

**Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinlerinin Rüzgâr Sensörsüz
Maksimum Güç İzleme Tabanlı Doğrusal Olmayan ve Tam
Uyarlamalı Denetimi**

Program Kodu: 1001

Proje No: 114E159

Proje Yürütücüsü:

Yrd. Doç. Dr. Murat KARABACAK

Araştırmacı(lar):

Prof. Dr. Ali Fuat BOZ

Doç. Dr. Murat KALE

Yrd. Doç. Dr. Mustafa Zahid YILDIZ

Yrd. Doç. Dr. Mevlüt KARAÇOR

Danışman:

Yrd. Doç. Dr. Mehmet UÇAR

Bursiyer(ler):

Özhan Atmaca

Yasin Cantaş

Mart 2017

SAKARYA

ÖNSÖZ

Bu proje çalışması, değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin maksimum güç izleme ve denetim performansını artırmak amacıyla önerilmiş ve 114E159 numaralı 1001 araştırma projeleri kapsamında (Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu) TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir. Projenin başlangıç tarihi 01.02.2015, bitiş tarihi ise 01.02.2017'dir. Proje kapsamında üç adet yüksek lisans ve bir adet doktora tez çalışması yapılmaktadır. Diğer taraftan, ilerleyen zamanlarda proje konusu ile ilgili daha fazla akademik araştırma yapılması da amaçlanmaktadır. Proje kapsamında tez çalışması yapan bursiyerlerden yüksek lisans öğrencisi Özhan Atmaca, proje çalışması bittikten sonra endüstride ilgili konularda çalışan bir işletmede ARGE mühendisi olarak çalışmaya başlamıştır. Doktora bursiyeri olan Araştırma Görevlisi Yasin Cantaş ve yüksek lisans bursiyerleri olan Öğretim Görevlisi Tufan Volkan Küçük ve Özhan Atmaca, yüksek lisans öğrencisi olan Gizem Ketenci tez ve akademik çalışmalarına proje kapsamında devam etmektedir. Proje, şebeke bağlantılı evirici, rüzgâr türbini fiziksel emulatörü ve rüzgâr türbini generatör sürücüsü olmak üzere üç farklı donanımsal sistemden meydana gelmektedir. Projenin deneysel uygulaması aşamasında en büyük sıkıntı kaynağı elektromanyetik girişim olmuştur. Böyle bir proje çalışmasında sensör-sinyal düzenleme devrelerinden akımlardaki harmoniklerin oluşumuna kadar tüm sistemin davranışları ve tasarımı elektromanyetik girişim göz önüne alınarak yorumlanmalıdır. Aksi takdirde, teorik çalışmalar hatasız olsa bile elektromanyetik girişim hesaba katılmamışsa sistem çalışmamaktadır. Benzer proje çalışması yapacak olan tüm araştırmacılara tavsiyem bu konuya azami dikkat göstermeleridir. Proje çalışması, başlığına ve proje önerisinde verilen başarı ölçütlerine uygun şekilde maksimum güç izleme ve denetim performansı artırılarak bitirilmiştir. Proje, Sakarya Üniversitesi / Teknoloji Fakültesi / Elektrik ve Elektronik Mühendisliği (EEM) Bölümü'nde gerçekleştirilmiştir. Projenin gerçekleştirilmesi esnasında sağladıkları mesleki destek ve deneyimleri sebebiyle proje araştırmacılarına ve EEM Bölümü öğretim üyelerimizin hepsine içtenlikle teşekkür ederim. Proje süresince sorularımıza ve taleplerimize zamanlarını ayıran TÜBİTAK EEEAG araştırma grubunun tüm üyelerine de içtenlikle teşekkür ederiz. Proje yürütücüsü olarak proje süresince aileme çok az zaman ayırabildim, her zamanki gibi bana destek oldukları için sevgili eşim Neslihan Karabacak'a ve oğlum Enes Karabacak'a teşekkür ederim. Saygıdeğer büyüğüm, hayatımın en kıymetli insanı babaannem Hatice Karabacak'a tüm saygıyla ve minnetimle teşekkür ederim. Tüm proje çalışanları olarak yaptığımız bu çalışma ile ülkemizin gelişimine katkı sağlamak en büyük arzumuzdur.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ	i
ŞEKİLLER LİSTESİ	iv
ÇİZELGELER LİSTESİ	vi
ÖZET	vii
ABSTRACT	viii
1.GİRİŞ	1
1.1.DHRT Sistemleri.....	4
1.2.Rüzgâr Türbinlerinde Kullanılan Generatörler	7
1.3.Klasik DHRT Sistemleri	8
2.KLASİK DHRT SİSTEMLERİNİN TASARIMI VE DENETİMİ	12
2.1.Rüzgâr Türbini Fiziksel Emulatörü.....	13
2.1.1.Üç Fazlı Asenkron Motorun Rotor Alanı Yönlendirmeli Vektör Denetimi	14
2.1.2.Hız Döngüsü için PI Denetleyici Tasarımı	17
2.1.3.Akım Döngüleri için PI Denetleyici Tasarımı	19
2.2.SMSM'nin Vektör Denetimi.....	23
2.2.1.Hız Döngüsü için PI Denetleyici Tasarımı	23
2.2.2.Akım Döngüleri için PI Denetleyici Tasarımı	24
2.3.Şebeke Bağlantılı Eviricinin Denetimi.....	26
2.3.1.DC Bara Gerilim Döngüsü için PI Denetleyici Tasarımı	27
2.3.2.Akım Döngüleri için PI Denetleyici Tasarımı	28
3.PROJE KAPSAMINDA ÖNERİLEN DENETİM SİSTEMİ VE MGİ ALGORİTMASI	32
3.1.SMSM'nin Üçüncü Dereceden Kayan Kipli Denetimi	32
3.1.1.Üçüncü Dereceden Kayan Kipli Denetim	32
3.1.2.Sanal Denetim Girişi Referansının Üretilmesi.....	34
3.1.3.Kararlılık Analizi	34
3.2.Şebeke Bağlantılı Eviricinin Üçüncü Dereceden Kayan Kipli Denetimi	35
3.2.1.Üçüncü Dereceden Kayan Kipli Denetim	35
3.2.2.Sanal Denetim Girişi Referansının Üretilmesi.....	37
3.2.3.Kararlılık Analizi	38
3.3.Önerilen MGİ Yöntemi.....	39
4.DENEYSEL ÇALIŞMA DÜZENİĞİNİN TASARIMI	41
4.1.dv/dt Analizi ve Enkoder Ölçümü.....	41
4.2.Akım, Gerilim Ölçümü ve PLL Algoritması Sonuçları	47
4.3.DC Bara ve Şok Emici Koruma (Snubber) Sistemi.....	51
4.4.İşletim Süreci ve IGBT Koruma Fonksiyonları.....	53



4.5. Isıl Analiz	55
5. DENEYSEL ÇALIŞMA SONUÇLARI	59
5.1. Gerilim, Hız ve Akım Denetimi için Klasik PI Denetleyicilerle Elde Edilen Sonuçlar	59
5.2. Tam Model Bilgisi ve Doğru Ölçümler ile KUHO MGİ Tabanlı Doğrusal Denetim Sonuçları	62
5.3. Hatalı Model Bilgisi ve Rüzgâr Hızı Ölçümü ile KUHO MGİ Tabanlı Doğrusal Denetim Sonuçları	63
5.4. Tam Model Bilgisi ve Doğru Ölçümler ile KUHO MGİ Tabanlı Doğrusal Olmayan Denetim Sonuçları	63
5.5. Hatalı Model Bilgisi ve Rüzgâr Hızı Ölçümü ile KUHO MGİ Tabanlı Doğrusal Olm. Denetim Sonuçları ..	66
5.6. Rüzgâr Türbini Fiziksel Emülatörü Deneysel Sonuçları	66
5.7. Önerilen MGİ Yöntemi Tabanlı Doğrusal ve Doğrusal Olmayan Denetim Sonuçları	70
6. DEĞERLENDİRME	75
7. KAYNAKLAR	78

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1. Rüzgâr türbini dinamiklerinin değişimi (a): $\omega_r - C_p$ (b): $\lambda - C_p$ (c): $\omega_r - P_{in}$ (d): $\lambda - P_{in}$	6
Şekil 1.2. DHRT sisteminin çalışma bölgeleri	7
Şekil 1.3. KUHO tabanlı DHRT sistemi	9
Şekil 1.4. GSG tabanlı DHRT sistemi	9
Şekil 1.5. OMD tabanlı DHRT sistemi	10
Şekil 2.1. Klasik DHRT Sistemi	13
Şekil 2.2. Fiziksel rüzgâr türbini emülatörünün denetim şeması	14
Şekil 2.3. ASM'nin kapalı çevrim hız döngüsü adım cevabı	19
Şekil 2.4. ASM'un rotor alanı yönlendirmeli vektör denetimi	21
Şekil 2.5. Rotor zaman sabitinin doğru değerinin saptanması ($\tau_r = 0.36$ s)	22
Şekil 2.6. SMSM'nin kapalı çevrim hız döngüsü adım cevabı	24
Şekil 2.7. SMSM'nin vektör denetim şeması.....	26
Şekil 2.8. DC bara kapalı çevrim gerilim döngüsünün adım girişe cevabı	27
Şekil 2.9. Şebeke bağlı eviricinin kapalı çevrim akım döngülerinin adım girişe cevabı	30
Şekil 2.10. PLL sistemi kapalı çevrim adım cevabı.....	31
Şekil 2.11. Şebeke bağlantılı evirici kapalı çevrim denetim şeması.....	31
Şekil 3.1. Proje kapsamında önerilen MGİ yönteminin şeması	39
Şekil 4.1. MOSFET'in iletme gitme dalga şekilleri.....	44
Şekil 4.2. MOSFET'in kesime gitme dalga şekilleri.....	45
Şekil 4.3. IGBT dv/dt değerinin enkoder sinyalleri üzerindeki etkisi (a) $dv/dt = 4$ kV/us (b) $dv/dt = 500$ V/us	46
Şekil 4.4. dv / dt ve DC bara gerilim sıçraması şekilleri; yukarıdan aşağıya (a) ASM + maksimum akım, sıfır civarı akım ve – maksimum akım değerlerinde IGBT iletme ve kesime girme V_{CE} dalga şekilleri (b) SMSM + maksimum akım, sıfır civarı akım ve – maksimum akım değerlerinde IGBT iletme ve kesime girme V_{CE} dalga şekilleri (c) şebeke bağlantılı evirici + maksimum akım, sıfır civarı akım ve – maksimum akım değerlerinde IGBT iletme ve kesime girme V_{CE} dalga şekilleri	47
Şekil 4.5. 100 rad/s için SMSM ve ASM (motor) boşta çalışma hat akımları (5 A/V).....	48
Şekil 4.6. Farklı rüzgâr hızları için (mavi) şebeke, (magenta) ASM ve (açık mavi) SMSM hat akımları (a) 5 m/s (b) 6 m/s (c) 7 m/s (d) 8 m/s (e) 9 m/s (f) 10 m/s (g) 11 m/s (h) 12 m/s (5 A/V)	49
Şekil 4.7. Şebeke gerilim ölçümleri ve PLL ile elde edilen a fazı açısı	50
Şekil 4.8. Sinyal düzenleme devrelerinin resimleri.....	51
Şekil 4.9. Deneysel düzeneğin gerçek zamanlı şeması	54
Şekil 4.10. ASM sürücüsü soğutucusunun ısı analizi (P3 180).....	56
Şekil 4.11. Şekil 4.11. Şebeke bağlı evirici ve generatör sürücüsü soğutucusunun ısı analizi (P3 300)	57

Şekil 4.12. Şekil 4.12. Deneysel düzeneğin resimleri (a) tüm donanım (b) motor- generatör ve ortak durum filtreleri (c) güç elektroniği çeviricileri ve filtreler (d) tüm donanım	58
Şekil 5.1. SMSM'nin boşa hız denetimi (a) 31.5 rad/s'den 100 rad/s'ye adım değişim (b) 100 rad/s'den 50 rad/s'ye adım değişim (c) -100 rad/s'yeden 100 rad/s'ye adım değişim (d) 100 rad/s'yeden -100 rad/s'ye adım değişim	60
Şekil 5.2. Şebeke bağlantılı eviricinin denetimi (a), (b) 400 - 550 V arasında yüksüz durumda adım değişim (c), (d) 400 V - 550 V yüklü durumda (DC baraya bağlı 270 Ω) adım değişim	61
Şekil 5.3. ASM'nin hız boşa denetimi (a) 50 rad/s'den 100 rad/s'ye adım değişim (b) 100 rad/s'den 50 rad/s'ye adım değişim (c) -100 rad/s'yeden +100 rad/s'ye adım değişim (d) +100 rad/s'yeden -100 rad/s'ye adım değişim	62
Şekil 5.4. Tam model bilgisi ve tam doğru ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momenti	64
Şekil 5.5. Hatalı model bilgisi ve ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momenti	65
Şekil 5.6. Tam model bilgisi ve tam doğru ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal olmayan denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momenti	67
Şekil 5.7. Hatalı model bilgisi ve ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momenti	68
Şekil 5.8. Farklı rüzgâr hızları ve generatör hızları için türbin emulatörünün sonuçları ($v = 12$ m/s) (a) $1.0\omega_{opt}$, 100 rad/s generatör 75 rad/s pervane hızı (b) $0.826667\omega_{opt}$, 82.666 rad/s generatör 62 rad/s pervane hızı (c) $0.6197\omega_{opt}$, 61.97 rad/s generatör 46.48 rad/s pervane hızı (d) $1.19\omega_{opt}$, 119 rad/s generatör 89.25 rad/s pervane hızı	70
Şekil 5.9. KUHO tabanlı MGİ ve (a) %10 parametre ve rüzgâr hızı ölçüm hatası (b) tam doğru model bilgisi ile rüzgâr hızı ölçümü ve doğrusal denetim (c) tam doğru model bilgisi ile rüzgâr hızı ölçümü ve doğrusal olmayan denetim, durumlarında elde edilen toplam generatör enerjileri	71
Şekil 5.10. Önerilen MGİ yöntemi ve doğrusal denetleyiciler ile elde edilen toplam generatör enerjileri	72
Şekil 5.11. Önerilen MGİ yöntemi ve doğrusal olmayan denetleyiciler ile elde edilen toplam generatör enerjileri	73
Şekil 5.12. Deneysel düzende yer alan elemanların kararlı durum sıcaklıkları (a) ASM'nin sıcaklığı (b) SMSM'nin sıcaklığı (c) ASM sürücüsü soğutucusunun sıcaklığı (d) SMSM ve şebeke bağlantılı eviricinin soğutucusunun sıcaklığı	74

ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge 1.1. DHRT sistemlerinde kullanılan generatörlerin karşılaştırılması	8
Çizelge 1.2. DHRT sistemlerinde kullanılan klasik MGİ yöntemlerinin karşılaştırılması	11
Çizelge 2.1. Güç elektroniği sistemi parametre ve değerleri.....	12
Çizelge 2.2. Rüzgâr türbini parametre ve değerleri	12
Çizelge 2.3. Asenkron tahrik motoru parametreleri ve etiket değerleri	12
Çizelge 2.4. SMSM parametre ve etiket değerleri	13



Proje Özeti

Bu projenin amacı, bir Değişken Hızlı Rüzgâr Türbini (DHRT) sisteminin analitik bir Maksimum Güç İzleme (MGİ) tabanlı doğrusal olmayan denetimini, rüzgâr sensörleri ve DHRT sisteminin parametre bilgilerini kullanmadan gerçekleştirmektir. DHRT sistemlerinin MGİ tabanlı denetimi söz konusu olduğunda iki önemli işlem öne çıkar. Bunlar MGİ noktasının anlık olarak saptanması ve izlenmesidir. MGİ noktasının doğru bir şekilde saptanabilmesi için analitik yöntemler kullanmak gereklidir, fakat bu yöntemlerin hepsinde rüzgâr hızının ölçülmesi ve türbin ve/veya generatör parametrelerinin değerlerinin bilinmesi gerekir. Literatürde önerilmiş olan analitik yöntemler; Kanat Ucu Hız Oranı (KUHO), Optimum Moment Denetimi (OMD) ve Güç Sinyali Geribeslemesi (GSG) tabanlı MGİ yöntemleridir. KUHO rüzgâr sensörü ve tüm türbin parametrelerini gerektirmektedir, OMD ve GSG ise generatörün moment sabitini ve tüm türbin parametrelerini gerektirmektedir. Moment sabiti kararlı durumda manyetik doyuma, geçici durumda ise kusurlu ayırıştırma nedeniyle değişmektedir. Rüzgâr sensörü ise tek noktadan ölçüm almakta yani türbin bıçaklarına etkiyen ortalama rüzgâr hızı ölçülememektedir. Sonuç olarak bu yöntemlerle uygulamada MGİ tam değil yaklaşık performansla yapılabilmektedir. Ayrıca, DHRT sistemlerinde kullanılan rüzgâr sensörlerinin güvenilirliği azalttığı unutulmamalıdır. MGİ noktasının anlık olarak izlenmesi ise kapalı çevrim denetim gerektirir. Doğrusal-integral (PI) ve doğrusallaştırma yöntemleri gibi tasarımında sistem parametreleri kullanılan doğrusal yaklaşımlar yukarıda anlatılan nedenden ötürü önemli sakıncalar oluşturmaktadır. Doğrusal denetleyiciler ile genel denetim performansı düşmekte ve MGİ noktası belirli bir hata ile izlenmektedir. Doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde en yüksek performans doğrusal olmayan denetleyiciler ile elde edilmektedir. Sonuç olarak bu projede bir DHRT sisteminin analitik bir MGİ yöntemi tabanlı doğrusal olmayan denetimi, türbin eylemsizlik momenti hariç olmak üzere DHRT sistemine ait parametre bilgisi ve rüzgâr sensörü kullanılmadan gerçekleştirilmiştir. Türbin eylemsizlik momenti çalışma koşullarına bağlı olarak zamanla değişmemektedir, bu yüzden kullanımı bir sakınca oluşturmamaktadır. Proje çalışmasında, asenkron makine rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim ile sürülerek rüzgâr türbini fiziksel emülatörü elde edilmiştir. Generatör olarak ise Sabit Mıknatıslı Senkron Makine (SMSM) kullanılmıştır. Ayrıca önerilen sistemi klasik sistem ile karşılaştırabilmek için, KUHO tabanlı MGİ yöntemi ve optimum tasarlanmış PI denetleyiciler ile klasik DHRT sistemi uygulaması gerçekleştirilmiştir. Rüzgâr hızında %10 ölçüm hatası ve türbin parametrelerinde %10 değişim gerçekleştiği takdirde, klasik sisteme göre önerilen sistem ile % 14.63 daha fazla enerji elde edilmektedir. Arka arkaya bağlı dönüştürücünün tasarımı, akım gerilim ölçüm devrelerinin tasarımı, soğutucu sıcaklıkları, DC bara sıçrama gerilimleri ve şebeke güç faktörü değerleri proje önerisinde verilen başarı ölçütlerini sağlamaktadır. Bu çalışma 114E159 numaralı araştırma projesi kapsamında Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TUBİTAK) tarafından finansal olarak desteklenmiştir. Projeye finansal katkılarından dolayı TUBİTAK'a teşekkür ederiz.



Abstract

The aim of this project is to implement an analytical Maximum Power Tracking (MPT) based nonlinear and adaptive control of a Variable Speed Wind Turbine (VSWT) system without utilization of wind sensor and a priori knowledge of DHRT system parameters. When MPT based control of VSWT systems is the case, two important processes come into prominence. These are instantaneously determination and tracking of MPT point. It is necessary to use analytical methods to determine MGP point accurately, but measurement of wind speed and a priori knowledge of turbine and/or generator parameters are required in all of these methods. Analytical methods proposed in literature are Tip Speed Ratio (TSR), Optimal Torque Control (OTC) and Power Signal Feedback (PSF) based MPT methods. TSR requires a wind sensor and exact model knowledge of the turbine. OTC and PSF require torque constant of the generator and exact model knowledge of the turbine. Torque constant varies with time depending on magnetic saturation in the steady state, and depending on imperfect decoupling in the transient. Wind sensor produces an output from a single measurement point, thus the mean value of wind speed effecting on blades of the turbine cannot be measured. Therefore, MPT is (not accurately but) approximately done by these methods in application. Besides, it should not be ignored that wind sensors used in VSWT systems decrease reliability. Instantaneous tracking of MPT point requires a closed loop control. Linear approaches such as Proportional-Integral (PI) and linearization methods that system parameters are used in their designs constitute important drawbacks because of the reason mentioned above. With linear controllers, general control performance deteriorates and MPT point is tracked with a certain error. In control of nonlinear systems, the highest performance is achieved with nonlinear controllers. Consequently, an analytical MPT method based nonlinear and adaptive control of a VSWT system is carried out without utilization of wind sensor and a priori knowledge of VSWT system parameters except for the turbine inertia, in this project. The inertia does not vary with time depending operation conditions, so its use is not a drawback. In the project, wind turbine emulator is obtained by driving an Induction Machine (IM) with rotor field oriented vector control. As generator, Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) is used. In addition, a conventional VSWT system is implemented with TSR based MPT method and optimally designed PI controllers in order to compare the proposed system to the classical one. In case of a 10% error in wind speed measurement and a %10 perturbation in turbine parameters, %14.63 more energy is extracted by the proposed system compared to the classical one. Design of back to back converter, design of current and voltage measurement circuits, heatsink temperatures, DC link voltage spikes, and power factor at grid side meet the performance criterions given in the project proposal. This work has been financially supported by The Scientific and Technological Research Council of Turkey (**TUBITAK**) in the context of 114E159 numbered research project. We would like to thank **TUBITAK** for funding this project work.

1. GİRİŞ

Rüzgârdan elektrik enerjisi elde etmek için rüzgâr enerjisi dönüşüm sistemleri, kısaca rüzgâr türbinleri kullanılmaktadır. Bir yenilenebilir enerji kaynağı olarak rüzgâr enerjisinden elektrik üretimi, doğa dostu olma, yüksek seviyelerde elektrik enerjisi sağlama ve uzun ömürlü olma gibi önemli üstünlüklere sahiptir. Bu durum dünyada birçok ülkenin bu alanda büyük yatırımlar yapmasını sağlamıştır (Joselin Herbert vd., 2007).

Rüzgâr türbinleri Sabit Hızlı Rüzgâr Türbini (SHRT) ve DHRT olmak üzere iki şekilde imal edilirler. Bu yöntemler de denetim ve tasarım gibi parametreler açısından kendi içlerinde çeşitli sınıflara ayrılmaktadır. SHRT sistemlerinin çalışmasında pervane, dolayısıyla generatör hızı sabit tutulur. Bu bağlamda denetim karmaşık değildir fakat rüzgârdan alınan enerji hiçbir zaman maksimum seviyede olmaz. SHRT sistemlerinin DHRT sistemlerine göre üstünlükleri daha basit, ucuz ve az karmaşık olmasıdır. Bununla birlikte bir SHRT sisteminin kurulumu için çok iyi bir bölgesel rüzgâr rejimi analizi yapmak gereklidir. Rüzgâr rejiminin her farklı ortalama değeri için özel bir SHRT tasarımı iyi bir verim elde etmek için elzemdir ki bu durum da neredeyse mümkün değildir. Sonuç olarak SHRT sistemleri genellikle 8-12m/s rüzgâr hızları aralığında verimli çalışmak üzere üretilirler. Yukarıda da bahsedildiği gibi pervane hızının her zaman sabit tutulması gerekir, fakat rüzgâr hızının nadir de olsa ani değişimlerine karşı bu amacı gerçekleştirmek, pervane denetim sisteminin zaman sabitinin diğer bir deyişle ataletin yüksekliği nedeniyle mümkün olmamaktadır. Bu durumlarda anlık olarak şebeke ile frekans farklılaşması yaşanır. Özellikle büyük güçlü çok sayıda SHRT sisteminin oluşturduğu bir alt şebekenin ana şebekeye doğrudan bağlanması, yukarıdaki sebepten ötürü ana şebekede güç kalitesi problemlerine de neden olmaktadır. Ayrıca, rüzgâr rejiminin iyi olmadığı bölgelere SHRT sistemleri kurmak çok verimli enerji üretimi sağlayamamaktadır (Raina ve Malik, 1983; Natarajan vd., 1987; Novak vd., 1987).

DHRT sistemlerinin kurulumu ve tasarımı daha zor ve maliyetli, denetimi ise daha karmaşıktır. Fakat DHRT sistemleri ile rüzgârdan alınabilecek güç değerini, idealde maksimum, gerçekte ise maksimuma yakın seviyelerde tutmak mümkündür. Rüzgâr rejiminin iyi olmadığı bölgelerde veya rüzgâr hızının düşük olduğu belirli zaman aralıklarında, DHRT sistemleri SHRT sistemlerine göre çok daha verimli çalışmaktadır. Bir karşılaştırma yapmak gerekirse, DHRT sistemleri ile aynı koşullarda SHRT sistemlerine göre %38 daha fazla elektrik enerjisi elde etmek mümkündür (Mayosky ve Cancelo, 1999). Buradaki önemli olan nokta şudur, rüzgâr hızı düştükçe DHRT

sistemleri ile elde edilen elektrik enerjisi SHRT sistemlerine göre artmaktadır. Meteoroloji verilerine göre Türkiye 4-8 m/s genel, Sakarya civarı ise 5.5-6.5 m/s ortalama rüzgâr hızına sahiptir. Görüldüğü gibi ortalama hız düşüktür, dolayısıyla bu durum Sakarya civarında DHRT sistemleri ile önemli ölçüde daha fazla elektrik enerjisi üretilebileceğini göstermektedir (Mayosky ve Cancelo, 1999).

Rüzgâr türbinlerinin değişken hızlı denetiminde amaç rüzgârdan alınabilecek enerjiyi her zaman maksimum seviyede tutmaktır. Bu amaçla DHRT sistemlerinde generatör genelde arka arkaya bağlı bir adet güç elektroniği çeviricisi üzerinden şebekeye bağlanır. Generatör tarafındaki çevirici ile maksimum güç izleme, şebeke tarafındaki çevirici ile şebekeye güç aktarma ve DC barayı sabit bir değerde tutma amaçları yerine getirilmektedir. Bu tür bir şemada şebeke tarafı ve generatör tarafı birbirinden bağımsızdır, bu yüzden şebeke ile frekans farklılaşması yaşanmaz. Böylece rüzgâr türbinleri yüzünden ana şebekede frekans farklılaşması nedeniyle güç kalitesi (ve gerilim kararsızlığı) problemleri oluşmamış olur. DHRT sistemlerindeki en önemli iki amaç, MGİ noktasının anlık olarak saptanması ve izlenmesidir. DHRT sistemleri yüksek seviyede doğrusal olmayan karakteristiklere sahip olduğu için, MGİ noktasının saptanmasında analitik bir yöntem kullanılması ve MGİ noktasının izlenmesinde doğrusal olmayan bir yaklaşım tercih edilmesi performansı artırmaktadır. Bununla birlikte, DHRT sistemlerinde çok sayıda parametre ve dış bozucu belirsizliği bulunduğu için, MGİ algoritması ve denetleyici tasarımında ne kadar az parametre bilgisi kullanılırsa, performansta o kadar yüksek olmaktadır. Bu bağlamda performansı artırmak için araştırma geliştirme çalışmaları dünyanın birçok ülkesinde aktif biçimde devam etmektedir. Genel eğilim sabit hızlı rüzgâr türbinleri yerine yüksek performanslı DHRT sistemleri geliştirmek ve kullanıma sokmak yönündedir (Tan ve Islam, 2004).

Türbin parametrelerinin (pervane alanı ve hava yoğunluğu) kullanılmadığı ve rüzgâr hızının ölçülmediği bir DHRT sisteminin güvenilirliğinin ve performansının yüksek, sistem yükünün az olacağı ortadadır (Tong, 2010; Carlsson, 2010). Örneğin rüzgâr hızını ölçerek ve türbin parametrelerini kullanarak rüzgârda bulunan mevcut güç hesaplandığında ve bu değer DHRT sistemini kontrol eden denetleyici içinde kullanıldığında, şebekeye aktarılan gücün şebekeye verilebilecek maksimum güç olma ihtimali çok düşüktür. Çünkü parametrelerin değişimi ve rüzgâr hızının pervanenin tüm alanına aynı değerde etkimemesi sonucunda referans değerler yanlış hesaplanacaktır (Carlsson, 2010).

Rüzgâr pervanesinin dönüş hızı maksimum değeri geçtiğinde, bıçakların rüzgâra karşı eğimi değiştirilerek pervane hızı güvenli sınırlar içinde tutulur. Mekanik firen, elektrikli hız ayarlama ve firenleme sistemlerinde bir arıza oluşması durumuna karşı bir güvenlik elemanı olarak her zaman hazır, fakat genel çalışma durumlarında kullanılmaz. Rota motoru ile gövde rüzgârın estiği yöne döndürülür. 20 kW'a kadar güçlerde bu aktif sistem yerine rüzgârgülü mantığı kullanılır ve gövde pasif bir şekilde rüzgâr yönüne döndürülür. Redüktörün generatör tarafında yüksek hızlı mil, pervane tarafında düşük hızlı mil vardır. Büyük güçlü rüzgâr türbinlerinde pervane hızı maksimum 250-300 d/dak'yı geçmez. Bu yüzden bu düşük hız, generatörlerin verimli çalışabildiği yüksek hızlara redüktör yardımıyla çıkartılır. Düşük ölçekli rüzgâr türbinlerinde ise pervane hızı nispeten daha yüksektir. Bu özellik çoğu durumda redüktör ihtiyacını ortadan kaldırır. Denetleyici ise MGI algoritmasını yürütür yani değişken hızlı bir rüzgâr türbini çalışması sağlar (Johnson vd., 2006).

DHRT sistemlerinde, pervane bıçaklarının rüzgâr eğimi denetlenerek pervane hızının belirli bir değeri aşmaması sağlanır. Pervanelerinin rüzgâr eğiminin denetimi büyük ölçekli türbinlerde gerçekleştirilir, küçük ölçekli türbinler ise yüksek rüzgâr hızlarında pervanelerin hızı azalacak şekilde tasarlanır. Buna pasif "stall" denetimi denir, bu yöntemde rüzgârın hızı arttıkça pervane hızı da artar, fakat belirli bir değerden sonra pervane hızı azalmaya başlar. Böylece türbin rüzgârda bulunan aşırı güçten korunmuş olur. Genellikle 0-100 kW arası küçük, 100 kW-1 MW orta, 1 MW üstü türbinlerde büyük ölçekli olarak adlandırılmaktadır (Lanchester, 2009).

Büyük ölçekli türbinler genellikle pervanenin gövdenin önünde olacağı şekilde imal edilirler. Bu tasarıma "up-wind" tasarım denir. Küçük ölçekli türbinler de ise genellikle pervane gövdenin arkasına konulur. Bu tasarıma da "down-wind" tasarım denir. "Down-wind" tasarımda pervanenin güçlü rüzgârlarda geri bükülmesi bir sorun teşkil etmez, bu yüzden küçük güçlü türbinlerde yaygın olarak bu tasarım kullanılır. Böylece rota mekanizmasına duyulan ihtiyaç da ortadan kalkar. Fakat büyük güçlü türbinlerde "down-wind" tasarım verimli değildir, bu yüzden genellikle "up-wind" tasarım kullanılır (Tong, 2010; Carlsson, 2010; Johnson, 2006; Lanchester, 2009).

Redüktör bulunmayan rüzgâr türbinlerine doğrudan sürülen veya redüktörsüz rüzgâr türbinleri, redüktör bulunanlara ise redüktörlü rüzgâr türbinleri denilmektedir (Lanchester, 2006; Bang vd., 2008).

Doğrudan sürülen rüzgâr türbinleri, redüktörlü olanlara göre daha üstündür, çünkü bu tür türbinlerde gürültü düşük, arıza ve bakım onarım az, tasarım daha kolay ve verim daha yüksek

olmaktadır. Bu duruma paralel olarak, arıza ve bakım süreçlerinin oldukça azalması güvenilirliği önemli ölçüde artırmaktadır. Doğrudan sürülen rüzgâr türbinleri Sürekli Miknatıslı Senkron Generatör (SMSG)'lerden başka generatörler ile imal edilememektedir ve büyük güçlerde generatör hacminin aşırı büyümesi önemli bir problem oluşturmaktadır (Bang vd., 2008; Betz, 1920).

1.1. DHRT Sistemleri

Hız oranı rüzgâr hızına ve pervanenin yarıçapına bağlıdır. Aşağıdaki formülle değeri hesaplanmaktadır, birimsiz bir büyüklüktür.

$$\lambda = \frac{\omega_r R}{V_w} \quad (1.1)$$

Yukarıda ω_r pervanenin açısal hızı (rad/s)'dir. R ise pervanenin yarıçapı (m)'dir. Sabit bir rüzgâr hızı için biri çok büyük biri çok küçük iki farklı hız oranında bir rüzgâr türbinin çalıştığı kabul edilsin. Küçük hız oranında pervaneler yavaş dönecek ve rüzgârın büyük bir kısmı pervane alanından bıçaklar arasından serbest geçiş yapacaktır. Bu durumda rüzgârda bulunan gücün ilgili kısmı bu serbest geçişle kaybolacaktır. Yüksek hız oranında ise pervane hızlı dönecek ve pervane alanından geçen rüzgâra engel teşkil edecektir. Bu durumda pervane alanından geçen hava akımının kütlesi azalacak ve yine rüzgârdan alınan güç azalacaktır. Buradaki yorumdan her rüzgâr türbini için hız oranına ait optimum bir değer bulunduğu ortaya çıkmaktadır. Yani hız oranını optimum yapmak demek, her rüzgâr hızında pervaneyi farklı bir hızda döndürerek, rüzgârdan alınan mekanik gücü maksimum yapmak demektir. C_p birimsiz bir büyüklüktür, pervanenin mil gücünü rüzgârda bulunan güce bölmüdüğünde pervane güç katsayısı bulunmuş olur. Pervane güç katsayısının değerini hız oranı ve birtakım sabitler belirlemektedir, değeri ise aşağıdaki formüller aracılığı ile hesaplanmaktadır.

