FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRLERİN PERFORMANS ANALİZİ VE KONTROLÜ

OMRAN ALABEDALKHAMIS

EKİM 2023
DİYARBAKIR

DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRLERİN PERFORMANS ANALİZİ VE KONTROLÜ

OMRAN ALABEDALKHAMIS

DİCLE ÜNİVERSİTESİ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM-ÖĞRETİM VE SINAV YÖNETMELİĞİNİN BİR PARÇASI OLARAK
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALINDA
DOKTORA TEZİ
OLARAK HAZIRLANMIŞTIR

EKİM 2023
DİYARBAKIR

FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRLERİN PERFORMANS ANALİZİ VE KONTROLÜ

Omran ALABEDALKHAMIS tarafından Dicle Üniversitesi Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliği'nin bir parçası olarak hazırlanan bu çalışma, aşağıda bilgileri yazılı jüri üyeleri tarafından değerlendirilerek **Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı**'nda **Doktora Tezi** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Neslihan DALKILIÇ _____
Müdür, **Fen Bilimleri Enstitüsü**

Prof. Dr. Bilal GÜMÜŞ _____
Danışman, **Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Dicle Üniversitesi**

Sınav Jürisi:

Prof. Dr. Sabir RÜSTEMLİ**(*)** _____
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Bitlis Eren Üniversitesi

Prof. Dr. Bilal GÜMÜŞ**(**)** _____
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Dicle Üniversitesi

Prof. Dr. İbrahim KAYA _____
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Dicle Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Musa YILMAZ _____
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Batman Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi M. Emin ASKER _____
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Dicle Üniversitesi

ONAY

Savunma Tarihi: 06 / 10 / 2023

(*) Sınav Jürisi kısmının birinci satırına Jüri Başkanının bilgilerini yazınız.
(**) Sınav Jürisi kısmının ikinci satırına Tez Danışmanının bilgilerini yazınız

Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırlanan bu tez çalışmasında yer alan tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu beyan ederim. Ayrıca, bahse konu bu kural ve ilkelerin gerektirdiği üzere, bu çalışmada özgün olmayan tüm bilimsel içerikleri kurallara uygun biçimde alıntılayıp kaynak gösterdiğimi beyan ederim. Beyanımla çelişen herhangi bir delil bulunduğu takdirde tüm sorumluluğu üstleneceğimi kabul ederim.

Ad, Soyad: Omran ALABEDALKHAMIS

İmza: …….……

TEŞEKKÜR

Bu alçakgönüllü işi bitirdikten sonra bize öğretmede cimrilik yapmadan bilgisinden ve tecrübesinden eksik bırakmayan, bize öğreten ve bu projeyi en iyi şekilde bitirmekte yardımcı olan değerli öğretim üyeleri Prof. Dr. Bilal Gümüş, Prof. Dr. İbrahim Kaya, Dr. Öğr. Üyesi Musa Yılmaz, Dr. Öğr. Üyesi M. Emin ASKER, Prof. Dr. Sabir RÜSTEMLİ ve Dr. Öğr. Üyesi M. Ali Arserim'e teşekkür ediyorum Ayrıca, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümündeki öğretim elemanlarına ve jüriye teşekkürlerimi sunuyorum. Ayrıca, Yüce fedakârlığına… Vermekte cömert olan… Sevgisinde ve sadakatliğinde yüce olan Sevgili babama.

Kendi pınar şefkatliğinin karşısında yeryüzündeki pınarları soldurur ve bütün dünya onun yüce sabrının karşısında eğilir. Damarımın nabzına ve ruhumun sığınağına. Şefkatli anneme.

İlmin ve hakkın nurunu taşıyanlara, yeni nesil için hayatın yolunu çizenlere. Yeni nesil için kendinde olan her şeyi adıyanlara. Değerli öğretmenlerime.

Zorluk döneminde seslencim, içimde istek ve umut ruhunu, sözünü barındıran, Hayatımdaki her anımı benimle olup ve paylaşan, seneler boyunca zorluklara rağmen dayanan, o kadar süre sabreden, kendi darlığında bile yanımda olan. Sevgili eşime.

Hayatımın bahçesinde en güzel çiçeklerim, gökyüzündeki en parlayan yıldızlarım, her anımda özlem duyduklarım, Sevgili çocuklarım, Hala, Ömer, Musab'a.

Başarımda büyük bir etkisi olan, yolumda bana destek çıkan zorluğumda yanımda olan. Rahmetli abime.

Çocukluğumuzun en zorlu ve sıkıntılı dönemlerini beraber yaşadığım, kalbim size karşı olan sevgi ve saygısıyla dolu olan. Sevgili kardeşlerime.

Başarımda beni gözleyemlenler, uykusuz gecelerimde benimle uykusuz kalanlar, sevincimde sevinenler. Değerli akrabalarıma.

Hayatımın en güzel anılarını beraber yaşadıklarım, ayrı kaldığımızda özlem duyduklarım, onları nekadar teşekkür etsem az. Değerli Arkadaşlarıma.

Öğrencilik yıllarımda benimle beraber olanlar, gurbet döneminde yanımda olanlar, gurbet sürecinde ailem gibi olanlar. Değerli Öğrencilerime.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR v
İÇİNDEKİLER vi
ŞEKİLLER LİSTESİ ix
TABLOLAR LİSTESİ xv
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ xvi
ÖZET xxi
ABSTRACT xxii
1. GİRİŞ 1
1.1 Tezin Amacı 1
1.2 Tezin Katkısı 2
1.3 Tezin Yapısı 3
2. KAYNAK ÖZETLERİ 5
2.1 Değişken Hız Sisteminde Çift Beslemeli Asenkron Generatör 5
2.2 FÇBAG Kontrol Yöntemleri 6
3. RÜZGAR ENERJİ SİSTEMLERİ VE FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRÜN KONTROLÜ 16
3.1 Rüzgar Uygulamaları İçin En Popüler Generatör Topolojileri 16
3.1.1 Sincap kafesli asenkron generatörler 16
3.1.2 Çift beslemeli asenkron generatörler 18
3.1.3 Senkron ve sürekli mıknatıslı senkron generatörler 20
3.2 Rüzgar Enerji Sistemlerinin Kontrol Prensipleri 21
3.2.1 Değişken hızlı rüzgar türbininin kontrolü 21
3.3 Rüzgar Enerji Sistemlerinde Asenkron Generatörlerin Kontrolü 26
3.4 FÇBAG İçin Güç Dönüştürücüleri ve Kontrolü 28
3.5 Şebeke Tarafı Güç Dönüştürücüsü 28
3.5.1 Şebeke senkronizasyonu 31

3.6 DA Bağlantı Barası 32
3.7 Rotor Tarafı Güç Dönüştürücüsü 33
3.8 FÇBAG Sisteminin Devreye Alınma Süreci(Başlatma Modu)..... 35
3.8.1 Başlangıç modunda rotor tarafı güç dönüştürücüsü..... 36
3.8.2 Güç kontrol modunda rotor tarafı güç dönüştürücüsü 37
3.8.3 Hız kontrol modunda rotor tarafı güç dönüştürücüsü 38
3.8.4 Kontrol modu değiştirilmesi 39
4. FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRLER VE MATEMATİKSEL MODELİ 41
4.1 FÇBAG'ın Temel Yapısı 41
4.2 FÇBAG Eşdeğer Devre Analizi 43
4.3 FÇBAG'nin Matematiksel Modeli. 45
5. FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRÜN KONTROLÜ 53
5.1 FÇBAG'nin Vektör Kontrolü 53
5.2 FÇBAG'nin Şebeke Tarafı Güç Dönüştürücüsünün Vektör Kontrolü 62
5.3 FÇBAG'nin Rotor Tarafı Güç Dönüştürücüsünün Vektör Kontrolü 67
5.4 Fırçasız Çift Beslemeli Asenkron Generatör İçin Model Öngörülü Kontrol 68
5.4.1 Durum uzay modeli..... 70
5.4.2 Durum tahmini 74
5.4.3 Optimizasyon 76
6. FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRÜN KONTROLÜNÜN MATLAB/SİMULİNK BENZETİMİ 80
6.1 AA/DA/AA Güç Dönüştürücüsü Kullanarak FÇBAG'nin Vektör Kontrolü . 80
7. ARAŞTIRMA BULGULARI 85
7.1 Klasik Kontrolör Kullanılarak Yapılan Rotor ve Şebeke Tarafı Vektör Kontrol İçin Simülasyon Sonuçları 85

7.2 Parametre Değişiminin Klasik Kontrolör Üzerindeki Etkileri 95
7.2.1 Stator ve rotor direncinin artımının klasik kontrolörün performansı üzerindeki etkisi 95
7.2.2 Stator ve rotor endüktansının artımının klasik kontrolörün performansı üzerindeki etkisi 103
7.2.3 Stator ve rotor direncinin ve endüktansının artımının klasik kontrolörün performansı üzerindeki etkisi 110
7.3 FÇBAG'nin Rotor Tarafı Vektör Kontrolünde SSMPC Kullanılarak Elde Edilen Simülasyon Sonuçları 118
7.4 FÇBAG'nin Rotor Tarafı Vektör Kontrolünde TFMPC Kullanılması İle Elde Edilen Simülasyon Sonuçları 118
7.4.1 Parametre değişiminin TFMPC üzerindeki etkisi 122
8. SONUÇLAR 124
KAYNAKLAR 127
ÖZGEÇMİŞ 133

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 Rüzgar enerjisi üretimi için FÇBAG'ün konfigürasyonu[8] 5
Şekil 2.2 FÇBAG için doğrudan gerilim kontrolü [15] 7
Şekil 2.3 FÇBAG için MPPC'nin kontrol yapısı[16] 8
Şekil 2.4 FÇBAG için MPPC'nin kontrol şeması [17] 9
Şekil 2.5 FÇBAG için FS-MPPC'nin kontrol yapısı[18] 10
Şekil 2.6 Şebeke senkronizasyon işlemi için MPVPC şemasının ve şebekeye bağlı çalışma için MPPC'nin kontrol konfigürasyonu[19] 11
Şekil 2.7 FÇBAG için bir FCS-MPC diyagramı[21] 12
Şekil 2.8 ÇBAG için MPC diyagramı[23] 13
Şekil 2.9 FKÇBAG için MPVC diyagramı[24] 14
Şekil 2.10 ÇBAG için doğrudan güç kontrolü diyagramı[25] 14
Şekil 3.1 Dolaylı şebeke bağlantılı sincap kafesli asenkron generatör[27] 17
Şekil 3.2 ÇBAG rüzgar türbinleri [26] 19
Şekil 3.3 Pitch ayarlı değişken hızjı rüzgar türbini kontrol şeması [37] 22
Şekil 3.4 Dört hız bölgesine dayalı rüzgar türbini kontrol stratejisi [37] 23
Şekil 3.5 Rüzgar türbininin güç ve tork eğrileri [37] 25
Şekil 3.6 Türbinin 1. Ve 3. Bölgeleri kontrol şemaları [37] 25
Şekil 3.7 Türbinin 4. bölgesinde güç kontrolü [37] 26
Şekil 3.8 Asenkron makina kontrol yöntemlerinin genel sınıflandırması [26] 27
Şekil 3.9 FÇBAG rüzgar enerjisi sisteminde ŞTD'nin aktif güç akışı[40] 29
Şekil 3.10 Basitleştirilmiş dönüştürücü, filtre ve şebeke modeli [39] 30
Şekil 3.11 FKD'nin şematik diyagramı [40] 31
Şekil 3.12 DA bağlantı sistemi[39] 32
Şekil 3.13 Makinede rotoru besleyen rotor tarafı dönüştürücü ve dv/dt filtre[39]. 33
Şekil 3.14 Dönüştürücünün çıkışındaki dv/dt filtresi[39] 34
Şekil 3.15 Makine terminallerindeki empedansları birleştirmek için olası filtreler[39] 34
Şekil 3.16 Dönüştürücünün çıkışındaki dv/dt filtresi[39] 35

Şekil 3.17 FÇBAG sisteminin başlatma süreci: (a) ŞTD, DA-bara voltajı oluşturur; (b) RTD başlatma modunda çalışır; (c) stator kesici kapalı, RTD güç kontrolü veya hız kontrol modunda çalışıyor[40] 36
Şekil 3.18 Güç kontrol modunda FÇBAG sisteminin şematik diyagramı[40] 38
Şekil 3.19 FÇBAG'nin hız kontrol bölgeleri:(a) rüzgar hızına karşı türbin hızı;(b) rüzgar hızına karşı mekanik güç[40] 39
Şekil 4.1 FÇBAG bağlantısı sistemi[26] 42
Şekil 4.2 FÇBAG d_q dönüşümü [26] 44
Şekil 4.3 Güç sargısının d_q eşdeğer devreleri [47] 45
Şekil 4.4 FÇBAG için d_q kontrol makinesinin eşdeğer devreleri [26] 48
Şekil 4.5 FÇBAG'nin eşdeğer devresi [26] 51
Şekil 4.6 FÇBAG'nin d_q eşdeğer devreleri [26] 51
Şekil 5.1 Sincap kafesli makinenin vektör kontrolü ile FÇBAG arasındaki karşılaştırma [39] 54
Şekil 5.2 Akım referansların hesaplanması [39] 55
Şekil 5.3 Harici güç döngüleri dahil referans hesaplama [39] 56
Şekil 5.4 Park dönüşümleri için açıların hesaplanması [39] 57
Şekil 5.5 FÇBAG'in eşdeğer devresi [39] 58
Şekil 5.6 Akım kontrol döngüsünün tesisi [39] 59
Şekil 5.7 Çapraz terimlerin ileri beslemeli kompanzasyonu ile akım kontrol döngüsü [39] 60
Şekil 5.8 Referans çerçeve yönü[39] 61
Şekil 5.9 Şebeke tarafı sistem kontrolü [39] 62
Şekil 5.10 Şebeke gerilimine esaslı vektör kontrolü (ŞGEVK) blok şeması[39] 64
Şekil 5.11 Klasik FKD yapı blok şeması [39] 65
Şekil 5.12 FÇBAG'in şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrolü 66
Şekil 5.13 Stator akı alanı vektörü ile hizalanmış senkronize dönen dq referans çerçevesi[37] 68
Şekil 5.14 MPC'nin blok diyagramı 69
Şekil 5.15 Model Öngörülü Kontrol algoritması için akış şeması 78
Şekil 5.16 FÇBAG'in rotor tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrolü 79
Şekil 6.1 FÇBAG için Matlab/simulink ile geliştirilen simülasyonun güç ve kontrol kısmı blokları 81

Şekil 6.2 FÇBAG için Matlab/simulink te geliştirilen şebeke tarafı dönüştürücüsü bloğu 83
Şekil 6.3 FÇBAG için Matlab/simulink te geliştirilen rotor tarafı dönüştürücüsü bloğu 84
Şekil 7.1 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde hızın ölçülen ve referans değerinin değişimi 86
Şekil 7.2 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde momentin ölçülen ve referans değerinin değişimi 87
Şekil 7.3 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Id_r - Id_{rref} akımlarının değişimi 87
Şekil 7.4 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Iq_r - Iq_{rref} akımlarının değişimi 88
Şekil 7.5 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Vd_r gerilimlerinin değişimi 88
Şekil 7.6 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Vq_r gerilimlerinin değişimi 89
Şekil 7.7 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde V_s stator gerilimin değişimi.. 89
Şekil 7.8 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde Is stator akımın değişimi 90
Şekil 7.9 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde I_r rotor akımın değişimi 90
Şekil 7.10 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde V_{bus} - V_{busref} gerilimlerinin değişimi 91
Şekil 7.11 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde stator d eksen akımı Id_g - Id_{gref} 'nin değişimi 92
Şekil 7.12 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde stator q eksen akımı Iq_g - Iq_{gref} 'nun değişimi 92
Şekil 7.13 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde stator q eksen gerilimi Vd_g'nin değişimi 93
Şekil 7.14 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde stator q eksen gerilimi Vq_g 'nun değişimi 93
Şekil 7.15 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde Q_g 'nun değişimi..... 94
Şekil 7.16 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde I_g 'nun değişimi 94
Şekil 7.17 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının hız üzerindeki etkisi 96

Şekil 7.18 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının moment üzerindeki etkisi 96
Şekil 7.19 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Id_r üzerindeki etkisi 97
Şekil 7.20 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Iq_r üzerindeki etkisi 97
Şekil 7.21 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Vd_r üzerindeki etkisi 98
Şekil 7.22 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Vq_r üzerindeki etkisi 98
Şekil 7.23 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının I_s üzerindeki etkisi 99
Şekil 7.24 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının I_r üzerindeki etkisi 99
Şekil 7.25 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının V_{bus} üzerindeki etkisi 100
Şekil 7.26 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Id_g üzerindeki etkisi 100
Şekil 7.27 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Iq_g üzerindeki etkisi 101
Şekil 7.28 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Vd_g üzerindeki etkisi 101
Şekil 7.29 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Vq_g üzerindeki etkisi 102
Şekil 7.30 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının I_g üzerindeki etkisi 102
Şekil 7.31 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının hız üzerindeki etkisi 103
Şekil 7.32 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının moment üzerindeki etkisi 104
Şekil 7.33 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Id_r üzerindeki etkisi 104

Şekil 7.34 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Iq_r üzerindeki etkisi 105
Şekil 7.35 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Vd_r üzerindeki etkisi 105
Şekil 7.36 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Vq_r üzerindeki etkisi 106
Şekil 7.37 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının I_s üzerindeki etkisi 106
Şekil 7.38 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının I_r üzerindeki etkisi 107
Şekil 7.39 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının V_{bus} üzerindeki etkisi 107
Şekil 7.40 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Id_g üzerindeki etkisi 108
Şekil 7.41 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Iq_g üzerindeki etkisi 108
Şekil 7.42 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Vd_g üzerindeki etkisi 109
Şekil 7.43 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Vq_g üzerindeki etkisi 109
Şekil 7.44 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının I_g üzerindeki etkisi 110
Şekil 7.45 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının hız üzerindeki etkisi 111
Şekil 7.46 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının moment üzerindeki etkisi 111
Şekil 7.47 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Id_r üzerindeki etkisi 112
Şekil 7.48 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Iq_r üzerindeki etkisi 112
Şekil 7.49 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vd_r üzerindeki etkisi 113

Şekil 7.50 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vq_r üzerindeki etkisi 113
Şekil 7.51 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının I_s üzerindeki etkisi 114
Şekil 7.52 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının I_r üzerindeki etkisi 114
Şekil 7.53 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının V_{bus} üzerindeki etkisi 115
Şekil 7.54 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Id_g üzerindeki etkisi 115
Şekil 7.55 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Iq_g üzerindeki etkisi 116
Şekil 7.56 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vd_g üzerindeki etkisi 116
Şekil 7.57 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vq_g üzerindeki etkisi 117
Şekil 7.58 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının I_g üzerindeki etkisi 117
Şekil 7.59 Simülasyonda kullanılan stator gerilimi V_s'nin zamanla değişimi 119
Şekil 7.60 Durum uzayı (SSMPC) ve transfer fonksiyonu (TFMPC) tabanlı model öngörülü kontrol sistemi için Iq_r akımının simülasyon sonuçları 120
Şekil 7.61 Durum uzayı (SSMPC) ve transfer fonksiyonu (TFMPC) tabanlı model öngörülü kontrol sistemi için Id_r akımının simülasyon sonuçları 120
Şekil 7.62 Durum uzayı (SSMPC) ve transfer fonksiyonu (TFMPC) modeli öngörülü kontrolü için moment simülasyon sonuçları 121
Şekil 7.63 FÇBAG direnç ve endüktans değerlerinin birlikte artmasının durumunda model öngörülü kontrol sistemi için Iq_r akımının simülasyon sonuçları 122
Şekil 7.64 FÇBAG direnç ve endüktans değerlerinin birlikte artmasının durumunda model öngörülü kontrol sistemi için Id_r akımının simülasyon sonuçları 123
Şekil 7.65 FÇBAG direnç ve endüktans değerlerinin birlikte artmasının durumunda model öngörülü kontrol sistemi için moment akımının simülasyon sonuçları 123

TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 6.1 Modelde kullanılan FÇBAG'nin parametreleri 82

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

Simge	Açıklama
E_{rotor}	Rotor emk
E_{stator}	Stator emk
N_{rotor}	Rotor sargı sayısı
N_{stator}	Stator sargı sayısı
S	Kayma
ω_r , ω_{sync} , ω_s	Rotor, senkron, stator açısal hızı
θ_r , θ_o	Rotor, stator konumu
P_{rotor}, $P_{hava\ aralığı}$	Rotor, hava aralığı gücü
f	Frekans
p	Kutup çifti sayısı
U_o	Dış stator gerilimi
U_i	İç stator gerilimi
I_i	İç stator akımı
p_o, p_i	Dış, İç stator Kutup çifti sayısı
V_{sp}, I_{sp}	Stator tarafı güç sargısı gerilimi, akımı
V_{sc}, I_{sc}	Stator tarafı kontrol sargısı gerilimi, akımı
V_{rp}, I_{rp}	Rotor tarafı güç sargısı gerilimi, akımı
V_{rc}, I_{rc}	Rotor tarafı kontrol sargısı gerilimi, akımı
P_{sp}, Q_{sp}	Stator tarafı güç sargısı aktif, reaktif gücü
ψ_{sp} , ψ_{sc}	Stator tarafı Güç ve kontrol sargısı akısı
Ψ_{rp} , ψ_{rc}	Rotor tarafı Güç ve kontrol sargısı akısı
θ_s	Şebeke faz açısı
V_{bus}	Bara gerilimi
$C_{p\text{-}max}$	Maksimum güç katsayısı
f_p, f_c	Güç ve kontrol sargısı frekansı
ω_p , ω_c	Güç ve kontrol sargısı açısal hızı
θ_p , θ_c	Güç ve kontrol sargısı mekanik açısal hızı

p_p, p_c	Güç ve kontrol sargısı kutup çifti sayısı
V_r, I_r , ψ_r	Rotor tarafı gerilimi, akımı, akısı
ω_m , θ_m	Mil elektriksel, mekanik açısal hızı
Vd_{rp}	Güç sargısı için rotor tarafı d ekseninde gerilim
Vq_{rp}	Güç sargısı için rotor tarafı q ekseninde gerilim
Vd_{sp}	Güç sargısı için stator tarafı d ekseninde gerilim
Vq_{sp}	Güç sargısı için stator tarafı q ekseninde gerilim
Id_{rp}	Güç sargısı için rotor tarafı d ekseninde akım
Iq_{rp}	Güç sargısı için rotor tarafı q ekseninde akım
Id_{sp}	Güç sargısı için stator tarafı d ekseninde akım
Iq_{sp}	Güç sargısı için stator tarafı q ekseninde akım
L_{rp}	Güç sargısı için rotor tarafı öz indüktansı
L_{sp}	Güç sargısı için stator tarafı öz indüktansı
L_{mp}	Güç sargısı için ortak indüktansı
R_{rp}	Güç sargısı için rotor tarafı direnci
R_{sp}	Güç sargısı için stator tarafı direnci
ψq_{rp}	Güç sargısı için rotor tarafı q ekseninde akı
ψq_{sp}	Güç sargısı için stator tarafı q ekseninde akı
ψd_{rp}	Güç sargısı için rotor tarafı d ekseninde akı
ψd_{sp}	Güç sargısı için stator tarafı d ekseninde akı
T_e, T_p, T_c	Elektrik, güç sargısı, kontrol sargısı momenti
Vd_{rc}	Kontrol sargısı için rotor tarafı d ekseninde gerilim
Vq_{rc}	Kontrol sargısı için rotor tarafı q ekseninde gerilim
Vd_{sc}	Kontrol sargısı için stator tarafı d ekseninde gerilim
Vq_{sc}	Kontrol sargısı için stator tarafı q ekseninde gerilim
Id_{rc}	Kontrol sargısı için rotor tarafı d ekseninde akım
Iq_{rc}	Kontrol sargısı için rotor tarafı q ekseninde akım
Id_{sc}	Kontrol sargısı için stator tarafı d ekseninde akım
Iq_{sc}	Kontrol sargısı için stator tarafı q ekseninde akım
L_{rc}	Kontrol sargısı için rotor tarafı öz indüktansı
L_{sc}	Kontrol sargısı için stator tarafı öz indüktansı
L_{mc}	Kontrol sargısı için ortak indüktansı
R_{rc}	Kontrol sargısı için rotor tarafı direnci

R_{sc}	Kontrol sargısı için stator tarafı direnci
ψq_{rc}	Kontrol sargısı için rotor tarafı q ekseninde akı
ψq_{sc}	Kontrol sargısı için stator tarafı q ekseninde akı
ψd_{rc}	Kontrol sargısı için rotor tarafı d ekseninde akı
ψd_{sc}	Kontrol sargısı için stator tarafı d ekseninde akı
Iq_r	Rotor tarafı q ekseninde akım
Id_r	Rotor tarafı d ekseninde akım
L_r	Rotor tarafı öz indüktansı
R_r	Rotor tarafı direnci
ψq_r	Kontrol sargısı için stator tarafı q ekseninde akı
ψd_r	Kontrol sargısı için rotor tarafı d ekseninde akı
T_l	Yük momenti
B_{fp}, B_{fc}	Güç ve kontrol sargısının sürtünmesi
J_{sp}, J_{sc}	Güç ve kontrol sargisinin atalet momenti
L_s	Stator tarafı öz indüktansı
Iq_s	Stator tarafı q ekseninde akım
Id_s	Stator tarafı d ekseninde akım
L_m	Ortak indüktansı
Ψ_s	Stator tarafı akısı
Vd_s	Stator tarafı d ekseninde gerilim
Vq_s	Stator tarafı q ekseninde gerilim
P_s, Q_s	Stator için aktif, reaktif gücü
V_g	Şebeke gerilimi
P_{mec}, Pg	Mekanik, üretilen aktif gücü
T_{em}	Elektromanyatık momenti
σ	Makinenin kaçak katsayısı
τ	Rotor zaman sabiti
J	Maliyet fonksiyonu
T_s	Örnekleme süresi
*	Referans değeri
α , β	Referans çerçevesi

Kısaltma	Açıklama İngilizce	Açıklama Türkçe
FÇBAG	Brushless Doubly Fed Asynchronous Generator	Fırçasız Çift Beslemeli Asenkron Generatör
MPC	Model Predictive Control	Model Öngörülü Kontrol
TFMPC	Transfer Function Model Predictive Control	Transfer Fonksiyonu Tabanlı Model Öngörülü Kontrol
SSMPC	State Space Model Predictive Control	Durum Uzayı Tabanlı Model Öngörülü Kontrol
AA	Alternative Current	Alternatif Akım
DA	Direct Current	Doğru Akım
MGNT	Maximum Power Point Tracking	Maksimum Güç Noktası Takibi
ÇBAG	Doubly Fed Asynchronous Generator	Çift Beslemeli Asenkron Generatör
THO	Tip Speed Ratio	Türbin Hız Oranı
THO_{opt}	Optimal Tip Speed Ratio	Optimum Türbin Hız Oranı
SMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator	Sürekli Mıknatıslı Senkron Generatör
GS	Power Winding	Güç Sargısı
KS	Control Winding	Kontrol Sargısı
DGK	Direct Voltage Control	Doğrudan Gerilim Kontrolü
DGK	Direct Power Control	Doğrudan Güç Kontrolü
DTK	Direct Torque Control	Doğrudan Tork Kontrolü
DHRT	Variable Speed Wind Turbine	Değişken Hızlı Rüzgar Türbini
MPPC	Model Predictive Power Control	Model Öngörülü Güç Kontrol
RTD	Rotor Side Converter	Rotor Tarafı Dönüştürücüsü
ŞTD	Grid Side Converter	Şebeke Tarafı Dönüştürücüsü
FSMPPC	Finite Set Model Predictive Power Control	Sonlu Küme Model Öngörülü Güç Kontrol
MPVPC	Model Predictive Virtual Power Control	Model Öngörülü Sanal Güç Kontrolü

MOMPC	Multi objective Model Predictive Control	Çok Amaçlı Model Öngörülü Kontrol
GKD	Voltage Source Converter	Gerilim Kaynağı Dönüştürücüsü
THD	Total Harmonic Distortion	Toplam Harmonik Distorsiyonu
FKÇBAG	Brushless Cascade Doubly Fed Asynchronous Generator	Fırçasız Kaskad Çift Beslemeli Asenkron Generatör
MPVC	Model Predictive Voltage Control	Model Öngörülü Gerilim Kontrolü
IGBT	Gate İnsulated Bipolar Transistor	Kapısı Yalıtılmış Bipolar Transistör
RTGD	Rotor Side Power Converter	Rotor Tarafı Güç Dönüştürücüsü
ŞTGD	Grid Side Power Converter	Şebeke Tarafı Güç Dönüştürücüsü
FKD	Phase Locking Loop	Faz Kilitleme Döngüsü
FD	Phase Detector	Faz dedektörü
DF	loop filter	Döngü filtresi
GKO	Voltage Controlled Oscillator	Gerilim Kontrollü Osilatör
DHD	İndirect Speed Controller	Dolaylı Hız Denetleyicisi
DHK	Direct Speed Control	Doğrudan Hız Kontrolü
AEK	Field Oriented Control	Alan Esaslı Kontrol
ŞGEVK	Grid Voltage Oriented Vector Control	Şebeke Gerilimi Esaslı Vektör Kontrol
DVK	Direct Vector Control	Doğrudan Vektör Kontrolü
DVK	Indirect vector control	Dolaylı Vektör Kontrolü
SS	State Space	Durum Uzayı
TF	Transfer Function	Transfer Fonksiyonu

ÖZET

FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRLERİN PERFORMANS ANALİZİ VE KONTROLÜ

Alabedalkhamıs, Omran
Doktora, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Danışman: Prof. Dr. Bilal Gümüş
Ekim 2023, 155 sayfa

Günümüzde rüzgar enerjisi, artan enerji talebi ile giderek daha da önem kazanmaktadır. Rüzgar enerjisinden üretilen enerji miktarı, türbinle birlikte kullanılan generatör tipine bağlıdır. Fırçasız çift beslemeli asenkron generatörler (FÇBAG), avantajlarından dolayı rüzgar türbinleriyle kullanılan generatör türleri arasında, yaygın kullanılanlardan birisidir. Fırçasız çift beslemeli asenkron generatörlerden en iyi şekilde yararlanmak için, kullanılabilecek birçok kontrol yöntemi arasından ideal bir kontrol yöntemi seçilmelidir. Bu çalışmada öncelikle FÇBAG'nin kontrol yöntemleri analiz edilmiş, ardından bu makine için uygun bir kontrol yöntemi olan model öngörülü kontrol yönteminin tasarım yöntemleri karşılaştırılarak en uygun tasarım yöntemi araştırılmıştır. Model öngörülü kontrol (MPC), rüzgar türbinleri için yaygın olarak kullanılan Fırçasız çift beslemeli asenkron generatörler (FÇBAG'ler) için önemli bir kontrol tekniğidir ve kontrol performansı MPC tasarımından etkilenebilir. Bu tez çalışmasında, FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolü için MPC tasarımında transfer fonksiyonu tabanlı model ile durum uzayı tabanlı modelin performansları karşılaştırılmıştır. Bu amaçla, FÇBAG için transfer fonksiyonu tabanlı model öngörülü kontrol (TFMPC) ve durum uzayı tabanlı model öngörülü kontrol (SSMPC) geliştirilmiştir. FÇBAG'in vektör kontrolü, tasarlanan MPC'lere dayalı olarak Matlab/Simulink ortamı kullanılarak simüle edilmiştir. Simülasyon sonuçları, TFMPC'nin SSMPC'den daha iyi sonuçlar ürettiğini göstermiştir. Elde edilen sonuçlar, TFMPC'nin hem dinamik çalışmada hem de kararsız durum çalışmasında etkinliğini ve iyi yanıtını açıkça göstermektedir. TFMPC, güç dalgalanmasını ve harmonikleri azaltarak, FÇBAG tarafından üretilen elektrik gücünün kalitesinde bir iyileşme sağlamıştır. TFMPC ile gerçek değer referans değere yaklaştırılmış ve bu sistemde geçici durumun süresi de azaltılmıştır. Çalışma, MPC'nin parametrelerini hesaplamak için transfer fonksiyonu kullanmanın diğer tasarım modellerinin dezavantajlarını ortadan kaldırabileceğini göstermiştir.

Anahtar Kelimeler: Fırçasız çift beslemeli asenkron generatörler, Model öngörülü kontrol, Durum uzayı, Transfer fonksiyonu

ABSTRACT

PERFORMANCE ANALYSIS AND CONTROL OF BRUSHLESS DOUBLY FED INDUCTION GENERATORS

Alabedalkhamıs, Omran
Ph.D. Thesis in Department of Electrical and Electronics Engineering
Supervisor: Prof. Dr. Bilal Gümüş
October 2023, 155 pages

Nowadays, wind energy is gaining more and more importance with the increasing energy demand. The amount of energy produced from wind energy depends on the type of generator used with the turbine. Brushless doubly fed induction generators are one of the widely used generator type among the electric generator types used with wind turbines due to their advantages. In order to get the most out of brushless doubly fed induction generators, an ideal control method should be used among alot of control methods that can be used. In this study, first of all, the control methods of BDFIG have been analyzed, then the most suitable design method has been searched by comparing the design methods of the model predictive control method, which is a suitable control method for this machine. Model predictive control (MPC) is an important control technique for Brushless doubly-fed induction generators (BDFIGs) which are commonly used for wind turbines, and its control performance can be affected by the MPC design. In this study, the performances of the transfer function based model and the state space based model are compared in MPC design for BDFIG's rotor side control. For this purpose, transfer function based model predictive control (TFMPC) and state space based model predictive control (SSMPC) were developed for BDFIG. The vector control of the BDFIG was simulated using Matlab / Simulink environment based on the designed MPCs. The simulation results have shown that TFMPC produces better results than SSMPC. Additionally, the simulation results clearly show the effectiveness and good response of TFMPC in both dynamic operation and steady-state operation. TFMPC reduces power ripple and decreases harmonics, resulting in an improvement in the quality of the electrical power generated by the BDFIG. The reference value (set point) was brought closer to the set point with TFMPC, and the duration of the transient condition was also reduced in this system. The study demonstrated that using the transfer function to calculate the parameters of the MPC can eliminate the drawbacks of other design models.

Keywords: Brushless doubly-fed induction generators, Model predictive control, Transfer function, State space.

1. GİRİŞ

Yenilenebilir enerji, artan enerji talebi ile giderek daha da önem kazanmaktadır. Günümüzde yenilenebilir enerji, gelecek için temiz ve ucuz bir enerji olarak tercih edilmektedir. Son yirmi yılda, rüzgar enerjisi üretim endüstrisi hızla büyümektedir (yılda %40). Bazı ülkelerde üretilen elektriğin %20'sinden fazlasını yenilenebilir kaynaklardan sağlama amacı bu hızlanmayı artırmıştır. Mekanik enerjiyi, elektrik enerjisine dönüştüren rüzgar enerji sistemlerinin etkinliği, rüzgar türbini ile kullanılan generatör türüne bağlıdır.

Asenkron generatörler, yüksek performansları nedeniyle artık rüzgar türbinleri ile kullanım için en iyi elektrik makine türlerinden biri olarak kabul edilmektedir. Rüzgar türbinlerinde kullanılabilecek birçok asenkron generatör çeşidi vardır. Bunlar, Sincap Kafesli Asenkron Generatör, Çift Beslemeli Asenkron Generatör, Fırçasız Çift Beslemeli Asenkron Generatördür. Günümüzde, kullanılan rüzgar türbinlerinin çoğunda, Fırçasız Çift Beslemeli Asenkron Generatörler (FÇBAG'ler) kullanılmaktadır. Bu generatörlerin kullanımı, yüksek güvenilirlikleri ve kayma bileziklilerinin olmamasıyla daha düşük bakım maliyetleri nedeniyle artmıştır.

Rüzgar türbinine bağlı generatör çeşidinin yanı sıra sistemden en iyi performansı ve mümkün olan en yüksek verimi alabilmek için rüzgar türbinine bağlı generatörün özelliklerine uygun bir kontrol yöntemi bulunmalı ve sistemden mümkün olan en yüksek verim alınmalıdır. İdeal bir kontrol yönteminin kullanılması, mümkün olan en yüksek rüzgar enerjisinin elde edilmesini sağlar.

1.1 Tezin Amacı

Bu tezde, rüzgar türbinlerinde kullanılan fırçasız çift beslemeli asenkron generatör analiz edilmiş ve performansları ve kontrol yöntemleri incelenmiştir. Fırçasız çift beslemeli asenkron generatörlerin kontrolü ve performansı benzetim ile analiz edilmiştir. Fırçasız çift beslemeli asenkron generatörün performansının iyileştirilmesine katkıda bulunmak için asenkron makinelerin kontrol yöntemleri incelenmiş ve vektör kontrol ayrıntılı olarak incelenerek avantajları belirlenmiştir.

Bu tezde FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolü için model öngörülü kontrol (MPC) yöntemi önerilmiştir. Ayrıca, FÇBAG için MPC tasarımında transfer fonksiyonu tabanlı model ile durum uzayı tabanlı modelin performansları karşılaştırılmıştır. Bu amaçla, FÇBAG için transfer fonksiyonu tabanlı model öngörülü kontrol (TFMPC) ve durum uzayı tabanlı model öngörülü kontrol (SSMPC) geliştirilmiştir. Dijital simülasyon, TFMPC ve SSMPC olmak üzere iki kontrolör için Matlab/Simulink kullanılarak geliştirilmiştir.

Bu tezin en önemli amaçlarından biri de rotor tarafı vektör kontrolünde FÇBAG parametrelerinin makinenin işletmesi sırasında ısı dolayısıyla değişmesinin kontrol yöntemleri üzerindeki etkisinin incelenmesidir. FÇBAG çalışırken parametre değişiminin kontrol performansı üzerindeki etkisi incelemiştir. Parametre değişiminin FÇBAG rotor tarafı vektör kontrolü için klasik PI kontrolör ile TFMPC ve SSMPC kontrolörlerin performansları üzerindeki etkisi karşılaştırılmıştır.

1.2 Tezin Katkısı

Fırçasız Çift Beslemeli Asenkron Generatör ve Model Öngörülü Kontrol ile ilgili literatür incelenmiş, Fırçasız Çift Beslemeli Asenkron Generatör ve Model Öngörülü Kontrol ile ilgili gelecekteki bazı araştırmanın oluşturulmasında kullanılabilecek aşağıdaki katkılar ortaya çıkmıştır.

- Fırçasız Çift Beslemeli Asenkron Generatörün, Model Öngörülü Kontrol ile kontrolünde ilgili literatürün artmasına katkıda bulunulmuştur.

- Bu tez çalışmasında FÇBAG'ün rotor tarafı vektör kontrolünde kullanılan, model öngörülü kontrol sistemi için, en uygun tasarım yöntemi araştırılmış ve farklı tasarım metotları karşılaştırılarak en uygun yöntem önerilmiştir.

- Model öngörülü kontrol tasarımında transfer fonksiyonu tabanlı model oluşturulması önerilmiştir. Bu yöntem daha iyi verim, daha düşük harmonikler ve daha yüksek enerji kalitesi sağlamıştır. Simülasyon sonuçlarında bu durum kanıtlanmıştır.

- Model öngörülü kontrol parametrelerini hesaplamak için transfer fonksiyonunu kullanmanın diğer tasarım modellerinin dezavantajlarını ortadan kaldırabileceği gösterilmiştir.

- FÇBAG'ün işletilmesi sırasında ısı dolayısıyla meydana gelen parametre değişimlerinin kontrolör performansları üzerine etkisi araştırılmıştır. FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde model öngörülü kontrol kullanılmasının parametre değişiminden etkilenmediği, buna karşılık klasik PI kullanılan kontrol yöntemlerinde kontrolör performansını etkilendiği incelemelere dayanılarak belirlenmiştir.

1.3 Tezin Yapısı

Tez altı bölümden oluşmaktadır, yapısı kısaca aşağıdaki gibi özetlenmiştir. Birinci bölümde, tezin amacı ve tezin sağladığı katkılar açıklanmıştır. İkinci bölümde, rüzgar türbinlerinde kullanılan generatör çeşitleri ve bu generatörler için farklı kontrol yöntemleri sunulmuş, vektör kontrol üzerinde durulmuştur ve bu amaçla ilgili literatür sunulmuştur.

Üçüncü bölümde, rüzgar enerjisinde kullanılan generatöt türleri, rüzgar enerji sistemlerinin kontorl prensipleri, rüzgar enerji sistemlerinde kullanılan asenkron generatörlerin kontrol yöntemlerine değinilmiş, FÇBAG'nin rotor ve şebeke tarafındaki dönüştürücüler ile devreye alınma prensipleri açıklanmıştır.

Dördüncü bölümde, eşdeğer devreye dayalı olarak fırçasız çift beslemeli asenkron generatörün matematiksel modeli tam olarak kurulmuş, rotorun ve şebekenin her iki tarafında kullanılan çeviriciler detaylı olarak açıklanmıştır. Oluşturulan matematiksel modele dayalı olarak, önerilen kontrol yönteminin yanı sıra kontrol döngüleri oluşturulmuş, ardından Matlab/Simulink kullanılarak yapılan modelleme açıklanmıştır.

Beşinci bölümde, bir önceki bölümde detayları anlatılan sistemin simülasyon işlemi gerçekleştirilmiş, ardından elde edilen sonuçlar verilmiş ve detaylı olarak tartışılmıştır.

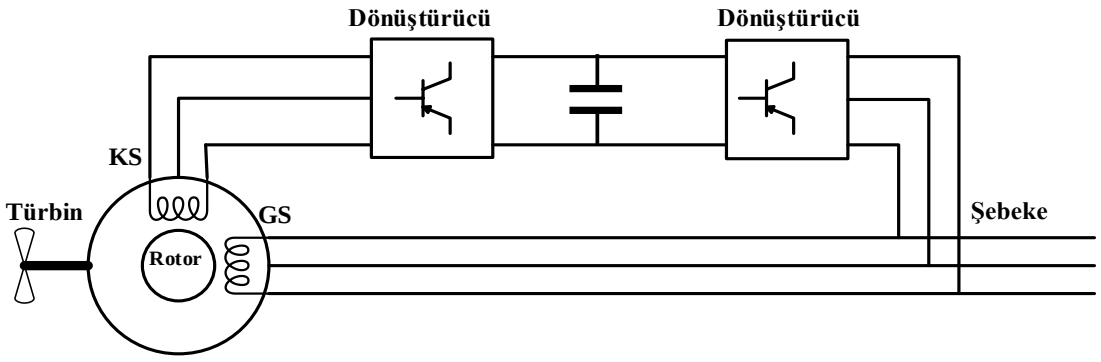
Altıncı bölümde, elde edilen sonuçlar özetlenerek tartışılmış ve bu araştırmanın sonuçlarından yararlanmaya yönelik önerilerde bulunulmuştur.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

Önceki yirmi yılda, rüzgarla elektrik üretimi çok fazla gelişme kaydetmiştir. Rüzgar türbinlerinde kullanılabilecek birçok generatör türü vardır ve her birinin kendine göre avantaj ve dezavantajları vardır. Son on beş yılda, özellikle değişken hızlı rüzgar enerjisi uygulamalarında çift beslemeli asenkron generatör (ÇBAG) kullanılmaya başlanmıştır[1-3]. ÇBAG kullanmanın çeşitli avantajları olmasına rağmen, sisteme bileziklerin (kayma halkalarının) ve fırçaların dahil edilmesi, rüzgar enerjisi üretiminin karmaşıklığını arttırmaktadır. İç bileşenlerdeki karbon birikimi ve fırça etkisi gibi faktörler nedeniyle, generatörün sık bakımı gerekir[4]. Bu sorunu yok etmek için, ÇBAG avantajlarının yanı sıra, sistemin yüksek güvenilirliğini ve kayma halkaları ile fırça dişlilerinin olmaması nedeniyle düşük bakım maliyetlerini sağlayan fırçasız çift beslemeli bir asenkron generatör (FÇBAG) kullanılmıştır[5].

2.1 Değişken Hız Sisteminde Fırçasız Çift Beslemeli Asenkron Generatör

FÇBAG, statorda ayrı kutup çiftlerine sahip iki sargı grubundan oluşur, bunlardan biri güç sargısı (GS) ve ikincisi kontrol sargısı (KS)'dir. GS şebekeye veya yüke bağlamıştır, KS ise güç çeviricisine bağlamıştır [6]. Şekil 2.1'de rüzgar enerjisi üretimi için FÇBAG'ün konfigürasyonu gösterilmektedir. GS, makine gücünün yaklaşık %90'ını şebekeye bağlarken, KS ise makine gücünün yaklaşık %10'unu güç çeviricisi aracılığıyla şebekeye bağlamaktadır [7-9].



Şekil 2.1 Rüzgar enerjisi üretimi için FÇBAG'ün konfigürasyonu[8]

Bir FÇBAG, rotor tiplerine göre şu şekilde sınıflandırılabilir:

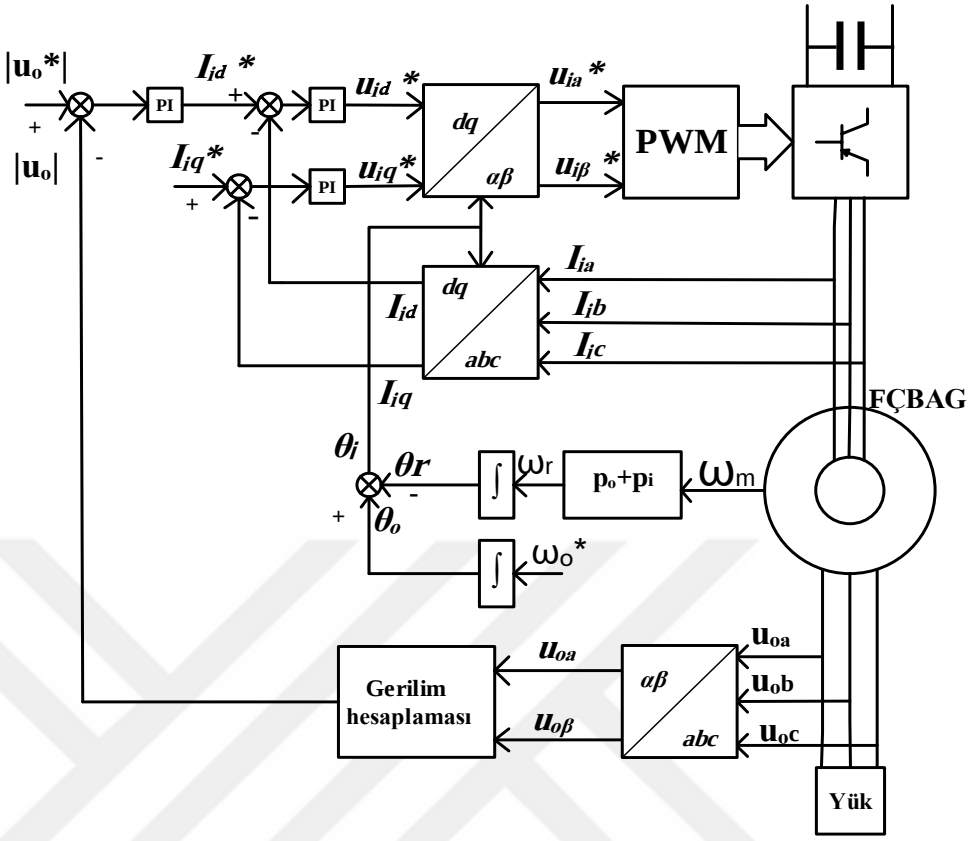
- İç içe döngü-kafesli tip [10, 11]

- Relüktans tip [12, 13].

Fırçasız çift beslemeli relüktans makineleri farklı çalışma prensiplerine sahiptir. İç içe döngü-kafesli tipe sahip bir FÇBAG daha karmaşık olmasına rağmen, rotor sargısının harmoniklerini azaltır. Sonuç olarak, relüktans rotorlarıyla karşılaştırıldığında, iç içe döngü-kafesli rotorlar, sağlamlık, daha düşük empedans ve daha yüksek doldurma faktörleri gibi avantajlara sahiptir. Ayrıca, alüminyum veya bakır kullanarak kafes rotoru dökmek daha ucuzdur [14].

2.2 FÇBAG Kontrol Yöntemleri

FÇBAG yeni bir makine türü olarak kabul edildiğinden, araştırmacılar, özellikle kontrolde performansını artırmak için büyük çaba sarf etmiştir. Araştırmacılar önce skaler kontrole, ardından vektör kontrolüne ve daha sonra da doğrudan gerilim kontrolü (DGK), doğrudan tork kontrolü (DTK) ve doğrudan güç kontrolü (DGK) de dahil olmak üzere doğrusal olmayan doğrudan kontrol yöntemlerine odaklanmışlardır. DGK yöntemi güvenilir ve ucuzdur, stator akımının harici sensörleri ve kontrol performansını iyileştirebilecek ek parametreler yoktur [15]. Şekil 2.2'de FÇBAG için basitleştirilmiş bir DGK sistemi gösterilmektedir, dış stator geriliminin genliği ve frekansı doğrudan kontrole etki eden bileşenlerdir [15].



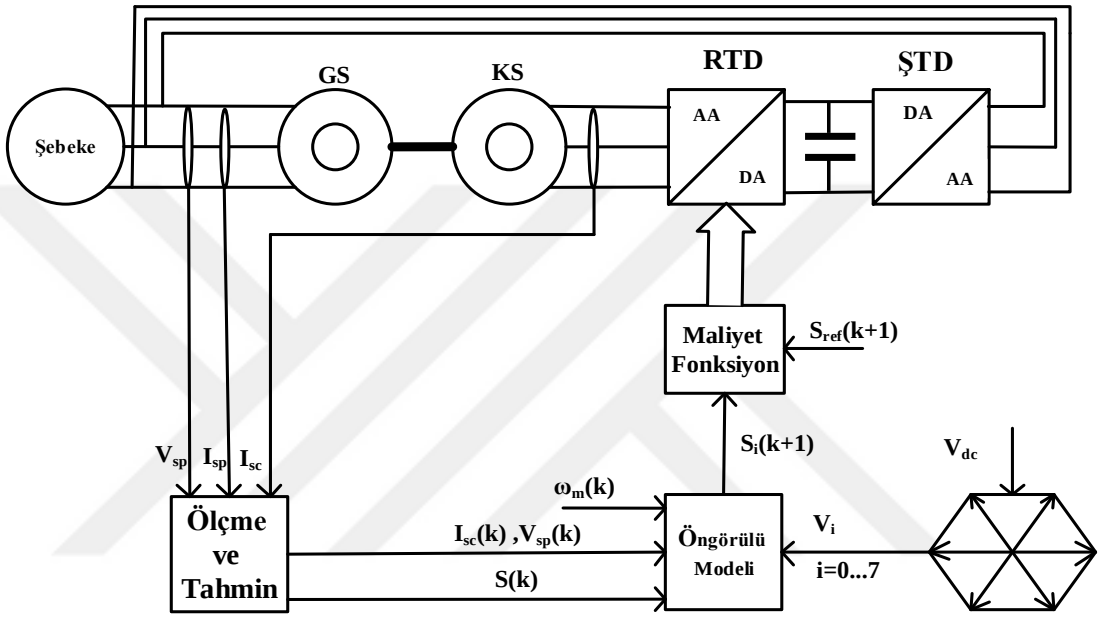
Şekil 2.2 FÇBAG için doğrudan gerilim kontrolü [15]

Şekil 2.2'de, Uo dış stator (güç sargısı) gerilimini , Ui iç stator (kontrol sargısı) gerilimini , Ii kontrol sargı akımını, po , pi güç ve kontrol sargılarının kutup çifti sayısını, ωm milin açısal hızını , ωr Rotorun elektriksel açısal hızını , ωo referans açısal hızı, θr Rotor konumunu, θo referans Rotor konumunu ifade eder.

DGK 'deki kontrolün karmaşıklığı, DGK kullanılarak azaltılabilir ve büyük ayar yükünün üstesinden gelinebilir. Ayrıca, DGK olağanüstü dinamik performans sağlamaktadır. Bununla birlikte, bu yöntemin en büyük dezavantajı, güç dalgalanmasının büyük olmasıdır.

Öngörülü kontrol yöntemlerinin, kararlı durum ve dinamik performansı etkili bir şekilde iyileştirdiği gösterilmiştir[15]. Model öngörülü kontrol (MPC), FÇBAG için önemli bir kontrol tekniğidir. MPC'nin tasarımı, FÇBAG'nin kontrol performansını etkiler [15]. FÇBAG için öngörülü güç kontrolü (MPPC), [16]'da elde edilmiştir,

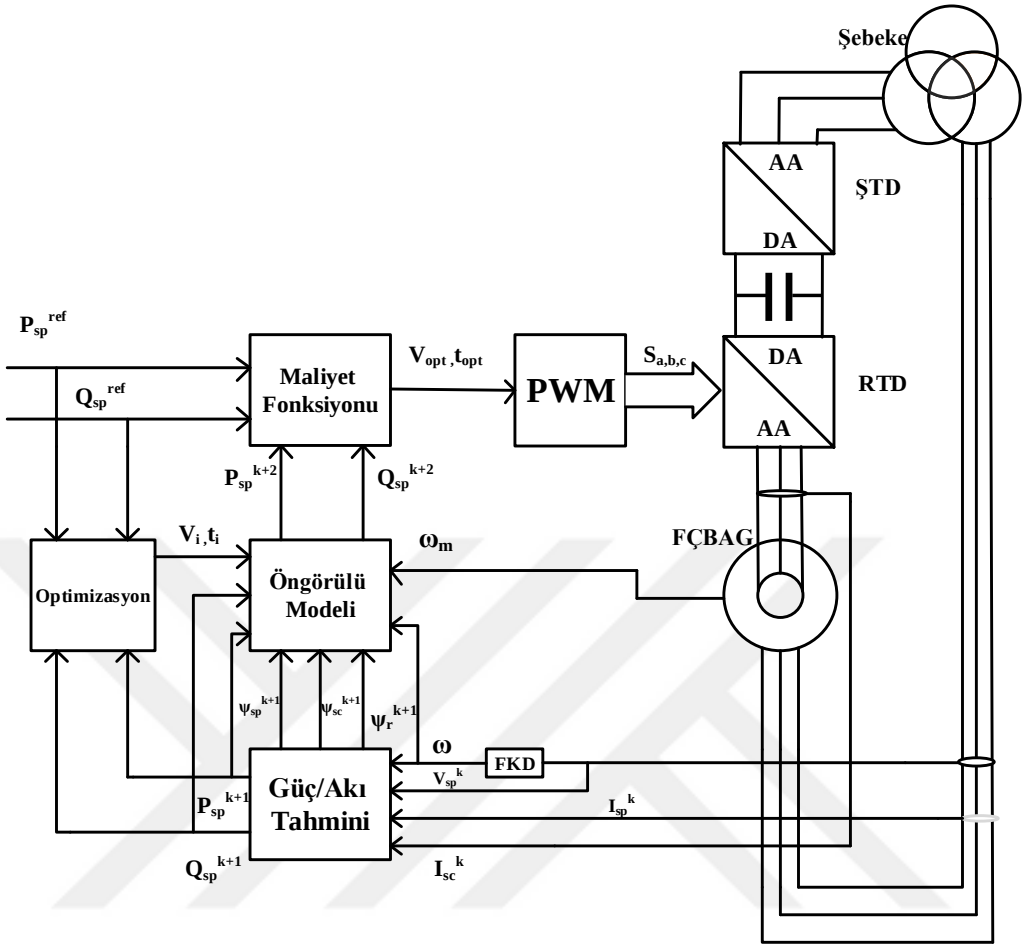
MPPC'ye ulaşmak için mutlak güç hatası gibi görünen önceden belirlenmiş bir amaç fonksiyonunun optimizasyonu kullanılmıştır. Bu yöntemde güç dönüştürücülerin ayrık yapısı dikkate alınır ve ek bir modülatöre ihtiyaç duyulmaz. Bununla birlikte, bu yöntemin ana dezavantajı, güç dönüştürücülerinde ayrık yapı kullanılması nedeniyle bazı karmaşıklıklara sahip olmasıdır [16]. Şekil 2.3'te FÇBAG için MPPC'nin kontrol yapısı gösterilmektedir.



Şekil 2.3 FÇBAG için MPPC'nin kontrol yapısı [16]

Şekil 2.3'te, RTD rotor tarafı dönüştürücü , ŞTD şebeke tarafı dönüştürücü , V_{sp} güç sargısı gerilimi , I_{sp} güç sargısı akımı , I_{sc} kontrol sargısı akımı, S görünür gücü ifade eder.

