İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGAR TÜRBİNLERİNDE KULLANIMA YÖNELİK DAYANIKLI ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖR KONTROL YÖNTEMİ TASARIMI VE UYGULAMASI

DOKTORA TEZİ

Eşref Emre ÖZSOY

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

TEMMUZ 2014

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGAR TÜRBİNLERİNDE KULLANIMA YÖNELİK DAYANIKLI ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖR KONTROL YÖNTEMİ TASARIMI VE UYGULAMASI

DOKTORA TEZİ

Eşref Emre ÖZSOY
(504082101)

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN
Eş Danışman: Prof.Dr. Asıf ŞABANOVİÇ

TEMMUZ 2014

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün **504082101** numaralı doktora Öğrencisi **Eşref Emre ÖZSOY**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **"Değişken Hızlı Rüzgar Türbinlerinde Kullanıma Yönelik Dayanıklı Çift Beslemeli Asenkron Generatör Kontrol Yöntemi Tasarımı ve Uygulaması"** başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı :	**Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN** İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
Eş Danışman :	**Prof.Dr. Asıf ŞABANOVİÇ** Sabancı Üniversitesi	.....
Jüri Üyeleri :	**Prof. Dr. Ovsanna Seta ESTRADA** İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
	Yrd. Doç. Dr. Ali Fuat ERGENÇ İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
	Yrd. Doç. Dr. Gülay Öke GÜNEL İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
	Yrd. Doç. Dr. İlker ÜSTOĞLU Yıldız Teknik Üniversitesi	.....
	Yrd. Doç. Dr. Özgür T. KAYMAKÇI Yıldız Teknik Üniversitesi	.....

Teslim Tarihi : **11 Haziran 2014**
Savunma Tarihi : **21 Temmuz 2014**

Eşim ARZU ve oğlum AKİF'e,

ÖNSÖZ

Bu çalışmanın tamamlanmasındaki tüm maddi ve teknik katkıları nedeniyle tez danışmanım Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN'a teşekkürlerimi arz ederim.

Sabancı Üniversitesi'nde her türlü teorik ve pratik desteği esirgemeyen, Sabancı Üniversitesi Mikrosistem Laboratuarı'nda çalışma fırsatı veren tez eşdanışmanım Prof. Dr. Asıf ŞABANOVİÇ'e teşekkürlerimi arz ederim.

Deney çalışmalarında verdiği desteklerle çalışmaya çok önemli katkılar sunan Sabancı Üniversitesi Araştırma Görevlisi Edin GOLUBOVİÇ'e teşekkürlerimi sunarım.

Sabancı Üniversitesi Mikrosistem Labaratuarı'nda deneyler süresince destek veren araştırmacılar, Eray BARAN, Akhtar RASUL, Tarık UZUNOVİÇ, Tarık Edip KURT, A.Özcan NERGİZ, Zhenishbek ZHAKYPOV ve Burak SONER'e teşekkürlerimi sunarım.

Deney seti tahrik sistemi ve güç devrelerinin oluşturulmasında teknik destek veren ve burada isimlerini sıralayamadığım ÇOLAKOĞLU METALURJİ A.Ş.'deki tüm yönetici, mühendis ve teknisyen arkadaşlarıma teşekkürlerimi arz ederim.

Yüksek Lisans ve doktora ders aşamalarındaki en yakınımda bulunan, uzun soluklu doktora çalışmasının benim için en kritik yıllarında birlikte çalıştığımız arkadaşım Y.Mühendis Deniz KAVAK'a teşekkürlerimi sunarım.

En önemlisi göstermiş olduğu uzun sabır ve desteklerinden dolayı eşim Arzu ve aileme teşekkürlerimi sunarım.

Haziran 2014

Eşref Emre ÖZSOY
Elektrik Yüksek Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **vii**
İÇİNDEKİLER ..... **ix**
KISALTMALAR ..... **xi**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xiii**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xv**
SEMBOL LİSTESİ ..... **xvii**
ÖZET ..... **xxiii**
SUMMARY ..... **xxvii**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Tezin Amacı 1
1.2 Çift Beslemeli Asenkron Generatörler 2
1.3 RSC'de Literatür Araştırması 4
1.4 GSC'de Literatür Araştırması 6
1.5 Birinci Dereceden Bozucu Gözlemleyicisi 7
1.6 Tez Çalışmasının Katkıları 8
1.7 Simülasyon ve Deney Çalışmaları 8
2. RÜZGAR ENERJİSİ DÖNÜŞÜM SİSTEMLERİ **11**
2.1 WECS'de Kullanılan Elemanlar 11
2.2 Rüzgar Kavramı ve Güç Dönüşümü 13
2.3 WECS Çeşitleri 15
2.3.1 Sıkışma kontrollü WECS 15
2.3.2 Değişken kanat açılı WECS 16
2.4 WECS Hareket Denklemleri 18
2.5 Değişken Hızlı WECS'de Kullanılan Elektrikli Tahrik Sistemleri 20
2.6 Değişken Hızlı WECS'de Kullanılan Kontrol Sistemleri 22
3. ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRÜN DİNAMİK MODELİ **25**
3.1 abc-αβ (Clarke) Dönüşüm Matrisleri 26
3.2 Park Dönüşüm Matrisleri 26
3.3 DFIG Dinamik Denklemi 27
3.4 DFIG'de Güç Değişimi ve Kayma 31
3.5 DFIG'de Kullanılan Güç Devresi 33
4. ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRE YÖNELİK KONTROL YÖNTEMLERİ **35**
4.1 Rotor Taraf Eviricisine (RSC) Yönelik Kontrol Yöntemleri 35
4.1.1 Stator akısından oryantasyonlu yöntemler 35
4.1.2 Stator geriliminden oryantasyonlu yöntemler 38
4.1.3 Doğrudan güç kontrolü (DPC) 40
4.1.4 Kayma kipli kontrol (SMC) 43
4.1.5 RSC kontrolüne yönelik diğer yöntemler 46
4.2 Şebeke Taraf Eviricisine (GSC) Yönelik Kontrol Yöntemleri 46
4.2.1 Doğrudan vektör kontrolü (DVC) yöntemleri 47

4.2.2 Resonant (PI-R) kontrolör yöntemi 49
4.2.3 LCL filtre kullanımı 50
4.2.4 Faz kilitlemeli döngüler (PLL) 51
4.3 Sonuç 53
5. BİRİNCİ DERECEDEN ALÇAK GEÇİREN FİLTRE TABANLI BOZUCU GÖZLEMLEYİCİ TASARIMI 55
5.1 Rotor Side Control (RSC) 55
5.1.1 Rotor dinamik denklemleri 55
5.1.2 RSC'de bozucu gözlemleyici tasarımı 58
5.2 Şebeke Taraf Evircisi (GSC) 60
5.2.1 Şebeke dinamik denklemleri 61
5.2.2 Bozucu gözlemleyici tasarımı 64
6. SİMÜLASYON VE DENEY SONUÇLARI 69
6.1 Simülasyon Çalışmaları 69
6.2 Deney Çalışmaları 78
6.2.1 SVPWM yönteminin dijital kontrolörde uygulaması 80
6.2.2 RSC'de yapılan deneyler 82
6.2.2.1 Ayrıştırılmış rotor akımları kontrolü 82
6.2.2.2 Senkronizasyon çalışması 90
6.2.2.3 P_s ve Q_s adım testleri 95
6.2.3 GSC ve RSC'nin birlikte çalıştığı deney çalışmaları 102
6.3 Simülasyon ve deney çalışmalarından çıkarılan sonuçlar 111
7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA 113
KAYNAKLAR 115
EKLER 121
ÖZGEÇMİŞ 131

KISALTMALAR

DFIG **:** Double Fed Induction Generator
DPC **:** Direct Power Control
DTC **:** Direct Torque Control
DVC **:** Direct Vector Control
GSC **:** Grid Side Control
LCL **:** Longitudinal Conversion Loss
MPPT **:** Maximum Power Point Tracking
MILRES **:** Milli Rüzgar Enerjisi Sistemleri
PI **:** Proportion Integral
PLL **:** Phase Lock Loop
PMSG **:** Permanent Magnet Synchronous Generator
RSC **:** Rotor Side Control
SCIM **:** Squirrel Cage Induction Machine
SCIG **:** Squirrel Cage Induction Generator
SMC **:** Sliding Mode Control
SVPWM **:** Space Vector Pulse Width Modulation
WECS **:** Wind Energy Conversion Systems

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1 : DPC için anahtarlama tablosu 42
Çizelge 6.1 : MILRES projesinde kullanılan DFIG parametreleri 70
Çizelge 6.2 : Simülasyonda kullanılan kontrolör ve gözlemleyici parametreleri..... 71
Çizelge 6.3 : Simülasyonda kullanılan adım testleri ve süreleri..... 72
Çizelge 6.4 : Deney setinde kullanılan DFIG plaka değeri 80
Çizelge 6.5 : Deney setinde kullanılan transformatör plaka değeri..... 80
Çizelge 6.6 : Deneylerde kullanılan kontrolör parametreleri 80
Çizelge A.1 : GSC'de dSPACE1'de kullanılan giriş ve çıkış işaretleri 124
Çizelge A.2 : RSC'de dSPACE2'de kullanılan giriş ve çıkış işaretleri 124

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Rüzgar hızına bağlı örnek generator hız-güç grafiği[3] 2
Şekil 1.2 : DFIG kontrolüne yönelik örnek devre 3
Şekil 2.1 : Rüzgar türbini içerisindeki temel elemanlar [40] 12
Şekil 2.2 : Rüzgar hızının Van Der Hoven spectral modeli [1] 13
Şekil 2.3 : Zamana göre değişen örnek rüzgar hızı grafiği 14
Şekil 2.4 : Örnek C_p-λ performans eğrisi 14
Şekil 2.5 : Rüzgar türbünü Çeşitleri 15
Şekil 2.6 : Sıkışma kontrollü WECS'de güç eğrisi 16
Şekil 2.7 : Aktif kanat açısı kontrollü WECS'de güç eğrisi 16
Şekil 2.8 : Aktif kanat açısı kontrollü WECS'de hız eğrisi 17
Şekil 2.9 : Aktif kanat açısı kontrollü WECS yunuslama açısı eğrisi 17
Şekil 2.10 : WECS'de örnek C_p-λ-β eğrisi [41] 18
Şekil 2.11 : WECS hareket sistemi (katı model) 18
Şekil 2.12 : WECS hareket sistemi (esnek model) 19
Şekil 2.13 : Tam ölçekli dişli kutulu tahrik sistemi 20
Şekil 2.14 : Dişli kutusu olmadan tahrik sistemi 21
Şekil 2.15 : DFIG kullanılan tahrik sistemi 21
Şekil 2.16 : WECS Kontrol Sistemleri 22
Şekil 3.1 : abc- αβ ve abc- dq dönüşümleri ile vektörel gösterimi 26
Şekil 3.2 : DFIG eşdeğer devresi. 29
Şekil 3.3 : DFIG güç aktarımı 33
Şekil 3.4 : Örnek DFIG kayma-hız eğrisi 33
Şekil 3.5 : DFIG güç aktarımı 34
Şekil 4.1 : Stator ve rotor akılarının birlikte gösterimi 36
Şekil 4.2 : Stator akısından oryantasyonlu örnek kontrol yöntemi 36
Şekil 4.3 : Reaktif güç kontrolü 37
Şekil 4.4 : Hız, güç veya moment kontrolü 37
Şekil 4.5 : Stator gerilim vektörü 39
Şekil 4.6 : Stator geriliminden oryantasyonlu kontrol yöntemi 39
Şekil 4.7 : Doğrudan güç kontrolü yöntemi 41
Şekil 4.8 : Akı vektörü ve sektör yerleşimi 41
Şekil 4.9 : Histerisis Kontrol 42
Şekil 4.10 : Kayma Kipli Kontrol 45
Şekil 4.11: GSC ve RSC evirici devresinin birlikte gösterimi 47
Şekil 4.12 : GSC blok diyagramı 48
Şekil 4.13 : PI-R kontrol blok diyagramı 50
Şekil 4.14 : LCL filtre 51
Şekil 4.15 : Geleneksel 3-PLL yapısı 51
Şekil 4.16 : 1-PLL yapısı 52
Şekil 5.1 : Bozucu gözlemleyicisi 59
Şekil 5.2 : RSC'de kontrol sistemi 60

Şekil 5.3 : GSC eşdeğer devresi 61
Şekil 5.4 : GSC bozucu gözlemleyicisi 65
Şekil 5.5 : GSC'de kontrol sistemi 65
Şekil 5.6 : DFIG'de kontrol sistemi 66
Şekil 6.1 : Matlab/Simulink ortamında oluşturulan kontrol sistemi 71
Şekil 6.2 : Simulink ortamında oluşturulan simülasyon görünüşü 72
Şekil 6.3 : Simülasyonda ω_m değişimi 73
Şekil 6.4 : Simülasyonda T_e ve $T_{rüzgar}$ değişim 73
Şekil 6.5 : Simülasyonda P_s ve Q_s değişimi 74
Şekil 6.6 : Simülasyonda P_r değişimi 74
Şekil 6.7 : Simülasyonda i_{sd} ve i_{sq} değişimi 74
Şekil 6.8 : Simülasyonda i_{rd} ve i_{rq} değişimi 75
Şekil 6.9 : Simülasyonda v_{rd}^{dis} ve $\hat{v}_{rd}^{dis}$ değişimi 75
Şekil 6.10 : Simülasyonda v_{rq}^{dis} ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimi 76
Şekil 6.11 : Simülasyonda ψ_{sd} ve ψ_{sq} değişimi 76
Şekil 6.12 : Simülasyonda kayma değişimi 77
Şekil 6.13 : Simülasyonda rotor akımlarının değişimi 77
Şekil 6.14 : Simülasyonda rotor elektriksel açısının değişimi 77
Şekil 6.15 : Simülasyonda PLL ile hesaplanan stator elektriksel açısı θ_s (rad) 78
Şekil 6.16 : PLL ile hesaplanan θ_s (rad) ile $V_{s\alpha}$ ve $V_{s\beta}$ birlikte gösterimi (p.u) 78
Şekil 6.17 : Deney Seti 79
Şekil 6.18 : SVPWM için sektör seçimi 81
Şekil 6.19 : RSC'de i_{rd} ve i_{rq} kontrolü (Deney -A-B-) 83
Şekil 6.20 : Deney-A-RSC'de i_{rq} adım testinde i_{rq} değişimi 84
Şekil 6.21 : Deney-A-RSC'de i_{rq} adım testinde i_{rd} değişimi 84
Şekil 6.22 : Deney-A-RSC'de i_{rq} adım testinde P_s ve Q_s değişimi 84
Şekil 6.23 : Deney-A-RSC'de i_{rq} adım testinde rotor akımları 85
Şekil 6.24 : Deney-A-RSC'de i_{rq} adım testinde rotor akımları (yakınlaştırılmış) 85
Şekil 6.25 : Deney-A-RSC'de i_{rq} adım testinde stator akımları 85
Şekil 6.26 : Deney-A-RSC'de i_{rq} adım testinde stator akımları (yakınlaştırılmış) 86
Şekil 6.27 : Deney-A-RSC'de irq adım testinde stator gerilimi 86
Şekil 6.28 : Deney-A- RSC'de i_{rq} adım testinde v_{sd} ve v_{sq} 86
Şekil 6.29 : Deney-A- RSC'de i_{rq} adım testinde stator akımları (yakınlaştırılmış) 87
Şekil 6.30 : Deney-A- $V_{s\alpha}$- $V_{s\beta}$ ve θ_s'in birlikte gösterimi (p.u) 87
Şekil 6.31 : Deney-A- RSC'de i_{rq} adım testinde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ değişimi 87
Şekil 6.32 : Deney-A- RSC'de i_{rq} adım testinde $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimi 88
Şekil 6.33 : Deney-B- RSC'de i_{rd} adım testi 88
Şekil 6.34 : Deney-B-RSC'de i_{rd} adım testinde i_{rq} değişimi 89
Şekil 6.35 : Deney-B-RSC'de i_{rd} adım testinde P_s ve Q_s değişimi 89
Şekil 6.36 : Deney-B-RSC'de i_{rd} adım testinde i_{sd} ve i_{sq} değişimi 89
Şekil 6.37 : Deney-B-RSC'de i_{rd} adım testinde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ değişimi 90
Şekil 6.38 : Deney-B-RSC'de i_{rd} adım testinde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ değişimi 90
Şekil 6.39 : **S**enkronizasyon çalışması ve P_s&Q_s kontrolü (Deney-C-D-E-F-G) 91
Şekil 6.40 : θ_{offset} belirlenmesi 91
Şekil 6.41 : Deney-C-Senkronizasyon anında $V_{s\alpha}$&$V_{g\alpha}$ birlikte gösterimi 92
Şekil 6.42 : Deney-C-Senkronizasyon anında P_s değişimi 93
Şekil 6.43 : Deney-C-Senkronizasyon anında Q_s değişimi 93
Şekil 6.44 : Deney-C-Senkronizasyon anında i_{sa},i_{sb},i_{sc} değişimi 93
Şekil 6.45 : Deney-C-RSC'de senkronizasyon çalışması i_{rd} değişimi 94

Şekil 6.46 : Deney-C-RSC'de senkronizasyon çalışması i_{rq} değişimi 94
Şekil 6.47 : Deney-C-RSC'de senkronizasyon çalışması i_{ra},i_{rb},i_{rc} değişimi 94
Şekil 6.48 : Deney-C-RSC'de senkronizasyon çalışması ω_m değişimi 95
Şekil 6.49 : Deney-D- P_s=180W adım testinde P_s değişimi 96
Şekil 6.50 : Deney-D-P_s=180W adım testinde Q_s değişimi 96
Şekil 6.51 : Deney-D- P_s=180W adım testinde i_{rd} ve i_{rq} değişimi 96
Şekil 6.52 : Deney-D- P_s=180W adım testinde $i_{ra,b,c}$ değişimi 97
Şekil 6.53 : Deney-D- P_s=180W adım testinde $i_{ra,b,c}$ değişimi (yakınlaştırılmış) 97
Şekil 6.54 : Deney-D- P_s=180W adım testinde i_{sd} ve i_{sq} değişimi 97
Şekil 6.55 : Deney-D- P_s=180W adım testinde $i_{s,a,b,c}$ değişimi (yakınlaştırılmış) 98
Şekil 6.56 : Deney-D- P_s=180W adım testinde v_{sa}&i_{sa} birlikte gösterimi 98
Şekil 6.57 : Deney-D- P_s=180W adım testinde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimi 98
Şekil 6.58 : Deney-E- Q_s=160VAr adım testinde Q_s değişimi 99
Şekil 6.59 : Deney-E- Q_s=160VAr adım testinde P_s değişimi 99
Şekil 6.60 : Deney-E- Q_s=160VAr adım testinde i_{rd} ve i_{rq} değişimi 100
Şekil 6.61 : Deney-E- Q_s=160VAr adım testinde $i_{ra,b,c}$ değişimi 100
Şekil 6.62 : Deney-E- Q_s=160VAr adım testinde i_{sd} ve i_{sq} değişimi 100
Şekil 6.63 : Deney-E- Q_s=160VAr adım testinde $i_{sa,b,c}$ 101
Şekil 6.64 : Deney-E- Q_s=160VAr adım testinde v_{sa} ve i_{sa}'nın birlikte gösterimi .. 101
Şekil 6.65 : Deney-E- Q_s=160VAr adım testinde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimi 101
Şekil 6.66 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde RSC'de P_s değişimi 103
Şekil 6.67 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde RSC'de Q_s değişimi 103
Şekil 6.68 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde RSC'de V_s gösterimi 104
Şekil 6.69 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde DFIG hız değişimi 104
Şekil 6.70 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde RSC'de i_{rd} ve i_{rq} değişimi 104
Şekil 6.71 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde RSC'de i_{sd} ve i_{sq} değişimi 105
Şekil 6.72 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde RSC'de $i_{sa,b,c}$ değişimi 105
Şekil 6.73 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde i_{sa} v_{sa}'nın RSC'de gösterimi 105
Şekil 6.74 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde GSC'de $v_{ga,b,c}$ 106
Şekil 6.75 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde GSC'de DC bara gerilimi 106
Şekil 6.76 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde GSC'de i_{gd} ve i_{gq} değişimi 106
Şekil 6.77 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde GSC'de $i_{ga,b,c}$ 107
Şekil 6.78 : Deney-G- P_s=1000W Q_s=0VAr iken hız değişiminde P_s 108
Şekil 6.79 : Deney-G- P_s=1000W Q_s=0VAr iken hız değişiminde Q_s 108
Şekil 6.80 : Deney-G- P_s=1000W Q_s=0VAr iken hız değişimi ω_m 108
Şekil 6.81 : Deney-G- P_s=1000W Q_s=0VAr iken hız değişiminde $i_{ra,b,c}$ 109
Şekil 6.82 : Deney-G- P_s=1000W Q_s=0VAr iken $i_{ra,b,c}$ (yakınlaştırılmış) 109
Şekil 6.83 : Deney-G- P_s=1000W Q_s=0VAr iken GSC'de VDC 109
Şekil 6.84 : Deney-G- P_s=1000W Q_s=0VAr iken GSC'de i_{gd} 110
Şekil 6.85: Deney-G- Ps=1000W P_s=1000W Q_s=0VAr iken GSC'de i_{gq} 110
Şekil 6.86: Deney-G- P_s=1000W P_s=1000W Q_s=0VAr iken GSC'de $i_{ra,b,c}$ 110
Şekil A.1 : DFIG kontrol ünitesi 125
Şekil A.2 : DFIG kontrol ünitesi 126
Şekil A.3 : Tahrik sisteminin yakından görünüşü 126
Şekil A.4 : DFIG kontrol ünitesinin yakından görünüşü 127
Şekil A.5 : DFIG kontrol ünitesi iki dSPACE ile çalışma 128
Şekil A.6 : DFIG kontrol ünitesi örnek akım ve gerilim ölçüm devreleri (1) 128
Şekil A.7 : DFIG kontrol ünitesi örnek akım ve gerilim ölçüm devreleri (2) 129

SEMBOL LİSTESİ

$\mathbf{B_s}$: Sönümlendirme katsayısı
$\mathbf{C_p}$: Güç performans katsayısı
$\mathbf{f}$: Frekans
$\mathbf{f_r}$: Rotor frekansı
$\mathbf{f_s}$: Stator frekansı
$\mathbf{f_z}$: Anahtarlama frekansı
$\mathbf{g_d}$: Alçak geçiren filtre köşe frekansı d bileşeni
$\mathbf{g_q}$: Alçak geçiren filtre köşe frekansı q bileşeni
$\mathbf{J}$: Eylemsizlik momenti
$\mathbf{J_h}$: Yüksek hızlı taraftaki eylemsizlik momenti
$\mathbf{J_l}$: Düşük hızlı taraftaki eylemsizlik momenti
$\mathbf{i_{gd}^{ref}}$: Hat akımı d ekseni referansı
$\mathbf{i_{gq}^{ref}}$: Hat akımı q ekseni referansı
$\mathbf{i_{sa}}$: Stator a fazı akımı
$\mathbf{i_{sb}}$: Stator b fazı akımı
$\mathbf{i_{sc}}$: Stator c fazı akımı
$\mathbf{I_s}$: Stator akımları (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc})
$\mathbf{i_{ra}}$: Rotor a fazı akımı
$\mathbf{i_{rb}}$: Rotor b fazı akımı
$\mathbf{i_{rc}}$: Rotor c fazı akımı
$\mathbf{i_{rd}^{ref}}$: Rotor akımı d ekseni referansı
$\mathbf{i_{rq}^{ref}}$: Rotor akımı q ekseni referansı
$\mathbf{I_r}$: Rotor akımları (i_{ra}, i_{rb}, i_{rc})
$\mathbf{i_{rd}}$: Rotor akımları d ekseni bileşeni
$\mathbf{i_{rq}}$: Rotor akımları q ekseni bileşeni
$\mathbf{i_{r\alpha}}$: Rotor akımları α ekseni bileşeni
$\mathbf{i_{r\beta}}$: Rotor akımları β ekseni bileşeni
$\mathbf{i_{sd}}$: Stator akımları d ekseni bileşeni
$\mathbf{i_{sq}}$: Stator akımları q ekseni bileşeni
$\mathbf{i_{s\alpha}}$: Stator akımları α ekseni bileşeni
$\mathbf{i_{s\beta}}$: Stator akımları β ekseni bileşeni
$\mathbf{K_s}$: Sertlik katsayısı
$\mathbf{k_{rd}}$: RSC'de d ekseni oransal kazancı
$\mathbf{k_{rq}}$: RSC'de q ekseni oransal kazancı
$\mathbf{k_{gd}}$: GSC'de d ekseni oransal kazancı
$\mathbf{k_{gq}}$: GSC'de q ekseni oransal kazancı
$\mathbf{L_{gb}}$: Hat endüktansının temel bileşeni
$\mathbf{\Delta L_g}$: Hat endüktansının bozucu bileşeni
$\mathbf{L_m}$: Mıknatıslanma endüktansı
$\mathbf{L_s}$: Stator sargı endüktansı
$\mathbf{L_r}$: Rotor sargı endüktansı

$\mathbf{L_{s\sigma}}$: Stator kaçak endüktans
$\mathbf{L_{r\sigma}}$: Rotor kaçak endüktans
$\mathbf{L_{rb}}$: Rotor endüktansının temel bileşeni
$\mathbf{\Delta L_r}$: Rotor endüktansının bozucu bileşeni
$\mathbf{L_g}$: Hat endüktansı
$\mathbf{n}$: Dişli kutusu çevirme oranı
$\mathbf{p}$: Kutup sayısı
$\mathbf{P_a}$: Aerodinamik Güç
$\mathbf{P_g}$: Şebeke tarafı aktif gücü
$\mathbf{Q_g}$: Şebeke tarafı reaktif gücü
$\mathbf{P_s}$: Stator aktif gücü
$\mathbf{Q_s}$: Stator reaktif gücü
$\mathbf{P_m}$: Mekanik güç
$\mathbf{P_r}$: Rotor aktif gücü
$\mathbf{Q_r}$: Rotor reaktif gücü
$\mathbf{R}$: Kanat çapı
$\mathbf{R_s}$: Stator direnci
$\mathbf{R_g}$: Hat direnci
$\mathbf{R_r}$: Rotor direnci
$\mathbf{T_a}$: Aerodinamik moment
$\mathbf{T_e}$: Elektriksel moment
$\mathbf{T_{rüzgar}}$: Rüzgar momenti
$\mathbf{T_g}$: Generatör momenti
$\mathbf{T_m}$: Mekanik moment
$\mathbf{T_s}$: Örnekleme zamanı
$\mathbf{s}$: Kayma
$\mathbf{v}$: Rüzgar hızı
$\mathbf{v_{di}}$: Evirici tarafından üretilen gerilimin d ekseni bileşeni
$\mathbf{v_{qi}}$: Evirici tarafından üretilen gerilimin q ekseni bileşeni
$\mathbf{v_{sa}}$: Stator a fazı gerilimi
$\mathbf{v_{sb}}$: Stator b fazı gerilimi
$\mathbf{v_{sc}}$: Stator c fazı gerilimi
$\mathbf{v_{ga}}$: Hat a fazı gerilimi
$\mathbf{v_{gb}}$: Hat b fazı gerilimi
$\mathbf{v_{gc}}$: Hat c fazı gerilimi
$\mathbf{v_{gsca}}$: GSC tarafında a fazı gerilimi
$\mathbf{v_{gscb}}$: GSC tarafında b fazı gerilimi
$\mathbf{v_{gscc}}$: GSC tarafında c fazı gerilimi
$\mathbf{V_r}$: Rotor gerilimleri (v_{ra}, v_{rb}, v_{rc})
$\mathbf{v_{ra}}$: Rotor a fazı gerilimi
$\mathbf{v_{rb}}$: Rotor b fazı gerilimi
$\mathbf{v_{rc}}$: Rotor c fazı gerilimi
$\mathbf{v_{rd}}$: Rotor gerilimi d ekseni bileşeni
$\mathbf{v_{rq}}$: Rotor gerilimi q ekseni bileşeni
$\mathbf{v_{r\alpha}}$: Rotor gerilimi α ekseni bileşeni
$\mathbf{v_{r\beta}}$: Rotor gerilimi β ekseni bileşeni
$\mathbf{V_s}$: Stator gerilimleri (v_{sa}, v_{sb}, v_{sc})
$\mathbf{v_{sd}}$: Stator gerilimi d ekseni bileşeni
$\mathbf{v_{sq}}$: Stator gerilimi q ekseni bileşeni
$\mathbf{v_{s\alpha}}$: Stator gerilimi α ekseni bileşeni

$\mathbf{v_{s\beta}}$: Stator gerilimi β ekseni bileşeni
$\mathbf{v_{rd}^{dis}}$: RSC'de d ekseni bozucu bileşen
$\mathbf{v_{rq}^{dis}}$: RSC'de q ekseni bozucu bileşen
$\mathbf{v_{gd}^{dis}}$: GSC'de d ekseni bozucu bileşen
$\mathbf{v_{gq}^{dis}}$: GSC'de q ekseni bozucu bileşen
$\mathbf{\hat{v}_{rd}^{dis}}$: RSC'de kestirilen d ekseni bozucu bileşen
$\mathbf{\hat{v}_{rq}^{dis}}$: RSC'de kestirilen q ekseni bozucu bileşen
$\mathbf{\hat{v}_{gd}^{dis}}$: GSC'de kestirilen d ekseni bozucu bileşen
$\mathbf{\hat{v}_{gq}^{dis}}$: GSC'de kestirilen q ekseni bozucu bileşen
$\boldsymbol{\omega_s}$: Stator senkron hızı
$\boldsymbol{\omega_g}$: Hat açısal hızı
$\boldsymbol{\omega_m}$: Makina Açısal Hızı
$\boldsymbol{\omega_{gm}}$: Generatörde oluşan yüksek döner hız
$\boldsymbol{\omega_{rm}}$: Türbünde oluşan düşük döner hız
$\boldsymbol{\omega_r}$: Dişli kutusundan önceki rotor hızı
$\boldsymbol{\theta_s}$: Stator elektriksel açısı
$\boldsymbol{\theta_r}$: Rotor elektriksel açısı
$\boldsymbol{\psi_s}$: Stator akısı
$\boldsymbol{\psi_r}$: Rotor akısı
$\boldsymbol{\psi_{sd}}$: Stator akısı d ekseni bileşeni
$\boldsymbol{\psi_{sq}}$: Stator akısı q ekseni bileşeni
$\boldsymbol{\psi_{s\alpha}}$: Stator akısı α ekseni bileşeni
$\boldsymbol{\psi_{s\beta}}$: Stator akısı β ekseni bileşeni
$\boldsymbol{\psi_{rd}}$: Rotor akısı d ekseni bileşeni
$\boldsymbol{\psi_{rq}}$: Rotor akısı q ekseni bileşeni
$\boldsymbol{\lambda}$: Kanat hızı uç oranı
$\boldsymbol{\rho}$: Hava yoğunluğu
$\boldsymbol{\beta}$: Yunuslama açısı
$\boldsymbol{\eta}$: Sistem verimi
$\boldsymbol{\Gamma}$: Esnek modelde oluşan iç moment
$\boldsymbol{\sigma}$: Kaçak faktör
$\boldsymbol{\omega_r}$: Rotor elektriksel hızı
$\boldsymbol{\varepsilon_{rd}}$: Rotor akım hatası d ekseni bileşeni
$\boldsymbol{\varepsilon_{rq}}$: Rotor akım hatası q ekseni bileşeni
$\boldsymbol{\varepsilon_{gd}}$: Hat akım hatası d ekseni bileşeni
$\boldsymbol{\varepsilon_{gq}}$: Hat akım hatası q ekseni bileşeni

DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGAR TÜRBİNLERİNDE KULLANIMA YÖNELİK DAYANIKLI ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖR KONTROL YÖNTEMİ TASARIMI VE UYGULAMASI

ÖZET

Dünyada ve ülkemizde en hızlı büyüyen yenilenebilir enerji kaynağı olarak gösterilen rüzgar enerjisi, özellikle artan enerji ihtiyacının karşılanması için iyi bir alternatif olarak görülmektedir. Rüzgar enerjisi dönüşüm sistemleri (WECS) sabit ve değişken hızlı olmak üzere iki ana grupta incelenebilir. Değişken hızlı WECS enerjinin maksimizasyonu ve moment salınımlarının minimize edilebilmesi gibi nedenlerle hızla yaygınlaşmaktadır.

Çift beslemeli asenkron generatör (DFIG), statorun doğrudan şebekeye bağlanması ve nominal stator gücünün yaklaşık %25'i oranında seçilebilen rotor devresindeki güç elektroniği devresi nedeniyle, değişken hızlı WECS'de kullanılan diğer generatör topolojilerine göre yüksek verim ve düşük kurulum maliyetine sahiptir. Ayrıca, DFIG'in stator aktif (P_s) ve reaktif (Q_s) gücü, rotor devresi üzerinden dört bölgede kontrol edilebilir. DFIG bu sebeple WECS'de en çok kullanılan generatör tipi olarak öne çıkmaktadır.

Geleneksel yaklaşımda, DFIG kontrolüne yönelik çalışmalar arka arkaya bağlanmış iki evirici devresinin problemlerini ayrı ayrı inceleyen iki ana grupta toplanmıştır. Rotor taraf eviricisi (RSC) ve şebeke taraf eviricisi (GSC) olarak adlandırılabilecek temelde birbirine benzer iki kontrol sistemi birlikte çalışarak DFIG'in sınırlı kayma aralığında dört bölge P_s ve Q_s'i kontrol eder. RSC'de rotor devresi üzerinde DFIG'in stator güç akışı kontrol edilirken, GSC'de ise DFIG rotor devresinde kayma aralığına göre değişen enerji akış yönünden bağımsız olarak DC bara kontrolü gerçeklenir.

RSC'ye yönelik en yaygın çalışmalar doğrudan vektör kontrol (DVC) tabanlı yöntemler olup rotor akımlarının dq eksen takımına ayrıştırılması temellidir. Ayrıştırılmış rotor akımları, oransal-integral (PI) kontrolör ile kontrol edilerek P_s ve Q_s'i ayrı ayrı değiştirirler. Bu yaklaşım DFIG kontrolü için en yaygın yöntemdir. DFIG, yüksek dereceden doğrusal olmayan dinamiklerinin yanında elektriksel parametreleri zamanla değişen bir yapıya sahip olup, bu değişim kontrol sistemi tasarımını güçleştirmektedir. Ayrıca, stator akı hesabındaki ilave band geçiren filtre tasarımı gereksinimleri ve şebeke problemlerine karşı dayanıksızlık, özellikle son yıllarda enerji üretim oranındaki payını arttıran değişken hızlı WECS'de DVC tabanlı yöntemlerin pratik kullanımını güçleştirmektedir. RSC'nin kontrolüne yönelik daha dayanıklı yapılar sunan doğrudan güç kontrolü (DPC) ve kayma kipli kontrol (SMC) yöntemleri ise karmaşıklık ve pratik kullanım güçlükleri nedeniyle günümüz WECS teknolojilerinde yaygınlaşmamışlardır.

GSC'ye yönelik çalışmalarda da DVC yapıları yaygın olarak kullanılmaktadır. Şebeke gerilimi senkron hızlı döner düzlemde uygun bir eksene sabitlenerek şebeke akımları DC barayı kontrol eden aktif bileşen ile reaktif güç bileşenlerine ayrıştırılır. GSC'ye yönelik DVC tabanlı bu yöntem ile dayanıklı bir kontrol yapısının

gerçeklenebilmesi için RSC'de olduğu gibi şebeke parametrelerinin bilinmesi gerekmektedir.

Şebeke geriliminin açı bilgisinin en doğru şekilde belirlenmesi RSC ve GSC'de oluşturulan kontrol yapılarının dayanıklılık ve güvenilirliği açısından oldukça önemlidir. Gerilim açısını belirlemede en çok kullanılan yöntem olan phase lock loop (PLL) yöntemi, sıfır geçiş izleme ve arctanjant fonksiyonu gibi diğer yöntemlere göre şebeke problemlerine karşı daha dayanıklı bir yapıya sahiptir.

Bu çalışmanın temel katkısı, WECS'de kullanılan DFIG'in kontrolüne yönelik RSC ve GSC'de elektriksel belirsizlikleri hesaba katan dayanıklı yeni bir gözlemleyici algoritması geliştirmektir. RSC ve GSC'ye yönelik kontrol sistemleri birlikte düşünüldüğünde her iki sistem de fiziksel parametre değişimlerine ve şebekede yaşanabilecek problemlere karşı duyarlıdır. Bu çalışmada, sorunun çözümü için DVC tabanlı bir kontrol yaklaşımı ile RSC ve GSC'ye yönelik aynı temel yaklaşımda parametre değişimlerine karşı dayanıklı bir kontrol yapısı önerilmiştir.

Bu amaçla RSC'ye yönelik DFIG eşdeğer devresi ile birlikte, GSC'ye yönelik de şebeke eşdeğer devreleri oluşturularak dinamik denklemler yazılmıştır. Bu eşdeğer devrelerde fiziksel değişimlerden etkilenen bozucu terimler ile ölçülebilen terimler ayrıştırılarak, bozucu bileşenler birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi yardımıyla kestirilmiştir. Kestirilen bozucu terimler ileri yol (feedforward) terimi olarak kullanılmış ve bu terimle birlikte ayrıştırılmış rotor akımları hata işaretini gidermek için oransal kontrolörün yeterli olduğu gösterilmiştir.

Oluşturulan kontrol sistemlerinde stator direncinin değişiminden etkilenen stator akısı açı hesabı yerine, stator gerilimi açı bilgisinden yararlanılarak stator geriliminden oryantasyonlu bir yapı oluşturulmuştur. Böylece, stator akısı açı hesabında yaşanan pratik güçlüklerin önüne geçilmiştir.

Yapılan simülasyon çalışmalarında Milli Rüzgar Enerjisi Sistemleri (MILRES) projesinde tasarlanan DFIG parametreleri kullanılarak kontrol sistemi oluşturulmuştur. Simülasyon ortamında, oluşturulan birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisinin, DFIG dinamik denklemleri yardımıyla oluşturulan ve fiziksel değişimlerden etkilenen bozucu terimleri doğru bir şekilde kestirdiği gösterilmiştir. Ayrıca simülasyon ortamında kritik bir bilgi olan gerilim açı bilgisine yönelik temel PLL algoritması oluşturulmuştur.

Bu çalışmanın en önemli katkısı, oluşturulan kontrol sisteminin fiziksel değişimlere karşı dayanıklılığının gösterilmesinin yanında, yöntemin basit ve gerçek sistemlere uygulanabilirliğinin gösterilmesi olmuştur. Laboratuar ortamında oluşturulan deney setinde rüzgarı temsil eden sincap kafesli asenkron makina (SCIM) ticari bir sürücü ile tahrik edilerek DFIG'i istenen hızda çevirmiştir. Oluşturulan ölçüm ve güç devreleri yardımıyla RSC ve GSC'ye yönelik algoritmalar dSPACE ds1103 kontrolör ortamında gerçeklenmiştir. Yapılan deneylerde gerilim açı bilgisi ölçülen gerilimlerden yararlanılarak geleneksel PLL yapısı ile elde edilmiştir. Deney çalışmaları RSC ve GSC olarak iki ana grupta incelenebilir:

RSC'ye yönelik çalışmalarda P_s ve Q_s ayrıştırılmış rotor akım kontrolörleri ile geniş çalışma aralığında ayrı ayrı başarı ile kontrol edilmiştir. Bunun yanında, literatürde bir çok çalışmadaki kontrol sistemlerinde DFIG'in şebekeye yumuşak bağlantısı dikkate alınmamıştır. DFIG şebekeye bağlanmadan önce stator ve şebeke gerilimlerinin büyüklük ve faz olarak eşit olması yumuşak bağlantı için oldukça

önemlidir. Bu çalışmanın diğer bir katkısı da oluşturulan senkronizasyon algoritması ile DFIG'in şebekeye yumuşak bağlantısının gerçekleştirilmesidir.

GSC'ye yönelik çalışmalarda DC bara kontrolü gerçekleştirilmiş ve yüksek güçlü P_s adım testlerinde başarılı sonuçlar alınmıştır. DFIG senkron üzeri hıza çıkarılarak GSC'den de şebekeye enerji aktarımı gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışması aşağıdaki gibi düzenlenmiştir:

Birinci bölümde literatür özetinden sonra, ikinci bölümde WECS'de kullanılan kontrol sistemleri kısaca özetlenmiştir. Üçüncü bölümde senkron hızlı döner düzleme geçiş için gerekli dönüşüm matrisleri ile birlikte, DFIG'in eşdeğer devresinden hareketle dinamik denklemleri verilmiştir. Dördüncü bölümde RSC ve GSC'ye yönelik bugüne kadar yapılmış önemli kontrol yapıları detaylandırılmıştır. Beşinci bölümde RSC ve GSC'ye yönelik birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi yardımıyla oluşturulan kontrol sistemi geliştirilmiştir. Altıncı bölümde ise geliştirilen kontrol sistemi simülasyon ve deney ortamında gerçeklenerek sonuçlar verilmiştir. Yedinci bölümde de sonuçlar ve gelecek yönlendirmeler sıralanmıştır.

DESIGN AND APPLICATION OF A ROBUST DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR CONTROLLER FOR VARIABLE SPEED WIND TURBINES

SUMMARY

Wind energy which is shown to be the fastest growing renewable energy source in the world and in our country is considered as an acceptable alternative to provide highly increasing energy demand. Wind energy conversion systems (WECS) are examined in two groups, namely fixed and variable speed turbines. Variable speed WECS are growing fast due to their energy maximization and torque ripple minimization capabilities.

Doubly fed induction generators (DFIG) have high efficiency compared to other generator topologies used in variable speed WECS due to direct connection of stator circuit to the grid, and 25% of nominal stator power ratings of rotor side power electronic circuit. Additionally, stator active (P_s) and reactive (Q_s) power can be controlled in four-quadrant operation from the rotor circuit. These properties make DFIG the most commonly used generator type in variable speed WECS.

In the conventional approach, studies for controlling DFIG are subdivided into two categories which seperately investigate the problems of back-to-back inverter structure. These two very similar structures are named as rotor side control (RSC) and grid side control (GSC). They operate together and achieve four quadrant operation of stator active and reactive power in a limited slip range. While stator power flow is managed by RSC, GSC achieves DC link voltage control regardless of the direction of rotor power flow which varies according to generator slip direction.

The most common studies for RSC are direct vector control (DVC) strategies which decouple the rotor currents into dq coordinates. Decoupled rotor currents are controlled by proportional-integral (PI) controllers by separately controlling stator active and reactive powers. This techniqe is the most common way of DFIG control. In addition to high order nonlinear dynamics, DFIG has a parameter varying structure which complicates the control system design. Besides, the necassity of additional band-pass filter design for stator flux culculation and weakness against grid voltage problems complicates the usage of DVC in electrical networks recent years.

Direct power control (DPC) technique which has a vey fast dynamic response and robustness against parameter variations suffers from varying switching frequency, unavoidable high frequency torque oscillations, and complexity for real time applications. Sliding mode control (SMC) which is very popular for nonlinear applications could not be widely used due to chattering phenomena, complexity and practical constraints.

DVC techniques are also very popularly used in GSC strategies. Grid voltage is fixed in one of a synchronously rotating frame axis, and grid currents are decoupled into active power control component which controls the DC link voltage and reactive power components. Grid parameters must also be known in order to design a robust

DVC based control structure for GSC, as mentioned in RSC. PI-R controllers are also very popular for GSC that it reduces the current oscilations in the grid. However, this methodology suffers from the weakness against parameter variations.

Determination of voltage angle information is very crucial for the robustness of the control structures designed in both RSC and GSC. Different techniques are encountered for the voltage angle detection. Thus, phase lock loop (PLL) techniques which is the most popular technique to define voltage angle is found to be more robust against voltage problems compared to other voltage angle detection techniques, such as zero crossing detection, and arctangent function.

The main contribution of this study is to design a novel robust observer design for DFIG used in variable speed WECS, which considers the electrical parameter uncertainites for both RSC and GSC. If control systems for both GSC and RSC are considered together, both systems are fragile to physical parameter variations and grid voltage problems. In this study, a DVC based robust controller against parameter variations for RSC and GSC is proposed which uses the same basic structure.

For the determination of the problem, DFIG and grid equivalent circuits are constructed and dynamic equations are established for RSC and GSC, respectively. Disturbance terms which are affected by physical variations and measurable terms are decoupled and estimated by a first order low pass filter disturbance observer. These estimated disturbance terms are used as feedforward control signal, and it is shown that a proportional controller is sufficient to remove decoupled rotor current error.

A stator voltage oriented DVC structure is established in the proposed controllers, instead of stator flux angle calculation which is affected by stator resistance variations, by using measured stator voltage angle information. Therefore, practical complications experienced in stator flux angle calculation are avoided.

Simulation of proposed control system is constructed in Matlab/simulink platform by using the parameters of DFIG designed in National Wind Energy Systems (MILRES) project. Speed and torque step response tests are applied in one single simulation at different time instants. It is obviously shown in simulations that constructed first order low pass filter disturbance observer accurately estimates disturbance terms which is obtained by DFIG dynamic equations, while succesfully following the reference speed and torque. Additionally, a basic PLL algorithm is constructed in the simulation platform in order to obtain voltage angle information which is very critical for the performance of the controllers

The most important contribution of this study is not only demonstrating the robustness of the proposed control system against parameter variations, but also showing that the proposed control methodology is simple and applicable to real applications. Thus, DFIG is driven by a squirrel cage induction machine (SCIM) representing the wind in the constructed labaratory setup. The speed of the overall system is changed by the commercial inverter which is connected to SCIM. Proposed control algorithms regarding GSC and RSC are realized in dSPACE ds1103 controller platform with the help of constructed measurement and power circuits. The conventional PLL structure is established in the experiments to accurately detect measured voltage angle.

Experimental studies could be invesigated as RSC and GSC in two groups;

It is shown that decoupled rotor current controllers change the P_s and Q_s respectively, in RSC experiments. Therefore, P_s and Q_s are seperately controlled succesfully in a wide operating range by decoupled rotor currents in RSC experiments. In addition, majority of the contribuitons in the literature focus on the operation that DFIG is already connected to the grid. Stator and grid voltages must be collinear before DFIG is connected to the grid, which means equal in phase and amplitude to avoid unwanted inrush currents. Another important contribution of this scheme is the realization of smooth connection synchronization algortihm in the experiments.

DC voltage control is achieved in GSC experiments, and successful results are obtained by appliying high power P_s step response tests. Speed of DFIG is changed from subsynchronous to supersynchronous speed, and four quadrant operation of GSC is demonstrated, while also achieving DC link voltage control.

This study is organized as follows;

After the literature summary in the first chapter, control systems in variable speed WECS is briefly introduced in chapter 2. In chapter 3, transformation matrices for synchronously rotating frames, and DFIG dynamic equations in dq coordinates is given. In chapter 4, important reported control schemes regarding RSC and GSC are detailed. In chapter 5, proposed first order low pass filter disturbance observer design is developed for RSC and GSC. In chapter 6, proposed control methodology is demonstrated in simulation and experimental platform. Finally, conclusions and future directions are given in chapter 7.

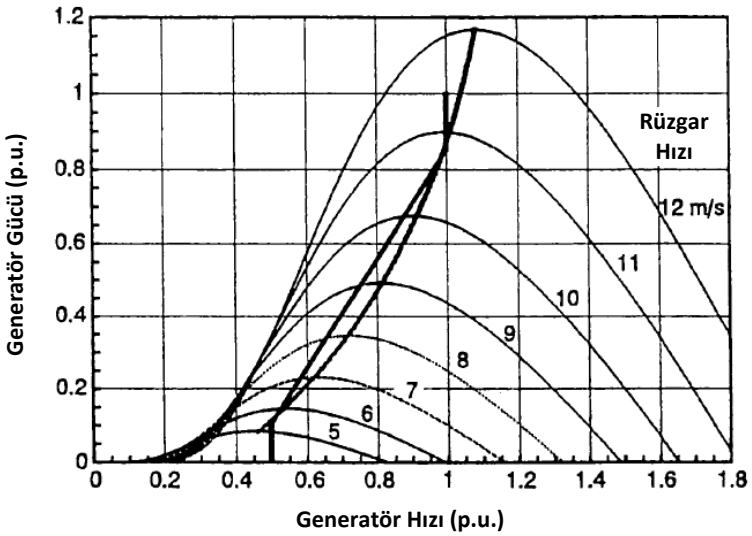
1. GİRİŞ

Temiz ve güvenilir bir enerji kaynağı olan yenilenebilir enerji kaynakları gelişmiş ülkelerde son yıllarda enerji üretimindeki payını ciddi oranda arttırmıştır [1]. Özellikle 1970'lerde yaşanan petrol krizi ile birlikte yenilenebilir enerji teknolojilerinde önemli gelişmeler yaşanmış ve kullanımı yaygınlaşmıştır. Rüzgar enerjisi, son yirmi yılda dünyada yenilenebilir enerji kaynakları içerisinde en hızlı büyüyen enerji kaynağı olarak göze çarpmaktadır. Danimarka, ABD, Hindistan, Almanya ve İspanya gibi bir çok ülke üretilen elektrik enerjilerinin önemli bir payını rüzgar enerjisi ile üretmeye başlamışlardır [2]. Ülkemiz, rüzgar enerjisi potansiyeli oldukça yüksek bir ülkedir. Son yıllarda rüzgar enerjisi dönüşüm sistemleri (WECS) ülkemizde de hızla yaygınlaşmaktadır.

1.1 Tezin Amacı

Yirmi yıl öncesine kadar standart bir rüzgar türbini basit ve güvenilir bir yapıya sahipti. Bu tip türbinler rüzgar hızı belirli bir değerin üzerine çıktığında ve şebeke kararlı olduğunda sabit hızla çalışacak şekilde tasarlanmıştı. Bu yöntem özellikle mevsimlere bağlı olarak değişken rüzgar hızlarının hakim olduğu bölgelerde, üretilen enerjinin maksimizasyonu açısından verimli bir yöntem değildir [1].

Enerji akışının en iyi şekilde kontrol edilebilmesi için değişken hızlı WECS'ler yaygın olarak kullanılmaktadır. Değişken hızlı WECS'ler, bir taraftan rüzgar hızındaki değişimlere göre moment salınımlarını minimize ederken, diğer taraftan da türbinin tasarımında elde edilen rüzgar hızına bağlı olarak değişen "*generatör güç-hız*" karakteristiğine göre enerji üretiminin maksimizasyonunu gerçekleştirirler. Rüzgar türbinlerinde örnek bir güç-hız eğrisi Şekil 1.1'de verilmiştir. Buna göre değişik rüzgar hızlarında generatörün en uygun hızda çalıştırılması sağlanarak güç maksimizasyonu amaçlanmaktadır.



Şekil 1.1 : Rüzgar hızına bağlı örnek generator hız-güç grafiği [3].

Değişken hızlı WECS'de kullanılan kontrol sistemleri düşünüldüğünde elde edilen enerjinin en verimli şekilde elektrik şebekesine aktarılması için bir çok kontrol sistemi birlikte çalışır [4]. Değişken hızlı WECS farklı bir çok kontrol yapısını bünyesinde barındıran ve bu yapıların birbirileri ile entegre bir şekilde çalışmasını gerektiren bir yapıdır. Bu yapılar ikinci bölümde detaylandırılacaktır.

Bu çalışmanın amacı, değişken hızlı WECS'de kullanıma yönelik, dayanıklı ve uygulanabilir yüksek performanslı, şebeke bağlantılı çift beslemeli bir asenkron generatör (DFIG) kontrol sistemi tasarlamaktır. Bu sebeple tasarlanan kontrol yönteminin öncelikle Matlab/Simulink simülasyon ortamında oluşturulması amaçlanmıştır. Oluşturulan kontrol sistemi ayrıca bir deney setinde uygulanmış olup WECS'de önerilen yöntemin kullanılabilirliği gösterilmiştir.

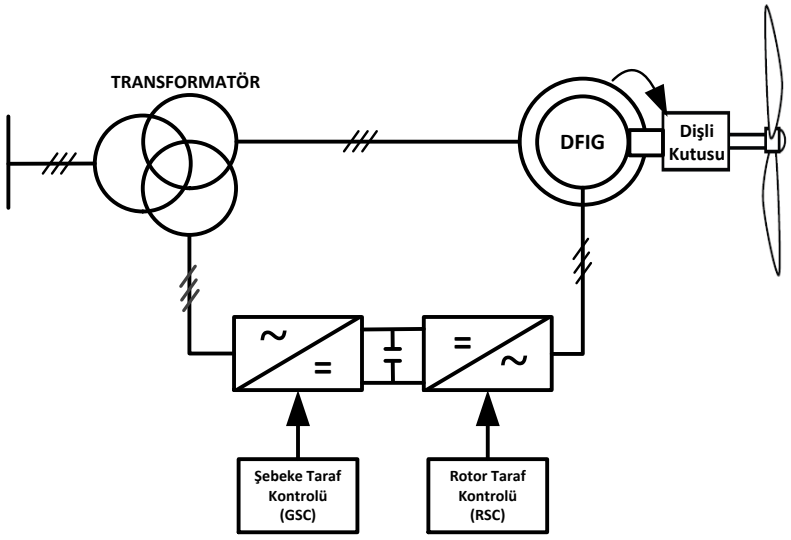
1.2 Çift Beslemeli Asenkron Generatörler (DFIG)

DFIG aşağıdaki önemli avantajlar nedeniyle değişken hızlı WECS'lerde yaygın olarak kullanılmaktadırlar [5]; DFIG,

1) Makina imalat teknolojilerine göre dayanıklı ve düşük üretim maliyetine sahip bir generatör tipidir.
2) Rotor devresi üzerinden kontrol edildiğinden, kullanılan güç elektroniği devresi genellikle nominal stator gücünün %25'i büyüklüğünde seçilmektedir. Böylece kurulum maliyeti düşmekte ve güç devresinde yaşanan kayıplar azalmaktadır.

3) Stator devresinde dört bölgede aktif ve reaktif güç kontrolü gerçeklenebilir. Böylece şebekenin reaktif güç ihtiyacı da DFIG tarafından karşılanabilir.

Şekil 1.2'de şebeke bağlantılı DFIG'in kontrolüne yönelik örnek güç devresi görülmektedir. Rotor devresi arka arkaya bağlanmış iki seviyeli bir evirici ile çalıştırılırken, stator devresi şebekeye doğrudan bağlanarak enerji akışı sağlanır.



Şekil 1.2 : DFIG kontrolüne yönelik örnek devre.

Çalışma bölgesine göre DFIG'in rotor devresi enerji üreten veya tüketen bir yapıda olabileceği için arka arkaya bağlanmış iki adet evirici devresine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sebeple DFIG'in kontrolü iki ana yapıda ele alınmalıdır.

Rotor Taraf Kontrolü (RSC): DFIG'iin stator aktif ve reaktif gücünün ayrı ayrı kontrol edilmesi amaçlanmaktadır. Senkron altı hızda çalışmada şebeke bağlantılı DFIG'in rotor devresi enerji tüketirken senkron üzeri hızda çalışmada ise enerji üreten bir devreye dönüşür.

Şebeke Taraf Kontrolü (GSC): Rotor güç akışının yönünden bağımsız olarak DC bara geriliminin kontrolü amaçlanmaktadır. İhtiyaç duyulan rotor gücünün şiddeti ve yönüne göre şebekeden enerji alınmakta veya şebekeye enerji verilmektedir.

