

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖR TABANLI DEĞİŞKEN HIZLI
RÜZGÂR TÜRBİNLERİNİN KONTROLÜ**

MAHMUT ÇAĞRI CEYLAN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
KONTROL VE OTOMASYON MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
KONTROL VE OTOMASYON MÜHENDİSLİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YRD. DOÇ. DR. İLKER ÜSTOĞLU**

İSTANBUL, 2014

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖR TABANLI DEĞİŞKEN HIZLI
RÜZGÂR TÜRBİNLERİNİN KONTROLÜ**

Mahmut Çağrı CEYLAN tarafından hazırlanan tez çalışması 04.09.2014 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. İlker ÜSTOĞLU

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Yrd. Doç. Dr. İlker ÜSTOĞLU

Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç Dr. Özgür Turay KAYMAKÇI

Yıldız Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Tufan KUMBASAR

İstanbul Teknik Üniversitesi

ÖNSÖZ

Bu tezde, çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin kontrolü anlatılmıştır. Rüzgâr türbinlerinde kullanılan generatör tiplerine değinilerek çift beslemeli asenkron generatörün detaylı şekilde analizi yapılmıştır. Generatör analizi ile birlikte çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin yapısı anlatılarak sistem kontrolü gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan örnek bir simülasyon çalışması ile teorik bilgiler desteklenmiştir.

Tez çalışmam boyunca beni yönlendiren ve desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen danışmanım Yrd. Doç. Dr. İlker Üstoğlu'na teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca beni yetiştiren bugünlere gelmemde büyük emekleri olan anneme, babama ve abilerime şükranlarımı sunarım.

Eylül, 2014

Mahmut Çağrı CEYLAN

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	vi
KISALTMA LİSTESİ	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT	xiv
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	2
1.3 Hipotez	2
BÖLÜM 2	3
RÜZGÂR TÜRBİNLERİ.....	3
2.1 Sabit Hızlı Rüzgâr Türbinleri	4
2.2 Sınırlı Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri	5
2.3 Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri	7
2.3.1 Senkron Generatör Tabanlı Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri	7
2.3.2 ÇBAG Tabanlı Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri	9
2.4 Rüzgâr Türbinlerinin Karşılaştırılması	10
2.5 Rüzgâr Türbininin Aerodinamik Modeli	11
2.5.1 Rüzgâr Mekanik Güç İfadesi	11
2.5.2 Rüzgârdan Yakalanan Mekanik Güç İfadesi	13
BÖLÜM 3	16

ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRÜN ANALİZİ	16
3.1 Üç Fazlı Makine Modeli.....	16
3.2 Eksen Dönüşümleri	22
3.3 dq Eksen Takımı Matematiksel Modeli.....	27
BÖLÜM 4	36
ÇBAG TABANLI DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGÂR TÜRBİNİNİN KONTROLÜ	36
4.1 Çift Beslemeli Asenkron Generatörde Güç Akışı.....	36
4.2 Vektör Kontrol Algoritması (Field Oriented Control).....	40
4.3 Şebeke Tarafı Dönüştürücü Kontrolü	43
4.4 Rotor Tarafı Dönüştürücü Kontrolü	46
4.5 Faz Kilitleme Devresi (Phase Locked Loop).....	51
BÖLÜM 5	54
ÇBAG TABANLI DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGÂR TÜRBİNİ KONTROLÜ SİMÜLASYON ÇALIŞMASI	54
5.1 Sistem Parametrelerinin Elde Edilmesi	54
5.2 Kontrolör Yapılarının Tasarlanması.....	57
5.2.1 PI Kontrolör Tasarımı	58
5.2.2 Şebeke Tarafı Dönüştürücü PI Kontrolör Tasarımı	58
5.2.3 Rotor Tarafı Dönüştürücü PI Kontrolör Tasarımı.....	62
5.3 Simülasyon Çalışması	65
BÖLÜM 6	73
SONUÇLAR.....	73
KAYNAKLAR.....	75
ÖZGEÇMİŞ.....	77

SİMGE LİSTESİ

C_p	Rotor güç katsayısı
λ	Kanat uç hız oranı
β	Kanat eğim açısı
m	Havanın kütlesi
V	Havanın hacmi
v	Rüzgâr hızı
P_m	Rüzgâr mekanik gücü
P_{km}	Rüzgârdan yakalanan mekanik güç
ρ	Hava yoğunluğu
A	Türbin (Rotor)kanatlarının süpürdüğü alan
v_g	Türbin kanat giriş rüzgâr hızı
v_φ	Türbin kanat çıkış rüzgâr hızı
v_k	Türbin kanat kısmı rüzgâr hızı
T_m	Rüzgârdan elde edilen mekanik moment
λ	Halkalanan akı
$[]$	Matrisel gösterim
$'$	İndirgenmiş gösterim
v_{abcs}	Stator gerilimleri
v_{abcr}	Rotor gerilimleri
i_{abcs}	Stator akımları
i_{abcr}	Rotor akımları
v'_{abcr}	İndirgenmiş rotor gerilimleri
i'_{abcr}	İndirgenmiş rotor akımları
L_s	Stator kaçak endüktansı
L_r	Rotor kaçak endüktansı
L_{ms}	Stator ortak endüktansı
L_{mr}	Rotor ortak endüktansı
L_{sr}, L_M	Ortak endüktas
L_s	Stator öz endüktansı
L_r	Rotor öz endüktansı
$L'r$	İndirgenmiş rotor öz endüktansı
θ_r	Rotor açısal konumu
T_e	Elektromanyetik moment
T_m	Mekanik moment
J	Makine ataleti

B	Makine sürtünme katsayısı
w	Senkron açısal dönüş hızı
w_r	Rotor açısal dönüş hızı
w_k	Kayma açısal dönüş hızı
p	Generatör kutup çifti sayısı
θ	Senkron açısal konum
β	Kayma açısı değeri
s	Makine kayma değeri
n_k	Kayma hızı
n_s	Senkron hız
n_m	Rotor hızı
f_s	Şebeke frekansı
f_r	Rotor frekansı
E_s	Stator gerilimi
E_{r0}	Açık devre rotor gerilimi
$\bar{u}$	Sarım oranı
P_s	Stator elektriksel gücü
P_r	Rotor elektriksel gücü
P_m	Rüzgâr mekanik gücü
C	DC bara kondansatörü
L	Şok endüktansı
R	Şok direnci
i_{ms}	Mıknatıslanma akımı
σ	Kaçak faktörü

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternating Current
ÇBAG	Çift beslemeli asenkron generatör
DC	Direct Current
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
EUSG	Elektriksel uyarıtlı senkron generatör
FOC	Field Oriented Control
KMSG	Kalıcı mıknatıslı senkron generatör
PI	Proportional Integral
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
RSAG	Rotoru sargılı asenkron generatör

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2. 1 Sabit hızlı rüzgâr türbininin genel yapısı	5
Şekil 2. 2 Sınırlı değişken hızlı rüzgâr türbinin genel yapısı	6
Şekil 2. 3 Kalıcı mıknatıslı senkron generatör tabanlı rüzgâr türbini genel yapısı	8
Şekil 2. 4 ÇBAG tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin genel yapısı	10
Şekil 2. 5 Standart güç katsayısı - kanat uç hız oranı grafiği	15
Şekil 3. 1 İki kutuplu üç fazlı stator rotor sargı dağılımı	17
Şekil 3. 2 Simetrik yıldız bağlantılı ÇBAG stator ve rotor sargıları	17
Şekil 3. 3 Clarke dönüşüm vektör diyagramı.....	22
Şekil 3. 4 Park dönüşüm vektör diyagramı	23
Şekil 3. 5 Stator ile dq eksen takımı vektör diyagramı	24
Şekil 3. 6 Rotor ile dq eksen takımı vektör diyagramı	25
Şekil 3. 7 Simülasyon uygulaması dönüşüm blokları	26
Şekil 3. 8 dq0 eksen takımı eşdeğer devresi	34
Şekil 3. 9 Simülasyon uygulaması makine modeli	35
Şekil 4. 1 ÇBAG güç akış diyagramı	39
Şekil 4. 2 $\alpha\beta$ eksen takımında rotor akısı ve stator akım değişkenleri	41
Şekil 4. 3 dq eksen takımında rotor akısı ve stator akım değişkenleri	42
Şekil 4. 4 Rotor akısı oryantasyon yöntemi	42
Şekil 4. 5 Şebeke tarafı dönüştürücü bağlantı devresi	44
Şekil 4. 6 Şebeke tarafı dönüştürücü kontrol blok şeması	45
Şekil 4. 7 Simülasyon uygulaması şebeke tarafı dönüştürücü bloğu	46
Şekil 4. 8 Rotor tarafı dönüştürücü kontrol blok şeması	50
Şekil 4. 9 Simülasyon uygulaması rotor tarafı dönüştürücü bloğu	51
Şekil 4. 10 PLL kontrol blok şeması	52
Şekil 4. 11 Simülasyon uygulaması PLL Bloğu	53
Şekil 5. 1 Simülasyon uygulaması generatör parametreleri	56
Şekil 5. 2 İç akım çevrimine ait kontrolör tasarımı sonucu sistem cevapları.....	60
Şekil 5. 3 Dış DC bara çevrimine ait kontrolör tasarımı sonucu sistem cevapları.....	61
Şekil 5. 4 Simülasyon uygulaması şebeke tarafı kontrol bloğu	61
Şekil 5. 5 İç akım çevrimine ait kontrolör tasarımı sistem cevapları	63
Şekil 5. 6 Dış hız çevrimine ait kontrolör tasarımı sonucu sistem cevapları.....	64
Şekil 5. 7 Simülasyon uygulaması rotor tarafı kontrol bloğu	65
Şekil 5. 8 Matlab/Simulink ortamında oluşturulan sistem kontrol blok şeması.....	66
Şekil 5. 9 Şebeke gerilimi faz açısı	66

Şekil 5. 10 DC bara gerilimi	67
Şekil 5. 11 Şebeke-stator faz-nötr gerilimleri	67
Şekil 5. 12 Stator üzerinden şebekeye aktarılan aktif/reaktif güç.....	68
Şekil 5. 13 Rotor üzerinden şebekeye aktarılan aktif/reaktif güç.....	69
Şekil 5. 14 Şebekeye aktarılan toplam güç	70
Şekil 5. 15 Şebeke ve stator akımları	71
Şekil 5. 16 Generatör elektromanyetik momenti	71
Şekil 5. 17 Generatör hız değişimi.....	72

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3. 1 Simülasyon uygulaması dönüşüm blokları tanımlamaları.....	26

ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖR TABANLI DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGÂR TÜRBİNLERİNİN KONTROLÜ

Mahmut Çağrı CEYLAN

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. İlker ÜSTOĞLU

Son yıllarda, artan enerji talebi ve bu talebi karşılayacak fosil yakıtların giderek tükenmesi ayrıca fosil yakıtların sebep olduğu çevresel sorunlardan dolayı, yenilenebilir enerji kaynaklarına doğru yönelim giderek artmıştır. Yenilenebilir enerji kaynaklarından birisi de rüzgâr enerjisidir. Elektrik ve güç elektroniği sistemlerinin gelişmesiyle birlikte özellikle son yıllarda tüm dünyada rüzgâr türbini kurulumları artmıştır. Dünyadaki bu gelişim ülkemizi de aynı oranda etkilemiş, rüzgâr türbini kurulumları artmış ve rüzgârın kinetik enerjisinden elde edilen elektriksel güç kapasitesi toplam kurulu güç kapasitesi içindeki oranını giderek artırmıştır.

Rüzgâr türbinleri, rüzgâr hızına bağlı olarak sabit hızlı ve değişken hızlı rüzgâr türbinleri olarak sınıflandırılabilir. Rüzgâr hızının değişken olması sebebiyle geniş hız aralığında güç üretimi yapabilmesi ve verimlerinin yüksek olması gibi birçok avantajlarından dolayı, değişken hızlı rüzgâr türbinleri kullanımları giderek artmaktadır. Genellikle değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde senkron generatörler ve çift beslemeli asenkron generatörler kullanılmaktadır. Bu tezde çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı türbinlerinin yapısı ve kontrolü incelenmiştir.

Çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbin sisteminin kontrolü için vektör kontrol algoritması uygulanmıştır. Vektör kontrol algoritmasının temelleri clarke-park dönüşümleri, dq dönen eksen takımı açısıl dönüş hızını belirleme ve oryantasyon tipini belirlemeden oluşur. Bu temeller kullanılarak, belirlenen dq dönen eksen takımı açısıl dönüş hızına göre clarke-park dönüşümleri gerçekleştirilerek

Çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbin sisteminin dq dönen eksen takımında matematiksel modeli elde edilmiş ve daha sonra belirlenen oryantasyon türlerine göre vektör kontrol algoritması uygulanarak sistem kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Verilen teorik bilgiler doğrultusunda, Matlab/Simulink programı kullanılarak çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbin sistemi tasarlanmıştır. Şebeke bağlantılı 500kW gücünde ki sistem kontrolü, klâsik PI kontrolörler uygulanarak gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları gösterilmiş ve sistem kontrolü ve şebekeye güç aktarımı başarıyla gerçekleşmiştir.

Anahtar Kelimeler: Rüzgâr türbini, ift beslemeli asenkron generatör, Vektör kontrol yöntemi.

**CONTROL OF DOUBLY FED INDUCTION GENERATOR BASED VARIABLE
SPEED WIND TURBINES**

Mahmut Çağrı CEYLAN

Department of Control and Automation Engineering
MSc. Thesis

Adviser: Asst. Prof. Dr. İlker ÜSTOĞLU

In recent time, because of growing energy demand and extinction of fossil fuels which will supply this demand also environmental problems that fossil fuels cause, the trend to renewable energy sources is increasing. One of the renewable energy sources is wind energy. Together with the developing electrical and power electronics systems, wind turbine installation are increased all over the world especially in last years. The development of the world has affected our country evenly, wind turbine installation are increased and the electrical power capacity obtained from kinetic energy of wind is increasingly raised its percentage at the total installed electrical power capacity.

Wind turbines, are classified as fixed speed and variable speed wind turbines depending on wind speed. Because many advantages as power generation in wide range of speed and high efficiency due to variable wind speed, the use of variable speed wind turbines gradually increase. Generally, synchronous generators or doubly fed induction generators are used in variable speed wind turbines. The structure and control of doubly fed induction generator based variable speed wind turbines is studied in this thesis.

Field oriented control algorithm is implemented for control of DFIG based variable speed wind turbine system. Fundamentals of FOC algorithm consists of clarke-park transformations, specification of the angular velocity of the rotating frame and specification of orientation type. By using these fundamentals, according to the specified angular velocity of the rotating frame by applying clarke-park

transformations, mathematical model of DFIG based variable speed wind turbine system is obtained at dq rotating frame and then according to the specified orientation types performed the control of the system by applying FOC.

In accordance with theoretical information provided, DFIG based variable speed wind turbine system is designed by using Matlab/Simulink programme. Control of grid connected 500kW of power the system is performed by applying classic PI controllers. Simulation results are showed and control of the system and power transmission to grid is implemented succesfully.

Keywords: Wind turbine, Doubly fed induction generator, Field oriented Control.

1.1 Literatür Özeti

Son yıllarda, artan enerji talebi ve bu talebi karşılayacak fosil yakıtların giderek tükenmesi ayrıca fosil yakıtların sebep olduğu çevresel sorunlardan dolayı yenilenebilir enerji kaynaklarına doğru yönelim giderek artmıştır. Yenilenebilir enerji kaynaklarından birisi de rüzgâr enerjisidir. Rüzgâr enerjisinden elektriksel enerji elde edebilen modern rüzgâr türbin teknolojilerindeki gelişim 1970'lerden bu yana devam etmektedir. Bu gelişim son 20 yıldan bu yana çok daha hızlı bir şekilde büyüme göstermiştir. Bu gelişmelerin paralelinde çeşitli rüzgâr türbini kavramları oluşmuş ve bu kavramlara uygun şekilde çalışabilecek farklı tipte rüzgâr türbini generatörleri şekillenmiştir.

Rüzgâr hızından daha fazla yararlanma, artan güç yakalama kapasitesi ve mekanik aksamlar üzerinde oluşan baskılardaki azalmalar değişken hızlı rüzgâr türbinlerini cazip kılan en önemli nedenlerdendir. Sabit hızlı rüzgâr türbinlerinin rüzgâr türbini sektöründeki payı giderek azalırken değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin payı artmaktadır. Çeşitli tiplerde değişken hızlı rüzgâr türbinleri arasında, çok seviyeli dişli ünitesi ve türbin kurulu gücünün yaklaşık %30'luk gücüne denk gelen güç elektroniği ünitesi ile beraber, çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinleri geniş bir hız aralığında çalışabilmeleri ve dönüştürücü gücünün türbin kurulu gücünün %30'luk kısmına denk gelmesi gibi avantajlarından dolayı yüksek güçlü değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde daha çok tercih edilmektedirler.

Bu sebeplerden dolayı günümüz rüzgâr türbini sektöründe en yüksek paya sahiptirler. Diğer tam kapasiteli güç elektroniği sistemine sahip değişken hızlı rüzgâr türbinleri ile

karşılaştırıldığında güç elektroniği sistemi gücünün, generatör anma gücünün %30'lu değerlerinde olmasından dolayı önemli bir maliyet avantajı getirmesi ve ayrıca sistem kayıplarının da bu oranda azalması en önemli avantajı olarak gösterilebilir.

1.2 Tezin Amacı

Yukarıda belirtilen avantajlarından dolayı değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde en yüksek paya sahip olan çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin kontrolü incelenmiştir. Sistemin kontrolü gerçekleştirilirken vektör kontrol algoritması temel alınmıştır. Vektör kontrol algoritması temelleri uygulanarak, sistem tarafından şebekeye aktarılan veya şebekeden çekilen aktif ve reaktif güçlerinin birbirinden bağımsız ayrı bir şekilde kontrol edilebilirliği incelenmiştir. Verilen teorik bilgiler doğrultusunda, çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbin sistemi simülasyon ortamında oluşturulup benzetiminin gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır.

1.3 Hipotez

Çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbin sisteminin kontrolü için uygulanan vektör kontrol algoritması ile sistem tarafından şebekeye aktarılan veya şebekeden çekilen aktif ve reaktif gücünün birbirinden bağımsız olarak verimli bir şekilde kontrolü gerçekleştirilmektedir. Çift beslemeli asenkron generatör tabanlı rüzgâr türbini değişken hızlarda çalışırken stator sargıları ve dönüştürücüler aracılığıyla rotor sargıları üzerinden de şebekeye paralel bağlanabilmekte böylece senkron hızın üstünde ve altında generatör olarak çalışabilmekte ve güç üretimi yapabilmektedir.

RÜZGÂR TÜRBİNLERİ

Rüzgâr enerjisinden elektriksel enerji elde edebilen modern rüzgâr türbin teknolojilerindeki gelişim 1970'lerden bu yana devam etmektedir. Bu gelişim son 20 yıldan bu yana çok daha hızlı bir şekilde büyüme göstermiştir. Bu gelişmelerin paralelinde çeşitli rüzgâr türbini kavramları oluşmuş ve bu kavramlara uygun şekilde çalışabilecek farklı tipte rüzgâr türbini generatörleri şekillenmiştir. Rüzgâr türbinlerini çalıştırdıkları dönüş hızlarına, kullanılan güç elektroniği dönüştürücü gruplarına, aktarım organlarına (dişli aksamalarına) ve kullanılan generatör tiplerine göre birçok açıdan değerlendirip sınıflandırabiliriz. Rüzgâr türbinlerini dönüş hızları açısından ele alırsak sabit hızlı, sınırlı değişken hızlı ve değişken hızlı rüzgâr türbinleri olarak sınıflandırabiliriz. Değişken hızlı rüzgâr türbinlerini ise kendi içlerinde, kullanılan generatörün anma gücü baz alınarak generatörün anma gücüne denk güçte ve generatör anma gücünün belli bir oranına denk güçte bulunan güç elektroniği dönüştürücü gruplarına göre sınıflandırabiliriz. Aktarım organlarına göre rüzgâr türbinlerini bir dişli ünitesi ile aktarım yapan ve herhangi bir dişli ünitesi olmadan doğrudan sürüslü olarak aktarım yapan rüzgâr türbinleri olarak sınıflandırabiliriz. Dişli ünitesi ile aktarım yapan rüzgâr türbinleri ise klasik çok kademeli dişli ünitesi ve yüksek hızlı generatör grubu ile tek kademeli dişli ünitesi ve düşük hızlı generatör grubu olarak ayırabiliriz. [1]

Bu genel sınıflandırmalardan sonra tezin amacına da daha uygun olarak rüzgâr türbinlerinde kullanılan generatör tiplerini referans alarak çeşitli sınıflara ayırabiliriz. Büyük güçlerdeki rüzgâr türbinleri için üç çeşit generatör sisteminden bahsedebiliriz. Bunlardan birincisi sabit hızlı rüzgâr türbinlerinde çok kademeli dişli kutusu ile birlikte

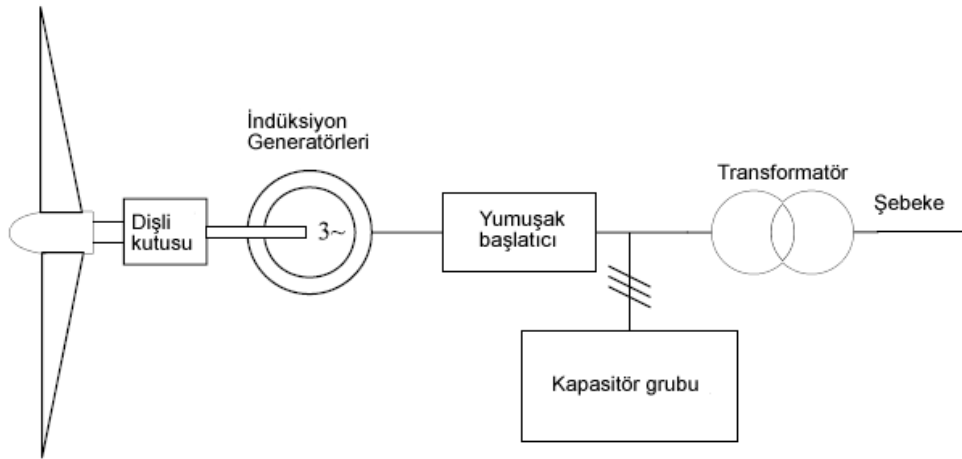
kullanılan sincap kafesli asenkron generatörlerdir ki, şebeke ile generatör arasında herhangi bir güç elektroniği sistemi olmadan şebekeye direk bağlanırlar. İkinci olarak değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde çok kademeli bir dişli kutusu ile birlikte kullanılan çift beslemeli asenkron generatörlerdir (ÇBAG). Rotor sargıları generatör gücünün yaklaşık %30 civarında güce sahip olan bir güç elektroniği sistemi üzerinden beslenirken stator sargıları direk olarak şebekeye bağlanır. Üçüncü tip rüzgâr türbini generatör sistemi ise yine değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde fakat arada bir dişli kutusu olmadan doğrudan sürürlü ve genellikle düşük hız yüksek moment kapasiteli senkron generatörlerdir. Bu generatör sisteminde stator sargıları generatörün anma gücüne denk güçte olan bir güç elektroniği sistemi üzerinden şebekeye bağlanırlar. Büyük güçlerdeki bu tip rüzgâr türbini sistemleri düşük rüzgâr hızlarında çalıştıklarından dolayı boyutları çok daha büyümekte ve maliyet oldukça artmaktadır. Ayrıca bu tip rüzgâr türbini sistemleri için boyut, tasarım ve maliyet açısından ortaya çıkan dezavantajlar, bir dişli kutusu ile birlikte düşük hızlı fakat daha küçük bir boyutta kalıcı mıknatıslı senkron generatörler (KMSG) kullanılarak daha alternatif bir çözümle ortadan kaldırılabilir. [1]

Bu bölümde farklı generatör tipleri referans alınarak oluşturulan çeşitli rüzgâr türbinleri detaylı olarak temel karakteristikleri irdelenmiş ayrıca birbirleriyle karşılaştırmalar yapılarak avantajları dezavantajları sunulmuştur.