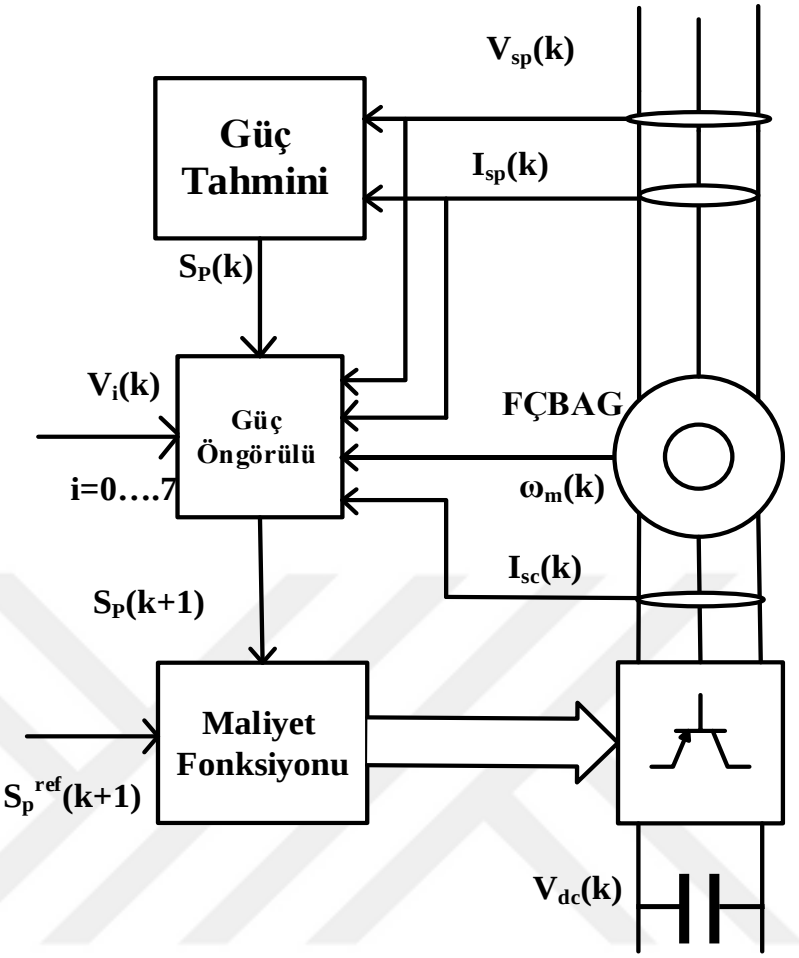
Referans [17]'de, DTK/DGK'nin ana dezavantajı olan büyük tork/güç dalgalanmasının üstesinden gelmek için bir model öngörülü güç kontrolü (MPPC) geliştirilmiştir. Her kontrol periyodunda, bir aktif vektör ile bir sıfır vektörü birleştirilir. Model öngörücü güç kontrolünü (MPPC) elde etmek için, FÇBAG'nin durum uzayı denklemleri kullanılmaktadır, GS akısı, KS akısı ve rotor akısı durum değişkenleri olarak gösterilmelidir. Bu yöntemin dezavantajlarından biri akı tahminidir [17]. Şekil 2.4'te FÇBAG için MPPC'nin şeması gösterilmektedir.



Şekil 2.4 FÇBAG için MPPC'nin kontrol şeması [17]

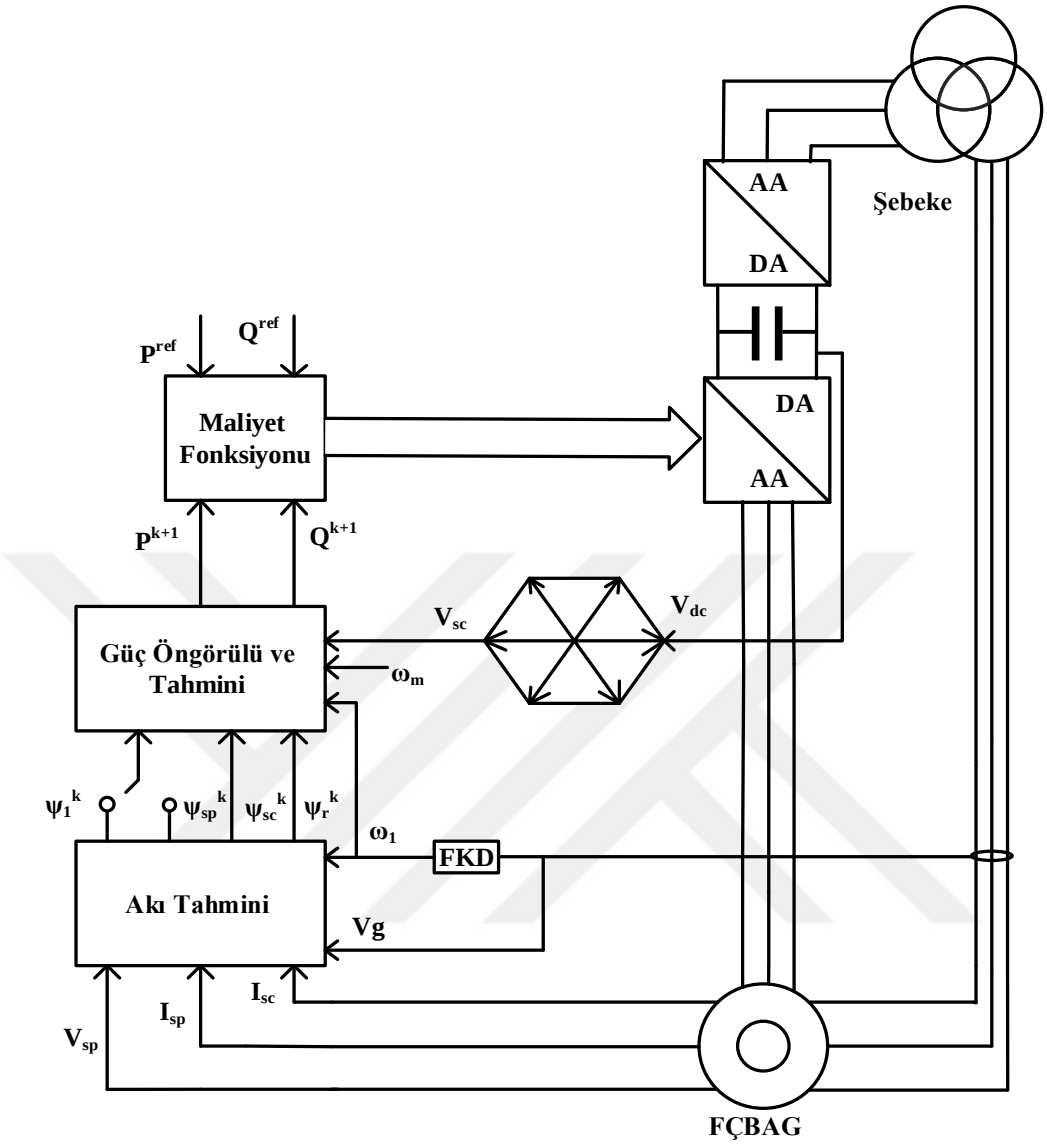
Şekil 2.4'teki değişkenler, P_{sp} güç sargısı aktif gücü , Q_{sp} güç sargısı reaktif gücü, I_{sc} kontrol sargısı akımı, I_{sp} güç sargısı akımı, V_{sp} güç sargısı gerilimi,ψ_{sp} güç sargısı akısı, ψ_{sc} kontrol sargısı akısı, ψ_r rotor akısıdır.

Sonlu küme modeli kestirimci güç kontrol yöntemi (FS-MPPC), FÇBAG için [18]'de geliştirilmiştir. FS -MPPC kontrolöründe kontrol sargı akısını tahmin etmenin zorlu sürecinden kaçınmak için, GS akısı, GS akımı ve KS akımı durum değişkenleri olarak seçilmiştir. Ayrıca, FÇBAG güç kontrolünün doğruluğunu artırmak için, rotor devresinin etkisi kestirimci güç modeline dahil edilmiş ve FS-MPPC kontrolöründe dikkate alınmıştır. FS-MPPC kontrolörünün fizibilitesi ve performansı birçok durum için tartışılmıştır. Hesaplamalarda rotor devresi etkisi dikkate alınmıştır, bu nedenle bu sistemin karmaşıklığı artmıştır [18]. Şekil 2.5'te FÇBAG için FS-MPPC'nin kontrol yapısı gösterilmektedir.



Şekil 2.5 FÇBAG için FS-MPPC'nin kontrol yapısı [18]

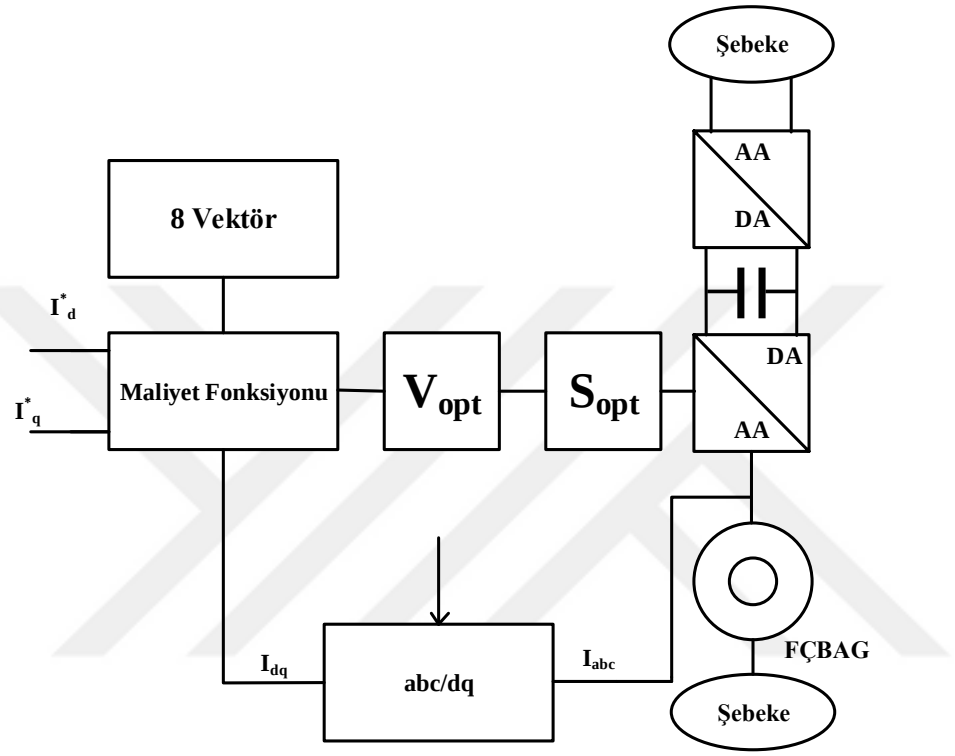
Referans [19]'da, şebeke senkronizasyonu sırasında FÇBAG için bir model öngörülü sanal güç kontrolü (MPVPC) geliştirilmiştir. Şebeke senkronizasyon durumunu gerçekleştirmek ve gücün kontrolü için kontrol karakteristikleri analiz edilmiştir. [19]'da, MPVPC kontrol sisteminin, şebeke bağlantı modu ve şebeke senkronizasyon modu olarak adlandırılan iki mod için uygun olacak şekilde tasarlanabilmesi için akı geri beslemesi değiştirilmelidir. MPVPC denetleyicisi, hızlı ve düzgün şebekeye bağlanma yeteneğine sahiptir. Senkronizasyonun yanı sıra aktif ve reaktif güç kontrolünü iyi düzeyde yapabilmektedir [19]. Şekil 2.6'da Şebeke senkronizasyon işlemi için MPVPC şemasının ve şebekeye bağlı çalışma için MPPC'nin kontrol konfigürasyonu gösterilmektedir.



Şekil 2.6 Şebeke senkronizasyon işlemi için MPVPC şemasının ve şebekeye bağlı çalışma için MPPC'nin kontrol konfigürasyonu [19]

Referans [20]'de, ÇBAG için, direkt öngörülü güç kontrolü elde edilmiştir. Bu kontrol $\psi_{sp}{}^k$ yöntemi, ÇBAG'nin stator aktif ve reaktif güç değişikliklerini belirli bir örnekleme periyodu içinde tahmin eden ve sonraki örnekleme periyodunun sonunda güç hatalarını gidermek için gereken rotor gerilimini hesaplayan bir algoritmadır. Gerekli anahtarlama darbeleri, sabit örnekleme periyodu içinde uzay vektörü modülasyonu ile üretilir, dolayısıyla anahtarlama frekansı sabit olmaktadır. Sonuçlar, bu kontrol stratejisinin sistem performansının etkinliğini ve sağlamlığını arttırdığını göstermiştir [20].

Referans [21]'de, sistemin kararlı anahtarlama frekansı ve gelişmiş performansını elde etmek amacıyla, FÇBAG'ler için modüle edilmiş bir MPC algoritması verilmiştir. Yöntem geleneksel sonlu kontrol seti MPC ile karşılaştırıldığında güç kalitesinde bir gelişme göstermektedir [21]. Şekil 2.7'de FÇBAG için bir FCS-MPC diyagramı gösterilmektedir.

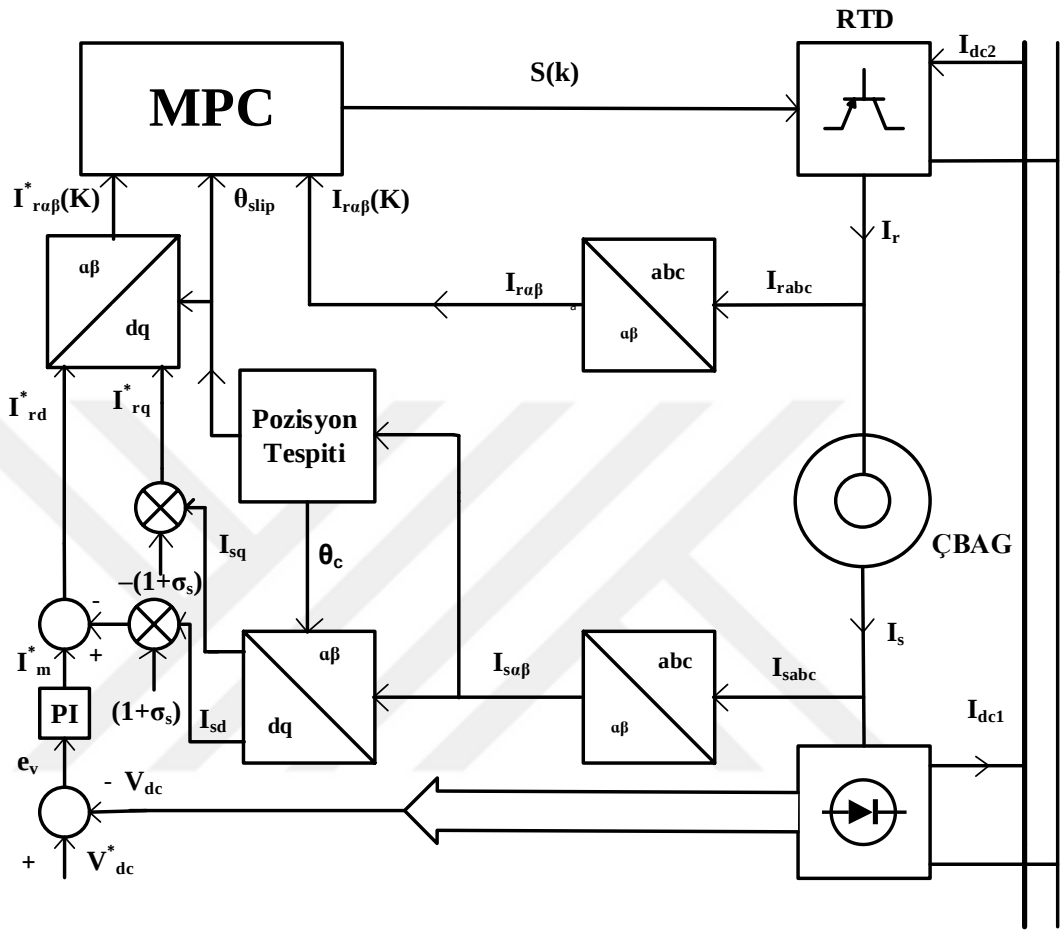


Şekil 2.7 FÇBAG için bir FCS-MPC diyagramı[21]

Referans [22]'de, çok amaçlı model öngörülü kontrol (MOMPC) yaklaşımına dayalı olarak, ÇBAG için maksimum güç noktası takibi (MGNT) ile elde edilen basit ve etkili bir kontrol tekniği sunulmuştur. Geleneksel anahtarlama tablosu tabanlı doğrudan güç kontrolü (DGK) ile karşılaştırıldığında, MOMPC yöntemi daha hızlı geçici durum yanıtı, daha iyi kararlı durum performansı ve daha düşük anahtarlama frekansı sağlar. Bu yöntemin bir laboratuvar modeli kullanmama dezavantajı vardır [22].

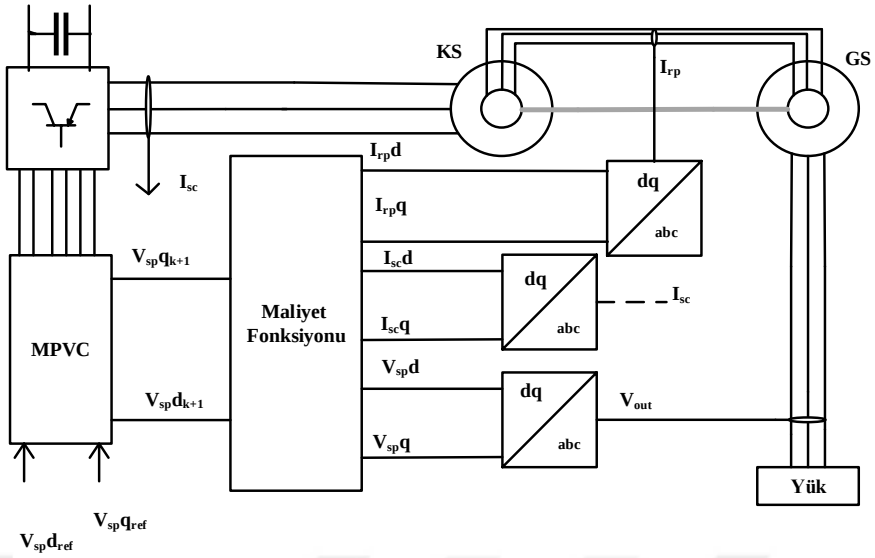
Referans [23]'te, bir dc mikro şebekeye bağlı rüzgarla çalışan ÇBAG yeni sensörsüz MPC yöntemi elde edilmiştir. Stator bir diyot doğrultucu aracılığıyla bir dc mikro şebekeye doğrudan bağlıdır ve rotor sadece bir gerilim kaynağı dönüştürücüsü (GKD) tarafından beslenmiştir. Bu bağlantının ana avantajı, güç dönüştürücü maliyetinin düşürülmesidir, ancak bu yöntemde diyot doğrultucuların doğrusal olmayan yapısı

nedeniyle stator akımının THD'si artmıştır [23]. Şekil 2.8'de ÇBAG için bir MPC diyagramı gösterilmektedir.



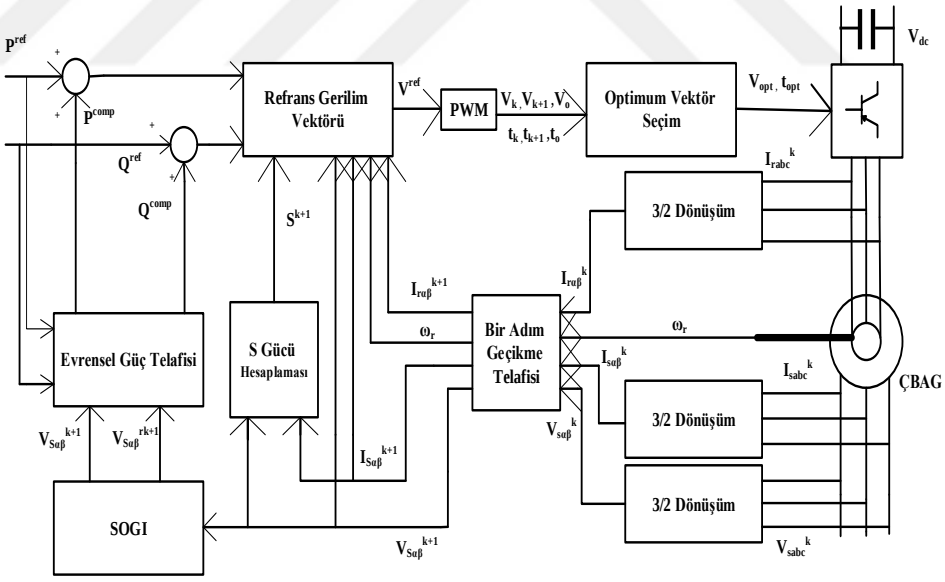
Şekil 2.8 ÇBAG için MPC diyagramı[23]

Bir Fırçasız kaskad çift beslemeli asenkron generatör (FKÇBAG) için yük değişimi ve bağımsız modda generatör milinin değişken hızı altında çıkış gerilimlerinin frekansını ve genliğini stabilize etmek için bir model öngörülü gerilim kontrolü (MPVC) yöntemi [24]'te sunulmuştur. Ancak bu yöntem tek başına çalışan generatör için önerilen bir yöntemdir, yani şebekeye bağlanması durumunda kullanılmaz [24]. Şekil 2.9'da FKÇBAG'nin MPVC diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 2.9 FKÇBAG için MPVC diyagramı[24]

Referans [25]'te, ÇBAG için, hem dengesiz hem de dengeli durumlarda direkt öngörülü model için düşük karmaşıklık yöntemi sunulmuştur [25] . Şekil 2.10'da bu yöntemin kontrol diyagramı ÇBAG için gösterilmektedir.



Şekil 2.10 ÇBAG için doğrudan güç kontrolü diyagramı[25]

Yukarıdaki analizler incelendiğinde FÇBAG'nin rüzgar enerji sistemlerinde son yıllarda sıklıkla kullanılmaya başlanan bir generatör türü olduğu ve bu generatörün kontrolüne yönelik çalışmalarında arttığı görülmektedir. MPC esaslı kontrol sistemleri FÇBAG'lerin daha çok güç kontrolünde kullanılmıştır. Bu tez çalışmasında MPC

esaslı kontrol FÇBAG'nin rotor tarafı dönüştürücüsünün vektör kontrolünde klasik PI kontrolörlerin yerine akım kontrolörü olarak önerilmektedir. Kullanılan MPC kontrolörün tasarımı performansını da etkilemektedir. Önerilen MPC tek giriş tek çıkışlı bir kontrolör olduğundan transfer fonksiyonu tabanlı tasarıma uygundur. Bu tez çalışması, önerilen MPC kontrolün tasarımında TFMPC ve SSMPC olmak üzere iki farklı metot kullanarak bunlar arasında bir karşılaştırma sunmaktadır. Bu amaçla, öncelikleBDFIG'in matematiksel bir modeli oluşturulur. BDFIG'in matematiksel modeli, TFMPC ve SSMPC tasarımında kullanılır. Ardından, TFMPC'yi SSMPC ile karşılaştırmak için eksiksiz bir güç modeli geliştirilmiştir. SSMPC, durum uzayı modeli kullanılarak tasarlanmıştır. SSMPC tasarımında kontrol döngüleri oluşturmak için kullanılan matrisleri elde etmede durum uzayı modeli kullanılmıştır. TFMPC ise, FÇBAG'nin makine parametrelerine dayalı olarak ayrıntılı olarak türetilen transfer fonksiyonu kullanılarak tasarlanmıştır. FÇBAG'nin türetilmiş transfer fonksiyonunu Z koordinatına çevrilerek TFMPC'nin parametrelerini hesaplamak için kullanılmıştır. Tahmin edilen model katsayıları, Z koordinatlarına dönüştürülmüş sistem transfer fonksiyonunun TFMPC'deki genelleştirilmiş durum uzay denklemi ile karşılaştırılarak belirlenir. Bu adım, tahmin edilen model katsayılarını hesaplamak için gerekli olan ve çözümü oldukça büyük zaman alan denklemlerin kullanılmasını ortadan kaldırdığından zamandan ve emekten tasarruf sağlar. Parametreler hesaplandıktan sonra MPC kontrolörün son adımı olan FÇBAG için bir kontrol diyagramı oluşturmuştur. Farklı tasarım yöntemlerine göre tasarlanmış , iki kontrolör olan TFMPC ve SSMPC için Matlab/Simulink kullanılarak FÇBAG'ün vektör kontrolünü içeren bir simülasyon modeli tasarlanmıştır. Bu tez, iki farklı model tabanlı MPC'nin kullanıldığı simülasyon sonuçlarını ve performans karşılaştırmalarını sunmaktadır.

Ayrıca bu çalışmanın en önemli özelliklerinden biri, önceki tüm çalışmalarda ele alınmayan, FÇBAG çalışması sırasında sargıların ısınmasından dolayı sargı parametrelerinin değişiminin kontrolörün çalışmasına etkisinin incelenmesidir. Hem MPC hem de klasik kontrol sisteminin parametrelerinin değişimi incelenmiştir. Sonuçlar, FÇBAG parametrenin değişmesinin MPC kontrolörün performansını hiçbir şekilde etkilemediğini, FÇBAG parametrelerinin değimesinin ise klasik kontrolörün performansını etkilediğini gösterilmiştir.

3. RÜZGAR ENERJİ SİSTEMLERİ VE FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRÜN KONTROLÜ

Bu bölümde Rüzgar enerji sistemlerinde kullanılan generatörler kısaca tanıtıldıktan sonra rüzgar enerji sistemlerinin kontrol yöntemlerine değinilecektir. Ardından FÇBAG'de kullanılan güç dönüştürücüleri ile bu dönüştürücülerin kontrolü açıklanacaktır.

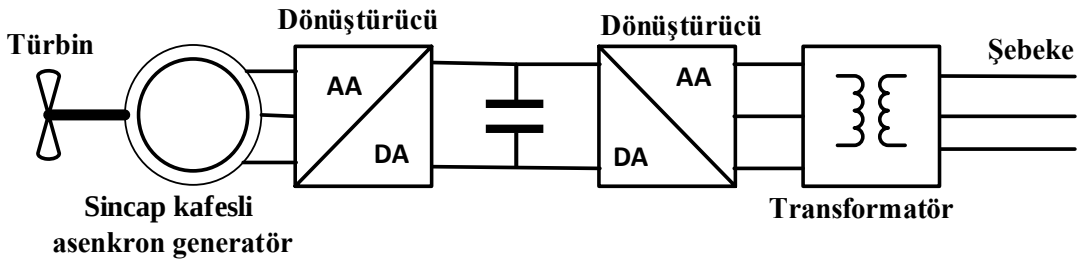
3.1 Rüzgar Uygulamaları İçin En Popüler Generatör Topolojileri

Rüzgar türbini araştırma ve geliştirme çalışmaları, başlangıcından beri, ağırlıklı olarak dişli tahrikli generatörlerin tasarımına odaklanmıştır. Rüzgar enerjisi alanında hala bu kavram hakimdir ve bu amaç için önemli sayıda çeşitli topolojiler geliştirilmiştir. Asenkron generatörler, rüzgar enerjisi uygulamalarında en popüler generatör türüdür. Bu generatörün yaygın olarak seçilmesi, rotorun dönme hızının, generatörün senkron hızı ile rotorun gerçek hızı arasındaki farkın senkron hıza oranının yüzdesel değeri olan, kayma yoluyla kontrol edilebilmesi avantajı nedeniyledir [26].

3.1.1 Sincap kafesli asenkron generatörler

Rüzgar enerjisi üretimi için kullanılan en eski ve en popüler konsept, sabit hızlı bir asenkron generatör tasarımıydı. Bu topolojiye dayalı rüzgar türbinlerinde sincap kafesli rotorlu asenkron generatör kullanmıştır. Bu yaklaşım kafes rotor konseptinin üretimin ucuzluğu ve dikkate değer güvenilirlik nedeniyle seçilmiştir. Bununla birlikte, bu tasarımın en önemli sınırlaması, yüzde bir civarında nispeten sabit bir kaymadır. Yani, türbin tasarımı sadece sabit bir çalışma hızına izin vermiştir. Halihazırda çalışır durumda olan sabit hızlı asenkron generatörlü rüzgar türbinlerinin çoğu, maksimum hız ve gücü sınırlayacak şekilde ayarlamak için kanat eğim kontrolüne sahiptir. Bununla birlikte, mekanik bileşenlerin tepki süreleri genellikle sistemin rüzgar esintilerine zamanında tepki vermesini engeller. Sabit hızlı asenkron generatörlü rüzgar türbininin bu özelliği, çıkış gücü kararsızlığının ana nedenidir ve kesintisiz çalışmaya izin vermek için çok güçlü bir şebeke gerektirir[27]. Sabit hızlı asenkron generatörlü rüzgar türbinlerinin başka bir zayıf noktası vardır. Bu da, şebekeye verilen gücün kalitesi, diğer bir deyişle tüketiciye verilen aktif ve reaktif gücün birleşimidir. Sorun iki yönlüdür; bu tür asenkron generatörler ileri yönde reaktif

güç üretememekle kalmaz, aynı zamanda normal çalışma sırasında daha fazla geri yönde reaktif güç üretir. Halihazırda, reaktif güç üretimi ve güç faktörü düzeltmesi, için çeşitli boyutlarda ve kademelerde statik kapasitör bankasının sisteme eklenmesi ve şebeke talebini karşılamak için bunların anahtarlanması ile bu sorun çözülmeye çalışılır. Bununla birlikte, asenkron generatörlü rüzgar türbinleri, geleneksel güç kaynaklarının tamamen yerini alacak olsaydı, reaktif güç üretimi sorunu bu geçici düzeltme ile çözülemezdi. Sabit hızlı asenkron generatörlü rüzgar türbinleri, çalışmalarında nispeten yüksek düzeyde gürültü üretir. Sorun, kanatların dönüş hızı ile kanatlar arasındaki hava sürtünmesinin ürettiği gürültü seviyesi arasında doğrudan bir ilişki olması gerçeğinde yatmaktadır. Türbin sabit bir hızda çalıştığı için ürettiği gürültü, herhangi bir rüzgar koşulunda aynı yoğunlukta olacaktır. Bu, nispeten sakin bir günde bile türbinin yüksek rüzgarlı dönemlerdeki kadar gürültülü olacağı anlamına gelir. Sabit hızlı asenkron generatörlü rüzgar türbininin bazı eksikliklerini gidermek için en belirgin çözüm, türbinin değişken hızda çalışmasına izin vermektir. Sincap kafesli rotor generatörü ile değişken hızlı çalışmaya izin vermenin en kolay yolu, türbin ve şebeke arasına bir güç dönüştürücü eklemektir. Böyle bir dönüştürücü, AA/DA ve DA/AA alt dönüştürücülerini içerir, ikincisi şebekeye bağlıdır. Şekil 3.1'de gösterilen bu düzenlemeye, dolaylı şebeke bağlantılı sincap kafesli generatör denir.



Şekil 3.1 Dolaylı şebeke bağlantılı sincap kafesli asenkron generatör [27]

Bu konfigürasyon, generatörün şebeke frekansından bağımsız olarak rüzgar hızıyla orantılı bir hızda çalışmasına izin verir. Bu modda, Maksimum Güç Noktası Takibi (MGNT) kullanırken geniş rüzgar hızları aralığında sürekli çalışma yoluyla güç yakalama maksimize edilir. Bu sistemin avantajları, mevcut rüzgar gücünden en iyi şekilde yararlanabilmesi ve generatörün gerekli reaktif gücünü DA link kondansatöründen çekebildiği için bir kapasitör bankasına ihtiyaç duyulmamasıdır. Ancak, büyük boyutu nedeniyle güç dönüştürücünün maliyeti yüksek olabilir. Güç

dönüştürücü boyutu, sargılı rotorlu asenkron generatörün rotor tarafında kullanılarak küçültülebilir. Bu nedenle, değişken hızlı çalışma en iyi şekilde bir sargılı rotor ile gerçekleştirilebilir. Bu tip makineye çift beslemeli asenkron makinesi denir [26].

3.1.2 Çift beslemeli asenkron generatörler

Sincap kafesli rotor generatörüne alternatif bir çözüm, sargılı bir bilezikli rotora dayalı çift beslemeli bir asenkron generatördür. Değişken hızlı türbinlerde bu makineler elektromekanik dönüştürücüler olarak kullanıldığında çok faydalı görünmektedir. Çünkü dönme hızları rotor kayması yoluyla kontrol edilebilir. Genel olarak, asenkron makinenin stator sargısına bir AA kaynağı bağlanırsa, dönen bir manyetik akı üretecektir. Bu da rotorda hem statordaki hem de rotordaki sargı sayısına bağlı olan bir elektro motor kuvvet (emk) yaratacaktır. Böylece, rotor emk'sı şu şekilde ifade edilebilir:

$$E_{rotor} = E_{stator} \frac{N_{rotor}}{N_{stator}} s \tag{3.1}$$

Bu eşitlikte, E_{rotor} rotor emk'i, E_{stator} stator emk'i, N_{rotor} rotor sargı sayısı, N_{stator} stator sargı sayısı , s kaymadır.

Motorun dönüş hızı şu şekilde verilir:

$$\omega_r = \omega_{sync}(1 - s) \tag{3.2}$$

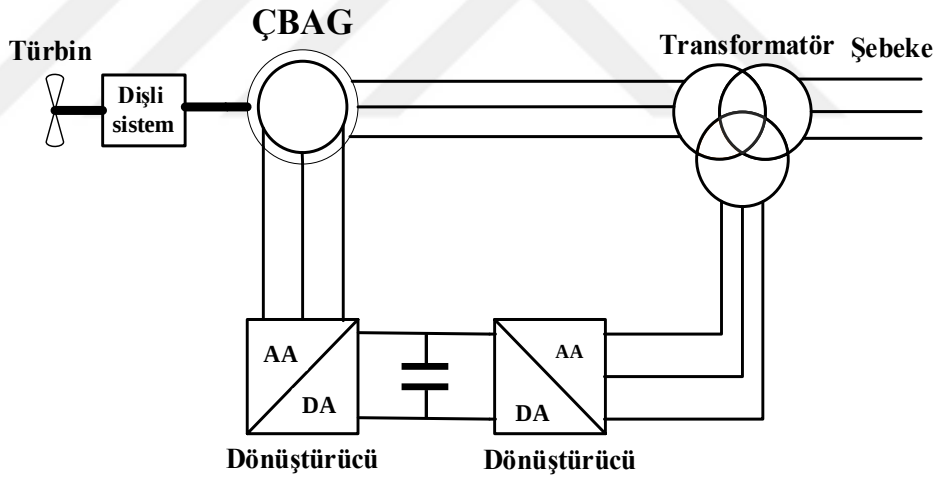
Bu eşitlikte, ω_r Motorun rotor hızı , ω_{sync} Motorun senkron hızıdır.

Bu nedenle, rotor sargılarındaki güç sayesinde kaymanın kontrol edilebileceği gösterilebilir:

$$s = \frac{P_{rotor}}{P_{hava\ aralığı}} \tag{3.3}$$

Yukarıdaki denklem, sargılı rotorlu asenkron generatörünün değişken hız kontrolünün temelini oluşturur. Kayma miktarını kontrol edebilmek için rotordan çıkan enerji miktarını yönetebilmek gerekir. Bu, kayma halkaları boyunca rotor sargısına harici bir devre bağlanarak elde edilir. Rotor sargısı, dirençli bir yüke veya ayrı bir dönüştürücü aracılığıyla şebekeye bağlanabilir. Her iki durumda da rotor kaymasının değiştirilmesi ile, kayma enerjisi miktarı değiştirilerek hız kontrolü yapılır. Daha fazla kayma enerjisi çekerek, hız düşürülebilir. Çift Beslemeli Asenkron Generatör (ÇBAG), rüzgar enerjisi uygulamalarında geleneksel bir asenkron makineye göre çeşitli avantajlara sahiptir. İlk olarak, rotor devresi bir güç elektroniği dönüştürücüsü tarafından kontrol

edildiğinden, asenkron generatör aktif gücü hem içeri hem de dışarı aktarabilir. Bunun güç sistemi kararlılığı için önemli sonuçları vardır ve makinenin ciddi gerilim bozulmaları sırasında şebekeyi desteklemesine olanak tanır. Ayrıca mekanik konfigürasyonun streslerini azaltma, gürültü azaltma ve aktif ve reaktif gücü kontrol etme olanakları mevcuttur [26]. İkinci olarak, rotor gerilimlerinin ve akımlarının kontrolü, hız değişirken ve yüksek bir verimlilik seviyesi ile asenkron makinenin şebeke ile senkronize kalmasını sağlar. Üçüncüsü, ÇBAG'in en büyük avantajı, güç elektroniği dönüştürücüsünün toplam makine gücünün yalnızca bir kısmını, tipik olarak %25-30'unu işlemesi gerektiğidir. Kalan güç doğrudan statordan şebekeye verilir. Bu nedenle, diğer değişken hızlı sürücülerle karşılaştırıldığında dönüştürücünün maliyeti düşüktür [28]. En önemlisi, ÇBAG'ler, gelecekte rüzgar türbinlerinin tek elektrik kaynağı olması durumunda gerekli olan frekans düzenlemesine izin verir. ÇBAG rüzgar türbininin basitleştirilmiş bir şeması Şekil 3.2'de gösterilmektedir.



Şekil 3.2 ÇBAG rüzgar türbinleri[26]

Değişken hızlı çalışmaya izin vermek için, rotor sargılarından kayma halkaları aracılığıyla akım çekilir. Rotor sargılarına giden güç, türbinin kendisi tarafından üretilir ve daha sonra bu güç, çift yönlü bir dönüştürücü aracılığıyla geri beslenir. Rotordan çekilen güç miktarını kontrol eden bir güç çeviricisi olduğundan, bu güç değeri rüzgar türbininin hız aralığını belirler. Çift beslemeli konfigürasyon, generatörün çok esnek bir şekilde kontrol edilmesini sağlar [29-32].

Ortaya çıktıklarından bu yana, ÇBAG rüzgar türbinleri, sabit hızlı asenkron generatör konfigürasyonlarına çok popüler bir alternatif olduğunu kanıtlamış ve performanslarının optimizasyonu üzerine birçok araştırma yapılmıştır. Rüzgar türbininin çıkış gücü, hız oranının bir fonksiyonudur. Elde edilebilecek mutlak maksimum güç, yalnızca belirli bir türbin hız oranı (THO) değeri içindir. Diğer herhangi bir rüzgar hızı için maksimum güç, yalnızca rotorun rüzgar hızıyla orantılı olarak serbest dönmekte olduğunda kullanılabilir. Bu nedenle, ÇBAG'nin çalışması iki aralığa bölünebilir: THOopt'un altı ve üstü. Optimum çalışmayı elde etmek için ÇBAG rüzgar türbininin, hem kanat açısının hem de rotor hızının kontrolü gerektirir[33].

3.1.3 Senkron ve sürekli mıknatıslı senkron generatörler

Asenkron generatör ile çalışan rüzgar türbinlerine bir başka alternatif, güç dönüşümü için senkron generatörlü rüzgar türbininin kullanılmasıyla sunulmaktadır. Çalışmalarında, senkron makineler, rotor sargılarındaki doğru akım tarafından veya rotora monte edilmiş kalıcı mıknatıslar tarafından oluşturulan dönen manyetik alan ile çalışır. Akı oluşumu nedeniyle, stator sargısında indüklenen gerilimin frekansı her zaman denklem (3.4)'te tanımlanan senkron hız ile eşleşir, bu nedenle adı - senkron makinedir.

$$\omega_{sync} = \frac{120.f}{p} \tag{3.4}$$

Bu eşitlikte, *f* frekans, p kutup çifti sayısıdır.

Senkron generatörler, yapıları ve senkronize çalışmaları nedeniyle, asenkron generatörlere göre doğrudan tahrik işletimi için çok daha uygundur. Yıllar boyunca bu makinelerin rotorları esas olarak elektromanyetik kutuplara dayanıyordu, çünkü bunlar nispeten ucuzdur. Bununla birlikte, yeni teknolojiler, kalıcı mıknatısların çalışma ömrünü uzatmaya yardımcı olarak, rotorları daha kompakt hale getirir ve rotor manyetizasyonu için DA güç kaynaklarına olan bağımlılığı ortadan kaldırır. Tüm bunlar, sürekli mıknatıslı senkron generatöre (SMSG) dayalı daha sağlam bir doğrudan tahrikli rüzgar türbini oluşturarak, kutup sayısını artırmaya yardımcı olur. Şu anda, endüstride kullanılan veya araştırmacılar tarafından araştırılan birkaç SMSG topolojisi bulunmaktadır. Bu generatörler, makine içinde oluşturulan manyetik alanın yönü ile çeşitlenir ve farklı durumlarda kullanılabilecek çeşitli avantajlara sahiptir. Eksenel akılı sürekli mıknatıslı senkron makinelerin daha küçük boyut ve geliştirilmiş güç-

ağırlık oranı ile daha fazla fayda sağladığı görülmekle birlikte, yüksek güçte çalışmaya uygunlukları için daha fazla çalışma gerekmektedir[34-36].

Topolojiden bağımsız olarak, senkron generatörlü rüzgar türbinlerinin en büyük faydası, dişli kutusunun çıkarılması ve reaktif gücü şebekeye verebilmeleridir. Sistem için gerekli olan, güç dönüştürücünün dahil edilmesiyle birlikte maliyet büyümektedir. Bu gereksinimin nedeni, bu generatörlerin AA gerilim ve frekansın yalnızca rüzgar hızının ve türbin kanat aralığının bir fonksiyonu olduğu gerçeğidir. Bu nedenle, uygun çıkış frekansı regülasyonu elde etmek için, generatör ile şebeke arasına bir güç dönüştürücü biriminin yerleştirilmesi esastır. Rüzgar türbini için bir senkron generatörün tipik bir konfigürasyonu, Şekil 3.1'de gösterilene benzer. Tüm sistemin boyutunu ve maliyetini artıran güç dönüştürücüsü, generatörün tam gücü için tasarlanmalıdır.

3.2 Rüzgar Enerji Sistemlerinin Kontrol Prensipleri

Rüzgar enerji sistemlerinin kontrol sistemleri iki ana grupta ele alınabilir. Bunlardan birincisi generatör türünden bağımsız olarak, değişken hızlı rüzgar için türbinin kontrolü, diğeri ise rüzgar hızına ve şebeke büyüklüklerine bağlı olarak generatörün kontrolüdür. Bu ayrıtta önce rüzgar türbin kontrolü kısaca açıklanacak, ardından generatör kontrolü ve tez konusu olan FÇBAG'ün kontrolü detaylı olarak ele alınacaktır.

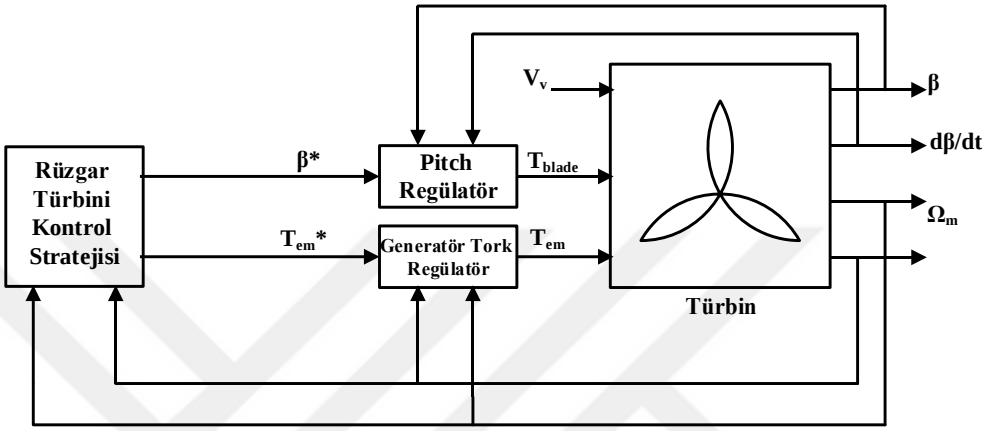
3.2.1 Değişken hızlı rüzgar türbininin kontrolü

Çeşitli gereklilikleri yerine getirmek amacıyla generatör momentini ve kanat açı referanslarını hesaplamak için değişken hızlı bir rüzgar türbininin kontrolü gereklidir. Bu kontrolün üç ana unsuru vardır:

- Rüzgardan maksimum enerjiyi elde etmek.
- Türbini güvenli çalışma modunda tutmak (güç, hız ve moment limitlerinin altında).
- Aktarma organlarındaki mekanik yükleri en aza indirmek.

Bu stratejinin tasarımı, türbinin aerodinamik ve mekanik tasarımıyla güçlü bir şekilde ilişkili olan ve gerçekten de yalnızca üreticiler tarafından bilinen çok karmaşık bir iştir. Bu bölümde sadece enerji elde etme ve hız-güç kontrolü ele alınacaktır.

Şekil 3.3, değişken hızlı rüzgar türbininde (DHRT) iki serbestlik derecesi moment ve eğim açısı olan generatör için genel bir kontrol şemasını göstermektedir[37].



Şekil 3.3 Pitch ayarlı değişken hızlı rüzgar türbini kontrol şeması[37]

Şekildeki değişkenler, β kanat eğim açısı , T_{em} Elektromanyetik tork , V_v Rüzgar hızı, Ω_m Generatör mekanik hızıdır.

Bu kontrol, generatör teknolojisinden bağımsızdır ve elektrikli makinesi, güç dönüştürücüleri ve birinci dereceden bir sistem olarak moment dinamiklerini içeren ilgili kontrolleri modelleyerek simüle edilebilir.

Ayrıca, FÇBAG tabanlı rüzgar türbinleri için bu sınırlama aynı zamanda elektrik makinesinin kaymasını sınırlamaya hizmet eder. Aşağıdaki alt bölümler, rüzgar türbini kontrol stratejisini ve kontrol hedeflerini açıklamaktadır [37].

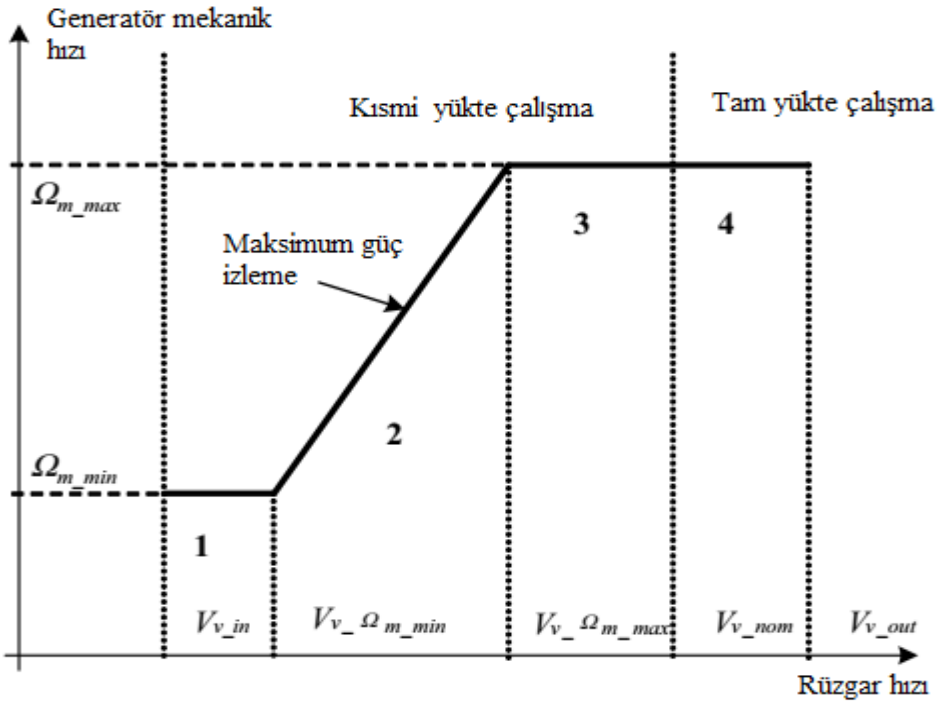
3.2.1.1 Türbin hız kontrol bölgeleri

En yaygın olarak kullanılan rüzgar türbini kontrol stratejisi Şekil 3.4'te gösterilmektedir ve dört çalışma bölgesinden oluşur. Bunlar:

1. Minimum çalışma hızını sınırlama bölgesi.
2. Kısmi yük ile değişken hızlı çalışmada maksimum güç izleme bölgesi.
3. Kısmi yük çalışmasında maksimum hızı sınırlama bölgesi.

4. Anma güç çıkışında maksimum çalışma hızını sınırlama bölgesi.

Şekil 3.4, rüzgar türbininin mekanik hızını rüzgar hızının bir fonksiyonu olarak göstermektedir. Minimum hız sınırı, türbinin kulesinin rezonans frekansına karşılık gelen hızlarda dönmesini önlenmesi gerektiği gerçeğiyle açıklanmaktadır. Bu rezonans frekansı yaklaşık 0,5 Hz'dir ve çok küçük bir dönüş hızı türbini rezonansa sokabilir. Ayrıca, FÇBAG tabanlı türbinler için bu sınırlama aynı zamanda elektrik makinesinin kaymasını ve dolayısıyla rotor gerilimini ve tahrik rotorunun sağlaması gereken gerilimi sınırlamaya hizmet eder[37].



Şekil 3.4 Dört hız bölgesine dayalı rüzgar türbini kontrol stratejisi[37]

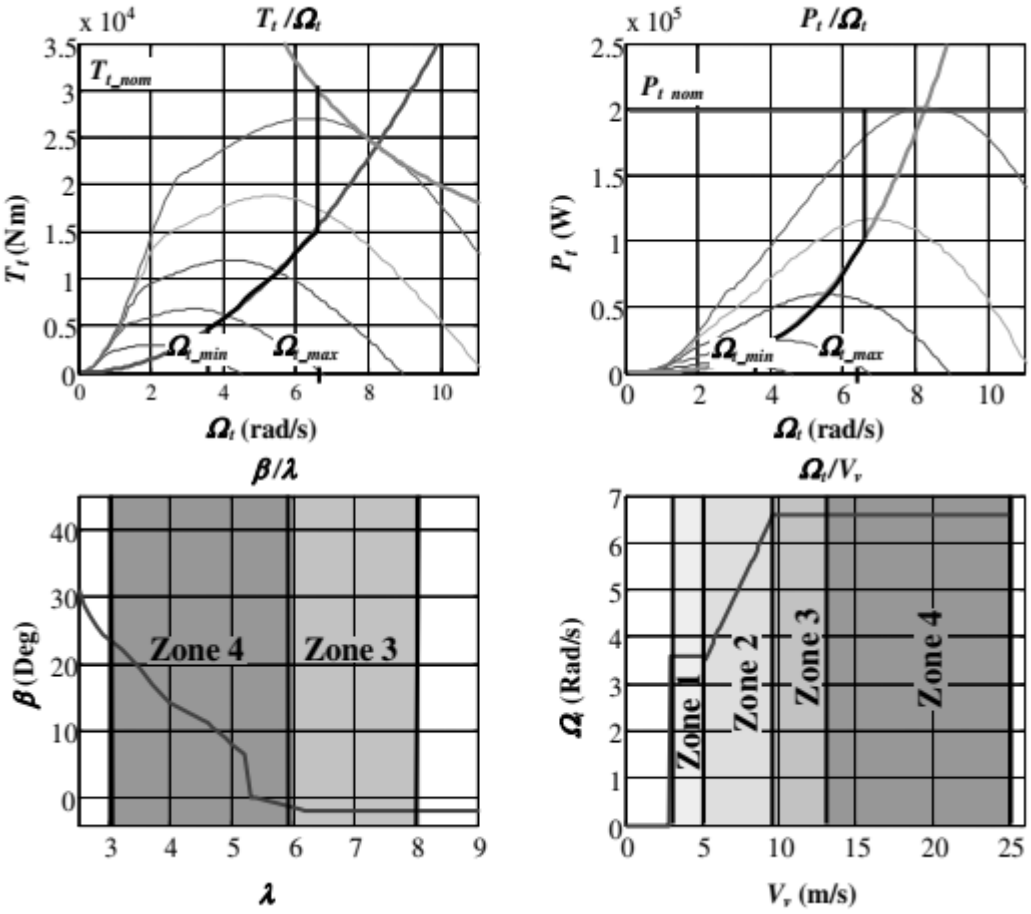
Maksimum hız sınırı konulması, türbin kanatlarının mekanik zorlanmalarının sınırlanmasıyla da açıklanabilir. Gerçekten de, çok yüksek bir dönüş hızı, kanatlar ve türbin mili tarafından dayanılmaz atalet yüklerine neden olabilir. Ayrıca kanadın ucunun doğrusal hızı da sınırlandırılmalıdır. FÇBAG tabanlı türbinler için bu sınırlama, kaymayı sınırlar, aynı zamanda rotordan ve dolayısıyla rotor güç dönüştürücü ve şebekeye verilecek maksimum gücü sınırlamayı da sağlar. Bu strateji ile güç dönüştürücülerinin çalışma gücü, elektrik generatörünün anma gücünün

yaklaşık %25'i olacaktır. Bu nedenle, rüzgar generatörü, türbine gelen giren rüzgar hızı Ω_{t-min} dönüş hızıyla çalışmaya başlar.

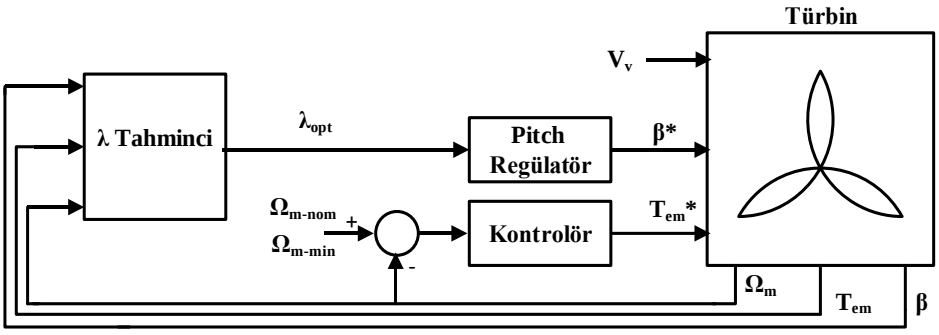
Rüzgar hızı arttıkça, Bölge 2'de çalışan maksimum aerodinamik performansa ulaşır. Rüzgar hızı arttıkça dönüş hızı da maksimum dönüş hızı Ω_{t-max} 'a kadar artar. Rüzgar generatörü daha sonra Bölge 3'te çalışır. Rüzgar hızı anma değerine ulaştığında generatör anma mekanik gücünde çalışır ve daha yüksek rüzgar hızları için yakalanan enerji bu anma değerde düzenlenmelidir. Bölge 4, tam yükte çalışmaya karşılık gelir. Moment değiştirilerek mekanik güç sınırlandırılabilir. Tipik olarak, elektromanyetik moment anma değerinde tutulur ve türbini maksimum hızda ve anma gücünde tutmak için kanat açısı ayarlanır[37]. Şekil 3.5'te farklı çalışma modlarında moment ve gücün değişimi gösterilmektedir.

Türbinin 1 ve 3 çalışma bölgesinde minimum ve maksimum hız kontrolü

Temel amaç, türbinin dönme hızını Bölge 1'deki minimum değerinde ve Bölge 3'te ise anma değerinde sabit tutmaktır. Enerji verimliliğini maksimize etmek Bölge 2'deki kadar yüksek bir öncelik değildir. Türbinin hızı, maksimum güç katsayısı C_{p-max} 'a karşılık gelen belirli bir hız λ_{opt} aralığını korumak için değişebilir. Generatör sabit hızda çalışır. Özgül hız λ rüzgar hızına göre değişir. Eğim açısı tarafından parametrelendirilen güç katsayısı eğrilerinin şekline bağlı olarak, aerodinamik performansı optimize etmek için bu açıyı değiştirmek gerekebilir. Bu nedenle, optimum kanat açısını temsil eden ve ona belirli bir λ için maksimum güç katsayısını veren eğriyi çizmek önemlidir. Maksimum enerji verimliliğinin referans aralığı, bu eğriden elde edilen belirli bir hız olan λ 'dir (Şekil 3.6) [37].



Şekil 3.5 Rüzgar türbininin güç ve moment eğrileri[37]



Şekil 3.6 Türbinin 1. ve 3. bölgeleri için kontrol şemaları [37]

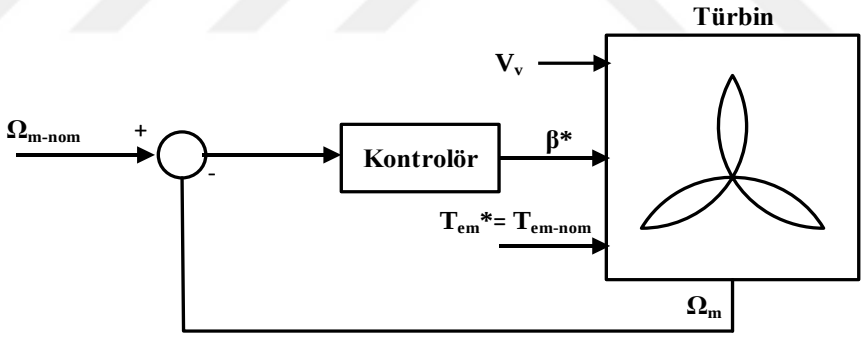
Türbinin 2.çalışma bölgesinde maksimum güç takibi

Bu çalışma bölgesinde, hız kontrolünün amacı, maksimum güç izleme yolunu takip etmektir. İki farklı kontrolör tipi ele alınmıştır. Bunlardan biri, her türbin dönüş hızı değeri için Şekil 3.6'daki maksimum güç eğrisiyle ilgili elektromanyetik momenti

referans olarak alan ve bu eğri etrafında DHRT'nin dinamik olarak kararlı doğasını kullanan denetleyicidir. Bu denetleyiciye dolaylı hız denetleyicisi (DHD) denir. İkinci denetleyici, her rüzgar hızı değeri için optimum uç hızı oranıyla bağlantılı optimum türbin dönüş hızını üretir ve bunu türbin dönüş hızı referansı olarak kullanır. Daha sonra bir regülatör ile türbin dönüş hızını kontrol eder. Bu denetleyici doğrudan hız kontrolörü (DHK) olarak adlandırılır.