RSC ve GSC kontrol yapıları prensip olarak benzerlikler gösterseler de iki sistem genellikle literatürde farklı çalışmalarda detaylandırılarak problemleri incelenmiştir. Bu sebeple bu çalışmada da iki sistemin problemleri ayrı ayrı özetlenecek ve her iki

sistem için benzer, fiziksel değişimlerden etkilenen parametre değişimlerine karşı dayanıklı bir kontrol yapısı önerilecektir.

1.3 RSC'de Literatür Araştırması

DFIG, yüksek dereceden, doğrusal olmayan dinamiklerinin yanında elektriksel parametreleri zamanla değişen *benchmark* bir yapıdır [6, 7]. Özellikle stator direnci sıcaklıktan, rotor direnci de sıcaklık ve frekans değişimlerinden etkilenmektedir [6, 7]. Endüktans değerleri de frekansa bağlı olarak değişmektedir. DFIG dinamik denklemlerindeki bu değişim geniş çalışma aralığında dayanıklı kontrolü güçleştirmektedir. Bu sebeple DFIG'in geniş çalışma aralığında dayanıklı kontrolünün gerçeklenmesi, ayrıca makina parametrelerinin de doğru bilinmesini/kestirilmesini gerektirmektedir.

DFIG'in WECS'lerde kullanımına yönelik en temel ve yaygın çalışmalar doğrudan vektör kontrolünün (DVC) uygulandığı çalışmalardır. Bu çalışmalarda stator akısından veya geriliminden oryantasyonlu yöntemler kullanılarak stator akısı/gerilimi senkron hızlı döner eksen takımında *"d"* eksenine sabitlenir. Böylece, rotor akımları oransal-integral (PI) kontrolör ile kontrol edilerek stator aktif ve reaktif gücünü ayrı ayrı değiştiren bileşenlerine ayrıştırılır.

Stator akısının senkron hızla döner alanda d eksenine sabitlendiği ilk çalışma [8, 9]'da verilmiştir. [8]'de şebeke bağlantılı DFIG'in stator akısından oryantasyonlu DVC uygulaması gerçeklenmiştir. [9]'daki benzer çalışma ile şebekeden bağımsız izole yüklerle aynı kontrol yöntemi uygulanmıştır. Bu yöntemlere temel oluşturan stator akısı, sıcaklıktan ve çalışma şartlarından etkilendiği bilinen stator direncinin (R_s) doğru bilinmesini/kestirilmesini gerektirmektedir. Ayrıca süreksiz gerilim ve akım işaretleri nedeniyle integral alma işlemi pratik uygulamaları güçleştirmekte ve ilave band geçiren filtre tasarımını gerektirmektedir [8].

Bu sebeple senkron hızlı döner alanda stator direncinin etkisi ihmal edilerek stator gerilimin senkron hızla döner alanda d eksenine sabitlendiği yöntemler de kullanılmaktadır [10]. Böylece stator akı hesabında yaşanan güçlükler ortadan kalkmakdır.

[8] ve [10]'da detaylandırılan iki çalışmanın temel alındığı yöntemler kontrolör performansı açısından [11]'de karşılaştırılmış ve kontrolör performansının eşdeğer olduğu iddia edilmiştir.

Değişken hızlı WECS'de kullanıma yönelik şebeke bağlantılı DFIG'in yüksek performanslı dayanıklı kontrolü, son yıllarda bu sistemlerin elektrik şebekelerinde enerji üretim oranlarını arttırmaları nedeniyle önem kazanmaktadır. Almanya, Danimarka, İspanya gibi elektrik enerjisi üretiminde WECS oranının ciddi oranda arttığı ülkeler [2] bu konuda gerekli standartları oluşturmuşlardır [12]. Bu sebeple şebeke bağlantılı DFIG, geniş çalışma aralığında kararlı çalışmasının yanında, şebeke problemlerinde uygun standartlarda belli bir süre çalışmaya devam etmeli ve sistemdeki diğer enerji kaynaklarının gereksiz yüklenmesini önlemek için sisteme reaktif enerji gönderebilmelidir [13]. Ayrıca, üretilen enerji kalitesinin (harmonikler vb.) ilgili standartlara uygun olması gerekmektedir [14,15].

[8-10]'da özetlenen DVC yöntemleri, kontrolör performansının DFIG parametre değişimlerinden etkilenmesi, stator akısı açı hesabı için integral almadaki pratik güçlükler ve şebeke problemlerine dayanıksızlık gibi problemler nedeniyle geniş çalışma aralığında DFIG'in dayanıklı kontrolü için yeterli değildir. Bu problemleri giderecek/azaltacak ilave yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır.

Doğrudan moment kontrolü [16] (DTC) tabanlı doğrudan güç kontrolü (DPC) [17, 18] yöntemi, içerisinde herhangi bir akım kontrolü olmaksızın aktif ve reaktif güç hatalarını belirlenen sınırlı bant aralığında tutmak amacıyla uygun anahtarlama işaretlerinin, oluşturulan anahtarlama tablosu ile yarı iletken elemanlara gönderilmesi ilkesine dayanır. Özellikle [18]'de yapılan çalışma, dayanıklı yapısının yanında sadece R_s değişiminden etkilenir. DPC yöntemi dayanıklı yapısı ve hızlı dinamik cevabı nedeniyle oldukça ilgi görmektedir. Ancak DPC yönteminde yüksek frekanslı moment salınımları önlenememekte, ve değişken anahtarlama frekansı uygulandığından güç devresinde filtre tasarımı güçleşmektedir [19]. DPC yöntemi DVC yöntemlerine göre daha karmaşık bir yapıda olup pratik uygulama güçlükleri nedeniyle yaygınlaşamamaktadır.

Kayma kipli kontrol (SMC) yöntemi [20] ile de rotor akım kontrol döngüleri olmaksızın stator gücünü doğrudan kontrol edebilen çalışmalar önerilmiştir [21-25]. Böylece yöntem parametre ve şebeke problemlerinden etkilenmemektedir. Ancak

SMC yapısı gereği oluşan çatırtı nedeniyle ilave problemler getirmekte, DVC yöntemine göre daha karmaşık bir yapı oluşturmakta ve yüksek kontol işaretleri gerektirebilmektedir [25].

Yukarıda özetlenen DVC, DPC ve SMC yöntemleri dördüncü bölümde detaylandırılacaktır. Ayrıca şebeke problemlerine karşı dayanıklı yapılar sunan farklı çalışmalara ait referanslar dördüncü bölümde verilecektir.

DFIG'in şebekeye senkronizasyonu literatürde ayrıca değerlendirilen bir konudur. DFIG şebekeye bağlanmadan önce statorda endüklenen gerilim ile şebeke geriliminin büyüklüğü ve açısı tamamen eşit olmalıdır [24]. Literatürde DFIG kontrolüne yönelik çalışmaların bir çoğu DFIG'in şebekeye bağlantısını dikkate almamaktadır. DFIG'in şebekeye senkronizasyonu [24] ve [26]'da detaylandırılmıştır.

DVC yöntemleri basit ve uygulanabilir yapısı nedeniyle günümüzdeki pratik uygulamalarda popüler olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada stator geriliminden oryantasyonlu bir DVC yöntemi önerilecek, DFIG dinamik denklemlerinde fiziksel değişimlerden etkilenen tüm terimler birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi [27] yardımıyla kestirilecektir.

1.4 GSC'de Literatür Araştırması

RSC'de ihtiyaç duyulan gücün yönüne ve şiddetine göre GSC'de DC bara gerilimi kontrolü gerçeklenmektedir. DC bara gerilimi kontrolü temel PI kontrolör yardımıyla kolaylıkla gerçeklenebilmektedir. GSC için en sık kullanılan yöntem [8]'de verildiği gibi stator geriliminin senkron hızla döner alanda d eksenine sabitlenerek uygulanan DVC yöntemidir. Bu şekilde aktif ve reaktif güç üreten şebeke akımları ayrıştırılarak DC gerilim kontrolü gerçeklenir. Ayrıca şebeke parametrelerine bağlı olarak değişen nonlineer çapraz bağlantı (cross coupling) terimleri ileri besleme olarak kontrolör çıkışına eklenirler. Bu yöntem endüstride yaygın olarak kullanılan sincap kafesli asenkron makinaların (SCIM) ve diğer alternatif akım makinalarının kontrolünde kullanılan ticari sürücülerdeki aktif doğrultucu ünitelerinde de yaygın olarak kullanılmaktadır [28,29].

[30]'da yukarıdaki yöntemden farklı olarak şebeke akımları durağan eksen takımında tanımlanarak kontrol edilmiş, böylece akım kontrolünde oluşan abc-dq

dönüşümünden kaynaklanan akım salınımları minimize edilerek daha az harmonik bileşen barındıran şebeke akımları oluşturulması amaçlanmıştır. Bu şekilde şebeke parametrelerinin değişiminden etkilenen çapraz bağlantı terimlerinin bilinmesine ihtiyaç duyulmamaktadır. [30]'da aynı zamanda [8]'deki yöntem de oluşturularak GSC'de kullanılan kontrol yöntemlerinin performansları karşılaştırılmıştır.

Şebeke bağlantılı DFIG'in geniş çalışma aralığında dayanıklı kontrolünün gerçeklenmesi, uygulanan kontrol yönteminin şebeke problemlerinden ve fiziksel parametre değişimlerinden en az seviyede etkilenmesine bağlıdır. Ayrıca, uygun giriş filtresi tasarımı ile elektriksel şebeke standartlara uygun bir şekilde üretilen harmoniklerden en az seviyede etkilenmelidir [30,31]. Yukarıda özetlenen RSC ve GSC'nin dayanıklı kontrolünün gerçeklenmesi için en önemli ölçüm bilgisi stator veya şebeke geriliminin büyüklük, açı ve frekans bilgisidir. Bu bilgi temelde ölçülen üç fazlı gerilim bilgisinin abc-αβ durağan eksen takımına dönüştürülerek arctanjant fonksiyonu ile veya sıfır geçiş denetimi (zero crossing detection) yöntemleri ile belirlenebilir. Ancak bu yöntemler şebekede oluşabilecek problemlere ve evirici dinamiklerinde oluşan süreksiz gerilim işaretlerine karşı dayanıklı değildir [32]. Bu sebeple faz kilitlemeli döngüler (PLL) yöntemleri [32] şebeke bağlantılı DFIG'in kontrolü veya gerilim bilgisine ihtiyaç duyan bir çok endüstiyel güç elektroniği uygulamalarında kullanılmaktadır. Ayrıca, şebeke problemlerine daha dayanıklı bir çok PLL yapısı mevcuttur [33-35].

Bu çalışmada GSC için, RSC'de olduğu gibi DVC yöntemi oluşturulacak, şebeke parametrelerinden etkilenen terimler ile lineer olmayan çapraz bağlantı terimleri birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi [27] yardımıyla kestirilecektir.

1.5 Birinci Dereceden Bozucu Gözlemleyicisi

DVC yöntemlerinin şebeke bağlantılı DFIG'nin geniş çalışma aralığında dayanıklı kontrolü, fiziksel değişimlerden etkilenen terimlerdeki değişimlerin ve model belirsizliklerinin doğru bilinmesine/kestirilmesine bağlıdır.

Birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicileri [27] bir çok hareket sisteminde fiziksel belirsizliklere göre değişen terimlerin (yük, kuvvet vb.) kestirilmesi için kullanılmaktadır. [36]'da benzer şekilde yöntem şebeke bağlantılı

DFIG'in kontrolüne yönelik kullanılmış, stator güçleri rotor akım döngüleri olmadan simülasyon ortamında kontrol edilmeye çalışılmıştır. Stator güçlerinin akım kontrol döngüleri olmaksızın kullanılması yüksek kontrol işaretlerine neden olacağından [36]'da önerilen yöntem pratik kullanıma uygun bir yöntem değildir.

Bu çalışmada, RSC için DFIG'in dinamik denklemleri yardımıyla lineer olmayan ve ölçülemeyen tüm terimler birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı gözlemleyici ile kestirilmiştir. Senkron hızlı döner alanda stator aktif (P_s) ve reaktif (Q_s) güç üreten rotor akımları ayrıştırılmış ve akım hatası oransal kontrolör ile kontrol edilmiştir. Kestirilen bozucu terimleri de ileri yolda ilave edilmiştir.

GSC için de ölçülemeyen şebeke dinamikleri bozucu gözlemleyicisi ile kestirilmiştir. Oransal kontrolöre ileri yolda ilave edilen bozucu terimleri ile ayrıştırılmış şebeke akımları kontrol edilmiştir. Dış döngüde bulunan DC bara gerilimi kontrolü için PI kontrolör kullanılmıştır.

Böylece günümüzde şebeke bağlantılı DFIG'in kontrolünde sıkça kullanılan DVC yöntemine yönelik, basit, dayanıklı ve uygulanabilir bir kontrol sistemi tasarımı gerçekleştirilmiştir.

1.6 Tez Çalışmasının Katkıları

Şebeke bağlantılı DFIG kontrolüne yönelik tez çalışmasında aşağıdaki katkılar sağlanmıştır.

- RSC kontrolüne yönelik parametre değişimlerinden etkilenmeyen DVC tabanlı yeni, basit ve uygulanabilir yeni bir DFIG kontrol sistemi tasarımı gerçekleştirilmiştir.
- DFIG'in elektriksel şebekeye yumuşak bağlantısı için basit bir yöntem geliştirilmiştir.
- GSC kontrolüne yönelik de şebekedeki değişimlerden etkilenmeyen DVC tabanlı yeni, basit ve uygulanabilir kontrol sistemi tasarlanmıştır.

1.7 Simülasyon ve Deney Çalışmaları

Simülasyon çalışmalarında [1] ve [37]'de verilen DFIG dinamik denklemleri kullanılarak DFIG modeli oluşturulmuştur. Milli Rüzgar Enerjisi Sistemleri

Projesi'nde (MILRES) kullanılan 500kW gücündeki DFIG [38] parametreleri ile Matlab/Simulink ortamında önerilen kontrol yöntemi uygulanarak başarılı sonuçlar alınmıştır. Yapılan simülasyonların amacı, birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisinin oluşturulan model yardımıyla hesaplanan eşdeğer terimleri doğru kestirdiğini göstermektir. Simülasyon çalışmalarındaki karmaşıklığı artırmamak için evirici dinamikleri ihmal edilmiş ve GSC modellenmemiştir. Simülasyon çalışmalarında bozucu olarak ifade edilen eşdeğer terimlerin bozucu gözlemleyicisi ile doğru kestirildiği gösterilmiş, ayrıştırılmış stator aktif ve reaktif güç kontrolü başarı ile gerçeklenmiştir. Ayrıca [32]'deki PLL yapısı da oluşturularak simülasyona eklenmiştir.

Önerilen yöntemin pratik sistemlerde kullanılabilirliğinin gösterilmesi bu çalışmanın en önemli hedefi olmuştur. Bu sebeple şebeke bağlantılı DFIG'e yönelik 1.1kW gücünde bir deney seti oluşturulmuştur. Rüzgarı temsil eden bir sincap kafesli asenkron motor (SCIM) ticari bir sürücü yardımıyla değişken hızlarda tahriklenmiş ve DFIG'in istenen hızda güç kontrolü gerçeklenmiştir.

Deney çalışmalarında uygulanan dayanıklı kontrol yapısının yanında DFIG'nin şebekeye senkronizasyonu konusunda bir algoritma oluşturulmuş ve DFIG'nin şebekeye yumuşak bağlantısı gerçekleştirilmiştir.

Tez çalışmasının bundan sonraki bölümleri aşağıdaki gibi detaylandırılacaktır.

Tez çalışmasının **ikinci bölümünde** WECS sistemlerindeki temel elemanlar tanıtılacak ve WECS'de kullanılan kontrol sistemleri detaylandırılacaktır.

Üçüncü bölümde DVC ve diğer kontrol yöntemlerinin daha iyi anlaşılabilmesi için gerekli eksen takımları tanımlanarak bu eksenler arasındaki geçiş matrisleri kısaca yazılacaktır. Daha sonra DFIG'nin dinamik denklemleri verilecektir.

Dördüncü bölümde şebeke bağlantılı DFIG'in kontrolüne yönelik DVC, DPC ve SMC yöntemleri detaylandırılacaktır.

Beşinci bölümde önerilen birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi tasarımı yapılarak DFIG'e ait model ve parametre belirsizliklerini belirten denklemler oluşturularaktır.

Altıncı bölümde yapılan simülasyon ve deney çalışmaları detaylandırılacaktır.

Yedinci bölümde alınan sonuçlar değerlendirilecektir.

2. RÜZGAR ENERJİSİ DÖNÜŞÜM SİSTEMLERİ

Rüzgar enerjisi, üretim maliyeti olmayan, temiz ve güvenilir bir enerji kaynağıdır. WECS teknolojileri özellikle son yirmi yılda büyük gelişmeler kaydederek dayanıklı ve güvenilir çalışma performansıyla modern bir güç santraline dönüşmüştür [1].

WECS kullanımının ilk yıllarında geleneksel rüzgar türbinü 3 kanatlı bir rotordan tahriklenir, dişli kutusu yardımıyla sabit hızlı bir WECS sistemi oluşturulurdu. "Danimarka Standardı" olarak adlandırılan bu yapıda ortalama 55kW gücünde sincap kafesli asenkron generatör (SCIG) kullanılmaktaydı. Bu tip türbinlerin yoğun olarak kullanıldığı yıllarda WECS'nin elektrik enerjisi ürtemindeki oranı oldukça düşük olduğundan, türbinlerin elektriksel şebekeye getirdiği reaktif güç kompanzasyonu ihtiyacı ve düşük verimi büyük bir problem olarak görülmedi.

1980'lerden sonra gelişen WECS teknolojileri ile günümüzde ortalama bir rüzgar türbünü 2MW gücünde modern bir enerji santraline dönüşmüştür. Bu sebeple üretilen elektrik enerjisinin kalitesi ve kontrol sisteminin dayanıklılık ve verimliliği önem kazanmıştır. Örneğin dünyadaki en büyük WECS üreticilerinden olan VESTAS 164m kanat uzunluğunda 8MW gücünde bir prototip rüzgar türbünü [39] geliştirmiştir ve rüzgar enerjisinin önümüzdeki yıllarda enerji üretimindeki oranı giderek artacaktır.

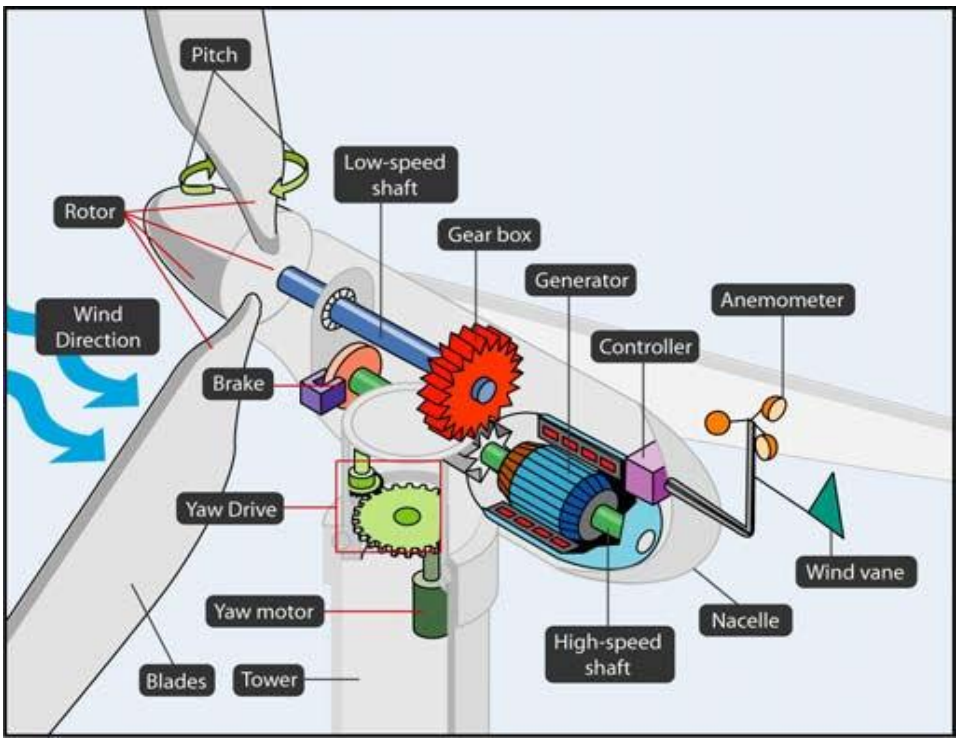
Bu bölümde WECS'de kullanılan kontrol sistemleri tanıtılacaktır. Bu sebeple ilk olarak WECS'de bulunan temel elemanlar tanıtılacak, daha sonra da rüzgar hızı ve rüzgardan elde edilen güç ifadeleri detaylandırılacaktır.

2.1 WECS'de Kullanılan Elemanlar

WECS'nin enerji aktarımı için Şekil 2.1'deki temel elemanlar kullanılmaktadır [40].

Kanatlar (Pitch): Rüzgar enerjisinin mekanik enerjiye dönüşümü birincil olarak kanatlarda başlar. Oluşan rüzgar ile birlikte kanatlar rüzgara karşı oluşturdukları dirence rağmen dönerler ve enerjinin elektromekanik dönüşümü bu noktada başlar. Değişken hızlı WECS'lerde kanat açıları değiştirilebilir *(yunuslama açısı kontrolü)*

olduğu gibi kanat açılarının değiştirilemediği sabit kanat açılı türbinler de kullanılmaktadır [1].



Şekil 2.1 : Rüzgar türbini içerisindeki temel elemanlar [40].

Beşik (Nasel): Rüzgar Türbününün içerisindeki elektriksel ve mekanik ekipmanların bulunduğu yer nasel olarak adlandırılır. Kanatlardaki enerji dönüşümünün en verimli şekilde gerçekleşebilmesi için kanatların rüzgarı tam karşısından karşılaması gerekmektedir. Bu sebeple anemometreden alınan rüzgar yönü bilgisine göre nasel kendi ekseni etrafında istenen açıda çevrilerek kanatların rüzgarı uygun açıdan karşılaması amaçlanır (*sapma açısı kontrolü*).

Kule: Yüksek hızlı rüzgarları yakalamak için rüzgar türbinleri mümkün olduğunca yüksekte kurulurular. Nasel, inşa edilen kulenin üzerine yerleştirilir.

Anemometre: Rüzgarın şiddeti ve yönünün ölçülmesinde kullanılırlar. Elde edilen bilgiye göre sapma açısı ayarlanır. WECS'de kullanılan maksimum güç noktası izleme algoritmaları (MPPT) rüzgar hızı bilgisine göre çalışır.

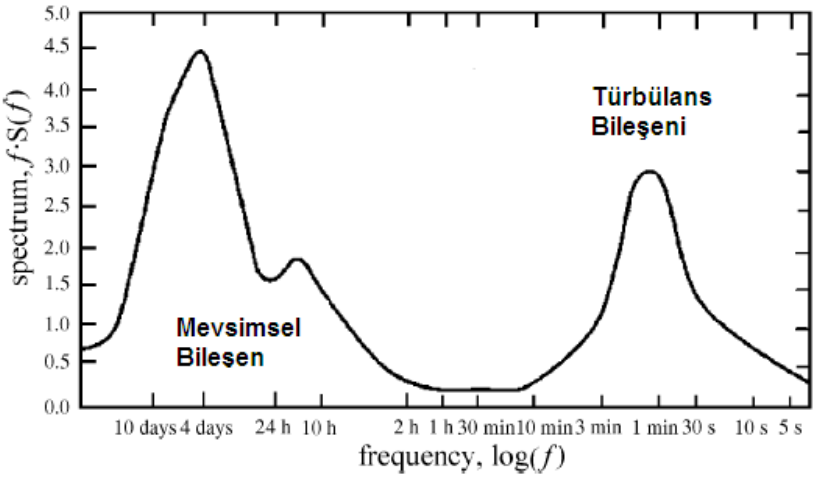
Dişli Kutusu: Dişli kutuları WECS'de düşük hızdaki kanatların dönme hızını generatörün çalışmasına uygun hıza çıkarırlar.

Fren Sistemi: Rüzgar hızının nominal hızın üzerine çıktığı durumlarda generatör ve kanatların korunması için türbinin durdurulması için fren sistemi çalıştırılarak türbin zararlı rüzgarlardan korunur.

Generatör: Elektromekanik enerji dönüşümünün oluştuğu ekipmanlardır. Sürekli mıknatıslı senkron generatör (SMSG), SCIG ve DFIG yaygın olarak WECS uygulamalarında kullanılabilmektedir.

2.2 Rüzgar Kavramı ve Güç Dönüşümü

Şiddeti ve yönü mevsimsel şartlara göre değişen rüzgardan elde edilen enerji, rüzgar hızının değişiminin kübü ile orantılıdır. Bu sebeple, rüzgar hızı karakteristiklerinin en iyi şekilde bilinmesi çok önemlidir. Türbülans olarak adlandırılabilecek bu değişimler farklı bir çok spektrumda incelenmiştir. Van der Hoven [4] rüzgar hızındaki bu değişimleri mevsimsel ve türbülans bileşeni olarak iki ana gruba ayırmıştır. Örnek bir rüzgar spektrumu Şekil 2.2'de verilmiştir [1].



Şekil 2.2 : Rüzgar hızının Van Der Hoven spectral modeli [1].

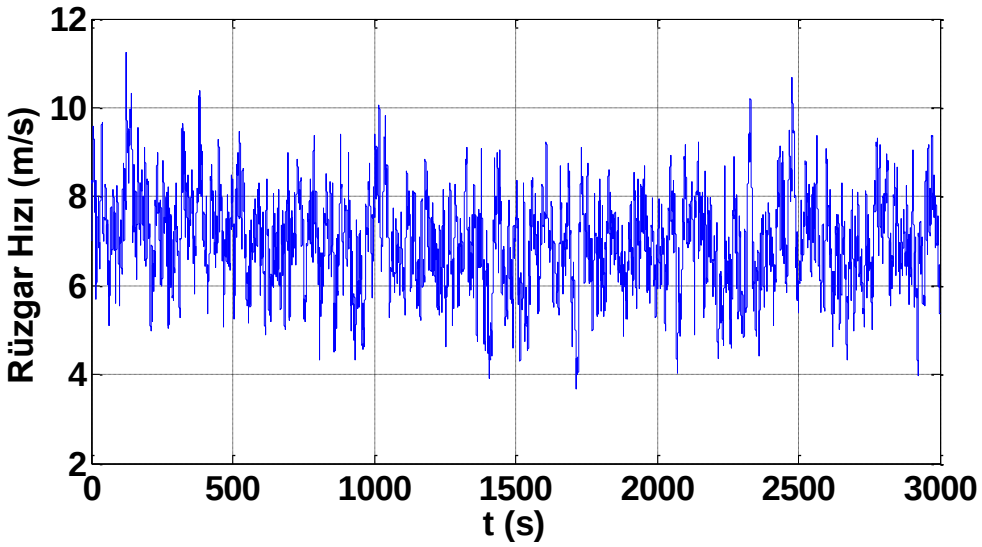
Mevsimsel bileşen, rüzgar hızının mevsimlere bağlı olarak daha yavaş değiştiği düşük frekans bileşenidir. Türbülans bileşeni de rüzgar hızının dakikalar veya saniyelerde değişen yüksek frekans bileşenidir. Şekil 2.3'de 7.5m/s ortalama hızında 3000 saniyelik örnek bir rüzgar hızı grafiği verilmiştir.

Rüzgar türbininden elde edilen güç ifadesi aşağıdaki gibi verilmektedir. [4].

$$P_a = \frac{1}{2}\rho\pi R^2 v^3 C_p(\lambda) \qquad \textbf{(2.1)}$$

Burada P_a aerodinamik güç, ρ hava yoğunluğu, R kanat uzunluğu, v rüzgar hızı, C_p de güç performans katsayısını temsil etmektedir. Rüzgardan elde edilen aeradinamik

güç, kanat uzunluğunun karesi, rüzgar hızının da kübü ile doğru orantılıdır. Hava yoğunluğu ρ mevsimlere göre değişen bir sabit olarak alınabilir. Güç performans katsayısı $C_p(\lambda)$ da türbünün güç aktarım katsayısını ifade eder ve kanat yapısına bağlı olarak değişir. C_p'nin olabileceği en büyük değer 0.48-0.50 civarında olup Betz limit olarak adlandırılmaktadır [4].

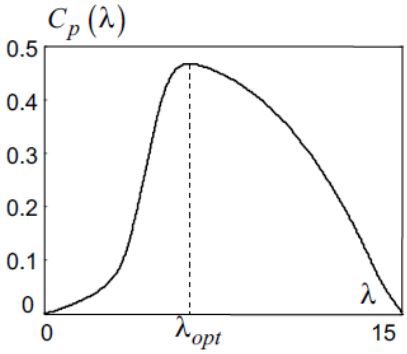


Şekil 2.3 : Zamana göre değişen örnek rüzgar hızı grafiği

Kanat hızı uç oranı (tip speed ratio) λ olarak ifade edilen katsayı kanat hızı ile rüzgar hızı arasındaki oran olup aşağıdaki ifade ile hesaplanır.

$$\lambda = \frac{R\omega_r}{v} \qquad \textbf{(2.2)}$$

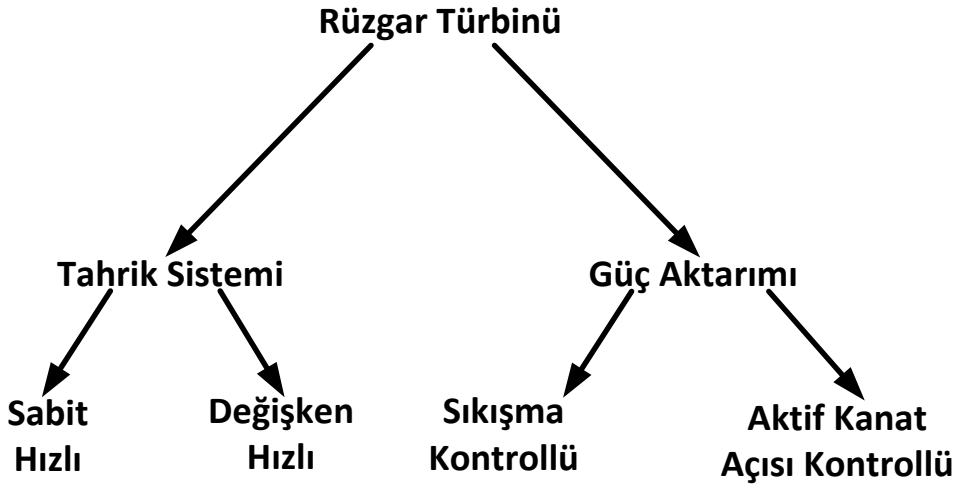
Burada ω_r, dişli kutusundan önceki düşük rotor hızını temsil etmektedir. Şekil 2.4'de sabit kanat açılı örnek bir C_p-λ performans eğrisi görülmektedir [1]. C_p'nin en yüksek değerinin 0.48 civarında olduğu görülmektedir.



Şekil 2.4 : Örnek C_p-λ performans eğrisi

2.3 WECS Çeşitleri

Rüzgar türbinleri tahrik sistemleri ve güç aktarımı çeşitleri yönünden şekil 2.6'daki gibi iki ana sınıfta incelenebilir.



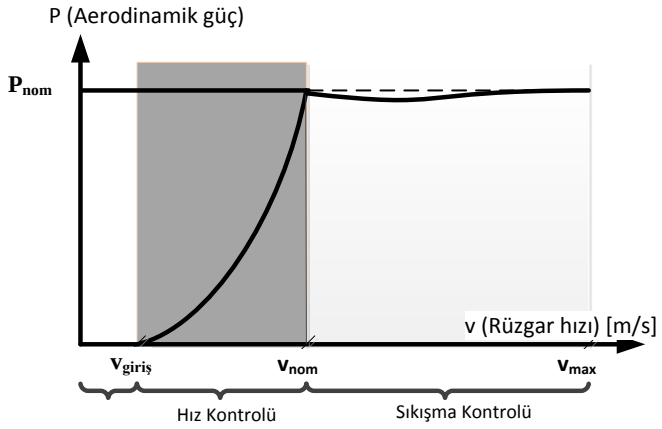
Şekil 2.5 : Rüzgar türbinü çeşitleri.

Tahrik sistemi yönünden sabit hızlı WECS, "*Danimarka Standardı*" olarak adlandırılan tek rüzgar hızına göre optimize edilen en basit yapıdaki WECS'dir.

Değişken hızlı WECS ise C_p-λ performans eğrisine göre hızı değişerek güç maksimizasyonunu gerçekleştiren bir yapıya sahiptir. Değişken hızlı WECS genellikle ortalama rüzgar hızının 2m/s civarında olması ile enerji üretmeye başlar. Rüzgar hızının ortalama 12-15m/s olması durumunda WECS nominal gücünde enerji üretmeye başlar. Rüzgar hızının 15m/s'nin üzerine çıkması durumunda güç aktarımı yönünden bir sonraki bölümde detaylandırılacağı şekilde farklı davranışlar sergiler.

2.3.1 Sıkışma kontrollü WECS

Güç aktarımı yönünden en basit yapıdaki **sıkışma kontrollü (stall controlled)** WECS, sabit kanat açılı bir yapı olup oluşturulan özel kanat yapısı ile nonimal rüzgar hızının üzerine çıkıldığında türbin hızı değişmeyecek şekilde tasarlanır. Bu yöntemin önemli problemi nominal rüzgar hızının üzerindeki durumlarda kanatlarda oluşan aşırı mekanik zorlanmalardır. Ayrıca nominal hızın üzerinde kanat yapısı gereği şekil 2.6'deki gibi nominal gücün karşılanamadığı bölgeler mevcuttur.

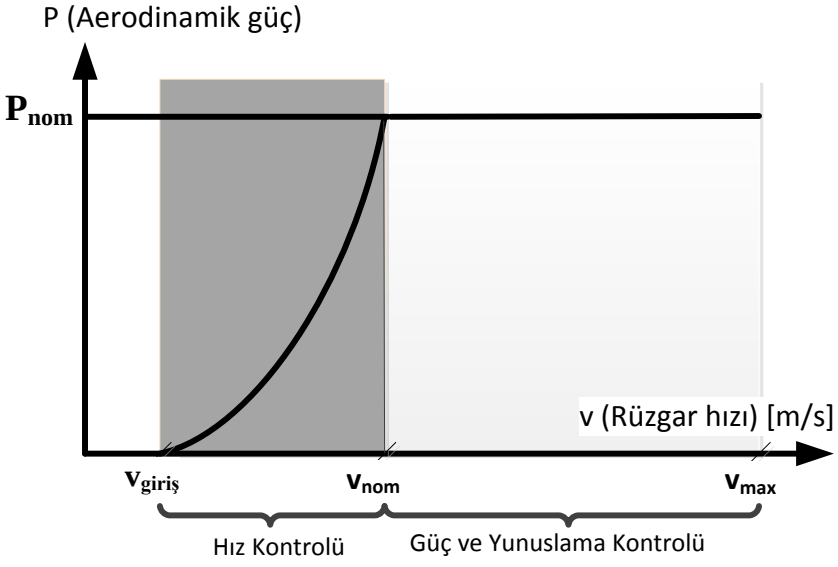


Şekil 2.6 : Sıkışma kontrollü WECS'de güç eğrisi.

2.3.2 Değişken kanat açılı WECS

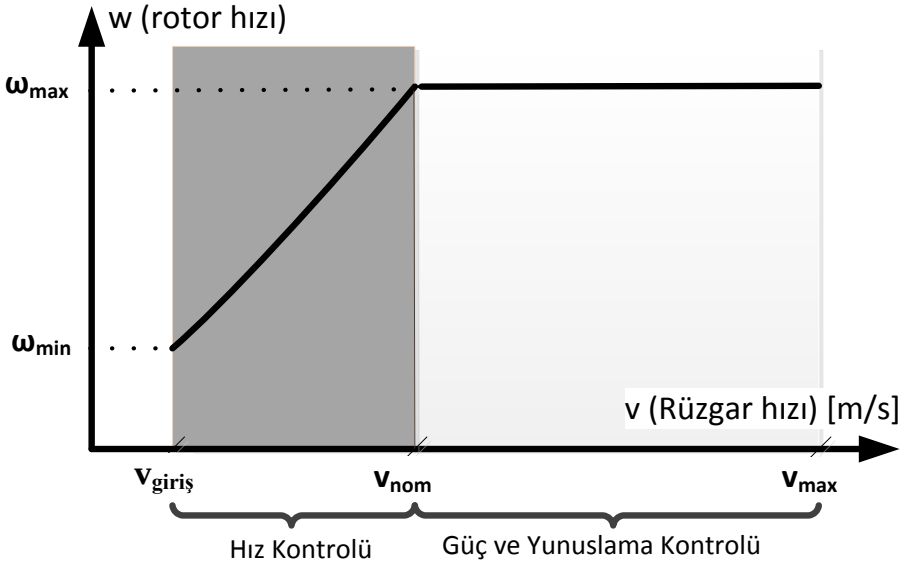
Güç aktarımı yönünden **değişken kanat açılı** WECS, nominal rüzgar hızının üzerinde kanat açıları değiştirilerek yunuslama açısı kontrolü (β) ile güç sınırlaması gerçekleştirir. Böylece nominal güçte en verimli şekilde güç aktarımı amaçlanarak kanatların da zararlı rüzgarlardan etkilenmesi önlenir.

Rüzgar hızının nominal değerinde generatörden nominal güç alınır, nominal hızın üzerinde ise bu kez yunuslama açısı kontrolü ile nominal güç alınması amaçlanır. Maksimum rüzgar gücünde de kanatların zararlı rüzgarlardan etkilenmemesi için WECS'deki frenleme sistemi kullanılarak türbin durdurulur. Örnek güç eğrisi şekil 2.7'de görülmektedir.



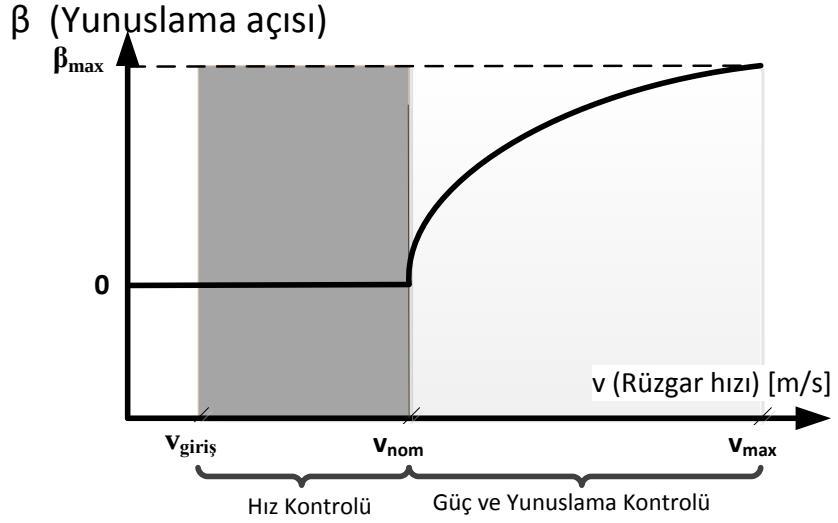
Şekil 2.7 : Aktif kanat açısı kontrollü WECS'de güç eğrisi.

Aktif kanat açısı kontrollü WECS'de örnek hız eğrisi de şekil 2.8'de verilmiştir. Generatör giriş rüzgar hızında minimum çalışma hızında çalışır, nominal rüzgar hızında da maksimum çalışma hızında çalışarak güç üretir. Yunuslama kontrolünün çalıştığı bölgede de maksimum hızda çalışmaya devam eder.



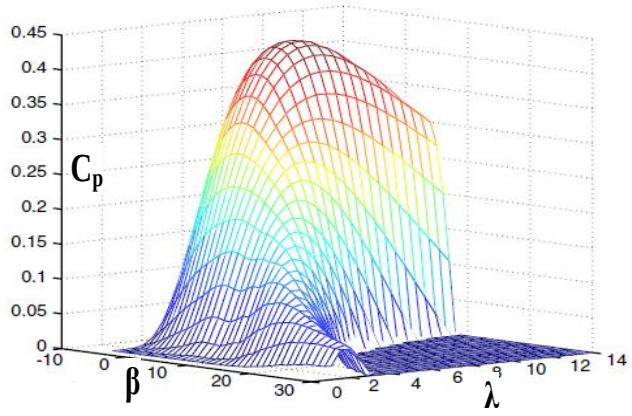
Şekil 2.8 : Aktif kanat açısı kontrollü WECS'de hız eğrisi.

Nominal rüzgar hızının üzerinde ise yunuslama açısı (β) maksimum 20-30 derece değiştirilerek güç sınırlaması yapılır. Generatör kontrolünde kullanılan stator aktif güç kontrolü de sınırlandırılarak hibrid bir kontrol yapısı elde edilebilir [4]. β'nın rüzgar hızına göre değişimi şekil 2.9'daki gibidir.



Şekil 2.9 : Aktif kanat açısı kontrollü WECS yunuslama açısı eğrisi.

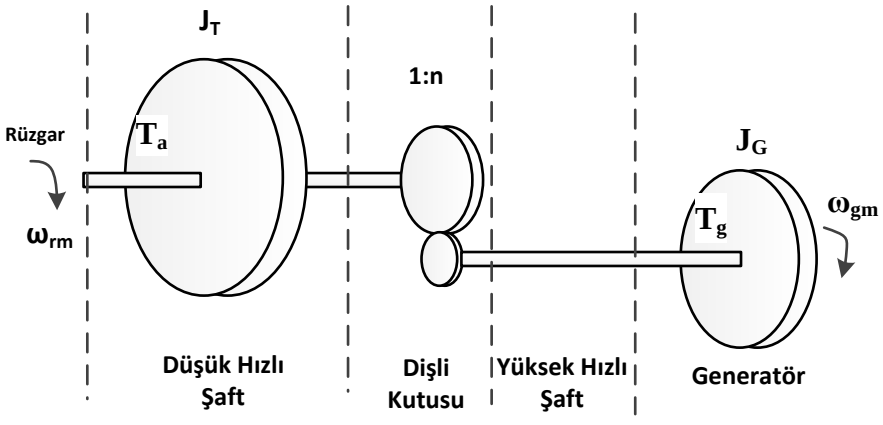
Yunuslama kontrolü yapılan değişken kanat açılı WECS'de güç performans eğrisi aynı zamanda β'nın da değişimine bağlı olarak değişir. Bu durumu temsil eden örnek C_p-λ-β eğrisi şekil 2.11'de verilmiştir [41].



Şekil 2.10 : WECS'de örnek C_p-λ-β eğrisi [41].

2.4 WECS Hareket Denklemleri

Rüzgar enerjisinin elektromekanik enerji dönüşümünün ifade edilmesi için hareket denklemi yazılmalıdır. Bu ifadede rüzgardan elde edilen aeradinamik moment (T_a) ve generatörün ürettiği elektromagnetik moment (T_g) ifadeleri sistemin girişini oluştururken, generatörde oluşan döner hız (ω_{gm}) de sistemin çıkışını oluşturur. Hareket sisteminin yaylanma hareketlerinin ihmal edildiği katı modeli Şekil 2.11'de verilmiştir.



Şekil 2.11 : WECS hareket sistemi (katı model).

Şekil 2.11'den yüksek hızlı generatör tarafındaki (ω_{gm}) veya düşük hızlı rüzgar (ω_{rm}) tarafındaki hareket denklemleri ayrı ayrı sürtünme kayıpları ihmal edildiğinde aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$J_h \frac{d\omega_{gm}}{dt} = \frac{\eta}{n} T_a - T_g \tag{2.3}$$

$$J_l \frac{d\omega_{rm}}{dt} = T_a - \frac{n}{\eta} T_g \tag{2.4}$$

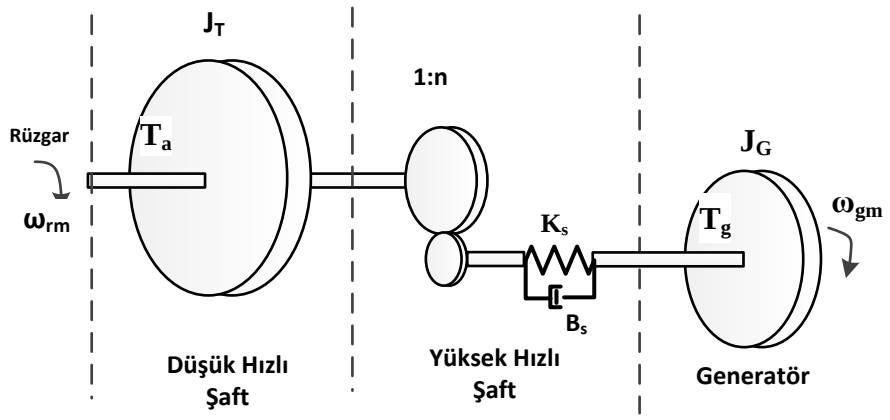
Burada ω_{rm} ve ω_{gm} rüzgar ve generatör tarafında oluşan döner hızı, T_a rüzgar tarafından oluşturulan aerodinamik momenti, T_g generatör tarafından oluşturulan elektromagentik momenti, "n" dişli kutusu çevirme oranı, η de sistemin verimini ifade eder. J_h ve J_l de yüksek ve düşük hızlı taraflardaki eylemsizlik momenti aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$J_h = (J_{grl} + J_T).\frac{\eta}{n^2} + J_{grh} + J_g \tag{2.5}$$

$$J_h = (J_{grl} + J_T).\frac{\eta}{n^2} + J_{grh} + J_g \tag{2.6}$$

Burada J_{grl} ve J_{grl} dişli kutusunun düşük ve yüksek hız taraflarındaki eylemsizlik momentidir.

Büyük güçteki WECS'de hareketli sistemlerin yay sabitleri dikkate alınarak esnek model hareket denklemleri yazılabilir. Bu durumda sistem Şekil 2.12'deki gibi temsil edilir.



Şekil 2.12 : WECS hareket sistemi (esnek model).

Esnek modele ait hareket denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir [1].

$$\frac{d\omega_{gm}}{dt} = \frac{1}{J_g}\Gamma - \frac{1}{J_g}T_g \tag{2.7}$$

$$\frac{d\omega_{rm}}{dt} = \frac{1}{J_t}T_a - \frac{n}{\eta J_t}\Gamma \tag{2.8}$$

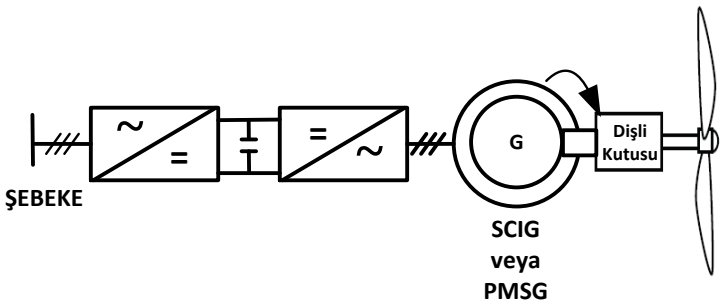
$$\frac{d\Gamma}{dt} = K_s\left(n\omega_{rm} - \omega_{gm}\right) + B_s\left(n\frac{d\omega_{rm}}{dt} - \frac{d\omega_{gm}}{dt}\right) \tag{2.9}$$

Burada Γ esnek modelde oluşan iç momenti temsil etmektedir. K_s ve B_s de sertlik ve sönümlendirme katsayılarıdır.

Esnek modeldeki K_s, B_s ve her iki taraftaki hız bilgisi ihtiyacı belirsizlikleri nedeniyle bu çalışmada kullanılacak hareket denklemleri katı modelde verildiği gibi olacaktır.

2.5 Değişken Hızlı WECS'de Kullanılan Elektrikli Tahrik Sistemleri

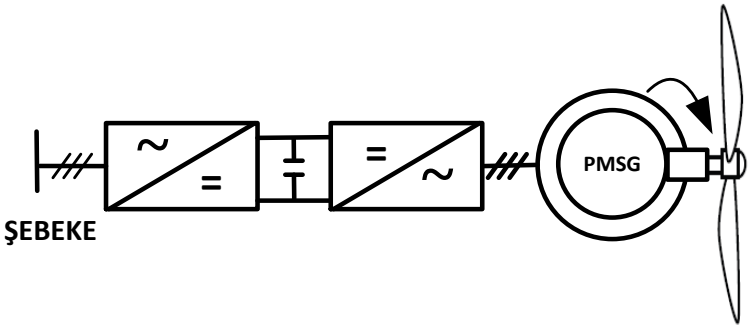
Tam ölçekli tahrik sistemi olarak adlandırılan Şekil 2.13'de verilen sistem WECS'de kullanılabilmektedir. SCIG veya SMSG generatör tipi olarak kullanılabilir.



Şekil 2.13 : Tam ölçekli dişli kutulu tahrik sistemi.

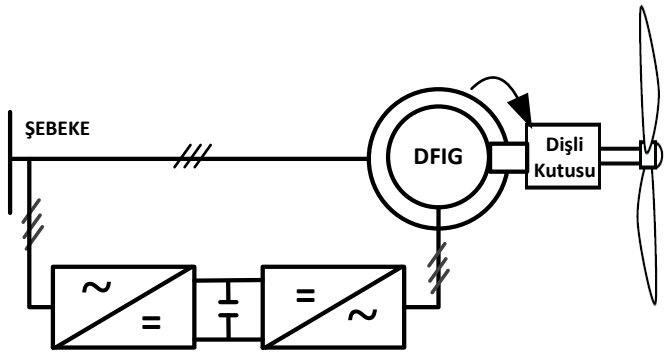
Bu tip sistemlerin en önemli avantajı generatörün elektriksel sistemden tamamen izole olması nedeniyle şebeke problemlerine karşı daha dayanıklı bir yapıda olmasıdır. Ancak kullanılan güç elektroniği devresinin tam ölçekli olması nedeniyle kurulum maliyeti ve kayıpları yüksektir. SMSG'ler yüksek verimlerine rağmen

yüksek güçlerde güvenilirlik ve üretim zorlukları nedeniyle kullanılmamaktadır. [23]. Şekil 2.14'deki gibi dişli kutusu gerektirmeden düşük hızda çalışabilen tam ölçekli yapılar da son yıllarda giderek artmaktadır [23].



Şekil 2.14 : Dişli kutusu olmadan tahrik sistemi.

Şekil 2.15'deki gibi DFIG'nin kullanılığı WECS'lerde stator devresi doğrudan şebekeye bağlanır. Rotor devresinden sınırlı kayma aralığında hız ve güç kontrolü yapılabilir.



Şekil 2.15 : DFIG kullanılan tahrik sistemi.

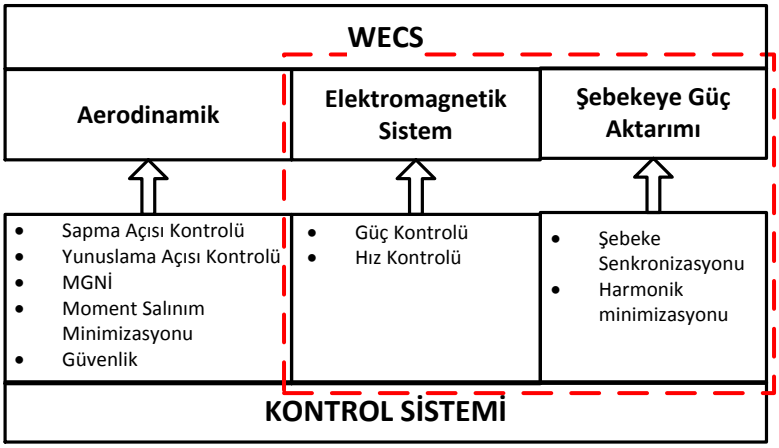
DFIG kullanılan sistemin en önemli avantajı güç elektroniği devresinin generatörün nominal gücünün genellikle üçte biri oranında seçilebilmesi nedeniyle kayıpların ve kurulum maliyetinin tam ölçekli sistemlere göre daha düşük olmasıdır. Ancak statorun şebekeye doğrudan bağlı olması şebeke problemlerine karşı ilave önlemlerin alınmasını gerektirmektedir [5].

2.6 Değişken Hızlı WECS'de Kullanılan Kontrol Sistemleri

WECS'de enerji üretilmesi için yukarıda özetlendiği gibi bir çok kontrol sistemi beraber çalışmaktadır. WECS'de oluşturulan kontrol sistemleri aşağıda özetlenen gereksinimleri yerine getirirler [1].

- Uygun rüzgar hızında çalışmaya başlamak ve tehlikeli yüksek hızdaki rüzgarlarda emniyetli bir şekilde sistemi durdurmak.
- Elde edilen C_p-λ-β eğrisine göre rüzgardan elde edilecek gücü maksimize etmek.
- Değişken rüzgar hızlarına karşı güç ve moment salınımlarını minimize etmek.
- Elektromekanik enerji dönüşümü ile elde edilen elektrik enerjisini enerji kalitesi standartlarına (harmonikler vb.) uygun bir şekilde elektrik şebekesine transfer etmek.
- Şebeke problemlerinde WECS'yi korumak; aynı zamanda enerji kalitesi standartlarına uygun bir şekilde devrede kalmak.

WECS kontrol sistemleri şekil 2.16'daki gibi üç alt sistemde incelenebilir [1].



Şekil 2.16 : WECS kontrol sistemleri.

Aerodinamik alt sisteminde elde edilen rüzgar hızı bilgisine göre türbine ait C_p-λ-β eğrisine göre generatörün çalışması için gerekli olan hız veya güç referans bilgisi elde edilir. Hız veya güç referansı elektromagnetik alt sistemde generatör kontrol sistemine gönderilir. Ayrıca rüzgar yönüne göre de sapma açısı kontrolü bu alt sistemde gerçeklenir.

Elektromagnetik alt sistemde elektromekanik enerji dönüşümünün kontrolüne yönelik gerekli güç elektroniği devresi anahtarlama işaretleri oluşturulur. Böylece generatör kontrolü gerçeklenir. Şebekeye elde edilen gücün aktarılması da aynı alt sistemde de değerlendirilebilir. Elde edilen güç enerji kalitesi standartlarına uygun olmalıdır[14], [15].

Bu çalışmada değişken hızlı WECS'de yaygın olarak kullanılan DFIG'nin kontrolüne yönelik bir çalışma gerçekleştirilecektir. Bu çalışmada oluşturulan kontrol sisteminde **aerodinamik** alt sistemde oluşturulacak hız veya güç referansına uygun bir kontrolör tasarlanmış olup aerodinamik alt sistemde kullanılan yunuslama ve sapma açıları kontrolü ve MPPT algoritmaları bu çalışmada incelenmemiştir.

Bir sonraki bölümde DFIG'in dinamik denklemleri verilerek generatör kontrolüne yönelik çalışma detaylandırılacaktır.

3. ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRÜN DİNAMİK MODELİ

Rüzgar enerjisi dönüşüm sistemlerinde (WECS) kullanılan çift beslemeli asenkron generatör (DFIG) kontrol yapısını oluşturmak için öncelikle asenkron makinalara ait genel dinamik denklemlerin bilinmesi gerekmektedir. Elde edilecek model geçici ve sürekli hal davranışlarını doğru bir şekilde yansıtabilecek şekilde verilmelidir. Asenkron makinalar, beşinci dereceden dinamiğe sahip, parametreleri fiziksel değişimlerden etkilenen nonlineer sistemlerdir [6, 7]. [6], [7] ve [37]'de detayları ve çıkarım yöntemleri ile birlikte verilen DFIG denklemleri burada senkron hızla dönen dq eksen takımında tanımlanarak verilecektir. Bu sebeple model ifade edilmeden önce referans alınan a fazı referanslı duran abc-αβ ve senkron hızla dönen abc-dq dönüşümleri verilecektir.

Üç fazlı dengeli sistemleri durağan düzlemde iki faza indirgemek daha uygun bir çözümdür. Böylece üç fazlı olarak verilen değişkenler iki fazlı olarak eşdeğer biçimde ifade edilebilmektedir. Ancak iki fazlı duran sistemlerle kontrolör tasarımı sinüzoidal işaretlerin periyodik değişim özellikleri nedeniyle uygun değildir. Bu sebeple duran eksenden senkron hızla dönen eksene geçiş uygun bir çözüm olarak görünmektedir [42]. Bu dönüşüm yardımıyla dönüştürülen işaretlerin temel bileşenleri sürekli halde sabit bir değer olarak görünmekte ve kontrolör tasarımını kolaylaştırmaktadır. Dönüşümler gerilim işareti üzerinden verilecek olup diğer elektriksel değişkenler için de (akım, akı, vb.) aynı dönüşüm matrisleri geçerlidir. Dönüşüm ve ters dönüşüm matrislerinin detayları ve çıkarım yöntemleri burada detaylandırılmayacak olup sadece kullanılan eşitlikler verilecektir. Daha detaylı çıkarımlar için [42]'ye başvurulmalıdır.

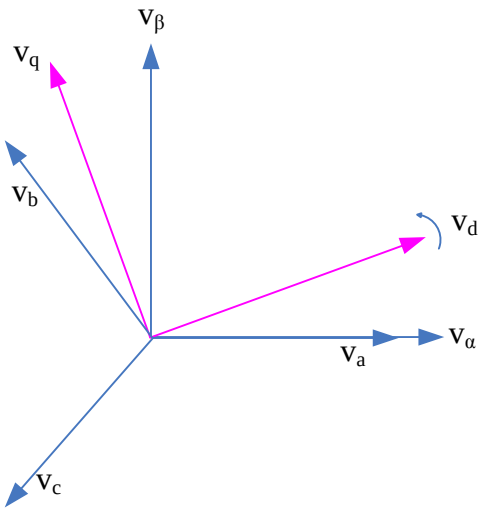
Üç fazlı dengeli gerilim bileşenleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$v_a = \cos(\omega t) \tag{3.1}$$

$$v_b = \cos(\omega t - 2\pi/3) \tag{3.2}$$

$$v_b = \cos(\omega t + 2\pi/3) \tag{3.3}$$

Bu durumda abc-αβ ve abc-dq dönüşümleri döner alanının a fazı referanslı vektörel olarak Şekil 3.1'deki gibi ifade edilebilir.



Şekil 3.1 : Gerilim vektörünün abc- αβ ve abc- dq dönüşümleri ile vektörel gösterimi.

3.1 abc-αβ (Clarke) Dönüşüm Matrisleri

Dengeli üç fazlı sistemleri iki faz ile ifade eden dönüşüm ve ters dönüşüm matrisleri (3.4-3.5)'deki gibidir. 120 derece faz farklı 3 fazlı abc gerilim bileşenleri 90 derece faz farklı 2 fazlı αβ bileşenlerine dönüşmüştür [42].

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ 0.5 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

3.2 Park Dönüşüm Matrisleri

Üç fazlı dengeli gerilim veya akım bileşenleri düşünüldüğünde abc-dq dönüşüm ve dq-abc ters dönüşüm matrisleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir [42].

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.6)}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ v_0 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.7)}$$

Burada θ açısı döner alanın hız bilgisinin integralinden elde edilir.

$$\theta = \int 2\pi f dt \quad \textbf{(3.8)}$$

Ayrıca duran eksende tanımlı αβ eksen takımından senkron hızla dönen dq eksen takımına dönüşümünde kullanılan αβ-dq dönüşüm ve dq- αβ ters dönüşüm matrisleri aşağıda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.9)}$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.10)}$$

3.3 DFIG Dinamik Denklemi

Dinamik model elde edilirken aşağıdaki varsayımlar gözönüne alınmıştır [6].

- Stator sargıları stator çevresine düzgün yayılmış olup hava aralığındaki akı değişimi sinüzoidal kabul edilmiştir.
- 3 Fazlı stator sargıları çevreye 120 derecelik açı ile düzgün yayılmışlardır.
- Doyma ve diş oluk etkisi ihmal edilmiştir.
- Histerisis ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir.
- Magnetik kısımların geçirgenliği sonsuz sayılmıştır.
- Deri olayı ihmal edilmiştir.
- Direnç ve endüktansların sıcaklık ve frekansla değişimleri ihmal edilmiştir.

DFIG'ye ait stator ve rotor devresi birbirinden galvanik olarak izole edilmiş iki transformatör sargı devresi gibidir. Bu sebeple rotor ve stator arasındaki indirgeme işlemleri de transformatörlerde tanımlanan eşitliklere benzer şekilde yapılabilir. Eşdeğer devresi verilmeden önce stator ile rotor arasındaki indirgenmiş büyüklükler aşağıdaki gibi verilebilir [3, 6].

$$V_r^s = \frac{N_s}{N_r} V_r^r \tag{3.11}$$

$$I_r^s = \frac{N_r}{N_s} I_r^r \tag{3.12}$$

$$R_r^s = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 R_r^r \tag{3.13}$$

$$L_{\sigma r}^s = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{\sigma r}^r \tag{3.14}$$

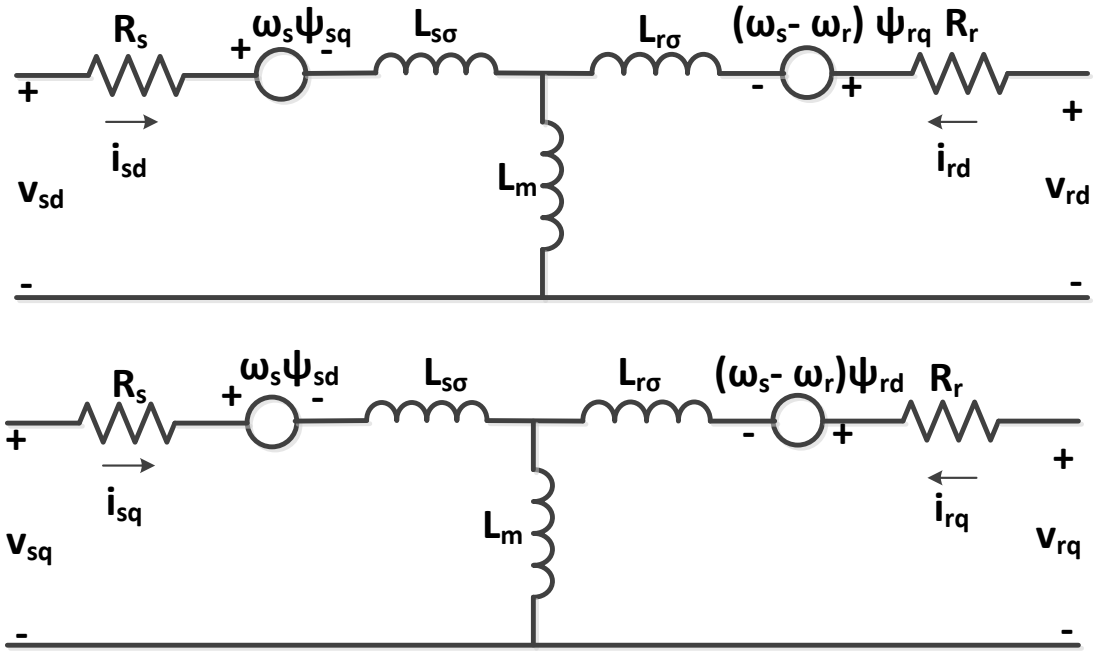
$$\psi_r^s = \frac{N_s}{N_r} \psi_r^r \tag{3.15}$$

Burada $(..)_r^s$ statora indirgenmiş rotor büyüklüklerini $(..)_r^r$ de rotora indirgenmiş rotor ifadelerini temsil etmektedir. N_s ve N_r sırasıyla stator ve rotor sarım sayılarını ifade etmektedir. Çalışmanın bundan sonraki bölümlerinde rotor büyüklüklerinin tamamı statora indirgenmiştir. Bu sebeple sadece değişkenlerin ait olduğu yerler rotor $(..)_r$ veya stator $(..)_s$ olarak verilecektir.

Şekil 3.2'deki dq döner eksen düzleminde tanımlanan eşdeğer devre üzerinden gerilim ifadeleri yazılabilir. Eşdeğer devredeki tüm büyüklükler çevrim oranı ifadeleri yazılmadan statora indirgenmiştir.

Burada v_{sd}, v_{sq}, v_{rd}, v_{rq} dq eksen takımındaki stator ve rotor gerilimlerini, i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq} stator ve rotor akımlarını, $L_{s\sigma}$, $L_{r\sigma}$ ve L_m stator, rotor kaçak ve karşılıklı endüktans değerlerini, R_s, R_r stator ve rotor dirençlerini, ω_s, ω_r stator ve rotor elektriksel hızlarını, ψ_{sd}, ψ_{sq}, ψ_{rd} ve ψ_{rq} stator ve rotor dq eksen takımındaki akı ifadelerini temsil etmektedir. Şekil 3.2 deki eşdeğer devreden kirchoff gerilim kuralı yardımıyla aşağıdaki denklemler yazılabilir[1, 6].

-



Şekil 3.2 : DFIG eşdeğer devresi.

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} \quad \textbf{(3.16)}$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} + L_m \frac{di_{rd}}{dt} \quad \textbf{(3.17)}$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + L_r \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_r \psi_{rq} + L_m \frac{di_{sd}}{dt} \quad \textbf{(3.18)}$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \omega_r \psi_{rd} + L_m \frac{di_{sq}}{dt} \quad \textbf{(3.19)}$$

(3.16-19)'da verilen DFIG modeli SCIM modeli ile eşdeğer özelliktedir. SCIM'de rotor çubukları kısa devre edildiğinden (3.18-3.19)'da v_{rd} ve v_{rq} ifadelerinin sıfır alınması durumunda SCIM dinamik modeli elde edilir.

Elektromagnetik akı ifadeleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad \textbf{(3.20)}$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad \textbf{(3.21)}$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad \textbf{(3.22)}$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad \textbf{(3.23)}$$

Yukarıda verilen tanımlara ilave olarak L_s ve L_r sırasıyla stator ve rotor sargı endüktansları olarak aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$L_s = L_m + L_{s\sigma} \tag{3.24}$$

$$L_r = L_m + L_{r\sigma} \tag{3.25}$$

Hareket denklemi ve elektromagnetik moment ifadeleri de aşağıdaki gibi verilerek DFIG'e ait dinamik denklemler tamamlanır.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_m - T_e) + b\omega_m \tag{3.26}$$

Burada ω_m mekanik hız, J eylemsizlik momenti, T_m ve T_e mekanik ve elektromagnetik moment, b vizkos sürtünme katsayısıdır. Mekanik hız ω_m ile rotor elektriksel hız ω_r arasında aşağıdaki ilişki yazılabilir.

$$\omega_r = \omega_s - p\omega_m \tag{3.27}$$

Burada p DFIG'iin kutup sayısını temsil etmektedir. Stator ve rotora ait akım büyüklükleri doğrudan ölçülebildiğinden elektromagnetik moment ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir.

$$T_e = \frac{3}{2} pL_m(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \tag{3.28}$$

Stator aktif ve reaktif güç değişimleri de aşağıdaki gibi verilebilir.

$$P_s = \frac{3}{2}(v_{sd}i_{sd} + v_{sq}i_{sq}) \tag{3.29}$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(v_{sq}i_{sd} - v_{sd}i_{sq}) \tag{3.30}$$

(3.16)-(3.19) denklemleri ile verilen dinamik denklemler ayrıca durum uzay modeli şeklinde de ifade edilebilir. Böylece simülasyon ortamına daha uygun eşitlikler elde edilir. Stator ve rotor akımlarını durum değişkenleri, gerilimleri de kontrolör girişleri olarak varsayan durum uzay modeli (3.16)-(3.19) denklemlerinin yeniden düzenlenmesi ile aşağıdaki gibi verilebilir [1]. Burada yapılan ara işlemler detaylandırılmayacak olup sadece denklemler yazılacaktır.

$$\frac{dx}{dt} = A(\omega_m)x(t) + Bu(t) \tag{3.31}$$

Durum uzay modelinde verilen $A(\omega_m)$, B , x(t) ve u(t) matrisleri aşağıdaki gibidir.

$$A(\omega_m) = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \omega_s + \frac{p\omega_m L_m^2}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{p\omega_m L_m}{\sigma L_s} \\ -(\omega_s + \frac{p\omega_m L_m^2}{\sigma L_s L_r}) & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{p\omega_m L_m}{\sigma L_s} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_r} & -\frac{p\omega_m L_m}{\sigma L_r} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & \omega_s - \frac{p\omega_m}{\sigma} \\ \frac{p\omega_m L_m}{\sigma L_r} & \frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_r} & \frac{p\omega_m}{\sigma} - \omega_s & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \quad \textbf{(3.32)}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \quad \textbf{(3.33)}$$

$$x = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T \quad \textbf{(3.34)}$$

$$u = [v_{sd} \quad v_{sq} \quad v_{rd} \quad v_{rq}]^T \quad \textbf{(3.35)}$$

(3.29) ve (3.30)'da verilen σ kaçak faktörü olup aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad \textbf{(3.36)}$$

3.4 DFIG'de Güç Değişimi ve Kayma

Çift beslemeli asenkron generatörler (DFIG) isminden de anlaşıldığı gibi stator ve rotor üzerinden güç aktarımı yapabilmektedirler. Rüzgar tarafından tahriklenen DFIG için stator tarafında güç aktarımı her zaman şebeke yönünde olmaktadır. Ancak rotor tarafında güç aktarımı kaymaya bağlı olarak değişmektedir. Asenkron makinalarda genel kayma ifadesi (s) aşağıdaki ifadede verilmiştir.

$$s = \frac{\omega_s - p\omega_m}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} \quad \textbf{(3.37)}$$

Burada ω_s uygulanan stator geriliminin senkron hızı, ω_r ise rotor elektriksel hızıdır ve (3.37)'de tanımlanmıştır. Kayma ifadesi farklı yollarla ifade edilirse rotor akımlarının frekansının (f_r) stator akımlarının frekansına (f_s) oranı olarak da tanımlanabilir.

$$s = \frac{f_r}{f_s} \quad \textbf{(3.38)}$$

Stator geriliminin hızı ω_s sabit olduğundan kayma ifadesi ω_r ise rotor elektriksel hızının değişimine göre değiştirilebilir.

Asenkron makinalarda mekanik gücün elektriksel güce dönüşümü için aşağıdaki ifadeler kullanılabilir.

$$P_m = P_s + P_r \tag{3.39}$$

Rüzgar tarafından üretilen mekanik güç stator ve rotorda üretilen gücün toplamıdır. Burada verilen denklemlerde generatör elektriksel ve mekanik kayıplar ihmal edilmiştir. Güç ifadeleri generatör momenti ile ifade edilirse;

$$T_m\omega_s = T_m\omega_r - P_r \tag{3.40}$$

şeklinde yazılabilir. Burada T_m rüzgar tarafından üretilen mekanik momenti ifade etmektedir. (3.40)'ın yeniden düzenlenmesi ile rotor gücü (P_r) yeniden yazılabilir.

$$P_r = -T_m(\omega_s - \omega_r) \tag{3.41}$$

(3.41)'e (3.24)'ün yazılması ile rotor gücü (P_r) ile stator gücü (P_s) aşağıdaki gibi ilişkilendirilebilir.

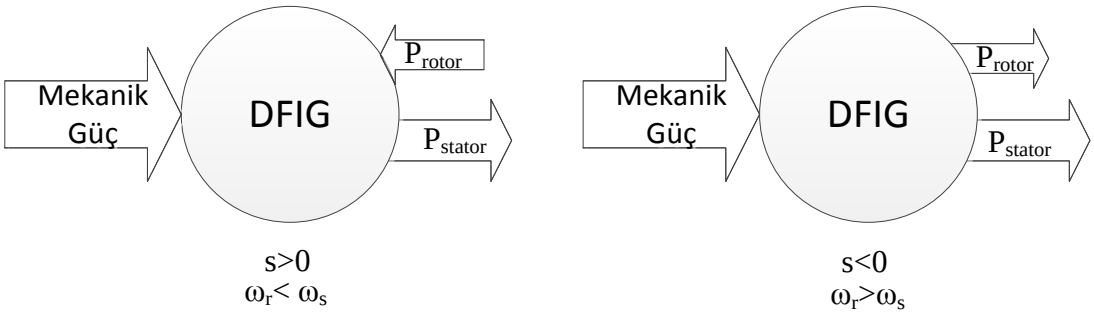
$$P_r = -sT_m\omega_s = -sP_s \tag{3.42}$$

Rotordaki aktif ve reaktif güç değişimleri statorda (3.29) ve (3.30)'da tanımlandığı gibi aşağıdaki gibi de verilebilir.

$$P_r = \frac{3}{2}(v_{rd}i_{rd} + v_{rq}i_{rq}) \tag{3.10}$$

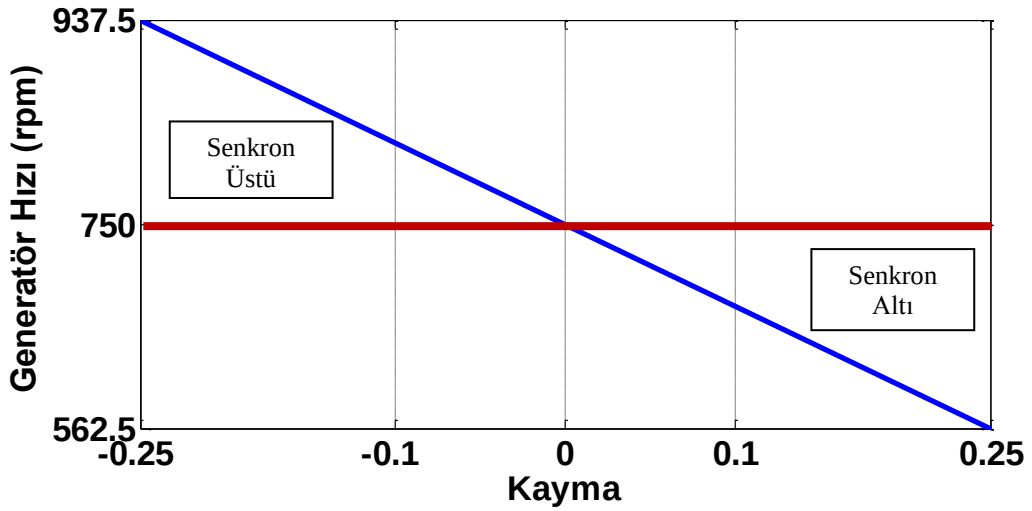
$$Q_r = \frac{3}{2}(v_{rq}i_{rd} - v_{rd}i_{rq}) \tag{3.11}$$

Böylelikle şebekeye aktarılan toplam mekanik gücün stator ve rotor gücünün toplamı olduğu ifadesi ile birlikte rotor gücünün senkron altı hızda ve senkron üstü hızda farklı yönlerde olduğu görülmektedir. Bu durumda senkron altı hızda (pozitif kayma) rotor gücü şebekeden alınırken senkron üstü hızda (negatif kayma) rotor gücü şebekeye aktarılmaktadır. Kayıpların ihmal edildiği DFIG'de güç aktarımı Şekil 3.3'de görselleştirilmiştir.



Şekil 3.3 : DFIG güç aktarımı.

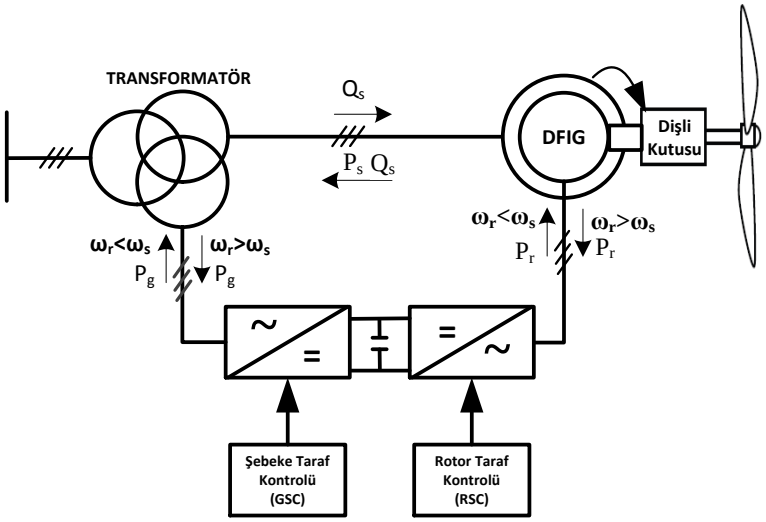
Örnek bir DFIG'in sınırlı kayma bölgesinde senkron hızı 750 rpm ve kayma aralığı -0.25<s<+0.25 olan çalışma bölgesi şekil 3.4'de görülmektedir. Bu durumda generatörün çalışma hızı aralığı 562.5<n_s<937.5 rpm aralığında olmaktadır.



Şekil 3.4 : Örnek DFIG kayma-hız eğrisi.

3.5 DFIG'de Kullanılan Güç Devresi

DFIG'in stator ve rotor üzerindeki güç akışını kontrol edecek örnek güç devresi Şekil 3.5'de verilmiştir. Arka arkaya bağlanan iki adet gerilim kaynaklı evirici kullanılarak senkron altı veya senkron üzeri hızda iki yönde rotor güç akışı sağlanırken dört bölgede stator aktif ve reaktif güç akışı da kontrol edilebilir. Stator ve rotor arasında uygun dönüşüm açısıyla rotora uygulanan gerilimlerin frekansı değiştirilerek generatörün hız değişimlerinden etkilenmeyen şebeke gerilimi ile aynı frekans ve büyüklükte gerilimler üretilebilir. Kullanılan kontrol yöntemleri dördüncü bölümde detaylandırılacaktır.



Şekil 3.5 : DFIG güç aktarımı.

Devrenin nominal gücü de (3.38)'deki eşitliğe göre seçilen çalışma aralığına göre değişir. (3.38)'den görüldüğü gibi sistemin nominal kayma değeri -0.25<s<+0.25 aralığında seçilirse güç devresi nominal gücün yaklaşık %25 civarında seçilebilir. Böylece stator doğrudan şebekeye bağlı olduğu için elektriksel kayıplar azalacak ve rotor devresinde daha küçük güç akışı olacağından kurulum maliyeti ve elektriksel kayıplar azalacaktır.

4. ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRE YÖNELİK KONTROL YÖNTEMLERİ

Çift beslemeli asenkron generatörü (DFIG) kontrol etmek için şekil 3.5'de verilen arka arkaya bağlanmış iki adet eviricinin ayrı ayrı kontrol edilmesi gerekmektedir. Rotor tarafını kontrol eden rotor taraf eviricisi (RSC) rotor akımlarını kontrol ederek P_s ve Q_s akışını, şebeke tarafındaki evirici (GSC) de DC bara gerilimini sabit tutmaya çalışarak rotor güç akışının iki yönde değişiminin gerçekleşmesini sağlamaktadır.

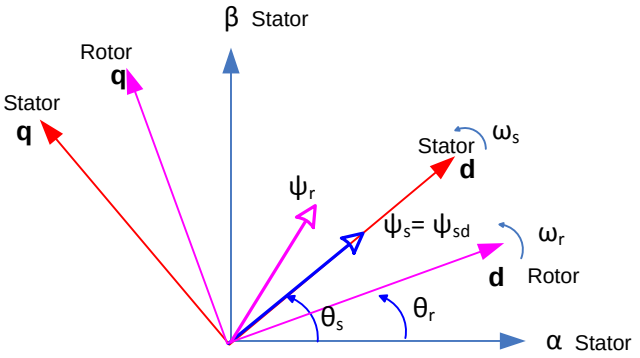
Bu sebeple DFIG kontrolü için prensipte birbirine benzer farklı iki kontrol yapısı incelenmelidir. Literatürde de bu iki sistem genellikle farklı çalışmalarda detaylandırılmıştır. Bu bölümde DFIG'e yönelik geleneksel kontrol yapıları, RSC ve GSC'ye yönelik olmak üzere ayrı ayrı detaylandırılacaktır.

4.1 Rotor Taraf Eviricisine (RSC) Yönelik Kontrol Yöntemleri

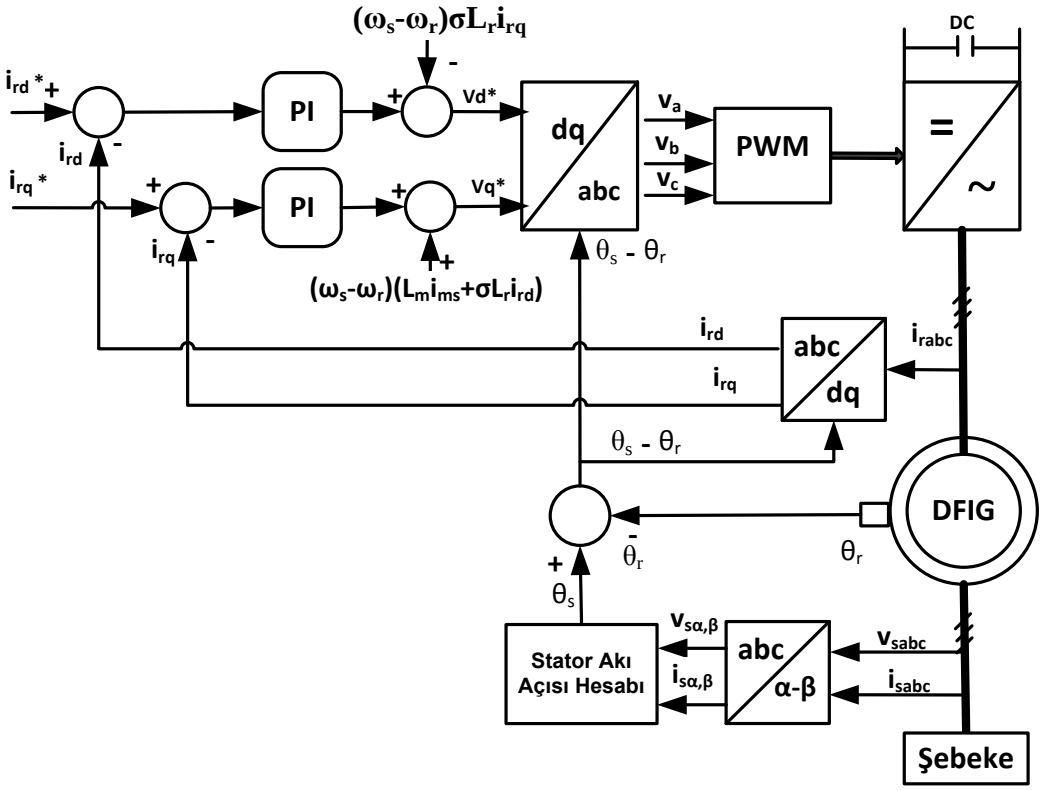
DFIG kontrolüne yönelik temelde stator akısı veya stator geriliminin referans alındığı doğrudan vektör kontrol (DVC) yöntemleri kullanılmaktadır. Bu yöntemlere ilaveten doğrudan moment kontrolü (DTC) yöntemi tabanlı doğrudan güç kontrolü (DPC) yöntemleri kullanılarak ilave akım kontrol döngüleri kullanmayan yöntemler de mevcuttur. Kayma kipli kontrolör (SMC) bir çok lineer olmayan kontrol yönteminde olduğu gibi DFIG kontrolünde de kullanılmaktadır. Ayrıca şebeke problemlerine karşı dayanıklı bir çok kontrol yöntemi de geliştirilerek DFIG'in şebeke problemlerinde daha uzun süre devrede kalması amaçlanmaktadır.

4.1.1 Stator akısından oryantasyonlu yöntemler

Stator akısından oryantasyonlu yöntemlerde stator akısı senkron hızla dönen dq eksen takımının d eksenine sabitlenir [8]. Böylece $\psi_s = \psi_{sd}$ eşitliği sağlanır. Stator ve rotor akı vektörleri şekil 4.1'deki gibi gösterilir.



Şekil 4.1 : Stator ve rotor akılarının vektörel gösterimi.



Şekil 4.2 : Stator akısından oryantasyonlu örnek kontrol yöntemi.

Şekil 4.2'de kontrol yönteminin blok diyagramı görülmektedir. Stator akı hesabı αβ duran eksen takımında tanımlanarak aşağıdaki denklemler yardımıyla elde edilir.

$$\psi_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha})dt \qquad \textbf{(4.1)}$$

$$\psi_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta})dt \qquad \textbf{(4.2)}$$

Stator akısı bilgilerinden açı bilgisi aşağıdaki gibi elde edilir.

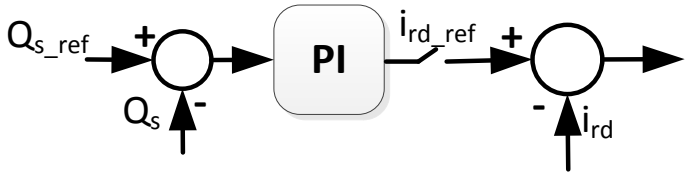
$$\theta_s = \arctan\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \tag{4.3}$$

Elde edilen stator akısı ve generatör fiziksel açılarından elde edilen konum bilgisiyle gerekli dönüşümler yapılır. Böylece ayrıştırılmış rotor akımları dq eksen takımında PI kontrolör ve sonrasında ilave edilen kompanzasyon terimleri ile kontrol edilir. Kompanzasyon terimleri kontrolör sürekli hal hatasının giderilmesi, ayrıştırma (decoupling) ve performans açısından oldukça önemli olup elde edilen ayrıştırılmış gerilim referansları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$v_{rd}^{ref} = \left(i_{rd}^{ref} - i_{rd}\right)PI + \underbrace{(\omega_s - \omega_r)\sigma L_r i_{rq}}_{\text{kompanzasyon}} \tag{4.4}$$

$$v_{rq}^{ref} = \left(i_{rq}^{ref} - i_{rq}\right)PI + \underbrace{(\omega_s - \omega_r)L_m I_{ms} + \sigma L_r i_{rd}}_{\text{kompanzasyon}} \tag{4.5}$$

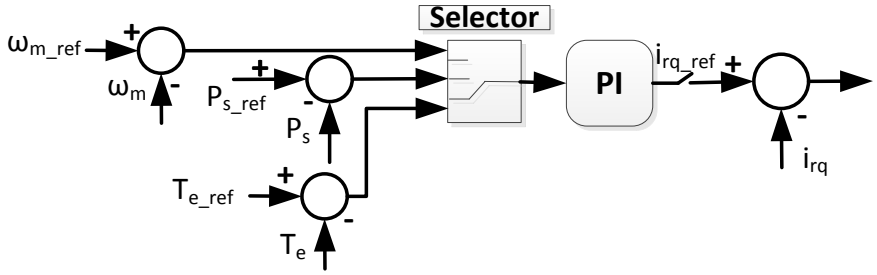
Kompanzasyon terimleri (4.4) ve (4.5)'den de görüldüğü gibi makina parametreleri ve kaymaya bağlı bilgilerdir. Akım kontrolörlerinden önce Şekil 4.3 ve 4.4'deki gibi kontrolör uygulamaları gerçeklenebilir.



Şekil 4.3 : Reaktif güç kontrolü.

Reaktif gücün değişiminde i_{rd} etkindir. Bu sebeple akım kontrolör öncesinde tasarlanacak bir kontolör ile reaktif güç kontrolü gerçekleştirilebilir.

Hız, güç veya moment kontrolü, Şekil 4.4'de verildiği gibi i_{rq} kontrolünden önce tasarlanacak bir kontrolör ile gerçeklekleştirilebilir. Böylece uygulamada istenen kriteterlere göre DFIG kontrolü gerçeklenir.



Şekil 4.4 : Hız, güç veya moment kontrolü.

Yukarıda özetlenen stator akısından oryantasyonlu vektör kontrol yöntemi, küçük yöntem farklılıklarıyla bir çok uygulamada kullanılmıştır. [43]'de yukarıda özetlenen yönteme ilaveten hız algılayıcısı kullanmadan stator ve rotor gerilimlerinin elektriksel hızlarından mekanik hız bilgisi üretilmiştir. Hesaplanan ve ölçülen hız bilgisi ile DFIG kontrolü sonuçları karşılaştırılmıştır.

[44]'de WECS'de kullanılan gerçek şebeke bağlantılı DFIG parametreleri ile oluşturulan simülasyon ortamında DVC yöntemi ile aktif ve reaktif güç kontrolünün sınırları belirlenmiştir. [45]'de aynı yöntem için rüzgar tarlalarında kullanıma yönelik çoklu DFIG modelleme yöntemleri araştırılarak rüzgar tarlalarındaki her bir DFIG'in büyük güçte tek bir DFIG yerine ayrı ayrı modellenerek aktif ve reaktif güç kontrolünün yapılması gerektiği vurgulanmıştır.

[13]'de verilen çalışmalarda WECS'de kullanılan DFIG'in modellenmesi detaylı bir şekilde verilmiş, stator ve rotor akılarının türevlerinin sıfır alındığı düşük dereceli modeller ile tam dereceli modeller simülasyon ortamında oluşturulmuştur. [8]'deki gibi stator akısından oryantasyonlu bir kontrol yöntemi oluşturulmuş, elektriksel sistemin kararlılığı ve sistemlerde problem oluşma durumlarında verilecek tepkiler bir çok DFIG'in birlikte çalıştığı rüzgar tarlalarında modellenerek sonuçlar alınmıştır.

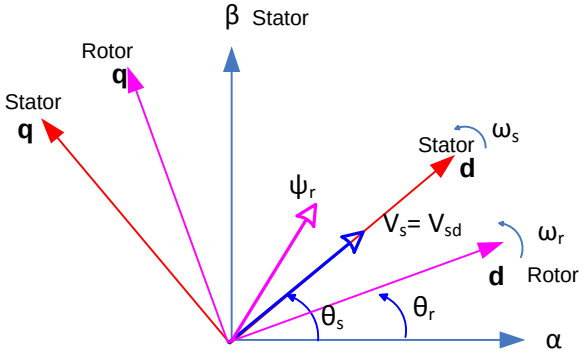
Stator akısından oryantasyonlu yöntemler için aşağıdaki problemler sıralanabilir.

- Stator akısı (4.1) ve (4.2)'den görüldüğü gibi stator direncinin (R_s) değişiminden etkilenmektedir. (4.4) ve (4.5)'de verilen kompanzasyon terimleri makina parametrelerinin değişiminden etkilenmektedir.
- (4.1) ve (4.2)'nin gerçek zamanda uygulamasında integral alma problemi mevcuttur. Bu sebeple ilave band-pass filtre tasarımı gerektirmektedir [8].

4.1.2 Stator geriliminden oryantasyonlu yöntemler

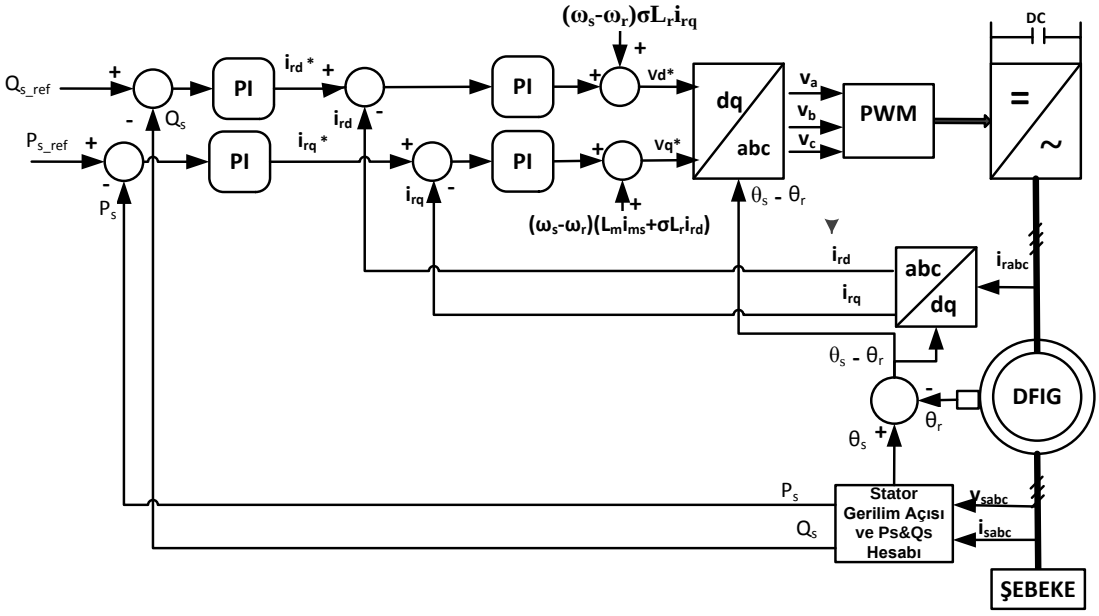
Stator geriliminden oryantasyonlu yöntemlerde [10] stator akısı yerine stator gerilimi senkron hızla dönen dq eksen takımının d eksenine şekil 4.5 görüldüğü gibi sabitlenir. Böylece $v_s=v_{sd}$ eşitliği sağlanarak bir önceki bölümde olduğu gibi rotor akımları kontrol edilir. Stator akı hesabında R_s'nin ihmal edilmesi durumunda stator gerilimi ile akısı arasında doksan derecelik faz farkı olacaktır. Gerilim vektörünün

park dönüşümleri ile doksan derece kaydırılması ile 4.1.1'deki yöntem benzer şekilde uygulanır.



Şekil 4.5 : Stator gerilim vektörü.

Şekil 4.2'ye benzer şekilde şekil 4.6'daki gibi P_s ve Q_s kontrol edilebilir.



Şekil 4.6 : Stator geriliminden oryantasyonlu kontrol yöntemi.

Burada gerilim açısı (4.3)'dekine benzer şekilde aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\theta_s = \arctan\frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}} \qquad \textbf{(4.6)}$$

Gerilim açısı ayrıca ileriki bölümlerde detaylandırılacak olan faz kilitlemeli döngü (PLL) [32] yöntemleriyle de hesaplanabilir. P_s ve Q_s (3.29) ve (3.30) yardımıyla hesaplanır.

Stator geriliminden oryantasyonlu yöntemler için stator akısından oryantasyonlu yöntemlere göre aşağıdaki avantajlar sıralanabilir.

- Stator akı açısı hesabı gerektirmediği için bölüm 4.1.1'de belirtilen gerçek zamanda integral alma problemi yoktur.
- Stator gerilim açısı gerilim ölçümleri ile kolaylıkla hesaplanır.

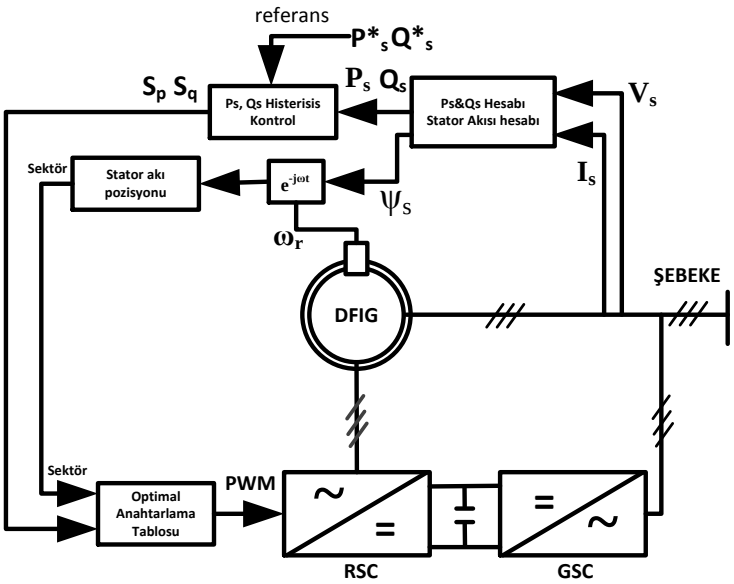
Kontrolör performansı açısından bu iki yöntem [11]'de karşılaştırılmış ve performanslarının eşdeğer olduğu belirtilmiştir. Her iki yöntemin kontrolör performansı makina parametrelerinin değişimlerinden etkilenen nonlineer kompanzasyon terimlerinin doğru bilinmesine bağlıdır ve dayanıklı bir kontrol yapısı için bu terimlerin doğru bilinmesi veya kestirilmesi gerekmektedir.

Yukarıda karşılaştırılan iki yöntem DFIG'in kontrolünde kullanılan en yaygın ve temel yöntemlerdir. Bu bölümden sonra RSC ile ilgili detaylandırılan yöntemler, dayanıklı yapılarına rağmen karmaşıklık ve uygulanabilirlik açısından ticari ürünlerde yaygınlaşmamışlardır.

4.1.3 Doğrudan güç kontrolü (DPC)

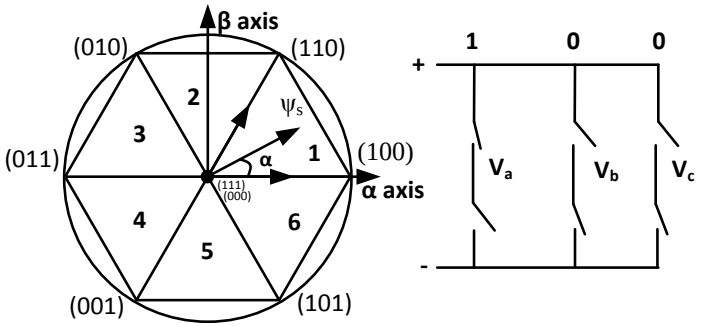
Temel olarak doğrudan moment kontrolü (DTC) [16] ile aynı prensipte olan doğrudan güç kontrolü (DPC) [17] yöntemi, dayanıklılık ve hızlı dinamik cevabı gibi nedenlerle DFIG'in kontrolünde kullanılmaktadır. DPC yöntemi herhangi bir akım kontrolüne ihtiyaç duymaksızın referans P_s ve Q_s değerlerini, oluşturulan anahtarlama tablosu ile PWM anahtarlama dizilerini doğrudan belirlemektedir. Bu sayede güç değişiminde oluşabilecek değişimler anında düzeltilebilmekte ve hızlı dinamik cevap alınabilmektedir. İlk olarak [17]'de detaylandırılan yöntem rotor akısından oryantasyonlu bir yöntem olup DFIG parameterlerinin değişimine bağlı bir yöntemdir. Bu sebeple sadece R_s değişiminden etkilenen stator akı hesabını kullanan [18]'de verilen yöntem burada detaylandırılacaktır. Yöntemin sadece RSC tarafında kullanımını detaylandıran örnek blok şeması Şekil 4.7'de verilmiştir.

Makinanın ölçülebilen stator gerilim ve akım bilgilerinden faydalanarak (3.43-44) denklemleri ile P_s ve Q_s hesabı, (4.1-4.3)'deki denklemlerle de stator akısı ve pozisyon hesabı yapılır. Stator akısının pozisyon bilgisi kullanılarak sektör bölgesi belirlenir (Şekil 4.8). Sektör bölgesi belirleme işlemi en yaygın ve verimli PWM yöntemi olan uzay vektörleri darbe genişlik modulasyonu (SVPWM) yönteminde [46]'da olduğu gibidir.



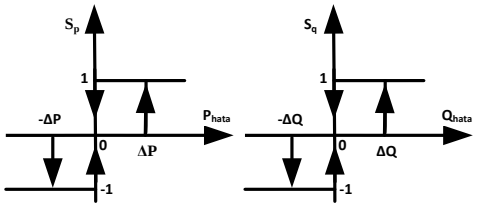
Şekil 4.7 : Doğrudan güç kontrolü yöntemi.

Elde edilen sektör bilgisi anahtarlama dizilerinin belirlenmesinde kullanılır. Gösterimde üst koldaki yarı iletkenin iletime geçmesi bu kolun iletimde "1" olduğunu gösterir. Alt koldaki yarı iletken bu sırada kesimde "0" konumundadır. Bu durum Şekil 4.8'de sembolize edilmiştir. Stator akısının (ψ_s) kesin açısının bilinmesi sadece akı vektörünün hangi sektörde olduğunun belirlenmesi için gerekmektedir.



Şekil 4.8 : Akı vektörleri ve sektör yerleşimi.

İstenen P_s ve Q_s referanslarına göre oluşturulan ΔP_s ve ΔQ_s hata işeretleri ile şekil 4.9'deki gibi verilen histerisis kontrolör oluşturulur ve S_p ve S_q anahtarlama işeretlerinin yönleri belirlenir.



Şekil 4.9 : Histerisis kontrol.

Böylece Çizelge 4.1'de detaylarıyla verilen anahtarlama tablosuna göre gerekli anahtarlama işaretleri yarıeletken elemanlarına gönderilir. DPC yöntemi akım kontrol döngüsü gerektirmediğinden daha az hesaplama yapmakta, bu da gerçek zamanda oluşturulan kontrolörlerin daha düşük örnekleme zamanında çalıştırılabilmesine olanak sağlamaktadır.

Çizelge 4.1 : DPC için anahtarlama tablosu.

		I	II	III	IV	V	VI
Sq=1	Sp=1	101	100	110	010	011	001
	Sp=0	100	110	010	011	001	101
	Sp=-1	110	010	011	001	101	100
Sq=0	Sp=1	001	101	100	110	010	011
	Sp=0	111/000	111/000	111/000	111/000	111/000	111/000
	Sp=-1	010	011	001	101	100	110
Sq=-1	Sp=1	001	101	100	110	010	011
	Sp=0	011	001	101	100	110	010
	Sp=-1	010	011	001	101	100	110

Yukarıda anlatılanlar özetlenirse DPC yönteminin aşağıdaki avantajları mevcuttur [19].

- Akım döngüleri gerektirmeden doğrudan anahtarlama tablosu kullanması nedeniyle kullanılan dijital kontrolörün hesap yoğunluğu vektör kontrollü yöntemlere göre daha azdır. Bu sebeple daha hızlı dinamik cevaba sahiptir.
- Sadece stator direncinin (R_s) değişiminden etkilenen bir yöntemdir. Bu sebeple parametre değişimlerine ve şebeke kaynaklı bozuculara karşı daha dayanıklı bir yapı sunar.

Avantajlarının yanında DPC yönteminin belirgin problemleri de mevcuttur [19].

- PWM anahtarlama frekansı sabit olmadığından güç devresinde harmonik sönümlendirici devreninin tasarımını güçleştirir.

- Hızlı dinamik cevabı nedeniyle güç akışında her zaman önlenemez yüksek frekanslı dalgacıklar oluşur.

Yukarıda özetlenen yöntemin dışında DFIG kontrolünde DPC'nin kullanıldığı benzer bir çok çalışma mevcuttur. [47]'de değişken anahtarlama frekansı problemini çözen sabit anahtarlama frekanslı DPC yöntemi önerilmiştir. [48]'de DPC yöntemi şebeke gerilim dengesizliklerine karşı daha dayanıklı bir çalışma önermiştir. Yöntem gerilim bileşenlerini simetrik pozitif ve negatif seri ayrıştırma yöntemleri ile oluşturur. Böylece şebeke gerilimi dengesizliklerinde daha dayanıklı DPC yöntemi oluşturulur.

4.1.4 Kayma kipli kontrol (SMC)

Kayma kipli kontrol (SMC) [20] bir çok sistemde olduğu gibi DFIG gibi nonlineer sistemlerin kontrolünde de kullanılmaktadır. SMC bozucu ve parametre değişikliklerine karşı dayanıklıdır. SMC yönteminin detayları burada detaylandırılmayacak olup doğrudan güç kontrolüne yönelik geliştirilmiş bir SMC yöntemi kısaca anlatılacaktır. Böylece SMC yönteminin DFIG'de uygulanabilirliği kısaca gösterilecektir.

[49]'da SMC yöntemi ile akım kontrol döngüleri olmaksızın P_s ve Q_s kontrol edilmek istenmiş, SVPWM yöntemi kullanılarak sabit anahtarlama frekanslı bir SMC yöntemi geliştirilmiştir. Kayma yüzeyinin P_s ve Q_s yörüngelerini takip etmesi beklenir ve aşağıdaki gibi bir kayma yüzeyi oluşturulabilir.

$$S = [S_1 \quad S_2]^T \tag{4.7}$$

$$S_1 = e_p(t) + K_p \int_0^t e_p(\tau)d\tau + e_p(0) \tag{4.8}$$

$$S_2 = e_q(t) + K_q \int_0^t e_q(\tau)d\tau + e_q(0) \tag{4.9}$$

Burada K_p ve K_q pozitif hata kazançlarıdır. Hata işaretleri aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$e_p(t) = P_s^{ref} - P_s \tag{4.10}$$

$$e_q(t) = Q_s^{ref} - Q_s \tag{4.11}$$

Sistem durumları kayma yüzeyine kayma yüzeyinin türevi alınarak aşağıdaki eşitlikler yardımıyla yakınsayabilir.

$$S_1 = S_2 = \frac{dS_1}{dt} = \frac{dS_2}{dt} = 0 \quad \textbf{(4.12)}$$

(4.8) ve (4.9) ifadelerinin türevleri alınırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$\frac{de_p(t)}{dt} = -K_p e_p(t) \quad \textbf{(4.13)}$$

$$\frac{de_q(t)}{dt} = -K_q e_q(t) \quad \textbf{(4.14)}$$

Yukarıdaki ifadeler e_p ve e_q hata işaretlerinin sıfıra yakınsamasını garanti eder. Uygulanan kontrol yönteminin amacı süreksiz rotor gerilim referans işaretleri ile S_1=0 ve S_2=0 kayma yüzeylerini garanti altına almaktır. Kayma yüzeyleri aşağıdaki gibi tekrar düzenlenebilir.

$$\frac{dS_1}{dt} = \frac{de_p(t)}{dt} + K_p e_p(t) = -\frac{d}{dt}P_s + K_p(P_s^{ref} - P_s) \quad \textbf{(4.15)}$$

$$\frac{dS_2}{dt} = \frac{de_q(t)}{dt} + K_q e_q(t) = -\frac{d}{dt}Q_s + K_q(Q_s^{ref} - Q_s) \quad \textbf{(4.16)}$$

(3.16)-(3.19)'da verilen DFIG dinamik denklemleri yardımıyla (4.13-14) eşitlikleri kullanılarak kayma yüzeyi aşığıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{dS}{dt} = F + DV_{r\alpha\beta} \quad \textbf{(4.17)}$$

Burada $V_{r\alpha\beta} = [v_{r\alpha} \quad v_{r\beta}]$'dir. F ve D DFIG makina parametrelerine bağlı terimler olup yöntemin burada elde edilişindeki matematiksel ara işlemler detaylandırılmayacaktır.

Kontrol kuralının oluşturulması için pozitif tanımlı Lyapanov aday fonksiyonu aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$W = \frac{1}{2}S^T S \geq 0 \quad \textbf{(4.18)}$$

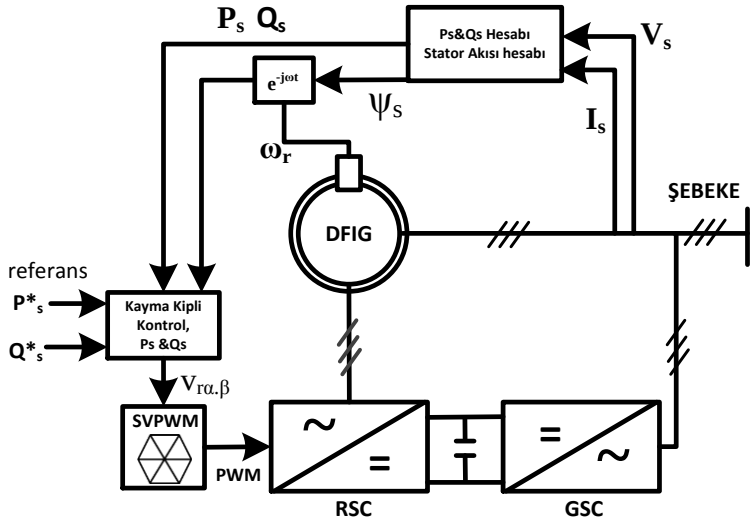
Lyapunov aday fonksiyonun türev ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{dW}{dt} = \frac{1}{2}\left(S^T\frac{dS}{dt} + S\frac{dS^T}{dt}\right) = S^T(F + DV_{r\alpha\beta}) \quad \textbf{(4.19)}$$

Bu durumda aşağıdaki anahtarlama kontrol kuralı türev lyapunov fonksiyonunun negatif tanımlı olmasını garanti edilir.

$$V_{\alpha\beta}^{ref} = -D^{-1}\left\{\begin{bmatrix}F_1\\F_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}K_{p1} & 0\\0 & K_{Q1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}sgn(S_1)\\sgn(S_2)\end{bmatrix}\right\} \qquad \textbf{(4.20)}$$

Burada F ve D terimleri DFIG parametrelerine bağlı terimler olup çıkarım detayları burada detaylandırılmamıştır. (4.20) kullanılarak Şekil 4.20'deki gibi DFIG kontrolü gerçeklenebilir.



Şekil 4.10 : Kayma kipli kontrol.

Yukarıda kısaca özetlenen yöntem DFIG parametre değişimlerinden etkilenen bir yöntemdir. Ayrıca çatırtı [20] problemine karşı ilave bir yöntem geliştirmemiştir.

DFIG'in kontrolüne yönelik SMC uygulamasına yönelik bir çok çalışma mevcutur. SMC yöntemi [21]'de dayanıklılık ve kararlılık açısından incelenmiştir. Çatırtı problemini azaltan ve bozucu etkilere karşı daha dayanıklı bir yapı sunan ikinci dereceden integral kayma kipli kontrol yöntemi [22]'da verilmiştir. [50]'de rüzgar türbini de modellenerek, enerji maksimizasyonunu garanti eden ve türbinlerinde oluşan mekanik salınımları azaltan bir SMC yöntemi önerilmiştir. [51]'de ikinci dereceden SMC yöntemi ile çatırtı problemi giderilmiş ve sabit anahtarlama frekansı ile çalışan bir DPC yöntemi geliştirilmiştir. [23]'de şebeke gerilimi dalgalanmalarına karşı dayanıklı bir SMC yöntemi verilmiştir.