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (1.2)$$

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3\beta - c_4 \right) e^{\left(-\frac{c_5}{\lambda_i} \right)} + c_6\lambda \quad (1.3)$$

Buradaki sabitler, $C_1 = 0.5176$, $C_2 = 116$, $C_3 = 0.4$, $C_4 = 5$, $C_5 = 21$, $C_6 = 0.0068$ olarak verilmektedir. β ise pervanedeki bıçakların rüzgâr eğimidir. Küçük güçlü türbinlerde bu mekanizma bulunmadığı için $\beta=0$ alınır. Yukarıda görüldüğü gibi önce hız oranı hesaplanır, hız oranı ve β aracılığı ile λ_r ara değeri hesaplanır. Daha sonra katsayılar yerine konarak pervane güç katsayısı hesaplanır. Bu katsayı ile türbin giriş gücü P_{in} bulunur.

$$P_{in} = C_p P_w \Rightarrow P_{in} = \frac{1}{2} C_p \rho A V_w^3 \quad (1.4)$$

Burada ρ , havanın yoğunluğudur (kg/m^3) ve A pervanenin etkin daire alanıdır (m^2). Türbin giriş gücü türbinin elektromekanik denklemi (1.5) aracılığı ile de hesaplanabilmektedir.

$$P_{in} = \omega_r T_w \quad (1.5)$$

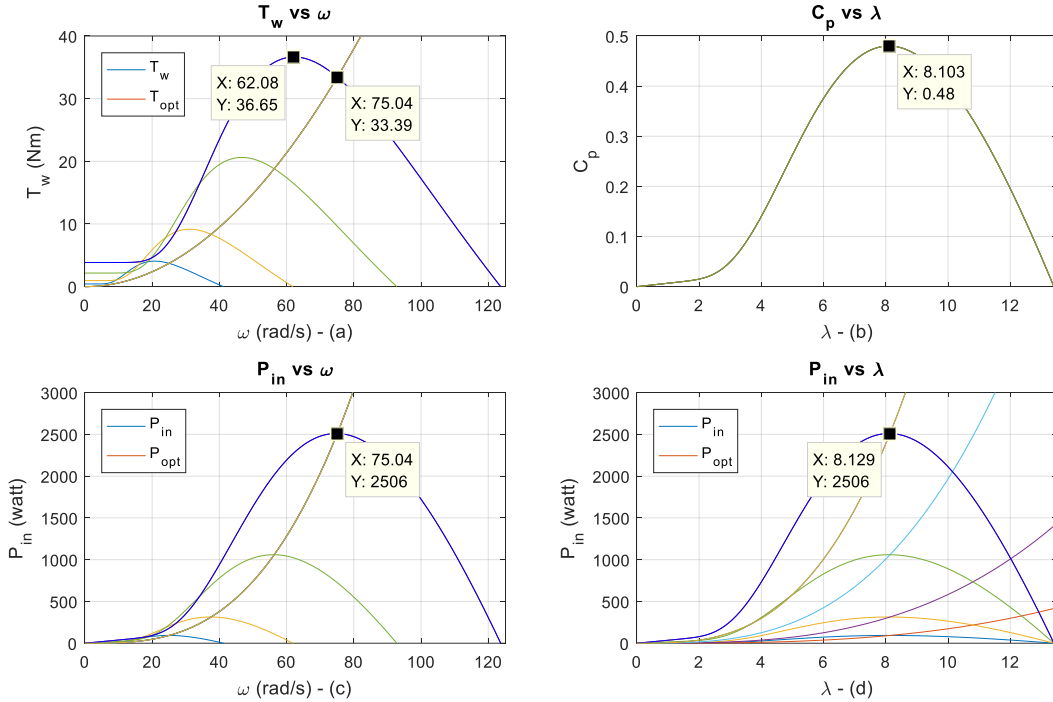
Yukarıdaki denklemde T_w , rüzgârdan kaynaklanan pervane milinde indüklenen momenttir. Eğer sistemde redüktör var ise, redüktörün her iki tarafı için hız-moment eşitlikleri kullanılarak miller arasında hız-moment dönüşümleri yapılabilir. Sonuç olarak pervane mil momentinin değişimi aşağıdaki gibi bulunur (Heier, 1998).

$$T_w = \frac{P_{in}}{\omega_r} = \frac{C_p P_w}{\omega_r} = \frac{1}{2} \rho A C_p V_w^2 \quad (1.6)$$

Formüllerden anlaşıldığı gibi, rüzgâr hızı arttıkça rüzgâr gücü ve dolayısıyla türbin giriş gücü artmaktadır. Türbin giriş gücünü belirleyen diğer parametre pervane güç katsayısıdır. Güç katsayısını ise hız oranı belirlemektedir. Hız oranı optimum değerinde tutulursa, Betz teoremine göre pervane güç katsayısının değeri de maksimum, yani en fazla 0.5926 olabilmektedir. Fakat gerçek uygulamalarda birçok ideal olmayan durumdan ötürü, genellikle 0.45 ile 0.55 arasında kalmaktadır (Lanchester, 2006; Bang vd., 2008; Betz, 1920). Güç katsayısı genelde en fazla 0.48 kabul edilir.

Şekil 1.1'de rüzgâr hızı ve generatör hızının değişimine karşı pervane güç katsayısının ve türbin giriş gücünün değişiminin grafikleri verilmektedir. Ayrıca hız oranının değişimine karşı pervane güç katsayısının değişimi ve türbin giriş gücünün değişimi de verilmektedir. Şekildeki rüzgâr türbini

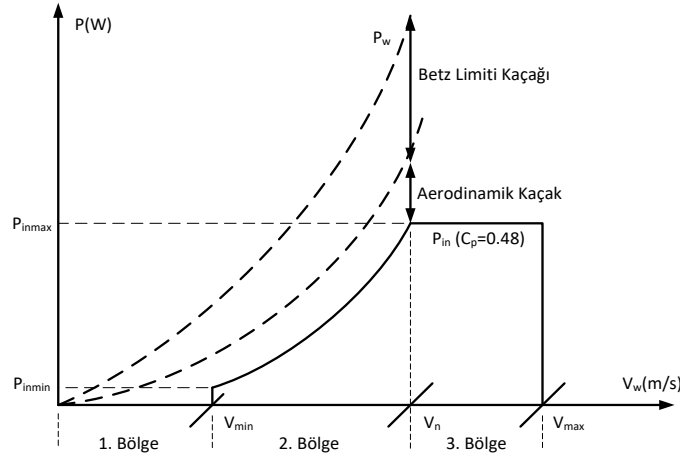
karakteristikleri; 3 bıçaklı, yatay eksenli, $R = 1.3 \text{ m}$, $\beta = 0$, $\rho = 1.14$, $P_{in} = 2.5 \text{ kW}$ 'lık bir türbin giriş gücü için elde edilmiştir.



Şekil 1.1. Rüzgâr türbini dinamiklerinin değişimi (a): $\omega_r - C_p$ (b): $\lambda - C_p$ (c): $\omega_r - P_{in}$ (d): $\lambda - P_{in}$

(b)'de hız oranına karşı pervane güç katsayısı çizdirilmiştir. Görüldüğü gibi hız oranının optimum değeri 8.1 olarak bulunmaktadır. (d)'de, hız oranının değişimine karşı farklı rüzgâr hızları için türbin giriş gücü çizdirilmiştir. (b)'de açıklandığı gibi, hız oranının optimum değerinde pervane güç katsayısı maksimum değerine ulaşmakta, bu durumda rüzgâr hızı ne olursa olsun türbin giriş gücünü o rüzgâr hızı için maksimum yapmaktadır (Heier, 1998). Şekil 1.1'de, 4, 6, 9 ve 12 m/s rüzgâr hızları için değişkenler çizdirilmiştir. (a)'da görüldüğü gibi, farklı rüzgâr hızları için pervanenin hızı (redüktör olmadığı için generatörün hızı da denilebilir) değiştirilerek pervane güç katsayısının değişimi elde edilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi, belirli bir rüzgâr hızı için pervane uygun bir değerde döndürülürse pervane güç katsayısı maksimum değerine ulaşmaktadır. Bu durum da türbin giriş gücünü maksimum yapmaktadır. Örnek olarak (c)'deki kırmızı eğri incelensin. Bu eğri için rüzgâr hızı 12 m/s'dir. Eğer generatör hızı 75 rad/s değerine ayarlanırsa hız oranı, pervane güç katsayısı ve türbin giriş gücü maksimum değerlerine ulaşmaktadır. Yani türbin giriş gücünü maksimum yapmak amacıyla her rüzgâr hızında pervane farklı bir hızla dönmelidir. Bu değişken hızı sağlamak için generatör tarafındaki güç elektroniği çeviricisi anahtarlanır.

Anahtarlamamanın temeli ise generatör denklemlerine ve seçilen denetim yöntemine dayanır. Şekil 1.2'de, DHRT sisteminin çalışma bölgeleri verilmektedir.



Şekil 1.2. DHRT sisteminin çalışma bölgeleri

Şekil 1.2'de görüldüğü gibi, her türbin için rüzgâr hızının bir minimum değeri vardır, bu hızın altında (1. Bölge) şebekeye güç aktarımı yapılmaz yani türbin kapatılır. Bu hız değerine tekâmül eden bir minimum türbin giriş gücü de mevcuttur. MGİ 2. bölgede gerçekleştirilir. Yani bu bölgede türbin giriş gücünün, aerodinamik kaçaklar ve kayıplar hariç olmak üzere geri kalan tamamını şebekeye aktarmak amaçlanmaktadır. 3. Bölgede ise rüzgârda bulunan mevcut güç değeri türbin girişine alınabilecek maksimum değer üstündedir. Dolayısıyla pervanenin hızı, bıçakların rüzgâr eğimi denetimi yapılarak veya rotor farklı yönlere döndürülerek maksimum değerinde sabit tutulur, böylece türbin giriş gücü de maksimum değerinde sabit tutulmuş olur. Bu bölgelerdeki çalışma mantığı bütün generatör çeşitleri için geçerlidir (Alnasir ve Kazerani, 2013; Khan vd., 2005; Bumby ve Martin, 2005).

1.2. Rüzgâr Türbinlerinde Kullanılan Generatörler

DHRT sistemlerinde en yaygın kullanılan generatörler, (uyartımlı) senkron makine, SMSM, asenkron makine ve rotoru sargılı asenkron makinedir. Bu generatörler arasında verimliliği en yüksek olan SMSM'dir. Bu generatörün 80-100 arasında kutup sayısına sahip olacak şekilde tasarlanmasıyla redüktör ihtiyacı ortadan kaldırılmaktadır. Bu durum SMSM'yi küçük ve orta ölçekli rüzgâr türbinlerinde en çok tercih edilen generatör haline getirmiştir. Fakat büyük ölçekli

rüzgâr türbinlerinde, boyut, ağırlık ve maliyet değerlerine nazaran yükselmektedir. Aşağıda bu generatörlerin karşılaştırılmasına ait bir çizelge verilmektedir (Alnasir ve Kazerani, 2013; Khan vd., 2005; Bumby ve Martin, 2005; Singh, 2004; Bansal vd., 2003; Khan ve Chatterjee, 1999; Ermis vd., 1992; Muller vd., 2002; Datta ve Ranganathan, 2002; Holdsworth vd., 2003; Grabic ve Katic, 2004).

Çizelge 1.1. DHRT sistemlerinde kullanılan generatörlerin karşılaştırılması

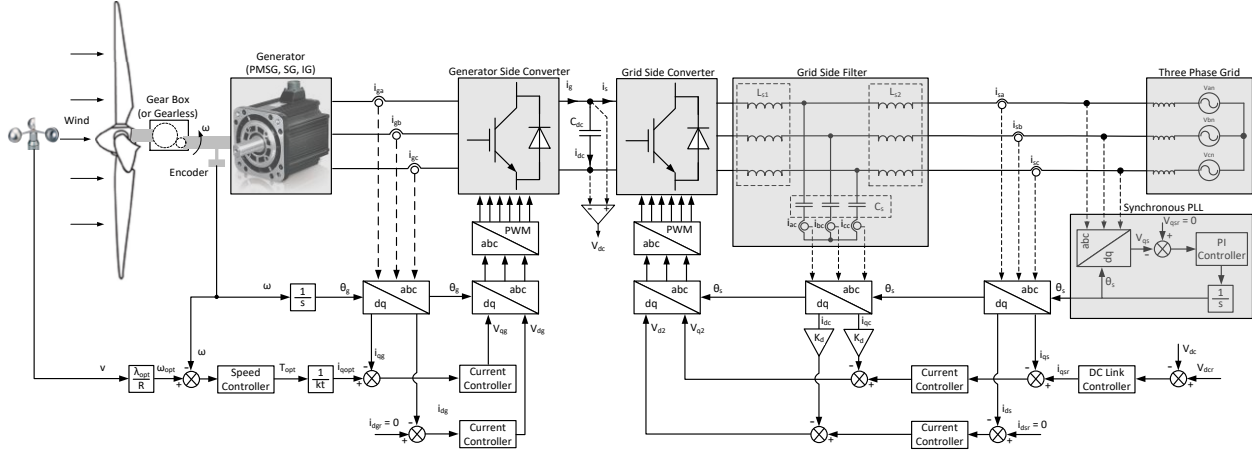
Generatör Türü	Üstünlükleri	Sakıncaları
(Uyartımlı) Senkron Makine	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Tüm hız aralığında çalışabilir. ✓ Redüktörsüz tasarlanabilir. 	<ul style="list-style-type: none"> × Uyarım denetimi vardır ve denetimi için güç elektroniği çeviricisi gerekir. × Tam ölçekli ana güç çeviricisi gerekir. × Fırçalı yapıya sahiptir.
Sürekli Mıknatıslı Senkron Makine	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Tüm hız aralığında çalışabilir. ✓ Redüktörsüz tasarlanabilir. ✓ En yüksek verime sahiptir. ✓ Fırçasız yapıya sahiptir. ✓ Uyarım denetimi yoktur. 	<ul style="list-style-type: none"> × Yüksek güçlerde maliyetli, hacimli ve büyüktür × Tam ölçekli ana güç çeviricisi gerekir. × Mıknatıslardan dolayı yaygın şekilde bilinen sakıncaları vardır.
Asenkron Makine	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Tüm hız aralığında çalışabilir. ✓ Fırçasız yapıya sahiptir. ✓ Uyarım denetimi yoktur. ✓ Az maliyetlidir. 	<ul style="list-style-type: none"> × Redüktör gereklidir. × Tam ölçekli ana güç çeviricisi gerekir. × Generatöre doğru reaktif güç akışı vardır.
Rotoru Sargılı Asenkron Makine	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Uyarım denetimi yoktur. ✓ Küçük ölçekli (genellikle 1/3 oranda) ana güç çeviricisi gerekir. 	<ul style="list-style-type: none"> × Redüktör gereklidir. × Fırçalı yapıya sahiptir. × Şebeke hatalarında generatörün ve güç elektroniği sistemlerinin zarar görmemesi için ek koruma bileşenleri (genellikle crowbar) gerektirir.

Yukarıdaki analizde görüldüğü küçük ve orta ölçekli türbinlerde SMSM büyük avantaj sağlamaktadır. Bütün bunlar göz önüne alındığında, 2.5 – 5 kW arasında bir generatör seçimi için en uygun aday SMSM'dir.

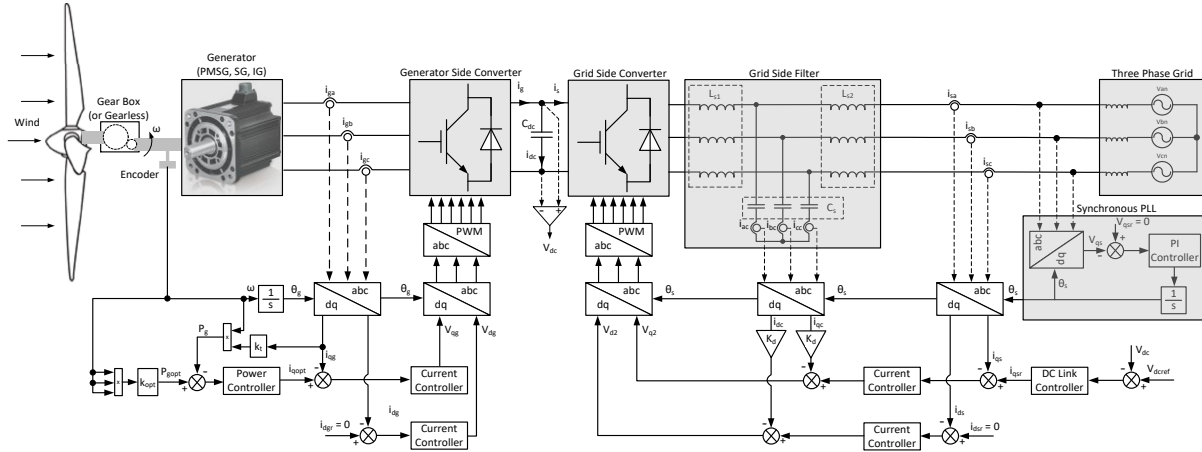
1.3. Klasik DHRT Sistemleri

Klasik DHRT sistemlerinde yaygın olarak üç farklı MGI algoritması kullanılmaktadır. Bunlar zaman içerisinde literatürde önerilmiş olan Kanat Ucu Hız Oranı (KUHO), Güç Sinyali Geri Besleme

(GSG) ve Optimum Moment Denetimi (OMD) tabanlı şemalardır. En düzgün ve salınımsız denetim cevabı, yani düzgün ve en az salınımlı güç üretimi KUHO ile elde edilmektedir. Şekil 1.3'de KUHO, Şekil 1.4'de GSG ve Şekil 1.5'te OMD şemaları arka arkaya bağlı güç elektroniği çeviricileri ve LCL şebeke filtresi için verilmiştir.

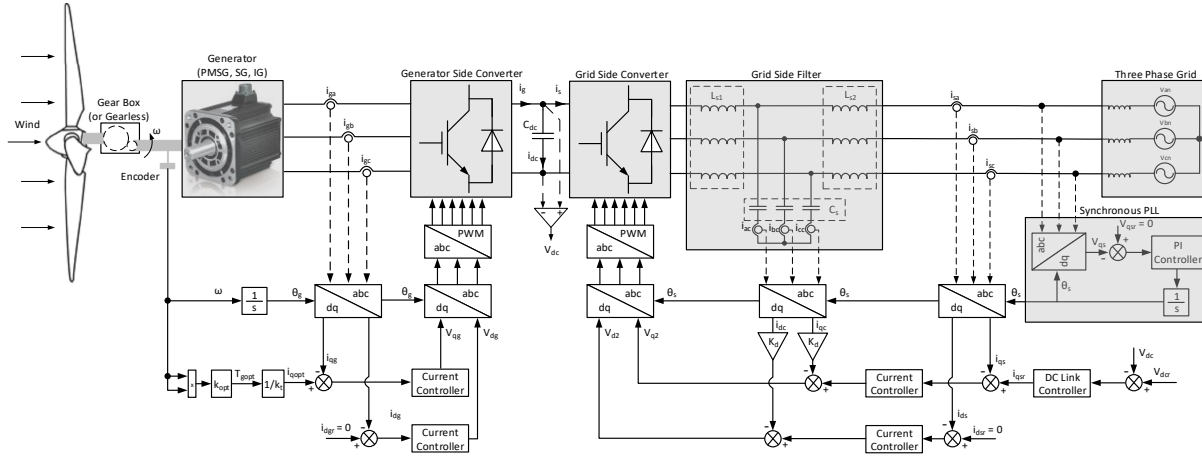


Şekil 1.3. KUHO tabanlı DHRT sistemi



Şekil 1.4. GSG tabanlı DHRT sistemi

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



Şekil 1.5. OMD tabanlı DHRT sistemi

Literatürde önerilmiş olan bir diğer yöntem ise Saptır-Gözle (SG) yöntemidir, bu yöntem özellikle güneş panellerinde MGİ yapmak için çok uygundur.

SG yöntemi rüzgâr türbinlerinde kullanıldığında generatörden alınan güç değerinde hıza göre değişim (gradient, $dP/d\omega$) bilgisinin değerlendirilmesi gerekir. Rüzgâr türbinlerinde güç bilgisi, güneş panellerinden elde edilen güç sinyaline göre aşırı gürültülüdür. Bu yüzden güç ölçümünün filtrelenmesi gerekir, bu durum ise SG yönteminin performansını oldukça düşürür. Ayrıca, filtrelemede kullanılan (alçak geçiren) filtrenin kesim frekansı doğru ayarlanmazsa, kapalı çevrim denetim sisteminin kararsızlığa düşme tehlikesi vardır.

SG yöntemi türbin eylemsizlik momentinde depolanan enerjiyi dikkate almadığı için de performansı düşük olmaktadır.

Yukarıdakilere ek olarak, türbin momentinin aşırı sınımlı olmaması istenir, MGİ yöntemlerinin bu açıdan da değerlendirilmesi önemlidir. Sonuç olarak, her MGİ yönteminin kendine göre üstünlükleri ve sakıncaları vardır.

Bu proje çalışmasında önerilen MGİ algoritması tabanlı doğrusal olmayan denetimli DHRT sistemi, en yaygın kullanılan yöntemlerden biri olan KUHO yöntemi tabanlı, PI-ayırıştırma denetimli DHRT sistemi ile karşılaştırılmaktadır.

Çizelge 1.2. DHRT sistemlerinde kullanılan klasik MGİ yöntemlerinin karşılaştırılması

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

GSG yöntemi için literatürde önerilmiş arama tablosu (look-up table) temelli yaklaşımlarda vardır. Bu tür ve benzeri yaklaşımlar analitik değil nümerik çözümlerdir, bu yüzden proje kapsamı dışında kalmaktadır. Özetle yukarıda verilen MGİ yöntemlerinin türevleri de literatürde mevcuttur, fakat en çok kullanılan yöntemler bunlardır.

2. KLASİK DHRT SİSTEMLERİNİN TASARIMI VE DENETİMİ

Aşağıda projede kullanılan DHRT sistemi parametre ve değerleri verilmektedir.

Çizelge 2.1. Güç elektroniği sistemi parametre ve değerleri

Bileşen	Simgesi	Değeri
dv/dt filtresi	L_d	2.3 mH
Şebeke hat filtresi	L_s	4.3 mH
Ortak durum akımı filtresi	L_c	15 mH
DC bara kondansatörü	C_{dc}	3400 uF, 900 V
Generatör tarafı şebeke	V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Faz-Nötr 110 V, 50 Hz
Motor tarafı şebeke	V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Faz-Nötr 220 V, 50 Hz
DC bara gerilimi	V_{dc}	400 V (generatör-şebeke), 540 V (motor)
IGBT Sürücü	SEMIKRON	Skyper 32 PRO R
IGBT Modül	SEMIKRON	SKM150GB12T4
Akım ve gerilim sensörleri	LEM	LA55-P, LV25-P
Diyot modül	SEMIKRON	SKKD100/12
ASM evircisinin soğutucusu	--	0.12 K/W, 145 m ³ /h
Şeb-Gen. evircilerinin soğutucusu	--	0.089 K/W, 140 m ³ /h
Enkoder	AUTONICS	3600 pals, line driver

Çizelge 2.2. Rüzgâr türbini parametre ve değerleri

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

Çizelge 2.3. Asenkron tahrik motoru parametreleri ve etiket değerleri

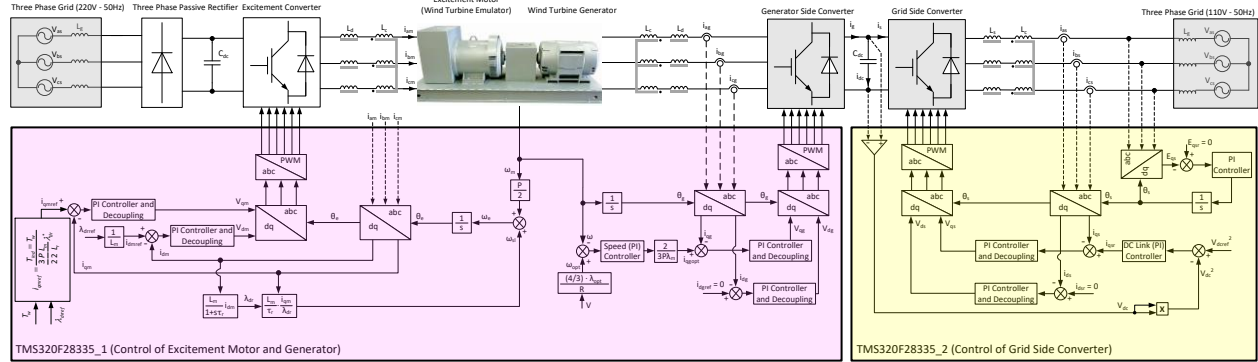
Bileşen	Simgesi	Değeri
Rotor direnci	R_r	3 Ω
Stator direnci	R_s	2.355 Ω
Rotor kaçak endüktansı	L_{rr}	0.0162 H
Stator kaçak endüktansı	L_{ss}	0.0162 H
Mıknatıslama endüktansı	L_m	0.4286 H
Etiket değerleri	ASM	5.5 kW, 4 tek kutup, 50 Hz, Δ -400 V-11 A, 1455rpm, 36 Nm
ASM rotor akı referansı	λ_{dref}	1.635 Wb (anma), 1.0715 Wb (alan yayıflatma)
Rotor eylemsizlik momenti	J	0.026 kgm ²

Moment sabiti	k_t	3.09 A _{peak} /Nm
Referans d eksenı akımı	i_{dmref}	2.5 A

Çizelge 2.4. SMSM parametre ve etiket değerleri

Bileşen	Simgesi	Değeri
Stator bir faz direnci	R_s	0.25 Ω
Stator bir faz endüktansı	L_s	0.0017 – 0.0032 H ($L_{dq} = 3.2$ mH, $L_{dg} = 1.7$ mH)
Rotor mıknatıslama akısı	λ_m	0.21 Wb
Etiket değerleri	SMSM	5 kW, 4 kutup çifti, 400 V, 15 A, 2000 d/dk, 24 Nm (ESTUN EMG50DPA22)
Rotor eylemsizlik momenti	J	0.00657 kgm ²
Moment sabiti	k_t	1.2

Çizelge 2.3'te verilen parametreler, motora boşta çalışma kilitle rotor deneyleri uygulanarak bulunmuştur. Kilitli rotor deneyi tam yükte, boşta çalışma deneyi vektör denetimde seçilen referans rotor akısına uyumlu olacak gerilim değerinde yapılmıştır. Klasik DHRT denetim sistemi içinde MGİ yöntemi olarak en yaygın kullanılan şemalardan biri olan KUHO ele alınmıştır. Çünkü bu yöntem türbin parametrelerine bağlı olmakla birlikte, generatör parametrelerine bağlı değildir ve generatörde var olan hız-moment bilgisindeki gürültüden etkilenmez. Deneysel çalışmalarda esas alınan klasik sistem yukarıda ifade edildiği gibi Şekil 2.1'de verilmektedir.

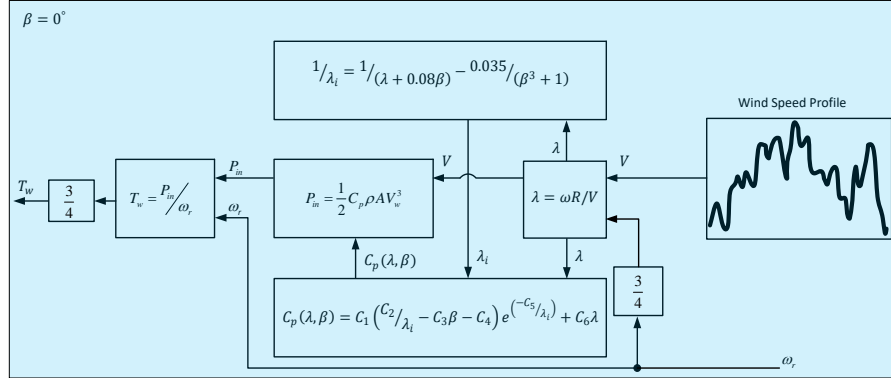


Şekil 2.1. Klasik DHRT Sistemi

2.1. Rüzgâr Türbini Fiziksel Emülatörü

Şekil 2.2'de rüzgâr türbini fiziksel emülatörünün şeması verilmektedir. Motor ile türbin arasında 100/75 dönüşüm vardır. Yani hesaplanan türbin momentini motora üretilmeden önce 1.3333'e bölünür. Aynı şekilde, generatöre verilen referans hız değeri olan optimum hız ve türbine geri

beslenen hız değerleri de 1.3333'e bölünür. Böylece motor 100 rad/s hız ve 25 Nm moment değerlerinde optimum olarak 2.5 kW enerji üretebilmektedir.



Şekil 2.2. Fiziksel rüzgâr türbini emülatörünün denetim şeması

Ayrıca, Şekil 1.1'de görüldüğü gibi motorun türbin maksimum momentini de üretebilmesi gerekmektedir, bu değerde 36.65 Nm'nin 1.3333'e bölünmesiyle 27.4875 Nm olarak bulunur.

2.1.1. Üç Fazlı Asenkron Motorun Rotor Alanı Yönlendirmeli Vektör Denetimi

Rotor alanı yönlendirmeli vektör denetimde, motorun rotor toplam akısı d eksenine, stator toplam akısı da q eksenine yerleştirilir ve birbirinden bağımsız şekilde denetlenir. İki manyetik akı arasında 90° olduğundan amper başına maksimum moment üretimi sağlanır. Yapılan işlemler vektör düzeyinde olduğu için yöntem vektör denetim olarak isimlendirilir. Aşağıda üç fazlı asenkron motorun d-q tabanlı durum denklemleri verilmektedir. Görüldüğü gibi ASM'un beş tane durum değişkeni ve dolayısıyla beş tane durum denklemi vardır.

$$\begin{aligned}
 1 - V_{qm} &= \dot{\lambda}_{qm} + R_s i_{qm} + \omega_e \lambda_{dm} \\
 2 - V_{dm} &= \dot{\lambda}_{dm} + R_s i_{dm} - \omega_e \lambda_{qm} \\
 3 - V_{qr} &= \dot{\lambda}_{qr} + R_r i_{qr} + \omega_{sl} \lambda_{dr} \\
 4 - V_{dr} &= \dot{\lambda}_{dr} + R_r i_{dr} - \omega_{sl} \lambda_{qr} \\
 5 - \dot{\omega}_r &= (1/J)(T_{ind} - B\omega_r - T_L)
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

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

Burada yer alan akıların formülleri ise aşağıda yer almaktadır.

$$\begin{aligned}
 1 - \lambda_{qm} &= L_s i_{qm} + L_m i_{qr} \\
 2 - \lambda_{dm} &= L_s i_{dm} + L_m i_{dr} \\
 3 - \lambda_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qm} \\
 4 - \lambda_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{dm}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

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

Denklem (2.1) endüktanslar cinsinden aşağıdaki gibi yazılır.

$$\begin{aligned}
 1 - V_{qm} &= R_s i_{qm} + \omega_e \lambda_{dm} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{qm} + L_m \frac{d}{dt} (i_{qm} + i_{qr}) \\
 2 - V_{dm} &= R_s i_{dm} - \omega_e \lambda_{qm} + L_{ls} \frac{d}{dt} i_{dm} + L_m \frac{d}{dt} (i_{dm} + i_{dr}) \\
 3 - V_{qr} &= R_s i_{qr} + \omega_{sl} \lambda_{dr} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{qr} + L_m \frac{d}{dt} (i_{qm} + i_{qr}) \\
 &= 0 \\
 4 - V_{dr} &= R_r i_{dr} - \omega_{sl} \lambda_{qr} + L_{lr} \frac{d}{dt} i_{dr} + L_m \frac{d}{dt} (i_{dm} + i_{dr}) \\
 &= 0 \\
 5 - \dot{\omega}_r &= (1/J)(T_{ind} - B\omega_r - T_L)
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

$$\begin{aligned}
 T_{ind} &= \frac{3PL_m^2}{2L_r} i_{dm} i_{qm} \\
 \lim_{t \rightarrow \infty} (i_{dm} \rightarrow i_{dmref}), T_{ind} &= k_t i_{qm}
 \end{aligned}$$

Dolaylı alan yönlendirmeli (vektör) denetimde durumda, $\lambda_{qr} = d\lambda_{qr}/dt = 0$ 'dır. Ayrıca makinenin doğası gereği $V_{qr} = V_{dr} = 0$ 'dır. Makinenin kararlı durum çalışmasında ise $d\lambda_{dr}/dt = i_{dr} = 0$ 'dır. Burada, rotor gerilimlerinin sıfır olduğu açıktır, ayrıca vektör denetim gereği sadece rotor d ekseninde bir akı oluşturulduğu için rotor q eksenindeki akı ve dolayısıyla bu akının türevi sıfıra eşittir. Kararlı durum çalışmasında ise, tüm denklemlerdeki tüm türevler sıfıra eşittir. (2.1)'den 3. denklem bu durumu dikkate alarak yeniden düzenlendiğinde aşağıdaki gibi kayma bulunur.

$$\omega_{sl} = -\frac{R_r i_{qr}}{\lambda_{dr}} \tag{2.4}$$

(2.2)'den 3. denklem yukarıdaki durum dikkate alınarak aşağıdaki gibi tekrar yazılır.

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qm} \quad (2.5)$$

Denklem (2.5), (2.4)'te yerine koyulduğunda (2.6) elde edilmektedir.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{L_m}{\lambda_{dr}} i_{qm} \quad (2.6)$$

(2.6)'da $\tau_r = L_r / R_r$, rotor zaman sabitidir. Sonuç olarak kayma (2.7)'deki gibi bulunur.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r \lambda_{dr}} i_{qm} \quad (2.7)$$

d-q dönüşümlerinde kullanılacak olan açı kayma ve rotor açısının toplamı olarak aşağıdaki gibi bulunur.