Türbinin 4. çalışma bölgesinde güç kontrolü

Bu bölgede rüzgar türbinini kontrol etmek için en yaygın kontrol yapısı Şekil 3.7'de gösterilmektedir. Bu bölgede elektromanyetik moment anma değerinde sabit tutulur. Üretilen elektrik gücünün çoğu statordaki elektromanyetik moment tarafından üretitilir. Bu yapı, elektrik gücünün uygun şekilde düzenlenmesine yol açar. Bu konfigürasyonda titreme emisyonu düşüktür. Bununla birlikte, elektromanyetik moment, dönme hızının düzenlenmesine katkıda bulunmaz. Diğer bir dezavantaj ise, T_{em} sabit olduğu için, düşük temel rezonanstaki mekanik bağlantı ve bu bağlantının esnekliği boşa alınamaz.

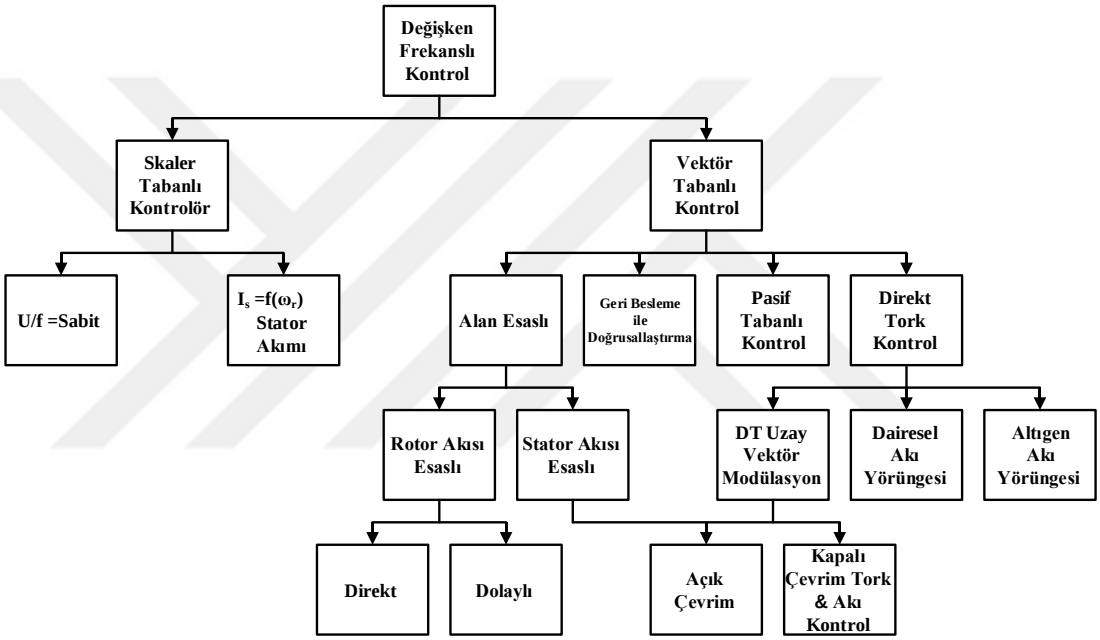


Şekil 3.7 Türbinin 4. bölgesinde güç kontrolü [37]

3.3 Rüzgar Enerji Sistemlerinde Asenkron Generatörlerin Kontrolü

Bu bölüm, modelleme tasarımının ilkelerini ve geleneksel kontrol veya vektör kontrol gibi kontrol stratejisinin farklı türleri hakkında daha fazla ayrıntıyı açıklayan bir öğretici görevi görür. Bu bölümdeki ana amaç, FÇBAG için uygun kontrol yöntemini seçmektir. Kontrolör yüksek performansa, basit algoritma tasarımına, basit ayar ve çalıştırmaya sahip olmalıdır.

Geleneksel kontrol stratejilerinde, asenkron makineler, gerilim büyüklüğü ile kontrol edilirken, hızdaki değişiklikleri elde etmek için makine besleme frekansının değiştirildiği "Gerilim Frekans" (V/f) kontrolü olarak da adlandırılan bir skaler kontrol kullanılarak kontrol edilir. Makinenin nominal akıda çalışmasını sağlamak için gerilim uygulanan frekansla doğru orantılıdır. Bu yöntem, asenkron makinesinin kararlı durum analizine dayanır. Yüksek performanslı AA sürücüler için Vektör Kontrol teknikleri kullanılır [38]. Şekil 3.8'de gösterildiği gibi, vektör kontrolünün dört çeşidi vardır ve bunlardan biri Alan Esaslı Kontroldür (AEK) [26].



Şekil 3.8 Asenkron makina kontrol yöntemlerinin genel sınıflandırması[26]

Vektör kontrol, V/f kontrolüne kıyasla iyi kontrol dinamiğine sahiptir ve kararlı durum sırasında V/f kontrolü işletmesinden daha yumuşaktır. AEK, sensörsüz sürücülerde parametre tanımlama ile daha yüksek performansla şu anda yaygın olarak kullanılmaktadır. Skaler kontrolde, moment ve akı arasında doğal bir bağlantı etkisi vardır, çünkü hem moment hem de akı, gerilim veya akım ve frekansın fonksiyonlarıdır. AEK şeması, geçici durum sırasında koordinat dönüşümleri yoluyla asenkron motorunun akı ve momentinin kontrolünü ayırmak ve sadece akım ve akı genliklerini değil, aynı zamanda faz açılarını da kontrol etmeyi amaçlamaktadır. Bu tür bir yöntemde, referans çerçevesinin d eksenini rotor veya stator akısı yönünde yönlendirerek, akı ve momentin bağımsız kontrolü mümkün kılınır [26].

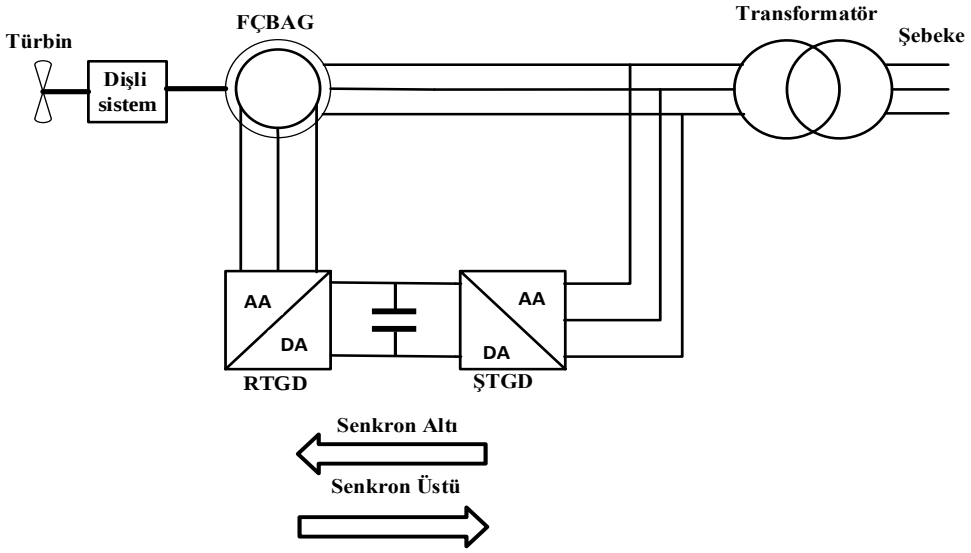
Bu tezde, döner senkron referans çerçevesine dayalı olarak rotorun ve şebekenin her iki ucunda vektör kontrol kullanılmıştır.

3.4 FÇBAG İçin Güç Dönüştürücüleri ve Kontrolü

Bu ayrıtta FÇBAG'nin kontrol sargısına bağlı olarak kullanılan güç dönüştürücünün kontrolü açıklanacaktır. İlk önce FÇBAG sisteminin devreye alınma süreci hakkında bilgi verilecektir. Böylece kaskad güç dönüştürücüsünün en önemli arka planı anlaşıldığında, kaskad dönüştürücü ile ilgili temel kavramlar da analiz edilecektir. Bu amaçla, yalnızca dönüştürücünün kendisi değil, aynı zamanda filtreler, DA bara bağlantısı ve kontrol gibi yakından ilişkili öğeleri de tanıtılacaktır [39]. Kaskad dönüştürücü açıkladıktan sonra, şebeke tarafı güç dönüştürücünün (ŞTGD) kontrolü anlatılacaktır. ŞTGD, rotor tarafı güç dönüştürücü (RTGD) için sabit bir DA bara gerilimi sağlar ve ayrıca şebekeye reaktif güç desteği sağlayabilir. Daha sonra ŞTGD'nin başlangıç modundaki, güç kontrol modundaki ve hız kontrol modundaki kontrolleri açıklanmıştır. ŞTGD, RTGD için bir DA bara gerilimi sağlamak ve gerekirse şebekeye reaktif güç desteği sağlamak için kontrol edilir [40-42]. RTGD ise FÇBAG'yi başlatma modu, güç kontrol modu ve hız kontrol modu olmak üzere üç kontrol modunda kontrol eder [43,44].

3.5 Şebeke Tarafı Güç Dönüştürücüsü

ŞTGD, DA bara gerilimini düzenler ve DA barası bu gerilimi RTGD ile paylaşılır. ŞTGD'nin AA tarafı elektrik şebekesine bağlıdır. ŞTGD, FÇBAG çalışma moduna göre aktif güç alabilir veya verebilir. Bu nedenle ŞTGD, hem ŞTGD ile şebeke arasındaki güç akışının kontrolünden hem de RTGD için DA bara geriliminin ayarlanmasından sorumludur [45,46].



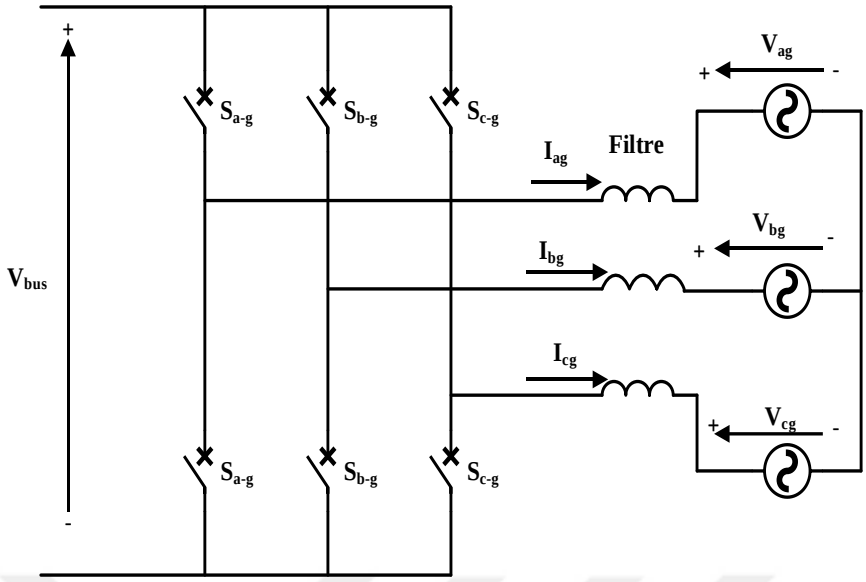
Şekil 3.9 FÇBAG rüzgar enerjisi sisteminde ŞTGD'den aktif güç akışı[40]

ŞTGD'nin güç akışı Şekil 3.9'da gösterilmektedir. Senkron altı modda, $\omega_r < \omega_s$ olduğundan FÇBAG'nin rotor tarafı, dönüştürücü aracılığıyla şebekeden aktif güç alır. Bu durumda, ŞTGD şebekeden güç alır ve bir doğrultucu olarak çalışır, RTGD'ise ŞTGD 'den güç alır ve rotor sargısı için AA'a çevirir.

Süper senkron (senkron üstü) modda: $\omega_r > \omega_s$ olduğundan FÇBAG'nin rotoru, dönüştürücü aracılığıyla şebekeye aktif güç sağlar. Bu durumda, RTGD rotordan güç alırken, ŞTGD şebekeye güç sağlar ve bir inverter (evirici) olarak çalışır.

Şebeke durumuna göre, FÇBAG rüzgar enerjisi sisteminin bazen şebekeye reaktif güç desteği sağlaması gerekir. Reaktif güç, RTGD'nin kontrolü ile FÇBAG'ın statoru tarafından üretilebilir. Ayrıca, şebeke gerilimi düştüğünde ve RTGD'nin FÇBAG'yi kontrol edemediği durumlarda statik değişken generatör olarak çalışan ŞTGD tarafından da sağlanabilir. Ancak, ŞTGD'nin kapasitesi normalde FÇBAG'nin kapasitesinin sadece %30'u olduğundan, reaktif güç çıkışı sınırlıdır[40].

Şebeke tarafı sistemi, şebeke tarafı güç dönüştürücüsü, şebeke tarafı filtresi ve şebeke geriliminden oluşur[39]. Şekil 3.10 şebeke tarafı sisteminin basitleştirilmiş bir modelini göstermektedir.



Şekil 3.10 Basitleştirilmiş dönüştürücü, filtre ve şebeke modeli[39]

Şekil 3.10'da, $\mathbf{S_{a-g}}$, $\mathbf{S_{b-g}}$, $\mathbf{S_{c-g}}$, Şebeke tarafı sürücüsünün A fazının , B fazının, C fazının anahtarları.

- Şebeke tarafı güç dönüştürücüsü, ideal çift yönlü anahtarlarla modellenmiştir. $\mathbf{S_{c-g}}$Gerilimi ve akımları DA'den AA'ye dönüştürürken, güç alışverişi AA'dan DA'ya (doğrultucu modu) ve DA'dan AA'ya (inverter modu) her iki yönde de olabilir. İdeal anahtar normalde akımın her iki yönde akmasına izin vermek için antiparalel bir diyot ile kontrollü bir yarı iletken anahtardan oluşturulur. Kullanılan kontrollü yarı iletken anahtar, genelde kapısı yalıtılmış bipolar transistördür (IGBT). Bu bölümde, anahtarlama süresi veya gerilim düşümleri gibi anahtarın gerçek özellikleri dikkate alınmadan kontrollü anahtarlar ideal olarak ele alınmaktadır.

- Şebeke tarafı filtresi normalde, dönüştürücünün her bir çıkış fazı ile şebeke gerilimi arasındaki bağlantılı olan en az üç endüktanstan (L) oluşur. Yüksek bir filtre gereksinimi gerektiğinde, her endüktansa bir kapasitör (LC) veya bir kapasitör ve bir tane daha endüktans (LCL) eşlik edebilir.

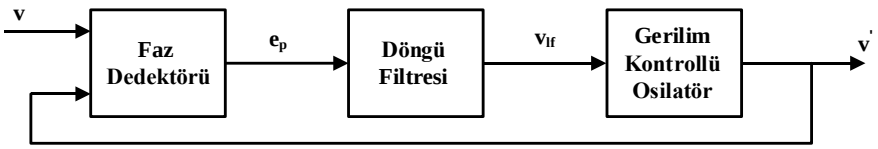
- Şebeke gerilimi normalde bir transformatör aracılığıyla sağlanır. Bu AA geriliminin normal çalışma koşulları altında dengeli ve sinüzoidal olması

beklenir. Transformatör veya şebeke empedanslarının etkisi bu bölümde ihmal edilmiştir[39].

3.5.1 Şebeke senkronizasyonu

Şebekeye bağlı herhangi bir güç dönüştürücüsü için, şebekeye bağlı dönüştürücü ile şebeke gerilimi arasındaki faz farkı, normal olarak istenmeyen aşırı akım oluşturacağından, şebeke senkronizasyonu esastır. FÇBAG'nin ŞTGD'si için, dq referans çerçevesinde vektör kontrolü kullanılıyorsa, şebeke gerilimi vektör açısı θ_s ve şebeke senkron Park dönüşümü için açısal frekans ω_s gereklidir. Şebeke frekansı ve fazı değişebileceğinden, ŞTGD'nin şebeke frekansını ve fazını dinamik olarak izlemesi gerekir. Bu nedenle, şebeke senkronizasyonu, ŞTGD için vektör kontrolünün uygulanmasının öncülüdür.

Faz kilitli döngü (FKD), genellikle bir gürültü ile birleştirilen belirli bir sinyali senkronize etmek için başarıyla kullanılır. Verilen sinyal genellikle bir şebeke gerilim sinyalidir. Teoride sinüzoidal olmasına rağmen, genellikle şebekedeki doğrusal olmayan yükler nedeniyle veya yardımcı sistemlerin geçici süreci tarafından bozulur. FKD, verilen sinyalin faz açısını bozuk veya gürültü ile arayüzlenmiş olsa bile takip edebilen bir kapalı çevrim kontrol sistemidir. Bu nedenle endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Normalde üç bölümden oluşan kapalı çevrim bir FKD diyagramı Şekil 3.11'te gösterilmiştir:



Şekil 3.11 FKD'nin şematik diyagramı[40]

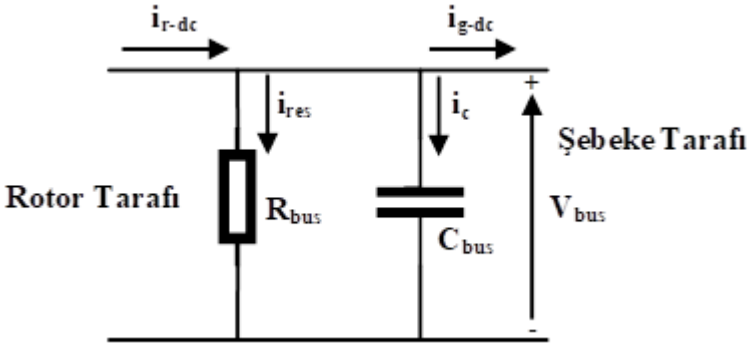
- Faz dedektörü (FD), giriş sinyali v ile çıkış sinyali v' arasındaki faz farkıyla orantılı bir hata sinyali e_p 'yi verir. e_p, bu kapalı döngü sisteminin geri besleme hatasıdır.
- Döngü filtresi (DF), kontrol sinyalini v_{lf} 'yi faz hata sinyali e_p 'den çıkarmak için bir alçak geçiren filtredir. Ayrıca kapalı çevrim sistemde kontrolör olarak da çalışır.

- Gerilim kontrollü osilatör (GKO), frekansı DF çıkışı v_{lf} ile orantılı olan AA çıkış v' üretir.

FKD kullanılarak, v' çıkışı, v giriş sinyalini izleyebilir. Başka bir deyişle, çıkış sinyali yalnızca giriş sinyali frekansını takip etmekle kalmaz, aynı zamanda faz açısını giriş sinyalininkiyle aynı tutar. Giriş sinyali gürültü ile bozulsa bile giriş sinyalinin hem faz hem de frekans bilgisi doğru bir şekilde çıkarılabilir. FKD döngüsü, döngü filtresi nedeniyle belirli bir atalete sahip olduğundan, FKD çıkışı, şebeke kesintisi nedeniyle giriş sinyali belirli bir süre kaybolsa bile periyodik AA sinyali vermeye devam edebilir. Bu durum, pratik uygulamalar için FKD 'nin önemli bir özelliğidir [40].

3.6 DA Bağlantı Barası

Kaskad dönüştürücünün DA kısmı tipik olarak DA bağlantı barası olarak adlandırılır. Bir kapasitörde (veya birkaç kondansatörün birleşiminde) depolanan enerji sayesinde, terminallerinde sabit bir gerilim sağlamaya çalışır. DA bağlantı barası şebeke tarafı ile rotor tarafı güç dönüştürücüleri arasındaki bağlantıdır. Şekil 3.12, bir DA bağlantı barasının olası basitleştirilmiş bir modelini göstermektedir. Model, yüksek dirençli paralel kondansatörden oluşur [39].



Şekil 3.12 DA bağlantı sistemi[39]

DA bağlantı bara modelini türetmek için DA bara gerilimi hesaplanmalıdır. Bu gerilim, kapasitörden geçen akıma bağlıdır:

$$V_{bus} = \frac{1}{C_{bus}} \int i_c dt \tag{3.5}$$

Kondansatörden geçen akım şu şekilde bulunabilir:

$$i_c = i_{r-dc} - i_{g-dc} - i_{res} \tag{3.6}$$

i_{res} direnç üzerinden akım (A)

i_{r-dc}Rotordan DA bağlantısına akan DA akımı(A)

i_{g-dc} DA bağlantısından şebekeye akan DA akımı(A)

DA akımları dönüştürücülerin AA çıkış akımlarından şu şekilde hesaplanabilir:

$$i_{g-dc} = S_{a-g}i_{ag} + S_{b-g}i_{bg} + S_{c-g}i_{cg} \quad (3.7)$$

$$i_{r-dc} = -S_{a-r}i_{ar} - S_{b-r}i_{br} - S_{c-r}i_{cr} \quad (3.8)$$

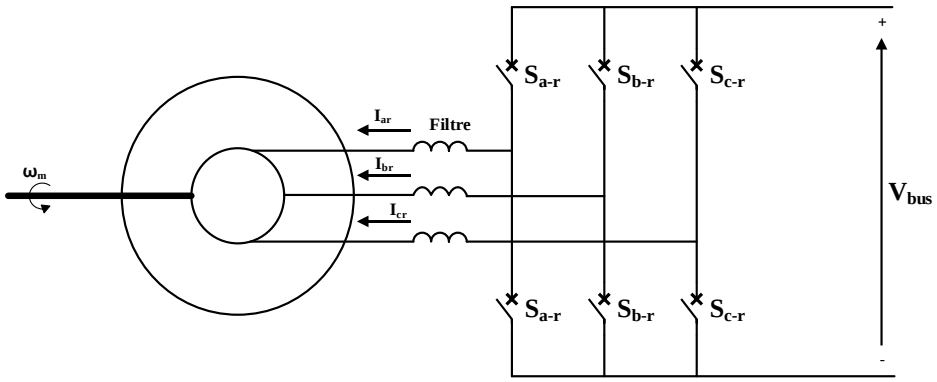
Şekil 3.10'da, $S_{a\text{-}r}$, $S_{b\text{-}r}$, $S_{c\text{-}r}$, Rotor tarafı sürücüsünün A fazının , B fazının, C fazının anahtarları.

Dirençten geçen akım ise aşağıdaki eşitlikten bulunur.

$$i_{res} = \frac{V_{bus}}{R_{bus}} \quad (3.9)$$

3.7 Rotor Tarafı Güç Dönüştürücüsü

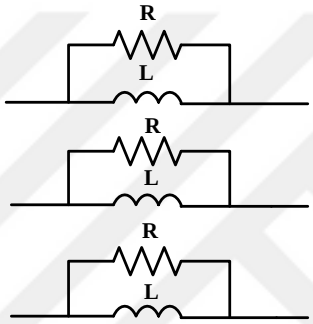
FÇBAG'in rotorunu besleyen rotor tarafı dönüştürücü, genel anlamda, daha önce gösterilen şebeke tarafı güç dönüştürücüsüyle aynıdır. Şekil 3.13'de, FÇBAG'in rotorunu beslemek için kullanılan dönüştürücü ve dv/dt filtresini göstermektedir [40].



Şekil 3.13 Makinede rotoru besleyen rotor tarafı dönüştürücü ve dv/dt filtre[39]

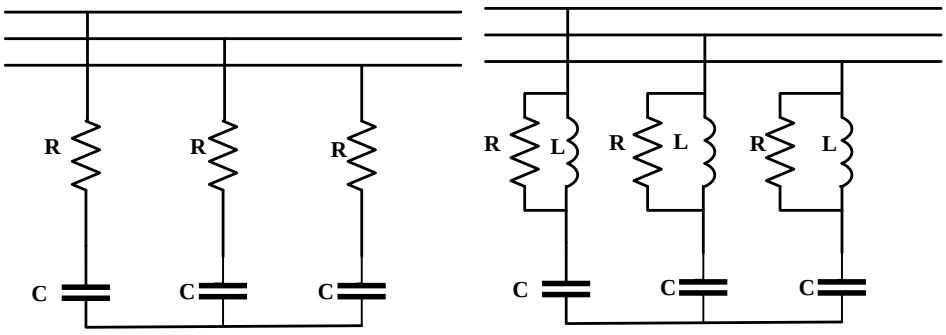
Bu durumda da iki seviyeli bir GKD rotoru besler. Rotor ve dönüştürücü arasında, esas olarak makineyi, kapasitif kaçak akımlar, yatak akımları ve motor üzerindeki artan stres gibi gerilim kaynağı dönüştürücünün zararlı etkilerinden korumak amacıyla bir dv/dt filtresi bulunur. Rotor tarafı güç dönüştürücüsü, DA bağlantısı ile şebeke tarafı güç dönüştürücüsüne bağlanır. dv/dt filtresi esas olarak makinenin rotor terminallerindeki dönüştürücüden gelen adım gerilimlerini azaltmaya çalışır. Temel

olarak üç faktörün birleşimi, dv/dt filtresinin azaltma eğiliminde olduğu makine üzerindeki etkilerin ne kadar zararlı olduğunu belirler. Bu faktörler, dönüştürücü tarafından üretilen gerilim adımlarının türü, dönüştürücü ile makineyi bağlamak için kullanılan kablonun özellikleri ile uzunluğu ve son olarak, sağlanan makinenin özellikleridir. Basamak gerilimlerinin zayıflaması, genel olarak farklı filtre türleri ile sağlanabilir. Bu nedenle, motorun terminallerindeki aşırı gerilimleri azaltmak için olası bir çözüm, Şekil 3.14'te gösterildiği gibi dönüştürücünün çıkışına paralel olarak bir direnç ve bir endüktans yerleştirmektir. Direnç, kablodaki yansımayı azaltır, düşük frekanslardan kaynaklanan gerilim düşümünü ve kayıpları azaltmak için ise endüktans gereklidir [39].



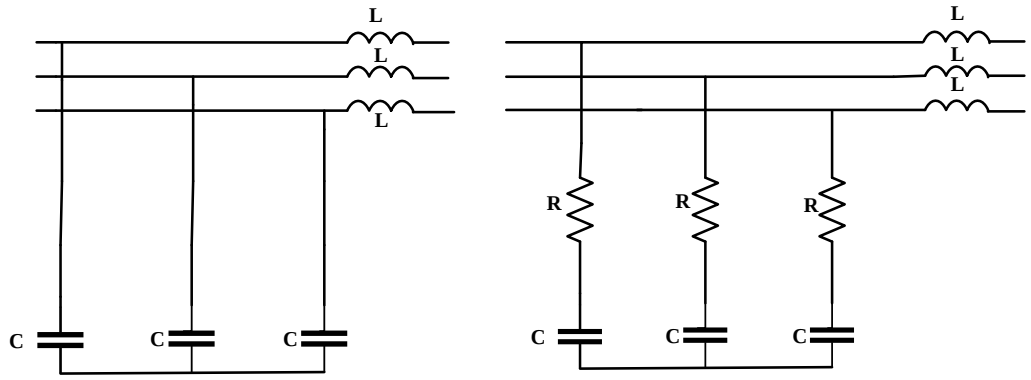
Şekil 3.14 Dönüştürücünün çıkışındaki dv/dt filtresi[39]

Bu filtre genellikle iki pasif elemandan oluşur. Bununla birlikte, bazı araştırmacılar, fiziksel bir direnç gerekliliğinden kaçınarak, endüktansın güç kayıplarını artırarak direncin etkisini yeniden üretmeyi önermektedir. Amacı makinenin giriş empedansını kablonun empedansı ile eşleştirmek olan filtreler normalde makinenin terminallerinde bulunur. Farklı çözümler arasında, Şekil 3.15'de gösterildiği gibi bir RC veya bir RLC filtresi kullanmak mümkündür[39].



Şekil 3.15 Makine terminallerindeki empedansları birleştirmek için olası filtreler[39]

Son olarak, dönüştürücünün çıkışında, dönüştürücünün kendisindeki dv/dt'yi azaltmak için Şekil 3.16'da gösterildiği gibi filtre ağlarını yerleştirmek de mümkündür.



Şekil 3.16 Dönüştürücünün çıkışındaki dv/dt filtresi[39]

3.8 FÇBAG Sisteminin Devreye Alınma Süreci (Başlatma Modu)

FÇBAG sisteminin devreye alma süreci aşağıdaki adımlardan oluşur:

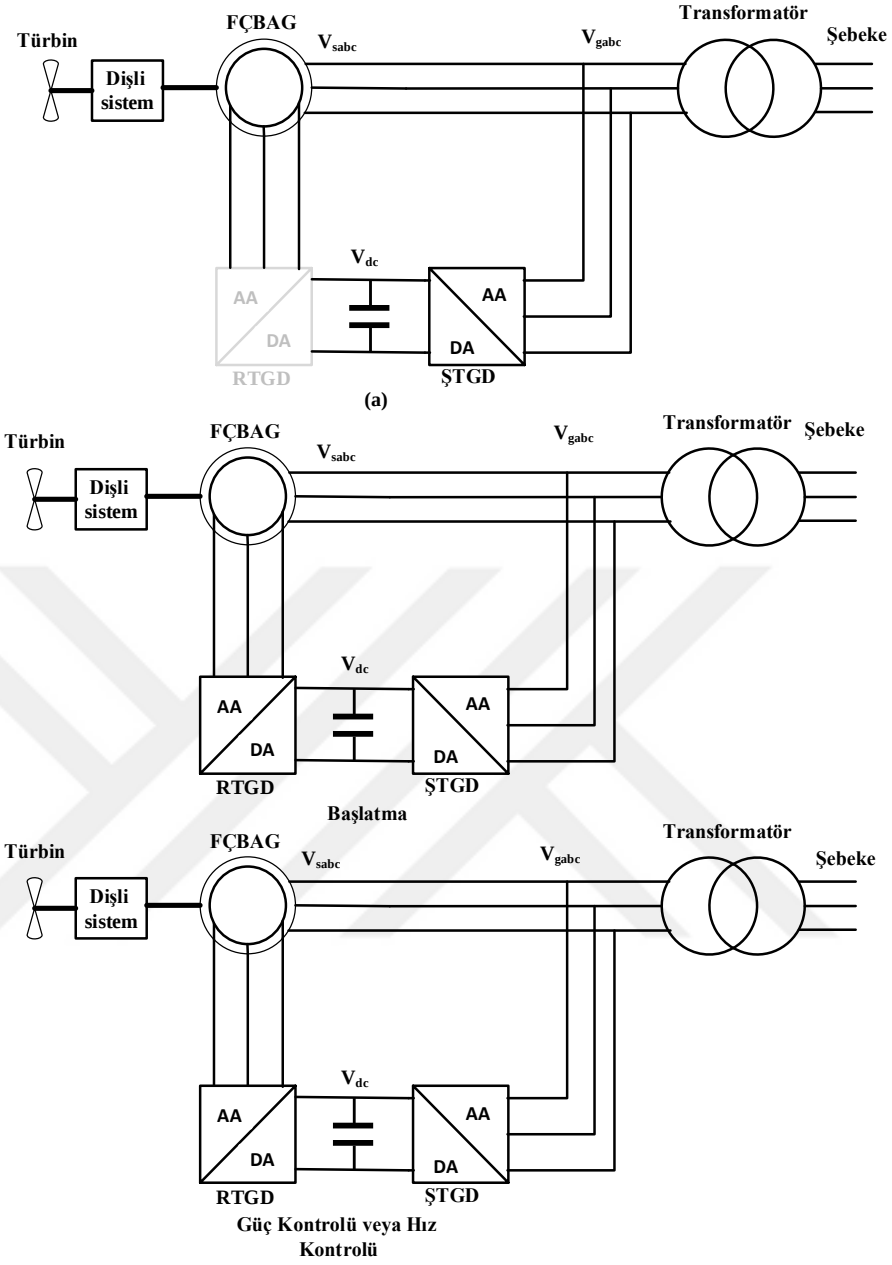
Adım 1: Önce ŞTGD başlar ve Şekil 3.17.a'da gösterildiği gibi DA-bara gerilimi v_{dc}'yi oluşturur.

Adım 2: DA bara gerilimi nominal değere ulaştıktan sonra RTGD, başlatma modunda çalışmaya başlar. RTGD, Şekil 3.17.b'de gösterildiği gibi, generatör stator gerilimi v_{sabc}'yi oluşturmak ve genliğini, frekansı ve faz açısını şebeke gerilimi v_{gabc} ile senkronize etmek için FÇBAG'yi kontrol eder.

Adım 3: Stator gerilimi şebeke ile aynı genliğe, frekansa ve faza sahip olduktan sonra, statoru şebekeye bağlamak için stator kesicisi kapatılır.

Adım 4: Stator kesicinin kapanması için normalde düzinelerce milisaniyeye ihtiyacı vardır ve bu süre boyunca FÇBAG hala başlangıç modunda çalışır. Stator kesicisi nihayet kapatıldıktan sonra, kontrolör kesiciden bir onay sinyali alacaktır.

Adım 5: Kontrolör, stator kesicisinin onay sinyalini alır almaz, kontrol şeması, Şekil 3.17.c'de gösterildiği gibi başlatma modundan güç kontrolü veya hız kontrol moduna değiştirilir [40].



Şekil 3.17 FÇBAG sisteminin başlatma süreci: (a) ŞTGD, DA-bara gerilimi oluşturur; (b) RTGD başlatma modunda çalışır; (c) stator kesicisi kapalı, RTGD güç kontrolü veya hız kontrol modunda çalışıyor[40]

3.8.1 Başlangıç modunda rotor tarafı güç dönüştürücüsü

Başlatma modu, FÇBAG stator tarafı şebekeye bağlanmadan önce FÇBAG stator geriliminin şebeke gerilimine senkronize işlemine atıfta bulunur. Başlangıç modunda, v_{sabc} stator geriliminin genliği kademeli bir artış sürecine girer. Stator kesicisi, stator gerilimi v_{sabc}, şebeke gerilimi v_{gabc}ile aynı genliğe, frekansa ve faz açısına sahip olana kadar kapatılmaz. Aksi takdirde, stator kesici kapatıldığında büyük bir darbe

akımına neden olabilir. Sonuç olarak, başlatma modundaki RTGD'nin kontrol amacı, stator sargılarının şebekeye düzgün bir şekilde bağlanmasını sağlamak için stator gerilim v_{sabc}'yi genliği, frekansı ve faz açısına göre şebeke gerilimi v_{gabc}'ye eşitlemektir.

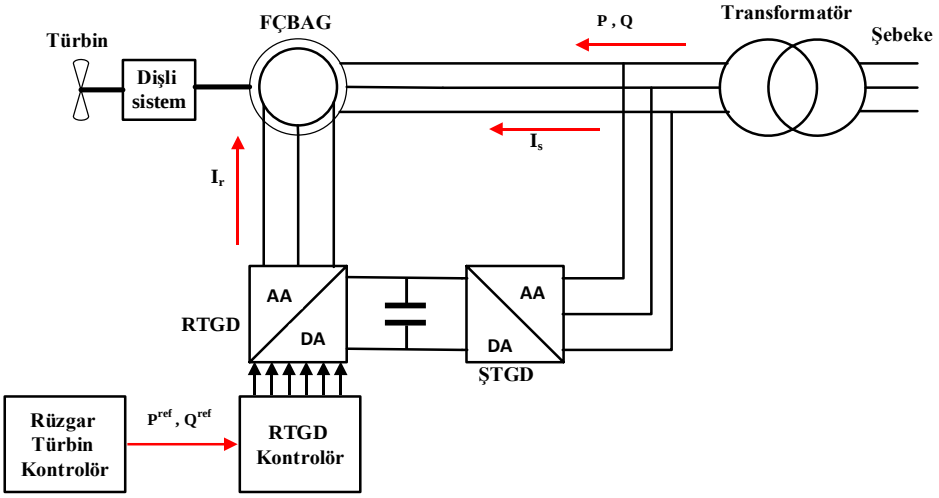
Normalde, rüzgar hızı devreye girme hızına ulaştığında başlangıç modu başlar. Bu durumda rotor hızı genellikle senkron hızın altındadır. Ancak, kısa süreli şebeke arızaları giderildikten sonra rüzgar türbini sisteminin tekrar şebekeye bağlanması gerektiğinde FÇBAG'nin şebekeye senkron veya süper senkron hızda bağlanması mümkündür.

Başlangıç modundaki RTGD için şebeke senkronizasyonu, daha önce bahsedildiği gibi şebeke faz açısı θ_s ve açısal hız ω_s elde etmek için bir FKD kullanılarak gerçekleştirilir[40].

3.8.2 Güç kontrol modunda rotor tarafı güç dönüştürücüsü

FÇBAG'nin stator sargıları şebekeye bağlandıktan sonra FÇBAG, şebekeye güç üretmeye başlar. FÇBAG, Şekil 3.18'de gösterildiği gibi rüzgar türbininin merkezi kontrolöründen gelen güç komutuna göre, aktif veya reaktif güç üretmek için RTGD aracılığıyla kontrol edilir. Güç komutu, maksimum güç noktası takibi (MGNT) veya iletim sistem operatörlerinin gereksinimlerini vb. gerçekleştirmek için rüzgar türbin merkezi kontrolöründen gelir.

Güç kontrolünde RTGD için şebeke senkronizasyonu da gereklidir. Bölüm 3.5.1'deki şebeke senkronizasyonunda belirtildiği gibi şebeke faz açısı θ_s ve açısal hız ωs bilgilerini almak için bir FKD kullanır, bu nedenle burada FKD tekrarlanmayacaktır [40].

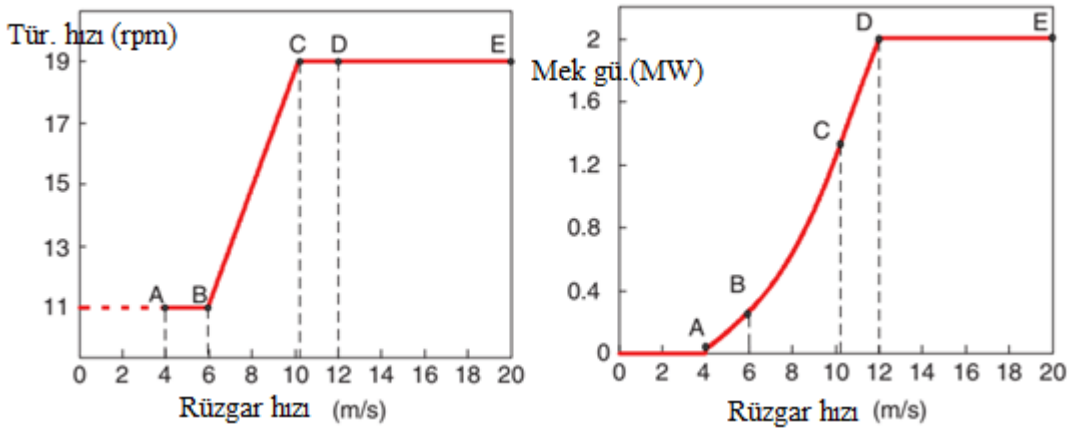


Şekil 3.18 Güç kontrol modunda FÇBAG sisteminin şematik diyagramı[40]

3.8.3 Hız kontrol modunda rotor tarafı güç dönüştürücüsü

Rüzgar türbininin dört çalışma modu vardır: başlatma modu, MGNT modu, hız sınırlama modu ve güç sınırlama modu. Şekil 3.20'de gösterilen A–B aşaması gibi başlangıç modunda, rüzgar hızı devreye girme hızından biraz daha yüksek olduğunda FÇBAG sabit hız kontrolü ile çalışır. MGNT modunda, Şekil 3.20'de gösterilen B–C aşaması gibi, FÇBAG, MGNT durumunda çalışır. Hız, mümkün olan en fazla gücü elde edebilmemiz için düzenlenir. Rüzgar hızı, rotor hızına ulaşacak kadar büyük olduğunda mekanik limiti, rotor hızını, rüzgar enerjisi sisteminde mekanik arızayı önlemek için sınırlandırılmalıdır. Bu durumda, rüzgar türbini Şekil 3.20'de gösterilen C–D aşaması olarak hız sınırlama moduna değiştirilir. Rotor hızı sabit olmasına rağmen, bu modda artan rüzgar hızı ile rüzgar türbininin hasat gücü hala artmaktadır.

Güç, elektrik sınırına ulaştığında, rüzgar türbini, generatör ve güç dönüştürücüler gibi elektrikli parçalara zarar vermemek için Şekil 3.19(3.4)'de gösterilen D–E aşaması gibi güç sınırlama moduna geçecektir. Rüzgar türbini çalışma modlarına göre FÇBAG rotor hızının RTGD üzerinden kontrol edilmesi gerektiğini görebiliriz. Güç kontrolünde RTGD için şebeke senkronizasyonu da gereklidir ve yine FKD tarafından sağlanır [40].



Şekil 3.19 FÇBAG'nin hız kontrol bölgeleri: (a) rüzgar hızına karşı türbin hızı; (b) rüzgar hızına karşı mekanik güç [40]

3.8.4 Kontrol modu değiştirilmesi

Yukarıdaki bölümlerde, FÇBAG için üç kontrol modu tanıtılmıştır. FÇBAG, şebekeye bağlanmadan önce başlangıç modunda çalışır. Şebekeye bağlandıktan sonra, FÇBAG ya hız kontrol modunda ya da güç kontrol modunda çalışmaya başlar. Sonuç olarak, FÇBAG'nin kontrol modu değişikliğinden kaçınılamaz.

3.8.4.1 Başlangıç modundan güç kontrolü veya hız kontrol moduna geçiş

Stator gerilimi, başlatma modunda şebeke gerilimini izlemişse, stator kesicisi kapatılır ve FÇBAG şebekeye düzgün bir şekilde bağlanır. FÇBAG'nin başlangıç modunda ve güç kontrolünde (veya hız kontrol modunda) kontrol modeli farklı olduğundan, bu iki moddaki regülatör parametreleri değiştirilmelidir. Başlangıç modundaki iç akım döngüsü için regülatör parametreleri, güç kontrolü veya hız kontrol modundakinden çok daha büyük olduğundan, stator kesicisi kapatıldığında parametrelerinin mümkün olan en kısa sürede azaltılması gerekir; aksi halde sistem kararsız olabilir. Öte yandan, mıknatıslama akımının güç kontrolü veya hız kontrolü modunda hala sağlanması gerekir; bu, q ekseni rotor akım referansının, reaktif komut sıfır olduğunda bile başlatma modundakiyle aynı olduğu anlamına gelir.

Başlangıç modundan güç veya hız kontrol moduna geçiş işlemi normalde aşağıdaki adımlarda gerçekleşir:

Adım 1: Stator gerilimi şebeke ile aynı genliğe, frekansa ve faza sahip olduktan sonra, statoru şebekeye bağlamak için stator kesicisi kapatılır.

Adım 2: Stator kesicinin normalde kapanması için düzinelerce milisaniyeye ihtiyacı vardır ve bu süre boyunca FÇBAG hala başlangıç modunda çalışır. Stator kesicisi nihayet kapatıldıktan sonra, kontrolör kesiciden bir onay sinyali alacaktır.

Adım 3: Kontrolör, stator kesicinin onay sinyalini alır almaz, kontrol şeması başlangıç modundan güç kontrolü veya hız kontrol moduna değiştirilir. Aynı zamanda, güç kontrolü veya hız kontrolü moduna uyum sağlamak için iç akım döngüsünün parametreleri yenilenir. İç akım döngüsü regülatörünün başlangıç değerleri başlangıç modunda, güç kontrolü veya hız kontrolü modu için güncellenmiş regülatör tarafından kullanılır. FÇBAG şebekeye bağlandığında sorunsuz mod geçişi sağlanabilir[40].

3.8.4.2 Çalışmanın güç kontrol modu ve hız kontrol modu arasında değiştirilmesi

Güç kontrol modu ve hız kontrol modu için iç akım döngüsü aynı olduğundan, bu iki mod arasında geçiş yapmak daha kolaydır. Mod değiştirme gerektiğinde, rotor d ekseni akım referansı, aktif güç döngüsünün çıkışından rotor hız döngüsüne veya tam tersi yönde değiştirilerek geçiş yapılabilir. Bu tez çalışmasında FÇBAG'nin rotor güç çeviri.

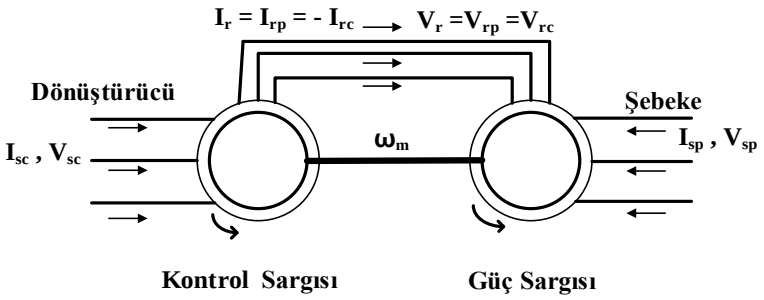
4. FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRLER VE MATEMATİKSEL MODELİ

Bu bölümde, FÇBAG'ler tanıtılacak ve tam bir sistem model tasarımı sunulacaktır. Model başlangıçta makine eşdeğer devreleri için türetilmiştir, sonra sistem denklemleri üretilmiştir.

4.1 FÇBAG'ın Temel Yapısı

ÇBAG'lerde bulunan fırça bilezik sistemi bu generatörlerde daha fazla bakıma ve işletme kayıplarına neden olmaktadır. Fırça bilezik sisteminin dezavantajlarından kaçınmak için fırçasız çift beslemeli asenkron generatörler geliştirilmiştir. Fırçasız çalışma, makineye ikinci stator sargısının eklenmesi ve bunun kaymalı güç geri kazanım döngüsüne bağlanmasıyla sağlanır. İkinci stator sargısını tanıtmanın en basit yolu, iki asenkron makineyi kademeli olarak birbirine bağlamaktır. Böyle bir düzenleme altında generatörün iki ayrı statoru vardır ve sargılar ortak rotor üzerinden manyetik olarak bağlanırlar. Böylelikle, FÇBAG modellemesinde, makine miline etki eden iki elektromanyetik moment üretmek mümkündür. Bununla birlikte, değişken hızda çalışmaya izin vermek için bu momentlerin değişken miktarlarda olması gerekir. Değişken momentler, FÇBAG'yi oluşturan makinelerden biri ile şebeke arasına bir AA-DA-AA güç dönüştürücü yerleştirerek ve diğer makineyi doğrudan şebekeye bağlayarak elde edilir. İkinci statorun sargısına uygulanan gerilimin frekansı ve büyüklüğü yönetilerek, generatörün toplam momenti, gerekli çalışma hızını kontrol etmek için ayarlanır. Böyle bir sistemde FÇBAG'nin deney teçhizatı, iki ayrı sargılı rotorlu asenkron makinesinden oluşur, istenen güç derecesine sahip ana asenkron makinesi güç sargısı ve diğer makine kontrol sargısı olarak adlandırılır. Kontrol sargısının daha küçük güçte olması, FÇBAG'nin bu bölümünün yalnızca düzenleyici işlevleri yerine getirmesi ve güç sargısından akan gücün bir kısmını idare etmesi gerçeğiyle doğrulanır. Güç ve kontrol sargıları mekanik ve elektriksel olarak birbirine bağlıdır. İlk gereklilik, güç ve kontrol sargıları arasında var olan elektromekanik ara bağlantıyı netleştirmektir. Bu iki sargıyı birbirine bağlamanın en basit yolu, Şekil 4.1 gösterildiği gibi rotor faz sargılarını faz değişikliği yapmadan kaskad olarak birbirine bağlayan yöntemdedir [26]. Bu bağlama yönteminde rotor bilezikleri ve dezavantajları

mevcuttur, ancak kavramsal olarak makinenin çalışma prensibinin anlatılması için kullanılmıştır. Orijinal FÇBAG'ler çift stator sargılı olarak ve bilezik fırça sistemi olmaksızın üretilirler.



Şekil 4.1 FÇBAG bağlantısı sistemi[26]

Şekil 4.1'de, I_r Rotor akımı, I_{rp} Güç sargısı için rotor akımı, I_{rc} Kontrol sargısı için rotor akımı, I_{sp} Güç sargısı için stator akımı, I_{sc} Kontrol sargısı için stator akımı, V_r Rotor gerilimi, V_{rp} Güç sargısı için rotor gerilimi, V_{rc} Kontrol sargısı için rotor gerilimi, V_{sp} Güç sargısı için stator gerilimi, V_{sc} Kontrol sargısı için stator gerilimidir.

Yukarıdaki tartışmadan, FÇBAG'nin çalışma hızı ile ilgili önemli bir sonuç çıkarılabilir. Açıkça normal çalışma koşulları altında FÇBAG'nin stator sargılarına uygulanan iki uyarma gerilimi vardır. Ayrıca, bu gerilimler genellikle farklı frekanslara sahiptir. Bu nedenle, FÇBAG'nin mekanik hızı hem bir güç makinesinin hem de kontrol sargısının uyarma frekansıyla ilgilidir. FÇBAG'nin mekanik hızının genel ifadesi bir sonraki denklemde verilmiştir. İki frekansın toplamalı veya çıkarmalı bir şekilde bir araya gelip gelmediği, FÇBAG'deki rotor ara bağlantısı tarafından belirlenir, ancak üretim modunda kontrol sargısı frekansının pozitif bir işaret taşıması tercih edilir (yani, kontrol sargısının stator manyetik alanının dönüş yönü, milin dönüş yönüne zıttır. Bu durumda $\omega_r = \omega_m + \omega_c$).

$$\omega_m = \frac{120(f_p + f_c)}{p_p + p_c} \tag{4.1}$$

Bu eşitlikte, f_p güç sargısı frekansını, f_c kontrol sargısı frekansını, p_p güç sargısı kutup çifti sayısı, p_c kontrol sargısı kutup çifti sayısını ifade eder.

Güç sargısı şebekeden beslenirken, kontrol sargısı ayarlanabilir bir gerilim ve frekans kaynağından beslenir. FÇBAG, güç sargısı statoru yüksek bir güçte ve kontrol sargısı statorundaki fırçasız kaymalı enerji geri kazanımı/enjeksiyonu daha düşük bir güçte

olabileceğinden, yüksek güçlü uygulamalar için uygundur. Bu bağlantı türünde iki makine tarafından üretilen rotor akımları çıkarma tekniğinde birleşir ve rotor gerilimleri aynı işaretlere sahiptir.

$$I_r = I_{rp} = - I_{rc} \quad \text{ve} \quad V_r = V_{rp} = V_{rc}$$

Bu bağlantılar aslında FÇBAG içindeki manyetik alanların ve akının dağılımı üzerinde bir etkiye sahiptir ve iki ters dönen moment üretir[26].

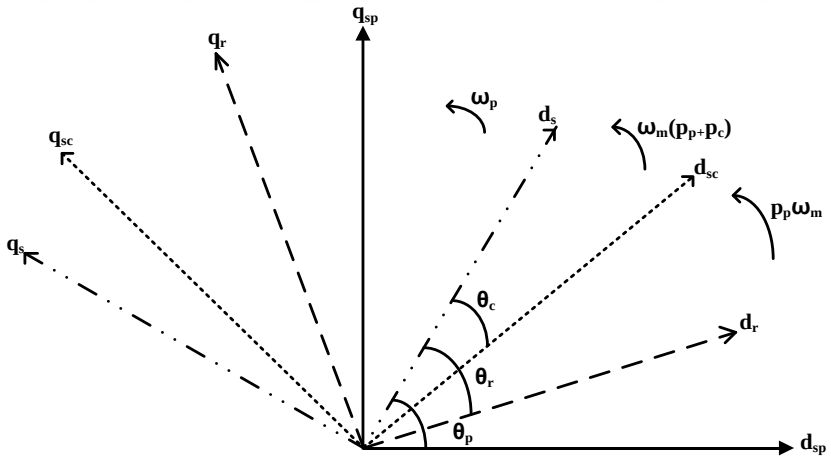
4.2 FÇBAG Eşdeğer Devre Analizi

Bu bölümdeki amaç, FÇBAG'nin dinamik performansının matematiksel denklemlerini oluşturmaktır. Makinelerin dinamik davranışı normalde “dinamik bir model” tarafından incelenmiştir. Dinamik model sayesinde, belirli gerilim besleme koşulları altında moment, akımlar ve akılar gibi makine değişkenlerinin sürekli performansını (sadece kararlı durumda değil) her zaman bilmek mümkündür. Bu şekilde, dinamik model tarafından sağlanan bilgileri kullanarak, bir durumdan diğerine geçişin nasıl sağlanacağını bilmek mümkündür. Bu da kararsızlıklar veya yüksek geçici akımlar gibi güvenli olmayan davranışların tespit edilmesini sağlar. Öte yandan, dinamik model, dinamik salınımlar, moment veya akım dalgalanmaları vb. gibi kararlı durum çalışması sırasında sistem hakkında ek bilgiler sağlar. Genel olarak diferansiyel denklem formunda temsil edilen dinamik model, genellikle kompakt bir model denklem seti olarak yapılandırılır ve bilgisayar tabanlı yazılım tarafından simüle edilmesine izin verir ve makinenin değişkenleriyle ilgili tüm bilgileri sağlar. Buna genellikle "simülasyon modeli" denir. Makinenin tüm değişkenlerinin sürekli davranışının bilinmesini sağlar. Bu bölümde, uzay vektör teorisine dayalı olarak FÇBAG'in dinamik modelini geliştirmektedir. Bu güçlü matematiksel araç sayesinde dinamik model için FÇBAG denklemleri (diferansiyel denklemler) türetilir. Daha sonra, elde edilen modellerden, sayısal örnekler ve performansların grafiksel gösterimi, dinamik simülasyon ile elde edilerek, okuyucuya pratik bilgiler verilir ve makinenin davranışının daha derinden anlaşılması sağlanır [39].

Denklemler bilindiği sürece herhangi bir kontrol algoritması bir PC üzerinde uygulanabilir ve Simulink'te modellenebilir. Denetleyici algoritması sadeleştirilerek, Park ve Clark dönüşümleri kullanılarak makine denklemleri d-q çerçevesinde ifade

edilmelidir. Bu dönüşümün nedeni, sistemden mümkün olduğunca çok sayıda zamanla değişen parametreleri elimine etmektir. Böylelikle, üç fazlı makine iki fazlı eşdeğerine dönüştürülür ve her zaman değişen uygun referans çerçevesi seçilerek hem stator hem de rotordaki zamana bağlı endüktanslar ortadan kaldırılır. Böylelikle, elektrik makinesinin basit ama eksiksiz bir dinamik modeli elde edilir [26].

FÇBAG modelinin oluşturulması için kullanılabilecek üç referans çerçevesinden birinin seçimi gereklidir. Bu çerçevelerden birincisi, güç sargısı statoruna bağlı referans çerçevesidir. İkinci çerçeve, kontrol sargısının statoruna bağlı referans çerçevesidir. Üçüncüsü ise, rotora bağlı referans çerçevesidir. İlk akla gelen seçim, FÇBAG'yi oluşturan hem güç hem de kontrol sargıları için dönme hızı aynı olduğundan, rotor üzerindeki referans çerçevesini kullanmak olacaktır. Ancak bu kullanışlı bir seçim değildir, çünkü o çerçeve sabit bir hızda dönmez. Ayrıca; akımlar ve gerilimler, sinüzoidal doğalarını koruyacak ve kontrolör tasarımı için önemli bir zorluk oluşturacaktır [38]. Kararlı durum çalışması altında tüm gerilim ve akımların eşdeğer DA değerlerine dönüştürülmesine izin veren en iyi seçim, güç sargısı statoruna bağlı senkron dönen referans çerçevesinin seçilmesinde yatmaktadır.



Şekil 4.2 FÇBAG d_q dönüşümü [26]

Şekil 4.2'de, ω_p Güç sargısı için açısal hızı , ω_c Kontrol sargısı için açısal hızı , θ_p Güç sargısı için mekanik açısal hızı, θ_c Kontrol sargısı için mekanik açısal hızıdır.

Şekil 4.2'de, d_{sp}/q_{sp} , güç sargısının statoruna bağlı sabit referans çerçevesini temsil ederken, d_s/q_s , ω_s'deki senkron referans çerçevesi dönüşüdür. Stator büyüklükleri için

dönüşüm açısı, senkron açıdır. d_r/q_r , rotora bağlı d-q referans çerçevesidir. Ancak bu durağan çerçeve, stator sabit referans çerçevesine göre ω_r açısal hızında dönmektedir. Bu hız, aşağıdaki denklemde gösterildiği gibi senkron hız ile mil elektrik frekansı arasındaki fark olarak kolayca elde edilebilir.