2.1 Sabit Hızlı Rüzgâr Türbinleri

Sabit hızlı rüzgâr türbinleri topolojisi, çok kademeli dişli kutusu ile birlikte kullanılan sincap kafesli asenkron generatörlerin şebeke ile generatör arasında herhangi bir güç elektroniği sistemi olmadan şebekeye bir transformatör aracılığıyla bağlanmasıyla oluşur. Sincap kafesli asenkron generatörler senkron hıza yakın çok küçük bir aralıkta çalıştıklarından dolayı bu generatör ile oluşturulan türbin tipleri sabit hızlı türbin sistemi olarak isimlendirilir. Bu klasik yapı 1980'lerde Danimarkalı rüzgâr türbini üreticileri tarafından kullanıldı. Daha sonraları ise sincap kafesli asenkron generatörlerin reaktif güç ihtiyacını şebekeden karşılama sorunu, generatör ve şebeke arasına bir kapasite bankası dahil edilerek ve yine bu generatörlerin kalkış anında yüksek akımlara ihtiyaç duyma sorunu, güç elektroniği sistemleri ile akım kontrolü yapılarak (yumuşak kalkış tekniği uygulanarak) çözüm bulmuştur. Bu tekniklerin

1980'lerdeki klasik yapıya dâhil edilmesiyle sabit hızlı rüzgâr türbinleri sistemi daha da geliştirilmiştir. Düşük üretim maliyetine sahip olması, az bakım gerektirmesi ve güçlü mekanik yapıya sahip olması sabit hızlı rüzgâr türbinlerinin en çok bilinen avantajlarıdır. Sincap kafesli asenkron generatörün hızı, senkron hızın üstünde çok küçük bir değişme aralığında değişir (%1-2 gibi çok küçük değerler) ve kontrol edilemez. Bundan dolayı sabit hızlı rüzgâr türbinlerinde rüzgâr hızındaki ani değişimler elektromanyetik moment de ani değişimlere sebep olur. Momentteki bu değişim, generatör sabit hızda çalıştığı için direk olarak türbinin mekanik aksamaları üzerinde (dişli kutusu, kanatlar v.b.) ciddi baskılar oluşturur ve ana şaft üzerinde şiddetli salınımlar meydana getirir. Bu durum sabit hızlı rüzgâr türbinlerinin en büyük dezavantajı olarak gösterilebilir. Ayrıca bu türbin sisteminde çok kademeli bir dişli ünitesine gereksinim duyulmasının doğuracağı üretim zorlukları ve yine generatör reaktif güç ihtiyacı için kullanılan kapasite grubunun getireceği zorluklar diğer dezavantajları olarak gösterilebilir. [1]



Şekil 2. 1 Sabit hızlı rüzgâr türbininin genel yapısı [3]

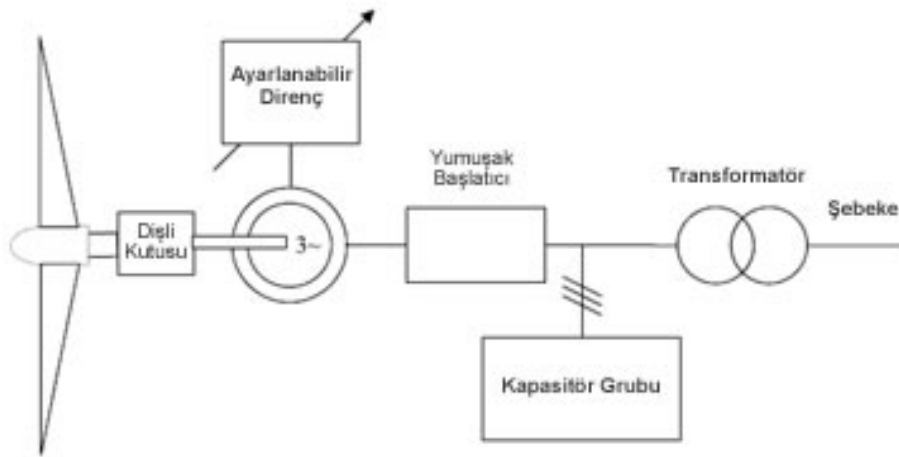
Şekil 2.1'de klasik sabit hızlı rüzgâr türbininin genel yapısının bulunduğu blok şeması gösterilmiştir.

2.2 Sınırlı Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri

Sınırlı değişken hızlı rüzgâr türbinleri 1990'lı yıllarda Danimarkalı rüzgâr türbini üreticiler tarafından geliştirilmiş ve kullanılmaya başlanmıştır. Bu sistem rotoru sargılı asenkron generatör (RSAG) ile çok seviyeli bir dişli grubundan oluşmaktadır. Stator

sargıları şebekeye direk olarak bağlanırken rotor sargıları güç elektroniği sistemi ile kontrol edilebilen bir direnç grubuna seri olarak bağlanır. Rotor sargılarına seri bağlı, ayarlanabilen direnç grubu ile rotor elektriksel değerleri kontrol edilebilir ve değiştirilebilir. Böylece rotor sargıları üzerinde oluşan enerji kontrol edilerek değişken hızlarda çalışma gerçekleştirilir. Rotorda oluşan bu enerji rotor sargılarına seri bağlanan direnç grubu üzerinde harcanır. Çalışma hızı aralığı artmasıyla generatör kayma oranı artar ve doğal olarak rotor üzerinde oluşan enerji miktarı da artar. Rotor üzerinde oluşan bu enerji miktarı seri bağlı direnç grubu üzerinde harcandığı için generatörün verimi düşer.

Ayrıca çalışma aralığı genişledikçe kullanılacak seri direnç grubu boyutları da büyür. Türbinin çalışabileceği değişken rüzgâr hızları aralığı direk olarak rotor sargılarına seri bağlı direnç grubuna bağlı olduğu için türbinin çalışma aralığı genişledikçe dışarıdan seri bağlı dirençler üzerinde oluşan enerjinin boşa harcanması dolayısıyla generatör veriminin düşmesi ve direnç grubunun boyutlarının büyümesi gibi sebeplerden dolayı generatör çalışma aralığı çok geniş tutulamaz. Çalışma aralığı genellikle generatör senkron hızının yaklaşık %10'luk kısmına denk yüksek bir hız aralığında sınırlandırılır. Ayrıca generatör reaktif güç ihtiyacını şebekeden karşılama sorunu için bu sisteme kapasite grubu dahil edilmektedir. [1]



Şekil 2. 2 Sınırlı değişken hızlı rüzgâr türbinin genel yapısı [3]

Şekil 2.2'de sınırlı değişken hızlı rüzgâr türbininin genel yapısının bulunduğu blok şeması gösterilmiştir.

2.3 Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri

Değişken hızlı rüzgâr türbinleri geniş rüzgâr hızı aralığında maksimum aerodinamik verimi alabilmek için tasarlanmıştır. Bu türbinlerde rüzgâr hızının değişmesine bağlı olarak rotor hızı değişir böylece maksimum güç katsayısına uygun olan uç hız oranı sabit tutulur. Değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin elektriksel sistemi sabit hızlı rüzgâr türbinlerine göre daha karmaşıktır. Değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde kullanılan doğrudan sürüslü senkron generatörler ve asenkron generatörler güç elektroniği sistemleri üzerinden şebekeye bağlanır. [2]

Güç elektroniği dönüştürücüleri ile generatörlerin hız, güç veya moment kontrolleri gerçekleştirilir. Değişken hızlı rüzgâr türbinleri geniş bir aralıkta rüzgâr enerjisinden faydalandığı için verimleri yüksektir. Değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde genellikle doğrudan sürülen senkron generatörler ve çift beslemeli asenkron generatörler kullanılmaktadır.

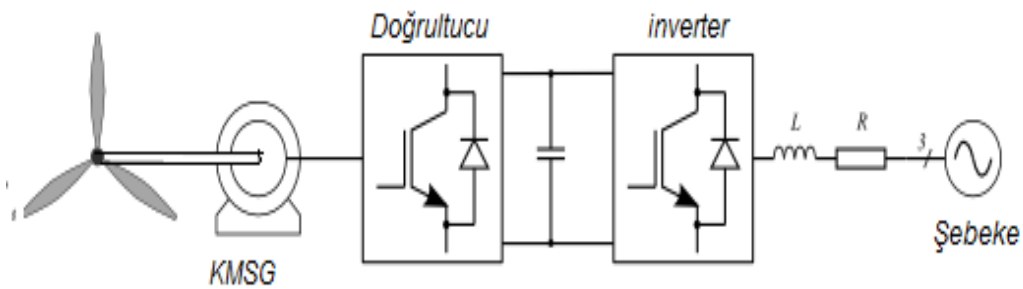
2.3.1 Senkron Generatör Tabanlı Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri

Senkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde kullanılan senkron generatörler, türbin rotor kısmı ile generatör arasında herhangi bir dişli ünitesi olmadan doğrudan sürüslüdür. Ayrıca generatör stator sargıları generatör gücüne denk güçte bir güç elektroniği dönüştürücüsü üzerinden şebekeye bağlanırlar. Doğrudan sürüslü rüzgâr türbinlerinin diğer türbinlerden en önemli farkı generatör rotor hızıdır. Generatör rotor hızı türbin kanatlarına doğrudan bağlı olduğu için çok düşüktür. Bu generatörler düşük hızda döndüklerinden dolayı belirli güç aktarımı için yüksek moment kapasitesine sahiptirler ve bu yüzden boyutları büyüktür. Ayrıca istenilen yüksek momenti karşılayabilmek için kullanılan senkron generatörler çapları geniş çok sayıda kutuptan oluşur. Bu türbin sistemi doğrudan sürüslü olduğundan dolayı dişli ünitesi ortadan kalktığı için daha verimli ve sürdürülebilirdir. Doğrudan sürüslü rüzgâr türbinlerinde kullanılan senkron generatörler, elektriksel uyarımlı senkron generatör (EUSG) ve kalıcı mıknatıslı senkron generatör (KMSG) olmak üzere iki çeşittir. Elektriksel uyarımlı senkron generatörlerin stator sargıları bir güç elektroniği dönüştürücüsü üzerinden şebekeye bağlanırken rotor sargılarına uyarma akımı vermek için bir güç elektroniği sistemi bağlanmıştır. Bu generatörlerin rotoru çıkık kutuplu veya

silindirik olabilir fakat düşük hızlı uygulamalarda genellikle rotoru çıkık kutuplu olan senkron generatörler kullanılmaktadır. Stator geriliminin genlik ve frekansı stator sargılarına bağlı güç elektroniği sistemi tarafından kontrol edilir. Ayrıca rotor uyarma akımı bir dönüştürücü üzerinden kontrol edilerek uygulandığı için güç değişimlerinde akı kontrolü gerçekleştirilerek kayıplar minimize edilir. [1]

Kalıcı mıknatıslı senkron generatörlerin stator sargıları yine bir güç elektroniği sistemi üzerinden şebekeye bağlanırken rotor kısmı sabit mıknatıslardan oluştuğu için dışarıdan bir uyarma akımına ihtiyaç duymazlar. Fakat kalıcı mıknatısı üretmek için gerekli materyal pahalıdır ve makinenin üretim işçiliği zordur. KMSG'ler uygun akım şartlarında hemen hemen her rüzgâr hızında enerji üretebilirler verimleri oldukça yüksektir.

Kalıcı mıknatıslı senkron generatörler senkron doğasından dolayı kalkış sırasında senkronizasyon ve gerilim regülasyonu gibi problemler olabilir sabit bir gerilim üretmeye hazır değildir. Senkron çalışma kısadevre olaylarında ve rüzgâr hızı değişken iken kötü performans sergiler. Kalıcı mıknatıslı senkron generatörün diğer bir dezavantajı ise manyetik materyalin sıcaklığa olan duyarlılığıdır. Kısadevre durumlarında yüksek sıcaklıktan dolayı generatör mıknatısları manyetik özelliğini kaybedebilir. Bu yüzden KMSG'nin rotor sıcaklığı kontrol edilmeli ve soğutucu bir sistem bulunmalıdır. [4]



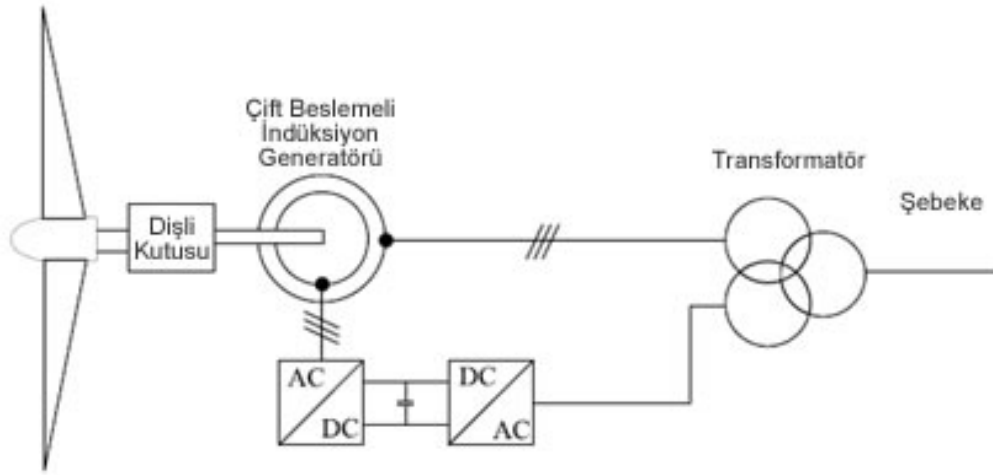
Şekil 2. 3 Kalıcı mıknatıslı senkron generatör tabanlı rüzgâr türbini genel yapısı [2]

Şekil 2.3'de kalıcı mıknatıslı senkron generatör tabanlı rüzgâr türbininin genel yapısının bulunduğu blok şeması gösterilmiştir.

2.3.2 ÇBAG Tabanlı Değişken Hızlı Rüzgâr Türbinleri

Rotoru sargılı asenkron generatör kullanılan değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde türbinin rotor kısmı (kanat bölümü) ile generatör birbirlerine bir dişli ünitesi üzerinden bağlanırlar. Generatörün stator sargıları direk olarak şebekeye bağlanırken rotor sargıları çift yönde enerji akışı sağlayan arka arkaya bağlı iki adet dönüştürücü bloğu üzerinden şebekeye bağlanır. Stator ve rotor sargılarının her ikisinden de şebekeye enerji aktarımı sağlanabildiği için bu generatörler çift beslemeli asenkron generatör olarak da adlandırılırlar. Generatör senkron hızının yaklaşık $\pm 30\%$ 'luk kısmına denk gelen geniş bir hız aralığında çalışabilmektedir. Rotor sargılarına bağlı ve generatör gücünün yaklaşık 30% 'una denk güçte dönüştürücü bloğu ile rotor frekansı dolayısıyla rotor hızı kontrol edilir. Geniş bir hız aralığında çalışabilmeleri ve dönüştürücü gücünün generatör gücünün 30% 'luk kısmına denk gelmesi gibi avantajlarından dolayı yüksek güçlü değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde daha çok tercih edilmektedirler. Frekans dönüştürücüsü ile şebeke ve rotor arasında çift yönlü bir enerji akışı sağlanmaktadır. Generatörün senkron hızının altındaki çalışmalarında güç akışı şebekeden rotora, senkron üstü çalışmalarında ise güç akışı rotordan şebekeye doğrudur. Sınırlı değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde rotor üzerinde oluşan enerji rotor sargılarına seri bağlı direnç grubu üzerinde boşa harcanırken ÇBAG tabanlı rüzgâr türbinlerinde rotor üzerinde oluşan enerjinin de şebekeye aktarılması en önemli üstünlüğüdür. Generatörün ihtiyaç duyduğu uyarma akımı şebekeden doğrudan değil, rotor sargılarına bağlı dönüştürücü bloğu üzerinden sağlanır.

Diğer taraftan sistem üzerinde bulunan dişli ünitesi sürtünmeden kaynaklı ısınmalar, bakım ve türbinde titreşim oluşturması bu rüzgâr türbini tipinin dezavantajları olarak gösterilebilir. Ayrıca şebekede meydana gelebilecek hata durumlarının stator sargılarında ve dolayısıyla rotor sargılarında yüksek akımlar oluşturması ve bu akımların frekans çeviricisine zarar vermeden güvenli bir şekilde rotor sargılarına seri bağlı bir direnç grubu üzerinde veya güç elektroniği sistemleri ile kontrol edilebilen dirençli devreler aracılığıyla harcanması ve frekans çeviricinin korunması gerekmektedir. [1]



Şekil 2. 4 ÇBAG tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin genel yapısı [3]

Şekil 2.4'de ÇBAG tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbininin genel yapısının bulunduğu blok şeması gösterilmiştir.

2.4 Rüzgâr Türbinlerinin Karşılaştırılması

Rüzgâr hızından daha fazla yararlanma, artan güç yakalama kapasitesi ve mekanik aksamlar üzerinde oluşan baskılardaki azalmalar değişken hızlı rüzgâr türbinlerini cazip kılan en önemli nedenlerdendir. Sabit hızlı rüzgâr türbinlerinin rüzgâr türbini sektöründeki payı giderek azalırken değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin payı artmaktadır. Çeşitli tiplerde değişken hızlı rüzgâr türbinleri arasında, çok seviyeli dişli ünitesi ve generatör gücünün yaklaşık %30'luk gücüne denk gelen güç elektroniği ünitesi ile beraber, çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinleri günümüz rüzgâr türbini sektöründe en yüksek paya sahiptirler. Diğer tam kapasiteli güç elektroniği sistemine sahip değişken hızlı rüzgâr türbinleri ile karşılaştırıldığında, güç elektroniği sisteminin generatör gücünün %30'lu değerlerinde olmasıyla, şu an ve gelecekte önemli bir maliyet avantajı getirmesi ve ayrıca sistem kayıplarının da bu oranda azalması en önemli avantajı olarak gösterilebilir. Ayrıca KMSG tabanlı rüzgâr türbinlerinde generatördeki kalıcı mıknatısların maliyeti, üretim zorluğu ve sıcaklığa karşı hassasiyeti gibi etkenler değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde ÇBAG tabanlı çeşitlerini daha üstün kılmaktadır.

Diğer taraftan şebekede meydana gelen arıza durumları sonucu makinede oluşan yüksek akımlara karşı ÇBAG tabanlı rüzgâr türbinlerinde bir koruma sistemi gereklidir.

Bu durum ÇBAG tabanlı rüzgâr türbinlerinin kontrol algoritmalarını daha karmaşık hale getirmektedir. Bu sorunla senkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinleri daha kolay ve etkili şekilde mücadele edebilir. Şebeke arıza durumları açısından senkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinleri ÇBAG tabanlı rüzgâr türbinlerine göre daha caziptir.

Dişli ünitesi açısından bakıldığında doğrudan sürüslü rüzgâr türbinlerini, genel bir verimlilik, güvenilirlik ve sürdürülebilirlik bakımından dişli ünitesi bulunan rüzgâr türbinlerine göre olan temel üstünlükleri olarak gösterebiliriz. Ayrıca offshore (açık deniz) rüzgâr türbin uygulamaları için doğrudan sürüslü rüzgâr türbinlerindeki generatör boyutları çok büyük olmasına karşın avantaj olarak gösterilebilir.

Sonuç olarak yukarıda belirtilen birçok nedenler göz önüne alındığında değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin sabit hızlı rüzgâr türbinlerine karşı olan üstünlükleri barizdir. Değişken hızlı rüzgâr türbinleri arasında çeşitli generatör sistemlerinin birbirlerine göre üstün olduğu taraflar vardır. Belirtilen tüm durumlar değerlendirildiğinde ÇBAG tabanlı rüzgâr türbinlerinin diğerlerine göre birçok avantaja sahip oldukları söylenebilir.

2.5 Rüzgâr Türbininin Aerodinamik Modeli

Rüzgâr türbinin aerodinamik modeli, öncelikle rüzgâr hızı ve gücü arasındaki ilişkiden yola çıkılarak elde edilmiştir. Önce rüzgâr güç ifadesi elde edilmiş ve daha sonra rüzgâr türbininin bu gücün ne kadarlık bir kısmından yararlanabildiği rüzgârdan yakalanan güç ifadesi verilmiştir. Rüzgârdan yakalanan güç ifadesi içerisinde rotor güç katsayısı C_p , kanat uç hız oranı λ ve kanat eğim açısı β ifadelerine değinilerek en genel halde rüzgâr türbini tarafından yakalanan mekanik güç ve moment ifadeleri elde edilmiştir.

2.5.1 Rüzgâr Mekanik Güç İfadesi

v hızıyla hareket eden m kütleli havanın (rüzgârın) kinetik enerjisi (2.1)'de verilmiştir.

$$W_{KE} = \frac{1}{2} * m * v^2 \quad [\text{Joule}] \quad (2.1)$$

(2.2)'de birim zamandaki kinetik enerji hareket halindeki havanın gücünü verir. [5]

$$P = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} * m * v^2 \right) \Rightarrow P = \frac{1}{2} * \frac{dm}{dt} * v^2 \quad (2.2)$$

Genel olarak elde edilen (2.2)'deki güç denkleminde belirli bir alan boyunca akan güç denklemini elde edilir.

$$m = \rho * V \quad (2.3)$$

Bir A alanı boyunca akan havanın kütle ifadesi (2.4)'de verilmiştir. (2.4)

$$m = \rho * A * \frac{dl}{dt} \text{ buradan } \frac{dl}{dt} = v \text{ hız olarak yazılırsa (2.5)'deki gibi elde edilir.}$$

$$m = \rho * A * v \text{ olur.} \quad (2.5)$$

Elde edilen kütle ifadesi güç denkleminde (2.2)'de yeniden yazılırsa A alanı boyunca oluşan güç denkleminde (2.6)'da elde edilir.

$$P_A = \frac{1}{2} * (\rho * A * v) * v^2 \Rightarrow P_A = \frac{1}{2} * \rho * A * v^3 \quad (2.6)$$

A rotor kanatlarının süpürdüğü alanı (rüzgârın geçtiği bölgenin kesit alanı) ifade etmektedir. [5]

$$A = \frac{\pi}{4} * R^2 \quad (R: \text{Rotor çapı}) \quad (2.7)$$

(2.7) (2.6)'da yerine yazılırsa (2.8) elde edilir.

$$P_A = \frac{1}{2} * \rho * \frac{\pi}{4} * R^2 * v^3 \quad (2.8)$$

(2.8) denkleminde genel olarak A alanı boyunca oluşan güç ifadesi şeklinde tekrar yazılır ise genel güç denkleminde (2.9) elde edilir.

$$P_m = \frac{1}{2} * \rho * A * v^3 \quad (2.9)$$

2.5.2 Rüzgârdan Yakalanan Mekanik Güç İfadesi

Türbin kanatlarını kesen rüzgârın tamamından mekanik güç elde edilemez. Rüzgâr hızına bağlı olarak türbin tarafından elde edilen mekanik gücü hesaplamak için türbin rotor verimi bilinmelidir.