4.1.5 RSC kontrolüne yönelik diğer yöntemler

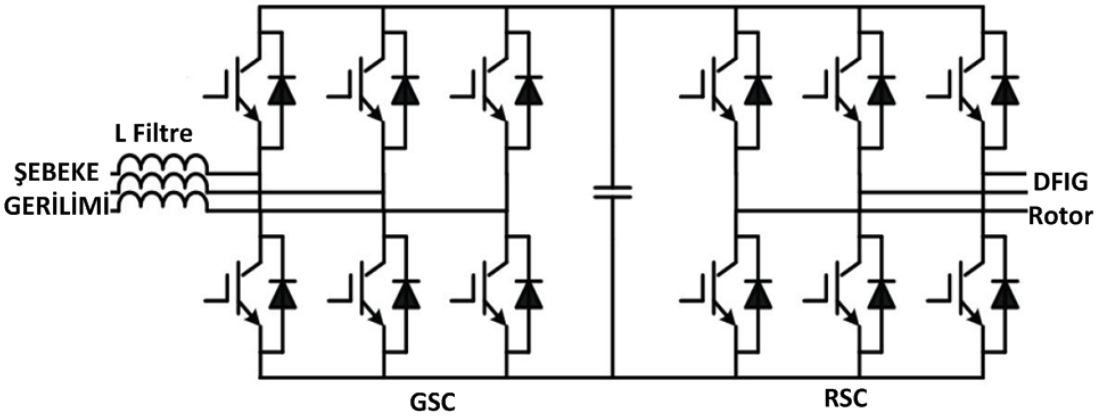
DFIG'in dayanıklı kontrolüne yönelik farklı bir çok çalışma mevcuttur. Önemli olabilecek referanslardan [52]'da gerilim ve akımlar pozitif ve negatif bileşenlere ayrıştırılarak PI-resonant kontrolör yapısı oluşturulmuş, böylece şebeke problemlerine karşı daha dayanıklı bir kontrolör yapısı önerilmiştir. [53, 54]'de benzer şekilde şebeke problemlerine karşı dayanıklı bir yapı oluşturmak için elektriksel parametreler pozitif ve negatif serilere ayrıştırılarak kontrolör yapıları geliştirilmiştir.

DFIG'in şebekeye problemsiz yumuşak bağlanması da ayrıca incelenmesi gereken bir konu olarak görünmektedir. DFIG'in şebekeye bağlanmadan önce statorda üretilen gerilim ile şebeke geriliminin fazı ve büyüklüğü tamamen eşit olmalıdır [26]. Gerilimlerin farklı özelliklerde olması istenmeyen aşırı akımlara neden olarak DFIG ve şebekede darbelere neden olur [26]. Bu durum [24] ve [26]'da detaylı incelenerek DFIG'nin şebekeye yumuşak bağlanması gerçeklenmiştir.

4.2 Şebeke Taraf Eviricisine (GSC) Yönelik Kontrol Yöntemleri

Şekil 4.11'de GSC ve RSC iki seviyeli evirici devresinin birlikte gösterimi verilmiştir. Yüksek gerilim ve güçlerde 3 seviyeli eviriciler de yaygın olarak kullanılmaktadır [31]. Ancak tez çalışmasında 2 seviyeli evirici devreleri kullanıldığı için bu amaçla kullanılan diğer güç elektroniği devreleri burada detaylandırılmayacaktır.

Şebekeye gönderilen veya şebekeden alınan faz akımlarının kontrol edilebilmesi için DC bara gerilimi şebeke geriliminin biraz üzerinde bir değerde kontrol edilmelidir [55]. Böylece Şekil 4.11'de de gösterilen IGBT'ler üzerinde bulunan diyotların aktif olması engellenmektedir. Giriş endüktansının amacı şebeke harmoniklerini azaltmak ve anahtarmalardan oluşan komutasyon etkisini engellemektir.



Şekil 4.11 : GSC ve RSC evirici devresinin birlikte gösterimi.

Bu bölümde GSC'de en yaygın olarak kullanılan iki yöntem tanıtılacaktır. Ayrıca GSC'nin güvenilir bir şekilde çalışması için çok önemli bir yer tutan şebeke gerilim açısının belirlenmesi için faz kilitlemeli döngüler (PLL) yöntemleri detaylandırılacaktır. Bölümün sonunda uygulanan PWM yöntemleri de detaylandırılacaktır.

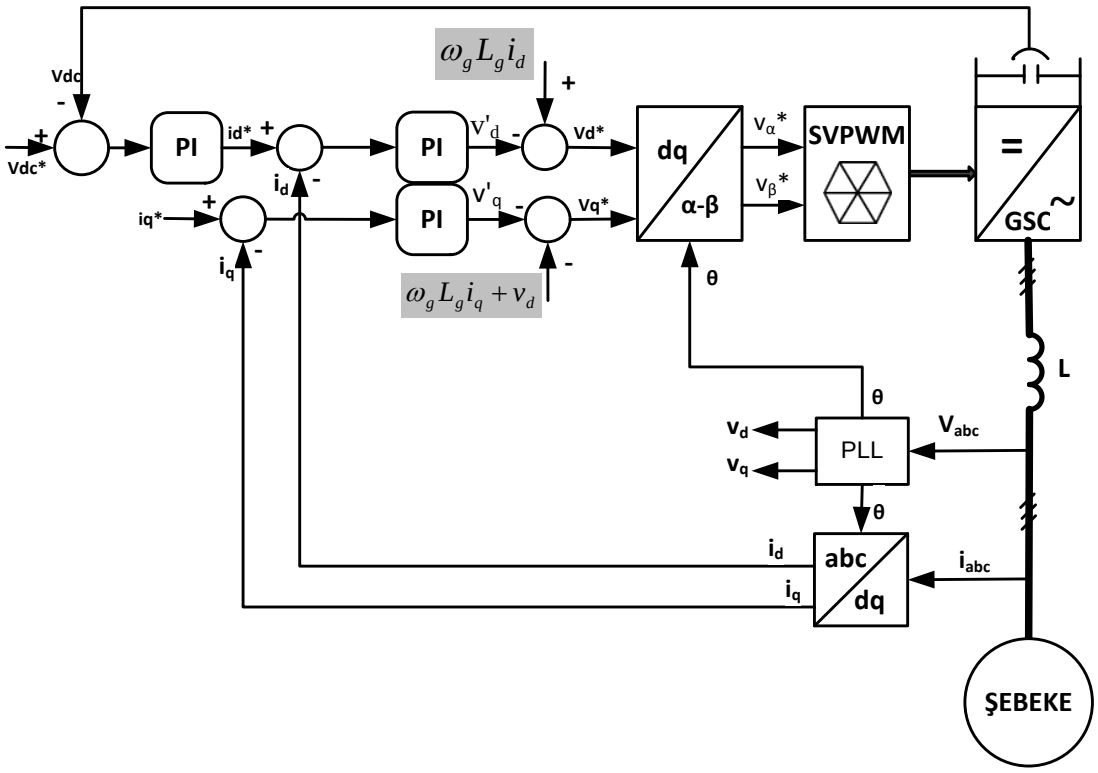
4.2.1 Doğrudan vektör kontrolü (DVC) yöntemleri

RSC'de olduğu gibi abc-dq dönüşümleri uygulanarak şebeke geriliminden oryantasyonlu bir vektör kontrol yöntemi uygulanabilir; Böylece enerji sistemindeki aktif ve reaktif güç akışı ayrıştırılabilir. Şekil 4.12'de verilen yöntem en yaygın olarak kullanılan yöntemdir [8]. Sistemin eşdeğer devresinden aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$v_{dinv} = Ri_{gd} + L_g \frac{di_{gd}}{dt} - \omega_g L_g i_{gq} + v_{gd} \qquad \textbf{(4.21)}$$

$$v_{qinv} = Ri_{gq} + L_g \frac{di_{gq}}{dt} - \omega_g L_g i_{gd} + v_{gq} \qquad \textbf{(4.22)}$$

Burada v_{dinv},v_{qinv} evirici tarafından üretilen gerilimi, v_{gd}, v_{gq} şebeke gerilimi, i_{gd}, i_{gq} şebeke akımları, R şebekenin direnci, L_g şebekenin hat endüktansı, ω_g ise şebekenin açısal hızıdır.



Şekil 4.12 : GSC blok diyagramı.

Şebeke geriliminin pozisyonu aşağıdaki ifade yardımıyla belirlenebildiği gibi bir sonraki bölümde detaylandırılacak daha dayanıklı faz kilitlemeli döngüler (PLL) yöntemleri ile de gerçeklenebilir.

$$\theta_g = \int \omega_g dt = \tan^{-1}\frac{v_\beta}{v_\alpha} \qquad \textbf{(4.23)}$$

Şebeke gerilimi, senkron hızla dönen dq eksen takımının d eksenine sabitlenirse ayrıştırılmış aktif ve reaktif güç kontrolü gerçeklenir. Böylece $v_g=v_{gd}$, $v_{gq}=0$ eşitlikleri gerçeklenir. Oluşturulan gerilim referansları aşağıdaki eşitlikler yardımıyla elde edilir.

$$v_d^* = -v_d' + (\omega_g L_g i_{gq} + v_{gd}) \qquad \textbf{(4.24)}$$

$$v_q^* = -v_q' + (\omega_g L_g i_{gd}) \qquad \textbf{(4.25)}$$

Akım kontrolü PI kontrolör yardımıyla gerçeklenerek v_d^* ve v_q^* gerilim referansları elde edilebilir. Dış döngüde kullanılan DC gerilim kontrolörü ile de DC gerilim kontrol edilir. I_q referansının sıfır seçilmesi ile reaktif güç referansı sıfır olarak seçilmiş olur. Aktif güç de DC gerilimi kontrol eden i_d değişimine göre değişir.

Aktif ve reaktif gücün değişimi aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$P_g = \frac{3}{2}(v_{gd}i_{gd} + v_{gq}i_{gq}) \quad \textbf{(4.26)}$$

$$Q_g = \frac{3}{2}(v_{gq}i_{gd} - v_{gd}i_{gq}) \quad \textbf{(4.27)}$$

Girişte bulunan hat endüktansı ile harmonikler azaltılmaya çalışılır ve anahtarlamalardan oluşan komutasyon etkisi minimize edilir.

Kompanzasyon terimlerinin doğru bilinmesi için şebeke parametrelerinin doğru hesaplanması/kestirilmesi gerekir Şebeke problemlerinde bu parametreler hızlı değişeceğinden yöntemin şebeke problemlerine karşı dayanıklılığını arttırmak için ilave yöntemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca uygulanan abc-dq dönüşümleri nedeniyle akım bileşenlerinde sürekli hal hatası tam olarak giderilememektedir [30]. Bu sebeple şebekede ilave harmonikler oluşmaktadır.

4.2.2 Resonant (PI-R) kontrolör yöntemi

DVC tabanlı yöntemlere ilaveten [30]'da PI-Resonant kontrolör önerilmiş ve yukarıda detaylandırılan yönteme göre sürekli hal hataları daha başarılı bir şekilde azaltılarak daha az harmonik bileşen oluşturduğu gösterilmiştir. Ayrıca yöntem nonlineer kompanzasyon terimlerine ihtiyaç duymadığından şebeke parametrelerinin bilinmesini gerektirmemektedir. Yöntemin blok diyagramı Şekil 4.12'de verilmiştir. Şebeke geriliminin açısı gerilimler ölçülerek PLL yöntemi ile hesaplanır. İhtiyaç duyulan reaktif güç ve DC bara geriliminin dq bileşenleri dq-αβ dönüşümleri ile αβ durağan eksen takımına dönüştürülür. Ölçülen şebeke akımları da αβ durağan eksen takımına dönüştürülür ve oluşan hata işaretleri PI-R kontrolör ile giderilmeye çalışılır. Yöntemde kullanılan PI-R kontrolör transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır.

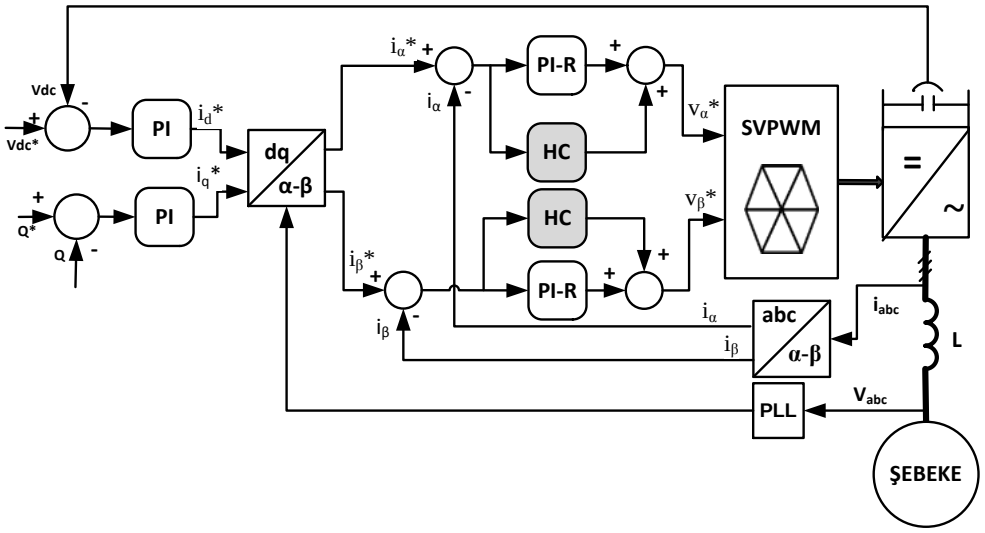
$$PI_R(s) = K_p + \frac{K_i s}{s^2 + \omega^2} \quad \textbf{(4.28)}$$

Burada K_p oransal kontrol kazancını, K_i integral kontrol kazancını, ω ise resonans frekansını temsil etmektedir.

Ayrıca PI-R kontrolör, resonans frekansı aralığında kontrol gerçekleştirdiğinden harmonik kompanzatör (HC) transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi uygulanarak düşük

derecede belirgin harmonik bileşenlerde harmonik kompanzatör yardımıyla elimine edilebilir.

$$HC(s) = \sum_{h=3,5,7} K_{ih} \frac{s}{s^2 + (\omega h)^2} \qquad \textbf{(4.29)}$$



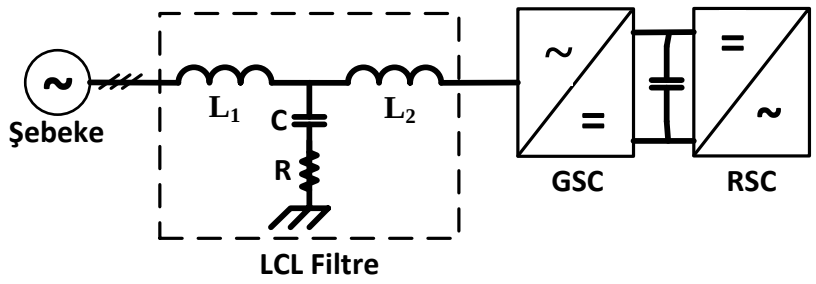
Şekil 4.13 : PI-R kontrol blok diyagramı.

DVC tabanlı yöntemler ile PI-R kontrol yöntemlerinin performansı [30]'da karşılaştırılmıştır. Her iki yöntem kararlı şebekelerde başarılı sonuçlar vermektedir. PI-R yöntemi harmonik kompanzatörün doğal frekansının uygun seçilmesi durumunda daha az harmonik bileşen üreten bir yöntemdir. Ancak şebeke problemlerinde DVC yöntemi daha iyi sonuçlar vermektedir [30].

4.2.3 LCL filtre kullanımı

Şebeke girişindeki harmoniklerin kabul edilebilir standartlarda azaltılması için büyük bir giriş endüktansına ihtiyaç duyulmaktadır. Büyük giriş endüktansı, kurulan sistemin maliyetini ve kayıpları arttırmaktadır. Bu probleme alternatif ve uygun bir çözüm olarak LCL (Longitudinal Conversion Loss) filtreleri kullanılmaktadır. Kullanılan LCL filtrenin gösterimi Şekil 4.13'de verilmektedir.

Uygun büyüklükte seçilen L_1, L_2, C ve R değerleri ile daha küçük boyutta ve daha geniş frekans aralığında harmonik sönümlendirebilen filtre tasarlanır. LCL filtre tasarımı yöntemleri ve filtre elemanlarının seçimlerinde izlenecek yollar [56]'da özetlenmiştir.

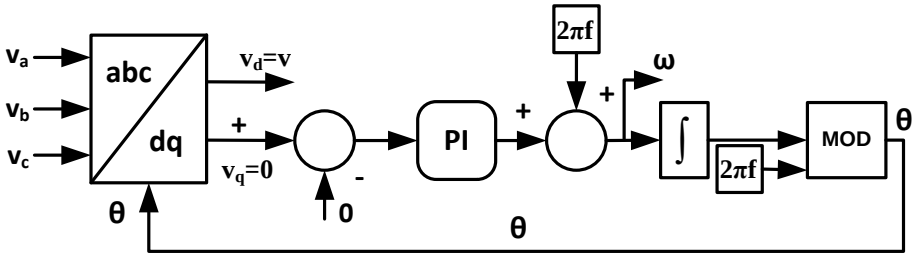


Şekil 4.14 : LCL filtre.

4.2.4 Faz kilitlemeli döngüler (PLL)

Şebeke bağlantılı evirici sistemleri için şebeke geriliminin fazı, büyüklüğü ve frekansının doğru bilinmesi gerekmektedir. Referans işaretlerinin en doğru bir şekilde üretiminin garanti edilmesi için gerilim açısının gerçek, hızlı ve güvenilir bir şekilde belirlenmelidir. Gerilim açısı basit bir şekilde (4.23)'de verildiği gibi hesaplanabilir. Ancak bu yöntem harmonik bileşen barındıran veya farklı bozuculara maruz kalan gerilim işareti için uygun bir yöntem değildir. Şebeke geriliminin açısının belirlenmesinde temelde sıfır geçişi algılama (zero cross detection) ve faz kilitlemeli döngüler (PLL) olmak üzere iki yöntem mevcuttur. Ancak ilk yöntem ikinciye göre oldukça basit ve bozucu işaretlere karşı oldukça dayanıksızdır [32].

PLL yöntemleri, basit ve dayanıklı yapısı nedeniyle gerilim açısının ve frekansının hesaplanmasında en sık kullanılan yöntem olup işaret bozulmalarına karşı dayanıklıdır. Bu bölümde ilk olarak en sık kullanılan üç fazlı 3-PLL yapısı detaylandırılacaktır. Şekil 4.15'de geleneksel PLL yapısı görülmektedir [32].



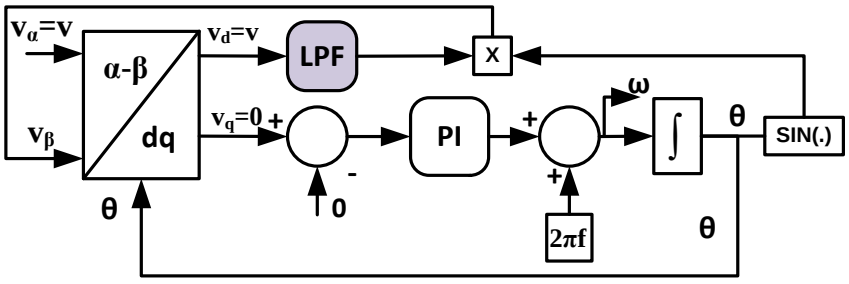
Şekil 4.15 : Geleneksel 3-PLL yapısı.

Ölçülen gerilim büyüklükleri algoritmanın girişleridir ve senkron hızla dönen abc-dq dönüşümü ile ayrıştırılırlar. Bu gerilimler senkron hızla dönen dq eksen takımının d eksenine sabitlenirse $v=v_d$ ve $v_q=0$ olacaktır. Faz kilitlemesi PI kontrolör yardımıyla $v_q=0$ eşitliği ile gerçeklenir. İlk değer olarak $2\pi f$ değeri kontrolör çıkışına eklenirse

işaretin hız bilgisi elde edilir. Hız bilgisinin integrali işaretin açısını verir ve abc-dq dönüşümüne açı bilgisi olarak geri beslenir.

3-PLL yapısı döngü filtresi ve faz belirleme olmak üzere iki önemli yapıdan oluşur. Faz belirleme abc-dq dönüşümü ile kolaylıkla oluşturulur. Diğer taraftan PI kontrolör kullanılan döngü filtresi de sistemin dinamiklerini belirler. PI kontrolör kullanılan döngü filtresi parametreleri PLL yapısının performansını belirlemede son derece önemlidir. Böylece bozucu işaretlere karşı son derece dayanıklı bir yapı oluşturularak gerilim işaretinin frekans ve açı bilgileri belirlenir [32].

Yukarıda özetlenen 3-PLL yönteminin yanında şebekedeki bozucu etkilere dayanıklı yapılar sunan bir çok yöntem geliştirilmiştir. Durağan düzlemde α-β dönüşümlerini kullanan bir fazlı 1-PLL yapısı ile daha başarılı gerilim açısı bilgisi elde edilebilir [35]. 1-PLL yönteminin blok diyagramı Şekil 4.16'da görülmektedir.



Şekil 4.16 : 1-PLL yapısı.

1-PLL yöntemi bir fazlı sistemlere uygulanabildiği gibi abc-αβ dönüşümü ile ortoganal iki fazlı sistemlerde de kullanılabilir. Performans arttırımı için her faz için ayrı ayrı yukarıdaki yapı oluşturulabilir. 3-PLL ilave olarak $v_d=v$ işareti alçak geçiren filtreden (LPF)'den geçirilerek işaret üzerindeki salınımlar azaltılır. Böylece PLL yapısının performansı arttırılır.

[33]'de farklı PLL yöntemleri ve bu yöntemlerin şebeke problemlerine karşı cevapları karşılaştırılmıştır. Şebeke problemlerine karşı daha dayanıklı yapılar önerilen bir çok çalışma bulunmaktadır. [34]'de ayrıştırılmış çift senkron referanslı PLL yapısı kurularak şebeke gerilim pozitif ve negatif serilere ayrıştırılmıştır. Böylece şebeke problemlerine karşı daha dayanıklı bir yapı oluşturulmuş ve bu problemlerde sistemin uygun cevabı vermesi sağlanmıştır.

4.3 Sonuç

Bu bölümde literatürde şebeke bağlantılı DFIG'in kontrolüne yönelik RSC ve GSC'de kullanılan önemli kontrol yöntemleri detaylandırılmıştır.

RSC kontrolüne yönelik geleneksel DVC tabanlı yöntemlerin yanı sıra DPC ve SMC yöntemleri de detaylandırılmıştır. DPC ve SMC yöntemlerinin dayanıklı yapılarına rağmen pratik uygulama güçlükleri bulunmaktadır [19]. Bu sebeple geleneksel vektör kontrol yöntemleri basit ve uygulanabilir yapılarıyla günümüzdeki pratik uygulamalarda kullanılmaktadır [19].

GSC kontrolüne yönelik çalışmalar da burada özetlenmiş ve DVC uygulamaları da detaylandırılmıştır. Simülasyon ve deneylerde kullanılacak PLL yapısı özetlenmiştir.

Bir sonraki bölümde RSC ve GSC'ye yönelik her iki bölümdeki nonlineer parametre belirsizliklerini kestirmeye yönelik birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi tasarımı detaylandırılacaktır.

5. BİRİNCİ DERECEDEN ALÇAK GEÇİREN FİLTRE TABANLI BOZUCU GÖZLEMLEYİCİ TASARIMI

Bu bölümde, şebeke bağlantılı DFIG'in kontrolüne yönelik DVC tabanlı kontrol sistemleri ouşturulacak, GSC ve RSC'de oluşan parametre belirsizliklerine bağlı terimler birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi yardımıyla kestirilecektir. Böylece DFIG'in geniş çalışma aralığında dayanıklı çalışması garanti edilecektir. Kontrol sistemi dördüncü bölümdeki literatür özetinde ve şekil 1.2'de gösterildiği gibi GSC ve RSC olmak üzere ayrı ayrı oluşturulacaktır.

5.1 Rotor Side Control (RSC)

[10]'da kullanılan DVC yöntemi örnek alınarak geniş çalışma aralığında uygulanabilir ve dayanıklı bir kontrol yöntemi tasarımı amaçlanmaktadır. Şekil 4.6'daki nonlineer çapraz terimlere ilaveten, DFIG dinamik denklemlerinden hareketle ileri beslemede eşdeğer kontrol eşitliği oluşturulacak ve bu terim birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi ile kestirilecektir. Bu sebeple öncelikle üçüncü bölümde verilen DFIG dinamik denklemlerinden hareketle kontrol yapısı oluşturulacaktır.

5.1.1 Rotor dinamik denklemleri

Stator ve rotora ait gerilim ve akım bilgilerinin kontrol sisteminde ölçüldüğü varsayılarak DFIG'in (3.18) ve (3.19)'daki rotor dinamikleri aşağıdaki gibi tekrar düzenlenebilir.

$$L_r \frac{di_{rd}}{dt} = v_{rd} - R_r i_{rd} + \omega_r \psi_{rq} - L_m \frac{di_{sd}}{dt} \qquad \textbf{(5.1)}$$

$$L_r \frac{di_{rq}}{dt} = v_{rq} - R_r i_{rq} - \omega_r \psi_{rd} - L_m \frac{di_{sd}}{dt} \qquad \textbf{(5.2)}$$

Rotor ifadelerinin tekrar düzenlenmesinin amacı ölçülemeyen ve fiziksel değişimlerden etkilenen belirsiz nonlineer terimler ile diğer terimlerin ayrıştırılmasıdır. Bu amaçla rotor frekansının değişiminden etkilenen L_r ifadesi aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$L_r = L_{rb} + \Delta L_r \tag{5.3}$$

Burada, L_{rb} rotor endüktansının fiziksel değişimlerden etkilenmeyen temel bileşeni, ΔL_r de frekanstan ve fiziksel değişimlerden etkilenen bozucu bileşenidir. Bu durumda (5.1) ve (5.2) aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$L_{rb}\frac{di_{rd}}{dt} = v_{rd} - R_r i_{rd} + \omega_r \psi_{rq} - L_m \frac{di_{sd}}{dt} - \Delta L_r \frac{di_{rd}}{dt} \tag{5.4}$$

$$L_{rb}\frac{di_{rq}}{dt} = v_{rq} - R_r i_{rq} - \omega_r \psi_{rd} - L_m \frac{di_{sd}}{dt} - \Delta L_r \frac{di_{rq}}{dt} \tag{5.5}$$

(5.4) ve (5.5) aşağıdaki gibi yazılarak DFIG'e ait rotor dinamik denklemlerinin fiziksel değişimlerden etkilenen terimlerin ayrıştırılması tamamlanır.

$$\frac{di_{rd}}{dt} = \frac{v_{rd}}{L_{rb}} - \underbrace{\frac{R_r}{L_{rb}} i_{rd} + \frac{\omega_r \psi_{rq}}{L_{rb}} - \frac{L_m}{L_{rb}}\frac{di_{sd}}{dt} - \frac{\Delta L_r}{L_{rb}}\frac{di_{rd}}{dt}}_{v_{rd}^{dis}} \tag{5.6}$$

$$\frac{di_{rq}}{dt} = \frac{v_{rq}}{L_{rb}} - \underbrace{\frac{R_r}{L_{rb}} i_{rq} - \frac{\omega_r \psi_{rd}}{L_{rb}} - \frac{L_m}{L_{rb}}\frac{di_{sq}}{dt} - \frac{\Delta L_r}{L_{rb}}\frac{di_{rq}}{dt}}_{v_{rq}^{dis}} \tag{5.7}$$

Burada, $\mathbf{v_{rd}^{dis}}$ ve $\mathbf{v_{rq}^{dis}}$ rotor denklemlerinde bozucu bileşen olarak adlandırılabilir. Rotor akımları hata işaretleri aşağıdaki gibi yazılır.

$$\varepsilon_{rd} = i_{rd}^{ref} - i_{rd} \tag{5.8}$$

$$\varepsilon_{rq} = i_{rq}^{ref} - i_{rq} \tag{5.9}$$

Burada, ε_{rd} ve ε_{rq} hata , i_{rd}^{ref} ve i_{rq}^{ref} ise referans akım işaretleridir. Hata işaretlerinin zamana bağlı değişimi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\frac{d\varepsilon_{rd}}{dt} = \frac{di_{rd}^{ref}}{dt} - \frac{di_{rd}}{dt} \tag{5.10}$$

$$\frac{d\varepsilon_{rq}}{dt} = \frac{di_{rq}^{ref}}{dt} - \frac{di_{rq}}{dt} \tag{5.11}$$

(5.8) ve (5.9)'daki rotor dinamik denklemleri (5.10) ve (5.11)'de verilen hatanın zamana bağlı değişim ifadesiyle aşağıdaki gibi birleştirilebilir.

$$\frac{d\varepsilon_{rd}}{dt} = \frac{di_{rd}^{ref}}{dt} - \left(\frac{v_{rd}}{L_{rb}} - v_{rd}^{dis}\right) \tag{5.12}$$

$$\frac{d\varepsilon_{rq}}{dt} = \frac{di_{rq}^{ref}}{dt} - \left(\frac{v_{rq}}{L_{rb}} - v_{rq}^{dis}\right) \tag{5.13}$$

Rotor akımlarının referans işaretlerindeki değişimin, bozucu bileşene göre oldukça küçük ve ihmal edilebilir olduğu varsayılırsa ve bu etki de bozucu terimlere ilave edilirse hata işaretinin zamana göre değişimi aşağıdaki gibi tamamlanır.

$$\frac{d\varepsilon_{rd}}{dt} = -\frac{v_{rd}}{L_{rb}} + \underbrace{\left(\frac{di_{rd}^{ref}}{dt} + v_{rd}^{dis}\right)}_{v_{rd}^{dis}} \tag{5.14}$$

$$\frac{d\varepsilon_{rq}}{dt} = -\frac{v_{rq}}{L_{rb}} + \underbrace{\left(\frac{di_{rq}^{ref}}{dt} + v_{rq}^{dis}\right)}_{v_{rq}^{dis}} \tag{5.15}$$

Rotor akımları ölçülebilir olduğu varsayımıyla akım hatasını gidermek için gerekli olan kapalı çevrim dinamik denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{d\varepsilon_{rd}}{dt} + k_{rd}\varepsilon_{rd} = 0 \tag{5.16}$$

$$\frac{d\varepsilon_{rq}}{dt} + k_{rq}\varepsilon_{rq} = 0 \tag{5.17}$$

Burada k_{rd} ve k_{rq} oransal kontrolör kazançlarıdır. (5.14) ve (5.15)'deki hata işaretinin zamana bağlı değişimi ile (5.16) ve (5.17)'deki kapalı çevrim rotor dinamikleri birleştirilerek DFIG'in rotor devresine ait gerilim referansları aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{v_{rd}}{L_{rb}} = v_{rd}^{dis} + k_{rd}\varepsilon_{rd} \tag{5.18}$$

$$\frac{v_{rq}}{L_{rb}} = v_{rq}^{dis} + k_{rq}\varepsilon_{rq} \tag{5.19}$$

Rotor endüktansı L_{rb}, fiziksel değişimlerden etkilenmeyen sabit bir değer olduğundan gerilim referansları aşağıdaki gibi tamamlanır.

$$v_{rd}^{ref} = \underbrace{L_{rb}v_{rd}^{dis}}_{v_{rd}^{dis}} + L_{rb}k_{rd}\varepsilon_{rd} \tag{5.20}$$

$$v_{rq}^{ref} = \underbrace{L_{rb}v_{rq}^{dis}}_{v_{rq}^{dis}} + L_{rb}k_{rq}\varepsilon_{rq} \tag{5.21}$$

Bozucu bileşenler v_{rd}^{dis} ve v_{rq}^{dis}, DFIG rotor dinamiklerindeki bilinmeyen lineer ve nonlineer terimlerin cebirsel toplamıdır. Böylece ayrıştırılmış akım kontrolü için gerekli olan gerilim referans işaretleri oluşturulmuştur.

Kontrol sisteminin asimptotik kararlılığının ispatlanması için Lyapunov aday fonksiyonunun aşağıdaki şartları sağlaması gerek ve yeter şarttır.

$$V_d(0) = 0 \text{ ve } V_q(0) = 0 \quad \textbf{(5.22)}$$

$$V_d > 0 \text{ ve } V_q > 0 \quad \textbf{(5.23)}$$

$$\dot{V}_d < 0 \text{ ve } \dot{V}_q < 0 \quad \textbf{(5.24)}$$

Kontrol sisteminin kararlılık analizi için aşağıdaki Lyapunov aday fonksiyonu yazılabilir.

$$V_d = \frac{1}{2}\varepsilon_{rd}^2 \text{ ve } V_q = \frac{1}{2}\varepsilon_{rd}^2 \quad \textbf{(5.25)}$$

Lyapunov aday fonksiyonunun (5.22) ve (5.23)'i sağladığı görülmektedir. (5.24) şartı için Lyapunov aday fonksiyonunun zamana göre türevi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{dV_d}{dt} = \varepsilon_{rd}\frac{d\varepsilon_{rd}}{dt} \text{ ve } \frac{dV_q}{dt} = \varepsilon_{rq}\frac{d\varepsilon_{rq}}{dt} \quad \textbf{(5.26)}$$

(5.16) ve (5.17) ile (5.26) denklemleri birleştirilirse Lyaponov aday fonksiyonunun türevinin negatif tanımlı olduğu aşağıdaki ifadede açıkça görülmektedir.

$$\frac{dV_d}{dt} = -k_{rd}\varepsilon_{rd}^2 \text{ ve } \frac{dV_q}{dt} = -k_{rq}\varepsilon_{rq}^2 \quad \textbf{(5.27)}$$

Böylece kontrol kuralının (5.16) ve (5.17)'deki gibi seçilmesi durumunda akım hatasının seçilen k_d veya k_q değerininin büyüklüğüne göre sıfıra sonlu zamanda yakınsaması garanti altına alınır.

Bozucu bileşenler bir sonraki bölümde birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi [27] yardımıyla kestirilecektir.

5.1.2 RSC'de bozucu gözlemleyici tasarımı

Sistem durumlarının veya bozucu ifadesinin kestirilebilmesi için en azından sisteme ait dinamik denklemlerin bilinmesi gerekmektedir [57]. Bozucu gözlemleyici tasarımına başlarken, bozucu bileşenin sınırlı ve bilinmeyen ilk koşullarda modellenebilen dinamik sistemin çıkışı olarak yazılabileceği varsayılmaktadır. Ayrıca sisteme uygulanan giriş büyüklükleri (v_{rd} ve v_{rq}) bilinmekte, çıkış büyüklükleri (i_{rd} ve i_{rq}) ölçülmektedir. Bu durumda (5.6) ve (5.7)'de verilen rotor denklemleri gözlemleyici tasarımı için aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$v_{rd}^{dis} = v_{rd} - L_{rb}\frac{di_{rd}}{dt} \quad \textbf{(5.28)}$$

$$v_{rq}^{dis} = v_{rq} - L_{rb}\frac{di_{rq}}{dt} \quad \textbf{(5.29)}$$

Bu durumda bozucu bileşenler v_{rd}^{dis} ve v_{rq}^{dis} sistemin çıkışı olarak yazılmış olur. (5.28) ve (5.29) laplace formunda yazılarak birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi uygulanırsa aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

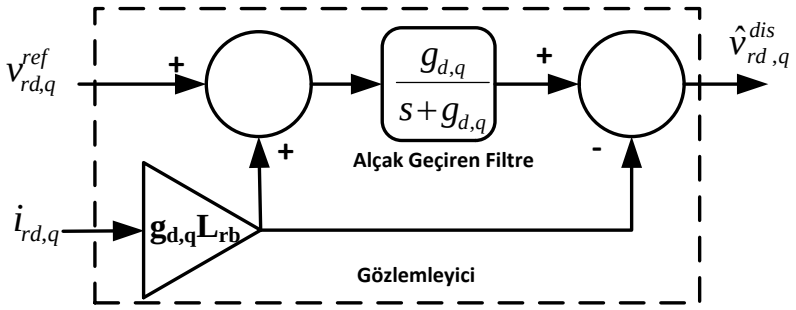
$$\hat{v}_{rd}^{dis} = (v_{rd} - sL_{rb}i_{rd})\frac{g_d}{s+g_d} \quad \textbf{(5.30)}$$

$$\hat{v}_{rq}^{dis} = (v_{rq} - sL_{rb}i_{rq})\frac{g_q}{s+g_q} \quad \textbf{(5.31)}$$

Burada "s" laplace operatörü, g_d ve g_q ise alçak geçiren filtrenin köşe frekansını ifade etmektedir. (5.24) ve (5.25) aşağıdaki gibi düzenlenir ve şekil 5.1'deki blok diyagramı oluşturularak terimler kestirilebilir. Köşe frekanslarının optimal değerleri simülasyon ve deney çalışmalarında herhangi bir hesaplama yapılmadan deneme yanılma yoluyla belirlenmiştir.

$$\hat{v}_{rd}^{dis} = \frac{g_d}{s+g_d}(v_{rd} + g_d L_{rb} i_{rd}) - g_d L_{rb} i_{rd} \quad \textbf{(5.32)}$$

$$\hat{v}_{rq}^{dis} = \frac{g_q}{s+g_q}(v_{rq} + g_q L_{rb} i_{rq}) - g_q L_{rb} i_{rq} \quad \textbf{(5.33)}$$



Şekil 5.1 : Bozucu gözlemleyicisi.

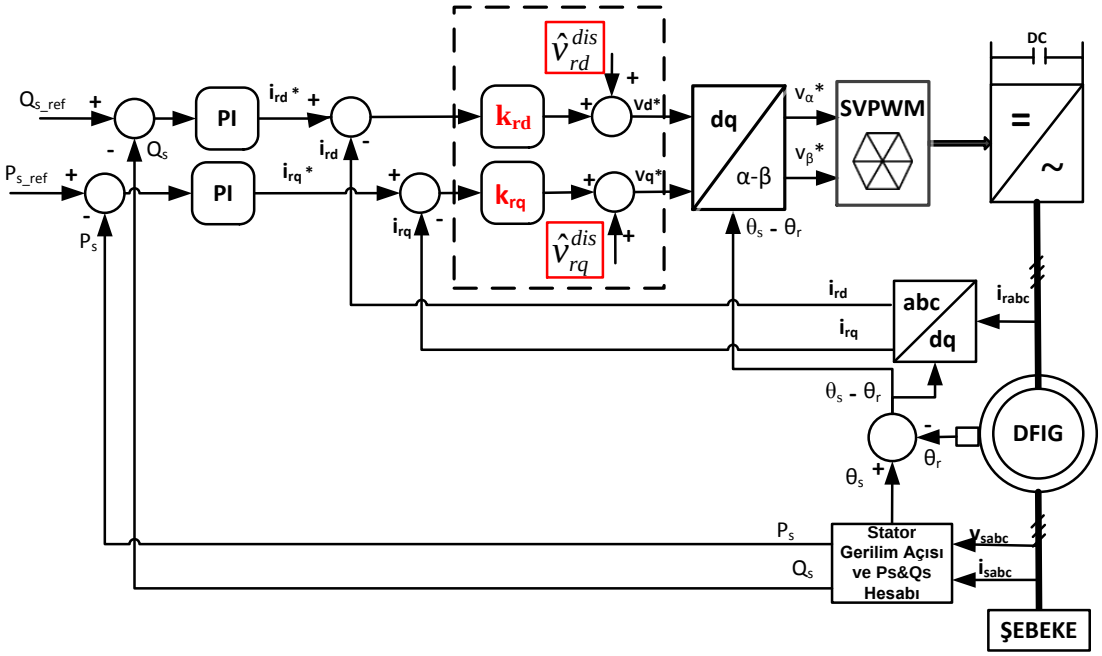
$\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ terimleri kestirilen bozucu ifadeleridir. Gözlemleyici hata ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$v_{rd}^{dis} - \hat{v}_{rd}^{dis} = (1 - \frac{g_d}{s+g_d})v_{rd}^{dis} \quad \textbf{(5.34)}$$

$$v_{rq}^{dis} - \hat{v}_{rq}^{dis} = (1 - \frac{g_q}{s + g_q})v_{rq}^{dis} \qquad \textbf{(5.35)}$$

Kestirim hatasının sıfıra yakınsadığı (5.34) ve (5.35)'den görülmektedir. Kararlılık analizi ancak sonlu zamanda $\lim_{t\to\infty}(v_{rd}^{dis} - \hat{v}_{rq}^{dis}) = \lim_{t\to\infty}(v_{rq}^{dis} - \hat{v}_{rq}^{dis}) = 0$ erişimi ile garanti altına alınmaktadır.

Böylece [10]'da önerilen DVC yöntemine benzer şekilde, stator geriliminden oryantasyonlu dayanıklı bir DVC yöntemi şekil 5.2'deki gibi oluşturulabilir.



Şekil 5.2 : RSC'de kontrol sistemi.

Şekil 5.2'de oluşturulan oransal akım kontrolü istenen akım referanslarının gerçeklenmesini sağlarken stator gerilimi ve akım bilgisiyle elde edilen P_s ve Q_s bileşenleri de PI kontrolör yardımıyla istenen çalışma bölgesine getirilebilir. Stator aktif ve reaktif güç bileşenleri (3.38) ve (3.39) ile elde edilebilir. Stator gerilimi açı hesabı dördüncü bölümde detaylandırılan [32]'deki PLL yöntemleri veya (4.23) ile elde edilebilir.

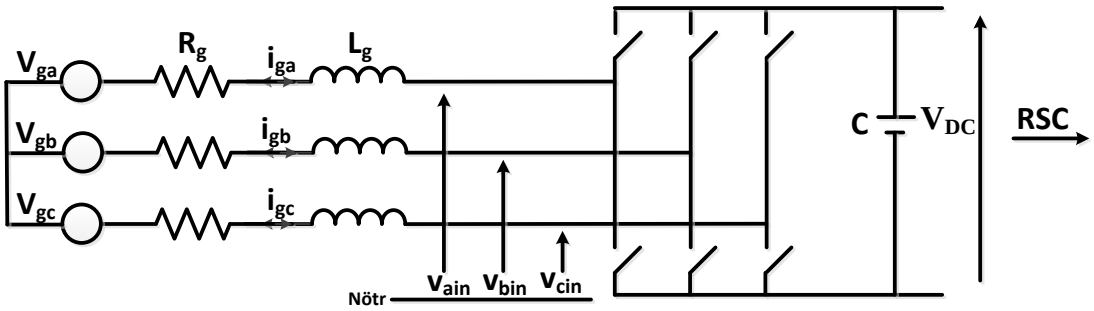
5.2 Şebeke taraf eviricisi (GSC)

[8]'de kullanılan DVC tabanlı yöntemde şekil 4.12'de görülen nonlineer çapraz terimlerin doğru bilinmesini gerektirmektedir. Bu terimlerin yerine RSC'de olduğu gibi ileri beslemede eşdeğer kontrol eşitliği oluşturulacak ve birinci dereceden

bozucu gözlemleyicisi ile eşdeğer kontrol eşitliği kestirilecektir. İlk olarak GSC tarafındaki dinamik denklemler yazılacaktır.

5.2.1 Şebeke dinamik denklemleri

İki seviyeli evirici devresinin şebekeye bağlı olması durumunda şekil 5.3'deki eşdeğer devre ortaya çıkar.



Şekil 5.3 : GSC eşdeğer devresi.

Şekil 5.3'den şebeke taraf evirici devresine ait eşdeğer devre denklemleri aşağıdaki gibi yazılır [8].

$$\begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} = R_g \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + L_g \frac{d}{dt} + \begin{bmatrix} i_{ga} \\ i_{gb} \\ i_{gc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{ain} \\ v_{bin} \\ v_{cin} \end{bmatrix} \quad \textbf{(5.36)}$$

Burada, R_g hattın direncini, L_g hattın endüktansını, v_{ain}, v_{bin} ve v_{cin} evirici tarafından üretilen gerilimi temsil etmektedir. V_g ve i_g ifadeleri de şebeke gerilimi ve akımlarını ifade etmektedir. Gerilim bilgisinin açısı (4.23)'de abc-αβ dönüşümünden elde edilerek aşağıdaki elde edilebilir.

$$\theta_g = \int \omega_g dt = \tan^{-1} \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad \textbf{(5.37)}$$

(5.37)'den elde edilen gerilim açısı bilgisi yardımıyla (3.6)-(3.10)'da verilen park dönüşüm matrisleri kullanılarak eşdeğer devrenin abc-dq park dönüşümleri aşağıdaki gibi yapılır.

$$v_{gd} = R_g i_{gd} + L_g \frac{di_{gd}}{dt} - \omega_g L_g i_{gq} + v_{di} \quad \textbf{(5.38)}$$

$$v_{gq} = R_g i_{gq} + L_g \frac{di_{gq}}{dt} + \omega_g L_g i_{gd} + v_{qi} \quad \textbf{(5.39)}$$

Hat endüktansının nominal değerleri ile fiziksel değişimlerden etkilenen bozucu bileşeni aşağıdaki gibi ayrıştırılabilir.

$$L_g = L_{gb} + \Delta L_g \tag{5.40}$$

Burada L_{gb} hat endüktans değerinin nominal değeri, ΔL_g de hat endüktansının fiziksel değişimlerden etkilenen bozucu bileşenidir. Senkron hızlı dönen düzlemde stator geriliminin dq eksen takımında d eksenine sabitlenmesi durumunda v_q=0 olur. Bu durumda (5.38) ve (5.39) aşağıdaki gibi tekrar düzenlenebilir.

$$-L_{gb}\frac{di_{gd}}{dt} = v_{di} + R_g i_{gd} + \Delta L_g \frac{di_{gd}}{dt} + \omega_g L_g i_{gq} + v_{gd} \tag{5.41}$$

$$-L_{gb}\frac{di_{gq}}{dt} = v_{qi} + R_g i_{gq} + \Delta L_g \frac{di_{gq}}{dt} + \omega_g L_g i_{gd} \tag{5.42}$$

Hat akımlarının ölçüldüğü, eviricide oluşan v_{di} ve v_{qi} gerilimlerinin bilindiği varsayımıyla eşdeğer devre dinamik denklemlerinde fiziksel değişimlerden etkilenen bozucu bileşen ile diğer terimler aşağıdaki gibi ayrıştırılabilir.

$$\frac{di_{gd}}{dt} = -\frac{v_{di}}{L_{gb}} - \underbrace{\frac{R_g}{L_{gb}} i_{gd} - \frac{\Delta L_g}{L_{gb}}\frac{di_{gd}}{dt} - \frac{\omega_g L_g}{L_{gb}} i_{gq} - v_{gd}}_{v_{gd}^{dis}} \tag{5.43}$$

$$\frac{di_{gq}}{dt} = -\frac{v_{qi}}{L_{gb}} - \underbrace{\frac{R_g}{L_{gb}} i_{gq} - \frac{\Delta L_g}{L_{gb}}\frac{di_{gq}}{dt} - \frac{\omega_g L_g}{L_{gb}} i_{gd}}_{v_{gq}^{dis}} \tag{5.44}$$

Burada v_{gd}^{dis} ve v_{gq}^{dis} şebeke dinamik denklemlerinde bozucu bileşen olarak adlandırılabilir. Şebekeye gönderilen veya şebekeden alınan akımın kontrolü amaçlandığından akım hata işaretleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\varepsilon_{gd} = i_{gd}^{ref} - i_{gd} \tag{5.45}$$

$$\varepsilon_{gq} = i_{gq}^{ref} - i_{gq} \tag{5.46}$$

Burada, ε_{gd} ve ε_{gq} hata , i_{gd}^{ref} ve i_{gq}^{ref} ise referans akım işaretleridir. Hata işaretlerinin zamana bağlı değişimi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\frac{d\varepsilon_{gd}}{dt} = \frac{di_{gd}^{ref}}{dt} - \frac{di_{gd}}{dt} \tag{5.47}$$

$$\frac{d\varepsilon_{gq}}{dt} = \frac{di_{gq}^{ref}}{dt} - \frac{di_{gq}}{dt} \tag{5.48}$$

(5.43) ve (5.44)'deki şebeke dinamik denklemleri ile (5.47) ve (5.48)'deki hatanın zamana bağlı değişimi aşağıdaki gibi birleştirilebilir.

$$\frac{d\varepsilon_{gd}}{dt} = \frac{di_{gd}^{ref}}{dt} + \frac{v_{di}}{L_{gb}} + v_{gd}^{dis} \quad \textbf{(5.49)}$$

$$\frac{d\varepsilon_{gq}}{dt} = \frac{di_{gq}^{ref}}{dt} + \frac{v_{qi}}{L_{gb}} + v_{gq}^{dis} \quad \textbf{(5.50)}$$

Şebeke akımlarındaki referans işaretlerindeki değişimin etkisinin çok küçük olduğu varsayımıyla bu etki bozucu terime ilave edilebilir. Böylece hata işaretinin zamana göre değişimi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{d\varepsilon_{gd}}{dt} = \frac{v_{di}}{L_{gb}} + \underbrace{(v_{gd}^{dis} + \frac{di_{gd}^{ref}}{dt})}_{v_{gd}^{dis}} \quad \textbf{(5.51)}$$

$$\frac{d\varepsilon_{gq}}{dt} = \frac{v_{qi}}{L_{gb}} + \underbrace{(v_{gq}^{dis} + \frac{di_{gq}^{ref}}{dt})}_{v_{gq}^{dis}} \quad \textbf{(5.52)}$$

Akım hata işaretini gidermek için gerekli olan kapalı çevrim dinamik denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{d\varepsilon_{gd}}{dt} + k_{gd}\varepsilon_{gd} = 0 \quad \textbf{(5.53)}$$

$$\frac{d\varepsilon_{gq}}{dt} + k_{gq}\varepsilon_{gq} = 0 \quad \textbf{(5.54)}$$

Burada k_{gd} ve k_{gq} oransal kontrolör kazançlarıdır. (5.51) ve (5.52)'deki hata işaretinin zamana bağlı değişimi ile (5.53) ve (5.54)'deki kapalı çevrim dinamik denklemleri birleştrilerek eviriciye uygulanan gerilim referansları elde edilebilir.

$$\frac{v_{di}}{L_{gb}} = -v_{gd}^{dis} - k_{gd}\varepsilon_{gd} \quad \textbf{(5.55)}$$

$$\frac{v_{qi}}{L_{gb}} = -v_{gq}^{dis} - k_{gq}\varepsilon_{gq} \quad \textbf{(5.56)}$$

Şebeke endüktansı L_{gb}, fiziksel değişimlerden etkilenmeyen sabit bir değer olduğundan bozucu terime eklenir ve gerilim referansları aşağıdaki gibi tamamlanır.

$$v_{di}^{ref} = -\underbrace{L_{gb}v_{gd}^{dis}}_{v_{gd}^{dis}} - L_{gb}k_{gd}\varepsilon_{gd} \quad \textbf{(5.57)}$$

$$v_{qi}^{ref} = \underbrace{-L_{gb} v_{gq}^{dis}}_{v_{gq}^{dis}} - L_{gb} k_{gq} \varepsilon_{gq} \quad \textbf{(5.58)}$$

Bozucu bileşenler v_{gd}^{dis} ve v_{gq}^{dis}, şebeke dinamiklerindeki değişimleri ölçülemeyen terimlerin cebirsel toplamıdır. Böylece ayrıştırılmış akım kontrolü için gerekli olan gerilim referans işaretleri oluşturulmuştur. Kontrol sisteminin asimptotik kararlılığı RSC olduğu gibi (5.22)-(5.27) denklemlerinde olduğu gibi kolaylıkla yazılabilir. Yazım tekrarı olmaması açısından kararlılık denklemleri burada tekrar yazılmayacaktır.

5.2.2 Bozucu gözlemleyici tasarımı

RSC'de yapılan varsayımlarda olduğu gibi gözlemleyici tasarımına başlarken, bozucu bileşenin sınırlı ve bilinmeyen ilk koşullarda modellenebilen dinamik sistemin çıkışı olarak yazılabileceği varsayılmaktadır. Ayrıca sisteme uygulanan giriş büyüklükleri (v_{di} ve v_{qi}) bilinmekte, çıkış büyüklükleri (i_{gd} ve i_{gq}) ölçülmektedir. Bu durumda (5.43) ve (5.44)'de verilen şebeke gözlemleyici tasarımı için aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$v_{gd}^{dis} = -v_{di} - L_{gb} \frac{di_{gd}}{dt} \quad \textbf{(5.59)}$$

$$v_{gq}^{dis} = -v_{qi} - L_{gb} \frac{di_{gq}}{dt} \quad \textbf{(5.60)}$$

Böylece bozucu bileşenler v_{gd}^{dis} ve v_{gq}^{dis} sistem yapısının bir çıkışı olarak yazılmış olur. (5.59) ve (5.60) laplace formunda yazılarak birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi uygulanırsa aşağıdaki denklemler elde edilir.

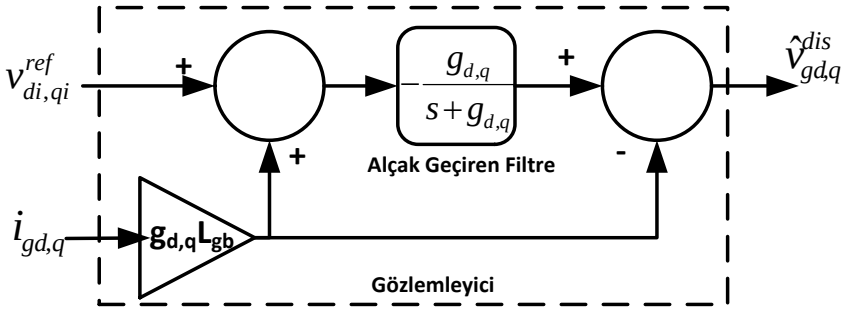
$$\hat{v}_{gd}^{dis} = (-v_{di} - sL_{gb} i_{gd}) \frac{g_{gd}}{s + g_{gd}} \quad \textbf{(5.61)}$$

$$\hat{v}_{gq}^{dis} = (-v_{qi} - sL_{gb} i_{gq}) \frac{g_{gq}}{s + g_{gq}} \quad \textbf{(5.62)}$$

Burada, g_{gd} ve g_{gq} ise alçak geçiren filtrenin köşe frekansını ifade etmektedir. (5.61) ve (5.62) aşağıdaki gibi düzenlenir ve şekil 5.4'deki blok diyagramı oluşturularak bozucu terimler kestirilebilir. Köşe frekanslarının optimal değerleri deney çalışmalarında herhangi bir hesaplama yapılmadan deneme yanılma yoluyla belirlenmiştir.

$$\hat{v}_{gd}^{dis} = -\frac{g_{gd}}{s+g_{gd}}(v_{gd} + gL_{gb}i_{gd}) - gL_{gb}i_{gd} \quad \textbf{(5.63)}$$

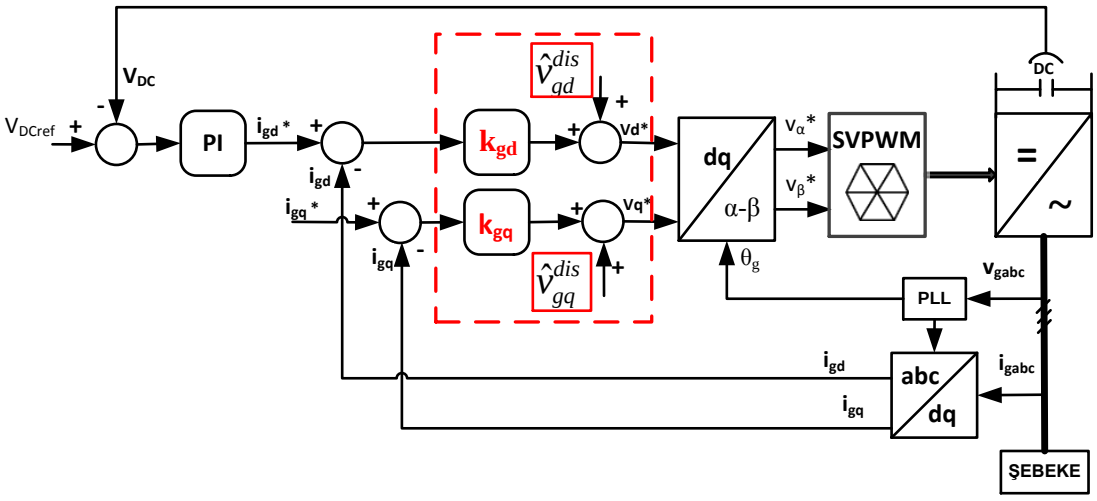
$$\hat{v}_{gq}^{dis} = -\frac{g_{gq}}{s+g_{gq}}(v_{gq} + gL_{gb}i_{gq}) - gL_{gb}i_{gq} \quad \textbf{(5.64)}$$



Şekil 5.4 : GSC bozucu gözlemleyicisi.