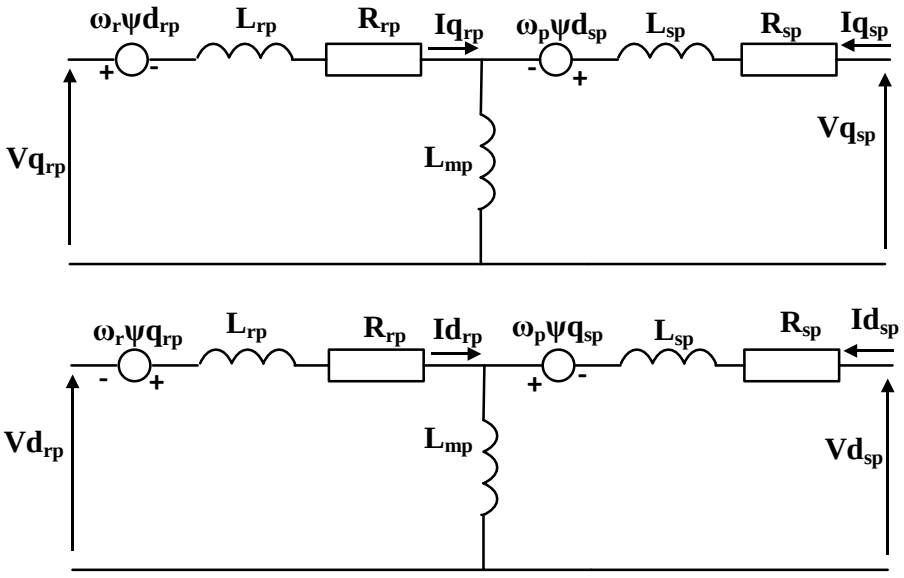
$$\omega_r = \omega_p - p_p\omega_m \tag{4.2}$$

Kontrol sargısı için, kaskad bağlantı nedeniyle rotor çerçevesi güç sargısıyle aynı olacaktır. Ancak stator çerçevesi, Şekil 4.2'de gösterildiği gibi ω_c hızında döner. Seçilen senkron referans çerçevesi, güç sargısı statoru, güç ve kontrol sargısı rotorları ve kontrol sargısı statoru arasındaki açısal ilişkiyi de gösterir. Ayrıca, kontrol sargısı güç sargısına göre de dönmektedir. Matematiksel olarak bu ilişki bir sonraki denklemde açıklanmıştır.

$$\omega_c = \omega_p - \omega_m(p_p + p_c) \text{ veya } \quad \theta_c = \theta_p - p_p\theta_m - p_c\theta_m \tag{4.3}$$

4.3 FÇBAG'nin Matematiksel Modeli

FÇBAG'nin matematiksel modeli, bir güç sargısı ve bir kontrol sargısı olmak üzere iki ayrı sargılı rotorlu asenkron makinesinden oluşur. Bu ayrıtta, FÇBAG 'nin her iki sargısı için matematiksel modelin kurulması ve ardından bu modellerin birleştirilerek tam modelin elde edilmesi sunulacaktır. FÇBAG'nin güç sargısı kısmının eşdeğer devresi Şekil 4.3'te gösterilmektedir [47].



Şekil 4.3 Güç sargısının d-q eşdeğer devreleri [47]

Şekil 4.3'te, Vd_{rp} güç sargısı için rotor tarafı d eksen gerilimi, Vq_{rp} güç sargısı için rotor tarafı q eksen gerilimi, Vd_{sp} güç sargısı için stator tarafı d eksen gerilimi , Vq_{sp} güç sargısı için stator tarafı q eksen gerilimi, Id_{rp} güç sargısı için rotor tarafı d eksen akımı, Iq_{rp} güç sargısı için rotor tarafı q eksen akımı, Id_{sp} güç sargısı için stator tarafı d ekseni akımı, Iq_{sp} güç sargısı için stator tarafı q eksen akımı, L_{rp} güç sargısı için rotor tarafı öz indüktansı, L_{sp} güç sargısı için stator tarafı öz indüktansı, L_{mp} güç sargısı için ortak indüktansı, R_{rp} güç sargısı için rotor tarafı direnci , R_{sp} güç sargısı için stator tarafı direnci, ψq_{rp} güç sargısı için rotor tarafı q eksen akısı, ψq_{sp} güç sargısı için stator tarafı q eksen akısı, ψd_{rp} güç sargısı için rotor tarafı d eksen akısı, ψd_{sp} güç sargısı için stator tarafı d eksen akısıdır.

FÇBAG güç sargısı için vektör denklemlerinin genel formu aşağıda sunulmuştur:

$$Vq_{sp} = R_{sp}Iq_{sp} + L_{sp}\frac{dIq_{sp}}{dt} + \omega_p L_{sp}Id_{sp} + L_{mp}\frac{dIq_{rp}}{dt} + \omega_p L_{mp}Id_{rp} \quad (4.4)$$

$$Vq_{sp} = R_{sp}Iq_{sp} + \left(L_{sp}Iq_{sp} + L_{mp}Iq_{rp}\right)s + \left(L_{sp}Id_{sp} + L_{mp}Id_{rp}\right)\omega_p \quad (4.5)$$

Güç sargısının stator akı bağlantısı akım ilişkileri aşağıdaki gibidir.

$$\psi q_{sp} = L_{sp}Iq_{sp} + L_{mp}Iq_{rp} \quad (4.6)$$

$$\psi d_{sp} = L_{sp}Id_{sp} + L_{mp}Id_{rp} \quad (4.7)$$

$$\therefore \quad Vq_{sp} = R_{sp}Iq_{sp} + \frac{d\psi q_{sp}}{dt} + \omega_p \psi d_{sp} \quad (4.8)$$

$$Vq_{rp} = R_{rp}Iq_{rp} + L_{rp}\frac{dIq_{rp}}{dt} + \omega_r L_{rp}Id_{rp} + L_{mp}\frac{dIq_{sp}}{dt} + \omega_r L_{mp}Id_{sp} \quad (4.9)$$

$$Vq_{rp} = R_{rp}Iq_{rp} + \left(L_{rp}Iq_{rp} + L_{mp}Iq_{sp}\right)s + \left(L_{rp}Id_{rp} + L_{mp}Id_{sp}\right)\omega_r \quad (4.10)$$

Güç sargısı rotor akı bağlantısı akım ilişkileri ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\psi q_{rp} = L_{rp}Iq_{rp} + L_{mp}Iq_{sp} \quad (4.11)$$

$$\psi d_{rp} = L_{rp}Id_{rp} + L_{mp}Id_{sp} \quad (4.12)$$

$$\therefore \; Vq_{rp} = R_{rp}Iq_{rp} + \frac{d\psi q_{rp}}{dt} + \omega_p \psi d_{rp} \quad (4.13)$$

$$Vd_{sp} = R_{sp}Id_{sp} + L_{sp}\frac{dId_{sp}}{dt} - \omega_p L_{sp}Iq_{sp} + L_{mp}\frac{dId_{rp}}{dt} - \omega_p L_{mp}Iq_{rp} \quad (4.14)$$

$$Vd_{sp} = R_{sp}Id_{sp} + \left(L_{sp}Id_{sp} + L_{mp}Id_{rp}\right)s - \left(L_{sp}Iq_{sp} + L_{mp}Iq_{rp}\right)\omega_p \quad (4.15)$$

$$\therefore\ Vd_{sp} = R_{sp}Id_{sp} + \frac{d\psi d_{sp}}{dt} - \omega_p \psi q_{sp} \tag{4.16}$$

$$Vd_{rp} = R_{rp}Id_{rp} + L_{rp}\frac{dId_{rp}}{dt} + \omega_r L_{rp}Iq_{rp} + L_{mp}\frac{dId_{sp}}{dt} + \omega_r L_{mp}Iq_{sp} \tag{4.17}$$

$$Vd_{rp} = R_{rp}Id_{rp} + \left(L_{rp}Id_{rp} + L_{mp}Id_{sp}\right)s + \left(L_{rp}Iq_{rp} + L_{mp}Iq_{sp}\right)\omega_r \tag{4.18}$$

$$\therefore Vd_{rp} = R_{rp}Id_{rp} + \frac{d\psi d_{rp}}{dt} + \omega_p \psi q_{rp} \tag{4.19}$$

Güç sargısının d-q ekseninde yukarıdaki denklemlerden elde edilmiş stator ve rotor gerilim ve akımları arasındaki ilişiki matrissel formda Eştilik 4.20 ile gösterilebilir.

$$\begin{bmatrix} Vq_{sp} \\ Vd_{sp} \\ Vq_{rp} \\ Vd_{rp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sp} + sL_{sp} & \omega_p L_{sp} & sL_{mp} & \omega_p L_{mp} \\ -\omega_p L_{sp} & R_{sp} + sL_{sp} & -\omega_p L_{mp} & sL_{mp} \\ sL_{mp} & \omega_r L_{mp} & R_{rp} + sL_{rp} & \omega_r L_{rp} \\ -\omega_r L_{mp} & sL_{mp} & -\omega_r L_{rp} & R_{rp} + sL_{rp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iq_{sp} \\ Id_{sp} \\ Iq_{rp} \\ Id_{rp} \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

Güç sargısında elektriksel moment oluşturma, herhangi bir asenkron makine için geçerli olan aynı ilkelere tabidir. Bu durumda elektrik momentinin genel denklemi basitçe aşağıdaki gibi yazılabilir.

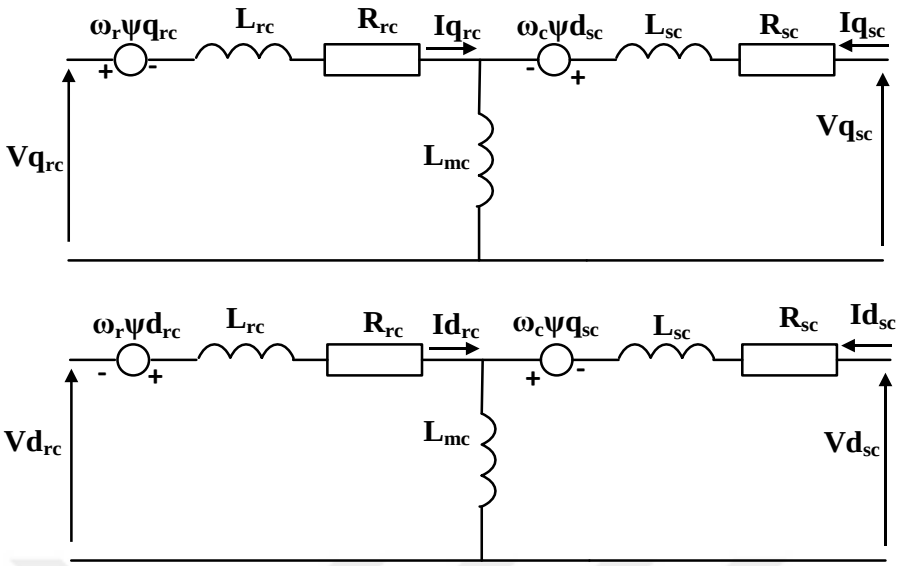
$$T_e = \frac{3}{2}\left(\frac{p}{2}\right)\psi_m I_r \tag{4.21}$$

Bununla birlikte, d-q referans çerçevesinde, son denklem, moment kontrolünü göstermek için yeniden düzenlenebilir. Şebekeye bağlı güç sargısı şebekenin sabit etkin gerilimine sahiptir. Moment şu şeklinde yazılabilir:

$$T_P = -\frac{3}{2}\left(\frac{p}{2}\right)\left(\psi q_{sp} Id_{sp} - \psi d_{sp} Iq_{sp}\right) \tag{4.22}$$

Güç sargısında stator akıları neredeyse sabit olduğundan, tek kontrol değişkeninin stator akımının d-q bileşenleri olduğu yukarıdaki denklemde açıkça gösterilmiştir. Ayrıca, kontrolör referans çerçevesi akı bileşenlerinden biri ile hizalanarak kontrol değişkenlerinin sayısı azaltılır [26].

FÇBAG'ün kontrol sargısının de matematikel modeli benzer şekilde elde edilmelidir. Şekil 4.4'te, kontrol sargısı için elektrik sistem denklemlerinin türetilebilineceği eşdeğer devreyi göstermektedir.



Şekil 4.4 FÇBAG için d-q Kontrol makinasının eşdeğer devreleri[26]

Şekildeki 4.4'te, Vd_{rc} Kontrol Sargısı için Rotor Tarafı d Eksen Gerilimi, Vqrc kontrol sargısı için rotor tarafı q eksen gerilimi, Vd_{sc} kontrol sargısı için stator tarafı d eksen gerilimi, Vqsc kontrol sargısı için stator tarafı q eksen gerilimi, Id_{rc} kontrol sargısı için rotor tarafı d eksen akımı, Iq_{rc} kontrol sargısı için rotor tarafı q eksen akımı, Id_{sc} kontrol sargısı için stator tarafı d eksen akımı, Iq_{sc} kontrol sargısı için stator tarafı q eksen akımı, L_{rc} kontrol sargısı için rotor tarafı öz indüktansı, L_{sc} kontrol sargısı için stator tarafı öz indüktansı, L_{mc} kontrol sargısı için ortak indüktansı, R_{rc} kontrol sargısı için rotor tarafı direnci, Rsc kontrol sargısı için stator tarafı direnci, ψq_{rc} kontrol sargısı için rotor tarafı q eksen akısı, ψq_{sc} kontrol sargısı için stator tarafı q eksen akısı, ψd_{rc} kontrol sargısı için rotor tarafı d eksen akısı, ψd_{sc} kontrol sargısı için stator tarafı d eksen akısıdır.

FÇBAG kontrol sargısı için stator ve rotor gerilimleri ile akı eşitliklerinin genel formu aşağıda sunulmuştur:

$$Vq_{sc} = R_{sc}Iq_{sc} + L_{sc}\frac{dIq_{sc}}{dt} + \omega_c L_{sc}Id_{sc} + L_{mc}\frac{dIq_{rc}}{dt} + \omega_c L_{mc}Id_{rc} \quad (4.23)$$

$$Vq_{sc} = R_{sc}Iq_{sc} + (L_{sc}Iq_{sc} + L_{mc}Iq_{rc})s + (L_{sc}Id_{sc} + L_{mc}Id_{rc})\omega_c \quad (4.24)$$

Kontrol sargısı stator akısı ile akım arasındaki eşitlikler kullanılarak stator gerilim eşitliği yeniden yazılabilir:

$$\psi q_{sc} = L_{sc}Iq_{sc} + L_{mc}Iq_{rc} \quad (4.25)$$

$$\psi d_{sc} = L_{sc} Id_{sc} + L_{mc} Id_{rc} \tag{4.26}$$

$$\therefore Vq_{sc} = R_{sc} Iq_{sc} + \frac{d\psi q_{sc}}{dt} + \omega_c \psi d_{sc} \tag{4.27}$$

$$Vq_{rc} = R_{rc} Iq_{rc} + L_{rc} \frac{dIq_{rc}}{dt} + \omega_r L_{rc} Id_{rc} + L_{mc} \frac{dIq_{sc}}{dt} + \omega_r L_{mc} Id_{sc} \tag{4.28}$$

$$Vq_{rc} = R_{rc} Iq_{rc} + (L_{rc} Iq_{rc} + L_{mc} Iq_{sc})s + (L_{rc} Id_{rc} + L_{mc} Id_{sc})\omega_r \tag{4.29}$$

Kontrol sargısı rotor akısı ile akım arasındaki eşitlikler kullanılarak da rotor gerilim eşitliği yeniden yazılabilir:

$$\psi q_{rc} = L_{rc} Iq_{rc} + L_{mc} Iq_{sc} \tag{4.30}$$

$$\psi d_{rc} = L_{rc} Id_{rc} + L_{mc} Id_{sc} \tag{4.31}$$

$$\therefore Vq_{rc} = R_{rc} Iq_{rc} + \frac{\psi q_{rc}}{dt} + \omega_r \psi d_{rc} \tag{4.32}$$

$$Vd_{sc} = R_{sc} Id_{sc} + L_{sc} \frac{dId_{sc}}{dt} - \omega_c L_{sc} Iq_{sc} + L_{mc} \frac{dId_{rc}}{dt} - \omega_c L_{mc} Iq_{rc} \tag{4.33}$$

$$Vd_{sc} = R_{sc} Id_{sc} + (L_{sc} Id_{sc} + L_{mc} Id_{rc})s - (L_{sc} Iq_{sc} + L_{mc} Iq_{rc})\omega_c \tag{4.34}$$

$$\therefore Vd_{sc} = R_{sc} Id_{sc} + \frac{d\psi d_{sc}}{dt} - \omega_c \psi q_{sc} \tag{4.35}$$

$$Vd_{rc} = R_{rc} Id_{rc} + L_{rc} \frac{dId_{rc}}{dt} + \omega_r L_{rc} Iq_{rc} + L_{mc} \frac{dId_{sc}}{dt} + \omega_r L_{mc} Iq_{sc} \tag{4.36}$$

$$Vd_{rc} = R_{rc} Id_{rc} + (L_{rc} Id_{rc} + L_{mc} Id_{sc})s + (L_{rc} Iq_{rc} + L_{mc} Iq_{sc})\omega_r \tag{4.37}$$

$$\therefore Vd_{rc} = R_{rc} Id_{rc} + \frac{d\psi d_{rc}}{dt} + \omega_r \psi q_{rc} \tag{4.38}$$

Kontrol sargısının stator ve rotor gerilimleri ile akımlar arasında elde edilen .denklemler matrissel formda aşağıdaki gibidir

$$\begin{bmatrix} Vq_{sc} \\ Vd_{sc} \\ Vq_{rc} \\ Vd_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sc} + SL_{sc} & \omega_c L_{s_c} & SL_{m_c} & \omega_c L_{m_c} \\ -\omega_c L_{s_c} & R_{s_c} + SL_{s_c} & -\omega_c L_{m_c} & SL_{m_c} \\ SL_{m_c} & \omega_r L_{m_c} & R_{r_c} + SL_{r_c} & \omega_r L_{r_c} \\ -\omega_r L_{m_c} & SL_{m_c} & -\omega_c L_{r_c} & R_{r_c} + SL_{r_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iq_{sc} \\ Id_{sc} \\ Iq_{rc} \\ Id_{rc} \end{bmatrix} \tag{4.39}$$

Daha önce belirtildiği gibi, faz değişimi (inversiyonu) olmayan kaskad konfigürasyon için ayrı makinelerin rotor akımları zıt işaretlere sahiptir, rotor içindeki akıların ifadesini elde etmek için aşağıdaki eşitlikler kullanılır:

$$V_{rp} = V_{rc} \qquad \psi_r = \psi_{rp} - \psi_{rc} \qquad I_{rp} = -I_{rc} = I_r$$

$$\therefore 0 = V_{rp} - V_{rc}$$

Bu eşitlikler yardımıyla rotor gerilim denkli yazılırsa:

$$0q_r = R_{rp}Iq_r + L_{rp}\frac{dIq_r}{dt} + \omega_r L_{rp}Id_r + L_{mp}\frac{dIq_{sp}}{dt} + \omega_r L_{mp}Id_{sp} + R_{rc}Iq_r + L_{rc}\frac{dIq_r}{dt} + \omega_r L_{rc}Id_r - L_{mc}\frac{dIq_{sc}}{dt} - \omega_r L_{mc}Id_{sc} \quad (4.40)$$

elde edilir.

$L_r = L_{rp} + L_{rc}$ ve $R_r = R_{rp} + R_{rc}$ olduğundan, denklemde indüktans ve direnç bağıntıları yerine konarak yeniden yazılabilir:

$$0q_r = R_rIq_r + L_r\frac{dIq_r}{dt} + \omega_r L_rId_r + L_{mp}\frac{dIq_{sp}}{dt} + \omega_r L_{mp}Id_{sp} - L_{mc}\frac{dIq_{sc}}{dt} - \omega_r L_{mc}Id_{sc} \quad (4.41)$$

$$0q_r = R_rIq_r + \left(L_rIq_r + L_{mp}Iq_{sp} - L_{mc}Iq_{sc}\right)s + \left(L_rId_r + L_{mp}Id_{sp} - L_{mc}Id_{sc}\right)\omega_r \quad (4.42)$$

Elde edilen denklem yardımıyla rotor akısının d ve q bileşenleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\psi q_r = L_rIq_r + L_{mp}Iq_{sp} - L_{mc}Iq_{sc} \quad (4.43)$$

$$\psi d_r = L_rId_r + L_{mp}Id_{sp} - L_{mc}Id_{sc} \quad (4.44)$$

Bu bileşenlerin denklemelerde yerine konmasıyla rotor d ve q gerilim denklemleri elde edilir.

$$\therefore 0q_r = R_rIq_r + \frac{d\psi q_r}{dt} + \omega_r\psi d_r \quad (4.45)$$

$$0d_r = R_rId_r + L_r\frac{dId_r}{dt} + \omega_r L_rIq_r + L_{mp}\frac{dId_{sp}}{dt} + \omega_r L_{mp}Iq_{sp} - \omega_r L_{mc}Iq_{sc} - L_{mc}\frac{dId_{sc}}{dt} \quad (4.46)$$

$$0d_r = R_rId_r + \left(L_rId_r + L_{mp}Id_{sp} - L_{mc}Id_{sc}\right)s + \left(L_rIq_r + L_{mp}Iq_{sp} - L_{mc}Iq_{sc}\right)\omega_r \quad (4.47)$$

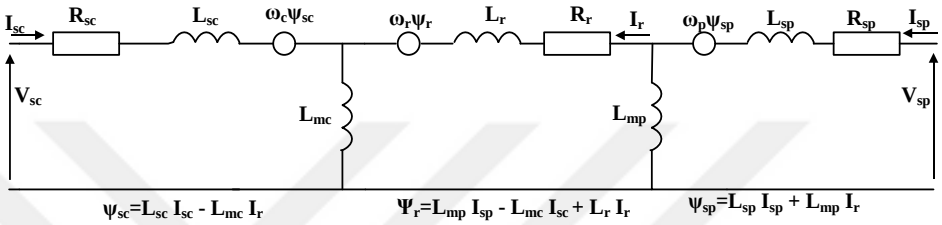
$$\therefore 0d_r = R_rId_r + \frac{d\psi d_r}{dt} + \omega_r\psi q_r \quad (4.48)$$

Kontrol sargısı için elektriksel moment denklemi, kontrol sargısının stator akıları değişken olduğundan elektriksel moment için genel denklemle aynı değildir. Kontrol sargısı momenti, uyarma akımının bir fonksiyonu olarak ifade edilmelidir. Bir sonraki denklemde, kontrol sargısı momenti ve kontrol değişkenleri cinsinden verilmiştir.

$$T_c = -\frac{3}{2}\left(\frac{p_c}{2}\right)L_{mc}(Iq_rId_{sc} - Id_rIq_{sc}) \quad (4.49)$$

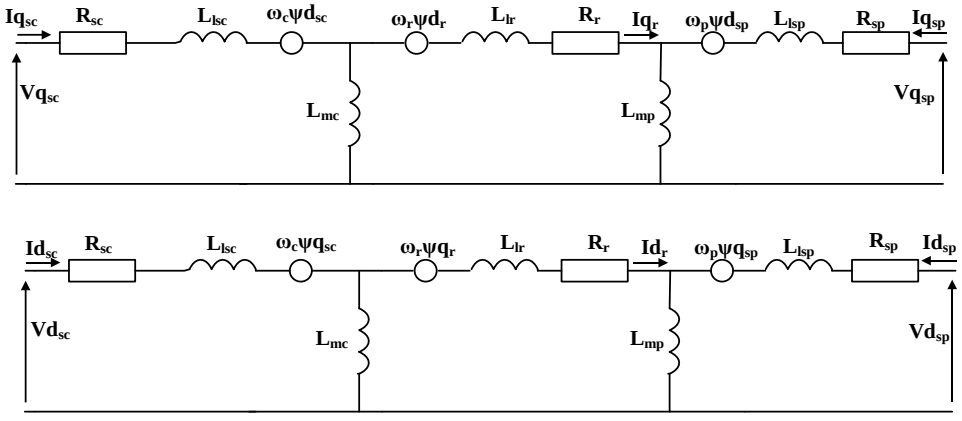
Yukarıdaki denklemde ikinci değişken olarak rotor akımı seçeneği açıkça gösterilmiştir.

FÇBAG'nin tam modelini tanımlamak için güç ve kontrol sargısının alt modelleri bir araya getirilmelidir. Bunun için, denklem 4.20 denklem 4.39 ile birleştirilir ve ortak rotoru temsil etmek için bu işlem tüm rotor büyüklüklerinin biraraya getirilebileceğine dikkat edilerek yapılır.



Şekil 4.5 FÇBAG'nin eşdeğer devresi[26]

Standart Park ve Clark dönüşümü uygulanarak üç fazlı makine iki fazlı eşdeğer devreye dönüştürüldüğünde ortaya çıkan model Şekil 4.5'deki gibi olur. Clark dönüşümü, dengeli üç fazlı bileşenleri dengeli iki faz bileşenine dönüştürür, Park dönüşümü ise, dengeli iki fazlı ortogonal durağan sistemdeki vektörleri ortogonal dönen referans çerçevesindeki bileşenlere dönüştürür.



Şekil 4.6 FÇBAG'nin d-q eşdeğer devreleri[26]

Ortaya çıkan FÇBAG'nin dinamik elektriksel matematik modeli sonraki denklemde verilmiştir;

$$\begin{bmatrix} Vq_{sp} \\ Vd_{sp} \\ Vq_r \\ Vd_r \\ Vq_{sc} \\ Vd_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{\mathrm{sp}} + sL_{\mathrm{sp}} & \omega_p L_{\mathrm{sp}} & sL_{\mathrm{mp}} & \omega_p L_{\mathrm{mp}} & 0 & 0 \\ -\omega_p L_{\mathrm{sp}} & R_{\mathrm{sp}} + sL_{\mathrm{sp}} & -\omega_p L_{\mathrm{mp}} & sL_{\mathrm{mp}} & 0 & 0 \\ sL_{\mathrm{mp}} & \omega_r L_{\mathrm{mp}} & R_r + sL_r & \omega_r L_r & sL_{\mathrm{mc}} & \omega_r L_{\mathrm{mc}} \\ -\omega_r L_{\mathrm{mp}} & sL_{\mathrm{mp}} & -\omega_r L_r & R_r + sL_r & -\omega_r L_{\mathrm{mc}} & sL_{\mathrm{mc}} \\ 0 & 0 & sL_{\mathrm{mc}} & \omega_c L_{\mathrm{mc}} & R_{sc} + sL_{\mathrm{sc}} & \omega_c L_{\mathrm{sc}} \\ 0 & 0 & -\omega_c L_{\mathrm{mc}} & sL_{\mathrm{mc}} & -\omega_c L_{\mathrm{sc}} & R_{sc} + sL_{\mathrm{sc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iq_{sp} \\ Id_{sp} \\ Iq_r \\ Id_r \\ Iq_{sc} \\ Id_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

Şekil 4.6'daki gösterilen FÇBAG'nin d-q eşdeğer devreleri ile birlikte dinamik denklemler incelendiğinde, sonraki denklemlerde gösterildiği gibi rotor d-q akı bileşenlerinde belirli bir miktarda çapraz bağlantı olduğunu göstermektedir;

$$\psi d_r = -\frac{R_r Iq_r + \frac{d\psi q_r}{dt}}{\omega_r} \quad (4.51)$$

$$\psi q_r = -\frac{R_r Id_r + \frac{d\psi d_r}{dt}}{\omega_r} \quad (4.52)$$

Bu denklemlerden çıkan sonuç, kararlı durumda, güç makinesinden akan aktif ve reaktif güç, ÇBAG'de olduğu gibi tamamen ayrılmış bir yöntem ile kontrol edilemeyebilir. Bununla birlikte, rotor akısının çapraz etkileri azaltılabilir. Bu husus, FÇBAG için kontrolör tasarımında dikkate alınacaktır.

FÇBAG için toplam elektrik momenti T_e, her iki makineden gelen bireysel momentlerin toplamıdır:

$$T_e = -\frac{3}{4}\left[p_p\left(\psi q_{sp} Id_{sp} - \psi d_{sp} Iq_{sp}\right) + p_c L_{mc}(Iq_r Id_{sc} - Id_r Iq_{sc})\right] \quad (4.53)$$

Toplam elektrik moment denklemi, iki akımın bir fonksiyonu olarak ifade edilebilir . Denklem 4.53'de gösterildiği gibi güç ve kontrol makinesi momentleri stator akımına bağlıdır. Elektrik moment denklemi ayrıca güç ve kontrol makinelerinin yüküne, sürtünmesine ve toplam ataleti ile ilişkilidir:

$$T_e = T_L + \omega_m\left(B_{fp} + B_{fc}\right) + \left(J_{sp} + J_{sc}\right)\frac{d\omega_m}{dt} \quad (4.54)$$

Yukarıdaki eşitlikte, T_e elektrik momentini, T_l yük momentini, B_{fp} güç sargısının sürtünmesini, B_{fc} Kontrol sargısının sürtünmesini, J_{sp} Güç sargısının atalet momentini, J_{sc} Kontrol sargısının atalet mometini ifade eder.

Önceki denklem, aşağıda gösterildiği gibi mil hızını türetmek üzere yeniden düzenlenebilir;

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_{sp}+J_{sc}}\left[T_e - T_L - \omega_m\left(B_{fp} + B_{fc}\right)\right] \quad (4.55)$$

Yukarıda yazılan ifadeler ile FÇBAG'nin matematiksel denklemi elde edilmiş olunur.

5. FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRÜN KONTROLÜ

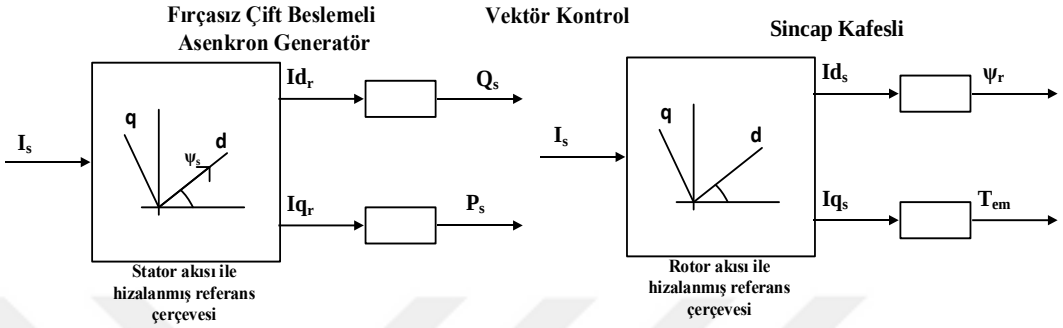
Kontrolün kendisi, tahriklerde ve dolayısıyla rüzgar türbini teknolojisinde çok önemli bir rol oynar. Enerji üretirken fırçasız çift beslemeli asenkron generatörün kontrolü bir rüzgar türbininde gerekli ve kaçınılmazdır. Kontrol, generatörün moment, aktif ve reaktif güç gibi büyüklüklerini ve ayrıca DA bara gerilimi gibi şebeke tarafı dönüştürücüsü ile ilgili büyüklüklerini, doğru ve verimli enerji üretimi için, optimum değerlerine yaklaştırır. Sisteme bu şekilde kontrol uygulandığında, kontrolör modülatör ile birlikte istenen referans değerlerine göre dönüştürücü anahtar darbelerinin üretilmesinden sorumludur. Bu bölümde FÇBAG için vektör kontrolü (alan esaslı kontrol) açıklanmıştır. Ek olarak, FÇBAG tabanlı rüzgar türbinlerinin kontrolünde, bozulmuş gerilim çalışma senaryosuna özel dikkat gösterimiştir. Rüzgar türbininin normal çalışmasının yanı sıra, tasarlanan kontrol, şebeke gerilim bozulmalarından kaynaklanan sorunlu durumlarla başa çıkmak için hazırlanmıştır. Şebeke gerilim bozulmaları, elektrik şebekesinin özelliklerine bağlı olarak farklı nitelikte (gerilim düşüşleri, dengesizlikler, vb.) olabilir. Bununla birlikte, en sık meydana gelen bozulma, gerilim düşümüdür. Aslında bu bozulmaların en sorunlusu olduğu söylenebilir. Gerilim düşümleri, uygun önlemler alınmadığı takdirde çoğu zaman rüzgar türbinlerinin devre dışı kalmasına neden olur.

Diğer bozulma sorunların yanı sıra gerilim düşümü, şebeke sisteminin istikrarsızlaştırılmasını önlemek için güçlü rüzgar enerjisi penetrasyonuna sahip birçok farklı ülkenin şebeke gereksinimlerinde ele alınan gerçek bir sorundur [39].

5.1 FÇBAG'nin Vektör Kontrolü

Şebekeye bağlı bir FÇBAG'in vektör kontrolü, bir sincap kafesli makinenin yaygın olarak kullanılan klasik vektör kontrolüne çok benzer. Sincap kafesli asenkron makinede, d ekseni rotor akısı uzay vektörü konumu boyunca yönlendirilmiş olarak senkronize dönen bir dq referans çerçevesinde kontrol edilir. Bu nedenle, akımın d bileşeni rotor akısıyla orantılıyken akımın q bileşeni elektromanyetik momentle orantılıdır. Akımın iki bileşeni bağımsız olarak kontrol edilerek, moment ve rotor uyarma akımı arasında ayrılmış bir kontrol elde edilir. Benzer şekilde, bir FÇBAG'in

vektör kontrolünde, rotor akımının d ve q ekseninin bileşenleri düzenlenir. FÇBAG'de stator akısı ile yönlendirilmiş bir referans çerçevesi kullanılırsa, statorun aktif ve reaktif güç akışları, sırasıyla rotor akımının q ve d bileşeni aracılığıyla bağımsız olarak kontrol edilebilir (Şekil 5.1) [39].



Şekil 5.1 Sincap kafesli makine ile FÇBAG'nin vektör kontrolünün karşılaştırması[39]

FÇBAG vektör kontrolü için, ilk adımda rotor akımı ile stator güçleri arasındaki ilişki elde edilir. Ardından, akım için kapalı kontrol döngüleri sunulur. FÇBAG'nin matematiksel modeli kullanılarak akım ve akılar arasındaki ilişki şu şekilde yazılabilir:

$$Id_s L_s + Id_r L_m = \psi_s \tag{5.1}$$

$$Iq_s L_s + Iq_r L_m = 0 \tag{5.2}$$

Yukarıdaki denklemler kullanılarak rotor ve stator akımları arasındaki ilişki elde edilir:

$$Id_s = \frac{\psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} Id_r \tag{5.3}$$

$$Iq_s = -\frac{L_m}{L_s} Iq_r \tag{5.4}$$

Kararlı durumda, stator akısı, V_g şebeke gerilimiyle orantılıdır. Stator direncinin ihmal edilmesi ile stator gerilimleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$Vd_s = 0$$

$$Vq_s = V_g \approx \omega_s \psi_s \tag{5.5}$$

Böylece, d ekseni stator akısı ile yönlendirirken, gerilim q ekseni ile hizalanır. Stator P_S aktif ve Q_S reaktif güç eşitlikleri daha sonra şu şekilde yazılabilir:

$$P_s = \frac{3}{2} Vq_s Iq_s \tag{5.6}$$

$$Q_s = \frac{3}{2} Vd_s Id_s \tag{5.7}$$

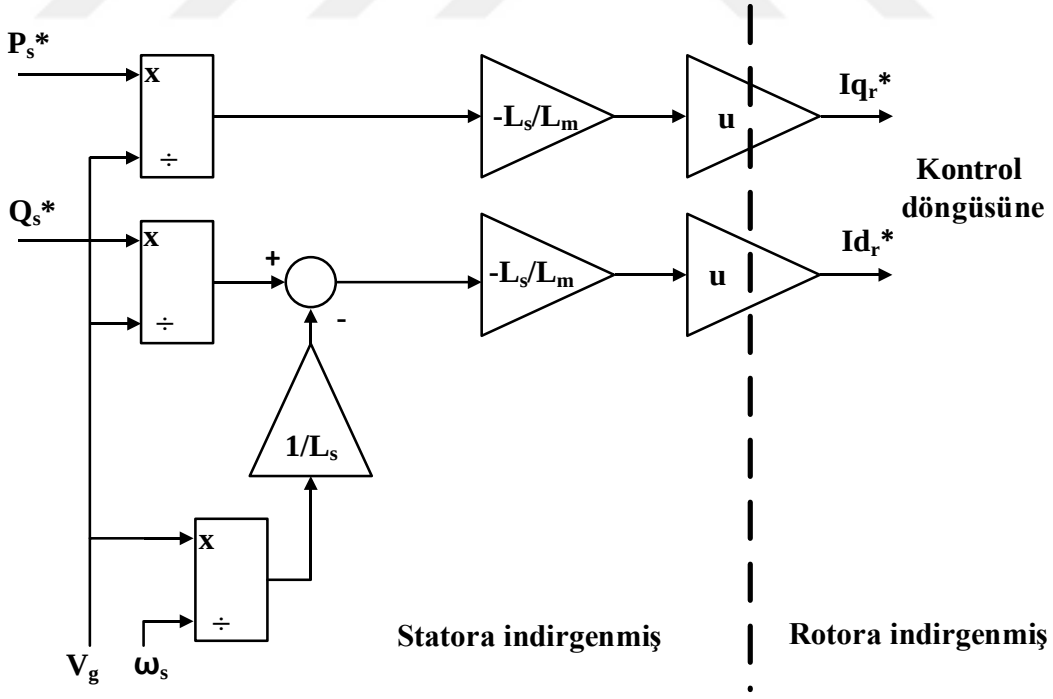
Bu denklemleri Denklem (5.3) ve (5.4) ile birleştirerek, aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$P_s = -\frac{3}{2} V_g \frac{L_m}{L_s} Iq_r \tag{5.8}$$

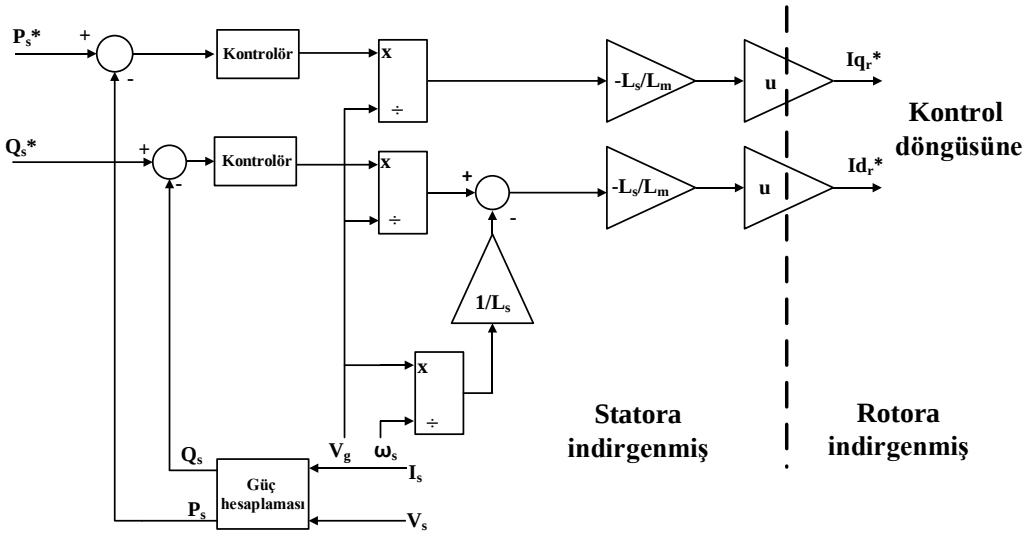
$$Q_s = \frac{3}{2} V_g \frac{\psi_s}{L_s} - \frac{3}{2} V_g \frac{L_m}{L_s} Id_r = \frac{3}{2} \frac{{V_g}^2}{\omega_s L_s} - \frac{3}{2} V_g \frac{L_m}{L_s} Id_r \tag{5.9}$$

Yukarıdaki denklemler, stator akı oryantasyonu altında aktif ve reaktif güçlerin ayrıldığını ve rotor akımları aracılığıyla kontrol edilebileceğini açıkça göstermektedir. Rotor akımın q bileşeni sayesinde aktif gücü kontrol edebiliriz. Reaktif güç ise rotor akımının d bileşeni ile kontrol edilebilir. Yukarıdaki denklem kullanılarak, Şekil 5.2'de gösterildiği gibi, istenen güçlerden referans akımlar hesaplanabilir. Ardından, gerçek akımların bu referansları takip etmesini sağlamak için kontrol döngüleri kullanılır.

Stator dirençlerinin etkisi ihmal edildiğinden önceki ilişkiler tam olarak kesin değildir. Gerçek stator güçleri tam olarak istenen değerler olmayacaktır. Bu hatayı düzeltmek için, genellikle iki dış güç döngüsü eklenir: ilk döngü Iq_r akımı aracılığıyla aktif gücü regüle eder. İkinci döngü, Id_r akımı aracılığıyla reaktif gücü düzenler, Şekil 5.3'te bu seçeneği içeren bir kontrol şeması gösterilmektedir.



Şekil 5.2 Akım referansların hesaplanması[39]



Şekil 5.3 Harici güç döngüleri dahil referans hesaplama[39]

Bu dış güç döngüleriyle, makine parametrelerindeki yanlışlıklardan veya referans çerçevesinin küçük ölçüde yanlış hizalamalarından bağımsız olarak statordaki güç akışının doğru bir kontrolü sağlanır. Tipik olarak, stator aktif gücü değil, makine tarafından üretilen elektromanyetik momenti kontrol etmek istenir, bu durumda, moment, stator akısı ve rotor akımı arasındaki ilişkiyi kullanılabilinir.

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (\psi q_s Id_r - \psi d_s Iq_r) \tag{5.10}$$

Stator akı oryantasyonu altında bu ifade şu şekilde yazılabilir:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (-\psi d_s Iq_r) \tag{5.11}$$

Stator akısı için Denklem (5.5)'te elde edilen değeri yerine konursa:,

$$T_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \frac{V_g}{\omega_s} Iq_r \tag{5.12}$$

elde edilir. Böylelikle, elektromanyetik moment doğrudan Iq_r akımı tarafından kontrol edilir. Alternatif olarak, mekanik gücü hesaplamak için aşağıdaki ifadeyi kullanabiliriz:

$$P_{mec} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \frac{V_g}{\omega_s} Iq_r \omega_m = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} V_g (1 - s) Iq_r \tag{5.13}$$

Bu ifadeyi Denklem (5.6) ve (5.7) ile birleştirerek, stator aktif gücü ile mekanik güç arasındaki ilişkiyi buluruz:

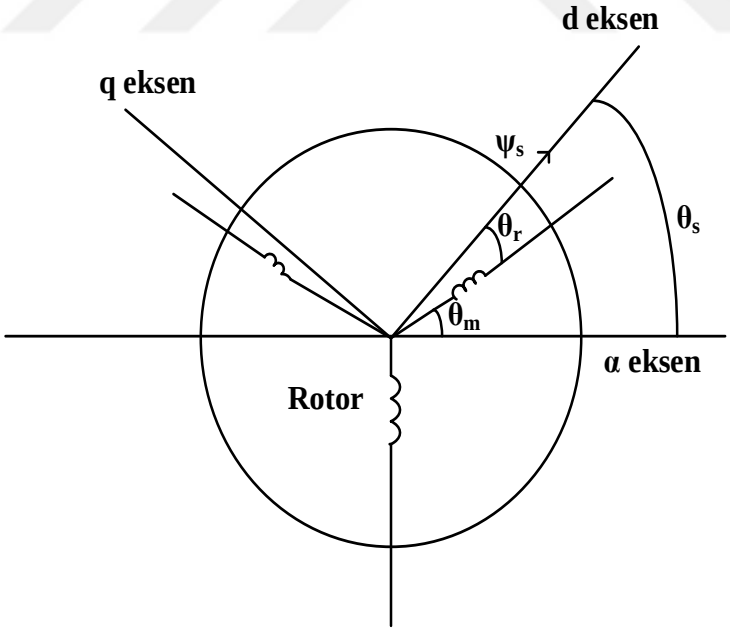
$$P_{mec} = (1 - s) P_s \tag{5.14}$$

Bu eşitlikte, P_{mec} mekanik güç, P_s stator aktif gücü, s kaymadır.

Bu son ifadeyi kullanarak, herhangi bir elektromanyetik moment referansını, bir stator gücü referansına çevirmek mümkündür.

$$P_s = \frac{1}{1-S} P_{mec} = \frac{\omega_s}{\omega_m} P_{mec} = \omega_s T_{em} \quad (5.15)$$

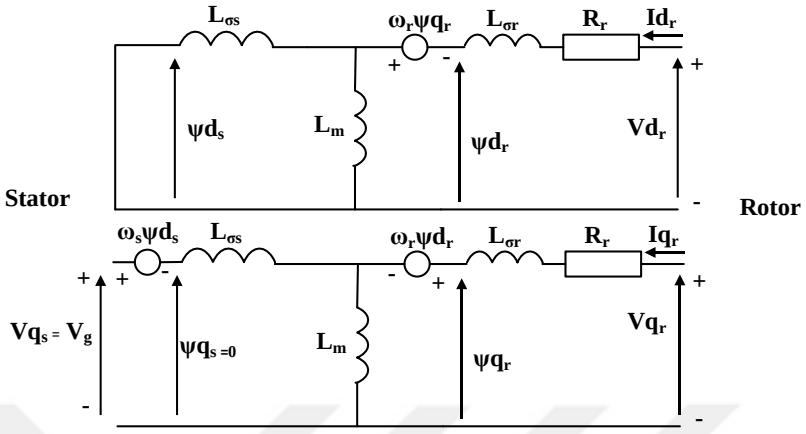
Referans rotor akımları hesaplandıktan sonra rotor güç dönüştürücüsü, gerçek akımların bu referansları takip etmesini sağlamalıdır. Genel olarak, rotor güç dönüştürücüsü, rotor terminallerinin gerilimini ve akımlarını sabitleyen üç fazlı bir inverterdir. Akımların referanslarını etkin bir şekilde takip etmesini sağlamak için kontrol döngüleri sisteme dahil edilmelidir. Bu tür kontrol döngülerini herhangi bir referans çerçevesinde uygulamak mümkün olsa da, en pratik çözüm komutlarla aynı referans çerçevesini kullanmaktır; yani, stator akısı d ekseni ile hizalıdır. Bu şekilde hesaplanan gerilimlere senkron referans sistemi denir. Rotor inverterinin, üç fazının her birinin geriliminin, ters Park dönüşümü aracılığıyla Vd_r ve Vq_r 'den hesaplanması gerekir. Ayrıca Park dönüşümü kullanılarak üç fazlı akımlara göre Iq_r ve Id_r akımları hesaplanır. 5.4'de gösterildiği gibi, Her iki fonksiyonda d ekseni ile rotor fazları arasındaki θ_r açının bilinmesini gerekir. Bu nedenle rotor fazlarının konumu, yani rotorun açısal konumu, θ_m , bilinmelidir[39].



Şekil 5.4 Park dönüşümleri için açıların hesaplanması[39]

Konum değerini tahmin etmek için çeşitli yöntemler vardır [39,48,49]. Kontrol döngüsü için kullanılabilecek sonsuz sayıda farklı kontrolör vardır. Bu kontrolörlerin her türünün avantajları ve dezavantajları vardır. Regülatör parametrelerini hesaplamak

için rotor gerilimi ile rotor akımları arasındaki ilişkinin bilinmesi gerekir. Böyle bir ilişki Şekil 5.5'te gösterilen dq eksen modelinden elde edilebilir.



Şekil 5.5 FÇBAG'in eşdeğer devresi[39]

Stator dirençlerini ihmal eden model önemli ölçüde basitleştirilir. Gerilim q ekseni ile hizalanır, böylece d bileşeni sıfır olur. Öte yandan, model d eksenini akı ile hizalanmış olarak kabul eder, bu nedenle q ekseni boyunca akı sıfırdır.

Rotor terminallerindeki gerilim, R_r direncindeki gerilim düşümünün ve rotor akısının neden olduğu gerilimin toplamına karşılık gelir:

$$Vd_r = R_r Id_r - \omega_r \psi q_r + \frac{d}{dt}\psi d_r \tag{5.16}$$

$$Vq_r = R_r Iq_r + \omega_r \psi d_r + \frac{d}{dt}\psi q_r \tag{5.17}$$

rotor akısı ile rotor akımları arasındaki ilişki aşağıdaki gibidir:

$$\psi d_r = (L_r - L_{\mathrm{m}}^2/L_s) Id_r + \frac{L_m}{L_s}\psi d_s \tag{5.18}$$

$$\psi q_r = (L_r - {}^{L_{\mathrm{m}}^2}/L_s) Id_r \tag{5.19}$$

Yukarıdaki denklemlerin ilk terimleri, rotor akımıyla doğrudan ilgili akıyı verir. Bu akılar ve akımlar arasındaki oran, rotorun $\sigma . L_r$'nin geçici endüktansı olarak adlandırılır ve ortak endüktans ve stator kaçak endüktansı ile rotor kaçak endüktansıyla ilişkilidir.

$$(L_r - L_{\mathrm{m}}^2/L_s) = \sigma\, L_r \tag{5.20}$$

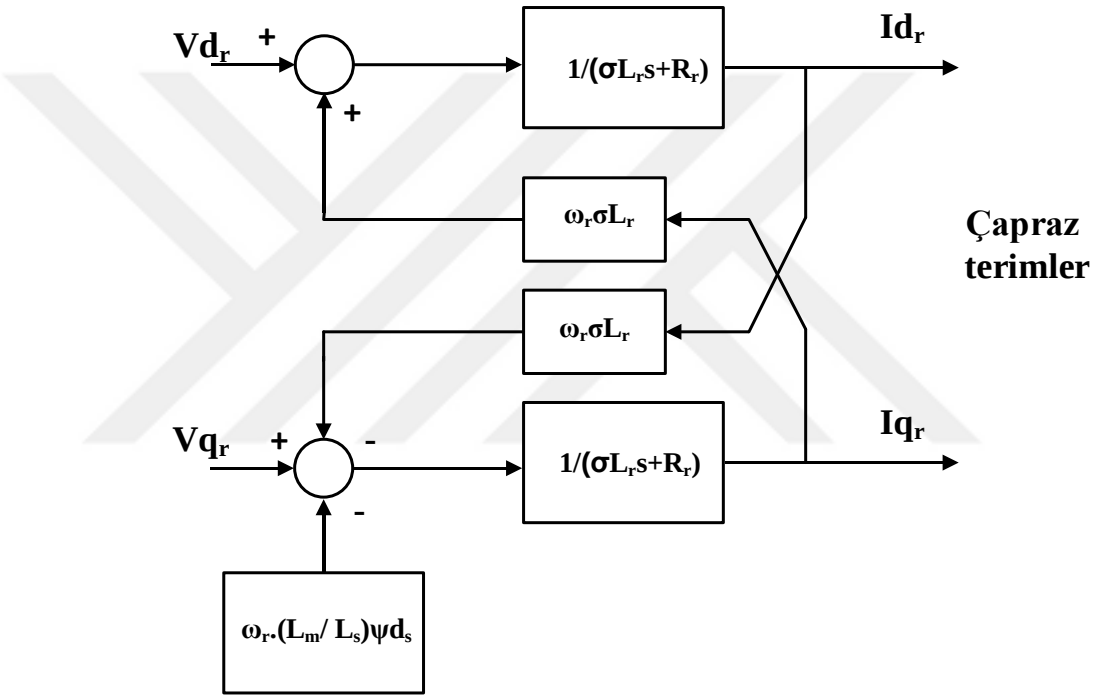
σ makinenin kaçak katsayısıdır.

(5.16) , (5.17), (5.18) ve (5.19) ifadelerinden rotor gerilimleri ve akımlar arasındaki ilişki elde edilir:

$$Vd_r = R_r Id_r - \omega_r \sigma L_r Iq_r + \sigma L_r \frac{d}{dt} Id_r + \frac{L_m}{L_s} \frac{d}{dt} \psi d_s \quad (5.21)$$

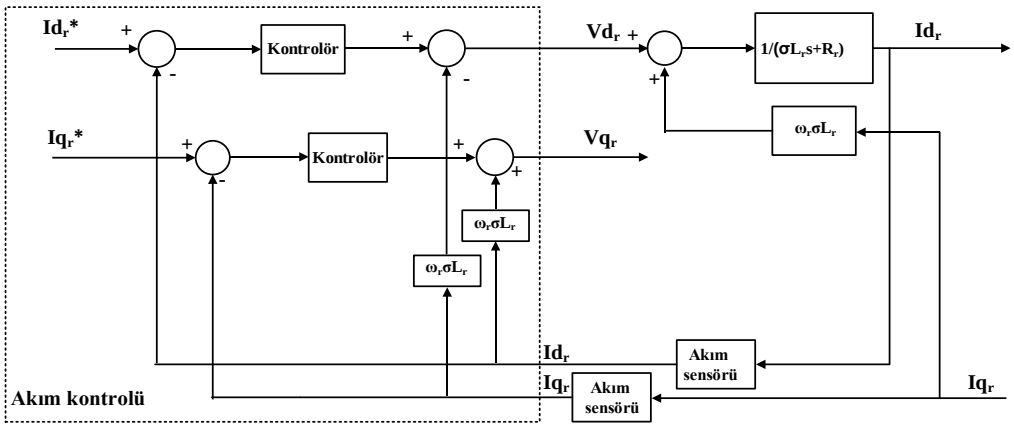
$$Vq_r = R_r Iq_r + \omega_r \sigma L_r Id_r + \sigma L_r \frac{d}{dt} Iq_r + \omega_r \frac{L_m}{L_s} \psi d_s \quad (5.22)$$

Düzenli çalışma sırasında, şebeke gerilimi genlik olarak sabit olduğunda, ψd_s akısının türevi sıfırdır ve bu nedenle ilk denklemin son terimi kaybolur. Elde edilen denklemler, Şekil 5.6'daki blok diyagramında grafiksel olarak temsil edilmektedir[40].



Şekil 5.6 Akım kontrol döngüsünün tesisi[39]

Kontrol açısından bakıldığında, döngüden bağımsız harici bir değişken olan stator akısına (yani şebeke gerilimine) bağlı olduğu için $(\omega_r L_m/L_s)\psi d_s$ terimi bir pertürbasyondur. Sabit olduğu için, kontrolör tarafından kolayca telafi edilecektir. Şeklin ortasında gösterilen terimler çapraz terimler olarak bilinir. Bu terimler, referans çerçevesi rotor terminallerinden farklı bir hızda döndüğü için ortaya çıkar. Bu terimler, kalıcı bir rejim sırasında sabit olmasına ve kontrol döngülerinin işleyişini etkilememesine rağmen, Şekil 5.7'de gösterildiği gibi, geçiş aşamaları sırasında olumsuz etkilerini önemli ölçüde azaltmak için kontrol tarafından sıklıkla tahmin edilir ve telafi edilir.



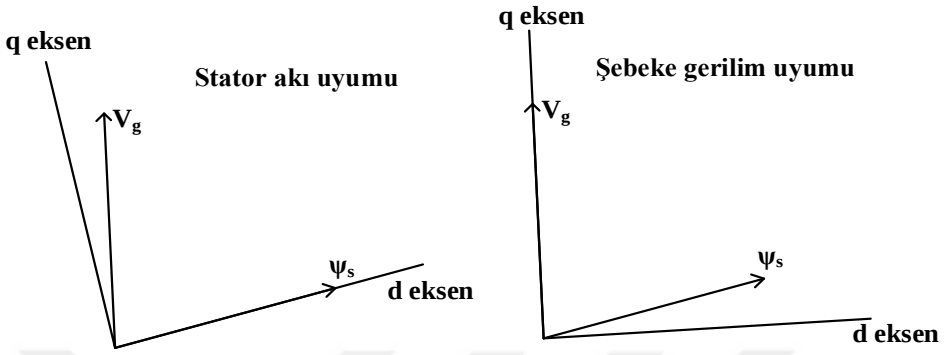
Şekil 5.7 Çapraz terimlerin ileri beslemeli kompanzasyonu ile akım kontrol döngüsü[39]

Vektör kontrolünün temeli, rotor akımlarını, d ekseni stator akısı ile hizalanacak şekilde yönlendirilmiş, senkron bir referans çerçevesinde yönlendirmektir. Kararlı durumda, bu, akı statora göre 90° kaydırıldığından, q eksenini stator gerilimiyle hizalamaya neredeyse eşdeğerdir. Dolayısıyla ekseni hizalamak için iki seçenek vardır: akıyı tahmin etmek ve d eksenini ona hizalamak veya q eksenini gerilimle hizalamak ve d eksenini 90° geciktirmek. İlk seçeneğe akı oryantasyonu denir. İkinci seçenek ise gerilim oryantasyonudur [39].

Akı oryantasyonu FÇBAG kontrolü için ilk seçeneklerden birisidir ve klasik olmaya devam etmektedir. Makine akısının tahmin edilmesinden ve referans çerçevesinin d ekseninin buna hizalanmasından oluşur. Başlangıçta, hava-aralığı-akı oryantasyonu kullanılmıştır[50]. Son zamanlarda, stator-akı oryantasyonu benimsenmiştir. Mevcut literatür çoğunlukla bu son seçeneğe [51,52] ve ayrıca rüzgar enerjisi üretimi için FÇBAG'in kullanılmasına ilişkin ilk önerilere [44] odaklanmaktadır. Şebeke gerilim oryantasyonunda stator gerilimleri ölçülür ve q eksenini gerilim uzay vektörüyle hizalanır, d ekseni q eksenine göre 90° kaydırılır. Başlangıç açısını elde etmek ve gerilim harmoniklerinin etkilerini azaltmak için genellikle bir faz kilitli döngü (FKD) eklenir[53]. Bu seçenek şebeke akı yönlendirmesi olarak da bilinir [54-56].