Türbin tarafından yakalanan mekanik güç ifadesi, türbine giren rüzgâr hızı ile türbinden çıkan rüzgâr hızının kinetik enerji farkları esas alınarak hesaplanır. [5]

$$P_{km} = \frac{1}{2} * \frac{dm}{dt} * (v_g^2 - v_\varsigma^2) \quad (2.10)$$

Kanatlar boyunca akan rüzgâr hızı değişken olduğu için rüzgâr kütle ifadesi içindeki rüzgâr hızı kanatlara giren ve çıkan rüzgâr hızlarının ortalama değeri olarak alınır.

$$v_k = \frac{v_g + v_\varsigma}{2} \quad \Rightarrow \quad \frac{dm}{dt} = \rho * A * \left(\frac{v_g + v_\varsigma}{2} \right) \quad (2.11)$$

(2.11) (2.10)'da yerine yazılır ise (2.12) elde edilir.

$$P_{km} = \frac{1}{2} * \left(\rho * A * \frac{v_g + v_\varsigma}{2} \right) (v_g^2 - v_\varsigma^2) \quad (2.12)$$

(2.12) düzenlenirse (2.13)'teki gibi olur.

$$P_{km} = \frac{1}{2} * \rho * A * v_g^3 * \left(\frac{(1 + \frac{v_\varsigma}{v_g})[1 - (\frac{v_\varsigma}{v_g})^2]}{2} \right) \quad (2.13)$$

$$C_p = \frac{(1 + \frac{v_\varsigma}{v_g})[1 - (\frac{v_\varsigma}{v_g})^2]}{2} \quad (2.14)$$

(2.13)'de C_p rotor güç katsayısı (Power coefficient) olarak bilinir ve rotor veriminin bir ölçüsüdür. (2.13) tekrar düzenlenirse (2.15) elde edilir.

$$P_{km} = \frac{1}{2} * \rho * A * v_g^3 * C_p \text{ olarak elde edilir.} \quad (2.15)$$

Genel olarak $v=v_g$ olarak tanımlanır ve $\lambda = \frac{v_g}{v}$ şeklinde yazılır ise C_p (2.16) elde edilir.

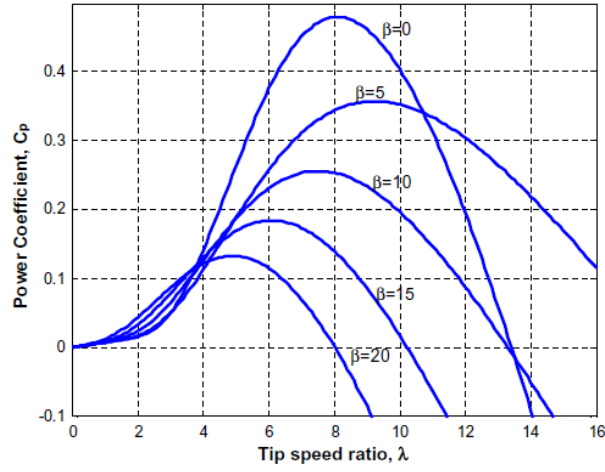
$$C_p = \frac{1}{2} * (1 + \lambda) * (1 - \lambda^2) \text{ olur.} \quad (2.16)$$

Literatürde λ kanat uç hız oranı (Tip speed ratio) olarak tanımlanmaktadır ve (2.17)'deki gibi ifade edilir.

$$\lambda = \frac{v_g}{v} = \frac{w_m * R_{rotor}}{v} \quad (2.17)$$

Görüldüğü üzere C_p rotor güç katsayısı (rotor verimi) kanat uç hız oranına bağlı olarak değişir. Maksimum rotor verimini bulmak için C_p 'nin λ 'a göre türevi alınır ve sıfıra eşitlenir. Elde edilen λ değerine göre maksimum C_p değeri %59.26 olarak elde edilir. Bu durumda maksimum teorik verim %59,26'dır ve bu "Betz kanunu" olarak bilinir. Pratik uygulamalar da ise bu oran 0,5'in altında kalır.

C_p rotor güç katsayısı (rotor verimi) kanat uç hız oranının bir fonksiyonudur. Eğer rotor yavaş dönüyorsa verim düşer çünkü kanatlardan çarpan rüzgâr miktarı azdır. Aynı şekilde rotor çok hızlı dönüyorsa kanatlarda artan türbülans diğer kanatları etkilediğinden dolayı verim yine düşer. Kanat eğim açısı kontrolü (pitch control) gerçekleştiren rüzgâr türbinlerinde C_p rotor güç katsayısı kanat uç hız oranı ile birlikte aynı zamanda kanat eğim açısına da bağlı olarak değişir. Bundan dolayı kanat eğim açısı kontrolü yapan rüzgâr türbinlerinde C_p rotor güç katsayısı daha iyi şekilde elde edilebilir. [5]



Şekil 2. 5 Standart güç katsayısı - kanat uç hız oranı grafiği [2]

Şekil 2.5'de standart olarak güç katsayısı ve kanat uç hız oranı arasındaki ilişkiyi gösteren bir grafik verilmiştir.

Tüm bu ifadelerle birlikte en genel haliyle rüzgâr türbini tarafından yakalanan mekanik güç ve moment sırasıyla (2.18) ve (2.19)'da verilmiştir.

$$P_{km} = \frac{1}{2} * \rho * A * v^3 * c_p(\lambda, \beta) \quad (2.18)$$

$$T_m = \frac{P_{km}}{w} = \frac{\frac{1}{2} * \rho * A * v^3 * c_p(\lambda, \beta)}{w} \quad (2.19)$$

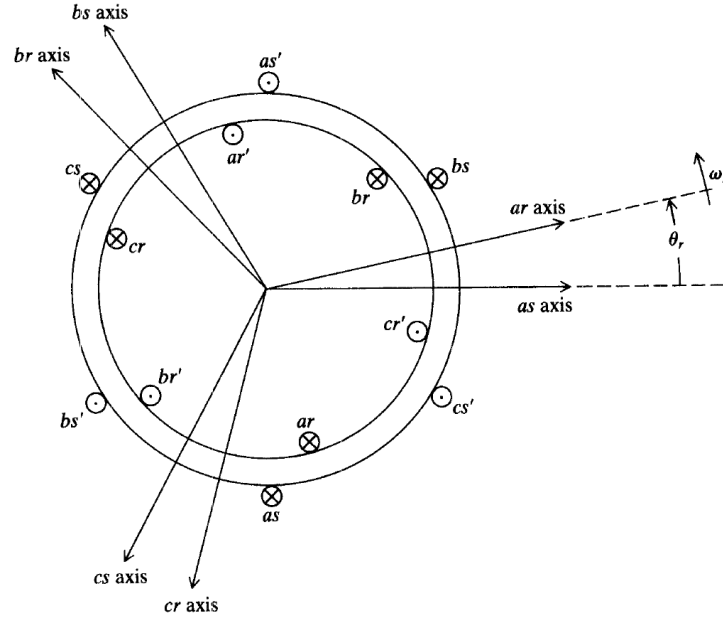
ÇİFT BESLEMELİ ASENKRON GENERATÖRÜN ANALİZİ

Enerji dönüşümü prensibine bağlı olarak elektrik makinelerinin matematiksel modelleri çıkarılırken, motor çalışmada elektriksel enerjiden mekanik enerji elde etme, generatör çalışmada mekanik enerjiden elektriksel enerji elde etme yeteneği dikkate alınarak genelleştirilmiş dinamik denklemleri kullanılır. Bu doğrultuda elektrik makinelerinin genelleştirilmiş dinamik denklemleri elektriksel ve mekaniksel dinamik denklemler olmak üzere ikiye ayrılır.

Bu bölümde, çift beslemeli asenkron generatörün dinamik denklemleri çeşitli eksen takımlarına göre çıkarılmıştır. İlk olarak, generatörün üç fazda makine dinamik denklemleri yazılarak generatör matematiksel modeli çıkarılmıştır. Daha sonra üç fazlı generatör modeline eksen dönüşümü uygulanarak generatör dinamik denklemleri farklı bir eksen takımında, dq eksen takımında tekrardan elde edilmiştir. Son kısımda ise dq eksen takımında elde edilen generatör eşdeğer devre modelleri ile birlikte dq eksen takımındaki generatör elektriksel ve mekaniksel dinamik denklemleri verilmiştir.

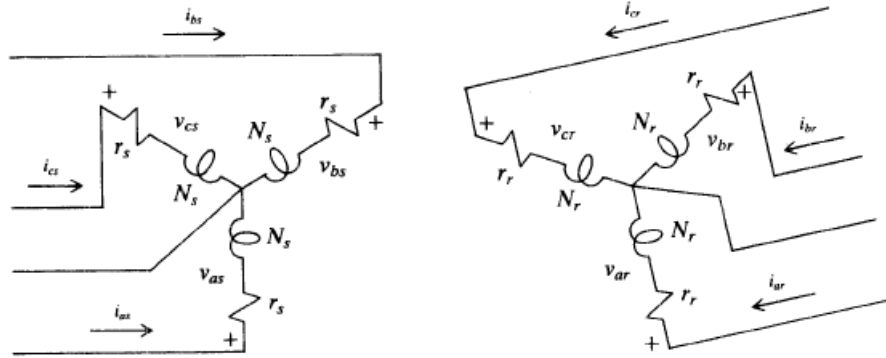
3.1 Üç Fazlı Makine Modeli

Bu bölümde, üç fazlı çift beslemeli asenkron generatörün stator ve rotor eksen takımlarının yerleşimi ve bağlantı şekilleri gösterilerek generatör dinamik denklemleri çıkarılmıştır.



Şekil 3. 1 İki kutuplu üç fazlı stator rotor sargı dağılımı [6]

İki kutuplu üç fazlı çift beslemeli asenkron generatörün stator ve rotor sargılarının uzaysal yerleşimleri şekil 3.1'de gösterilmiştir. Generatör içerisindeki stator ve rotor sargılarının yıldız bağlantı tipinde bağlantı şekilleri şekil 3.2'de verilerek üç fazlı generatör elektriksel dinamik denklemleri yazılır.



Şekil 3. 2 Simetrik yıldız bağlantılı ÇBAG stator ve rotor sargıları [6]

Stator ve rotor sargıları için üç fazlı generatör elektriksel dinamik denklemleri (3.1) ve (3.2)'de gösterilmiştir.

$$v_{abcs} = r_s * i_{abcs} + \frac{d}{dt} \lambda_{abcs} \quad (3.1)$$

$$v_{abcr} = r_r * i_{abcr} + \frac{d}{dt} \lambda_{abcr} \quad (3.2)$$

Denklemlerde 's' alt indisi ile yazılmış değişkenler stator devresi, 'r' alt indisi ile yazılmış değişkenler ise rotor devresi ile ilişkilidir. Stator ve rotor devreleri için matrissel formda yazılacak üç fazlı denklemlerde tüm değişkenler;

$$(fabcs)^T = [fas \ fbs \ fcs]$$

$$(fabcr)^T = [far \ fbr \ fcr]$$

formatında ifade edilmektedir.

λ literatürde sarım sayısı ile orantılı olarak bir sargıda oluşan toplam akı veya halkalanan akı olarak bilinmektedir. Halkalanan akı generatör sargılarının endüktans değeri ile sargılardan geçen akımın etkileşimi sonucu meydana gelmektedir ve $\lambda = L * i$ olarak ifade edilir. Bir başka ifadeyle endüktans, akımın akı oluşturma yetisidir. Üç fazlı bir makine modelinde stator ve rotor devreleri için halkalanan akı ifadesi (3.3)'de ifade edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \lambda abcs \\ \lambda abcr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Ls] & [Lsr] \\ [Lsr]^T & [Lr] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iabcs \\ iabcr \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Genel olarak üç fazlı senkron ve asenkron makineler için geçerli olan stator ve rotor endüktans matrisleri (3.4) ve (3.5) gösterilmiştir.

$$[Ls] = \begin{bmatrix} Lls + Lms & -\frac{1}{2}Lms & -\frac{1}{2}Lms \\ -\frac{1}{2}Lms & Lls + Lms & -\frac{1}{2}Lms \\ -\frac{1}{2}Lms & -\frac{1}{2}Lms & Lls + Lms \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$[Lr] = \begin{bmatrix} Llr + Lmr & -\frac{1}{2}Lmr & -\frac{1}{2}Lmr \\ -\frac{1}{2}Lmr & Llr + Lmr & -\frac{1}{2}Lmr \\ -\frac{1}{2}Lmr & -\frac{1}{2}Lmr & Llr + Lmr \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Burada Lls stator sargılarının kaçak endüktans değerini, Lms ise stator sargılarının kendi aralarındaki etkileşim sonucu meydana gelen mıknatıslanma endüktans değerini ifade

etmektedir. Aynı şekilde Llr rotor sargılarının kaçak endüktans değerini Lmr ise rotor sargılarının kendi aralarındaki etkileşim sonucu meydana gelen mıknatıslanma endüktans değerini ifade etmektedir. Stator ve rotor sargılarına ait endüktans değerleri makine döner kısmı rotor pozisyonundan bağımsızdırlar ve rotor pozisyonuna göre değişmeyen sabit değerlerdir. [6]

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Stator ve rotor sargıları arasında rotorun dönmesine bağlı olarak değeri rotor pozisyonu ile değişen endüktans matrisi (3.6)'da verilmiştir. Lsr ortak endüktans olarak isimlendirilen bu endüktans matrisinin genliğini ifade etmektedir. Burada θ_r şekil 3.1'den görüleceği üzere stator eksen takımı ile rotor eksen takım arasındaki anlık açı farkını göstermektedir. Stator eksen takımı sabit eksen takımı rotor eksen takımı döner eksen takımı olduğu için θ_r açı değeri rotor dönüş hızıyla orantılı olarak değişmektedir.

Yukarıda ifade edilen üç fazlı bir makine modeli için geçerli olan endüktans matrisleri (3.3) eşitliğinde yerine yazılır ise halkalanan akı ifadesi (3.7)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \\ \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Lls + Lms & -\frac{1}{2}Lms & -\frac{1}{2}Lms \\ -\frac{1}{2}Lms & Lls + Lms & -\frac{1}{2}Lms \\ -\frac{1}{2}Lms & -\frac{1}{2}Lms & Lls + Lms \\ & & & [L_{sr}] \\ & [L_{sr}^T] & & & Llr + Lmr & -\frac{1}{2}Lmr & -\frac{1}{2}Lmr \\ & & & & -\frac{1}{2}Lmr & Llr + Lmr & -\frac{1}{2}Lmr \\ & & & & -\frac{1}{2}Lmr & -\frac{1}{2}Lmr & Llr + Lmr \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

(3.7) eşitliğinde görüldüğü üzere üç fazlı asenkron makinede her faza ait stator ve rotor halkalanan akı değerleri 6x6'lık endüktans matrisi ile 6x1'lik akım matrisinin etkileşimi sonucu elde edilir.

(3.7)'de elde edilen endüktans matrisini (3.1) ve (3.2)'de yazılan stator ile rotor devrelerine ait generatör dinamik denklemleri içerisindeki halkalanan akı ifadesi içerisinde yazarsak (3.8) eşitliğini elde ederiz.

$$\begin{bmatrix} vas(t) \\ vbs(t) \\ vcs(t) \\ var(t) \\ vbr(t) \\ vcr(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} rs & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & rs & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & rs & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & rr & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & rr & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & rr \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} ias(t) \\ ibs(t) \\ ics(t) \\ iar(t) \\ ibr(t) \\ icr(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} Ls(\theta(t)) & Lsr(\theta(t)) \\ Lsr^T(\theta(t)) & Lr(\theta(t)) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} ias(t) \\ ibs(t) \\ ics(t) \\ iar(t) \\ ibr(t) \\ icr(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Üç fazlı bir generatöre ait elektriksel dinamik denklemleri (3.8)'deki gibi ifade edilir. Stator ve rotor devrelerine ait olmak üzere toplam altı adet elektriksel dinamik denklem vardır. Zamana bağlı olarak ifade edilen stator ve rotor devrelerine ait üç fazlı dinamik denklemler içerisinde halkalanan akı ifadesi endüktans ve akımın bir fonksiyonu olarak yazılmıştır. (3.1) ve (3.2) eşitlikleri içerisinde yer alan halkalanan akı ifadesi endüktans ve akımın bir fonksiyonu olarak yazıldığında, endüktans ve akım matrislerinin sabit değerli matrisler olmadıkları, akımın zamana göre endüktansında θ 'ya bağlı olarak değişmesinden dolayı halkalanan akı değeri çarpım türevi uygulanarak hesaplanmaktadır. Türev ifadesi içerisinde yer alan endüktans matrisi zamanın değişimine bağlı olarak θ 'nın değişmesi ile değeri değişen bir matristir. Diğer bir ifadeyle endüktans matrisi çok değişkenli bir fonksiyon özelliğine sahiptir. Ayrıca (3.8)'de verilen üç fazlı bir generatöre ait elektriksel dinamik denklemlerine bakılırsa endüktans matrisinin 6x6'lık bir matris formunda olması çarpım türevinin çözümlenmesinin oldukça zor olduğu görülmektedir. Dolayısıyla üç fazlı makinelerde makine elektriksel dinamik denklemlerinin çözümü oldukça zordur ve çok karmaşık bir yapıya sahiptir.

Elektrik makineleri için genelleştirilmiş makine dinamik denklemlerinin elektriksel ve mekanik olmak üzere iki çeşit olduğunu daha önce belirtmiştik. Yukarıda üç fazlı

generatöre ait elektriksel dinamik denklemleri elde ettikten sonra generatör mekaniksel dinamik denklemi aşağıda ifade edilmiştir.

$$[T_e] + [T_m] = J * \frac{dw}{dt} + B * w \quad (3.9)$$

(3.9)'da genelleştirilmiş olarak yazılan denklemde makine çalışma şekline göre (generatör veya motor çalışma) eşitliğin sol tarafındaki ifade değişmektedir. Makineye doğru verilen moment ifadesi negatif işaretli, makineden alınan moment ifadesi pozitif işaretli olarak değişmektedir. Dolayısıyla elektrik makinesinin generatör çalışmada mekaniksel dinamik denklemi (3.10)'daki gibidir.

$$[T_e] - [T_m] = J * \frac{dw}{dt} + B * w \quad (3.10)$$

(3.10)'da generatör çalışmada ifade edilen genelleştirilmiş generatör mekaniksel dinamik denkleminde generatör üzerinde oluşan elektromanyetik ve mekanik moment değerleri arasındaki farkın, generatör ataletine ve sürtünme katsayısına bağlı olarak rotorun açısal dönüş hızını değiştirdiği görülmektedir. Dolayısıyla (3.10)'da elde edilen generatör mekaniksel dinamik denklemi kullanılarak rotor açısal dönüş hızı ve dolayısıyla makine açısal konumu elde edilir. Buradan rotor açısal konumuna göre değişen endüktans matrislerinin değerleri elde edilir.

(3.10)'da yer alan elektromanyetik moment ifadesi (3.11)'de gösterilmiştir.

$$T_e = p * (i_{abcs})^T * \frac{d[Lsr]}{d\theta} * (i'_{abcr}) \quad (3.11)$$

(3.11)'de yer alan p makine çift kutup sayısıdır.

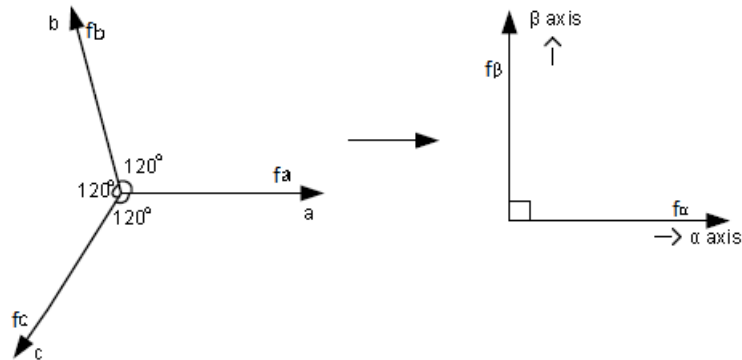
(3.11)'de ifade edilen üç fazlı makinede elektromanyetik moment ifadesi akım ve θ 'nın değişimine bağlı olarak değeri değişen ortak endüktans matrisinin etkileşimi sonucu oluşmaktadır. Yukarıda elde edilen endüktans matrisi ve akım matrisleri yerine konduğunda üç fazlı makine modeli için verilen elektromanyetik moment hesabının ne kadar zor ve karmaşık yapıda olduğu görülmektedir. Sonuç olarak üç fazlı çift beslemeli asenkron generatör makine modeli için (3.8) ve (3.10)'da elde edilen generatör

elektiriksel ve mekaniksel dinamik denklemlerinin çözümlerinin oldukça karmaşık yapıya sahip olduğu görölmektedir.

3.2 Eksen Dönüşümleri

Üç fazlı generatör dinamik denklemlerinin çözümlerinin karmaşık yapısı ve zorluğu elektrik makinelerini yeni bir yaklaşımla analiz etme gereksinimi doğurmuştur. Bu doğrultuda, ilk kez Edith Clarke tarafından kullanılan ve Clarke dönüşümü olarak bilinen dönüşüm tekniği ile, üç fazlı olarak ifade edilen makine modeli $\alpha\beta$ eksen takımı olarak isimlendirilen iki faza indirgenerek makine modeli elde edilmiştir. Clarke dönüşümü ile gerçekleştirilen bu eksen dönüşümünü R. H. Park biraz daha geliştirmiş ve rotor eksen takımı ile birlikte dönen eksen takımı dq eksen takımına, $\alpha\beta$ eksen takımında elde edilen makine modelini dönüştürmüştür. Rotor eksen takımıyla beraber dönen dq eksen takımına, makine değişkenleri atanarak elde edilen makine değişkenlerinin rotor pozisyonuna bağımlılığı ortadan kalkmıştır. Böylece dq eksen takımında elde edilen makine dinamik denklemlerinin çözümü oldukça kolaylaşmıştır. Clarke ve Park dönüşümlerini birlikte kullanan ve matrisel formda ifade eden Paul C. Krause ise, geliştirdiği matris ile üç fazlı makine modelinden direk olarak dq eksen takımındaki makine modeline geçiş sağlamıştır.

Bu bölümde öncelikle clark ve park dönüşümlerinde bahsedilip daha sonra Krause'n geliştirdiği dönüşüm matrisleri ile üç fazdan dq eksen takımına dönüşüm teknikleri anlatılacaktır.



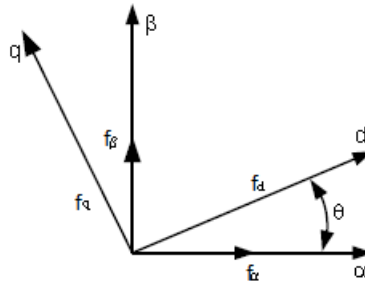
Şekil 3. 3 Clarke dönüşüm vektör diyagramı

$$f_\alpha = f_a$$

$$f_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} * f_a + \frac{2}{\sqrt{3}} f_b \quad (3.12)$$

$$f_a + f_b + f_c = 0$$

Yukarıda üç fazlı abc stator durağan eksen takımındaki makine modeli ile durağan $\alpha\beta$ eksen takımı arasındaki ilişki (3.12)'de gösterilmektedir. (3.12)'de ifade edilen dönüşüm denklemleri üç fazlı aralarında 120° fark olan dengeli bir sistem için geçerlidir.



Şekil 3. 4 Park dönüşüm vektör diyagramı

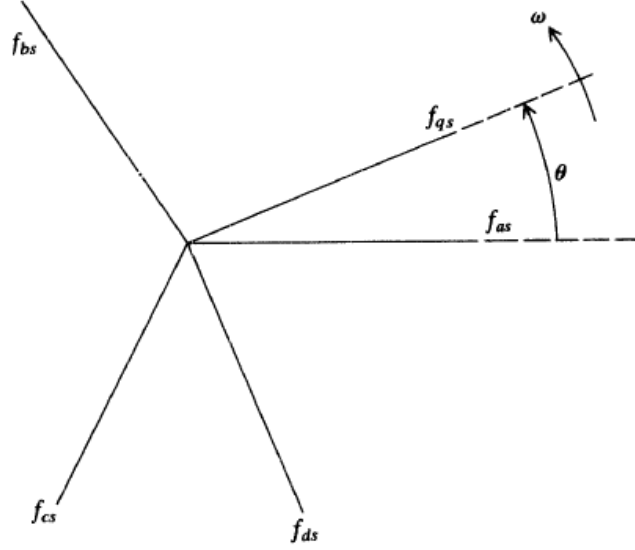
$$fd = f_a * \cos(\theta) + f_\beta * \sin(\theta) \quad (3.13)$$

$$fq = -f_\alpha * \sin(\theta) + f_\beta * \cos(\theta)$$

(3.13)'de park dönüşüm denklemleri verilmiştir. Clarke dönüşümü ile üç fazlı durağan eksen takımından iki fazlı durağan eksen takımındaki makine modeline geçildikten sonra (3.13)'de ifade edilen park dönüşüm denklemleri ile $\alpha\beta$ eksen takımındaki makine modeli dönen eksen takımı olan dq eksen takımına indirgenerek durağan eksen takımındaki ifadeler iki fazlı dönen eksen takımında elde edilmiştir.