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (P\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (2.8)$$

Denklem (2.1)'de 4. denklemde vektör denetim gerçekleri kullanılarak aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$0 = \dot{\lambda}_{dr} + R_r i_{dr} \quad (2.9)$$

Denklem (2.2)'nin 4. denkleminde, (2.9)'dan çekilen i_{dr} yerine yazıldığında aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\lambda_{dr} = L_m i_{dm} - \frac{L_r}{R_r} \dot{\lambda}_{dr} \quad (2.10)$$

(2.10) yeniden düzenlendiğinde (2.11) elde edilir. Bu denklemin hem geçici durum hem de kalıcı durum çalışmasını kapsamaması gerekmektedir, bu yüzden kalıcı durum gerçekleri dikkate alınmamıştır.

$$\lambda_{dr} = \left[\frac{1}{1 + s\tau_r} \right] (L_m)(i_{dm}) \quad (2.11)$$

(2.11)'deki transfer fonksiyonu 1.dereceden bir alçak geçiren filtredir. Aşağıdaki denklemler ile rotor alanı yönlendirmeli denetim yapılmaktadır. Bu denetim şekli motor parametrelerine, özellikle rotor zaman sabitine çok duyarlıdır.

$$\begin{aligned} 1 - T_{ind} &= k_t i_{qm} \\ 2 - \lambda_{dr} &= \left[\frac{1}{1 + s\tau_r} \right] (L_m)(i_{dm}) \\ 3 - \omega_{sl} &= \left(\frac{L_m}{\tau_r} \right) \left(\frac{i_{qm}}{\lambda_{dr}} \right) \end{aligned} \quad (2.12)$$

Şekil 2.1'de rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim şeması verilmektedir. Bu şemada rüzgâr türbini fiziksel emülatörü yapıldığı için hız döngüsü açık durumdadır. Yani hız bağımlı moment denetimi yapılmaktadır.

2.1.2. Hız Döngüsü için PI Denetleyici Tasarımı

Yerleşme zamanı hız döngüsü için motorun eylemsizlik momentinden kaynaklanan açık çevrim doğal yerleşme zamanı ile uyumlu olacak şekilde 0.1 s seçilmiştir. Bu yerleşme zamanı geçici durumlarda PI çıkışının doyuma girmesine neden olmayacak şekilde seçilmelidir.

$$TF_{ol}(s) = \left[\frac{K_{ptom}s + K_{iom}}{s} \right] \cdot [k_t] \cdot \left[\frac{1}{Js} \right] \quad (2.13)$$

Hız döngüsünde ileri yol transfer fonksiyonu (2.13)'teki gibidir. Hız döngüsü, akım döngüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonu 1.0 alınarak kapatıldığında, yani tek bloğa indirildiğinde aşağıdaki kapalı çevrim transfer fonksiyonu elde edilir (Seung-Ki, 2011 ve Mohan, 2014).

$$TF_{cl}(s) = \frac{\frac{K_{pom} \cdot k_t}{J} s + \frac{K_{iom} \cdot k_t}{J}}{s^2 + \frac{K_{pom} \cdot k_t}{J} s + \frac{K_{iom} \cdot k_t}{J}} \quad (2.14)$$

Sırada K_{pom} ve K_{iom} kazançlarının belirlenmesi vardır. Kazançlar (2.15)'deki gibi seçildiğinde Şekil 2.3'deki adım cevabı elde edilir. Şekilde görüldüğü gibi yerleşme zamanı yaklaşık olarak 0.1 s olmaktadır. Ayrıca cevapta aşma bulunmamaktadır.

Burada seçilen yerleşme zamanı, çok yaklaşık olarak motorun doğal kapalı çevrim hız döngüsü yerleşme zamanına eşittir. Bu yüzden hız PI denetleyicisinin çıkışındaki doyum geçici durumlarda devreye girmemektedir fakat aynı zamanda motor geçici durumlarda etiket akımına çok yakın bir akım çekerek maksimum ivmeyle hızlanmaktadır. Bütün hız PI denetleyicilerinin çıkışında bulunan doyum fonksiyonu sadece güvenlik amaçlıdır. Ayrıca, PI denetleyicilerdeki integral alıcı da doyumlu olmalıdır. Herhangi bir makinenin denetiminde, hız döngüsü PI denetleyicisinin çıkışı doyumda çalışacak şekilde tasarlanırsa, PI denetleyici kazançları olması gerekenden daha büyük, yani optimal değerlerinden daha yüksek seçilmiş demektir. Bu durumun iki önemli sakıncası vardır.

- Kalıcı durumda motor akımlarında ve dolayısıyla üretilen momentteki çatırdama artar, moment çatırdaması özellikle rulmanlar açısından elektrik makineleri için çok zararlıdır.
- Her farklı hız referansı için makinenin hız cevabı farklı şekillerde oluşur, yani her farklı hız referansında makine farklı bir yerleşme zamanına sahip olur.

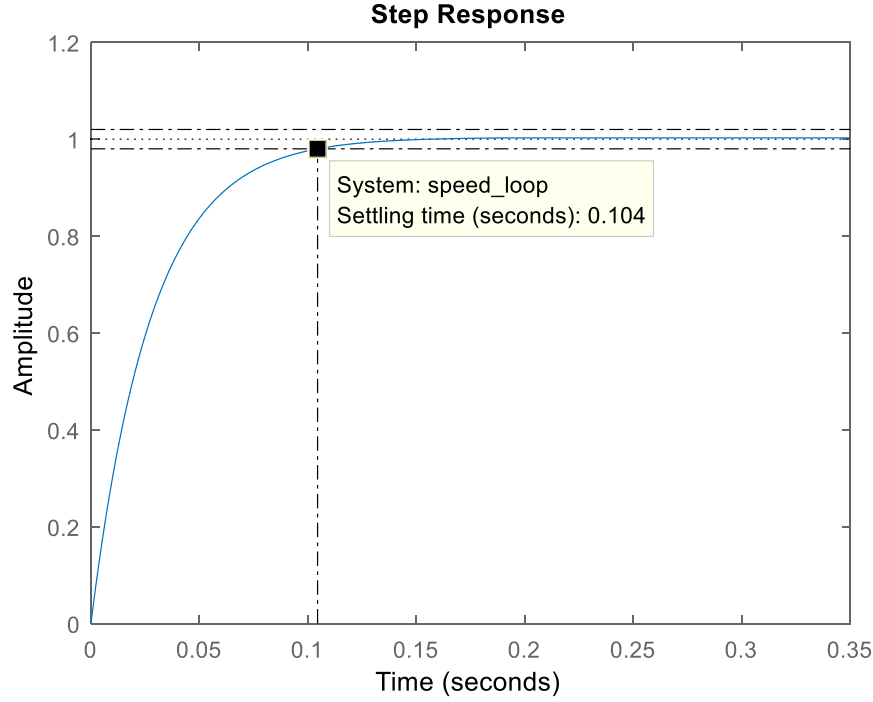
Buradaki tasarımda ise makinenin hız cevabı her farklı hız referansı için aynı davranışı sergilemektedir. PI çıkışında doyum vardır fakat bu doyum öngörülemez aşırı yüklenme ve rotor kilitlenmesi gibi durumlarda makineyi aşırı akımdan korumaktadır (Seung-Ki, 2011 ve Mohan, 2014).

$$\underbrace{K_{pom} = 0.38}_{i_{qmref} = PI_{out}} \quad \& \quad \underbrace{K_{pom} = 0.38k_t}_{i_{qmref} = PI_{out}/k_t} \quad (2.15)$$

(2.16)'da kapalı çevrim transfer fonksiyonunun son hali verilmektedir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{36.02s + 4.739}{s^2 + 36.02s + 4.739} \quad (2.16)$$

Hız döngüsü rüzgâr türbini fiziksel emulatöründe açık durumdadır, fakat bütünlüğü bozmamak için burada kapalı çevrim hız denetimi çalışmalara dâhil edilmiş, deneysel çalışma kısmında sonuçları da verilmiştir.



Şekil 2.3. ASM'nin kapalı çevrim hız döngüsü adım cevabı

2.1.3. Akım Döngüleri için PI Denetleyici Tasarımları

İlk olarak birimsiz bir büyüklük olan kaçak katsayısı aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.17)$$

(2.2)'de 4. denklemden çekilen i_{dr} , (2.2)'nin 2. denkleminde yerine yazılır ve (2.18) elde edilir.

$$\lambda_{dm} = L_s i_{dm} + L_m \left(\frac{\lambda_{dr} - L_m i_{dm}}{L_r} \right) \quad (2.18)$$

Bu denklem düzenlendiğinde, d eksen rotor akısı ve d eksen stator akımı cinsinden, d eksen stator akısı aşağıdaki gibi bulunmuş olur.

$$\lambda_{dm} = \sigma L_s i_{dm} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} \quad (2.19)$$

Denklem (2.5), (2.2)'nin ilk denkleminde yerine yazılır ve aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\lambda_{qm} = \sigma L_s i_{qm} \quad (2.20)$$

(2.19) ve (2.20), (2.2)'de 1. ve 2. denklemlerde yerine yazıldığında stator gerilim denklemleri d-q eksenlerinde aşağıdaki gibi elde edilir (Mohan, 2014).

$$\begin{aligned} 1 - V_{qm} &= \underbrace{R_s i_{qm} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qm}}_{V_{qm,PI}} + \underbrace{\left(\omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} + \omega_e \sigma L_s i_{dm} \right)}_{V_{qm,coupling}} \\ 2 - V_{dm} &= \underbrace{R_s i_{dm} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{dm}}_{V_{dm,PI}} + \underbrace{\left(\frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \lambda_{dr} - \omega_e \sigma L_s i_{qm} \right)}_{V_{dm,coupling}} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Bu denklemlerde PI denetleyiciler $V_{qm,PI}$ ve $V_{dm,PI}$ ileri yol transfer fonksiyonlarını denetler. $V_{qm,coupling}$ ve $V_{dm,coupling}$ terimleri ise ilgili PI çıkışları ile doğrudan toplanır, bu terimler çapraz geçiş bileşenlerini yok eder. PI denetleyicilerin denetlediği ileri yol transfer fonksiyonu aşağıda verilmektedir.

$$TF_{ol}(s) = \left[\frac{K_{pm}s + K_{im}}{s} \right] \cdot \left[\frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \right] \cdot [k_{inv}] \cdot [k_{pwm}] \quad (2.22)$$

Burada evirici kazancı olan k_{pwm} , k_{inv} kazancı ile sadeleştirilir. Yani k_{inv} , $1/k_{pwm}$ 'e eşit seçilir. PI denetleyiciler d-q eksenlerinde eşdeğerdir ve aynı kazançlara sahiptir. Kapalı çevrim hız döngüsünün yerleşme zamanı yaklaşık olarak 0.1 s'dir, kapalı çevrim akım döngülerinin yerleşme zamanı bu değer 10'da 1'i olarak 0.01 s seçilmiştir. Bu değeri elde etmek için kazançlar (2.23)'deki gibi seçilmelidir. Burada motora bağlı olan dv/dt filtresinin empedans değeri motor empedansına göre çok küçük olduğu için ihmal edilmiştir.

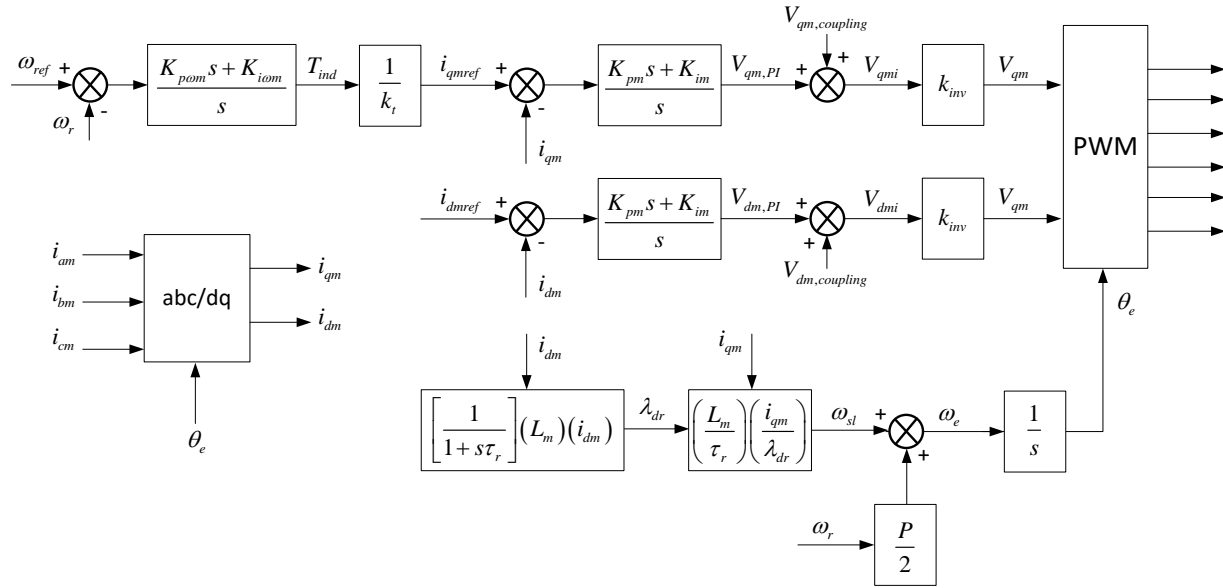
$$K_{pm} = 500\sigma L_s = 500 \cdot \left(1 - \frac{0.4286^2}{0.4448^2}\right) \cdot 0.4448 = 15.9 \quad (2.23)$$

$$K_{im} = 500R_s = 500 \cdot 2.355 = 1177.5$$

(2.23)'de seçilen kazançların, akım döngülerinin açık çevrim (doğal) yerleşme zamanı ile uyumlu olması gereklidir. Buradaki önemli nokta doğal yerleşme zamanından daha küçük bir yerleşme zamanının denetim tasarımında seçilmemesi gerekliliğidir. Bu durum hız döngüsü için de geçerlidir. Aksi takdirde denetim amaçlarını yerine getirmek için gereken denetim çabası (control effort) artar. Özetle denetlenen sistemin doğal hızına uygun kazanç değerlerinin seçilmesi gereklidir. Akım döngüleri için kapalı çevrim transfer fonksiyonu (2.24)'deki gibi elde edilir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{500}{s + 500} \quad (2.24)$$

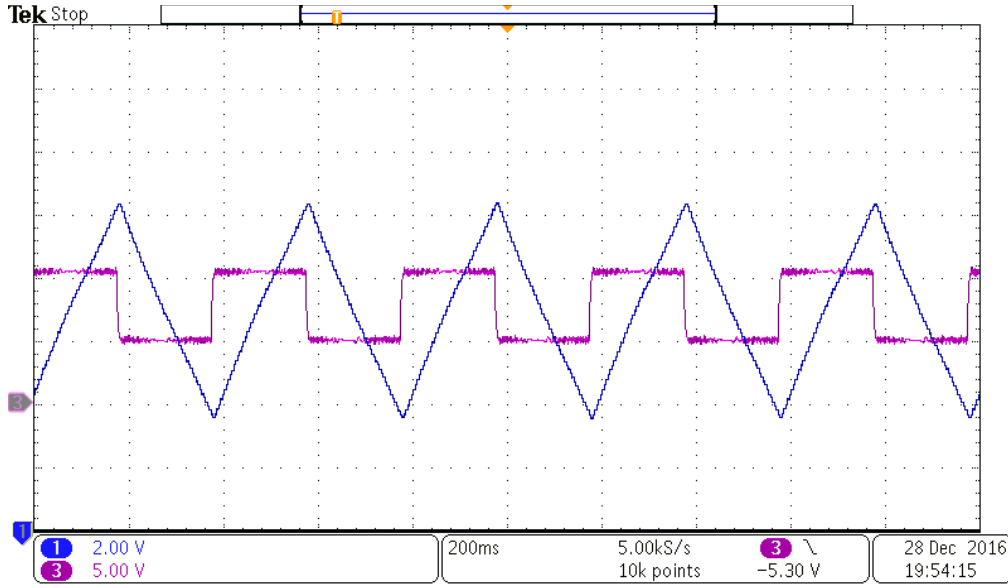
(2.24)'deki sistem 1. dereceden bir sistemdir ve aşması yoktur, görüldüğü gibi kapalı çevrim akım döngülerinin yerleşme zamanı 0.01 s'dir.



Şekil 2.4. ASM'un rotor alanı yönlendirmeli vektör denetimi

ASM'un rotor alanı yönlendirmeli kapalı çevrim denetimi Şekil 2.4'te verilmektedir. PWM yöntemi olarak uzay vektör PWM yöntemi yerine, d-q eksen tabanlı 3. harmonik katkılı sinüzoidal PWM

kullanılmıştır. Bu yöntem uzay vektör PWM ile hemen hemen aynı harmonik performansa ve DC bara gerilim kullanımına sahip olmakla birlikte daha basittir. Sürücüde hız denetleyici çıkışına türbin maksimum momenti, 27.5 Nm değeri doyum olarak girilmiştir. Böylece üç fazlı akımlar etiket değerini geçici ve kalıcı durumlarda, herhangi bir hata durumunda çok fazla aşmamaktadır. PWM'de maksimum doluluk oranı 3750'dir. k_{pwm} kazancının değeri 311/3750, k_i 'nin değeri 3.09'dur.



Şekil 2.5. Rotor zaman sabitinin doğru değerinin saptanması ($\tau_r = 0.36$ s)

Faz akımları ile aşağıda yazılan denklem motorun, 2.5 A d eksenli akımı ile ne kadar moment üretebileceğini göstermektedir. Bu moment değeri, türbin maksimum momenti olan 27.4875 Nm'yi tam karşılamamaktadır, yani motor moment üretimi, çalışma şartlarına göre eğer gerekli olursa küçük bir oranda etiket değerinin üstüne çıkmaktadır. Bu tür uyumsuzluklar genel amaçlı motor-generatör çifti kullanıldığında kaçınılmazdır. Özel üretim makineler çok pahalı olduğu için tercih edilmemiştir.

$$T_{ind} = \frac{3}{2} \frac{P}{L_r} \frac{L_m^2}{L_r} \cdot 2.5 \cdot 8.62 = 26.7 Nm \quad (2.25)$$

(2.26)'da ise 26.7 Nm moment ve 2000 d/dak rotor hızı için DC bara gerilim ihtiyacı bulunmaktadır. dv/dt filtresinde yaklaşık olarak 10 V düşmektedir. Ayrıca IGBT, filtre ve kablo-kontak gerilim

düşümleri ile beraber ihtiyaç duyulan maksimum DC bara gerilimi 498.23 V'tan yaklaşık olarak 520 V'a artmaktadır. Deneysel çalışmada DC bara gerilimi 540 V olduğu için DC bara gerilim fazlası mevcuttur. Böylece sınır değerlerde çalışmaya gerek kalmamıştır.

$$\begin{aligned}
 V_{qm} &= R_s \cdot i_{qm} + \omega_s \lambda_{dr} \frac{L_m}{L_r} + \omega_s \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{dm} \\
 V_{qm} &= 2.355 \cdot 8.62 + 418.879 \cdot 1.0715 \cdot \left(\frac{0.4286}{0.4448} \right) + 418.879 \cdot 0.0317 \cdot 2.5 = 484.16V \\
 V_{dm} &= R_s \cdot i_{dm} - \omega_s \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qm} = 2.355 \cdot 2.5 - 418.879 \cdot 0.0317 \cdot 8.62 = -108.97V \\
 V_{LLmax\ rms} &= \frac{\sqrt{V_{qm}^2 + V_{dm}^2}}{\sqrt{2}} = 352.25V \\
 V_{dc\ max} &= \frac{V_{LLmax\ rms}}{0.707} = 498.23V \approx 520V
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

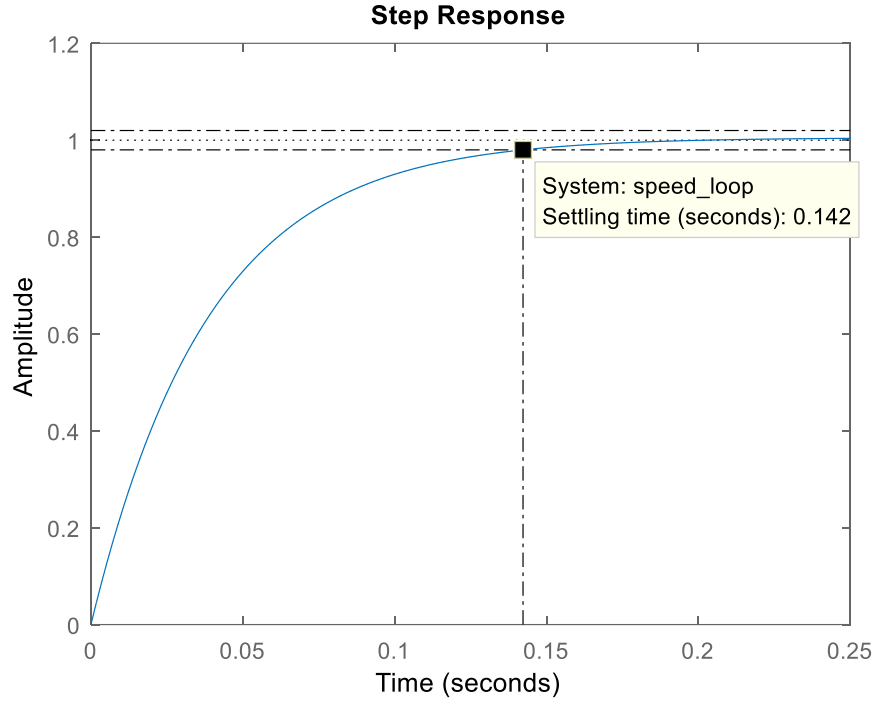
Rotor zaman sabitinin ve moment sabitinin deneysel yolla doğrulanması gereklidir. Bu amaçla Şekil 2.5'te verilen çalışma yapılmıştır. Şekilde görüldüğü gibi, 200 ms aralıklarla hız döngüsü açık şekilde motora ± 25 Nm moment ürettirilmiş, bu durumda oluşan hız eğrileri osiloskopta çizdirilmiştir. Şekil 2.5'te verilen otomatik devreye alma (self-commissioning) işlemine göre (Seung-Ki, 2011), rotor zaman sabiti 0.36 olarak bulunmaktadır. Deneysel çalışmalarda rüzgâr türbinini devreye almadan önce, motora 9 Nm yük momenti uygulanmış ve rotor zaman sabitinin 0.36 olan değeri moment sabitinin 3.09 değeri ile beraber doğrulanmıştır.

2.2. SMSM'nin Vektör Denetimi

SMSM'nin vektör denetiminde de rotor manyetik alanı d ekseninde stator manyetik alanı q ekseninde tutulur ve birbirinden bağımsız şekilde denetlenir. Yalnız, SMSM'nin rotorunda sabit mıknatıslar olduğu için d eksenini stator akımı sıfırda tutulur, yani makineye uyartım akımı uygulanmaz. Ancak alan zayıflatma bölgesinde d eksenini stator akımı sıfırdan farklı bir değere sürülür. Projede kullanılan SMSM'nin d-q eksenini endüktansları arasında 1.88 kat fark vardır. Bu endüktanslarla makine relüktans momenti de üretebilmektedir fakat d eksenini stator akımı sıfırda tutulduğu için relüktans momenti de sıfırlanmış olmaktadır. Özetle deneysel çalışmalarda SMSM'ye relüktans momenti ürettirilmemiştir.

2.2.1. Hız Döngüsü için PI Denetleyici Tasarımı

SMSM'nin hız döngüsü için denetleyici tasarımı asenkron motorla aynıdır, hız döngüsü PI kazançları da aynı şekilde bulunmaktadır. Aşağıdaki kazançlar ile Şekil 2.6'daki kapalı çevrim hız döngüsü adım cevabı elde edilir.



Şekil 2.6. SMSM'nin kapalı çevrim hız döngüsü adım cevabı

$$\underbrace{K_{p\omega g} = 0.7}_{i_{gref} = PI_{out}} \quad \& \quad \underbrace{K_{i\omega g} = 0.1}_{i_{gref} = PI_{out}/k_t} \quad \begin{matrix} K_{p\omega g} = 0.7k_t \\ K_{i\omega g} = 0.1k_t \end{matrix} \quad (2.27)$$

(2.27)'deki PI denetim kazançları ile beraber, (2.28)'de hız döngüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonunun son hali verilmektedir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{25.77s + 3.681}{s^2 + 25.77s + 3.681} \quad (2.28)$$

2.2.2. Akım Döngüleri için PI Denetleyici Tasarımları

Akım döngüleri için PI tasarımları yapılırken stator d-q eksen gerilim denklemleri kullanılır. (2.29)'da akılar cinsinden SMSM'nin durum denklemleri verilmektedir. (2.30)'da endüktanslar cinsinden stator gerilim denklemleri verilmektedir. (2.31)'de ise PI denetleyiciler ile birlikte akım döngülerinin ileri yol transfer fonksiyonu verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 1-V_{qg} &= R_s i_{qg} + \frac{d}{dt} \lambda_{qg} + \omega_g \lambda_{dg} \\
 2-V_{dg} &= R_s i_{dg} + \frac{d}{dt} \lambda_{dg} - \omega_g \lambda_{qg} \\
 3-\frac{d}{dt} \omega_r &= \frac{1}{J} (T_{ind} - T_L)
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

$$T_{ind} = \frac{3P}{2} (\lambda_{dg} i_{qg} - \lambda_{qg} i_{dg}) = \frac{3P}{2} [(L_{dg} - L_{qg}) i_{dg} i_{qg} + \lambda_m i_{qg}] = \underbrace{\frac{3P}{2} \lambda_m i_{qg}}_{i_{dg}=0}$$

$$\begin{aligned}
 \lambda_{dg} &= L_{dg} i_{dg} + \lambda_m \\
 \lambda_{qg} &= L_{qg} i_{qg}
 \end{aligned}$$

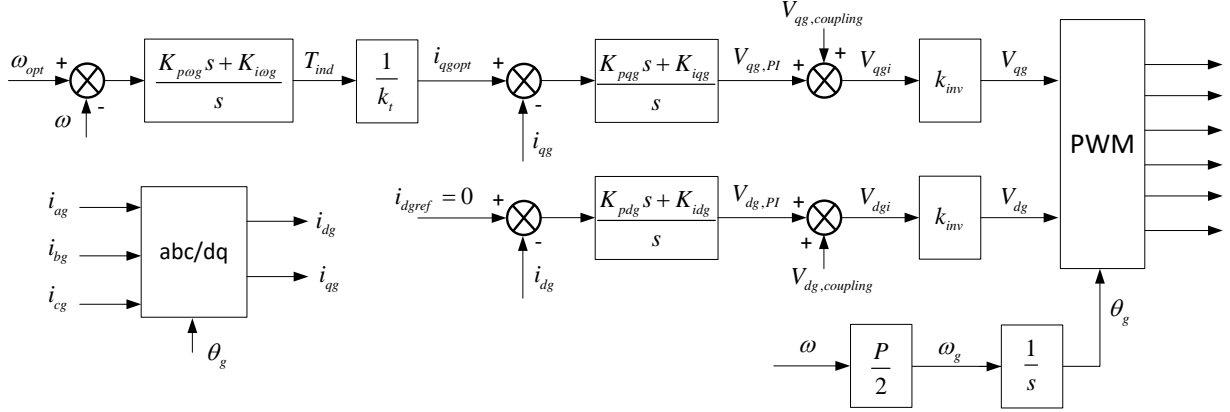
$$\begin{aligned}
 1-V_{dg} &= \underbrace{R_s i_{dg} + L_{dg} \frac{d}{dt} i_{dg}}_{V_{dg,PI}} + \underbrace{(-\omega_g L_{qg} i_{qg})}_{V_{dg,coupling}} \\
 2-V_{qg} &= \underbrace{R_s i_{qg} + L_{qg} \frac{d}{dt} i_{qg}}_{V_{qg,PI}} + \underbrace{(\omega_g L_{dg} i_{dg} + \omega_g \lambda_m)}_{V_{qg,coupling}}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

(2.31)'de k_{inv} kazancı $1/k_{pwm}$ seçilir. k_{pwm} 'in buradaki değeri, 400 V DC bara değeri için $230.9/3750$ 'dir. Akım döngülerinin yerleşme zamanı hız döngüsünün yaklaşık olarak 14'de 1'i seçilmiştir. Burada yapılan tasarımda dv/dt filtrelerinin endüktansı ve direnç değerleri dikkate alınmıştır. Ayrıca, Şekil 2.7'de verilen vektör denetim şemasında ayrıştırma işleminde de bu endüktanslar dikkate alınmalıdır.

$$\begin{aligned}
 TF_{ol}(s) &= \left[\frac{K_{pdg} s + K_{idg}}{s} \right] \cdot \left[\frac{1}{R_s + L_{dg} s} \right] \cdot [k_{inv}] \cdot [k_{pwm}] \\
 TF_{ol}(s) &= \left[\frac{K_{pqg} s + K_{iqg}}{s} \right] \cdot \left[\frac{1}{R_s + L_{qg} s} \right] \cdot [k_{inv}] \cdot [k_{pwm}]
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

$$\begin{aligned} K_{pdg} &= 500L_{dg} = 2 & K_{idg} &= 500R_s = 250 \\ K_{pqg} &= 500L_{qg} = 2.75 & K_{iqg} &= 500R_s = 250 \end{aligned} \quad (2.32)$$

Sonuç olarak her iki d-q kapalı çevrim akım döngüsü için (2.33)'deki nihai transfer fonksiyonu elde edilmektedir. Şekil 2.7'de SMSM'nin vektör denetim şeması verilmektedir.



Şekil 2.7. SMSM'nin vektör denetim şeması

$$TF_{cl}(s) = \frac{500}{s + 500} \quad (2.33)$$

2.3. Şebeke Bağlantılı Eviricinin Denetimi

Şebeke bağlı eviricinin denetiminde, q eksenı akımı sıfıra çekilerek şebekeye aktarılan reaktif güç sıfırlanır. Şebekeye aktarılabak olan aktif güç kadar da bir d eksenı akımı oluşturulmalıdır. Bu işlemler kapalı çevrim denetim sistemi içinde otomatik olarak gerçekleşir. Aşağıda şebeke bağlantılı eviricinin durum denklemleri verilmektedir (Karabacak, 2016).

$$\begin{aligned} 1 - \frac{dV_{dc}}{dt} &= \left(\frac{3E_{ds}}{2C_{dc}} \right) \frac{1}{V_{dc}} i_{ds} - \left(\frac{1}{C_{dc}} \right) i_L \\ 2 - \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{L_d} (V_{ds} - E_{ds}) \\ 3 - \frac{di_{qs}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d} i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{1}{L_d} (V_{qs} - E_{qs}) \end{aligned} \quad (2.34)$$

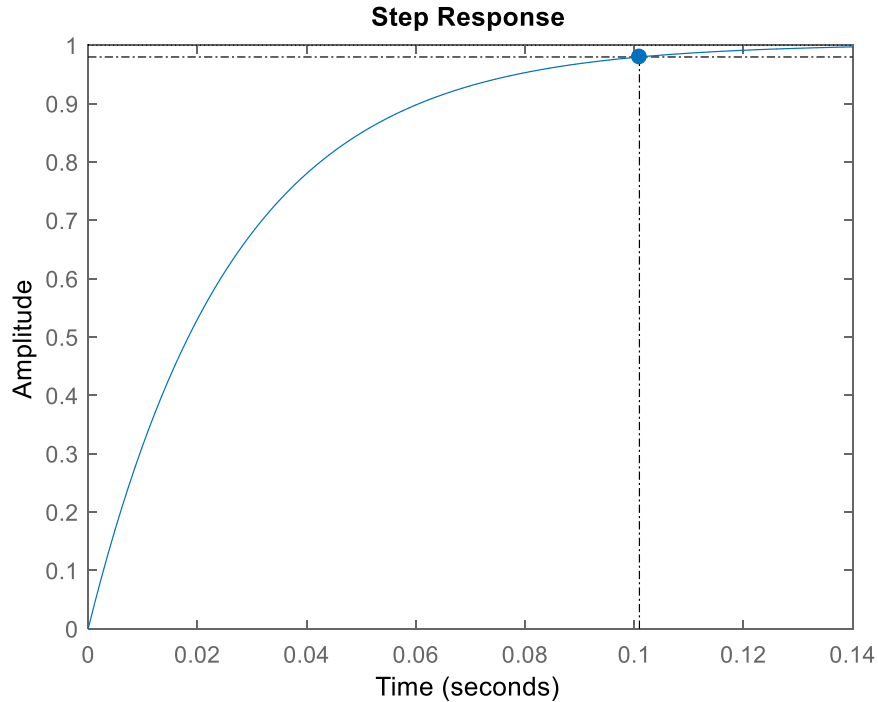
2.3.1. DC Bara Gerilim Döngüsü için PI Denetleyici Tasarımı

$$V_{dc}^2 = \frac{3|E_{ds}|}{2C_{dc}s} i_{ds} = \frac{k}{s} i_{ds} \quad (2.35)$$

(2.34)'ün ilk denklemi, dış bozucu olmadan yukarıdaki gibi verilmektedir. Burada E_{ds} , şebeke d eksen gerilimidir ve faz geriliminin tepe değerine eşittir. DC bara gerilim döngüsünde ileri yol transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir. k'nın değeri 68629'a eşittir.

$$TF_{ol}(s) = \left[\frac{K_{pdc}s + K_{idc}}{s} \right] \cdot \left[\frac{k}{s} \right] i_{ds} \quad (2.36)$$

(2.34)'te ilk denklemden güç çeviricisinin kayıpları ve parazitlik kayıplar modellenmemektedir. Yani sistemde modellenemeyen dinamikler olduğu için tasarımın denetim amacını tam değil yaklaşık olarak karşılaması beklenmelidir. (2.36)'nın kapalı çevrim transfer fonksiyonu, (2.37)'de verilmektedir. $K_{pdc} = 0.00055$ ve $K_{idc} = 0.00005$ alındığında, (2.38)'deki transfer fonksiyonu elde edilir.