Stator gerilimi ve değeri varsa her iki seçenek de oldukça benzerdir. Gerilime karşılık gelen akı kararlıdır; yani senkron olarak sabit genlikte dönerler. Bu koşullar altında, akı şebeke geriliminden 90° kaydırılır. Stator direnci sıfır ise, yanlış hizalama tam olarak 90° olur ve her iki referans çerçevesini de çakıştırır. Pratikte, stator direncinden

kaynaklanan gerilim düşümü, özellikle yüksek güçlü olan makineler için, makinenin toplam gerilimine kıyasla çok küçüktür. Çünkü makineler, güç ve gerilimdeki artışla daha endüktif ve daha az dirençli olma eğilimindedir (Şekil 5.8).



Şekil 5.8 Referans çerçeve yönü[39]

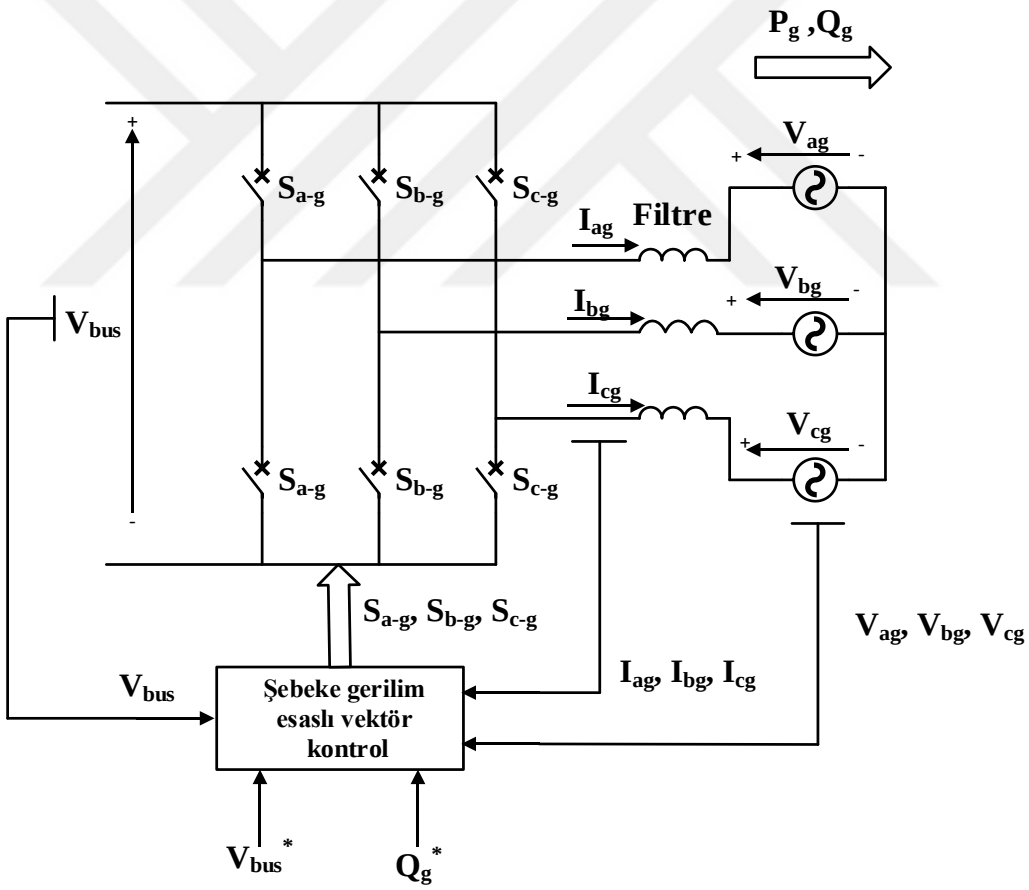
Aslında, hangi seçeneğin en iyi olduğuna karar vermek zordur. Vektör kontrolünün temel ifadesi ile ilgili olarak (Denklem (5.1), (5.2) ve (5.5)), Denklem (5.1) ve (5.2) akı oryantasyonu için matematiksel olarak kesindir ve buna karşılık, Denklem (5.5) gerilim oryantasyonu için tamdır. Her durumda, kalıcı rejim operasyonları sırasındaki referans teknikleri arasında hiçbir fark yoktur ve her iki durum için literatür referansları bulunabilir. Bununla birlikte, farklılıklar geçiş aşamalarında belirginleşir. Bu koşullar altında, muhtemelen stator gerilimindeki ani değişikliklerin bir sonucu olarak, akı ile gerilim arasındaki faz kayması, sürekli çalışma rejimlerindeki ile aynı olmayabilir[39].

FÇBAG'lerin şebeke tarafı ve rotor tarafı güç dönüştürücülerinin ayrı ayrı kontrol edilmesi gerekmektedir. Şebeke tarafı güç çeviricisi kontrolü ile şebekeye verilecek reaktif gücün kontrolü sağlanırken, rotor tarafı güç dönüştürücüsünün kontrolü ile de generatörün hızı ve dolayısıyla aktif gücü kontrol edilebilmektedir. Bu tez çalışmasında şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün kontrolünde şebeke gerilimi esaslı vektör kontrol yöntemi kullanılmıştır. Tez konusu rotor tarafı dönüştürücüsünün kontrolüne odaklanmıştır. Rotor tarafı güç dönüştürücüsünün kontrolünde ise stator akısı esaslı yöntemi kullanılmıştır.

5.2 FÇBAG'nin Şebeke Tarafı Güç Dönüştürücüsünün Vektör Kontrolü

Bu ayrıtta şebeke tarafı güç dönüştürücüsü için vektör kontrol açıklanmıştır. Kontrol, şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün gerekli bir parçasıdır. Şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün, bazı büyüklükleri kontrol edilmeden, düzgün çalışması mümkün değildir.

Şebeke tarafı güç dönüştürücüsü, FÇBAG'in güç akışının bir kısmını kontrol etmekten sorumludur. Rüzgar türbini tarafından üretilen güç, kısmen FÇBAG'in rotoru aracılığıyla iletilir. Rotordan geçen bu güç akışı aynı zamanda DA barası üzerinden de akar ve son olarak şebeke tarafı güç dönüştürücüsü tarafından şebekeye iletilir. Şebeke tarafı sisteminin basitleştirilmiş, kontrol blok diyagramı Şekil 5.9'da verilmiştir.



Şekil 5.9 Şebeke tarafı sistem kontrolü[39]

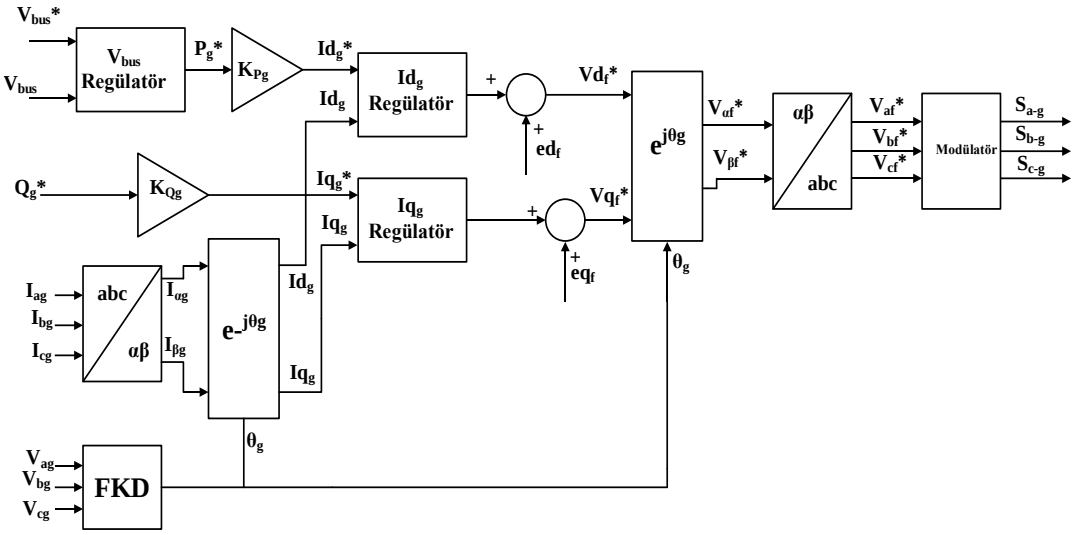
Şebeke tarafı sistem kontrolünün daha basit bir anlatımı için, seçilen gerilim kaynaklı dönüştürücüsü (GKD) topolojisi bir iki seviyelidir (2S- GKD). Ancak vektör kontrol açısından bakıldığında çok seviyeli bir (GKD) topolojisi kullanılıyorsa kontrolde

değişiklik yoktur. 2S- GKD'nin kontrollü anahtarları (S_{a-g}, S_{b-g}, S_{c-g})için darbeler, yani dönüştürücünün çıkış gerilimi, DA bara gerilimi (V_{bus}) ve reaktif gücü (Q_g) kontrol etmek için üretilir. Bu, genel olarak bir kapalı döngü kontrol yasasına göre yapılır. Öte yandan, DA bağlantısı esas olarak bir kapasitör tarafından oluşturulduğu için V_{bus}'un kontrolü gereklidir. Bu nedenle, rotordan gelen aktif güç akışı DA bağlantısını geçmeli ve ardından şebekeye iletilmelidir. Bu nedenle, yalnızca V_{bus} değişkeninin sabit bir değerde olmasını kontrol ederek, dönüştürücülerden geçen bu aktif güç akışı, hem şebeke hem de rotor tarafı dönüştürücülerinin düzgün çalışması için gerekli DA gerilimine sahip olmasının garantisi ile birlikte sağlanır. Benzer şekilde, bu şema ile kontrol edilebilen bir değişken de şebeke ile reaktif güç alışverişidir (Q_g) Kaskad dönüştürücüden geçen veya makinenin statorundan geçen akımın hangisinin en aza indirileceğine bağlı olarak reaktif güç farklı değerler alabilir. Genel olarak, sensörsüz bir strateji tipik olarak benimsenmediğinden, kontrol için ölçülmesi gereken büyüklükler, DA bara gerilimi ile birlikte şebeke tarafı akımı ve gerilimidir.

Şebeke gerilimi esaslı vektör kontrol (ŞGEVK) blok şeması Şekil 5.10'da gösterilmiştir. V_{bus} ve Q_g referanslarından, kontrollü (S_{a-g}, S_{b-g}, S_{c-g}) anahtarları için darbeler oluşturur. Böylece modülatör, şebeke tarafı dönüştürücüsü için V_{af}*, V_{bf}*, V_{cf}* faz gerilim referanslarından (S_{a-g}, S_{b-g}, S_{c-g}) darbelerini yaratır. Gerilim referansları önce dq koordinatlarında elde edilir (Vd_f*, Vq_f*) ,ardından $\alpha\beta$ koordinatlarına ($V\alpha_f$*, $V\beta_f$*) dönüştürülür ve son olarak faz gerilim referansları üretilir. dq gerilim referansları (Vd_f*, Vq_f*)bağımsız olarak dq akımı (Id_g*, Iq_g*) kontrolörleri tarafından oluşturulur. Burada, Id_g 'nin değişiminin Vd_f 'yi, esas olarak değiştirdiğini gösterir; benzer şekilde, Iq_g değişimi Vq_f'yi değiştirir. Ayrıca her denklemde en iyileme amacıyla, dinamik tepkilerde daha iyi performans göstermesi için akım kontrolörlerin çıkışında ileri beslemeli bir terim olarak kabul edilen bir bağlantı terimi vardır. Bu bağlantı terimleri aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$ed_f = -\omega_s L_f Iq_g \tag{5.23}$$

$$eq_f = \omega_s L_f Id_g \tag{5.24}$$



Şekil 5.10 Şebeke gerilim esaslı vektör kontrolün (ŞGEVK) blok şeması[39]

İdeal koşullar altında Vd_g teriminin şebeke gerilimi genliğine eşit olduğuna ve daha önce belirtildiği gibi sabit olduğuna dikkat edilmelidir. Şebeke gerilimi uzay vektörünün ve dönen referans çerçevesinin d eksenine hizalanması sayesinde, akım referanslarının (Id_g*, Iq_g*) aktif ve reaktif güçleri tamamen bir birinden ayırdığının altı çizilmelidir. Bu nedenle, Id_g* kontrolü P_g kontrolünü ifade ederken, Iq_g* kontrolü Q_g kontrolünü ifade eder. Sabit terimler kolaylıkla aşağıdaki ifadelerden elde edilir.

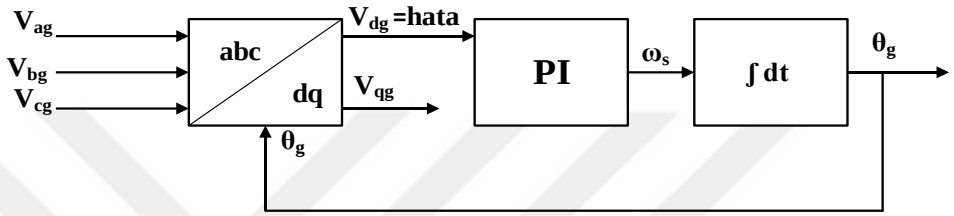
$$K_{Pg} = \frac{1}{\frac{3}{2}Vd_g} \tag{5.25}$$

$$K_{Qg} = \frac{1}{-\frac{3}{2}Vd_g} \tag{5.26}$$

Daha önce bahsedildiği gibi, güç P_g referansı V_{bus} regülatörü tarafından oluşturulur. Dolaylı olarak bu döngü ile arka arkaya dönüştürücü üzerinden aktif güç akışı sağlanır. Son olarak, gerilim ve akım koordinat dönüşümleri için şebeke geriliminin açısı θ_g gereklidir. Genel olarak, bu açı bir faz kilitli döngü (FKD) ile tahmin edilir. Kapalı döngü yapısı, açı tahminine kararlılık ve bozulma reddi sağlar.

Sonuç olarak, vektör kontrol stratejisi, kontrol değişkenlerini (Vbus, Qg) belirtildiği gibi kontrol edebilmektedir ve vektör kontrol yapısı sayesinde iyi bir dinamik tepki performansı da sağlamaktadır.

FKD, şebeke geriliminin θg açısını kapalı döngü şeklinde tahmin etmek için kullanılır. FKD, sinüzoidal olarak değişen üç fazlı bir değişken olan şebeke gerilimine senkronizasyon sağlar. FKD, senkronize edilmesi gereken gerilimin dq koordinatlarını kullanılarak senkronize işlemini yapar. Şebeke geriliminin d bileşeni, (Vdg) d dönen referans çerçevesi ile hizalanmalıdır. Bu durum, gerilimin q bileşeni (Vqg) sıfır olana kadar tahmini θg'nin değiştirilmesi gerektiği anlamına gelir. Gerilimin q bileşeni sıfır olduğunda, şebeke gerilimi uzay vektörü senkronize edilir ve d eksenine hizalanır.



Şekil 5.11 Klasik FKD yapı blok şeması[39]

FKD'nin kapalı döngü yapısı Şekil 5.11'de gösterilmektedir. Giriş faz gerilimleri, tahmini θ_g açısını kullanılarak dq koordinatlarına dönüştürür. Daha sonra hesaplanan d bileşeni sıfırlanana kadar tahmini açısal hız değiştirilerek bir PI denetleyicisinden geçirilir. Böylelikle senkronizasyon işlemi stabilize hale gelir. Açı sabit bir büyüklüğe sahip olmadığından ve şebeke geriliminin açısal hızına göre değiştirildiğinden, FKD kontrol stratejisi sürekli olarak çalışmalıdır. Senkronizasyonun dinamiği, PI kontrolörü ayarlanarak değiştirilebilir. Ne yazık ki, senkronizasyon dinamikleri giriş gerilimlerinin genliğine bağlıdır. Sonuç olarak, bu FKD yapısı ile şiddetle tavsiye edilir.

Güç ve hız kontrol döngüsü, FÇBAG'nin dq çerçevesindeki moment ifadesi aşağıdaki gibi basitleştirilebilir:

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (\psi q_s Id_r - \psi d_s Iq_r) \qquad \Rightarrow T_{em} = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} |\overrightarrow{\psi_s}| Iq_r$$

$$\Rightarrow \quad T_{em} = K_T Iq_r \tag{5.27}$$

Bu eşitliklerden rotor akımı q bileşeninin momentle orantılı olduğu görülmektedir. Yani Iq_r ile momenti ve dolayısıyla uygulama gerektiriyorsa makinenin hızını kontrol etmek mümkündür.

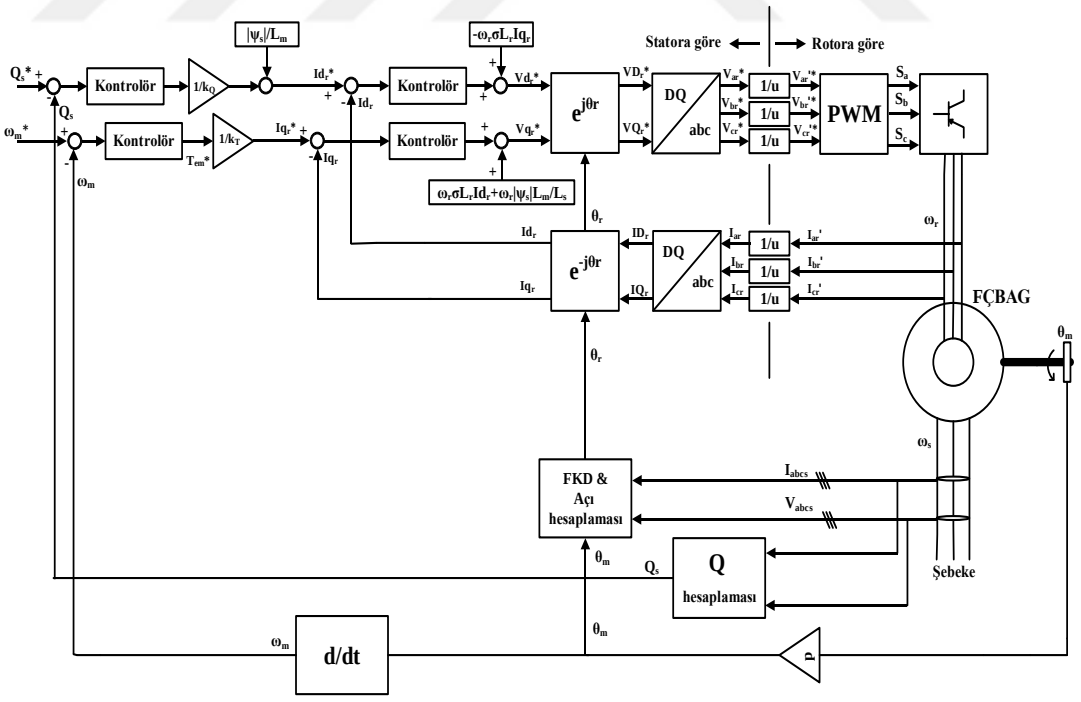
Benzer şekilde dq çerçevesinde stator reaktif güç ifadesini geliştirerek Id_r 'nin Q_s'den sorumlu olduğunu ortaya koyan kompakt bir ifade elde ederiz [47].

$$Q_s = \frac{3}{2}(Vq_s Id_s - Vd_s Iq_s) \quad \Rightarrow \quad Q_s = -\frac{3}{2}\omega_s \frac{L_m}{L_s}|\overrightarrow{\psi_s}|\left(Id_r - \frac{|\overrightarrow{\psi_s}|}{L_m}\right) \quad \Rightarrow$$

$$Q_s = K_Q\left(Id_r - \frac{|\overrightarrow{\psi_s}|}{L_m}\right) \tag{5.28}$$

Seçilen yön nedeniyle, her iki rotor akım bileşeninin bağımsız olarak momenti ve reaktif stator gücünü kontrol etmemize izin verdiği görülebilir.

Şekil 5.12'de FÇBAG'in şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrolü göstermektedir.



Şekil 5.12 FÇBAG'in şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrolü

5.3 FÇBAG'nin Rotor Tarafı Güç Dönüştürücüsünün Vektör Kontrolü

Rotor Tarafı Güç Dönüştürücünün (RTGD) kontrolünün amacı, FÇBAG'nin aktif ve reaktif gücünün ayrıştırılmış kontrolüne izin vermektir. RTGD, türbinin rüzgardan maksimum enerjiyi yakalamasını ve aynı zamanda şebekeye reaktif güç desteği vermesini sağlayan yüksek esnekliğe sahip bir güç dönüştürücüdür.

FÇBAG'un rotor güç dönüştürücüsünün kontrolü, için de vektör kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. FÇBAG'un vektör kontrolü, d ekseninin stator akı uzay vektörü ile hizalandığı, senkronize dönen bir dq çerçevesinde gerçekleştirilir.

Bu tez çalışmasında FÇBAG'un rotor güç dönüştürücüsünde model öngörülü kontrolör kullanılarak vektör kontrol yapılmıştır. Bu bölümde, daha önce tamamlanan makinenin matematiksel modele dayalı olarak makine için özel kontrol döngüleri tasarlanmıştır.

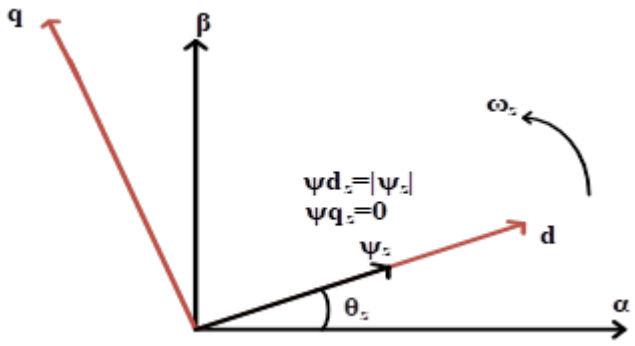
Vektör kontrolü, hem aktif hem de reaktif gücün ayrıştırılmış veya bağımsız kontrolünü sağlar[57-59]. Bir FÇBAG'nin rotor akımını vektör kontrolü aracılığıyla kontrol etmek için, referans çerçevesinin bir akı bağlantısıyla hizalanması gerekir[60]. Akım kontrol döngüleri, stator akısı esaslı olduğu varsayımıyla rotor tarafı güç dönüştürücüsü için oluşturulurmuştur. FÇBAG'in rotor tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrolü, Şekil 5.13'te gösterildiği gibi, d ekseninin stator akı uzay vektörü ile hizalandığı, senkronize dönen bir dq çerçevesinde gerçekleştirilir. Bu hizalama seçimi sayesinde, rotor akımının d bileşeni statorun reaktif gücü ile ve rotor akımının q bileşeni moment veya aktif stator gücü ile orantılıdır. Bu nedenle, senkronize bir referans çerçevesindeki FÇBAG modelinden, rotor gerilimini rotor akımlarının ve stator akısının bir fonksiyonu olarak elde ederiz ($\psi q_s = 0$ olduğuna dikkat ediniz):

$$Vd_r = R_r Id_r + \sigma L_r \frac{dId_r}{dt} - \omega_r \sigma L_r Iq_r + \frac{L_m}{L_s}\frac{d}{dt}\left|\overrightarrow{\psi_s}\right| \tag{5.29}$$

$$Vq_r = R_r Iq_r + \sigma L_r \frac{dIq_r}{dt} + \omega_r \sigma L_r Id_r + \omega_r \frac{L_m}{L_s}\left|\overrightarrow{\psi_s}\right| \tag{5.30}$$

Stator akısı doğrudan şebekenin sabit AA gerilimine bağlı olduğundan ve şebeke gerilimi sabit olduğundan sabittir. Bu nedenle $\frac{d}{dt}\left|\overrightarrow{\psi_s}\right|$ sıfırdır. Denklem (5.29)'in

çapraz terimleri kontrolöre yardımcı olması için her kontrolörün çıkışına dahil edilebilir.



Şekil 5.13 Stator akı alanı vektörü ile hizalanmış senkronize dönen dq referans çerçevesi[37]

Stator akısının ve ω_r'nin bu amaçla tahmin edilmesi gerekmektedir. Ancak bu işlem basittir ve fazladan zorluk çıkarmaz. Referans çerçevesi dönüşümü için de θ_r açısı tahmin edilmelidir. Kontrol, rotor referans çerçevesindeki dq koordinatlarında yapıldığından, daha sonra rotor gerilim ve akımları, satator referans çerçevesindeki DQ koordinatlarına dönüştürülmelidir. Bunun için gerekli olan θ_s açısı, önce stator gerilim uzay vektörünün açısının elde edilip, ardından hesaplanan bu açıdan 90° çıkarılarak elde edilebilir. Stator tarafına atıfta bulunulan rotor akımlarıyla çalışır, rotor referanslı niceliklere dönüştürme, akımlar için ölçüm aşamasında ve gerilimler için dönüştürücü için darbelerin oluşturulmasından önce gerçekleştirilir [37].

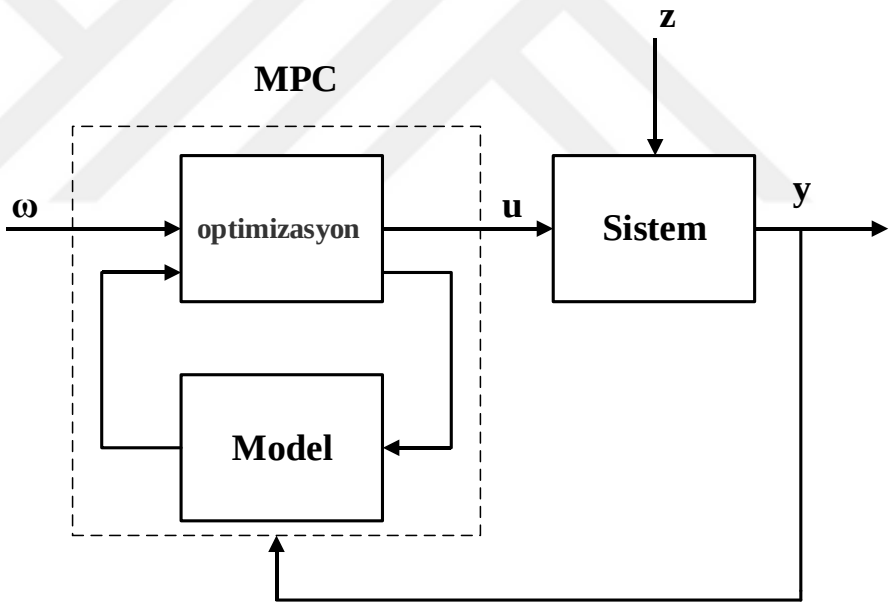
5.4 Fırçasız Çift Beslemeli Asenkron Generatör İçin Model Öngörülü Kontrol

Hareketli ufuk kontrolü veya uzaklaşan ufuk kontrolü olarak da adlandırılan model öngörülü kontrol (MPC), en başarılı ve en popüler gelişmiş kontrol yöntemlerinden biridir. MPC'nin temel fikri, kontrollü sistemin gelecekteki davranışını sınırlı bir zaman ufku boyunca tahmin etmek ve verilen sistem kısıtlamalarının karşılanmasını sağlarken, önceden tanımlanmış bir maliyet fonksiyonunu en aza indiren, optimal bir kontrol girdisini hesaplamaktır. Daha kesin olmak gerekirse, kontrol girdisi, her örnekleme anında sonlu ufuk açık döngü optimal kontrol problemi çözülerek hesaplanır. Elde edilen optimal girdi yörüngesinin ilk kısmı daha sonra ufkun kaydırıldığı ve tüm prosedürün tekrarlandığı bir sonraki örnekleme anına kadar

sisteme uygulanır. MPC, sabit durum ve giriş kısıtlamalarının yanı sıra uygun bir performans kriterini kontrolör tasarımına açıkça dahil etme kabiliyeti nedeniyle özellikle başarılıdır.

MPC, sistemin gelecekteki davranışını tahmin etmek için bir model kullanan gelişmiş bir kontrol yöntemidir. Bu öngörüyü hesaba katan MPC, kısıtlı bir optimizasyon problemini çözerek optimal çıktısını belirler. MPC'nin blok diyagramı Şekil 5.14'te gösterilmektedir.

MPC'nin avantajları şöyle sıralanabilir:
– Açıkçevrim optimizasyon problemlerine uygulanabilirliği.
– Kapalı çevrim kontrolörün kararlılığı.
– Belirsizliklerle ilgili sağlamlıktır.



Şekil 5.14 MPC'nin blok diyagramı

Bu kısımda, FÇBAG'ün rotor tarafı vektör kontrolünde akım kontrolü için bir Model Öngörülü Kontrol sistemi tasarlamıştır. Bu tez çalışmasında FÇBAG'ün rotor tarafı vektör kontrolünde kullanılan, model öngörülü kontrol sistemi için, en uygun tasarım yöntemi araştırılmış ve farklı tasarım metotları karşılaştırılarak en uygun yöntem önerilmiştir. Model Öngörülü Kontrol sistemini tasarlamak için yapılması gereken birçok adım vardır. İlk adım, durum uzay modeli oluşturmak için sistem giriş ve çıkış

değişkenlerinin seçilmesidir. İkinci adım tahmin aşamasıdır. Tahmin aşamasında gelecekteki değer durum uzayına dayalı olarak tahmin edilecektir. Son adım ise, bir önceki aşamada tahmin edilen değerler arasından ideal değerin seçildiği optimizasyon adımıdır. Bu değer, maliyet fonksiyonuna bağlı olarak, mümkün olan en az hatayı veren değer olarak seçilir. Aşağıdaki bölümlerde Model Öngörülü Kontrol sistem tasarımının her adımı ayrı ayrı açıklanmıştır.

5.4.1 Durum uzayı modeli

Tipik olarak, durum uzayı modeli, sistem parametrelerine dayalı olarak belirlenen sabitler dahil olmak üzere sistemin giriş ve çıkışlarını modele bağlayarak sistemlerin özniteliklerini ve kararlılığını araştırmak için kullanılmıştır.

FÇBAG için matematiksel modele dayalı olarak, durum uzayı modeli şu şekilde yazılabilir:

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \tag{5.31}$$

$$y(k) = Cx(k) \tag{5.32}$$

U = V_{sp}, V_{sc} girdi değişkenidir; y işlemin çıktısıdır; x = ψ_{sp}, ψ_{sc} durum değişkenidir; A durum matrisi; B girdi matrisi ve C çıktı matrisi olarak adlandırılır.

(5.31)'in ardışık iki örneği arasındaki farkı kullanarak (5.33)'ü elde ederiz,

$$x(k+1) - x(k) = A\big(x(k) - x(k-1)\big) + B\big(u(k) - u(k-1)\big) \tag{5.33}$$

Denklem (5.33) şu şekilde yeniden yazılabilir:

$$\Delta x(k+1) = A\Delta x(k) + B\Delta u(k) \tag{5.34}$$

$\Delta x(k)$'yi $y(k)$ çıkışına bağlamak için aşağıdaki gibi yeni bir durum değişkeni vektörü seçilmiştir:

$$x(k) = [\Delta x(k)^T + y(k)]^T \tag{5.35}$$

$$y(k+1) - y(k) = C\Delta x(k+1) \tag{5.36}$$

$$y(k+1) - y(k) = CA\Delta x(k) + CB\Delta u(k) \tag{5.37}$$

Aşağıdaki durum uzayı modeli (5.34) ile (5.37) birleştirilerek elde edilebilir:

$$\begin{bmatrix}\Delta x(k+1)\\ y(k+1)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}A & o^T\\ CA & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta x(k)\\ y(k)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}B\\ CB\end{bmatrix}\Delta u(k) \tag{5.38}$$

$$y(k) = [o \quad 1]\begin{bmatrix}\Delta x(k)\\ y(k)\end{bmatrix} \tag{5.39}$$

$o = [00 \dots 0]$

A, B, C katsayıları sistem parametrelerine göre hesaplanabilir. Durum uzay modeli kullanılarak durum tahmini adımında tahmin edilen değer hesaplanır. Durum uzayının katsayılarının hesaplanması ile model tamamlanır. Katsayıların hesaplanması için çeşitli yöntemler vardır. Bu yöntemlerden en çok kullanılanı sürekli durum yöntemi ile katsayıların hesaplanmasıdır. Kullanılacak diğer bir yöntem ise sistemin transfer fonksiyonunun kullanılması ile katsayıların hesaplanmasıdır. FÇBAG için öngörülen MPC kontrolörler her iki yönteme göre belirlenerek performansları incelenecektir.

5.4.1.1 Durum uzayı modeli katsayılarının sürekli durum yöntemi ile hesaplanması

Bu tezde, bu yönteme göre tasarlanan MPC'ye Durum Uzayı Bazlı Model Öngörülü Kontrolör (SSMPC) adı verilmiştir. SSMPC'de A, B, C, stator direnci, rotor direnci, stator kaçak endüktansı, rotor kaçak endüktansı, mıknatıslanma endüktansı gibi FÇBAG parametrelerine göre hesaplanmıştır[61]. A, B, C aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\lambda = 1/\left(L_{sp}L_{sc}L_{\mathrm{r}} - L_{sp}L_{mc}^2 - L_{sc}L_{mp}^2\right) \quad (5.40)$$

λ stator kaçak endüktansı, rotor kaçak endüktansı, mıknatıslanma endüktansı ile ilgili bir faktördür. Denklemde Lsp güç sargısı için stator tarafı öz indüktansı , Lsc kontrol sargısı için stator tarafı öz indüktansı, Lr rotor tarafı öz indüktansı,Lmc kontrol sargısı için ortak indüktansı , Lmp güç sargısı için ortak indüktansı ifade eder. A katsayı matisi makine parametrelerine göre aşağıdaki yazılabilir. Denklemlerde Rsp güç sargısı için stator tarafı öz direnci, Rsc kontrol sargısı için stator tarafı öz direnci , Rr rotor tarafı direnci , Pp güç sargısı kutup çifti sayısı,Pc kontrol sargısı kutup çifti sayısı , ωm mil açısal hızı ifade etmektedir.

$$A_{11} = -R_{\mathrm{sp}}\lambda(L_{\mathrm{sc}}L_{\mathrm{r}} - L_{\mathrm{mc}}^2) \quad (5.41)$$

$$A_{12} = R_{\mathrm{sp}}\lambda L_{\mathrm{mc}}L_{\mathrm{mp}} \quad (5.42)$$

$$A_{13} = R_{\mathrm{sp}}\lambda L_{\mathrm{sc}}L_{\mathrm{mp}} \quad (5.43)$$

$$A_{21} = R_{\mathrm{sc}}\lambda L_{\mathrm{mc}}L_{\mathrm{mp}} \quad (5.44)$$

$$A_{22} = -R_{sc}\lambda\left(L_{sp}L_{\mathrm{r}} - L_{mp}^2\right) + j\left(p_p + p_c\right)\omega_m \quad (5.45)$$

$$A_{23} = -R_{sc}\lambda L_{\mathrm{sp}}L_{\mathrm{mc}} \quad (5.46)$$

$$A_{31} = R_{\mathrm{r}}\lambda L_{\mathrm{sc}}L_{\mathrm{mp}} \quad (5.47)$$

$$A_{32} = -R_{\mathrm{r}}\lambda L_{\mathrm{sp}} L_{\mathrm{mc}} \tag{5.48}$$

$$A_{33} = -R_{\mathrm{r}}\lambda L_{\mathrm{sp}} L_{\mathrm{sc}} + jp_p\omega_m \tag{5.49}$$

Kısmi sabitler hesaplandıktan sonra, A matris aşağıdaki gibi oluşturulabilir[61].

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} \end{bmatrix} \tag{5.50}$$

B ise aşağıdaki gibi elde edilir:

$$B_{11} = \lambda(L_{\mathrm{sc}} L_{\mathrm{r}} - L_{\mathrm{mc}}^2) \tag{5.51}$$

$$B_{12} = -\lambda L_{\mathrm{mc}} L_{\mathrm{mp}} \tag{5.52}$$

$$B_{13} = 0 \tag{5.53}$$

$$B_{21} = -\lambda L_{\mathrm{mc}} L_{\mathrm{mp}} \tag{5.54}$$

$$B_{22} = \lambda\left(L_{\mathrm{sp}} L_{\mathrm{r}} - L_{\mathrm{mp}}^2\right) \tag{5.55}$$

$$B_{23} = 0 \tag{5.56}$$

$$B_{31} = 1 \tag{5.57}$$

$$B_{32} = 0 \tag{5.58}$$

$$\boldsymbol{B_{33} = 0} \tag{5.59}$$

Kısmi sabitler hesaplandıktan sonra, B matrisi aşağıdaki gibi oluşturulabilir[61].

$$B = \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} & B_{13} \\ B_{21} & B_{22} & B_{23} \\ B_{31} & B_{32} & B_{33} \end{bmatrix} \tag{5.60}$$

Önceki denklemler aracılığıyla, kısmi faktörler hesaplanabilir ve ardından A,B matrisi oluşturlur. C katsayı matrisleri ise sabit sayı alınarak oluşturulur. Alınan sabitlerin makine denklemlerini sağlaması gerekir. Başlangıç olarak C değeri 1 olarak seçilir. A, B, C matris hesaplama yöntemine baktığımızda, daha fazla çaba ve zaman gerektiren yirmiden fazla denklemin çözülmesi gerektiği görülmektedir.

Transfer fonksiyonunu kullanarak bu katsayı matrislerinin hesaplanması bu olumsuzlukları önler, emek ve zamandan tasarruf edilmesini sağlar. Transfer fonksiyonu kullanılarak katsayıların hesaplanması yöntemi bir sonraki ayrıtta açıklanmıştır.

5.4.1.2 Durum uzayı modeli katsayılarının transfer fonksiyonu yöntemi ile hesaplanması

Bu bölümde, transfer fonksiyonu kullanılarak, FÇBAG'nin model öngörülü kontrolünde durum uzayı denklemlerinin katsayılarının hesaplanması için algoritma sunulmuştur. Bu tezde transfer fonksiyonu kullanılarak durum uzayı modelinin katsayılarının belirlenmesiyle yapılan model öngörülü kontrol sistemine, Transfer Fonksiyonu Tabanlı Model Öngörülü Kontrol (TFMPC) adı verilmiştir. TFMPC'nin ana avantajı, SSMPC'de kullanılan karmaşık hesaplamalar yerine, FÇBAG'nin transfer fonksiyonu türetilerek A, B, C matrisleri hesaplanmasıdır. Bunun için türetilen transfer fonksiyonu Z koordinatlarına dönüştürülür, Z koordinatlarına çevirmek için üç yol vardır, bunlardan biri z koordinatlarına dönüştürülecek transfer fonksiyonunu H(s) fonksiyonu ile çarpmak ve tezimizde kullanılan yöntem budur. Ardından Z koordinatlarında hesaplanan denklemler ve durum uzay modeli karşılaştırılarak A, B, C katsayı matrisleri hesaplanır. Başlangıçta, basitlik adına, TFMPC tamamen tek girişli tek çıkışlı (TGTÇ) sistem için geliştirilmiştir. Ardından, FÇBAG denklemleri de öngörülü kontrol algoritmasına uygulanmıştır.

Transfer fonksiyonu model tabanlı model öngörülü kontrol (TFMPC), FÇBAG'e aşağıdaki gibi uygulanmıştır:

İlk olarak, FÇBAG için transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir:

$$H(s) = \frac{1-e^{-sT_S}}{s} \tag{5.61}$$

$$G_P(s) = \frac{1}{R_r+L_rs} \tag{5.62}$$

$$G(s) = H(s)G_P(s) \tag{5.63}$$

$G_p(s)$ akım döngüsü için transfer fonksiyonu, H(s) Laplace'tan z koordinatlarına dönüşüm için kullanılan fonksiyondur.

(5.61) ve (5.62)'ü (5.63)'te değiştirerek, aşağıdaki gibi bir transfer fonksiyonu elde edilir:

$$G(s) = H(s)G_P(s) = \frac{1-e^{-sT_S}}{s}\frac{1}{R_r+L_rs} \tag{5.64}$$

R_r: Rotor direnci (statora indirgenmiş olarak anılır), L_r:Rotor kaçak endüktansı (statora indirgenmiş olarak anılır)

Eşitlik (5.64)'ün Z dönüşümü yapılarak, Eşitlik (5.65) şu şekilde elde edilebilir:

$$Z[H(s)G_P(s)] = (1 - z^{-1})\, Z\left[\frac{1}{(R_r + L_r s)s}\right] \quad (5.65)$$

(5,65)de kullanılan makinenin parametrelerinin (R_r = 0,7 (Ω) , L_r = 3,5 (mH)) numerik değerleri yerine konmuştur, (5.65) sadeleştirilerek, transfer fonksiyonu şu şekilde yazılabilir:

$$G(z) = \frac{0.02924}{z - 0.9999} \quad (5.66)$$

FÇBAG'in türetilmiş transfer fonksiyonu, durum uzayı denklemlerine dönüştürülmelidir. Bu nedenle (5.66) şu şekilde yazılmalıdır:

$$\frac{y(z)}{u(z)} = \frac{0.02924}{z - 0.9999} \quad (5.67)$$

$$y(k+1) - 0.9999y(k) = 0.02924u(k)$$

$$y(k+1) = x(k+1)$$

$$y(k+1) = 0.02924u(k) + 0.9999x(k)$$

$$y(k) = x(k)$$

$$x(k+1) = 0.9999x(k) + 0.02924u(k) \quad (5.68)$$

(5.68) ile (5.31) ve (5.32) karşılaştırılarak gerekli parametreler belirlenmiştir.

A=0,9999, B=0,02924, C=1

Daha önce de söylediğimiz gibi, TFMPC'nin en büyük avantajı A, B, C katsayılarının hesaplanmasıdır.

5.4.2 Durum tahmini

Öngörülü kontrol algoritmasını tasarlamak için ikinci adım, tahmin edilen değeri hesaplamaktır. Bu tahmini açıklamak için bir optimizasyon penceresi kullanılmıştır.

Geçerli zaman olarak k_i kullanılmıştır ve optimizasyon penceresinin uzunluğu örnek sayısı olarak N_p'dir. Kontrol ufku N_c ile gösterilmiştir, bunlardan yararlanarak F ve Φ katsayı matrisleri elde edilecektir.

Durum uzayı modeline A, B, C katsayılarına dayalı olarak, gelecekteki durum değişkenleri, gelecekteki kontrol parametreleri seti kullanılarak sırayla hesaplanır:

$$x(k_i + 1|k_i) = Ax(k_i) + B\Delta u(k_i)$$

$$x(k_i+2|k_i) = Ax(k_i+1|k_i) + B\Delta u(k_i+1)$$
$$= A^2x(k_i) + AB\Delta u(k_i) + B\Delta u(k_i+1)$$

$$x(k_i+N_p|k_i) = A^{N_p}x(k_i) + A^{N_p-1}B\Delta u(k_i) + A^{N_p-2}B\Delta u(k_i+1) + \cdots$$
$$+ A^{N_p-N_c}B\Delta u(k_i+N_c-1)$$

Tahmin edilen durum değişkenlerinden, tahmin edilen çıktı değişkenleri, elde edilir.

$$y(k_i+1|k_i) = CAx(k_i) + CB\Delta u(k_i) \quad (5.69)$$

$$y(k_i+2|k_i) = CA^2x(k_i) + C\,AB\Delta u(k_i) + CB\Delta u(k_i+1)$$
$$y(k_i+3|k_i) = CA^3x(k_i) + C\,A^2B\Delta u(k_i) + CAB\Delta u(k_i+1) + CB\Delta u(k_i+2)$$

.

$$y(k_i+N_p|k_i) = CA^{N_p}x(k_i) + CA^{N_p-1}B\Delta u(k_i) + CA^{N_p-2}B\Delta u(k_i+1) + \cdots +$$
$$CA^{N_p-N_c}B\Delta u(k_i+N_c-1) \quad (5.70)$$

Tahmin edilen tüm değişkenlerin mevcut durum değişken bilgisi $x(k_i)$ ve gelecekteki kontrol hareketi $\Delta u(k_i+j)$ cinsinden formüle edilmektedir. j=0,1,……N_c-1'e kadar değişmek üzere vektörler tanımlanabilir.

Vektörleri tanımlayın

$$Y = \left[y(k_i+1|k_i)y(k_i+2|k_i)y(k_i+3|k_i) \ldots\ldots y(k_i+N_p|k_i)\right]^T$$
$$\Delta U = [\Delta u(k_i)y\Delta u(k_i+1)\Delta u(k_i+2) \ldots\ldots \Delta u(k_i+N_c-1)]^T$$

(5.69)ve (5.70)'i bir araya getirilerek kompakt matris formu elde edilir:

$$Y = Fx(k_i) + \Phi\Delta U \quad (5.71)$$

Bu denklemde, Y işlemin çıktısı, U girdi değişkeni, $x(k_i)$ mevcut durum değişkeni, F ve Φ ise katsayı matrislerileridir [61]. Tahmini değeri hesaplamak için kullanılan katsayı matrisleri, örnek sayısı N_p, Kontrol ufku N_c bir önceki adımda hesaplanan A, B, C katsayılarından yararlanılarak hesaplanır[61].

Y ve ΔU 'nun boyutları sırasıyla N_p ve N_c'dir. F ve Φ matrisleri aşağıdaki gibi yazılır.

$$F = \begin{bmatrix} CA \\ CA^2 \\ CA^3 \\ \vdots \\ CA^{N_p} \end{bmatrix} \quad (5.72)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} CB & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & 0 & \dots & 0 \\ CA^2B & CAB & CB & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ CA^{N_p-1}B & CA^{N_p-2}B & CA^{N_p-3}B & \dots & CA^{N_p-N_c}B \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

İkinci adımı tamamladıktan sonra tüm tahmini değerler hesaplanmıştır ve ideal değeri seçmek için tasarımın son adımını olan optimizasyonun yapılması gerekir[61].

5.4.3 Optimizasyon

MPC'yi tasarlamanın son adımı, referans noktası ile tahmin edilen çıktı arasındaki hata fonksiyonu aracılığıyla hesaplanabilen bir optimizasyon işlemidir. Tahmin edilen değeri ayar noktasına mümkün olduğunca yakın hale getirmek için hata mümkün olduğunca küçük olmalıdır.

Belirli bir ayar noktası sinyali r(k_i) için örnekleme süresi k_i'de, bir tahmin ufku içinde tahmine dayalı kontrol sisteminin amacı, tahmin edilen çıkışı ayar noktası sinyaline mümkün olduğunca yaklaştırmaktır, burada ayar noktasının olduğunu varsayıyoruz. optimizasyon aşamasında sinyal sabit kalır.

Bu amaç daha sonra, ayar noktası ile tahmin edilen çıktı arasındaki bir hata fonksiyonunun en aza indirileceği şekilde 'en iyi' kontrol parametresi vektörü ΔU'yu bulmak için bir tasarıma çevrilirmiştir.

Ayar noktası bilgisini içeren veri vektörü aşağıdaki gibidir:

$$R_s{}^T = \overbrace{[1 \quad 1 \quad . \quad . \quad 1]}^{N_p} \, r(k_i)$$

Dolayısıyla, *J* maliyet fonksiyonu şu şekilde tanımlanabilir:

$$J = (R_s - y)^T (R_s - y) + \Delta u^T \bar{R} \, \Delta u \quad (5.74)$$

Birinci terim, tahmin edilen çıktı ile ayar noktası sinyali arasındaki hataları en aza indirme hedefiyle bağlantılıdır. İkinci terim ise, J amaç fonksiyonu mümkün olduğu kadar küçük olacak şekilde yapıldığında ΔU'nun boyutuna verilen önemi yansıtır.
$\bar{R}$ diyagonal matrisi, $\bar{R} = r_w I_{N_c \times N_c}$ ile tanımlanır. Bu eşitlikte, r_w istenen kapalı çevrim performansı için bir ayarlama parametresi olarak kullanılmıştır.

$r_w = 0$ olması durumu, maliyet fonksiyonunda , ΔU'nun büyüklüğünün ihmal edildiği ve amacın $(R_s - y)^T(R_s - y)$ hatasını olabildiğince küçük yapan durum olarak yorumlanır.

Büyük r_w durumu ise, maliyet fonksiyonunda, ΔU'nun ne kadar büyük olabileceğini dikkatlice değerlendireceğimiz ve $(R_s - y)^T(R_s - y)$ hatasını dikkatli bir şekilde azaltacağımız durum olarak yorumlanır[61].

Denklem (5.69) kullanılarak, J'yi en aza indiren optimal ΔU'yu bulunur.

$$J = \left(R_s - Fx(k_i)\right)^T\left(R_s - Fx(k_i)\right) - 2\Delta U^T\Phi^T\left(R_s - Fx(k_i)\right) + \Delta U^T(\Phi^T\Phi + \bar{R})\Delta U \quad (5.75)$$

Denklem (5.75) ΔU 'ya göre farklılaştırılarak, maliyet fonksiyonu şu şekilde elde edilebilir:

$$\frac{\partial J}{\partial \Delta U} = -2\Phi^T\left(R_s - Fx(k_i)\right) + (\Phi^T\Phi + \bar{R})\Delta U \quad (5.76)$$

Maliyet fonksiyonunu elde etmek için, $\frac{\partial J}{\partial \Delta U} = 0$ yazmalıyız, böylece ΔU şöyle olacaktır:

$$\Delta U = (\Phi^T\Phi + \bar{R})^{-1}\Phi^T\left(R_s - Fx(k_i)\right) \quad (5.77)$$

$(\Phi^T\Phi + \bar{R})^{-1}$matrisi, optimizasyon literatüründe Hessian matrisi olarak adlandırılır.

R_s ayar noktası bilgisini içeren bir veri vektörü , şu şekilde ifade edilmiştir:

$$R_s = \overbrace{[1 \quad 1 \quad . \quad . \quad 1]^T}^{N_p}\, r(k_i) = \bar{R}_s\, r(k_i)$$

$$\bar{R}_s = \overbrace{[1 \quad 1 \quad . \quad . \quad 1]^T}^{N_p}$$

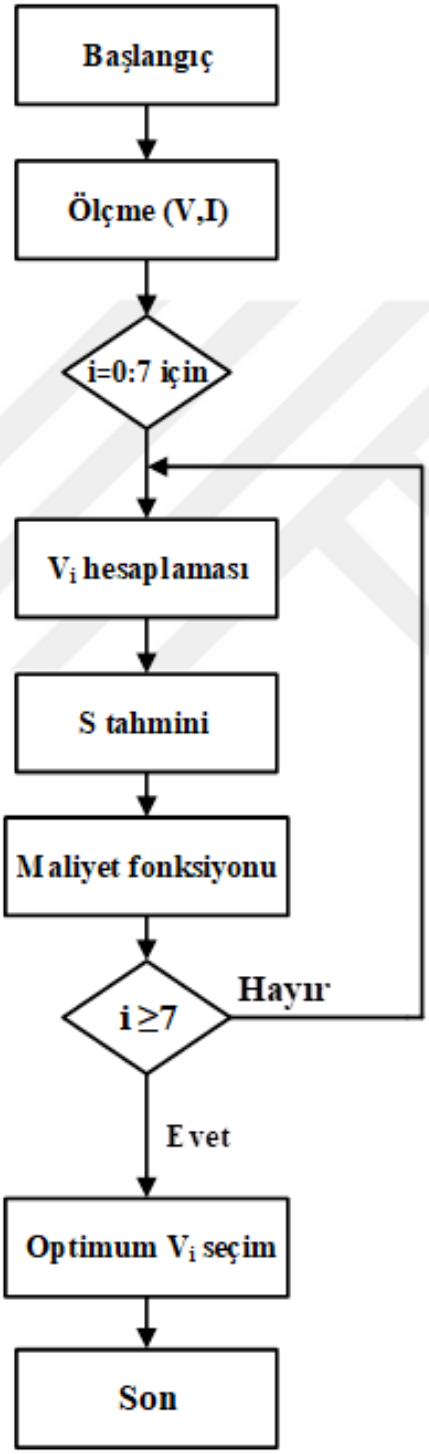
Optimum çözüm ile durum değişkeni $x(k_i)$ve ayar noktası $r(k_i)$ arasındaki ilişki şu şekilde tanımlanabilir:

$$\Delta U = (\Phi^T\Phi + \bar{R})^{-1}\Phi^T\left(\bar{R}_s r(k_i) - Fx(k_i)\right) \quad (5.78)$$

$r(k_i)$, körnekleme zamanında ayar noktası sinyalidir[61].

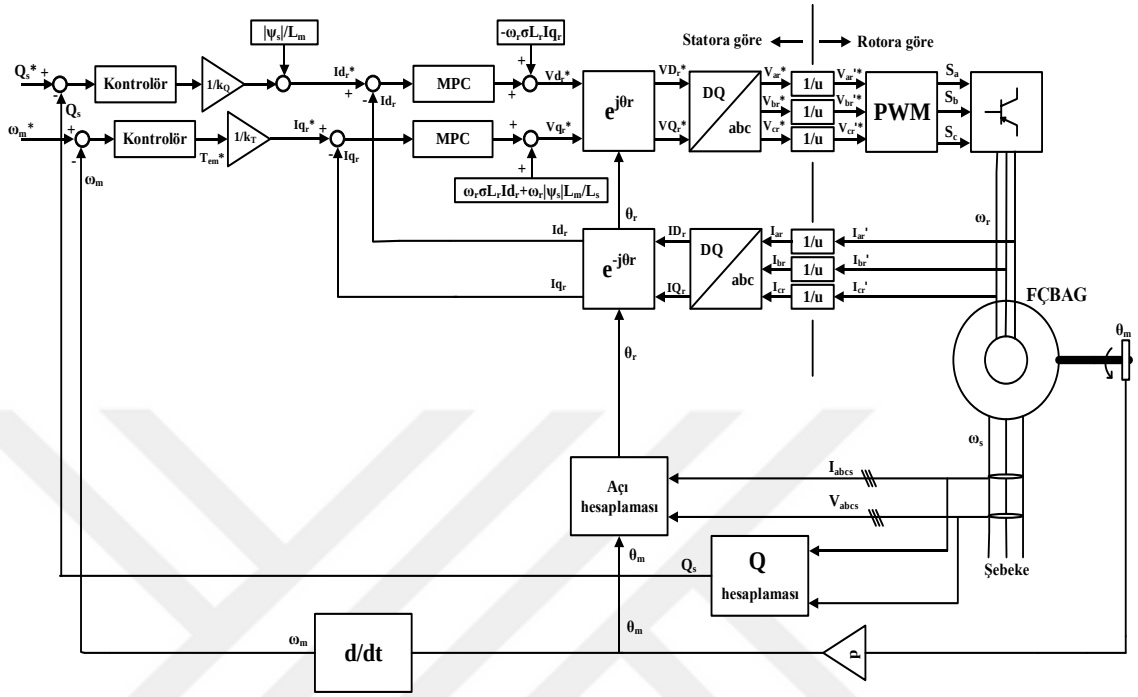
Yukarıda açıklanan üç adım tamamlandığında model öngörülü kontrolörün tasarımı tamamlanmış olur.

Model öngörülü kontrol algoritması için bir akış şeması da şekil 5.15 'te gösterilmiştir. MPC'de öncelikle akım ve gerilim değerleri olan I ve V değerleri ölçülür. Ardından bir döngü dahilinde sekiz adet V_i tahmin edilir. Bu tahmin için model öngörülü sistemin durum uzayı denklemleri, tahmin adımı ve maliyet fonksiyonu kullanılır. Tahmin edilen değerler hesaplandıktan sonra optimum değer seçilir.



Şekil 5.15 Model Öngörülü Kontrol algoritması için akış şeması

Şekil 5.16’da FÇBAG'in rotor tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrolü göstermektedir.



Şekil 5.16 FÇBAG'in rotor tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrolü

Bu şema dört ana kontrol döngüsünden oluşur. Bunlardan biri hız için, biri güç için biri I_q için, diğeri I_d için olmak üzere ikisi akım içindir. Gerilim kaynağı dönüştürücünün etkisinin ve hesaplama veya ölçümlerdeki olası gecikmelerin ihmal edilmesine ek olarak, her bir döngüye çapraz terimlerin kompanzasyonu uygulanmıştır. Kontrolün DQ koordinatlarında gerçekleştirilmesi gerektiğinden, rotor gerilimi ve akımlarının DQ koordinatlarına dönüştürülmesine ek olarak referans çerçevesi dönüşümü için θ_r açısı tahmin edilmelidir. θ_r’yi elde etmek için öncelikle stator gerilim uzayının vektör açısı elde edilir, daha sonra bu açıdan 90 derecenin çıkarılması gerekir. Kontrol sisteminde stator ve rotor üzerindeki çevirme oranının dikkate alınması gerekmektedir. Akım döngülerinde rotor akımları stator tarafına indirgenirken, ölçüm adımında akımlar rotor referanslı değerlere dönüştürülür ve inverter için darbeler üretilmeden önce gerilimler stator tarafına dönüştürülür.