Paul C. Krause, Clarke ve Park dönüşümleri ile ortaya konan dönüşüm denklemlerini düzenleyerek üç fazlı makine modelinden dq dönen eksen takım makine modeline geçiş yapan dönüşüm matrisini aynı şekilde dq eksen takımından üç fazlı eksen takımına geçiş sağlayan ters dönüşüm matrisini geliştirmiştir. Stator ve rotor değişkenlerini dq eksen takımına indirmek için stator ve rotor eksen takımları ile dq

eksen takımı arasındaki anlık açı değeri dönüşüm matrisleri içerisinde kullanılarak gerçekleştirilmektedir.



Şekil 3. 5 Stator ile dq eksen takımı vektör diyagramı [6]

$$[f_{qd0s}] = K_s * [f_{abcs}] \quad (3.14)$$

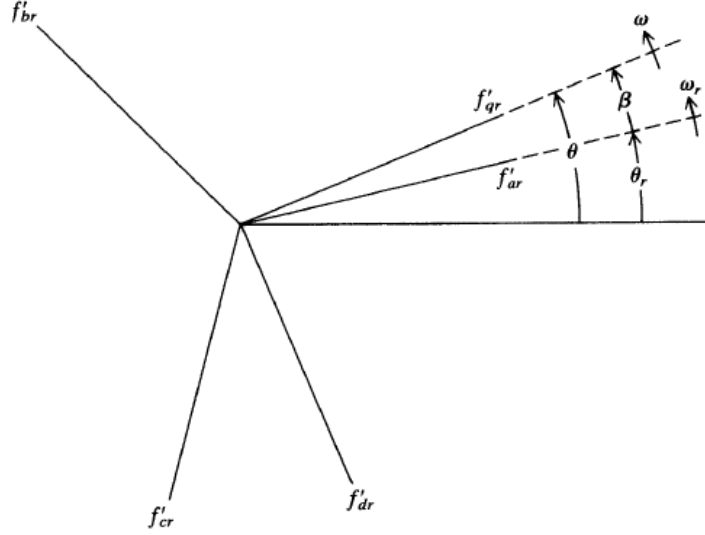
$$(f_{qd0s})^T = [f_{qs} \ f_{ds} \ f_{os}]$$

$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$[K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\theta = \int \omega dt + c \quad (3.17)$$

Yukarıda üç fazlı makine modelinde stator durağan eksen takımındaki değişkenler dq eksen takımına eksen takımları arasındaki θ açısı kullanılarak (3.15)'de verilen $[Ks]$ matrisi ile yine dq eksen takımında ifade edilen değişkenler (3.16)'da verilen ters dönüşüm matrisi $[Ks]^{-1}$ kullanılarak üç fazlı stator durağan eksen takımına indirgenir. [6]



Şekil 3. 6 Rotor ile dq eksen takımı vektör diyagramı [6]

$$[f'_{qd0r}] = Kr * [f'_{abcr}] \quad (3.18)$$

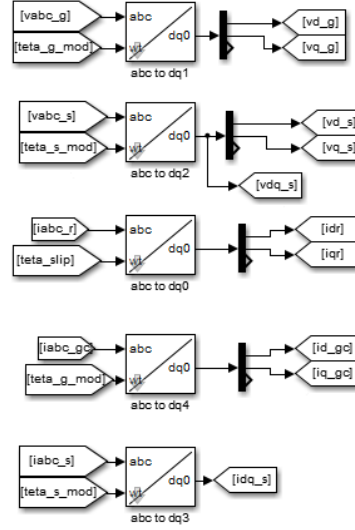
$$(f'_{qd0r})^T = [f'_{qr} \ f'_{dr} \ f'_{or}]$$

$$[Kr] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\beta) & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$[Kr]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \sin(\beta) & 1 \\ \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\beta = \theta - \theta_r \Rightarrow \theta_r = \int \omega_r dt + c \quad (3.21)$$

Yukarıda üç fazlı makine modelinde rotor döner eksen takımındaki değişkenler dq eksen takımına eksen takımları arasındaki β açısı kullanılarak (3.19)'da verilen $[K_r]$ matrisi ile dq eksen takımında ifade edilen değişkenler (3.20)'de verilen ters dönüşüm matrisi $[K_r]^{-1}$ kullanılarak üç fazlı rotor döner eksen takımına indirgenir. [6]



Şekil 3. 7 Simülasyon uygulaması dönüşüm blokları

Şekil 3.7'de simülasyon uygulaması içerisinde kullanılan çeşitli akım ve gerilim değişkenleri için gerçekleştirilen dq dönüşüm blokları görülmektedir.

Çizelge 3. 1 Simülasyon uygulaması dönüşüm blokları tanımlamaları

vabc_g	Üç faz şebeke gerilimi	vd_g, vq_g	dq eksen takımında şebeke gerilimi
vabc_s	Üç faz stator gerilimi	vd_s, vq_s	dq eksen takımında stator gerilimi
iabc_r	Üç faz rotor akımları	idr, iqr	dq eksen takımında rotor akımları
iabc_gc	Üç faz şebeke tarafı dönüştürücü akımları	id_gc, iq_gc	dq eksen takımında şebeke tarafı dön. akımları
iabc_s	Üç faz stator akımları	idq_s	dq eksen takımında stator akımları

Simülasyon uygulaması içerisinde kullanılan dönüşüm blokları ile simgeler ile ilgili açıklamalar çizelge 3.1’de gösterilmiştir.

Ayrıca şekil 3.6’da üç fazlı indirgenmiş rotor devresi üzerinden verilmiştir ve hesaplamalar indirgenmiş rotor değişkenlerine göre yapılacaktır.

$$i'_{abcr} = \frac{N_r}{N_s} i_{abcr} \quad (3.22)$$

$$v'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} v_{abcr} \quad (3.23)$$

$$\lambda'_{abcr} = \frac{N_s}{N_r} \lambda_{abcr} \quad (3.24)$$

$$L'_{sr} = \frac{N_s}{N_r} L_{sr} = L_{ms} \quad (3.25)$$

$$L_{mr} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{ms} \Rightarrow L'_{rr} = L'_{lr} + L_{ms} \quad (3.26)$$

3.3 dq Eksen Takımı Matematiksel Modeli

Yukarıda elde edilen dönüşüm matrisleri (3.1) ve (3.2)’de stator ve rotor devrelerine ait üç fazlı generatör elektriksel dinamik denklemlerine uygulanarak dq eksen takımında generatör elektriksel dinamik denklemleri elde edilebilir. (3.1)’de verilen üç fazlı stator devresine ait denkleme $[K_s]$ dönüşüm matrisi uygulanarak stator değişkenleri dq eksen takımında elde edilmiştir. (3.1)’deki gerilim ifadesi direnç ve akımın etkileşimi sonucu oluşan ve halkalanan akı ifadesinden gelen gerilim değerlerinin toplamına eşittir. Eksen dönüşümü gerilim oluşturan direnç ve halkalanan akı değişkenleri için ayrı uygulanmıştır.

Direnç devre elemanlarından dolayı oluşan gerilim değeri için dq dönüşümü yaparsak aşağıdaki gibi elde ederiz.

$$[v_{abcs}] = [R_s] * [i_{abcs}] \quad (3.27)$$

$$[K_s]^{-1} * [v_{qd0s}] = [R_s] * [K_s]^{-1} * [i_{qd0s}] \quad (3.28)$$

(3.28)'de eşitliğin sol tarafındaki $[V_{qd0s}]$ ifadesini yalnız bırakmak için eşitliğin her tarafı soldan $[Ks]$ matrisi ile çarpılırsa (3.29)'daki gibi elde edilir.

$$[Ks] * [Ks]^{-1} * [v_{qd0s}] = [Ks] * [Rs] * [Ks]^{-1} * [i_{qd0s}] \quad (3.29)$$

(3.29) ifadesi düzenlenirse (3.30) ifadesi elde edilir.

$$[v_{qd0s}] = [R_{qd0s}] * [i_{qd0s}] \quad (3.30)$$

Burada $[R_{qd0s}] = [Ks] * [Rs] * [Ks]^{-1}$ ifadesine eşittir ve üç fazlı generatör modelindeki direnç matrisi aynı şekilde dq eksen modeline aktarılmaktadır.

$$[R_{qd0s}] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Halkalanan akı ifadesinden dolayı oluşan gerilim değeri için dq dönüşümü yaparsak aşağıdaki gibi elde edilir.

$$[v_{abcs}] = \frac{d}{dt} [\lambda_{abcs}] \quad (3.32)$$

$$[Ks]^{-1} * [v_{qd0s}] = \frac{d}{dt} ([Ks]^{-1} * [\lambda_{qd0s}]) \quad (3.33)$$

Yine (3.33)'de eşitliğin sol tarafındaki $[V_{qd0s}]$ ifadesini yalnız bırakmak için eşitliğin her tarafı soldan $[Ks]$ matrisi ile çarpılırsa (3.36)'daki gibi elde edilir.

$$[Ks] * [Ks]^{-1} * [v_{qd0s}] = [Ks] * \frac{d}{dt} ([Ks]^{-1} * [\lambda_{qd0s}]) \quad (3.34)$$

$$[v_{qd0s}] = [Ks] * \left[\left(\frac{d}{dt} [Ks]^{-1} * [\lambda_{dq0s}] \right) + \left([Ks]^{-1} * \frac{d}{dt} [\lambda_{dq0s}] \right) \right] \quad (3.35)$$

$$[v_{qd0s}] = \left[\left([Ks] * \frac{d}{dt} [Ks]^{-1} * [\lambda_{dq0s}] \right) + \left([Ks] * [Ks]^{-1} * \frac{d}{dt} [\lambda_{dq0s}] \right) \right] \quad (3.36)$$

Buradan;

$$\frac{d}{dt}[Ks]^{-1} = w^* \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

$$[Ks]^* \frac{d}{dt}[Ks]^{-1} = w^* \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

(3.38) (3.36)'da yerine yazılırsa (3.39) elde edilir.

$$[vqd0s] = w^*[\lambda dq0s] + \frac{d}{dt}[\lambda qd0s] \quad (3.39)$$

(3.39) ifadesi içerisindeki $[Vqd0s]$ ve $[\lambda dq0s]$ (3.40) ve (3.41)'de verilmiştir.

$$[vqd0s] = [vqs \quad vds \quad vos]^T \quad (3.40)$$

$$[\lambda dq0s] = [\lambda ds - \lambda qs \quad \lambda os] \quad (3.41)$$

(3.40) ve (3.41)'de elde edilen ifadeler (3.39)'da yerine yazılırsa halkalanan akıdan oluşan dq eksen takımındaki gerilim denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$vqs = w^* \lambda ds + \frac{d}{dt} \lambda qs \quad (3.42)$$

$$vds = -w^* \lambda qs + \frac{d}{dt} \lambda ds \quad (3.43)$$

$$vos = \frac{d}{dt} \lambda os \quad (3.44)$$

Direnç ve halkalanan akı ifadelerinden elde edilen gerilim ifadeleri bir arada yazılır ise statora ait dq eksen takımındaki genel gerilim denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$vqs = rs^* iqs + w^* \lambda ds + \frac{d}{dt} \lambda qs \quad (3.45)$$

$$v_{ds} = r_s * i_{ds} - w * \lambda_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} \quad (3.46)$$

$$v_{os} = r_s * i_{os} + \frac{d}{dt} \lambda_{os} \quad (3.47)$$

(3.45) (3.46) ve (3.47)'de elde edilen stator devresine ait dq eksen takımındaki gerilim denklemleri elde edilirken uygulanan yöntemler, [Kr] matrisi kullanılarak rotor değişkenlerine uygulanırsa rotora ait dq eksen takımında gerilim denklemleri elde edilir.

(3.45) (3.46) ve (3.47)'de elde edilen denklemler halkalanan akı cinsinden elde edilmiştir. Halkalanan akı ifadesinin endüktans ve akımın etkileşimi sonucu oluştuğunu $\lambda = L * i$ olduğunu daha önce belirtmiştik. (3.45) (3.46) ve (3.47)'de verilen gerilim denklemlerindeki akı değerinden dolayı oluşan gerilim değerini bilmek için dq eksen takımındaki endüktans matrislerini bilmemiz gerekir. Böylece endüktans ve akımın etkileşimden oluşan gerilim değerini bulabiliriz. Stator devresine ait endüktans matrisinin dq eksen takımına dönüşümünü yaparsak aşağıdaki denklemleri elde ederiz.

$$[\lambda_{abcs}] = [L_s] * [i_{abcs}] \quad (3.48)$$

$$[K_s]^{-1} * [\lambda_{qd0s}] = [L_s] * [K_s]^{-1} * [i_{qd0s}] \quad (3.49)$$

(3.49)'da eşitliğin sol tarafındaki $[\lambda_{qd0s}]$ ifadesini yalnız bırakmak için eşitliğin her tarafı soldan $[K_s]$ matrisi ile çarpılırsa aşağıdaki gibi elde edilir.

$$[K_s] * [K_s]^{-1} * [\lambda_{qd0s}] = [K_s] * [L_s] * [K_s]^{-1} * [i_{qd0s}] \quad (3.50)$$

(3.50) düzenlenirse (3.51) ifadesi elde edilir.

$$[\lambda_{qd0s}] = [L_{qd0s}] * [i_{qd0s}] \quad (3.51)$$

Burada $[L_{qd0s}]$ ifadesi (3.52)'deki gibidir.

$$[L_{qd0s}] = [K_s] * [L_s] * [K_s]^{-1} \quad (3.52)$$

$[L_s]$ üç fazlı makine modelinde statora ait endüktans matrisi (3.53)'de verilmiştir.

$$[Ls] = \begin{bmatrix} Lls + Lms & -\frac{1}{2}Lms & -\frac{1}{2}Lms \\ -\frac{1}{2}Lms & Lls + Lms & -\frac{1}{2}Lms \\ -\frac{1}{2}Lms & -\frac{1}{2}Lms & Lls + Lms \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$[Ls]$ matrisi (3.52)'de yerine konursa stator devresine ait dq eksen takımındaki endüktans matrisi elde edilir.

$$[Lqd0s] = \begin{bmatrix} Lls + \frac{3}{2}Lms & 0 & 0 \\ 0 & Lls + \frac{3}{2}Lms & 0 \\ 0 & 0 & Lls \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Aynı şekilde rotor endüktans matrisi ve ortak endüktans matrisi içinde bu dönüşümler yapılabilir. En genel haliyle stator rotor devrelerine ait ve ortak endüktans matrislerini dq eksen takımında elde edersek;

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qd0s} \\ \lambda'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Ks] * [Ls] * [Ks]^{-1} & [Ks] * [Lsr'] * [Kr]^{-1} \\ [Kr] * [Lsr']^T * [Ks]^{-1} & [Kr] * [Lr'] * [Kr]^{-1} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i'_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$[Ks] * [Ls] * [Ks]^{-1} = [Lqd0s] = \begin{bmatrix} Lls + \frac{3}{2}Lms & 0 & 0 \\ 0 & Lls + \frac{3}{2}Lms & 0 \\ 0 & 0 & Lls \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

(3.56)'da stator devresine ait dq eksen takımındaki endüktans matrisi elde edilmiştir.

$$[Kr] * [Lr'] * [Kr]^{-1} = [Lqd0r] = \begin{bmatrix} Llr' + \frac{3}{2} Lms & 0 & 0 \\ 0 & Llr' + \frac{3}{2} Lms & 0 \\ 0 & 0 & Llr' \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

(3.57)'de rotor devresine ait dq eksen takımındaki endüktans matrisi elde edilmiştir.

$$[Ks] * [Lsr'] * [Kr]^{-1} = [Kr] * [Lsr']^T * [Ks]^{-1} = [Lqd0sr] = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} Lms & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} Lms & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

(3.56) (3.57) ve (3.58)'de stator ve rotor devreleri arasındaki etkileşim sonucu oluşan dq eksen takımındaki endüktans matrisi elde edilmiştir.

dq eksen takımına göre elde edilen endüktans matrislerine bakıldığında stator ve rotor self endüktans matrislerinin sadece köşegen elemanlarından oluştuğu görülmektedir. Ayrıca ortak endüktans matrisinin sadece sabit değerlerden oluştuğu ve rotor açısal pozisyonuna bağımlı olmadığı görülmektedir. Ayrıca matris boyutlarının sıfır devresi dikkate alınmazsa 4x4'lük bir boyuta düştüğü görülmektedir. Bu durum generatör dinamik denklemlerinin çözümünü oldukça kolaylaştırmaktadır.

dq eksen takımında elde edilen generatör gerilim ve akı denklemleri en genel haliyle aşağıda verilmiştir.

$$vqs = rs * iqs + w * \lambda ds + \frac{d}{dt} \lambda qs \quad (3.59)$$

$$vds = rs * ids - w * \lambda qs + \frac{d}{dt} \lambda ds \quad (3.60)$$

$$vos = rs * ids + \frac{d}{dt} \lambda os \quad (3.61)$$

$$v'qr = r' r * i'qr + (w - wr) * \lambda' dr + \frac{d}{dt} \lambda' qr \quad (3.62)$$

$$v' dr = r' r * i' dr - (w - wr) * \lambda' qr + \frac{d}{dt} \lambda' dr \quad (3.63)$$

$$v' or = r' r * i' qr + \frac{d}{dt} \lambda' or \quad (3.64)$$

$$\lambda qs = Lls * iqs + \frac{3}{2} Lms(iqs + i' qr) \Rightarrow \lambda qs = Ls * iqs + L_M * i' qr \quad (3.65)$$

$$\lambda ds = Lls * ids + \frac{3}{2} Lms(ids + i' dr) \Rightarrow \lambda ds = Ls * ids + L_M * i' dr \quad (3.66)$$

$$\lambda os = Lls * ios \quad (3.67)$$

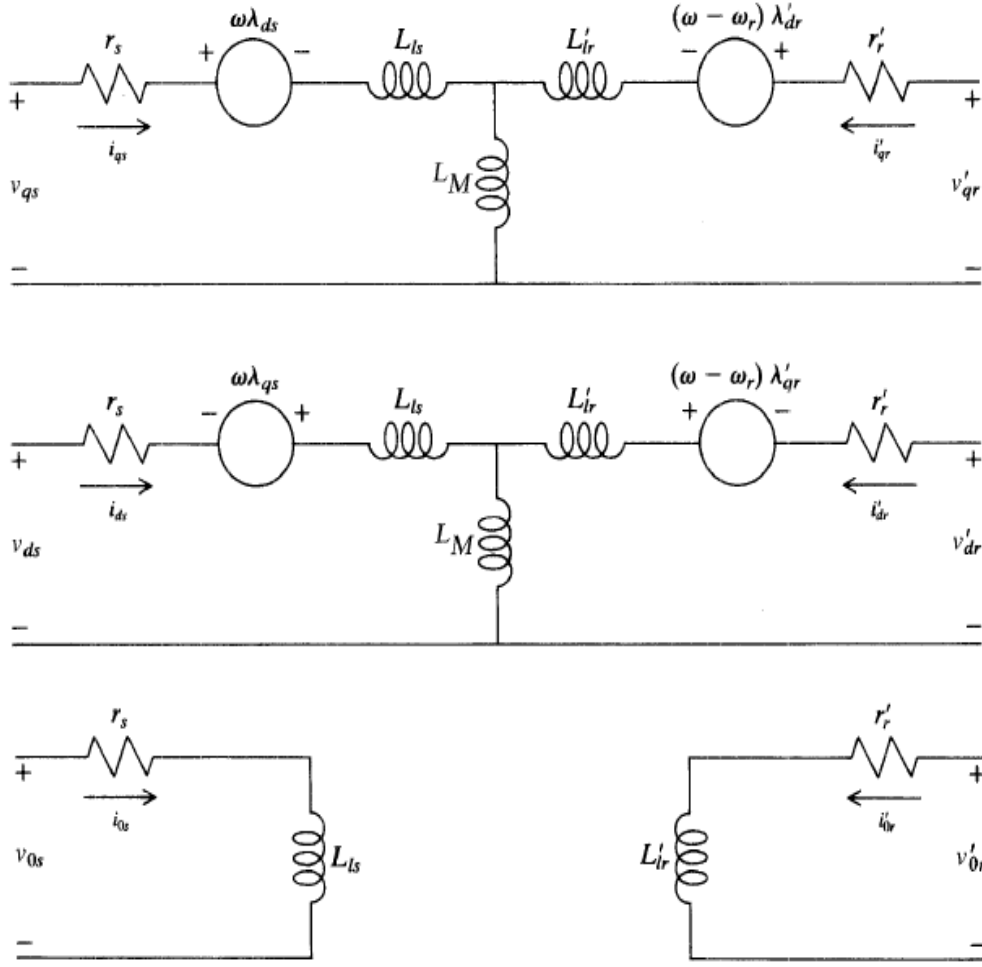
$$\lambda' qr = L' lr * i' qr + \frac{3}{2} Lms(iqs + i' qr) \Rightarrow \lambda q' r = L' r * iq' r + L_M * iqs \quad (3.68)$$

$$\lambda' dr = L' lr * i' dr + \frac{3}{2} Lms(ids + i' dr) \Rightarrow \lambda' dr = L' r * i' dr + L_M * ids \quad (3.69)$$

$$\lambda' or = L' lr * i' Or \quad (3.70)$$

Burada $L_M = \frac{3}{2} Lms$ olarak yazılmıştır.

dq0 eksen takımında elde edilen dinamik denkleler doğrultusunda generatör eşdeğer devreler verilirse şekil 3.8'de verilmiştir.



Şekil 3. 8 dq0 eksen takımı eşdeğer devresi [6]

Elektrik makineleri için genelleştirilmiş makine dinamik denklemleri elektriksel ve mekanik olmak üzere iki çeşit olduğunu üç fazlı makine modeli bölümünde belirtmiştik. dq eksen takımında asenkron generatör için elektriksel dinamik denklemleri elde ettikten sonra generatör mekanik dinamik denklemi içerisindeki elektromanyetik moment ifadesi de dq eksen takımında aşağıda elde edilmiştir.

(3.11)'de üç fazlı makine modeli için elektromanyetik moment ifadesi

$$T_e = p * (i_{abcs})^T * \frac{d[L'sr]}{d\theta} * (i'_{abcr})$$

olarak verilmiştir.

Üç fazlı elektromanyetik moment ifadesini dq eksen takımında aşağıda elde edilmiştir.

$$T_e = p * [Ks]^{-1} * i_{qd0s}]^T * \frac{d[L'sr]}{d\theta} * [[Kr]^{-1} * (i'_{qd0r})'] \quad (3.71)$$

(3.71) ifadesi düzenlenirse (3.72) elde edilir.

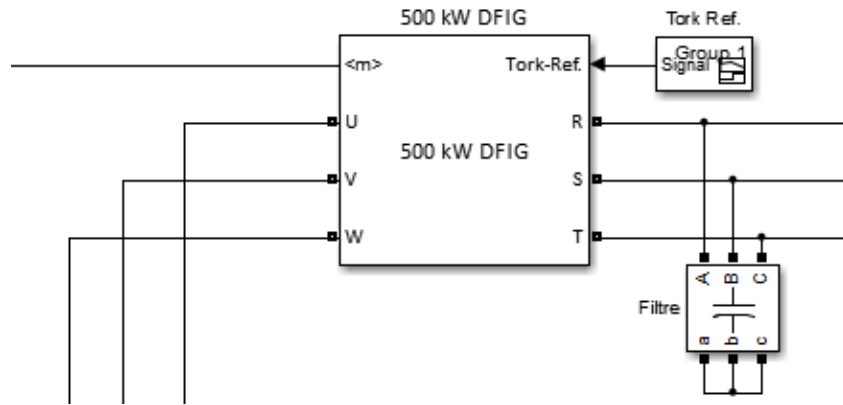
$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) * p * L_M * (i_{qs} * i'_{dr} - i_{ds} * i'_{qr}) \quad (3.72)$$

Burada $L_M = \frac{3}{2} L_{ms}$ ve p çift kutup sayısı olarak yazılmıştır.