$\hat{v}_{gd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{gq}^{dis}$ terimleri kestirilen bozucu ifadeleridir. Gözlemleyici hata işaretinin sıfıra yakınsadığı görülmektedir. Kararlılık analizi ancak sonlu zamanda $\lim_{t\to\infty}(v_{gd}^{dis} - \hat{v}_{gd}^{dis}) = \lim_{t\to\infty}(v_{gq}^{dis} - \hat{v}_{gq}^{dis}) = 0$ erişimi ile garanti altına alınmaktadır.

Böylece [8]'de önerilen DVC yöntemine benzer şekilde, gerilim oryantasyonlu bir DVC yöntemi aşağıdaki gibi oluşturulabilir.



Şekil 5.5 : GSC'de kontrol sistemi.

Şekil 5.10'da oluşturulan oransal akım kontrolü istenen akım referanslarının gerçeklenmesini sağlarken istenen DC gerilim referansı standart PI kontrolör ile kontrol edilir. PI kontrolörün çıkışı da i_{gd} kontrolöre referans oluşturulur. SVPWM yöntemi [46] ile daha düzgün gerilim işaretleri elde edilmektedir.

Senkron hızlı döner alanda şebeke gerilimi d eksenine sabitlendiğinden şebeke akımlarının d ekseni bileşeni aktif gücün, q ekseni bileşeni de reaktif gücün değişiminde etkindir.

GSC tarafından oluşan aktif ve reaktif güç ifadeleri (3.38) ve (3.39)'a benzer şekilde aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

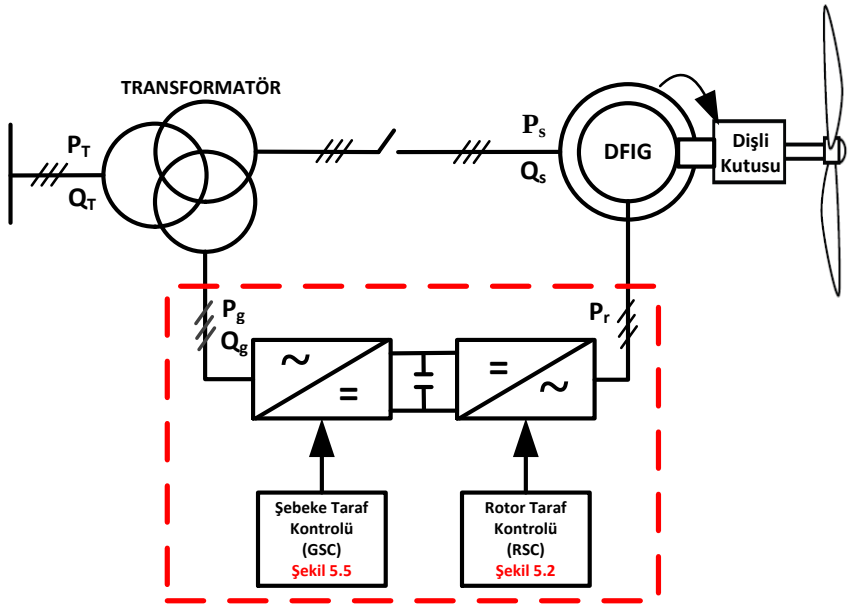
$$P_g = \frac{3}{2}(v_{gd}i_{gd} + v_{gd}i_{gq}) \qquad \textbf{(5.65)}$$

$$Q_g = \frac{3}{2}(v_{gq}i_{gd} - v_{gd}i_{gq}) \qquad \textbf{(5.66)}$$

Burada P_g ve Q_g GSC'de oluşan aktif ve reaktif gücü temsil etmektedir.

Böylece bu bölümde birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı gözlemleyici tasarımı ile RSC ve GSC'de parametre belirsizliklerine bağlı terimler kestirilerek eşdeğer kontrol terimleri oluşturulmuş olur.

Şekil 5.2 ve 5.5'de gösterilen kontrol yapıları birleştirilir. Böylece şebeke bağlantılı DFIG'ye yönelik şekil 5.6'daki gibi dayanıklı bir kontrol yapısı meydana gelir.



Şekil 5.6 : DFIG'de kontrol sistemi.

Arka arkaya bağlanan iki seviyeli evirici devresi DFIG'in rotor devresine bağlanır. RSC'de DFIG kontrolüne yönelik 5.2'de detaylandırılan kontrol sistemi ile ayrıştırılmış stator aktif ve reaktif güç kontrolü gerçeklenir. GSC'de DC bara kontrolü yapılarak ayrıştırılmış şebeke akımlarının kontrolü gerçeklenir. Kullanılan

çift sekonderli transformatörün amacı stator devresi ile evirici devresi arasında izolasyon sağlamaktır.

DFIG tarafından üretilen toplam güç (3.39) ve şekil 5.3'de verilmiştir. Rotor gücündeki kayıplar dikkate alındığında GSC'de oluşan güç ile stator gücünün toplamı DFIG'de üretilen toplam gücü verir. Şebekeye aktarılan toplam güç ifadeleri aşağıdaki gibi tamamlanır.

$$P_T = P_s + P_g - P_{kayıp} \quad \textbf{(5.67)}$$

$$Q_T = Q_s + Q_g - Q_{kayıp} \quad \textbf{(5.68)}$$

Burada P_T ve Q_T ifadeleri sistemde oluşan toplam gücü temsil ederken, $P_{kayıp}$ ve $Q_{kayıp}$ ifadeleri de transformatörde oluşan ısı ve demir kayıplarını ifade etmektedir.

6. SİMÜLASYON VE DENEY SONUÇLARI

Bu bölümde, beşinci bölümde oluşturulan kontrol sistemleri simülasyon ve deney çalışmaları ile sunulacaktır. Simülasyon çalışmalarının amacı bozucu gözlemleyicisinin fiziksel değişimlerden etkilenen bozucu terimlerini doğru hesapladığını göstermektir. Deney çalışmalarında da oluşturulan deney seti ile RSC ve GSC'de önerilen kontrol sistemleri birlikte çalıştırılacaktır.

6.1 Simülasyon Çalışmaları

MILRES (Milli Rüzgar Enerjisi Sistemleri) projesinde tasarlanan DFIG parametreleri kullanılarak sonuçlar alınmıştır [38]. Matlab/Simulink ortamında hazırlanan model için üçüncü bölümde (3.41)-(3.45)'de verilen durum uzay modeli aşağıdaki gibi ayrıklaştırılarak kullanılmıştır. Böylece dijital kontrolörde kullanılabilir bir model oluşturulması amaçlanmıştır.

$$x(k+1) = A(\omega_m)x(k) + Bu \tag{6.1}$$

Durum uzay modelinde verilen $A(\omega_m)$, B , x(k) ve u(k) matrisleri aşağıdaki gibidir.

$$A = \begin{pmatrix} 1-\frac{R_s}{\sigma L_s}T_s & T_s(\omega_s+\frac{p\omega_m L_m^2}{\sigma L_s L_r}) & T_s(\frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r}) & T_s(\frac{p\omega_m L_m}{\sigma L_s}) \\ -T_s(\omega_s+\frac{p\omega_m L_m^2}{\sigma L_s L_r}) & 1-\frac{R_s}{\sigma L_s}T_s & T_s(\frac{p\omega_m L_m}{\sigma L_s}) & T_s(\frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r}) \\ T_s(\frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_r}) & -T_s(\frac{p\omega_m L_m}{\sigma L_r}) & 1-\frac{R_r}{\sigma L_r}T_s & T_s(\omega_s-\frac{p\omega_m}{\sigma}) \\ T_s(\frac{p\omega_m L_m}{\sigma L_r}) & T_s(\frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_r}) & -(\omega_s-\frac{p\omega_m}{\sigma}) & 1-\frac{R_r}{\sigma L_r}T_s \end{pmatrix} \tag{6.2}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{T_s}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{L_m T_s}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{L_m T_s}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{L_m T_s}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{T_s}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{L_m T_s}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{T_s}{\sigma L_r} \end{pmatrix} \tag{6.3}$$

$$x(k) = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T = [i_{sd}(k) \quad i_{sq}(k) \quad i_{rd}(k) \quad i_{rq}(k)]^T \tag{6.4}$$

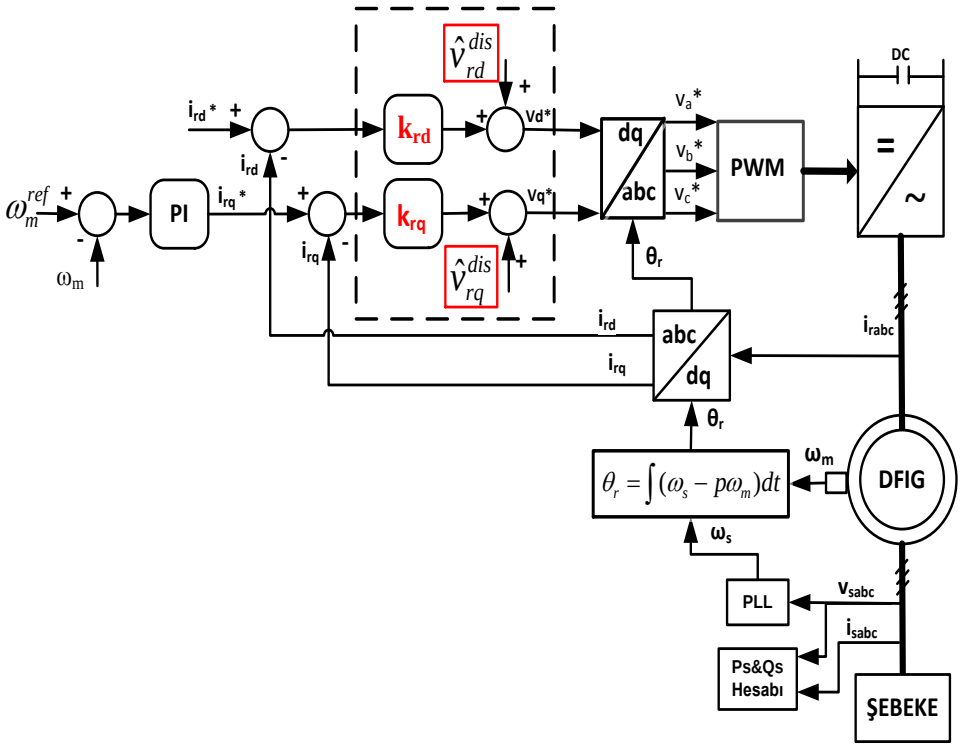
$$u(k) = [v_{sd}(k) \quad v_{sq}(k) \quad v_{rd}(k) \quad v_{rq}(k)]^T \tag{6.5}$$

Burada T_s dijital kontrolörün örnekleme zamanını temsil etmektedir. MILRES projesinde kullanılan DFIG parametreleri Çizelge 6.1'de verilmiştir. Tüm rotor büyüklükleri (3.20-24)'deki dönüşüm formülleri ile statora indirgenmiş büyüklüklerdir.

Çizelge 6.1 : MILRES projesinde kullanılan DFIG parametreleri.

Parametre	Değer	Birim
Stator Gücü (P_s)	457.6	kW
Rotor Gücü (P_r)	61.4	kW
Stator Gerilimi	690	V
Kutup Sayısı (p)	4	-
Kayma değişimi	0.25	-
Nominal Moment	6784	Nm
Senkron Hız	750-78.53	rpm-rad/s
Stator Direnci (R_s)	0.018	Ω
Rotor Direnci (R_r)	0.021	Ω
Karşılıklı Endüktans (L_m)	0.011	H
Stator Endüktans (L_s)	0.012	H
Rotor Endüktans (L_r)	0.012	H
Çevirme Oranı (n_s/n_r)	4	-
Eylemsizlik Momenti	22	kgm^2

Çizelge 6.1'de verilen DFIG parametreleri ve (6.1)-(6.5)'de verilen denklemlerle Matlab/Simulink ortamında 100μs örnekleme zamanında şekil 6.1'de verilen kontrol sistemi oluşturulmuştur. Değişken hızlı DFIG'e yönelik kontrol sistemi güç veya hız kontrolü olmak üzere farklı senoryolarda oluşturulabilir. Simülasyon çalışmasında DFIG'nin hız kontrolüne yönelik bir kontrol sistemi oluşturulmuştur. Eşdeğer kontrol terimini oluşturan bozucu terimleri beşinci bölümde oluşturulan bozucu gözlemleyicisi ile kestirilmiştir. Evirici dinamikleri simülasyon ortamının karışıklığını arttırmamak için ihmal edilmiş olup, kontrolör sonucu oluşan rotor gerilim büyüklükleri doğrudan oluşturulan DFIG modeline gönderilmiştir. Şebeke gerilimi olarak ideal sinüsoidal işaretler kullanılmıştır. Simülasyon çalışmalarında GSC modellenmemiştir.



Şekil 6.1 : Matlab/Simulink ortamında oluşturulan kontrol sistemi.

Çizelge 6.2'de kullanılan kontrolör ve gözlemleyici parametreleri verilmiştir. PI kontrolör ve oransal kontrolör katsayıları ve gözlemleyicide kullanılan alçak geçiren filtre köşe freakansı herhangi bir kutup atama vs. yapmadan deneme yanılma yoluyla belirlenmiştir.

Çizelge 6.2 : Simülasyonda kullanılan kontrolör ve gözlemleyici parametreleri.

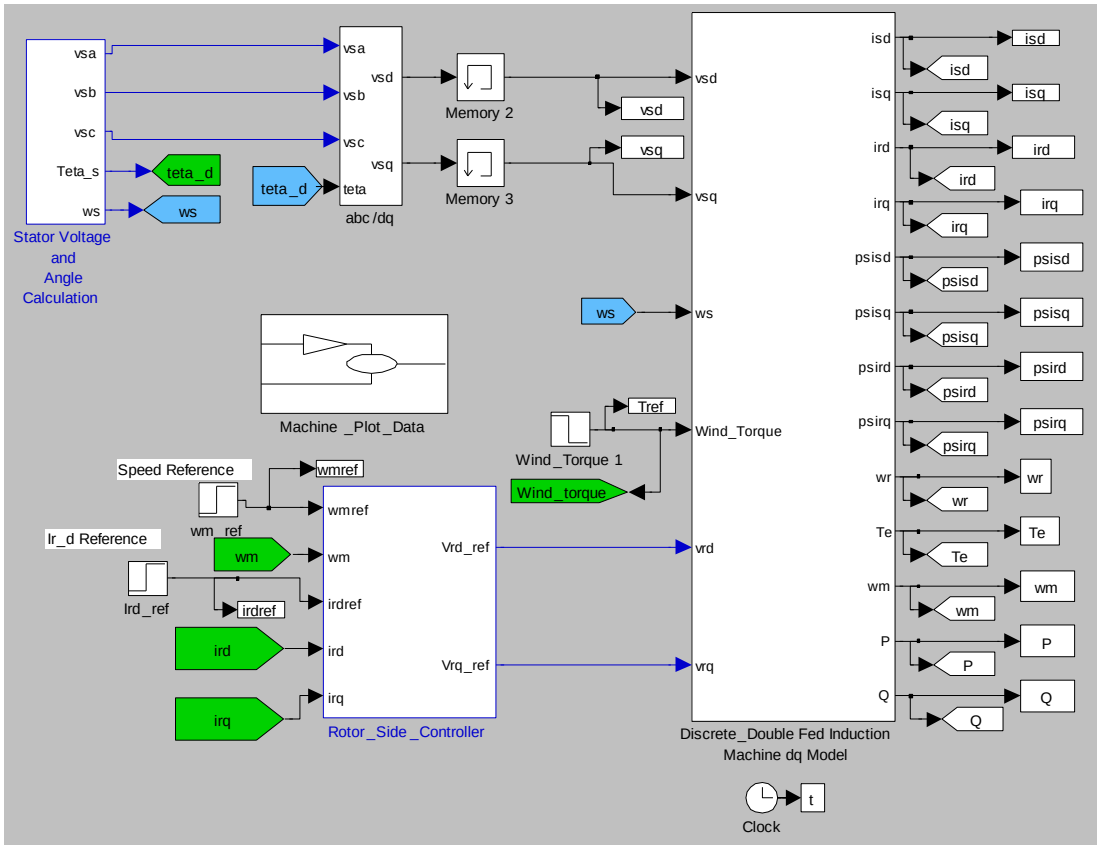
Sembol	Değer	Birim
k_{rd} and k_{rq}	1000	-
Hız kontrolör K_p	100	-
Hız kontrolör $K_ı$	300	-
Köşe Frekans (g_{rd} g_{rq})	10	radian
T_s	100	µs

Simulink ortamında 15 saniyelik tek simülasyonda hız ve rüzgar momenti büyüklükleri çizelge 6.3'de belirtilen sürelerde değiştirilmiştir. Böylece oluşturulan ayrık zamanlı DFIG modelinin doğru çalıştığının gösterilmesinin yanında, bozucu bileşen olarak kestirilen eşdeğer kontrol ifadelerinin de bozucu gözlemleyicisi tarafından doğru kestirildiği gösterilecektir. Şekil 6.2'de simulink ortamında oluşturulan simülasyon ortamı gösterilmektedir.

Çizelge 6.3 : Simülasyonda kullanılan adım testleri ve süreleri.

Değişken	Adım$_1$	t_1(s)	Adım$_2$	t_2(s)
Hız (ω_m)	60	0-10	90 rad/s	10-15
Moment (T_e)	3000Nm	0-12	5000Nm	12-15
I_{rd}	0 A	0-15		

Simülasyonun onuncu ve onikinci saniyelerinde uygulanan referans değişikliklerinin takip edilmesi beklenmektedir. Rotor akımınlarından i_{rd} sıfırda sabit tutulmuştur. Simülasyonlarda (3.35)'deki hareket denklemi kullanılmıştır.

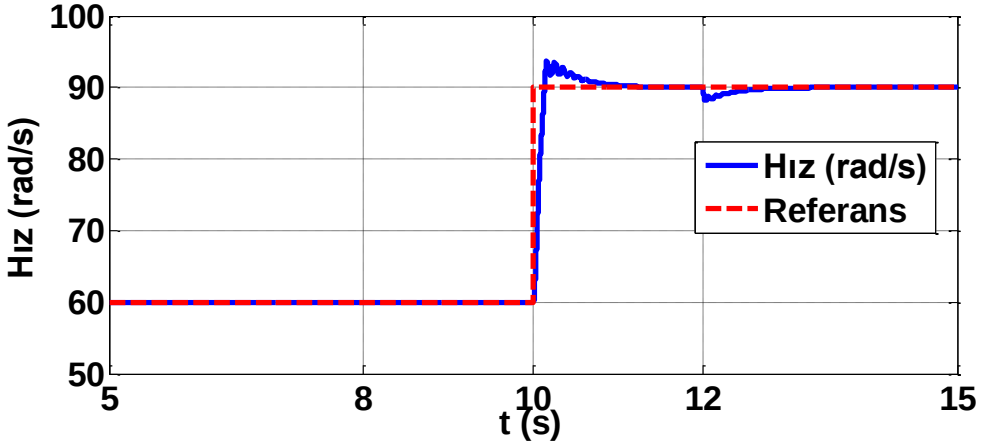


Şekil 6.2 : Simulink ortamında oluşturulan simülasyon görünüşü.

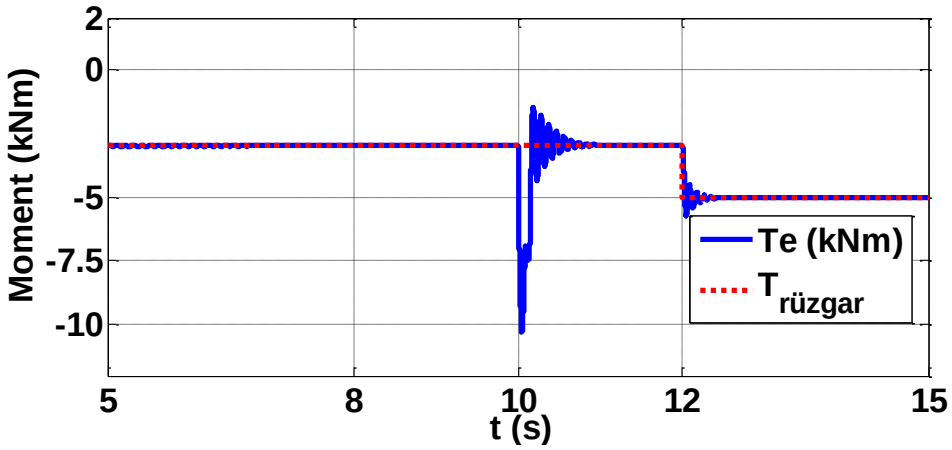
DFIG'in hız ve moment değişimi ile statora ait aktif ve reaktif gücün değişimi sırasıyla şekil 6.3-6.6'da görülmektedir.

Onuncu saniyede uygulanan hız değişimi cevabı şekil 6.3'de görülmektedir. Hız değişimi onikinci saniyede moment değişimi nedeniyle yörüngesinden kısa süreli uzaklaşmakta daha sonra tekrar yörüngesine ulaşmaktadır.

Onikinci saniyede uygulanan moment değişimi de şekil 6.4'de verilmektedir. Onuncu saniyede uygulanan yüksek hız değişimi nedeniyle ani bir moment değişimi görülmektedir. T_e ifadesi (3.37) ile hesaplanmıştır.



Şekil 6.3 : ω_m değişimi.



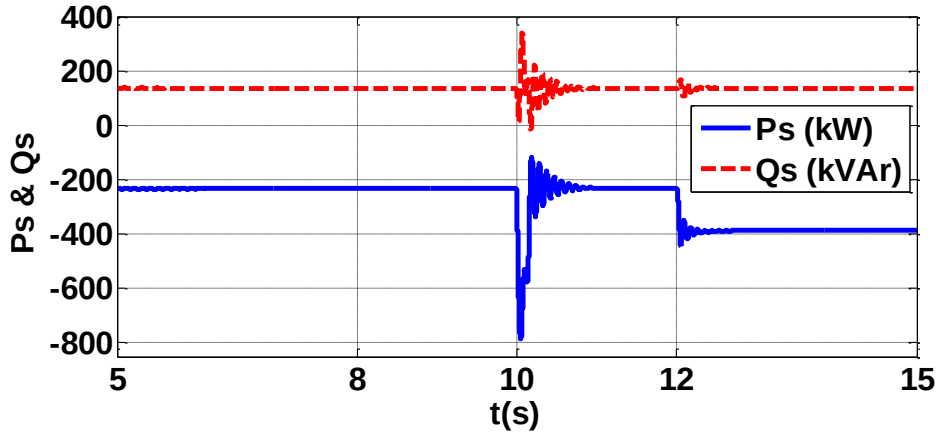
Şekil 6.4 : T_e ve $T_{rüzgar}$ değişimi.

Şekil 6.5'de P_s ve Q_s güç değişimleri görülmektedir. P_s ve Q_s ifadeleri (3.36) ve (3.37) ile hesaplanmıştır. P_s' in değişimi moment değişimine paralel bir şekilde değişirken Q_s ise I_{rd}=0A seçildiği için 136kVAr mertebelerinde sabit kalmaktadır.

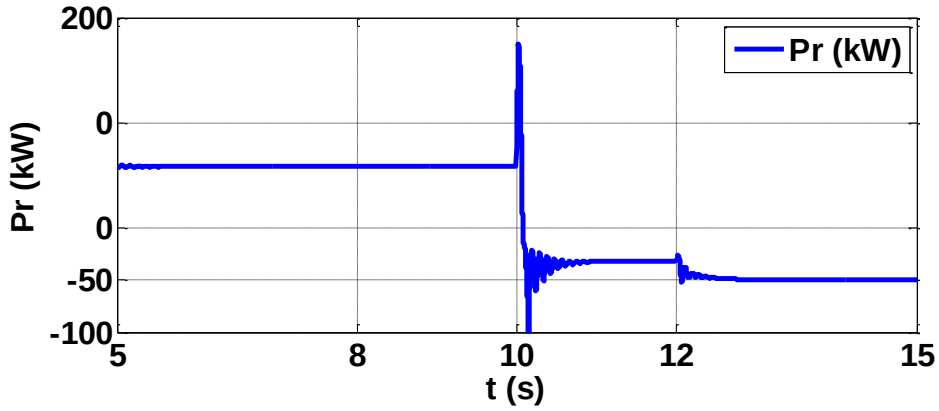
Şekil 6.6'da P_r değişimi görülmektedir. Onuncu saniyede DFIG'in hızı senkron altı hızdan senkron üzeri hıza çıkarıldığı için rotor gücünün işaret değiştirdiği görülmektedir.

Şekil 6.7'de i_{sd} ve i_{sq}'nun değişimi görülmektedir. I_{sd}'nin sabit kaldığı, i_{sq}'nun da hız hız ve moment değişimlerine göre değiştiği görülmektedir.

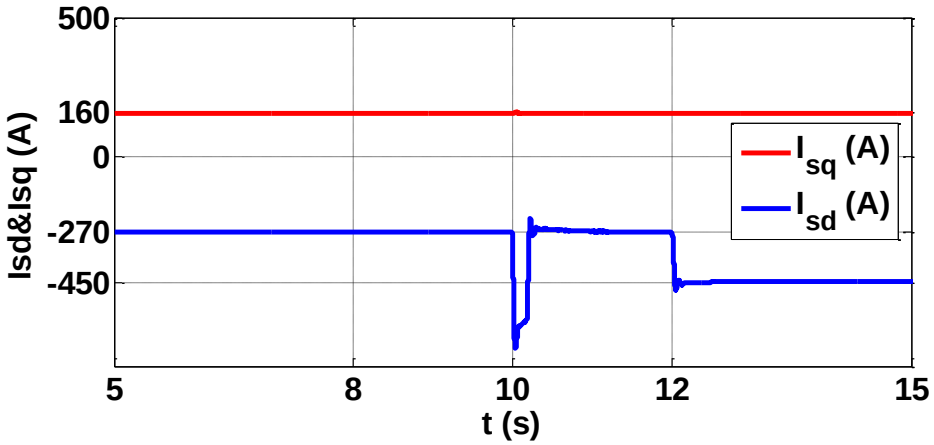
Şekil 6.8'de i_{rd} ve i_{rq}'nun değişimi görülmektedir. I_{rd}'nin sıfırda kaldığı, I_{rq}'nun da hız ve moment değişimlerine göre değiştiği görülmektedir. 71421



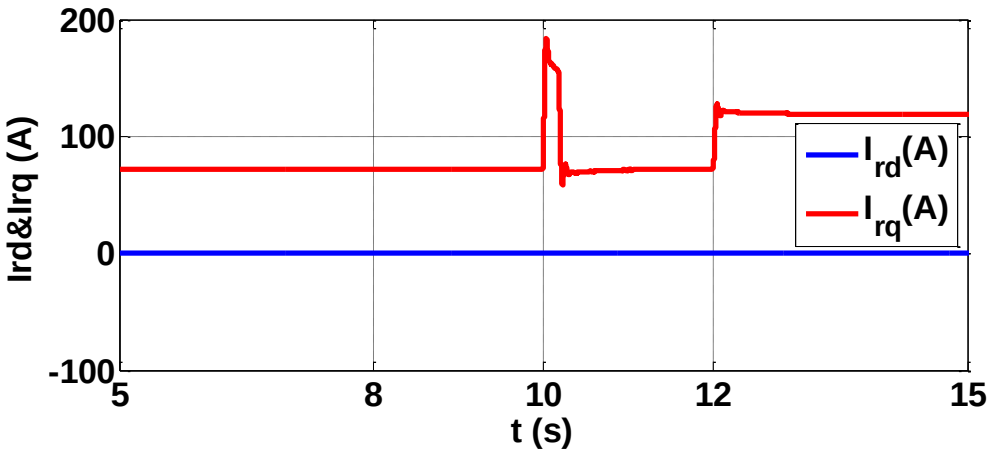
Şekil 6.5 : P_s ve Q_s değişimi.



Şekil 6.6 : P_r değişimi.



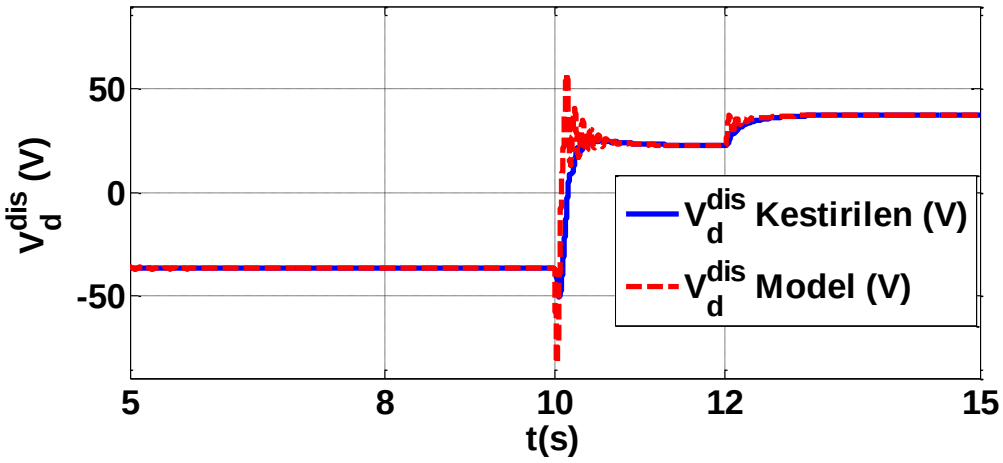
Şekil 6.7 : i_{sd} ve i_{sq} değişimi.



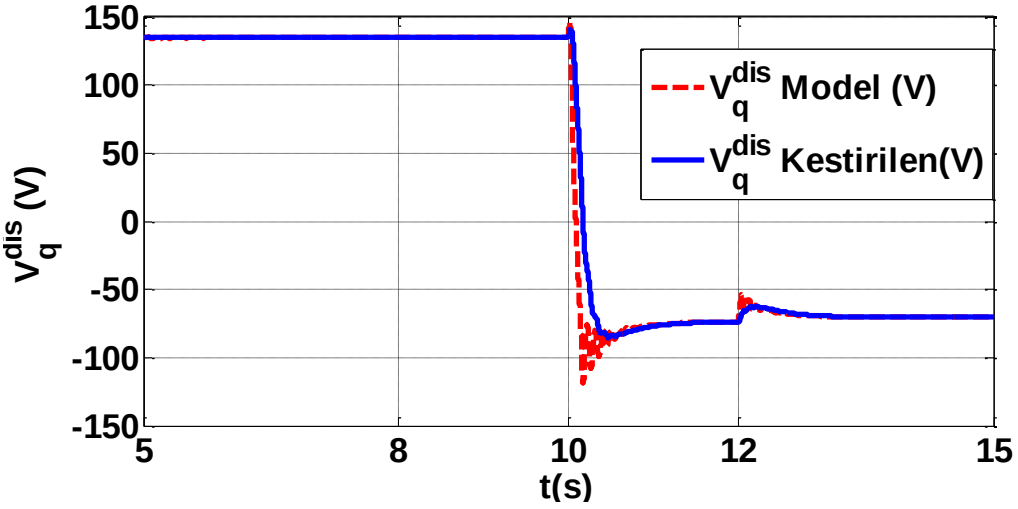
Şekil 6.8 : i_{rd} ve i_{rq} değişimi.

Şekil 6.9 ve 6.10'da DFIG denklemleriyle hesaplanan bozucu terimleri v_{rd}^{dis}, v_{rq}^{dis} ile bozucu gözlemleyicisi tarafından hesaplanan ve simülasyonlarda kontrol sisteminde kullanılan $\hat{v}_{rd}^{dis}$, $\hat{v}_{rq}^{dis}$ ifadeleri görülmektedir. Her iki şekilde de tasarlanan gözlemleyici yapısının DFIG denklemleri ile oluşturulan eşdeğer terimleri takip ettiği görülmüştür. Seçilen g_d ve g_q alçak geçiren filtre köşe frekansı bu eğrilerdeki yakınsama hızına göre deneme yanılma yoluyla seçilmişlerdir.

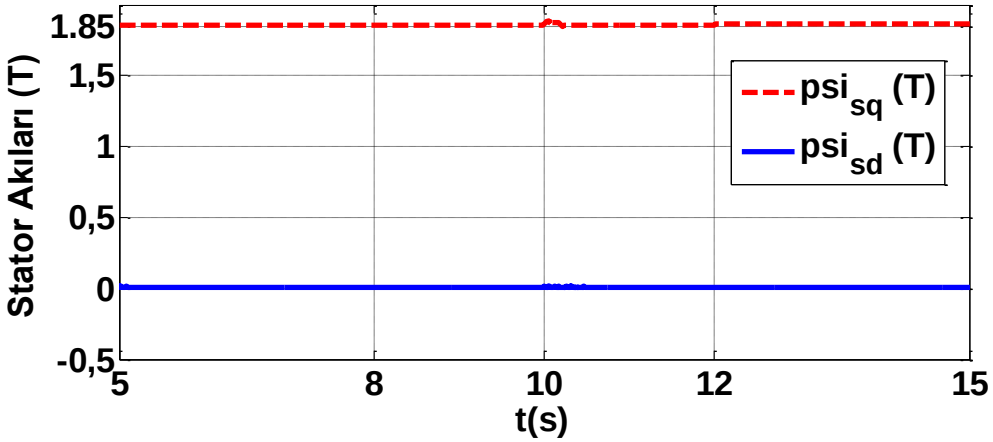
Şekil 6.11'de statorda oluşan magnetik akı değerleri gösterilmektedir. Magnetik akı ifadeleri (3.29-3.32) ile hesaplanmıştır. Akı ifadelerinden ψ_{sq}=1.85 Tesla değeri [38]'de verilen MILRES makina tasarım kriterlerini doğrulamaktadır. Q eksininde beklendiği gibi ψ_{sq} değerinin sürekli sıfırda kalarak senkron hızlı döner alanın d eksinine sabitlendiği görülmektedir.



Şekil 6.9 : v_{rd}^{dis} ve $\hat{v}_{rd}^{dis}$ değişimi.



Şekil 6.10 : v_{rq}^{dis} ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimi.

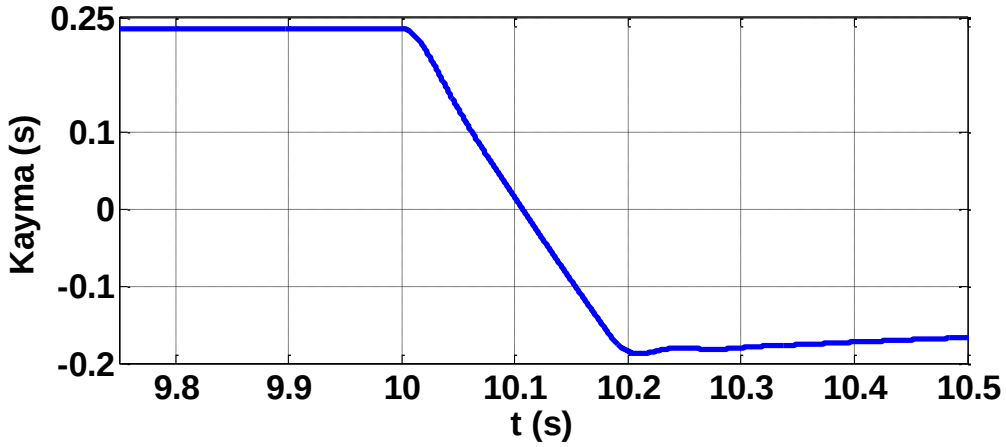


Şekil 6.11 : ψ_{sd} ve ψ_{sq} değişimi.

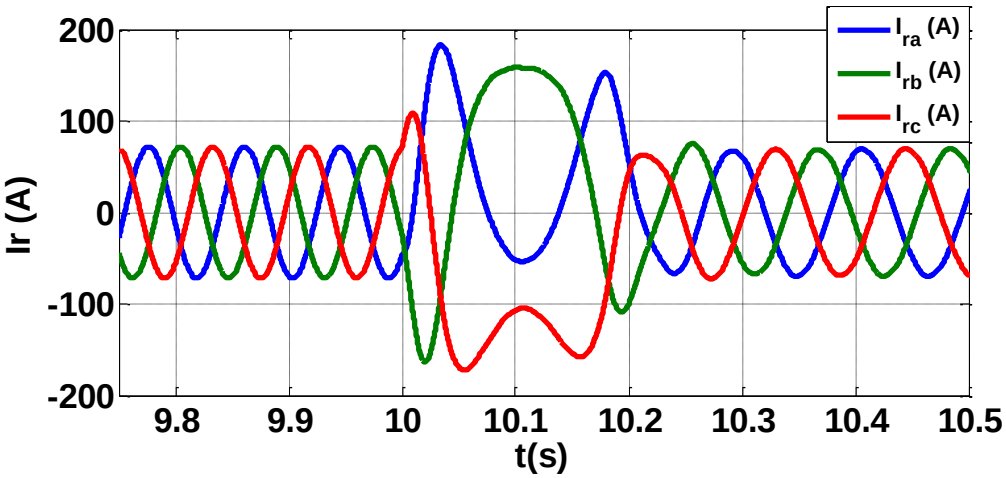
Şekil 6.12'de kaymanın değişimi, ve şekil 6.13'de kayma bağlı olarak rotor akımlarının yön değişimi görülmektedir.

Rotor açısı θ_r'nin değişimi şekil 6.14'de verilerek senkron altı hızdan senkron üstü hıza geçerken θ_r'nin de işaret değiştirdiği görülmektedir.

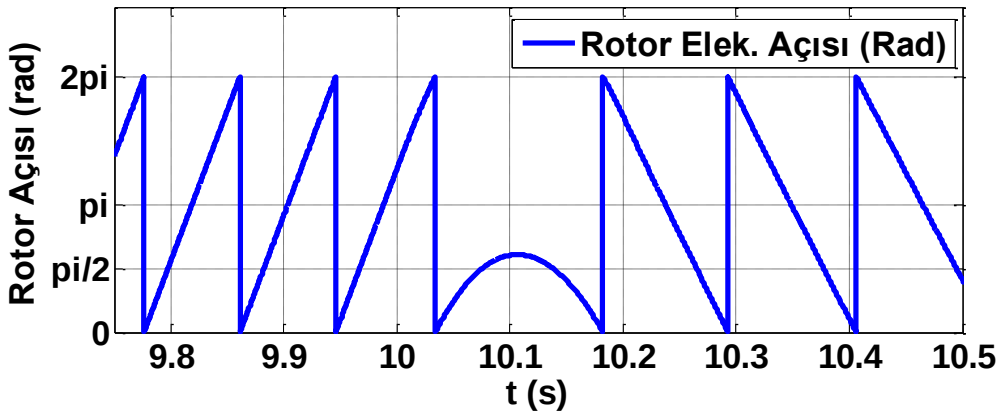
Böylece oluşturulan kontrol sistemine ait gerekli olan değişkenler gösterilmiş olup aynı zamanda gözlemleyici tarafından kestirilen $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ ifadelerinin DFIG dinamik denklemlerinden hesaplanan v_{rd}^{dis} ve v_{rq}^{dis} ifadelerine yakınsadığı gösterilmiştir.



Şekil 6.12 : Kayma değişimi.



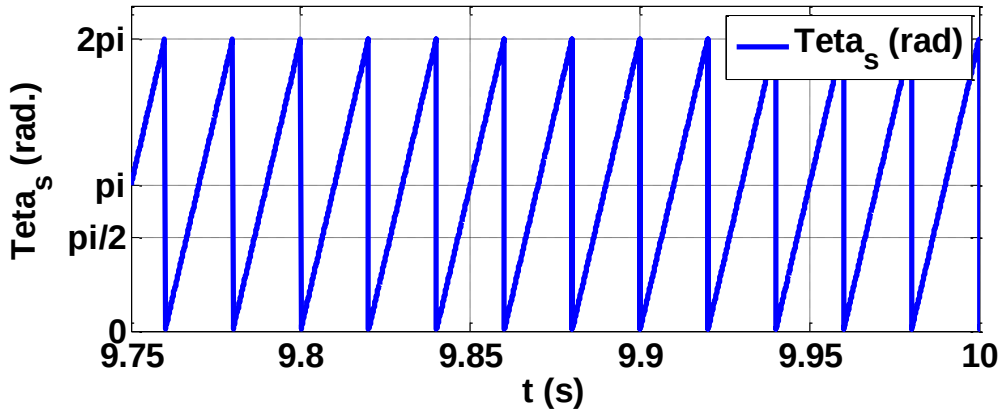
Şekil 6.13 : Rotor akımlarının değişimi.



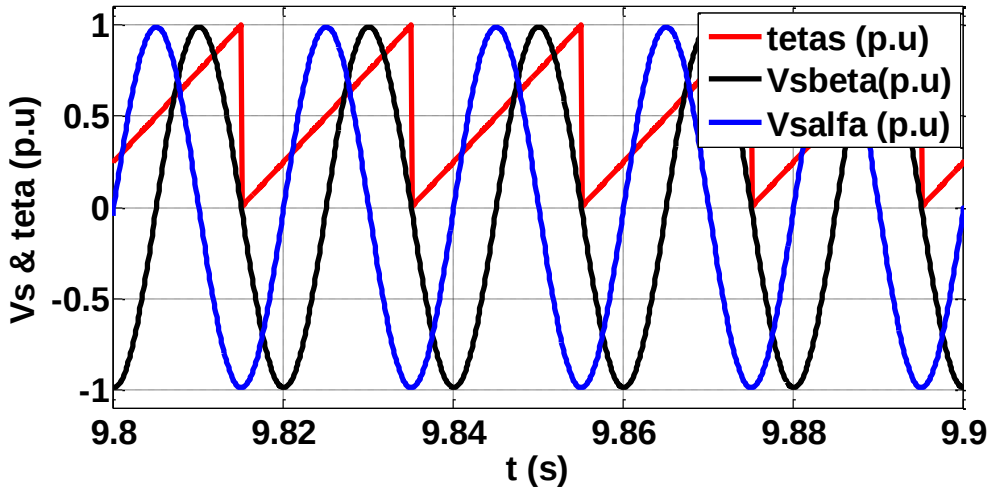
Şekil 6.14 : Rotor Elektriksel Açısının Değişimi (θ_r).

Yukarıdaki simülasyon sonuçlarına ilave olarak [32]'de oluşturulan PLL yapısı da simülasyon ortamına eklenmiştir. Oluşturan PLL yapısı şekil 4.15'teki yapının

aynısıdır. Şekil 6.15'de PLL oluşturulan PLL algoritması ile elde edilen θ_s değişimi görülmektedir. Şekil 6.16'da ise durağan eksen takımına dönüştürülmüş stator gerilimleri θ_s ile birlikte gösterilerek, $v_{s\beta}$'nın θ_s=0 geçişlerinde sıfıra ulaştığı gösterilmiştir.



Şekil 6.15 : PLL ile hesaplanan stator elektriksel açısı θ_s (rad).

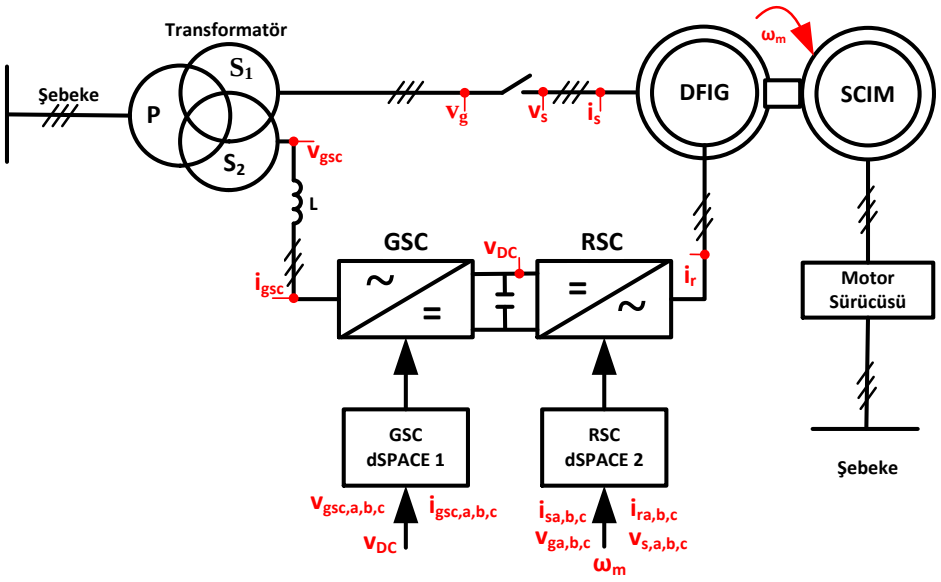


Şekil 6.16 : PLL ile hesaplanan θ_s (rad) ile $V_{s\alpha}$ ve $V_{s\beta}$ birlikte gösterimi (p.u).

6.2 Deney Çalışmaları

Yapılan çalışmalarda şekil 6.17'de temsil edilen deney seti kullanılmıştır. Emerson firmasına ait bir motor sürücüsü tarafından tahriklenen SCIM rüzgarı temsil etmektedir. Motor sürücüsü tüm sistemin hızını değiştirmektedir. DFIG'ye ait plaka bilgileri çizelge 6.4'de verilmiştir. İzolasyon ve GSC'nin gerilim seviyesini ayarlamak için kullanılan çift sekonderli transformatörün plaka bilgileri çizelge 6.5'de verilmiştir.

Gerekli akım ve gerilim ölçümleri oluşturulan ölçüm devreleri ile kontrolörlere iletilmektedir. RSC'de stator ve şebeke gerilimleri (v_s ve v_g) her bir fazda ayrı ayrı ölçülerek DFIG'nin şebekeye yumuşak bağlantısı için senkronizasyon algoritması oluşturulmuştur. Stator ve rotor akımları da (i_s ve i_r) her bir fazda ayrı ayrı ölçülmüştür. DFIG'nin hızı artımsal kodlayıcı ile RSC'ye alınmıştır (ω_m). GSC'nin bağlı olduğu şebekenin akım ve gerilimleri (i_{gsc} , v_{gsc}) ile birlikte DC bara gerilimi de ölçülmüştür.



Şekil 6.17 : Deney seti.

RSC ve GSC'de iki adet Semikron Semistack (21f_b6u_e1cif_b6ci_12_v12) [59] evirici devresi deneylerde birlikte kullanılmıştır. Deney seti ile ilgili detaylı resim ve açıklamalar EK A'da verilmiştir. İki adet dSPACE ds1103 dijital kontrolör GSC ve RSC'nin ayrı ayrı kontrol edilmesi için kullanılmıştır.

Deneylerde 100µs örnekleme zamanı (T_s) ve 10kHz anahtarlama frekansında (f_z) çalışılmıştır. Algoritmalar C Programlama dilinde Control Desk programı ile oluşturulmuştur. Seçilen kontrolör kazançları ve gözlemleyici köşe frekansı bilgileri çizelge 6.6'da ayrıca verilmiştir. Köşe frekansı ve kontrolör kazançları herhangi bir atama yöntemi kullanılmadan deneme yanılma yoluyla belirlenmiştir. DC bara gerilimi 120VDC'de kontrol edilmek istenmiştir.

Yapılan deney çalışmaları RSC ve GSC olarak iki ana gruba ayrılmıştır. İlk olarak sabit bir DC kaynak ile RSC üzerinde çalışılmış alınan başarılı sonuçlardan sonra GSC devresi DC baraya bağlanan sabit DC yüklerin devreye alınıp çıkarılmasıyla

test edilmiştir. Daha sonra GSC ve RSC'de oluşturulan algoritmalar birleştirilerek kullanılmıştır. Dördüncü bölümde detaylandırılan ve bir önceki bölümde simülasyon sonuçları da verilen şekil 4.15'teki geleneksel PLL yapısı deneylerde başarılı bir şekilde oluşturularak kullanılmıştır.

Çizelge 6.4 : Deney setinde kullanılan DFIG plaka değeri.

Sembol		Birim
Güç	1.1	kW
Stator Gerilimi	220/380	Volt(D/Y)
Stator Akımı	6.4/3.7	Amper
Güç Faktörü	0.67	-
Anma Hızı	1360	rpm
Rotor Gerilimi	70	Volt
Rotor Akımı	12	Amper

Çizelge 6.5 : Deney setinde kullanılan transformatör plaka değeri.

Sembol		Birim
Güç	5	kVA
Primer Gerilim (P)	380	Volt(Y)
Sekonder Gerilim 1 (S_1)	380	Volt(Y)
Sekonder Gerilim 2 (S_2)	70	Volt(Δ)

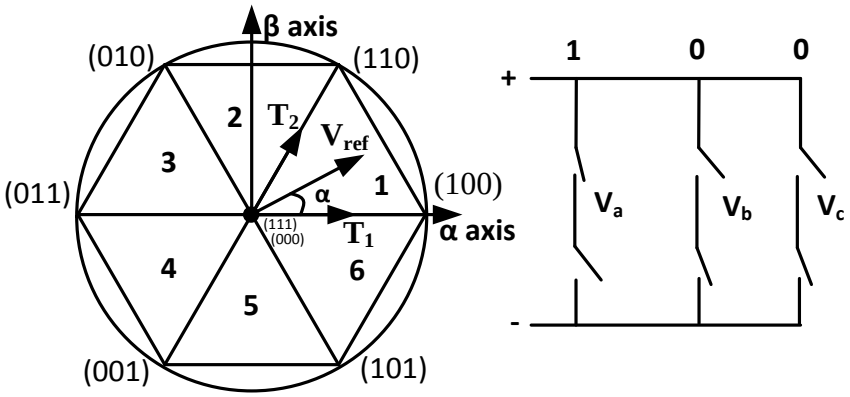
Çizelge 6.6 : Deneylerde kullanılan kontrolör parametreleri.

Sembol		Birim
RSC'de k_{rd} ve k_{rq}	100	-
GSC'de k_{gd} ve k_{gq}	500	-
RSC'de g_d ve g_q	1300	radyan
GSC'de g_d ve g_q	1200	radyan
Örnekleme Zamanı (T_s)	100	µs
Anahtarlama Frekansı (f_z)	10	kHz
DC Gerilim	120	Volt
GSC'de L. Filtre	0.86	mH

6.2.1 SVPWM yönteminin dijital kontrolörde uygulaması

Deney çalışmalarında SVPWM [46] yöntemi kullanıldığından ds1103'e uygulama adımları burada kısaca anlatılacaktır. Sinüzoidal (SPWM) ve uzay fazörleri (SVPWM) yöntemleri en sık kullanılan yöntemler olup diğer yöntemler [58]'de detaylandırılmıştır. RSC devresi genellikle düşük temel frekans bölgesinde (0-10Hz) çalıştığı için özellikle üretilen işaretler sıfır geçişlerinde bozulmaktadır. Deney çalışmalarında SVPWM yönteminin bu problemi minimize ettiği görülmüştür. Bu sebeple RSC ve GSC uygulamasında SVPWM yöntemi uygulanmıştır.

Durağan αβ eksen takımına dönüştürülen üç fazlı gerilim işaretleri Şekil 6.18'de olduğu gibi 6 sektöre ayrılır. Anahtarlamalar gerilim vektörünün sektör numarasına göre belirlenir.



Şekil 6.18 : SVPWM için sektör seçimi.

Aşağıdaki adımlarla SVPWM yöntemi herhangi bir dijital kontrolöre kolaylıkla uygulanabilir.

Adım 1: Kontrolör çıkışında oluşan gerilim referansına göre gerilim açısı ve büyüklüğü aşağıdaki formüller ile belirlenir.

$$\alpha = \arctan(\frac{V_\beta}{V_\alpha}) \tag{6.6}$$

$$V_{ref} = \sqrt{(V_\alpha^{ref})^2 + (V_\beta^{ref})^2} \tag{6.7}$$

Adım 2: İşaretin oluşan açısına göre Şekil 6.18'de olduğu gibi sektör numarası belirlenir

Adım 3: Aşağıdaki formüller yardımıyla T_1 ve T_2 süreleri hesaplanır[46].

$$T_1 = T_z \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|}{V_{DC}} (\sin(\frac{n}{3}\pi)\cos\alpha - \cos\frac{n}{3}\pi\sin\alpha) \tag{6.8}$$

$$T_2 = T_z \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|}{V_{DC}} (-\cos\alpha\sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) + \sin\alpha\cos\frac{n-1}{3}\pi \tag{6.9}$$

Burada T_1 ve T_2 anahtarlama süresini T_z anahtarlama periyodunu n ise sektör numarasını temsil etmektedir.

Adım 4: Elde edilen sektör, T_1 ve T_2 sürelerini dijital kontrolörün ilgili fonksiyonuna yaz. Yaygın olarak kullanılan bir çok kontrolör ve ds1103 için T_1, T_2 ve sektör tanımlarının yapılması yeterlidir.

6.2.2 RSC'de yapılan deneyler

RSC'de yapılan deneyler üç ana sınıfta toplanmıştır.

Birinci deney çalışmasında, beşinci bölümde oluşturulan bozucu gözlemleyicisi tabanlı dayanıklı rotor akım kontrolörünün, senkron hızlı döner alanda stator geriliminin d eksenine sabitlendiği, ayrıştırılmış i_{rd} ve i_{rq}'nun sırasıyla Q_s ve P_s'yi değiştirdiği gösterilecektir.

İkinci deney çalışmasında, DFIG'nin şebekeye yumuşak bağlantısı için senkronizasyon algoritması oluşturulacaktır.

Üçüncü deney çalışmasında, PI kontrolör yardımıyla P_s ve Q_s'in ayrı ayrı kontrol edildiğini gösteren adım testleri uygulanacaktır. Yapılan tüm çalışmalar senkron altı hızda yapılmıştır.

6.2.2.1 Ayrıştırılmış rotor akımları kontrolü

DFIG'in şebekeye bağlı olduğu varsayımı ile rotor akım kontrolünün başarılı bir şekilde gerçekleştiği, i_{rd} ve i_{rq}'nun sırasıyla Q_s ve P_s'i değiştirdiği gösterilecektir. Kontrol sisteminin blok şeması şekil 6.19'da görülmektedir. Bu bölümdeki deneylerde deney setinde çalışma kolaylığı açısından DC bara sabit bir güç kaynağı ile 120VDC'ye sabitlenmiştir. Aynı sonuçlar GSC'nin DC bara kontrolü yaptığı deneyler için de geçerlidir.

Beşinci bölümde detaylandırılan bozucu gözlemleyicisi tasarımı kullanılarak ayrıştırılmış akım kontrolörleri oluşturulmuştur. Geleneksel PLL yapısı kullanılarak gerilimin açı ve hız bilgisi elde edilmiştir. DFIG'in hız bilgisi yardımıyla rotor elektriksel açısı (θ_r) şekil 6.19'da gösterildiği gibi hesaplanmıştır. P_s ve Q_s hesabı (3.36) ve (3.37) ile yapılmıştır. Bir önceki bölümde algoritma adımları özetlenen SVPWM yöntemi oluşturulan algoritmada kullanılmıştır.