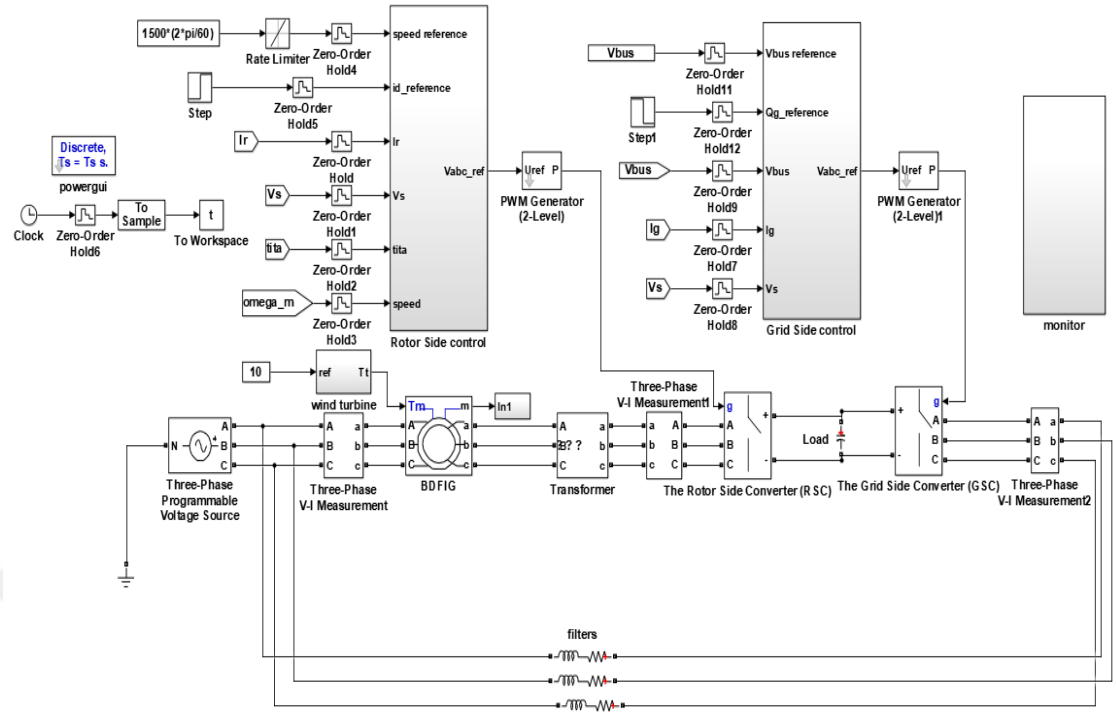
6. FIRÇASIZ ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRÜN VE KONTROLÜNÜN MATLAB/SİMULİNK BENZETİMİ

FÇBAG tabanlı DHRT kontrol sistemi iki bölümden oluşur. Bunlar, FÇBAG'nin elektriksel kontrolü ve rüzgar türbini hızı ile kanat açısının mekanik kontrolüdür. Bu tez çalışmasında rüzgar türbini hızı ve kanat açısının mekanik kontrolü ele alınmamış bu kontrolün yapıldığı varsayılarak rüzgar türbinin hız ve moment büyüklükleri generatörün kontrolünde giriş parametreleri olarak kullanılmıştır. FÇBAG'nin çalışma prensibi ve çalışma modlarını incelenmesinin ardından kaskad üç fazlı güç dönüştürücüler kullanılarak bu tip generatörler için elektriksel kontrolün simülasyonu yapılmıştır. Yapılan simülasyonda şebeke tarafı ve rotor tarafı güç dönüştürücülerinin vektör kontrolü yapılarak, FÇBAG'nin performansı analiz edilmiştir.

6.1 AA/DA/AA Güç Dönüştürücüsü Kullanarak FÇBAG'nin Vektör Kontrolü

FÇBAG'nin elektriksel kontrolü, Rotor Tarafı Güç Dönüştürücünün (RTGD) kontrolünü ve Şebeke Tarafı Güç Dönüştürücünün (ŞTGD) kontrolünü içeren değişken frekans dönüştürücüsünün kontrolü ile sağlanır. RTGD 'nin amacı, FÇBAG rüzgar türbininin aktif ve reaktif gücünün ayrıştırılmış kontrolüne izin vermektir. RTGD, türbinin rüzgardan maksimum enerjiyi yakalamasını ve aynı zamanda şebekeye reaktif güç desteği vermesini sağlayan yüksek esnekliğe sahip bir güç dönüştürücüdür. ŞTGD 'nin amacı ise, rotor gücünün büyüklüğü ve yönünden bağımsız olarak DA-bara gerilimini sabit tutmaktır.

Elektrik kontrol sisteminin temel amacı, reaktif gücü kontrol ederek sabit bir gerilim değerini korumaktır. Çalışmada rüzgar türbininin güç kontrol modunda çalışması durumu için simülasyon yapılmıştır. Bu amaca ulaşmak için Matlab/simulink kullanılarak bir model oluşturulmuştur. Önceki bölümlerde elde edilen gerilim, akım, güç, moment ve manyetik akı matematiksel modellerine dayanarak, Matlab/Simulink yazılımı kullanılarak benzetim modeli oluşturulmuştur. Simülasyon modeli, güç kısmı ve kontrol kısmı olmak üzere iki ana bölümden oluşur. Güç kısmında mekanik ve elektriksel güç sistemleri bulunmaktadır. Şekil 6.1'de, FÇBAG için Matlab/simulink'te geliştirilen simülasyon modelinin ile güç ve kontrol kısımlarının blokları gösterilmiştir.



Şekil 6.1 FÇBAG için Matlab/simulink ile geliştirilen simülasyonun güç ve kontrol kısmı blokları

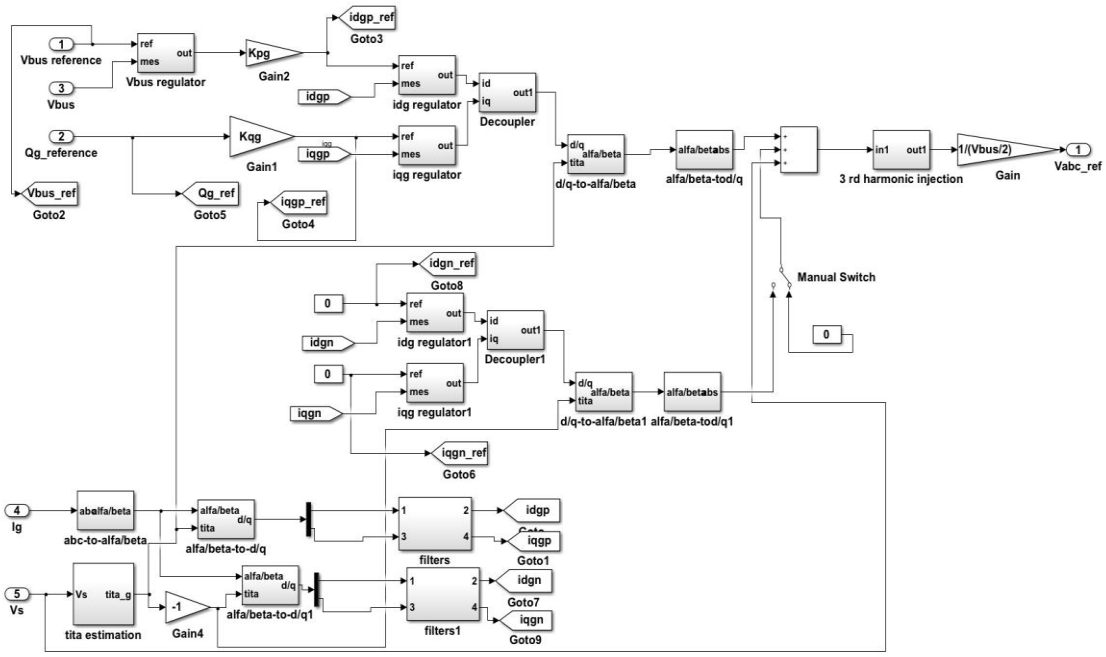
Şekil 6.1'deki mekanik kısım bir rüzgar türbini ile modellenmiştir. Rüzgar türbinin mekanik kontrolü bu tezde ele alınmadığından referans bir rüzgar değeri için türbinden elde edilen tahrik momenti (T_m) değeri generatör modelinde giriş büyüklüğü olarak kullanılmıştır. Generatör modeline uygulanacak tahrik momenti elde etmek için 10 (m/s) referans rüzgar hızı seçilmiştir. Şekil 6.1'deki güç kısmının diğer bölümü elektriksel güç sistemlerini ifade etmektedir. Elektriksel güç sistemi FÇBAG, transformatör, rotor ve şebeke tarafı güç dönüştürücüleri, şebeke, yük, filtreler ve gerekli ölçme koruma sistemlerinden oluşmaktadır. Transformatörün gücü ve gerilimi, bir yandan kullanılan generatörün gücüyle, diğer yandan da şebeke gerilimiyle ve parametreleriyle uyumlu olacak şekilde seçilmiştir. Filtre için direnç değeri 20.10^{-6} (Ω) ve bobin değeri 400.10^{-6} (H)'e eşit olarak seçilirken, DA doğru akım (bara gerilimi) döngüsündeki kapasitörün değeri deneme yanılma yöntemine göre 80.10^{-3} (F) olarak seçilmiştir. Sistemi gerçek sisteme daha yakın hale getirmek için tüm girişlerde (zero order hold) kullanılmıştır. Şekil 6.1'deki simülasyon modelindeki, en hassas ve önemli olan bölüm kontrol bölümüdür. Bu bölümün görevi, sistemi maksimum güç almaya, yani ondan maksimum faydayı sağlamaya hazırlamaktır. Kontrol sistemi şekilde görüldüğü gibi biri şebeke tarafında diğeri rotor tarafında olmak üzere iki dönüştürücünün kontrolünden oluşmaktadır. Yapılan modelde Elektrik kontrol sistemi

akım kontrol döngüsü, hız kontrol döngüsü ve güç kontrol döngüsü olmak üzere üç kontrol döngüsünden oluşur, Modelleme sürecini mümkün olan en iyi şekilde gerçekleştirmek için, optimum güç elektroniği bileşenlerini seçilmiştir. Örnekleme zamanı $T_S = 5 * 10^{-6}(s)$ de tüm kontroller için eşit olarak seçilmiştir. Kararlı ve geçici durumları incelemek için modelleme süresi de 6.3 saniye olarak seçilmiştir. Tablo 6.1'de modelde kullanılan FÇBAG'nin parametreleri listelenmiştir.

Tablo 6.1 Modelde kullanılan FÇBAG'nin parametreleri

Parametre Adı		**Değeri**
Anma gücü	P_n	2 (MW)
Anma stator gerilimi	V_S	290 (V)
Anma rotor gerilimi	V_r	2070 (V)
Anma stator akımı	I_S	1760 (A)
DA bara gerilimi	V_{bus}	1150 (V)
Kutup çiftleri	p	2
Çalışma frekansı	f	50 (Hz)
Örnekleme periyodu	T_S	5 (µs)
Stator direnci	R_S	0.46 (Ω)
Rotor direnci (statora indirgenmiş)	R_r	0.7 (Ω)
Stator kaçak endüktansı	L_s	3.5 (mH)
Rotor kaçak endüktansı (statora indirgenmiş)	L_r	3.5 (mH)
Mıknatıslanma endüktansı (statora indirgenmiş)	L_m	50 (mH)

Şekil 6.2'de, FÇBAG için Matlab/simulink'te geliştirilen şebeke tarafı dönüştürücüsü bloğu gösterilmiştir.

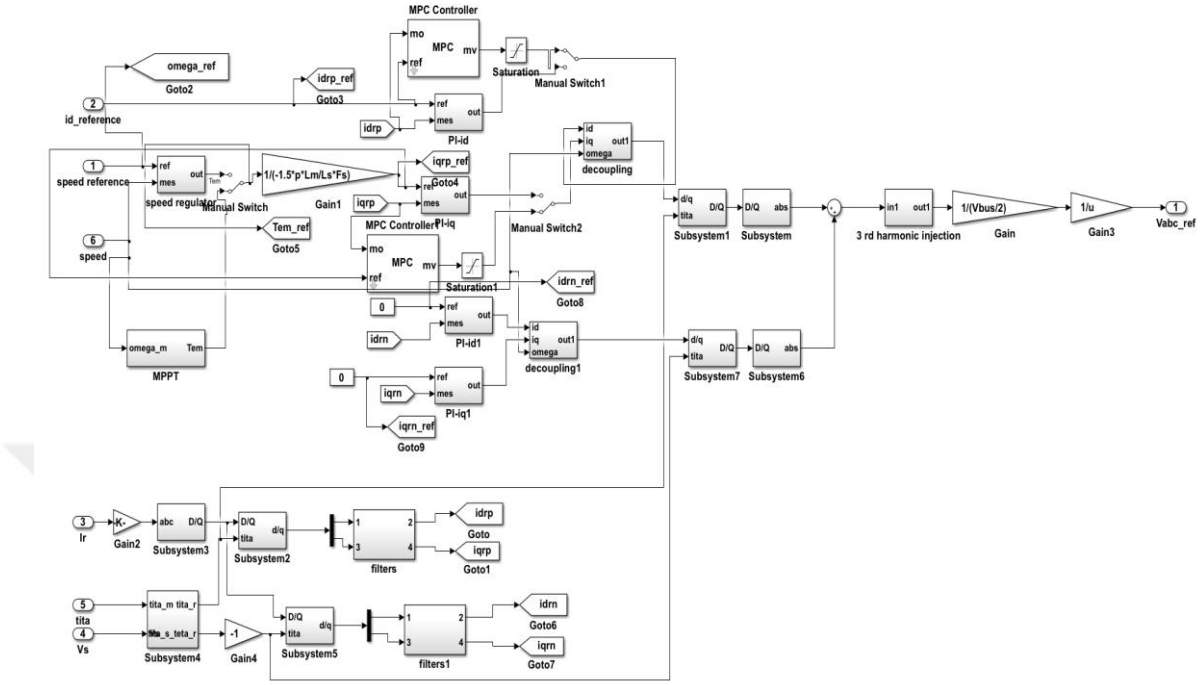


Şekil 6.2 FÇBAG için Matlab/simulink'te geliştirilen şebeke tarafı dönüştürücüsü bloğu

Şekil 6.2'deki şebeke tarafı dönüştürücüsü için, giriş büyüklükleri şebeke akımı I_g, şebeke gerilimi Vs, DA bara gerilimi V_{bus}, referans DA bara gerilimi V_{bus}* ve referans reaktif gücü Q_{ref}*'dir. Bu çeviricinin asıl görevi sabit bir DA bara gerilimi V_{bus}'ı sağlamaktır. Bu amaçla kontrolde anma değer olan 1150 (V)' a eşit olan V_{bus}* için sabit bir referans değeri seçilmiştir. Q_{ref}*referans reaktif gücü ise sıfırdan başlayarak 0.4 (MVAR) değerine ulaşana kadar rampa şeklinde değiştirerek kullanılmıştır.

Ek olarak, d q eksen takımındaki akım için kontrolörler kullanılmıştır. V_{bus} gerilimi, I_d akımla orantılıyken, Q_{ref} reaktif gücü I_q akımla orantlıdır. (α , β) (d, q) ve (a, b, c) takımlar arasındaki gerekli dönüşümler de dikkate alınmıştır. Şebeke tarafı dönüştürücüsünün, çıkış büyüklükleri, güç elektroniği bileşenleri için kontrol darbeleri üretmekten sorumlu darbe üreticisi (PWM) girişi olan referans gerilimdir. Rotor tarafı güç dönüştürücüsü kontrolünde ise, Şekil 6.3'te gösterdiği gibi, rotor açısal hızı bilgisi ω_m, rotor akımı I_r, stator gerilimi V_s, referans hızı ω_m* ve rotor açısı θ_m giriş parametresi olarak seçilerek, (d,q) eksen takımında rotor akımı kontrol edilmiştir. Açısal hız için 157 (rad/sn)'ye eşit bir referans değeri seçilmiştir ve hız için referans değeri rampa olarak değiştirilerek kullanılmıştır. Aralarında geçiş yapmanın mümkün

olduğu maksimum güç noktası takibi (MGNT) sisteminden yararlanma olasılığına ek olarak hız kontrolörü kullanılmıştır.



Şekil 6.3 FÇBAG için Matlab/simulink'te geliştirilen rotor tarafı dönüştürücüsü bloğu

Rotor tarafı güç dönüştürücüsü kontrolünde, model öngörülü kontrol (MPC), (d,q) eksen takımında rotor akımı kontrol etmek için kullanılmıştır. Biri I_d akımı diğeri I_q akımı için olmak üzere iki MPC kontrolör tasarlanmıştır. Tasarlanan MPC kontrolörler, Şekil 5.16'da gösterilen yaklaşık bir sistem oluşturmak için kaskadın sonunda bulunan önceki klasik kontrolörlere eklenmiştir. MPC kontrolör için SSMPC ve TFMPC tasarım yöntemlerine göre geliştirilen bir Matlab m file dosyası kullanılmıştır. MPC kontrolör parametreleri deneme yanılma yöntemine göre hesaplanmıştır. Klasik kontrolörler parametreleri Butterworth yöntemi kullanarak hesaplanmıştır. İki kontrolörün (Klasik kontrolör, MPC kontrolör) performansını karşılaştırmak için, araştırmacının istediği kontrolörü seçebileceği manuel bir geçiş anahtarı kullanılmıştır. Bu tez çalışmasında, Örnekleme zamanı ve hız, gerilim, güç ve akım için referans değerler açısından aynı modelleme koşulları altında iki kontrolör karşılaştırılmıştır. (α , β) (d, q) ve (a, b, c) eksen takımları arasındaki gerekli dönüşümler de dikkate alınmıştır. Rotor tarafı dönüştürücüsünün çıkış büyüklükleri, güç elektroniği bileşenleri için kontrol darbeleri üretmekten sorumlu darbe üreticisi (PWM) girişi olan gerilimdir.

7. ARAŞTIRMA BULGULARI

Tezin bu bölümünde, bir önceki bölümde açıklanan matematiksel modellere dayanarak tasarlanan MATLAB/Simulink yazılımı kullanılarak elde edilen simülasyon sonuçları sunulmuştur. Sonuçların ilk bölümünde FÇBAG için şebeke tarafı ve rotor tarafı güç dönüştürücüleri için yapılan vektör kontrolde klasik PI kontrolörler kullanılarak elde edilen sonuçlar verilmiştir. Ardından FÇBAG çalışması sırasında parametrelerinin değişiminin klasik kontrolörün performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Daha sonra rotor tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrolündeki akım kontrolörleri için MPC kullanılması için elde edilen sonuçlar sunulmuştur. SSMPC ve TFMPC için elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Son olarak da SSMPC ve TFMPC'li kontrolde makine parametrelerinin değişiminin etkisi incelenmiştir.

7.1 Klasik Kontrolör Kullanılarak Yapılan Rotor ve Şebeke Tarafı Vektör Kontrol İçin Simülasyon Sonuçları

Çalışmada ilk önce FÇBAG'nin vektör kontrolü için tasarlanan simülasyon modelinden elde edilen sonuçlarını sunulmuş ve tartışılmıştır. Modelleme işlemi, 6.1 tabloda dirençlerin ve bobinlerin her birinin anma değerleri temel alınarak yapılmıştır.

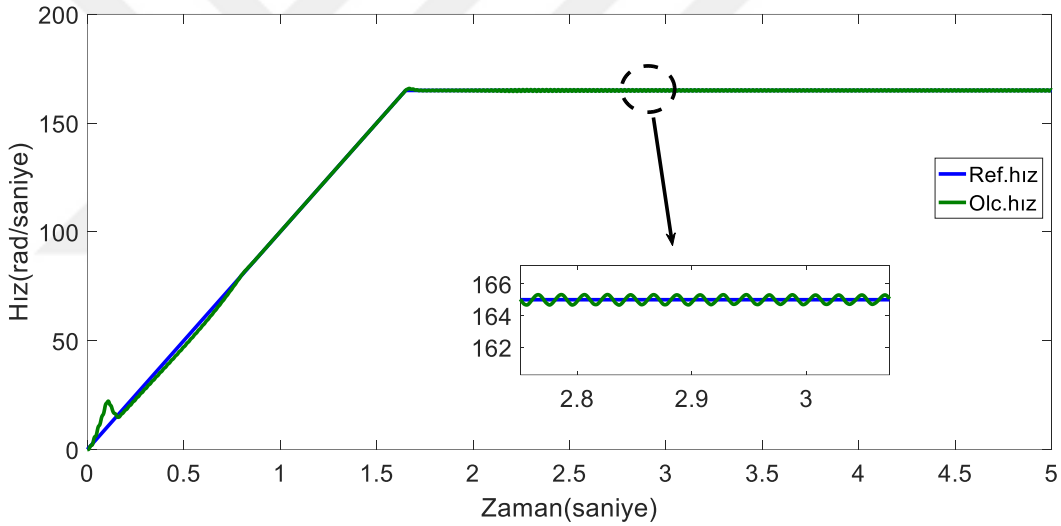
Modelleme sürecini mümkün olan en iyi şekilde gerçekleştirmek için, Örnekleme zamanı $T_S = 5 * 10^{-6}(s)$ de tüm kontroller için eşit olarak seçilmiştir. Kararlı ve geçici durumları incelemek için modelleme süresi de 6.3 saniye olarak seçilmiştir. Şebeke tarafından kontrol sağlamak için, V_{bus}* referans gerilimi 1150 (V) seçilmiş, Q_{ref}*referans reaktif gücü ise sıfırdan başlayarak 0.4 (MVAR) değerine ulaşana kadar rampa şeklinde değiştirerek kullanılır. Rotor tarafından kontrol sağlamak için, Açısal Hızı için 157 (rad/sn)'ye eşit bir referans değeri seçilmiştir ve hız için referans değeri rampa olarak değiştirerek kullanılır. Adım fonksiyonu şebekenin ve rotorun her iki tarafındada aşağıdaki gibi kullanılmıştır:

Rotor tarafında, adım fonksiyonunun değeri Id =440 (A) , 3.15 saniyede uygulanır, yani geçici durumun son ermesinden sonra uygulanır ve bir darbe şeklinde uygulanılmıştır.

Şebeke tarafında, adım fonksiyonunun değeri Q =-500 (KVAR) , 3.15 saniyede uygulanır, yani geçici durumun son ermesinden sonra uygulanır ve bir darbe şeklinde uygulanılmıştır.

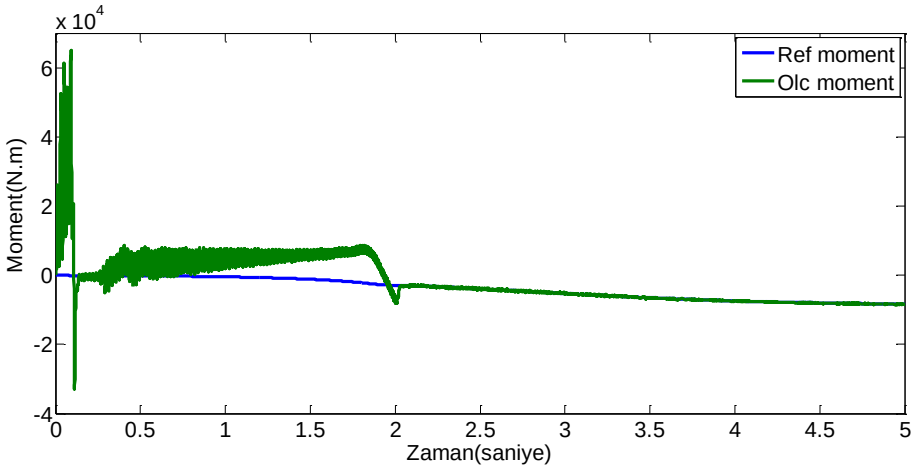
Aşağıdaki şekillerde, şebeke ve rotor tarafinin her biri için hız, moment, akım, gerilim ve güç için ölçülen ve referans değerlerinin gösterildiği modelleme sonuçlarını sunulmuştur.

Şekil 7.1'de FÇBAG'nin hızının zamanla değişimi gösterilmiştir. FÇBAG yol aldıktan kısa bir süre geçtikten sonra, ölçülen hızın, küçük bir hata oranıyla referans hıza yaklaştığını ve zaman geçtikçe ölçülen hızın referans hıza çok yaklaştığı görülmektedir.



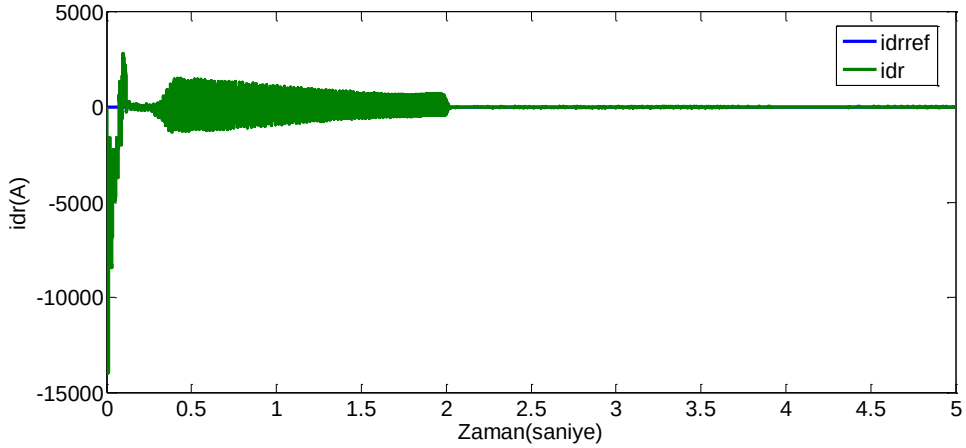
Şekil 7.1 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde hızın ölçülen ve referans değerinin değişimi

Şekil 7.2'de, FÇBAG'nin momentinin zamanla değişimi referans moment işareti ile birlikte gösterilmiştir. Moment değişimi incelendiğinde iki saniyeden daha kısa bir süre geçici durumun olduğu görülmektedir. Bu süre zarfında, momentin kararsız bir değeri vardır ve bu beklenen bir durumdur. Geçici durumun sona ermesinden sonra momentin değeri, neredeyse referans değerine eşit olmuştur.



Şekil 7.2 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde momentin ölçülen ve referans değerinin değişimi

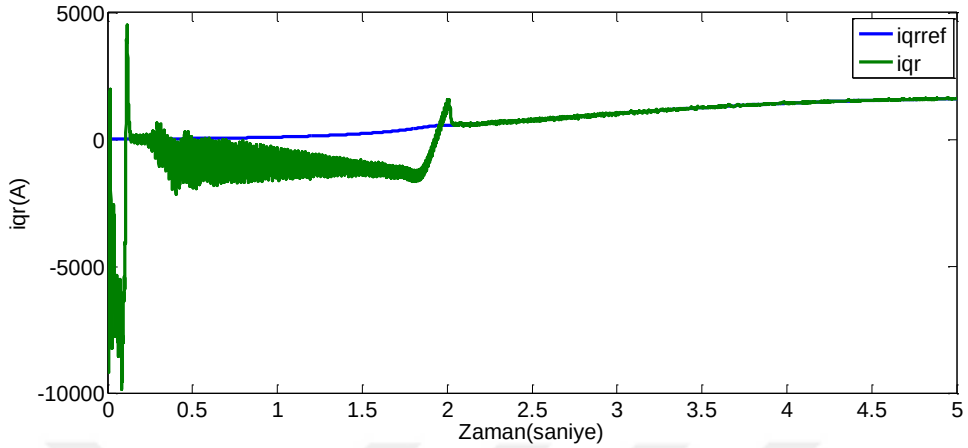
Şekil 7.3'te, FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Id_r - Id_{rref} akımlarının değişimi gösterilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde iki saniyeden daha kısa bir geçici durum olduğu görülmektedir. Bu süre zarfında, akımın kararsız bir değeri vardır. Rotor akımının d bileşeni bu sürede sabit bir değer alamayıp, referans değer etrafında salınmaktadır. Ancak transient sona erdikten sonra akım, değeri sıfır olan d eksendeki referans akım değerine eşit olur.



Şekil 7.3 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Id_r - Id_{rref} akımlarının değişimi

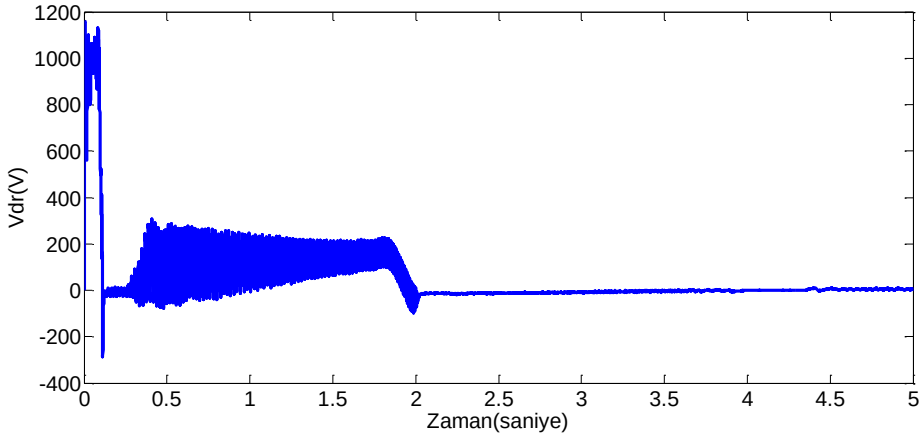
Şekil 7.4 'te, FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Iq_r - Iq_{rref} akımlarının değişimi gösterilmiştir. Bu sonuçlar incelendiğinde diğer sonuçlarda da görüldüğü üzere iki saniyeden daha kısa süre bir geçici durumun olduğunu görülmektedir. Rotor akımının q bileşenin de geçici durumda kararsız değerinin olduğu, referans değere

ulaşmaya çalıştığı, 1 saniye sonra titreşimlerin azaldığı ve 2 saniyeden önce de referans değere kilitlendiği görülmektedir.



Şekil 7.4 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Iq_r - Iq_{rref} akımlarının değişimi

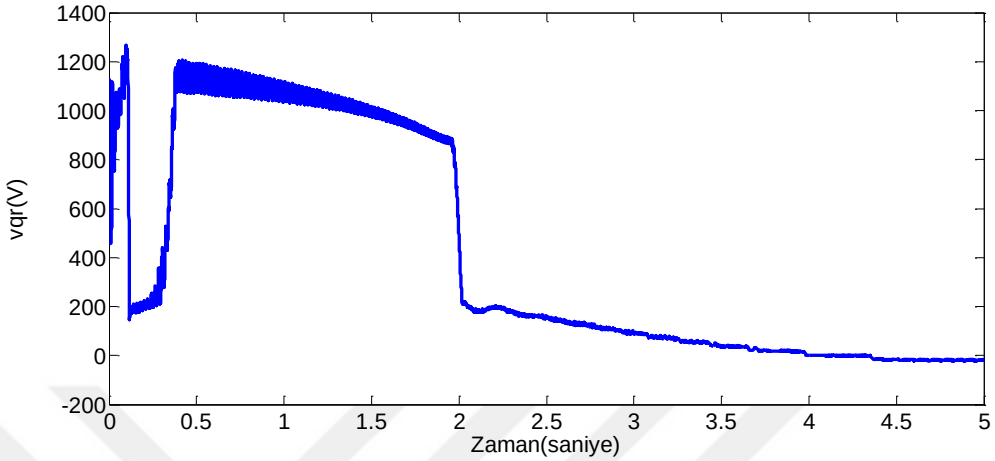
Şekil 7.5'te, FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Vd_r gerilimin değişimi gösterilmiştir. İki saniyeden daha kısa süren geçici durumda gerilim değerinin kararsız olduğu ve bazen 600 Volta ulaştığı tespit edilmiştir. Ancak geçici rejimin sonunda ölçülen gerilim değeri rotor d ekseni için referans değer olan sıfır değerinde kararlı olarak kalmaktadır.



Şekil 7.5 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Vdr gerilimlerinin değişimi

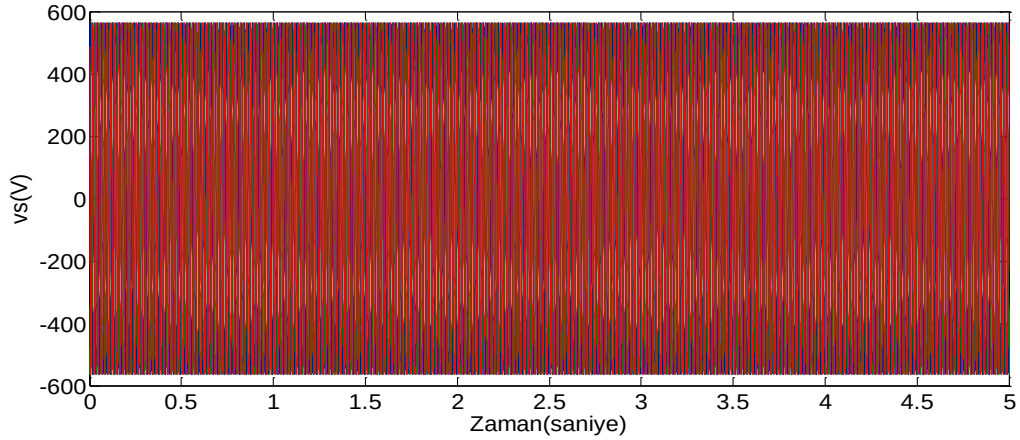
Şekil 7.6'da, FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Vq_r gerilimlerinin değişimi gösterilmiştir. FÇBAG'nin yol alması sırasında iki saniyeden daha kısa bir süre gözlenen geçici durum burada da etkisini söstermektedir. Geçici durumun başlarında q eksen geriliminin kararsız olduğu görülmektedir. Yarım saniyeden daha kısa bir süre sonunda geçici durum sona erene kadar kararsızlığın ve salınımların

dramatik bir şekilde azaldığı tespit edilmektedir. Geçici durumun sona ermesinden sonra, rotorun q ekseninde ölçülen gerilim değerinin neredeyse referans değerine eşit olduğu görülmektedir.



Şekil 7.6 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde rotor Vq_r gerilimlerinin değişimi

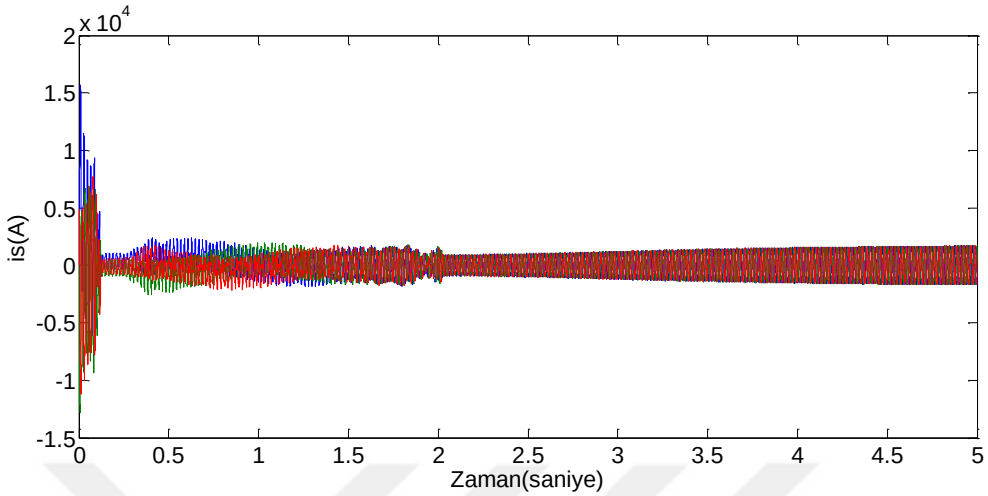
Şekil 7.7'de, FÇBAG'nin stator gerilimlerinin zamanla değişimi gösterilmiştir. FÇBAG şebekeye bağlı olduğundan stator gerilimi gerilimlerinin simetrik sinüzoidal gerilimler olduğu görülmektedir.



Şekil 7.7 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde V_s stator gerilimin değişimi

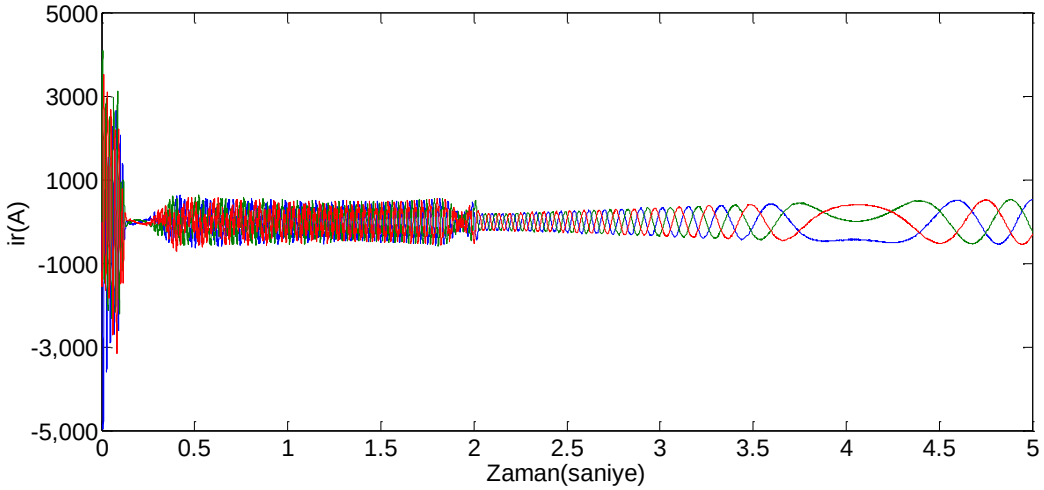
Şekil 7.8'de, FÇBAG'nin vektör kontrolünde stator akımının değişimi gösterilmektedir. Yol alma anında akım değerinin anma akımının yaklaşık altı katına kadar yükselebildiği incelenmiştir. Yaklaşık saniyenin dörtte birinden daha kısa bir süre sonunda akımın değerinin anma değerine eşit bir değere düştüğü ve geçici durumun sonuna kadar bu değer etrafında salınım yaptığı gözlemlenmiştir. Geçici

durum sona erdiğinde akım değeri azalmış ve FÇBAG'nin şebekeye verdiği gücün kademeli olarak artışı ile artmaya başlamıştır.



Şekil 7.8 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde I_s stator akımın değişimi

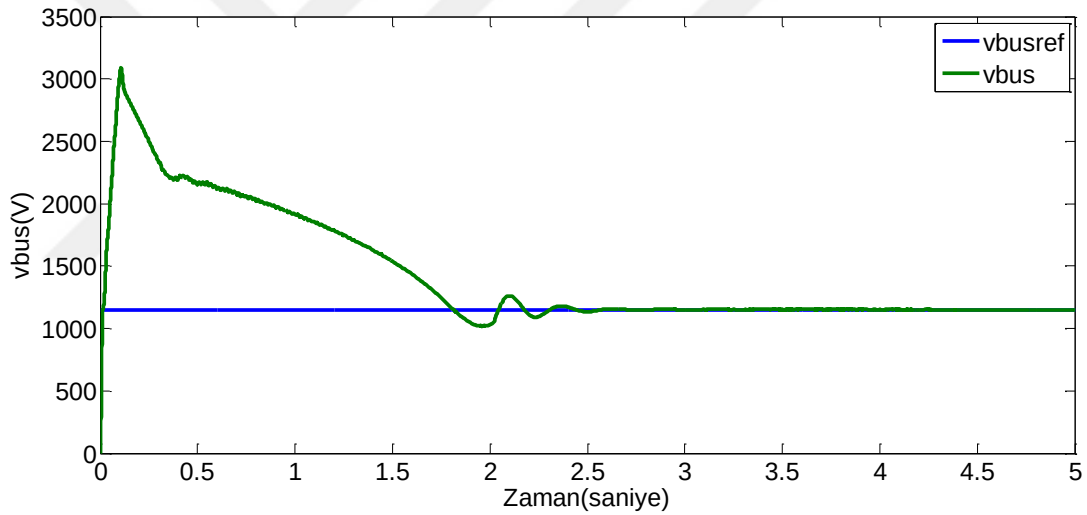
Şekil 7.9'da, FÇBAG'nin vektör kontrolünde rotor akımının değişimi gösterilmektedir. Rotor akımının değişimin tamamen stator akıma benzer olduğu gözlenmektedir. Başlangıçta rotor akım değerinin anma akımın yaklaşık altı katı kadar olduğunu incelenmiştir. Yine saniyenin yaklaşık dörtte birinden daha kısa bir süre sonra rotor akımının değeri anma değerine eşit bir değere düşer ve bu değer etrafında geçici durumun sonuna kadar salınmaya devam eder. Geçici rejimin sona erdiği iki saniyeden kısa bir süre sonunda, başlangıç güç değerinin küçük olması nedeniyle rotor akımı anma değerinin altındaki değere düşer. Bu zaman diliminden sonra FÇBAG'nin kademeli güç artışı nedeniyle rotor akımı büyümeye başlar ve anma değerine kadar kararlı olarak büyüyebilir.



Şekil 7.9 FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde I_r rotor akımın değişimi

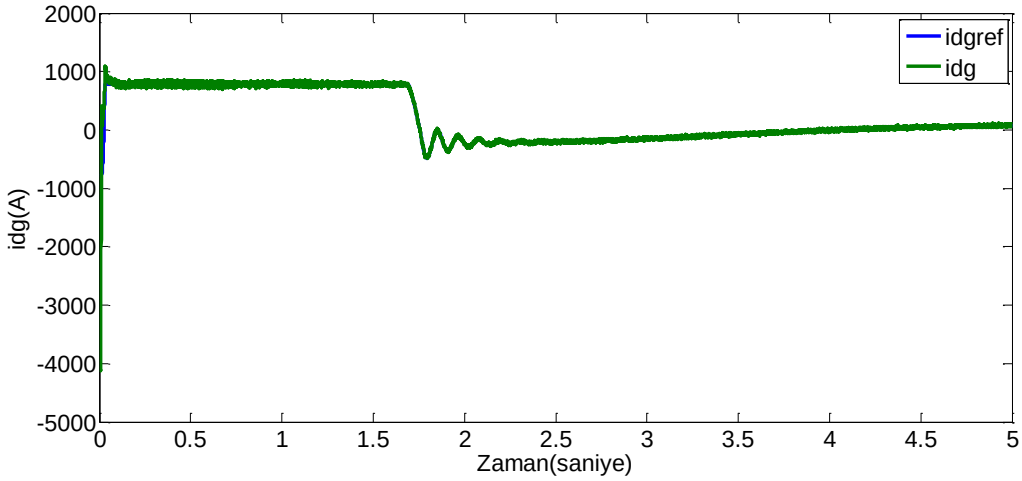
FÇBAG'nin rotor tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrol simülasyon sonuçlarının elde edilmesiyle beraber FÇBAG'nin şebeke tarafı güç dönüştürücüsü vektör kontrolünün de sonuçları simülasyon modelinden eş zamanlı olarak elde edilmiştir.

Şekil 7.10'da FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde DA bara gerilim değerinin değişimi gösterilmiştir. Geçici rejim süresince DA bara gerilimi Vbus değerinin referanstan büyük olduğu tespit edilmiştir. Geçici durumun sona ermesiyle anma değere ulaşana kadar bir miktar salınım yapmış ve sonunda referans değerde sabit olarak kalmıştır. Şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün kontrol sisteminin amacı, $\boldsymbol{v_{bus}}$ geriliminin sabit değerini korumaktır. Elde edilen sonuçlar kontrolün düzgün çalıştığını doğrulamaktadır.



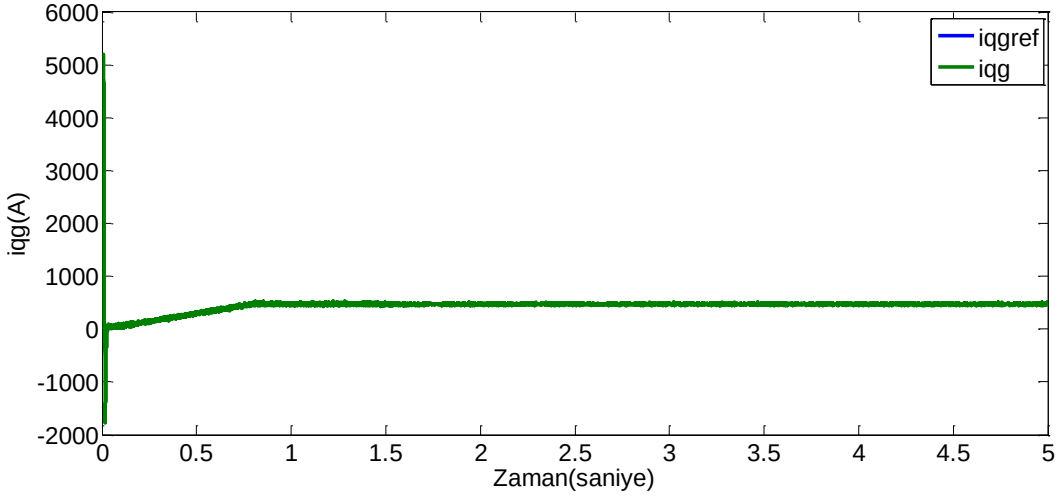
Şekil 7.10 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde V_{bus} - V_{busref} gerilimlerinin değişimi

Şekil 7.11 'de şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün stator d eksen akımının değişimi gösterilmiştir. Başlangıçta, iki saniyeden az süren geçici durum sırasında stator d eksen akım değerinin büyük olduğunu, ardından geçici durumun sona ermesiyle d eksen akım değerinin V_{bus} gerilim değerinin sabit olması nedeniyle, neredeyse sıfıra yaklaştığı görülmektedir.



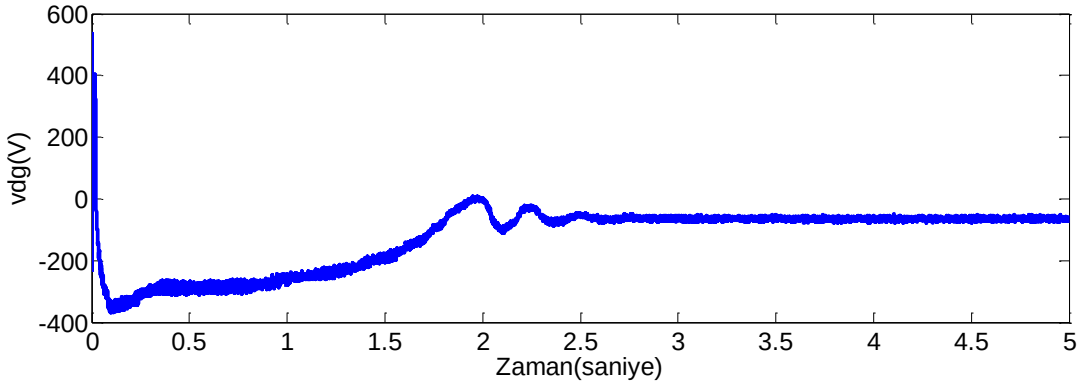
Şekil 7.11 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde stator d eksen akımı Id_g - Id_{gref} 'nin değişimi

Şekil 7.12 'de şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün stator q eksen akımının değişimi gösterilmiştir. Simülasyon sonucunda, stator q eksen akım değerinin sıfırdan başlayarak bir saniyeden daha kısa bir süre içinde anma değere ulaşana kadar kademeli olarak yükselmeye başladığı tespit edilmiştir.



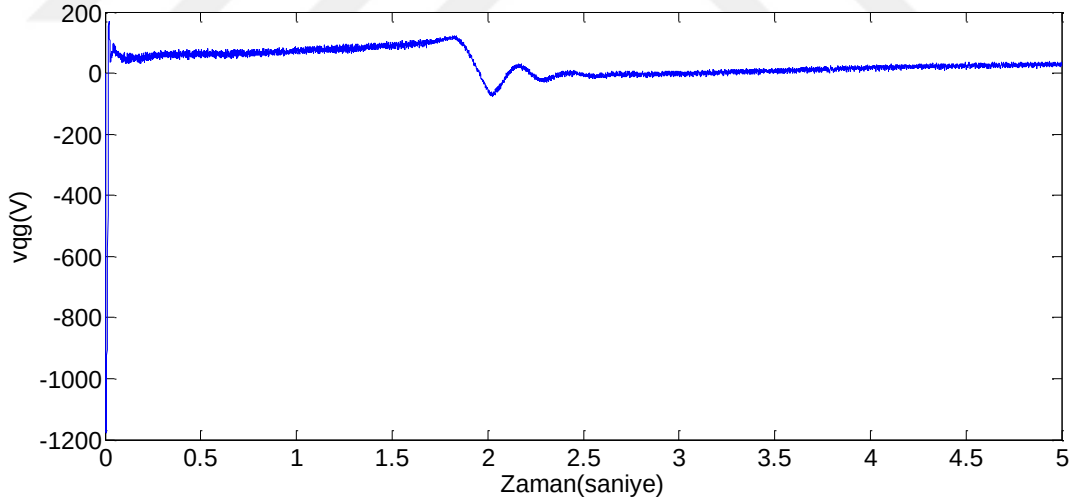
Şekil 7.12 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde stator q eksen akımı Iq_g - Iq_{gref} 'nun değişimi

Şekil 7.13'te şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün stator d eksen geriliminin değişimi gösterilmiştir. Gerilim üzerinde geçici durumun etkileri diğer büyüklüklerde olduğu gibi gözlenmektedir. Geçici durum süresi boyunca, d eksendeki gerilimin kararsız değişken değeri görülmektedir. Ancak geçici durum sona erdikten sonra ölçülen gerilim değerinin yaklaşık olarak referans değere eşit olduğu tespit edilmiştir.



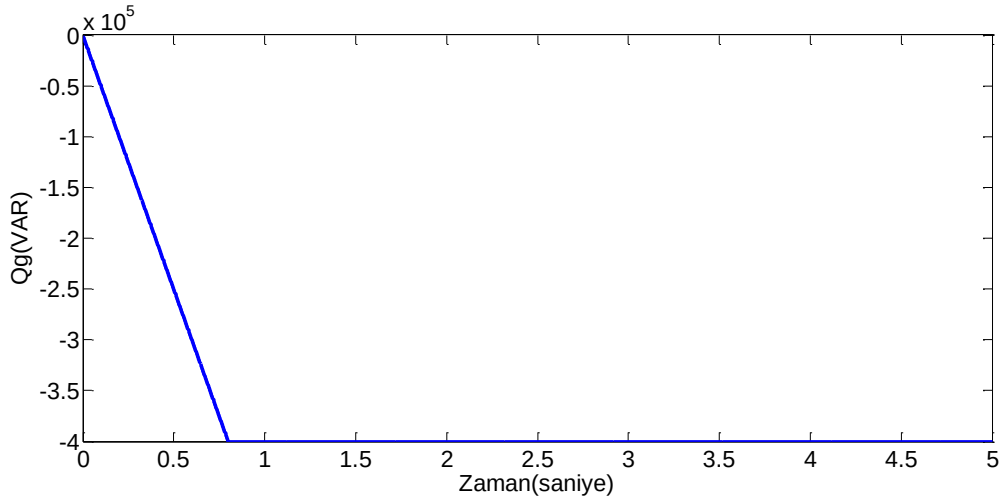
Şekil 7.13 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde stator d eksen gerilimi Vd_g'nin değişimi

Şekil 7.14'te şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün stator q eksen geriliminin değişimi gösterilmiştir. Stator q eksen gerilimi de d eksen gerilimine benzer bir davranış göstermektedir. Geçici durum boyunca değeri değişen stator q eksen gerilimi, geçici durumun sonunda kararlı ve sabit hale gelmektedir. Geçici durumun sona ermesinden sonra, V_{bus} geriliminin kararlılığı nedeniyle şebeke güç dönüştürücüsün stator q eksenindeki gerilim değeri yaklaşık sıfır olmaktadır.



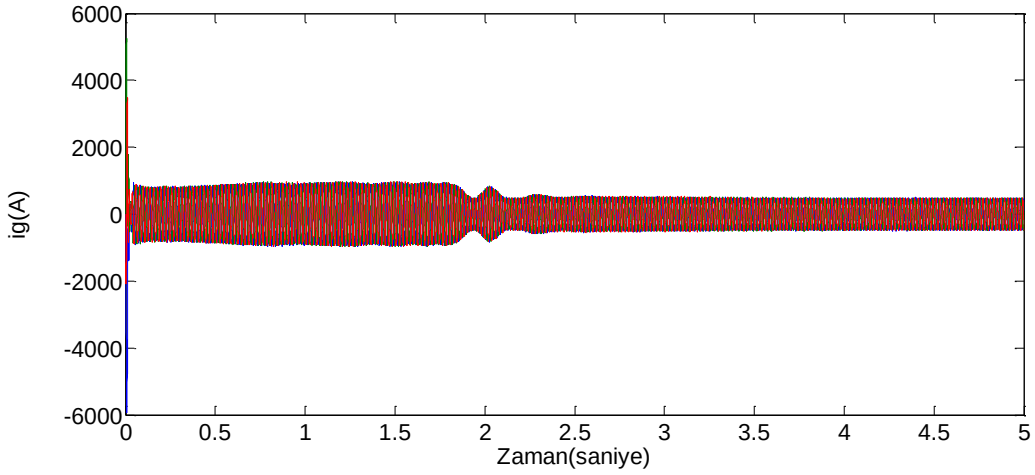
Şekil 7.14 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde stator q eksen gerilimi Vq_g 'nun değişimi

Şekil 7.15 'te şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün reaktif gücünün değişimi gösterilmiştir. FÇBAG'nin reaktif güç değerinin, V_{bus} geriliminin kararlı hale gelmesinden sonra sabit kaldığı görülmektedir.



Şekil 7.15 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde Q_g 'nun değişimi

Şekil 7.16 'da FÇBAG'nin şebeke tarafı güç dönüştürücüsünün şebeke akımı I_g'nin değişimi gösterilmiştir. Başlangıçta akımın değeri anma akımın yaklaşık dört katı kadardır, yaklaşık saniyenin onda birinden daha kısa bir süre sonunda akımın değeri anma değerine eşit bir değere düşer ve geçici durumun sonuna kadar bu değer civarında kalır. Geçici rejimin sonunda, akım değeri azalarak referans değere eşit olur.



Şekil 7.16 FÇBAG'nin şebeke tarafı vektör kontrolünde I_g 'nun değişimi

Rotor çeviricisinde akım kontrolörü için durum uzayı yöntemi ile tasarlanan MPC ile elde eden sonuçlarla, klasik PI kontrolör kullanılarak elde edilen sonuçlar birbirine neredeyse eşittir. Bu nedenle rotor yüzden PI ile MPC'nin karşılaştırması iki MPC'nin karşılaştırmasıdır.

7.2 Parametre Değişiminin Klasik Kontrolör Üzerindeki Etkileri

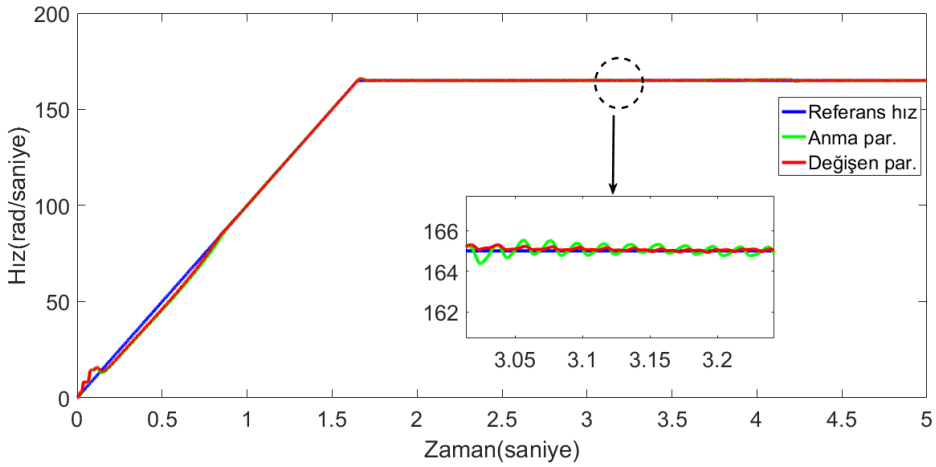
FÇBAG'ler çalışırken çalışma sırasında sargıların ısınması dolayısıyla parametre değişikliklerinin meydana geldiği bilinmektedir. Parametre değişiminin klasik kontrolörün performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu amaçla ilk olarak stator ve rotor direncinin değerini belirlenen bir yüzde oranında (%10) arttırılmış ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Daha sonra stator ve rotor endüktans değeri belirlenen bir yüzde oranında (%10) arttırılarak simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Son olarak stator, rotor direnciyle endüktans değerinin tümü belirlenen bir yüzde oranında (%10) arttırılmış ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir.

7.2.1 Stator ve rotor direncinin artımının klasik kontrolörün performansı üzerindeki etkisi

Parametre değişimi için ele alınan üç durum için (direnç artımı, endüktans artımı, direnç ve endüktansın birlikte artımı) yapılan simülasyonların sonuçları Şekil 7.17 - 7.58'de gösterilmiştir.