Aynı zamanda dq eksen takımında farklı türlerdeki elektromanyetik moment ifadeleri (3.73) ve (3.74)'de verilmiştir. [6]

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) * p * (\lambda'_{qr} * i'_{dr} - \lambda'_{dr} * i'_{qr}) \quad (3.73)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) * p * (\lambda_{ds} * i_{qs} - \lambda_{qs} * i_{ds}) \quad (3.74)$$



Şekil 3. 9 Simülasyon uygulaması makine modeli

Şekil 3.9'da simülasyon çalışmasında kullanılan çift beslemeli asenkron generatör bloğu ile ilgili bir kesit verilmiştir.

ÇBAG TABANLI DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGÂR TÜRBİNİNİN KONTROLÜ

ÇBAG tabanlı rüzgâr türbinlerinde sistem kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesi için öncelikle sistemin modellenmesi gerekir. Sistemin modellenmesi rotor tarafı ve şebeke tarafı olmak üzere iki ana bölüm altında gerçekleştirilmektedir. Rotor tarafı için generatör modeli, şebeke tarafı için sistem elektriksel denklemleri baz alınarak çıkarılan model dikkate alınmaktadır. Bölüm 3'de dq eksen takımında generatöre ait matematiksel model elde edilmişti. Aynı şekilde şebeke tarafı için de dq eksen takımında sistem modeli elde edilecektir. Elde edilen modellere, dq eksen takımı temeline dayanan vektör kontrol algoritması uygulanarak kaskat kontrol çevrimleri gerçekleştirilir.

Bu bölümde, ilk olarak çift beslemeli asenkron generatörün yapısı ve çalışma bölgelerinin daha anlaşılır olması amacıyla generatöre ait güç akış diyagramı anlatılmıştır. Daha sonra vektör kontrol algoritmasının temelleri anlatılarak sırasıyla şebeke tarafı kontrol algoritması, rotor tarafı kontrol algoritması ve PLL (phase locked loop) algoritması anlatılarak tamamlanmıştır.

4.1 Çift Beslemeli Asenkron Generatörde Güç Akışı

Rüzgâr türbinlerinde kullanılan çift beslemeli asenkron generatörler hem senkron altı hızda hem de senkron üstü hızda çalışabilirler. Senkron altı çalışmada güç akışı şebekeden rotor sargılarına doğru olurken senkron üstü çalışmalarda rotor sargılarından şebekeye doğrudur. Rüzgâr türbinlerinde kullanılan çift beslemeli asenkron generatörlerde çalışma bölgeleri genellikle generatör senkron hızının ± 30

değerinde bir bölge ile sınırlandırılır. Bu sınırlar içerisinde generatör hız-moment karakteristiği lineer çalışma gösterir ve kontrolü rahat sağlanabilir.

Generatörün bu sınırlar içerisinde çalışabilmesi generatör kayma oranı ile bağlantılıdır. Aslında generatörün çalışma aralığını belirleyen değişken kayma ifadesidir.

Çift beslemeli asenkron generatör kayma ifadesi verilerek çalışma bölgeleri aşağıda gösterilmiştir.

$$n_s = \frac{60 * f_s}{p} \quad rpm \quad (4.1)$$

f_s şebeke frekansı, p generatör çift kutup sayısını ifade etmek üzere generatör senkron hızı (4.1)'deki gibi ifade edilir.

$$n_k = n_s - n_m \quad (4.2)$$

n_s generatör senkron hızı ile generatör mekanik hızı n_m arasındaki fark kayma hızını n_k 'yı verir.

s kayma ifadesi ise (4.3)'deki gibi elde edilir.

$$s = \frac{n_s - n_m}{n_s} \quad (4.3)$$

Kaymaya göre generatör çalışma bölgeleri aşağıda belirtilmiştir.

- $s=1$ Generatör duruyor.
- $s=0$ Generatör senkron hızda dönüyor.
- $s>1$ Ters çalışma bölgesi
- $0<s<1$ Senkron altı çalışma bölgesi
- $-1<s<0$ Senkron üstü çalışma bölgesi

Yukarıda verilen değerlere göre gösterilen çalışma bölgeleri teorik değerlerdir. Pratikte bu değerler tam olarak sağlanamaz ve belirli sınırlamalarla verilir.

Kayma hızı aslında rotor sargılarında meydana gelen rotor döner manyetik alanının hızıdır. Kayma frekansıda yine rotor döner manyetik alanının frekansına eşittir. Çift

beslemeli asenkron generatörlerde (rotoru sargılı makinelerde) rotor sargıları üzerinden rotor frekansı kontrol edilerek aslında kayma frekansı kontrol edilerek generatör müsaade edilen sınırlar içerisinde istenilen hızda kontrol edilebilir. Sincap kafesli asenkron makinelerde rotor döner alan hızı otomatik olarak kendiliğinden oluşur ve kontrol edilemez. Bu yüzden sincap kafesli asenkron makineler sabit denilecek kadar çok dar hız aralığında çalışırlar. Bu durum çift beslemeli asenkron makinelerin sincap kafesli asenkron makinelere olan üstünlüğünü göstermektedir.

Çift beslemeli asenkron makinelerde rotor frekansı (4.4)'de verilmiştir.

$$f_r = s * f_s \quad (4.4)$$

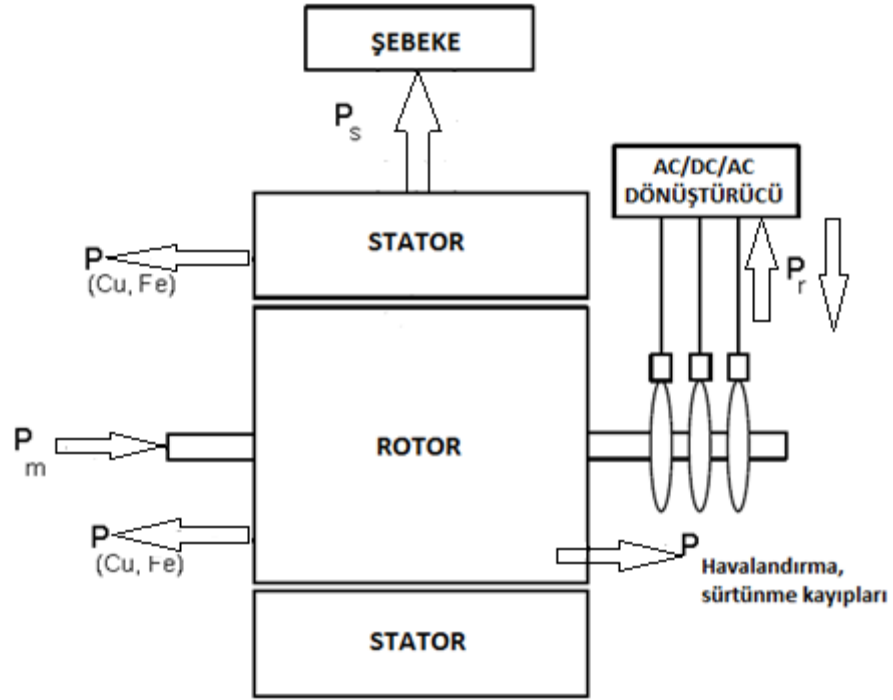
Stator ve rotor devrelerine ait frekans, sarım oranı, sargı faktörü ve akı cinsinden meydana gelen gerilim eşitlikleri (4.5)'de verilmiştir.

$$E_{r0} = E_s * \ddot{u} \quad (4.5)$$

Burada E_{r0} açık devre rotor gerilimi E_s stator devresi gerilim değeri $\ddot{u}$ ise stator ve rotor sargıları arasındaki oranı göstermektedir. Durağan halde stator ve rotor devreleri arasındaki gerilim bağıntısı bu şekilde ifade edilir. Makine hareket halinde iken kayma ifadesi de eşitliğe dahil edilerek stator ve rotor devreleri arasındaki gerilim bağıntısı (4.6)'daki gibi ifade edilir.

$$E_{r0} = s * E_s * \ddot{u} \quad (4.6)$$

Bu bilgilerden sonra çift beslemeli asenkron generatörde güç ilişkisi aşağıda verilmiştir.



Şekil 4. 1 ÇBAG güç akış diyagramı

ÇBAG güç akış diyagramı şekil 4.1’de görülmektedir. Stator ve rotor devrelerine ait bakır ve demir kayıpları $P_{(Cu, Fe)}$ olarak gösterilmiştir. Rotorda meydana gelen havalandırma ve sürtünme kayıpları aynı şekilde şekil 4.1’de gösterilmektedir. Generatör güç ifadeleri aşağıda elde edilmiştir. [8]

Makine mekanik giriş gücü (4.7)'de verilmiştir.

$$P_m = \frac{2 * \pi * n_m}{60} * T_m \quad (4.7)$$

Statorda meydana gelen elektriksel güç (4.8)'de verilmiştir.

$$P_s = \frac{2 * \pi * n_s}{60} * T_m \quad (4.8)$$

(4.9)'da rotorda meydana gelen elektriksel güç eşitliği verilmiştir.

$$P_r = P_m - P_s = \frac{2 * \pi * (n_m - n_s)}{60} * T_m \quad (4.9)$$

$$P_r = -s * P_s \quad (4.10)$$

(4.10)'da elde edilen güç bağıntısından da görüldüğü üzere stator ve rotor arası güç ilişkisi kaymaya bağlıdır.

(4.11)'de mekanik güç ile stator gücü arasında ilişki verilmiştir.

$$P_m = (1 - s) * P_s \quad (4.11)$$

Generatör çalışmada dışarıdan generatöre doğru bir moment uygulandığı için, mekanik moment ifadesi T_m 'nin işareti negatiftir. Dolayısıyla sistemin mekanik giriş gücü P_m negatif işaretlidir. (4.11)'e görüldüğü üzere generatör stator elektriksel gücünde negatif işaretli olduğu görülür. Bu durum statordan şebekeye doğru bir enerji akışı olduğunu göstermektedir. (4.10)'a bakılırsa generatör rotorunda meydana gelen rotor elektriksel gücünün işareti ise kaymanın durumuna göre değişmektedir. Generatör çalışma bölgesine göre güç akış yönü değişmektedir. Senkron altı çalışmada $s < 0$ iken P_r pozitif işaretlidir ve şebekeden rotora doğru bir güç akışı olduğunu göstermektedir. Aynı şekilde senkron üstü çalışmada $s > 0$ iken P_r negatif işaretlidir ve güç akışının rotor sargılarından şebekeye doğru olduğunu göstermektedir. Stator sargılarından tüm çalışma bölgelerinde güç akışı sargılarından şebekeye doğru iken rotor sargılarından güç akış yönü çalışma bölgesine yani kaymaya göre değişmektedir. Rotor sargıları tarafından şebekeden çekilen veya şebekeye aktarılan güç değeri kayma ile belirlenmektedir veya değişmektedir.

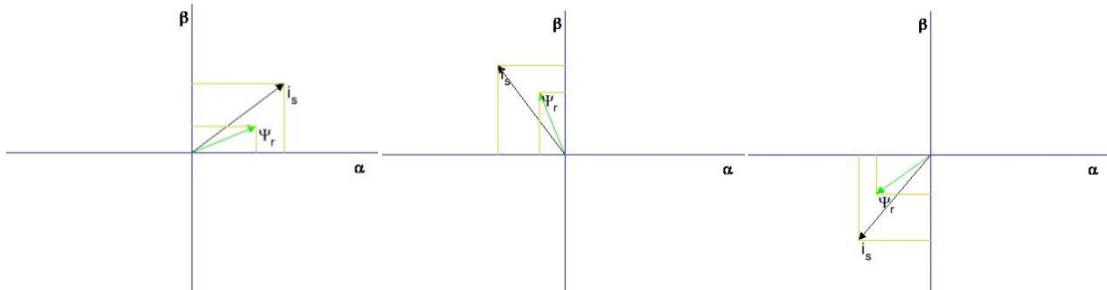
4.2 Vektör Kontrol Algoritması (Field Oriented Control)

Doğru akım makine sürücüleri çok iyi performans göstermektedirler bundan dolayı doğru akım makineleri en iyi kontrol edilen makineler olarak bilinmektedir. Bu performansı göstermelerinin temel nedeni doğru akım makinelerinde stator ve rotor manyetik alanları arasında yaklaşık 90°'lik bir fark olmasından kaynaklanmaktadır. Böylece rotor manyetik alanı ve stator manyetik alanı birbirlerini etkilemeden kendilerini oluşturan akımlar vasıtasıyla bağımsız bir şekilde kontrol edebilmektedir. Vektör kontrol algoritması doğru akım makinelerinde gerçekleştirilen bu kontrol mantığını, çok daha karmaşık yapıda olan üç fazlı AC makinelerde de uygulanabilir mi sorusunun bir çözümü olarak geliştirilmiştir.

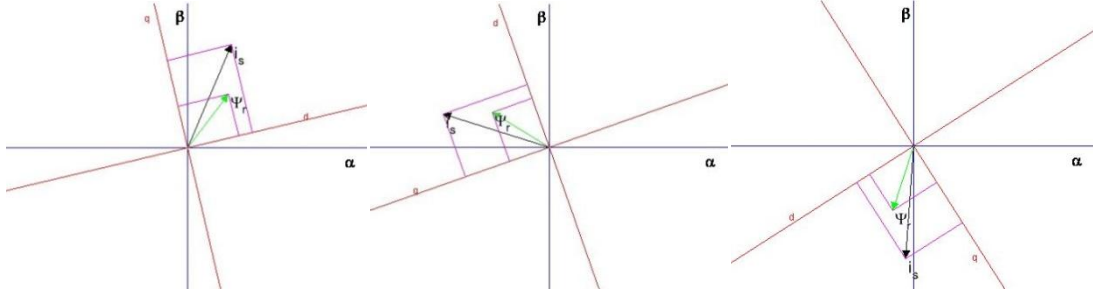
Vektör kontrol algoritmasının temel dayanağı dq dönüşümleridir. Üç fazlı makine değişkenlerine bu dönüşüm tekniği uygulanarak makine değişkenleri aralarında 90° fark olan dq eksen takımına dönüştürülerek birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Ayrıca dq eksen takımında elde edilen bu değişkenlerin DC yapıda olması kontrol algoritmasını oldukça kolaylaştırmaktadır ve doğru akım makinesinde gerçekleştirilen kontrol yapısına dönüştürmektedir.

Üç fazlı akım değişkenlerine (Bölüm 3)'de verilen dönüşüm matrisleri uygulanarak dq eksen takımında ve DC bileşen olarak elde edilirler. Böylece dq eksen takımında elde edilen akım bileşenlerinden birisi ile rotor manyetik alanı diğeri ile stator manyetik alanı birbirinden bağımsız bir şekilde kontrol edilebilmektedir. Vektör kontrol algoritmasının temeli dq eksen takımına dayandığı için generatör modelinin dq eksen takımında elde edilmesi gerekmektedir. (Bölüm 3)'de generatör modelinin dq eksen takımında elde edilmesi ile beraber vektör kontrol algoritması kolaylıkla generatöre uygulanabilir. dq dönüşümleri vektör kontrol algoritmasının en temel noktasını oluşturmaktadır. Vektör kontrol algoritmaları dq eksen takımı dönüşümleri, dq eksen takımının dönüş hızını seçme ve sistemin denklem takımını şekillendirecek olan oryantasyon tipi seçimi olmak üzere üç ana başlık altında ele alınabilir.

Eksen dönüşümleri kısmı (Bölüm 3)'de detaylı bir şekilde anlatılmıştı. dq eksen takımı sabit eksen takımı değildir. Belirlenen bir dönüş hızı ile dönmektedir. Bu dönüş hızı sayesinde $\alpha\beta$ sabit eksen takımına göre değişken olan parametreler, dq eksen takımına göre sabit, DC yapıda olmaktadır.



Şekil 4. 26 $\alpha\beta$ eksen takımında rotor akısı ve stator akım değişkenleri [9]



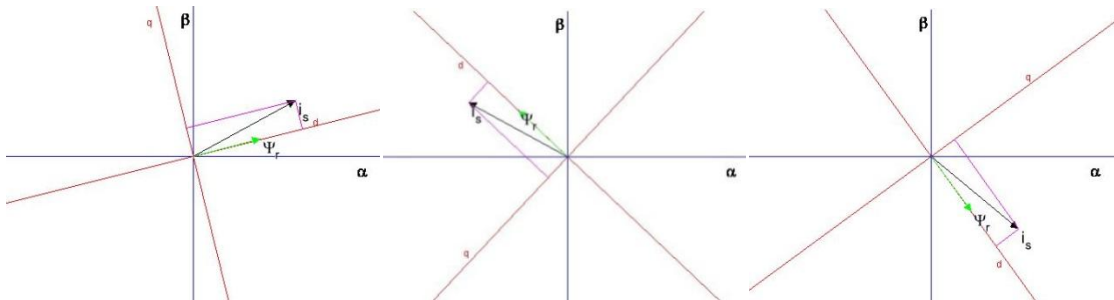
Şekil 4. 3 dq eksen takımında rotor akısı ve stator akım değişkenleri [9]

Dolayısıyla dq dönüşümü için diğer bir önemli nokta dq eksen takımının dönüş hızının belirlenmesidir. Bu hız sistemin denklem takımlarına etki eder. Ayrıca bu hızın ölçümlerle doğru bir şekilde belirlenmesi, ayrıştırılan kontrol çevrimlerinin istenildiği gibi davranmasını doğrudan belirler.

Örnek olarak şekil 4.2 ve şekil 4.3'de rotor akısı ve stator akım değişkenlerinin $\alpha\beta$ ve dq eksen takımlarındaki vektör diyagramları verilmiştir.

Vektör kontrol algoritmasının temelini oluşturan son kısım ise sistemin denklem takımını şekillendirecek oryantasyon seçimidir. Kontrol algoritmasına uygun şekilde seçilecek oryantasyon türü ile sistem modeli oldukça sadeleşmekte ayrıca tek bir değişken ile bağımsız kontrol gerçekleştirilebilmektedir. Böylece DC makinede uygulanan kontrol yapısı tam olarak sağlanmaktadır.

Şekil 4.4'de yeşil renk ile gösterilen rotor akı vektörüne göre gerçekleştirilen oryantasyon türü örnek olarak gösterilmiştir. Rotor akı vektörü d eksenine yatırılarak q eksen bileşenleri sıfırlanmıştır. Böylece rotor akı vektörünün değeri d bileşenine eşit olması sağlanmış q bileşeni sıfırlanarak ayırık kontrol mantığı sağlanmaktadır ve denklem takımında sadeleşme sağlanmıştır. Ayrıca dq eksen takımı dönüş hızının belirlenmesi oryantasyonun doğru yapılabilmesine doğrudan etki eder.



Şekil 4. 4 Rotor akısı oryantasyon yöntemi [9]

4.3 Şebeke Tarafı Dönüştürücü Kontrolü

Şebeke tarafı dönüştürücü kontrolü, 4.2'de anlatılan vektör kontrol algoritmasının temellerini oluşturan ana başlıklarından, dq eksen takımı açısai hızı seçimi, oryantasyon tipi seçimi, sistemin modeli elde edilerek gerçekleştirilmiştir. Şebeke tarafı dönüştürücü kontrolü yapılırken oluşturulan vektör kontrol yapılarında dq eksen takımının açısai dönüş hızı şebeke geriliminin açısai hızına eş değeri seçilmiştir. Bu hız değeri PLL algoritması ile tespit edilir. Şebeke tarafı dönüştürücü kontrol algoritması için, şok bobini ve DC bara kondansatörlerinden oluşan sistem modellemesinde, oryantasyon tipi olarak şebeke gerilim oryantasyonu belirlenmiştir.

Şebeke tarafı dönüştürücünün görevi güç akış yönünden bağımsız şebekeden rotor sargılarına gelen veya rotor sargılarından şebekeye doğru akan aktif ve reaktif gücün kontrol edilmesini sağlamaktır.

Şebeke tarafı dönüştürücü için aktif ve reaktif genelleştirilmiş güç denklemleri sırasıyla (4.12) ve (4.13)'de verilmiştir.

$$P = \frac{3}{2}(v_d * i_d + v_q * i_q) \quad (4.12)$$

$$Q = \frac{3}{2}(v_d * i_q - v_q * i_d) \quad (4.13)$$

Şebeke gerilim oryantasyonunda şebeke gerilimi dq eksen takımında d eksenine oturtulacağı için şebeke geriliminin değeri d bileşeni v_d 'ye eşit olacak ve doğal olarak $v_q=0$ olacaktır.

Seçilen oryantasyon tipinden sonra (4.11)'deki aktif güç ifadesi (4.14)'deki gibi olur.

$$P = \frac{3}{2}(v_d * i_d) \quad (4.14)$$

Şebeke tarafı dönüştürücü aktif güç kontrolünü, sistemin DC bara gerilimini istenilen seviyede tutarak sağlamaktadır. Sistemin aktif gücü akımın d bileşeni ile orantılı olarak değiştiğinden, aktif güç için kaskat kontrol yapısının dış çevrimi DC bara gerilimi olarak gerçekleşir.

Aktif güç kontrolü için kaskat kontrol yapısının dış çevrim transfer fonksiyonu (4.15)'deki gibidir.

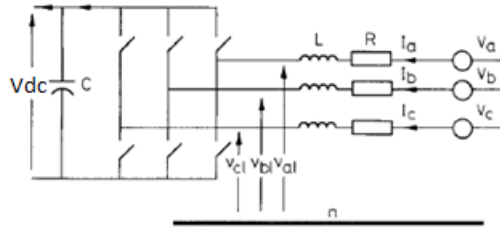
$$\frac{V_{dc}(s)}{i_d(s)} = \frac{1}{C(s)} \quad (4.15)$$

C, DC bara kondansatör değeridir.

Sistemin reaktif gücü akımın q bileşeni ile orantılı olarak değiştiğinden kontrol algoritmasının diğer dış çevrimi ise reaktif güç çevrimidir.

$$Q = \frac{3}{2}(v_d * i_q) \quad (4.16)$$

Şebeke tarafı çevirici, akımın d ve q eksenleri bileşenlerinin regüle edildiği iki akım çevriminden oluşur. Akım çevrimlerinde amaçlanan işlev, çevrim çıkışında gerilim referanslarının üretilmesidir. Akım çevrimleri için transfer fonksiyonları elde etmek ve gerilim referansları oluşturabilmek için (4.17)-(4.21)'de verilen eşitlikler kullanılır.



