



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

**RÜZGAR TÜRBİNİ SİSTEMLERİ İÇİN ÇİFT BESLEMELİ
ASENKRON JENERATÖR KONTROLÜ**

GUFRAN NURETTİN

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**DANIŞMAN
Dr. Öğr. Üyesi: Ata SEVİNÇ**

KIRIKKALE-2022

Gufran NURETTİN tarafından hazırlanan “RÜZGAR TÜRBİNİ SİSTEMLERİ İÇİN ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON JENERATÖR KONTROLÜ” adlı tez çalışması, aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ / ~~OY ÇOKLUĞU~~ ile Kırıkkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Ata SEVİNÇ
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,
Kırıkkale Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Başkan : Prof. Dr. Tolga EREN
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,
Kırıkkale Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Üye : Prof. Dr. Saffet AYASUN
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,
Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Tez Savunma Tarihi: 13/09/2022

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin, Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....
Prof. Dr. Recep ÇALIN
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYANI

Kırıkkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Gufran NURETTİN

ÖZET

RÜZGAR TÜRBİNİ SİSTEMLERİ İÇİN ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON JENERATÖR KONTROLÜ

NURETTİN, Gufran¹

Kırıkkale Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Yüksek Lisans tezi

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi. Ata SEVİNÇ

Eylül 2022, 90 sayfa

Değişken rüzgar enerjisi sistemlerinde aktif ve reaktif gücün bağımsız kontrolünün ve birim güç faktörü kontrolünün elde edilmesi zordur. Ancak, çift beslemeli asenkron jeneratör (DFIG), değişken rüzgar sistemlerine ve birim güç faktörü kontrolüne etkin bir şekilde yanıt verebildiği için çok uygun bir seçenektir. DFIG'nin kontrolü, karmaşık modeli ve stator ve rotorda üretilen elektrik gücünün her iki yönde akma olasılığı nedeniyle zordur. Bu çalışmada, DFIG'nin matematiksel modeli sunulmuş, rotor tarafındaki konvertörü ve dolayısıyla DFIG'de üretilen gücü etkin bir şekilde kontrol etmek için geleneksel kontrolörler (PI kontrolör) ve histeresis kontrolörleri tasarlanmıştır.

Bu kontrolörlerin dinamik performans ve bozuculara karşı dayanıklılığını iyileştirmek, stator ve rotorun akım harmoniklerini azaltmak için gerilim yönlendirmeli kontrol yöntemi, üstün burulma algoritmalı kayan kipli kontrolör (STSMC) ile birleştirilerek sağlam bir kontrol şeması tasarlanmıştır. Tasarlanan

¹ Ghufan ZAHRA: Yazarın çifte vatandaşlığından dolayı adı iki farklı şekilde yazılabilir.

şemada, rotor akımları doğrudan STSMC'nin eşdeğer kontrol kuralına dahil edildiğinden, aktif ve reaktif güç, rotor akımının iç döngüsü kullanılmadan doğrudan kontrol edilmiştir.

Tezin gelişme bölümünde, matematiksel model verilmiştir. Bu modele göre, DFIG için aktif ve reaktif güç denklemleri, mekanik ve elektromanyetik tork denklemleri elde edilmiştir. Sonra detaylı olarak incelenen kontrol yöntemleri çıkartılmıştır. Bu tezde tasarlanan kontrol yöntemleri, DFIG'nin aktif ve reaktif gücünün doğrudan ve dolaylı kontrolü olarak sınıflandırılabilir. Doğrudan kontrolde, talep edilen aktif ve reaktif güç değerleri için referans rotor akımlarının elde edilmesine gerek kalmaz.

Kontrol yöntemleri Matlab/Simulink'te oluşturulmuş ve detaylı simülasyon sonuçları sunulmuştur. Elde edilen sonuçlara göre, incelenen kontrol yöntemlerinin tepki hızı, çığır azaltma ve kontrol edilen durum değişkenlerinin kararlı durum doğruluğu açısından kapsamlı bir karşılaştırma verilmiştir. Simülasyon sonuçları, sistemin dinamik tepkisini geliştirerek, ve stator ve rotorun akım harmoniklerini azaltarak STSMC kullanan doğrudan güç kontrol yönteminin üstünlüğünü göstermiştir. Bu tezin, son yıllarda DFIG jeneratörü kullanılarak değişken hızlı rüzgar türbinleri ile yapılan çalışmalara olumlu katkı sağlaması amaçlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: çift beslemeli asenkron jeneratör, aktif ve reaktif güç kontrolü, doğrudan güç kontrolü, Matlab/Simulink, vektör kontrol, kayan kipli kontrol, rüzgar türbin sistemleri.

ABSTRACT

DOUBLY-FEED INDUCTION GENERATOR CONTROL FOR WIND TURBINE SYSTEMS

NURETTİN, Gufran²

Kırıkkale University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronic Engineering, M. Sc. Thesis

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Ata SEVİNÇ

September 2022, 90 pages

The independent control of the active and reactive power in the variable wind power systems and the unity power factor control is difficult to achieve. However, the doubly-feed induction generator (DFIG) is a very suitable option as it can respond effectively to variable wind systems and the unity power factor control. The control of DFIG is tricky due to its complex model and the possibility that the generated electric power in the stator and the rotor flow in both directions. In this study, the mathematical model of DFIG was presented and various control methods were designed and studied based on traditional controllers (PI controller), and hysteresis controllers.

To improve the dynamic performance and robustness against disturbances, and to reduce current harmonics of the stator and rotor, a robust control scheme was designed by combining the voltage-oriented control method with the super twisting sliding mode controller (STSMC). In the designed scheme, the active and reactive

² Ghufan ZAHRA: The author's name can be written in two different ways due to his dual citizenship.

power was controlled directly without using of the inner loop of the rotor current, as the rotor currents were directly included in the equivalent control law of the STSMC.

In the body section of the thesis, the mathematical model was created. According to this model, the active and reactive power equations, and mechanical and electromagnetic torque equations were obtained. Then examined control methods were derived in detail. The designed control methods in the thesis can be classified as direct and indirect control of the active and reactive power of the DFIG. In the direct control, there will be no need to obtain the reference rotor currents for the demanded active and reactive power values.

The studied control methods were built in Matlab/Simulink and detailed simulation results were presented. According to the obtained results, a comprehensive comparison of the studied control methods was given in regarding response speed, reduced chattering, and steady-state accuracy of the state variables to be controlled. The simulation results showed the superiority of the direct power control method using the STSMC by improving the dynamic response of the system and reducing the current harmonics of the stator and rotor. This thesis is intended to provide a positive contribution to the studies carried out with variable speed wind turbines using the DFIG generator in recent years.

Keywords: doubly-feed induction generator, active and reactive power control, direct power control, Matlab/Simulink, vector control, sliding mode control, wind turbine systems.

TEŞEKKÜR

Her şeyden önce, bu aşamaya gelmemi sağlayan Yüce Allah'a binlerce kez şükrederim.

Değerli yardım ve katkılarıyla yüksek lisans tez çalışmalarım esnasında bana desteklerini esirgemeyen, danışman hocam Sayın Dr. Öğr. Üyesi Ata SEVİNÇ'e teşekkürlerimi sunarım.

Canım babam Ahmad Zahra, canım annem Nihad Zahra, kardeşlerim, bana olan desteğinizi ve bana kattıklarınızı unutamam. Tüm sevgim ve size ne kadar teşekkür etsem azdır.

Ayrıca Kırıkkale Üniversitesi hocalarıma teşekkür ve şükranlarımı sunuyorum.

Son olarak, buraya gelmemde ilk desteğim olan yoldaşım ve hayat arkadaşım sevgili eşim Abdülhamid'e çok teşekkür ederim. Çocuklarım, küçük yıldızlarım, umarım güzel gülüşleriyle hayatımızın aydınlatırlar. Baylasan, Mustafa Shakir ve Sara.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

ÖZET.....	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xii
KISALTMALAR DİZİNİ	xiii
SİMGELER DİZİNİ	xiv
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı ve Önemi	2
1.2. Literatür Özeti	2
1.3. Tezin Ana Hatları.....	6
2. RÜZGAR ENERJİSİ SİSTEMLERİNDE ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON JENERATÖR	8
2.1. Sincap Kafesli Asenkron Jeneratör	8
2.2. Rotoru Sargılı Asenkron Jeneratör.....	9
2.3. Çift Beslemeli Asenkron Jeneratörün Matematiksel Modeli	11
2.3.1. Clarke ve Ters Clarke Dönüşümü	12
2.3.1.1. Güç Denkliği Standardı.....	14
2.3.1.2. Genlik Denkliği Standardı	14
2.3.2. Park ve Ters Park Dönüşümü.....	15
2.3.3. Clarke ve Park Dönüşümlerinin Birlikte Genel Formülü	16
2.3.4. Stator ve rotor gerilim denklemlerinin iki fazlı gösterimi	16
2.3.5. MATLAB/Simulink Ortamında DFIG Modellemesi.....	20
3. ÇİFT YÖNLÜ GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	21
3.1. DFIG’de Güç Akışı.....	21
3.1.1. Senkron Altı Çalışma Modu	22
3.1.2. Senkron üstü çalışma modu	23

3.1.3.	Senkron Hızda Çalışma Modu	24
3.2.	Rotor Tarafındaki Dönüştürücü RSC.....	25
3.3.	MATLAB/Simulink Ortamında RSC'nin Modellenmesi	28
4.	ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON JENERATÖR KONTROL YÖNTEMLERİ.....	30
4.1.	Vektör Kontrol Yöntemi	30
4.1.1.	Rotor Akım Kontrolü Döngüleri.....	32
4.1.2.	Rotor Hızı ve Reaktif Gücünün PI Kontrolü.....	34
4.1.3.	PI Kontrolör Kullanarak Aktif ve Reaktif Güç Kontrolü	35
4.2.	Doğrudan Tork Kontrol Yöntemi (DTC).....	37
4.2.1.	xy Dönen Referans Çerçevesinde Tork ve Rotor Akısı Tahmini	40
4.2.2.	Gerilim Vektörü Seçimi ve Histerezis Kontrolör	41
4.3.	Doğrudan Güç Kontrol Yöntemi (DPC)	42
4.3.1.	xy Dönen Referans Stator Akı Tahmini	45
4.3.2.	Gerilim Vektör Seçimi ve Histerezis Kontrolör	46
4.4.	Kayan Kipli Kontrol Yöntemi.....	47
4.4.1.	Üstün Burulma Algoritmali Kayan Kipli Kontrolör	48
4.4.2.	DFIG'nin Aktif Ve Reaktif Gücünü Kontrol Etmek için Üstün Burulma Algoritmali Kayan Kipli Kontrol Sinyalinin Türetilmesi	49
5.	SİMÜLASYON SONUÇLARI	52
5.1.	Rotor Hızı ve Reaktif Güç Kontrolü	53
5.2.	Aktif ve Reaktif Güç Kontrolü.....	58
5.3.	Doğrudan Güç Kontrolü.....	62
5.4.	Üstün Burulma Algoritmali Kayan Kipli Aktif Ve Reaktif Güç Kontrolü	66
5.5.	Doğrudan Tork Kontrolü.....	70
5.6.	Stator ve Rotor Akım Sinyallerinin Harmonik Analizi.....	74
5.6.1.	Vektör Kontrolüne Dayalı Rotor Hızı ve Reaktif Güç Kontrolü	74
5.6.2.	Vektör Kontrolüne Dayalı Aktif ve Reaktif Güç Kontrolü.....	75
5.6.3.	Doğrudan Güç Kontrolü.....	76
5.6.4.	Üstün Burulma Algoritmali Kayan Kipli AKtif ve Reaktif Güç Kontrolü	77
5.6.5.	Doğrudan Tork Kontrolü.....	78
5.7.	Yorum Ve Tartışma.....	79

6. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	83
KAYNAKLAR	84
ÖZGEÇMİŞ.....	90



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1 Sincap kafesli asenkron jeneratörüne dayalı jenerasyon sistemi	9
Şekil 2.2 DFIG'ye dayalı jenerasyon sistemi	10
Şekil 2.3 DFIG'nin üç fazlı sargıları (stator ve rotor) şematik gösterimi	11
Şekil 2.4 Üç fazlı sistem ve eş değer iki fazlı sistem şematik gösterimi	13
Şekil 2.5 $\alpha\beta$ ve dq eksenlerinin birbirine göre durumu	15
Şekil 2.6 İki eksenli (α, β) sisteminde DFIG modeli	19
Şekil 2.7 DFIG'nin MATLAB/Simulink ortamında simülasyon modeli	20
Şekil 3.1 Jeneratördeki güç akış şeması	21
Şekil 3.2 Senkron altı modda çalışırken DFIG'deki elektriksel büyüklük vektörleri	23
Şekil 3.3 Senkron altı hızda güç akışının genel diyagramı	23
Şekil 3.4 Senkron üstü modda çalışırken DFIG'deki elektriksel büyüklük vektörleri	24
Şekil 3.5 Senkron üstü hızda güç akışının genel diyagramı	24
Şekil 3.6 Senkron hızda modunda çalışırken DFIG'deki elektriksel büyüklük vektörleri	25
Şekil 3.7 RSC yapısının şeması	26
Şekil 3.8 Dönüştürücü anahtarlarının çalışma darbeleri oluşturma yöntemi	27
Şekil 3.9 MATLAB/Simulink ortamında RSC modeli	29
Şekil 4.1 dq referans çerçevesinde gerilim ve akı uzay vektörleri temsili	31
Şekil 4.2 PI kontrolörler ile rotor akımı kontrolünün kapalı döngüsü	33
Şekil 4.3 DFIG'nin rotor akım kontrol döngüsünün blok şeması	34
Şekil 4.4 Hız ve reaktif güç kontrolü blok şeması	35
Şekil 4.5 Q_s ve ω döngülerinin eş değer kapalı döngü sistemi	35
Şekil 4.6 Q_s ve P_s döngülerinin eş değer kapalı döngü sistemi	36
Şekil 4.7 Aktif ve reaktif gücü kontrolü blok şeması	36
Şekil 4.8 Rotor referans çerçevesindeki gerilim ve akı uzay vektörleri	37

Şekil 4.9 Stator ve rotor akılarının xy dönen referans çerçevesinde uzay vektörü gösterimi: (a) rotor akı konumunu değiştirmek için dört olası voltaj vektörü ve (b) V_3 uygulanmasıyla rotor akı değişimi	39
Şekil 4.10 Elektromanyetik tork ve rotor akı histerezis kontrolörleri	41
Şekil 4.11 Doğrudan tork kontrolü (DTC) blok şeması.....	42
Şekil 4.12 Stator ve rotor akılarının xy dönen referans çerçevesinde uzay vektörü gösterimi: (a) rotor akı konumunu değiştirmek için dört voltaj vektörü seçeneği (b) V_3 uygulanırsa rotor akı değişimi	44
Şekil 4.13 V_3 enjeksiyonu ile $\Phi_{rsin\delta}$ terim ve $\Phi_{rcos\delta}$ terimleri varyasyonları	45
Şekil 4.14 Aktif ve reaktif güç histerezis kontrolörleri.....	46
Şekil 4.15 Doğrudan güç kontrolü (DPC) blok şeması	47
Şekil 4.16 Üstün burulma algoritmali kayan kipli aktif ve reaktif güç kontrolü blok şeması.....	51
Şekil 5.1 DFIG'nin rotor hızını ve reaktif gücünü kontrol etmek için vektör kontrolüne dayalı MATLAB/Simulink modeli.....	54
Şekil 5.2 Şebeke gerilim vektör kontrolü için Matlab/Simulink modeli	55
Şekil 5.3 DFIG'nin rotor hızı ve reaktif güç kontrolü simülasyon sonuçları: a) Hız yanıtı, b) Stator reaktif güç yanıtı, c) Stator aktif güç yanıtı, d) Rotor aktif ve reaktif güç yanıtı, e) d-q eksen rotor akımları, f) Rotor faz akımı, g) Stator faz akımı, h) Elektromanyetik tork.....	57
Şekil 5.4 DFIG'nin aktif ve reaktif gücünü kontrol etmek için vektör kontrolüne dayalı MATLAB/Simulink modeli	59
Şekil 5.5 DFIG'nin aktif ve reaktif güç kontrolü simülasyon sonuçları: a) Rotor hızı, b) Stator reaktif güç yanıtı, c) Stator aktif güç yanıtı, d) Rotor aktif ve reaktif güç yanıtı, e) d-q eksen rotor akımları, f) Rotor faz akımı, g) Stator faz akımı, h) Elektromanyetik tork.....	61
Şekil 5.6 DFIG'nin aktif ve reaktif gücünü doğrudan kontrol etmek için MATLAB/Simulink modeli	62
Şekil 5.7 Gerekli voltaj vektör seçimi tablosu ve darbe üretim biriminin MATLAB/Simulink modeli	63
Şekil 5.8 Doğrudan güç kontrol yönteminde sektör hesaplama ünitesinin MATLAB/Simulink modeli	63
Şekil 5.9 DFIG'nin doğrudan güç kontrolü simülasyon sonuçları: a) Rotor hızı, b) Stator reaktif güç yanıtı, c) Stator aktif güç yanıtı, d) Rotor aktif ve reaktif güç yanıtı,	

e) d-q eksen rotor akımları, f) Rotor faz akımı, g) Stator faz akımı, h) Elektromanyetik tork, i) Akı açısı ve sektör numarası.....	65
Şekil 5.10 DFIG'nin üstün burulma algoritmali kayan kipli aktif ve reaktif güç kontrolü MATLAB/Simulink modeli	66
Şekil 5.11 Üstün burulma algoritmali kayan kipli kontrolörün iç yapısının Matlab/Simulink modeli	67
Şekil 5.12 DFIG'nin üstün burulma algoritmali kayan kipli aktif ve reaktif güç kontrolü simülasyon sonuçları: a) Rotor hızı, b) Stator reaktif güç yanıtı, c) Stator aktif güç yanıtı, d) Rotor aktif ve reaktif güç yanıtları, e) d-q eksen rotor akımları, f) Rotor faz akımı, g) Stator faz akımı, h) Elektromanyetik tork	69
Şekil 5.13 DFIG'de doğrudan rotor akısı ve torkunu kontrol etmek için histerezis kontrolörler ile tasarlanan MATLAB/Simulink modeli.....	70
Şekil 5.14 Doğrudan tork kontrol yönteminde sektör hesaplama ünitesinin MATLAB/Simulink modeli	71
Şekil 5.15 DFIG'nin doğrudan tork kontrol simülasyon sonuçları: a) Rotor hızı, b) Rotor akısı yanıtı c) Elektromanyetik tork yanıtı d) Stator reaktif güç yanıtı, e) Stator aktif güç yanıtı, f) Rotor aktif ve reaktif güç yanıtı, g) d-q eksen rotor akımları, h) Rotor faz akımı, i) Stator faz akımı, j) Rotor akı açısı ve sektör numarası	73
Şekil 5.16 Rotor hızı ve reaktif güç kontrol yöntemine göre akımların harmonik analizi: a) Stator akımı, b) Rotor akımı.....	75
Şekil 5.17 Aktif ve reaktif güç kontrol yöntemine göre akımların harmonik analizi: a) Stator akımı, b) Rotor akımı	76
Şekil 5.18 Doğrudan güç kontrol yöntemine göre akımların harmonik analizi: a) Stator akımı b) Rotor akımı	77
Şekil 5.19 Üstün burulma algoritmali kayan kipli aktif ve reaktif güç kontrol yöntemine göre akımların harmonik analizi: a) Stator akımı b) Rotor akımı	78
Şekil 5.20 Doğrudan tork kontrol yöntemine göre akımların harmonik analizi: a) Stator akımı b) Rotor akımı	79
Şekil 5.21 Uygulanan kontrol yöntemleri için stator ve rotor akımlarının THD değerleri.....	82

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 4.1 DTC yönteminin voltaj vektör seçimi tablosu.....	42
Çizelge 4.2 DPC yönteminin voltaj vektör seçimi tablosu	46
Çizelge 5.1 Simülasyonlarda çalışmada kullanılan DFIG'nin parametreleri	52
Çizelge 5.2 Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması.....	80
Çizelge 5.3 Simülasyon sonuçlarına göre kontrol yöntemlerinin performans karşılaştırması	81

KISALTMALAR DİZİNİ

AC	Alternatif Akım
DC	Doğru Akım
DFIG	Çift Beslemeli Asenkron Jeneratör (Doubly Fed Induction Generator)
DGM	Darbe Genişlik Modülasyonu
DPC	Doğrudan Güç Kontrolü
DTC	Doğrudan Tork Kontrolü
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
FLC	Dört Bulanık Mantık Kontrol
FOC	Vektör Kontrol Yöntemi
GSC	Şebeke-Tarafı Çeviricisi
GVEC	Küresel Rüzgar Enerjisi Kurulu
MPPT	Maksimum Güç Noktası İzlemesi
RSC	Rotor-Tarafı Çeviricisi
SCIG	Sincap Kafesli İndüksiyon Jeneratörü
SMC	Kayan Kipli Kontrol
SOSMC	İkinci Mertebeden Bir Kayan Kipli Kontrol (SOSMC)
STA	Üstün Burulma Algoritmalı
STSMC	Üstün Burulma Algoritmalı Kayan Kipli Kontrol
TEO	Termal Değişim Optimizasyonu
THD	Toplam Harmonik Bozunumu
PLL	Faz Kilitli Döngü
VOC	Gerilim Yönlendirmeli Kontrol
WECS	Rüzgar Enerjisi Dönüşüm Sistemi
WRIG	Rotor Devresindeki Elektronik Dönüştürücü

SİMGELER DİZİNİ

V_s	Stator gerilimi
V_r	Rotor gerilimi
i_s	Stator akımı
i_r	Rotor akımı
R_r	Rotor direnci
R_s	Stator direnci
ω_k	Herhangi bir referans çerçevesi açısal hızı
ω_r	Açısal kayma hızı
d, q	Senkron hızla dönen eksenler
α, β	Durgun eksenler
x, y	Rotor eksenler
L_r	Rotor endüktansı
L_s	Stator endüktansı
k_1, k_2	Kontrol sinyali kazanç değerleri
σ	Kaçak katsayısı
f_s	Şebeke frekansı
s	Kayma değişkeni
L_m	Mıknatıslanma endüktansı
J	Rotor eylemsizlik momenti
F	Sürtünme katsayısı
n_{pp}	Kutup çifti sayısı

1. GİRİŞ

Rüzgar enerjisi en hızlı büyüyen yenilenebilir enerji türüdür. Son yıllarda, dönüşüm verimini artıran çeşitli rüzgar enerjisi teknolojileri geliştirilmiştir ve bu da rüzgar enerjisi üretim maliyetlerini azaltmıştır. Bir rüzgar enerjisi dönüştürme sistemi, rüzgar kinetik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürür; bu enerji daha sonra jeneratör tarafından elektrik enerjisine dönüştürülür [1-3].

Rüzgar türbinlerinin değişken hızlı çalıştırılmasının birkaç nedeni vardır; bunlar arasında mekanik yapının stresini azaltma, gürültü azaltma, ve aktif ve reaktif gücü kontrol etme olanakları sayılabilir [4]. Büyük rüzgar türbini imalatçılarının çoğu 3 ila 7 MW arasında yeni rüzgar türbinleri geliştirmektedir [5-7].

Rüzgar enerjisi dönüşüm sistemi (WECS), basit ve çevre dostu yapısı nedeniyle gün geçtikçe daha fazla ilgi görmektedir ve bu nedenle rüzgar türbini teknolojisi hızla gelişmektedir [8,9]. Uluslararası Enerji Ajansı'nın (IEA) 2019 yılında raporuna göre, toplam rüzgar enerjisi kapasitesinin %62 artması beklenmektedir. Bu, rüzgarın 2024'ün sonuna kadar 431 GW büyüyebileceği anlamına gelebilir [10]. Güç elektroniği ve kontrol cihazları, WECS'yi değişken hızlı çalışmada daha verimli hale getirmiştir. Sincap kafesli asenkron jeneratör basit ve sağlamdır, ancak reaktif güç desteği gerektirdiği için daha az güç sağlar. Rüzgar enerjisi dönüşüm sistemi, çoğunlukla çift beslemeli asenkron jeneratör kullanır. DFIG ile aktif ve reaktif gücün ayrııştırılmış kontrolü mümkündür. DFIG, şebeke ile senkronize edilecek şekilde rotor voltajı ve frekansı ile kontrol edilir. Ayrıca hem ileri hem geri güç faktörü ile de güç sağlayabilir. Yönetilen gücün %20-30'u kadarlık bir dönüştürücü ile rotordan kontrol mümkündür [11,12].

Rüzgâr türbinleri genellikle düşük hızlarla dönerler. Halbuki asenkron makinenin jeneratör moduna geçebilmesi için senkron hızın üzerine çıkılmalıdır. Senkron hız kutup sayısı ile ters orantılıdır. Kutup sayısını çok artırmak ise çok büyük makineler dışında kolay değildir. Günümüzde çözüm olarak genellikle dişliler kullanılarak asenkron jeneratöre daha yüksek hız aktarılmaktadır [13,14]; ama bu defa da aktarım kayıpları olmaktadır. Aktarım organsız düşük hızda jeneratör moduna geçmek için

ise asenkron makinenin rotorundan da stator frekansına yakın frekanslı akım uygulanmalıdır. Çift beslemeli asenkron makinelerin tercih nedenlerinden biri de budur.

1.1. Tezin Amacı ve Önemi

Çift beslemeli asenkron makineler, hem statorundan, hem de rotorundan beslenebilen asenkron makinalardır. Tercih edilmesinin başlıca nedeni, genellikle yönetilen gücün %30'u civarında anma gücünde bir rotor sürücüsünün yeterli olmasıdır. Özellikle rüzgâr türbinlerinde jeneratör olarak kullanılmaktadır. Bunun da bir nedeni, rasgele olabilen dönüş hızından bağımsız olarak stator frekansının statora bağlı kaynak (genellikle şebeke) tarafından belirlenmesidir.

Asenkron makinelerde tork, akılar ve akımların doğrusal olmayan bir ilişkisinden elde edilir. Asenkron makineler doğrusal olmayan yapılarından dolayı karmaşık denetim yöntemleri gerektirmektedirler. Özellikle DFIG'nin kontrolü, karmaşık modeli ve stator ve rotorda üretilen elektrik gücünün her iki yönde akıma olasılığı nedeniyle zordur. Asenkron makinelerin DC makinelere benzer şekilde kontrol edilebilmeleri için, sistemin matematiksel modeli üç fazlı sistemden iki fazlı sisteme dönüştürülmelidir. İki fazlı sistemde elde edilen kontrol sinyalleri de üç fazlı sisteme dönüştürülerek uygulanır.

Bu tezin amacı, DFIG'nin verimli kontrol etmesinde en etkin yöntemi bulmak için geleneksel PI kontrolörler, histerezis kontrolörler ve gelişmiş kontrolörler (kayan kipli kontrolör) kullanıp çeşitli kontrol yöntemleri tasarlayarak kontrol performansı ve tasarım yapısı açısından kapsamlı bir karşılaştırma yapmaktır.

1.2. Literatür Özeti

Rüzgar enerjisi uygulamalarında DFIG'lerin popüleritesinin ana nedeni, jeneratörü kontrol etmek için nispeten küçük güç çeviricilerine ihtiyaç duyulmasıdır (genellikle makinenin nominal gücünün % 30'u) [15,16].

Scherbius sistemi, 20. yüzyılın Alman mühendis Arthur Scherbius tarafından önerilmiştir. Önerilen şema, rotor devresinde çift yönlü güç akışına izin vermektedir. Stator ile rotor arasına bağlanan doğrudan frekans çevirici topolojileri bildirilmiştir [17,18]. Bununla birlikte bu çeviriciler, statorda yansıtılan rotor akımında yüksek

harmonik içerik üretmektedir. Bu dezavantajlar, rotor devresine arka arkaya bağlanan iki PWM konvertör kullanılarak aşılabilmektedir [19].

Çift beslemeli yapıda, arka arkaya bağlı iki dönüştürücü, rotor sargılarında gerekli mıknatıslanma akımını sağlar. Bu çeviriciye şebeke-tarafı çeviricisi (GSC) denir. DC gerilim, rotor-tarafı çeviricisi (RSC) adı verilen rotor bobine doğrudan bağlı olan başka bir voltaj kaynağı üç fazlı konvertör için kullanılabilir. RSC normalde GSC ile aynı konfigürasyona ve bileşene sahiptir, tek fark RSC ana kontrol algoritmasıdır. Şebeke-tarafı konvertörün (GSC) ana görevi DC gerilimini sabit tutmak olsa da GSC reaktif gücü telafi etmek veya bazı durumlarda dengesiz koşullar sırasında reaktif güç atımını gidermek için de kullanılabilir [20].

Uygulamada, GSC tarafından kararlı bir DC gerilimi sağlandığı sürece, RSC GSC'den tamamen izole olarak çalışabilir. Zaten çoğu yöntem böyle çalışır. Farklı bir kontrolör her konvertörün çalışmasını idare etmektedir.

Bazı çalışmalarda sadece RSC'nin kontrol yöntemine odaklanılmıştır. Stator gerilim yönlendirmeli kontrole (VOC) dayalı bir rotor akımı kontrol döngüsünde üç dekuplaj ayrıştırma (dekuplaj) uygulaması metodu sunulmuştur [21]. Makine parametrelerindeki değişiklikleri telafi etmek için birinci mertebe bir filtre eklenerek stator gerilim yönlendirmeli kontrole dayalı rotor akımı kontrol döngüsünde dekuplaj uygulaması için kullanılmıştır. Bu nedenle, rotor akımlarını kontrol etmek için sadece orantılı (P) kontrolör yeterli olduğu ifade edilmiştir [22].

DFIG sisteminde Doğrudan tork kontrolü (DTC), doğrudan güç kontrolü (DPC) ve vektör kontrolü gibi çeşitli yöntemler kullanılmıştır [23]. Vektör kontrol yöntemi, yönlendirilen vektöre göre stator akı yönlendirmeli (FOC) veya stator gerilim yönlendirmeli olarak sınıflandırılabilir. Stator akı vektörü veya voltaj vektörü, dq eksenleri çerçevesinde d ekseni boyunca yönlendirilir [24].

RSC ve GSC'yi Kontrol etmek için stator akı yönlendirmesi kullanılmıştır [25]. Jeneratörde stator tarafından üretilen aktif ve reaktif güçlerin ayrıştırılması için stator akısının oryantasyonu yöntemi uygulanmıştır [26]. Abo-Khalil tarafından aynı yöntem kullanılmıştır, ancak jeneratör gerilimini şebeke gerilimine bağlarken bir senkronizasyon mekanizması verilmiştir [27]. Şebeke gerilimi düştüğünde veya yükseldiğinde şebeke geriliminin kararlılığını gerçekleştirmek için, jeneratör reaktif güç çıkışını otomatik olarak artırır veya azaltır. Reaktif güç için vektör kontrol yöntemine

dayanan aktif bir kontrol şeması sunulmuştur [28]. [29]'de RSC ve GSC'yi kontrol etmek için stator akı yönlendirmesi kullanılmıştır. Ancak, yüksek voltajlı DC sisteminin maksimum enerji üretimi için maksimum güç noktası izleme kontrolü sunulmuştur. Diğer bir çalışmada, hızlı bir dinamik yanıt elde etmek için, geleneksel akım kontrolörü PI, GSC'yi kontrol etmek için histerezis kontrolör ile değiştirilmiştir, RSC'yi kontrol etmek için stator akı yönlendirmesi kullanılmıştır [30]. Aynı yöntemi de histerezis kontrolörü kullanılarak DFIG üzerine uygulanmıştır [31].

Akı yönlendirmeli kontrol yöntemleri, stator direnci bilgilerinin doğruluğuna bağlıdır. Entegrasyon sorunları da mevcuttur ve stator akısını doğru bir şekilde hesaplamak için ek düşük geçişli filtreler uygulanmaktadır [32]. Akı hesaplamasında stator direnç değerinin etkisi ihmal edilebilir ve voltaj açısına 90° faz kayması eklenerek stator gerilim yönlendirmeli kontrol uygulanabilir ve faz kilitli döngü (PLL) kullanılarak elde edilebilir. Muller vd., çalışmasına göre, aktif ve reaktif güç kontrolünde, dış döngüde ilave kontrolörler uygulanarak telafi edilebilecek ilave bir kuplaj etkisine neden olabilir [33]. Diğer bir çalışmada, VOC kullanılarak basit bir kontrol şeması önerilmiştir, iç döngü d ve q akım kontrolörleri için sadece oransal kontrolör içerir [34]. Bazı çalışmalarda, her iki yöntem de kullanılmıştır, VOC yöntemi GSC'de, FOC yöntemi RSC'de uygulanmıştır [35,36].

Literatürdeki kontrol yöntemlerinden biri de doğrudan tork kontrolüdür (DTC). RSC, stator terminallerinde gerekli aktif ve reaktif gücü üretmek için rotor sargılarında gerekli mıknatıslanma akımı sağlamaktadır. Bununla birlikte, elektrik torku aktif güç ile ilgili olduğu için, [37,38]'de gösterildiği gibi, elektrik torku ve stator akı referans değerlerinin aktif ve reaktif gücün değerleriyle değiştirildiği bildirilmektedir.

DFIG tabanlı rüzgar enerjisi sistemi tarafından üretilen optimum gücün özellikleri doğrusal değildir. Rüzgar hızındaki her değişiklik için, güç sistemi üretilecek maksimum güç için en uygun hızı bulmak zorundadır. Rüzgar hızı değiştiğinde maksimum güç noktası izlemesi (MPPT) kullanılarak rüzgar türbini rotor hızı da değişir. Aynı anda, elektrik jeneratörü hızı, maksimum enerji çıkarma için eşzamanlı ayarlanabilmelidir. Literatürde iki tip MPPT yöntemi rapor edilmiştir: Elektrik jeneratörünün hız kontrolü ve tork kontrolü [39,40]. Aktif referans değerleri DFIG'in referans hız değerleriyle değiştirilmiştir ve referans hız maksimum güç noktası

izleme kontrolöründen elde edilmiştir [35]. Diğer bazı çalışmalarda da, benzer bir kontrol şeması verilmiştir [41,42].

Doğrudan güç kontrol (DPC) tekniği de DTC ile benzer kontrol felsefesini izler. Çalışma prensibi, makine rotoruna uygun gerilim vektörünü uygulayarak stator aktif ve reaktif gücünü doğrudan kontrol etmektir [43,44]. Referans aktif ve reaktif güç ile jeneratörde hesaplanan aktif ve reaktif güç arasındaki hata histerezis kontrolörler tarafından işlenir. Bu yöntemde, yüksek değişken anahtarlama frekansı ile, akım ve gerilim sensörlerinin daha yüksek bant genişliği gereklidir. Bunun için [45,46] tarafından farklı bir kontrol şeması PI kontrolörler ile verilmiştir.

Rüzgar enerjisi kontrol sistemleri, dengesiz gerilimlere sahip zayıf şebekelerin yaygın olduğu uzak, kırsal alanlara kurulabilir.

Bağımsız uygulamalarda, DFIG'ler dengesiz yükleri besleyebilir. Ayrıca DFIG statoru doğrudan şebekeye bağlandığından, DFIG sistemi şebeke bozulmalarına karşı hassastır. Bu nedenle literatürde bu konuda birçok çalışma sunulmuştur. [47]'de dengesiz durumdaki bir şebekeye bağlı DFIG üzerinde çalışılmış, güç faktörü üzerinde oynanarak şebeke hatalarının giderilmesi üzerinde çalışılmıştır. Önerilen yöntemde şebeke tarafı konvertörü üzerinden reaktif güç kompanzasyonu sağlanmış olup şebeke hatalarının giderildiği belirtilmiştir. DFIG'nin dengeli ve dengesiz şebekelerde, şebeke hatası durumuna maruz kalması ve bu duruma verdiği tepkiler üzerine başka çalışmalar da verilmiştir. Tasarlanan kontrolörün, sistemi şebeke hatalarına karşı daha kararlı hale getirdiği bildirilmiştir [48-51]. Diğer çalışmalarda, DFIG şebeke hatası durumunda çalıştırılmış, önerilen yöntem sayesinde dengesizlik altında aktif ve reaktif gücün ayrıştırılmış kontrolü senkronizasyon kaybedilmeden sağlanmıştır [52-55].

[56,57]'de dengesiz 3 fazlı bir yükü besleyen ve şebeke bağlantısız bir DFIG üzerinde çalışılmıştır. Çalışmada uygulanan metot, stator gerilimini ve tork dalgalanmalarını dengelemiş, deneysel sonuçlara göre önerilen yöntemin geleneksel yöntemlere göre daha başarılı sonuçlar verdiği gösterilmiştir.

DFIG'lerin en çok kullanılan tasarım şekli statoru doğrudan şebekeye bağlı sistemdir. Ancak bazı farklı tasarımlar üzerinde de çalışılmıştır. Bilinen DFIG bağlantısının tersine yeni bir bağlantı yöntemi önerilmiştir. Bilinen yöntemde stator

doğrudan şebekeye bağlıyken önerilen yöntemde rotoru doğrudan şebekeye bağlı ve stator ise güç konvertörüne bağlıdır [58].