Şekil 2.8. DC bara kapalı çevrim gerilim döngüsünün adım giriş cevabı

$$TF_{cl}(s) = \frac{k \cdot K_{pdc}s + k \cdot K_{idc}}{s^2 + k \cdot K_{pdc}s + k \cdot K_{idc}} \quad (2.37)$$

$$TF_{cl}(s) = \frac{37.75s + 3.431}{s^2 + 37.75s + 3.431} \quad (2.38)$$

Burada DC bara gerilimi PI denetleyicisinin çıkışını k'ya bölmeye gerek yoktur çünkü bu kazanç (2.37)'deki PI tasarım transfer fonksiyonuna dâhil edilerek kazançlar hesaplanmıştır. Şekil 2.8'de gerilim döngüsünün adım girişe cevabı, akım kapalı çevrim döngüleri 1.0 alınarak verilmektedir.

2.3.2. Akım Döngüleri için PI Denetleyici Tasarımı

d-q akım döngüleri için d-q eksenlerindeki gerilim denklemleri kullanılır. Bu denklemler aşağıda verilmektedir.

$$\begin{aligned} 1 - V_{ds} &= \underbrace{R_d i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt}}_{V_{ds,PI}} + \underbrace{\left(-\omega_s L_q i_{qs} + E_{ds} \right)}_{V_{ds,coupling}} \\ 2 - V_{qs} &= \underbrace{R_d i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt}}_{V_{qs,PI}} + \underbrace{\left(\omega_s L_d i_{ds} + E_{qs} \right)}_{V_{qs,coupling}} \end{aligned} \quad (2.39)$$

Şebeke hat filtresinin omik direnç değerleri çok küçüktür. Bu yüzden ihmal edilmiştir. Sonuç olarak d-q eksenleri akım döngüleri için kapalı açık çevrim ileri yol transfer fonksiyonları aşağıdaki gibidir.

$$TF_{ol}(s) = \left[\frac{K_{ps}s + K_{is}}{s} \right] \cdot \left[\frac{1}{L_s s} \right] \cdot [k_{inv}] \cdot [k_{pwm}] \quad (2.40)$$

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

$$TF_{cl}(s) = \frac{\frac{K_{ps}}{L_s} s + \frac{K_{is}}{L_s}}{s^2 + \frac{K_{ps}}{L_s} s + \frac{K_{is}}{L_s}} \quad (2.41)$$

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

$$\begin{aligned} K_{is} &= 5 \\ K_{ps} &= 2 \end{aligned} \quad (2.42)$$

Sonuç olarak aşağıda elde edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu için Şekil 2.8'deki adım cevabı elde edilir.

$$TF_{cl}(s) = \frac{465.1s + 1163}{s^2 + 465.1s + 1163} \quad (2.43)$$

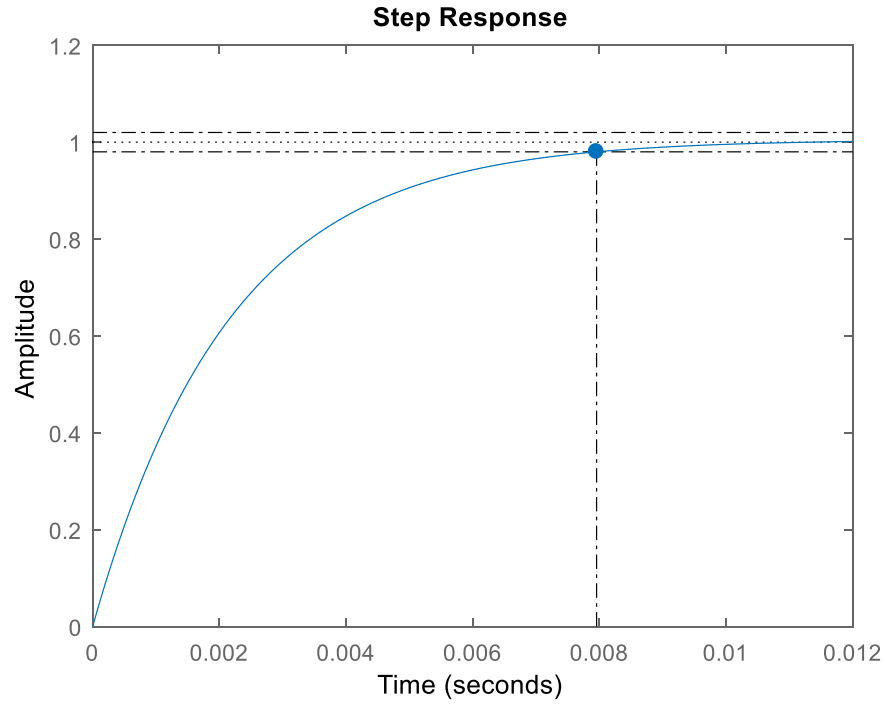
Şekil 2.10'da şebeke bağlantılı eviricinin kapalı çevrim denetim şeması verilmektedir. Burada, senkron referans çatı tabanlı PLL yöntemi kullanılmıştır. Bu PLL sisteminin kapalı çevrim transfer fonksiyonu (2.44)'te verilmektedir.

$$G_{cl(s)} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (2.44)$$

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

$$k_i = \omega_n^2, k_p = 2\xi\omega_n \quad (2.45)$$

Burada ω_n , doğal frekans, ξ ise sönüm katsayısıdır.

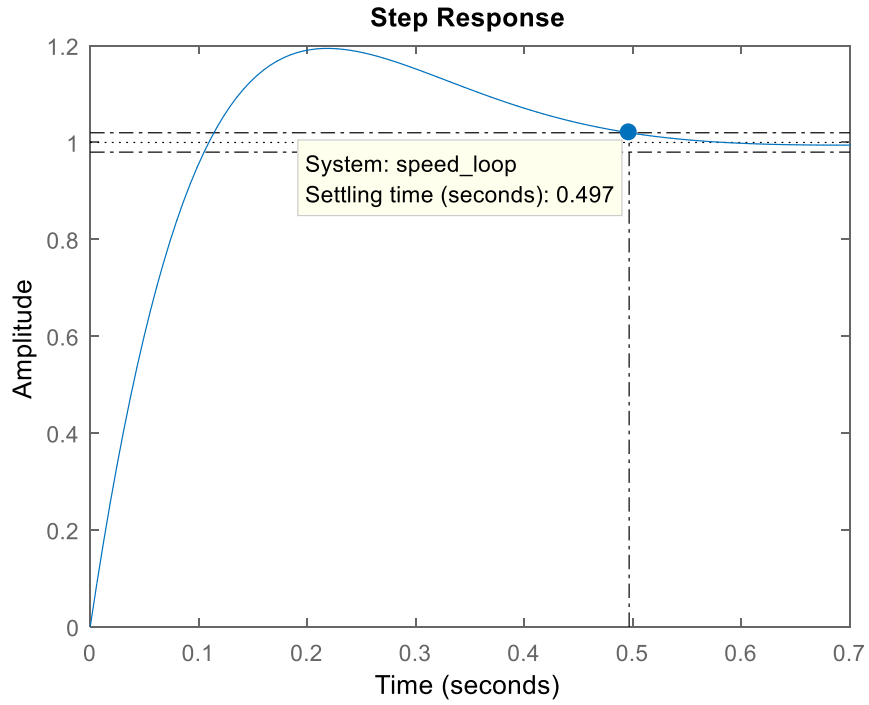


Şekil 2.9. Şebeke bağlı eviricinin kapalı çevrim akım döngülerinin adım giriş cevabı

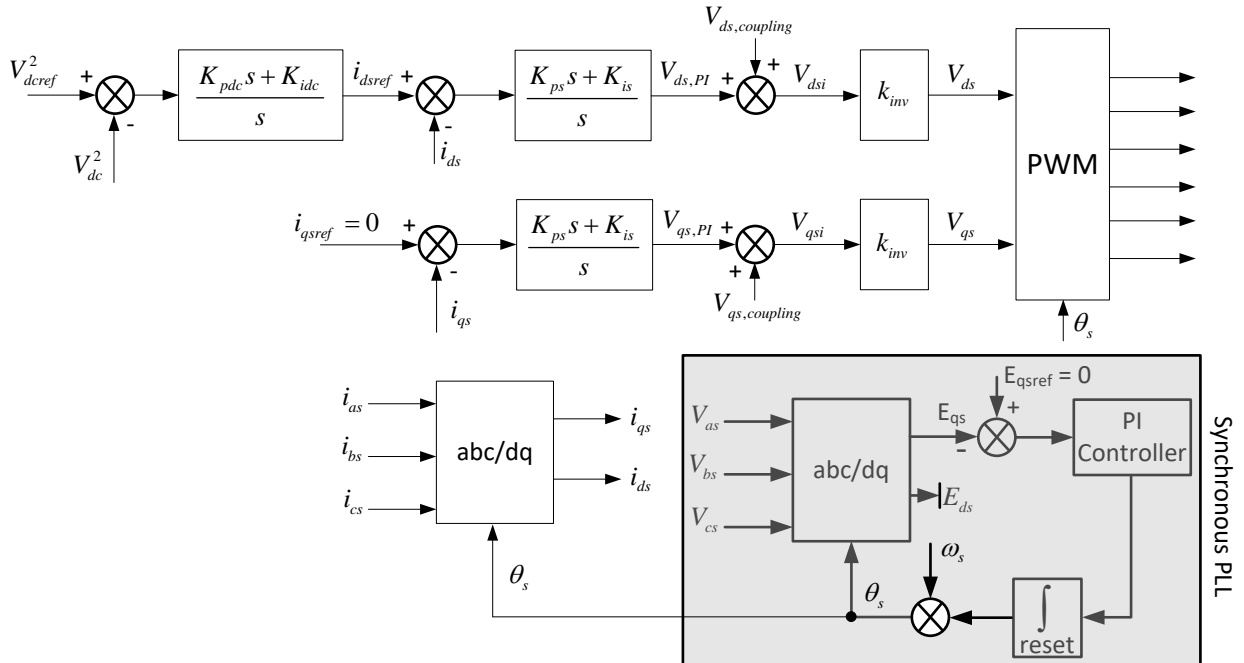
Literatürde sönüm katsayısı genellikle 1.0 alınmaktadır. Fakat gerçek zamanlı uygulamalarda şebeke gerilimlerinde harmonikler ve sensör ölçümlerinde gürültü vardır. Eğer PLL PI denetleyici kazançları sadece teorik doğrulama ile yüksek seçilirse sistem çalışması esnasında PLL çıkışı kararlı durumda aşırı salınımlı olmaktadır. Bu yüzden, yerleşme zamanı 0.5 s ve sönüm katsayısı 0.75 alınmıştır. Bu durumda PI denetleyici kazançları $k_p = 15$ ve $k_i = 100$ olmaktadır. Şekil 2.10'da PLL sisteminin adım cevabı verilmektedir. Şekil 2.11'de ise şebeke bağlantılı eviricinin denetim şeması verilmektedir.

Önceden de bahsedildiği gibi bütün eviricilerin denetiminde 3. harmonik katkılı sinüzoidal PWM kullanılmıştır.

Bu kısımda klasik DHRT sistemlerinin denetim şemaları verilmiştir. Denetim şemalarında yer alan sabit kazançlı doğrusal PI denetleyicilerin denetim amaçları doğrultusunda tasarımı yapılmıştır. Denetleyici tasarımlarında, evirici çıkışlarındaki temel dalgaının frekansı 0-100 Hz aralığında olduğu için gecikmeler ihmal edilmiştir.



Şekil 2.10. PLL sistemi kapalı çevrim adım cevabı



Şekil 2.11. Şebeke bağlantılı evirici kapalı çevrim denetim şeması

3. PROJE KAPSAMINDA ÖNERİLEN DENETİM SİSTEMİ VE MGİ ALGORİTMASI

Proje kapsamında şebeke bağlantılı eviricinin ve generatörün parametre bağımsız doğrusal olmayan denetimi gerçekleştirilmiştir. Şebeke bağlı eviricinin ve generatörün denetiminde çıkış değişkeninin türev bilgisinin kullanılmadığı bir üçüncü dereceden kayan kipli denetim önerilmiştir. Bu kısımdaki denetleyici tasarımlarında referans değerlerin türevleriyle beraber sınırlı olduğu, dış bozucuların ayrı ayrı ayrıca yığılı biçimde sınırlı olduğu ve tüm durum değişkenlerinin geri beslenebilir durumda olduğu kabul edilmektedir.

3.1. SMSM'nin Üçüncü Dereceden Kayan Kipli Denetimi

SMSM'nin 3 adet durum denklemini aşağıda verilmektedir.

$$\begin{aligned}
 1 - \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J} \left(\frac{3P\lambda_m}{2} i_{qg} - T_L \right) \\
 2 - \frac{di_{qg}}{dt} &= \frac{1}{L_{qg}} \left(V_{qg} - R_s i_{qg} - \omega_g L_{dg} i_{dg} + \omega_g \lambda_m \right) \\
 3 - \frac{di_{dg}}{dt} &= \frac{1}{L_{dg}} \left(V_{dg} - R_s i_{dg} + \omega_g L_{qg} i_{qg} \right)
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

$$\begin{aligned}
 \lambda_{dg} &= L_{dg} i_{dg} + \lambda_m \\
 \lambda_{qg} &= L_{qg} i_{qg}
 \end{aligned}$$

3.1.1. Üçüncü Dereceden Kayan Kipli Denetim

Burada; ilk olarak hız hatası aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$x_1 = \omega_{opt} - \omega_r \tag{3.2}$$

Burada ω_{opt} değeri, MGİ çıkışından alınan, türbini maksimum güç noktasında çalıştıracak olan hız değeridir. Hız hatasının türevi ise aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\dot{x}_1 = - \left(\frac{3P\lambda_m}{2J} \right) (i_{qg} + f_1) \tag{3.3}$$

$$f_1 = -\frac{2J}{3P\lambda_m} \dot{\omega}_{opt} - \frac{2}{3P\lambda_m} T_L \quad (3.4)$$

q eksenini akım hatası ve türevi ise sırasıyla aşağıda verilmektedir.

$$x_2 = i_{qgopt} - i_{qg} \quad (3.5)$$

$$\dot{x}_2 = -\left(\frac{1}{L_{qg}}\right)(V_{qg} + f_2) \quad (3.6)$$

Burada f_1 ve f_2 sınırlı yığılı dış bozuculardır (bounded lumped disturbance), i_{qgopt} ara (sanal) denetim girişi referans değeridir ve V_{qg} gerçek denetim girişidir.

$$f_2 = -L_{qg} \dot{i}_{qgopt} - R_s i_{qg} - \omega_g L_{dg} i_{dg} + \omega_g \lambda_m \quad (3.7)$$

Sonuç olarak hız ve q eksenini durum denklemleri göreceli derecesi (relative degree) iki olan bir sistem teşkil etmektedir. Yani çıkış değişkeni olan hızın ikinci türevinde gerçek denetim girişine ulaşılmaktadır. Bu denklemler beraber aşağıda verilmektedir.

$$\dot{x}_1 = -\left(\frac{3P\lambda_m}{2J}\right)(i_{qg} + f_1) \quad \left\{ f_1 = -\frac{2J}{3P\lambda_m} \dot{\omega}_{opt} - \frac{2}{3P\lambda_m} T_L \right\} \quad (3.8)$$

$$\dot{x}_2 = -\left(\frac{1}{L_{qg}}\right)(V_{qg} + f_2) \quad \left\{ f_2 = -L_{qg} \dot{i}_{qgopt} - R_s i_{qg} - \omega_g L_{dg} i_{dg} + \omega_g \lambda_m \right\} \quad (3.9)$$

Burada üçüncü derecenin kayan kipli denetim yasası aşağıdaki gibi verilmektedir (Kamal vd., 2014).

$$\begin{aligned} \phi &= x_2 + k_2 |x_1|^{2/3} \text{sign}(x_1) \\ V_{qg} &= k_1 |\phi|^{1/2} \text{sign}(\phi) + \int_0^t k_3 \text{sign}(\phi) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Projede $k_1 = 100$, $k_2 = 0.001$, $k_3 = 1000$ alınmıştır. (3.10)'u uygulayabilmek için (3.5)'de verilen sanal denetim girişi referansının üretilmesi gereklidir. (3.3)'ü kullanarak bu sanal denetim girişi tasarlanabilmektedir. Makinelerin hızı ve akımı klasik olarak seri bağlı iki adet PI ile denetlenir.

(3.10)'da verilen denetleyicinin göreceli derecesi 2 olduğu için hem hızı hem de akımı tek denetim yasası ile denetlemektedir.

3.1.2. Sanal Denetim Girişi Referansının Üretilmesi

İlk önce aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu tanımlanır.

$$V_1 = \left(\frac{2J}{3P\lambda_m} \right) \frac{1}{2} x_1^2 + \frac{1}{2\theta_1} \tilde{a}_1^2 + \frac{1}{2\theta_2} \tilde{a}_2^2 \quad \{ \tilde{a}_i = \hat{a}_i - a_i \} \quad \{ \dot{\tilde{a}}_i = \dot{\hat{a}}_i \} \quad (i=1,2) \quad a_1 = \frac{2J}{3P\lambda_m} \quad a_2 = \frac{2}{3P\lambda_m} T_L \quad (3.11)$$

Burada θ_1 ve θ_2 uyarılama kazançlarıdır. Tildalı terimler bilinmeyen terimlerin tahmin hatasını, şapkalı terimler bilinmeyen terimlerin tahmini anlamına gelmektedir. Lyapunov fonksiyonunun türevi aşağıdaki gibi bulunur.

$$\dot{V}_1 = x_1 \left(-i_{qs} + \hat{a}_1 \dot{\omega}_{opt} + \hat{a}_2 \right) + \tilde{a}_1 \left(\frac{1}{\theta_1} \dot{\hat{a}}_1 - x_1 \dot{\omega}_{opt} \right) + \tilde{a}_2 \left(\frac{1}{\theta_2} \dot{\hat{a}}_2 - x_1 \right) \quad (3.12)$$

Burada denetim ve uyarılama yasaları aşağıdaki gibi tasarlanır.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{qs} &= k_4 x_1 + \hat{a}_1 \dot{\omega}_{opt} + \hat{a}_2 \\ \dot{\hat{a}}_1 &= \theta_1 x_1 \dot{\omega}_{opt} \\ \dot{\hat{a}}_2 &= \theta_2 x_1 \end{aligned} \quad (3.13)$$

Burada k_4 geri besleme kazancıdır. (3.13), (3.12)'de yerine yazıldığında Lyapunov fonksiyonunun türevi (3.14)'deki halini alır. Projede $\theta_1 = 0.001$, $\theta_2 = 100$, $k_4 = 2$ olarak alınmıştır.

$$\dot{V}_1 = -k_4 x_1^2 \quad (3.14)$$

3.1.3. Kararlılık Analizi

(3.11) ve (3.14), pozitif ve sınırlı k_4 geri besleme ve θ_1 , θ_2 uyarılama kazançları için $x_1 = 0$ denge noktasının küresel asimptotik kararlılığa sahip olduğunu göstermektedir. (3.10)'da verilen gerçek

denetim girişi yasası ve (3.13)'de verilen tahmin yasaları ile beraber sanal denetim girişi yasası x_1 'nin sınırlı zamanda sıfıra kavuşmasını (finite time convergence) sağlamaktadır. (3.23)'de verilen denetleyicinin kararlılık analizi ilgili kaynakta detaylı olarak yer almaktadır (Kamal vd., 2014). (3.15)'te denetim yasaları özetlenmiştir.

$$\begin{aligned}
 V_{qs} &= k_1 |\phi|^{1/2} \text{sign}(\phi) + \int_0^t k_3 \text{sign}(\phi) & \left\{ \phi = x_2 + k_2 |x_1|^{2/3} \text{sign}(x_1) \right\} \\
 i_{qs\text{opt}} &= k_4 x_1 - \hat{a}_1 - \hat{a}_2 & \left\{ \begin{aligned} \dot{\hat{a}}_1 &= -\theta_1 x_1 \dot{\omega}_{opt} \\ \dot{\hat{a}}_2 &= -\theta_2 x_1 \end{aligned} \right\}
 \end{aligned} \tag{3.15}$$

3.2. Şebeke Bağlantılı Eviricinin Üçüncü Dereceden Kayan Kipli Denetimi

Aşağıda şebeke bağlantılı eviricinin durum denklemleri verilmektedir (Karabacak, 2016).

$$\begin{aligned}
 1 - \frac{dV_{dc}}{dt} &= \left(\frac{3E_{ds}}{2C_{dc}} \right) \frac{1}{V_{dc}} i_{ds} - \left(\frac{1}{C_{dc}} \right) i_L \Rightarrow \left[\frac{dV_{dc}^2}{dt} = \left(\frac{3E_{ds}}{2C_{dc}} \right) i_{ds} - \left(\frac{1}{C_{dc}} \right) V_{dc} i_L \right] \\
 2 - \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1}{L_s} (V_{ds} - E_{ds}) \\
 3 - \frac{di_{qs}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_{qs} - \omega_s i_{ds} - \frac{1}{L_s} (V_{qs} - E_{qs})
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Burada öncelikle DC bara gerilim hatası aşağıdaki gibi tanımlanır.

3.2.1. Üçüncü Dereceden Kayan Kipli Denetim

Burada; ilk olarak gerilim hatası aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$x_3 = \frac{1}{2} (V_{dc\text{ref}}^2 - V_{dc}^2) \tag{3.17}$$

Burada $V_{dc\text{ref}}$ değeri, DC bara referans değeridir. Hız hatasının türevi ise aşağıdaki gibi bulunur.

$$\dot{x}_3 = V_{dcref} \dot{V}_{dcref} - \left[\left(\frac{3E_{ds}}{2C_{dc}} \right) i_{ds} - \left(\frac{1}{C_{dc}} \right) i_L V_{dc} \right] \quad (3.18)$$

Bu denklem aşağıdaki gibi yeniden yazılır.

$$\begin{aligned} \dot{x}_3 &= - \left(\frac{3E_{ds}}{2C_{dc}} \right) (i_{ds} + f_3) \\ f_3 &= - \left(\frac{2C_{dc}}{3E_{ds}} \right) V_{dcref} \dot{V}_{dcref} - \left(\frac{2}{3E_{ds}} \right) V_{dc} i_L \end{aligned} \quad (3.19)$$

d eksenini akım hatası ve türevi aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$\begin{aligned} x_4 &= i_{dsref} - i_{ds} \\ \dot{x}_4 &= - \frac{1}{L_s} (V_{ds} + f_4) \\ f_4 &= -L_s \dot{i}_{dsref} - R_s i_{ds} + \omega_s L_s i_{qs} - E_{ds} \end{aligned} \quad (3.20)$$

Burada f_3 ve f_4 dış bozuculardır. i_{dsref} ara (sanal) denetim girişi referans değeridir. V_{ds} gerçek denetim girişidir. Aşağıdaki DC bara gerilim ve d eksenini akım hatalarının durum denklemleri verilmektedir. Aşağıda verilen bu denklemler göreceli derecesi 2 olan bir sistem teşkil eder.

$$\dot{x}_3 = - \left(\frac{3E_{ds}}{2C_{dc}} \right) (i_{ds} + f_3) \quad \left\{ f_3 = - \left(\frac{2C_{dc}}{3E_{ds}} \right) V_{dcref} \dot{V}_{dcref} - \left(\frac{2}{3E_{ds}} \right) V_{dc} i_L \right\} \quad (3.21)$$

$$\dot{x}_4 = - \frac{1}{L_d} (V_{ds} + f_4) \quad \left\{ f_4 = -L_d \dot{i}_{dsref} - R_s i_{ds} + \omega_s L_d i_{qs} - E_{ds} \right\} \quad (3.22)$$

(3.21) ve (3.22)'de verilen sistemi denetlemek için üçüncü dereceden kayan kipli denetim yasası aşağıdaki gibi verilmektedir (Kamal, 2014).

$$\begin{aligned} \phi &= x_4 + k_6 |x_3|^{2/3} \text{sign}(x_3) \\ V_{qs} &= k_5 |\phi|^{1/2} \text{sign}(\phi) + \int_0^t k_7 \text{sign}(\phi) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Projede $k_5 = 100$, $k_6 = 0.001$, $k_7 = 1000$ alınmıştır. (3.23)'ü uygulayabilmek için (3.20)'de verilen sanal denetim girişi referans değerinin üretilmesi gereklidir.

3.2.2. Sanal Denetim Girişi Referansının Üretilmesi

Öncelikle DC bara gerilim izleme hatası aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$e_{dc} = V_{dc} - V_{dcref} \quad (3.24)$$

DC bara gerilim hatası ve parametre dış bozucu tahmin hatalarına dayalı olarak aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu tanımlanır. Bu fonksiyon aracılığı ile üçüncü dereceden kayan kipli denetim için sanal denetim girişi referansı üretilmektedir.

$$V_2 = \frac{C_{dc}}{E_{ds}} e_{dc}^2 + \frac{1}{2\theta_3} \tilde{C}_{dc}^2 + \frac{1}{2\theta_4} \tilde{i}_L^2 \quad (3.25)$$

Burada θ_3 , θ_4 uyarılama kazançlarıdır. Lyapunov fonksiyonunun türevi ise aşağıdaki gibidir.

$$\dot{V}_2 = e_{dc} \left(\frac{3}{2} \frac{\dot{i}_{ds}}{V_{dc}} - \frac{\dot{i}_L}{E_{ds}} - \frac{\dot{V}_{dcref} \hat{C}_{dc}}{E_{ds}} \right) + \tilde{C}_{dc} \left(-\frac{1}{\theta_3} \dot{\tilde{C}}_{dc} - e_{dc} \frac{\dot{V}_{dcref}}{E_{ds}} \right) + \tilde{i}_L \left(-\frac{1}{\theta_4} \dot{\tilde{i}}_L - e_{dc} \frac{1}{E_{ds}} \right) \quad (3.26)$$

Burada dış bozucu ve parametre tahminleri ile beraber sanal denetim yasası devam eden denklemlerde verildiği gibi tasarlanmaktadır.

$$\dot{i}_{dsref} = \left(\frac{2V_{dc}}{3} \right) \left(\frac{\dot{i}_L}{E_{ds}} + \frac{\dot{V}_{dcref} \hat{C}_{dc}}{E_{ds}} - k_8 e_{dc} \right) \quad (3.27)$$

$$\dot{\tilde{C}}_{dc} = -\theta_3 \left(\frac{e_{dc} \dot{V}_{dcref}}{E_{ds}} \right) \quad (3.28)$$

$$\dot{\tilde{i}}_L = -\theta_4 \left(\frac{e_{dc}}{E_{ds}} \right) \quad (3.29)$$

Burada k_8 geri besleme kazancıdır. Projede $\theta_3 = 1e-6$, $\theta_4 = 50$, $k_8 = 0.01$ olarak alınmıştır. Burada (3.20), (3.21) ve (3.22), (3.19)'da yerine yazıldığında aşağıda Lyapunov fonksiyonunun türevinin nihai hali elde edilir (Karabacak, 2016).

$$\dot{V}_2 = -k_8 e_{dc}^2 \quad (3.30)$$

3.2.3. Kararlılık Analizi

(3.25) ve (3.31), pozitif ve sınırlı k_4 geri besleme ve θ_3 , θ_4 uyarılma kazançları için $e_{dc} = 0$ denge noktasının küresel asimptotik kararlılığa sahip olduğunu göstermektedir (Karabacak vd., 2012). (3.23)'de verilen gerçek denetim girişi yasası ve (3.28)-(3.29)'da verilen tahmin yasaları ile beraber (3.27)'de verilen sanal denetim girişi yasası x_3 'nin belirli bir zamanda sıfıra sürülmesini (finite time convergence) sağlamaktadır. Sonuç olarak aşağıda denetim ve uyarılma yasaları özetlenmiştir. (3.23)'de verilen denetleyicinin kararlılık analizi ilgili kaynakta detaylı olarak yer almaktadır (Kamal vd., 2014). (3.31)'de denetim yasaları özetlenmiştir.

$$\begin{aligned} V_{qs} &= k_5 |\phi|^{1/2} \text{sign}(\phi) + \int_0^t k_7 \text{sign}(\phi) & \left\{ \phi = x_4 + k_6 |x_3|^{2/3} \text{sign}(x_3) \right\} \\ i_{dsref} &= \left(\frac{2V_{dc}}{3} \right) \left(\frac{\hat{i}_L}{E_{ds}} + \frac{\dot{V}_{dcref} \hat{C}_{dc}}{E_{ds}} - k_8 e_{dc} \right) & \left. \begin{aligned} \dot{\hat{C}}_{dc} &= -\theta_2 \left(\frac{e_{dc} \dot{V}_{dcref}}{E_{ds}} \right) \\ \dot{\hat{i}}_L &= -\theta_3 \left(\frac{e_{dc}}{E_{ds}} \right) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Üçüncü dereceden kayan kipli denetim çıkış değişkeninin, burada generatör hızı ve DC bara gerilimi anlamına gelmektedir, türev bilgisine ihtiyaç duymaktadır (Kamal vd., 2014). Burada yapılan tasarımla çıkış değişkeninin türev bilgisi ihtiyacı ortadan kaldırılmıştır. (3.15) ve (3.31)'de görüldüğü gibi generatöre ve şebeke bağlantılı eviriciye ait herhangi bir parametre bilgisi veya dış bozucu ölçümü, herhangi bir geri besleme değişkeninin türevi denetim yasasında kullanılmamaktadır.

ASM rüzgâr türbini fiziksel emülatörü olarak görev yapmaktadır ve gerçek bir DHRT sisteminde emülatör bulunmamaktadır. Proje önerisinde hedeflendiği gibi, gerçek DHRT bileşenlerinin doğrusal olmayan denetimi yapılmıştır. ASM'nin denetimi ise klasik PI denetleyiciler ile

gerçekleştirilmiştir. Şebeke bağlı evirici, ASM ve SMSM'nin d eksenli akım denetiminde ikinci dereceden (süper-twisting) kayan kipli denetim kullanılmıştır. Bu denetleyici de, burada anlatılan üçüncü dereceden kayan kipli denetleyici gibi benzer dayanıklılık özelliklerine sahiptir, fakat ikinci dereceden kayan kipli denetleyici görece derecesi 1 olan sistemler için kullanılır. Bütün d eksenleri akım denetiminde de görece derece zaten 1'dir, yani akım hatasının ilk türevinde denetim girişine ulaşılmaktadır. Bu denetleyicinin denetim yasası aşağıdaki gibidir (Shtessel, 2012).

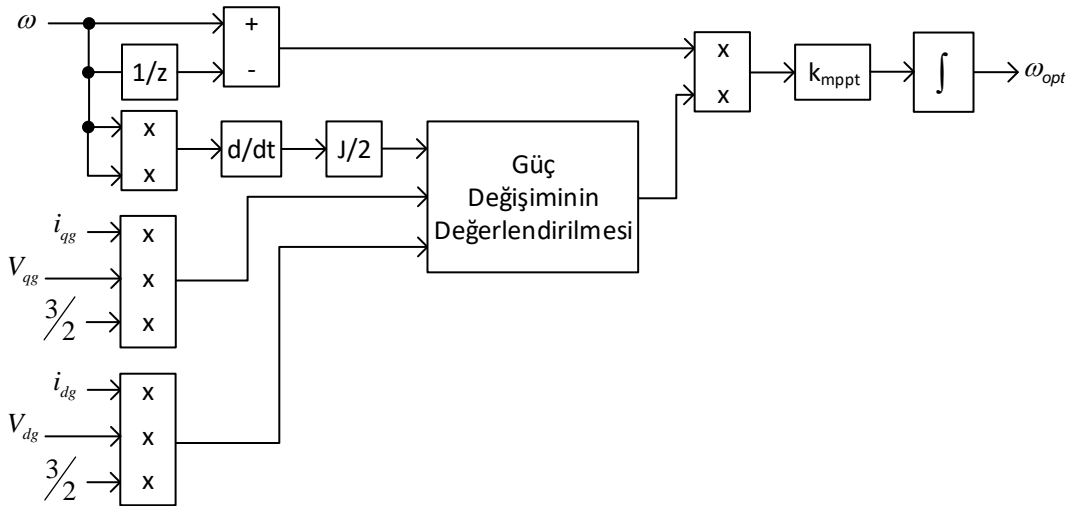
$$s = i_{dxref} - i_{dx} \quad x = \begin{pmatrix} i : \text{Şebeke bağlantılı evirici} \\ g : \text{SMSM} \end{pmatrix} \quad (i_{dxref} = 0) \quad (3.32)$$

$$u = \lambda |s|^{1/2} \text{sign}(s) + W \int_0^t \text{sign}(s) dt$$

Bütün denetleyiciler için $\lambda = 500$ ve $W = 2500$ alınmıştır. Doğrusal olmayan denetleyicilerin tümünde makine sabitleri ve evirici kazançları kullanılmamıştır, yani 1.0 alınmıştır.

3.3. Önerilen MGİ Yöntemi

Önerilen MGİ yönteminde rüzgâr türbinin eylemsizlik gücü dikkate alınmaktadır.



Şekil 3.1. Proje kapsamında önerilen MGİ yönteminin şeması

Böylece MGİ algoritmasında eylemsizlik gücünün geçici durumdaki yanıtıcı etkisi yok edilmektedir. Sonuç olarak MGİ algoritması geçici durumlarda daha doğru çalışmaktadır. Şekil 3.1’de verilen yöntemde akım ve gerilimler gerçek değerlerin tepe değerleridir. Burada önerilen MGİ yöntemi SG algoritmasına benzemektedir. SG algoritmasında sabit zaman aralıklarında sistem belirli bir şekilde çalışma noktasından belirli bir adımla saptırılmakta ve çıkış gözlenmektedir. Çıkışta meydana gelen değişime göre bir sonraki saptırmanın yönüne karar verilmektedir.