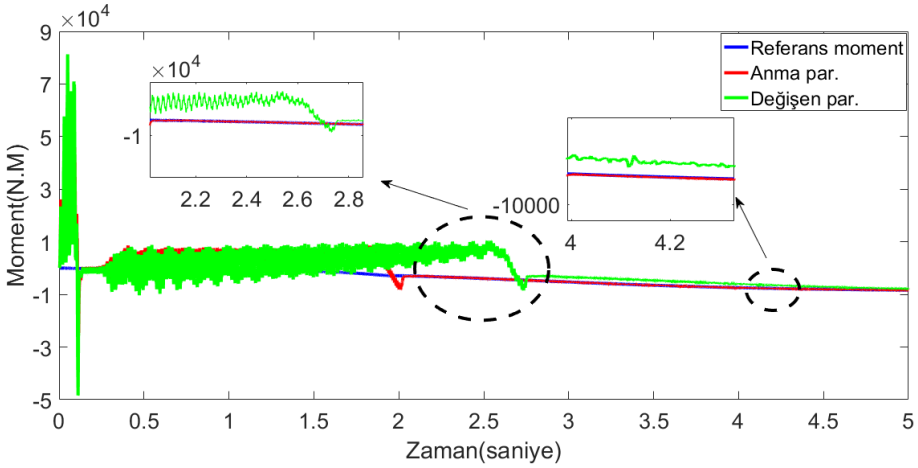
Öncelikle sadece stator ve rotor direncinin artması durumu için elde edilmiş sonuçlar sunmakla yetinilmiştir. Şekil 7.17-7.30 'da, stator ve rotor direncinin değerlerinin %10 oranında artması durumu için elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

Şekil 7.17'de stator ve rotor direncinin artmasının hız üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncinin değerininin değişmesinin hız üzerinde önemli bir etkisinin olmadığı incelenmiştir. Parametre değişimi sonrası hızın referans hızın biraz üstünde olduğu gözlenmektedir.



Şekil 7.17 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının hız üzerindeki etkisi

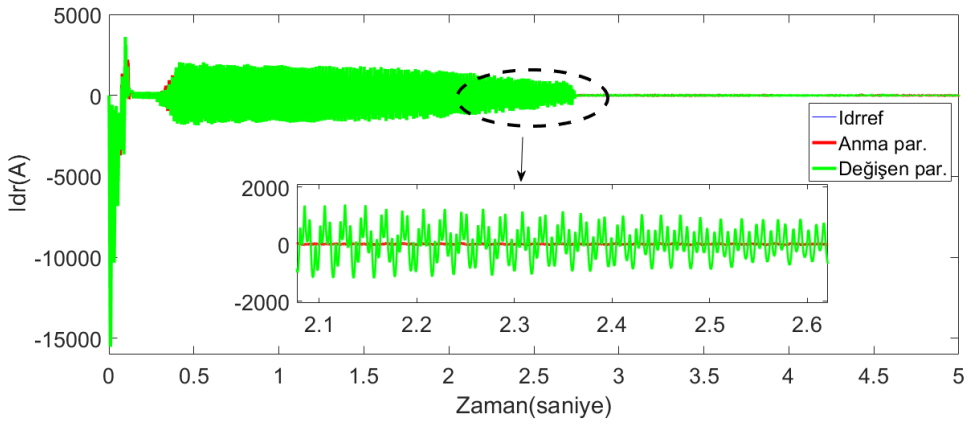
Şekil 7.18'de stator ve rotor direncinin değerinin artmasının moment üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Anma direnç değerindeki moment değeri, direnç değişimindeki moment değerine göre referans değere daha yakın olduğundan, stator ve rotor direnç değiştiğinde kontrolörün performansı üzerinde net bir olumsuz etki olduğunu incelenmiştir. Ayrıca, stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığını da incelenmiştir.



Şekil 7.18 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının moment üzerindeki etkisi

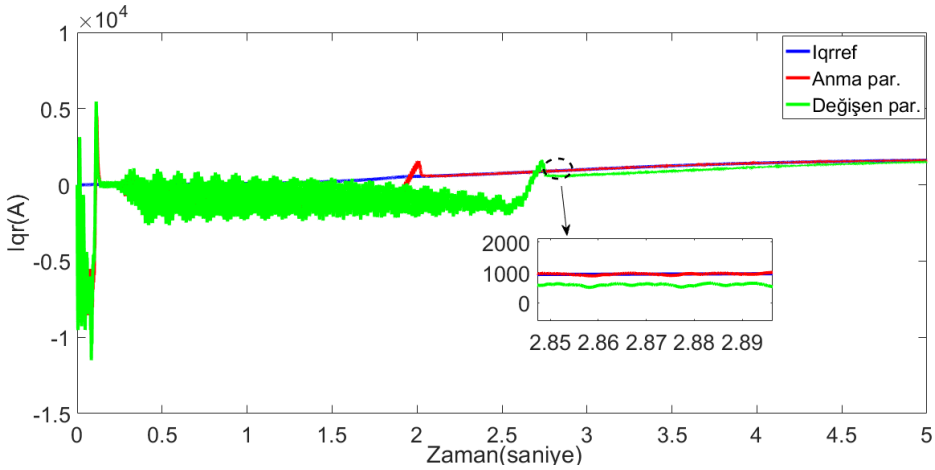
Şekil 7.19'da stator ve rotor direncinin artmasının Id_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığını da görülmüştür. Ayrıca, stator ve rotor direncinin artmasının Id_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığını da tespit edilmiştir. Stator ve rotor direnç

değişiminde kontrolörün performansı üzerinde net bir olumsuz etki olduğunu incelenmiştir.



Şekil 7.19 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Id_r üzerindeki etkisi

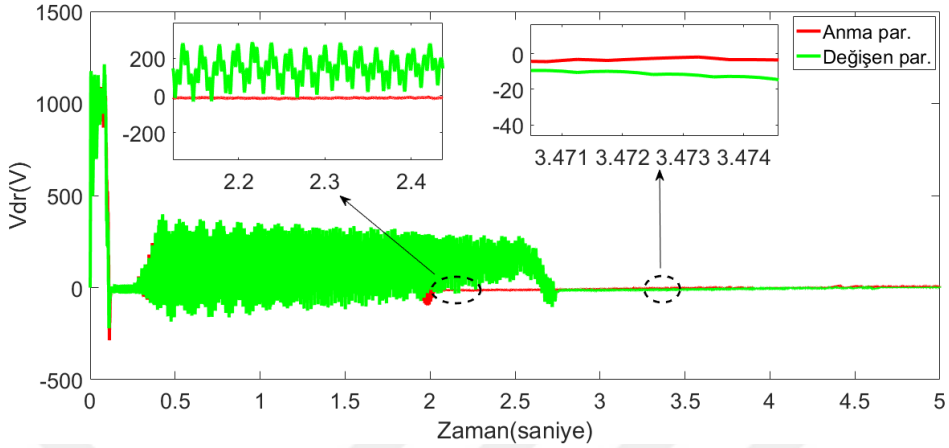
Şekil 7.20'de stator ve rotor direncinin artmasının Iq_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı görülmektedir. Ayrıca, stator ve rotor direncinin artmasının Iq_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığını da tespit edilebilmektedir. Anma direnç değerindeki Iq_r değeri, direnç değişiminde Iq_r değerine göre referans değere daha yakındır.



Şekil 7.20 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Iq_r üzerindeki etkisi

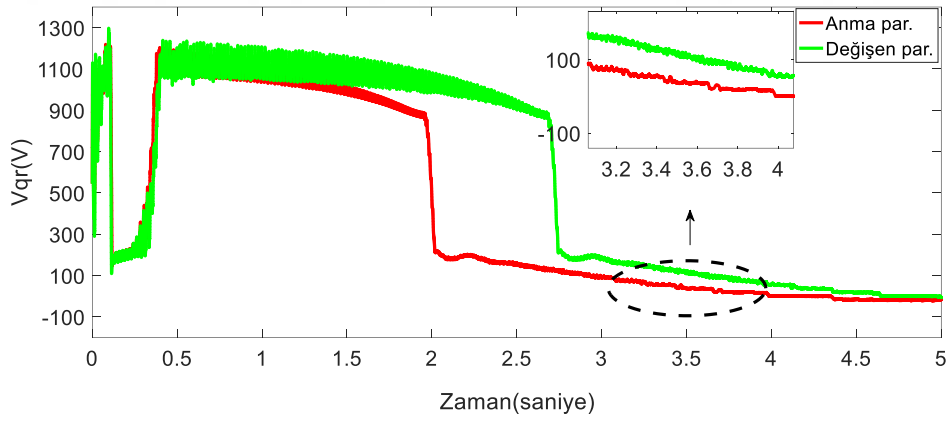
Şekil 7.21'de stator ve rotor direncinin artmasının Vd_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin diğer parametrelerde de gözlendiği gibi geçici

durum süresinde bir artışa yol açtığı görülmektedir.. Ayrıca, stator ve rotor direncinin artmasının Vd_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı da incelenmiştir.



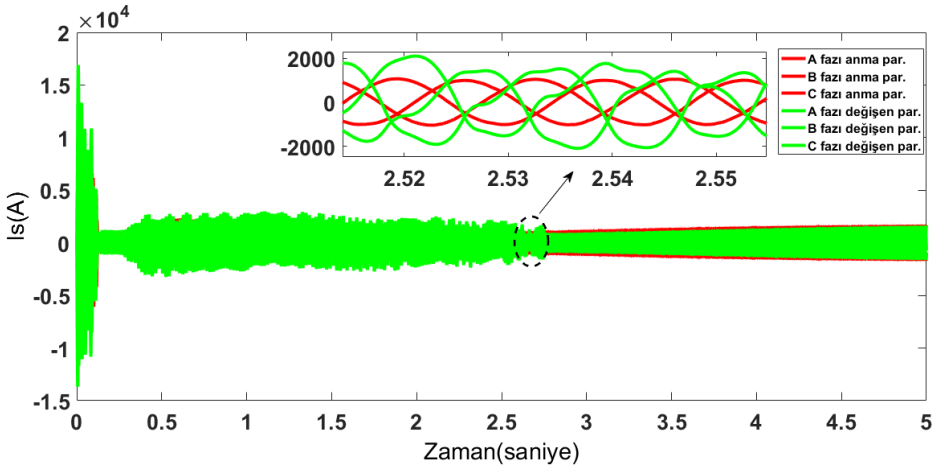
Şekil 7.21 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Vd_r üzerindeki etkisi

Şekil 7.22'de stator ve rotor direncinin artmasının Vq_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığını da incelenmiştir. Ayrıca, stator ve rotor direncinin artmasının Vq_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığını da incelenmiştir.



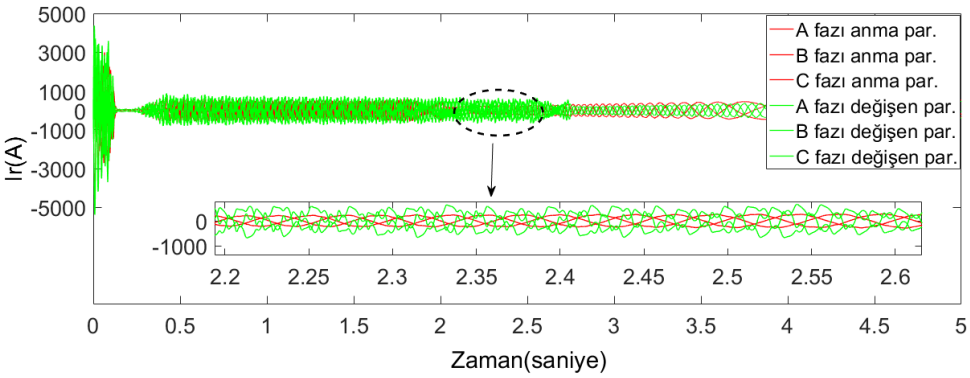
Şekil 7.22 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Vq_r üzerindeki etkisi

Şekil 7.23'te stator ve rotor direncinin artmasının I_s üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığını görülmektedir.Ayrıca, stator ve rotor direncinin artmasının I_s değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı, akımın sinüzoidal formunu bozduğu gözlenmiştir.



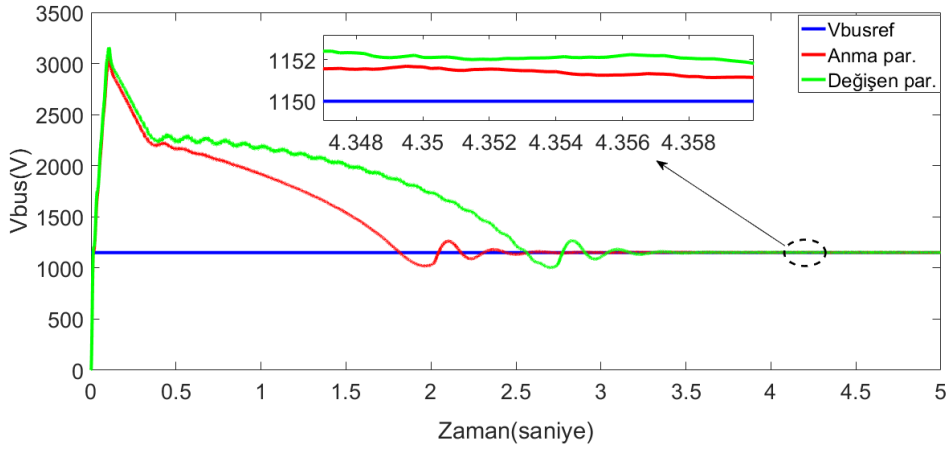
Şekil 7.23 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının I_s üzerindeki etkisi

Şekil 7.24'te stator ve rotor direncinin artmasının I_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde artışa yol açtığı görülmektedir. Ayrıca, stator ve rotor direncinin artmasının I_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı ve akımın dalga şeklinin sinüs formundan uzaklaştığı tespit edilmiştir.



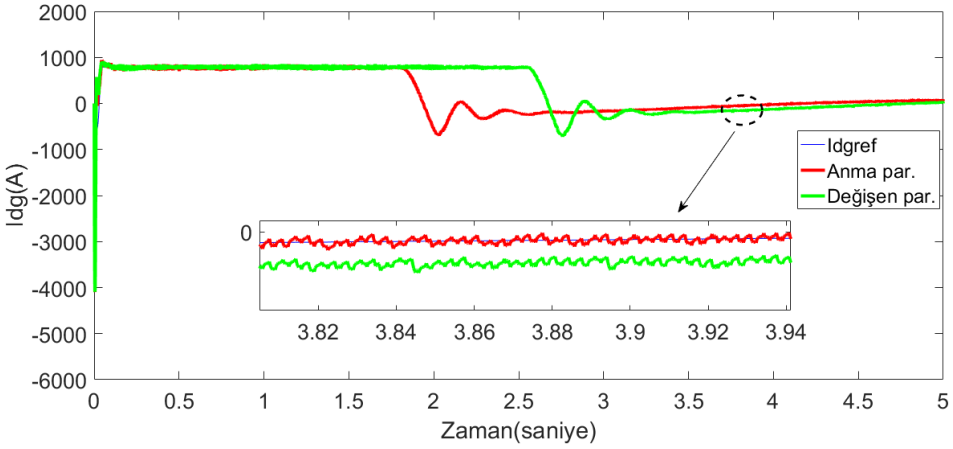
Şekil 7.24 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının I_r üzerindeki etkisi

Şekil 7.25'te stator ve rotor direncinin artmasının V_{bus} üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı görülmektedir. Anma direnç değerindeki V_{bus} değeri, direnç değişiminde V_{bus} değerine göre referans değere daha yakındır.



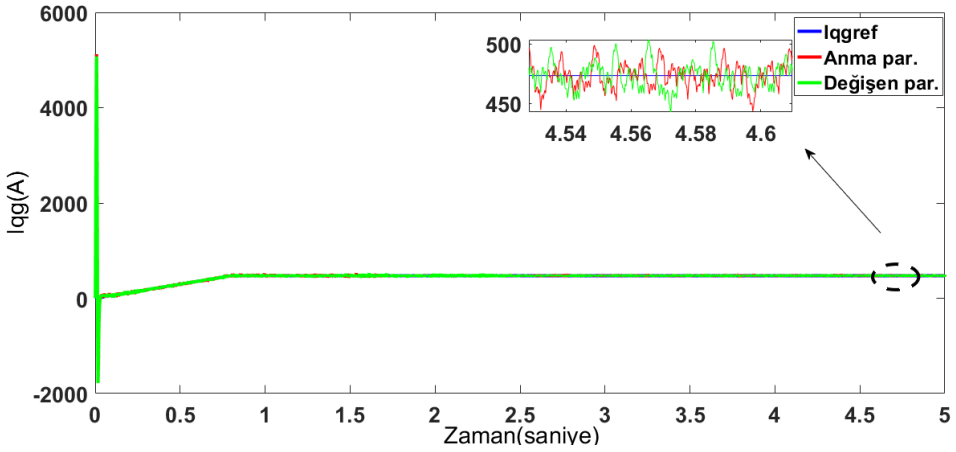
Şekil 7.25 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının V_{bus} üzerindeki etkisi

Şekil 7.26'da stator ve rotor direncinin artmasının Id_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı, anma direnç değerindeki Id_g değerinin, direnç değişiminde Id_g değerine göre referans değere daha yakın olduğu görülmüştür.



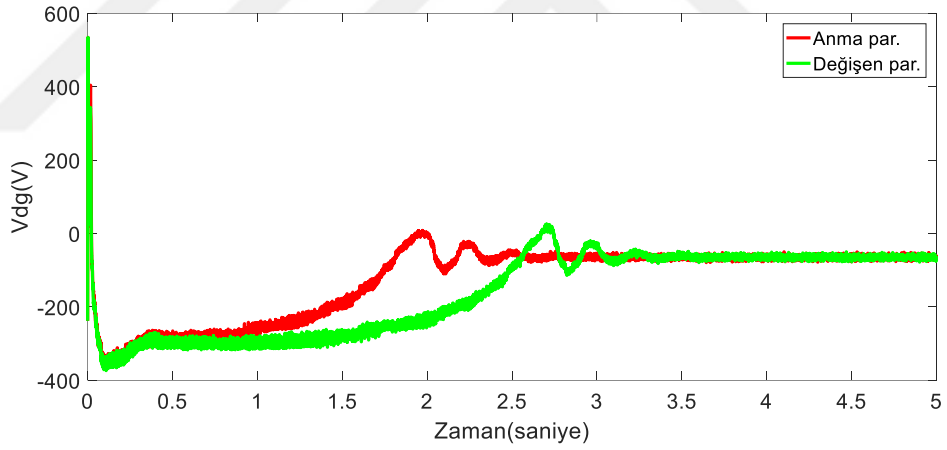
Şekil 7.26 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Id_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.27'de stator ve rotor direncinin artmasının Iq_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncinin artmasının Iq_g değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı görülmektedir.



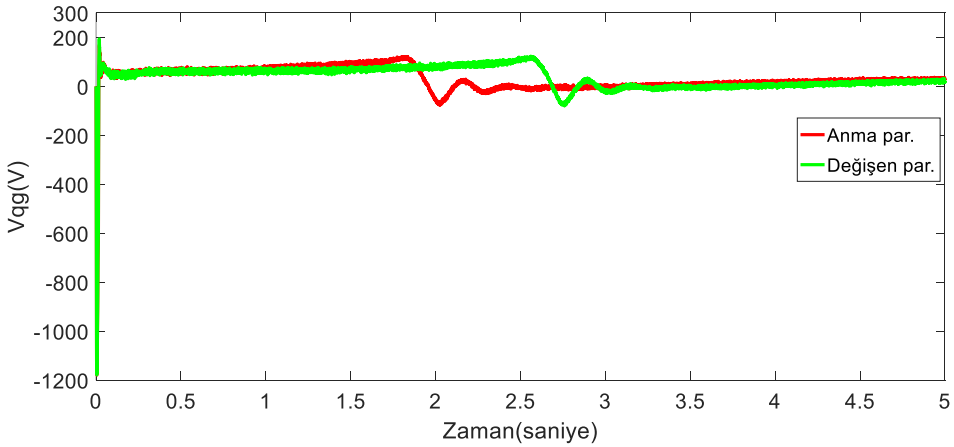
Şekil 7.27 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Iq_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.28'de stator ve rotor direncinin artmasının Vd_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı gözlenmektedir.



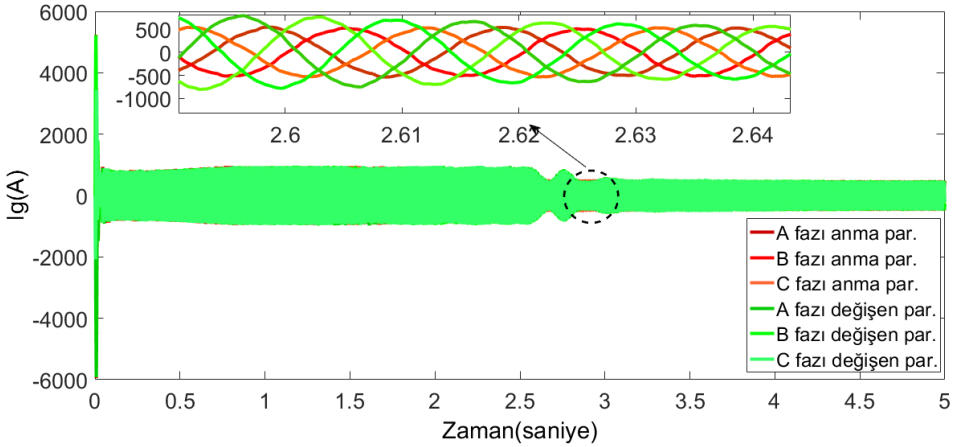
Şekil 7.28 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Vd_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.29'da stator ve rotor direncinin artmasının Vq_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde artışa yol açtığı görülmektedir.



Şekil 7.29 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının Vq_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.30'da stator ve rotor direncinin artmasının Ig üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı da incelenmiştir. Ayrıca, stator ve rotor direncinin artmasının Ig değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı görülmektedir.



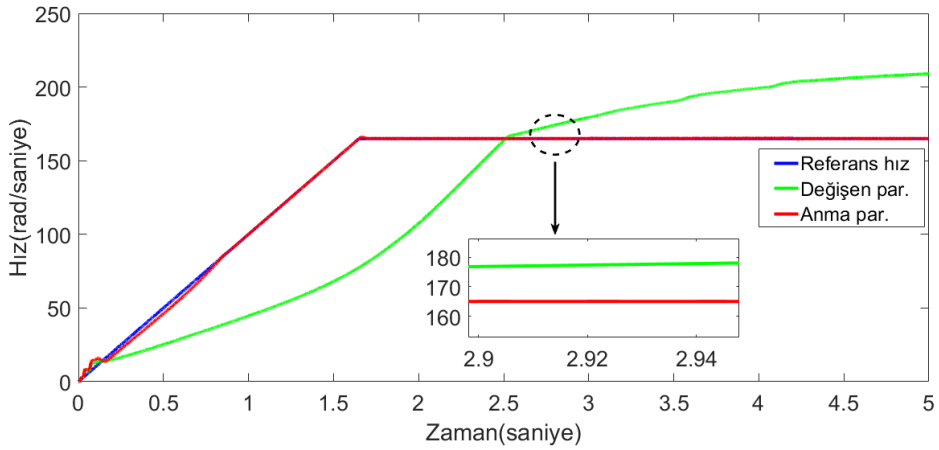
Şekil 7.30 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin artmasının I_g üzerindeki etkisi

Genel olarak sonuçlar incelendiğinde stator ve rotor direnç değerlerinin işletme koşulları nedeniyle artması durumunda klasik PI kontrolörün performansının etkilendiği ve performansının kötüleştiği görülmektedir. Direnç değişiminin geçici durum süresini, dalgalanma miktarını artırdığı da gözlenmektedir. Stator ve rotor direnç değişiminin PI kontrolörün performansı üzerinde net bir olumsuz etkisi olduğu gözlenebilmektedir.

7.2.2 Stator ve rotor endüktansının artımının klasik kontrolörün performansı üzerindeki etkisi

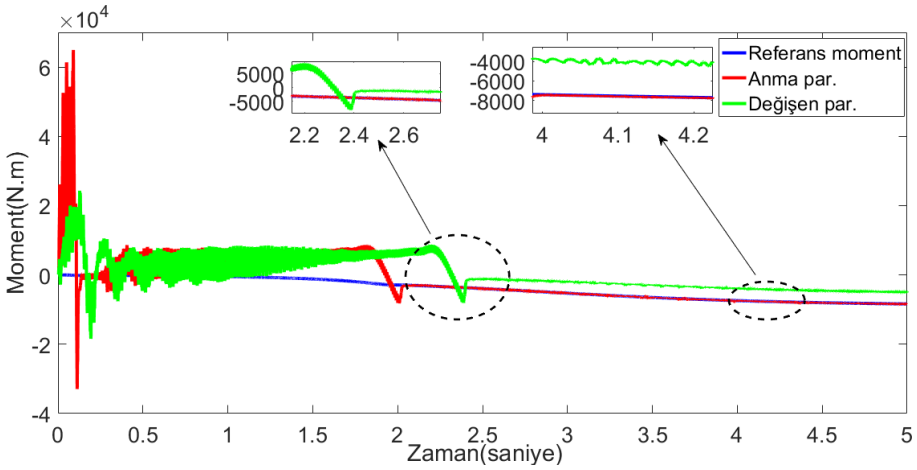
İkinci adımda stator ve rotor endüktansının artması durumu için elde edilmiş sonuçlar sunmakla yetinilmiştir. Şekil 7.31-7.44'te, stator ve rotor endüktans değerlerinin %10 oranında artması durumu için elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

Şekil 7.31'de stator ve rotor endüktansının artmasının hız üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor endüktansının değişimin, hızın referans değerden çok uzaklaşmasına neden olduğu görülmektedir.



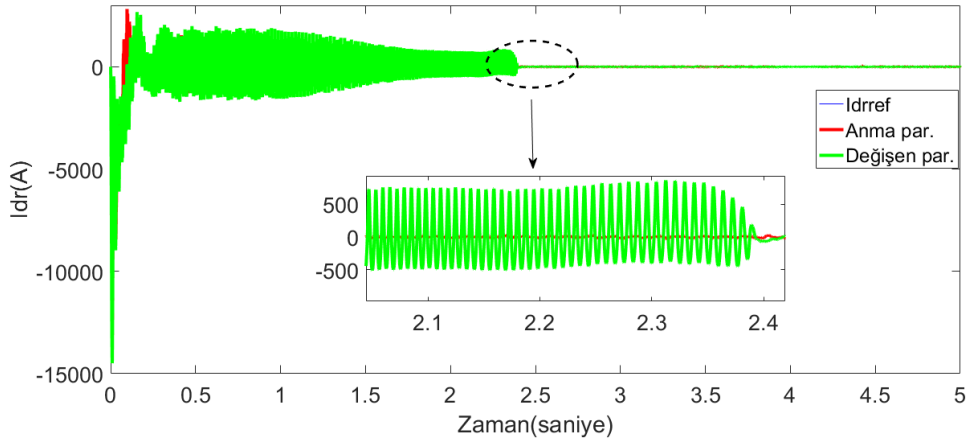
Şekil 7.31 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının hız üzerindeki etkisi

Şekil 7.32'de stator ve rotor endüktansının artmasının moment üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Anma endüktans değerindeki moment değeri, endüktans değişiminde moment değerine göre, referans değere daha yakın olduğundan, stator ve rotor endüktans değişiminin kontrolörün performansı üzerinde net bir olumsuz etkisi olduğu değerlendirilmiştir. Ayrıca, stator ve rotor endüktansının değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı da gözlenmiştir.



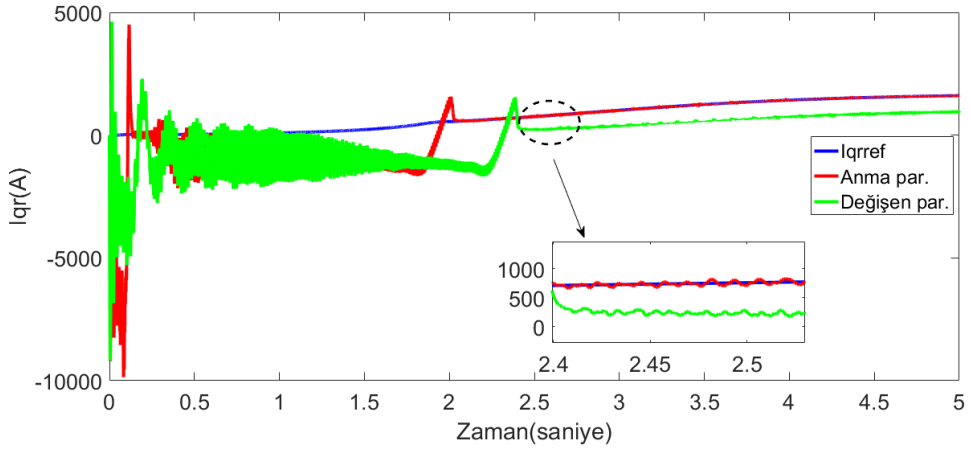
Şekil 7.32 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının moment üzerindeki etkisi

Şekil 7.33'te stator ve rotor endüktansının artmasının Id_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor endüktansının değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı görülmektedir. Ayrıca, stator ve rotor endüktansının artmasının Id_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı görülmektedir.



Şekil 7.33 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Id_r üzerindeki etkisi

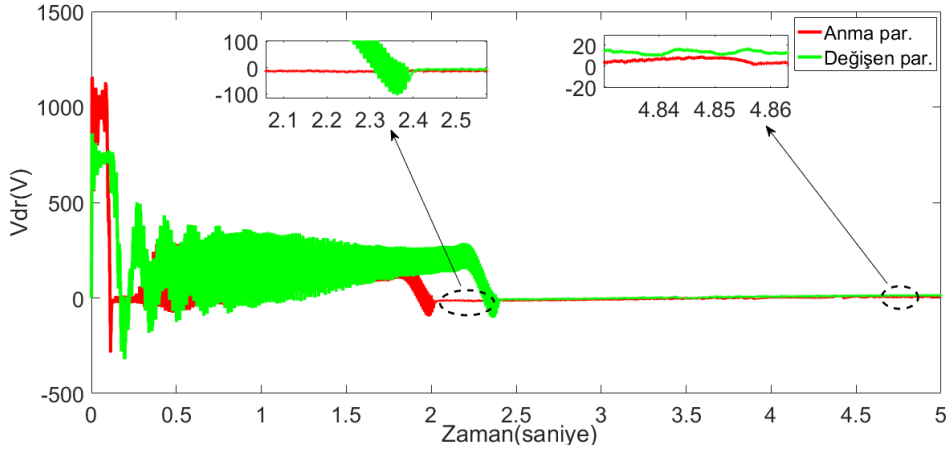
Şekil 7.34'te stator ve rotor endüktansının artmasının Iq_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor endüktansının değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı da tespit edilmiştir. Ayrıca, stator ve rotor endüktansının artmasının Iq_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığını da incelenmiştir. Anma endüktans değerindeki Iq_r değeri, endüktans değişiminde Iq_r değerine göre referans değere daha yakındır.



Şekil 7.34 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Iq_r üzerindeki etkisi

Şekil 7.35'te stator ve rotor endüktansın artmasının Vd_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir.

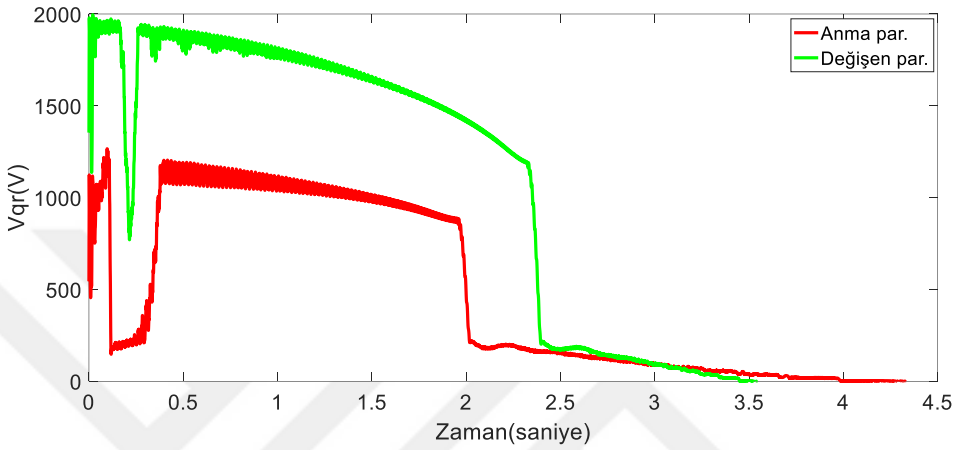
Stator ve rotor endüktansın değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığını da incelenmiştir. Ayrıca, stator ve rotor endüktansının artmasının Vd_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığını da incelenmiştir. Stator ve rotor endüktans değişiminde kontrolörün performansı üzerinde net bir olumsuz etki olduğunu incelenmiştir.



Şekil 7.35 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Vd_r üzerindeki etkisi

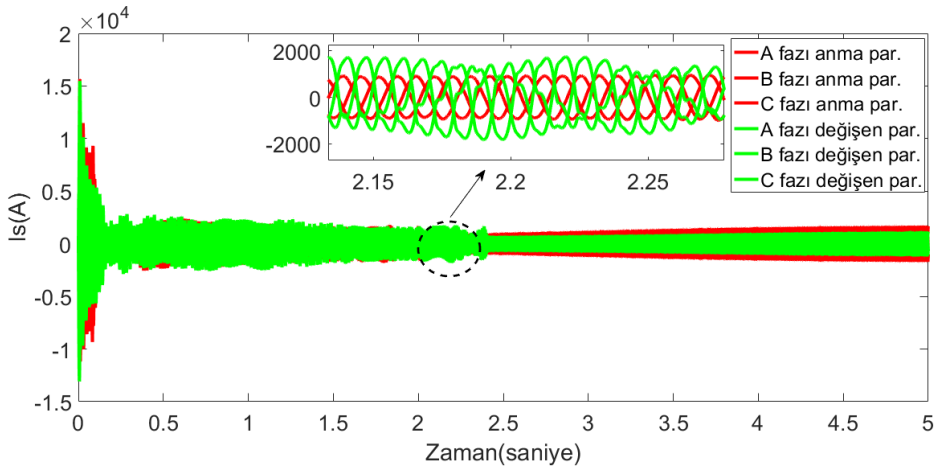
Şekil 7.36'da stator ve rotor endüktansın artmasının Vq_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir.

Stator ve rotor endüktansın değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığını da incelenmiştir. Ayrıca, stator ve rotor endüktansının artmasının Vq_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığını da incelenmiştir. Stator ve rotor endüktans değişiminde kontrolörün performansı üzerinde net bir olumsuz etki olduğunu incelenmiştir.



Şekil 7.36 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Vq_r üzerindeki etkisi

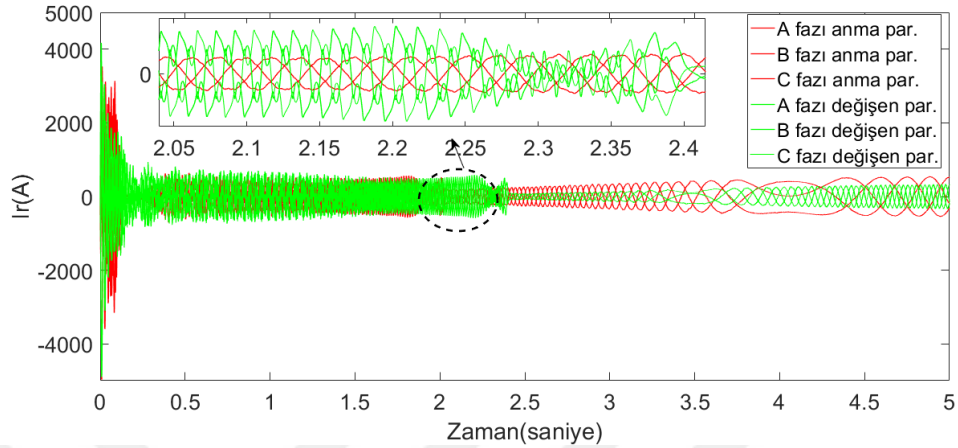
Şekil 7.37'de stator ve rotor endüktansının artmasının I_s üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor endüktansın değişiminin geçici durum süresinde artışa yol açtığı görülmektedir. Ayrıca, stator ve rotor endüktansının artmasının I_s değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı da tespit edilmiştir.



Şekil 7.37 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının I_s üzerindeki etkisi

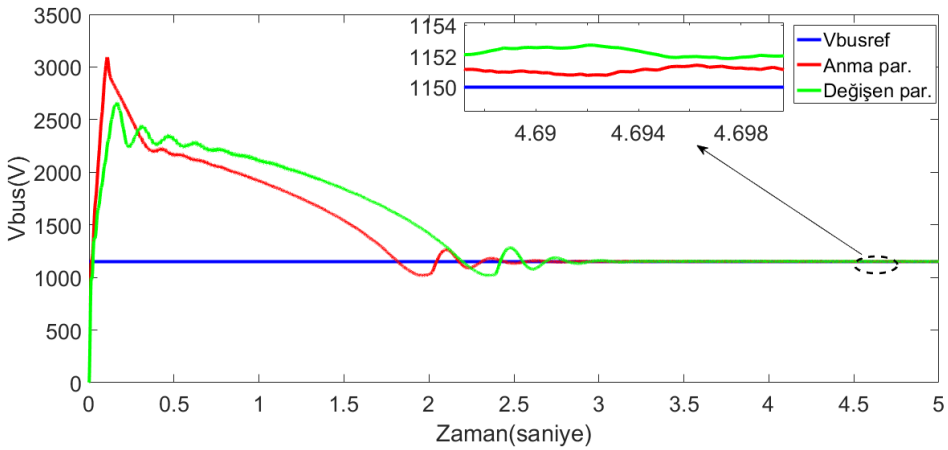
Şekil 7.38'de stator ve rotor endüktansın artmasının I_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir.

Stator ve rotor endüktans değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığ görülmektedir. Ayrıca, stator ve rotor endüktansın artmasının I_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı tespit edilmiştir.



Şekil 7.38 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının I_r üzerindeki etkisi

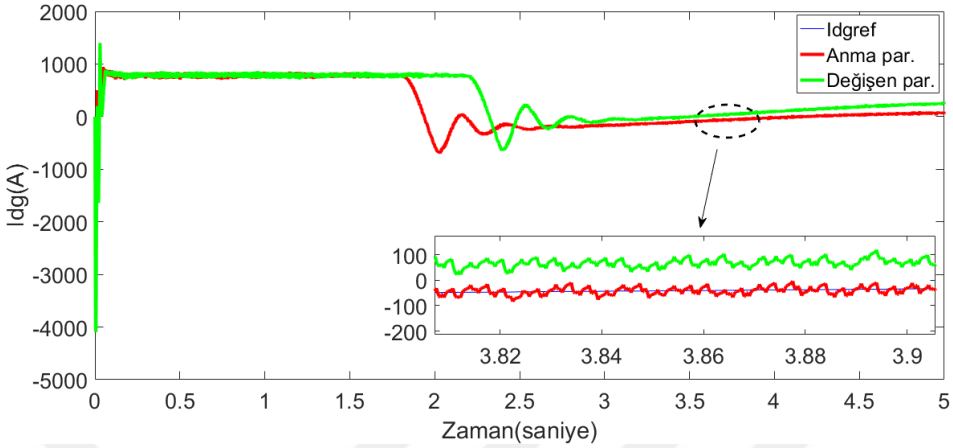
Şekil 7.39'da stator ve rotor endüktansının artmasının V_{bus} üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor endüktansının değişiminin geçici durum süresini artırmaktadır. Anma endüktans değerindeki V_{bus} değeri, endüktans değişimindeki V_{bus} değerine göre referans değere daha yakındır.



Şekil 7.39 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının V_{bus} üzerindeki etkisi

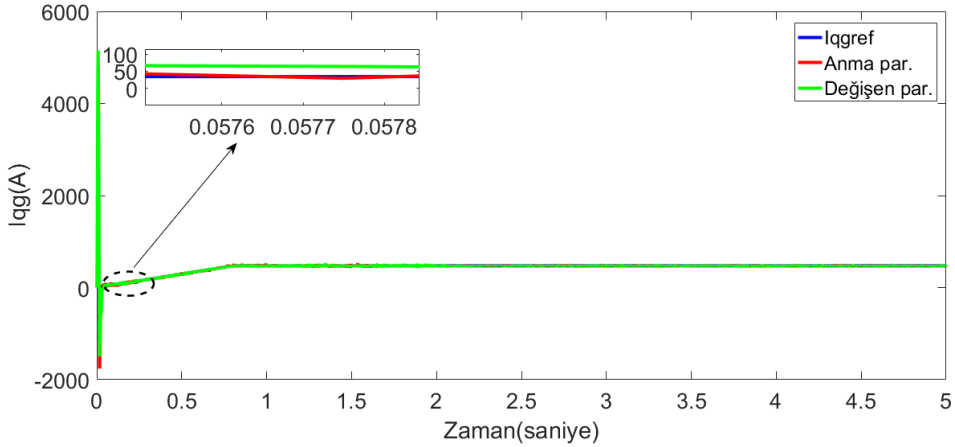
Şekil 7.40'ta stator ve rotor endüktansının artmasının Id_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor endüktansının değişimi geçici durum süresini artırırken,

anma endüktans değerindeki Id_g değeri, endüktans değişimindeki Id_g değerine göre referans değere daha yakındır.



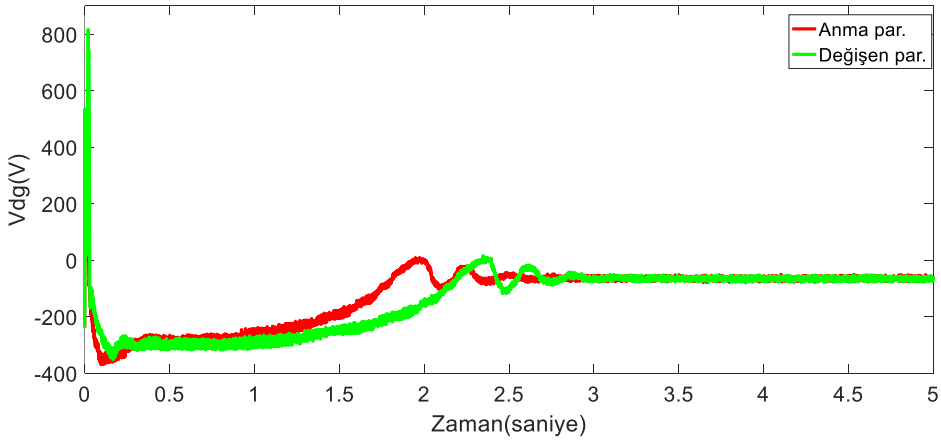
Şekil 7.40 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Id_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.41'de stator ve rotor endüktansının artmasının Iq_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Anma endüktans değerindeki Iq_g değeri, endüktans değişimindeki Iq_g değerine göre referans değere daha yakındır.



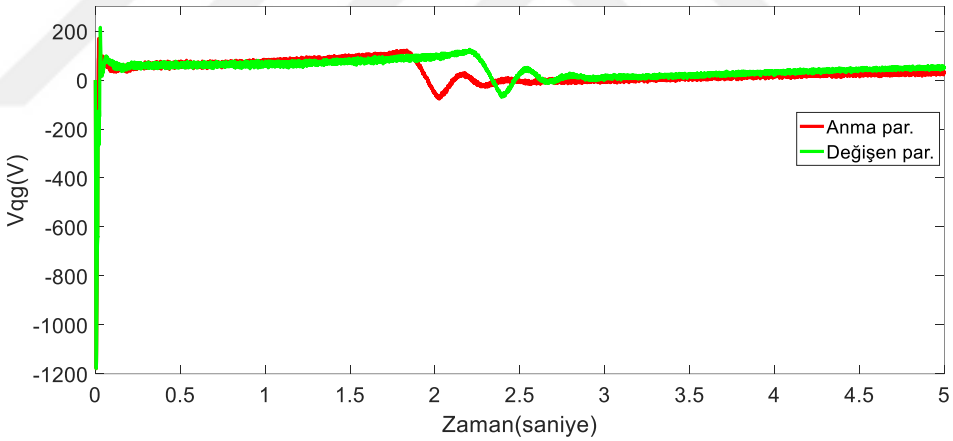
Şekil 7.41 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Iq_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.42'de stator ve rotor endüktansının artmasının Vd_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor endüktansının değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı görülmektedir.



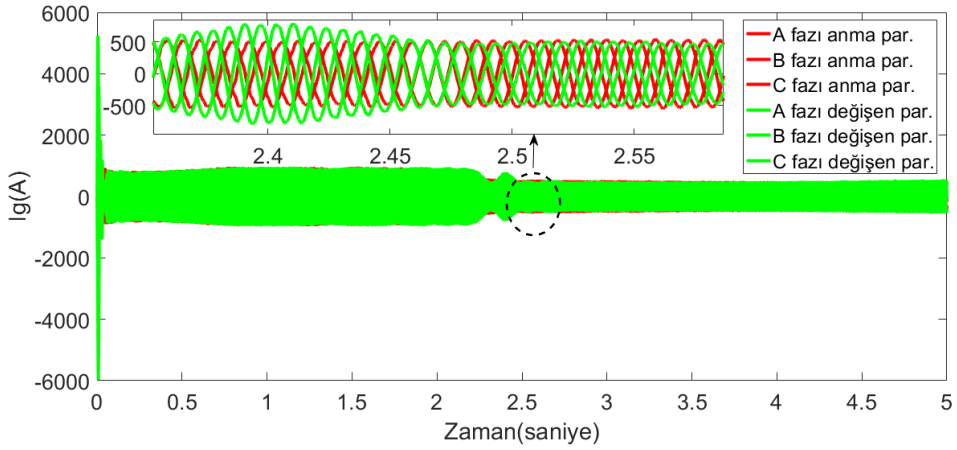
Şekil 7.42 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Vd_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.43'te stator ve rotor endüktansının artmasının Vq_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor endüktansının değişiminin geçici durum süresinde artışa yol açtığını tespit edilmiştir.



Şekil 7.43 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının Vq_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.44'te stator ve rotor endüktansının artmasının I_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor endüktans değişiminin geçici durum süresinde artışa yol açtığı gözlenmektedir. Ayrıca, stator ve rotor endüktansının artmasının I_g değerindeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı görülmektedir.



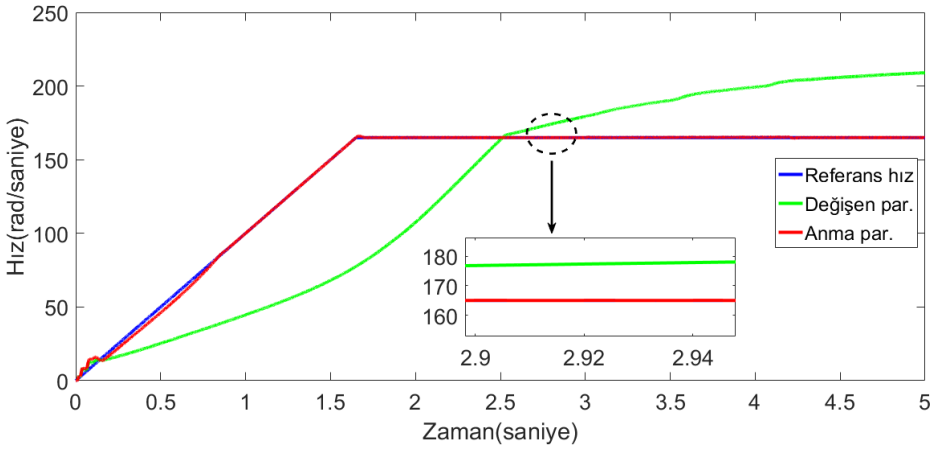
Şekil 7.44 Vektör kontrolünde stator ve rotor endüktansının artmasının I_g üzerindeki etkisi

Genel olarak sonuçlar incelendiğinde stator ve rotor endüktans değerlerinin işletme koşulları nedeniyle artması durumunda klasik PI kontrolörün performansının etkilendiği ve performansının kötüleştiği görülmektedir. Endüktans değişiminin geçici durum süresini ve dalgalanma miktarını artırdığı da gözlenmektedir. Stator ve rotor endüktans değişiminin PI kontrolörün performansı üzerinde net bir olumsuz etkisi olduğu gözlenebilmektedir.

7.2.3 Stator ve rotor direncinin ve endüktansının artımının klasik kontrolörün performansı üzerindeki etkisi

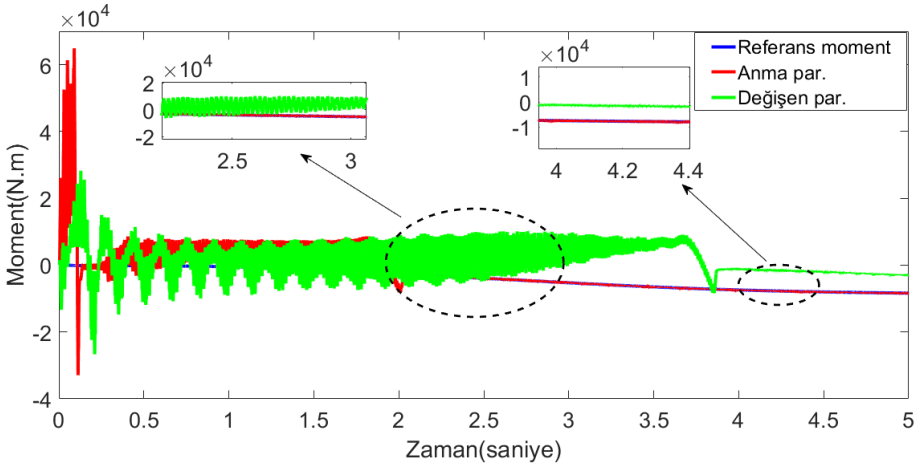
Üçüncü adımda stator ve rotor ve direncinin ve endüktansının birlikte artması durumu için elde edilmiş sonuçlar sunulmuştur. Aşağıdaki şekillerde, stator ve rotor direncinin ve endüktansının değerlerinin birlikte %10 oranında artması durumu için elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

Şekil 7.45'te stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının hız üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte değişimin, hızın referans değerden çok uzaklaşmasına neden olduğu görülmektedir.



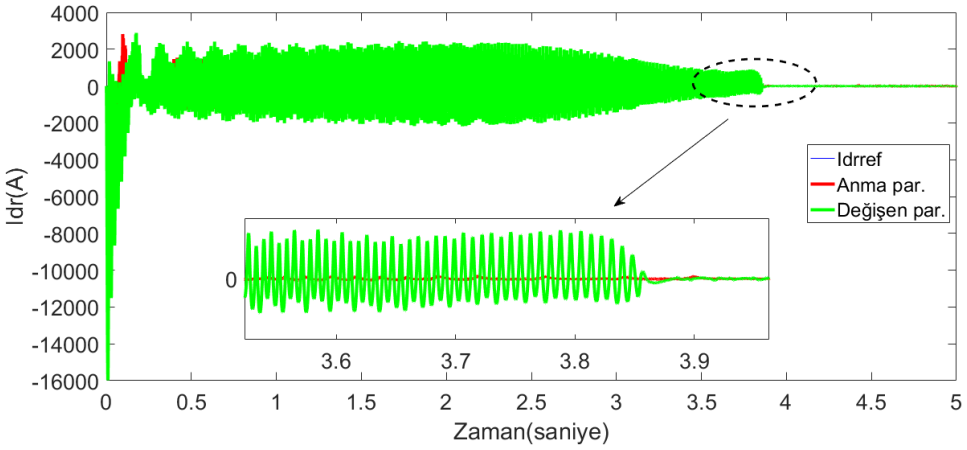
Şekil 7.45 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının hız üzerindeki etkisi

Şekil 7.46'da stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının moment üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Anma endüktans ve direnç değerindeki moment değeri, endüktans ve direnç değişiminde moment değerine göre referans değere daha yakındır. Ayrıca, stator ve rotor endüktansın ve direncin değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı gözlenmektedir.



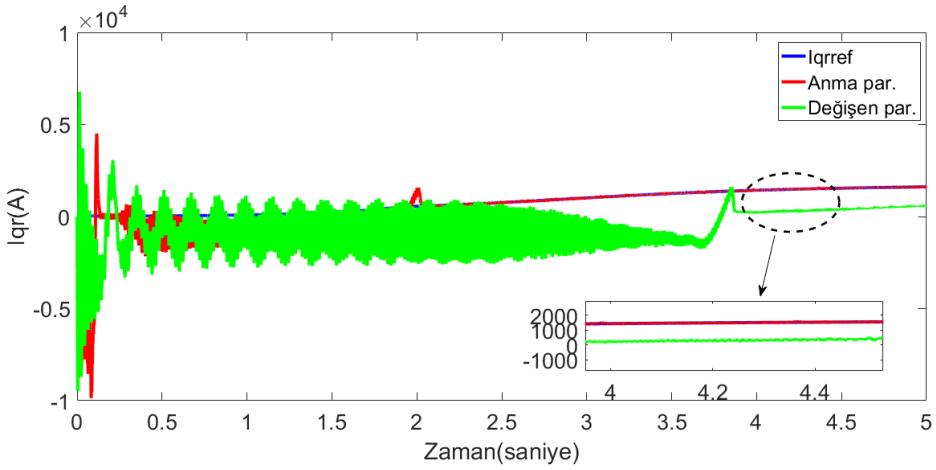
Şekil 7.46 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının moment üzerindeki etkisi

Şekil 7.47'de stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Id_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı tespit edilebilmektedir. Ayrıca, stator ve rotor direncinin ve endüktansının artmasının Id_r değerindeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı gözlenmektedir.



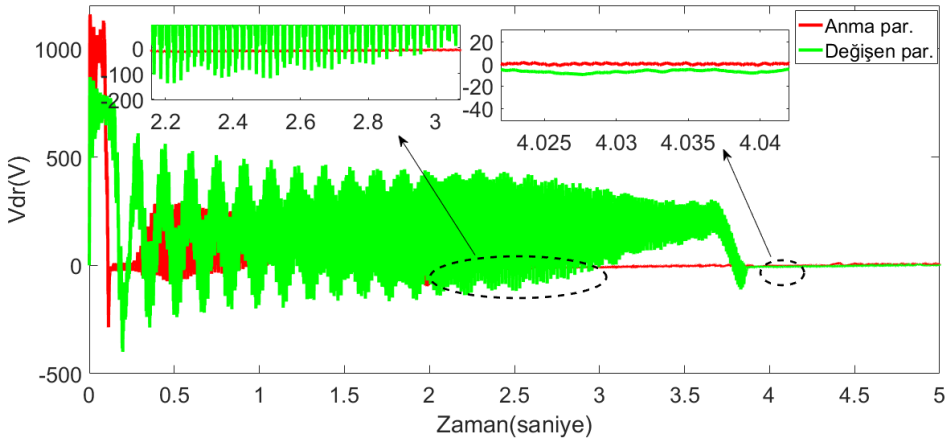
Şekil 7.47 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Id_r üzerindeki etkisi

Şekil 7.48'de stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Iq_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde artışa yol açtığı görülmektedir. Ayrıca, stator ve rotor direncin ve endüktansın artmasının Iq_r değerdeki dalgalanmalarda da artışa yol açtığı da tespit edilmiştir. Anma direnç ve endüktans değerindeki Iq_r değeri, referans değere daha yakındır.



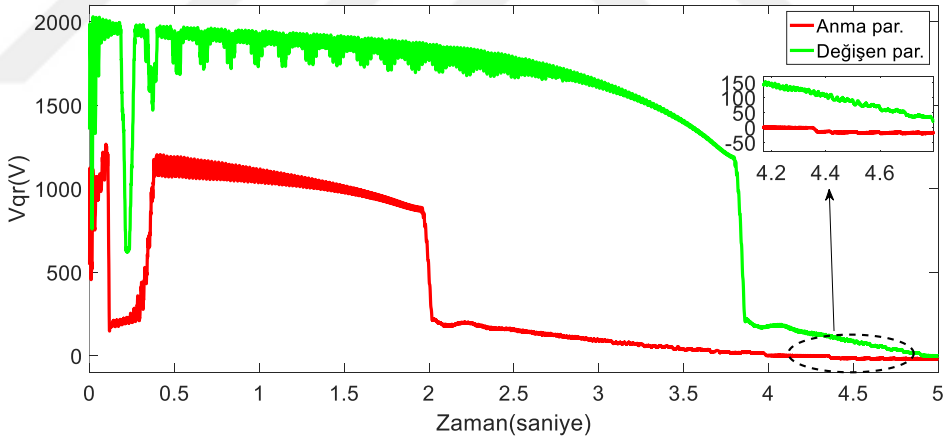
Şekil 7.48 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Iq_r üzerindeki etkisi

Şekil 7.49'da stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vd_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde ve Vd_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı gözlenmektedir.