Şekil 4. 57 Şebeke tarafı dönüştürücü bağlantı devresi [7]

Şekil 4.5'de şebeke tarafı dönüştürücü kontrol yapısı içerisinde gerekli gerilim referansların üretilmesi için kullanılan eşitliklerin elde edildiği devre yapısı verilmiştir.

$$v_{abc} = R * i_{abc} + \frac{d}{dt} \lambda_{abc} + v_{abc1} \quad (4.17)$$

Halkalanan akı ifade $\lambda = L * i$ formatında yazılır ve (4.17)'de yerine konulursa (4.18) ve (4.19)'daki gibi elde edilir.

$$v_d = R * i_d + L * \frac{di_d}{dt} - \omega * L * i_q + v_{d1} \quad (4.18)$$

$$v_q = R * i_q + L * \frac{di_q}{dt} + w * L * i_d + v_{q1} \quad (4.19)$$

Dönüştürücü girişindeki referans gerilim değerleri (4.20) ve (4.21)'deki gibidir.

$$v_{d1}^* = -v_d' + (w * L * i_q + v_d) \quad (4.20)$$

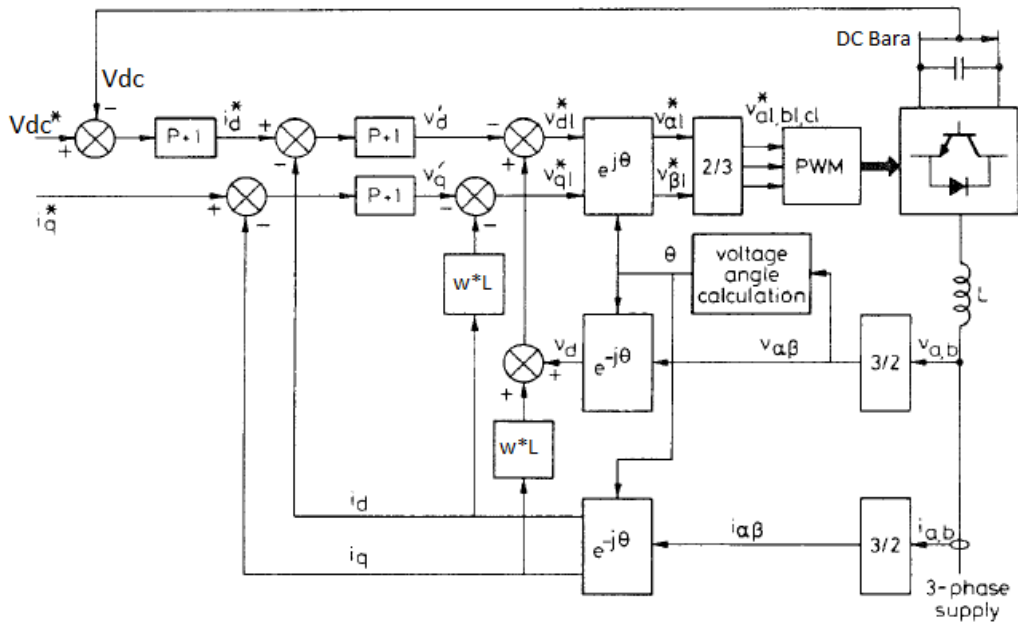
$$v_{q1}^* = -v_q' + (w * L * i_d) \quad (4.21)$$

Burada akım çevrimleri çıkışındaki gerilim ifadesi v_d' ve v_q' olduklarından dolayı akım çevrimlerine ait sistemin transfer fonksiyonu (4.22)'deki gibidir.

$$\frac{id(s)}{v'd(s)} = \frac{iq(s)}{v'q(s)} = \frac{1}{L*s + R} \quad (4.22)$$

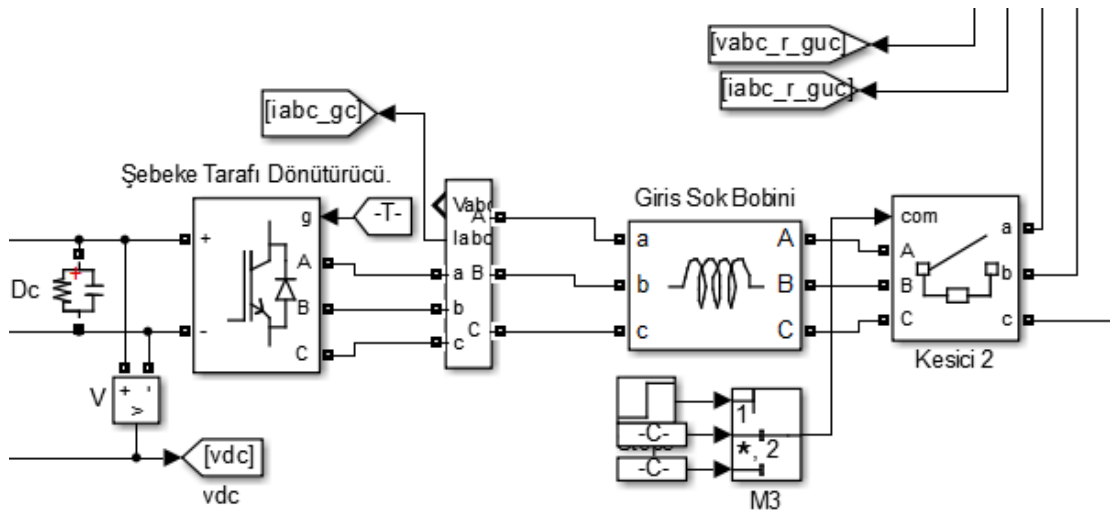
Yukarıdaki denklemlerde L giriş şok bobinini, R giriş şok bobin direncini, $v'_{gd}(s)$ ile $v'_{gq}(s)$ şebeke tarafı dönüştürücü için gerekli referans gerilim değerlerini, w şebeke gerilimi açısal hızını ve geriye kalan ifadeler de kompanzasyon terimlerini temsil etmektedirler. [7]

Yukarıda elde edilen modeller yardımıyla şekillendirilen kontrol çevrimlerinin ve dq dönüşümlerinin bulunduğu şebeke tarafı çeviricinin vektör kontrol yapısı şekil 4.6'da verilmiştir.



Şekil 4. 6 Şebeke tarafı dönüştürücü kontrol blok şeması [7]

Kontrol yapısında çıkarılan modellerde belirlendiği gibi oluşturulacak referans gerilimin d bileşeninin dış çevrimi DC bara gerilimine aittir. Bu çevrimin kontrol işareti akım çevriminin referansını oluşturmaktadır. Akım çevriminin kontrol işareti ile kompanzasyon terimleri ise referans gerilimin d bileşenini oluşturmaktadır. Doğrudan referans ile ya da reaktif güç dış çevrimi ile oluşturulan yapı q eksenini akım çevrimi ile beraber oluşturur. Bu akım çevriminin kontrol işareti ile kompanzasyon terimleri ise referans gerilimin q bileşenini oluşturmaktadır. Referans gerilimin d ve q bileşenleri ters dq dönüşümüne girerek PWM için gerekli referans üç fazlı kontrol işaretlerini oluşturur. PWM bloğu ile dönüştürücünün anahtarlama elemanlarına girecek darbe işaretleri oluşturulur. Kontrol algoritması için ölçüm sonucu elde edilen değişken değerleri, PLL algoritmasıyla elde edilen şebeke açı değerleri ile kullanılarak, geri besleme d ve q bileşenleri elde edilir.



Şekil 4. 7 Simülasyon uygulaması şebeke tarafı dönüştürücü bloğu

Şekil 4.7'de gerçekleştirilen simülasyon çalışmasında şebeke tarafı dönüştürücü bloğu ve çevresi gösterilmektedir.

4.4 Rotor Tarafı Dönüştürücü Kontrolü

Rotor tarafı dönüştürücü, generatörün aktif ve reaktif güç üretimini kontrol etmektedir. Rotor tarafı dönüştürücü kontrolü için dq eksen takımının açısal dönüş hızı şebeke geriliminin açısal hızına eş değer seçilmiştir. (Bölüm 3)'de elde edilen generatör modeline stator akı oryantasyonu uygulanarak makine aktif ve reaktif gücü birbirinden

bağımsız olarak kontrol edilmektedir. Generatör stator devresinde üretilen aktif ve reaktif güç genelleştirilmiş güç denklemleri (4.23) ve (4.24)'de verilmiştir.

$$P_s = \frac{3}{2}(v_{ds} * i_{ds} + v_{qs} * i_{qs}) \quad (4.23)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(v_{ds} * i_{qs} + v_{qs} * i_{ds}) \quad (4.24)$$

Generatörün stator sargı direnci, reaktansına göre çok küçük değerde olduğundan ihmal edilebilir. Bu durumda sadece stator reaktansına bağlı olarak meydana gelen stator akı vektörü ile gerilim vektörü arasında 90° olmaktadır. Stator akı oryantasyonu ile birlikte stator akı vektörü d eksenı üzerine yerleştirildiğinde 90° farktan dolayı gerilim vektörü q eksenı üzerine oturmaktadır. Bu durumda $\lambda_{ds}=\lambda_s$ ve $\lambda_{qs}=0$ olurken $v_{sd}=0$ ve $v_{sq}=v_s$ olmaktadır.

(4.23) ve (4.24)'de verilen güç denklemleri stator akı oryantasyonu dikkate alınarak tekrar sırasıyla (4.25) ve (4.26)'daki gibi elde edilirler.

$$P_s = \frac{3}{2}(v_{qs} * i_{qs}) \quad (4.25)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(v_{qs} * i_{ds}) \quad (4.26)$$

(3.65) ve (3.66)'de elde edilen dq eksen takımındaki stator akı ifadeleri stator akı oryantasyonuna göre tekrar düzenlenirse sırasıyla (4.27) ve (4.28)'deki gibi elde edilirler.

$$\lambda_{ds} = L_s * i_{ds} + L_M * i'_{dr} = \lambda_s = L_M * i_{ms} \quad (4.27)$$

$$\lambda_{qs} = L_s * i_{qs} + L_M * i'_{qr} = 0 \Rightarrow i_{qs} = -\frac{L_M}{L_s} * i'_{qr} \quad (4.28)$$

Burada i_{ms} makine manyetik alanı için gerekli olan mıknatıslanma akımını temsil etmektedir. (4.28)'de stator q eksenı akımı i_{qs} ile rotor q eksenı akımı i'_{qr} arasındaki ilişki görülmektedir.

(4.25)'deki güç ifadesi rotor akımı cinsinden (4.29)'da elde edilmiştir.

$$P_s = -\frac{3}{2} (v_{qs} * \frac{L_M}{L_s} * i'_{qr}) \quad (4.29)$$

Daha önceden de bahsedildiği gibi rotor tarafı dönüştürücü generatörün aktif ve reaktif güç üretimini kontrol etmektedir. Aktif güç kontrolü hız kontrolü yapılarak gerçekleştirmektedir. Generatörün aktif gücü akımın q bileşeni ile orantılı olarak değiştiğinden, aktif güç kontrolü generatör hız kontrolü üzerinden gerekli moment değerini verecek akım bileşeni referansının oluşturulmasıyla gerçekleştirilmesi öngörülmüştür. Dolayısıyla rotor tarafı çevirici için oluşturulan aktif güç kaskat kontrol yapısının kontrol dış çevrimi hız çevrimi olarak belirlenmiştir.

(3.74)'de elde edilen elektromanyetik moment ifadesi stator akı oryantasyonu ile tekrar düzenlenirse (4.31) elde edilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) * p * (\lambda_{ds} * i_{qs} - \lambda_{qs} * i_{ds}) \Rightarrow \lambda_{qs} = 0 \quad (4.30)$$

$$T_e = -\frac{3}{2} * p * \frac{L_M}{L_s} * \lambda_{ds} * i'_{qr} \quad (4.31)$$

(4.28)'deki i_{qs} ifadesi (4.31)'de yerine konur ise elektromanyetik moment ifadesi rotor akımı cinsinden (4.32)'de elde edilir.

$$T_e = -\frac{3}{2} * p * \frac{L_M}{L_s} * \lambda_{ds} * i'_{qr} \quad (4.32)$$

Elektromanyetik moment ifadesi (3.10)'da makine ataleti ve sürtünme katsayısına bağlı olarak verilen generatör mekaniksel dinamik denkleminde yazılabilir. Aktif güç kontrol çevrimi, kaskat kontrol yapısının dış çevrim transfer fonksiyonu (4.33)'de elde edilmiştir.

$$[T_e] = j * \frac{dw}{dt} + B * w \Rightarrow \frac{w(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{J * s + B} \quad (4.33)$$

Generatörün reaktif gücü, akımın d bileşeni ile orantılı olarak değiştiğinden kontrol algoritmasının diğer dış çevrimi ise reaktif güç çevrimidir.

$$Q_s = -\frac{3}{2} \frac{v_{qs}}{L_s} * (\lambda ds - L_M * i' dr) \quad (4.34)$$

(4.27)'deki akı denkleminde i_{ds} çekilir ve yerine yazılırsa reaktif güç denklemini (4.34)'deki gibi elde edilir.

Rotor tarafı dönüştürücü aynı şekilde akımın d ve q eksenleri bileşenlerinin regüle edildiği iki akım çevriminden oluşur. Akım çevrimlerinde amaçlanan işlev, akım referans değerlerinin gerçekte oluşturulması için gerekli olan gerilim referanslarının üretilmesidir. Akım çevrimleri oluşturulurken (3.62) ve (3.63)'de elde edilen eşitliklerden faydalanılır.

(3.62) ve (3.63)'de elde edilen eşitlikler kaçak faktörü (σ) kullanılarak ve rotor halkalanan akı ifadeleri $\lambda = L * i$ endüktans ve akımın bir fonksiyonu olarak yazılarak tekrar düzenlenir ise sırasıyla (4.38) ve (4.39)'daki gibi elde edilirler.

$$\sigma = 1 - \frac{L_M^2}{L_s * L' r} \quad (4.35)$$

$$\lambda' dr = L' r * i' dr + L_M * i_{ds} \Rightarrow L_M * i_{ms} + \sigma * L' r * i' qr \quad (4.36)$$

$$\lambda' qr = L' r * i' qr + L_M * i_{qs} \Rightarrow \sigma * L' r * i' qr \quad (4.37)$$

$$v' dr = r' r * i' dr + \sigma * L' r * \frac{di' dr}{dt} - (w - w_r) * \sigma * L' r * i' qr \quad (4.38)$$

$$v' qr = r' r * i' qr + \sigma * L' r * \frac{di' qr}{dt} + (w - w_r) * (L_M * i_{ms} + \sigma * L' r * i' qr) \quad (4.39)$$

$$w_k = w - (p * w_r) \quad (4.40)$$

w_k kayma açısal hızını, w senkron hızı, ile $p * w_r$ elektriksel rotor hızını ve p makine kutup sayısını temsil etmektedir.

Dönüştürücü girişindeki referans gerilim değerlerini elde eden eşitlikler (4.41) ve (4.42)'de verilmiştir.

$$v * dr = v' dr - (w_k * \sigma * L' r * i' qr) \quad (4.41)$$

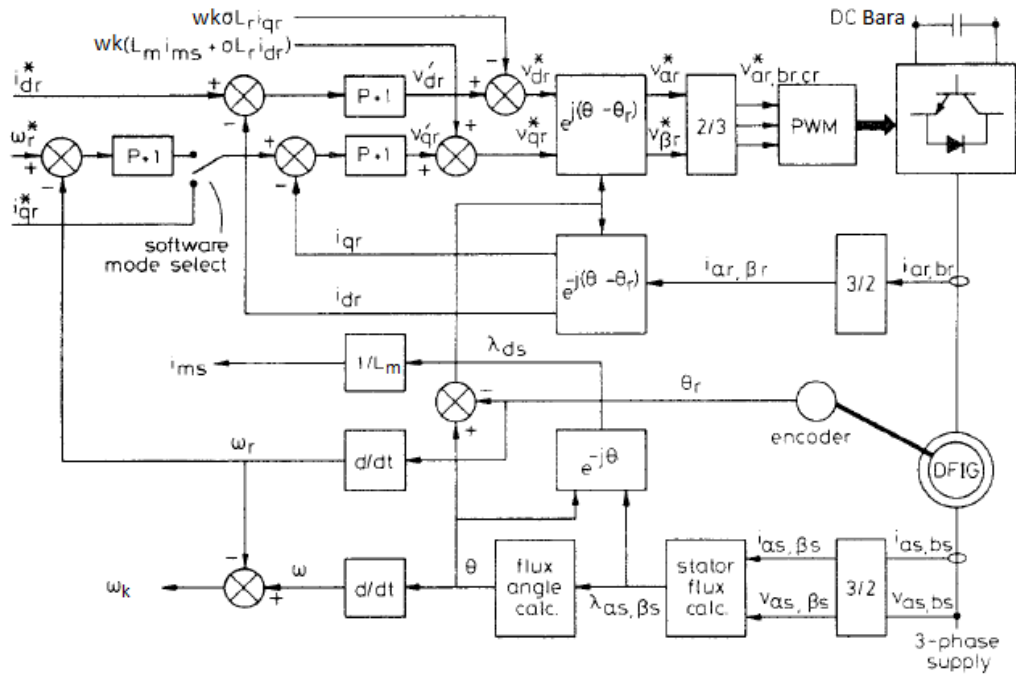
$$v^* qr = v' qr + (wk * L_M * ims + \sigma * L' r * i' qr) \quad (4.42)$$

Akım çevrimleri çıkışındaki gerilim ifadesi v_d' ve v_q' olduklarından dolayı akım çevrimlerine ait sistemin transfer fonksiyonu (4.43)'de verilmiştir.

$$\frac{i' dr(s)}{v' dr(s)} = \frac{i' qr(s)}{v' qr(s)} = \frac{1}{\sigma * L' r * s + r' r} \quad (4.43)$$

Yukarıdaki denklemlerde $L' r$ indirgenmiş rotor endüktansını, $r' r$ indirgenmiş rotor direncini, v_d^* ve v_q^* rotor tarafı dönüştürücü için referans gerilim değerlerini, wk rotor değişkenleri açısal hızını ve geriye kalan ifadeler de kompanzasyon terimlerini temsil etmektedir.

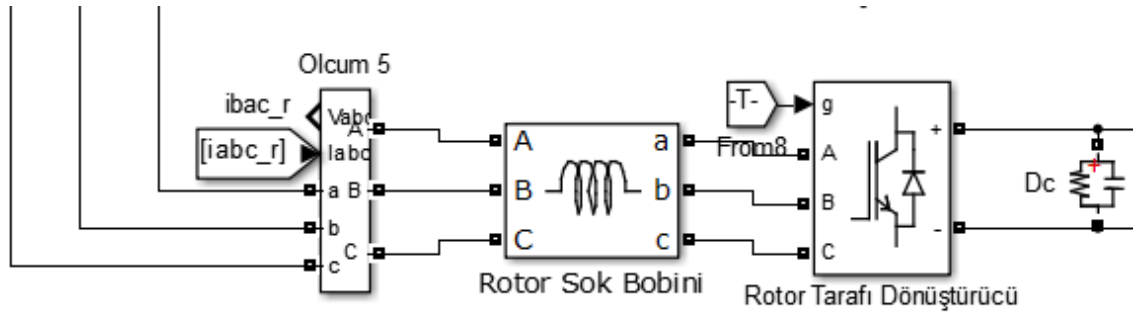
Yukarıda elde edilen modeller yardımıyla şekillendirilen kontrol çevrimlerinin ve dq dönüşümlerinin bulunduğu rotor tarafı çeviricinin vektör kontrol yapısı şekil 4.8'de verilmiştir.



Şekil 4. 8 Rotor tarafı dönüştürücü kontrol blok şeması [7]

Bu kontrol yapısında elde edilen modellerde belirlendiği gibi oluşturulacak referans gerilimin q bileşeninin dış çevrimi hıza daıdır. Bu çevrimin kontrol işareti iç çevrimin referansını yani akım çevriminin referansını oluşturmaktadır. Akım çevriminin kontrol işareti ile kompanzasyon terimleri ise referans gerilimin q bileşenini oluşturmaktadır.

Doğrudan referans ile ya da reaktif güç dış çevrimi ile oluşturulan yapı d ekseninin gerilim referansını akım çevrimi ile beraber oluşturur. Bu akım çevriminin kontrol işareti ise referans gerilimin d bileşenini oluşturmaktadır. Referans gerilimin d ve q bileşenleri ters dq dönüşümüne girerek PWM için gerekli referans üç fazlı kontrol işaretlerini oluşturur. PWM bloğu ile dönüştürücünün anahtarlama elemanlarına girecek darbe işaretleri oluşturulur. Kontrol algoritması için ölçüm sonucu elde edilen değişken değerleri, PLL algoritmasıyla elde edilen şebeke açı değerleri ile kullanılarak, geri besleme d ve q bileşenleri elde edilir.



Şekil 4. 9 Simülasyon uygulaması rotor tarafı dönüştürücü bloğu

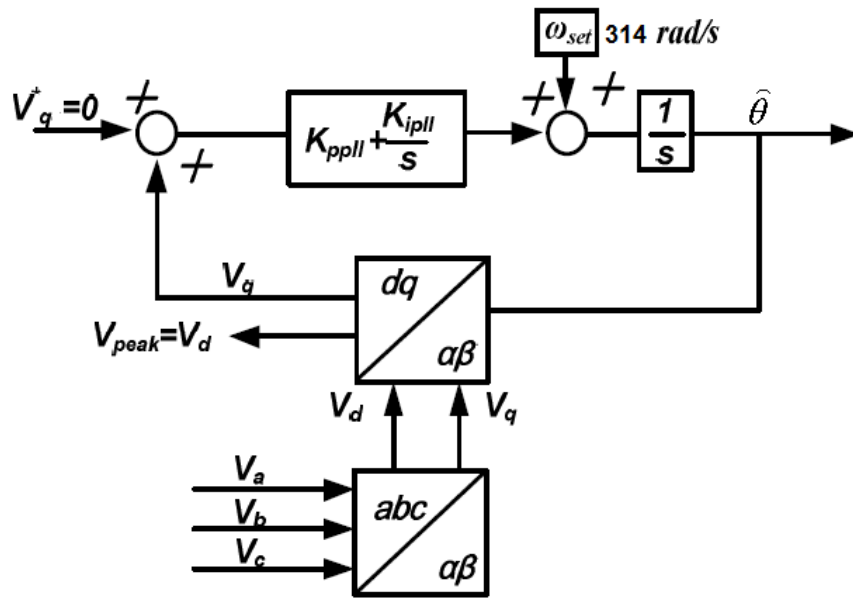
Şekil 4.9'da gerçekleştirilen simülasyon çalışmasında rotor tarafı dönüştürücü bloğu ve çevresi gösterilmektedir.

4.5 Faz Kilitleme Devresi (Phase Locked Loop)

Eksen dönüşümleri yapılarak sistem modellerinin çıkarılmasında, çıkarılan model üzerinden kontrol algoritmalarının oluşturulmasında dq eksen dönüşümlerinin veya ters dönüşümlerin gerçekleştirilebilmesi için eksenler arası açı bilgisine ihtiyaç vardır. Açı bilgilerinin doğru bir şekilde elde edilip kullanılması sistem kontrolünün düzgün bir şekilde gerçekleşmesini direk olarak etkilemektedir.

Şebeke tarafı ve rotor tarafı kontrol algoritmalarında dq eksen takımı, şebeke geriliminin açısal hızında döndüğü için, anlık açı değeri şebeke gerilimi anlık açı değerine eşittir. Bu amaçla şebeke geriliminin faz açısının bilinmesi her iki kontrol algoritmasının gerçekleştirebilmesi için şarttır. Rotor belli bir mekanik hızla

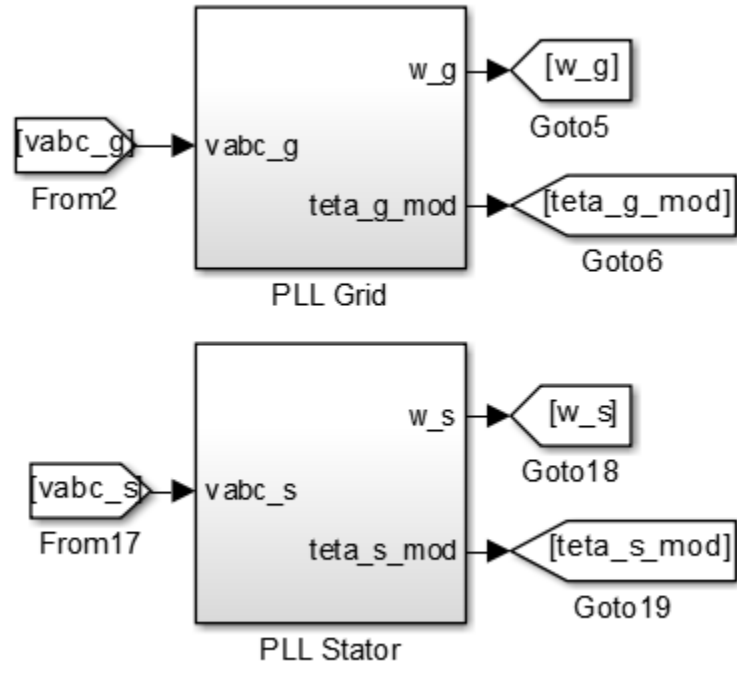
döndüğünden dolayı rotor tarafı kontrol algoritması için ise ayrıca, rotor ekseninde bulunan değişkenlerin şebeke gerilimine eşdeğer hızda dönen dq eksen takımına aktarılması için kayma açısı bilgisi gerekmektedir. Kayma açısı için şebeke faz açısı bilgisi yanında rotor eksenin elektriksel dönüş hızı ve açısı bilgisi gerekmektedir. Rotor mekanik açı bilgisi rotor miline takılan enkoder üzerinden elde edilmektedir. Mekanik hız bilgisi makine kutup sayısı ile çapıldığında elektriksel olarak rotor eksen dönüş hızı edilmekte ve buradan kayma açısı bilgisi hesaplanmaktadır. Kontrolün iyi gerçekleştirilebilmesi açısından enkoder verilerinin en doğru şekilde ölçülmesi şarttır



Şekil 4. 10 PLL kontrol blok şeması

Şekil 4.10'da klâsik PLL kontrol algoritması görülmektedir. Simülasyon uygulamasında PLL blokları içerisinde bu kontrol algoritması kullanılmıştır.