Bazı araştırmacılar hala DFIG'in performansını artırmak için en iyi kontrol stratejilerini araştırmaktadır. DFIG'in doğrudan güç kontrol şemasına göre dış döngü PI kontrolörlerini ayarlamak için akıllı bir termal değişim optimizasyonu (TEO) algoritması tabanlı tasarım önerilmiştir [59]. Diğer bir çalışmada, maksimum enerjiyi Ayıklanarak ve statorun sabit bir reaktif gücüne elde ederek aktif gücü düzenlemek için RSC, GSC, ve maksimum güç noktası takibinde (MPPT) dört bulanık mantık kontrol (FLC) ayrı olarak uygulanmıştır [60]. DTC yönteminde bulanık-PI kontrolörler şebeke koşullarına göre reaktif güç ve elektromanyetik tork adımı değişikliklerini test etmek kullanılmıştır [61].

Vektör kontrol yöntemlerinin iyileştirmesi için Kayan kipli kontrol bazı çalışmaları önerilmiştir. Kayan kipli kontrol ve ikinci mertebe kayan kipli kontrol tabanlı doğrusal olmayan kontrolörler, RSC ve GSC'yi sabit bir anahtarlama frekansında kontrol ederek rüzgar enerjisi dönüşüm verimliliğini ve sistem sağlamlığını artırmak için önerilmiştir [62]. [63]'de DFIG tarafından üretilen aktif ve reaktif güce bağımsız olarak komut vermek için kayan kipli kontrolör kullanılmıştır. Süreksiz kontrol sinyalinin neden olduğu çitirdama fenomenini ortadan kaldırmak için ikinci mertebeden kayan kipli kontrolör uygulanmıştır [64].

1.3. Tezin Ana Hatları

Birinci bölümde tezin amacı ve literatür çalışması aktarılmış, ikinci bölümde ise DFIG'in matematiksel modeli verilmiş ve Matlab/Simulink ortamında modellenmiştir.

Üçüncü bölümde DFIG ile kullanılan çift yönlü güç dönüştürücü bağlantı yöntemlerinden bahsedilmiş ve rotor tarafındaki dönüştürücü Matlab/Simulink ortamında modeli verilmiştir.

Dördüncü bölümde rotor tarafındaki konvertör kontrol etmek için geleneksel kontrolörleri (PI kontrolör), histeresis kontrolörleri ve gelişmiş kontrolörlere (kayan kipli kontrolör) dayalı çeşitli kontrol yöntemleri incelenmiş ve tasarlanmıştır.

İncelenen kontrol yöntemleri aşağıda listelenmiştir:

- PI kontrolör kullanarak rotor hızı ve reaktif güç kontrolü.
- PI kontrolör kullanarak aktif ve reaktif güç kontrolü.
- Histerezis kontrolör kullanarak aktif ve reaktif güç kontrolü (DPC).
- Histerezis kontrolör kullanarak doğrudan tork kontrolü (DTC).
- Kayan kipli kontrolör kullanarak aktif ve reaktif güç kontrolü.

Beşinci bölümde, simülasyon sonuçları verilmiş ve tasarlanan kontrol yöntemlerinin performansı karşılaştırılmıştır.

Altıncı bölüm, genel sonuç yorumları ve gelecekteki çalışmalar için önerilerle tezi sonlandırmaktadır.



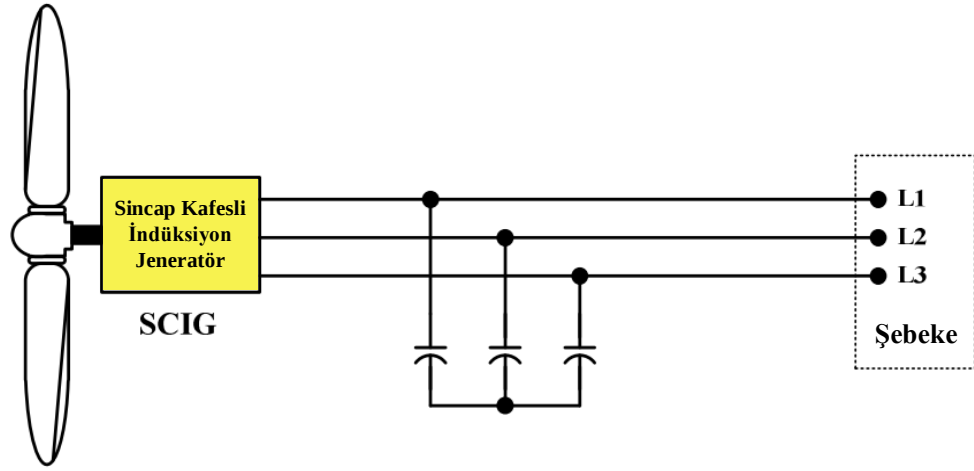
2. RÜZGAR ENERJİSİ SİSTEMLERİNDE ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON JENERATÖR

Asenkron makineler endüstriyel alanlarda ve üretim sistemlerinde en yaygın makineler arasındadır. Genellikle asenkron jeneratörler kontrol ve bakım açısından senkron jeneratörlerden daha kolaydır. Asenkron jeneratörler iki temel tipte sınıflandırılabilir: Sincap kafesli asenkron jeneratör (SCIG) ve rotoru sargılı asenkron jeneratör (WRIG). SCIG, rotoru senkron hızdan daha yüksek bir hızla döndürüldüğünde jeneratör modunda çalışır. WRIG, rotor devresindeki elektronik dönüştürücünün gücü ile belirlenen nispeten geniş bir aralıkta hızlarda çalışır, (genel olarak, senkron hızın %70-130 kadarı).

2.1. Sincap Kafesli Asenkron Jeneratör

Bu makine, elektrik şebekesinden sabit bir frekans ve gerilimle beslenirse ve rotor senkron hızdan daha yüksek bir hızda döndürülürse jenerasyon modunda çalışır.

Bu makineler düşük maliyetli, basit ve dayanıklı yapıya, düşük bakım gereksinimlerine ve makineyi uyarma için harici ekipmana ihtiyaç duymama özelliğine sahiptir. Diğer yandan, bu makineler, makinedeki manyetik akıyı sağlarken için şebekeden veya jeneratöre paralel olarak eklenen bir grup kapasitörden çekilebilen reaktif güce sebep olurlar. Ancak kapasitör grubu eklenmesi, özellikle üretim grubunun kapasitesi birkaç kilovattan yüksek olduğunda, toplam üretim maliyetini önemli ölçüde artırır. Şekil 2.1, SCIG jeneratörünün elektrik şebekesine bağlanma yöntemini göstermektedir".



Şekil 2.1 Sincap kafesli asenkron jeneratörüne dayalı jenerasyon sistemi.

Rüzgar enerjisi üretim sistemleri ile bir sincap kafesli asenkron jeneratörü çalıştırmak için kullanılan yöntemlerden biri kutup sayısını değiştirmektir. Düşük hızlarda kutup sayısını artırmak ve yüksek hızlarda jeneratör kutup sayısını azaltmak için stator bobinlerini bağlama yöntemi değiştirilebilir, ancak bu yöntem, en önemlisi, çeşitli problemlerden muzdariptir:

- Mevcut rüzgar enerjisinin verimsiz yatırımı.
- Bu yöntemin bir reaktif güç kontrol içermediği göz önüne alındığında, elektrik şebekesinden alınan reaktif gücü azaltmak için reaktif güç kompanzasyon kapasitörlerin kullanılır.
- Rüzgar hızındaki sürekli değişimin bir sonucu olarak gerilim ve elektrik gücü sinyalindeki dalgalanma.

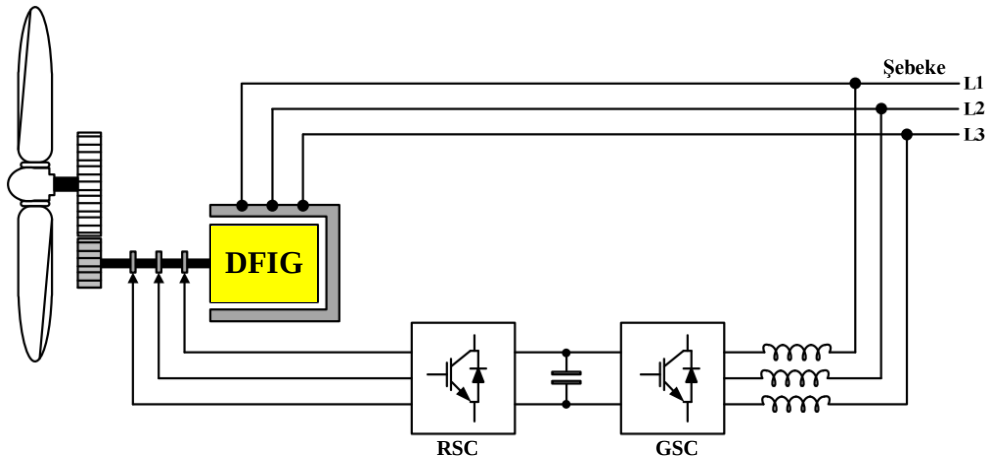
2.2. Rotoru Sargılı Asenkron Jeneratör

Bu jeneratörün literatürde “bilezikli asenkron jeneratör”, “çift beslemeli asenkron jeneratör”, “çift beslemeli indüksiyon jeneratörü” (DFIG) veya “rotoru sargılı asenkron jeneratör” (WRIG) gibi birçok ismi vardır ve bu çalışma sırasında bu tür jeneratörü belirtmek için DFIG kısaltması kullanılacaktır.

DFIG’deki stator yapısı, statora monte edilmiş üç bobin içerdiğinden, sincap kafesli asenkron jeneratör statorununkiyle aynıdır. Rotor ise genellikle yıldız bağlanmış üç bobinden oluşur ve uçları bileziklere bağlanır. Son zamanlarda, bu jeneratör, rüzgar türbini sistemleri, denizlerdeki su akıntıları ve dengesiz su kaynakları ile çalışan su

türbinleri gibi değişken hızlı üretim sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. DFIG'nin birçok avantajı vardır:

- Senkron altından senkron üstüne kadar geniş bir hız aralığında çalışması.
- Rotor devresinde, hız değişim değeri ile ilgili küçük bir güce sahip dönüştürücü kullanılması.
- İki yönlü dönüştürücü sayesinde aktif ve reaktif gücün her çeyrek bölgesinde çalışma imkanı.
- Herhangi bir kapasitör eklemekten reaktif gücü ve dolayısıyla güç faktörünü kontrol etme imkanı.
- Başka bir deyişle, DFIG'nin kullanılması, rotor devresinde nispeten küçük bir dönüştürücü aracılığıyla büyük miktarda gücü kontrol etmeye izin verir. Bu, DFIG'nin rüzgar sistemlerde yaygın olarak benimsenmesinin başlıca sebebidir.



Şekil 2.2 DFIG'ye dayalı jenerasyon sistemi.

Şekil 2.2, DFIG'nin stator bobinlerinin doğrudan elektrik şebekesine bağlı olduğu elektrik şebekesine bağlantısının basitleştirilmiş bir diyagramını göstermektedir. Rotor ise, çalışma moduna göre elektrik gücünün rotor devresine girmesine ve çıkmasına izin veren iki yönlü bir elektronik dönüştürücü ile beslenmektedir.

Rotorda her iki yönde elektrik gücünün iletilmesinin avantajı, jeneratörün geniş bir hız aralığında çalışmasını sağlamasıdır.

2.3. Çift Beslemeli Asenkron Jeneratörün Matematiksel Modeli

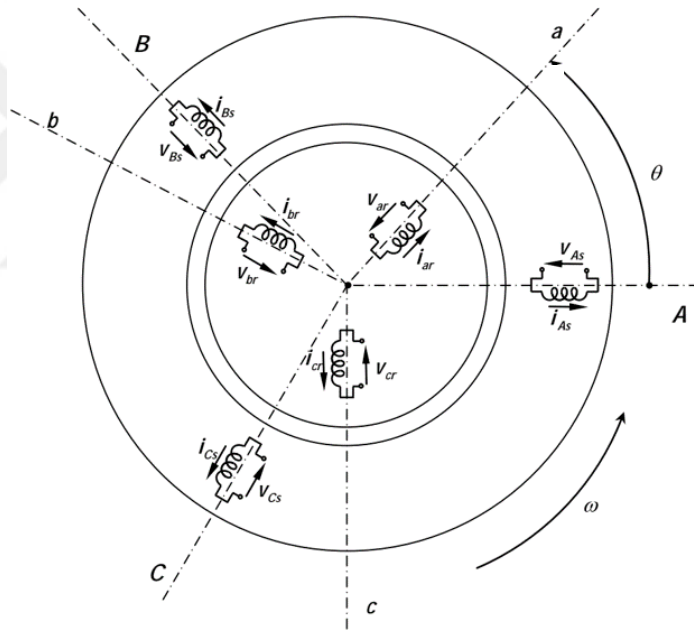
Basitleştirilmiş ve idealize edilmiş DFIG modeli, statorda üç sargı ve rotordaki üç sargı olarak tanımlanabilir, Şekil 2.3’de gösterildiği gibi.

Bu idealize edilmiş modelin altında, makinenin stator gerilimleri, akımları ve akıları aşağıdaki elektrik denklemleri ile tarif edilebilir:

$$V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \quad (2.1)$$

$$V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \quad (2.2)$$

$$V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \quad (2.3)$$



Şekil 2.3 DFIG'nin üç fazlı sargıları (stator ve rotor) şematik gösterimi.

Burada R_s stator direnci; i_{sa} , i_{sb} ve i_{sc} , sırasıyla a, b ve c fazlarının stator akımları; V_{sa} , V_{sb} ve V_{sc} uygulanan stator gerilimleri; ve Φ_{sa} , Φ_{sb} ve Φ_{sc} Zincirlenen stator akılarıdır. Stator tarafı elektriksel değişkenleri, kalıcı durumda şebeke tarafından uygulanan açısal frekansa, ω_s 'ye sahiptir.

Benzer şekilde, statora yansıtılmış rotor gerilimleri şu şekilde tanımlanır:

$$V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \quad (2.4)$$

$$V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \quad (2.5)$$

$$V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \quad (2.6)$$

Burada R_r , statora yansıtılmış rotor direnci; i_{ra} , i_{rb} ve i_{rc} , a, b ve c sırasıyla fazlarının statora yansıtılmış rotor akımları; ve Φ_{ra} , Φ_{rb} ve Φ_{rc} statora yansıtılmış zincirlenen rotor akılarıdır. Kararlı durum çalışma koşulları altında, rotor elektriksel değişkenleri sabit açısal frekansa, ω_r 'ye sahiptir.

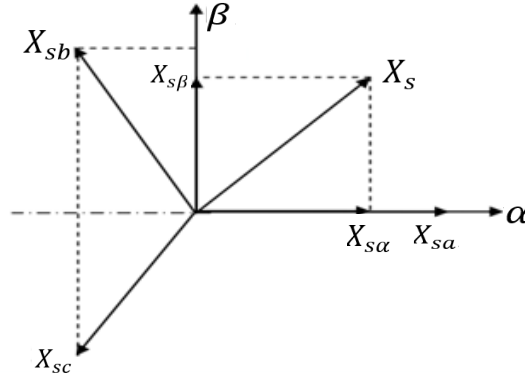
ω_s senkron açısal frekansı ile ω rotorun elektriksel açısal hızı arasındaki ilişki aşağıdaki verilir:

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (2.7)$$

DFIG'yi temsil eden diferansiyel denklemin katsayıları zamanla değişkendir ve bu denklemlerin matematiksel çözümünü zorlaştırır. Bu sorunun üstesinden gelmek için DFIG yeni bir 2 fazlı sistemde temsil edilmiştir.

2.3.1. Clarke ve Ters Clarke Dönüşümü

Clarke dönüşümü, üç fazlı sistemden (a, b, c) iki fazlı sisteme (α, β) geçişi tanımlar. Şekil 2.4'de gösterildiği gibi Clarke dönüşümü, vektörün iki fazlı sistemdeki bileşenlerini (X_α, X_β) elde etmek için üç fazlı sistemdeki her bir bileşenin (X_a, X_b, X_c) iki fazlı sistemdeki eksenler (α, β) üzerine izdüşümleri ile bulunur. Burada, X_s gerilim, akım veya zincirlenen manyetik akı gibi herhangi bir bileşke fazörü temsil etmektedir.



Şekil 2.4 Üç fazlı sistem ve eş değer iki fazlı sistem şematik gösterimi.

Denklemler dönüşüm sabiti n eklenerek şöyle yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} X_{s\alpha} \\ X_{s\beta} \end{bmatrix} = n \begin{bmatrix} \cos(0^\circ) & \cos(120^\circ) & \cos(240^\circ) \\ \sin(0^\circ) & \sin(120^\circ) & \sin(240^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Tersine dönüşümün belirlenmesi için 3 faz değerlerinin toplamıyla orantılı bir dengesizlik terimini üçüncü eksen değeri olarak tanımlayalım. Böylece dengeli durumda $X_{s0} = 0$ olacaktır. Buna göre dönüşüm matrisi şöyle olur:

$$\begin{bmatrix} X_{s\alpha} \\ X_{s\beta} \\ X_{s0} \end{bmatrix} = n \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Buna Clarke dönüşümü denir. K_0 sıfırdan farklı herhangi bir sabit olabilir. n sabiti ise iki ayrı standarttan birine göre seçilir, ve Clarke matrisi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$[C] = n \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Ters Clarke dönüşümü ise aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} = n_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & K_0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & K_0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & K_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{s\alpha} \\ X_{s\beta} \\ X_{s0} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2.3.1.1. Güç Denkliği Standardı

Dengeli veya dengesiz, a , b ve c fazları üzerinden hesaplanan toplam anlık gücün, eş değeri olan α , β ve 0 fazları üzerinden hesaplanan toplam anlık güce eşit olacak şekilde n ve K_0 sabitlerinin belirlendiği standarttır.

$$[V_{\alpha\beta 0}]^t [I_{\alpha\beta 0}] = [C]^t \cdot [V_{abc}]^t \cdot [C] \cdot [I_{abc}] = [V_{abc}]^t \cdot [C]^t \cdot [C] \cdot [I_{abc}] \quad (2.12)$$

V_{abc} : 3 fazlı Gerilimler

I_{abc} : 3 fazlı akımlar

Eşitliğin sağlanması için $[C]^t[C] = [I]$ birim matris olmalıdır. Yani bu standartta

$[C]$ ortogonal bir matristir. Bu da $n = n_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}$ ve $K_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ seçilmesiyle sağlanır.

Güç denkliği standardında akım, gerilim vb faz değişkenlerinin genlikleri $\alpha\beta 0$ ve abc sistemlerinde farklıdır ve aradaki ilişki şöyledir:

$$X_{abc}^{\max} = \sqrt{2/3} X_{\alpha\beta 0}^{\max} \quad (2.13)$$

2.3.1.2. Genlik Denkliği Standardı

Akım, zincirlenen akı veya gerilim gibi 3 faz büyüklüklerin genliği, 2 fazlı eş değerindeki α veya β genliğiyle aynı olacak şekilde n sabitinin belirlendiği standarttır.

X_s vektörü bir ortogonal ikili eksenlide şöyle tanımlanabilir:

$$X_s = X_{s\alpha} + jX_{s\beta} \quad (2.14)$$

$$X_s = X_s \cos(\omega_s t + \varphi) + jX_s \sin(\omega_s t + \varphi) = X_s e^{j(\omega_s t + \varphi)} \quad (2.15)$$

3 fazlı sistemdeki vektörün bileşenleri aşağıdaki gibidir:

$$\left. \begin{aligned} X_{sa} &= X_s \cos(\omega_s t + \varphi) \\ X_{sb} &= X_s \cos\left(\omega_s t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ X_{sc} &= X_s \cos\left(\omega_s t + \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (2.16)$$

Yukarıdaki denklemlerin toplamı şu şekilde verilir:

$$X_s = n X_s \left[\frac{3}{2} \cos(\omega_s t + \varphi) + \frac{3}{2} j \sin(\omega_s t + \varphi) \right] \quad (2.17)$$

$$X_s = \frac{3}{2} n X_s e^{j(\omega_s t + \varphi)} \quad (2.18)$$

Dolayısıyla, üç fazlı sistemdeki genlik, ikili sistemde genliğin 2/3'üne eşittir, Genliklerin eşit olması için $n = \frac{2}{3}$ olmalıdır ve bu durumda, $n_1 = 1$ olur.

Genlik denkliği standardında $\alpha\beta o$ ve abc sistemlerinde hesaplanan aktif ve reaktif güçler (P ve Q) farklıdır. Dengesizlik akım veya gerilim bileşenlerinden (i_o veya v_o) birinin sıfır olması halinde aradaki ilişkiler şöyledir:

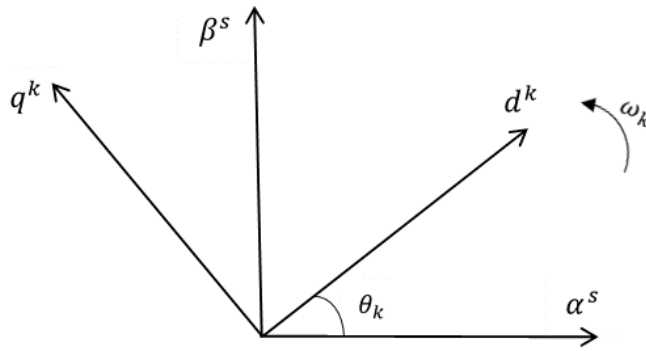
$$P_{abc} = \frac{3}{2} P_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) \quad (2.19)$$

$$Q_{abc} = \frac{3}{2} Q_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} (v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (2.20)$$

2.3.2. Park ve Ters Park Dönüşümü

α, β dik eksenli sistemde tanımlanan büyüklükler, senkron hızda veya herhangi bir hızda dönen ile d, q dik bir sisteme taşınır. Bu dönüşüm Park dönüşümü olarak adlandırılır.

Şekil 2.5, statora göre durgun dik eksenli sistemden rasgele veya senkron hızda dönen dik eksenli sisteme dönüşümü göstermektedir.



Şekil 2.5 $\alpha\beta$ ve dq eksenlerinin birbirine göre durumu.

Şekil 2.5'deki gibi d ekseninin α eksenine göre θ_k kadar ileride olduğu bir an için bir X vektörünün $\alpha\beta$ eksen sistemindeki gösterimi $X_{\alpha\beta}$ ile dq eksen sistemindeki gösterimi $X_{dq} = [X_d \ X_q]^T$ arasındaki geçişler, sırasıyla d ve q eksenlerine α ve β fazlarının izdüşüm katkılarıyla şöyle bulunur:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Buna Park dönüşümü denir. Buradaki dönüşüm matrisi de ortogonal olduğundan ters Park dönüşümünde bu matrisin transpozunu kullanılır:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) \\ \sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

2.3.3. Clarke ve Park Dönüşümlerinin Birlikte Genel Formülü

abc eksen takımından dqo eksen takımına doğrudan geçiş Clarke ve Park dönüşümlerinin bir arada uygulanmış olan şu formülle yapılabilir:

$$\begin{bmatrix} X_d^k \\ X_q^k \\ X_0^k \end{bmatrix} = n \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(-\theta_k) & \sin(-\theta_k + \frac{2\pi}{3}) & \sin(-\theta_k - \frac{2\pi}{3}) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

θ_k açısı sıfıra eşit olduğunda durgun eksenlerdeki $(\alpha\beta o)$ gösterimi (2.9) denklemindeki Clark dönüşümü gibi elde edilir.

Genel formülün tersten ifadesiyle, dqo ya da $\alpha\beta o$ sisteminden (abc) sistemine dönüşüm yapılabilir.

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = n_1 \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) & K_0 \\ \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & K_0 \\ \cos(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) & K_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d^k \\ X_q^k \\ X_0^k \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

2.3.4. Stator ve rotor gerilim denklemlerinin iki fazlı gösterimi

Yukarıdakilere göre üç fazlı DFIG, iki fazlı temsil edilebilir.

ω_k rastgele açısal hızında dönen genel bir referans çerçevesine göre DFIG'yi tanımlayan gerilim denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$V_{sd}^k = R_s i_{sd}^k + \frac{d}{dt} \Phi_{sd}^k - \omega_k \Phi_{sq}^k \quad (2.25)$$

$$V_{sq}^k = R_s i_{sq}^k + \frac{d}{dt} \Phi_{sq}^k + \omega_k \Phi_{sd}^k \quad (2.26)$$

$$V_{rd}^k = R_r i_{rd}^k + \frac{d}{dt} \Phi_{rd}^k - (\omega_k - \omega_r) \Phi_{rq}^k \quad (2.27)$$

$$V_{rq}^k = R_r i_{rq}^k + \frac{d}{dt} \Phi_{rq}^k + (\omega_k - \omega_r) \Phi_{rd}^k \quad (2.28)$$

Durgun eksenler için $\omega_k = 0$, rotorla birlikte dönen eksenler için $\omega_k = \omega$, senkron hızda dönen eksenler için $\omega_k = \omega_s$ 'tir.

ω rotor hızında dönen iki eksenli (x,y) bir sistemde DFIG'yi temsil etmek için aşağıdaki denklemler kullanılır:

$$V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega \Phi_{sy} \quad (2.29)$$

$$V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega \Phi_{sx} \quad (2.30)$$

$$V_{rx} = R_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \quad (2.31)$$

$$V_{ry} = R_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \quad (2.32)$$

ω_s senkron hızında dönen iki eksenli bir sistemde (d,q) DFIG tanımına gelince, aşağıdaki denklemler verilir:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \quad (2.33)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \quad (2.34)$$

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} \quad (2.35)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} \quad (2.36)$$

Statora bağlı iki eksenli (α, β) sisteminde DFIG gerilim denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \quad (2.37)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \quad (2.38)$$

$$V_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} \quad (2.39)$$

$$V_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} \quad (2.40)$$

Öte yandan, zincirlenen akılar ve akımlar arasındaki ilişkiler statora bağlı iki fazlı (α, β) sisteminde şu şekilde verilir:

$$\Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (2.41)$$

$$\Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \quad (2.42)$$

$$\Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad (2.43)$$

$$\Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (2.44)$$

Burada L_s ve L_r sırasıyla stator ve statora yansıtılmış rotor endüktansları, L_m statora yansıtılmış karşılıklı endüktanstır ve aşağıdaki ifadelere göre stator kaçak endüktansı l_s ve statora yansıtılmış rotor kaçak endüktansı l_r ile ilgileri şöyledir:

$$L_s = l_s + L_m \quad (2.45)$$

$$L_r = l_r + L_m \quad (2.46)$$

Denklem (2.41) ila (2.44)'ten, statora yansıtılmış rotor akımları, zincirlenen stator ve statora yansıtılmış rotor akıları cinsinden çıkarılabilir.

$$i_{s\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{s\alpha} + \frac{-L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\alpha} \quad (2.47)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{s\beta} + \frac{-L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{r\beta} \quad (2.48)$$

$$i_{r\alpha} = \frac{-L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_{r\alpha} \quad (2.49)$$

$$i_{r\beta} = \frac{-L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_r} \Phi_{r\beta} \quad (2.50)$$

Burada σ kaçak katsayısıdır ve aşağıdaki denklem ile verilir:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (2.51)$$

Şekil 2.6, DFIG'nin, statora bağlı iki fazlı (α, β) sisteminde statora yansıtılmış elektriksel modelini göstermektedir.

Stator ve rotor tarafındaki aktif (P) ve reaktif (Q) güçler şu şekilde hesaplanır:

2.3.5. MATLAB/Simulink Ortamında DFIG Modellemesi

Denklem, (2.41) ila (2.50)'den referans çerçevesine göre beşinci mertebeden, durum değişkenleri stator ve rotor akının d ve q bileşenleri ve hız olan DFIG'nin matematiksel modeli şu şekilde ifade edilebilir:

$$\frac{d}{dt} \Phi_{sd}^k = -\frac{R_s}{\sigma L_s} \Phi_{sd}^k + \omega_k \Phi_{sq}^k + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rd}^k + V_{sd}^k \quad (2.58)$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{sq}^k = -\omega_k \Phi_{sd}^k - \frac{R_s}{\sigma L_s} \Phi_{sq}^k + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rq}^k + V_{sq}^k \quad (2.59)$$

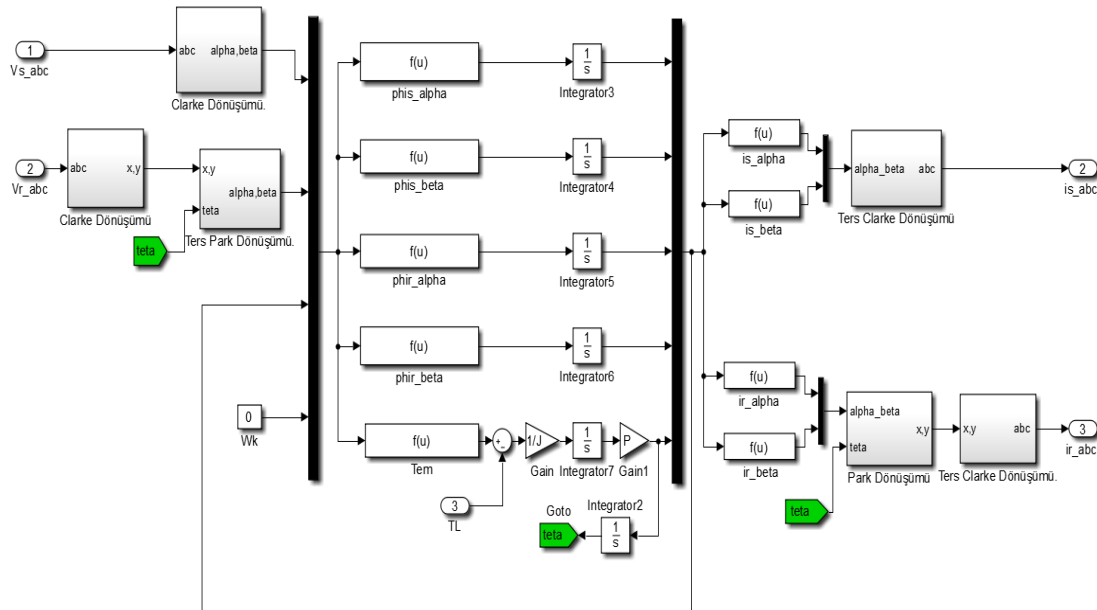
$$\frac{d}{dt} \Phi_{rd}^k = \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{sd}^k - \frac{R_r}{\sigma L_r} \Phi_{rd}^k + (\omega_k - \omega) \Phi_{rq}^k + V_{rd}^k \quad (2.60)$$

$$\frac{d}{dt} \Phi_{rq}^k = \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{sq}^k + (-\omega_k + \omega) \Phi_{rd}^k - \frac{R_r}{\sigma L_r} \Phi_{rq}^k + V_{rq}^k \quad (2.61)$$

$$\frac{d}{dt} \omega = \frac{3n_{pp}^2 L_m}{2\sigma L_s L_r J} (\Phi_{sq}^k \Phi_{rd}^k - \Phi_{sd}^k \Phi_{rq}^k) - \frac{n_{pp}}{J} T_L - \frac{B}{J} \omega \quad (2.62)$$

Denklemlerden (2.41) ila (2.44) 'ten, stator ve rotor akımları statorun ve rotorun akısı cinsinden MATLAB/Simulink ortamında da temsil edilebilir.

Şekil 2.7'den, ω_k değerinin sıfıra ayarlandığı, yani DFIG'nin statora bağlı iki fazlı sistemde temsil edildiği görülmektedir. Ayrıca, farklı sistemler arasında geçiş yapmak için Clarke ve Park dönüşümleri kullanılmıştır.



Şekil 2.7 DFIG'nin MATLAB/Simulink ortamında simülasyon modeli.

3. ÇİFT YÖNLÜ GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Dönüştürücünün çalışması, rotorun elektrik açısal hızına bağlıdır. Senkron hızda veya senkron hızın altında çalışırken güç, şebekeden rotora geçecek ve böylece dönüştürücü bir çevirici görevi görecek, ancak senkron hızın üzerinde çalışırken güç, rotordan dönüştürücüye geçecek ve böylece güç dönüştürücü bir doğrultucu görevi görecektir.

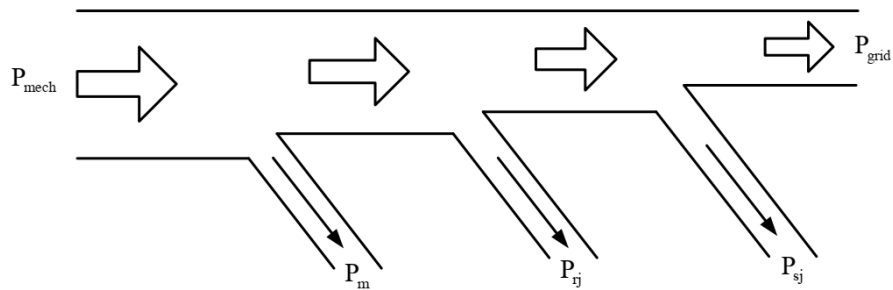
3.1. DFIG’de Güç Akışı

Temel enerji korunum yasasına göre, jeneratöre uygulanan mekanik güç, büyük oranda elektrik şebekesine enjekte edilen elektrik gücüne dönüştürülür, küçük bir kısmı ise makinede çoklu kayıplar olarak harcanır.

Şekil 3.1, DFIG’deki güç akışının basitleştirilmiş bir diyagramını göstermektedir, burada P_{mech} , jeneratörün şaftına uygulanan mekanik gücü, P_m , jeneratörde sürtünme sonucu ortaya çıkan mekanik kayıpları, P_{rj} , rotorun bobinlerindeki bakır kayıplarını P_{sj} , stator bobinlerindeki bakır kayıplarını ve son olarak, P_{grid} , elektrik şebekesine sağlanan toplam elektrik gücünü temsil eder.

Stator (rotor) bobinlerindeki bakır kayıplarının değeri aşağıdaki ilişki ile belirlenir:

$$P_{s(r)j} = 3 R_{s(r)} i_{s(r)}^2 \quad (3.1)$$



Şekil 3.1 Jeneratördeki güç akış şeması.

Jeneratörün senkron altından senkron üstüne dönüş hızındaki geniş değişim aralığı nedeniyle, rotordaki güç akışı her durum için değişecektir, bu nedenle jeneratörün hızına bağlı olarak üç çalışma modu incelenecektir:

- Jeneratörün, senkron hızdan daha düşük ($\omega_s > \omega$) bir hızda döndüğü, senkron altı çalışma modu.
- Jeneratörün senkron hızdan daha büyük ($\omega > \omega_s$) hızda döndüğü, senkron üstü çalışma modu.
- Jeneratörün senkron hızda çalışma modu ($\omega = \omega_s$).

Bu üç modun her birinde, komut birimi, çalışma koşullarına ve referans sinyallerine göre dönüştürücüye uygun komutları vermelidir. Sonraki kısımlarda görüleceği gibi, rotordaki güç akışı yön ve miktar olarak değişir.

3.1.1. Senkron Altı Çalışma Modu

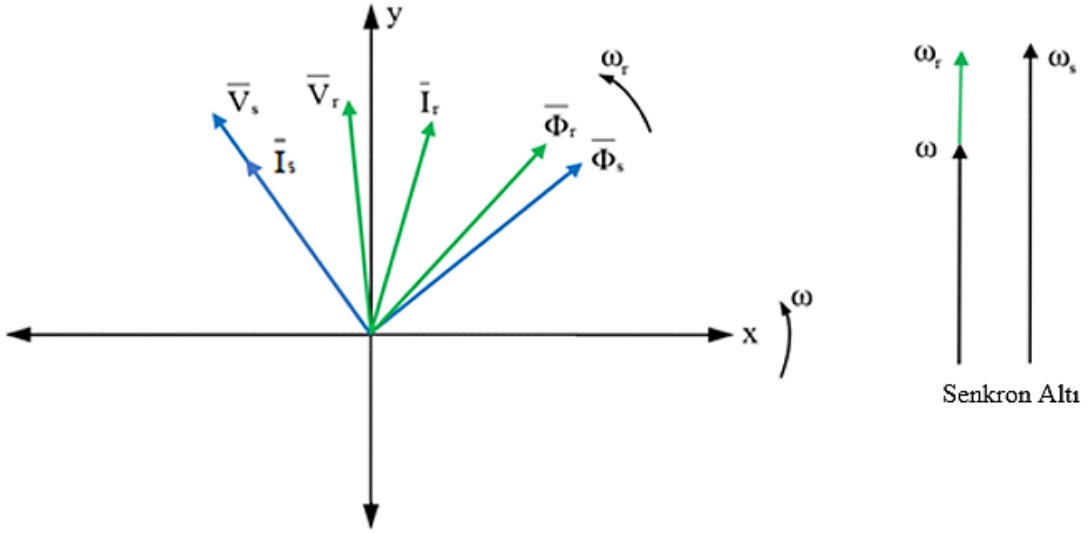
DFIG'deki stator bobinleri doğrudan şebekeye bağlı olduğundan, stator bobinlerindeki elektriksel büyüklüklerin frekansı elektrik şebekesinin frekansı f_s olacaktır. Bu yüzden, stator gerilim vektörü $\vec{V}_s$, kalıcı durumda sabit bir açısal hız ω_s ile döner:

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (3.2)$$

Rotor bobinleri ise akımın iki yönde geçmesine izin veren RSC'den dönüştürücüden beslenir. Bu dönüştürücü, kontrol ünitesinin komutlarına bağlı olarak, rotoru beslemek için büyüklüğü V_r ve açısal hızı ω_r olan bir gerilim vektörü ($\vec{V}_r$) üretir.