Proje kapsamında önerilen algoritma ise ayrıık zamanda çalışmakta ve sistem klasik SG’deki gibi sürekli sabit bir giriş ile saptırılmamaktadır. Eğer DHRT sistemi maksimum güç noktasından uzakta ise üretilen optimum hız değerindeki değişimin bir örnekleme değeri büyük olmaktadır. DHRT sistemi maksimum güç noktasına yaklaştıkça üretilen optimum hız değerindeki değişimlerin genliği bir örnekleme için gittikçe küçülmektedir. Önerilen MGİ algoritması çıkışındaki optimum hız değeri zamanda sürekli ve düzgündür. Şemadan da görüldüğü önerilen MGİ yöntemi analitik bir yöntemdir.

4. DENEYSEL ÇALIŞMA DÜZENİĞİNİN TASARIMI

Deneyisel düzeneğin kurulumunda bir adet SMSM generatör, bir adet ASM motor, 3 adet 3 fazlı iki seviyeli evirici ve bir adet 3 fazlı diyotlu (pasif) doğrultucu kullanılmıştır. Deneyisel düzenekte kullanılan tüm malzemeler değerleriyle beraber Çizelge 2.1-2.4'te verilmiştir.

4.1. dv/dt Analizi ve Enkoder Ölçümü

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

Motora uygulanan üç fazlı PWM gerilimlerinin zamanın her anında toplamı sıfır değildir, 2 seviyeli 3 fazlı eviricilerde değeri $\pm V_{dc} / 2$ 'ye ulaşan PWM dalga şeklindeki bu gerilime ortak durum gerilimi (common mode voltage) denir. PWM yöntemlerinde bazı nedenlerle, örneğin DC bara gerilim kullanım oranını artırmak için modülasyon işaretlerine sıfır sıralı bileşen ilavesi yapılır. Bu sıfır sıralı bileşenin temel dalga geriliminin frekansı küçük olduğu için motorun parazitik kapasitelerinde bir akım oluşturmaz. Sıfır sıralı gerilimin PWM dalga şeklinin dv/dt hızı ise yüksektir. Böyle bir dv/dt değerine sahip ortak durum gerilimi motor parazitik kapasitelerinde ortak durum akımlarını oluşturur, bu akımların bir kısmı da makinenin rulmanından geçer. Yüksek dv/dt değerlerinde uzun kablolar kullanılırsa makine bağlantı (klemens) uçlarındaki gerilim evirici çıkışındaki gerilimin iki katına çıkabilir. Hatta kablo uzunluğu ve anahtarlama frekansını da ilgilendiren bir duruma göre hesaplanan kritik değeri geçerse (500 V/us için 100 m, 1 kV/us için 50 m, 10 kV/us için 5 m) (Steinke, 2002), gerilim katlaması iki kattan daha da büyük olabilmektedir. Makinelerde bu sebeplerle ciddi yalıtım delinmesi problemleri ve rulman arızaları oluşur, ayrıca motorun kayıpları artar ve ısı yükselir. Ortak ve farksal durum gerilimlerinin (common and differential mode voltage) yüksek dv/dt 'si yüzünden sırasıyla ortak ve farksal durum akımları oluşur. Ayrıca, (yüksek) dv/dt devrelerin kapasitif birleşmesine (capacitive coupling) neden olabilirken (yüksek) di/dt devrelerin endüktif birleşmesine (inductive coupling) neden olabilmektedir. Birleşme iletilen elektromanyetik girişim için kullanılan bir terimdir. Ortak durum akımları fazlarda aynı yönlü, farksal durum akımları faz-faz ve faz-nötr iletkenlerinde ters yönlüdür. Bu tür elektromanyetik girişimlerin hepsine iletilen elektromanyetik girişim (conducted EMI) denir. İletilen elektromanyetik girişim kontrol devreleri de dâhil olmak üzere enkoder, takometre, akım ve

gerilim sensörleri ve diğer düşük gerilimli bütün devrelerin sinyallerini bozar ve genel denetim performansını düşürür, hatta şiddetli ise bu devrelerin doğru çalışmasını engeller. Eğer güç sisteminin topraklaması yoksa veya yüksek dirençli topraklama yapılmışsa bu bozunumların şiddeti daha da yüksek olur. Farksal durum akımları (faz) kablolar(ı) arasındaki parazitik kapasitelerden aktığı için kablo şarj akımları olarak da bilinir. Normal faz akımının üzerine eklenen kablo şarj akımları, uzun kablo kullanılması durumunda özellikle küçük güçlü (...<5 Hp) sürücülerin aşırı hat akımı koruma sistemlerini tetikleyebilir. Ortak durum akımları ise DC bara güç kapasitesinin aşırı şarjına neden olabilmektedir, bu durumda sürücünün aşırı DC bara gerilim koruması tetiklenebilmektedir. Bütün bu problemler yüksek anahtarlama frekanslarında, uzun ekranlı kablolar kullanıldığında ve eşleşmeyen sonlandırma empedansları durumlarında daha da kötüleşir. Yüksek dv/dt nedeniyle oluşan ortak ve farksal durum akımları çınlama (ringing) etkisine de sahiptir. İletilen elektromanyetik girişim küçük ölçüde yayılan elektromanyetik girişime (radiated EMI) de neden olmaktadır, tersi de doğrudur. (Yüksek) dv/dt yayılan (elektromanyetik girişim olan) elektrik alana (yüksek) di/dt yayılan (elektromanyetik girişim olan) manyetik alana neden olmaktadır. Eğer iletilen elektromanyetik girişim azaltılırsa ilgili yayılan elektromanyetik girişim de azaltılmış olur. Bu yüzden elektrik devrelerinde oluşan iletilen elektromanyetik girişim kaynaklarını azaltmaya yönelik çalışmalar önem arz etmektedir. Ekranlı kablolar yayılan elektromanyetik girişimi azaltırken kablo şarj akımlarını, yani farksal durum akımlarını artırmaktadır. (Skibinski vd., 2002, Bulington vd., 1999, Kerkman vd., 1997, Rangarajan vd., 2011, Texiera vd.,2009).

Günümüzde silisyum tabanlı modern IGBT'lerin birçoğu 5 kV/us ile 10 kV/us dv/dt civarında değişen değerlere sahiptir, geliştirilmeye devam eden SiC, GaN ve GaAs tabanlı anahtarların dv/dt değerleri ise çok daha yüksektir.

NEMA MG-1 standardı kısım 30 ve 31'de sırasıyla sürücüsüz ve sürücülü çalışmaya uygun üretilmiş makineler için makinelere uygulanan gerilimin yükselme zamanlarına dair kısıtlar verilmektedir. Bu standarda göre düşük gerilimli sürücüsüz çalışmaya uygun üretilmiş motorlara uygulanacak gerilimin değişim hızının 500 V/us'yi aşmaması gerekmektedir (Texiera, 2009).

DeneySEL düzenekte, generatör, motor ve şebeke hattında evirici çıkışlarında ve diyotlu doğrultucu girişlerinde 2.3mH reaktörler kullanılmıştır. Diyotlu doğrultucu girişindeki reaktörün amacı şebekeden çekilen akımların tepe değerlerini bastırmaktır. Motor ve generatör evirici çıkışlarındaki reaktörler dv/dt filtresi olarak kullanılmıştır. Şebeke bağlantılı eviriciye bağlı olan reaktör ise hat

filtresi görevi yapmaktadır. Motor, generatör ve şebeke hattında faz başına 15 mH ortak durum akımı filtresi kullanılmıştır. Motor ve generatörün rulman akımları ortak durum akımı filtreleri aracılığıyla bastırılmaktadır. Bunlardan başka eviricilerin girişlerinde kondansatörlü ortak durum filtreleri de vardır.

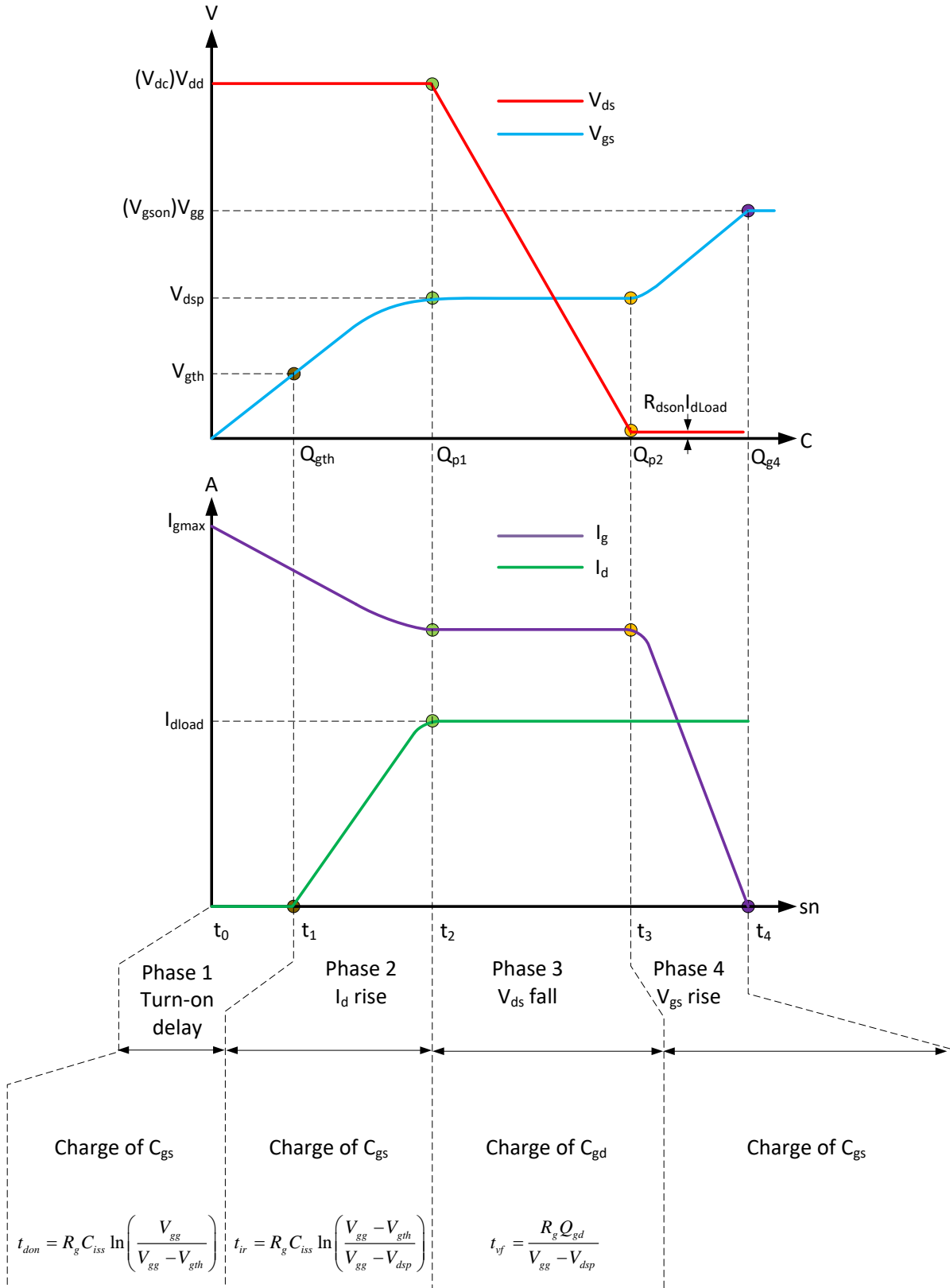
Eviriciler ile motor, generatör ve şebeke arasında her biri için yaklaşık olarak 5 m kablo mesafesi vardır. dv/dt filtreleri motor ve generatör bağlantı uçlarındaki gerilim artışını da önlemektedir. Bu filtrelerin sistem çalışması üzerinde başka etkileri de vardır fakat proje çalışması bu konuya odaklanmadığı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

IGBT'lerin iletme girme harici gate direnci 10Ω kesime girme harici gate direnci 5.6Ω olarak belirlenmiştir. IGBT'lerin dv/dt değerini azaltmak amacıyla her IGBT'nin gate kollektör uçları arasında 1 nF kapasite bağlanmıştır. Bu kapasite miller kapasitesine eklenerek IGBT'lerin sadece dv/dt değerini etkilemektedir, yani miller kapasitesi arttığı için şarj zamanı uzamakta ve kollektör-emiter geriliminin yükselme ve düşme zamanları artmaktadır, sonuç olarak dv/dt değeri düşmektedir (Aggeler vd., 2013).

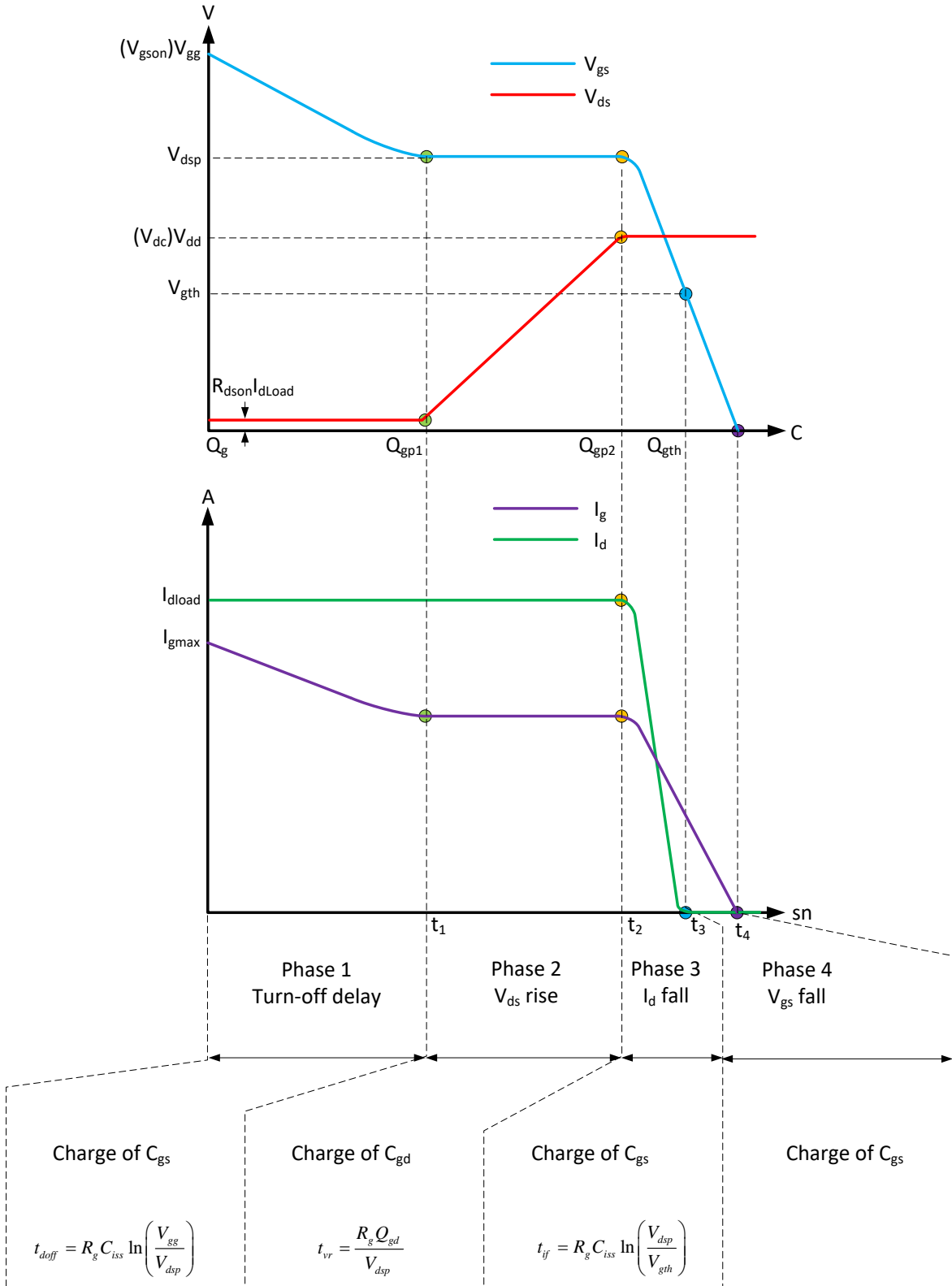
Şekil 4.1 ve Şekil 4.2'de bir MOSFET'in iletme ve kesime girme şekilleri verilmektedir. Bu şekillerden de gate-drain (IGBT için gate-kollektör) arasına bağlanan bir kapasitenin sadece V_{DS} (IGBT için V_{CE}) geriliminin yükselme ve düşme zamanını, yani IGBT'nin dv/dt 'sini etkilediği görülmektedir.

Şekil 4.1 ve 4.2'de verilen formüllerle (Chen, 2009) IGBT ve MOSFET'lerin veri sayfalarında verilmeyen süreler de yaklaşık olarak hesaplanabilmektedir. Bu şekillerdeki dalgalarda gerçekte sıçramalar ve dalgalanmalar mevcuttur. Sonuç olarak evirici çıkışındaki IGBT'lerin dv/dt değerleri yaklaşık olarak 500 V/us'yeye düşürülmüştür. Bu durumda 150 A kollektör akımı ve 600 V kollektör-emiter gerilimi için anahtarlama kayıplarının joule değeri yaklaşık olarak 180 mJ olmaktadır. Şekil 4.3'de görüldüğü gibi yüksek dv/dt değerleri geri besleme ölçümlerinde gürültüyü aşırı artırmaktadır.

IGBT'lerin dv/dt değeri kollektör akımı ile değişmektedir. Evirici faz akımının 15 A değerinde iletimde ve kesimde dv/dt değeri yaklaşık olarak 500 V/us olmaktadır. Bu durum Şekil 4.4'te görülmektedir.



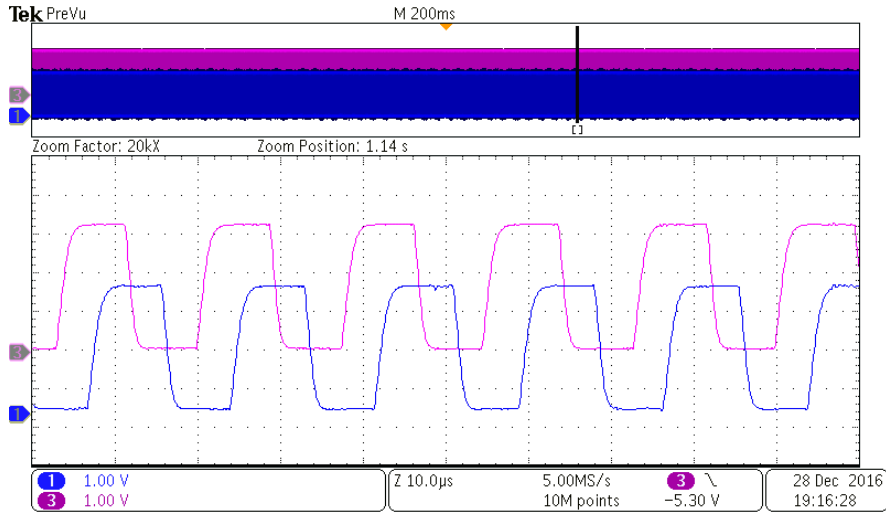
Şekil 4.1. MOSFET'in iletme gitme dalga şekilleri



Şekil 4.2. MOSFET'in kesime gitme dalga şekilleri



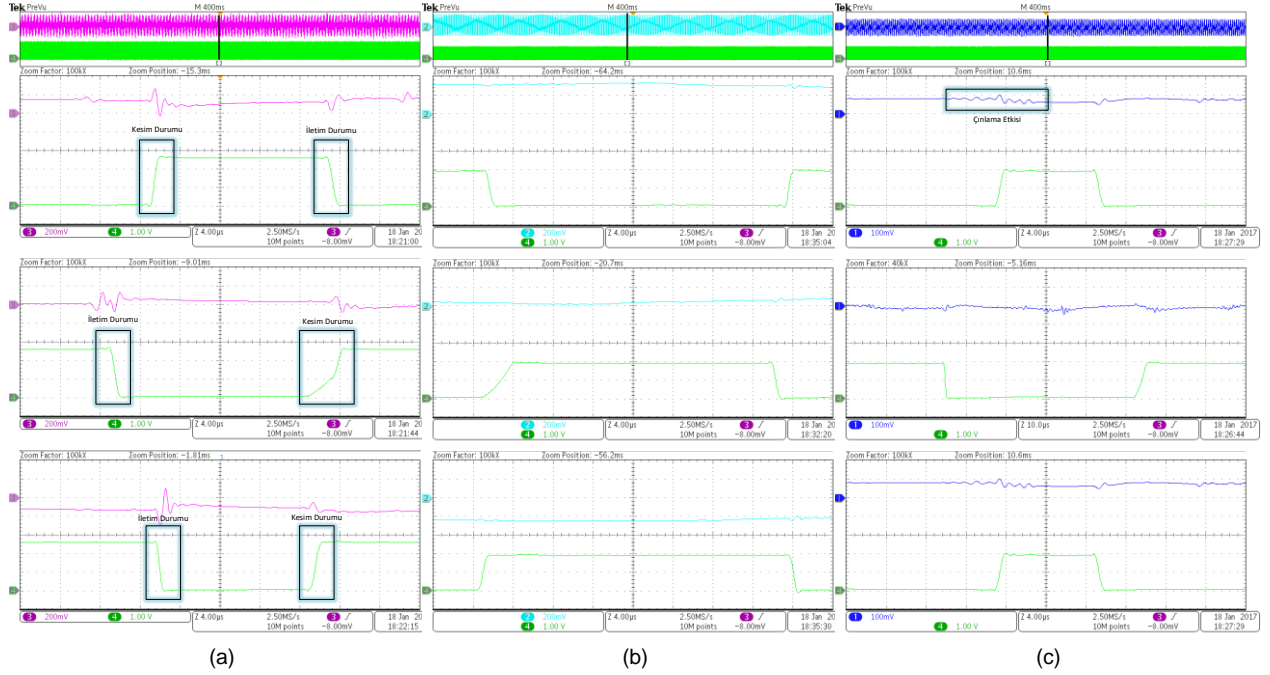
(a)



(b)

Şekil 4.3. IGBT dv/dt değerinin enkoder sinyalleri üzerindeki etkisi (a) $dv/dt = 4 \text{ kV}/\mu\text{s}$ (b) $dv/dt = 500 \text{ V}/\mu\text{s}$

Sistemde kullanılan enkoder devirde 3600 pals üretmektedir. SMSM gibi makineleri sürerken enkoder indeks sinyali dv/dt kaynaklı gürültü yüzünden yanlış okunursa, sürücü kapalı çevrim denetim sistemi kararsızlığa düşebilir. Şekil 4.3 (a)'da gate-collector kapasitesi ve dv/dt filtreleri olmadığına oluşan Enkoder sinyalleri, (b)'de ise kapasiteli ve filtreli sistemde oluşan Enkoder sinyalleri verilmiştir.



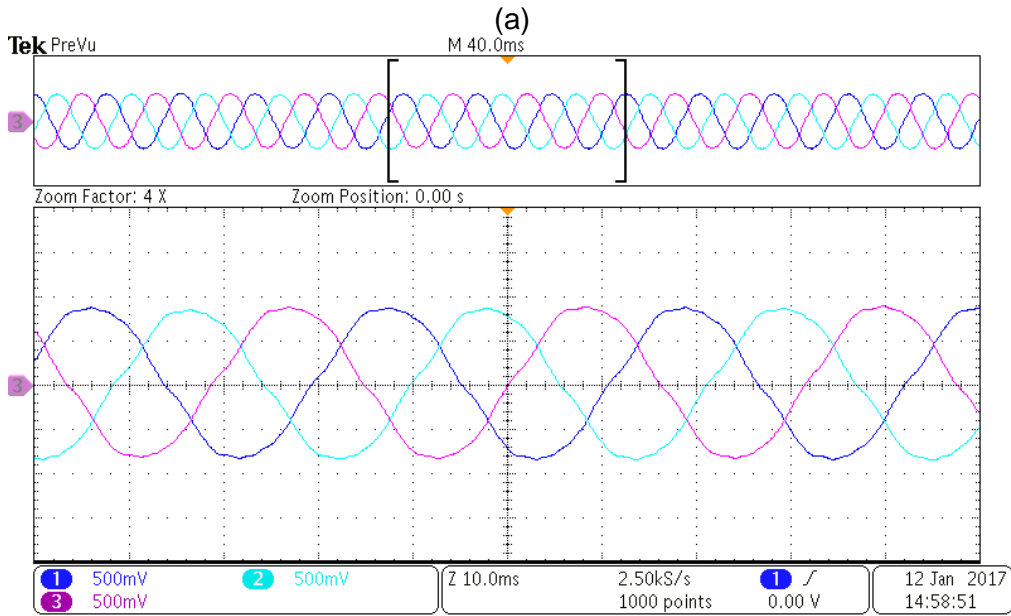
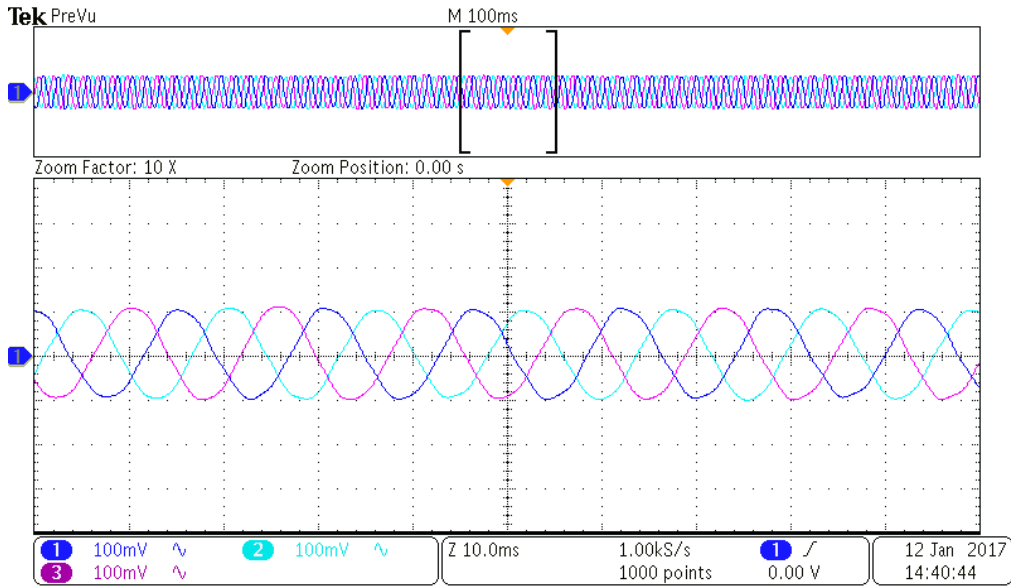
Şekil 4.4. dv/dt ve DC bara gerilim sıçraması şekilleri; yukarıdan aşağıya (a) ASM + maksimum akım, sıfır civarı akım ve – maksimum akım değerlerinde IGBT iletme ve kesime girme V_{CE} dalga şekilleri (b) SMSM + maksimum akım, sıfır civarı akım ve – maksimum akım değerlerinde IGBT iletme ve kesime girme V_{CE} dalga şekilleri (c) şebeke bağlantılı evirici + maksimum akım, sıfır civarı akım ve – maksimum akım değerlerinde IGBT iletme ve kesime girme V_{CE} dalga şekilleri

Şekilde görüldüğü gibi yüksek dv/dt değerlerinde enkoder sinyalleri okunamaz hale gelmektedir. Böyle enkoder sinyalleri ile DSP'de ek sayım oluşmaktadır. Şekil 4.4'te ise IGBT'lerin dv/dt değeri ve DC bara gerilim sıçraması verilmektedir. Deneysel düzenekte düşük endüktanslı DC bara tasarımı yapılmıştır, DC baradaki serbest (stray) endüktansı değeri 70 nH civarındadır. dv/dt değerinin de 500 V/us'yeye düşürülmesi sayesinde Şekil 4.4'te görüldüğü gibi DC bara gerilimindeki sıçrama (spike) değerleri kayda değer nitelikte oluşmamıştır.

4.2. Akım, Gerilim Ölçümü ve PLL Algoritması Sonuçları

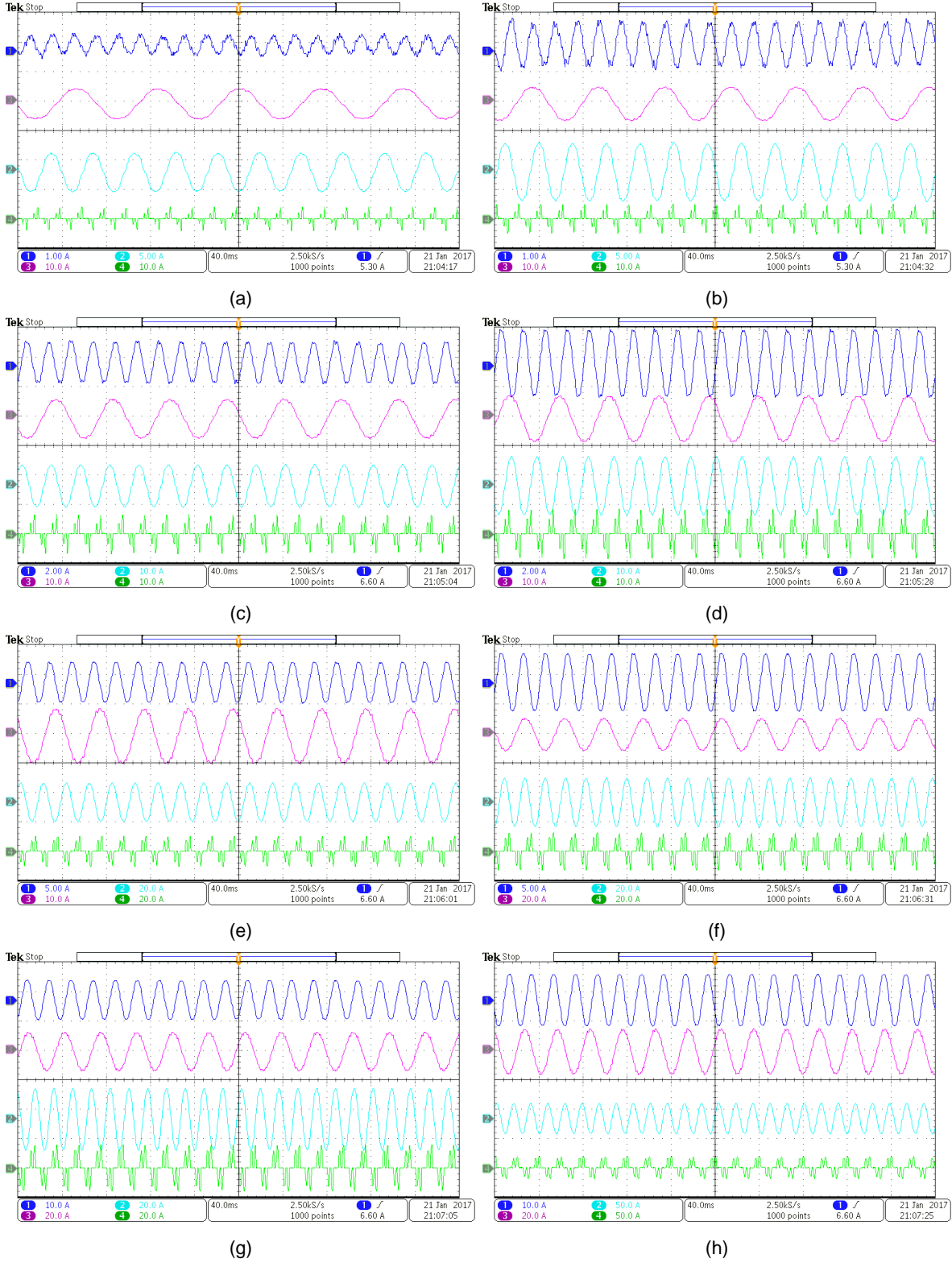
Şekil 4.5'te SMSM boşa çalışma hat akımlarının opamp çıkışlarındaki ölçümleri verilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi akım ölçümlerindeki gürültü, kullanılan filtreler ve dv/dt ayarı sonucunda oldukça gürültüsüz bir şekilde elde edilmiştir.

Şekil 4.5'de ise ASM boşa çalışma hat akımları verilmektedir. Sürücü ile sürülen makinelerin boşa çalışma akımları yüklü çalışma akımlarına göre oldukça gürültülü olmasına rağmen, akım ölçümleri Şekil 4.5 ve 4.6'da görüldüğü gibi düzgün ve gürültüsüz elde edilmiştir. Ayrıca, boşa çalışma akımlarının harmoniksiz olmasının en önemli nedenlerinden biri ise motor generatör akuple sistemin salınımsız ve düzgün merkez odaklı olmasıdır. Aksi takdirde motor boşa çalışma akımları oldukça bozulmaktadır.