Birinci deneyde (Deney -A-) şebekeye bağlanmış olan DFIG 123 rad/s senkron altı hızda çalışırken i_{rq} değiştirilerek bu değişimin P_s'i değiştirdiği gösterilecektir. Deney

setinin girişinde güvenlik nedeniyle bulunan ototransformatör yardımıyla deneyler 100VAC (peak-to-peak) gerilim seviyesinde yapılmıştır.

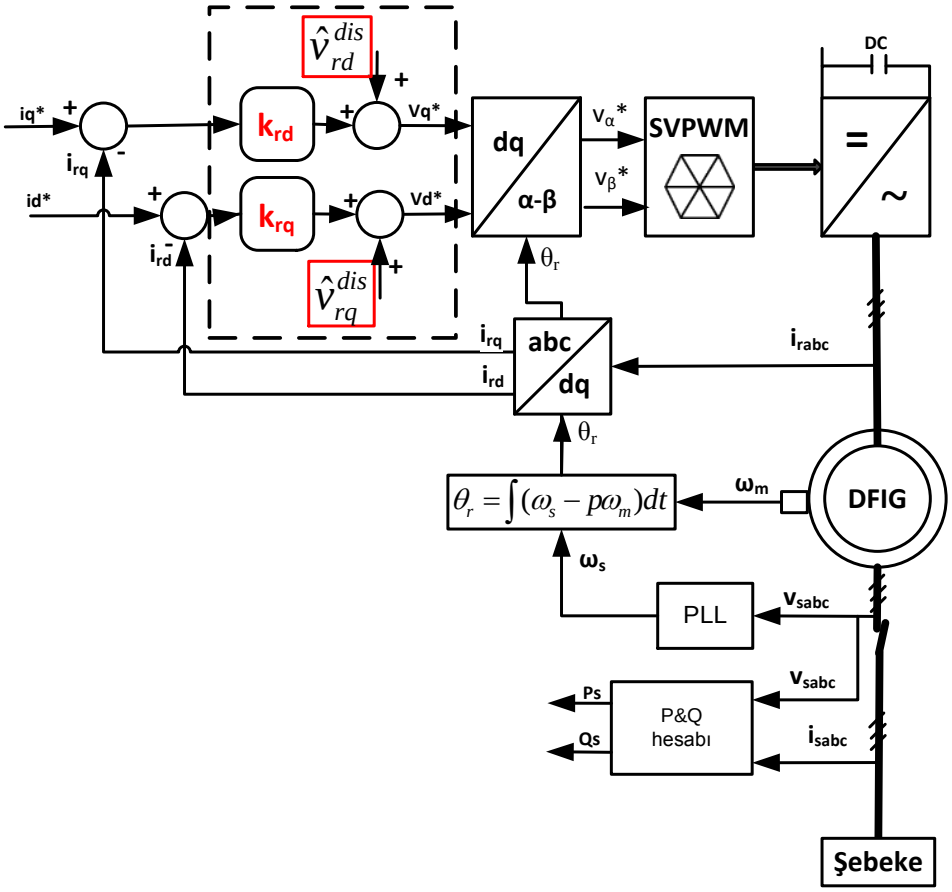
I_{rq} ve i_{rd} değişimleri sırasıyla şekil 6.20 ve şekil 6.21'de görülmektedir. I_{rq}'da oluşturulan adım testinde yörünge başarılı bir şekilde takip edilirken şekil 6.21'deki gibi i_{rd} sabit kalmaktadır. Uygulanan akım değişiminde şekil 6.22'deki P_s etkin bir şekilde değişirken Q_s sabit kalmaktadır.

Şekil 6.23, 6.24, 6.25 ve 6.26'da rotor ve stator devresinde hat akımlarının değişimleri 5 saniye süresince ve yakınlaştırılmış bir şekilde görülmektedir.

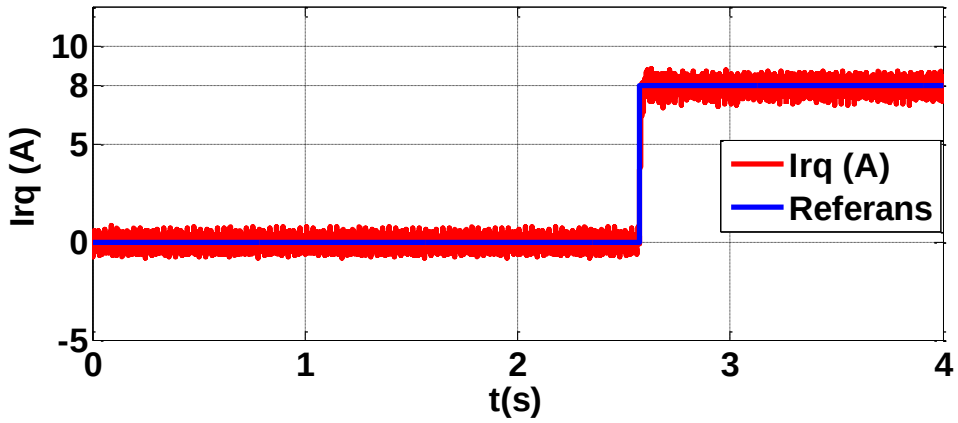
Şekil 6.27'de stator hat gerilimleri yakınlaştırılmış bir şekilde görülmektedir. Şekil 6.28'de v_{sd} ve v_{sq} birlikte gösterilerek $v_s=v_{sd}$ olduğu görülmektedir. Şekil 6.29'da PLL açısı ile $v_{s\alpha}$- $v_{s\beta}$ gerilimlerinin birlikte gösterimi görülmektedir.

Şekil 6.30'da uygulanan i_{rq} adım testinin i_{sd}'nin değişiminde etkin olduğu görülmektedir.

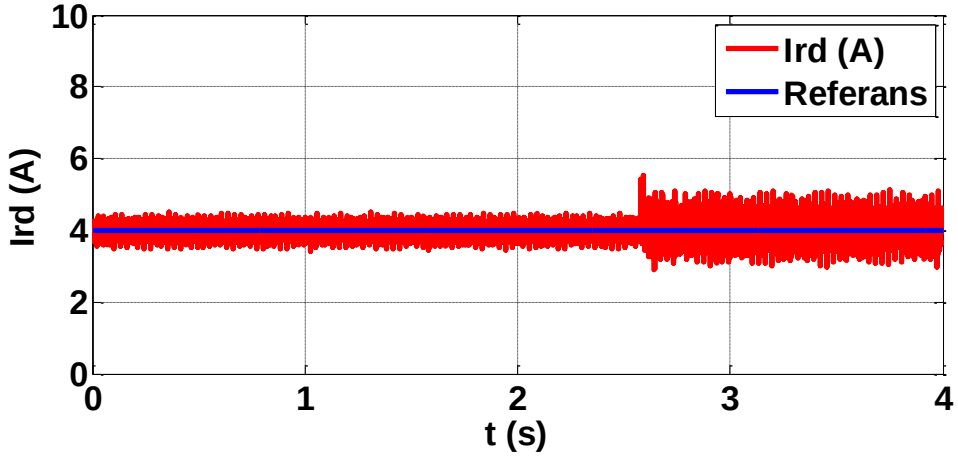
Şekil 6.31 ve 6.32'de kestirilen $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimleri görülmektedir.



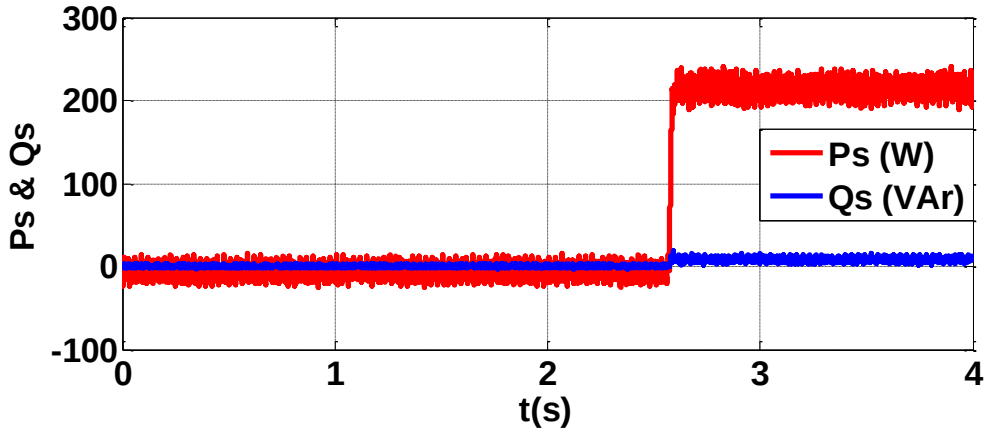
Şekil 6.19 : RSC'de i_{rd} ve i_{rq} kontrolü (Deney -A-B-).



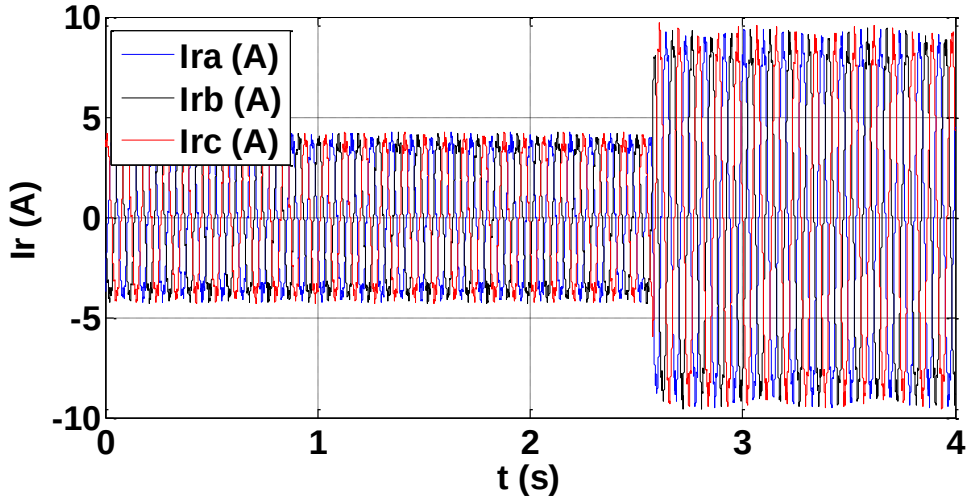
Şekil 6.20 : Deney -A-RSC'de i_{rq} adım testinde i_{rq} değişimi.



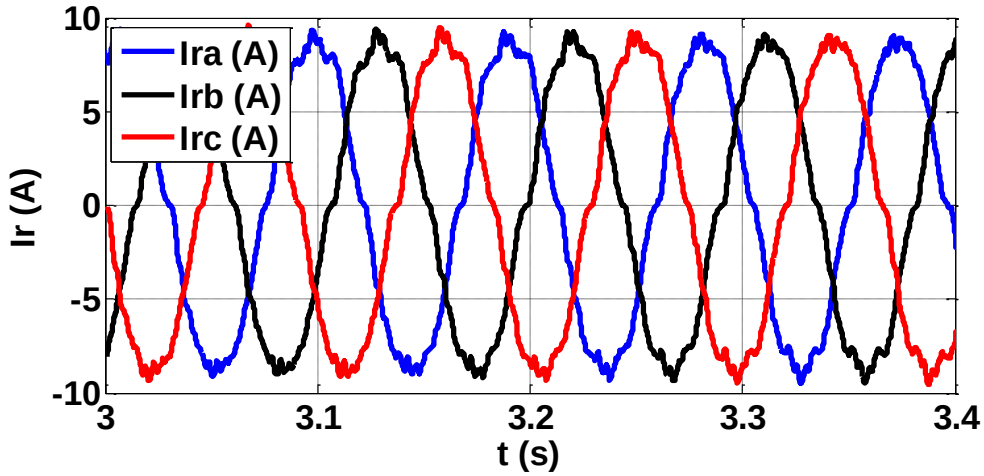
Şekil 6.21 : Deney -A-RSC'de i_{rq} adım testinde i_{rd} değişimi.



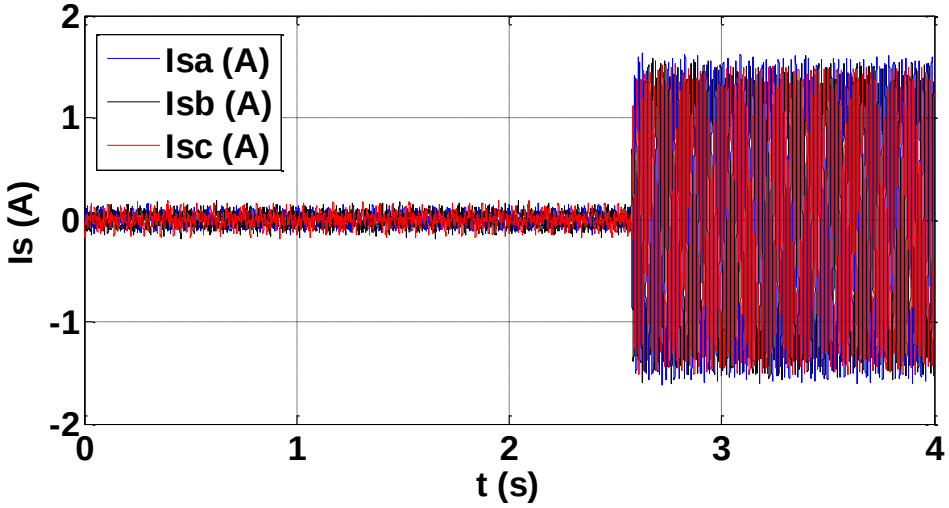
Şekil 6.22 : Deney -A-RSC'de i_{rq} adım testinde P_s ve Q_s değişimi.



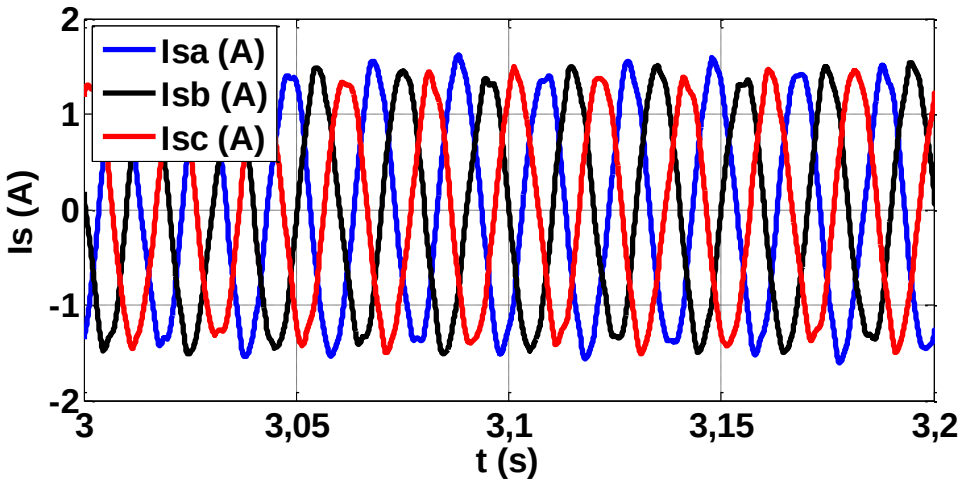
Şekil 6.23 : Deney -A-RSC'de i_{rq} adım testinde rotor hat akımları.



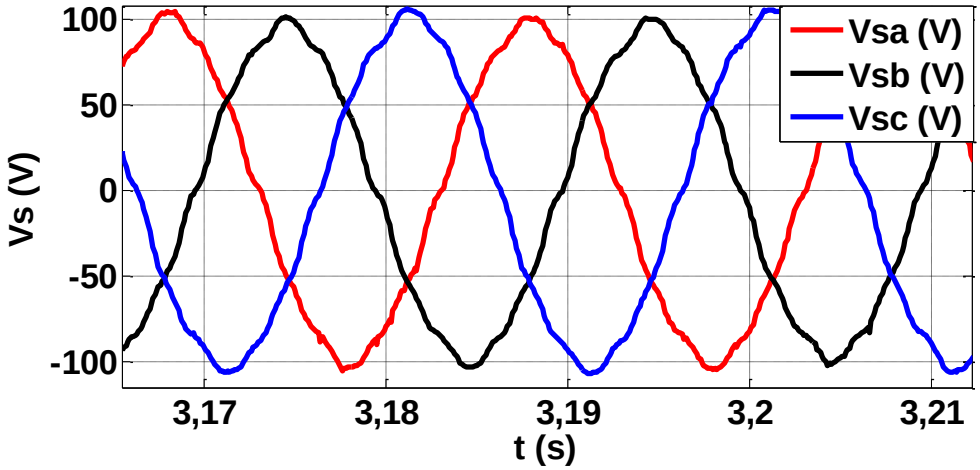
Şekil 6.24 : Deney -A-RSC'de i_{rq} adım testinde rotor hat akımları (yakınlaştırılmış).



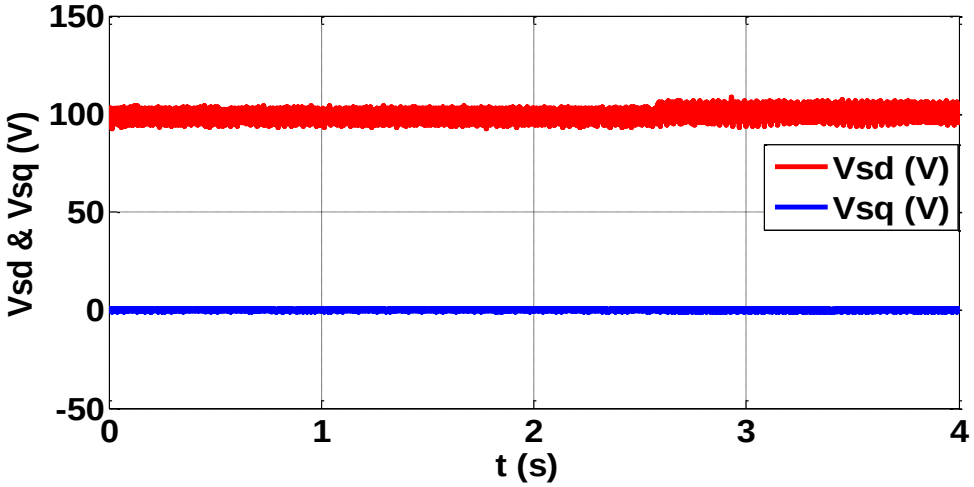
Şekil 6.25 : Deney -A-RSC'de i_{rq} adım testinde stator hat akımları.



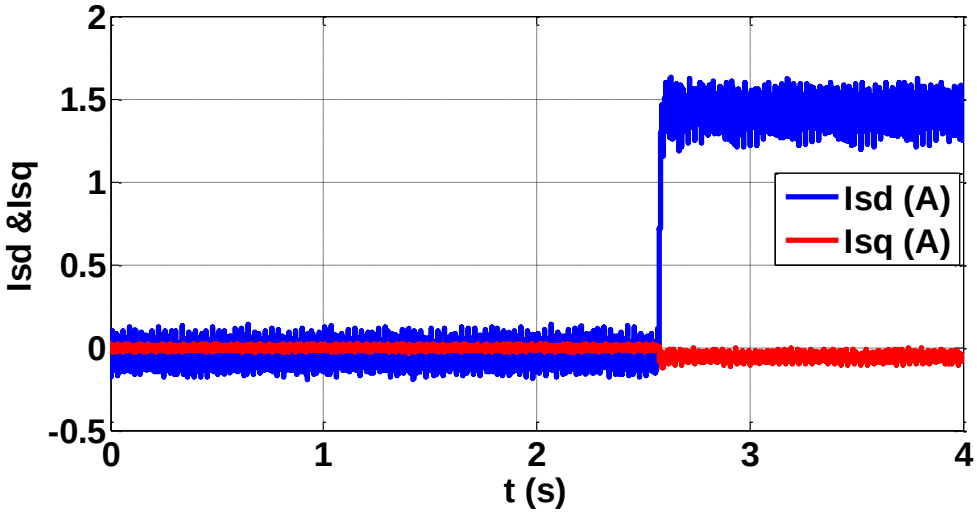
Şekil 6.26 : Deney -A-RSC'de i_{rq} adım testinde stator hat akımları (yakınlaştırılmış).



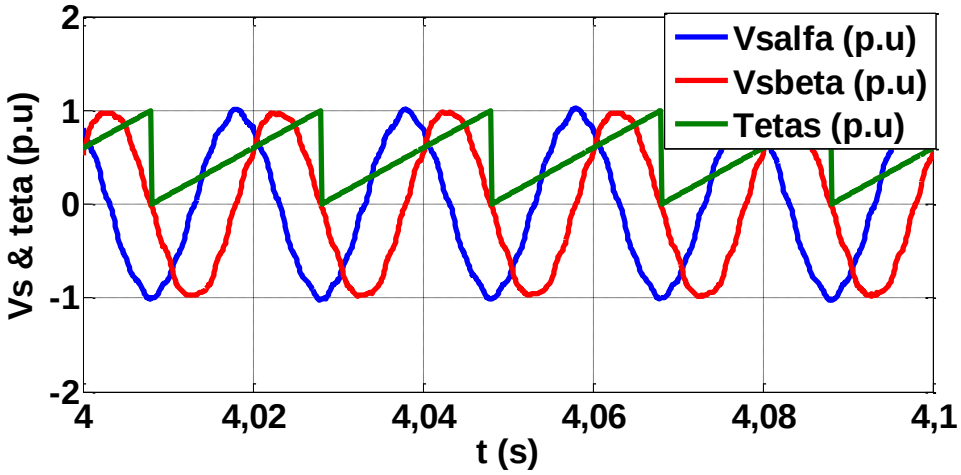
Şekil 6.27 : Deney -A- RSC'de i_{rq} adım testinde stator gerilimi (yakınlaştırılmış).



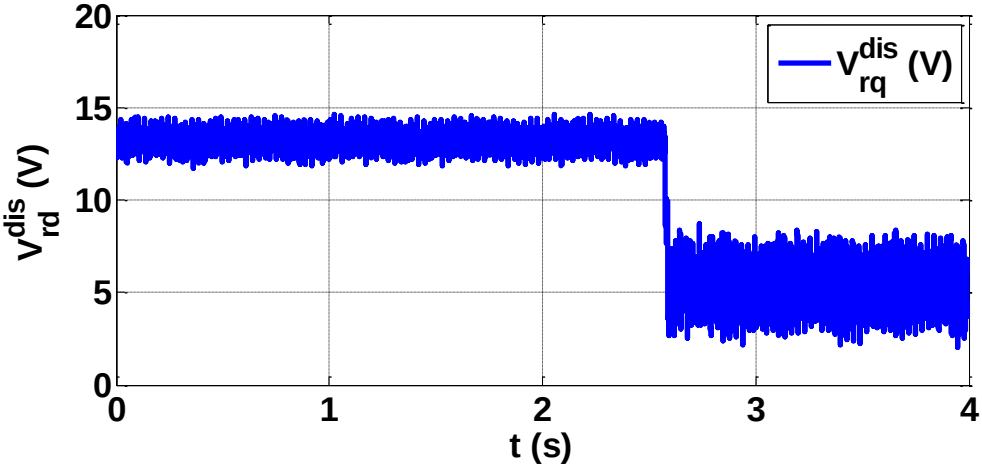
Şekil 6.28 : Deney -A- RSC'de i_{rq} adım testinde v_{sd} ve v_{sq}.



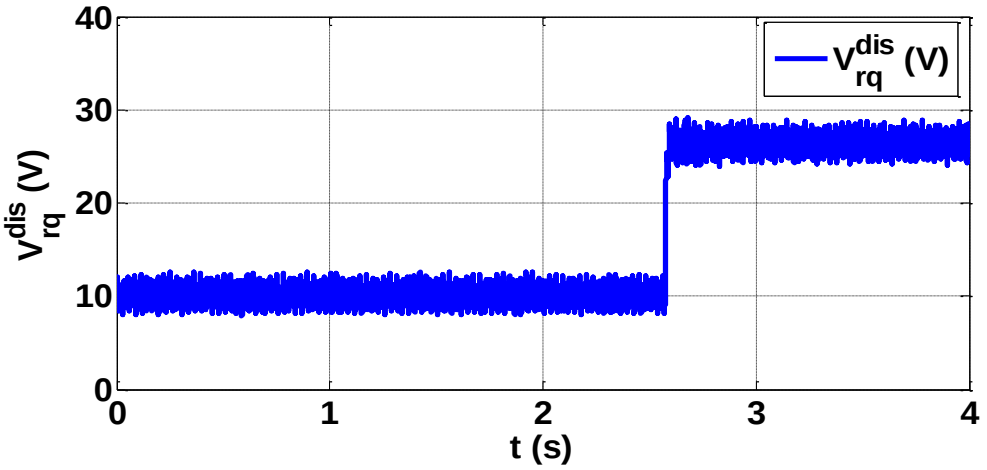
Şekil 6.29 : Deney -A- RSC'de i_{rq} adım testinde stator akımları.



Şekil 6.30 : Deney -A- $V_{s\alpha}$- $V_{s\beta}$ ve θ_s'in birlikte gösterimi (p.u).



Şekil 6.31 : Deney -A- RSC'de i_{rq} adım testinde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ değişimi.

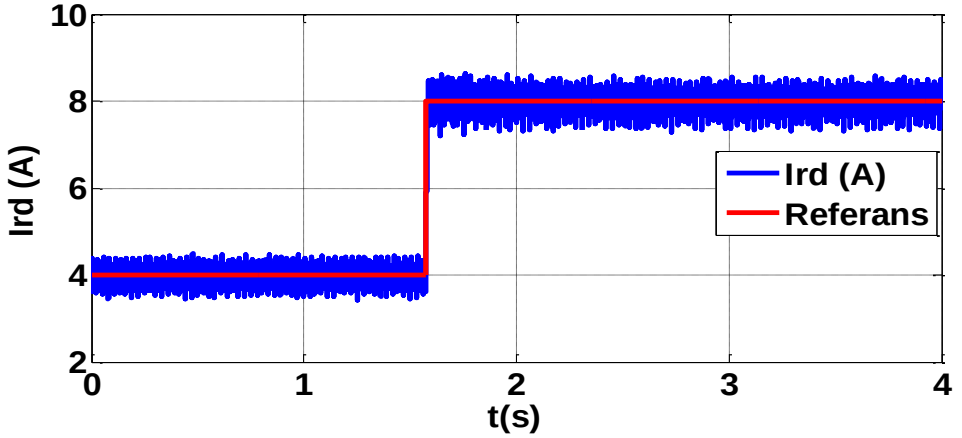


Şekil 6.32 : Deney -A- RSC'de i_{rq} adım testinde $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimi.

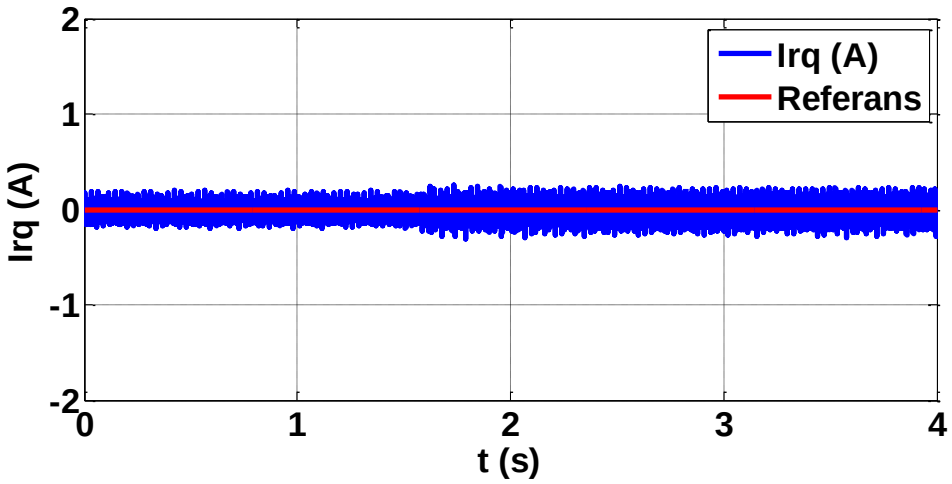
İkinci deneyde (Deney –B-) şebekeye bağlı olan DFIG 123 rad/s senkron altı hızda çalışırken i_{rd} değiştirilerek bu değişimin Q_s'i değiştirdiği gösterilecektir. Deney setinin girişinde güvenlik nedeniyle bulunan ototransformatör yardımıyla deneyler 100VAC (peak-to-peak) gerilim seviyesinde yapılmıştır.

I_{rd} ve i_{rq} değişimleri sırasıyla şekil 6.33 ve şekil 6.34'de görülmektedir. I_{rd}'ye uygulanan adım testinde yörünge başarılı bir şekilde takip edilirken şekil 6.34'de görüldüğü gibi i_{rq} sabit kalmaktadır.

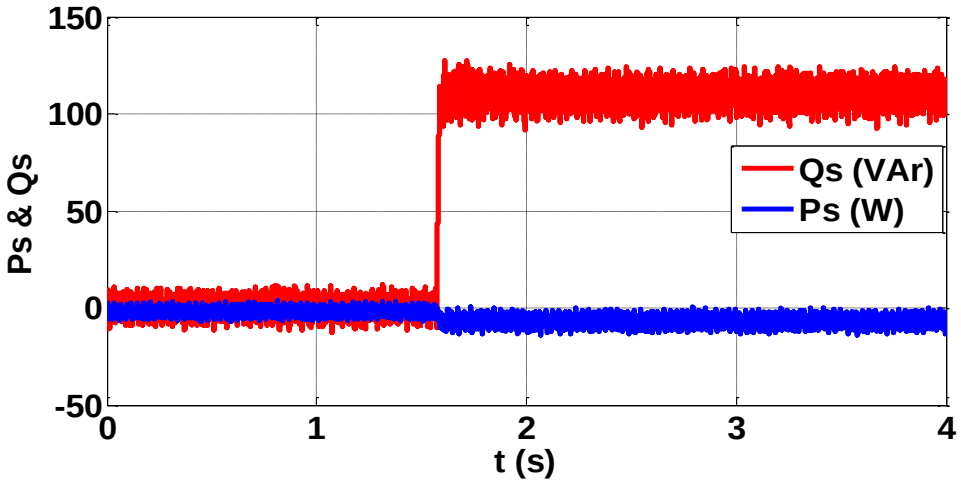
Uygulanan bu akım değişiminde şekil 6.35'de görüldüğü gibi P_s etkin bir şekilde değişirken Q_s sabit kalmaktadır. Şekil 6.36'de uygulanan i_{rd} değişiminin i_{sq} değişiminde etkin olduğu görülmektedir. Şekil 6.37 ve 6.38'de kestirilen $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimleri görülmektedir.



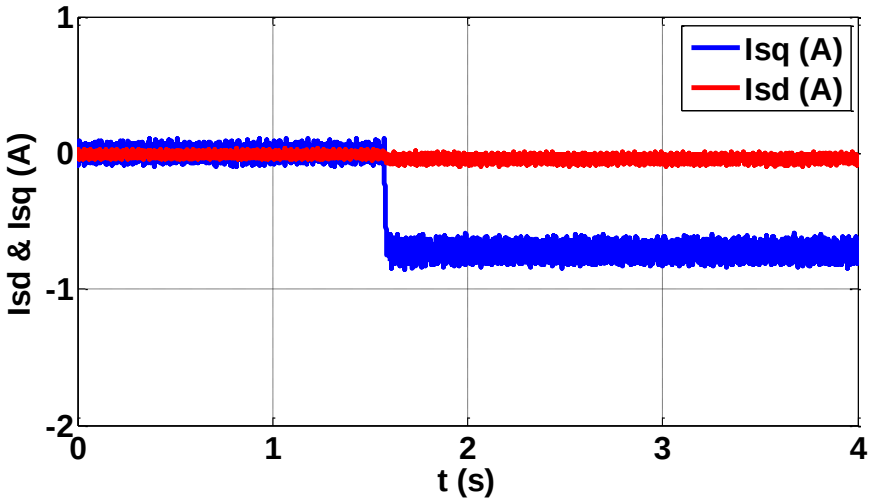
Şekil 6.33 : Deney-B- RSC'de i_{rd} adım testinde i_{rd} değişimi.



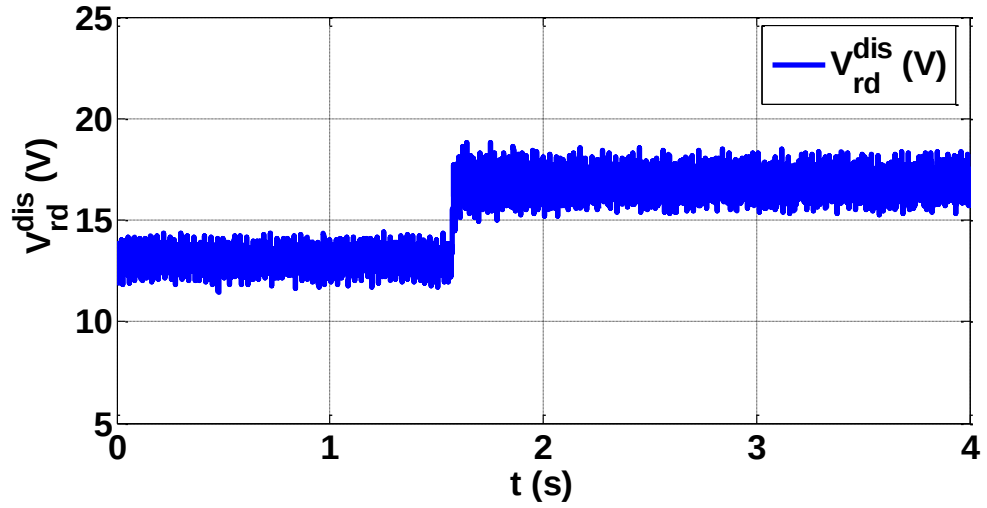
Şekil 6.34 : Deney-B-RSC'de i_{rd} adım testinde i_{rq} değişimi.



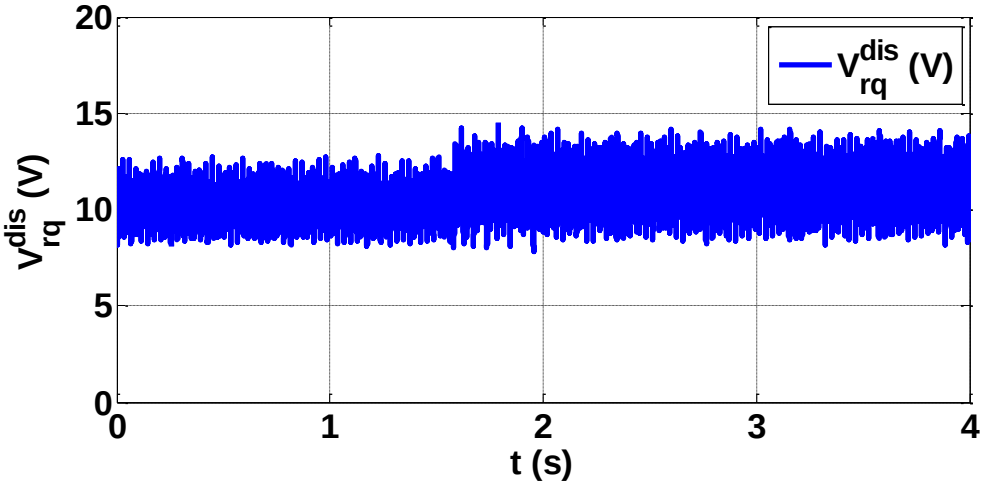
Şekil 6.35 : Deney-B-RSC'de i_{rd} adım testinde P_s ve Q_s değişimi.



Şekil 6.36 : Deney-B-RSC'de i_{rd} adım testinde i_{sd} ve i_{sq} değişimi.



Şekil 6.37 : Deney-B-RSC'de i_{rd} adım testinde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ değişimi.



Şekil 6.38 : Deney-B-RSC'de i_{rd} adım testinde $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimi.

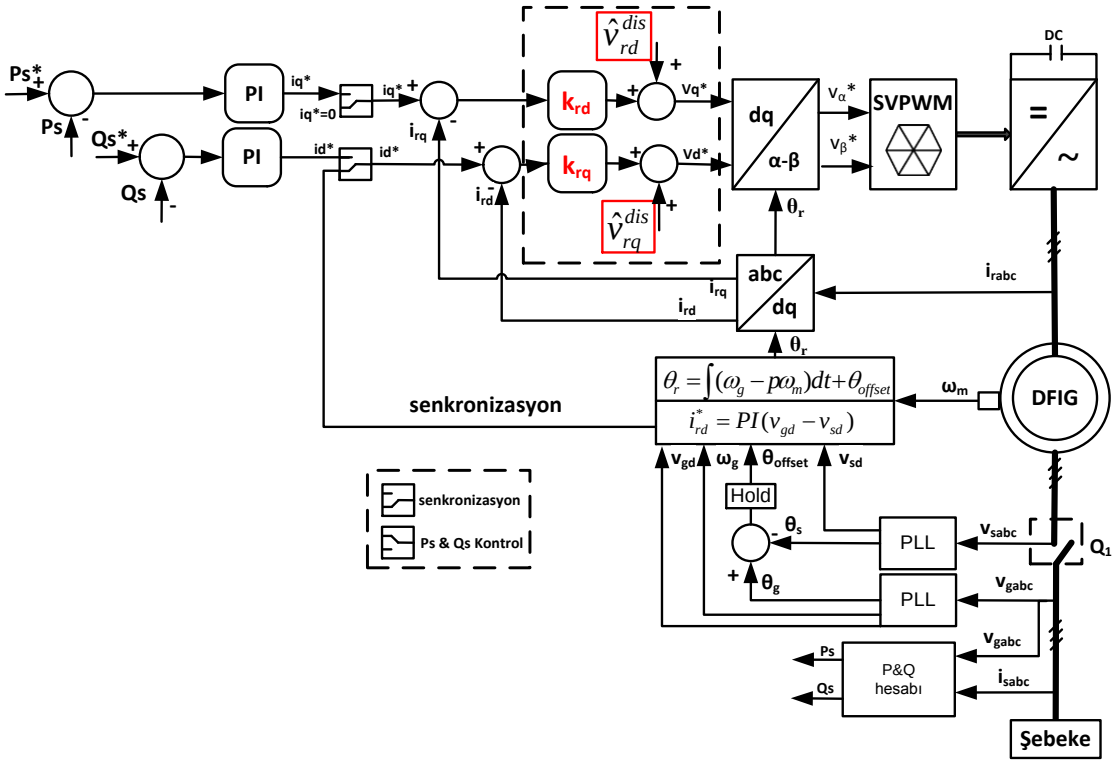
Birinci deneydeki stator ve rotor hat akımlarındaki değişimlere benzer hat akımı değişimleri oluştuğundan tekrar olmaması açısından ikinci deneydeki tüm sonuçlar burada verilmemiştir. V_s ile ilgili birinci deneyde (Deney-A-) verilen sonuçlarla tamamen aynı sonuçlar alınmıştır.

6.2.2.2 Senkronizasyon çalışması

DFIG şebekeye bağlanmadan önce stator devresinde üretilen gerilim (V_s) ile şebeke tarafındaki gerilimin (V_g) fazı ve büyüklüğü tamamen eşit olmalıdır. Böylece bağlantı anında sıfır güç akışı garanti altına alınabilir. Senkronizasyon ve P_s&Q_s kontrolü amacıyla şekil 6.39'deki blok diyagramı oluşturulmuştur. Senkronizasyondan önce P_s&Q_s kontrolü devrede olmayıp kullanılan algoritma

adımlarında belirtileceği gibi senkronizasyon anında devreye alınarak stator devresinin aşırı yüklenmesi engellenmiştir.

Bu bölümdeki deneylerde deney setinde çalışma kolaylığı açısından DC bara sabit bir güç kaynağı ile 120VDC'ye sabitlenmiştir. Aynı sonuçlar GSC'nin DC bara kontrolü yaptığı deneyler için de geçerlidir.



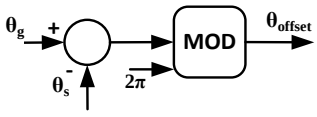
Şekil 6.39 : Senkronizasyon çalışması ve P_s&Q_s kontrolü (Deney-C-D-E-F-G).

Senkronizasyon için aşağıdaki adımlar uygulanmıştır.

Adım 0: DFIG herhangi bir hızda çevrilir.

Adım 1: Şebeke ve stator gerilimlerini standart bir PI kontrolör yardımıyla eşitleyene kadar i_{rd} değiştirilir. Moment üreten bileşen olan i_{rq} sıfırda tutulur.

Adım 2: V_s ve V_g'nin açılarını eşitlemek için gerekli olan offset değeri şekil 6.40'daki gibi belirlenir.



Şekil 6.40: θ_{offset} belirlenmesi.

Adım 3: Belirlenen offset değeri aşağıdaki formül ile rotor elektrik açısı (θ_r)'ye uygulanır.

$$\theta_r = \int (\omega_g - \omega_s)dt + \theta_{offset} \qquad \textbf{(6.10)}$$

Adım 4: Eşitlenen stator ve şebeke gerilimlerinden sonra Q_1 kontaktörü ds1103 üzerinden yukarıdaki şartlar sağlanınca kapatılır; kapatma anında P_s&Q_s kontrolü başlatılır ve P_s^{ref} =Q_s^{ref} =0 referansı oluşturularak sıfır güç akışı garanti edilir.

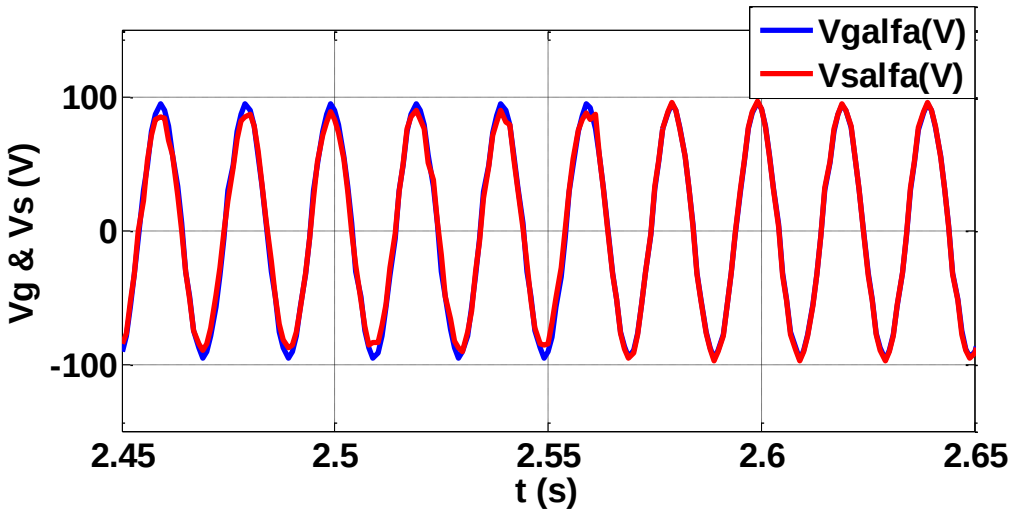
Verilen deney sonuçlarında 2,56. saniyede stator devresi şebekeye bağlanmıştır. Şekil 6.41'de $V_{s\alpha}$&$V_{g\alpha}$ birlikte gösterilerek senkronizasyon öncesinde ve sonrasında gerilimlerin eşit olduğu görülmektedir.

Şekil 6.42 ve şekil 6.43'da senkronizsyon anında P_s ve Q_s'in hiç değişmeyerek şebekeye güç akışının sağlanmadığı gösterilmiştir.

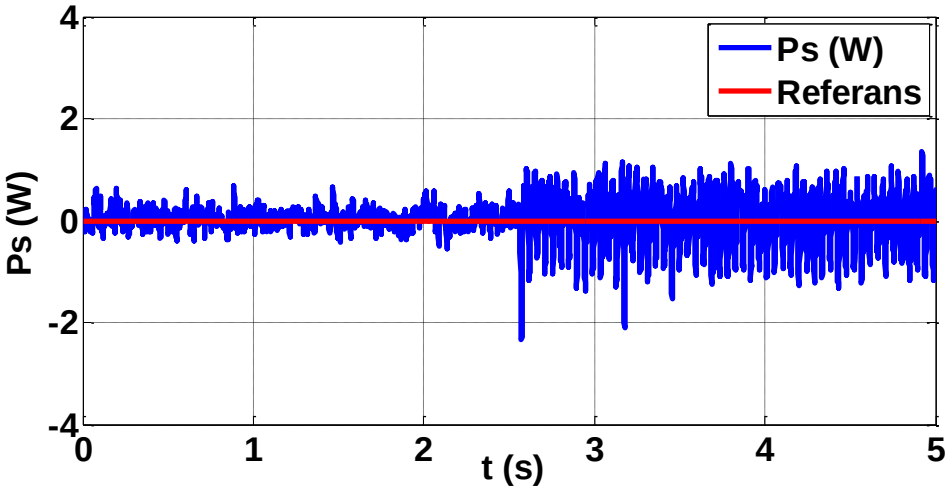
Şekil 6.44'da senkronizasyon anında i_{sa},i_{sb} ve i_{sc}'nin hiç değişmediği görülmektedir.

Şekil 6.45'de i_{rd}'nin V_g&V_s eşit olması için gerekli olan akım referansında olduğu görülmektedir. Şekil 6.46'de i_{rq}'nun şebeke bağlantısı sırasında aktif güç üretmemesi için sıfırda beklediği ve senkronizasyon anında da değişmediği görülmektedir. Şekil 6.47'de i_{ra},i_{rb} ve i_{rc}'nin senkronizasyon anında değişmediği görülmektedir.

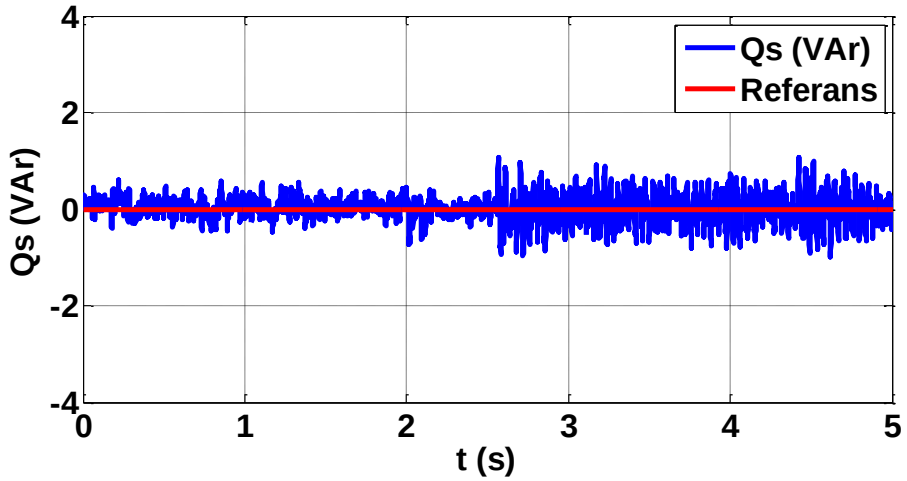
Şekil 6.48'de DFIG hızının senkron altı hızda ve senkronizasyon anında değişmediği görülmektedir.



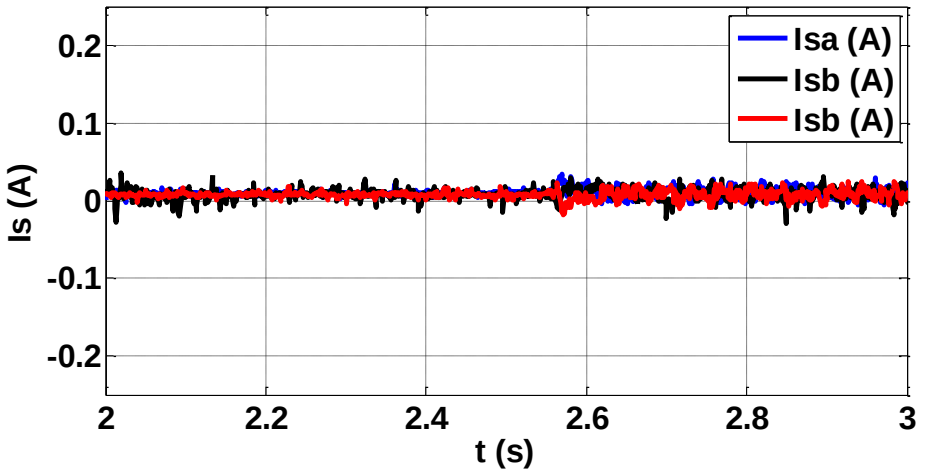
Şekil 6.41 : Deney-C-Senkronizasyon anında $V_{s\alpha}$&$V_{g\alpha}$ birlikte gösterimi.



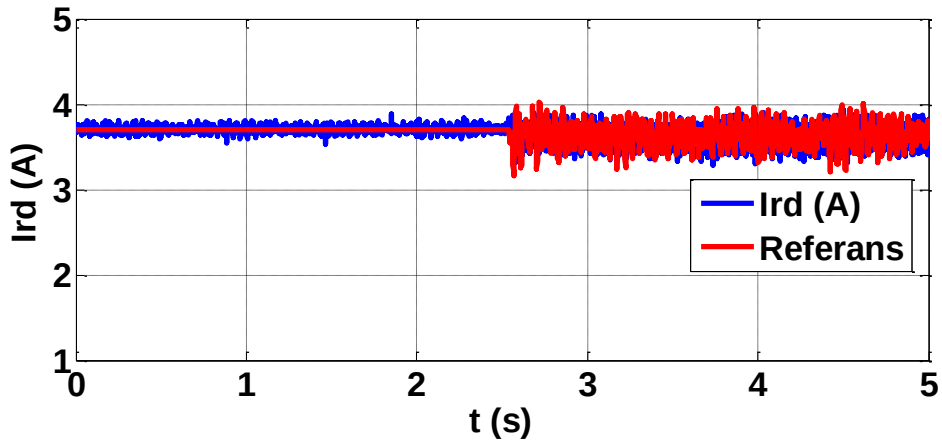
Şekil 6.42 : Deney-C-Senkronizasyon anında P_s değişimi.



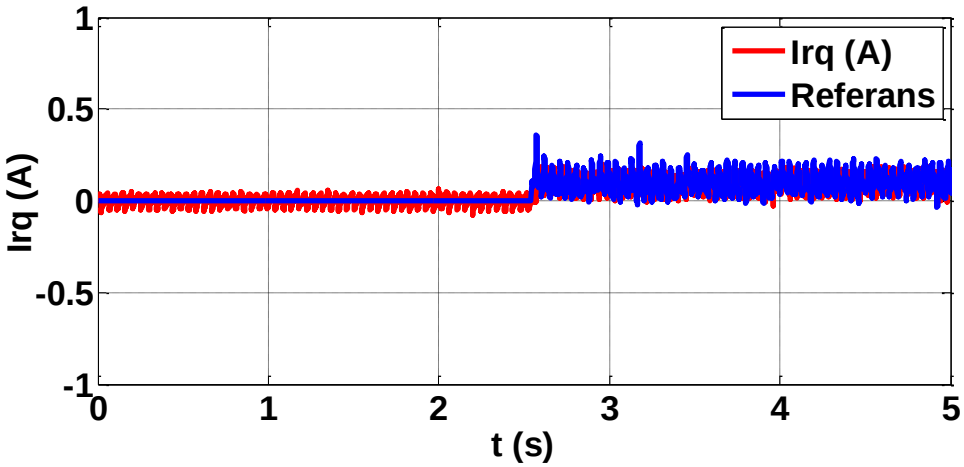
Şekil 6.43 : Deney-C-Senkronizasyon anında Q_s değişimi.



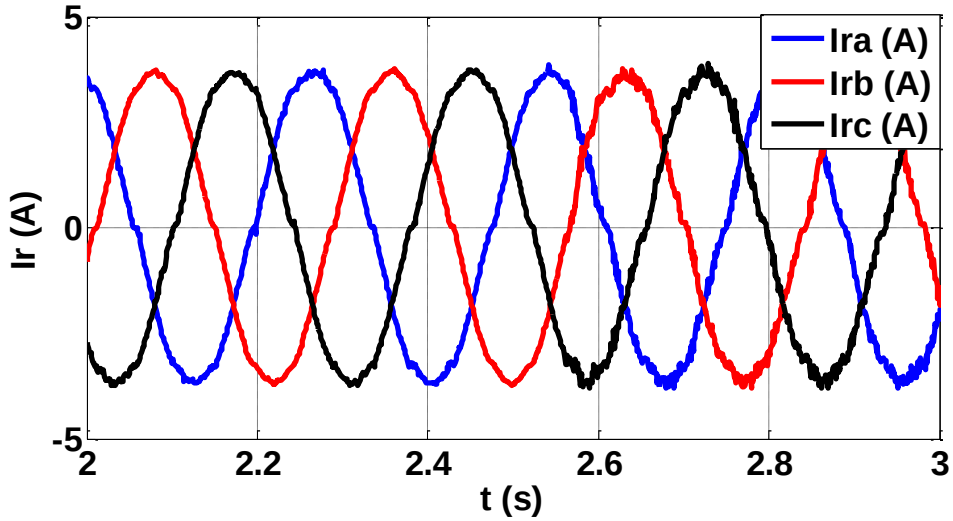
Şekil 6.44 : Deney-C-Senkronizasyon anında i_{sa},i_{sb},i_{sc} değişimi.



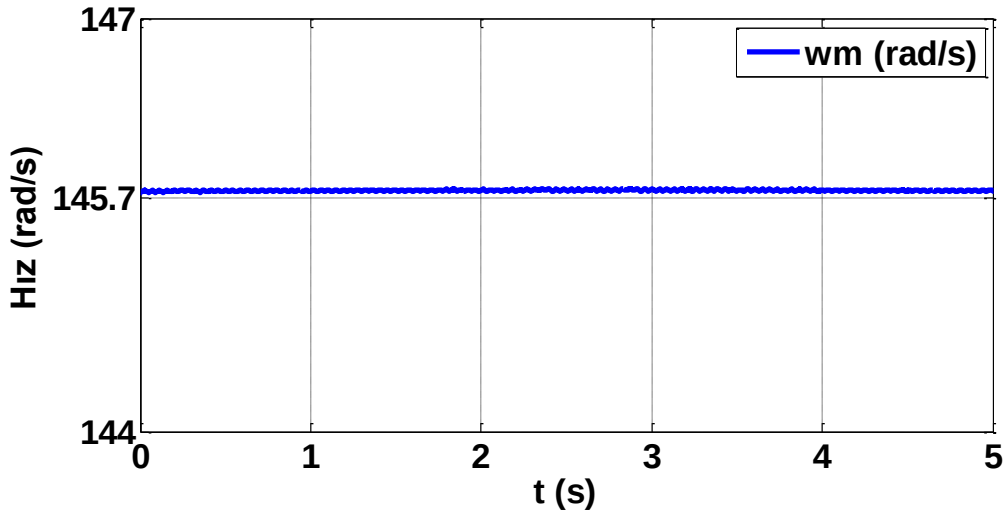
Şekil 6.45 : Deney-C-RSC'de senkronizasyon çalışması i_{rd} değişimi.



Şekil 6.46 : Deney-C-RSC'de senkronizasyon çalışması i_{rq} değişimi.



Şekil 6.47 : Deney-C-RSC'de senkronizasyon çalışması i_{ra},i_{rb},i_{rc} değişimi.