Jeneratör senkron altı bir hızla ($\omega_s > \omega$) dönüyorsa, bu durumda RSC, Şekil 3.2'de gösterildiği gibi rotor dönüş yönünde dönen bir gerilim vektörü $\vec{V}_r$ üretir ve açısal frekansı aşağıdaki gibi hesaplanır:

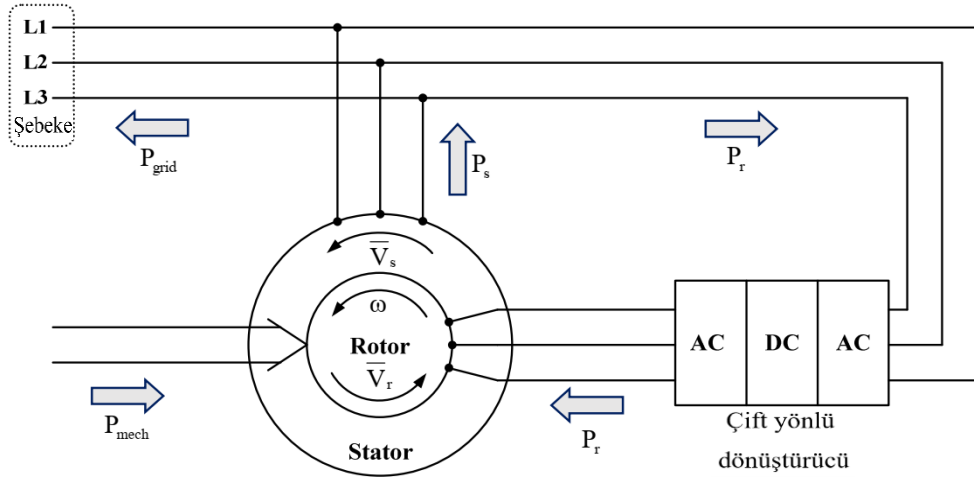
$$\omega_r = \omega_s - \omega \quad (3.3)$$



Şekil 3.2 Senkron altı modda çalışırken DFIG'deki elektriksel büyüklük vektörleri.

Şekil 3.3 Senkron altı hızda durumunda güç akışının genel diyagramını gösterir. Bu durumda, kontrol ünitesi, jeneratör statorundaki gerekli elektrik gücü üretmesi için rotora bir elektrik gücü (P_r) uygulanır. Rotora sağlanan gerçek gücün değeri aşağıda ilişki ile belirlenir.

$$P_r = s P_s \quad (3.4)$$

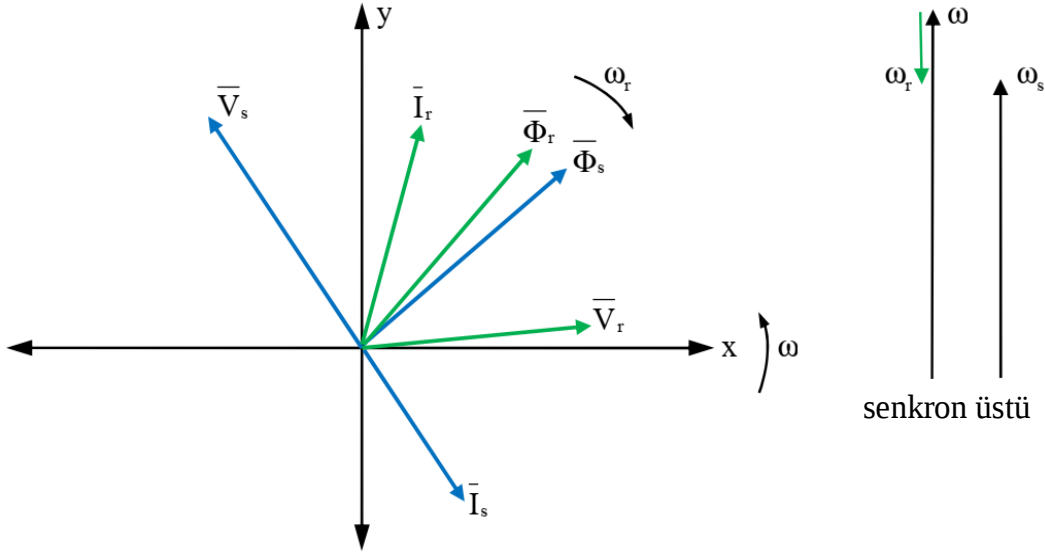


Şekil 3.3 Senkron altı hızda güç akışının genel diyagramı.

3.1.2. Senkron üstü çalışma modu

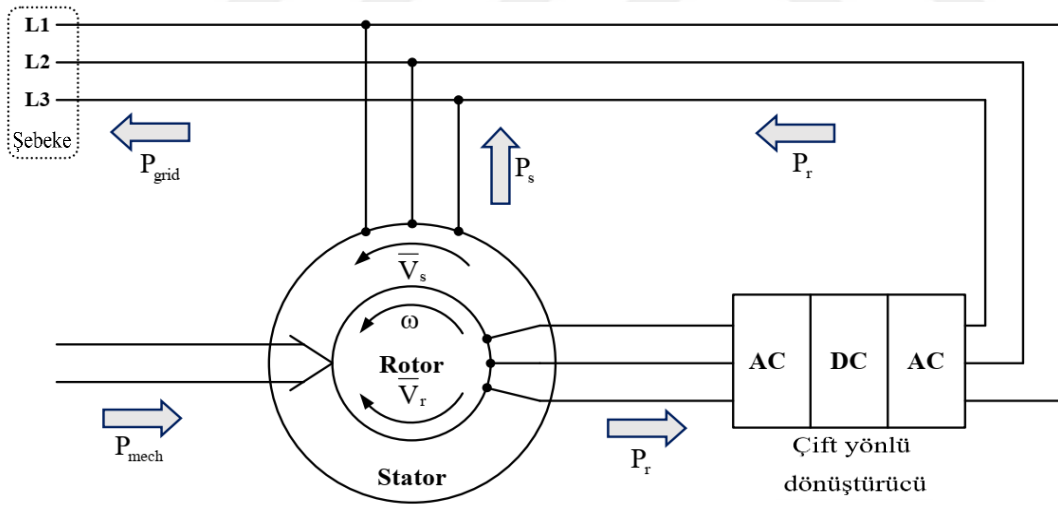
Bu durumda, makineyi jeneratör olarak çalıştırmaya devam etmek için, RSC aracılığıyla dönüşünü aracılığıyla kontrol ünitesi, Şekil 3.4'te gösterildiği gibi rotor dönüşünün ters yönünde dönen bir $\vec{V}_r$ gerilim vektörünü oluşturur. Gerilim

vektörünün açısal hızdan, rotor hızı senkron hızından daha büyük olduğu için negatif olacaktır.



Şekil 3.4 Senkron üstü modda çalışırken DFIG'deki elektriksel büyüklük vektörleri.

Şekil 3.5, Senkron üstü hızda durumunda gücün genel bir akış şemasını göstermektedir.



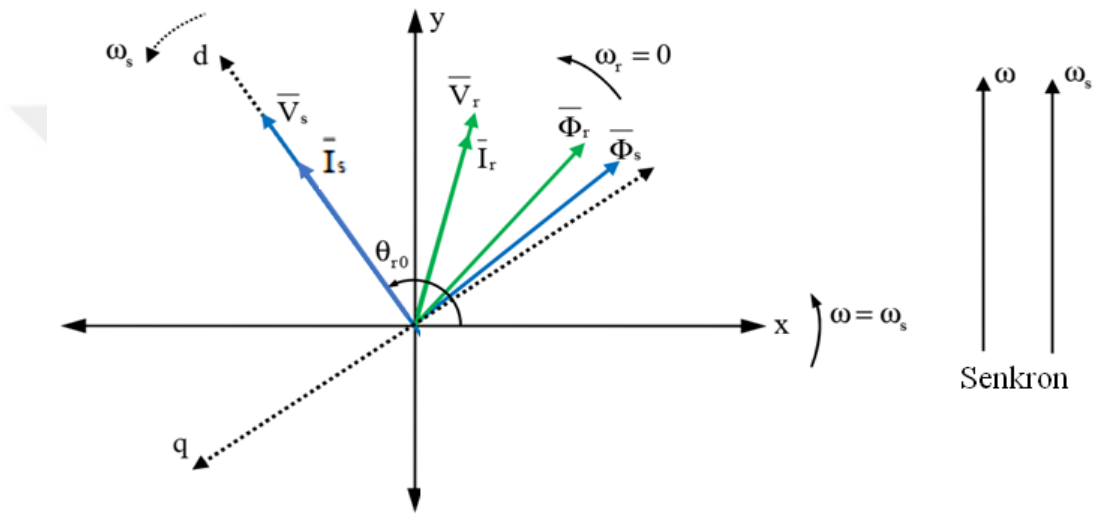
Şekil 3.5 Senkron üstü hızda güc akışının genel diyagramı.

3.1.3. Senkron Hızda Çalışma Modu

Bu modda, RSC dönüştürücünün görevi, jeneratörün çalışması için bir manyetik akı sağlamak için rotor sargılarının terminallerine DC bir gerilim uygulamaktır. Rotorun senkron hızda dönmelerinin bir sonucu olarak, kalıcı durumda sabit olan bu akı, f_s sabit frekanslı bir gerilim indükler ve P_s gücü ile orantılı olarak şebekeye bir akım sağlar. Bu durumda, DFIG rotoru sargılı senkron jeneratöre benzetilebilir.

Şekil 3.6, iki fazlı koordinat eksenleri (d,q) jeneratördeki elektriksel büyüklüklerin vektörel diyagramını göstermektedir. Bu modda diyagramdaki elektriksel büyüklükler kalıcı durumda statiktir ($\omega_r = 0$). V_{sa} faz geriliminin açısı sabit bir değer alır (θ_{r0}).

Bu şekilde ayrıca rotor bobinlerine DC gerilim uygulanmasından dolayı rotor akım vektörü ile rotor gerilim vektörünün çakıştığı görülür. Rotor tarafından çekilen elektrik gücünün değerine gelince, sadece rotor bobinlerindeki bakır kayıplarına eşittir $P_r = P_{rj}$.



Şekil 3.6 Senkron hızda çalışırken DFIG'deki elektriksel büyüklük vektörleri.

Bu çalışma modundaki güç akış diyagramı Şekil 3.3'e benzer, ancak rotor tarafından çekilen elektrik gücünün değeri sadece rotorun kayıplarıdır.

DFIG çalışmasının farklı modlarını inceledikten ve elektrik güç akış şemalarını netleştirdikten sonra sisteminin çalışmasını daha kapsamlı görmek için, RSC matematiksel modelini, yapısını ve gücünü inceleyelim.

3.2. Rotor Tarafındaki Dönüştürücü RSC

Bu dönüştürücünün temel görevi, kontrol ünitesi tarafından verilen komutlara göre rotor bobinlerine uygulanacak üç fazlı gerilimleri oluşturmaktır. Jeneratörün dönüş hızına bağlı olarak bu dönüştürücü iki moddan birinde çalışabilir:

- İlk mod: Evirici modu

dönüştürücü, makine senkron veya senkron altı hızda çalışırken, rotor her iki durumda da aktif güç çektiğinden, DC gerilim V_{dc} DFIG rotor bobinlerinin uçlarında üç fazlı gerilime dönüştürür.

- İkinci mod: Doğrultma modu

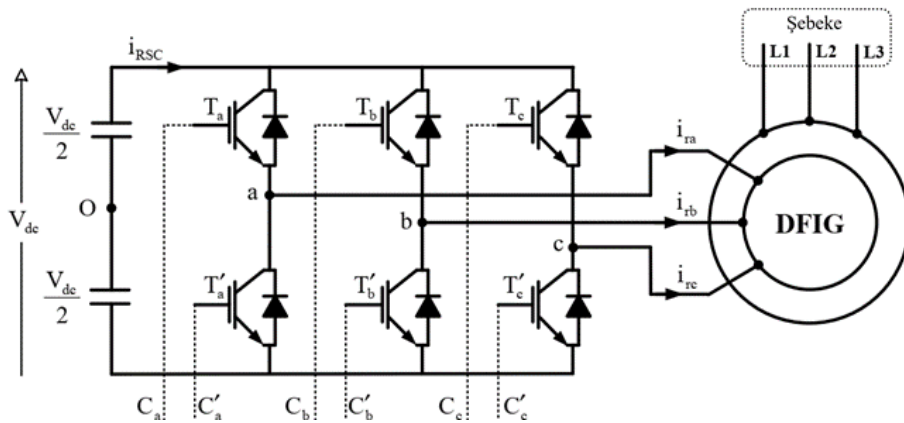
Jeneratör senkron üstü hızda döndüğünde dönüştürücü bu moda girer. Dönüştürücü RSC rotor bobinlerinden gelen üç fazlı gerilimi DC bir gerilime dönüştürür. kendi PWM geri algoritmasını kullanarak gücü şebekeye geri döndürür.

RSC gücü, jeneratörün gerçek gücüne ve aşağıdaki denkleme göre izin verilen hız değişim alanının değerine dayanarak belirlenir.

$$P_{RSC} = s P_s \quad (3.5)$$

Genel olarak değişken hızlı rüzgar enerjisi sistemlerinde kayma değeri (0,2 - 0,3) aralığındadır. Jeneratörün gücünün artmasıyla, elektronik dönüştürücünün gücünü ve buna eşlik eden elektronik anahtarlama işlemlerinde büyük kayıpları sınırlamak için bu değer (0,05 - 0,1) değerine düşürülür.

Şekil 3.7, aralarında üç kol (modül) oluşturmak üzere altı transistörden ve ek olarak V_{dc} gerilim değeri kararlılığını desteklemek ve yapay bir nötr noktası 'o' oluşturmak için iki kapasitörden oluşan RSC yapısını göstermektedir.



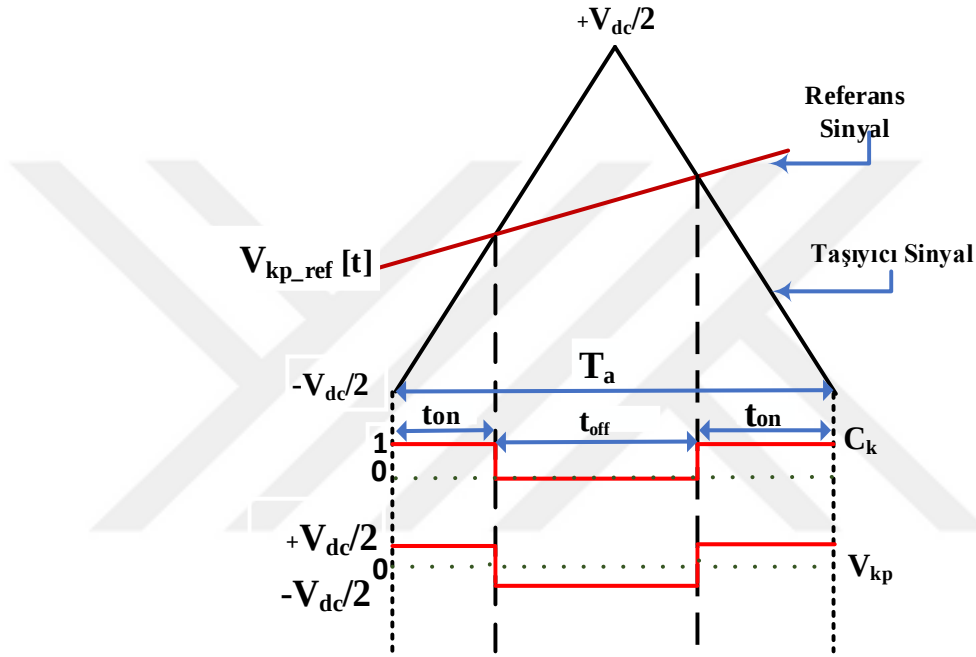
Şekil 3.7 RSC yapısının şeması.

Şekil 3.7'de C_k , k sütunundaki transistörlerin durumunu temsil eden ikili bir fonksiyondur. Dönüştürücüde kısa devreyi önlemek için, aynı sütundaki iki transistörden biri iletimde ve diğeri transistör kesimde yani: $C'_k = \overline{C_k}$. Burada C_k fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır:

$C_k = 1$, üst transistör iletimdeyse.

$C_k = 0$, üst transistör kesimdeyse.

Darbe genişlik modülasyonu (PWM) yöntemleri kullanılarak dönüştürücüdeki elektronik anahtarlara uygulanan iletim ve kesim işaretleri elde edilir. Her bir transistör için çalışma darbelerinin, kontrolörlerden gelen referans sinyali ile üçgen taşıyıcı sinyal karşılaştırılarak PWM tekniğiyle nasıl elde edildiği Şekil 3.7’de göstermektedir.



Şekil 3.8 Dönüştürücü anahtarlarının çalışma darbeleri oluşturma yöntemi.

Karşılaştırma çıkışı C_k , transistörlere uygulanacak darbeleri temsil eder ve bunlar da rotor sargılarına uygulanacak gerilimleri oluşturur. 'o' referans noktasına göre dönüştürücü çıkışındaki faz gerilimleri V_{ko} şu şekilde verilir:

$$V_{ko} = C_k V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2} ; \quad k = a, b, c \quad (3.6)$$

T_{PWM} periyodu sırasında 'o' referans noktasına göre t anındaki V_{ko} faz gerilimlerinin ortalama değerine gelince, Şekil 2.6'ya göre aşağıdaki ilişki ile verilir:

$$V_{ko-av}[t] = \frac{1}{T_{PWM}} \frac{V_{dc}}{2} (t_{on} - (T_{PWM} - t_{on})) = V_{dc} \alpha_k[t] - \frac{V_{dc}}{2} \quad (3.7)$$

Burada $\alpha_k[t] = \frac{t_{on}}{T_{PWM}}$, K kolundaki üst transistörün görev oranı olup: $0 \leq \alpha_k[t] \leq 1$.

Rotorun terminallerine uygulanan faz gerilimleri aşağıdaki gibi bulunabilir.

Rotor bobinleri simetrik olduğu için:

$$V_{ra} + V_{rb} + V_{rc} = 0 \quad (3.8)$$

$$V_{ra} = -(V_{rb} + V_{rc}) \quad (3.9)$$

Hat gerilimleri denklem (3.9)'da yerine yazılırsa:

$$V_{ra} = V_{ab} - V_{ca} - 2V_{ra} \quad (3.10)$$

$$V_{ra} = \frac{1}{3} (V_{ab} - V_{ca}) \quad (3.11)$$

'o' referans noktasına göre önceki ilişkiyi yazarsak

$$V_{ra} = \frac{1}{3} (V_{ao} - V_{bo} - V_{co} - V_{ao}) \quad (3.12)$$

$$V_{ra} = \frac{1}{3} (2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \quad (3.13)$$

Denklem (3.6), Denklem (3.13)'te yerine yazılırsa:

$$V_{ra} = \frac{1}{3} V_{dc} (2C_a - C_b - C_c) \quad (3.14)$$

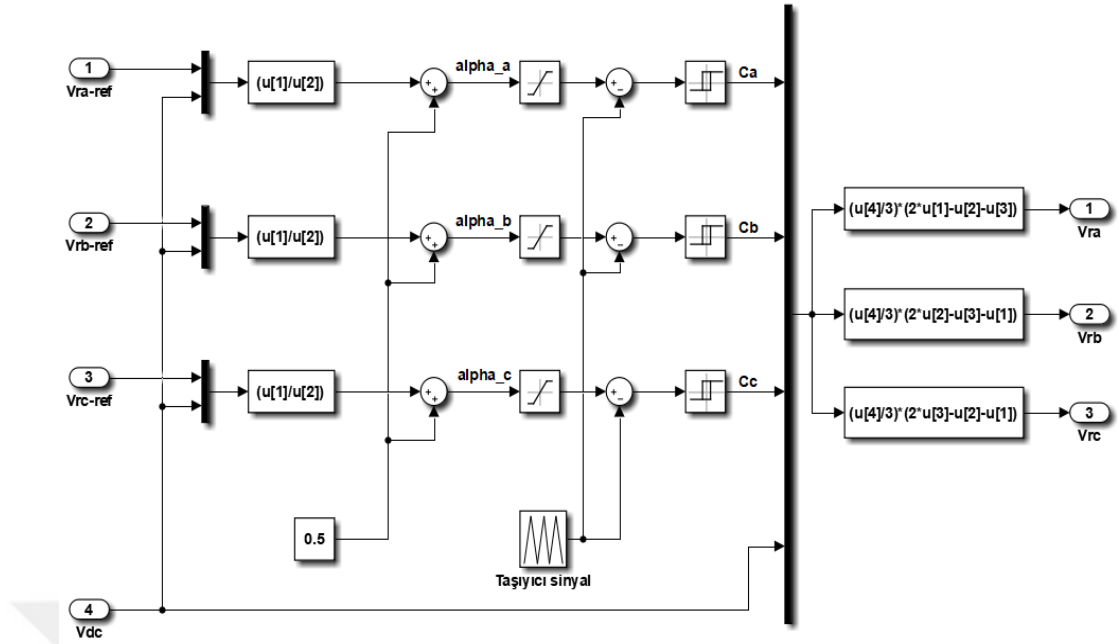
Aynı şekilde diğer gerilimler için

$$V_{rb} = \frac{1}{3} V_{dc} (2C_b - C_a - C_c) \quad (3.15)$$

$$V_{rc} = \frac{1}{3} V_{dc} (2C_c - C_a - C_b) \quad (3.16)$$

3.3. MATLAB/Simulink Ortamında RSC'nin Modellenmesi

Dönüştürücünün benzetimini yapıp DFIG modeline bağlamak ve bu tezde çalışılan kontrol sistemlerinin performansını incelemek için bu dönüştürücünün Matlab/Simulink ortamında modellenmesi gerekmektedir. Rotor bobinlerine uygulanan dönüştürücü çıkış gerilimleri değerleri (3.14), (3.15) ve (3.16) denklemlerine göre bulunmuştur. Şekil 3.9, Matlab/Simulink ortamında temsil edilen dönüştürücü modelini göstermektedir.



Şekil 3.9 MATLAB/Simulink ortamında RSC modeli.

4. ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON JENERATÖR KONTROL YÖNTEMLERİ

Rüzgar türbininyle güç üretirken çift beslemeli asenkron jeneratörün kontrol edilmesi gerekir. Kontrol ünitesi, uygun ve etkili güç üretimi için jeneratörün tork, aktif ve reaktif güç gibi büyüklüklerini optimum değerlerine yakın tutar. Yani kontrol ünitesi, istenen referans değerlerine göre dönüştürücü anahtar darbe işaretlerinin üretilmesinden sorumludur. Bu bölüm, çift beslemeli asenkron makineler için yaygın olarak kullanılan iki kontrol yöntemi hakkındadır: Vektör kontrol ve doğrudan kontrol yöntemleri. Buna göre, bu çalışmada rotor tarafındaki konvertörü kontrol etmek için geleneksel PI kontrol, histerisis kontrol ve kayan kipli kontrol yöntemleri kullanılmıştır.

4.1. Vektör Kontrol Yöntemi

Vektör kontrolün temeli, rotor akımlarını, d eksenini stator akısı ile hizalı senkron şekilde yönlendirilmiş, senkron bir referans çerçevesinde yönlendirmektir. Kararlı durumda bu, q eksenini stator gerilimiyle hizalamaya neredeyse eş değerdir, çünkü stator gerilimi yaklaşık olarak, stator akısının türeviyle doğru orantılı, yani 90° kaydırılmışıdır. Dolayısıyla eksenini hizalamak için iki yöntem vardır: Akıyı tahmin etmek ve d eksenini ona hizalamak, veya q eksenini gerilimle hizalamak ve d eksenini 90° geriletmek. İlk yöntem akı yönlendirme, ikinci yöntem gerilim yönlendirme denir.

- Stator Akısı Yönlendirme

Akı yönlendirmeli, DFIG kontrolünün klasik yöntemidir. Stator akısının tahmin edilmesinden ve referans çerçevesinin d ekseninin buna hizalanmasından oluşur.

- Şebeke Gerilimi Yönlendirme

Bu yöntem stator gerilimlerini ölçer ve q eksenini gerilim uzay vektörü ile hizalar. d eksenini de ondan 90° geridedir.

Stator gerilimi ve buna karşılık gelen akı kararlıysa, her iki yöntem de oldukça benzerdir; yani senkron hızla ve yaklaşık sabit genlikle dönerler. Bu koşullar altında, akı şebeke geriliminden 90° geride alınır.

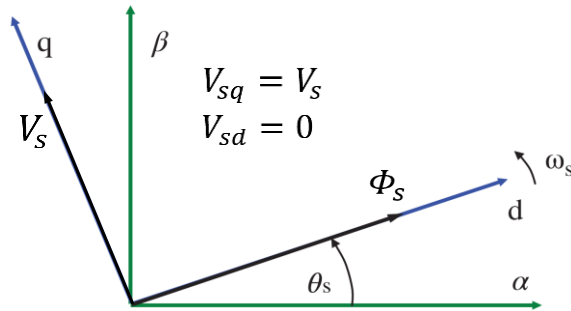
Her iki yöntemin kalıcı rejim sonuçları arasında pek bir fark yoktur ve Bölüm 1'deki literatür özetinde belirtildiği gibi her iki yöntem için literatür referansları bulunabilir. Bununla birlikte, farklılıklar geçici rejimlerde belirginleşir. Bu koşullar altında, muhtemelen stator gerilimindeki ani değişikliklerin bir sonucu olarak, akı ile gerilim arasındaki faz kayması, sürekli rejimlerdeki ile aynı olmayabilir.

Bu tezde her iki yönlendirme yöntemi karşılaştırılmış ve gerilim yönlendirmesinin akı yönlendirmeye göre daha istikrarlı olduğu kanıtlanmıştır [65].

q eksen gerilim uzay vektörü ile hizalandığında gerilim yönlendirmeli yöntemin koşulları aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$V_{sd} = 0, \quad V_{sq} = V_s$$

(2.33) ve (2.34) denklemlerindeki stator direnci gerilim düşümlerinin küçük olduğu varsayılarak, stator dq eksenlerinde sabit AC şebeke gerilimine bağlı olduğu için stator akısı da dq eksenlerinde yaklaşık sabit düşünülebilir. Sonuç olarak, $\frac{d}{dt}\Phi_{sd}$ terimi yaklaşık sıfırdır. Bu yüzden, Şekil 4.1'de gösterildiği gibi, gerilim uzay vektörü ile stator akısı uzay vektörü arasındaki açı yaklaşık 90° 'dir.



Şekil 4.1 dq referans çerçevesinde gerilim ve akı uzay vektörleri temsili.

Böylece, ikinci bölümde bahsedilen denklemlerle sunulan senkron referans çerçevesindeki DFIG denge modeli, aşağıdaki denklemlerle yeniden temsil edilebilir:

$$V_{sd} = 0 \quad (4.1)$$

$$V_{sq} = \omega_s \Phi_s \quad (4.2)$$

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{sd} &= \Phi_s = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \Phi_{sq} &= 0 = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

$$P_s = \frac{3}{2} (V_{sq} i_{sq}) \quad (4.5)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (V_{sd} i_{sd}) \quad (4.6)$$

$$T_{em} = - \frac{3}{2} \frac{PL_m}{L_s} (\Phi_{sd} i_{rq}) \quad (4.7)$$

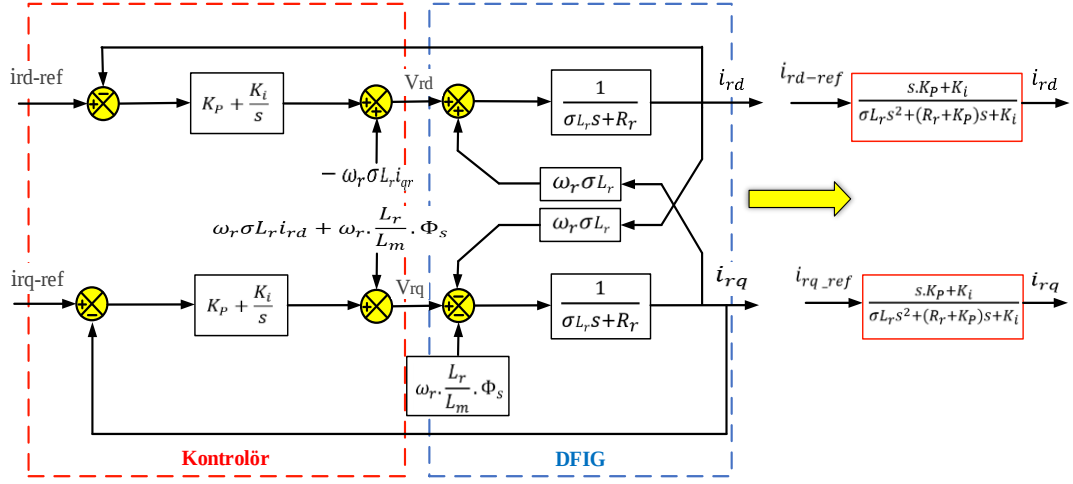
4.1.1. Rotor Akım Kontrolü Döngüleri

Senkron bir referans çerçevesindeki DFIG modelinden, yukarıda belirtilen Denklem (4.3) ve (4.4) ikinci bölümde belirtilen rotor gerilim denklemleri (2.35) ve (2.36)'da yerine konularak, V_{rd} ve V_{rq} referans rotor gerilimleri, rotor akımlarının ve stator akısının bir fonksiyonu olarak şu şekilde elde edilebilir:

$$V_{rd} = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_r \sigma L_r i_{rq} \quad (4.8)$$

$$V_{rq} = R_r i_{rq} + \sigma L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + \omega_r \sigma L_r i_{rd} + \omega_r \frac{L_m}{L_s} \Phi_s \quad (4.9)$$

Bu son iki denklem, sadece her bir akım bileşeni için bir kontrolör kullanarak dq rotor akımları kontrolünü gerçekleştirmenin mümkün olduğunu ortaya koymaktadır. Sonuç olarak, her iki döngü için özdeş PI kontrolörleri seçerek ve geçici aşamalar sırasında olumsuz etkilerini önemli ölçüde azaltmak için dq eksenleri arasındaki ayırma bileşenlerini dengeleyerek yapılabilir. Böylece, her iki akım için eş değer kapalı döngü sistemleri, Şekil 4.2'de gösterildiği gibi PI denetleyicilerinin iki kutuplu ve sıfırlı ikinci mertebeden bir sisteme olur.



Şekil 4.2 PI kontrolörler ile rotor akımı kontrolünün kapalı döngüsü.

Şekil 4.3’de sunulan kontrol blok diyagramda kontrol dq referans çerçevesinde gerçekleştirilir, ancak daha sonra rotor gerilimi ve akımları xy referans çerçevesine dönüştürülmelidir. Bunun için θ_r açısı aşağıdaki gibi hesaplanmalıdır:

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (4.10)$$

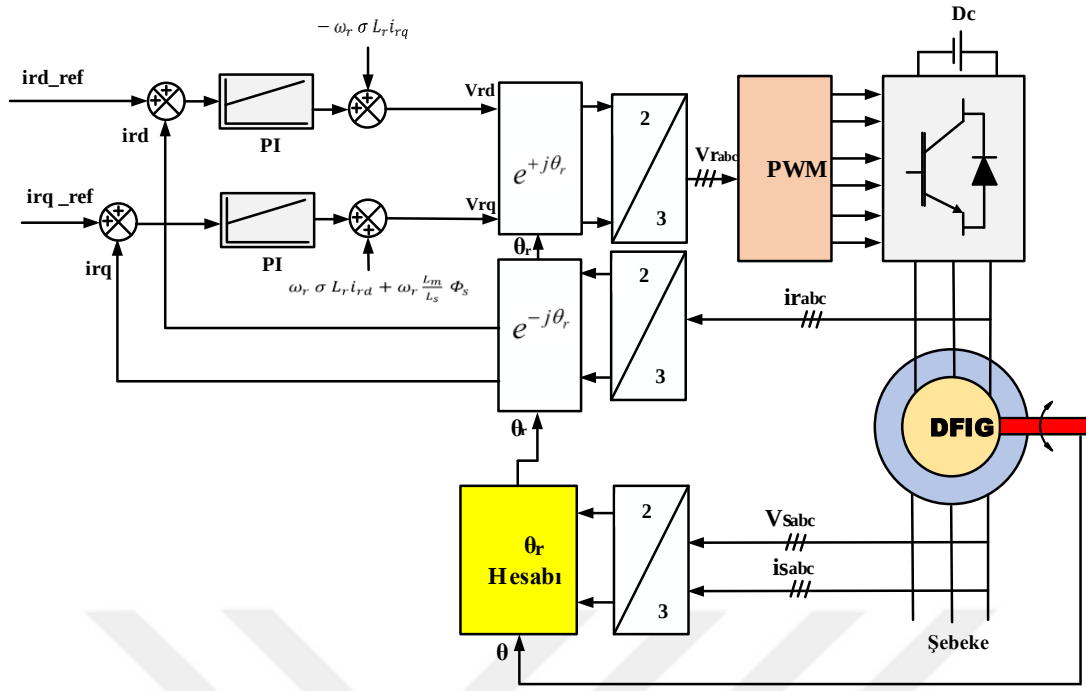
θ_s : α - β durgun eksenleri ile senkron hızla dönen eksenleri d - q arasındaki açıdır.

θ_r : x - y rotor eksenleri ile senkron hızla dönen eksenleri d - q arasındaki açıdır.

θ : α - β durgun eksenleri ile rotor eksenleri x - y arasındaki açıdır.

θ_s , stator gerilim uzay vektörünün açısını hesaplayarak ve daha sonra bu tahmini açıdan 90° çıkartarak elde edilebilir. Ayrıca, stator gerilimi şebeke senkronizasyonunu gerçekleştirmek için basit bir faz kilitli döngü (PLL) kullanılabilir.

Denklem (4.3) ila (4.7)’den, i_{rd} ’nin stator reaktif gücü ile orantılı olduğu ve rotor akımı q bileşeni i_{rq} ’nin tork veya aktif stator gücü ile orantılı olduğu söylenebilir. Bu nedenle, gerilim yönlendirmeli vektör kontrole dayalı PI kontrolörler kullanarak DFIG’yi kontrol etmenin iki yöntemini tasarlamak mümkündür.



Şekil 4.3 DFIG'nin rotor akım kontrol döngüsünün blok şeması.

4.1.2. Rotor Hızı ve Reaktif Gücünün PI Kontrolü

Rüzgar hızını değiştirirken hızı kontrol etmenin amacı, yüksek verim ve güç kalitesini iyileştirilmiştir.

Akım kontrol döngüleri ve şebeke gerilimi açısı hesaplaması incelendikten sonra, tüm kontrol sistemi tanımlanabilir. (4.7) denklemindeki tork ifadesi aşağıdaki gibi basitleştirilebilir:

$$T_{em} = -\frac{3}{2} \frac{n_{pp} L_m}{L_s} \Phi_s i_{rq} \Rightarrow T_{em} = C_T i_{rq} \quad (4.11)$$

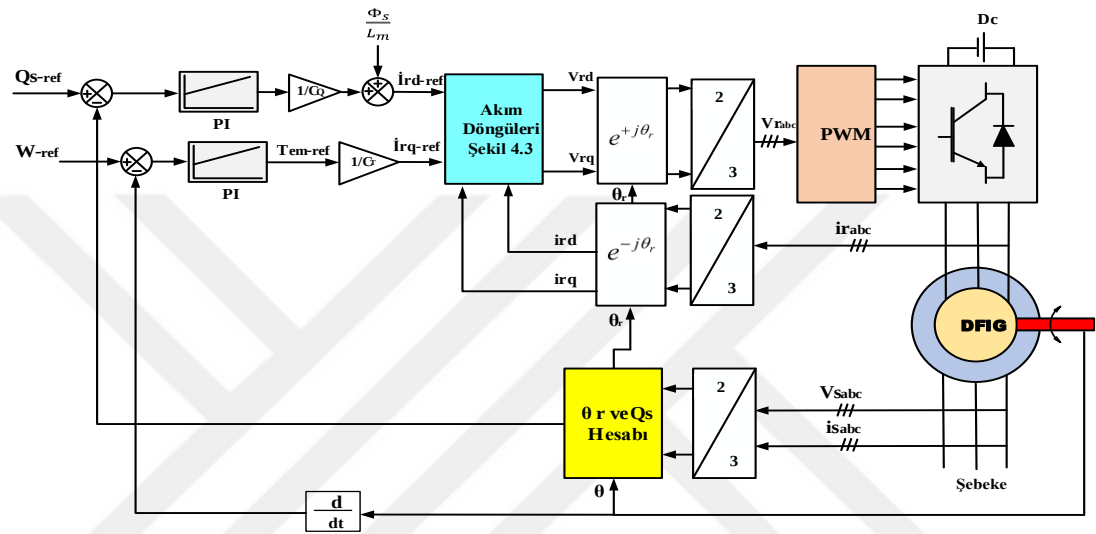
Burada $C_T = -\frac{3}{2} \frac{P L_m}{L_s} \Phi_s$ Bu, q rotor akımı bileşeninin torkla orantılı olduğu anlamına gelir, yani i_{rq} ile torku ve dolayısıyla jeneratörün hızını kontrol etmek mümkündür. Benzer şekilde, dq çerçevesindeki stator reaktif güç denklemi ile i_{rd} 'nin Q_s üzerinde belirleyici olduğu anlaşılır.

$$Q_s = \frac{3}{2} (V_{sq} i_{sd}) \Rightarrow Q_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \omega_s \Phi_s \left(i_{rd} - \frac{\Phi_s}{L_m} \right) = C_Q \cdot \left(i_{rd} - \frac{\Phi_s}{L_m} \right) \quad (4.12)$$

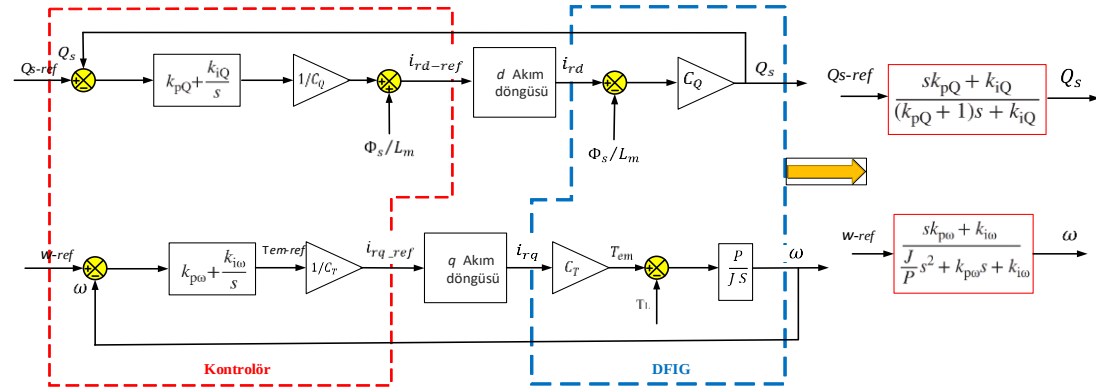
Burada $C_Q = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \omega_s \Phi_s$ Böylece Φ_s sabit varsayıldığında, her iki rotor akımı bileşeninin bağımsız olarak hızın ve stator reaktif gücünün kontrolünde kullanılabileceği görülebilir. Bu ifadelerle dayalı olarak, Şekil 4.4, DFIG'in tüm

vektör kontrolünü göstermektedir. Daha önce Şekil 4.3'te incelenen akım döngüleri korunarak, bir hız döngüsü ve bir stator reaktif güç döngüsü eklenmiştir.