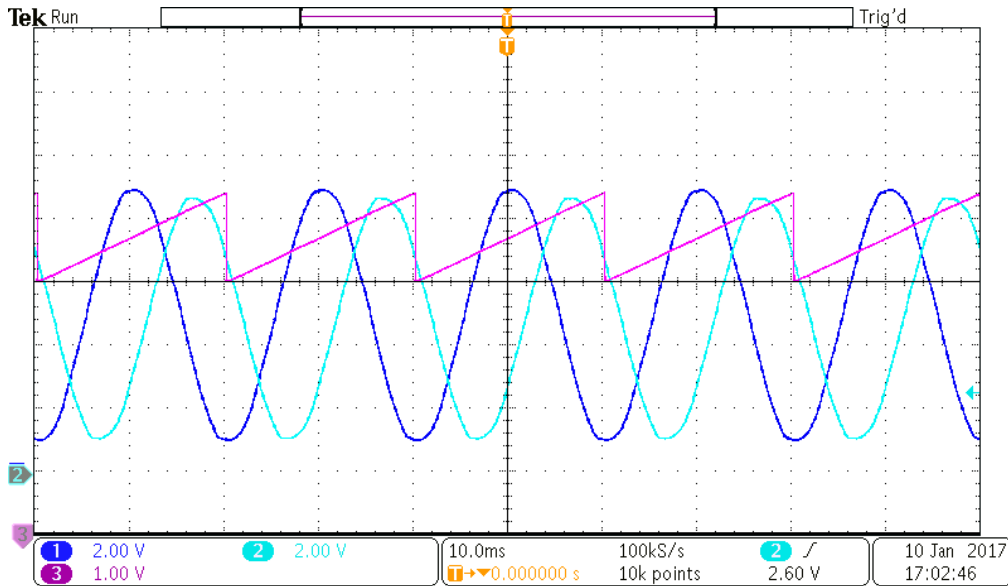
(b)

Şekil 4.5. 100 rad/s için SSM ve ASM (motor) boşa çalışma hat akımları (5 A/V)



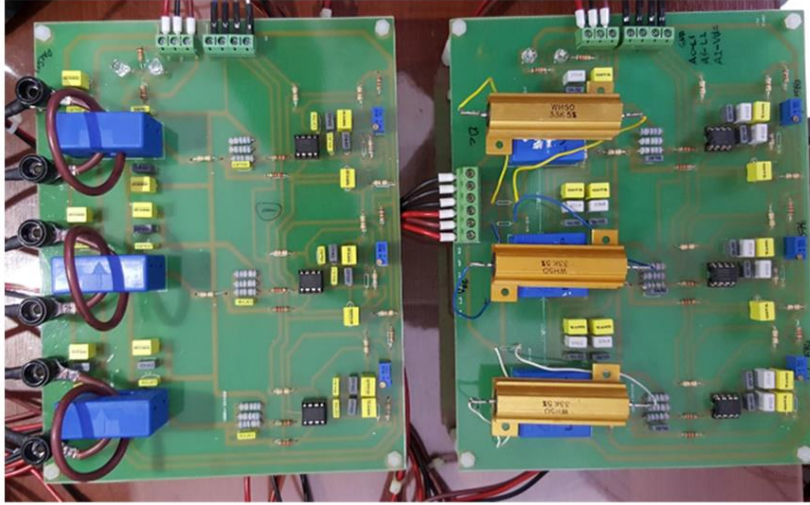
Şekil 4.6. Farklı rüzgâr hızları için (mavi) şebeke, (magenta) ASM ve (açık mavi) SMSM hat akımları, (yeşil) doğrultucu şebeke akımı (a) 5 m/s (b) 6 m/s (c) 7 m/s (d) 8 m/s (e) 9 m/s (f) 10 m/s (g) 11 m/s (h) 12 m/s

Şekil 4.6'da ölçülen akımlar KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal olmayan denetleyiciler ile elde edilmiştir. Bu denetleyicilerin kazançları ileride verilmektedir. Şekil 4.7'de şebeke bağlantılı eviricide PLL sistemi için kullanılan gerilim ölçümleri verilmektedir. İki faz gerilimi ölçülmüş üçüncüsü hesaplanmıştır. Şekilde görüldüğü gibi senkron referans çatı tabanlı en basit PLL algoritması şebeke bağlantısı için yeterli olmuştur. Bu PLL algoritması ile güç katsayısı şebeke tarafında kararlı bir şekilde 0.99 elde edilmiştir. Şekil 4.5, 4.6 ve 4.7'de akım ve gerilim ölçümleri 100 μ V'un altında bir gürültü ve offset değeri ile elde edilmiştir. Deneysel düzenekte güç ve sinyal hattında ekranlı kablo kullanılmamıştır, fakat dirençsiz doğrudan güçlü bir topraklama mevcuttur. Sonuç olarak, evirici çıkışlarında ortak durum akımları güçlü bir şekilde bastırılmakta ve farksal durum akımları da kısa ve ekransız kablo kullanıldığı için düşük değerlerde oluşmaktadır.



Şekil 4.7. Şebeke gerilim ölçümleri ve PLL ile elde edilen a fazı açısı

Bu yüzden akım ve gerilim ölçümleri de enkoder sinyalleri gibi oldukça gürültüsüz bir şekilde elde edilmiştir. Şekil 4.8'de akım ve gerilim ölçümü için üretilen sinyal düzenleme devrelerinin resimleri verilmiştir. Sinyal düzenleme devrelerinde kullanılan opamp, OPA277'dir. Opampın besleme uçlarında var olan MHz mertebesinde yüksek frekanslı gürültü bileşenlerinin opampın çıkışına aktarılmaması için, LA-55P ve LV-25 sensör çıkışlarına 100 nF ve opampın besleme uçlarına en yakın mesafede olacak şekilde 10 nF, 100 nF, 330 nF ve 560 nF kondansatörler koyulmuştur. Ayrıca offset ve gürültü değerlerinin artmaması için sadece 1 tane opamp kullanılarak sinyal düzenleme devreleri üretilmiştir.



Şekil 4.8. Sinyal düzenleme devrelerinin resimleri

4.3. DC Bara ve Şok Emici Koruma (Snubber) Sistemi

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

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

- Anahtar üzerindeki gerilim ve akım sıçramalarını azaltmak veya yok etmek.

- Anahtar akımındaki ve gerilimindeki değişim hızlarını (di/dt , dv/dt) sınırlamak.
- Anahtarın SOA'nde çalışmasını sağlamak.
- Anahtarlama anındaki güç yitimini geri kazanmak.
- Anahtarlama kayıplarını azaltmak.
- Anahtar akımındaki ve gerilimindeki çınılama etkisini söndürerek EMI problemlerini azaltmak.

Yukarıdaki maddeler birbirinden tamamen bağımsız değil iç içe geçmiş durumdadır. Aşağıda kesime gitme durumunda kullanılan koruma devreleri kısaca özetlenmiştir. Burada verilen yaygın yöntemlerden farklı olarak literatürde önerilmiş başka yöntemler de mevcuttur.

C koruma devresinde kullanılan kapasite ile DC bara serbest endüktansı anahtarlama anlarında rezonansa girer, bu rezonans DC bara hattında var olan parazittik omik dirençler üzerinde sönümlenir. Parazittik dirençler küçük olduğu için bu yüksek frekanslı salınım uzun süre devam eder. Bu olaya çınılama (ringing) denir. Çınılama olayına, IGBT sürücü - IGBT bağlantısında kullanılan kablonun ve iletken yolların parazittik endüktansı ve IGBT giriş kapasitesinin neden olduğu rezonans durumu da katkı sağlar. C koruma yönteminde IGBT üzerine doğrudan vidalı takılabilen düşük endüktanslı kondansatörler kullanılır. Bu yöntem basit ve ucuz bir sönümleme yöntemidir. Küçük güç değerlerinde bu yöntem tercih edilir.

RC koruma devresi ile harici bir direnç devreye eklenerek sönüm hızlandırılır fakat bu durum da kayıplara neden olur. Orta seviye akım (birkaç 10 kW) değerleri için uygundur.

RCD koruma devresinde, DC bara da gerilim sıçraması neredeyse sıfırlanır. Kayıpları aynı koşullar için yüksek akım altında C ve RC devrelerinden daha azdır. RCD koruma devresinin en önemli üstünlüğü anahtarlama kayıplarını da azaltmasıdır. Elektriksel ve mekaniksel tasarımı zordur, bu yüzden ancak ihtiyaç duyulduğu yüksek seviye akım (birkaç 100 kW ve üstü) değerlerine uygun bir yöntemdir. Projede akım değerleri 10 – 15 A aralığında ve gerçekleştirilen rüzgâr türbini 2.5 kW olduğu için basit şekilde C koruma devresi kullanılmıştır. C koruma devresinde tasarımda iki adet kısıt vardır. Bunlar düşük endüktanslı kondansatör kullanımı ve DC bara sıçrama değeridir. Aşağıda C_s koruma kapasitesinin değerini veren formül verilmiştir.

$$C_s \cdot (V_{pk} - V_{dc})^2 - L_s \cdot I_0^2 = 0 \quad (4.1)$$

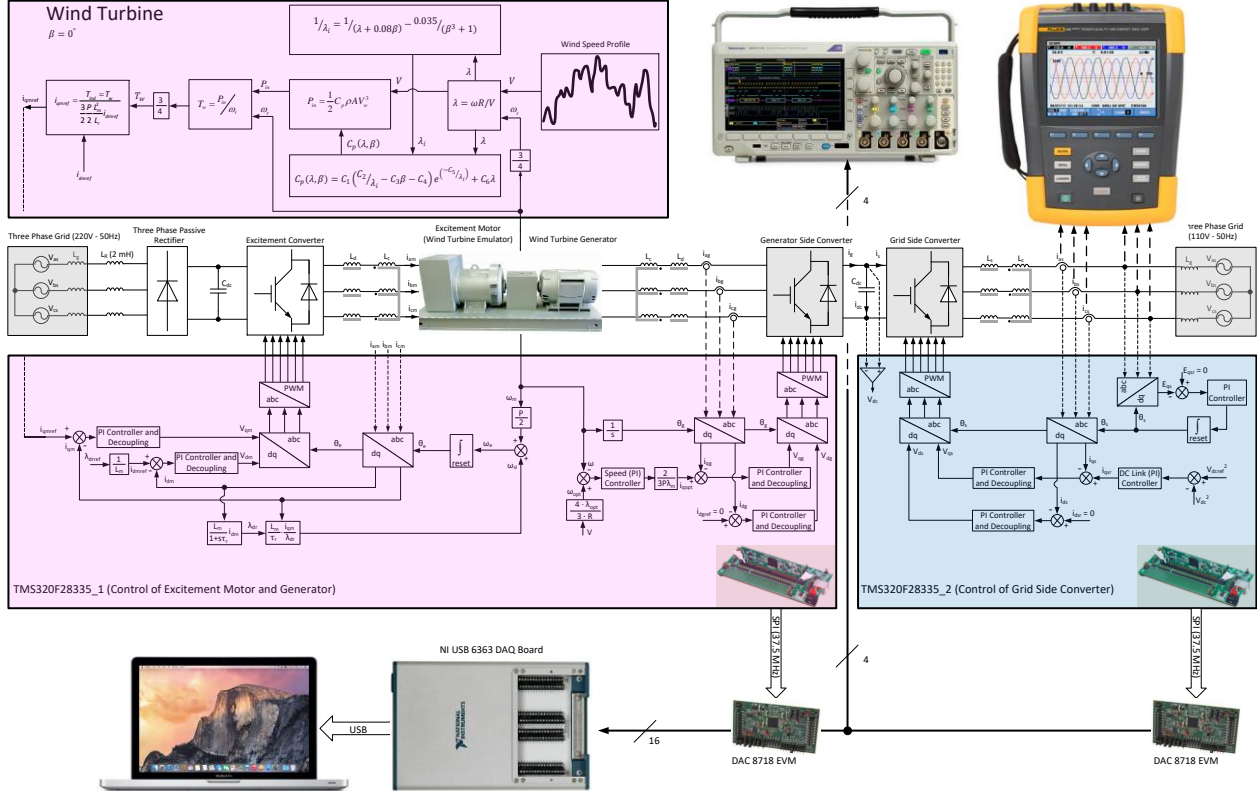
Yukarıda V_{pk} DC barada istenilen sıçrama değeridir. V_{dc} DC bara değeri, L_s DC baradaki serbest endüktans değeri, C_s koruma kapasitesi ve I_0 DC baradan geçen maksimum ortalama akım değeridir. Serbest DC bara endüktansının değeri ise 70 nH'dir. DC bara akımı ise generatör, motor ve şebeke tarafı eviriciler için 2.5 kW güçte en çok 15 A olmaktadır. Bu değer seçilirken yükün $\cos(\theta)$ 'si de dikkate alınmıştır (Hava vd., 2012, Ayhan vd., 2011). Burada yapılan tasarımın ileriki proje çalışmalarında da kullanılabilmesi ve uzun ömürlü olması için sıçrama ve dalgalanma frekansı değerlerinin az olması amaçlanmıştır. Bu yüzden 1 uF koruma kondansatörü kullanılmıştır. Bu durumda oluşacak sıçrama değeri ise en fazla 3.97 V olmaktadır.

DC barada güç kondansatörü olarak 6800 uF 450 V iki adet kondansatör seri bağlanarak kullanılmıştır. 2.5 kW için daha düşük bir kapasite de yeterli olmaktadır, fakat kondansatörde oluşan dalgalı gerilim kondansatör kayıplarını artırmakta ve kondansatör ısınmaktadır. Isı ise kondansatör ömrünü dramatik bir şekilde azaltan en önemli etkenlerden biridir. Kurulan sistemin uzun ömürlü olması için yüksek kapasiteli kondansatörler tercih edilmiştir, böylece kondansatör üzerinde oluşan dalgalı gerilimin genliği düşük olmaktadır. Ayrıca, ortak durum akımları DC bara kondansatörlerinin aşırı şarjına (overcharging) ve DC barada gerilim artışına (pump-up) neden olmaktadır, kapasite büyüdükçe gerilim artışı da azalmış olmaktadır. Düşük $\cos(\theta)$ 'ye sahip (ASM gibi) yüklerde kondansatörün zorlanması da böylece azalmaktadır (Hava vd., 2012, Ayhan vd., 2011).

4.4. İşletim Süreci ve IGBT Koruma Fonksiyonları

DeneySEL düzenekte anahtarlama frekansı 10 kHz'dir. Akım ve enkoder okuma işlemleri anahtarlama frekansı ile senkron haldedir. PI denetleyiciler hız döngüsünde her 1 ms'de, akım döngülerinde her 100 us'de bir çalışmaktadır. Doğrusal olmayan denetleyiciler ise tek blok yapısında olduğu için hız ve akım gibi ikiye ayrılmamaktadır, her 100 us'de bir yürütülmektedir. Sistemde toplam 9 adet IGBT sürücü vardır ve hepsinde koruma fonksiyonları etkin durumdadır. Bu koruma fonksiyonları IGBT'den geçen akımın 150 A'i geçmesi durumunda veya IGBT sürücülerinin besleme gerilimleri %3 veya daha fazla azaldığında devreye girer. Koruma fonksiyonu IGBT sürücüden dışarıya HALT_OUT olarak verilmektedir, bu pin hem giriş hem çıkış özelliğine sahiptir, yani çift yönlü işlev görmektedir. Bütün IGBT sürücülerin HALT_OUT çıkışları birleştirilerek bir tasarım yapılmıştır, böylece herhangi bir IGBT'de bir hata oluşması durumunda bütün IGBT sürücüler (tüm sistem) devre dışı kalmaktadır. Aşırı akım durumunda IGBT sürücüler

5 us'de kendini ve tüm sistemi kapatmaktadır. Şekil 4.9'da deneysel düzeneğin gerçek zamanlı şeması verilmektedir. Deneysel düzeneği devreye alma aşamasında şu sıra izlenmektedir.



Şekil 4.9. Deneysel düzeneğin gerçek zamanlı şeması

- I. PLL devreye alınır ve PLL çıkışının kararlı duruma geçmesi beklenir.
- II. Şebeke bağlantılı evirici devreye alınır gerilim cevabının kararlı duruma geçmesi beklenir.
- III. SMSM'ye, akım döngüleri kapalı hız döngüsü açık şekilde, d ekseninden anma akımının %20'si ile %30'u arasında bir akım, q ekseninden ise 0 A uygulanır ve makine başlangıç konumuna çekilir. Aynı şekilde bu aşamada, ASM'un da d eksen akımı referans değerine q eksen akımı sıfıra sürülür. Hem motor hem jeneratör için akımların kararlı duruma geçmesi beklenir.
- IV. Motor ve jeneratör hız döngüleri kapatılır ve aynı yöne belirli bir rüzgâr hızı için (örneğin 3 m/s) oluşacak olan optimum hız değerinde her iki makine de döndürülür. Hız cevabının her iki makine için kararlı duruma geçmesi beklenir. Burada her iki makinede de hız döngüsü kapalıdır.

- V. Rüzgâr türbini fiziksel emülatörü ve SMSM generatör çalışma IV. adımda verilen rüzgâr hızı ile devreye alınır. Bu aşamada ASM hız döngüsü açılır ve rüzgâr türbini emülatörü devreye alınır.
- VI. Rüzgâr hızı istenildiği gibi artırılarak veya azaltılarak sistem çalıştırılır.

4.5. Isıl Analiz

IGBT iletme ve kesime gitme süreleri kollektör emiter (V_{CE}) gerilimi, sıcaklık ve kollektör akımı ile değişir. Bu durum IGBT anahtarlama kayıplarının V_{CE} gerilimi, sıcaklık ve kollektör akımı bağımlılığının var olduğu anlamına gelir. Ayrıca güç faktörü arttıkça anahtarlama kayıpları azalmaktadır. Anma değerlerinde yaklaşık olarak şebeke tarafı eviricisinde ve SMSM eviricisinde güç faktörü 0.99, ASM eviricisinde 0.8 olmaktadır.

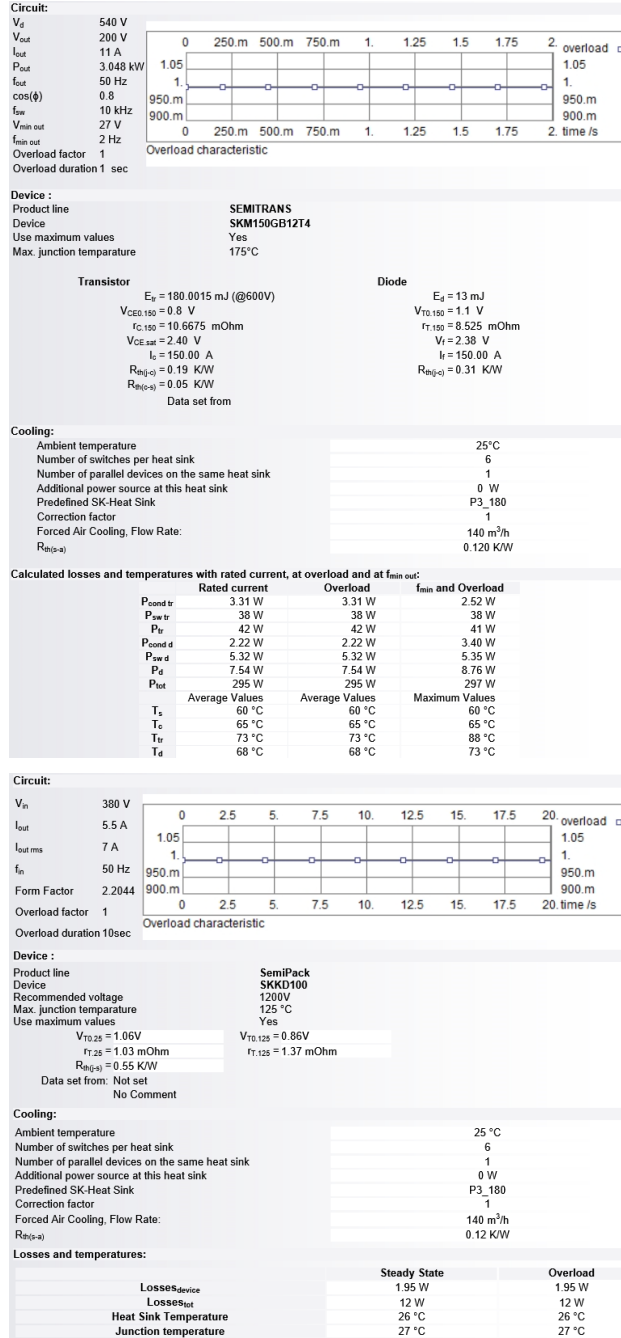
Projede 2.5 kW güç değerinde çalışılmaktadır. ASM sürücü devresi için SEMIKRON P3 180 soğutucu kullanılmıştır, bu soğutucu üzerine 3 fazlı diyotlu doğrultucu ve 3 fazlı evirici (3 adet SKKD100 diyot modül ve 3 adet SKM150GB12T4 IGBT modül) monte edilmiştir. Şebeke bağlantılı evirici ve generatör eviricisi olarak 6 tane IGBT modül P3 300 soğutucu üzerine monte edilmiştir. Her iki soğutucu da fanlıdır.

IGBT'nin dv/dt hızı düşürüldüğü için anahtarlama kayıpları artmıştır. 150 A kollektör akımı ve 600 V DC bara değerinde kayıpların joule değeri 180 mJ olarak hesaplanmıştır. Bu değer SEMISEL'e girilmiş ve Şekil 4.10'da evirici ve diyotlu doğrultucu için sıcaklık analizleri ayrı ayrı yapılmıştır. Şekil 4.11'de ise şebeke bağlı evirici ile generatör eviricisinin sıcaklık analizleri ayrı ayrı verilmiştir.

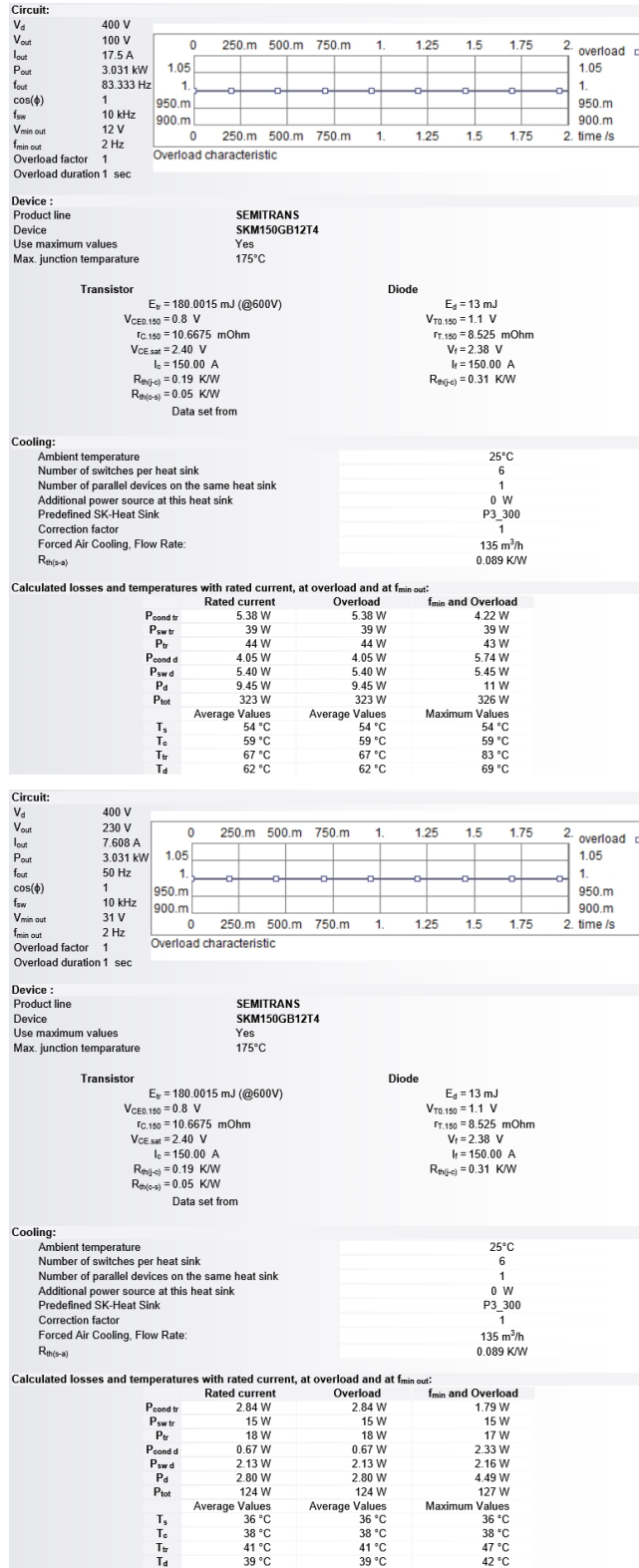
Şekil 4.10'da görüldüğü gibi, evirici soğutucu sıcaklığını 35 °C artırarak 60 °C'ye çıkartmaktadır. Doğrultucu ise soğutucu sıcaklığını 2 °C artırarak 27 °C'ye çıkartmaktadır. Doğrultucu ve evirici aynı soğutucu üzerinde bulunduğu için ASM sürücü soğutucusu ısı dengeye 62 °C'de ulaşmaktadır.

Şekil 4.11'de görüldüğü gibi, generatör eviricisi soğutucu sıcaklığını 19 °C artırarak 54 °C'ye çıkartmaktadır. Şebeke bağlantılı evirici ise soğutucu sıcaklığını 11 °C artırarak 36 °C'ye çıkartmaktadır. Her iki evirici aynı soğutucu üzerinde bulunduğu soğutucu ısı dengeye 65 °C'de

ulaşmaktadır. Deneysel çalışmalarda elde edilen sıcaklık ölçüm sonuçları buradaki sonuçlarla uyumludur.



Şekil 4.10. ASM sürücüsü soğutucusunun ısı analizi (P3 180)

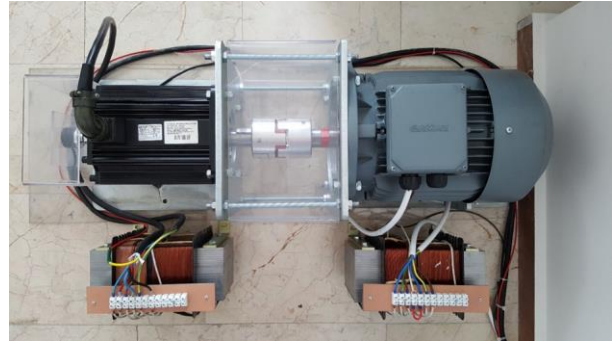


Şekil 4.11. Şebeke bağlı evirici ve generatör sürücüsü soğutucusunun ısı analizi (P3 300)

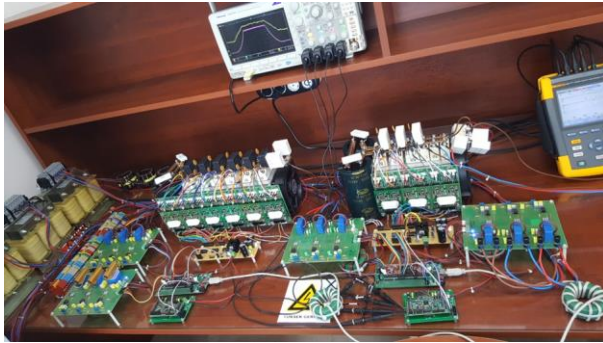
Burada ısı analiz 3 kW değerinde yapılmıştır, sistemin ortalama aktif güç değeri 3 kW'ın altında kalacağı için burada hesaplanan sıcaklık değerlerine hiç ulaşılmamaktadır. Yukarıdaki sıcaklık değerleri, sistem sürekli 3 kW aktif güç altında çalıştığı zaman ulaşılan değerlerdir. Şekillerde T_s soğutucu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



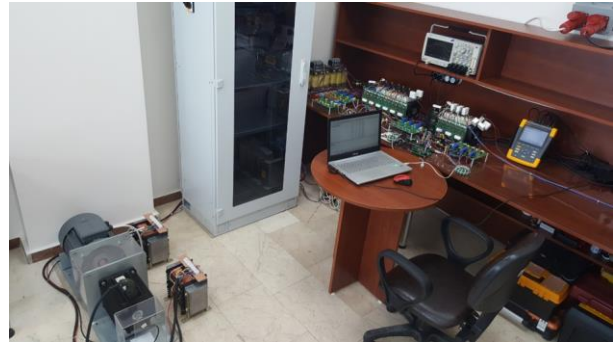
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 4.12. Deneysel düzeneğin resimleri (a) tüm donanım (b) motor- generatör ve ortak durum filtreleri (c) güç elektroniği çeviricileri ve filtreler (d) tüm donanım

Şekil 4.12'de deneysel çalışma düzeneğinin resmi verilmektedir.

5. SONUÇLAR

Deneyisel sonuçlar yedi kısımda verilmektedir. İlk kısımda deneysel PI tasarımları yapılan vektör denetim hız cevapları ve şebeke bağlantılı eviricinin DC bara cevabı gibi genel ölçümler verilmektedir.

İkinci kısımda tüm parametrelerin doğru bilinmesi ve rüzgâr hızının hatasız okunması durumunda KUHO tabanlı MGİ algoritması ve PI denetleyiciler ile elde edilen sonuçlar verilmektedir.

Üçüncü kısımda hava yoğunluğunda ve rüzgâr hızı ölçümünde %10 hata oluşturulmuş, KUHO tabanlı MGİ algoritması ve PI denetleyiciler ile elde edilen sonuçlar verilmiştir.

Dördüncü kısımda tüm parametrelerin doğru bilinmesi ve rüzgâr hızının hatasız okunması durumunda KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal olmayan denetleyiciler ile elde edilen sonuçlar verilmektedir.

Beşinci kısımda hava yoğunluğunda ve rüzgâr hızı ölçümünde %10 hata oluşturulmuş, KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal olmayan denetleyiciler ile elde edilen sonuçlar verilmiştir.

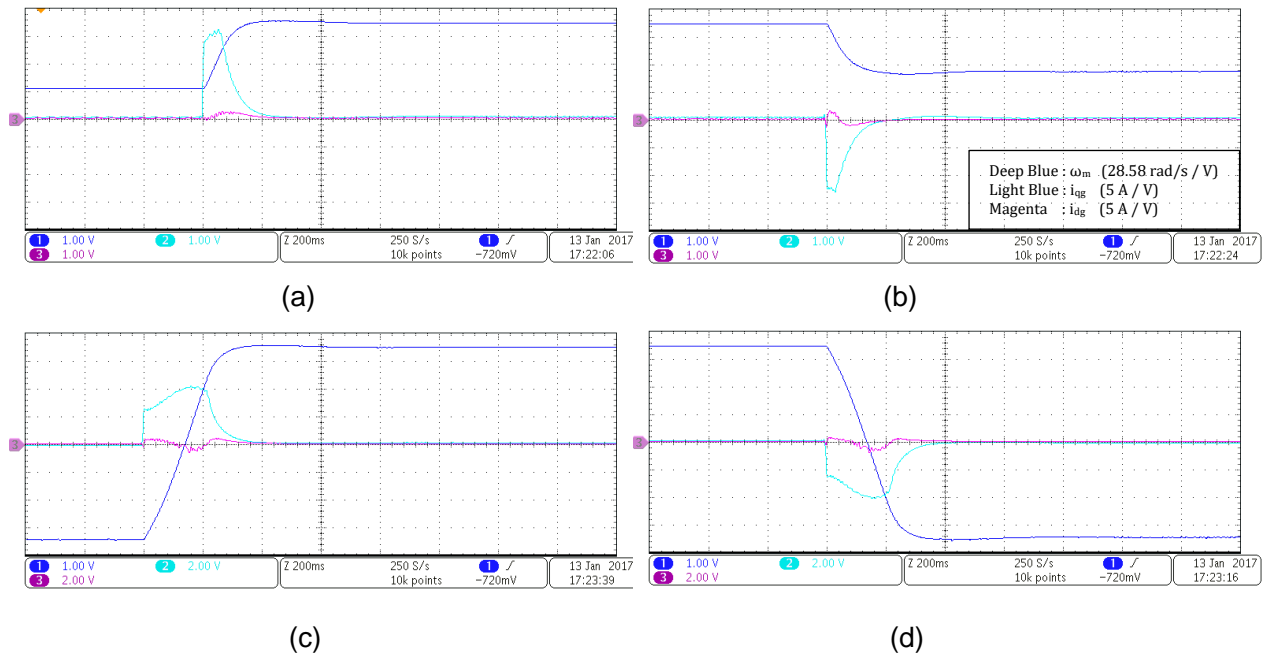
Altıncı kısımda fiziksel rüzgâr türbinin emülatörü ile ilgili sonuçlar verilmektedir.

Yedinci kısımda yine türbin parametre bilgilerinde ve rüzgâr hızı ölçümünde %10 hata oluşturulmuş, önerilen MGİ algoritması ve doğrusal olmayan denetleyiciler ile elde edilen sonuçlar verilmiştir.

5.1. Gerilim, Hız ve Akım Denetimi için Klasik PI Denetleyicilerle Elde Edilen Sonuçlar

Başlık 2 altında, klasik DHRT sistemlerinin denetimi için PI denetleyici tasarımları verilmektedir. Bu denetleyici tasarımlarının sonuçları burada deneysel olarak doğrulanmaktadır. PI tasarımlarını doğrulamak için ASM ve SMSM'nin vektör denetim uygulaması boşta yapılmıştır, şebeke bağlantılı evirici ise hem boşta hem de yükte çalıştırılmıştır.

