994-1996 arası çeşitli firmalarda elektrik mühendisi olarak çalıştıktan sonra, 1996 yılında Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü(GYTE), Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde araştırma görevlisi olarak atandı. 1998 yılında GYTE Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında yüksek lisansı tamamladı. 2003 yılından bu yana GYTE Bilgisayar Mühendisliği Bölümü’nde öğretim görevlisi olarak çalışmaktadır.

EKLER

Ek A: Tez Çalışması Kapsamında Yapılan Yayınlar

Seker M., Zergeroglu E., Tatlicioglu E., (2012), “Robust Backstepping Control of Variable Speed Wind Turbines with Permanent Magnet Synchronous Generators”, IEEE Multi-Conference on Systems and Control, 1068-1073, Dubrovnik, Croatia, 3-5 October.

Seker M., Zergeroglu E., Tatlicioglu E., “Robust Backstepping Control of Variable Speed Wind Turbines with Permanent Magnet Synchronous Generators”, International Journal of System Science. (Kabul Edildi).

Seker M., Zergeroglu E., (2011), "Nonlinear Control of Flyback type DC to DC Converters: An Indirect Backstepping Approach", IEEE Multi-Conference on Systems and Control, 65-69, , 2011, Denver, CO, USA, 28-30 September.

Seker M., Zergeroglu E., (2011), “A New Sliding Mode Controller for the DC to DC Flyback Converter”, IEEE Conference on Automation Science and Engineering, 720-724, Trieste, Italy, 24-27 August.

Şeker M., Zergeroğlu E., (2011), “Çapraz Tip Çevirici için Alternatif Dinamik Denklemlerin Çıkarılması ve Kayan Kipli Denetleyici Tasarımı”, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı-TOK 2011, 223-226, Dokuz Eylül Üniversitesi İzmir, 14-16 Eylül.

Şeker M., Zergeroğlu E., (2010), “Çapraz Tip Çeviriciler için Alternatif Bir Kayan Kipli Denetleyici Formülasyonu”, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı-TOK 2010, 151-155, Gebze-Kocaeli, 21-23 Eylül.

Ek B: Sıfır Dinamik

GD çeviricinin (3.3) ifadesinde belirttiğimiz dinamik denklemlerinden z_2 terimi çıkartılarak;

$$\ddot{z}_3 + \left(\frac{\dot{\mu}}{(1-\mu)} + \frac{1}{RC} \right) \dot{z}_3 + \frac{L_1}{(L_1 L_2 - L_M^2)C} \left((1-\mu)^2 + \frac{(L_1 L_2 - L_M^2)}{R L_1} \frac{\dot{\mu}}{(1-\mu)} \right) z_3 = \frac{L_M}{(L_1 L_2 - L_M^2)} E \mu (1-\mu) \quad (B1.1)$$

biçiminde olan doğrusal olmayan diferansiyel denkleme ulaşılır [65]. Giriş-Çıkış ifadesine bağlı olan ‘sıfır dinamikleri’, referans $z_3 = z_{3d} = v_d$ denge noktasında $\dot{z}_3 = 0$ ve $\ddot{z}_3 = 0$ eşitlikleri sağlandığında elde edilir. Bu durumda çalışma fonksiyonunun geriye kalan dinamikleri

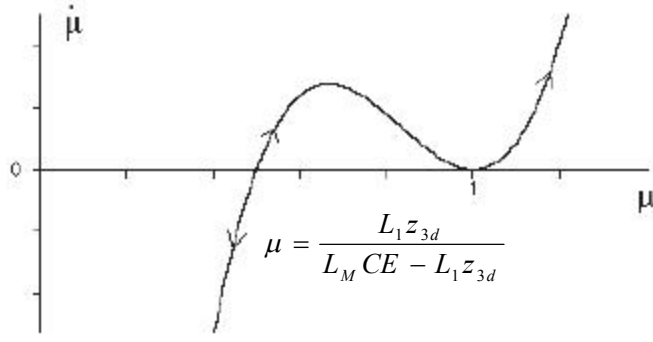
$$\dot{\mu} = \frac{RC(1-\mu)^2}{(L_1 L_2 - L_M^2)z_{3d}} (L_M C E \mu - L_1 (1-\mu) z_{3d}) \quad (B1.2)$$