Öte yandan, akım döngülerinde olduğu gibi, Şekil 4.5, akım döngülerinin harici döngülerden çok daha hızlı ayarlandığını varsayarak, Q_s ve ω döngülerinin eş değer kapalı döngü sistemlerini göstermektedir. Basitleştirilmiş kapalı çevrim sistemlerin, PI kontrollerin uygun kazançları seçilerek kontrol edildiğinde birinci ve ikinci mertebeden sistemlerle temsil edildiği görülebilir.



Şekil 4.4 Hız ve reaktif güç kontrolü blok şeması.



Şekil 4.5 Q_s ve ω döngülerinin eş değer kapalı döngü sistemi.

4.1.3. PI Kontrolör Kullanarak Aktif ve Reaktif Güç Kontrolü

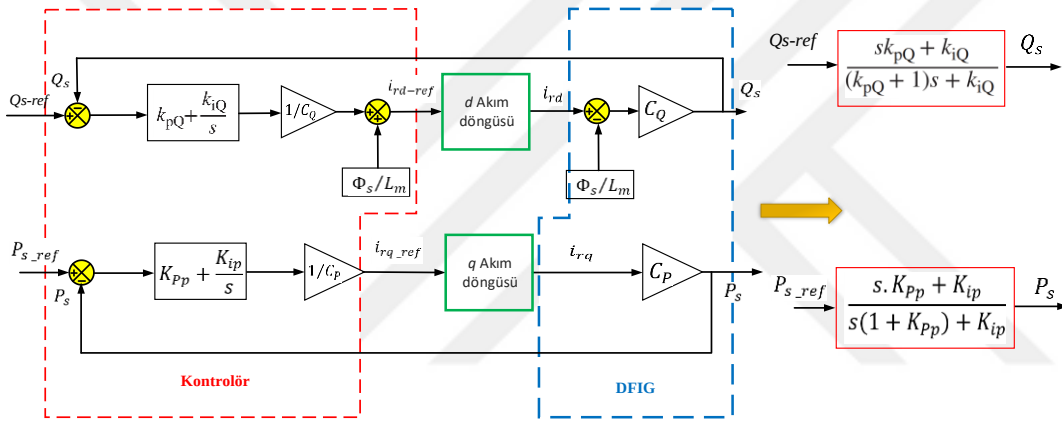
Üretilen aktif ve reaktif gücü kontrol etmek, DFIG kontrolünün temel yöntemlerinden biridir. Reaktif güç kontrolü, DFIG'nin şebekeye gerilim desteği sağlamasına yardımcı olur.

Yukarıda bahsettiğimiz gibi, i_{rd} 'nin stator reaktif gücü ile orantılı olduğu ve i_{rq} 'nin tork veya stator aktif gücü ile orantılı olduğu söylenebilir. Bu yüzden, Denklem (4.5)'ten, basit bir şekilde aktif stator gücü kontrolü çıkarabiliriz.

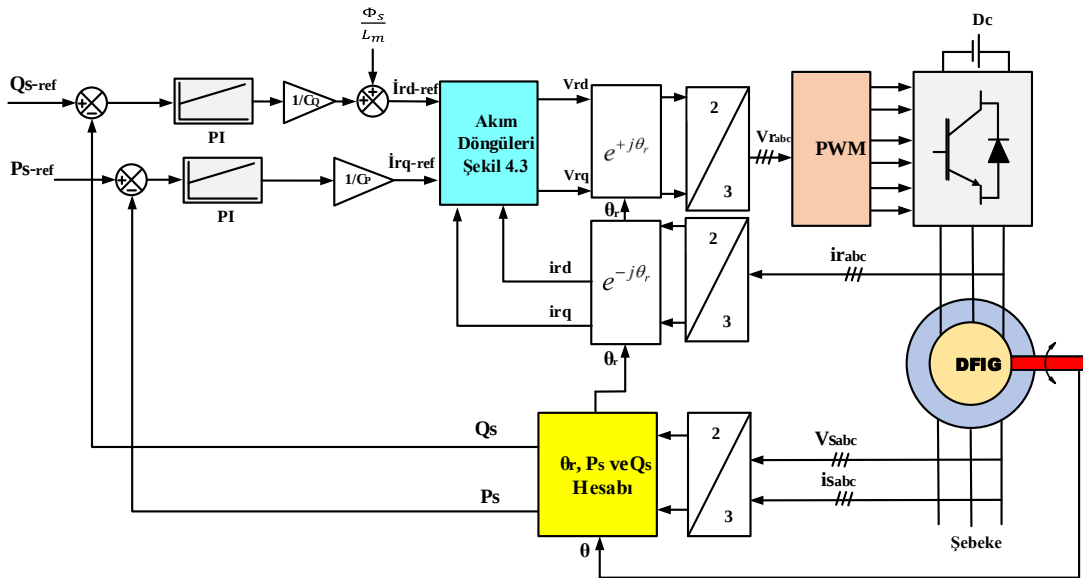
$$P_s = \frac{3}{2} (V_{sq} i_{sq}) \Rightarrow P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \omega_s \Phi_s i_{rq} = C_P i_{rq} \quad (4.13)$$

Reaktif güç kontrolü ise daha önce çıkarıldığı gibi Denklem (4.12) üzerinden yapılır.

Şekil 4.6, akım döngülerinin harici döngülerden çok daha hızlı ayarlandığını varsayarak, P_s ve Q_s döngülerinin eş değer kapalı döngü sistemlerini göstermektedir. Basitleştirilmiş kapalı döngü sistemlerin, PI kontrollerin uygun kazançları seçilerek kontrol edildiğinde birinci mertebeden bir sistemle temsil edildiği görülebilir.



Şekil 4.6 Q_s ve P_s döngülerinin eş değer kapalı döngü sistemi.



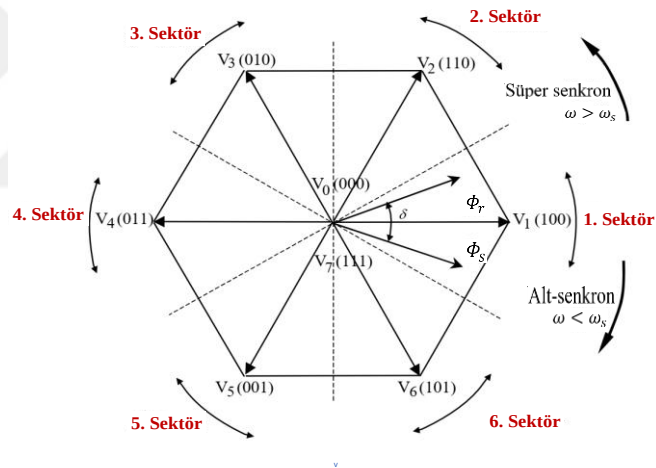
Şekil 4.7 Aktif ve reaktif gücü kontrolü blok şeması.

DFIG için vektör kontrolünü kullanan aktif ve reaktif güç kontrolünün genel diyagramı Şekil 4.7’de sunulmaktadır. Şekil 4.3’de incelenen akım döngüleri korunarak, bir aktif güç döngüsü ve bir reaktif güç döngüsü eklenmiştir.

4.2. Doğrudan Tork Kontrol Yöntemi (DTC)

Hızlı dinamik tepkisi, sistem belirsizliklerine karşı sağlamlığı ve bozucu bastırma üstünlüğüne sahip vektör kontrol tekniğine bir alternatif olarak doğrudan tork kontrolü (DTC), önerilmiştir. Ancak sabit olmayan anahtarlama frekansı davranışı ana dezavantajdır. Bu, genel olarak düzgün olmayan yarı iletken kayıplara ve kontrollü değişkenlerde dalgalanmalara yol açar.

DTC tekniği, dönüştürücünün mümkün çıkış gerilimlerinin uzay vektörü temsili kullanır. Şekil 4.8 bu uzay vektörü gösterimini göstermektedir. Ayrıca, DTC tekniği ile ilgili olarak aşağıdakiler özetlenebilir:



Şekil 4.8 Rotor referans çerçevesindeki gerilim ve akı uzay vektörleri.

- DFIG'nin doğrudan kontrol edilen iki değişkeni vardır: Tork ve rotor akı genliği.
- Rotor akısı ve stator akısı uzay vektörleri, δ açısı farkı ile saat yönünde (Senkron altı) veya saat yönünün tersine (Senkron üstü) döner.
- Uzay vektörleri arasındaki açıyı değiştirerek torku kontrol etmek mümkündür.
- Rotor akı yörüngesini ve genliğini etkilemek için makinenin rotoruna farklı gerilim vektörleri uygulanır. Bu gerilim vektörleri, rotoru besleyen voltaj kaynaklı dönüştürücü tarafından sağlanır.

- DTC tekniği, herhangi bir modülasyon indeksi (darbe genişlik modülasyonu) kullanmadan, dönüştürücü için doğrudan darbeler oluşturur.

Elektromanyetik tork, Denklem (2.57)'de verildiği gibi řoyledir.

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{n_{pp} L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im}\{\vec{\Phi}_r^* \cdot \vec{\Phi}_s\} \quad (4.14)$$

Elektromanyetik tork ifadesi, stator ve rotor akı genlikleri ile bunlar arasındaki açı cinsinden řu şekilde verilebilir:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{n_{pp} L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im} [\Phi_s (\cos \theta_s + j \sin \theta_s) \cdot \Phi_r (\cos \theta_r - j \sin \theta_r)] \quad (4.15)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{n_{pp} L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin(\theta_s - \theta_r) = \frac{3}{2} \frac{n_{pp} L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \delta \quad (4.16)$$

Torkun, stator ve rotor akı genliklerine ve uzay vektörleri arasındaki δ açısına bağlı olduğu fark edilebilir. Bu temel denklemden řu sonuçları çıkarabiliriz:

1. Statorun şebekeye doğrudan bağlantısı, bir stator akısı oluşturur. Bu nedenle, stator akı uzay vektörü, uygulanan stator voltajına bağlı olarak sabit genliğe ve dönüş hızına sahiptir.
2. Rotor akı genliğini ve δ açısını değiştirerek, torku istenen yönde değiştirmek mümkündür.
3. Dolayısıyla, δ açısı farkıyla stator akısı ile aynı açısal hızda dönen bir rotor akı uzay vektörü oluşturarak, tork da kontrol edildiğinden jeneratörü kontrol etmek mümkündür.

Bu nedenle istenilen rotor akı değişimini oluşturabilmek için makineye uygun rotor gerilim vektörü uygulanmalıdır. xy referans çerçevesinde ifade edilen rotor gerilim denklemini kullanalım:

$$V_r = R_r i_r + \frac{d}{dt} \Phi_r \quad (4.17)$$

Basitleştirmek için rotor direncindeki gerilim düşümünü ihmal edelim:

$$V_r \cong \frac{d}{dt} \Phi_r \quad (4.18)$$

Bu son ifade, rotora gerekli gerilim vektörü uygulayarak rotor akısını doğrudan etkilemenin mümkün olduğunu açıkça göstermektedir.

Bir T sabit zaman adımı ile rotora uygulanan gerilim vektörü güncellemesi varsayıldığında, ilk ve son rotor akı genliği arasındaki ilişki aşağıdaki gibi verilir

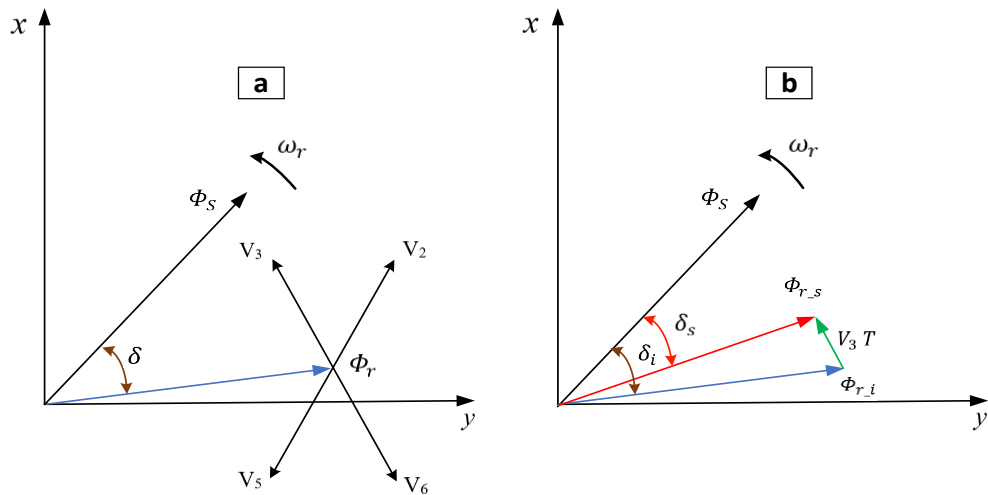
$$\Phi_{r_s} = \Phi_{r_i} + \int_0^T V_r dt \rightarrow \Phi_{r_s} = \Phi_{r_i} + V_r T \quad (4.19)$$

Son denklemden, farklı rotor voltaj vektörleri ile rotor akı genliğini kontrol etmek için analitik inceleme yapılabilir.

Şekil 4.9'de gösterildiği gibi, DFIG'nin rotoru voltaj kaynağı dönüştürücü ile beslendiğinde, rotora uygulanabilecek sekiz voltaj vektörü seçeneği vardır ($V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7$).

Sekiz voltaj vektör seçeneğinden, genel olarak, rotor akı uzay vektörünün bulunduğu yere bağlı olarak yalnızca en etkili olanlar dikkate alınır. Şekil 4.9-a, rotor akı uzay vektörü Sektör 1'de bulunduğu en etkili dört voltaj vektörünü (V_2, V_3, V_5, V_6) göstermektedir.

Şekil 4.9-b, V_3 uygulandıktan sonra rotor akı uzay vektörü değişimini göstermektedir. Stator akısının çok yavaş döndüğü ve böylece T zaman aralığı boyunca stator akısının hareket etmediği varsayıldığında, sonuç: Rotor akı genliği düşürülür, δ açısı azaltılır ve her iki azalma da (4.16) ifadesinden çıkarıldığı gibi torku azaltır.



Şekil 4.9 Stator ve rotor akılarının xy dönen referans çerçevesinde uzay vektörü gösterimi: (a) rotor akı konumunu değiştirmek için dört olası voltaj vektörü ve (b) V_3 uygulanmasıyla rotor akı değişimi.

4.2.1. xy Dönen Referans Çerçevesinde Tork ve Rotor Akısı Tahmini

Daha önce belirtildiği gibi, doğrudan kontrol edilen değişkenler tork ve rotor akısıdır. Ancak bu değişkenler kolay bir şekilde ölçülememesinden, genel olarak makinenin ölçülen büyüklüklerinden tahmin edilirler. İlk olarak, rotorun gerilim ve akımının ölçümlerinden, xy dönen referans çerçevesindeki rotor akı bileşenleri aşağıdaki denklemlere göre tahmin edilir:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{rx} &= \int_0^t (V_{rx} - R_r i_{rx}) dt \\ \Phi_{ry} &= \int_0^t (V_{ry} - R_r i_{ry}) dt \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

İkinci olarak, tork ve rotor akısı genliği de aşağıdaki denklemlere göre hesaplanır:

$$T_{em} = \frac{3}{2} n_{pp} (\Phi_{rx} i_{ry} - \Phi_{ry} i_{rx}) \quad (4.21)$$

$$\Phi_r = \sqrt{(\Phi_{rx})^2 + (\Phi_{ry})^2} \quad (4.22)$$

Ek olarak, rotor akısı xy bileşenleri tahmin edildiğinde, rotor akı vektörünün bulunduğu konumu, yani rotor akı açısını aşağıdaki ilişki ile hesaplamak da gereklidir.

$$\theta_{\Phi_r} = \arctan2\left(\frac{\Phi_{ry}}{\Phi_{rx}}\right) \quad (4.23)$$

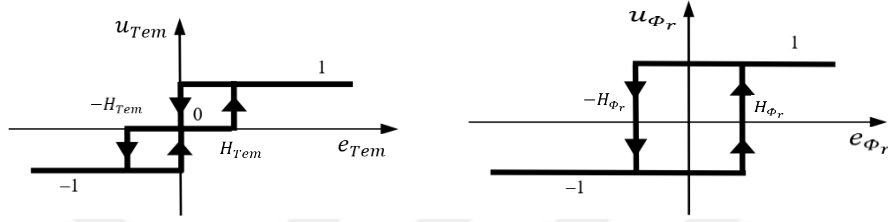
Burada arctan2 fonksiyonu, vektörün açısını $-180^\circ < \theta_{\Phi_r} \leq 180^\circ$ aralığında veren fonksiyondur. Bu açı ile sektör numarası aşağıdaki eşitsizliklere göre bulunur:

$$\left. \begin{aligned} -30^\circ < \theta_{\Phi_r} \leq 30^\circ &\Rightarrow \text{Sektör 1} \\ 30^\circ < \theta_{\Phi_r} \leq 90^\circ &\Rightarrow \text{Sektör 2} \\ 90^\circ < \theta_{\Phi_r} \leq 150^\circ &\Rightarrow \text{Sektör 3} \\ 150^\circ < \theta_{\Phi_r} \text{ veya } \theta_{\Phi_r} \leq -150^\circ &\Rightarrow \text{Sektör 4} \\ -150^\circ < \theta_{\Phi_r} \leq -90^\circ &\Rightarrow \text{Sektör 5} \\ -90^\circ < \theta_{\Phi_r} \leq -30^\circ &\Rightarrow \text{Sektör 6} \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

4.2.2. Gerilim Vektörü Seçimi ve Histerezis Kontrolör

DTC tekniği, histerezis kontrolörlerini kullanarak doğrudan rotor akısı ve elektromanyetik tork hatalarını azaltmak için gerekli rotor voltaj vektörünü seçer.

Akı kontrolörü, H_{ϕ_r} histerezis bandına sahip iki seviyeli bir histerezis karşılaştırıcısına dayanırken, tork kontrolörü, H_{Tem} histerezis bandına sahip üç seviyeli bir histerezis karşılaştırıcısı kullanır. Bu iki kontrolörün şematik gösterimi Şekil 4.10'da gösterilmektedir.



Şekil 4.10 Elektromanyetik tork ve rotor akı histerezis kontrolörleri

Rotor akı için iki seviyeli histerezis kontrolörleri şu şekilde verebilir:

$$\begin{aligned}
 u_{\phi_r} &= 1 \quad \text{if} \quad \begin{cases} e_{\phi_r} > H_{\phi_r} \\ -H_{\phi_r} < e_{\phi_r} < H_{\phi_r} \text{ and } \frac{de_{\phi_r}}{dt} < 0 \end{cases} \\
 u_{\phi_r} &= -1 \quad \text{if} \quad \begin{cases} e_{\phi_r} < -H_{\phi_r} \\ -H_{\phi_r} < e_{\phi_r} < H_{\phi_r} \text{ and } \frac{de_{\phi_r}}{dt} > 0 \end{cases}
 \end{aligned} \quad (4.25)$$

Elektromanyetik tork için üç seviyeli histerezis kontrolörleri, iki seviyeli histerezisin toplamı olarak verebilir.

$$\begin{aligned}
 u_{Tem} &= 1 \quad \text{if} \quad \begin{cases} e_{Tem} > H_{Tem} \\ 0 \leq e_{Tem} \leq H_{Tem} \text{ and } \frac{de_{Tem}}{dt} < 0 \end{cases} \\
 u_{Tem} &= 0 \quad \text{if} \quad \begin{cases} 0 \leq e_{Tem} \leq H_{Tem} \text{ and } \frac{de_{Tem}}{dt} > 0 \\ 0 \geq e_{Tem} \geq -H_{Tem} \text{ and } \frac{de_{Tem}}{dt} < 0 \end{cases} \\
 u_{Tem} &= -1 \quad \text{if} \quad \begin{cases} e_{Tem} < -H_{Tem} \\ 0 \geq e_{Tem} \geq -H_{Tem} \text{ and } \frac{de_{Tem}}{dt} > 0 \end{cases}
 \end{aligned} \quad (4.26)$$

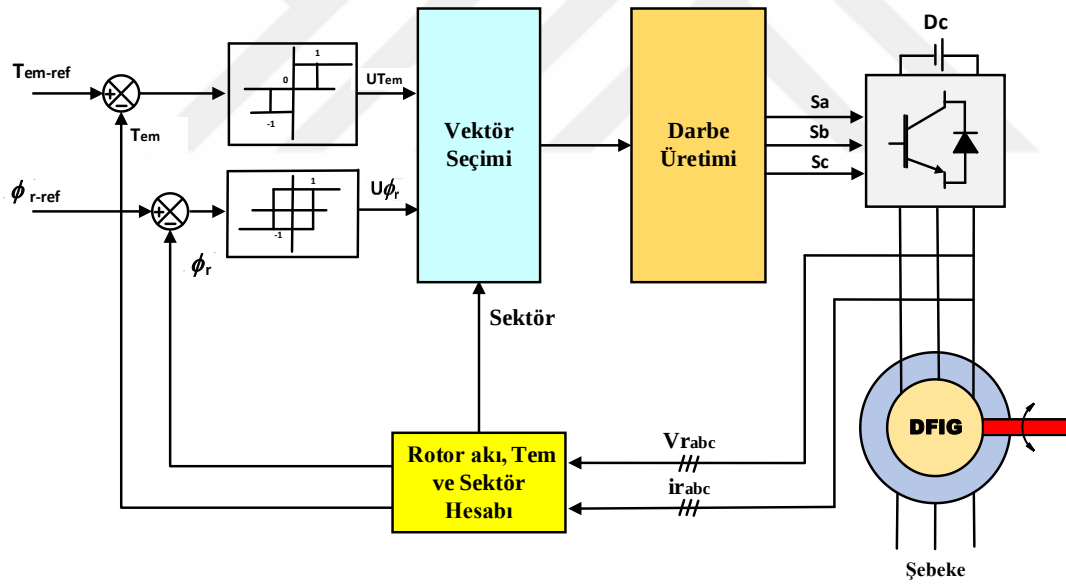
u_{ϕ_r} ve u_{Tem} sinyalleri, rotor akı uzay vektörü konumu (sektör numarası) hakkındaki bilgilerle birlikte kontrolörleri aracılığıyla tanımlandıktan sonra, rotor voltaj vektörünü Çizelge 4.1'den seçmek mümkündür [69].

Çizelge 4.1 DTC yönteminin voltaj vektör seçimi tablosu.

u_{ϕ_r}	1			-1		
u_{Tem}	1	0	-1	1	0	-1
Sektör 1	V ₂	V ₇	V ₆	V ₃	V ₀	V ₅
Sektör 2	V ₃	V ₀	V ₁	V ₄	V ₇	V ₆
Sektör 3	V ₄	V ₇	V ₂	V ₅	V ₀	V ₁
Sektör 4	V ₅	V ₀	V ₃	V ₆	V ₇	V ₂
Sektör 5	V ₆	V ₇	V ₄	V ₁	V ₀	V ₃
Sektör 6	V ₁	V ₀	V ₅	V ₂	V ₇	V ₄

Bu çalışmada uygulanan doğrudan tork kontrolü (DTC) yönteminin kontrol blok şeması Şekil 4.11’de gösterilmektedir.

Doğrudan kontrol edilen değişkenler elektromanyetik tork ve rotor akı genliğidir. Kontrol tekniği, tork ve akı referanslarından dönüştürücü için darbe bitleri (S_a , S_b , S_c) hesaplar.



Şekil 4.11 Doğrudan tork kontrolü (DTC) blok şeması.

4.3. Doğrudan Güç Kontrol Yöntemi (DPC)

Doğrudan güç kontrolü, doğrudan tork kontrol tekniği ile benzer kontrol prensiplerine dayanmaktadır. Başlıca fark, doğrudan kontrol edilen değişkenlerdir. DTC’de elektromanyetik tork ve rotor akısı doğrudan kontrol edilirken, DPC’de stator aktif ve reaktif güçleri doğrudan kontrol edilir.

İkinci bölümde anlatıldığı gibi makinenin stator aktif ve reaktif güçleri stator gerilim ve akımlarından doğrudan aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$P_s = \frac{3}{2} (V_{s\alpha} i_{s\alpha} + V_{s\beta} i_{s\beta}) \quad (4.27)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (V_{s\beta} i_{s\alpha} - V_{s\alpha} i_{s\beta}) \quad (4.28)$$

DTC’de olduğu gibi, doğrudan rotor gerilim vektörleri uygulanarak statorun aktif ve reaktif güçleri kontrol edilir. Bu amaca, döner rotor akı uzay vektörünün gerektiği gibi yaratılmasıyla birlikte DPC tarafından ulaşılır. Ancak, Denklem (4.27) ve (4.28)’den, farklı rotor voltaj vektörleri uygulamanın istenen P_s ve Q_s ’in oluşturulmasını nasıl etkileyebileceğini bilmek mümkün değildir. Stator voltajının şebeke tarafından sabitlendiğine, stator akımının ise rotor voltaj vektörlerinin nasıl seçildiğine bağlı olduğuna dikkat edilebilir. Bu nedenle, bu çalışmayı açıklamak için, Denklemler (4.27) ve (4.28) DFIG’deki model denklemlerini değiştirerek aşağıdaki denklemler elde edilebilir [70]:

$$P_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s \Phi_s \Phi_r \sin \delta \quad (4.29)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\sigma L_s} \Phi_s \left(\frac{L_m}{L_r} \Phi_s - \Phi_r \cos \delta \right) \quad (4.30)$$

Burada δ , stator ve rotor akı uzay vektörleri arasındaki faz kaymasıdır. Stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edilmiştir. Bu son iki ifade şunu gösterir:

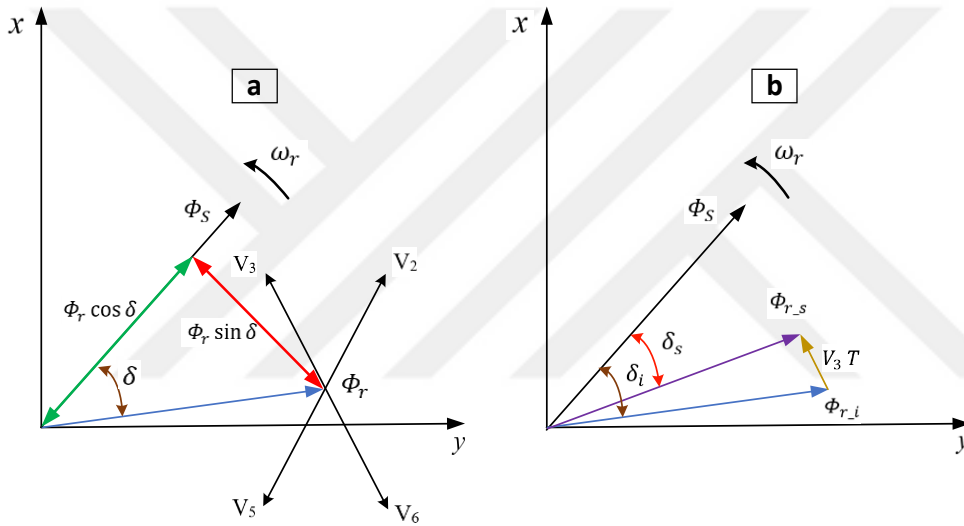
1. Statorun aktif ve reaktif güçleri ile stator ve rotor akı uzay vektörleri arasındaki bağımlılık.
2. Statorun aktif ve reaktif güçleri, rotor ve stator akı uzay vektörleri arasındaki bağıl açı (δ) ve bunların genlikleri değiştirilerek kontrol edilebilir.
3. Stator geriliminin büyüklük ve fazının sabit olduğunu varsayarsak, ifadeleri basitleştirmek için gruplanabilecek birçok sabit terim vardır:

$$P_s = K_1 \Phi_r \sin \delta \quad (4.31)$$

$$Q_s = K_2 (K_3 - \Phi_r \cos \delta) \quad (4.32)$$

Sonuç olarak, önceki bölümde incelenen DTC'nin temel kontrol ilkesine göre, uygulanan rotor voltaj vektörlerinin rotor akısını ve stator akısına göreli açısını nasıl etkilediğini bilmek mümkün olduğundan, statorun aktif ve reaktif güçleri üzerindeki etkilerini bilmek mümkündür. Daha spesifik olarak, $\Phi_r \sin \delta$ ve $\Phi_r \cos \delta$ terimlerini değiştirerek, P_s ve Q_s 'i kontrol etmek mümkündür. Bu nedenle, Şekil 4.12-a, verilen stator ve rotor akı uzay vektörü konumları için $\Phi_r \sin \delta$ ve $\Phi_r \cos \delta$ terimlerini gösterir ve birkaç rotor voltaj vektörü seçeneğini de gösterir.

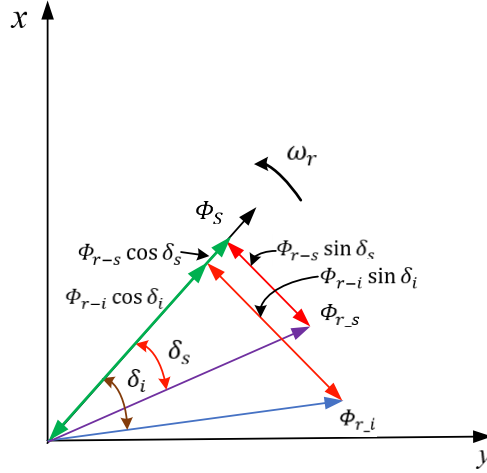
Şekil 4.12-b, bir T zaman aralığında V_3 gerilim vektörü uygulandığında, rotor akı uzay vektörünün başlangıç konumundan son konuma hareketini gösterir. T zaman aralığı boyunca, stator akı uzay vektörü konumunun değişmediği varsayılır.



Şekil 4.12 Stator ve rotor akılarının xy dönen referans çerçevesinde uzay vektörü gösterimi: (a) rotor akı konumunu değiştirmek için dört voltaj vektörü seçeneği (b) V_3 uygulanırsa rotor akı değişimi.

Şekil 4.13, V_3 voltaj vektörü uygulanmasından kaynaklanan $\Phi_r \sin \delta$ ve $\Phi_r \cos \delta$ terimleri değişimlerini grafiksel olarak gösterir. $\Phi_r \sin \delta$ azalırken $\Phi_r \cos \delta$ biraz artar, böylece Denklem (4.31) ve (4.32)'a göre P_s ve Q_s azalır:

$$V_3 \Rightarrow \begin{cases} \Phi_r \sin \delta & \downarrow \Rightarrow P_s \downarrow \\ \Phi_r \cos \delta & \uparrow \Rightarrow Q_s \downarrow \end{cases} \quad (4.33)$$



Şekil 4.13 V_3 enjeksiyonu ile $\Phi_r \sin \delta$ terim ve $\Phi_r \cos \delta$ terimleri varyasyonları.

4.3.1. xy Dönen Referans Stator Akı Tahmini

Bu tezde, aktif ve reaktif güç için doğrudan kontrol tekniği, stator akı konumu temelinde gerçekleştirilir. Anahtarlama tablosu, aktif ve reaktif güç hatalarına ve stator akısının anlık konumuna göre tanımlanır. Dönüştürücü RSC'den rotora uygulanan gerilim nedeniyle rotorun elektriksel bileşenlerinin statorun elektriksel bileşenlerine göre daha fazla gürültü ve harmoniğe sahip olmasına neden olur. Öte yandan, doğrudan kontrol edilen değişkenler P_s ve Q_s , Denklem (4.27) ve (4.28) ile ölçülen stator voltajı ve akımlarından doğrudan hesaplanabilir. Bu durumda rotorun voltaj ve akımının ölçülmesi gerekli değildir, dolayısıyla sensör sayısı ve sistem maliyeti önemli ölçüde azalır. Bu avantajlarından dolayı rotor akı konumu yerine stator akı konumu yöntemi benimsenmiştir.

Stator akı bileşenleri, aşağıdaki denklemlere göre ölçülen stator voltajı ve akımlarının α ve β bileşenlerinden tahmin edilir:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{s\alpha} &= \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} &= \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{aligned} \right\} \quad (4.34)$$

Rotor açısal konumuna sahip Park dönüşüm matrisi, stator akı bileşenlerini xy dönen referans çerçevesinde elde etmek için kullanılır.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

θ_k : α - β durgun eksenleri ile rastgele hızla dönen eksenleri d - q arasındakileridir.

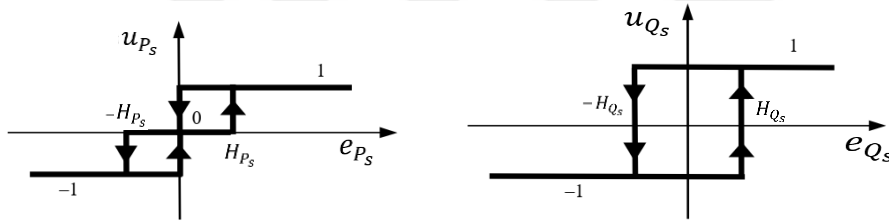
Böylece (4.24) eşitsizliklerine göre sektör numarasını belirleyen stator akısı uzay vektör açısı aşağıdaki bağıntı ile hesaplanır.

$$\theta_{\phi_{s-xy}} = \arctan2(\phi_{sx}, \phi_{sy}) \quad (4.36)$$

4.3.2. Gerilim Vektör Seçimi ve Histerezis Kontrolör

DPC tekniği, histerezis kontrolörlerini kullanarak doğrudan aktif güç hatası (e_{p_s}) ve reaktif güç hatasından (e_{q_s}) doğrudan gerekli rotor voltaj vektörünü seçer.

Reaktif güç kontrolörü, H_{Q_s} histerezis bandına sahip iki seviyeli bir histerezis karşılaştırıcısına dayanırken, aktif güç kontrolörü, H_{P_s} histerezis bandına sahip üç seviyeli bir histerezis karşılaştırıcısı kullanır. Bu iki kontrolörün şematik gösterimi Şekil 4.14’de gösterilmektedir.



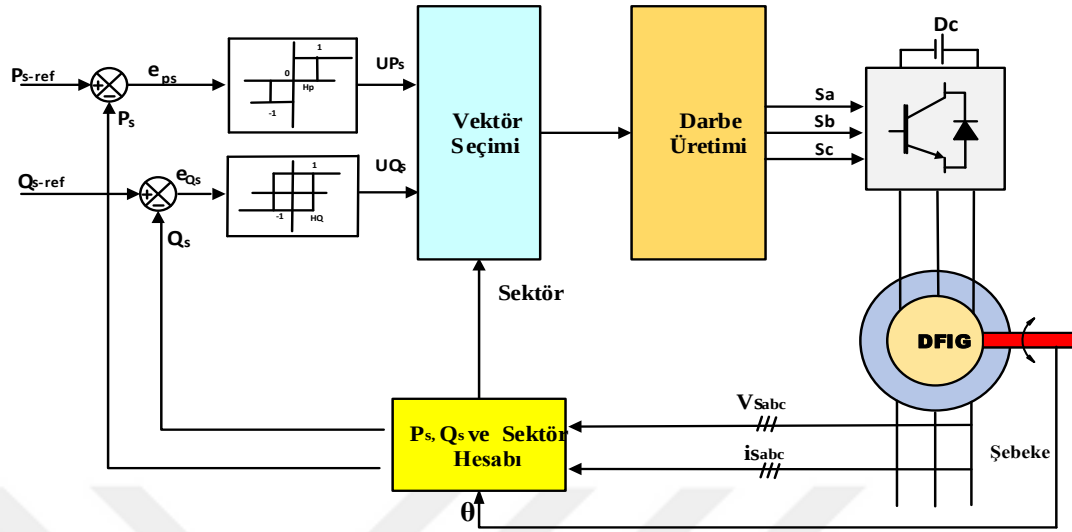
Şekil 4.14 Aktif ve reaktif güç histerezis kontrolörleri.

u_{p_s} ve u_{q_s} sinyalleri, stator akısı uzay vektörü konumu (sektör numarası) hakkındaki bilgilerle birlikte kontrolörler aracılığıyla tanımlandıktan sonra, rotor voltaj vektörünü Çizelge 4.2’den seçmek mümkündür [70].