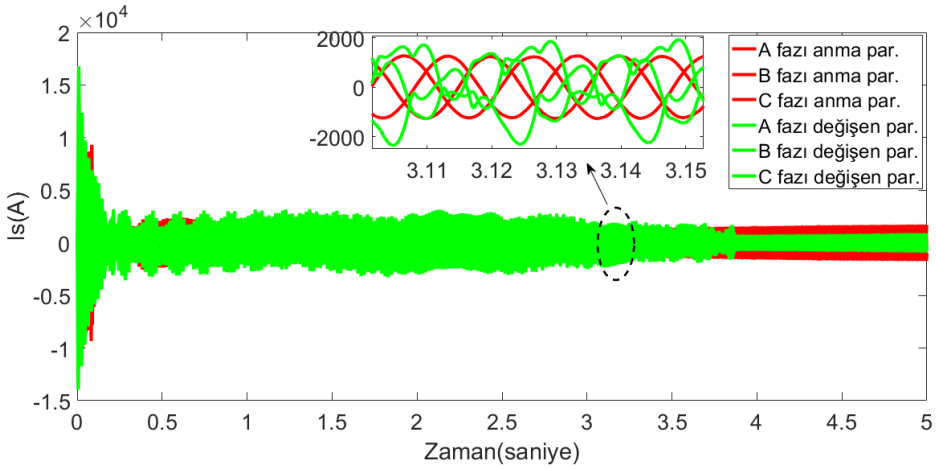
Şekil 7.49 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vd_r üzerindeki etkisi

Şekil 7.50'de stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vq_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde ve Vq_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı gözlenmektedir.



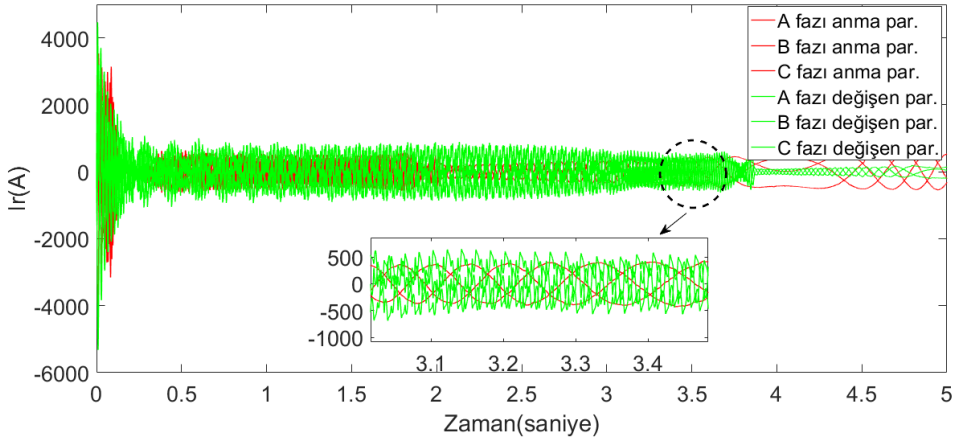
Şekil 7.50 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vq_r üzerindeki etkisi

Şekil 7.51'de stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının I_s üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde ve I_s değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı, stator akımının sinüzoidal formunun bozulduğu görülmektedir.



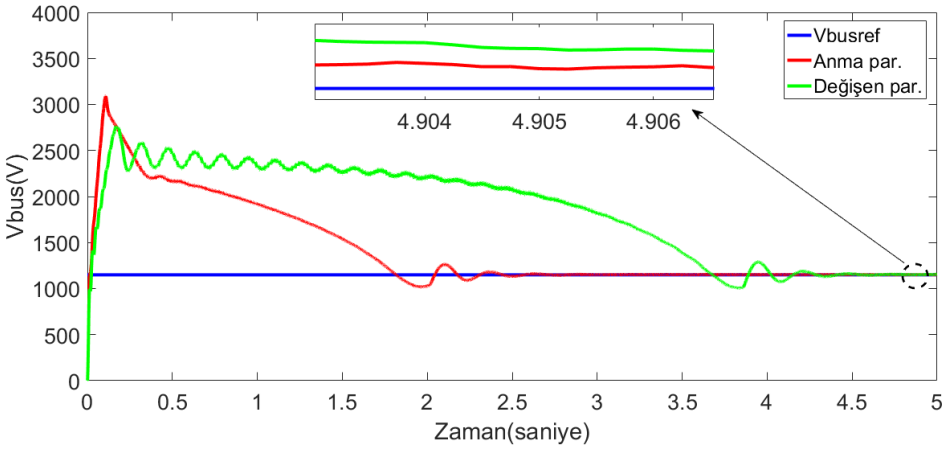
Şekil 7.51 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının I_s üzerindeki etkisi

Şekil 7.52'de stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının I_r üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde ve I_r değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığı görülmektedir. Akımın sinüs formundan uzaklaştığı da görülmektedir.



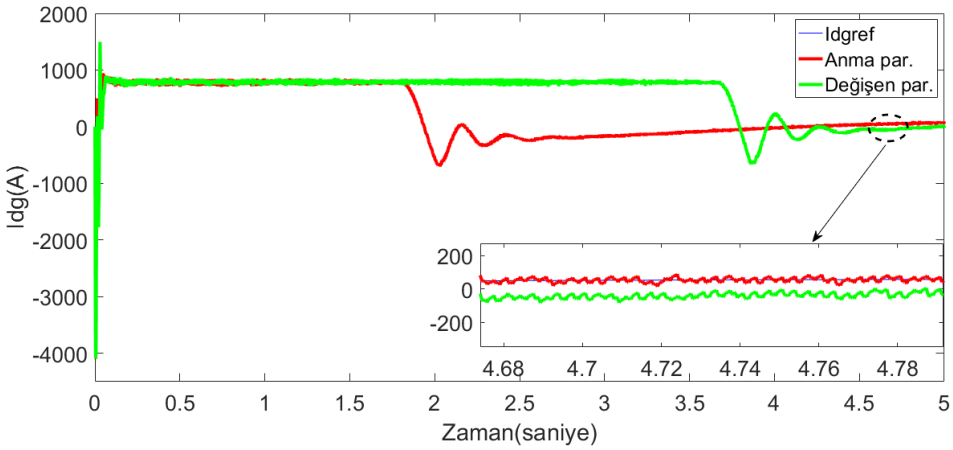
Şekil 7.52 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının I_r üzerindeki etkisi

Şekil 7.53'te stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının V_{bus} üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı gözlenmektedir. Anma direnç ve endüktans değerindeki V_{bus} değeri, direnç ve endüktans değişimindeki V_{bus} değerine göre referans değere daha yakındır.



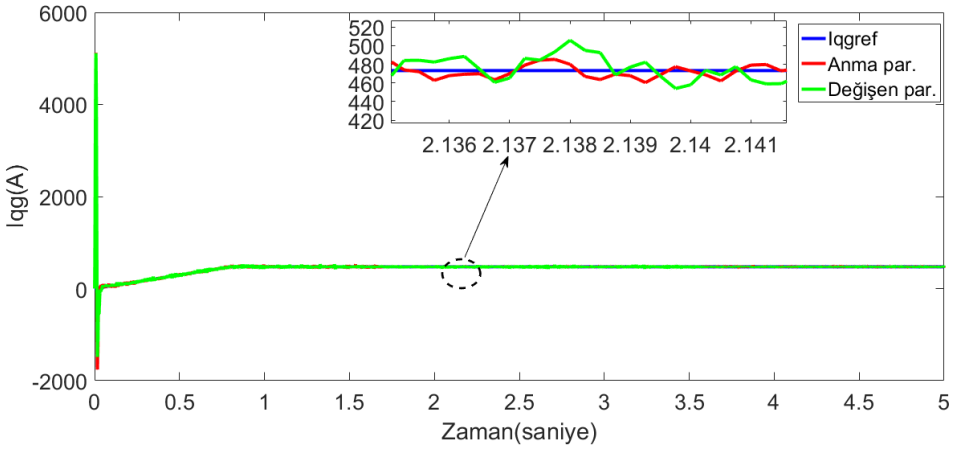
Şekil 7.53 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının V_{bus} üzerindeki etkisi

Şekil 7.54'te stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Id_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı gözlenmektedir. Anma direnç ve endüktans değerindeki Id_g değeri, direnç ve endüktans değişiminde Id_g değerine göre referans değere daha yakındır.



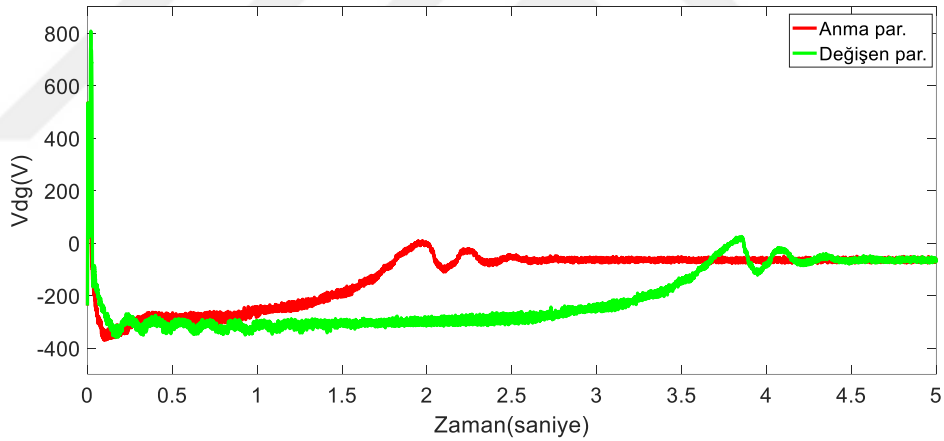
Şekil 7.54 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Id_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.55'te stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Iq_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Anma direnç ve endüktans değerindeki Iq_g değeri, direnç ve endüktans değişiminde Iq_g değerine göre referans değere daha yakındır.



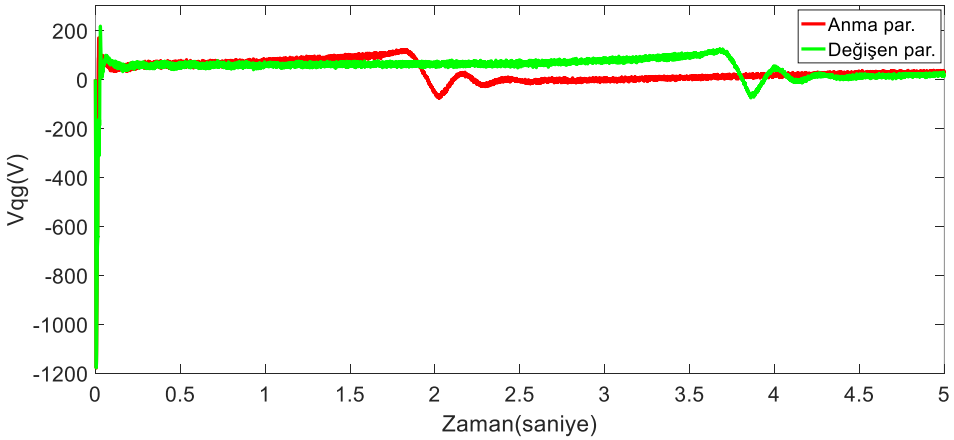
Şekil 7.55 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Iq_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.56'da stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vd_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı görülmektedir.



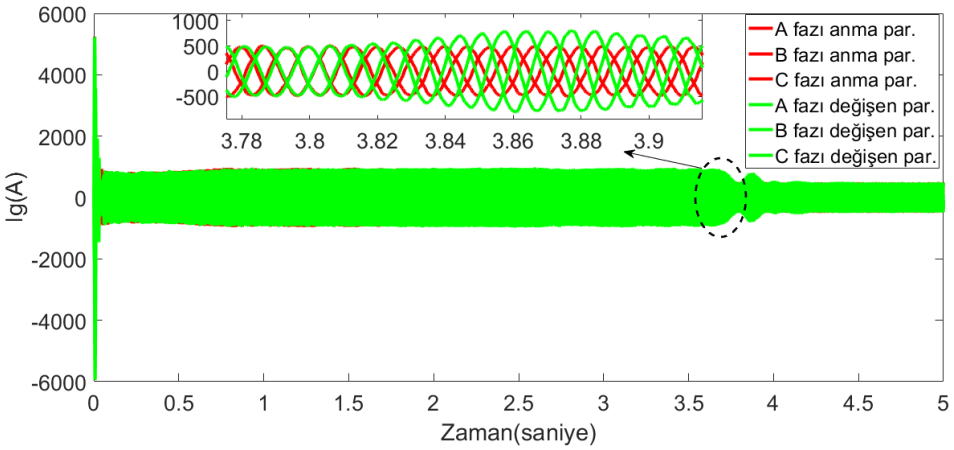
Şekil 7.56 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vd_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.57'de stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vq_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde bir artışa yol açtığı gözlenmektedir.



Şekil 7.57 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının Vq_g üzerindeki etkisi

Şekil 7.58'de stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının I_g üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Stator ve rotor direncin ve endüktansın değişiminin geçici durum süresinde ve I_g değerdeki dalgalanmalarda artışa yol açtığıtespit edilmiştir.



Şekil 7.58 Vektör kontrolünde stator ve rotor direncinin ve endüktansının birlikte artmasının I_g üzerindeki etkisi

Genel olarak stator ve rotor dirençleriyle endüktanslarının makinenin işletme koşulları nedeniyle birlikte değişmesinin klasik PI kontrolörün performasını bozucu yönde etki ettiği tespit edilmiştir. Parametre değişimi geçici durum süresinin artmasına neden olmakta ve dalgalanmaların artması, referans değerden uzaklaşılması gibi problemlere neden olmaktadır.

7.3 FÇBAG'nin Rotor Tarafı Vektör Kontrolünde SSMPC Kullanılarak Elde Edilen Simulasyon Sonuçları

FÇBAG'nin rotor tarafı vektör kontrolünde akım kontrolörü olarak PI yerine SSMPC kullanılarak tasarlanan simülasyon modelinden elde edilen sonuçlar incelenmiştir. Sonuçların klasik kontrolör ile elde edilen sonuçlar ile tamamen aynı olduğu gözlenmiştir. Sonuçların sunulması klasik kontrolör ile elde edilen sonuçların tekrarı olacağından elede eilen sonuçların gösterilmesine gerek duyulmamıştır.

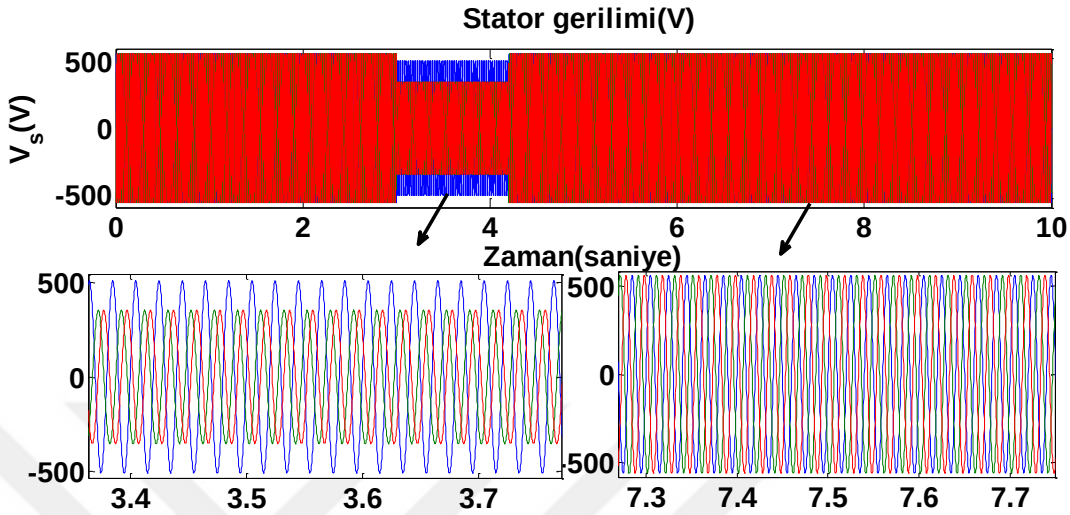
FÇBAG'ler çalışırken parametre değişikliklerinin meydana geldiği bilinmektedir. Parametre değişiminin SSMPC performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu amaçla ilk olarak stator ve rotor direncinin değerini belirlenen bir yüzde oranında (%10) arttırılmış ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Daha sonra stator ve rotor endüktans değeri belirlenen bir yüzde oranında (%10) arttırılarak simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Son olarak stator ve rotor direncinin ve endüktans değerini belirlenen bir yüzde oranında (%10) aynı zamanda arttırılmış ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Sonuçların klasik kontrol ile tamamen aynı olduğu görüldüğünden sonuçların verilmesine gerek duyulmamıştır.

7.4 FÇBAG'nin Rotor Tarafı Vektör Kontrolünde TFMPC Kullanılması İle Elde Edilen Simulasyon Sonuçları

FÇBAG'ün rotor tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrolünde akım kontrolörü olarak TFMPC kullanılması için elde edilmiş sonuçlar bu ayrıtta sunulacaktır. Bir önceki ayrıtta tasarlanan SSMPC ile TFMPC'nin performansını karşılaştırmak için MATLAB/Simulink platformunda aynı koşullar altında bir simülasyon gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde simülasyon sonuçları kısaca verilmiş ve tartışılmıştır. Örnekleme süresi $T_S = 5 * 10^{-6}$ saniye olarak alınmıştır. Her iki yönteme göre tasarlanmış model öngörülü kontrolöre sahip FÇBAG'in simülasyonu yapılarak sonuçlar elde edilmiştir.

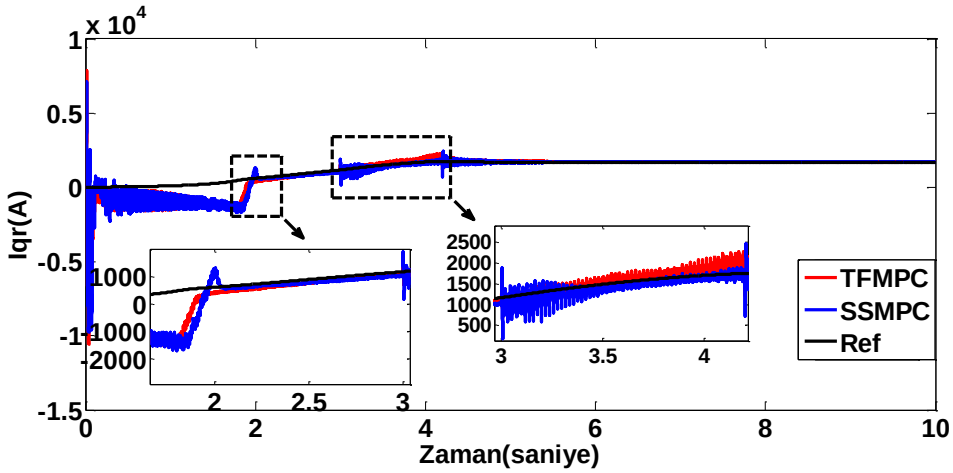
Şekil 7.59, FÇBAG'nin iki farklı yöntemle tasarlanan MPC tabanlı kontrol sisteminin simülasyonu süresince kullanılan stator gerilimlerini göstermektedir. Gerilimin üç ile dördüncü saniyeleri arasında asimetrik bir gerilim düşüşü meydana getirilerek

FÇBAG'nin kontrol performansı incelenmiştir. Aynı V_s gerilimi hem SSMPC ve TFMPC ile donatılmış kontrol sistemlerinde kullanılmıştır.

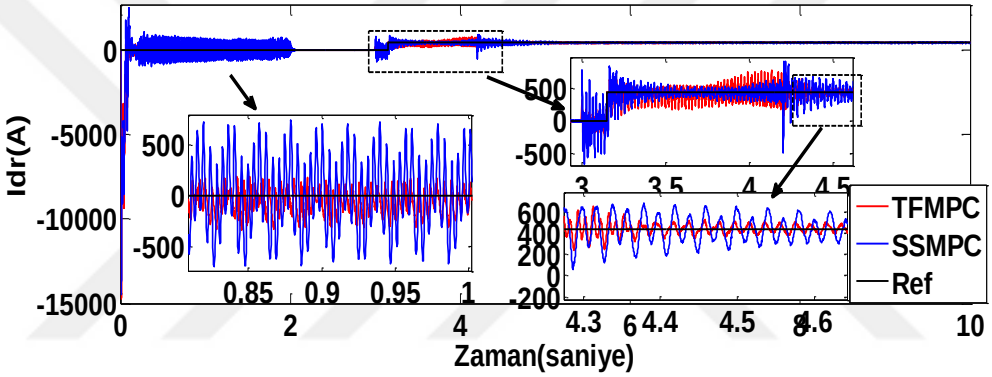


Şekil 7.59 Simülasyonda kullanılan stator gerilimi V_s'nin zamanla değişimi

Şekil 7.60'ta durum uzayı (SSMPC) ve transfer fonksiyonu (TFMPC) tabanlı model öngörülü kontrol sistemi için Iq_r akımının simülasyon sonuçları gösterilmiştir. Geçici durumun başlangıcı olan $t = 0'$dan $t = 0.1(s)'$ye kadar olan kısımda akım değişimlerinin değerinin yani salınımın çok büyük olduğu görülebilir. Transfer fonksiyonu tabanlı model öngörülü kontrol (TFMPC) akımlarının, geçici durumun bu kısımında ($t = 0.1$'den $t = 2(s)$'ye kadar) durum uzayı tabanlı model öngörülü kontrol (SSMPC) akımlarından daha küçük olduğu da tespit edilmiştir. Yaklaşık 2 s süren geçici durumun ardından, akım değişiminin azaldığı, akım değerinin referans değerine yaklaştığı, sistem salınımların sönümlendiği kararlılık durumuna girilir. Kararlılık durumunda, Şekil 7.60'ta gözüktüğü üzere, TFMPC'nin SSMPC'den daha az dalgalanmaya sahip olduğu görülmektedir. Bu durum, TFMPC için güç kalitesinin SSMPC için güç kalitesinden daha yüksek olduğunu kanıtlar. Şekil 7.60'ta gösterilen sonuçlar, TFMPC'nin ayar noktasına SSMPC'den daha yakın olduğunu göstermektedir.



Şekil 7.60 Durum uzayı (SSMPC) ve transfer fonksiyonu (TFMPC) tabanlı model öngörülü kontrol sistemi için Iq_r akımının simülasyon sonuçları



Şekil 7.61 Durum uzayı (SSMPC) ve transfer fonksiyonu (TFMPC) tabanlı model öngörülü kontrol sistemi için Id_r akımının simülasyon sonuçları

Şekil 7.61, SSMPC ve TFMPC kontrol sistemleri için Id_r akımının simülasyon sonuçları gösterilmiştir. Şekil 7.61, TFMPC'li kontrol sisteminin Id_r akım bileşeninin SSMPC'li kontrol sisteminin Idr akım bileşeninden daha az dalgalanmaya sahip olduğu görülmektedir. Bu durum, TFMPC'li kontrol sisteminin güç kalitesinin SSMPC'li kontrol sisteminin güç kalitesinden daha yüksek olduğunu kanıtlamaktadır. Şekil 7.61'deki sonuçlar TFMPC'deki dalgalanmanın SSMPC'deki dalgalanmadan daha düşük olduğunu göstermiştir. TFMPC'nin ayar noktasına SSMPC'den daha yakın olduğu gözlemlenmektedir.

Transfer fonksiyonu tabanlı model öngörülü kontrol (TFMPC)'deki dalgalanma oranı (akımların değişmesi), durum uzayı tabanlı model öngörülü kontrol (SSMPC)'deki akım değişiminden daha küçüktür. Şekil 7.61'den de görüleceği üzere referans akım

değeri Id_r =400 A'dir. Her iki tabana göre tasarlanmış MPC'li kontrol sistemlerinin Id_r akımındaki dalgalanma miktarı ΔId_r elde edilen sonuçlardan hesaplanabilir. TFMPC modelinde dalgalanma akımı:

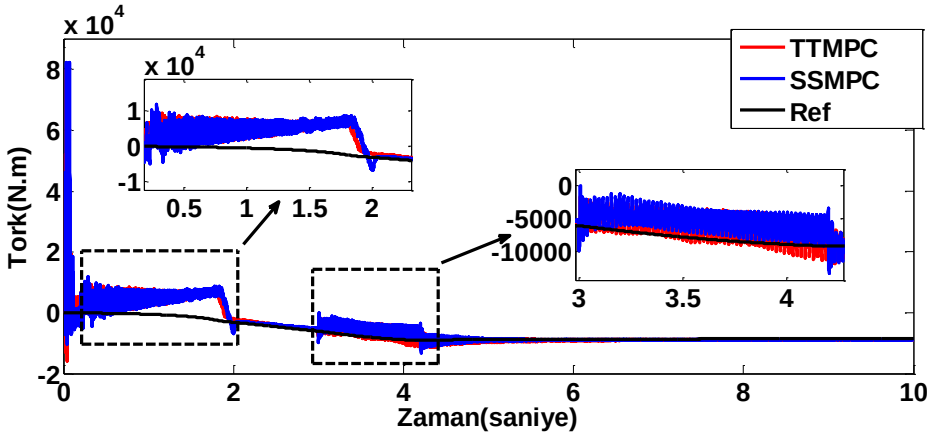
$$\Delta Id_r = 420\text{-}382 = 38(A)$$

SSMPC modelinde ise dalgalanma akımı:

$$\Delta Id_r = 475\text{-}372 = 103(A)$$

olarak hesaplanmıştır. Bu nedenle, önceki değerlendirmelerde TFMPC'deki güç kayıplarının, SSMPC'deki güç kayıplarından daha düşük olduğu sonucuna varılmıştır.

Şekil 7.62, SSMPC ve TFMPC kontrol sistemleri için moment değişiminin simülasyon sonuçları gösterilmiştir. Geçici durumun başlangıcında, $t = 0'$dan $t = 0.15(s)'$ye kadar olan zaman diliminde, moment salınımın çok büyük olduğu görülebilir, Geçici durumun $t = 0.15'$dan $t = 2(s)'$ye olan bölümünde TFMPC'li kontrolün moment salınımlarının SSMPC'li kontrol sisteminin moment salınımlarından daha küçük olduğu tespit edilmiştir. İki saniye süren geçici bir durumun ardından moment değişimlerinin azaldığı, sistem salınımların sönümlendiği, kararlılık durumuna girildiği görülmektedir. Şekil 7.62'de, TFMPC'li kontrolün, SSMPC'li kontrol sisteminden daha az dalgalanmaya sahip olduğunu, dolayısıyla TFMPC'li kontrolün güç kalitesinin SSMPC'li kontrol sisteminin güç kalitesinden daha yüksek olduğunu açıkça göstermektedir. TFMPC'li kontrolün, ayar noktasına SSMPC'li kontrolden daha yakın olduğu da kaydedilmiştir.



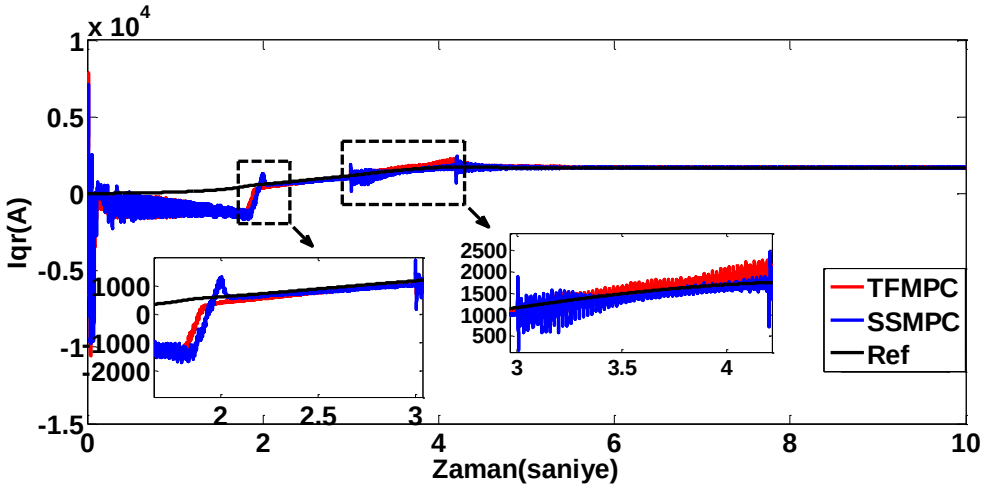
Şekil 7.62 Durum uzayı (SSMPC) ve transfer fonksiyonu (TFMPC) modeli öngörülü kontrolü için moment simülasyon sonuçları

7.4.1 Parametre değişiminin TFMPC üzerindeki etkileri

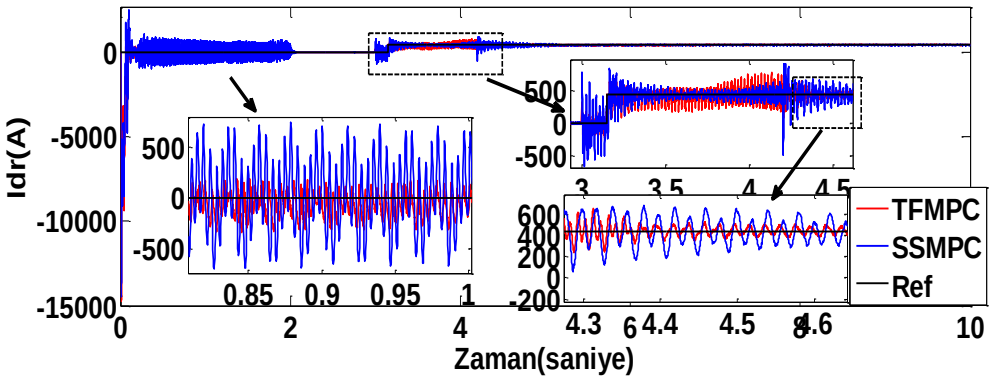
FÇBAG'ler çalışırken makinedeki ısının artması ile parametre değişikliklerinin meydana geldiği bilinmektedir. MPC tasarımlarında da makine parametreleri kullanıldığından, parametre değişimlerinin MPC'ye etkisi de incelenmiştir. Bu amaçla ilk olarak stator ve rotor direncinin değerini belirlenen bir yüzde oranında (%10) arttırılmış ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Daha sonra stator ve rotor endüktans değeri belirlenen bir yüzde oranında (%10) arttırılarak simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Son olarak stator ve rotor direncinin ve endüktans değerini belirlenen bir yüzde oranında (%10) aynı zamanda arttırılmış ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir.

Parametre değişimi için ele alınan üç durumda (direnç artımı, endüktans artımı, direnç ve endüktansın birlikte artımı) yapılan simülasyonlarda sonuçların aynı olduğu görülmüştür. Bu nedenle sadece direnç ve empedansı aynı zamanda artması durumu için elde edilmiş sonuçlar sunulmakla yetinilmiştir. Diğer durumlar için elde edilen sonuçların sunulmasına gerek duyulmamıştır.

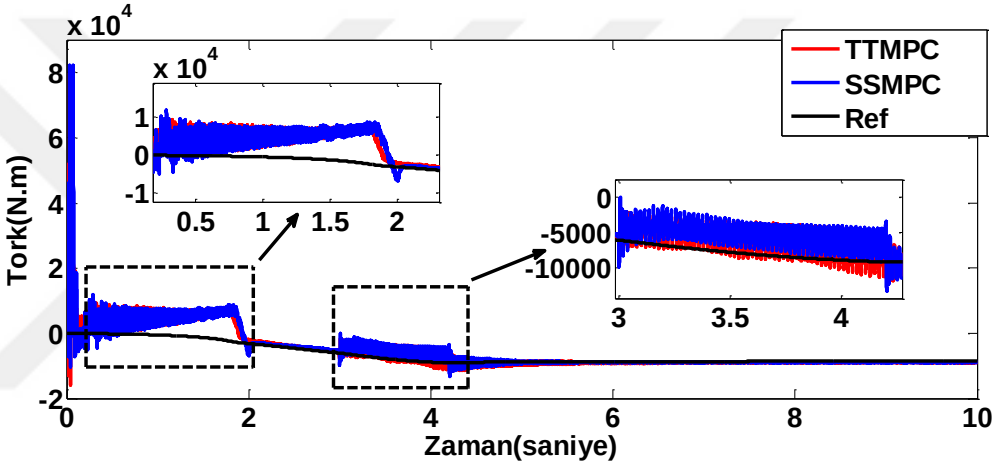
Aşağıdaki şekillerde, makinenin direnç ve endüktans değerlerinin %10 oranında artması durumu için elde edilen sonuçlar sunulmuştur.



Şekil 7.63 FÇBAG direnç ve endüktans değerlerinin birlikte değişmesi durumunda model öngörülü kontrol sistemi için Iq_r akımının simülasyon sonuçları



Şekil 7.64 FÇBAG direnç ve endüktans değerlerinin birlikte değişmesi durumunda model öngörülü kontrol sistemi için Id_r akımının simülasyon sonuçları



Şekil 7.65 FÇBAG direnç ve endüktans değerlerinin birlikte değişmesi durumunda modeli öngörülü kontrolü için moment simülasyon sonuçları

Şekil 7.63, 7.64 ve 7.65'te geçici durumun başlangıcı olan $t = 0'$dan $t = 0.1(s)'$ye kadar olan kısımda değişim değerinin, yani salınımın çok büyük olduğu görülebilir. Yaklaşık 2 s süren geçici durumun ardından, değerin değişiminin azaldığı, değerinin referans değerine yaklaştığı, sistem salınımların sönümlendiği kararlılık durumuna girilir.

Elde edilen simülasyon sonuçları, parametre değişimi olmayan orijinal simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırarak aralarında fark olup olmadığı incelenmiştir. Parametre değişiminin MPC üzerinde gözle görülür bir etkisinin olmadığı gözlenmiştir.

8. SONUÇLAR

Bu tezde, FÇBAG için kontrol yöntemleri tartışılmış ve FÇBAG'ün elektriksel sisteminin kontrolünde şebeke ve rotor tarafı güç dönüştürücülerinin vektör kontrolleri sunulmuştur. Elektriksel kontrol yönteminde klasik PI kontrolörleri ile yapılan vektör kontrolünün yapılması ile elde edilen sonuçların sunulmasının ardından, FÇBAG'ün rotor tarafı güç dönüştürücüsünün vektör kontrolünde model öngörülü kontrol yönteminin kullanılması detaylı olarak incelenmiştir. Tez çalışmasında ayrıca, işletme sırasında oluşan ısının makinenin sargı direnç ve endüktans değerlerini değiştirmesinin klasik PI kontrolör ve MPC kontrolörler üzerindeki etkileri de araştırılmıştır. FÇBAG'nin rotor tarafı güç dönüştürücüsünün kontrolü için önerilen model öngörülü kontrolörler için iki farklı tasarım metoduna göre tasarım yapılarak metotların kontrol performansları araştırılmıştır. Bu amaçla, kullanılan transfer fonksiyonu tabanlı model öngörülü kontrol (TFMPC) yöntemi ile durum uzayı tabanlı model öngörülü kontrol (SSMPC) yönteminin performansları detaylı olarak analiz edilmiştir. Ayrıca TFMPC ve SSMPC'nin avantaj ve dezavantajları tartışılarak hangi kontrol yönteminin FÇBAG'in performansını iyileştirdiği belirlenmiştir. Bu çalışmada TFMPC'nin avantajları kısaca tartışılmıştır. Transfer fonksiyonu modeli (TFMPC) ve durum uzayı modeli (SSMPC) temel alınarak tasarlanan model öngörülü kontrolün kararlı durum davranışlarını ve geçici davranışlarını analiz etmek için MATLAB/Simulink ile simülasyonlar yapılmıştır. Sonuçlar, TFMPC'li kontrol sisteminin iyi kararlı durum özelliklerini elde edebildiğini göstermiştir.

TFMPC'li kontrol sistemi, model öngörülü kontrolün durum uzayı modeli için gerekli olan (A,B,C) katsayı matrislerini elde etmede gereken matematiksel çabayı azalttığı için zamandan ve emekten tasarruf sağlamıştır. TFMPC tasarım metodunda, öncelikle sistemin transfer fonksiyonu elde edilerek, Z koordinatına dönüştürülür, ardından durum uzayı modeliyle karşılaştırılarak (A,B,C) katsayı matrislerini elde edilir. Katsayı matrisi sistemin transfer fonksiyonuna dayalı olarak hesaplandığından kontrolörün performansını iyileştirmektedir. Bu durum da FÇBAG'nin rotor tarafı güç dönüştürücüsün kontrolünde klasik PI kontrolöre ve SSMPC kontrolöre göre daha iyi performans göstermesine neden olmaktadır.

TFMPC’li kontrol sistemi, tezin bulgular kısmında gösterildiği gibi, kararlı duruma SSMPC’li kontrol sisteminden daha hızlı ulaşmıştır. TFMPC’li sistem için yerleşme aşaması 2 saniye içinde tamamlanırken, SSMPC’li sistem için bu süre yaklaşık olarak 3 saniye sürmektedir (geçici durumun süresi I_q veya I_d parametresinin türüne veya momente bağlı olarak değişebilir). Geçici durumun başlangıcında salınım özellikle büyüktür, bu kısımda moment ve akım değişiminin değeri çok büyüktür. TFMPC’li kontrol sisteminin moment ve akım değişimlerinin SSMPC’li kontrol sistemden küçük olduğunu belirtmekte fayda vardır. Transfer fonksiyonuna dayalı olarak tasarlanan model öngörülü denetleyicideki akım, stabilizasyon durumuna ulaştıktan sonra daha az dalgalanmaya sahiptir. Bu durum, TFMPC'li kontrol sisteminin güç kalitesinin SSMPC'li kontrol sistemindeki güç kalitesinden daha yüksek olduğu anlamına gelmektedir. Bu sonuçlar bizleri, TFMPC'li kontrol sisteminin daha iyi performansa, daha az gürültüye, daha az kayıplara ve daha az filtre ihtiyacına sahip olduğu ve kayıpların azalması nedeniyle verimliliği arttığı ve maliyetlerin düşürdüğü sonucuna götürür.

Simülasyon sonuçları, TFMPC'li kontrol sisteminin daha yüksek bir yanıt hızı sağladığını ve ayrıca kayıpları artıran ve verimliliği azaltan geçici durum süresini azalttığını kanıtlamıştır. Bunun yanında TFMPC’li kontrol sisteminin FÇBAG’nin işletme durumunda sargı ısınması nedeniyle meydana gelen sargı direnci ve endüktans değerleri değişiminden etkilenmediği tespit edilmiştir. Bu durum makine parametrelerinin işletme sırasında ısıl etkiler ile değişmesinin kontrol performansını etkilemesi problemi açısından önemli bir sonuçtur. FÇBAG’nin kontrolünde klasik PI kontrolörün kullanılmasının, makinenin işletme koşullarından dolayı parametrelerinin değişmesi durumunda performansının etkilendiği, geçici durum süresinin uzadığı, dalgalanmaların büyüdüğü ve referans değerden uzaklaşıldığı tespit edilmiştir. TFMPC’li kontrol sisteminin iyi kontrol performansı yanında makinenin parametre değişiminden de etkilenmediği ve performansının koruduğu gözlenmiştir.

Bir süreç modeline sahip olunduğu durumlarda, öngörü yapmak kolaydır, dolayısıyla MPC kontrolörlerin kullanılması önerilebilir. Ek olarak, TFMPC’li kontrol yönteminin, tek giriş ve çıkışa sahip hassas ve önemli uygulamalar için daha uygun olduğu, SSMPC’nin ise genel uygulamalar için kullanılabileceği söylenebilir.

Günümüzde yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımı ve bu kaynaklardan elektrik enerjisi üretimi hızla artmaktadır. Rüzgar enerji sistemlerinin şebekeye entegrasyonu bu açıdan oldukça önemlidir. Tez sonucunda elde edilen sonuçlar, TFMPC'li kontrol sistemine sahip rüzgar generatörlerinin şebekeye daha kaliteli güç sağlayabileceğini göstermektedir. TFMPC'li kontrol sisteminin daha az geçici durum süresine sahip olması, daha gürbüz bir kontrol sistemi olması gibi özellikleri de göz önüne alındığında, güç dalgalanmalarına karşı daha iyi yanıt verebileceği değerlendirilmektedir.

İleriki çalışmalarda diğer kontrolörler için de TFMPC tabanlı kontrolörlerin kullanılmasının FÇBAG'ün kontrol performansını nasıl değiştirdiği analiz edilebilir. Bunun yanında mekanik sistem kontrolü de elektriksel sistem kontrolü ile birlikte ele alınarak MPC'li kontrolörlerin performansı analiz edilebilir.

KAYNAKLAR

[1] Prangya Parimita Pradhan ve Bidyadhar Subudhi, "Real-time Active and Reactive Power Control of a Doubly-Fed Induction Generator based Wind Energy Conversion System," in Proceedings of IEEE Region 10 Conference (TENCON), Malaysia, November 2017.

[2] Mohammadreza Toulabi, Shahab Bahrami ve Ali Mohammad Ranjbar, "An Input-to-State Stability Approach to Inertial Frequency Response Analysis of Doubly-Fed Induction Generator-Based Wind Turbines," IEEE Trans. on Energy Conversions, vol.32, no.4, pp.1418-1431, Dec. 2017.

[3] S. Muller, M. Deicke ve R. W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," IEEE Industry Applications Magazine, vol.8, no.3, pp.26-33, Jun. 2002.

[4] Kostyantyn Protsenko ve Dewei Xu, "Modeling and Control of Brushless Doubly Fed Induction Generators in Wind Energy Applications," IEEE Trans. on Power Electronics, vol.23, no.3, pp.1191-1197, May. 2008.

[5] Xingwei Wang, Hua Lin ve Zhe Wang, "Transient Control of the Reactive Current for the Line-Side Converter of the Brushless Doubly-Fed Induction Generator in Stand-Alone Operation," IEEE Trans. on Power Electronics, vol.32, no.10, pp.8193-8203, Oct. 2017.

[6] Jianping Gao, Wei Xu, Yi Liu ve Kailiang Yu, "Improved Control Scheme for Unbalanced Standalone BDFIG Using Dead Beat Control Method," IEEE, pp.4505-4510, 2018.

[7] L. Xu, B. Guan, ve H. Liu, "Design and control of ahigh-efficiency doubly-fed brushless machine for wind power generator application," IEEE Energy Convers. Congr. Expo., Atlanta, GA, USA, pp.2409-2416, Sep. 2012.

[8] Tang, J. Yang, G. Zhang, Y. Sun, S. Ademi, F. Blaabjerg,ve Q. Zhu, "Sensorless control of brushless doubly-fed induction machine using a control winding current MRAS observer," IEEE Trans. on Industry Electron. , 2018.

[9] Hamed Gorginpour, Hashem Oraee ve Richard A. McMahon, "Performance Description of Brushless Doubly-Fed Induction Machine in Its Asynchronous and Variable Speed Synchronous Modes," Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, no.3, pp.490-511, Oct. 2011.

[10] R. A. McMahon, X. Wan , E. Abdi-Jalebi, P. J. Tavner, P. C. Roberts ve M.Jagiela, "The BDFM as a generator in wind turbines," Proc. 12th Int.Power Electron. Motion Control Conf., , pp.1859-1869, Aug. 2006.

[11] P. C. Roberts, "A study of brushless doubly-fed (induction) machines," Ph.D. dissertation, Emanuel College, University of Cambridge., England, 2004.

[12] S. Ademi ve M. G. Jovanovic, "Control of emerging brushless doubly-fed reluctance wind turbine generators," in Large Scale Renewable Power

Generation (Ser. Green Energy and Technology), Eds. Berlin, Germany Springer-Verlag, pp. 395-411, 2014.

[13] S. Ademi ve M. G. Jovanovic, "A novel sensorless speed controller design for doubly-fed reluctance wind turbine generators," Energ. Convers. Manage., vol.120, pp.229-237, Jul. 2016.

[14] Wang, Xuezhou; Liu, Dong; Lahaye, Domenico; Polinder, Henk; Ferreira, Bram, "Comparison of Nested-Loop Rotors in Brushless Doubly-Fed Induction Machines," IEEE, In 19th International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS, pp. 1-6, 2016.

[15] Xinchi Wei, Ming Cheng, Wei Wang, Peng Han ve Rensong Luo, "Direct Voltage Control of Dual-Stator Brushless Doubly Fed Induction Generator for Stand-Alone Wind Energy Conversion Systems," IEEE Trans. on Magnetics, vol.52, no.7, pp.8193-8203, July. 2016.

[16] Xinchi Wei, Ming Cheng, Wei Hua, Jianguo Zhu, ve Haitao Yang, "Model Predictive Power Control of a Brushless Doubly Fed Twin Stator Induction Generator," IEEE, pp.5080-5085, 2017.

[17] Xinchi Wei, Ming Cheng, Jianguo Zhu ve Haitao Yang, "Model Predictive Power Control of Dual-Stator Brushless Doubly-Fed Induction Generator with Reduced Power Ripple," IEEE PEDS, vol.52, pp.607-612, Dec. 2017.

[18] Xinchi Wei, Ming Cheng, Jianguo Zhu, Haitao Yang ve Rensong Luo, "Finite-Set Model Predictive Power Control of Brushless Doubly Fed Twin Stator Induction Generator," IEEE Trans. on Power Electronics, vol.34, no.3, pp.2300-2311, March. 2019.

[19] Xinchi Wei, Ming Cheng, Rensong Luo, Litong Xu ve Jianguo Zhu, "Model predictive virtual power control of brushless doubly-fed induction generator for fast and smooth grid synchronization," IEEE Trans. on Power Electronics, vol.13, Iss.16, pp.3080-3087, 2019.

[20] Dawei Zhi, Lie Xu ve Barry W. Williams, "Model-Based Predictive Direct Power Control of Doubly Fed Induction Generators," IEEE Trans. on Power Electronics, vol.25, no.2, pp.341-351, Feb. 2010.

[21] Xuan Li, Tao Peng, Hanbing Dan, Guanguan Zhang, Weiyi Tang, Weiyu Jin, Patrick Wheeler ve Marco Rivera, "A Modulated Model Predictive Control Scheme for the Brushless Doubly Fed Induction Machine," IEEE Journal of Emerging And Selected Topics In Power Electronics, vol.6, no.4, pp.1681-1691, Dec. 2018.

[22] Jiefeng Hu, Yong Li ve Jianguo Zhu, "Multi-objective model predictive control of doubly-fed induction generators for wind energy conversion," IET Gener. Trans. Distrib., vol.13, Iss.1, pp.21-29, 2018.

[23] Sertac Bayhan, Haitham Abu-Rub ve Omar Ellabban, “Sensorless Model Predictive Control Scheme of Wind-Driven Doubly Fed Induction Generator in DC Microgrid,” IET Renew. Power Gener, vol.10, Iss.4, pp.514-521, 2016.

[24] H. Abdolrahimi ve D. ArabKhaburi, “A Novel Model Predictive Voltage Control of Brushless Cascade Doubly-fed Induction Generator in Stand-Alone Power Generation System,” International Journal of Engineering, B: applications, vol.34, no.5, pp.1239-1249, 2021.

[25] Yongchang Zhang, Jian Jiao, Donglin Xu, Dong Jiang, Zhankuo Wang ve Chaonan Tong, “Model Predictive Direct Power Control of Doubly Fed Induction Generators Under Balanced and Unbalanced Network Conditions,” IEEE Trans. on Industry App., vol.56, no.1, pp.771-786, Jan. 2020.

[26] Asim Bensadeq, “Design and Control of the Brushless Doubly Fed Twin Induction Generator (BDFTIG) using dSPACE”, Doktora Tezi, Department of Engineering, Leicester Üniversitesi, 2012.

[27] P. Fairley, “Steady as she blows”, IEEE Spectrum, vol. 40(8), pp. 35-39, August 2003.

[28] A. Bensadeq, P. W. Lefley, “Design ve Control of the Brushless Doubly Fed Twin Induction Generator (BDFTIG) using dSPACE”, Proceeding of the 14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC), 6-8 September 2010, Ohrid (Republic of Macedonia).

[29] S. Muller, M. Deicke ve R. W. De Doncker, “Doubly fed induction generator systems for wind turbines”, IEEE Industry Applications Magazine, vol. 8 , pp. 26-33, May/June 2002.

[30] H. M. Kojabadi, C. Liuchen ve T. Boutot, “Development of a novel wind turbine simulator for wind energy conversion systems using an inverter-controlled induction motor”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19(3, pp. 547-552), September 2004.

[31] X. Zhang, D. Xu ve Y. Liu, “Predictive functional control of a doubly fed induction generator for variable speed wind turbines”, in Proceedings Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation, pp. 3315-3319, June 2004.

[32] N. Horiuchi ve T. Kawahito, “Torque and power limitations of variable speed wind turbines using pitch control and generator power control”, Power Engineering Society Summer Meeting, 2001. IEEE, vol.1, pp. 638-643, July 2001.

[33] J. B. Ekanayake, L. Holdsworth, X. G. Wu ve N. Jenkins, “Dynamic modeling of doubly fed induction generator wind turbines”, IEEE Transactions on Power Systems, vol. 18(1), pp. 803-809, February 2003.

[34] B. J. Chalmers, W. Wu ve E. Spooner, "An Axial-Flux Permanent-Magnet Generator for Gearless Wind Energy System", IEEE Transactions on Energy Conversion,vol.14,pp.251-257,June.1999.

[35] M. Dubois, H. Polinder ve J. A. Ferreira, "Comparison of generator topologies for directdrive wind turbines", in Proceedings NORPIE, 2000, pp. 22-26.

[36] Parviainen, M. Niemela ve J. Pyrhonen, "Modeling of axial flux permanentmagnet machines", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, pp. 1333- 1340, 2004.

[37] Haitham Abu-Rub, Mariusz Malinowski ve Kamal Al-Haddad," Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications", United Kingdom, 2014.

[38] G. Boardman, J. G. Zhu ve Q. P. Ha. "General reference frame modeling of the doubly fed twin stator induction machine using space vector", Australiasian Universities Power Engineering Conference. [Online]. Available: www.itee.uq.edu.au/~aupec/aupec02/,2002.

[39] Gonzalo Abad,Jesus Lopez,Miguel A. Rodriguez,Luis Marroyo,Grzegorz Iwanski, DOUBLY FED INDUCTION MACHINE, MODELING AND CONTROL FOR WIND ENERGY GENERATION. 2011.

[40] Dehong Xu, Frede Blaabjerg, Wenjie Chen, ve Nan Zhu. "Advanced Control of Doubly Fed Induction Generator for Wind Power Systems," The Institute of Electrical and Electronics Engineers, pp. 99–137, 2018.

[41] W. Leonhard, Control of Electrical Drives. Springer, 1985.

[42] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, ve S. Kouro. Power Conversion and Control of Wind Energy Systems. Wiley-IEEE Press, 2011.

[43] Y. He, J. Hu, ve L. Xu, Operation Control of Grid Connected Doubly Fed Induction Generator. China: Electric Power Press, 2012.

[44] R. Pena, J. C. Clare, ve G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable speed wind-energy generation," Proc. IEE Elect. Power Appl., vol. 143, no. 3, pp. 231–241, 1996.

[45] M. Yamamoto ve O. Motoyoshi, "Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator," IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, no. 4, pp. 624–629, 1991.

[46] L. Xu ve P. Cartwright, "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 21, no. 3, pp. 750–758.

[47] Andrés Diaz, Roger Saltares, Christian Rodriguez, Roberto F. Nuñez, Jesús Gonzalez, "Induction Motor Equivalent Circuit for Dynamic Simulation", IEEE Trans. On Electric Machines and Drives Conference, May 2009.

[48] Longya Xu ve Wei Cheng, "Torque and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme," IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 31, No. 3, pp. 636–642, May/June 1995.

[49] R. Datta ve V. T. Ranganathan, "Decoupled Control of Active and Reactive Power for a Grid-Connected Doubly-Fed Wound Rotor Induction Machine Without Position Sensors," in Proceedings IEEE Industry Applications Conference, Vol. 4, Phoenix, USA, pp. 2623–2628, October 1999.

[50] S. Wang ve Y. Ding, "Stability Analysis of Field Oriented Doubly-Fed Induction Machine Drive Based on Computer Simulation," Electric Machines and Power Systems,Vol. 21, pp. 11–24, January/February 1993.

[51] B. Hopfensperger, D. Atkinson, ve R. A. Lakin, "Stator-Flux-Oriented Control of a Doubly-Fed Induction Machine with and Without Position Encoder," IEE Proc. Electric Power Appl., Vol. 146, No. 6, pp. 597–605, pp. 2623–2628, November 1999.

[52] W. Leonhard, Control of Electrical Drives. Springer-Verlag, 1996.

[53] V. Kaura ve V. Blasko, "Operation of a Phase Locked Loop System Under Distorted Utility Conditions," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 33, No. 1, pp. 58–63, January 1997.

[54] R. Datta ve V. T. Ranganathan, "Decoupled Control of Active and Reactive Power for a Grid-Connected Doubly-Fed Wound Rotor Induction Machine Without Position Sensors," in Proceedings IEEE Industry Applications Conference, Vol. 4, Phoenix, AZ, pp. 2623–2628, October 1999.

[55] A. Perdana, O. Carlson, ve J. Persson, "Dynamic Response of Grid-Connected Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator During Disturbances," in Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, Trondheim, Norway, 2004.

[56] J. B. Ekanayake, L. Holdsworth, X. G. Wu, and N. Jenkins, "Dynamic Modeling of Doubly Fed Induction Generator Wind Turbines," IEEE Trans. Power Systems, Vol. 18, No. 2, pp. 803–809, May 2003.

[57] Bimal K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", USA, 2002.

[58] Seung-Ki Sul," Control of Electric Machine Drive Systems", USA, 2011.

[59] Mohmoud A. Mossa," Modeling, Analysis and Enhancement of the Performance of a Wind Driven DFIG During Steady State and Transient Conditions", Germany,2014.

[60] Andreas Petersson,” Analysis, Modeling and Control of Doubly Fed Induction Generators for Wind Turbines”, Ph.D Degree Thesis, Department of Energy and Environment- Chalmers University of Technology, Sweden, 2005.

[61] Liuping Wang,” Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB”, Springer, UK Scotland, 2008.

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyad, Ad	Alabedalkhamıs, Omran

Eğitim Bilgileri

Derece	Kurum	Mezuniyet Yılı
Yüksek Lisans	Elektrik Mühendisliği, Şam Üniversitesi / Suriye	2011
Lisans	Elektrik Mühendisliği, Şam Üniversitesi / Suriye	2007
Lise	Şam Lisesi	2001

İş Deneyimi

Dönem (Yıl)	Şirket, Kurum	Görev
2009 - 2012	İUST Üniversitesi/ Şam/ Suriye	Araştırma Görevlisi
2008 - 2014	Elektrik Bakanlığı/ Şam/Suriye	Mühendis

Yabancı Dil

Ana Dili : Arapça
Türkçe : İyi
İngilizce : Çok İyi

Yayınlar

1. Comparison and Performance Analysis of Model Predictive Control Developed by Transfer Function Based Model and State Space Based Model for Brushless Doubly Fed Induction Generator.

2. Study of Squirrel Cage Induction Generators Performance of Two Speed Used in Standalone Wind Turbine.

3. Simulation of the Doubly Fed Induction Generator (DFIG) by Using Matlab/Simulink Environment.

DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
TEZ BENZERLİK BİLDİRİMİ FORMU

Öğrencinin Adı, Soyadı	Omran Alabedalkhamıs		
Öğrenci No	15805505		
Ana Bilim Dalı	Elektrik Elektronik Mühendisliği		
Program Türü	Proje ☐	Yüksek Lisans ☐	Doktora ☒
Tez Danışmanı (Ünvanı, Adı, Soyadı)	Prof. Dr. Bilal Gümüş		
(Varsa) II. Tez Danışmanı (Ünvanı, Adı, Soyadı)			
Tez Başlığı	Fırçasız çift beslemeli asenkron generatörlerin performans analizi ve kontrollü		
RAPOR BİLGİLERİ			
Raporlama Aşaması	Tez Savunma Sınavı Sonrası		
Sayfa Sayısı	155		
Raporlama Tarihi	18.10.2023		
Benzerlik Oranı (%)	%10		

Yukarıda bilgileri verilen tez çalışmamın toplam 155 sayfalık kısmına ilişkin, 18.10.2023 tarihinde şahsım/tez danışmanım tarafından Turnittin isimli intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan intihal raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 10 olarak tespit edilmiştir.

Uygulanan filtrelemeler:

☐Başlangıç Bölümleri (Kabul ve Onay sayfası, Teşekkür sayfası, Özet/Abstract) hariç

☐Kaynaklar hariç

☐Alıntılar hariç/dâhil

☒Diğer (Her şey dâhil)

Tezimin benzerlik oranı, Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü İntihal Raporu Uygulama Esaslarında belirtilen üst sınır benzerlik oranını aşmamaktadır. Benzerlik oranım üst sınır benzerlik oranının altında olsa dahi aksinin tespit edilmesi durumunda her türlü yasal sorumluğu kabul ettiğimi ve hukuki sonuçlarına razı olduğumu bildirir,
gereğini arz ederim.

Öğrencinin Adı, Soyadı: Omran Alabedalkhamıs
Tarih: 18.10.2023
İmza:

Danışman Adı, Soyadı: Prof. Dr. Bilal Gümüş İmza:
Tarih:18.10.2023

Ana Bilim Dalı Başkanı Adı, Soyadı: Prof. Dr. Bilal Gümüş İmza:
Tarih:18.10.2023