Şekil 3.4'de bakıldığında dq eksen takımının d eksenini ile α eksenini arasındaki açı bilgisi anlık olarak şebeke açısı bilgisini vermektedir. PLL algoritmasında şebeke gerilim vektörünün α eksenini ile yaptığı açı, şebeke gerilim vektörünün q eksenini bileşeninin değerini bir PI kontrolör yardımıyla sıfıra eşitleyerek tespit edilebilir. V_q teriminin sıfıra eşitlenmesi ile PI kontrolörün çıkışı kontrol işaretini sıfır olarak elde edildikten sonra şebeke açısal hızı $\omega_{set}=314 \text{ rad/s}$ işareti ile toplanarak şebeke gerilimi senkron hızı elde edilir. Bu değer bir integral bloğundan geçirilerek şebeke gerilimi açısı bilgisi elde edilir.



Şekil 4. 11 Simülasyon uygulaması PLL Bloğu

ÇBAG TABANLI DEĞİŞKEN HIZLI RÜZGÂR TÜRBİNİ KONTROLÜ SİMÜLASYON ÇALIŞMASI

ÇBAG tabanlı rüzgâr türbinlerinde sistem kontrolü üzerine (Bölüm 3-4)'de anlatılan sistemin matematiksel modeli ve kontrol algoritmaları bilgileri kullanılarak, örnek bir türbin sistemi simülasyon ortamında tasarlanmıştır. Simülasyon çalışması için Matlab/Simulink programından yararlanılmıştır. Öncelikle tasarlanan simülasyon çalışmasında kullanılacak generatörün parametreleri ve generatör çalışma bilgileri verilmiştir. Verilen parametreler daha önceden çıkarılan sistem matematiksel modeli ve kontrol algoritması bilgileri kullanılarak uygun kontrolör katsayıları belirlenmiştir. Elde edilen kontrolör katsayıları ile oluşturulan sistem belirlenen kontrol algoritmasına uygun şekilde simülasyon programında çalıştırılmış ve simülasyon çıktıları incelenmiştir.

5.1 Sistem Parametrelerinin Elde Edilmesi

Simülasyon programında kullanılan sistem parametreleri ve çalışma bilgileri aşağıda verilmiştir.

Sistem parametreleri;

Anma gücü = 500kW

Stator fazlar arası gerilim (U_s) = 690 V

Şebeke fazlar arası gerilim (U_s) = 690 V

Şebeke frekansı (f) = 50 Hz

L Şok endüktansı = 1000 μ H

R Şok direnci = 0 Ω (İhmal edilmiştir)

C DC Bara kondansatörü = 10000 μF

Generatör sarım oranı (N_r/N_s) = 4

Stator direnci (R_s) = 0.015 Ω

Ortak endüktans (L_M) = 0.0106 H

Stator öz endüktansı (L_s) = 0.000748 H

Stator endüktansı (L_s) = $L_s + L_M = 0.000748 + 0.0106 = 0.011348$

İndirgenmiş rotor direnci (R_r') = $0.24 \cdot (N_r/N_s)^2 = 0.24 \cdot 4^2 = 0.015 \Omega$

İndirgenmiş rotor öz endüktansı (L_r') = $6.4 \cdot 10^{-4} \cdot (N_r/N_s)^2 = 6.4 \cdot 10^{-4} \cdot 4^2 = 0.001038 \text{ H}$

İndirgenmiş rotor endüktansı (L_r') = $L_r' + L_M = 0.001038 + 0.0106 = 0.011638 \text{ H}$

$$\sigma (\text{kaçakfaktörü}) = 1 - \frac{(0.0106)^2}{0.011348 \cdot 0.011638} = 0.1492$$

Makine çift kutup sayısı (p) = 4

Makine Ataleti (J) = 65 ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)

yukarıda verilen değerlerinde kullanılmışlardır.

Configuration	Parameters	Advanced	Load Flow
Nominal power, voltage (line-line), and frequency [Pn(VA),Vn(Vrms),fn(Hz)]:			
[500000,690, 50]			
Stator resistance and inductance[Rs(ohm) Lls(H)]:			
[0.015 0.000748]			
Rotor resistance and inductance [Rr'(ohm) Llr'(H)]:			
[0.015 0.001038]			
Mutual inductance Lm (H):			
[0.0106]			
Inertia, friction factor, pole pairs [J(kg.m^2) F(N.m.s) p()]:			
[65 0 4]			
Initial conditions			
[0.33,0 0,0,0 0,0,0]			
☐ Simulate saturation			
Saturation Parameters [i1,i2,... (Arms) ; v1,v2,...(VrmsLL)]			
61, 302.9841135, 428.7778367 ; 230, 322, 414, 460, 506, 552, 598, 644, 690]			

Şekil 5. 1 Simülasyon uygulaması generatör parametreleri

Generatör parametreleri verildikten sonra generatör çalışma aralıkları, bu çalışma aralıklarına bağlı olarak anma güç değeri ve bu güçteki anma hızı belirlenmiştir. Anma hızı ve bu hızdaki kayma değerine bağlı olarak stator ve rotor tarafında elde edilecek güç değerleri belli olacaktır.

Kullanılan 500kW generatör senkron devri (5.1)'de verilmiştir.

$$n_s = \frac{60 * f}{P} = \frac{60 * 50}{4} = 750 \text{ rpm} \quad (5.1)$$

Generatör çalışma aralığı $s = \pm 0.2$ olarak belirlenmiştir. Bu kayma değerlerine denk gelen minimum ve maksimum hız değerleri ise (5.3) ve (5.4)'deki gibidir.

$$n_s * (1 + s) = 750 * (1 \pm 0.2) \quad (5.2)$$

$$n_{\min} = 600 \text{ rpm} \quad (5.3)$$

$$n_{\max} = 900 \text{ rpm} \quad (5.4)$$

Bu değerler generatörün minimum ve maksimum çalışabileceği hız aralığını göstermektedir.

Oluşturulan simülasyonda generatör anma gücü olan 500kW güç değerini 850rpm hızında üretecek şekilde belirlenmiştir. Bu değer, rüzgâra bağlı olarak gerçekleşecek ani hız değişimlerine karşı anma hızı 900rpm değerine çok yakın hızlarda seçilmemesinde ideal çalışma bölgesinden çıkma durumuna karşın belirlenmiştir. Yine anma hızı senkron hız 750rpm değerine çok yakın hızlarda seçilmemesinde generatör çalışma bölgesinin sürekli değişme ihtimallerine karşın belirlenmiştir. Bu yüzden 850rpm değeri, rüzgârdaki ani değişimlere bağlı olarak generatör hızının da bu değişimlerden etkileneceği düşünülerek maksimum hız değeri 900rpm ve senkron hız değeri 750rpm arasında güvenli bir değer olarak görülmüş ve belirlenmiştir.

Bu hız değerindeki kayma miktarı ve kaymaya göre stator ve rotor sargıları üzerinden aktarılabilecek güç değerleri aşağıda gösterilmiştir.

$$s_{anma} = \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{750 - 850}{750} = -0.133 \quad (5.5)$$

$$P_s = \frac{P_T}{(1-s)} = \frac{500}{(1-(-0.133))} = 441kW \quad (5.6)$$

$$P_r = -s * P_T = -(-0.133) * 500 = 50kW \quad (5.7)$$

Bu bilgilerle birlikte kaymaya bağlı olarak tüm hızlardaki generatör güç değerleri elde edilebilir.

5.2 Kontrolör Yapılarının Tasarlanması

Bu bölümde şebeke tarafı ve rotor tarafı dönüştürücü blokları içerisinde daha önceden verilen kaskat kontrol yapıları için klâsik PI kontrol yöntemi uygulanmış ve bu yönteme bağlı olarak kontrolör yapıları tasarlanmış ve sistem kontrolü gerçekleştirilmiştir.

PI kontrolörlerin tasarımı gerçekleştirilirken sıfır kutup ataması tekniği uygulanmıştır. Bu teknik ile PI kontrolörler için uygun katsayılar elde edilmiştir. Kontrol yönteminde kontrolör katsayıları elde edilirken Matlab programının kütüphanelerinden yararlanılmıştır.

5.2.1 PI Kontrolör Tasarımı

PI (proportional-integral), oransal-integral kontrolör PI kontrol döngüsü yöntemi, yaygın olarak endüstriyel kontrol sistemlerinde kullanılan genel bir kontrol döngüsü geri bildirim mekanizmasıdır. Bir PI kontrolör ölçülü bir süreç içerisinde istenilen ve değişen ayar noktası arasındaki farkı alarak bir hata değerini hesaplar. Kontrolör proses kontrol girişini ayarlayarak hatayı en aza indirerek istenilen ayar değerine ulaşmak için çalışır.

PI algoritması iki ayrı sabit parametreyi içerir ve iki aşamalı kontrolör gibi düşünülebilir. PI kontrolörler yapı olarak hata ve hatanın integrali katsayılarından oluşmaktadır. Bu katsayılar mevcut değişim göz önüne alınarak zaman açısından şu şekilde yorumlanabilir; P mevcut hataya bağlıdır I ise geçmiş hataların bir toplamıdır. [17]

İntegral etki, denetlenen çıkış büyüklüğünde meydana gelebilecek kalıcı durum hatalarını ortadan kaldırır. İntegral etkinin kullanım amacı sistemin değişen talepleri üzerinde yeterli bir kontrolör etkisi sağlamaktır. Eğer sistemden gelen bir talep yalnız başına P etkisi ile karşılanabiliyorsa I etkisinin kullanılması gereksizdir. Buna karşılık, sistemden oldukça sık aralıklarda yüksek miktarda talepler ortaya çıkıyorsa, yalnızca P etkisine sahip bir kontrolör bu talepleri karşılayamaz. Böyle bir kontrolörün karakteristiklerine ve talebinin büyüklüğüne bağlı olarak sistemde kalıcı durum hatası ortaya çıkar. Eğer P etkisine I etkisi ilave edilecek olursa, kontrolör çıkışından sürekli artan kontrolör etkisi elde edilir. Bu işlem sonucunda, denetlenen çıkış büyüklüğünde ortaya çıkan sapma sıfırlanmış olur. [18]

5.2.2 Şebeke Tarafı Dönüştürücü PI Kontrolör Tasarımı

Şebeke tarafı dönüştürücü sisteminde hatırlanacağı üzere DC Bara geriliminin kontrol edildiği bir dış çevrim ve bu çevrime dair referans değer izlenilmesini sağlayan bir iç çevrim bulunmaktaydı. Kontrolör tasarımları DC bara çevrimine ve iç akım çevrime dair transfer fonksiyonları üzerinden gerçekleştirilmektedir. Yapılacak hesaplamalarda kullanılacak bu transfer fonksiyonları aşağıda elde edilmiştir.

$$\frac{id(s)}{v'd(s)} = \frac{iq(s)}{v'q(s)} = \frac{1}{L*s + R}$$

$$\frac{V_{dc}(s)}{i_d(s)} = \frac{1}{C(s)}$$

Simülasyon programında gerçekleştirilen sistem parametreleri aşağıda verilmiştir.

L şok endüktansı = $1000\mu H$

R şok direnci = $0\ \Omega$ (ihmal edilmiştir)

C DC bara kondansatör değeri = $10000\mu F$

G1 akım çevrimi, G2 DC bara çevrimi olmak üzere hesaplanan transfer fonksiyonları aşağıda verilmiştir.

$$G1(s) = \frac{1}{0.001s} \quad (5.8)$$

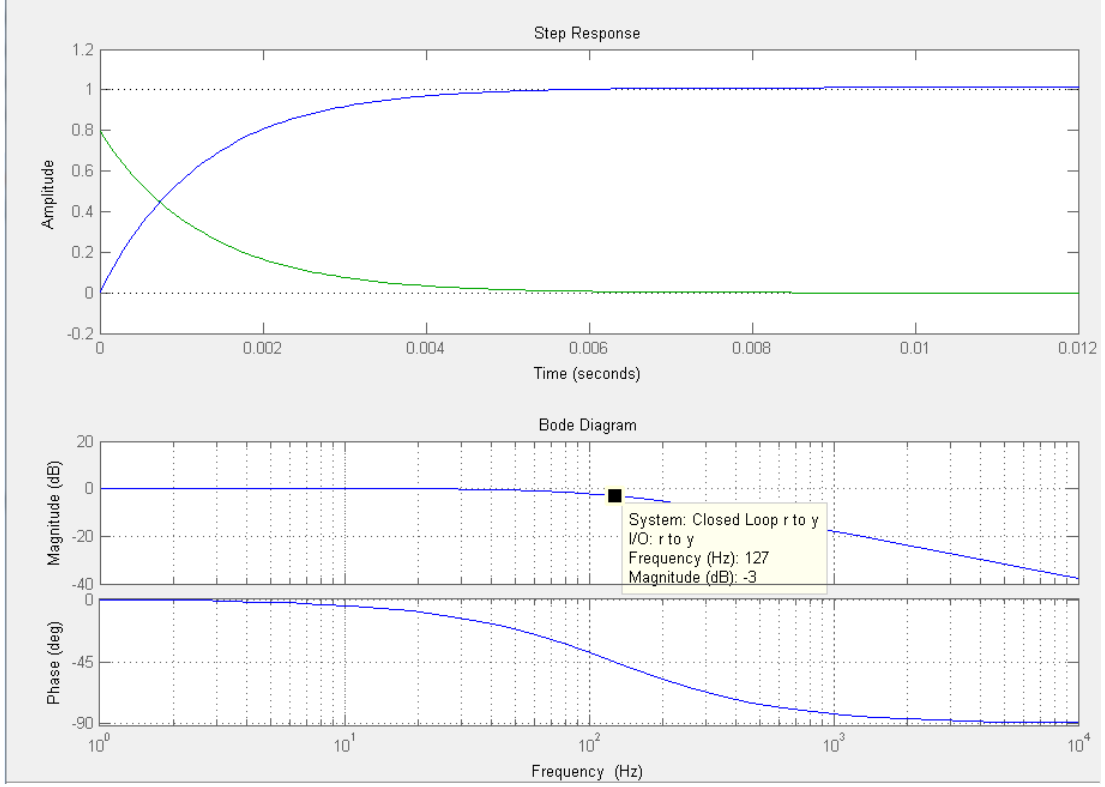
$$G2(s) = \frac{1}{0.01s} \quad (5.9)$$

Bu transfer fonksiyonlarının yanı sıra dönüştürücünün de transfer fonksiyonu bulunmaktadır. Ama dönüştürücünün akım çevrimine getirdiği kutup sanal eksenden çok uzakta dolayısıyla çok hızlıdır. Bu kutbun, sistemin karakteristiğine etkisi çok zayıf olacağından dolayı işlem kolaylığı açısından ihmal edilmiştir.

İç akım çevrimlerinde PI kontrolörün sıfırı, şok bobini transfer fonksiyonunun getirmiş olduğu kutbu götürecektir ya da ona yakın olacak şekilde seçilir. Kontrolör kazancı ise iç çevriminin tepki hızını ayarlamak ve band genişliğini belirlemek üzere iteratif olarak belirlenebilir.

Bu kıstaslara göre belirlenen PI kontrolör aşağıda verilmiştir.

$$G1_k(s) = \frac{0.8(s+10)}{s} \quad (5.10)$$



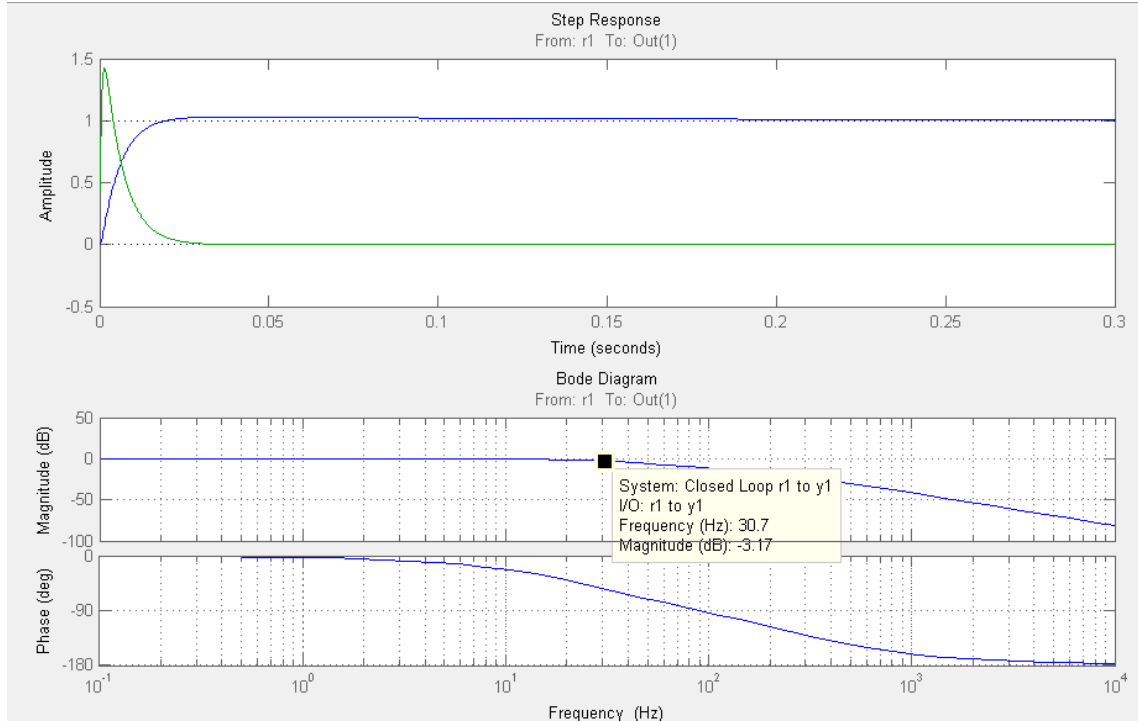
Şekil 5. 2 İç akım çevrimine ait kontrolör tasarımı sonucu sistem cevapları

Şekil 5.2'den görüleceği üzere sistemin yerleşme zamanı 12ms civarındadır ve sistem aşım yapmamıştır. Ayrıca bode diyagramından görüleceği üzere sistemin band genişliği 130 hertz civarındadır. Yerleşme zamanı ve band genişliği gibi kıstaslar tamamen sistemin ihtiyaçlarına göre belirlenecek kıstaslardır. Doğası gereği yavaş olan bir sistemi hızlandırmaya çalışmak büyük çaba gerektirecektir. Belli bir hızın altında bırakmak da sistem gereksinimlerini karşılayamayabilir. Band genişliği de sistemin cevap verme performansını etkileyen bir faktördür. Artışı sistemin cevap verebilirliğini artırırken, sistemin gürültüleri süzme performansını düşürebilir. Band genişliğinin daralması ise gürültüleri bastırma performansını artırırken, sistemin cevap verebilirliğini azaltır.

Akım çevriminin tamamlanmasının ardından DC bara çevrimine dair PI kontrolörünün tasarımına geçilebilir. DC bara çevrimi dış çevrim olduğundan iç akım çevrimine göre daha yavaş davranması gerekecektir. İç çevrim dış çevrimin bir parçası olduğu için, iç çevrimin çalışma hızı dış çevrimden yavaş olamaz. İç çevrim dış çevrimden yavaş olursa dış çevrimin çalışma hızını sınırlayan bir yapıya bürünür. Sistemin birim basamak cevabının ve band genişliğinin istenilen şekilde olması için kontrolör kazancı ayarlanır.

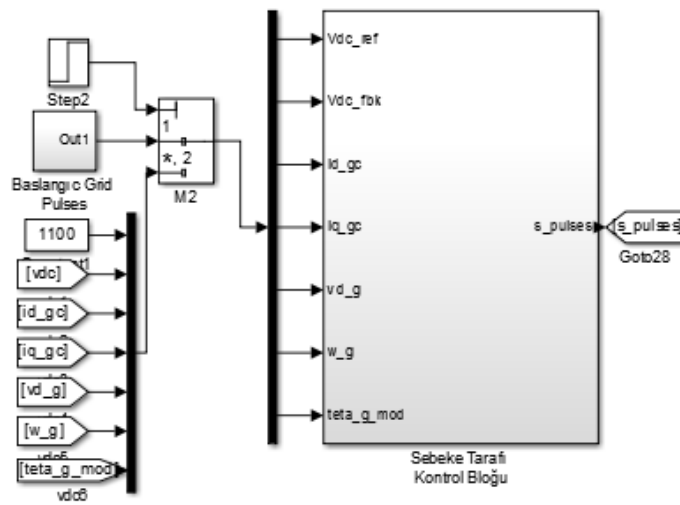
Bu kıstaslara göre belirlenen PI kontrolör aşağıda verilmiştir.

$$G2_k(s) = \frac{1.6667(s + 6)}{s} \quad (5.11)$$



Şekil 5. 3 Dış DC bara çevrimine ait kontrolör tasarımı sonucu sistem cevapları

Şekil 5.3'den görüleceği üzere sistemin yerleşme zamanı 50ms civarındadır ve sistem %5 civarı aşım yapmıştır. Ayrıca bode diyagramından görüleceği üzere sistemin band genişliği 30 hertz civarındadır. Dış çevrim iç çevrimden daha yavaş davranmaktadır.



Şekil 5. 4 Simülasyon uygulaması şebeke tarafı kontrol bloğu

Şekil 5.4'de simülasyon uygulamasında kullanılan şebeke tarafı kontrol bloğu ve kontrol bloğu içerisinde kullanılan değişkenler görülmektedir. Şebeke tarafı kontrol bloğu içerisinde şebeke tarafı dönüştürücü kontrol algoritması yer almaktadır.