Çizelge 4.2 DPC yönteminin voltaj vektör seçimi tablosu.

u_{q_s}	1			-1		
u_{p_s}	1	0	-1	1	0	-1
Sektör 1	V ₅	V ₇	V ₃	V ₆	V ₀	V ₂
Sektör 2	V ₆	V ₀	V ₄	V ₁	V ₇	V ₃
Sektör 3	V ₁	V ₇	V ₅	V ₂	V ₀	V ₄
Sektör 4	V ₂	V ₀	V ₆	V ₃	V ₇	V ₅
Sektör 5	V ₃	V ₇	V ₁	V ₄	V ₀	V ₆
Sektör 6	V ₄	V ₀	V ₂	V ₅	V ₇	V ₁

Bu çalışmada uygulanan doğrudan güç kontrolü (DPC) yönteminin blok şeması Şekil 4.15'te gösterilmektedir.



Şekil 4.15 Doğrudan güç kontrolü (DPC) blok şeması.

4.4. Kayan Kipli Kontrol Yöntemi

Kayan kipli kontrol (SMC) yöntemi, doğrusal olmayan sistemlerin sağlam kontrolü için yaygın olarak kullanılan elektrik makineleri ve çift beslemeli asenkron makineler için uygun bir denetim tekniğidir. Denetim kuralında anahtarlama fonksiyonu bulunmasından dolayı geçici durumlarda belirsizliklere ve bozucu etkilere karşı yüksek bir performans sağlar. Fakat ana dezavantajı, bu anahtarlama fonksiyonunun sistem yörüngelerinde çığırta (istenen değer civarında salınım) sebep olması ve kontrollü değişkenlerde dalgalanmalara yol açmasıdır.

Kayma mertebesi kavramı Arie Levant [66] tarafından tanıtılmıştır. Bilinen ilk yüksek mertebeli kayan kipli algoritmalar Burulma ve Üstün Burulma algoritmalarıdır [67]. Üstün Burulma Algoritması (STA), çığırta sorununu önlemek için yararlı bir seçenek olarak kabul edilmiştir. Bu nedenle, üstün burulma algoritmaları kayan kipli kontrol (STSMC), izleme doğruluğunu ve sağlamlığını etkilemeden geleneksel kayan kipli kontrolde doğal çığırdama etkisini sınırlamak için potansiyel bir çözüm olarak kullanılır. STSMC şeması, kayma yüzeyinin herhangi bir türev bilgisine ihtiyaç duymayan değiştirilmiş bir ikinci mertebeden kayan kipli kontrol (SOSMC) şemasıdır.

4.4.1. Üstün Burulma Algoritmali Kayan Kipli Kontrolör

Üstün burulma algoritması, yüksek mertebeli kayan kipli kontrol yöntemlerinden biridir. Bu algoritmaya olan ilgi, sürekli kontrol girişi, sonlu zamanlı yakınsama ve bozucu etkilerin ortadan kaldırılmasından kaynaklanmaktadır. Bu algoritma, kontrol çıkışında sürekli bir fonksiyon üretir, kayan kip değişkenlerini ve bunların türevlerini sonlu bir zamanda sifıra sürer: Üstün burulma algoritması, entegrasyon işlevini kullanan sürekli bir sinyale sahip olduğundan, tamamen ortadan kaldırılamasa bile, çıkırtıyı önemli ölçüde azalır.

Üstün burulma kontrolör tasarımı, sistemin kontrol çıktısının, referans yörüngesini hızlı ve doğru bir şekilde takip etmesine izin veren uygun bir kontrol sinyali geliştirmeyi amaçlar. Toplam kontrol sinyali iki bileşenden oluşur: üstün burulma algoritmali kayan kipli kontrol ve eş değer kontrol. İlk bileşen, harici bozucu etkilerin ve belirsizliklerin üstesinden gelmek ve sistemin sağlamlılığını artırmak için bir anahtarlama kontrolü olarak kullanılır.

Eş değer kontrol u_{eq} 'yu elde etmek için kayma yüzeyinin türevi sifıra eşitlenir: $\dot{S}(x, t) = 0$.

$$\frac{dS(x, t)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \frac{dx}{dt} \quad (4.37)$$

Son denklemde lineer olmayan sistem fonksiyonu türevi $\frac{dx}{dt} = A(x, t) + B(x, t)u$ yerine konulursa Denklem (4.38) elde edilir.

$$\frac{dS(x, t)}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} A(x, t) + B(x, t)u \quad (4.38)$$

Son denklemden u_{eq} aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} A(x, t) + \frac{\partial S}{\partial t} \right\} \quad (4.39)$$

Kayma yüzeyinin $S(x, t)$ ikinci türevi alınarak:

$$\frac{d\dot{S}(x, t)}{dt} = \frac{\partial \dot{S}}{\partial t} + \frac{\partial \dot{S}}{\partial x} (A(x, t) + B(x, t)u) + \frac{\partial \dot{S}}{\partial u} \frac{\partial u}{\partial t} \quad (4.40)$$

$$\ddot{S} = \rho(x, t) + \gamma(x, t) v \quad (4.41)$$

$v = \frac{\partial u}{\partial t} = \dot{u}$ ile bazı pozitif sabitler şöyle elde edebilir:

$$\left. \begin{array}{l} |\rho(x, t)| \leq \phi > 0 \\ 0 < \Gamma_{min} \leq |\gamma(x, t)| \leq \Gamma_{max} \end{array} \right\} \quad (4.42)$$

burada $\phi, \Gamma_{min}, \Gamma_{max}$ belirli sabit üst ve alt sınırlardır. Bu sınırlar denetimde dayanıklılık özelliğinin kaybedilmemesi için yeterince büyük seçilmelidir. Denetim sinyali iki bileşenden oluşur. Birinci bileşen u_1 , süresiz bir zaman türev fonksiyonu içerirken, ikinci bileşen u_2 , kayan değişkenin sürekli bir fonksiyonunu temsil eder. Üstün burulma algoritmasının, kontrol sinyali aşağıdaki şekilde verilmektedir [64]:

$$u_{st} = u_1 + u_2 = k_1 |S|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S) + k_2 \int_0^t \text{sign}(S) dt \quad (4.43)$$

Burada, $k_1, k_2 > 0$ kontrol sinyali kazanç değerleridir. Sınırlı süreli yakınsama, kazançların keyfi olarak ayarlanmasıyla sağlanabilir [68]. Genel olarak, kazanç k_1 , sistem yanıtında daha etkilidir, ancak kararlı durum doğruluğu üzerinde k_2 'nin açık bir etkisi vardır. Sonlu zamanlı yakınsama için tatmin edici koşullar aşağıdaki gibi verilmiştir [66].

$$\left. \begin{array}{l} k_2 > \frac{\phi}{\Gamma_{min}} \\ k_1^2 \geq \frac{4\phi \Gamma_{max}(k_2 + \phi)}{\Gamma_{min}^3 (k_2 - \phi)} \end{array} \right\} \quad (4.44)$$

4.4.2. DFIG'nin Aktif Ve Reaktif Gücünü Kontrol Etmek için Üstün Burulma Algoritmalı Kayan Kipli Kontrol Sinyalinin Türetilmesi

Statorun aktif ve reaktif güçlerinin kontrol sinyalini türetebilmek için önce kayma yüzeyi belirlenmelidir. Genel formu şu şekilde verilir:

$$S(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e \quad (4.45)$$

Burada $e = x_r - x$, x değişkenindeki izleme hatası ve λ pozitif bir sabittir.

bire eşit bir görece merteye için $n = 1$, kayma yüzeylerinin ifadeleri şu şekildedir:

$$\left. \begin{array}{l} S_1 = P_s^* - P_s \\ S_2 = Q_s^* - Q_s \end{array} \right\} \quad (4.46)$$

P_s^* ve Q_s^* sırasıyla aktif ve reaktif güçlerin referanslarıdır.

Yüzeylerin türevleri alınır:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s^* - \dot{P}_s \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s^* - \dot{Q}_s \end{cases} \quad (4.47)$$

Aktif ve reaktif güçlerin türevlerini (4.5) ve (4.6)'daki ifadeleriyle değiştirerek, şunları elde ederiz:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s^* - \frac{3}{2} V_{sq} i_{sq} \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s^* - \frac{3}{2} V_{sq} i_{sd} \end{cases} \quad (4.48)$$

(4.3) ve (4.4) denklemlerinden akımların türevlerini değiştirerek ve Denklem (4.8) ve (4.9)'u kullanarak rotor gerilimlerinin bileşenleri doğrudan aşağıdaki denklemlerdeki gibi elde edilebilir:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = \dot{P}_s^* + \frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{L_s} \left(-\omega_r i_{rd} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rq} - \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \omega_r \Phi_s + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rq} \right) = 0 \\ \dot{S}_2 = \dot{Q}_s^* + \frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{L_s} \left(\omega_r i_{rq} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} V_{rd} \right) = 0 \end{cases} \quad (4.49)$$

Son denklemden, aktif ve reaktif güç eş değer kontrol bileşenleri aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\begin{cases} u_{rq}^{eq} = V_{rq} = -\frac{2}{3} \frac{\sigma L_s L_r}{V_s L_m} \dot{P}_s^* + \sigma L_r \omega_r i_{rd} + R_r i_{rq} + \frac{L_m}{L_s} \omega_r \Phi_s \\ u_{rd}^{eq} = V_{rd} = -\frac{2}{3} \frac{\sigma L_s L_r}{V_s L_m} \dot{Q}_s^* - \sigma L_r \omega_r i_{rq} + R_r i_{rd} \end{cases} \quad (4.50)$$

Üstün burulma algoritmalı kayan kipli kontrol sinyali aktif ve reaktif güç için aşağıdaki gibi verilir:

$$\begin{cases} u_{rq}^{st} = k_1 |S|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S) + k_2 \int_0^t \text{sign}(S) dt \\ u_{rd}^{st} = k_3 |S|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S) + k_4 \int_0^t \text{sign}(S) dt \end{cases} \quad (4.51)$$

Kayma yüzeyinin ikinci türevi alınır ve Denklem (4.41) ile karşılaştırılırsa, $\phi, \Gamma_{min}, \Gamma_{max}$ pozitif sabitleri Denklem (4.42) kullanarak elde edilebilir.

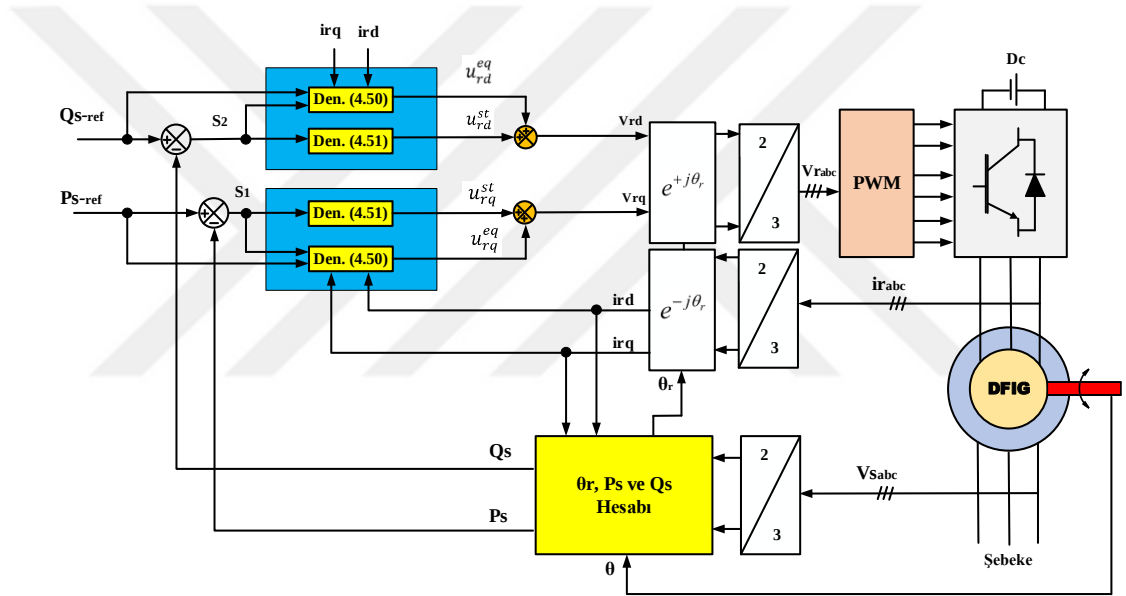
$$\left. \begin{aligned} \ddot{S}_1 &= \ddot{P}_s^* + \frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{L_s} \left(-\omega_r i_{rd} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rq} + \frac{1}{\sigma L_r} \dot{V}_{rq} \right) \\ \ddot{S}_2 &= \ddot{Q}_s^* + \frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{L_s} \left(\omega_r i_{rq} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rd} + \frac{1}{\sigma L_r} \dot{V}_{rd} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.52)$$

$$\left| \dot{P}_s^* + \frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{L_s} \left(-\omega_r i_{rd} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rq} \right) \right| \leq \phi_1 \quad (4.53)$$

$$\left| \ddot{Q}_s^* + \frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{L_s} \left(\omega_r i_{rq} - \frac{R_r}{\sigma L_r} i_{rd} \right) \right| \leq \phi_2 \quad (4.54)$$

$$0 < \Gamma_{min1} = \Gamma_{min2} \leq \left| \frac{3}{2} V_s \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \right| \leq \Gamma_{max1} = \Gamma_{max2} \quad (4.55)$$

Daha sonra üstün burulma algoritmali kayan kipli kontrol kazançları k_1, k_2, k_3 ve k_4 Denklem (4.44)'ten kabaca hesaplanabilir.



Şekil 4.16 Üstün burulma algoritmali kayan kipli aktif ve reaktif güç kontrolü blok şeması.

Şekil 4.16, üstün burulma algoritmalı kayan kipli aktif ve reaktif güç kontrolü blok şemasını göstermektedir. burada θ_r açısı stator gerilim vektörü yönlendirilerek elde edilir. Ayrıca, aktif ve reaktif güç, iç akım döngüsüne gerek kalmadan doğrudan kontrol edilir, aktif ve reaktif güç aşağıdaki ifadelerdeki gibi tahmin edilir:

$$P_s = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} V_s i_{rq} \quad (4.56)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} V_s \left(\frac{V_s}{L_s \omega_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{rd} \right) \quad (4.57)$$

Burada sistemde kullanılan sensörleri azaltmak amacıyla aktif ve reaktif gücü tahmin etmek için stator akımları yerine rotor akımları kullanılmaktadır.

5. SIMÜLASYON SONUÇLARI

Tasarlanan kontrol yöntemlerinin performansının detaylı ve kapsamlı bir karşılaştırmasını yapabilmek için, değişken aktif güç referans değerleri ile senkron altından senkron üstüne değişen rotor dönüş hızlarında, çeşitli çalışma koşulları altında dinamik performans sonuçları elde edilmiştir. Ayrıca, çalışılan tüm yöntemler için stator ve rotor akımlarının harmonik analizi yapılmıştır. Tasarlanan kontrol tekniklerinin geçerliliği ve etkinliği, Matlab/Simulink kullanılarak detaylı simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır.

Simülasyonda, diferansiyel denklemleri çözmek için $T_s=20 \mu s$ örnekleme periyodu ile 4 adım Runge-Kutta yöntemi kullanılmıştır. Evirici anahtarlama frekansı $5kHz$ ve DC bara gerilimi $150 V$ olarak ayarlanmıştır. Bu tezde kullanılan DFIG'in parametreleri Çizelge 5.1'de verilmiştir.

Çizelge 5.1 Simülasyonlarda çalışmada kullanılan DFIG'nin parametreleri.

Parametre	Değer
Anma gerilimi	220 V
Anma hızı	1410 rpm
Anma gücü	1 kW
Stator direnci (R_s)	7.2Ω
Stator endüktansı (L_s)	0.28 H
Rotor direnci (R_r)	1.35Ω
Rotor endüktansı (L_r)	0.075 H
Ortak endüktans (L_m)	0.118 H
Rotor eylemsizlik momenti (J)	0.006 kg. m^2
Sürtünme katsayısı (F)	0.0046 Nm.s
Kutup çift sayısı (n_{pp})	2

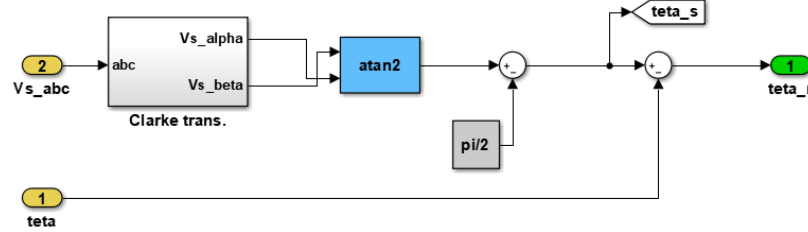
Bu tez çalışmasında çift beslemeli asenkron jeneratör denetiminde tasarlanan farklı kontrol tekniklerine ait simülasyon modelleri ve sonuçları aşağıdaki bölümlerde yer almaktadır.

5.1. Rotor Hızı ve Reaktif Güç Kontrolü

DFIG'nin rotor hızı ve reaktif gücünü kontrol etmek için vektör kontrolüne dayalı tasarlanan MATLAB/Simulink modeli Şekil 5.1'de verilmektedir.

Üç fazlı sistemden okunan rotor akımları, Clarke dönüşümü ile iki fazlı x,y rotor referans çerçeve sistemine çevrilmekte ve sonra Park dönüşümü ile senkron referans çerçevesine dönüştürülmektedir. Elde edilen $d-q$ rotor akımları iç döngülerin geribeslemesi olarak kullanılmaktadır. $d-q$ rotor akım kontrolörlerinden elde edilen referans rotor gerilim değerleri ters Park ve Clarke dönüşümleri ile DGM ünitesi için referans gerilim sinyallerini oluşturmaktadır. Rotor hızı jeneratörden ölçülmekte ve reaktif güç hesaplanarak kontrol ünitesinde geribesleme olarak kullanılmaktadır.

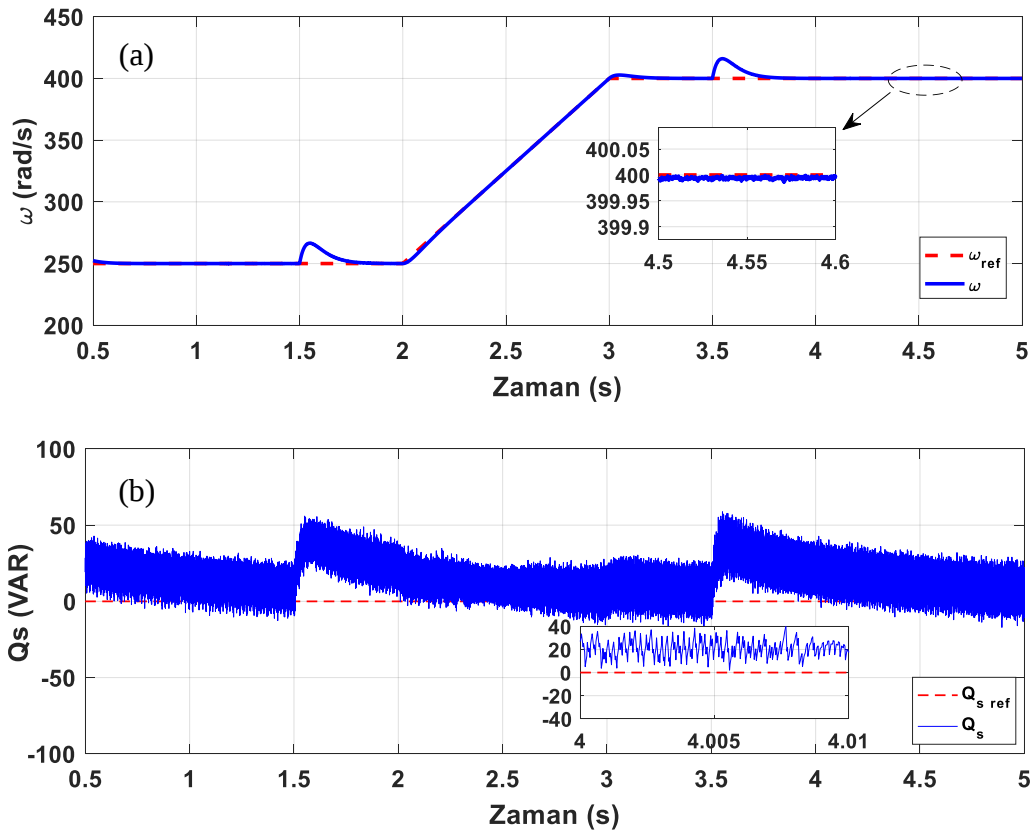
Şekil 5.2’de gösterildiği gibi, şebeke gerilim vektörünün q eksenine yönlendirilmesini sağlamak için önce kısmı 4.1.1’de bahsedildiği gibi yönlendirme açısı θ_s elde edilmekte, ondan da Denklem (4.10) ile θ_r açısı elde edilmektedir. Rotor hızı jeneratörden ölçülmekte ve reaktif güç hesaplanarak kontrol ünitesinde geribesleme olarak kullanılmaktadır.

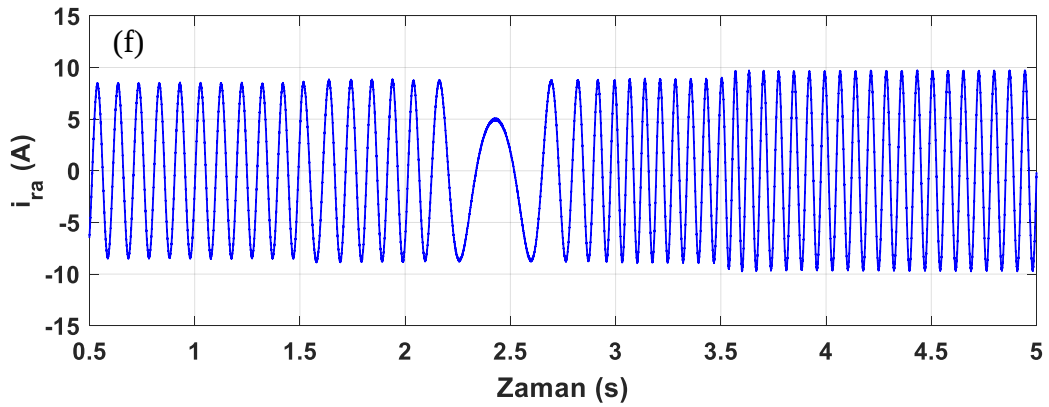
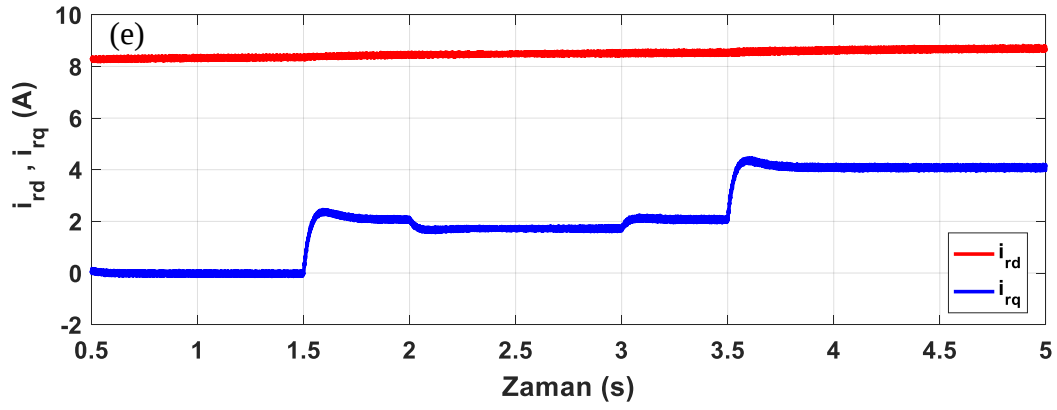
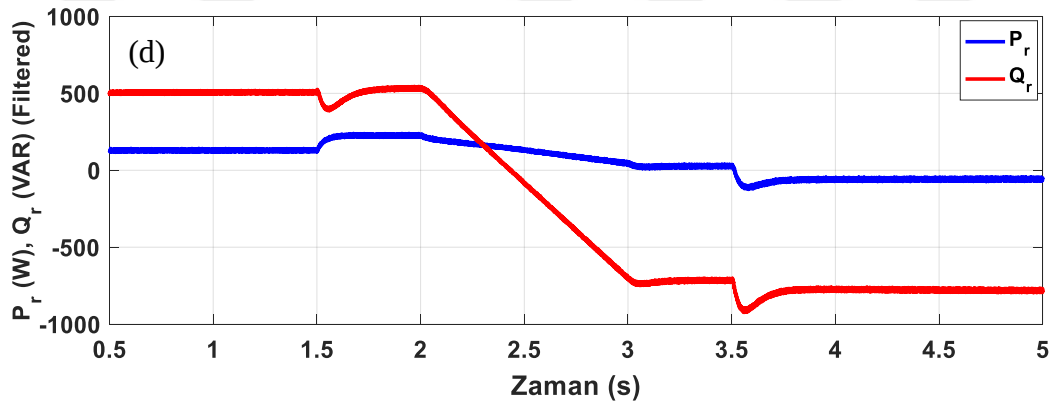
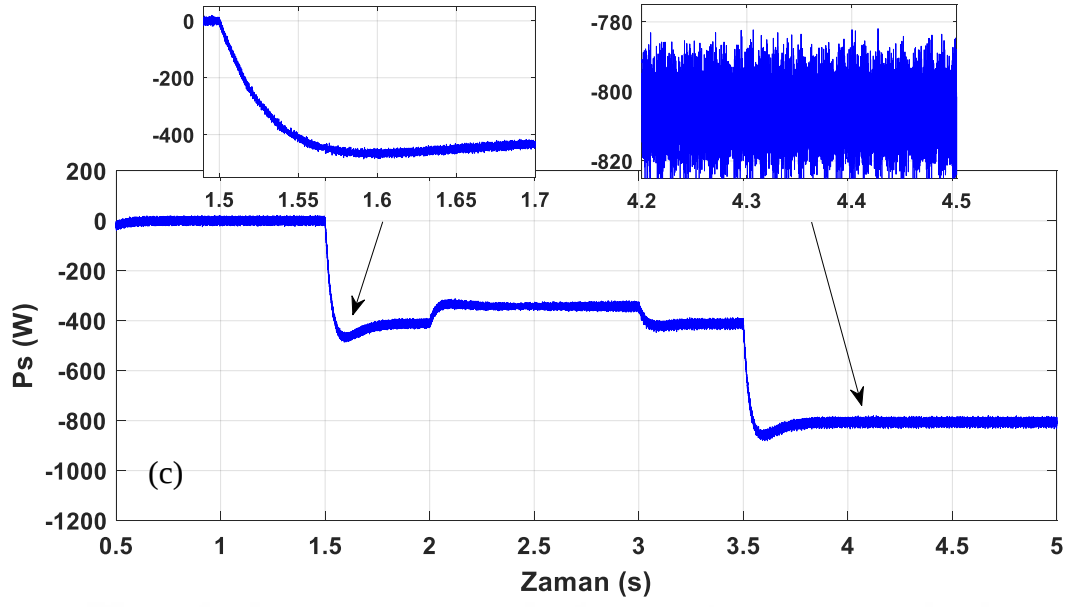


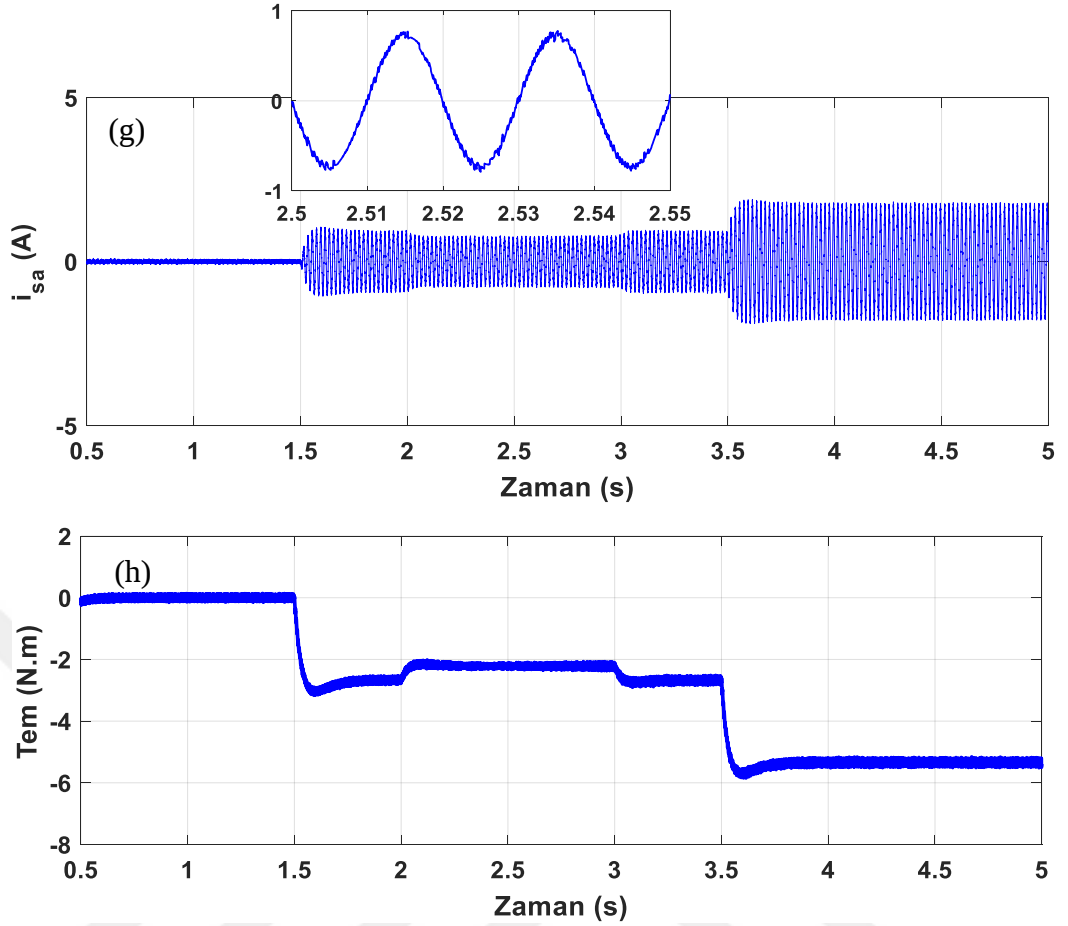
Şekil 5.2 Şebeke gerilim vektör kontrolü için Matlab/Simulink modeli.

Simülasyon çalışmasında, senkron altı ve senkron üstü değişken referans hız ile tüm simülasyon süresi boyunca sifıra referans reaktif gücü sifıra ayarlanmıştır.

Tasarlanan tüm yöntemler için, kontrol edilen değişkenlerin için simülasyon sonuçları gösterilmiştir. Ayrıca, stator ve rotorun aktif ve reaktif güç yanıtı, i_{rd} ve i_{rq} akımları, stator ve rotorun a faz akımı ve jeneratörde üretilen elektromanyetik tork da gösterilmiştir.







Şekil 5.3 DFIG'nin rotor hızı ve reaktif güç kontrolü simülasyon sonuçları: a) Hız yanıtı, b) Stator reaktif güç yanıtı, c) Stator aktif güç yanıtı, d) Rotor aktif ve reaktif güç yanıtı, e) d-q eksen rotor akımları, f) Rotor faz akımı, g) Stator faz akımı, h) Elektromanyetik tork.

Şekil 5.3-a-b'de simülasyon sonuçları incelendiğinde DFIG'nin rotor hızının referans hızı iyi bir performans ile takip ettiği ve reaktif gücün sıfır değeri civarında tutulduğu görülmektedir. Ancak referans yük torku değiştirildiğinde, hızda ani bir artış ve referans değerine nispeten yavaş bir dönüş gözlenmekte ve kontrollü reaktif güç tepkisinde de bir miktar çırtırtı görülmektedir.

Şekil 5.3-c ise, yük torku değişirken stator bobinleri tarafından üretilen aktif güç tepkisini göstermektedir. Bir miktar çırtırtı, ve senkron altı hıza senkron üstü hıza geçerken güç değerindeki değişikliklere nispeten yavaş bir dinamik tepki gözlemlenmektedir.

Şekil 5.3-d'de aktif ve reaktif rotor gücü gösterilmektedir. Jeneratörün dönüş hızı senkron üstü olduğunda, ikinci bölümde sunulan güç akış şemalarına gösterildiği göre rotor bobinlerinden şebekeye aktif ve reaktif gücünün sağlanmaktadır.

Şekil 5.3-e’de jeneratörden istenen reaktif gücün değeri ile ilgili olan i_{rd} akımının kararlılığı gözlenir . i_{rq} akımı ,yük torkuna değişimine göre değişmektedir.

Şekil 5.3-f’de, senkron altı hızdan senkron üstü hıza geçerken rotorun a fazı sargılarından geçen akımın anlık değişimi gösterilmektedir. Şekilde gösterildiği gibi senkron altı hızda rotor bobinleri şebekeden elektrik gücü çekmekte, ancak senkron üstü hıza geçince stator ile birlikte elektrik gücü şebekeye enjekte edilmektedir.

Şekil 5.3-g, yük torku ve dönüş hızı değişirken stator a fazı sargılarından geçen akımın anlık değişimini göstermektedir.

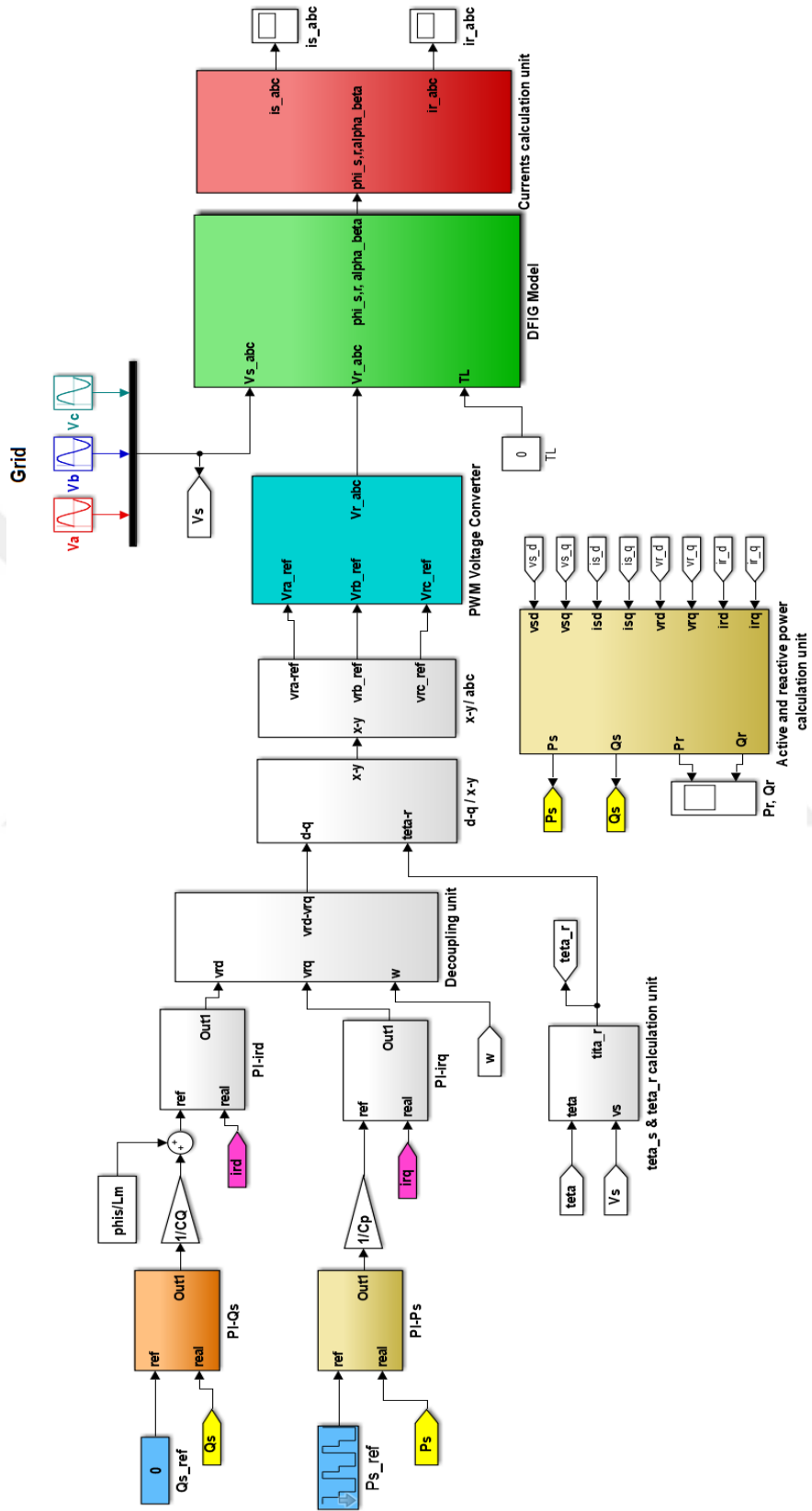
Şekil 5.3-h’de, istenilen yük torku değişirken jeneratörde üretilen elektromanyetik torkun değişimi görülmektedir.