Şekil 6.48 : Deney-C-RSC'de senkronizasyon çalışması ω_m değişimi.

6.2.2.3 P_s ve Q_s adım testleri

Şekil 6.35'deki blok diyagramı bu bölümdeki deney çalışmalarında da kullanılmıştır. Senkron altı hızda P_s ve Q_s adım testleri uygulanmıştır. Şebekeye bağlanmış olan DFIG 143 rad/s senkron altı hızda çalışmaktadır. Deney setinin girişinde güvenlik nedeniyle bulunan ototransformatör yardımıyla deneyler 100VAC (peak-to-peak) gerilim seviyesinde yapılmıştır. DC bara sabit bir güç kaynağı ile 120VDC'de sabit tutulmuştur.

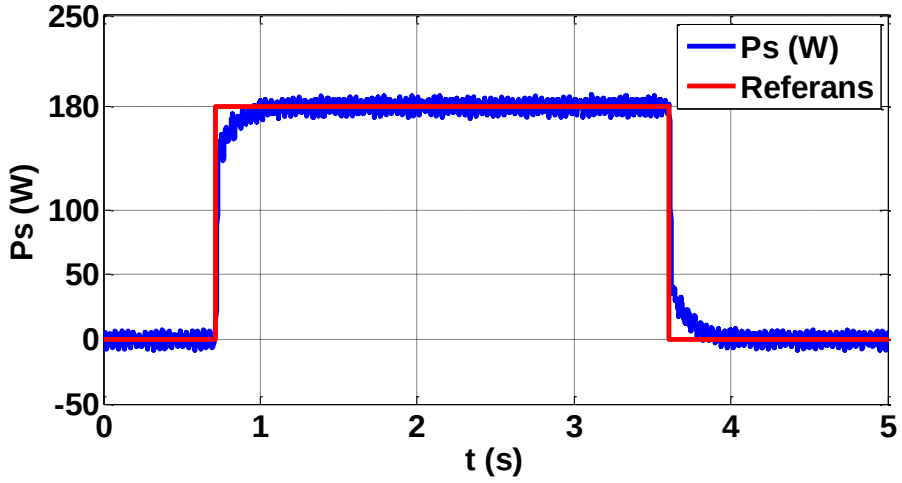
Birinci deneyde (Deney-D-) P_s=180W adım testi uygulanmıştır. Şekil 6.49 ve 6.50'de uygulanan adım testi sonucunda sırasıyla P_s ve Q_s değişimleri görülmektedir.

Şekil 6.51'de bu değişimlerde oluşan i_{rd} ve i_{rq} akımları görülmektedir. Şekil 6.52 ve şekil 6.53'de $i_{ra,b,c}$'nin değişimleri görülmektedir.

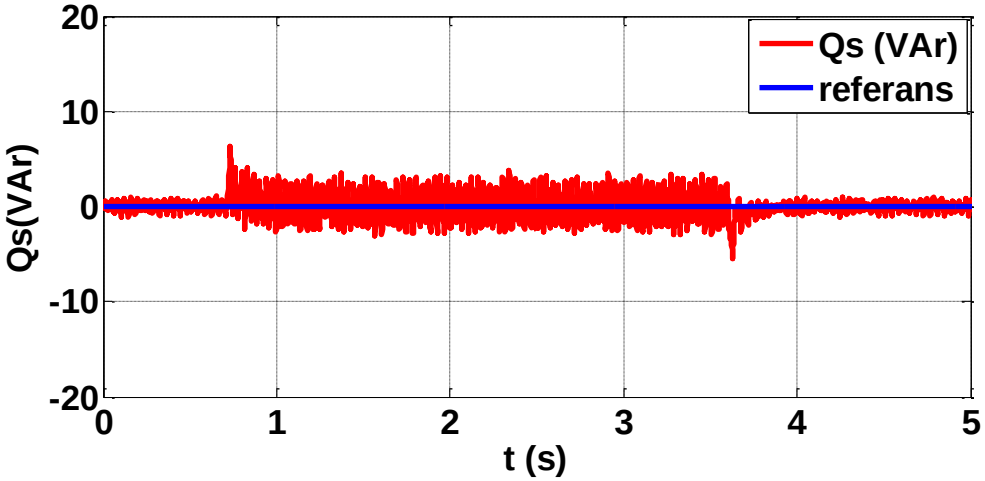
Şekil 6.54'de i_{sd} ve i_{sq} akımları görülmektedir. P_s değişiminde i_{sd}'nin değiştiği ve i_{sq}'nun sabit kaldığı görülmektedir. Şekil 6.55'de $i_{sa,b,c}$'nin değişimleri yakınlaştırılmış olarak görülmektedir.

Şekil 6.56'da v_{sa} ile i_{sa} arasında 180 derecelik faz farkının gösterilmesi amaçlanmıştır. Bu da şebekeye P_s gönderilirken Q_s=0 olduğunun bir başka ifadesidir. Diğer fazlardaki değişim tekrar olmaması açısından verilmemiştir.

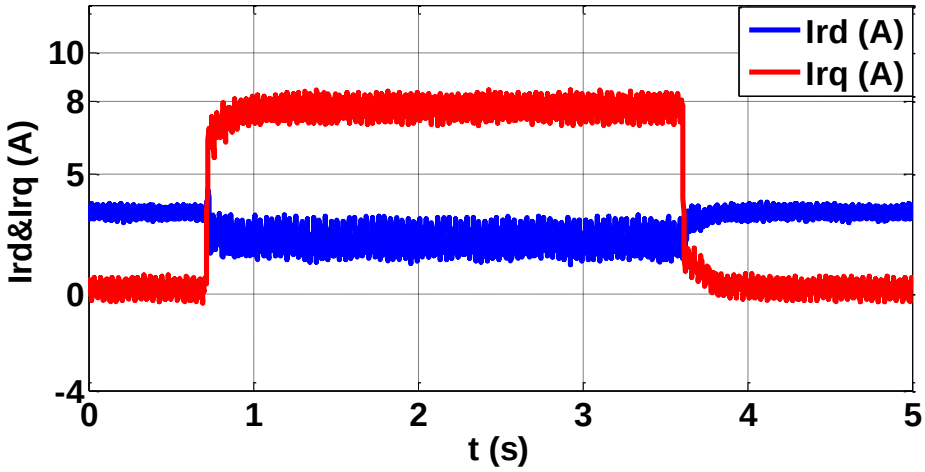
Şekil 6.57'de ise kestirilen $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimleri görülmektedir. P_s değişiminde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$'in ayrı ayrı değiştikleri görülmektedir.



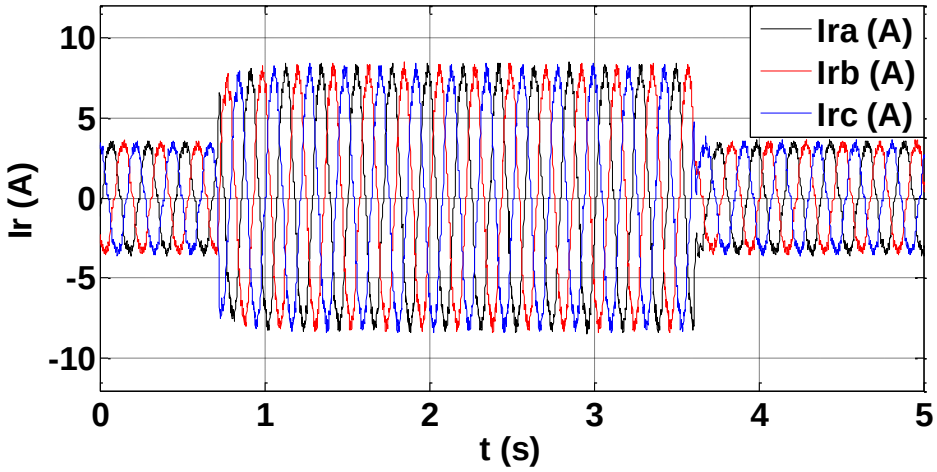
Şekil 6.49 : Deney-D- P_s=180W adım testinde P_s değişimi.



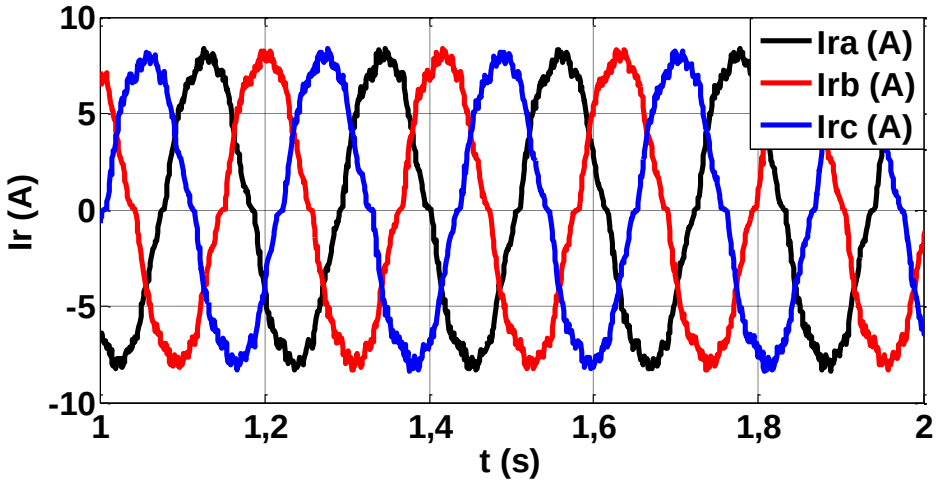
Şekil 6.50 : Deney-D-P_s=180W adım testinde Q_s değişimi.



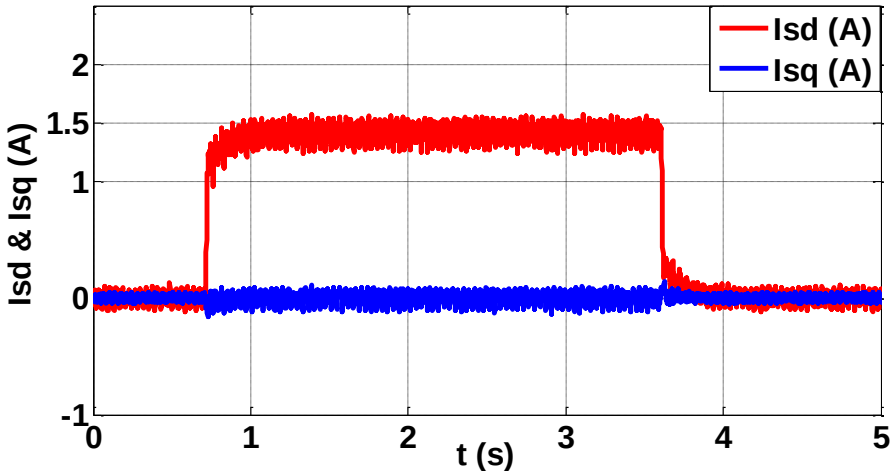
Şekil 6.51 : Deney-D- P_s=180W adım testinde i_{rd} ve i_{rq} değişimi.



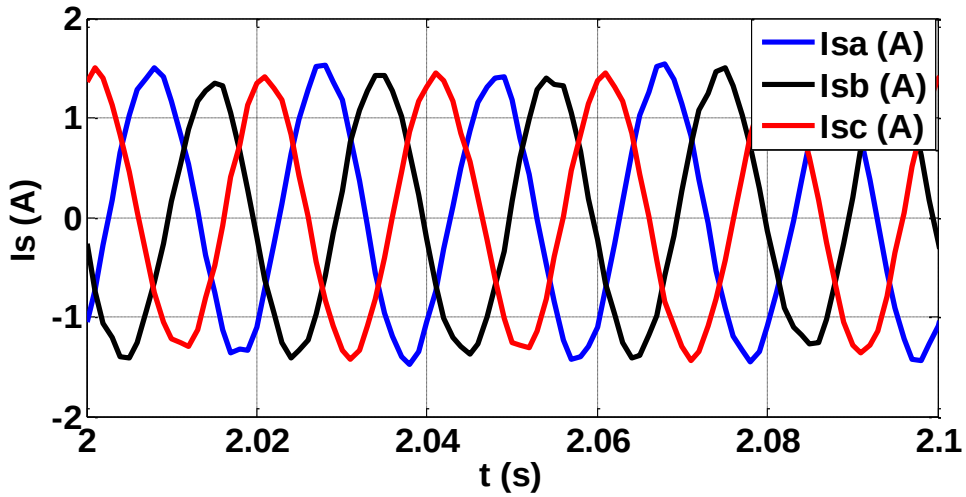
Şekil 6.52 : Deney-D- P_s=180W adım testinde $i_{ra,b,c}$ değişimi.



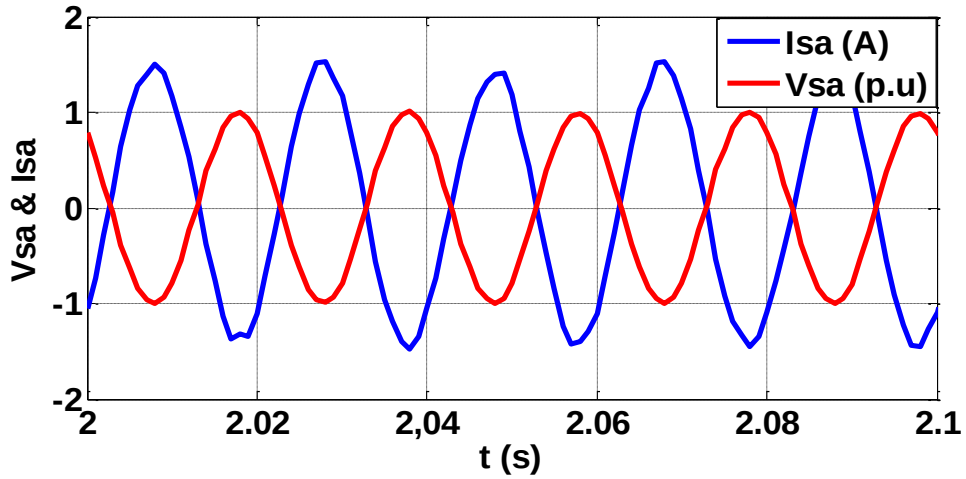
Şekil 6.53 : Deney-D- P_s=180W adım testinde $i_{ra,b,c}$ değişimi (yakınlaştırılmış).



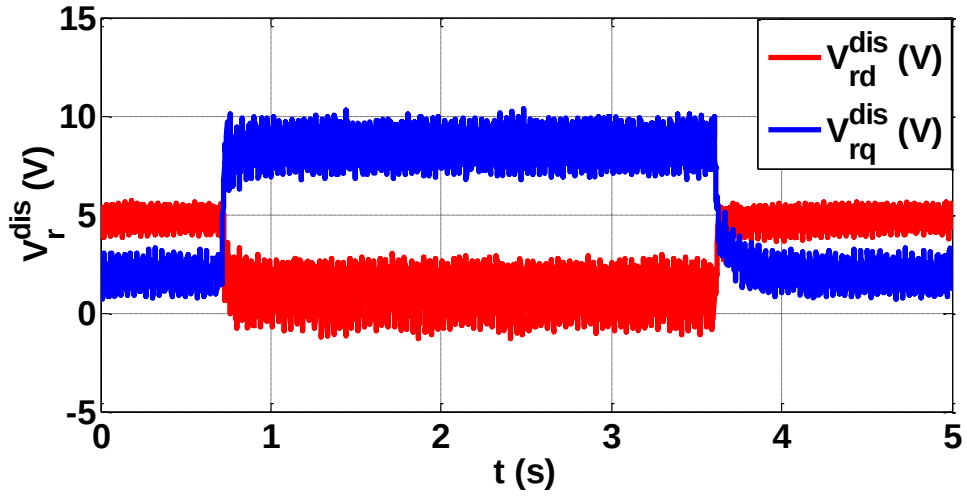
Şekil 6.54 : Deney-D- P_s=180W adım testinde i_{sd} ve i_{sq} değişimi.



Şekil 6.55 : Deney-D- P_s=180W adım testinde $i_{s,a,b,c}$ değişimi (yakınlaştırılmış).



Şekil 6.56 : Deney-D- P_s=180W adım testinde v_{sa}&i_{sa} birlikte gösterimi.

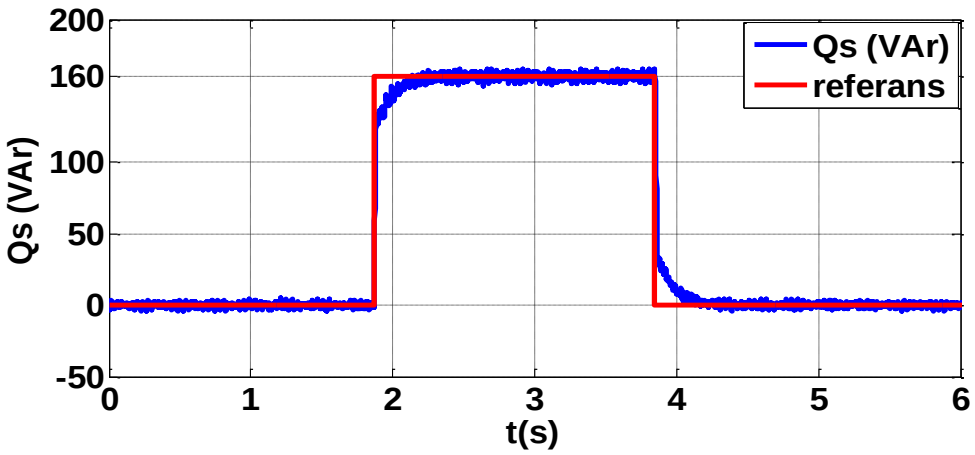


Şekil 6.57 : Deney-D- P_s=180W adım testinde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimi.

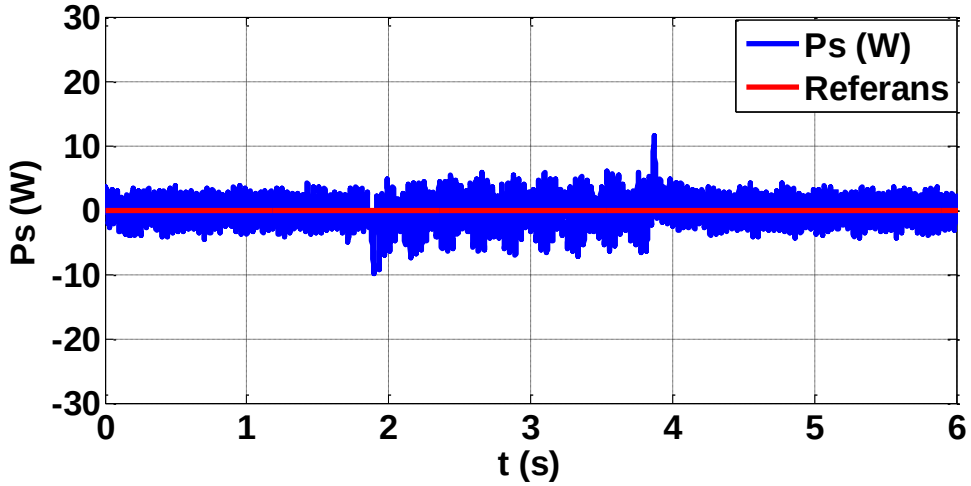
İkinci deneyde (Deney-E-) Q_s=160VAr adım testi uygulanmıştır.Şekil 6.58 ve 6.59'de uygulanan adım testi sonucunda sırasıyla Q_s ve P_s değişimleri görülmektedir.

Şekil 6.60'da bu değişimlerde oluşan i_{rd} ve i_{rq} akımları görülmektedir. Şekil 6.61'de $i_{ra,b,c}$'nin 1 saniye süre ile değişimi görülmektedir. Şekil 6.62'de i_{sd} ve i_{sq} akımları görülmektedir. Q_s değişiminde i_{sq}'nun değiştiği ve i_{sd}'nin sabit kaldığı görülmektedir. Şekil 6.63'de $i_{sa,b,c}$'nin değişimleri yakınlaştırılmış olarak görülmektedir. Şekil 6.64'da v_{sa} ile i_{sa} arasında faz farkının gösterilmesi amaçlanmıştır. Şekil 6.64'den Q_s kapasitif bölgede olduğu görülmektedir.

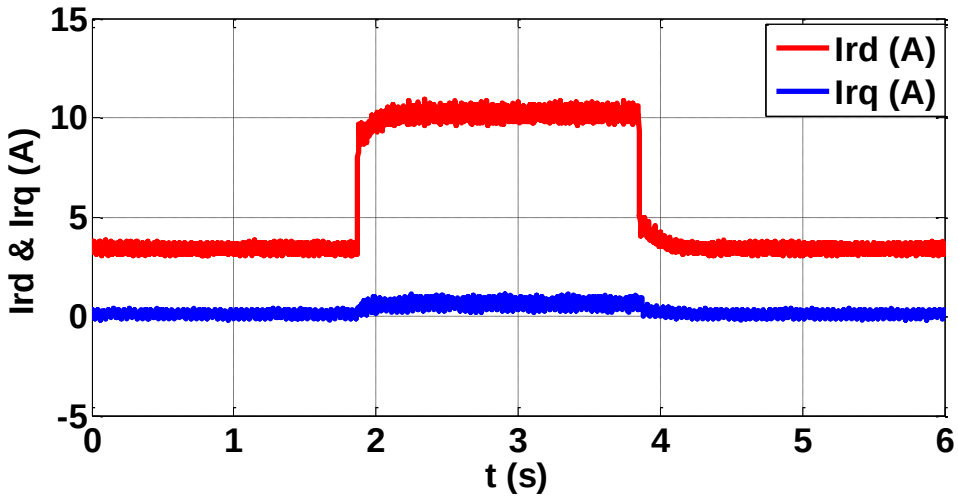
Şekil 6.65'de ise kestirilen $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimleri görülmektedir. P_s değişiminde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$'in ayrı ayrı değiştikleri görülmektedir.



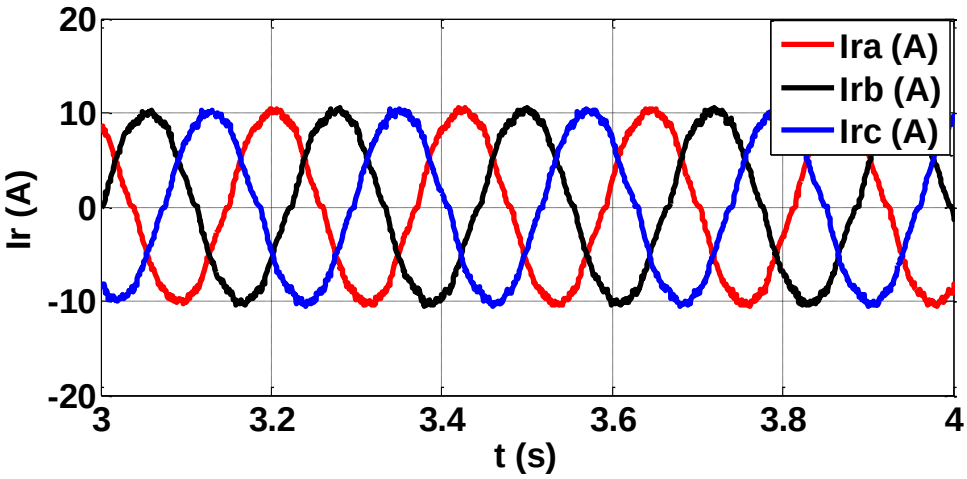
Şekil 6.58 : Deney-E-Q_s=160VAr adım testinde Q_s değişimi.



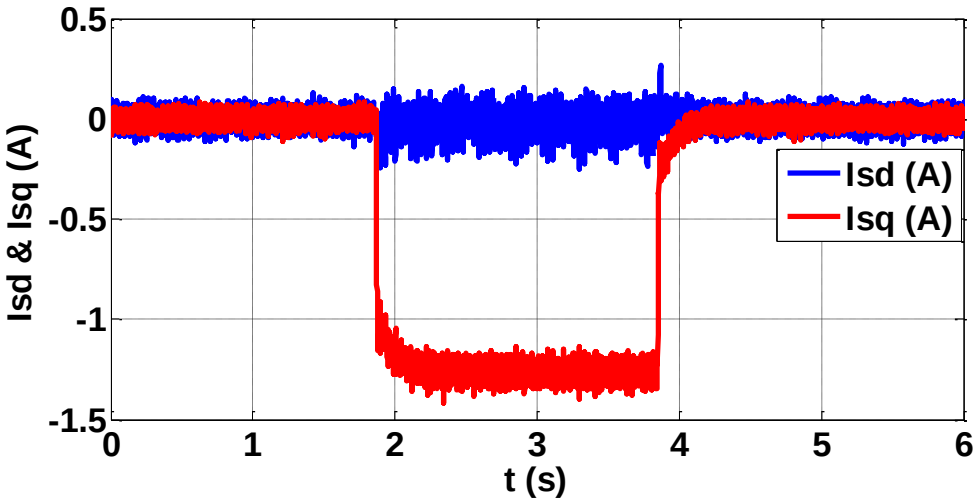
Şekil 6.59 : Deney-E-Q_s=160VAr adım testinde P_s değişimi.



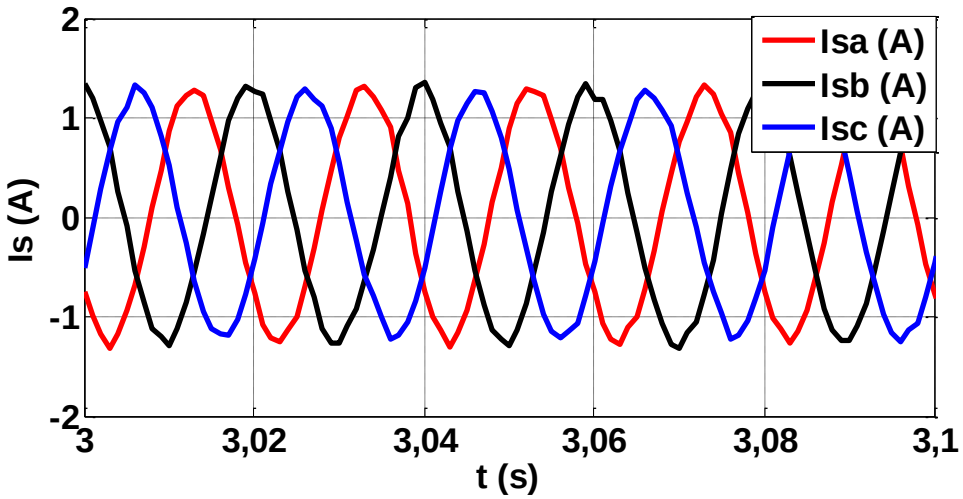
Şekil 6.60 : Deney-E-Q_s=160VAr adım testinde i_{rd} ve i_{rq} değişimi.



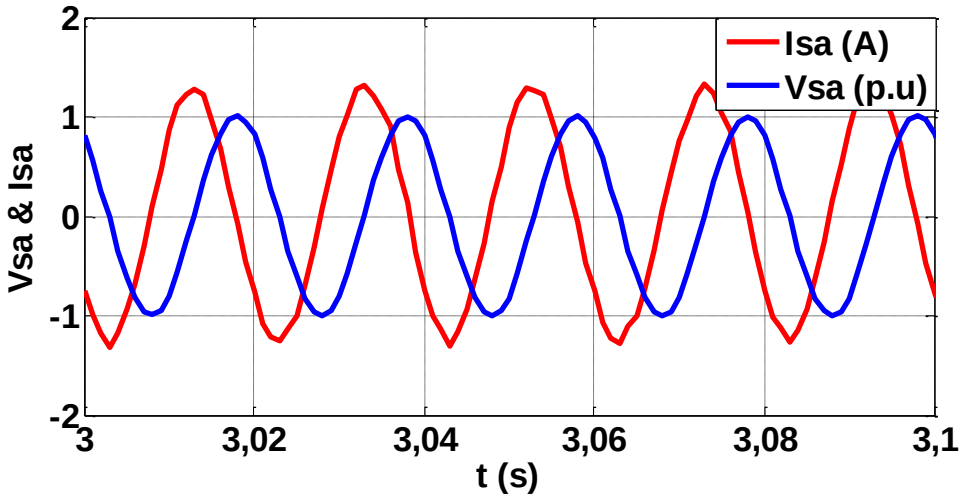
Şekil 6.61 : Deney-E-Q_s=160VAr adım testinde $i_{ra,b,c}$ değişimi.



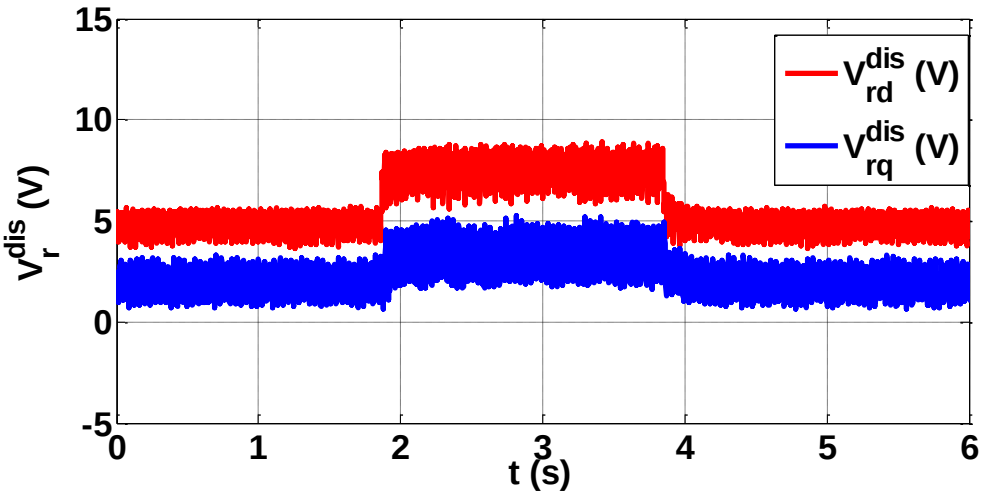
Şekil 6.62 : Deney-E-Q_s=160VAr adım testinde i_{sd} ve i_{sq} değişimi.



Şekil 6.63 : Deney-E-Q_s=160VAr adım testinde $i_{sa,b,c}$.



Şekil 6.64 : Deney-E-Q_s=160VAr adım testinde v_{sa} ve i_{sa}'nın birlikte gösterimi.



Şekil 6.65 : Deney-E-Q_s=160VAr adım testinde $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimi.

Böylece RSC'nin senkron altı hızda istenen çalışma bölgelerinde amaçlanan şekilde çalıştığı gösterilmiştir. Senkronizasyon çalışması ile DFIG'nin şebekeye yumuşak bağlantısı gerçekleştirilmiştir. Ayrıştırılmış P_s ve Q_s kontrolü gerçeklenmiştir ve şekil 6.56 ve şekil 6.64 'de gösterilen v_{sa} ve i_{sa} arasında oluşan faz farkı ile P_s ve Q_s değişimi doğrulanmıştır. Şekil 6.57 ve 6.65'de $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişimlerinin uygulanan P_s ve Q_s adım testlerinde bozucu gözlemleyicisinin DFIG'de çalışma bölgesinin değişiminde değiştikleri görülmektedir. Ancak ölçülemeyen ve değişen DFIG parametreleri nedeniyle $\hat{v}_{rd}^{dis}$ ve $\hat{v}_{rq}^{dis}$ değişiminin gerçekliği doğrulanamamıştır.

6.2.3 GSC ve RSC'nin Birlikte Çalıştığı Deney Çalışmaları

GSC ve RSC'nin birlikte çalıştığı deney çalışmalarında şekil 6.17'de verilen deney seti kullanılarak oluşturulan RSC ve GSC algoritmaları birlikte çalıştırılmıştır. RSC için şekil 6.19, GSC için ise şekil 5.5'de verilen blok diyagramı birlikte çalıştırılmıştır.

İki farklı deneyle GSC ile RSC'nin birlikte çalışması gösterilecektir. Birinci deneyde (Deney -F-) senkron altı hızda P_s=1200W adım testi yapılacak ve GSC'nin bu değişime karşı VDC=120V'ta başarılı bir şekilde kontrol ettiği gösterilecektir.

Deney setinin girişinde bulunan ototransformatör yardımıyla şebeke gerilimi güvenlik amacıyla sınırlandırılarak RSC'de 280VAC (L-L), GSC'de ise nominal DFIG rotor gerilim seviyesi olan 70VAC (L-L) kullanılmıştır. DFIG çizelge 6.4'de verilen plaka değerlerinde belirtilen nominal akımların üzerinde kısa süreli yüklenerek GSC'nin DC bara gerilimini en kötü durumda bile 120VDC'de sabit tutabildiği gösterilmiştir.

DFIG'de uygulanan P_s adım testinde P_s=1200W adım testinde P_s ve Q_s değişimi sırasıyla şekil 6.66 ve 6.67'de görülmektedir.

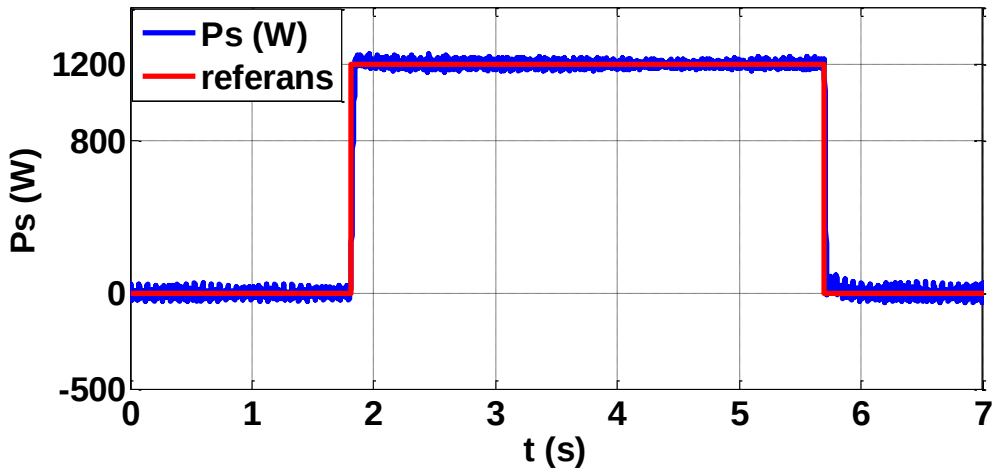
DFIG'nin stator devresine uygulanan v_{sa} gerilimi şekil 6.68'de görülmektedir. Güvenlik amacıyla ototransformatör yardımıyla 380VAC'den daha düşük gerilim uygulanmıştır.

DFIG'nin hızı şekil 6.69'da verilmiştir. Uygulanan yüksek P_s adım testinde açık çevrimde çalışan SCIM ticari sürücüsü nedeniyle hızın düştüğü görülmektedir. Hız düşümü DFIG'nin sistemde enerji ürettiğini göstermektedir.

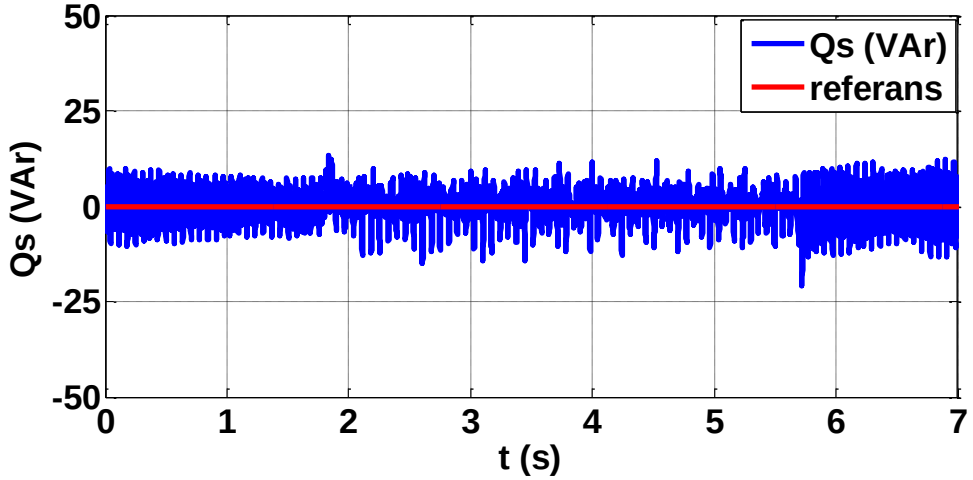
Şekil 6.70 ve 6.71'de sırasıyla i_{rd}-i_{rq} ve i_{sd}-i_{sq} değişimleri görülmektedir. P_s değişiminin i_{rq} ve i_{sd} değiştirdiği görülmektedir. Şekil 6.72'de $i_{sa,b,c}$ değişimleri görülmektedir. Uygulanan düşük gerilim ve yüksek P_s adım testi nedeniyle i_s ve i_r'nin nominal değerinin üzerine çıktığı görülmetedir.

Şekil 6.73'de v_{sa}-i_{sa} birlikte gösterilerek P_s=1200W gücün şebekeye aktarıldığı görülmektedir.

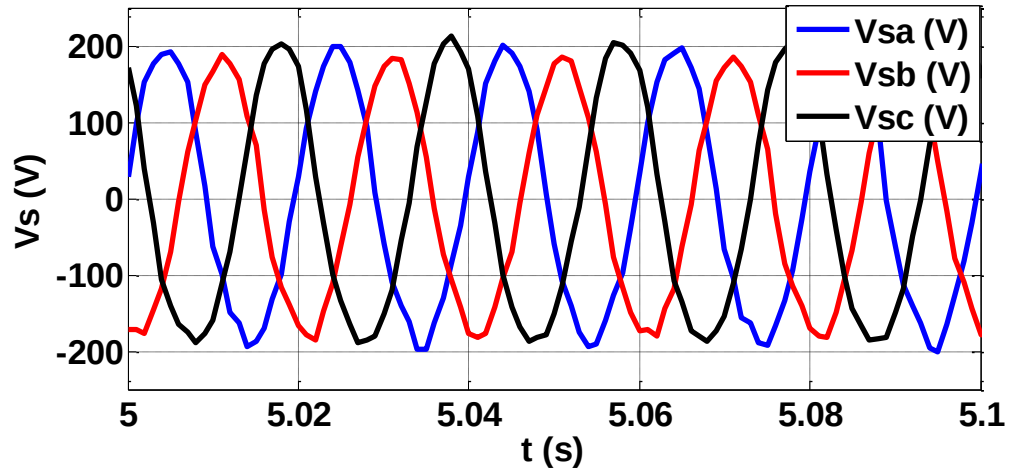
Şekil 6.74'de GSC'de uygulanan $V_{ga,b,c}$ değişimleri görülmektedir. Şekil 6.75'de uygulanan P_s=1200W adım testinde DC bara geriliminin 120VDC'de sabit tutulmaya çalışıldığı yük artışında kısa süreli gerilim değişimleri görülmektedir. Şekil 7.76'da i_{gd}'nin DC bara gerilimini kontrol etmek için yük artışında yükseldiği i_{gq}'nun ise referans değeri olan sıfırda kaldığı görülmektedir.



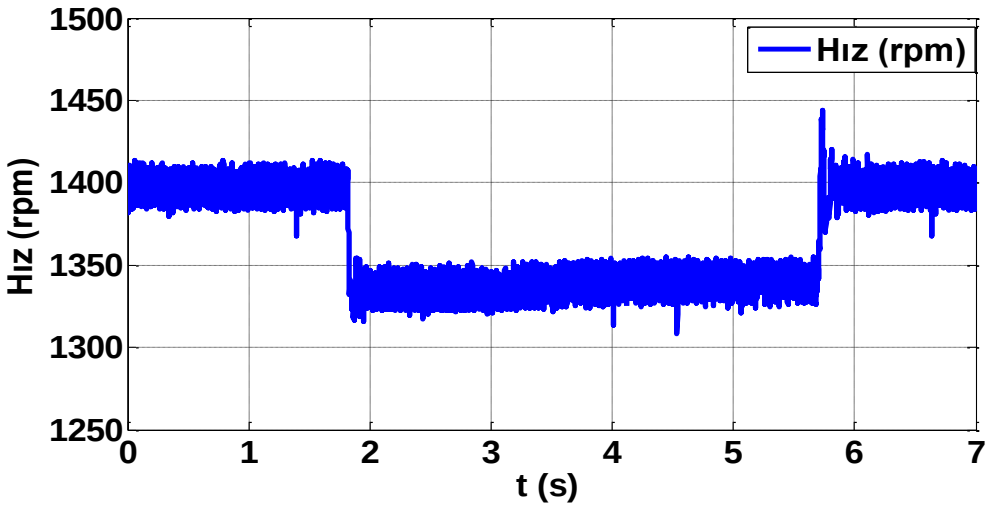
Şekil 6.66 : Deney-F-P_s=1200W adım testinde RSC'de P_s değişimi.



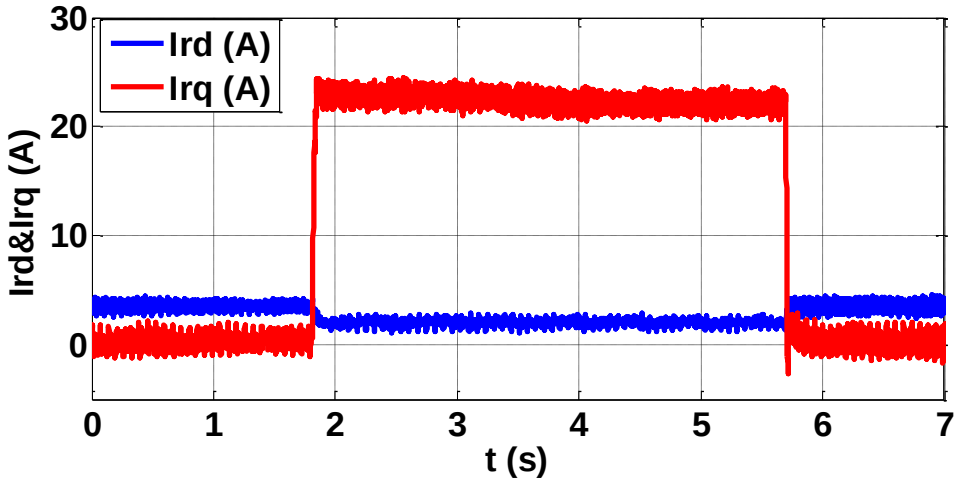
Şekil 6.67 : Deney-F-P_s=1200W adım testinde RSC'de Q_s değişimi.



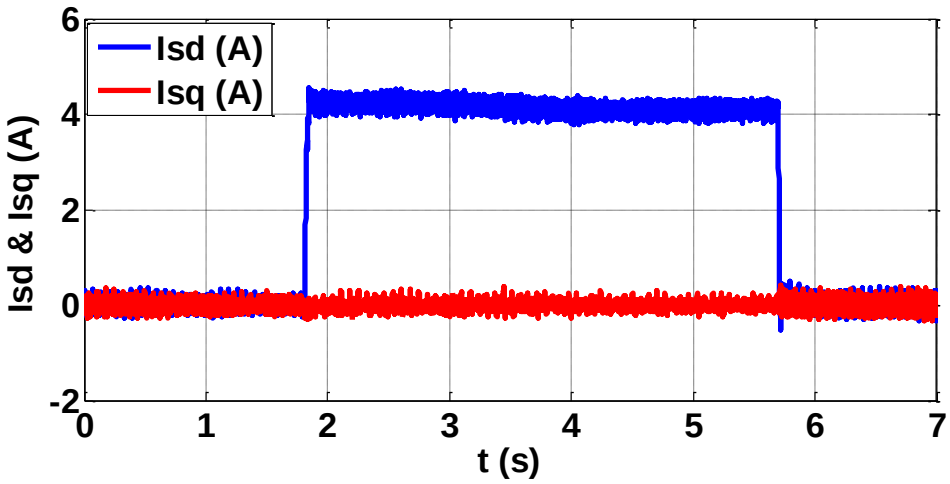
Şekil 6.68 : Deney-F-P_s=1200W adım testinde RSC'de V_s gösterimi.



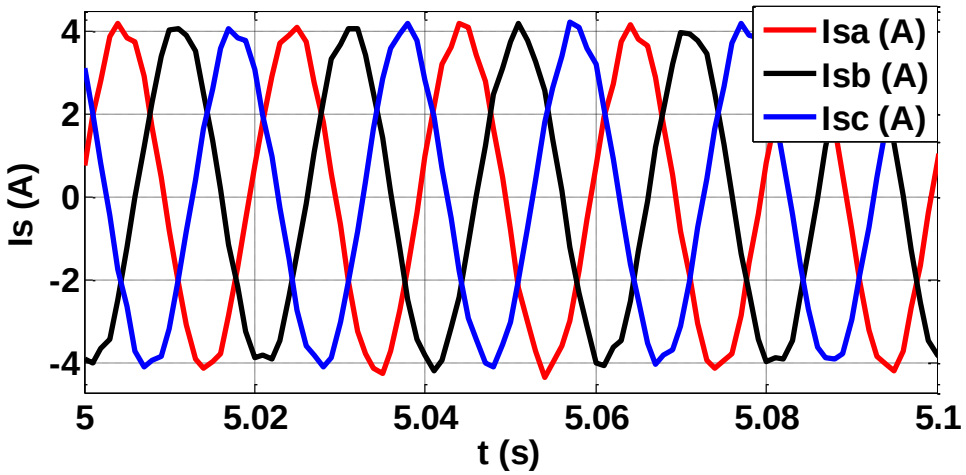
Şekil 6.69 : Deney-F-P_s=1200W adım testinde DFIG hız değişimi.



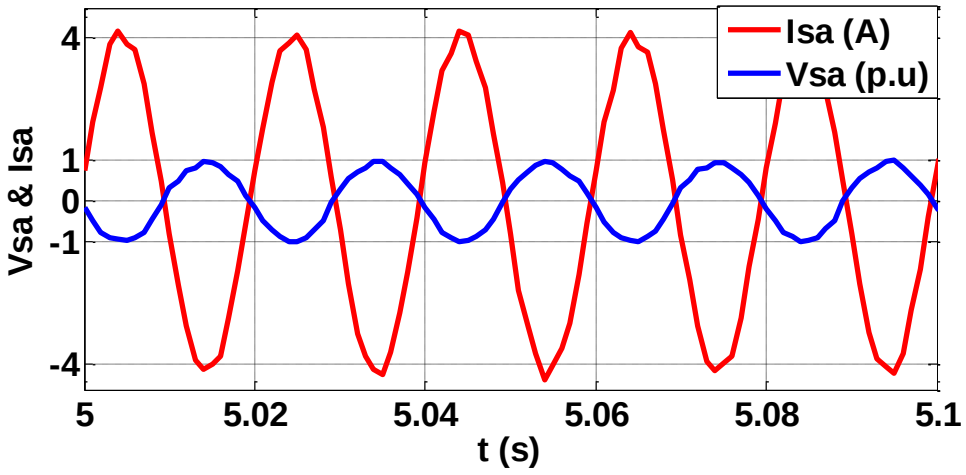
Şekil 6.70 : Deney-F-P_s=1200W adım testinde RSC'de i_{rd} ve i_{rq} değişimi.



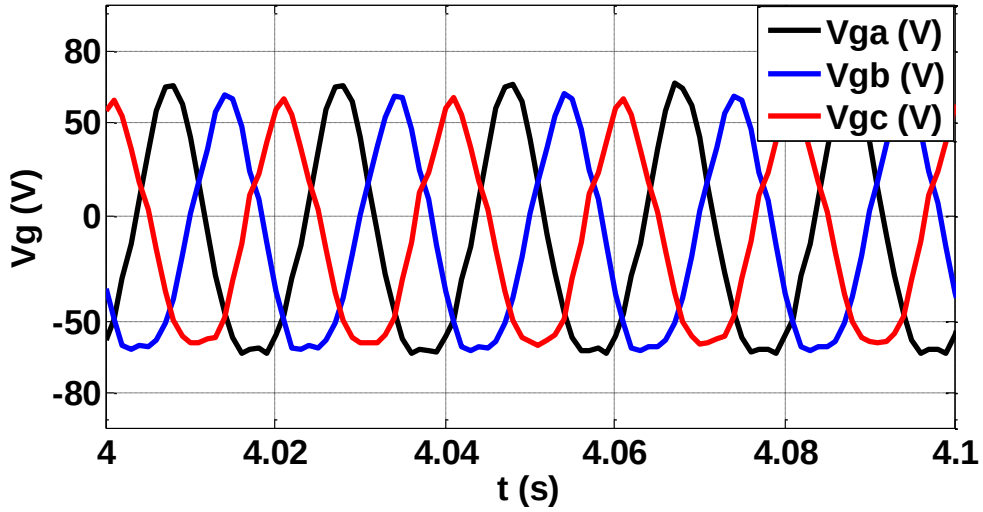
Şekil 6.71 : Deney-F-P_s=1200W adım testinde RSC'de i_{sd} ve i_{sq} değişimi.



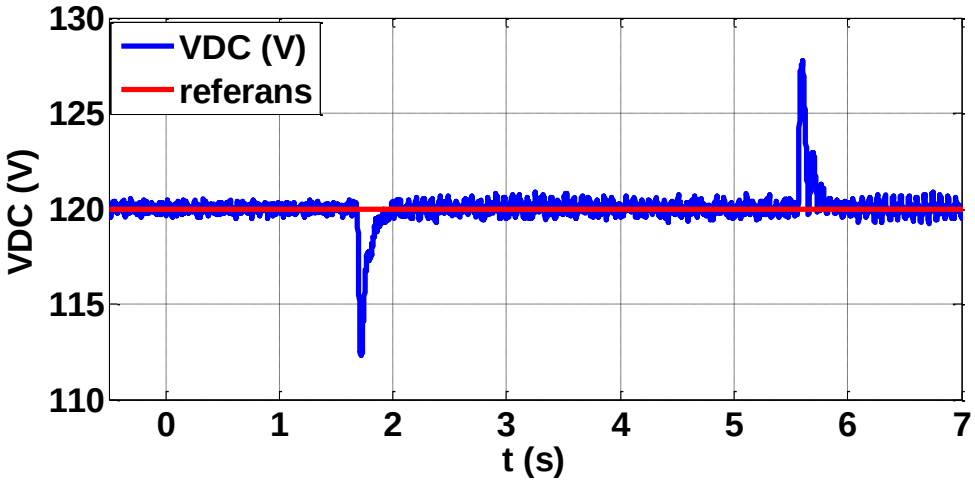
Şekil 6.72 : Deney-F-P_s=1200W adım testinde RSC'de $i_{sa,b,c}$ değişimi.



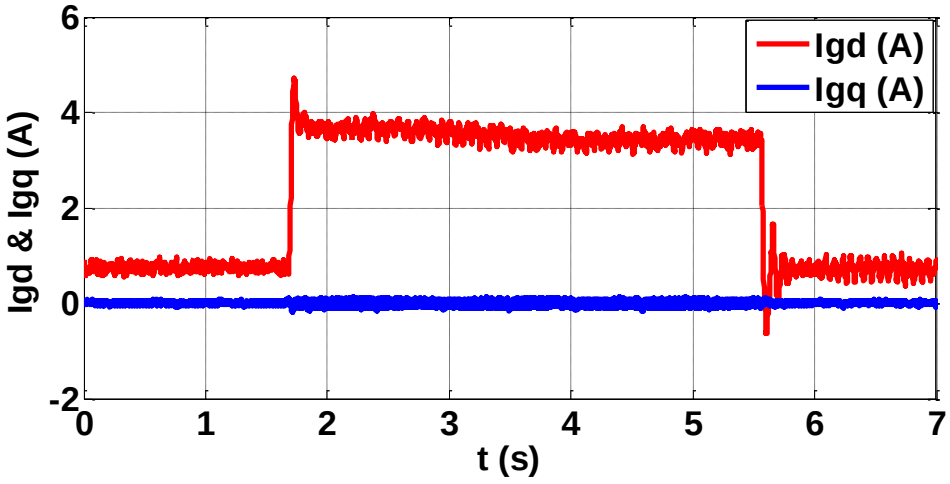
Şekil 6.73 : Deney-F-P_s=1200W adım testinde i_{sa} v_{sa}'nın RSC'de gösterimi.



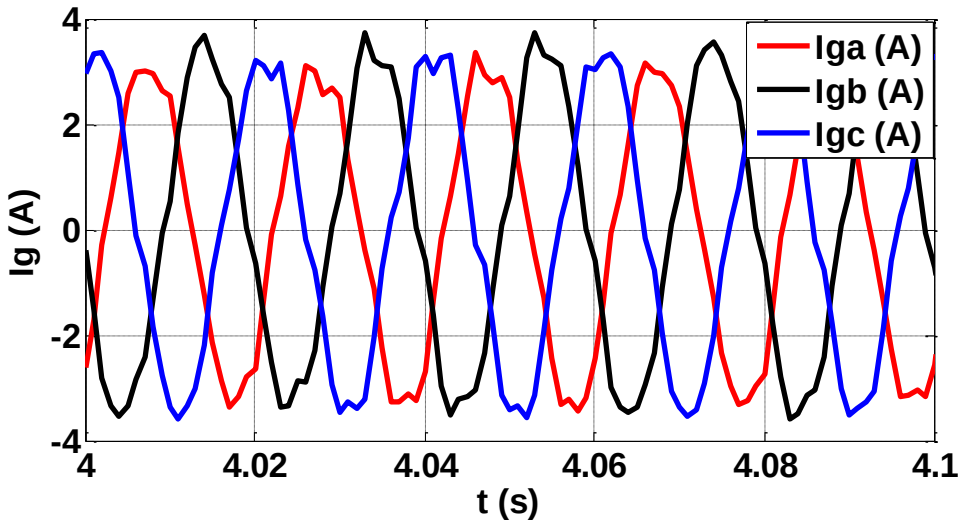
Şekil 6.74 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde GSC'de $v_{ga,b,c}$.



Şekil 6.75 : Deney-F-P_s=1200W adım testinde GSC'de DC bara gerilimi.



Şekil 6.76 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde GSC'de i_{gd} ve i_{gq} değişimi.



Şekil 6.77 : Deney-F- P_s=1200W adım testinde GSC'de $i_{ga,b,c}$.

İkinci deneyde (Deney -G-) P_s=1000W güçte iken DFIG'nin hızı senkron altı hızdan senkron üzeri hıza çıkarılarak DFIG'nin rotor devresi enerjisinin yön değiştirdiği gösterilecektir. Bu değişimde GSC'nin DC bara gerilimini 120VDC'de sabit tutarken rotor devresinde üretilen enerjiyi şebekeye aktardığı gösterilecektir.

Şekil 6.78 ve 6.79'da sırasıyla P_s=1000W ve Q_s=0VAr sabit tutulduğu görülmektedir.

Şekil 6.80'de sistemdeki hız değişiminin 6. saniyede senkron altı hızdan senkron üstü hıza çıktığı görülmektedir.