şeklindedir. Bu ifadenin denge noktaları;

$$\mu = 1 \text{ ve } \mu = \frac{L_1 z_{3d}}{L_M C E - L_1 z_{3d}} \quad (B1.3)$$

olup, $L_M C E - L_1 z_{3d} > 0$ ve $L_1 z_{3d} < L_M C E - L_1 z_{3d}$ olmak üzere $\mu = \mu_* = \frac{L_1 z_{3d}}{L_M C E - L_1 z_{3d}}$ denge noktası fiziksel olarak anlamlıdır. Ancak Şekil B1’de (B1.2)

ifadesine ait faz düzlem grafiğine bakıldığında bu denge noktasının ($\mu = \frac{L_1 z_{3d}}{L_M C E - L_1 z_{3d}}$) kararsız olduğu görülmektedir.



Şekil B1: Faz düzlem grafiği kararsız durum.

İkinci olarak devre çıkışının, z_2 ortalama akımıyla gösterildiği varsayalım. Yaklaşık sistem için aşağıdaki giriş çıkış diferansiyel denklemi;

$$\ddot{z}_2 + \left(\frac{\dot{\mu}}{(1-\mu)} + \frac{1}{RC} \right) \dot{z}_2 + \frac{L_1}{(L_1 L_2 - L_M^2)C} \left((1-\mu)^2 + \frac{(L_1 L_2 - L_M^2)}{RCL_1} \frac{\dot{\mu}}{(1-\mu)} \right) z_3 = \frac{L_M}{(L_1 L_2 - L_M^2)C} E \mu (1-\mu) \quad (B1.4)$$

elde edilir. Bu ifade ile ilişkili, $z_2 = z_{2d} = I_d$ denge noktasındaki sıfır dinamikleri

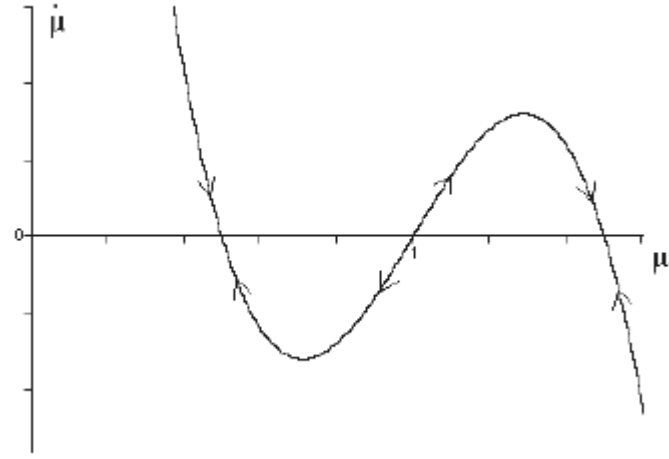
$$\dot{\mu} = \frac{(1-\mu)}{RCEL_M} (RL_1(1-\mu)^2 z_{2d} - L_M E \mu) \quad (B1.5)$$

şeklinde bulunur. Bu denklemin denge noktaları

$$\mu = 1, \quad \mu = 1 + \frac{L_M E}{2RL_1 z_{2d}} \pm \sqrt{\left(\frac{L_M E}{2RL_1 z_{2d}} \right)^2 + \frac{L_M E}{RL_1 z_{2d}}} \quad (B1.6)$$

olup, $RL_1 z_{2d} > E$ sağlandığı sürece, $\mu = \mu_* = 1 + \frac{L_M E}{2RL_1 z_{2d}} - \sqrt{\left(\frac{L_M E}{2RL_1 z_{2d}} \right)^2 + \frac{L_M E}{RL_1 z_{2d}}}$

denge noktası fiziksel olarak anlamlıdır. Şekil B2’de (B1.5) denklemine ait faz düzlem grafiğine bakıldığında bu denge noktasının kararlı olduğu görülmektedir. Sonuç olarak, z_2 ortalama akımı GDÇ yaklaşık DGM modeli minimum fazlı sistemlerdir.



Şekil B2: Faz düzlem grafiği kararlı durum.