5.2. Aktif ve Reaktif Güç Kontrolü

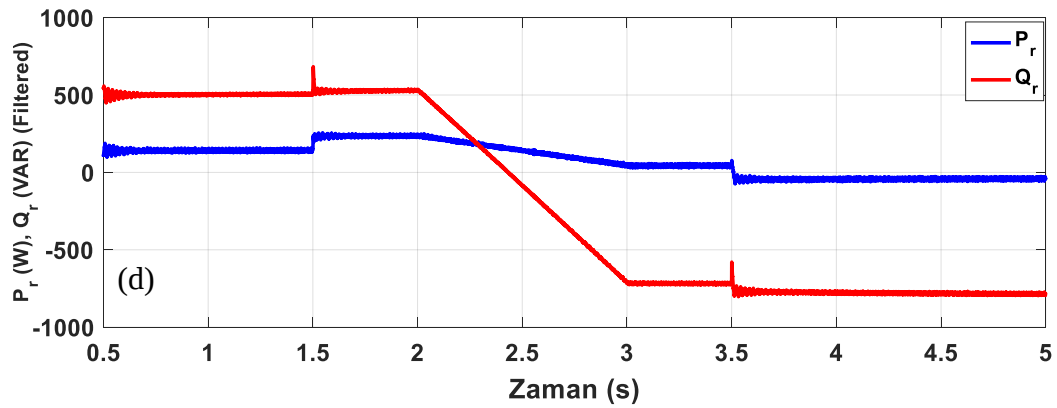
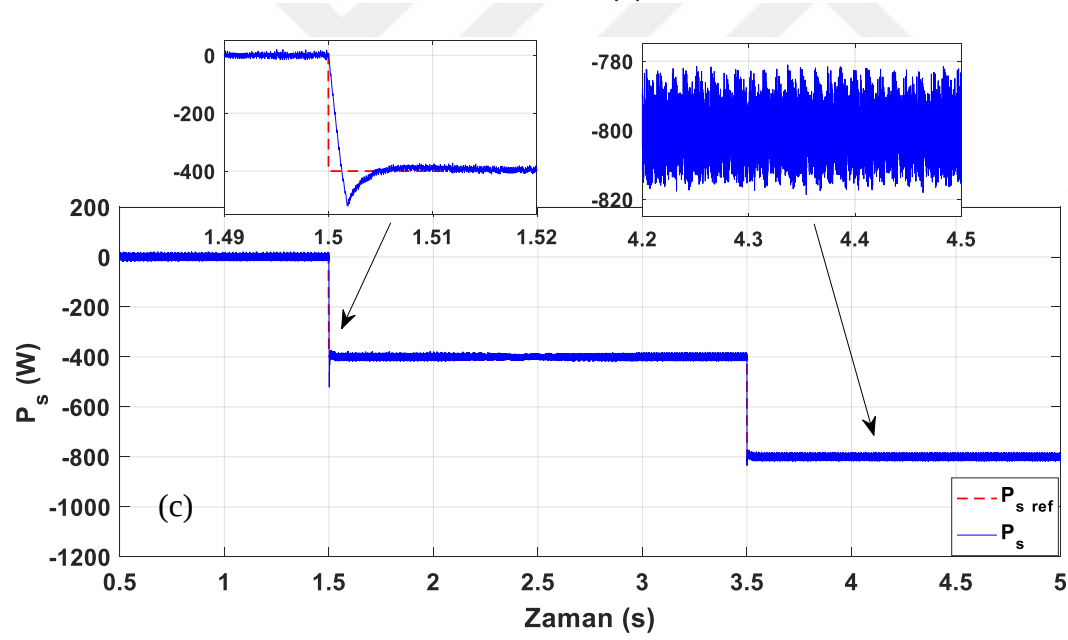
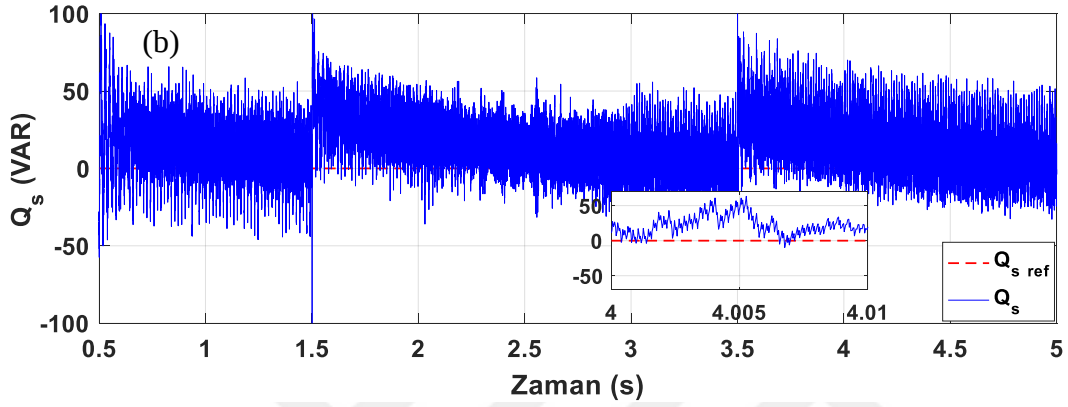
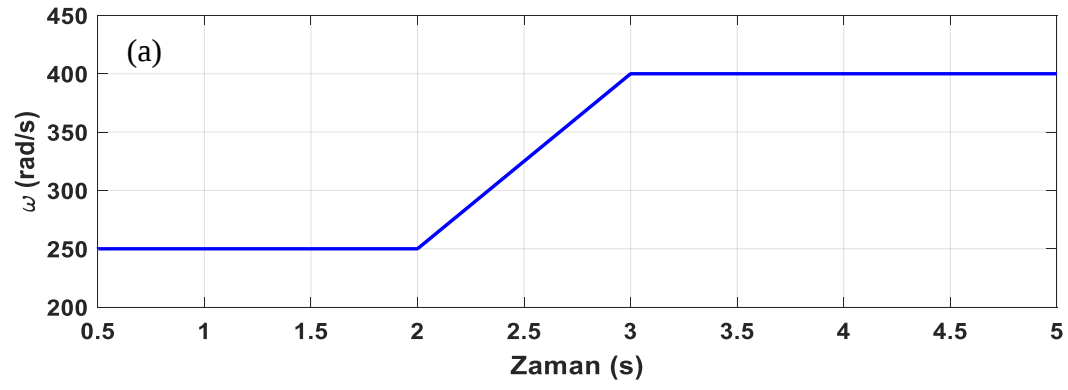
Önceki yönteme benzer şekilde ve Kısım 4.1.2’de verilen açıklamaya dayalı olarak, Şekil 5.4’de gösterildiği gibi PI kontrolörler kullanılarak jeneratörün stator tarafında üretilen aktif ve reaktif gücü kontrol etmek için simülasyon modeli oluşturulmuştur.

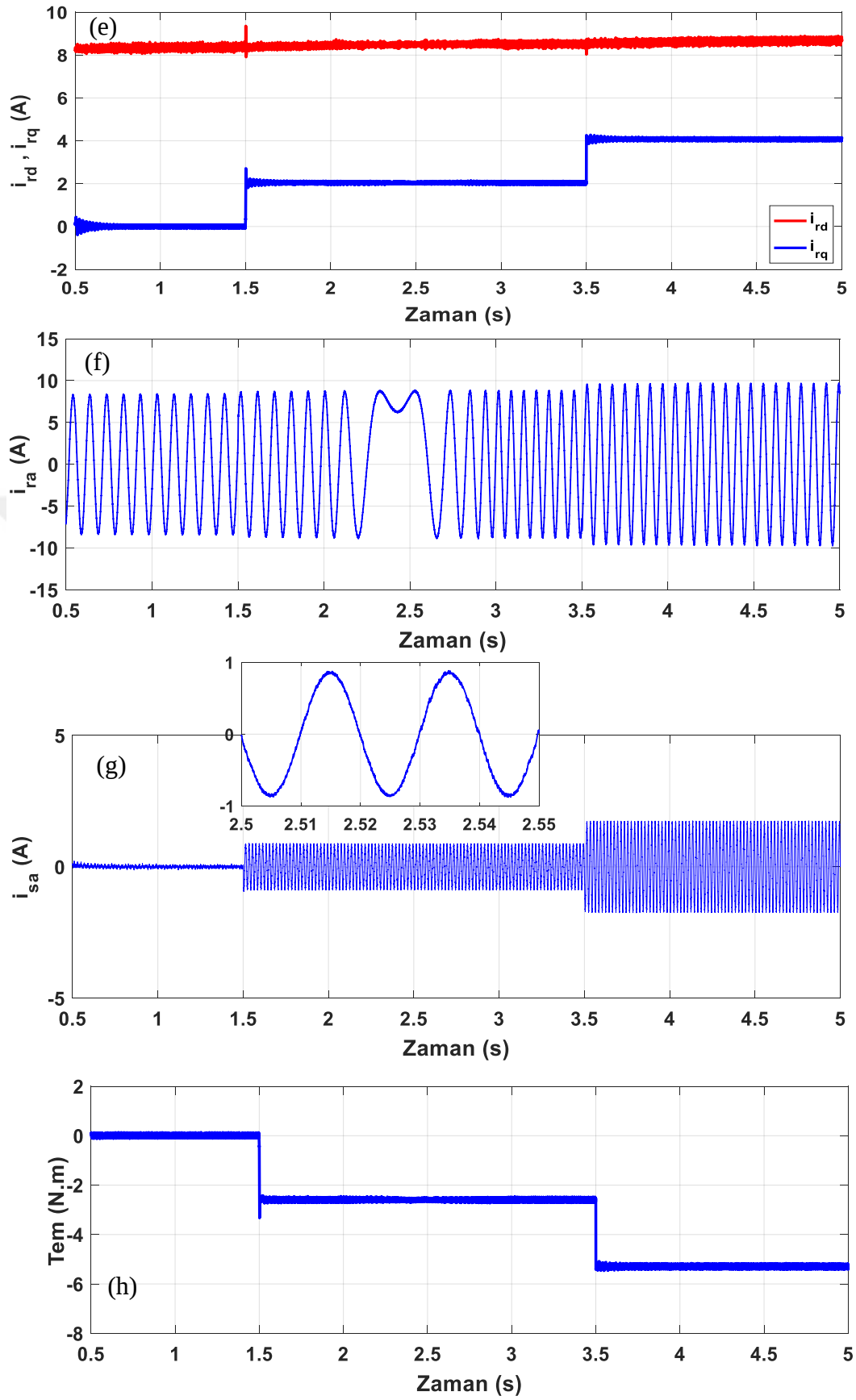
Benzer bir şekilde, üç fazlı sistemden okunan rotor akımları Clarke ve Park dönüşümü ile senkron referans çerçevesine dönüştürülmektedir. Elde edilen $d-q$ eksen rotor akımları iç döngülerin geribeslemesi olarak kullanılmaktadır. Üç fazlı sistemden okunan stator gerilim ve akımları da Clarke ve Park dönüşümü ile senkron referans çerçevesine dönüştürülüp aktif ve reaktif güç hesaplanarak kontrol ünitesined geribesleme olarak kullanılmaktadır.

Simülasyonda, jeneratör hem senkron altı hem de senkron üstü hızlarda çalıştırılmıştır. Reaktif güç referansı sıfır, aktif güç referansı kademeli değişken olarak ayarlanmıştır.



Şekil 5.4 DFIG'in aktif ve reaktif gücünü kontrol etmek için vektör kontrolüne dayalı MATLAB/Simulink modeli.



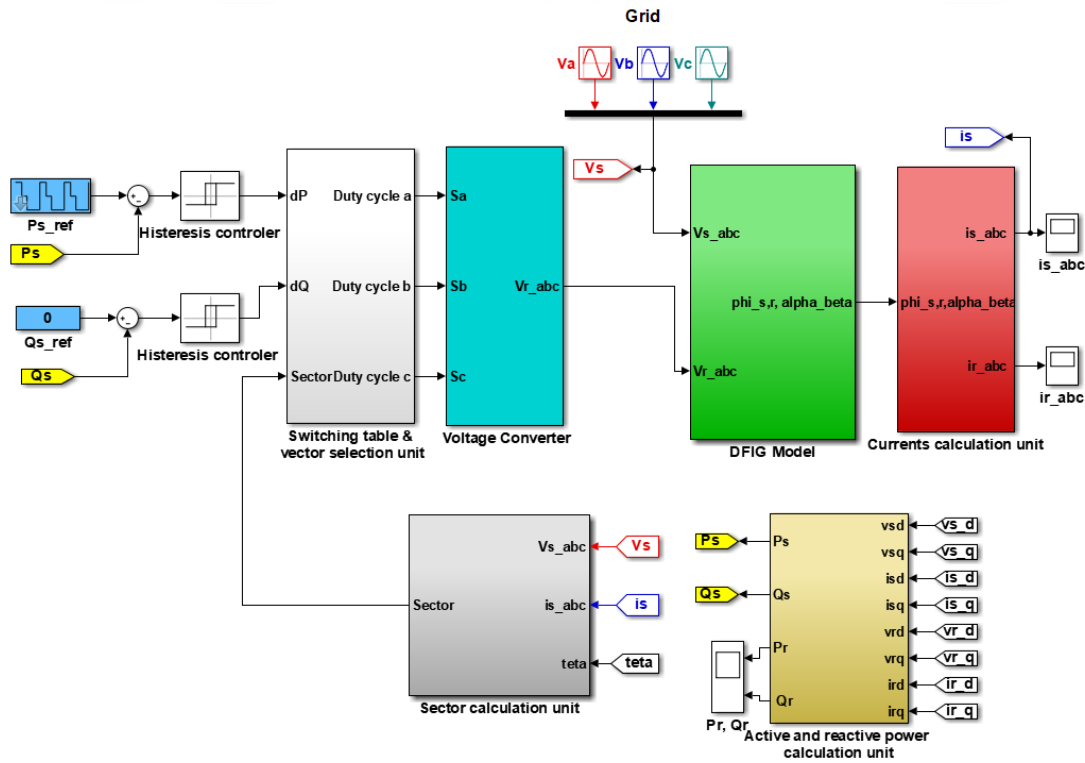


Şekil 5.5 DFIG'nin aktif ve reaktif güç kontrolü simülasyon sonuçları: a) Rotor hızı, b) Stator reaktif güç yanıtı, c) Stator aktif güç yanıtı, d) Rotor aktif ve reaktif güç yanıtı, e) d-q eksen rotor akımları, f) Rotor faz akımı, g) Stator faz akımı, h) Elektromanyetik tork.

Simülasyon sonuçlarında önceki yöntemle göre, reaktif güç tepkisindeki çığırda artış, aktif güç tepki hızında iyileşme ve geçici durumlarda aşma gözlemlenmektedir. Ayrıca, Şekil 5.5-g’de gösterildiği gibi önceki yöntemle göre üç fazlı stator akımlarında distorsiyon değerinin azaldığı gözlemlenebilir. Bu daha sonra üç fazlı stator akımlarının harmonik analizi yapılırken gösterilecektir.

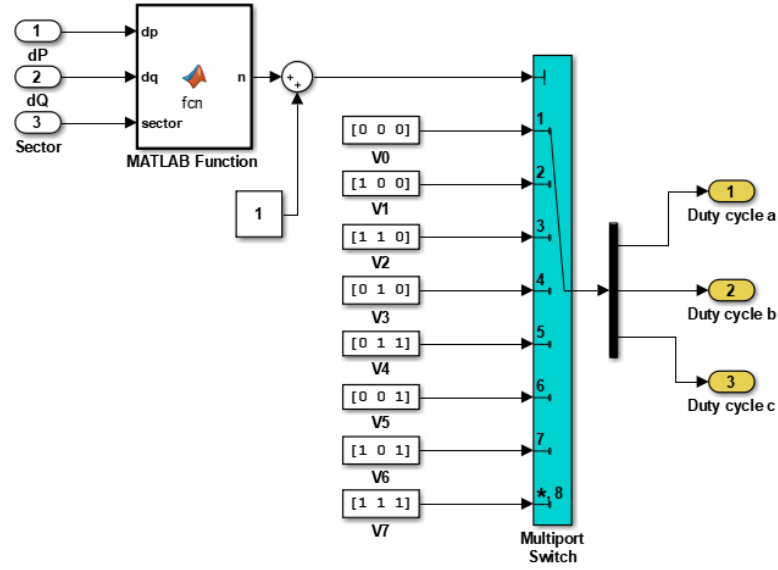
5.3. Doğrudan Güç Kontrolü

DFIG’nin aktif ve reaktif gücünü doğrudan kontrol etmek için histerezis kontrolör ile tasarlanan MATLAB/Simulink modeli Şekil 5.6’de verilmiştir.



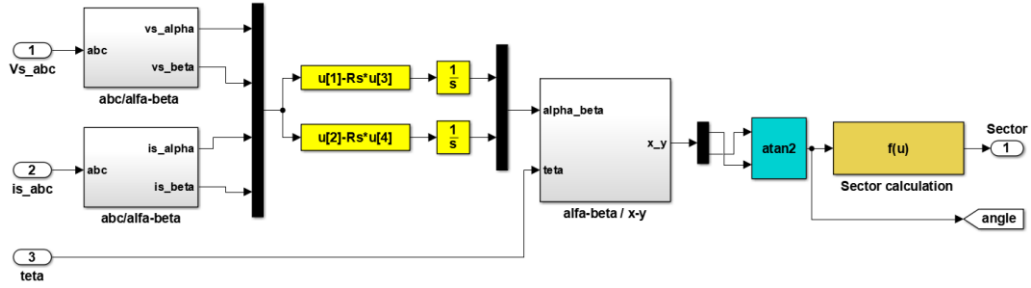
Şekil 5.6 DFIG’nin aktif ve reaktif gücünü doğrudan kontrol etmek için MATLAB/Simulink modeli.

Aktif ve reaktif güçlerin hesaplanan değerlerinin referans değerlerle karşılaştırılması sonucu oluşan hatalar, histerezis kontrolörlerine girilmektedir. Bu kontrolörlerin çıkışından sektör numarası ile birlikte gerilim dönüştürücüsüne uygulanacak gerilim gerilim vektörü Şekil 5.6’de gösterildiği gibi belirlenir.



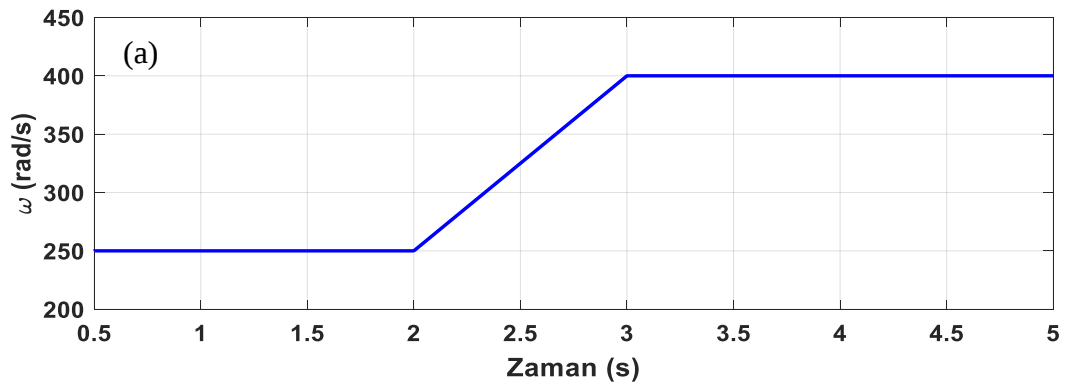
Şekil 5.7 Gerekli voltaj vektör seçimi tablosu ve darbe üretim biriminin MATLAB/Simulink modeli.

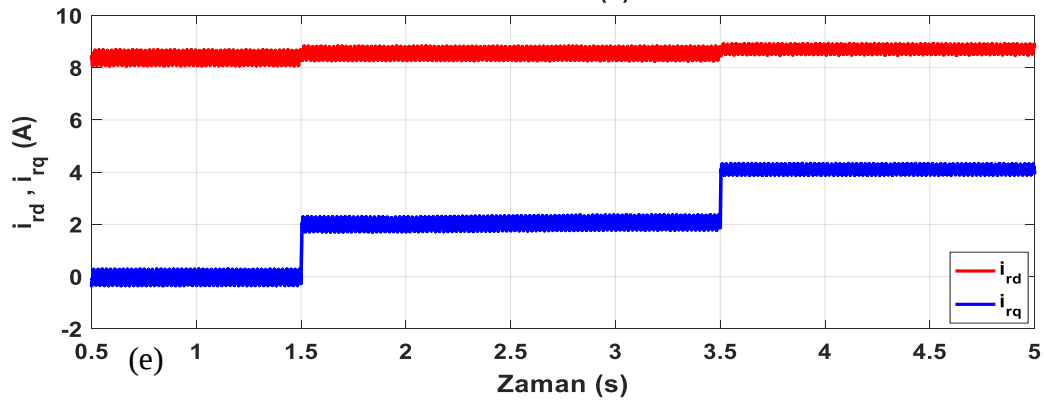
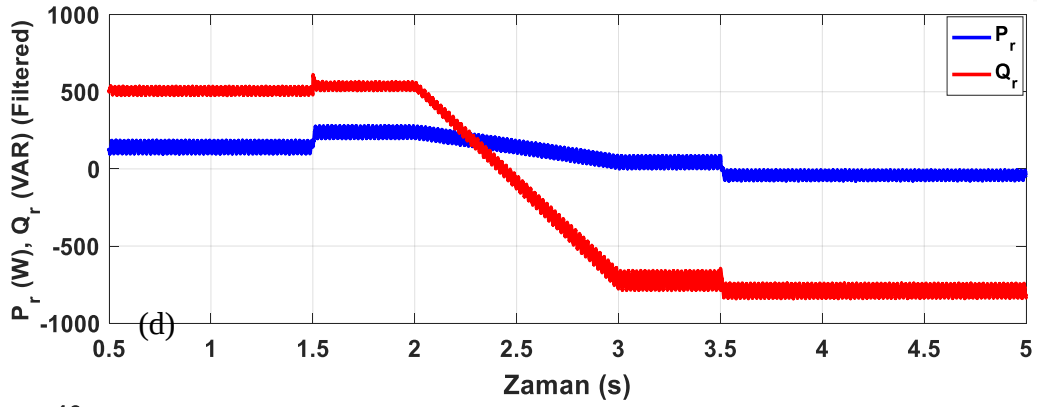
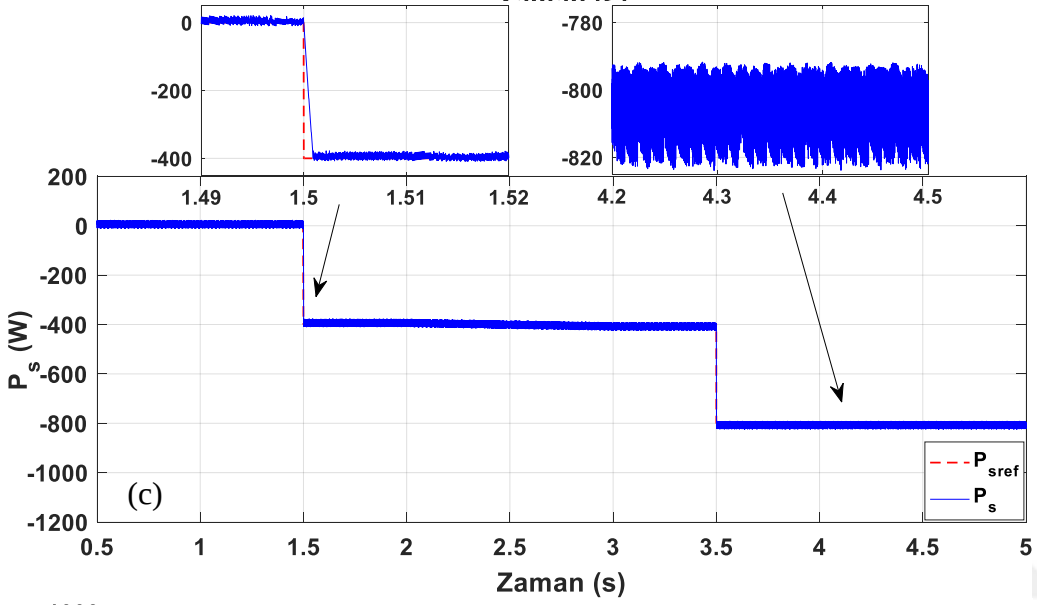
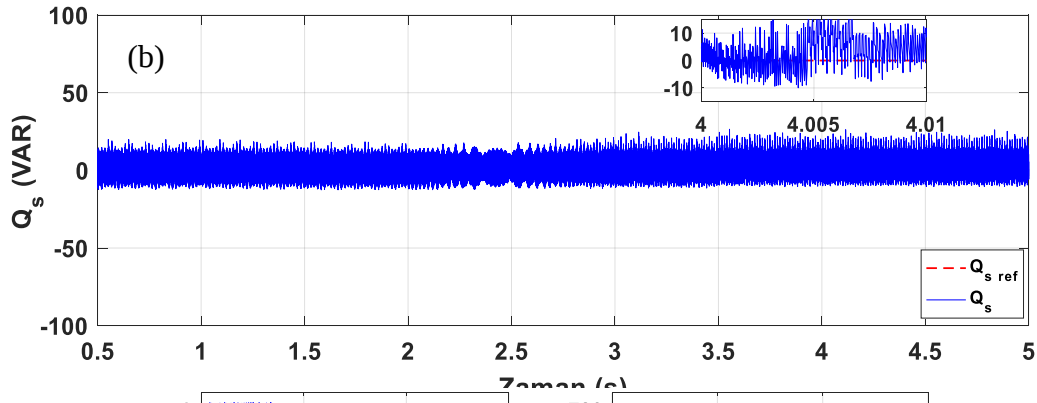
Şekil 5.8’de gösterildiği gibi, x, y çerçevesine göre dönen stator akı vektörünün bulunduğu sektör numarası, α, β eksenlerine göre stator gerilim ve akımlarından hesaplanan stator akı bileşenlerinin Park dönüşümünden elde edilmektedir.

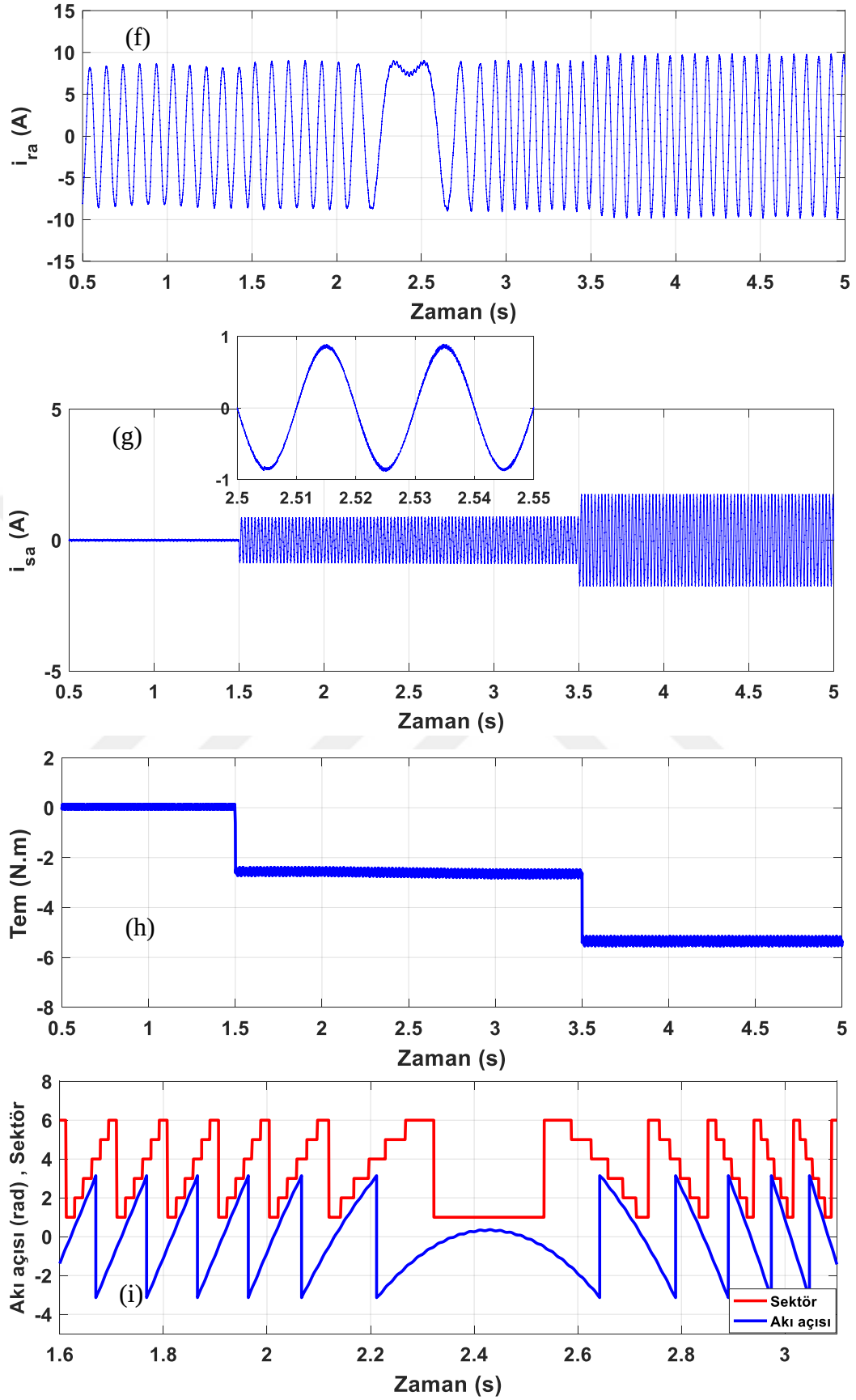


Şekil 5.8 Doğrudan güç kontrol yönteminde sektör hesaplama ünitesinin MATLAB/Simulink modeli.

Önceki yöntemdeki gibi, simülasyonda jeneratör hem senkron altı hem de senkron üstü hızlarda çalıştırılmıştır. Reaktif güç referansı sıfır, aktif güç referansı kademeli değişken olarak ayarlanmıştır.







Şekil 5.9 DFIG'nin doğrudan güç kontrolü simülasyon sonuçları: a) Rotor hızı, b) Stator reaktif güç yanıtı, c) Stator aktif güç yanıtı, d) Rotor aktif ve reaktif güç yanıtı, e) d-q eksen rotor akımları, f) Rotor faz akımı, g) Stator faz akımı, h) Elektromanyetik tork, i) Akı açısı ve sektör numarası.

Şekil 5.9-b’den, önceki yöntemlere kıyasla çıkırtı miktarının önemli ölçüde azaldığı, ve reaktif gücün, jeneratörün dönüş hızından etkilenmeden istenilen referans değerine kararlı biçimde ulaştığı görülebilmektedir.

Şekil 5.9-c’de, önceki yöntemlere göre aktif güç yanıtının daha hızlı olduğu görülmektedir. Geçici durumlarda hiç aşma etkisi bulunmamaktadır.

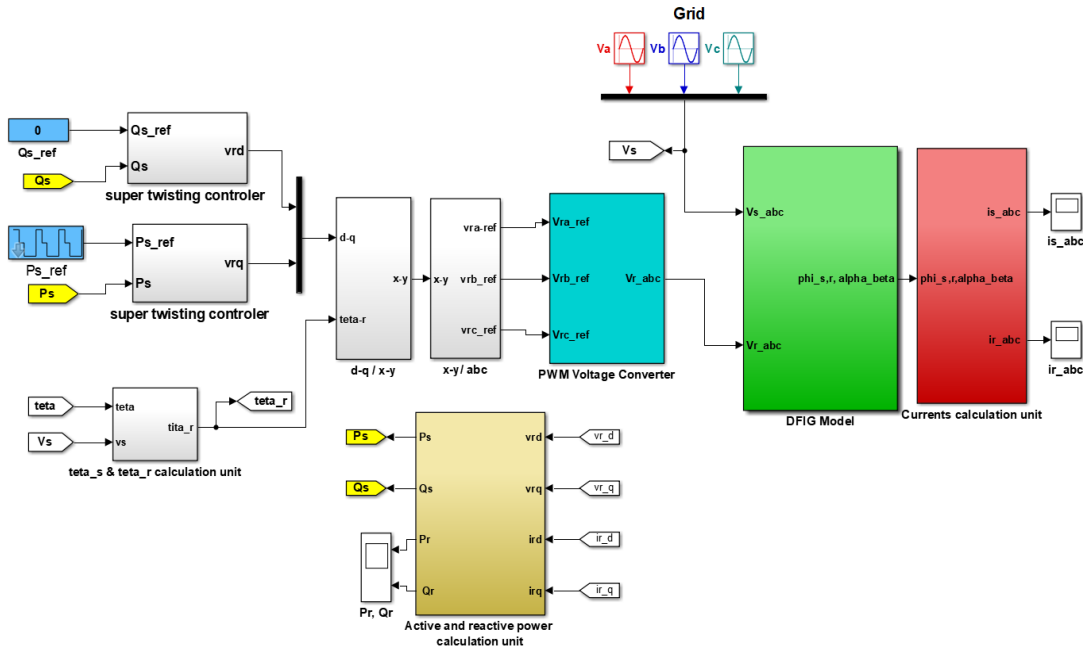
Şekil 5.9-g’de önceki yönteme göre üç fazlı stator akımlarında distorsiyon değerinin azaldığı gözlemlenebilir, ancak Şekil 5.9-f’de gösterdiği gibi, üç fazlı rotor akımlarında distorsiyon değeri daha fazla olmaktadır.

Şekil 5.9-h, elektromanyetik torkta, aşma etkisi bulunmayan yüksek yanıtı hızını göstermektedir.

Şekil 5.9-i ise, x, y çerçevesinin hızındaki dönen statorun manyetik akısının açısını ve içinde bulunduğu sektör numarasını göstermektedir.

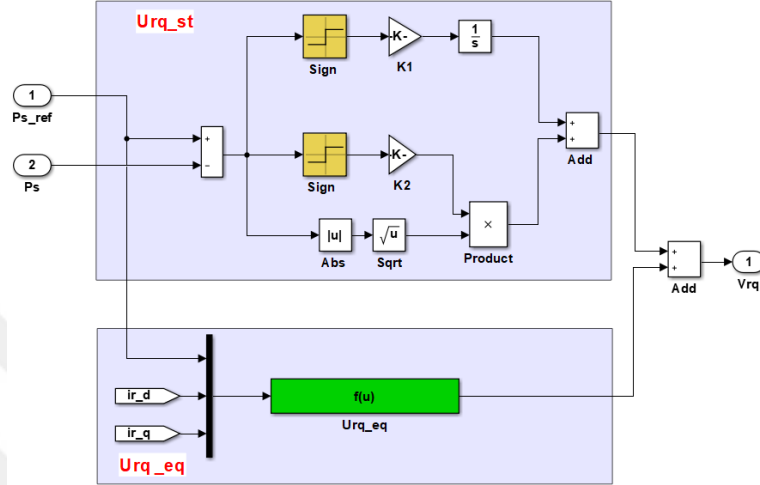
5.4. Üstün Burulma Algoritmalı Kayan Kipli Aktif Ve Reaktif Güç Kontrolü

Gücü doğrudan kontrol etmek için tasarlanan üstün burulma algoritmalı kayan kipli kontrol MATLAB/Simulink modeli Şekil 5.10’da verilmiştir.



Şekil 5.10 DFIG'nin üstün burulma algoritmalı kayan kipli aktif ve reaktif güç kontrolü MATLAB/Simulink modeli.

Bu yöntemde, aktif ve reaktif güç, iç akım kontrol döngülerine ihtiyaç duyulmadan üstün burulma algoritmalı kayan kipli kontrolör ile doğrudan kontrol edilmektedir. Referans rotor voltajları, Şekil 5.11’de gösterildiği gibi üstün burulma algoritmalı kayan kipli kontrol kuralı ile eş değer kontrol kuralını ifade eden Denklem (4.50) ’de verildiği gibi kayan kipli kontrolörlerinin çıkışından elde edilmektedir.