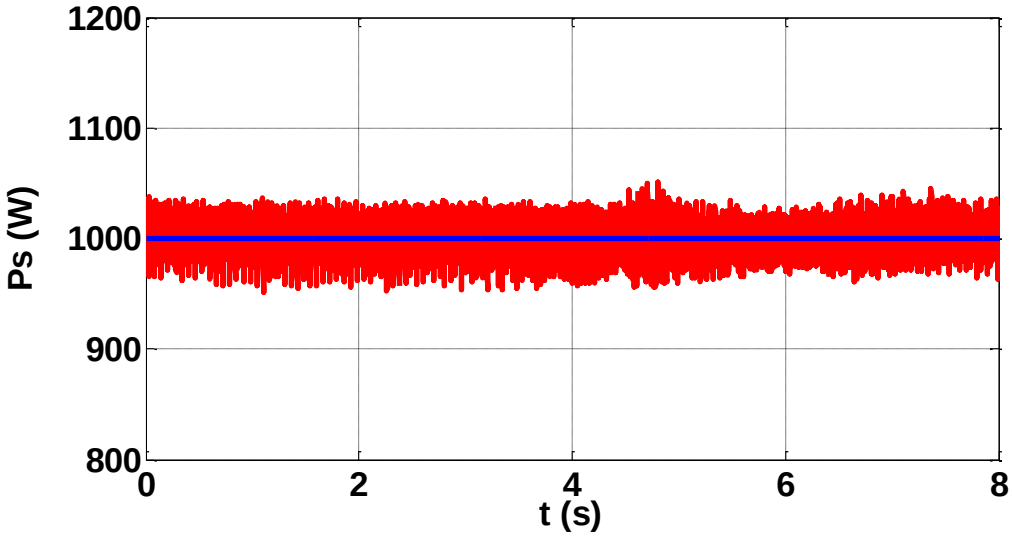
Şekil 6.81 ve 6.82'de $i_{ra,b,c}$'nin 6. Saniyede yön değiştirdiği görülmektedir.

Şekil 6.83'de GSC'de DC bara geriliminin 120VDC'de bu değişimde sabit kaldığı görülmektedir.

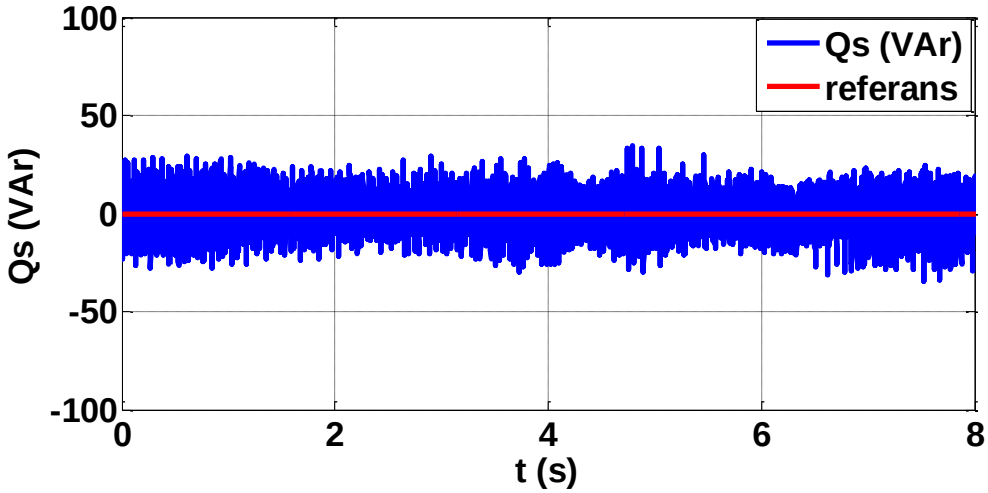
Şekil 6.84'de i_{gd}'nin senkron altı hızdan senkron üzeri hıza geçerken yön değiştirdiği, bir başka ifadeyle GSC'de güç aktarımının yön değiştirdiği görülmektedir.

Şekil 6.85'de i_{gq}'nun referans değeri olan sıfırda kaldığı görülmektedir.

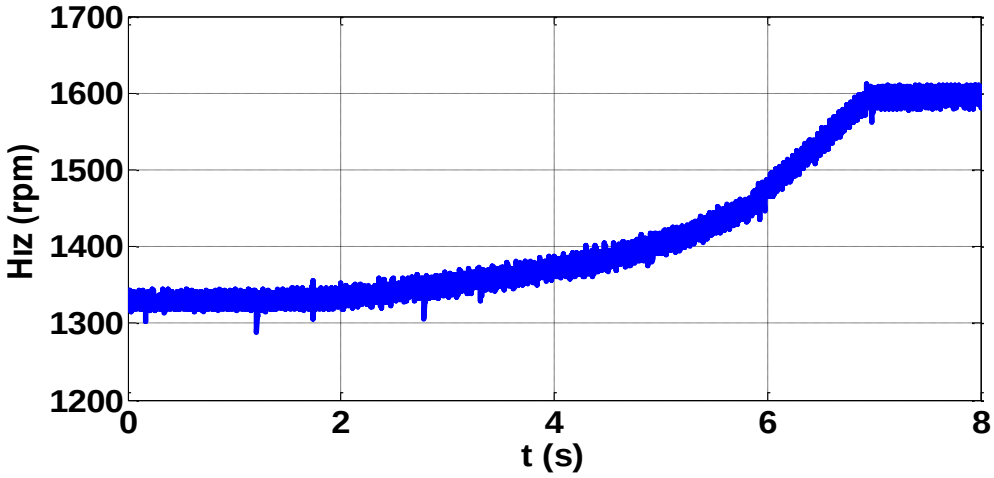
Şekil 6.86'da ise $i_{ga,b,c}$ ifadelerinin yakınlaştırılmış görüntüleri verilerek akım dalga şeklinin gösterilmesi amaçlanmıştır.



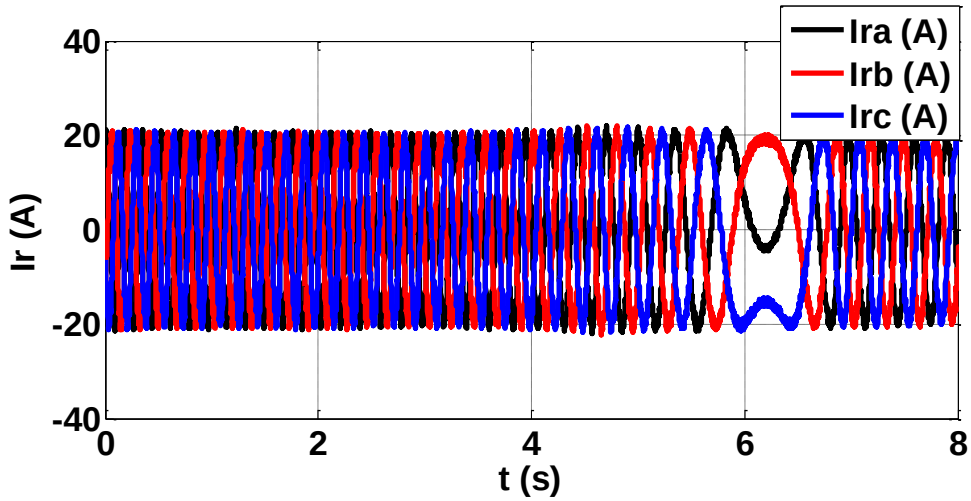
Şekil 6.78 : Deney-G-P_s=1000W Q_s=0VAr iken hız değişiminde P_s.



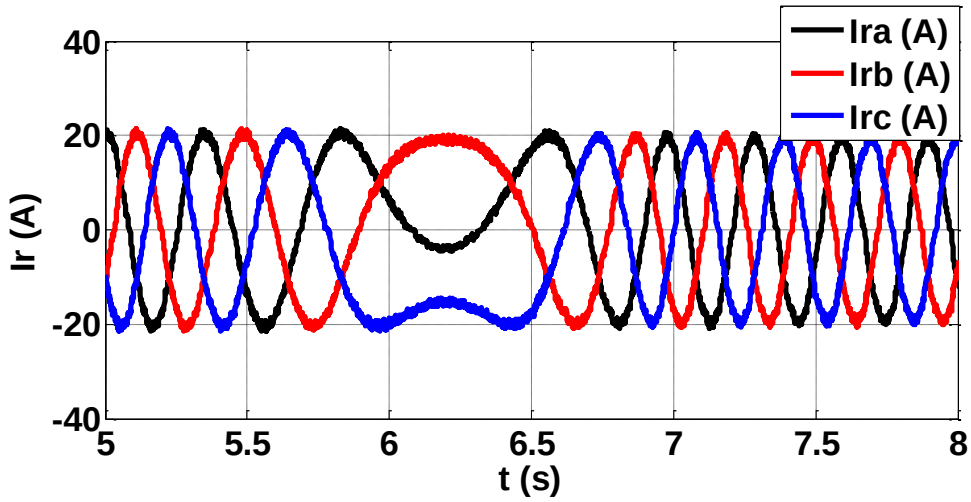
Şekil 6.79 : Deney-G-P_s=1000W Q_s=0VAr iken hız değişiminde Q_s.



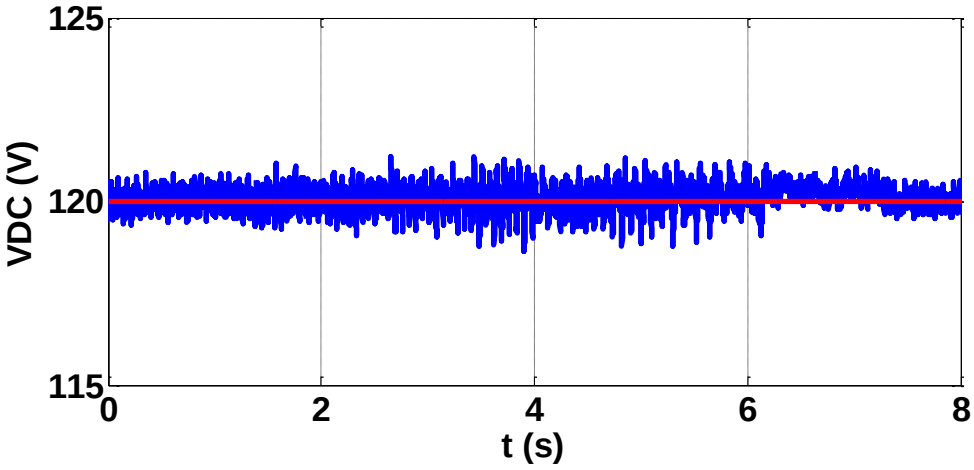
Şekil 6.80 : Deney-G- P_s=1000W Q_s=0VAr iken hız değişimi ω_m.



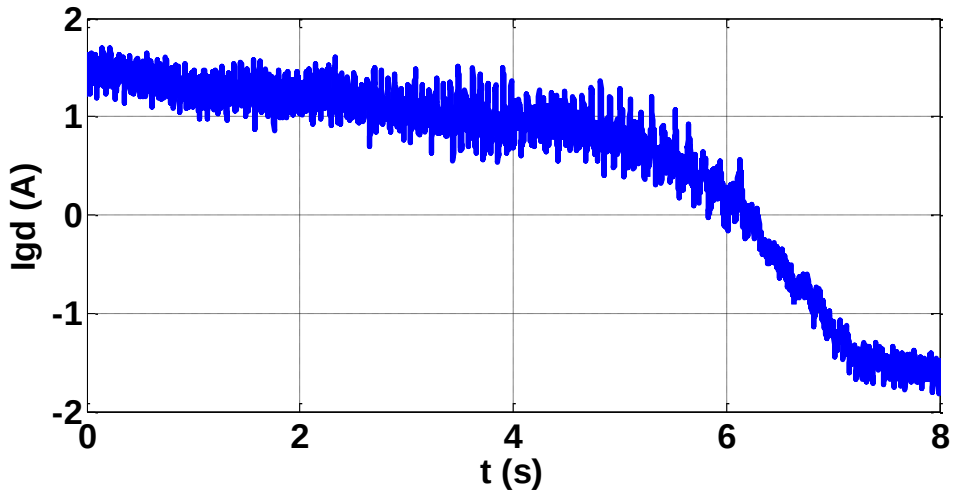
Şekil 6.81 : Deney-G- P_s=1000W Q_s=0VAr iken hız değişiminde $i_{ra,b,c}$.



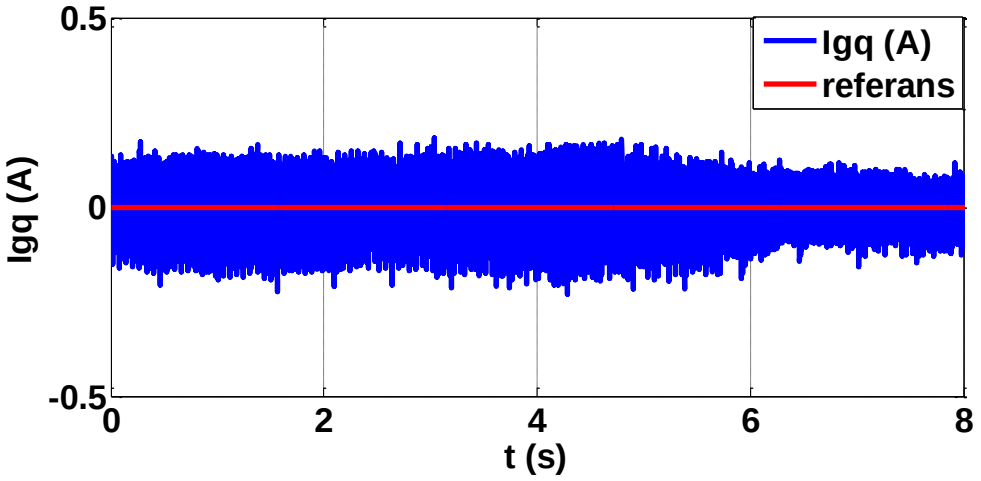
Şekil 6.82 : Deney-G- P_s=1000W Q_s=0VAr iken $i_{ra,b,c}$ (yakınlaştırılmış).



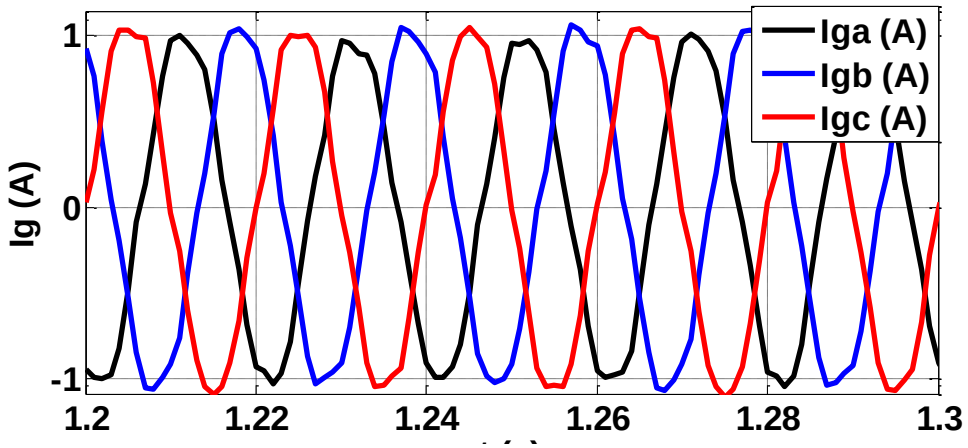
Şekil 6.83 : Deney-G-P_s=1000W Q_s=0VAr iken GSC'de VDC.



Şekil 6.84 : Deney-G-P_s=1000W Q_s=0VAr iken GSC'de i_{gd}.



Şekil 6.85 : Deney-G-P_s=1000W Q_s=0VAr iken GSC'de i_{gq}.



Şekil 6.86 : Deney-G-P_s=1000W Q_s=0VAr iken GSC'de $i_{ga,b,c}$.

6.3 Simülasyon ve Deney Çalışmalarından Çıkarılan Sonuçlar

Yapılan simülasyon çalışmaları ile birinci dereceden alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisinin, fiziksel değişimlerden etkilenen bozucu terimleri MILRES projesindeki DFIG parametreleri ile oluşturulan modelde doğru bir şekilde kestirdiği gösterilmiştir.

Birinci deney çalışmasında (Deney-A ve Deney-B-) ayrıştırılmış rotor akımlarındaki değişimin (i_{rd} ve i_{rq}) sırasıyla Q_s ve P_s değişiminde etkin olduğu gösterilmiştir.

İkinci deney çalışmasında (Deney-C- ve Deney –D-) uygulanan adım testleri ile P_s ve Q_s ayrı ayrı kontrol edilmiştir.

Üçüncü deney çalışmasında (Deney –E-) DFIG'nin şebekeye yumuşak bağlantısı gerçekleştirilmiştir.

Dördüncü deney çalışmasında (Deney –F-) GSC ve RSC birlikte çalıştırılarak yüksek P_s adım testinde VDC'nin sabit kalarak GSC'nin başarılı bir şekilde RSC ile birlikte çalıştığı gösterilmiştir.

Beşinci deney çalışmasında (Deney –G-) DFIG senkron altı hızdan senkron üzeri hıza çıkarılarak rotor akımlarının yön değiştirdiği ve GSC'nin de şebekeye bu değişimle güç aktardığı gösterilmiştir.

7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada değişken hızlı WECS'de kullanılan şebeke bağlantılı DFIG'e yönelik alçak geçiren filtre tabanlı bozucu gözlemleyicisi tasarımı yapılarak fiziksel değişimlerden etkilenen parametre belirsizliklerine karşı dayanıklı bir kontrol yapısı oluşturulmuştur. DFIG için oluşturulan kontrol yapısının ve kestirilen bozucu terimlerin doğruluğu oluşturulan simülasyon ortamında gösterilmiştir.

Deney çalışmalarında rotor devresinin dört bölge kontrolü için oluşturulan arka arkaya bağlanmış iki seviyeli evirici devresinde şebeke tarafı kontrolü (GSC) ve rotor taraf kontrolü (RSC) için de ayrı ayı kontrol algoritmaları oluştulmuş ve bu algoritmalar birlikte çalıştırılarak yöntemin kullanılabilirliği gösterilmiştir. Tasarlanan kontrol yöntemleri DFIG veya elektrik şebekesinde parametre bilgilerinin bilinmesine ihtiyaç duymamaktadır. DFIG'in şebekeye yumuşak bağlantısı incelenmiş ve geliştirilen algoritma ile yumuşak bağlantı gerçekleştirilmiştir.

Tasarlanan algoritma basit ve dayanıklı yapısıyla WECS'de kullanılabilir görülürken, ileriki çalışmalarda ikinci bölümde detaylandırılan ve stokastik bir yapıda olan değişken rüzgar hızlarında da çalıştırılacak bir deney ortamı oluşturularak yöntemin kulllanılabilirlik ve dayanıklılığı gösterilebilir.

Şebeke bağlantılı DFIG'e ait bir diğer problem de şebeke gerilim problemlerinde statorun direk şebekeye bağlı olması nedeniyle oluşan problemler ve kontrol sisteminin şebeke problemlerine karşı kırılgan davranışlarıdır. İleriki çalışmalarda deney ortamında şebeke problemi oluşturularak kontrol yönteminin şebeke problemlerindeki davranışları incelenebilir.

Sonuç olarak, bu çalışmada tasarlanan şebeke bağlantılı DFIG'e yönelik kontrol sistemleri, basit, dayanıklı ve güvenilir yapısıyla değişken hızlı WECS'de başarılı bir şekilde uygulanabilir.

KAYNAKLAR

[1] **Monteneau, I., Bratcu, N.A, Cutululis, N.A., Ceanga, E.** (2008). *Optimal Control of Wind Energy Systems: Towards a Global Approach*, Advances in Industrial Control, Springer.

[2] **Ackerman, T.** (2005). *Wind Power in Power Systems*, Wiley.

[3] **Lindholm, M.** (2004). *Doubly Fed Drives for Variable Speed Wind Turbines: A 40kW Laboratory setup*, (doktora tezi), Technical University of Denmark.

[4] **Burton T., Jenkins N., Sharpe, D., Bossanyi E.** (2011). *Wind Energy Handbook, 2nd Edition*, Wiley.

[5] **Akhmadov, V.** (2002). Variable Speed Wind Turbines with Doubly-Fed Induction Generators Part 1: Modelling in Dynamic Simulation Tools, *Wind Engineering*. 26 (2), 85-108.

[6] **Sarıoğlu, K., Gökaşan M., Bogosyan, S.** (2003). *Asenkron Makinalar ve Kontrolü*, Birsen Yayınevi.

[7] **Barut, M.** (2005). *Sincap Kafesli Asenkron Motorların Algılayıcısız Yüksek Başarımlı Kontrolüne Yönelik Genişletilmiş Kalman Filtresi Tasarım ve Uygulaması*, (doktora tezi), İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstütüsü, İstanbul.

[8] **Pena, R., Clare, J.C., Asher, G.M.** (1996). Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and Its Application to Variable Speed Drive, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 143 (3), 231-241.

[9] **Pena, R., Clare, J.C., Asher, G.M.** (1996). Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine, *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 143 (5), 380-387.

[10] **Müller, S., Deicke, M, Doncker R.W.D.** (2002). Doubly Fed Induction Generator Systems for Wind Turbines, *IEEE Industry Applications Magazine*, 8 (3), 26-33.

[11] **Li, S., Challoo R., Nemmers M.** (2009). Comparitive Study of DFIG Power Control Using Stator-Voltage and Stator-Flux Oriented Frames, *IEEE Power and Energy Society General Meeting* (pp. 1-8), Calgary, AB, July 26-30.

[12] **Alegria, I., Andreu J., S., Challoo R., Nemmers M.** (2009). Connection Requirements for Wind Farms: A Survey on Technical Requirements and Regulation, *Renewable&Sustainable Energy Reviews*, 11 (8), 1858-1872.

[13] **Akhmadov, V.** (2003). *Analysis of Dynamic Behaivour of Electric Power Systems with Large Amount of Wind Power*, (doktora tezi), Technical University of Denmark.

[14] **EN 50160** (2007). *Power Quality Application Guide: Voltage Disturbances Standard EN 50160: Voltage Characteristics in Public Distribution Systems*, Copper Development Association.

[15] **IEEE 1547** (2008). *IEEE Application Guide for IEEE Standard for Interconnecting Distrubuted Resources with Electric Power Systems*, IEEE Standards Coordinating Committee 21.

[16] **Takahashi., Kamitomioka, N.** (1986). A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22 (5), 820-827.

[17] **Gokhale K.P., Karraker, D.W., and Heikkila, S.J.** (2002). *U.S. Patent*, 6448735B1, Controller for a wound Rotor Slip Ring Induction Machine.

[18] **XU, L., Cartwright P.** (2006). Direct Active and Reactive Power Control of DFIG for Wind Energy Generation, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21 (3), 750-758.

[19] **Mansour M., Islam S.M., Masoum A.S.M.** (2011). Enhanced Hysterisis-Based Current Regulators, I*EEE Transactions on Power Electronics*, 26 (1), 223-234.

[20] **Utkin, V.** (1977). Variable Structure Systems with Sliding Modes, *IEEE Transaction on Automatic Control*, 22 (2), 212-222.

[21] **De Batista, Mantz, R.J.** (2004). Dynamical Variable Structure Controller for Power Regulation of Wind Energy Conversion Systems, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 19 (4), 756-763.

[22] **Beltran B., Benbouzid M.E.H, T. Ahmed-Ali** (2012). Second-Order Sliding Mode Control of a Doubly Fed Induction Generator Driven Wind Turbine, *IEEE Transcactions on Energy Conversion*, 27 (2), 261-269.

[23] **Martinez, M.I., Tapia, G., Susperregui, A., Camblong, H.** (2012). Sliding-Mode Control for DFIG Rotor- and Grid-Side Converters Under Unbalanced and Harmonically Distorted Grid Voltage, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 27 (2), 328-339.

[24] **Susperregui, A., Tapia, G., Martinez, M.I., Blanco, A.** (2011). Second-Order Sliding Mode Controller Design and Tuning for Grid Synchronization and Power Control of a Wind Turbine-Driven DFIG, *IET Renewable Power Generation*, 7 (5) 540-551.

[25] **Hu, J., Nian, H., Hu, B., He, Y., Zhu, Z.Q.** (2010). Direct Active and Reactive Power Regulation of DFIG Using Sliding-Mode Control Appoach, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25 (4), 1028-1039.

[26] **Tapia, G. Santamaria, G., Telleria, M., Susperregui, A.** (2009). Methodology for Smooth Connection of Doubly Fed Induction Generators to the Grid, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24 (4), 959-971.

[27] **Ohnishi K., Shibata, M., Toshiyuki, M.** (1996). Motion Control for Advanced Mechatronics, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 1 (1), 56-67.

[28] **Siemens** (2005). *Simovert Master Drives, Active Front End (AFE) Operating Instructions*, Edition AD, Siemens.

[29] **ABB** (t.y.), *ABB Industrial Drives, Regenerative Inverter Suply Units (ISU)*, User Manual, ABB.

[30] **Timbus, A., Liserre, M., Teoderuscu, R., Rodrigez, P., Blaaberg, F.** (2009). Evaluation of Current Controllers for Distrubuted Power Generation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24 (3), 654-664.

[31] **Carrasco, J.M., Franquelo, G.L, Bialasiewicz, J.T., Galvan, E., Guisado, P.C.R., Prats, M.A., Leon, J.I., Alfonso, N.M.** (2006). Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53 (53), 1002-1006.

[32] **Chung, S.K.** (2000). A Phase Tracking System for Three Phase Utility Interface Inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15 (3), 431-438.

[33] **Timbus, A., Liserre, M., Teoderuscu, R., Rodrigez, P., Blaaberg, F.** (2005). Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems, An Overwiev and Evaluation, *IEEE Power Electronics Specialists Conference* (pp.2474-2481), Recife, Brazil, June, 12-18,

[34] **Rodrigez, P., Luna, A., Teodorescu, R., Lov, F., Blaabjerg, F.** (2007). Fault Ride-through Capability Implementation in Wind Turbine Converters Using a Decoupled Synchronous Reference Frame PLL, *European Conference on Power Electronics and Applications*, (pp. 1-10), Aalborg, Denmark, September, 10-13.

[35] **Ghartemani, M.K.** (2013). A Unifying Approach to Single-Phase Synchronous Reference Frame PLLs, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28 (10), 4550-4556.

[36] **Demirok, E.** (2007). *Grid Connected Variable Speed Generator Applications with Doubly-Fed Induction Machine*, (Yüksek Lisans Tezi), Sabancı Üniversitesi, İstanbul.

[37] **Leonard, E.,** (2001). *Control of Electrical Drives*, Springer.

[38] **TÜBİTAK MAM,** (2012). *Milli Rüzgar Enerjisi Sistemleri Geliştirilmesi ve Prototip Türbin Üretimi, Generatör Elektriksel ve Manyetik Analiz Detay Tasarım Raporu,* Gebze, TÜBİTAK.

[39] **Url-1** <http://www.vestas.com/en/media/news> erişim tarihi, 12.06.2014.

[40] **Pao,Y.L., Johnson, K.** (2009). A Tutorial on the dynamics and control of Wind turbines. *American Control Conference,* (pp.2076-2089), St. Luis, MO, June, 10-12.

[41] **Boukhezzar, B., Lupu, L., Siguerdidjane, Hand, M.** (2007). Multivariable control strategy for variable speed, variable pitch wind turbines, *Elsevier, Renewable Energy*, 32 (8), 1273-1287.

[42] **Krause,P., Wasynczuk, O.,Sudhoff, S.D.** (2002). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, 2nd Edition*, Wiley Inter Science, IEEE Series on Power Engineering.

[43] **Hopfensperger, B., Atkinson, D.J., Lakin, R.A.** (2002). Stator-flux-oriented control of a doubly-fed induction machine with and without position encoder, *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 147 (4), 241-250.

[44] **Tapia, A., Tapia, G., Ostolaza, J.X., Saenz, J.R. (**2003). Modelling and Control of a Wind Turbine Driven Doubly Fed Induction Generator, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18 (2), 194-204.

[45] **Tapia, G., Tapia, A., Ostolaza, J.X. (**2006). Two Alternative Modeling Approaches for the Evaluation of Wind Farm Active and Reactive Power Performances, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 21 (4), 909-920.

[46] **Broeck, H.W.V., Skudelny, H.C., Stanke, G.V.** (1988). Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24 (1), 142-150.

[47] **Zhi, D., Xu, L.** (2007). Direct Power Control of DFIG with Constant Switching Frequency and Improved Transient Performance, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22 (1), 110-118.

[48] **Zhou P., Yikang, H., Sun, D.** (2009). Improved Direct Power Control of a DFIG-Based Wind Turbine During Network Unbalance, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24 (11), 2465-2474.

[49] **Hu J., Nian, H., Hu, B., He, Y., Zhu, Z.Q.** (2010). Direct Active and Reactive Power Regulation of DFIG Using Sliding Mode Approach, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25 (14), 1028-1039.

[50] **Munteanu, I., Bacha, S., Bratcu, A. I., Guiraud, J., Roye, D.** (2008). Energy-Reliability Optimization of Wind Energy Conversion Systems by Sliding Mode Control, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23 (3), 975-985.

[51] **Susperregui, Martinez, M.I., Zubia, I., Tapia, G.** (2008). Energy-Reliability Optimization of Wind Energy Conversion Systems by Sliding Mode Control, *IET Electric Power Applications*, 6 (9), 696-706.

[52] **Luna, A., Rolan, A., Medeiros, G., Rodrigez, P., Teoderuscu, R.** (2009). Control Strategies for DFIG Wind Turbines Under Grid Fault Conditions, *IEEE Industrial Electronics Conference (IECON-09) Proceedings* (pp. 3886-3891), Porto, November 3-5.

[53] **Belmunt, O.G., Ferre, A.J., Sumper, A.** (2008). Ride-Through Control of a Doubly Fed Induction Generator Under Unbalanced Voltage Sags, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23 (4), 1036-1045.

[54] **Xu, L., Wang, Y.** (2007). Dynamic Modelling and Control of DFIG-Based Wind Turbines Under Unbalanced Network Conditions, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22 (1), 314-323.

[55] **Rodrigez, J.R., Dixon, J.W., Espinoza, J.R., Pontt, J., Lezana, P.** (2005). PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52 (1), 5-22.

[56] **Liserre,M., Blaabjerg, F., Hansen, S.** (2005). Design and Control of an LCL-Filter-Based Three Phase Active Rectifier, *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 41 (5), 1281-1291.

[57**] Sabanoviç, A., Ohnishi, K.** (2011). *Motion Control Systems*, John Wiley & Sons.

[58] **Bose, B.** (2001) *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall.

[59] **Url-2 <** *http://www.semikron.com*>, erişim tarihi, 28.05.2013

[60] **Url-3 <***http://www.europowercomponents.com*>, erişim tarihi, 13.08.2014.

[61] **Url-4 <***http://www.analog.com/data_sheets*>, erişim tarihi, 13.08.2014.

[62] **Url-5** <*http://web.itu.edu.tr/yildiri1/mylibrary/data/tlp250.pdf*>, erişim tarihi 13.08.2014.

EKLER

EK A: DFIG Kontrol Ünitesi

EK A: DFIG Kontrol Ünitesi

Sabancı Universitesi Mekatronik Mühendisliği bölümü Mikrosistem Labaratuarında DFIG Kontrol ünitesi oluşturulmuştur. Kontrol ünitesi oluşturulurken, bu çalışmadan sonra da şebeke bağlantılı DFIG'nin kontrolüne yönelik araştırmaların laboratuardaki diğer araştırmacılar tarafından kontrol ünitesinde devam ettirilmesi amaçlanmıştır.

DFIG kontrol ünitesine ait detaylı tek hat diyagramı şekil A1'de verilmiştir. Sistem girişinde bulunanan ototransformatör yardımıyla gerilim seviyesi istenen seviyelere düşürülebilmektedir. Sadece bir adet evirici grubuna yetecek kadar PWM sinyali ds1103 ile oluşturulabildiği için RSC ve GSC için iki adet dSPACE ds1103 kontrolör kullanılmak zorunda kalınmıştır. DC baraya ayrıca yerleştirilebilen sabit güç kaynağı yardımıyla ve ilave anahtarlar (kontaktör) ile GSC ve RSC algoritmalarının ayrı ayrı oluşturulabilmesi amaçlanmıştır.Kullanılan anahtarların kullanım amacı aşağıdaki gibi özetlenebilir.

K1: DFIG'nin stator ve şebeke bağlantısının yapılması amaçlanır. Oluşturulan senkronizasyon algoritması yardımıyla stator ve şebeke gerilimleri eşitlendikten sonra ds1103 tarafından K1 kontaktörü kapatılabilir. Acil durumlarda kontrol ünitesi üzerinde bulunan S1 anahtarı ile de bu bağlantı açılabilmektedir. Ayrıca RSC içerisinde oluşturulan koruma fonksiyonu yardımıyla yaşanabilecek olası bir kontrol problemindeki aşırı akımda Stator-Şebeke bağlantısı RSC tarafından kesilmektedir.

K2: GSC'nin şebeke ile bağlantısının yapılması amaçlanmıştır. Oluşabilecek olası bir aşırı akımda K2 kontaktörü GSC tarafından açılmaktadır. Ayrıca acil durumlarda S2 anahtarı tarafından da bu bağlantı açılabilmektedir.

K3: GSC'nin tek olarak çalıştırılmasında kulllanılmaktadır. Sadece S3 anahtarı yardımıyla K3 kontaktörü açılıp kapanabilir.

K4: RSC'nin tek çalıştırılmasında kulllanılmaktadır. Sadece S4 anahtarı yardımıyla K4 kontaktörü açılıp kapanabilir.Bu hatta bağlanan güç kaynağı yardımıyla RSC güç kaynağı ile senkron altı hızda çalıştırılabilir.

Çizelge A.1'de GSC kontrolü için kullanılan giriş ve çıkış işaretleri görülmektedir. 7 adet analog giriş ile gerekli tüm akım ve gerilim ölçümleri alınmıştır. Bir adet dijital çıkış ile K2 kontaktörü kontrol edilebilir. PWM çıkışları da semikron evirici devrelerine bağlanmadan önce tasarlanan optik izolasyon devresine bağlanmaktadır.

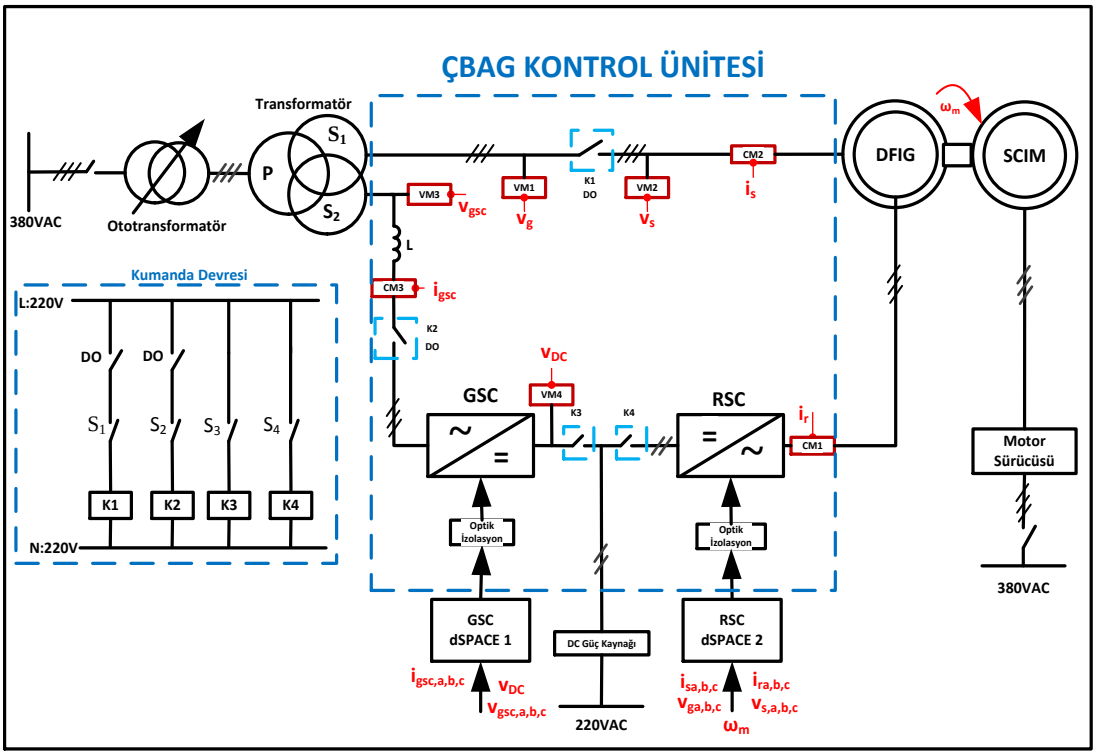
Çizelge A.1 : GSC'de dSPACE1'de kullanılan giriş ve çıkış işaretleri.

Devre İsmi	Sembol	Sinyal Tipi	Sembol
CM3	i_{gsca}	Analog giriş	ADC1
CM3	i_{gscb}	Analog giriş	ADC2
CM3	i_{gscc}	Analog giriş	ADC3
VM3	v_{gsca}	Analog giriş	ADC4
VM3	v_{gscb}	Analog giriş	ADC5
VM3	v_{gscc}	Analog giriş	ADC6
VM4	VDC	Analog giriş	ADC7
K1	k_1	Dijital Çıkış	DO1
Optik İzolasyon		PWM	PWM1

Çizelge A.2'de RSC kontrolü için kullanılan giriş ve çıkış işaretleri görülmektedir. 12 adet analog giriş ile gerekli tüm akım ve gerilim ölçümleri alınmıştır. Bir adet dijital çıkış ile K1 kontaktörü kontrol edilebilir. DFIG'nin hız bilgisi için 1024 darbe/devir oranına sahip bir artımsal kodlayıcı ds1103'ün enkoder girişine bağlanmıştır. PWM çıkışları da semikron evirici devrelerine bağlanmadan önce tasarlanan optik izolasyon devresine bağlanmaktadır.

Çizelge A.2 : RSC'de dSPACE2'de kullanılan giriş ve çıkış işaretleri.

Devre İsmi	Sembol	Sinyal Tipi	Sembol
CM1	i_{ra}	Analog giriş	ADC1
CM1	i_{rb}	Analog giriş	ADC2
CM1	i_{rc}	Analog giriş	ADC3
CM2	i_{sa}	Analog giriş	ADC4
CM2	i_{sb}	Analog giriş	ADC5
CM2	i_{sc}	Analog giriş	ADC6
VM1	v_{ga}	Analog giriş	ADC7
VM1	v_{gb}	Analog giriş	ADC8
VM1	v_{gc}	Analog giriş	ADC9
VM2	v_{ga}	Analog giriş	ADC10
VM2	v_{gb}	Analog giriş	ADC11
VM2	v_{gc}	Analog giriş	ADC12
enc	ω_m	enkoder	enc0
K1	k_1	Dijital Çıkış	DO1
Optik İzolasyon		PWM	PWM1



Şekil A.1 : DFIG kontrol ünitesi.

Akım ölçümleri LEM LTS25-P [60] akım sensörleri kullanılarak ds1103'e alınmıştır.

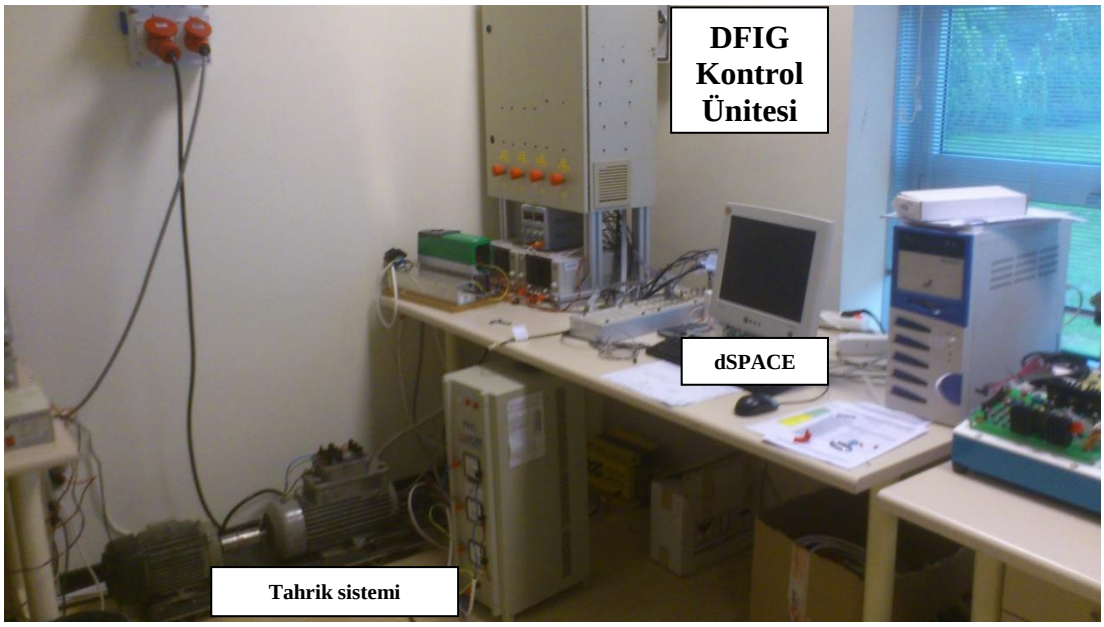
Gerilim büyüklükleri RSC'de 220/15 VAC transformatör yardımıyla küçültülmüş ve bu büyüklükler OP495 [61] entegresi yardımıyla ds1103'e alınmıştır. GSC'de ise daha iyi ölçüm sonuçları alınan LV-25P gerilim sensörleri kullanılmıştır.

Optik izolasyon amaçlı TLP 250 [62] entegresi kullanılarak ds1103 tarafından üretilen PWM sinyalleri izole edilmiştir.

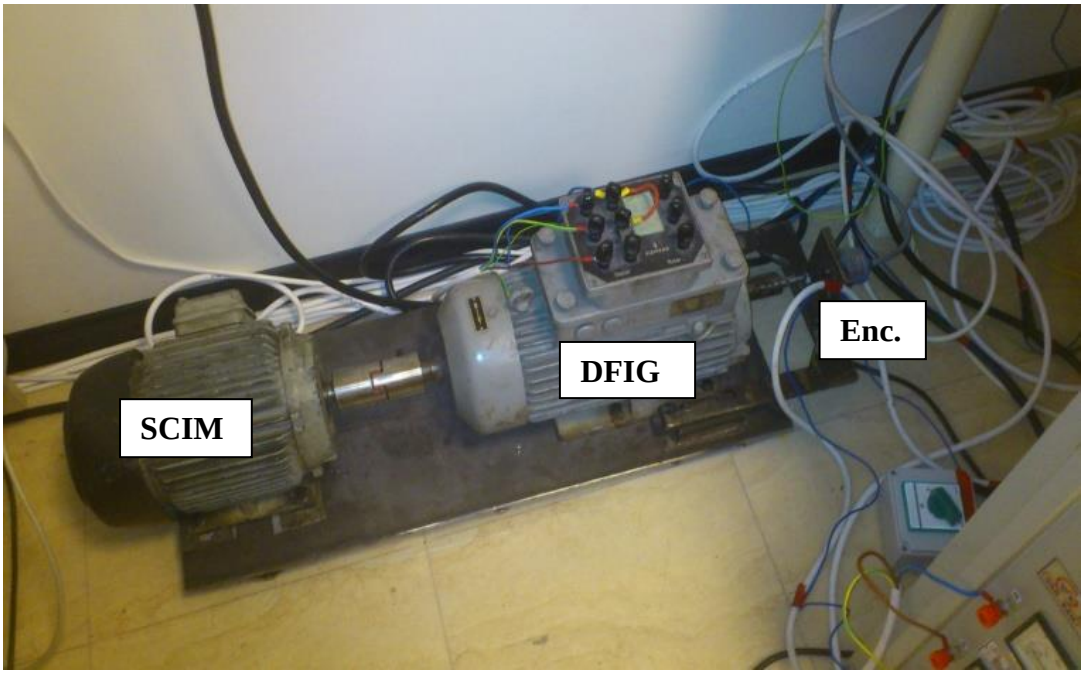
Şekil A.2'de Mikrosistem Laboratuarı'nda kurulan deney setinin fotoğrafı görülmektedir.

Şekil A3.'de DFIG kontrol ünitesinin iç görüntüsünün fotoğrafları görülmektedir. Ölçüm devreleri, kontaktörler, semikron eviriciler, kontrol ünitesinin içerisine yerleştirilmiştir.

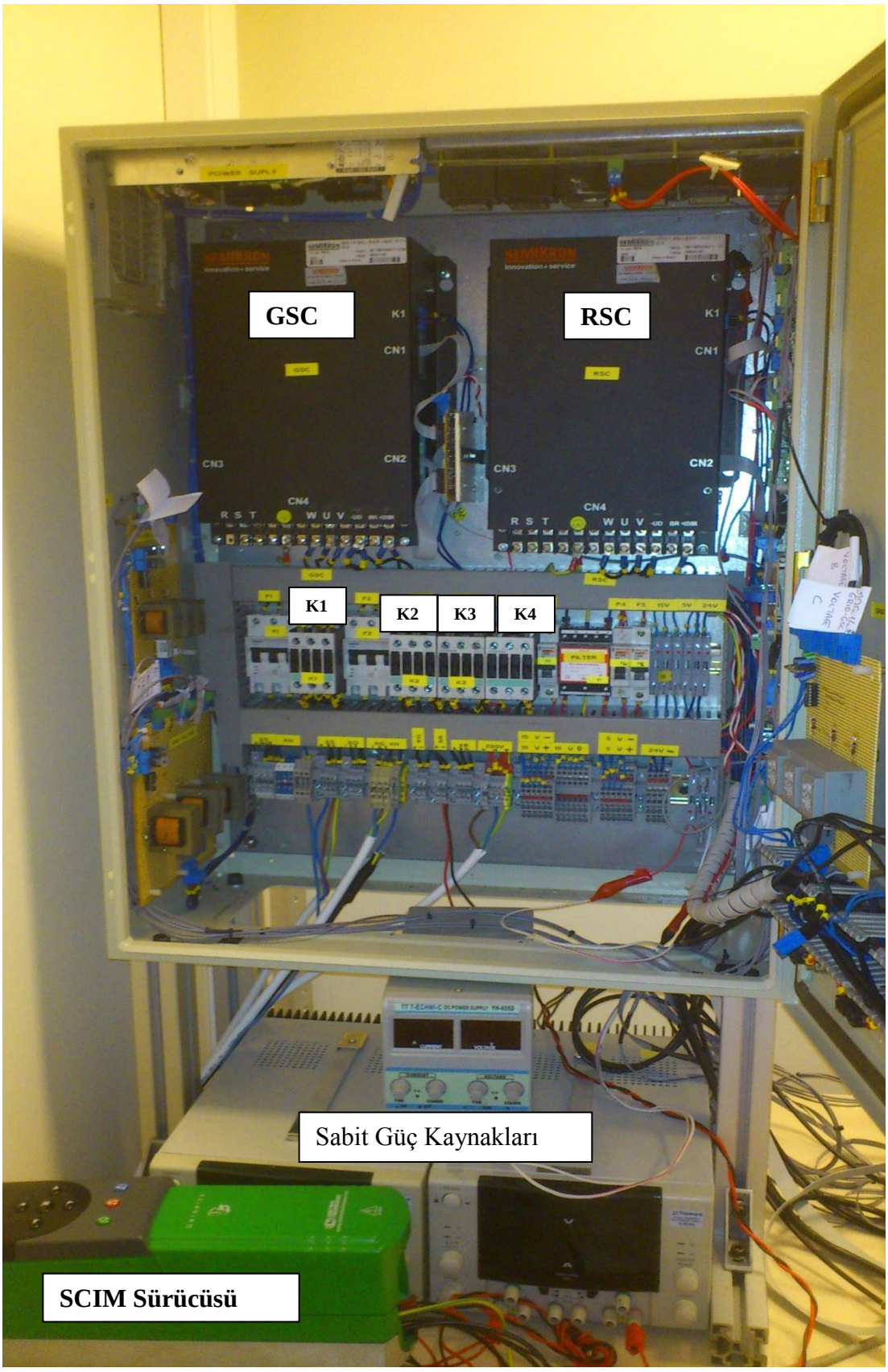
Şekil A.3'de tahrik sisteminin yakından çekilmiş fotoğrafları görülmektedir.



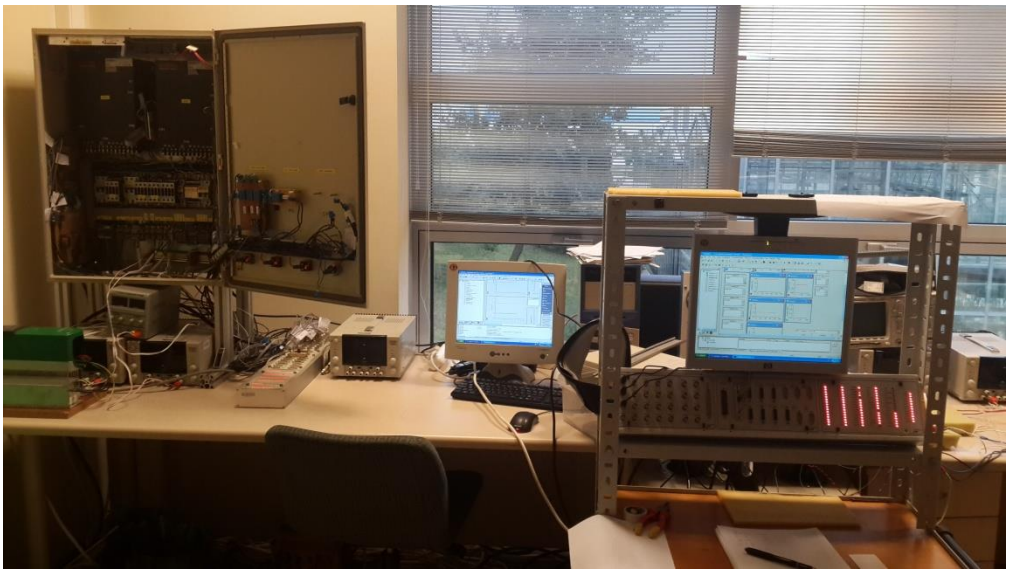
Şekil A.2 : DFIG kontrol ünitesi.



Şekil A.3 : Tahrik Sisteminin yakından görünüşü.



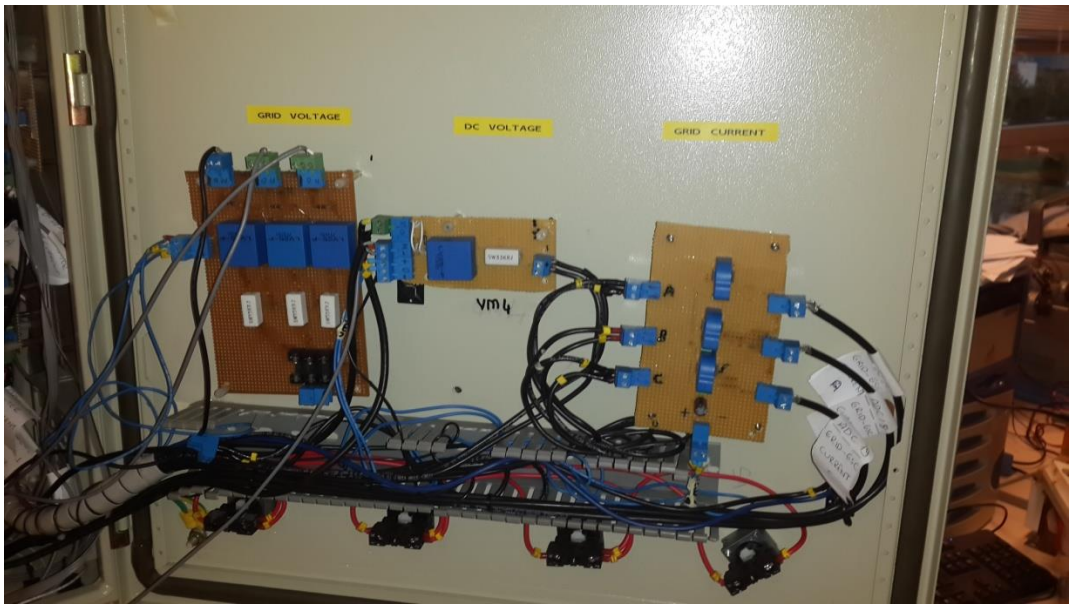
Şekil A.4 : DFIG kontrol ünitesi yakından görünüş.



Şekil A.5 : DFIG kontrol ünitesi iki dSPACE ile çalışma.



Şekil A.6 : DFIG kontrol ünitesi örnek akım ve gerilim ölçüm devreleri (1).



Şekil A.7 : DFIG kontrol ünitesi örnek akım ve gerilim ölçüm devreleri (2).

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Eşref Emre Özsoy

Doğum Yeri ve Tarihi: İstanbul / 1980

E-Posta: eemreozsoy@yahoo.co.uk; eozsoy@itu.edu.tr;

Lisans: İTÜ Elektrik Mühendisliği -2003

Yüksek Lisans: İTÜ Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği -2008

Mesleki Deneyim ve Ödüller: 2003-2009 yılları arasında Ereğli Demir ve Çelik Fabrikalarında Sıcak Haddehane Elektrik Mühendisi olarak çalışmıştır. 2009 yılından beri Çolakoğlu Metalurji A.Ş.'de Elektrik ve Otomasyon Mühendisi olarak çalışmaktadır.

Yayın ve Patent Listesi:

- **Özsoy, E.E., Gökaşan M., Bogosyan S.** (2008). Sincap kafesli asenkron makinaların genisletilmiş kalman filtresi tabanlı gözlemleyici ile stator ve rotor dirençlerinin eş zamanlı kestirimi, *TOK 2008 Bildiriler Kitabı*, İstanbul Teknik Üniversitesi, sayfa 104-110, İstanbul.
- **Özsoy, E.E., Kavak D.,Gürleyen, F.** (2009). Üç eklemli robot kolunun iki farklı erisim kuralı ile degisken yapılı kontrol tasarımı, *TOK 2009 Bildiriler Kitabı, Yıldız Teknik Üniversitesi,* İstanbul.
- **Özsoy, E.E., Gokasan, M., Bogosyan, S.** (2010). Simultaneous rotor and stator resistance estimation of squirrel cage induction machine with a single extended kalman filter, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Comp. Sciences,* Tubitak. 18-5, 853-864. doi:10.3906/elk-0906-50.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- **Özsoy, E.E**., **Goluboviç, E., Şabanoviç A., Gökaşan,M.** (2013). A Stator voltage oriented doubly fed induction generator control method with a disturbance observer, *EUROCON-International Conference on Computer as a Tool,* IEEE, July 1-4, Zagreb.

- **Goluboviç, E., Özsoy, E.E., Şabanoviç A., Gökaşan,M.** (2013). Design and analysis of robust rotor current controller for doubly-fed Induction generator, *Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON),* October 10-13, Vienna.

- **Özsoy, E.E., Goluboviç,E., Şabanoviç A., Bogosyan, S., Gökaşan, M.** (2014). Modelling and control of doubly fed induction generator with a disturbance observer: A Stator voltage oriented approach, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Comp. Sciences,* Tubitak. doi: 10.3906/elk-1312-104 (basılmayı beklemektedir).

- **Özsoy, E.E., Goluboviç,E., Şabanoviç A., Bogosyan, S., Gökaşan, M.** (2014). A Novel current controller scheme for doubly fed induction generators, *Automatika Journal for Control, Measurement, Electronics and Communications* (hakem cevapları beklenmektedir)

- **Özsoy, E.E., Şabanoviç A., Goluboviç,E., Bogosyan, S., Gökaşan, M.** (2014). A Novel rotor current controller scheme for doubly fed induction generators, *International Power Electronics and Motion Control Conference(PEMC),* September 21-23, Antalya.