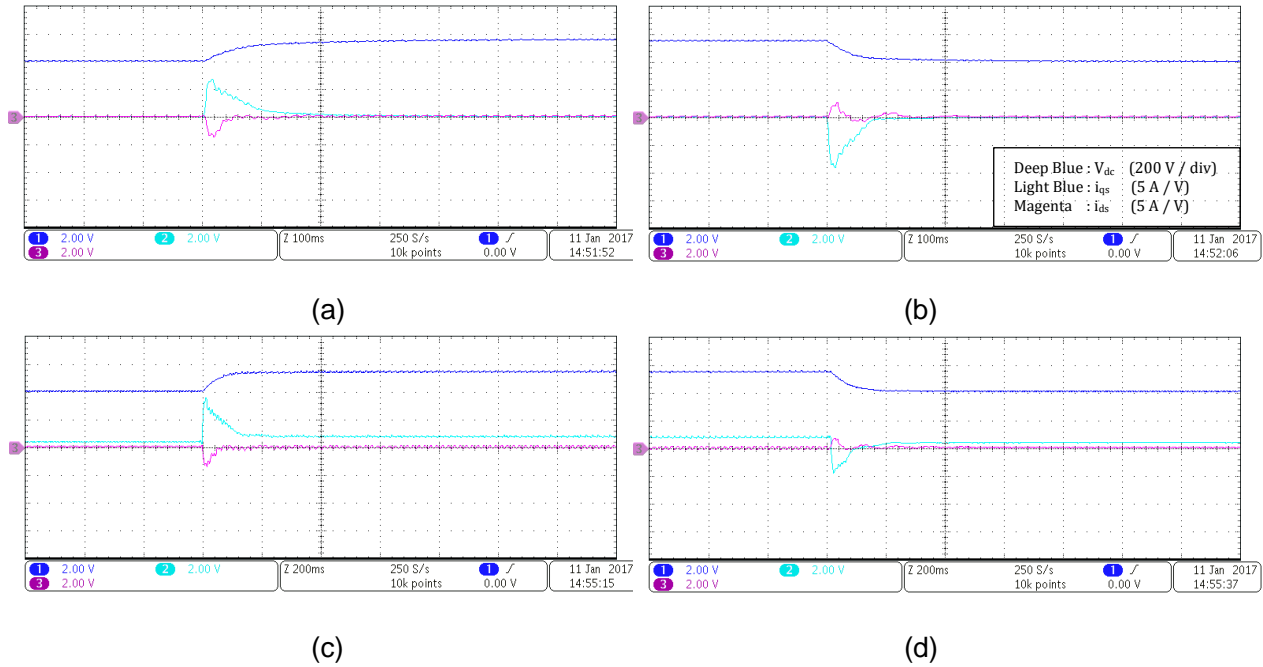
Şekil 5.1’de SMSM’nin hız denetimi verilmektedir. PI denetleyici tasarımında denetim amaçları 0.142 s yerleşme zamanı ve % 2’den daha küçük bir aşmadır. Şekilde elde edilen deneysel çalışma sonuçlarına göre yerleşme zamanı yaklaşık olarak 0.14 s olmuş ve kayda değer bir aşma oluşmamıştır. Bu durum denetim amaçlarına ulaşıldığını göstermektedir. Ayrıca, q eksenini akımı ve d eksenini akımı denetim döngüleri arasında ayrıştırma (decoupling) tabanlı PI denetleyici yapısı kullanılmıştır. Özetle ayrıştırma, d-q eksenleri akımlarının herhangi birinde denetim amaçları doğrultusunda meydana gelen bir değişimin diğer akımın denetim döngüsünü etkilememesi anlamına gelmektedir, böylece iki döngü birbirinden bağımsız olur ve birbirinden bağımsız denetlenir. Makinelerdeki vektör denetimin esaslarından biri de budur, makine akımları alan ve moment bileşenlerine (sırasıyla d ve q) ayrılarak DC motor gibi sürülür.



Şekil 5.1. SMSM’nin boştaki hız denetimi (a) 31.5 rad/s’den 100 rad/s’ye adım değişim (b) 100 rad/s’den 50 rad/s’ye adım değişim (c) -100 rad/s’den 100 rad/s’ye adım değişim (d) 100 rad/s’den -100 rad/s’ye adım değişim

Kusursuz bir ayrıştırma için parametrelerin tam değerlerinin bilinmesi, parametrelerin çalışma esnasında değişmemesi ve geri besleme sinyallerinin %100 doğrulukta elde edilmesi gerekir. Gerçek bir sistemde ise parametrelerin gerçek değerlerini bilmek, %100 doğrulukta geri besleme sinyali elde etmek imkânsızdır. Ayrıca, tüm parametreler çalışma koşullarına bağlı olarak belirli ölçülerde çok veya az miktarda değişmektedir. Denetim sistemindeki DSP, sensör, sinyal

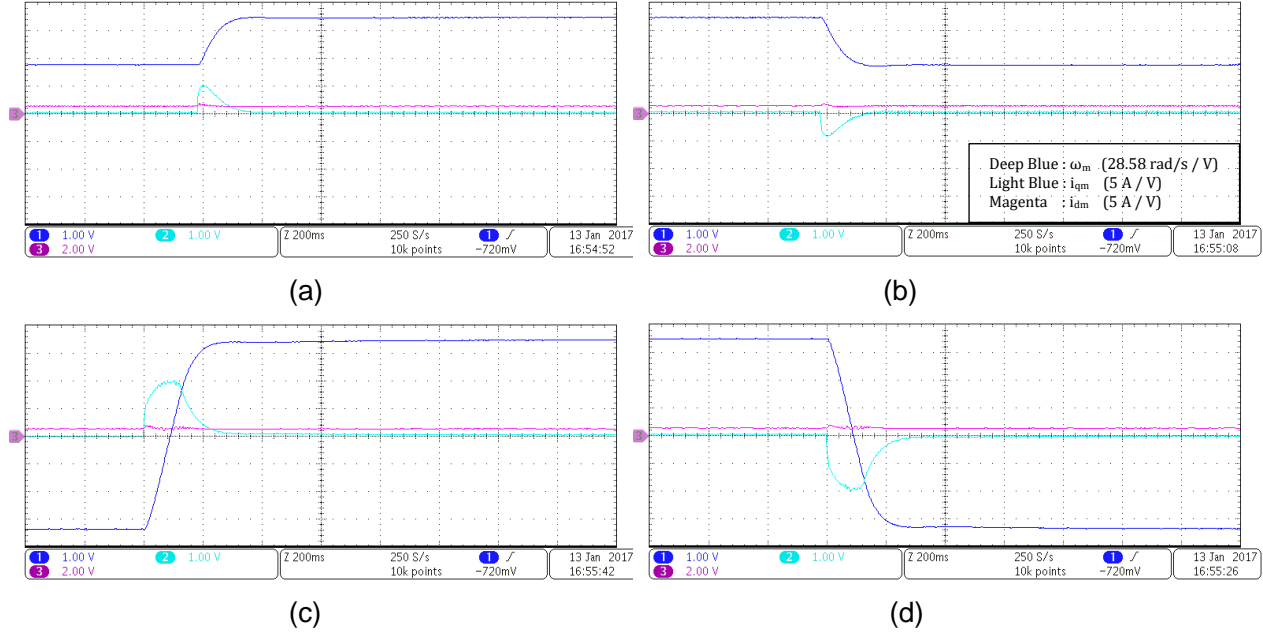
düzenleme vb., devrelerinde bulunan gecikmeler de ayrıştırma hatasına neden olur. Sonuç olarak kusursuz bir ayrıştırma gerçek bir sistemde mümkün değildir (Bahrani, 2011). Şekil 5.1 (a)'da görüldüğü gibi hız referansı 50 rad/s'den 100 rad/s'ye adım şeklinde değiştirildiğinde q eksenini artırarak yaklaşık olarak 10 A'e çıkmakta ve 100 rad/s için kararlı durum değerine tekrar düşmektedir. Bu geçici durum anında, q eksenini akımında meydana gelen değişimden d eksenini akımının da küçük bir oranda etkilendiği görülmektedir. Bu etkileneşinin nedeni, yukarıda ifade edildiği kusursuz ayrıştırma yapılamamasıdır.



Şekil 5.2. Şebeke bağlantılı eviricinin denetimi (a), (b) 400 - 550 V arasında yüksüz durumda adım değışim (c), (d) 400 V - 550 V yüklü durumda (DC baraya bağlı 270 Ω) adım değışim

Burada řu durumun altını önemle çizmek gereklidir, eğer ayrıştırma hiç yapılmazsa d eksenini akımında meydana gelen etkileneşinin değeri çok daha büyük olmaktadır. Böyle bir durum geçici rejimde makine mıknatıslanma akısının aşırı değışimine neden olur, akıdaki değışim ise moment ve rotor zaman sabitini değıştirir. Ayrıca makine evirici ile reaktif güç etkileşimine de girer. Bütün bu dinamikler geçici rejimde PI denetim amaçlarının da yerine getirilmesini engeller. Sonuç olarak ayrıştırmanın varlığı ve doğru yapılması hem vektör denetim hem de PI denetim amaçları açısından önemlidir. Ayrıştırma yapılmazsa, PMSM için d eksenini akımının geçici durumlarda alabileceği anormal değerler, makine sabit mıknatıslarının manyetik akılarının kalıcı olarak azalmasına (demagnetization) veya tamamen sıfırlanmasına da neden olabilir. Bu azalma, d

ekseni akımının değerine ve yönüne, ayrıca mıknatısların türüne ve manyetik büyüklüğüne göre değişir.



Şekil 5.3. ASM'nin hız boştaki denetimi (a) 50 rad/s'den 100 rad/s'ye adım değişim (b) 100 rad/s'den 50 rad/s'ye adım değişim (c) -100 rad/s'yeden +100 rad/s'ye adım değişim (d) +100 rad/s'yeden -100 rad/s'ye adım değişim

Şekil 5.2'de şebeke bağlantılı eviricinin DC bara gerilim ve akım denetimlerinin deneysel sonuçları verilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi, ayrıştırma büyük oranda başarılmaktadır. Fakat SMSM vektör denetiminde olduğu gibi q ve d eksenli akımları kusursuz olmayan nedenlerden dolayı geçici rejimde birbirinden tamamen bağımsız değildir. Şekilde görüldüğü gibi yerleşme zamanı yaklaşık olarak 0.1 s'dir ve sistemin gerilim cevabında aşma bulunmamaktadır. Bu durum başlık 2 altında verilen denetim amaçları ile örtüşmektedir. Şekil 5.3'te ASM'nin vektör denetimine dair sonuçlar verilmektedir. d eksenli akımı 2.5 A değerinde tutulurken hız referansı değiştirilerek geçici durum davranışları incelenmiştir. Motor hızının yerleşme zamanı hedeflendiği gibi 0.1 s elde edilmiştir. Aşma ise kayda değer nitelikte değildir. Sonuç olarak hız, gerilim ve akım döngüleri için yapılan analitik PI tasarımları ve ayrıştırma tabanlı vektör denetimle elde edilen sonuçlar bu başlık altında verilmektedir. Deneysel uygulama sonuçları teorik çalışmaları doğrulamaktadır. Bu kısım ve sonrasında verilen güç eğrileri anlık güç teorisi tabanlı olarak DSP'de hesaplanmış ve SPI DAC kartına SPI haberleşme hattı üzerinden 37.5 MHz hızda gönderilmiş ve DAC kartının 4 adet analog çıkışından belirli bir sıra ile osiloskopa toplanmıştır. DAC kartının çıkışlarında 5 V başına kararsız

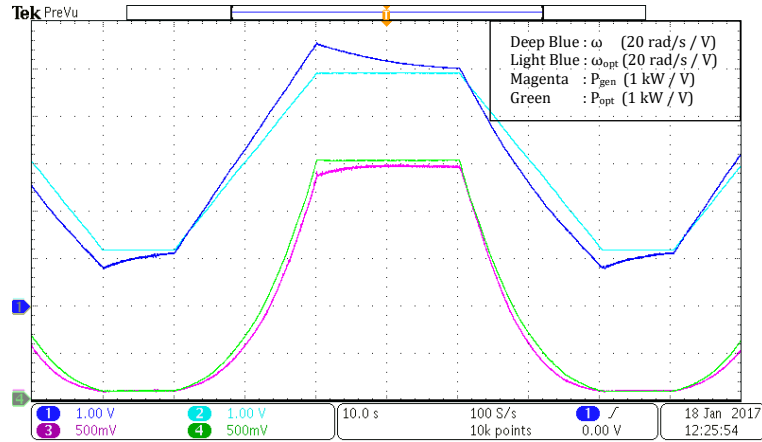
bir şekilde anlık olarak 100 mV ve 200 mV arasında ofset değerleri oluşabilmektedir, bu yüzden ölçümlerde %2 - %4 hata olasılığı vardır.

5.2. Tam Model Bilgisi ve Doğru Ölçümler ile KUHO MGİ Tabanlı Doğrusal Denetim Sonuçları

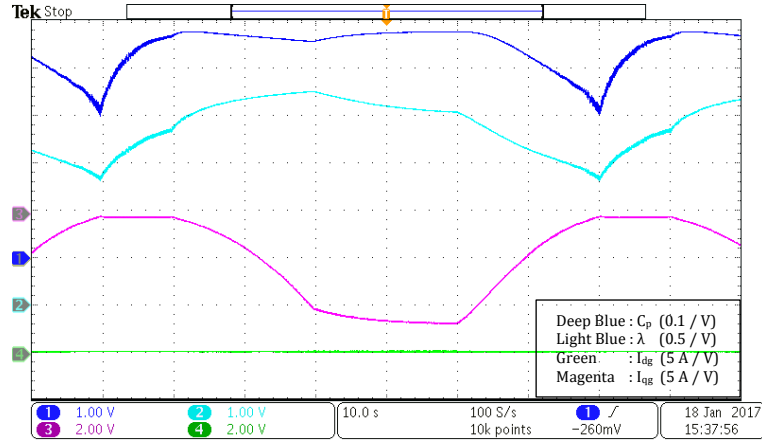
Şekil 5.4 (a)'da görüldüğü gibi PI denetleyiciler değişken referansı izleyememektedir. Değişken referans KUHO çıkışında elde edilen optimum hız değeridir. Bu durumun sonucu olarak generatör çıkışında maksimum güç elde edilememektedir. Şekil 5.4 (b)'de görüldüğü gibi güç katsayısı optimum değeri olan 0.48'in altında, yine kanat ucu hız oranı da optimum değeri olan 8.1'in altında kalmaktadır. Küçük rüzgâr hızlarında güç katsayısının 0.3'e kadar düştüğü görülmektedir. Bu durum küçük rüzgâr hızlarında rüzgârdan yakalanan enerjinin oldukça azaldığını göstermektedir.

5.3. Hatalı Model Bilgisi ve Rüzgâr Hızı Ölçümü ile KUHO MGİ Tabanlı Doğrusal Denetim Sonuçları

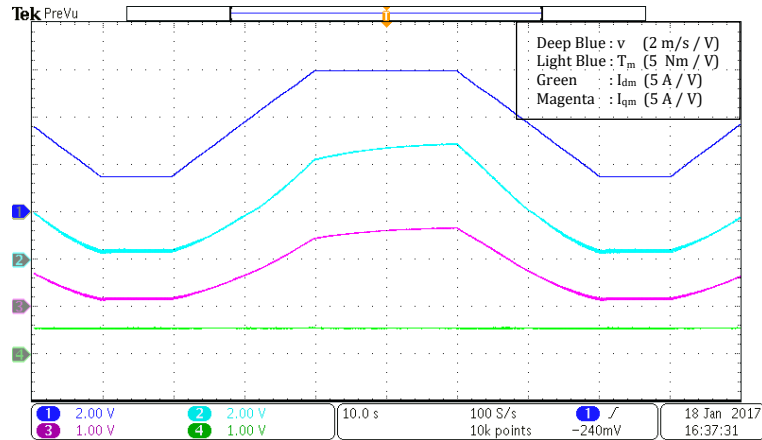
Bu kısımda türbin parametre bilgilerinde bulunan hava yoğunluğunun gerçek değeri %10 azaltılarak türbin fiziksel emulatröründe 1.026 olarak kullanılmıştır. Fakat KUHO MGİ içinde değeri 1.14 olarak korunmuştur. Yine KUHO MGİ içinde rüzgâr hızı %10 daha düşük hatalı alınarak generatör için optimum hız referansı üretilmiştir. Bu durum gerçek uygulamalar açısından oldukça gerçekçidir, çünkü hava yoğunluğu sürekli değişmekte ve türbin pervane bıçaklarına etkileyen rüzgâr her noktada farklı olmaktadır. Tek noktadan rüzgâr hızı ölçümü doğal olarak hatalı olmaktadır. Ayrıca, bıçaklarda buzlanma ve rüzgârda eğrilme gibi durumlar yüzünden pervane etkin alanı da azalmaktadır. Bu başlık altında gerçek uygulamalarda bulunan kusurlu durumlar ele alınmış ve analiz edilmiştir. Şekil 5.5 (a)'da görüldüğü gibi yanlış parametre bilgisi ve hatalı ölçüm sonucu, aslında 2.5 kW olan optimum tepe güç değeri yaklaşık 2.25 kW, 100 rad / s olan optimum tepe hız değeri de yaklaşık 90 rad / s olarak sonuçlanmaktadır. Bu çalışma şeklinde güç katsayısının değeri 0.45'i hiç geçmezken düşük rüzgâr hızlarında 0.25'e kadar düşmektedir. Sonuç olarak verim tam model bilgisi ve hatasız ölçüm durumu ile karşılaştırıldığında, küçük rüzgâr hızları için yaklaşık olarak %33 daha fazla azalırken yüksek rüzgâr hızlarında ise %10 kadar azalmaktadır. Bu durum türbin parametre bilgilerinin ve rüzgâr hızı ölçümünün kullanılarak MGİ yapılmasının, (maksimum güç izleme açısından) üstün bir çalışma şekli olmadığını ortaya koymaktadır.



(a)

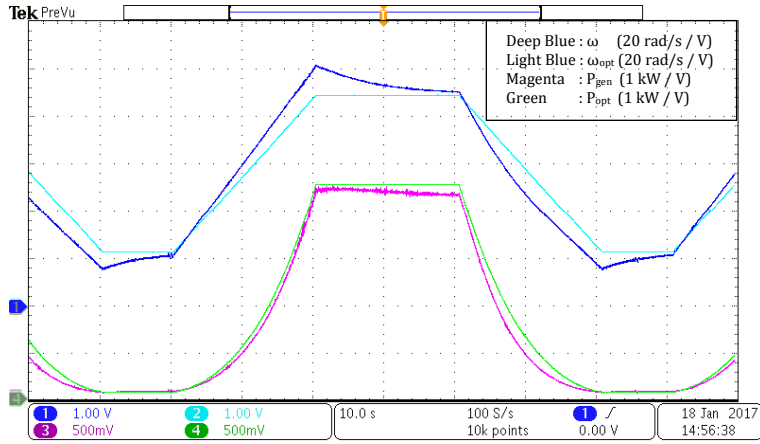


(b)

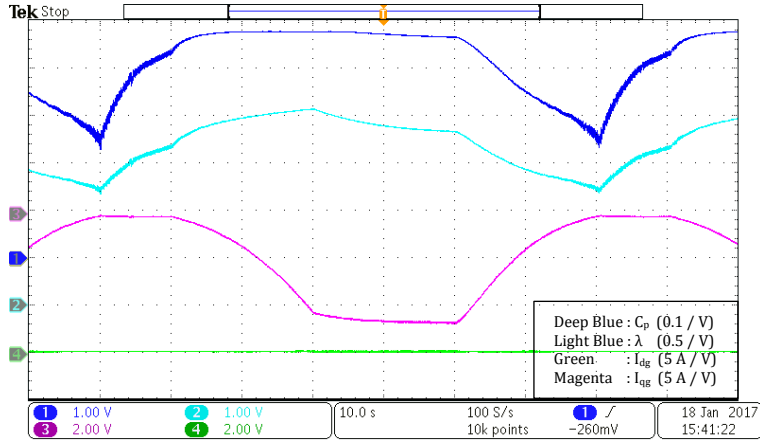


(c)

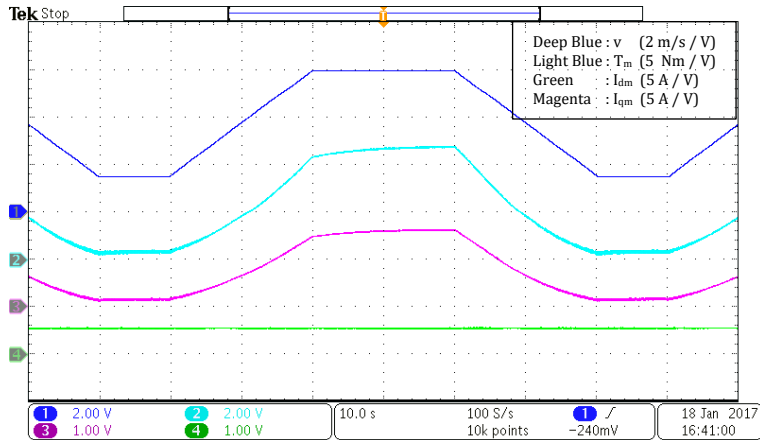
Şekil 5.4. Tam model bilgisi ve tam doğru ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momenti



(a)



(b)



(c)

Şekil 5.5. Hatalı model bilgisi ve ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momentini

5.4. Tam Model Bilgisi ve Doğru Ölçümler ile KUHO MGİ Tabanlı Doğrusal Olmayan Denetim Sonuçları

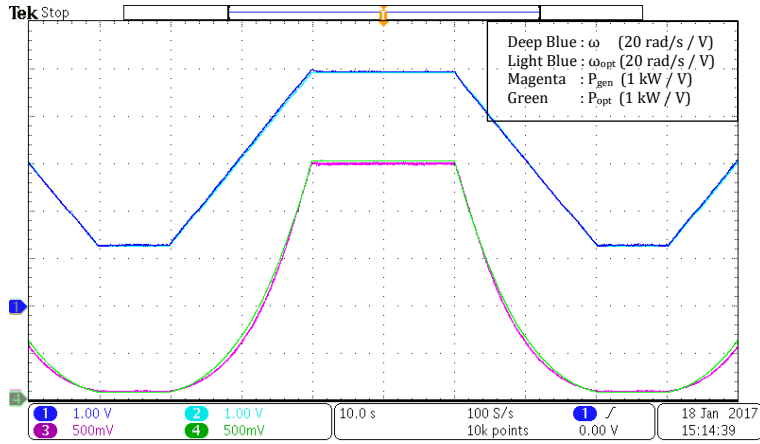
Şekil 5.6'da görüldüğü gibi, doğrusal olmayan denetleyicilerle optimum hız değeri yüksek bir performansla izlenmekte ve güç katsayısı ile hız oranı çok yaklaşık olarak sırasıyla 0.48 ve 8.1 olan optimum değerlerinde kalmaktadır.

5.5. Hatalı Model Bilgisi ve Rüzgâr Hızı Ölçümü ile KUHO MGİ Tabanlı Doğrusal Olmayan Denetim Sonuçları

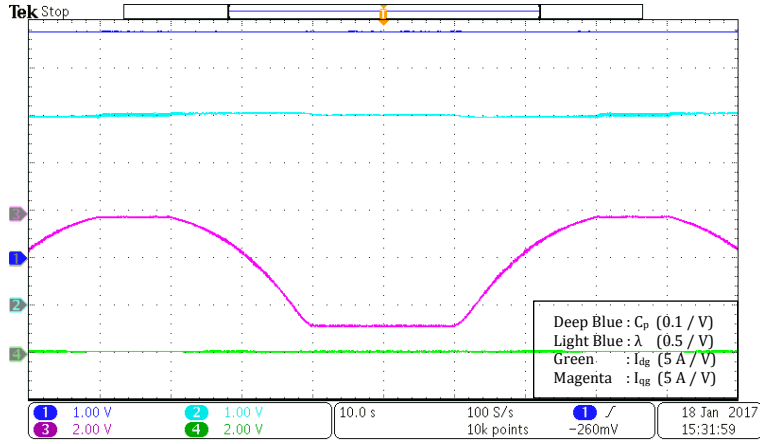
Şekil 5.7'de görüldüğü gibi, PI denetimle gerçekleştirilen hatalı model bilgisi ve hatalı rüzgâr hızı ölçümü senaryosu doğrusal olmayan denetleyicilere aynen uygulanmıştır. Doğrusal denetimden farklı olarak, güç katsayısı ve hız oranı optimum değerlerine daha yakın değerlerde ve kararlı biçimde hemen hemen sabit kalmaktadır. Sonuç olarak doğrusal olmayan denetleyicilerle, PI denetime göre aynı rüzgâr hızında daha fazla enerji elde edilmektedir.

5.6. Rüzgâr Türbini Fiziksel Emülatörü Deneysel Sonuçları

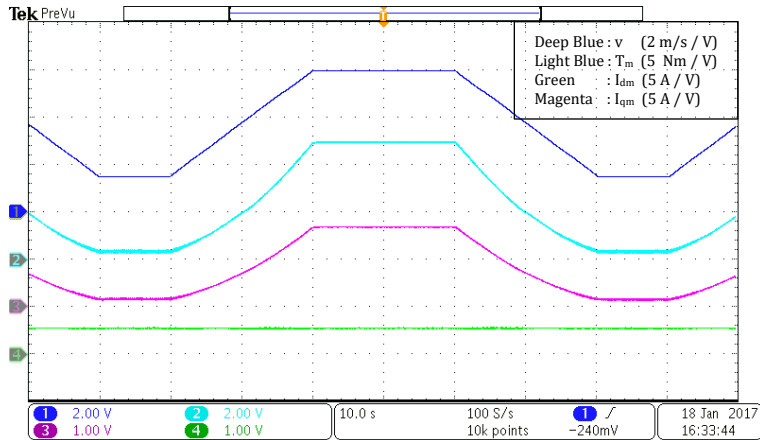
ASM ile gerçekleştirilen fiziksel rüzgâr türbini emülatörü, farklı rüzgâr hızları ve farklı generatör hızları için incelenmiştir. Burada generatörün denetiminde doğrusal olmayan denetleyiciler kullanılmış ve KUHO tabanlı MGİ algoritması kullanılmıştır. Yalnız, KUHO MGİ çıkışında elde edilen optimum referans hız değeri bazı katsayılar ile çarpılarak milin optimum değerden farklı hızlarda dönmesi sağlanmış ve türbin emülatörünün teorik tasarımı deneysel yolla doğrulanmıştır. Şekil 5.8 (a)'da, optimum hız 1 ile çarpılmıştır, bu normal MGİ çalışmasıdır. 12 m/s rüzgâr hızı için generatör momenti, $33.39 \cdot (100 \div 75) = 44.52 \text{ Nm}$ olmaktadır. 33.39 Nm değeri, Şekil 1.1'den okunmaktadır, ayrıca istenirse denklemler aracılığıyla da hesaplanabilir. (b)'de generatör optimum referans hız değeri 0.826667 ile çarpılarak generatöre verilmiştir. Bu durumda, 12 m/s rüzgâr hızı için pervane hızı 62 rad/s olur ve Şekil 1.1'de görüldüğü gibi türbin 36.65 Nm üretmektedir, motor ise 27.75 Nm üretmektedir. Bu değerler türbinin maksimum moment değerleridir. (b) şekli bu durumu doğrulamaktadır.



(a)

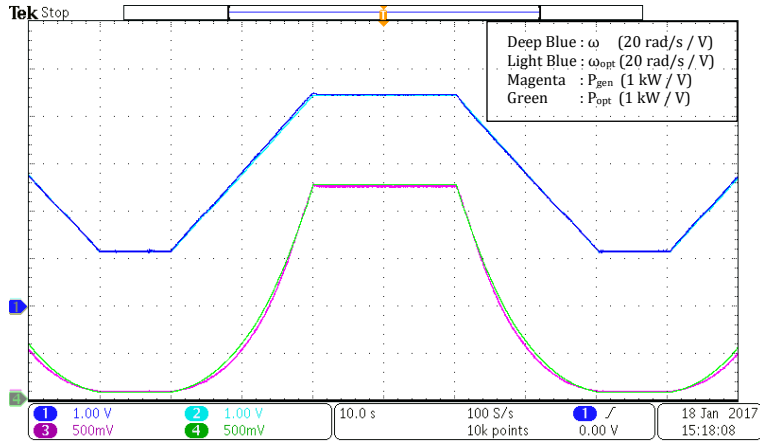


(b)

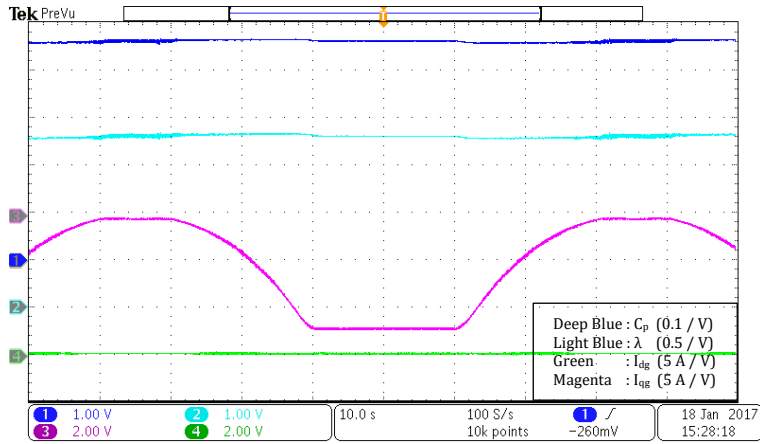


(c)

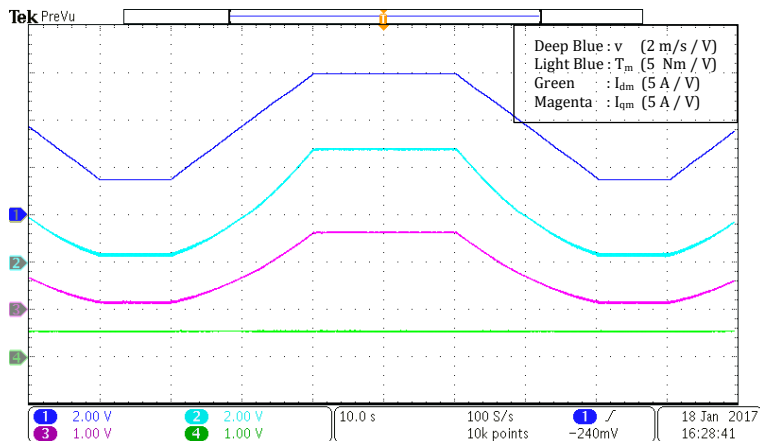
Şekil 5.6. Tam model bilgisi ve tam doğru ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal olmayan denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momentini



(a)

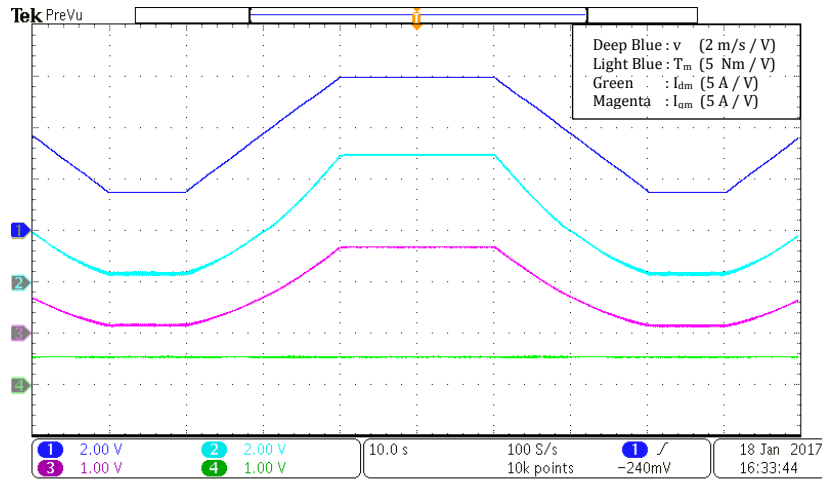


(b)

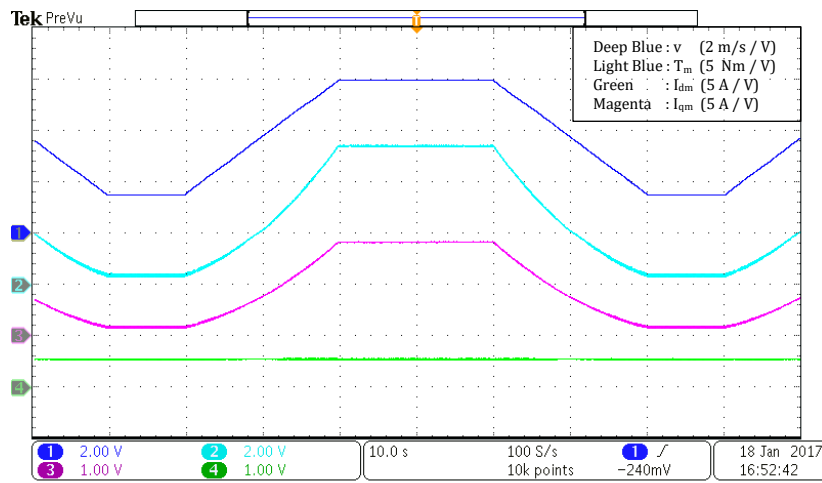


(c)

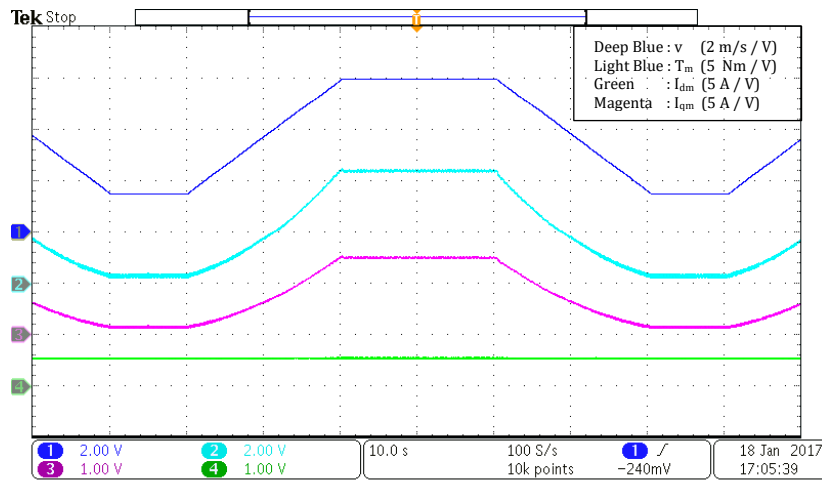
Şekil 5.7. Hatalı model bilgisi ve ölçümler ile KUHO tabanlı MGİ algoritması ve doğrusal denetim sonuçları (a) güçler ve hızlar (b) türbin değişkenleri ve generatör akımları (c) rüzgâr hızı, ASM akımları ve türbin momentini



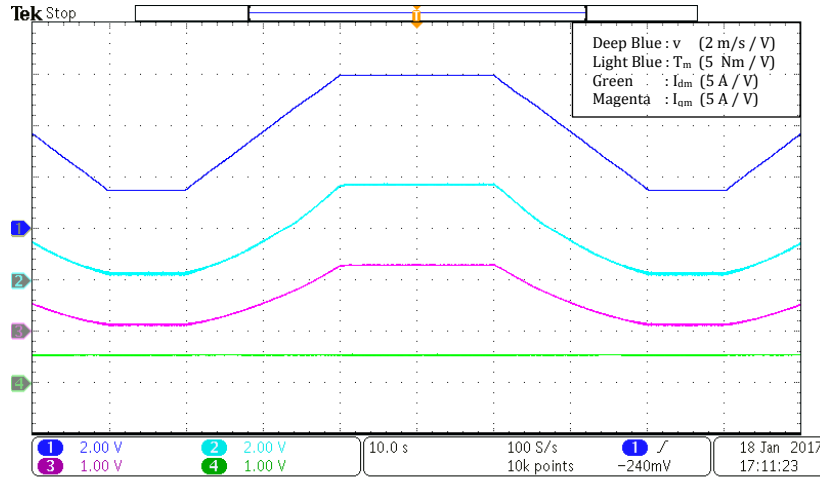
(a)



(b)



(c)



(d)

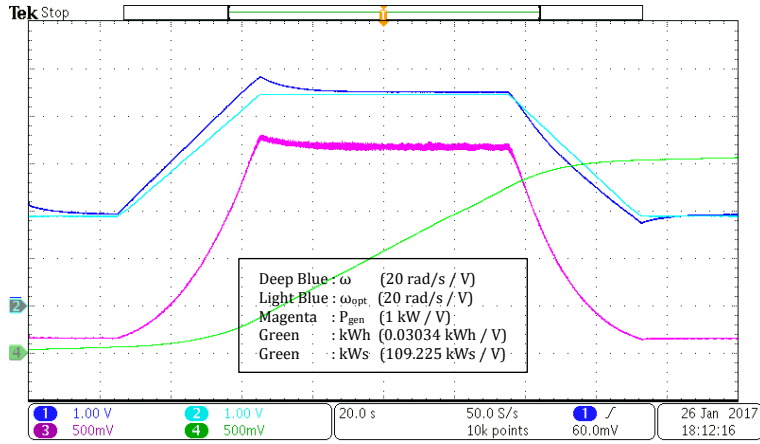
Şekil 5.8. Farklı rüzgâr hızları ve generatör hızları için türbin emulatörünün sonuçları ($v = 12 \text{ m/s}$)
(a) $1.0\omega_{\text{opt}}$, 100 rad/s generatör 75 rad/s pervane hızı (b) $0.826667\omega_{\text{opt}}$, 82.666 rad/s generatör 62 rad/s pervane hızı (c) $0.6197\omega_{\text{opt}}$, 61.97 rad/s generatör 46.48 rad/s pervane hızı (d) $1.19\omega_{\text{opt}}$, 119 rad/s generatör 89.25 rad/s pervane hızı

(c)'de optimum hız çarpanı 0.6197 'dir, bu durumda türbin momentini 30 Nm, motor momentini ise 22.5 Nm'dir. (c)'de görüldüğü gibi 12 m/s rüzgâr hızında motor momentini 22.5 Nm olmaktadır.