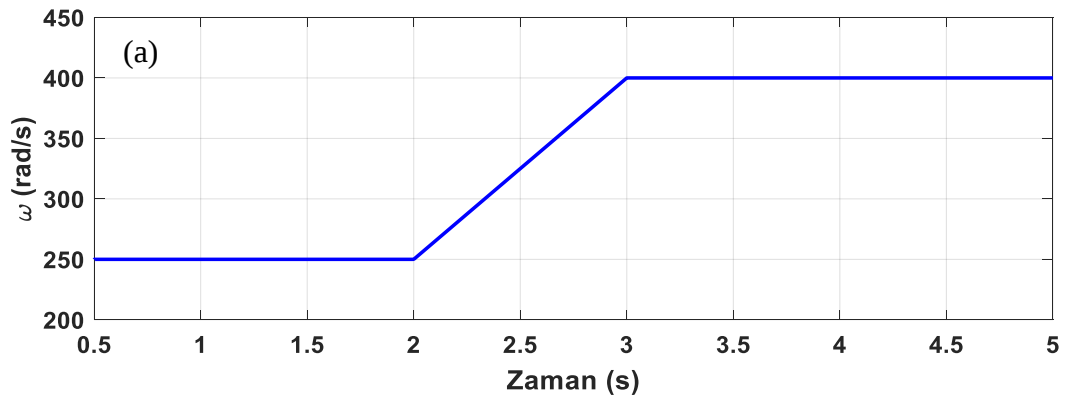


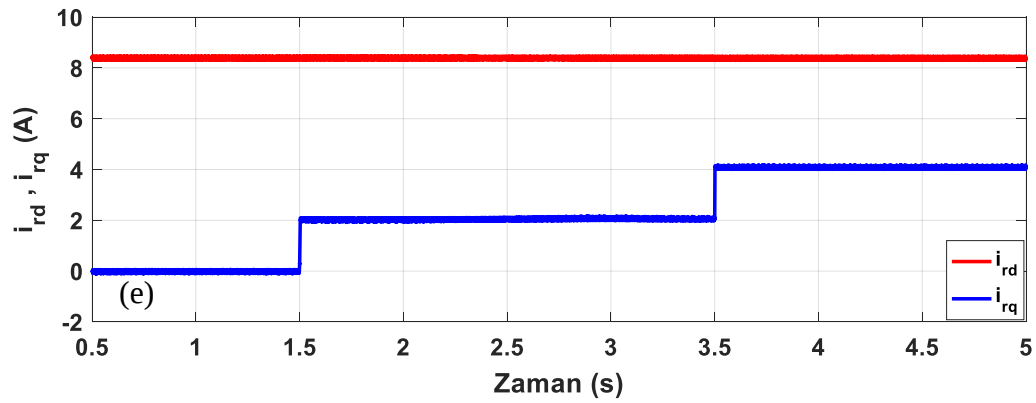
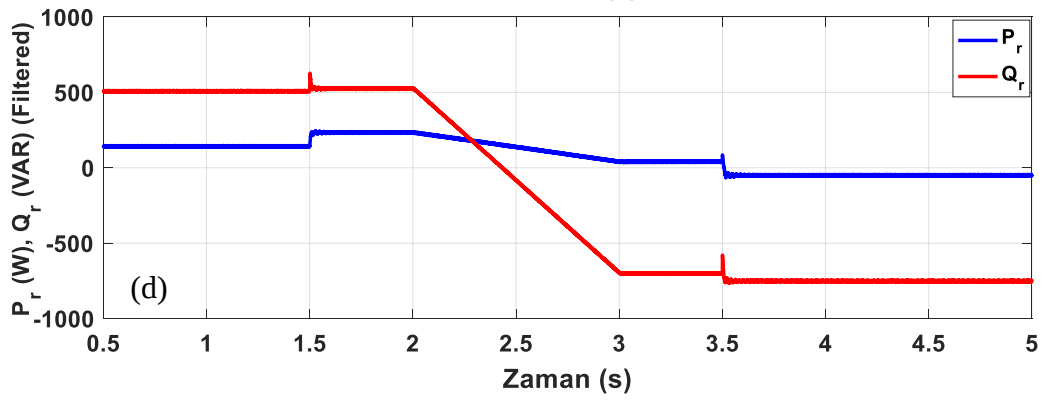
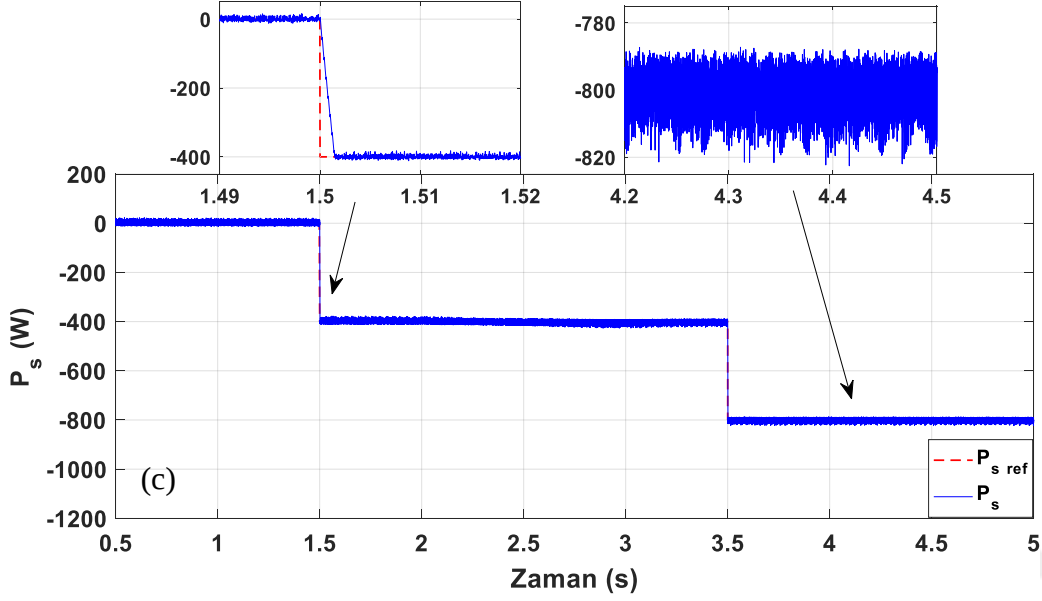
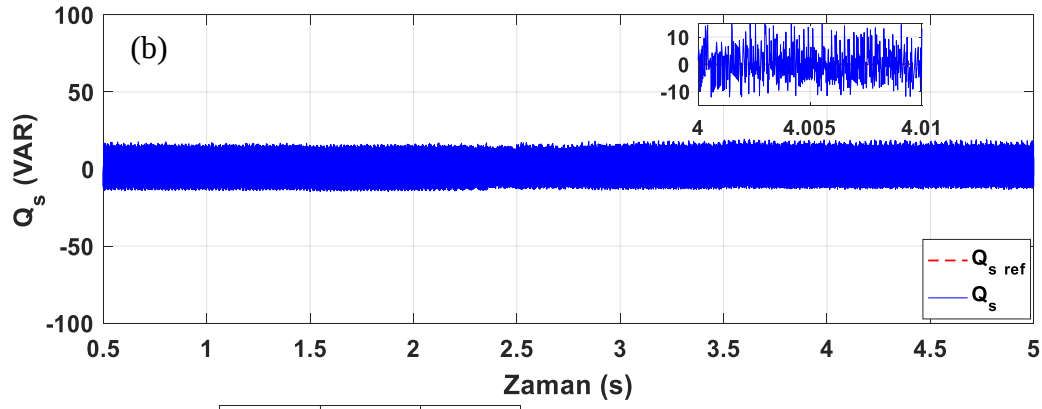
Şekil 5.11 Üstün burulma algoritmalı kayan kipli kontrolörün iç yapısının Matlab/Simulink modeli.

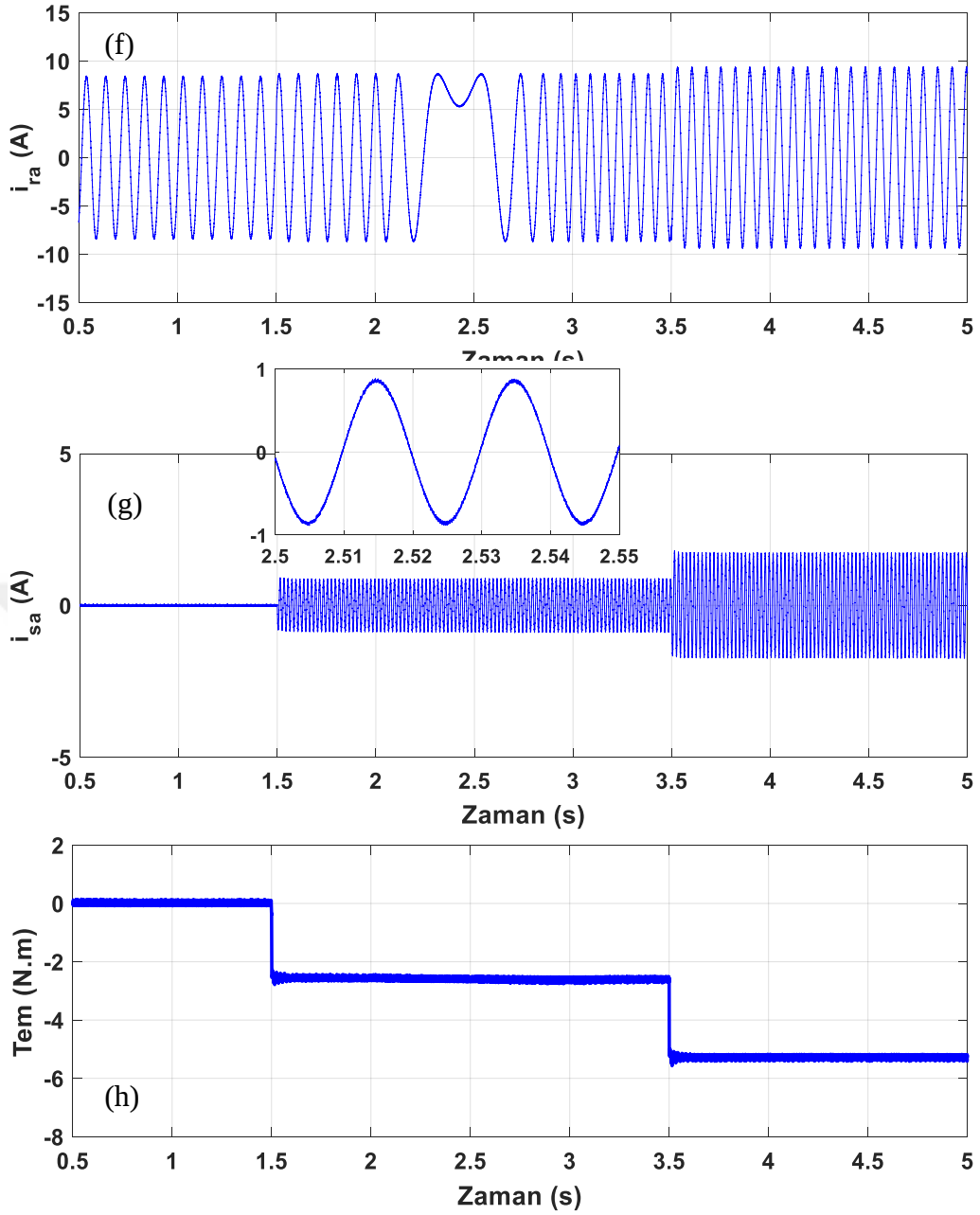
Bu yöntemde, Şekil 5.2’de gösterildiği gibi, şebeke gerilim vektörünün yönlendirmeye ve eksenler arasındaki dönüşüm açısını θ_r elde etmeye ihtiyaç duyulduğuna dikkat edilmelidir.

Öte yandan, aktif ve reaktif gücün gerçek değerleri, daha önce Denklem (4.56) ve (4.57)’de ifade edildiği gibi stator akımlarını ölçmeye gerek kalmadan d,q çerçevesi rotor akımlarından tahmin edilmektedir.

Önceki yöntemlerdeki simülasyonlarla aynı çalışma koşulları altında, bu kontrol tekniğinin performansını ifade eden simülasyon sonuçları aşağıdaki gibi elde edilmiştir.







Şekil 5.12 DFIG'nin üstün burulma algoritmalı kayan kipli aktif ve reaktif güç kontrolü simülasyon sonuçları: a) Rotor hızı, b) Stator reaktif güç yanıtı, c) Stator aktif güç yanıtı, d) Rotor aktif ve reaktif güç yanıtları, e) d-q eksen rotor akımları, f) Rotor faz akımı, g) Stator faz akımı, h) Elektromanyetik tork.

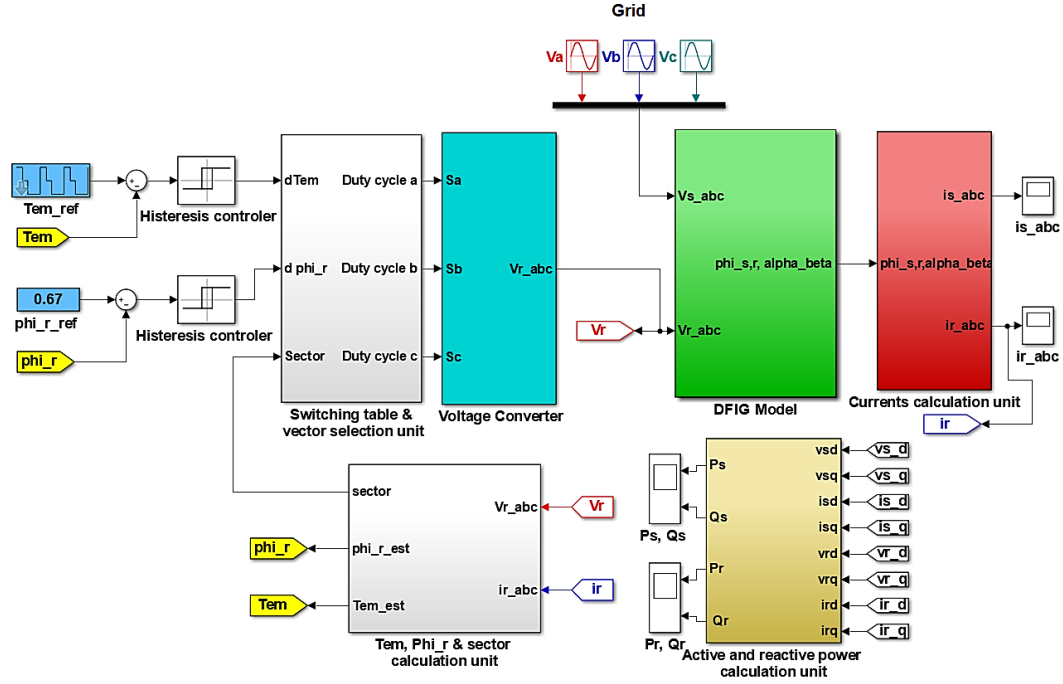
Şekil 5.12'de gösterilen simülasyon sonuçlarından, bu yöntemin elde edilen tüm sinyaller için doğrudan güç kontrol yöntemine benzer yüksek dinamik bir yanıt verdiği söylenebilir.

Ayrıca kontrol edilen aktif gücün, rotordaki aktif ve reaktif güçlerin ve d,q rotor akımlarının cevabındaki çırtı miktarında belirgin azalma gözlemlenmektedir. Bunun yanı sıra stator ve rotor faz akımlarındaki distorsiyonda azalma da gözlemlenebilmektedir.

5.5. Doğrudan Tork Kontrolü

Doğrudan tork kontrol yöntemi, aktif ve reaktif güç kontrolü olmadan motor torkunun hassas ve doğrudan kontrolü için yaygın olarak kullanılmaktadır ve rüzgar üretim sistemlerinde de uygulanabilmektedir.

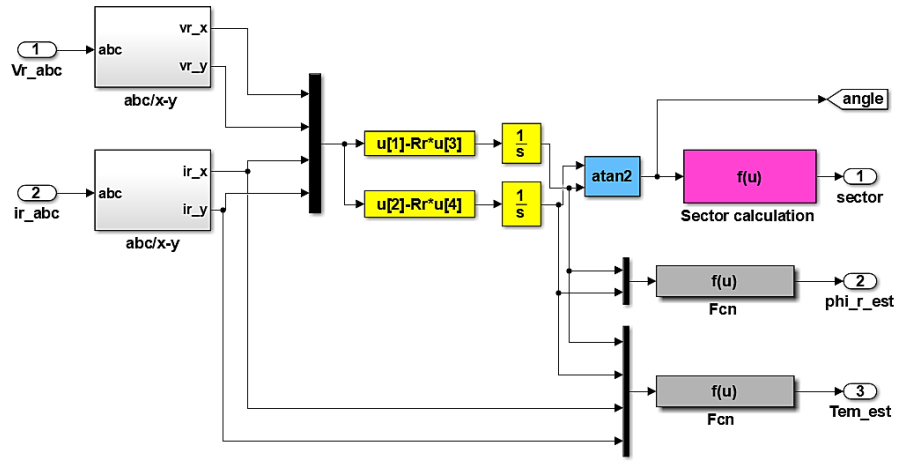
DFIG’de doğrudan rotor akısı ve torkunu kontrol etmek için histerezis kontrolörler ile tasarlanan MATLAB/Simulink modeli Şekil 5.13’de verilmektedir.



Şekil 5.13 DFIG’de doğrudan rotor akısı ve torkunu kontrol etmek için histerezis kontrolörler ile tasarlanan MATLAB/Simulink modeli.

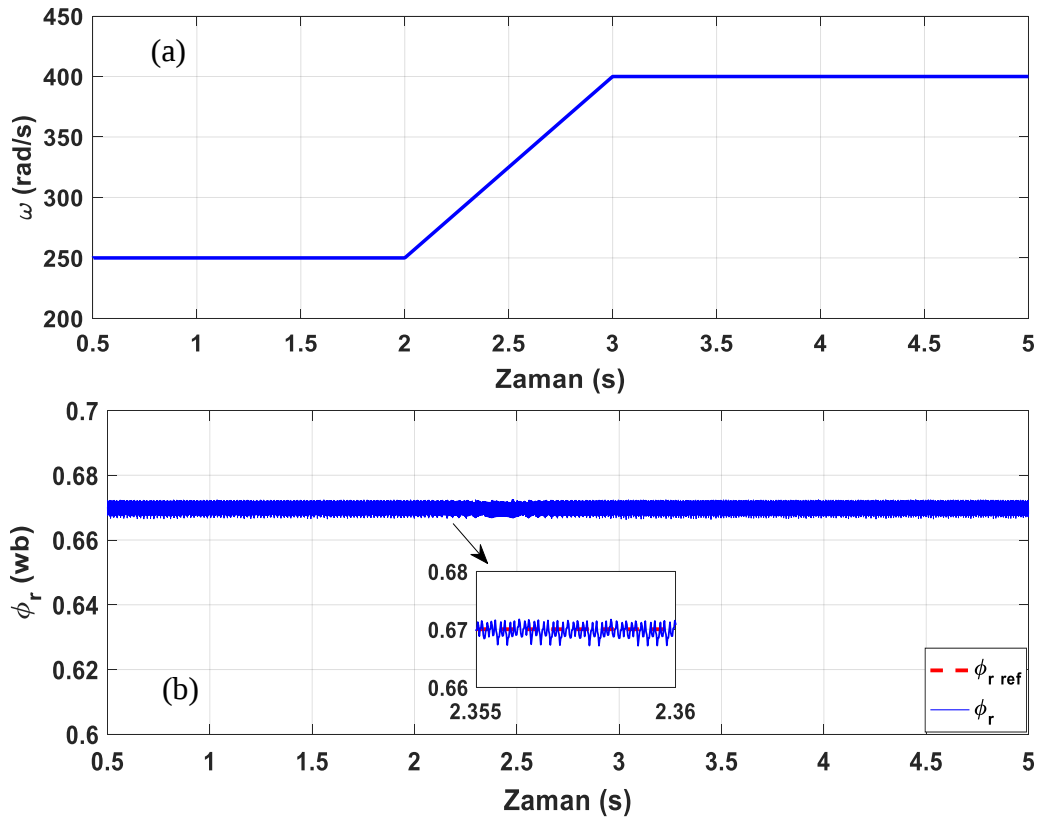
Hesaplanan elektromanyetik tork ve rotor akı vektörü genliği hesaplanan değerlerinin referans değerlerle karşılaştırılması sonucu oluşan hatalar, histerezis kontrolörlere girilmektedir. Bu kontrolörlerin çıkışları, voltaj dönüştürücüsüne uygulanması gereken voltaj vektörlerini seçmek için sektör numarası ile birlikte kullanılır.

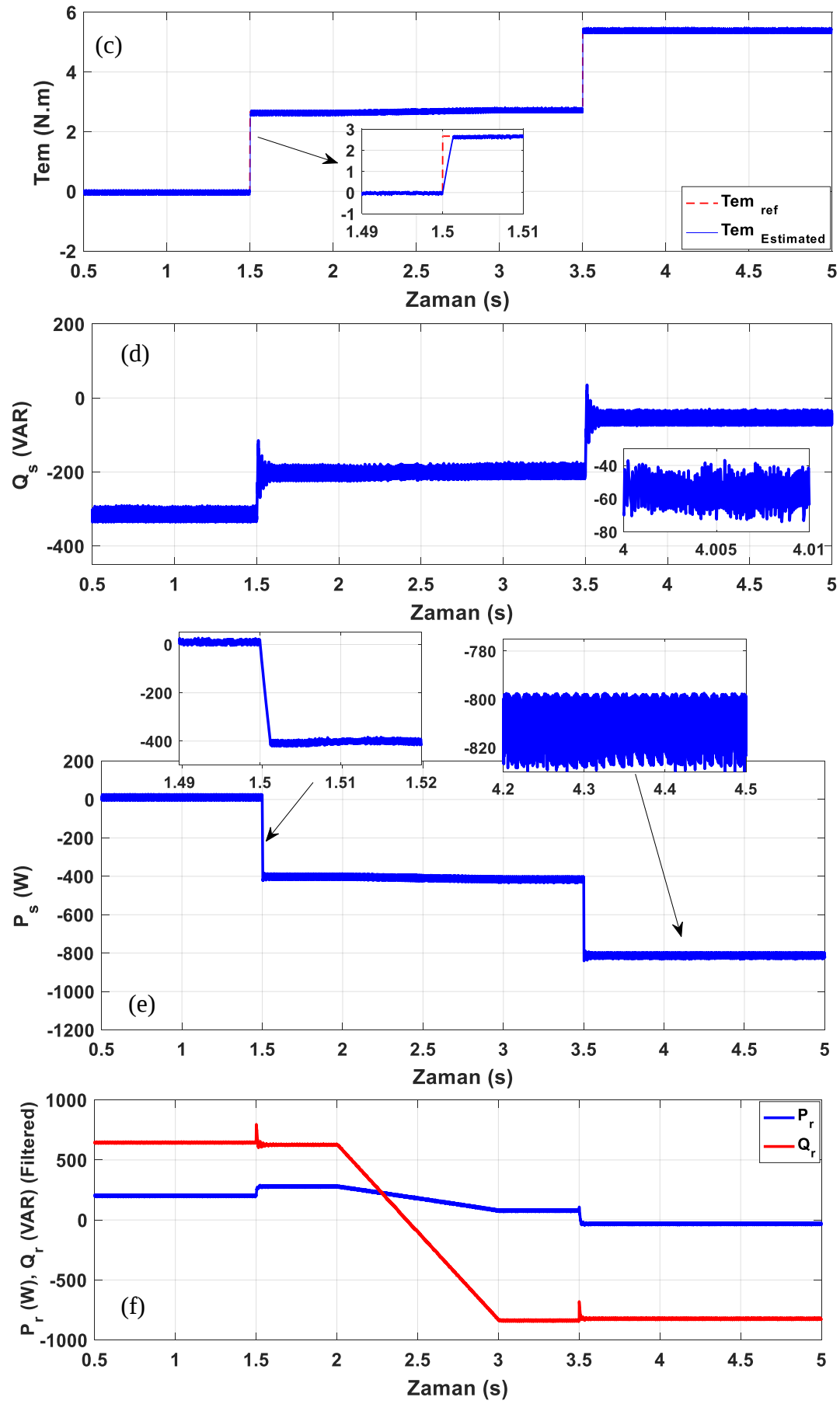
Şekil 5.14’te gösterildiği gibi, x,y çerçevesine göre dönen rotor akı vektörünün bulunduğu sektör numarası, x,y eksenine göre rotor gerilim ve akım bileşenlerinden doğrudan elde edilmektedir.

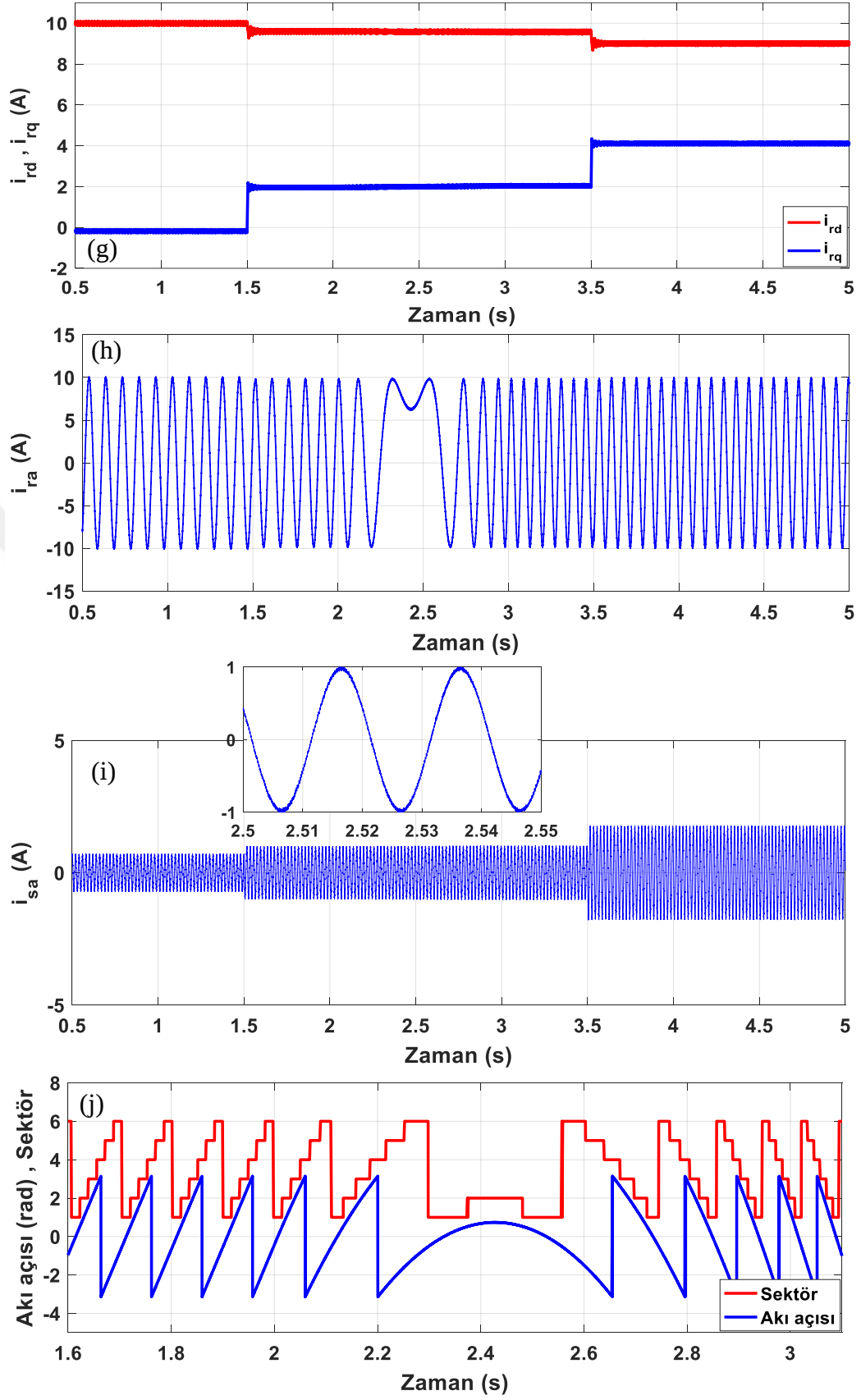


Şekil 5.14 Doğrudan tork kontrol yönteminde sektör hesaplama ünitesinin MATLAB/Simulink modeli.

Bu yöntemde statorun aktif ve reaktif güçleri doğrudan kontrol edilmez, ancak kontrol edilen değişkenlere, yani tork ve rotor akısı değerlerine bağlıdır. Yani tork ve rotor akısı değerleri ile ilgilidir. Bu nedenle simülasyon çalışmasında değişkenlerin önceki yöntemlerdeki tepkisine benzer değerler elde etmek ve bunlar arasında karşılaştırma yapmak için, rotor akısının sabit bir değeri ile elektromanyetik torkun pozitif ve değişken değerleri verilmiştir. Ayrıca jeneratör dönüş hızı hem senkron altı hem senkron üstü hızlarda ayarlanmıştır.







Şekil 5.15 DFIG'nin doğrudan tork kontrol simülasyon sonuçları: a) Rotor hızı, b) Rotor akısı yanıtı c) Elektromanyetik tork yanıtı d) Stator reaktif güç yanıtı, e) Stator aktif güç yanıtı, f) Rotor aktif ve reaktif güç yanıtı, g) d-q eksen rotor akımları, h) Rotor faz akımı, i) Stator faz akımı, j) Rotor akı açısı ve sektör numarası.

Şekil 5.15-b-c'den, geçici durumlarda kontrol edilen değişkenlerin iyi tepki hız ve kararlı durum doğruluğu görülebilmektedir.

Şekil 5.15-d ise, stator tarafından üretilen aktif ve reaktif güç tepkisini göstermektedir. Çıttırtı miktarı nispeten büyüktür ve reaktif güç sıfıra getirilememektedir. Zaten bu yöntemde reaktif gücün sıfır olması asıl hedef değildir.

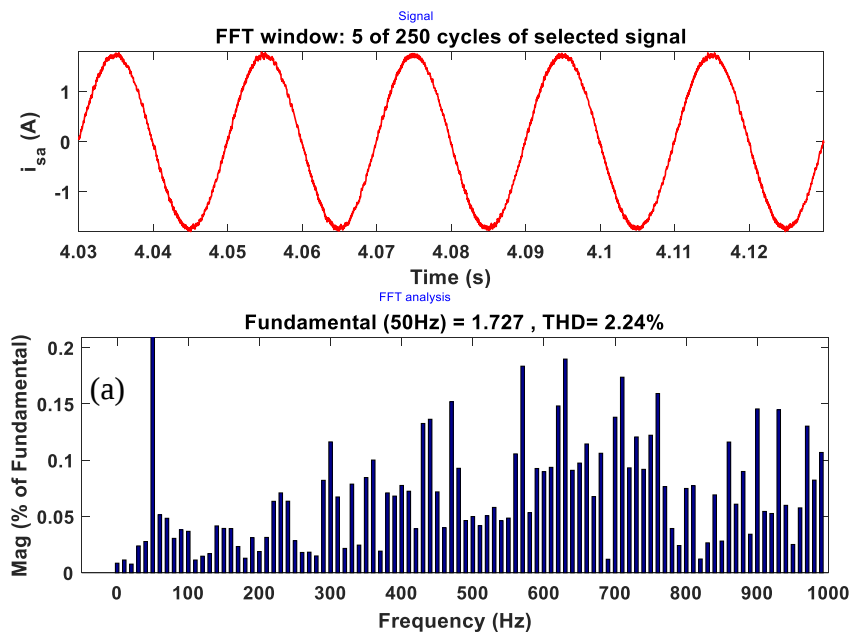
Şekil 5.15-i'den referans tork ve aktif güç değerleri sıfır olduğu halde üretilen stator akımı gözlemlenbilir. Bunun nedeni, rotor akısı üretildiği için reaktif güç olmasıdır.

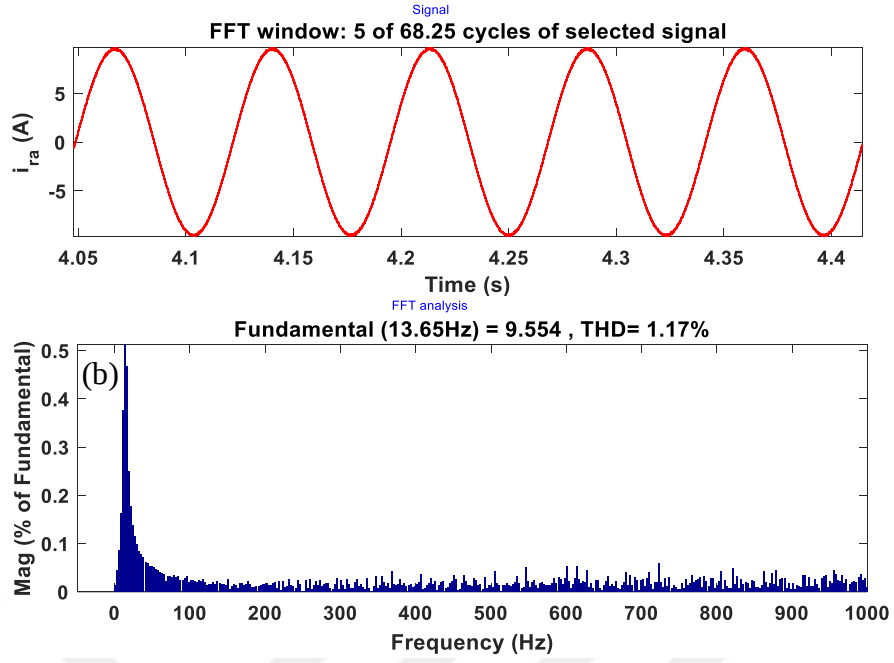
5.6. Stator ve Rotor Akım Sinyallerinin Harmonik Analizi

Akımdaki bozulmalar şebekeyi olumsuz etkileyen harmoniklerin artmasına, elektrik devrelerinde ve elektrik şebekesinde yüksek ısı kayıplarına yol açar. Aşağıdaki şekiller, uygulanan kontrol algoritmaları için Hızlı Fourier Dönüşümü (FFT) kullanılarak stator ve rotor akımları harmonik spektrumlarını göstermektedir. Uygulanan kontrol algoritmalarındaki hem stator hem de rotor akımlarının yaklaşık aynı zaman aralığındaki değerlerine FFT uygulanarak, aynı frekans aralığı üzerinden Toplam Harmonik Bozunumu (THD) değerleri hesaplanmaktadır.

5.6.1. Vektör Kontrolüne Dayalı Rotor Hızı ve Reaktif Güç Kontrolü

Şekil 5.16, rotor hızı ve reaktif güç kontrol yöntemine göre sırasıyla stator ve rotor akımlarının harmonik analizini göstermektedir.

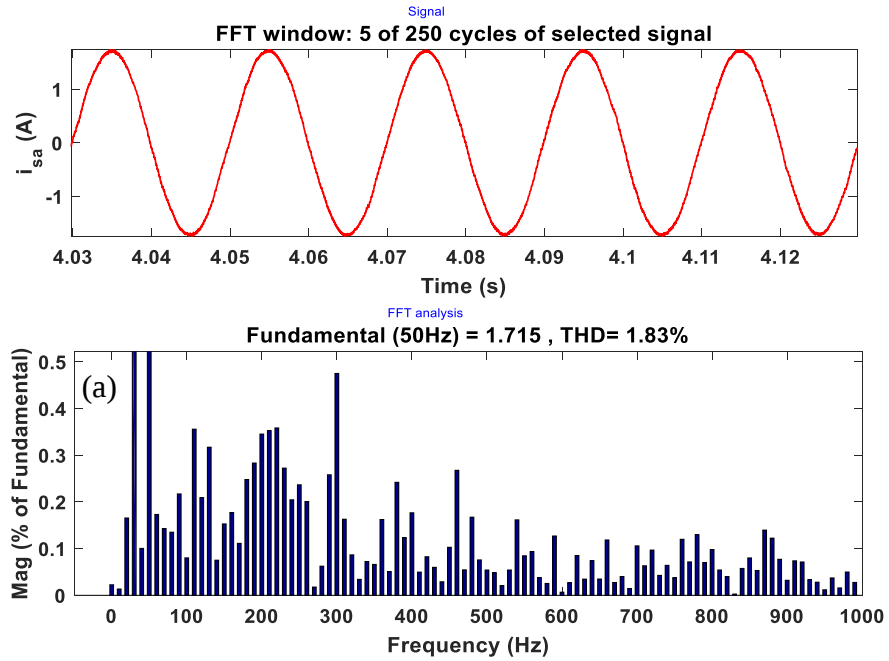


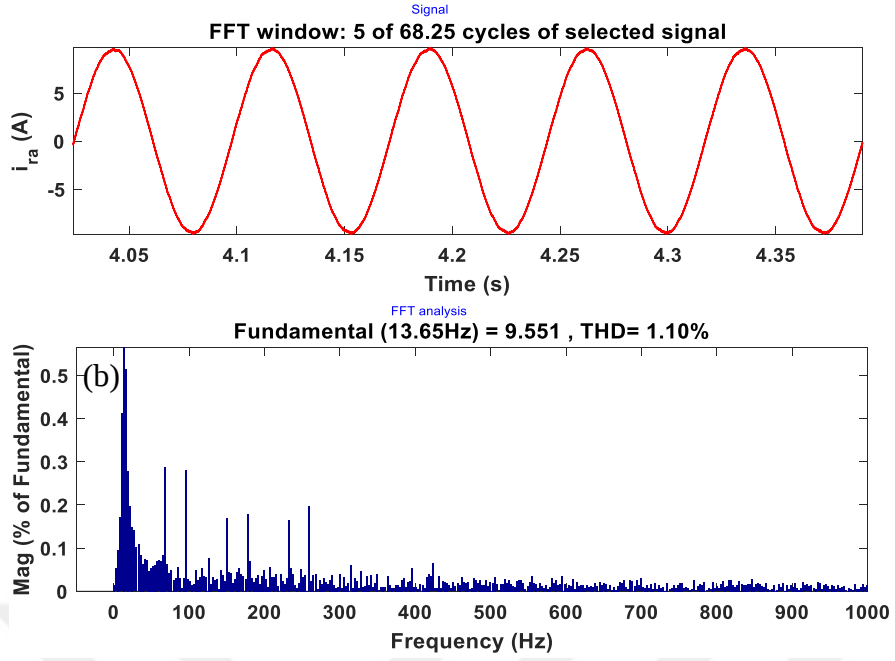


Şekil 5.16 Rotor hızı ve reaktif güç kontrol yöntemine göre akımların harmonik analizi:
a) Stator akımı, b) Rotor akımı.