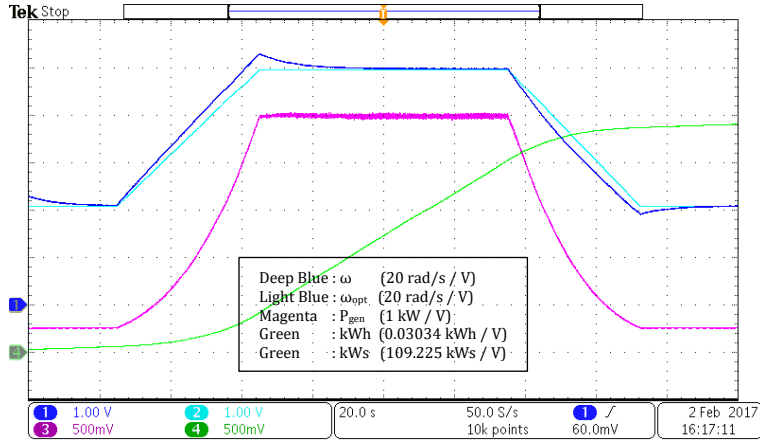
(d)'de optimum hız çarpanı 1.19 'dur ve bu durumda 12 m/s rüzgâr hızı için türbin momentini 25 Nm motor momentini 18.75 Nm olmaktadır.

5.7. Önerilen MGİ Yöntemi Tabanlı Doğrusal ve Doğrusal Olmayan Denetim Sonuçları

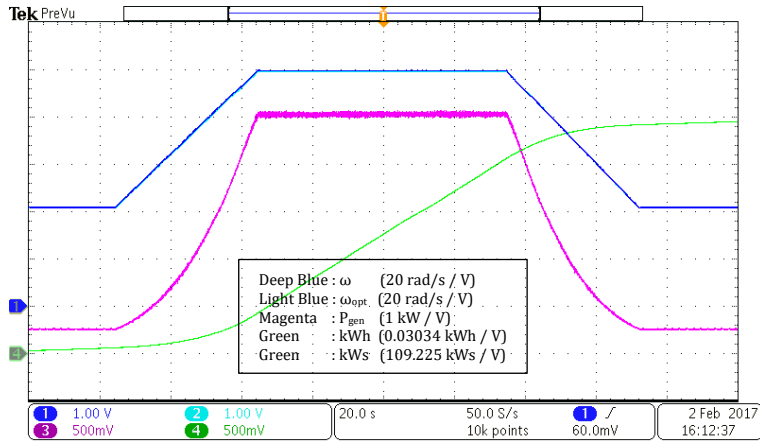
Şekil 5.9 ve 5.10'da önceki bölümlerdeki gibi hızlar ve güçler çizdirilmiştir. Şekillerde ω_{mppt} önerilen MGİ yönteminin çıkışında elde edilen ve generatöre verilen referans hız değeridir. Ayrıca, yeşil renkle çizdirilen eğri, generatör çıkışındaki gücün integrali alınarak elde edilmiş olan generatörden elde edilen toplam enerji değeridir. Şekil 5.9 (a)'da KUHO MGİ ve doğrusal denetleyiciler ile 200 s sürede elde edilen toplam enerji 226.6419 kW's'dir. Aynı rüzgâr hızı profili kullanılarak (b)'de önerilen MGİ yöntemi ile doğrusal denetleyiciler kullanılmış ve aynı sürede aynı koşullarda toplamda 251.2175 kW's enerji elde edilmiştir. Şekil 5.10'da ise önerilen MGİ yöntemi ile beraber doğrusal olmayan denetleyiciler kullanılmış ve aynı koşullarda toplamda 256.6787 kW's enerji elde edilmiştir.



(a)

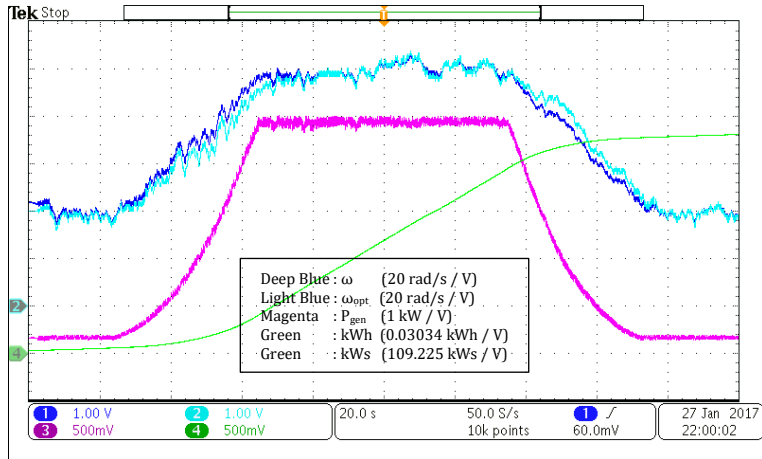


(b)

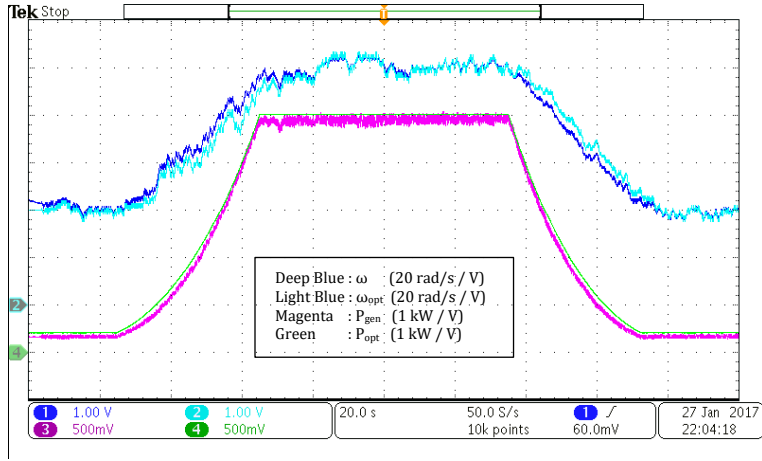


(c)

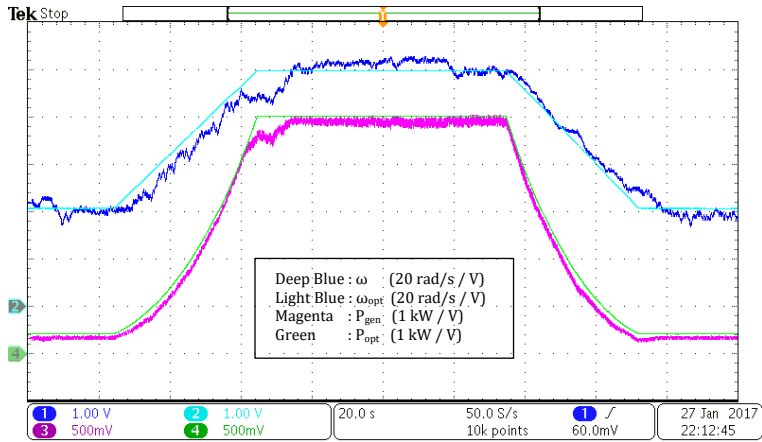
Şekil 5.9. KUHO tabanlı MGİ ve (a) %10 parametre ve rüzgâr hızı ölçüm hatası (b) tam doğru model bilgisi ile rüzgâr hızı ölçümü ve doğrusal denetim (c) tam doğru model bilgisi ile rüzgâr hızı ölçümü ve doğrusal olmayan denetim durumlarında elde edilen toplam generatör enerjileri



(a)

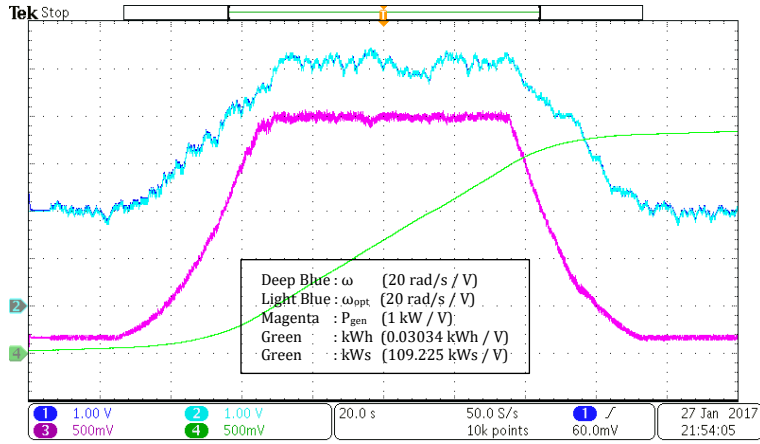


(b)

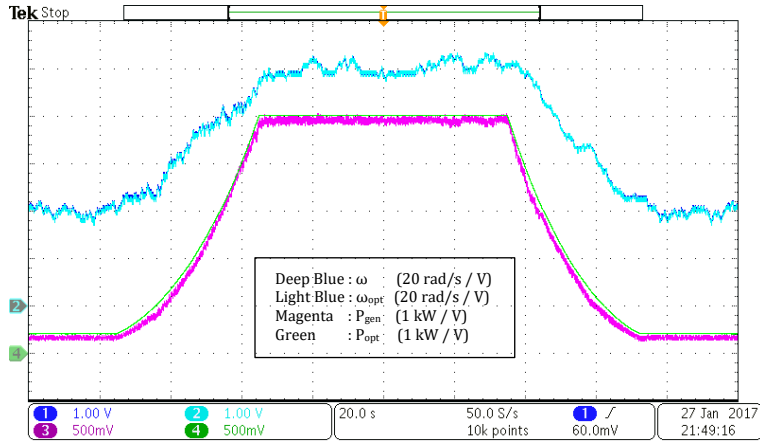


(c)

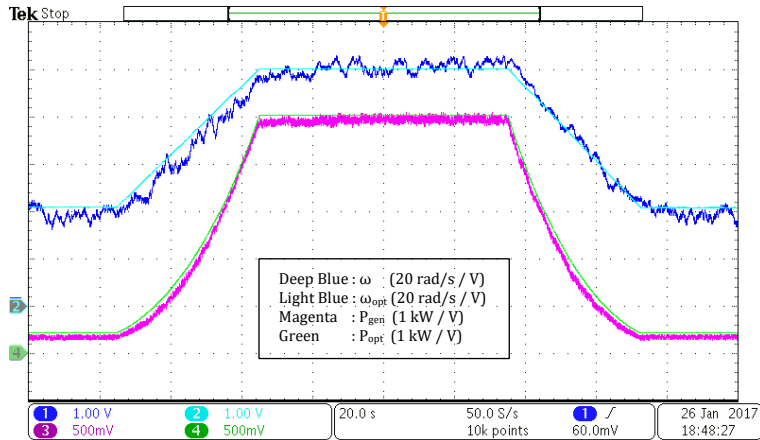
Şekil 5.10. Önerilen MGI yöntemi ve doğrusal denetleyiciler ile elde edilen toplam generatör enerjileri



(a)



(b)



(c)

Şekil 5.11. Önerilen MGİ yöntemi ve doğrusal olmayan denetleyiciler ile elde edilen toplam generatör enerjileri



(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 5.12. Deneysel düzende yer alan elemanların kararlı durum sıcaklıkları (a) ASM'nin sıcaklığı (b) SMSM'nin sıcaklığı (c) ASM sürücüsü soğutucusunun sıcaklığı (d) SMSM ve şebeke bağlantılı eviricinin soğutucusunun sıcaklığı

Doğrusal (PI) denetimde önerilen MGİ yönteminin devreye alınmasıyla KUHO (hatalı parametre ve ölçüm) MGİ yöntemine göre %11 daha fazla enerji elde edilmiştir. Doğrusal olmayan denetleyiciler ile doğrusal denetime göre %2.17 daha fazla enerji elde edilmiştir. Hatalı parametre bilgileri ve ölçüm durumunda, doğrusal olmayan denetleyiciler ve önerilen MGİ algoritması ile doğrusal denetim tabanlı KUHO MGİ yöntemine göre %14.63 daha fazla enerji elde edilmiştir. Şekil 5.12'de 75 dakikalık bir çalışma sonrasında deneysel düzende yer alan elemanların kararlı durum sıcaklıkları verilmektedir.

6. SONUÇ

Proje çıktıları, proje amaçları doğrultusunda aşağıda verilmektedir.

- I. Analitik yeni bir MGİ yöntemi, rüzgâr sensörsüz ve yalnızca türbin eylemsizlik momenti bilgisi kullanılarak önerilmiştir.
- II. Belirsiz (sistem parametrelerinin tümünün bilinmediği) bir DHRT sisteminde, MGİ noktasının izlenmesini sağlayacak bir doğrusal olmayan ve tam uyarlamalı denetleyici tasarlanmıştır. Bu amaçla, uyarlamalı durum geri beslemeli denetim ve üçüncü dereceden kayan kipli denetim (türev bilgisi kullanılmadan) beraber kullanılmıştır.
- III. Bir asenkron motor ile türbin denklemleri kullanılarak hız denetim döngüsü açık olacak şekilde, moment denetimi yapılmıştır. Böylece fiziksel bir rüzgâr türbini emülatörü gerçekleştirilmiştir.
- IV. Generatör ile şebeke arasında bulunan arka arkaya bağlı iki adet güç elektroniği çevirici sistemi, ASM eviricisi ve üç fazlı akım gerilim ölçüm devreleri tasarlanmıştır. Kısaca DHRT sisteminde kullanılan güç elektroniği sistemi baştan sona tasarlanmış ve çalıştırılmıştır.
- V. Tüm alt kısımlar bir araya getirilmiş ve DHRT sistemi laboratuvar ortamında çalıştırılmıştır. Bu sistem, ASM sürücü, SMSM sürücü ve şebeke bağlantılı evirici olmak üzere 3 farklı alt sistemin bir araya gelmesiyle oluşmaktadır. Denetleyici, PLL, PWM ve MGİ algoritmaları yazılmış sonuç olarak deneysel çalışma gerçekleştirilmiştir.
- VI. DSP'nin hafızasında (yani RAM'inde) bulunan ve gerçek dünyada karşılığı bulunmayan değişkenler (örneğin d ve q eksenli akımları veya parametre tahminleri gibi), DSP'nin seri portundan (SPI) bir SPI DAC'a gönderilmiş ve osiloskopa veriler toplanmıştır.

I ve II nolu maddelerde ifade edilen hedeflere ulaşırken yapılan çalışmalar projenin özgünlüğünü oluşturmaktadır.

Deneyisel çalışmalara ait çıktılar ise başarı ölçütleri doğrultusunda aşağıda verilmektedir.

- I. Ölçümlerdeki offset gerilimi 100uV'un altındadır. Buffer devrelerin yükselme zamanı 100ns civarındadır.
- II. Güç elektroniği çeviricilerine ait soğutucuların sıcaklıkları kalıcı durumda 70°C'nin altında kalmıştır. IGBT sürücüler 150 A kollektör akımında kısa devre korumasına geçmektedir. Tüm donanımın kısa devre hatası tek uçludur, bir IGBT'de oluşan kısa devre ile tüm sistem 5 μ s'de devre dışı kalmaktadır.
- III. DC bara sıçrama değerleri, DC bara geriliminin %10'unun altındadır, hatta sıfıra yakındır.
- IV. Şebeke tarafı güç faktörü 0.99 civarında kararlı bir şekilde oluşmuştur.
- V. Veri toplama sistemi SPI DAC'lar temelinde kurulmuştur. Tüm değişkenler SPI DAC'ların analog çıkışlarından osiloskop ile toplanmıştır.
- VI. Önerilen denetim ve MGİ yöntemleri ile aynı rüzgâr profili için şebekeye aktarılan enerji miktarı, %11 hatalı model bilgisi ve ölçüm durumunda %14.63 artmıştır.
- VII. Sistemin dv/dt değeri IGBT'lerin gate-kollektör uçları arasına 1nF kapasiteler bağlanarak yaklaşık olarak 500 V/us'yeye düşürülmüştür. Bu değer makinelerin yalıtımda dayanım sınırındır. Ayrıca, dv/dt değerinin azalması ortak ve farksal durum akımlarını da azaltmaktadır.
- VIII. Ortak durum akımları, sensör sinyal düzenleme devrelerini ve makine çalışma performansını etkilemeyecek şekilde filtrelenmiştir. Ayrıca, sistemde dirençsiz doğrudan güçlü bir topraklama da mevcuttur.
- IX. 2.5 kW türbin anma gücü değerinde şebeke akımlarının toplam harmonik bozunumu % 3.8, ASM akımlarının % 2.35, SMSM akımlarının % 4.15 olmuştur.

Proje çalışması kapsamında, bir DHRT sisteminin içerdiği türbin, generatör ve güç elektroniği dönüştürücülerine ait tüm parametre bilgilerinin içinden yalnızca türbin eylemsizlik momenti, parametre bilgisi olarak önerilen MGİ algoritması içinde kullanılmıştır. Ayrıca, DHRT sisteminin doğrusal olmayan denetimi parametre bilgisi kullanılmadan gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak aynı şartlar altında, klasik yöntemle göre ek bir donanım kullanılmadan %14.63 daha fazla enerji elde edilmiştir.

7. KAYNAKLAR

Aggeler, D., Canales, F., Biela, J., Kolar, J.W. 2013. “Dv/Dt-Control Methods for the SiC JFET/Si MOSFET Cascode”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 28, (8), 4074 – 4082.

Alnasir, Z., Kazerani, M. 2013. “An Analytical Literature Review of Stand-Alone Wind Energy Conversion Systems from Generator Viewpoint”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 28, 597-615.

Ayhan, U., Hava, A.M. 2011. “Analysis and characterization of DC Bus ripple current of two-level inverters using the equivalent centered harmonic approach”, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE.

Bang, D., Polinder, H., Shrestha, G., Ferreira, J. A. 2008. “Review of Generator Systems for Direct-Drive Wind Turbines”, Presented at the EWEC (European Wind Energy Conference Exhibition), Brussels, 1-10.

Bansal, R. C., Bhatti, T. S., Kothari, D. P. 2003. “Bibliography on The Application of Induction Generators in Nonconventional Energy Systems”, IEEE Trans. on Energy Conversion, 18, (3), 433-9.

Bahrani, B., Kenzelmann, Stephan., Rufer, A. 2011. “Multivariable-PI-Based dq Current Control of Voltage Source Converters With Superior Axis Decoupling Capability”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58, (7), 3016-3026

Betz, A., 1920. “Das Maximum Der Theoretisch Möglichen Ausnützung des Windes Durch Windmotoren”, Zeitschrift für das Gesamte Turbinewesen, 307–9.

Bulington, E.J., Abney, S., Skibinski, G.L. 1999. “Cable Alternatives for PWM AC Drive Applications”, Petroleum and Chemical Industry Conference, Industry Applications Society 46th Annual, Date of Conference.

Bumby, J. R., Martin, R. 2005. "Axial-flux Permanent-Magnet Air-Cored Generator for Small-Scale Wind Turbines," IEE Proc. Electric Power Applications, 152, (5), 1065-1075.

Carlsson, V., 2010. Measuring Routines of Ice Accretion for Wind Turbine Applications, (Yüksek Lisans Tezi), Umea University Faculty of Science and Technology.

Datta, R., Ranganathan, V. T. 2002. "Variable-Speed Wind Power Generation using Doubly Fed Wound Rotor Induction Machine – A Comparison with Alternative Scheme", IEEE Trans. Energy Conversion, 17, (3), 414-421.

Chen, Z. 2009. (Yüksek Lisans Tezi), Characterization and Modeling of High-Switching-Speed Behavior of SiC Active Devices, Blacksburg, Virginia,

Ermis, M., Ertan, H. B., Demirekler, M., Saribatir, B. M., Uctug, Y., Sezer, M. E., Cadirci, I. 1992. "Various Induction Generator Schemes for Wind-Electricity Generation", Electric Power Systems Research, 23, (1), 71–83.

Grabic, S., Katic, V. 2004. "A Comparison and Trade-Offs Between Induction Generator Control Options for Variable Speed Wind Turbine Applications", in Proceedings of IEEE ICIT'04, vol. 1, Hammamet Tunisia, 564-68.

Hava, A.M., Ayhan, U., Aban, V.V. 2012. "A DC bus capacitor design method for various inverter applications", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE.

Heier, S., 1998. Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems, Editör: HEIER S. Chichester, UK: Wiley.

Herbert, G.M.J., Iniyar, S., Sreevalsan, E., Rajapandian, S. 2007 "A Review of Wind Energy Technologies", Renewable and Sustainable Energy Reviews, 11, (6), 1117-1145.

Holdsworth, L., Wu, X. G., Ekanayake, J. B., Jenkins, N. 2003. "Comparison of Fixed Speed and Doubly-Fed Induction Wind Turbines During Power System Disturbances", IEE Proc. Generation, Transmission and Distribution, 150, (3), 343-352.

Johnson, K. E., Pao, L. Y., Balas, M. J., Fingersh, L. J. 2006. "Control of Variable-Speed Wind Turbines: Standard and Adaptive Techniques for Maximizing Energy Capture", IEEE Control Systems, 26, (3), 70-81.

Kamal, S., Cahalanga, A., Moreno, J.A., Fridman, L., Bandyopadhyay, B. 2014. "Higher Order Super-Twisting Algorithm", VSS'14, vol.1, Nantes, France, 1-6.

Karabacak, M. 2016. "A Novel Nonlinear and Adaptive Control of Grid Connected Inverters", Journal of Circuits, Systems and Computers, 25, (11), 1-25.

Karabacak, M. and Eskikurt, H. I. 2012 "Design, modelling and simulation of a new nonlinear and full adaptive backstepping speed tracking controller for uncertain PMSM", Appl. Math. Model. 36, 5199-5213.

Kerkman, R.J., Leggate, D., Skibinski, G.L. 1997. "Interaction of drive modulation and cable parameters on ac motor transients", IEEE Transactions on Industry Applications, 33, (3), 722 – 731.

Khan, M. A, Pillay, P., Visser, K. D. 2005. "On Adapting A Small PM Wind Generator for A Multiblade, High Solidity Wind Turbine", IEEE Trans. Energy Conversions, 20, (3), 685-692.

Khan, P. K. S., Chatterjee, J. K. 1999. "Three-Phase Induction Generators: A Discussion on Performance", Electric Machines and Power Systems, 27, (8), 813–832.

Lanchester, F. W. 2009. A Contribution to The Theory of Propulsion and The Screw Propeller, Editör: Whitcomb, C. USA: NEJ Naval Engineers Journal.

Mayosky, M. A., Cancelo, G. I. E. 1999. "Direct Adaptive Control of Wind Energy Conversion Systems using Gaussian Networks", IEEE Transactions on Neural Networks, 10, (4), 898-906.

Mohan, N. 2014. Advanced Electric Drives: Analysis, Control, and Modeling Using MATLAB / Simulink. Mineapolis: John Wiley & Sons.

Muller, S., Deicke, M., De Doncker, R .W. 2002. “Doubly Fed Induction Generator Systems for Wind Turbines”, IEEE Industry Applications Magazine, 8, (3), 26-33.

Natarajan, K., Sharaf, A.M., Sivakumar, S., Naganathan, S.1987. “Modeling and Control Design for Wind Energy Power Conversion Scheme using Self-Excited Induction Generator”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2, (3), 506-512.

Novak, P., Ekelund, T., Jovik, I., Schmidtbauer, B. 1995. “Modeling and Control of Variable-Speed Wind-Turbine Drive-System Dynamics”, Control Systems, IEEE, 15, (4), 28-38.

Raina, G., Malik, O. P. 1983. “Wind Energy Conversion using A Self-Excited Induction Generator”, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 102, (12), 3933-6.

Seung-Ki, S. 2011. Control of Electric Machine Drive Systems (88. basım). New Jersey: Wiley, IEEE Press Series on Power Engineering.

Skibinski, G. L., Kerkman, R.J., Schlegel, D. 2002. “EMI emissions of modern PWM AC drives”, IEEE Industry Applications Magazine, 5, (6), 1-6

Singh, G. K. 2004. “Self-Excited Induction Generator Research – A Survey”, Electric Power Systems Research, 69, (2), 107-114.

Shtessel, Y., Edwards, C., Fridman, L., Levant, A. 2012. Sliding mode control and observation. Control Engineering Birkhauser.

Steinke, J.K. 2002. “Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 14, (3), 649 – 654.

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, (2), 392-9.

Tallam, R.M., Skibinski, G.L., Shudarek, T.A., Lukaszewski, R.A. 2011. “Integrated Differential-Mode and Common-Mode Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads on AC Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, 47, (5), 2075 – 2083.

Texiera, M.D., Houdek, J.A. 2009. “Protecting Submersible Motors from the Effects of PWM Voltage”, Brazil Conference for Quality of Electric Energy (CBQEE), 1-6.

Tong, W. 2010. Wind Power Generation and Wind Turbine Design. Editör: Tong, W. Southampton/UK: WIT Press.

TÜBİTAK
PROJE ÖZET BİLGİ FORMU

Proje Yürütücüsü:	Yrd. Doç. Dr. MURAT KARABACAK
Proje No:	114E159
Proje Başlığı:	Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinlerinin Rüzgâr Sensörsüz Maksimum Güç İzleme Tabanlı Doğrusal Olmayan Ve Tam Uyarlamalı Denetimi
Proje Türü:	1001 - Araştırma
Proje Süresi:	24
Araştırmacılar:	ALİ FUAT BOZ, METİN KESLER, MEVLÜT KARAÇOR, MUSTAFA ZAHİD YILDIZ, MURAT KALE
Danışmanlar:	MEHMET UÇAR
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi:	SAKARYA Ü. TEKNOLOJİ F. ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ B.
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri:	01/02/2015 - 01/02/2017
Onaylanan Bütçe:	205643.0
Harcanan Bütçe:	150019.32
Öz:	<p>Bu projenin amacı, bir Değişken Hızlı Rüzgâr Türbini (DHRT) sisteminin analitik bir Maksimum Güç İzleme (MGİ) tabanlı doğrusal olmayan denetimini, rüzgâr sensörleri ve DHRT sisteminin parametre bilgilerini kullanmadan gerçekleştirmektir. DHRT sistemlerinin MGİ tabanlı denetimi söz konusu olduğunda iki önemli işlem öne çıkar. Bunlar MGİ noktasının anlık olarak saptanması ve izlenmesidir. MGİ noktasının doğru bir şekilde saptanabilmesi için analitik yöntemler kullanmak gereklidir, fakat bu yöntemlerin hepsinde rüzgâr hızının ölçülmesi ve türbin ve/veya generatör parametrelerinin değerlerinin bilinmesi gerekir. Literatürde önerilmiş olan analitik yöntemler; Kanat Ucu Hız Oranı (KUHO), Optimum Moment Denetimi (OMD) ve Güç Sinyali Geribeslemesi (GSG) tabanlı MGİ yöntemleridir. KUHO rüzgâr sensörü ve tüm türbin parametrelerini gerektirmektedir, OMD ve GSG ise generatörün moment sabitini ve tüm türbin parametrelerini gerektirmektedir. Moment sabiti kararlı durumda manyetik doyuma, geçici durumda ise kusurlu ayrıştırma nedeniyle değişmektedir. Rüzgâr sensörü ise tek noktadan ölçüm almakta yani türbin bıçaklarına etkiyen ortalama rüzgâr hızı ölçülememektedir. Sonuç olarak bu yöntemlerle uygulamada MGİ tam değil yaklaşık performansla yapılabilmektedir. Ayrıca, DHRT sistemlerinde kullanılan rüzgâr sensörlerinin güvenilirliği azalttığı unutulmamalıdır. MGİ noktasının anlık olarak izlenmesi ise kapalı çevrim denetim gerektirir. Doğrusal-integral (PI) ve doğrusallaştırma yöntemleri gibi tasarımında sistem parametreleri kullanılan doğrusal yaklaşımlar yukarıda anlatılan nedenden ötürü önemli sakıncalar oluşturmaktadır. Doğrusal denetleyiciler ile genel denetim performansı düşmekte ve MGİ noktası belirli bir hata ile izlenmektedir. Doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde en yüksek performans doğrusal olmayan denetleyiciler ile elde edilmektedir. Sonuç olarak bu projede bir DHRT sisteminin analitik bir MGİ yöntemi tabanlı doğrusal olmayan denetimi, türbine eylemsizlik momenti hariç olmak üzere DHRT sistemine ait parametre bilgisi ve rüzgâr sensörü kullanılmadan gerçekleştirilmiştir. Türbin eylemsizlik momenti çalışma koşullarına bağlı olarak zamanla değişmemektedir, bu yüzden kullanımı bir sakınca oluşturmamaktadır. Proje çalışmasında, asenkron makine rotor alanı yönlendirmeli vektör denetim ile sürülerek rüzgâr türbini fiziksel emülatörü elde edilmiştir. Generatör olarak ise Sabit Miknatıslı Senkron Makine (SMSM) kullanılmıştır. Ayrıca önerilen sistemi klasik sistem ile karşılaştırabilmek için, KUHO tabanlı MGİ yöntemi ve optimum tasarlanmış PI denetleyiciler ile klasik DHRT sistemi uygulaması gerçekleştirilmiştir. Rüzgâr hızında %10 ölçüm hatası ve türbin parametrelerinde %10 değişim gerçekleştiği takdirde, klasik sisteme göre önerilen sistem ile % 14.63 daha fazla enerji elde edilmektedir. Arka arkaya bağlı dönüştürücünün tasarımı, akım gerilim ölçüm devrelerinin tasarımı, soğutucu sıcaklıkları, DC bara sıçrama gerilimleri ve şebeke güç faktörü değerleri proje önerisinde verilen başarı ölçütlerini sağlamaktadır. Bu çalışma 114E159 numaralı araştırma projesi kapsamında Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından finansal olarak desteklenmiştir. Projeye finansal katkılarından dolayı TÜBİTAK'a teşekkür ederiz.</p>

Anahtar Kelimeler:	Rüzgâr Türbini, Yenilenebilir Enerji, Emülatör, Evirici, Motor Sürücü, Doğrusal Olmayan Denetim.
Fikri Ürün Bildirim Formu Sunuldu Mu?:	Hayır
Projeden Yapılan Yayınlar:	1- A Novel Nonlinear and Adaptive Control of Grid Connected Inverters (Makale - İndekli Makale), 2- Şebeke Bağlantılı Eviriciler için LLCL Filtre Tasarımı; Detaylı Bir Performans Analizi (Makale - Diğer Hakemli Makale), 3- Robust Adaptive Control of Pulse-width Modulated Rectifiers Based on Adaptive Super-twisting Sliding-mode and State Feedback Controllers (Makale - Diğer Hakemli Makale), 4- SABİT MIKNATISLI SENKRON GENERATÖRLÜ DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGÂR TÜRBİNLERİNİN MEKANİK SENSÖRSÜZ KONTROLÜ (Bildiri - Ulusal Bildiri - Sözlü Sunum), 5- ŞEBEKE BAĞLANTILI EVİRİCİLER İÇİN L VE LCL FİLTRE TASARIMI; KAPSAMLI BİR YAKLAŞIM (Bildiri - Ulusal Bildiri - Sözlü Sunum),

TÜBİTAK