5.6.2. Vektör Kontrolüne Dayalı Aktif ve Reaktif Güç Kontrolü

Şekil 5.17, aktif ve reaktif güç kontrol yöntemine göre sırasıyla stator ve rotor akımlarının harmonik analizini göstermektedir.

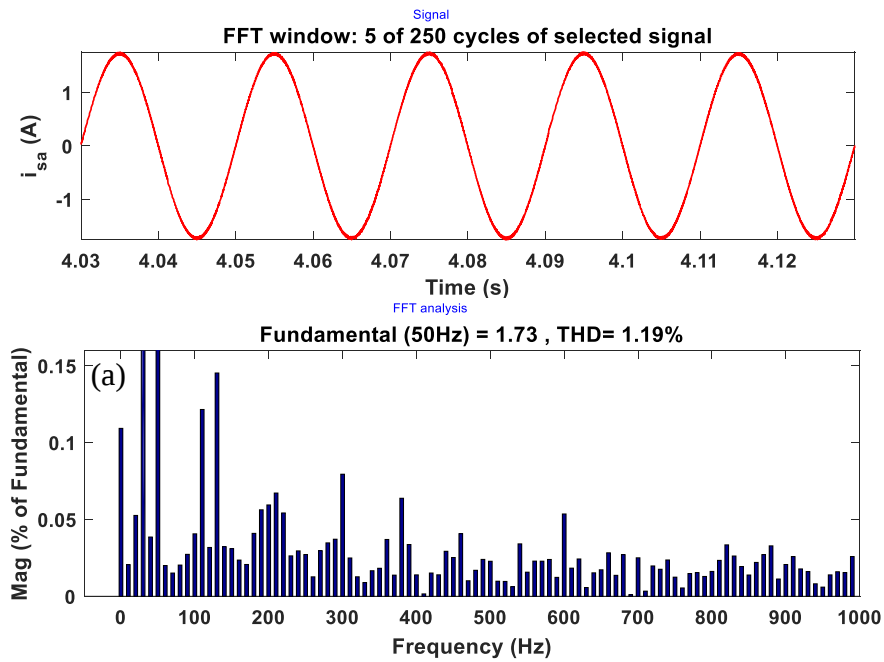


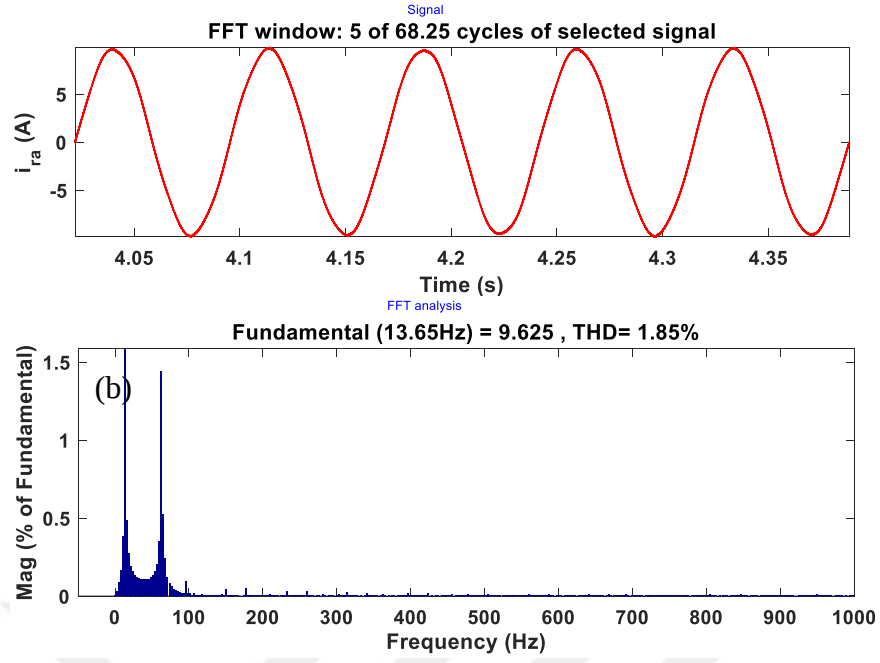


Şekil 5.17 Aktif ve reaktif güç kontrol yöntemine göre akımların harmonik analizi:
a) Stator akımı, b) Rotor akımı.

5.6.3. Doğrudan Güç Kontrolü

Şekil 5.18, doğrudan güç kontrol yöntemine göre sırasıyla stator ve rotor akımlarının harmonik analizini göstermektedir.

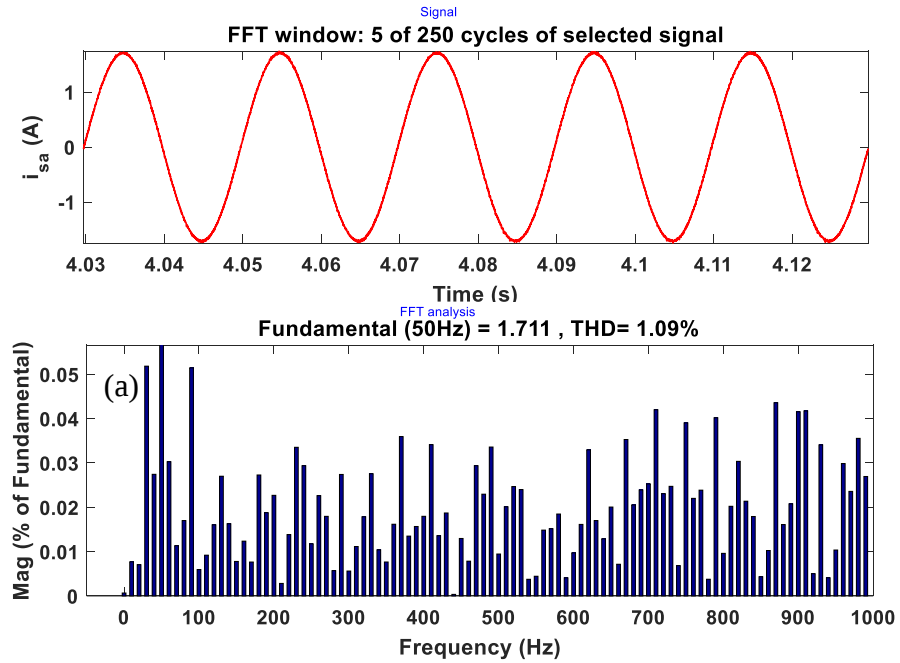


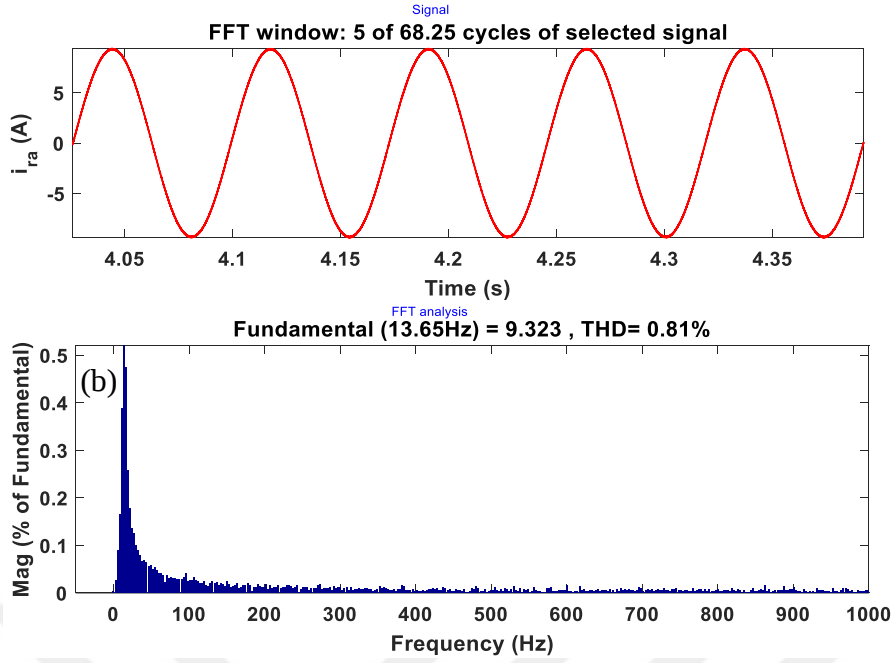


Şekil 5.18 Doğrudan güç kontrol yöntemine göre akımların harmonik analizi:
a) Stator akımı b) Rotor akımı.

5.6.4. Üstün Burulma Algoritmalı Kayan Kipli AKtif ve Reaktif Güç Kontrolü

Şekil 5.19, üstün burulma kayan kipli kontrol aktif ve reaktif güç kontrol yöntemine göre sırasıyla stator ve rotor akımlarının harmonik analizini göstermektedir.

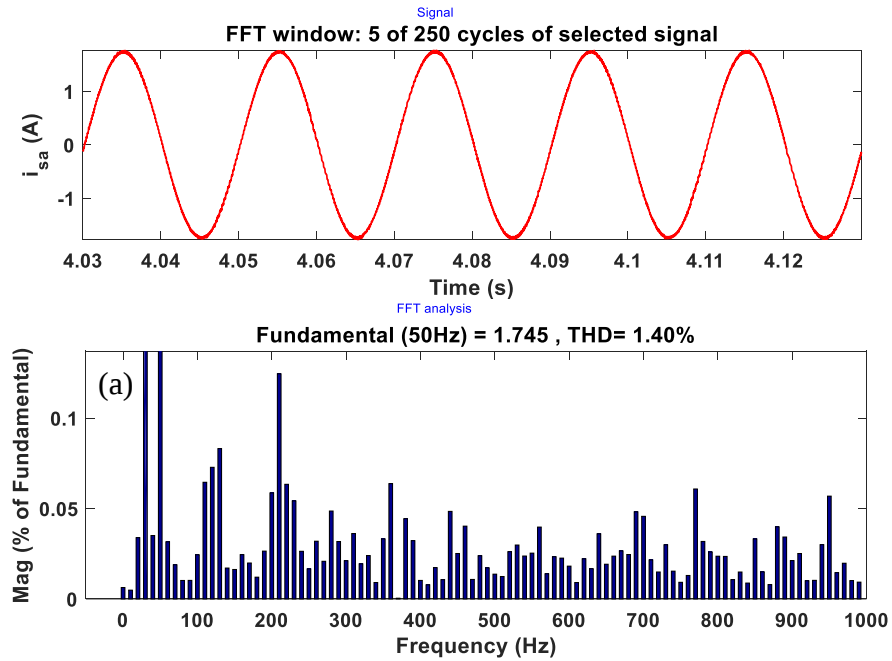


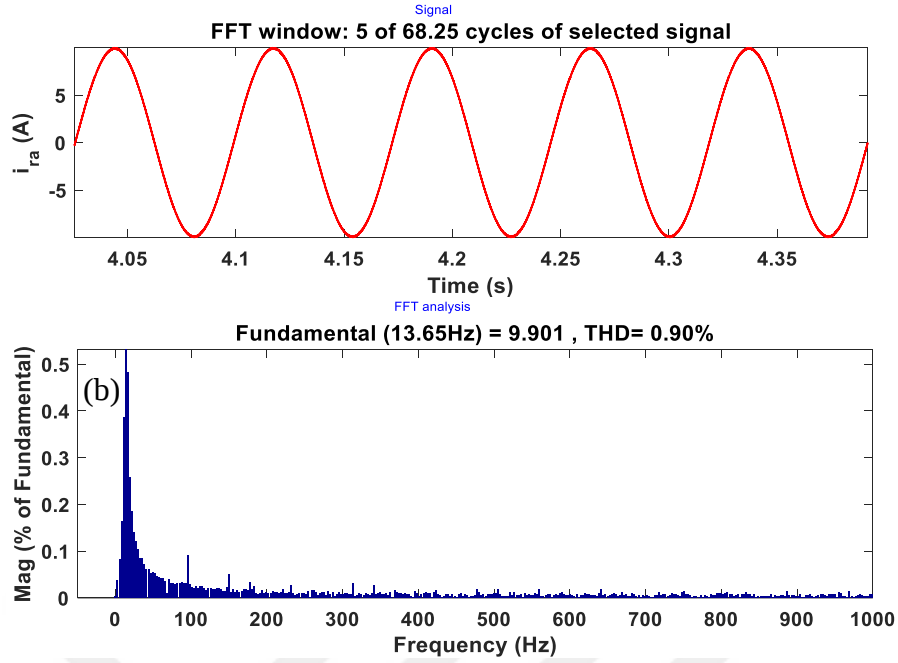


Şekil 5.19 Üstün burulma algoritmali kayan kipli aktif ve reaktif güç kontrol yöntemine göre akımların harmonik analizi: a) Stator akımı b) Rotor akımı.

5.6.5. Doğrudan Tork Kontrolü

Şekil 5.20, doğrudan tork kontrol yöntemine göre sırasıyla stator ve rotor akımlarının harmonik analizini göstermektedir.





Şekil 5.20 Doğrudan tork kontrol yöntemine göre akımların harmonik analizi:
a) Stator akımı b) Rotor akımı.

Stator ve rotor akımlarının harmonik analizi için elde edilen sonuçlar, üstün burulma algoritmaları kayan kipli aktif ve reaktif güçlerin kontrol yönteminin her iki akım için de en düşük toplam harmonik bozunum değerlerini verdiğini göstermektedir.

Simülasyonun başlangıcında, geçici durumlarda durum değişkenlerinin değeri büyüktür. Kontrollü durum değişkenlerinin ve diğer yanıtların (diğer eğriler) performansını daha açıkça göstermek için bu geçici durumları temsil eden zaman kısmı gösterilmemiştir.

5.7. Yorum ve Tartışma

Sunulan kontrol yöntemleri; blok şemaları, gerekli parametreler, değişkenler vb bakımından Çizelge 5.2’de gösterildiği gibi kapsamlı bir biçimde karşılaştırılmıştır.

Ayrıca simülasyon sonuçlarına göre, uygulanan kontrol yöntemleri arasında Çizelge 5.2’de gösterildiği gibi kapsamlı bir karşılaştırma yapılmıştır.

Ayrıca tasarlanan kontrol yöntemleri için elde edilen simülasyon sonuçlarına tabanlı, bu yöntemler arasında Çizelge 5.3’de gösterildiği gibi bir performans karşılaştırması yapılmıştır.

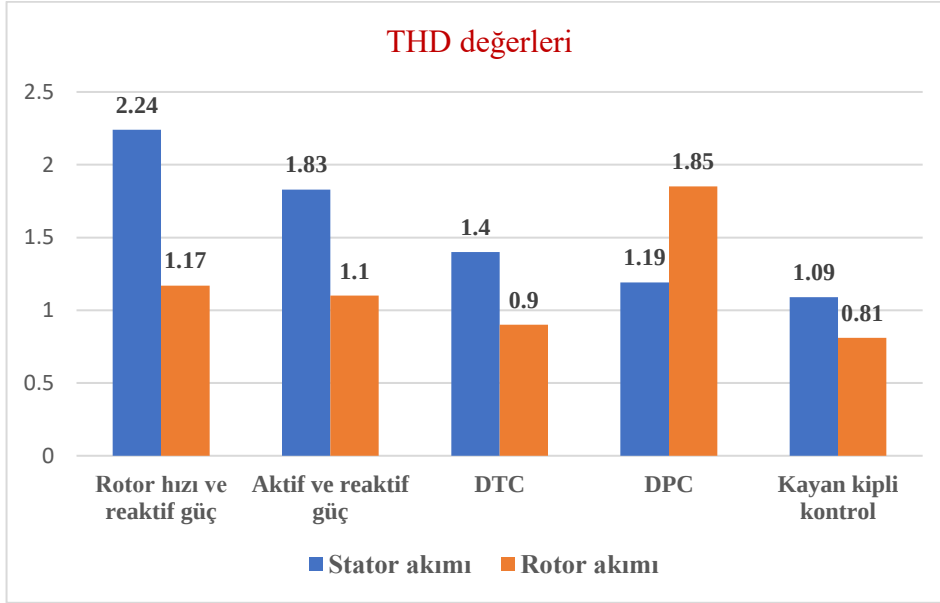
Çizelge 5.2 Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması.

Karşılaştırma konusu	Vektör kontrol tabanlı rotor hızı ve reaktif güç kontrol yöntemi	Vektör kontrol tabanlı aktif ve reaktif güç kontrol yöntemi	DTC	DPC	Kayan kipli aktif ve reaktif güç kontrol yöntemi
Referans eksen çerçevesi	Senkron hızda dönen d,q	Senkron hızda dönen d,q	Kayma hızında dönen x,y	Kayma hızında dönen x,y	Senkron hızda dönen d,q
Denetlenen değişkenler	Rotor hızı ve reaktif güç	Aktif ve reaktif güç	Elektromanyetik tork ve rotor akısı	Aktif ve reaktif güç	Aktif ve reaktif güç
Algılanan değişkenler	Rotor hızı, stator gerilimleri, stator ve rotor akımları	Rotor hızı, stator gerilimleri, stator ve rotor akımları	Rotor gerilimleri ve rotor akımları	Rotor hızı, stator gerilimleri ve stator akımları	Rotor hızı, stator gerilimleri ve rotor akımları
Tahmin edilen değişkenler	Rotor bileşenleri pozisyonu, şebeke gerilim vektörünün pozisyonu, ve reaktif güç	Rotor bileşenleri pozisyonu, şebeke gerilim vektörünün pozisyonu, aktif ve reaktif güç	Tork, rotor akısı ve rotor akısı pozisyonu	Aktif ve reaktif güç, stator akısı pozisyonu	Rotor bileşenleri pozisyonu, şebeke gerilimi vektörünün pozisyonu, aktif ve reaktif güç
Kontrolörler	Dört PI kontrolör	Dört PI kontrolör	İki histerezis kontrolör	İki histerezis kontrolör	İki üstün burulma algoritmali kayan kipli kontrolör
Kontrol metodu	Rotor akımları tarafından dolaylı kontrol	Rotor akımları tarafından dolaylı kontrol	Doğrudan kontrol	Doğrudan kontrol	Doğrudan kontrol
Makine parametrelerine hassasiyeti	Yüksek	Yüksek	Çok düşük	Çok düşük	Çok düşük
Anahtarlama frekansı	Sabit	Sabit	Değişken	Değişken	Sabit
Sağlamlık	Düşük	Düşük	Yüksek	Yüksek	Yüksek
Park ve Clarke Dönüşümleri	Gerekli	Gerekli	Gerek yok	Gerek yok	Gerekli

Çizelge 5.3 Simülasyon sonuçlarına göre kontrol yöntemlerinin performans karşılaştırması.

Performans göstergeleri	Vektör kontrol tabanlı rotor hızı ve reaktif güç kontrol yöntemi	Vektör kontrol tabanlı aktif ve reaktif güç kontrol yöntemi	DTC	DPC	Aktif ve reaktif gücün kayan kipli kontrol yöntemi
Reaktif güç dalgalanması (var)	38.87	68.07	40.51	27.98	31.09
Aktif güç dalgalanması (W)	45.9	34.6	31.3	30.2	27.8
Tork dalgalanması (Nm)	0.27	0.22	0.2	0.37	0.2
Aktif güç aşması (%)	17.35	30	3.75	0	0
Aktif güç oturma zamanı (ms)	300	18	12	1	1
Stator akımları için THD (%)	2.24	1.83	1.4	1.19	1.09
Rotor akımları için THD (%)	1.17	1.1	0.9	1.85	0.81

Öte yandan, üstün burulma algoritmali kayan kipli kontrol yöntemi, Şekil 5.21’da gösterildiği gibi stator ve rotor akımlarındaki toplam harmonik bozunumu oranı için en iyi değerleri vermiştir.



Şekil 5.21 Uygulanan kontrol yöntemleri için stator ve rotor akımlarının THD değerleri.

6. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu tezde kullanılan kontrol yöntemlerinin modellenmesi için kapsamlı bir çalışma sunulmuştur. Daha sonra her bir kontrol yönteminin Matlab/Simulink ortamında modelleri detaylı olarak verilmiştir. Simülasyonlar gerçekleştirilmiş, bu yöntemlerin performansını ifade eden sonuçlar ile DFIG’de üretilen stator ve rotor akımlarının harmonik analizi sunulmuştur.

Bu tez çalışmasında uygulanan kontrol yöntemlerinin performansı için elde edilen simülasyon sonuçlarına ve Çizelge 5.3’de özetlenen performans göstergelerinin çoğuna göre, üstün burulma algoritmalı kayan kipli doğrudan aktif ve reaktif güç kontrol yönteminin performansı, diğer yöntemlerden, özellikle PI kontrolörlere daha üstün olduğu söylenebilmektedir.

Ayrıca, histerezis kontrolörlere dayalı doğrudan güç kontrolü yöntemi de yakın bir performans sağlamıştır.

Gelecekteki çalışmalar için, kontrollü değişkenlerdeki dalgalanmaların azaltılması, akımlardaki bozulmaların azaltılması ve en iyi dinamik performansı elde etmek için yapay sinir ağları ve bulanık mantık kontrolü gibi gelişmiş kontrolörlere dayalı yöntemler tasarlayarak çalışmayı daha da genişletmek önerilmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Gupta, A., Singh, S. N., & Khatod, D. K. (2013). Modeling and simulation of doubly fed induction generator coupled with wind turbine-an overview. *Journal of Engineering, Computers & Applied Sciences (JEC&AS)*, 2(8), 45-54.
- [2] Firdaus, H. M. S., Halyani, M. Y., Ahmad, E. Z., Norain, I., Zulfattah, Z. M., & Azizi, M. S. (2016). Modeling and simulation of doubly fed induction generator for wind turbine. *ARNP Journal of Engineering and Applied Sciences*, 11(11), 7331-7335.
- [3] Gupta, A., Singh, S. N., & Khatod, D. K. (2013). Modeling and simulation of doubly fed induction generator coupled with wind turbine-an overview. *Journal of Engineering, Computers & Applied Sciences (JEC&AS)*, 2(8), 45-54.
- [4] Burton, T., Jenkins, N., Sharpe, D., & Bossanyi, E. (2011). *Wind energy handbook*. John Wiley & Sons.
- [5] Ackermann, T., & Söder, L. (2002). An overview of wind energy-status 2002. *Renewable and sustainable energy reviews*, 6(1-2), 67-127.
- [6] Cheng, M., & Zhu, Y. (2014). The state of the art of wind energy conversion systems and technologies: A review. *Energy conversion and management*, 88, 332-347.
- [7] Blanco, M. I. (2009). The economics of wind energy. *Renewable and sustainable energy reviews*, 13(6-7), 1372-1382.
- [8] Tapia, A., Tapia, G., Ostolaza, J. X., & Saenz, J. R. (2003). Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator. *IEEE Transactions on energy conversion*, 18(2), 194-204.
- [9] Mittal, R., Sandhu, K. S., & Jain, D. K. (2010). An overview of some important issues related to wind energy conversion system (WECS). *International Journal of Environmental science and development*, 1(4), 351.
- [10] Windpower Monthly (2019). <https://www.windpowermonthly.com>.
- [11] Londero, R. R., Vieira, J. P. A., & Affonso, C. D. M. (2012). Comparative analysis of DFIG based wind farms control mode on long-term voltage stability. *Advances in Wind Power*.
- [12] Rashid, G., & Ali, M. H. (2014). A modified bridge-type fault current limiter for fault ride-through capacity enhancement of fixed speed wind generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29(2), 527-534.

- [13] Altun, H., & Sünter, S. (2013). Modeling, simulation and control of wind turbine driven doubly-fed induction generator with matrix converter on the rotor side. *Electrical Engineering*, 95(2), 157-170.
- [14] Lee, J. H., Jeong, J. K., Han, B. M., Choi, N. S., & Cha, H. J. (2010). DFIG wind power system with a DDPWM controlled matrix converter. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 5(2), 299-306.
- [15] 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 wind-energy generation. *IEE Proceedings-Electric power applications*, 143(3), 231-241.
- [16] Pena, R., Clare, J. C., & Asher, G. M. (1996). A 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.
- [17] Akagi, H., & Sato, H. (2002). Control and performance of a doubly-fed induction machine intended for a flywheel energy storage system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(1), 109-116.
- [18] Holmes, P. G., & Elsonbaty, N. A. (1984, March). Cycloconverter-excited divided-winding doubly-fed machine as a wind-power converter. In *IEE Proceedings B-Electric Power Applications* (Vol. 131, No. 2, pp. 61-69). IET.
- [19] Tapia, A., Tapia, G., Ostolaza, J. X., & Saenz, J. R. (2003). Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator. *IEEE Transactions on energy conversion*, 18(2), 194-204.
- [20] Xu, L. (2008). Coordinated control of DFIG's rotor and grid side converters during network unbalance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(3), 1041-1049.
- [21] Luszczyk, T., & Iwanski, G. (2013, March). Comparison of decoupling structures in a rotor current control of doubly fed induction generator. In *2013 Eighth International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)* (pp. 1-5). IEEE.
- [22] Özsoy, E. E., Golubovic, E., Sabanovic, A., Bogosyan, S., & Gökaşan, M. (2016). Modeling and control of a doubly fed induction generator with a disturbance observer: a stator voltage oriented approach. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 24(3), 961-972.
- [23] Noguchi, T., Tomiki, H., Kondo, S., & Takahashi, I. (1998). Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. *IEEE transactions on industry applications*, 34(3), 473-479.
- [24] Yao, X. J., Liu, S., Wang, X. D., Guo, C. C., Xing, Z. X., & Jiang, H. L. (2009, August). Doubly-fed induction generator control for variable-speed wind power generation system. In *2009 International Conference on Mechatronics and Automation* (pp. 855-859). IEEE.
- [25] Ning, J., Gao, W., & Ojo, J. (2008, September). Decoupled control of doubly fed induction generator for wind power system. In *2008 40th North American Power Symposium* (pp. 1-6). IEEE.

- [26] Nait-Kaci, B., Doumbia, M. L., Agbossou, K., & Yousif, A. (2009, May). Active and reactive power control of a doubly fed induction generator for wind applications. In IEEE EUROCON 2009 (pp. 2034-2039). IEEE.
- [27] Abo-Khalil, A. G., Lee, D. C., & Lee, S. H. (2006, August). Grid connection of doubly-fed induction generators in wind energy conversion system. In 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference (Vol. 3, pp. 1-5). IEEE.
- [28] Jinshuai, F., & Fangzong, W. (2013, December). Active control scheme for reactive generation of Doubly Fed induction generator. In 2013 2nd International Symposium on Instrumentation and Measurement, Sensor Network and Automation (IMSNA) (pp. 1059-1063). IEEE.
- [29] John, I., & Jayanand, B. (2015, December). Voltage control and maximum power tracking of DFIG based wind power generator. In 2015 International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC) (pp. 1-6). IEEE.
- [30] Tanvir, A. A., Merabet, A., & Beguenane, R. (2015). Real-time control of active and reactive power for doubly fed induction generator (DFIG)-based wind energy conversion system. *Energies*, 8(9), 10389-10408.
- [31] Chowdhury, B. H., & Chellapilla, S. (2006). Double-fed induction generator control for variable speed wind power generation. *Electric power systems research*, 76(9-10), 786-800.
- [32] 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 wind-energy generation. *IEE Proceedings-Electric power applications*, 143(3), 231-241.
- [33] Muller, S., Deicke, M., & De Doncker, R. W. (2002). Doubly fed induction generator systems for wind turbines. *IEEE Industry applications magazine*, 8(3), 26-33.
- [34] Bourdoulis, M. K., & Alexandridis, A. T. (2013, July). Nonlinear stability analysis of DFIG wind generators in voltage oriented control operation. In 2013 European Control Conference (ECC) (pp. 484-489). IEEE.
- [35] Samina, T., Ramalyer, S., & Beevi, A. B. (2017, August). Dynamic behavior of wind driven doubly fed induction generator with rotor side control for wind power application. In 2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS) (pp. 2470-2475). IEEE.
- [36] Kumhar, A. R. (2018, May). Vector Control Strategy to Control Active and Reactive Power of Doubly Fed Induction Generator Based Wind Energy Conversion System. In 2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI) (pp. 1-9). IEEE.
- [37] Seman, S., Niiranen, J., & Arkkio, A. (2006). Ride-through analysis of doubly fed induction wind-power generator under unsymmetrical network disturbance. *IEEE Transactions on Power Systems*, 21(4), 1782-1789.
- [38] Bakouri, A., Mahmoudi, H., Barara, M., Abbou, A., Bennassar, A., & Moutchou, M. (2015, December). A complete control strategy of DFIG connected to the grid for wind energy conversion systems. In 2015 3rd International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC) (pp. 1-6). IEEE.

- [39] Mirecki, A., Roboam, X., & Richardeau, F. (2004, May). Comparative study of maximum power strategy in wind turbines. In 2004 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Vol. 2, pp. 993-998). IEEE.
- [40] González, L. G., Figueres, E., Garcerá, G., & Carranza, O. (2009, April). Dynamic response analysis of small wind energy conversion systems (WECS) operating with torque control versus speed control. In Proc. ICREPQ (pp. 1-5).
- [41] Xie, Z., Zhang, C. W., Zhang, X., Yang, S. Y., & Cao, R. X. (2007, May). Study on the rotor convertor of doubly fed induction generator used in wind turbine system. In 2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (pp. 2594-2598). IEEE.
- [42] Kadri, A., Marzougui, H., & Bacha, F. (2016, December). MPPT control methods in wind energy conversion system using DFIG. In 2016 4th International Conference on Control Engineering & Information Technology (CEIT) (pp. 1-6). IEEE.
- [43] Tremblay, E., Atayde, S., & Chandra, A. (2011). Comparative study of control strategies for the doubly fed induction generator in wind energy conversion systems: A DSP-based implementation approach. *IEEE Transactions on sustainable energy*, 2(3), 288-299.
- [44] Datta, R., & Ranganathan, V. T. (2001). Direct power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 16(3), 390-399.
- [45] Dekhane, A., Lekhchine, S., Bahi, T., Ghodelbourg, S., & Merabet, H. (2012, March). DFIG modeling and control in a wind energy conversion system. In 2012 First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology (pp. 287-292). IEEE.
- [46] Loucif, M., & Boumediene, A. (2015, May). Modeling and direct power control for a DFIG under wind speed variation. In 2015 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology (CEIT) (pp. 1-6). IEEE.
- [47] Tremblay, E., Chandra, A., Lagace, P. J., & Gagnon, R. (2006, July). Study of grid-side converter control for grid-connected DFIG wind turbines under unbalanced load condition. In 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Vol. 2, pp. 1619-1624). IEEE.
- [48] Pannell, G., Atkinson, D., Kemsley, R., Holdsworth, L., Taylor, P., & Moja, O. (2005, June). DFIG control performance under fault conditions for offshore wind applications. In CIRED 2005-18th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (pp. 1-5). IET.
- [49] Yikang, H., Jiabing, H., & Rende, Z. (2005, September). Modeling and control of wind-turbine used DFIG under network fault conditions. In 2005 International Conference on Electrical Machines and Systems (Vol. 2, pp. 986-991). IEEE.
- [50] Vegunta, S. C., Anaya-Lara, O., Milanovic, J. V., & Jenkins, N. (2006, April). Sensitivity of active front-end ASDs and DFIGs to voltage sags and short interruptions. In 2006 3rd IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives-PEMD 2006 (pp. 637-641). IET.

- [51] El Moursi, M., Abbey, C., & Joos, G. (2006, June). Optimal tracking secondary voltage control for the DFIG wind turbines. In 2006 IEEE Power Engineering Society General Meeting (pp. 6-pp). IEEE.
- [52] Kretschmann, J., Wrede, H., Mueller-Engelhardt, S., & Erlich, I. (2006, November). Enhanced reduced order model of wind turbines with DFIG for power system stability studies. In 2006 IEEE International Power and Energy Conference (pp. 303-311). IEEE.
- [53] Yuan, G., Chai, J., & Li, Y. (2004, August). Vector control and synchronization of doubly fed induction wind generator system. In The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. (Vol. 2, pp. 886-890). IEEE.
- [54] Okedu, K. E., Muyeen, S. M., Takahashi, R., & Tamura, J. (2010, October). Comparative study between two protection schemes for DFIG-based wind generator. In 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems (pp. 62-67). IEEE.
- [55] Guo, J. H., Zhang, L. H., & Cai, X. (2010). Response and protection of DFIG system under three-phase short circuit fault of grid. *Power System Protection and Control*, 38(6), 40-44.
- [56] Pena, R., Cardenas, R., Escobar, E., Clare, J., & Wheeler, P. (2007). Control system for unbalanced operation of stand-alone doubly fed induction generators. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 22(2), 544-545.
- [57] Camara, M. S., Camara, M. B., Dakyo, B., & Gualous, H. (2013, September). Modeling and Control of the Offshore wind energy system based on 5MW DFIG connected to grid. In 2013 Africon (pp. 1-5). IEEE.
- [58] David, N., & Aliprantis, D. C. (2013, May). DFIG with grid-connected rotor for wind energy conversion system. In 2013 International Electric Machines & Drives Conference (pp.125-130).IEEE.
- [59] Alhato, M. M., & Bouallègue, S. (2019). Direct power control optimization for doubly fed induction generator based wind turbine systems. *Mathematical and Computational Applications*, 24(3), 77.
- [60] Rached, B., Elharoussi, M., & Abdelmounim, E. (2019, April). Fuzzy logic control for wind energy conversion system based on DFIG. In 2019 International conference on wireless technologies, embedded and intelligent systems (WITS) (pp. 1-6). IEEE.
- [61] Rocha-Osorio, C. M., Solís-Chaves, J. S., Casella, I. R., Capovilla, C. E., Puma, J. A., & Sguarezi Filho, A. J. (2017). GPRS/EGPRS standards applied to DTC of a DFIG using fuzzy–PI controllers. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 93, 365-373.
- [62] Fdaili, M., Essadki, A., Kharchouf, I., & Nasser, T. (2019, April). An overall modeling of wind turbine systems based on DFIG using conventional sliding mode and second-order sliding mode controllers. In 2019 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS) (pp. 1-6). IEEE.
- [63] Adjoudj, M., Abid, M., Aissaoui, A., & Bounoua, H. (2011). Sliding mode control of a doubly fed induction generator for wind turbines.

- [64] Djeriri, Y. (2020). Robust second order sliding mode control of doubly-fed induction generator For wind energy conversion system. *Acta Electrotechnica et Informatica*, 20(3), 30-38.
- [65] Petersson, A., Harnefors, L. & Thiringer, T. (2004). Comparision between stator-flux and grid-flux-oriented rotor current control of doubly-fed induction generators. *Proceedings 35th Power Electronics Specialist Conference*, Vol. 1, Aachen, Germany, 20–25 June 2004, pp. 482–486.
- [66] Levant, A. (1993) Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 58(6),1247-1263.
- [67] Bartolini, G., Ferrara, A., & Usai, E. (1998). Chattering avoidance by second-order sliding mode control. *IEEE Transactions of Automatic Control*, 43(2),241-246.
- [68] Rashed, M., Goh, K.B., Dunnigan, M.W., MacConnell, P.F.A., Stronach, A.F., & Williams, B.W. (2005). Sensorless second-order sliding-mode speed control of a voltage-fed induction motor drive using nonlinear state feedback. *IEE Proc Electr Power Appl.*, 152(5), 1127-1136.
- [69] Wiam, A., & Ali, H. (2019). Direct torque control-based power factor control of a DFIG. *Energy Procedia*, 162, 296-305.
- [70] DJERIRI, Y., MEROUFEL, A., MASSOUM, A., & BOUDJEMA, Z. (2014). A comparative study between field oriented control strategy and direct power control strategy for DFIG. *Journal of Electrical Engineering*, 14(2), 9-9.
- [71] Allam, M., Djeriri ,Y., Mesai Ahmed, H., MASSOUM, A., & Dehiba, I. (2019). Sliding mode control of a doubly fed induction generator for wind energy conversion systems, *ISTSID'19*.

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Gufran NURETTİN

Yabancı Dil : İngilizce

Eğitim Durumu:

Lisans : Halep Üniversitesi,
Elektrik - Elektronik Mühendisliği 2012.

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl/Yıllar :

Yayınları:

Nurettin, G., & Sevinç, A. (2021). Performance study and analysis between vector control and direct power control for DFIG based wind energy system. International Journal of Energetica, 6, 2, 13-20.