5.2.3 Rotor Tarafı Dönüştürücü PI Kontrolör Tasarımı

Rotor tarafı dönüştürücü sisteminde hatırlanacağı üzere generatör hızının kontrol edildiği bir dış çevrim ve bu çevrime dair referans değerin izlenilmesini sağlayan bir iç çevrim bulunmaktaydı. Kontrolör tasarımları hız çevrimine ve akım çevrime dair transfer fonksiyonları üzerinden gerçekleştirilmektedir. Yapılacak hesaplamalarda kullanılacak bu transfer fonksiyonları aşağıda verilmiştir.

$$\frac{w(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{J * s + B} \quad (5.12)$$

$$\frac{i' dr(s)}{v' dr(s)} = \frac{i' qr(s)}{v' qr(s)} = \frac{1}{\sigma * L' r * s + R' r} \quad (5.13)$$

Yukarıda verilen sistem parametreleri (5.12) ve (5.13)'de yerine konur ise sırasıyla (5.14) ve (5.15) elde edilir.

$$J \text{ Makine ataleti} = 65 \text{ kg.m}^2$$

$$B \text{ sürtünme katsayısı} = 0 \text{ (ihmal edilmiştir.)}$$

$$\sigma = 0.15$$

$$R' r \text{ indirgenmiş rotor direnci} = 0.015 \Omega$$

$$L' r \text{ indirgenmiş rotor endüktansı} = 0.0116 \text{ H}$$

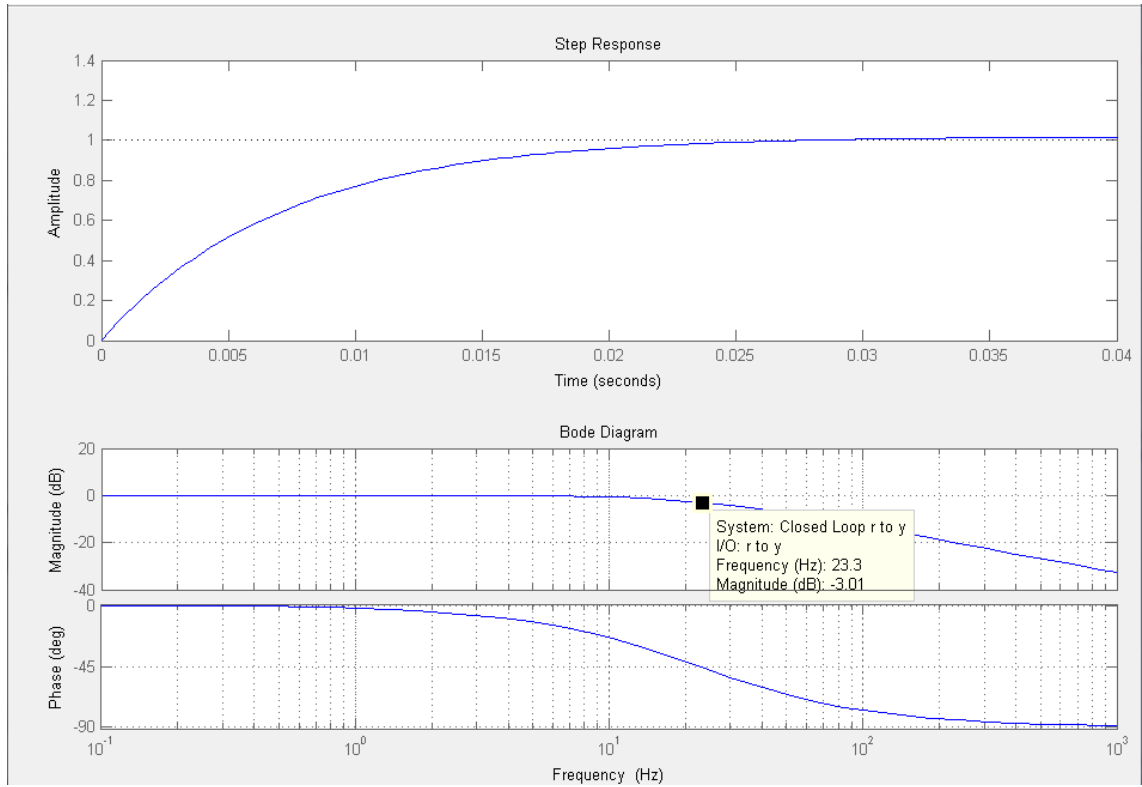
G1 akım çevrimi, G2 hız çevrimi olmak üzere hesaplanan transfer fonksiyonları aşağıda verilmiştir.

$$G1(s) = \frac{1}{0.00174s + 0.015} \quad (5.14)$$

$$G2(s) = \frac{1}{65s} \quad (5.15)$$

Şebeke tarafı dönüştürücü kontrolör tasarımı anlatılan bilgiler dikkate alınarak gerçekleştirilen akım çevrimi PI kontrolörü aşağıda verilmiştir.

$$G1_k(s) = \frac{2.5(s + 4)}{s} \quad (5.16)$$

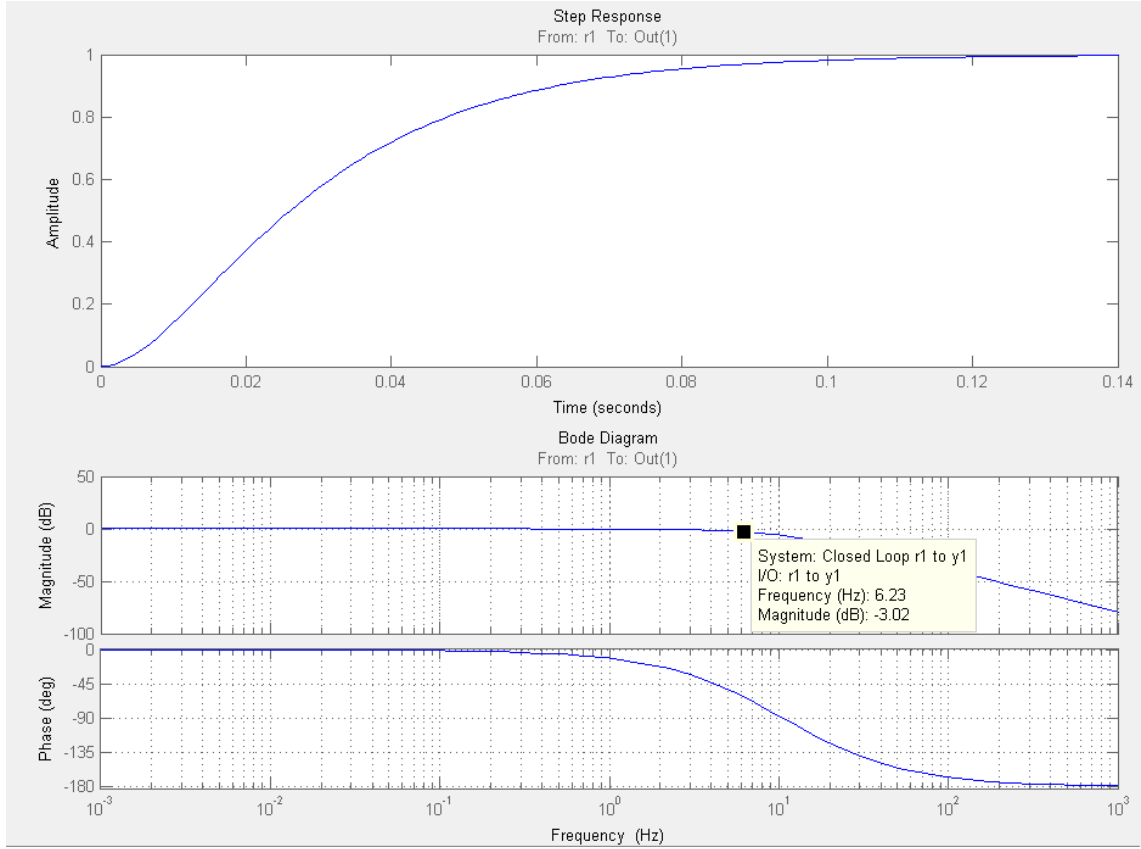


Şekil 5. 5 İç akım çevrimine ait kontrolör tasarımı sistem cevapları

Şekil 5.5'den görüleceği üzere sistemin yerleşme zamanı 40ms civarındadır ve sistem aşım yapmamıştır. Ayrıca bode diyagramından görüleceği üzere sistemin band genişliği 25 hertz civarındadır.

Yine aynı bilgiler doğrultusunda hız çevrimi için PI kontrolörü aşağıda verilmiştir.

$$G2_k(s) = \frac{100(20s + 0.05)}{s} \quad (5.17)$$



Şekil 5. 6 Dış hız çevrimine ait kontrolör tasarımı sonucu sistem cevapları

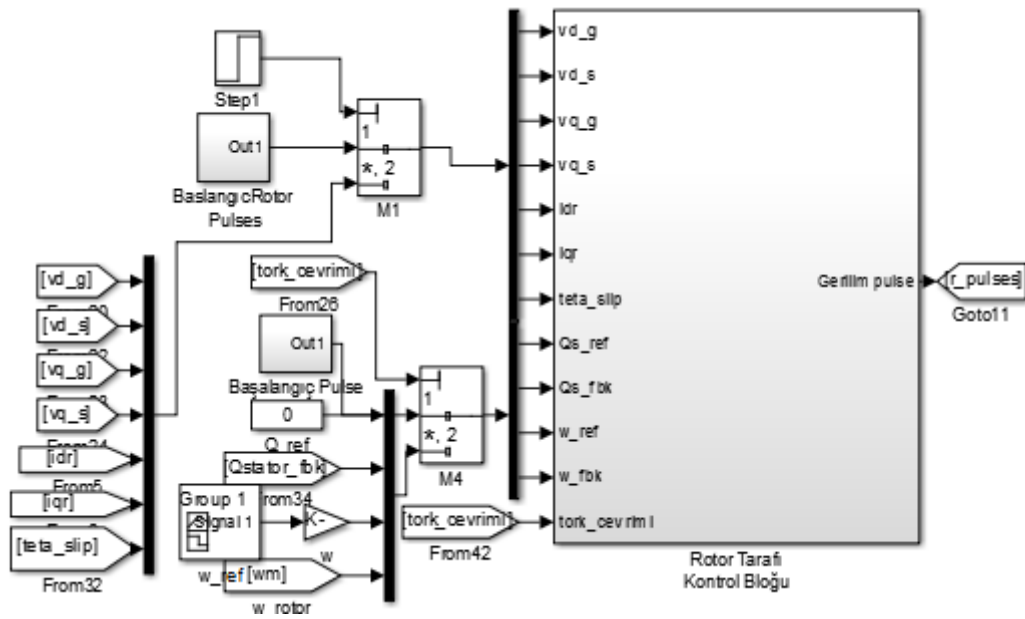
Şekil 5.6'dan görüleceği üzere sistemin yerleşme zamanı yaklaşık 150ms civarındadır. Ayrıca bode diyagramından görüleceği üzere sistemin band genişliği 6 hertz civarındadır.

Rotor tarafı dönüştürücü için tasarlanan iç ve dış çevrime ait PI kontrolörlerin tasarımları ile şebeke tarafı dönüştürücüye göre daha yavaş kontrol gerçekleşir. Bu durum bize mekaniksel sistemlerin elektriksel sistemlere göre daha yavaş cevap verdiğini çok net bir şekilde gösteriyor. Generatör kontrolü gerçekleştirilirken hız çevrimi transfer fonksiyonu generatör ataletinin bir fonksiyonu olduğu için generatörün ataletinden dolayı sistemin cevabı yavaşlamaktadır ve dış çevrimle uyumlu olması sebebiyle iç çevrim cevabı da yavaşlamaktadır.

Bu tasarımlar yapılırken dikkat edilecek diğer bir husus kontrol işaretlerinin çok büyük değerlere çıkmamasıdır. Kontrol işareti diye adlandırdığımız işaretler PI kontrolörlerin çıkışlarıdır. DC bara kontrolörünün çıkışı iç akım çevriminin referansıdır. Dolayısıyla bu referans sistemin sağlayabileceği akım değerlerinden büyük olursa gerçek

uygulamalarda sistem öngörülen performansı gösteremez. Bu yüzden kontrol işaretleri de sistemde takip edilmesi gereken işaretlerdir.

Diğer bir konu ise bozucu etkilerine sistemin cevaplarıdır. Yapılan simülasyonlarda sistemde oluşabilecek en kötü yük ve bozucu durumları için kontrolörlerin performansı sınanmalıdır. Hem geçici hal yanıtları hem de sürekli hal yanıtları incelenerek sistem davranışı gözlenmelidir. Yine bu zorlu şartlarda sistem kontrolörünün çıkış davranışı izlenmeli gerçek sistemdeki sınırları zorlamamasına dikkat edilmelidir.

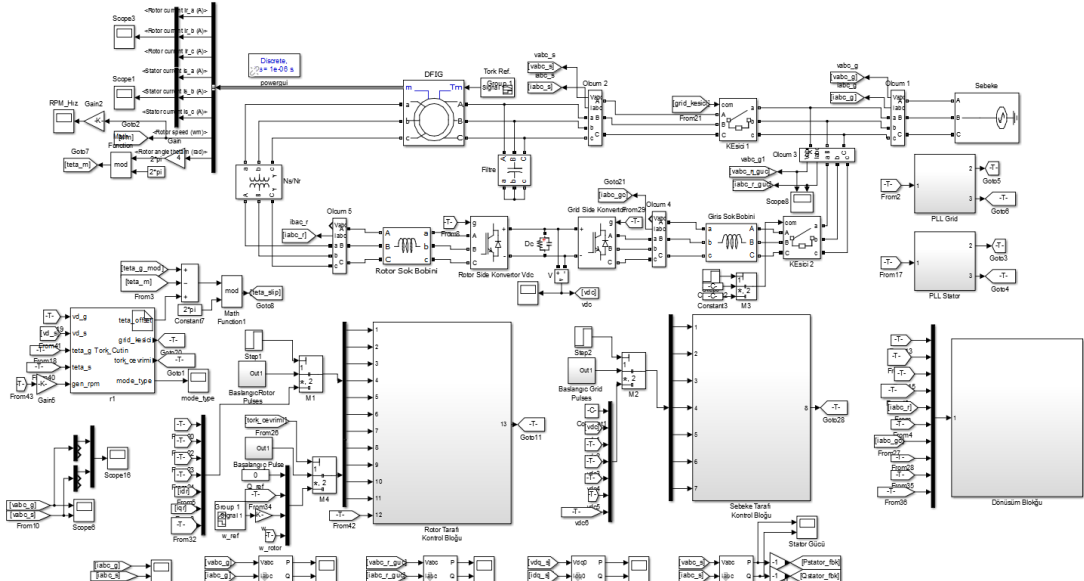


Şekil 5. 7 Simülasyon uygulaması rotor tarafı kontrol bloğu

Şekil 5.7'de simülasyon uygulamasında kullanılan rotor tarafı kontrol bloğu ve kontrol bloğu içerisinde kullanılan değişkenler görülmektedir. Rotor tarafı kontrol bloğu içerisinde rotor tarafı dönüştürücü kontrol algoritması yer almaktadır.

5.3 Simülasyon Çalışması

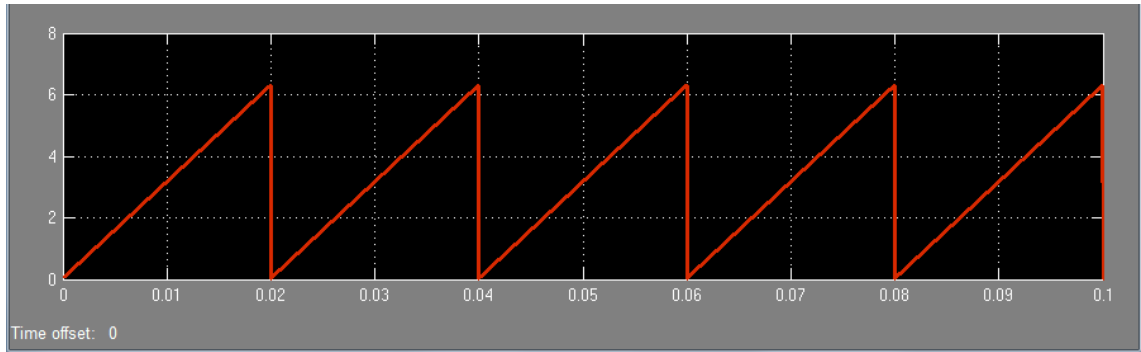
Bu bölümde yukarıda verilen sistem parametreleri ve çalışma bilgileri ve tasarlanan kontrolörler kullanılarak Matlab/Simulink programında tasarlanan simülasyon çalışması adım adım anlatılmış ve elde edilen sonuçlar incelenmiştir.



Şekil 5. 8 Matlab/Simulink ortamında oluşturulan sistem kontrol blok şeması

Şekil 5.8’de simülasyon ortamında tasarlanan tüm sistemin kontrol blok şeması görülmektedir.

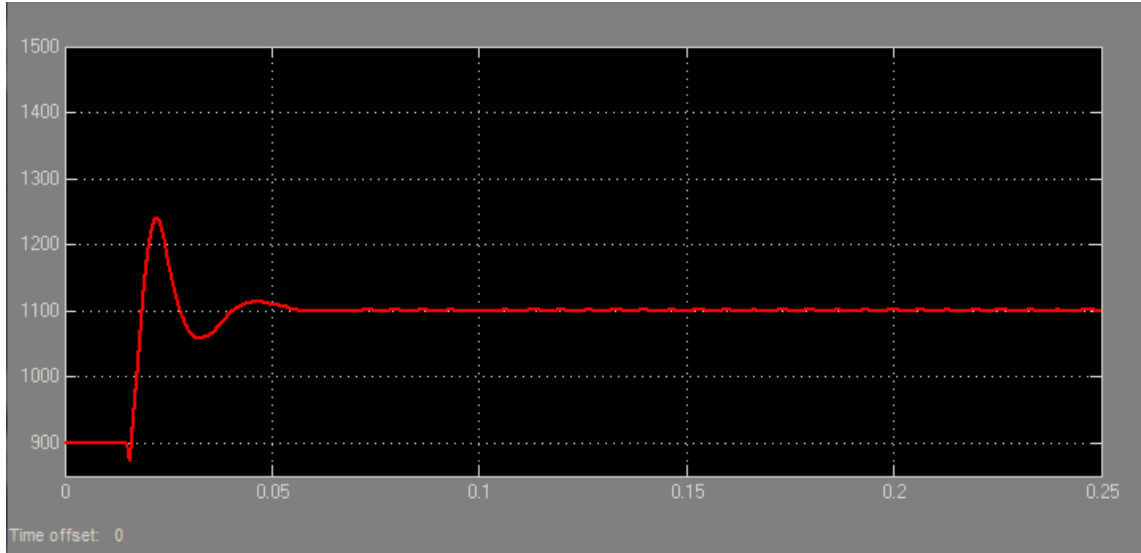
Sistemin kontrolünü gerçekleştiren dönüştürücü blokları, bir kesici üzerinden şebekeye bağlanmıştır. Öncelikle dönüştürücü blokları girişindeki açık konumdaki kesici kapatılıp şebeke ile bağlantı kurularak, şebeke tarafı dönüştürücü çalıştırılmaktadır. Şebeke tarafı dönüştürücü kontrolü için gerekli olan şebeke gerilimi hız ve açı bilgisi, PLL Grid bloğu içerisindeki PLL algoritması ile elde edilmektedir. Bu bilgiler, şebeke tarafı kontrol bloğu içerisinde kullanılarak DC bara gerilim kontrolü gerçekleştirilmektedir.



Şekil 5. 9 Şebeke gerilimi faz açısı

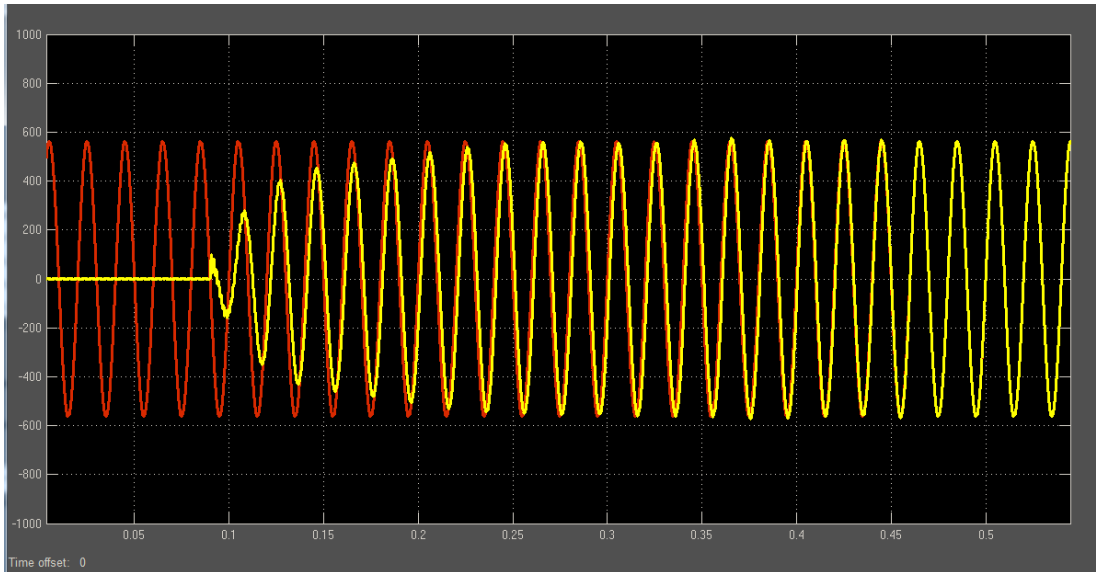
Şekil 5.9’da şebeke gerilimi faz açısı bilgisi görülmektedir. Burada açı bilgisi, radyan 2π 'ye göre mod alınarak kontrol blok şemaları içerisinde kullanıldığı için 2π 'ye mod alınmış

şekilde görülmektedir. Şekil 5.9 incelendiğinde her 0.02s'de açı değeri sıfırdan 2π değerine ulaştığı görülmektedir. Bu durum bize şebeke geriliminin frekansının 50 Hz olduğunu açıkça göstermektedir.



Şekil 5. 10 DC bara gerilimi

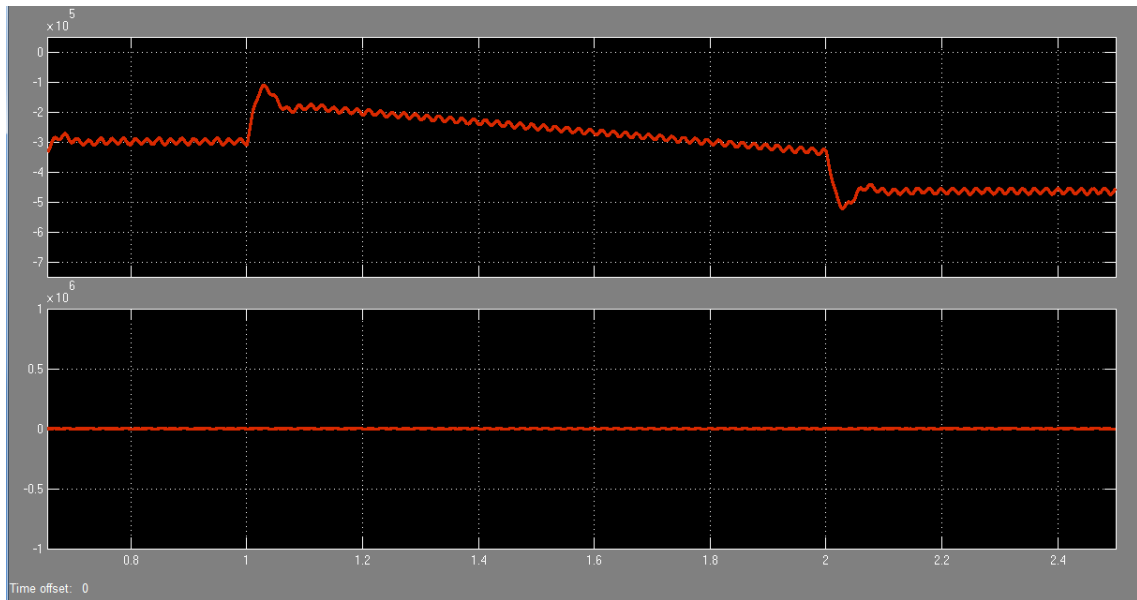
Şekil 5.10'da şebeke tarafı dönüştürücü tarafından oluşturulan DC bara gerilim değeri görülmektedir. Oluşturulan sistemde DC bara gerilim seviyesi 1100V olarak seçilmiş ve DC bara kondansatörleri başlangıç gerilim seviyeleri 900V olarak ayarlanmıştır. Sistemin tüm çalışma bölgesinde DC bara gerilim seviyesinde herhangi bir bozulma olmamıştır.



Şekil 5. 11 Şebeke-stator faz-nötr gerilimleri

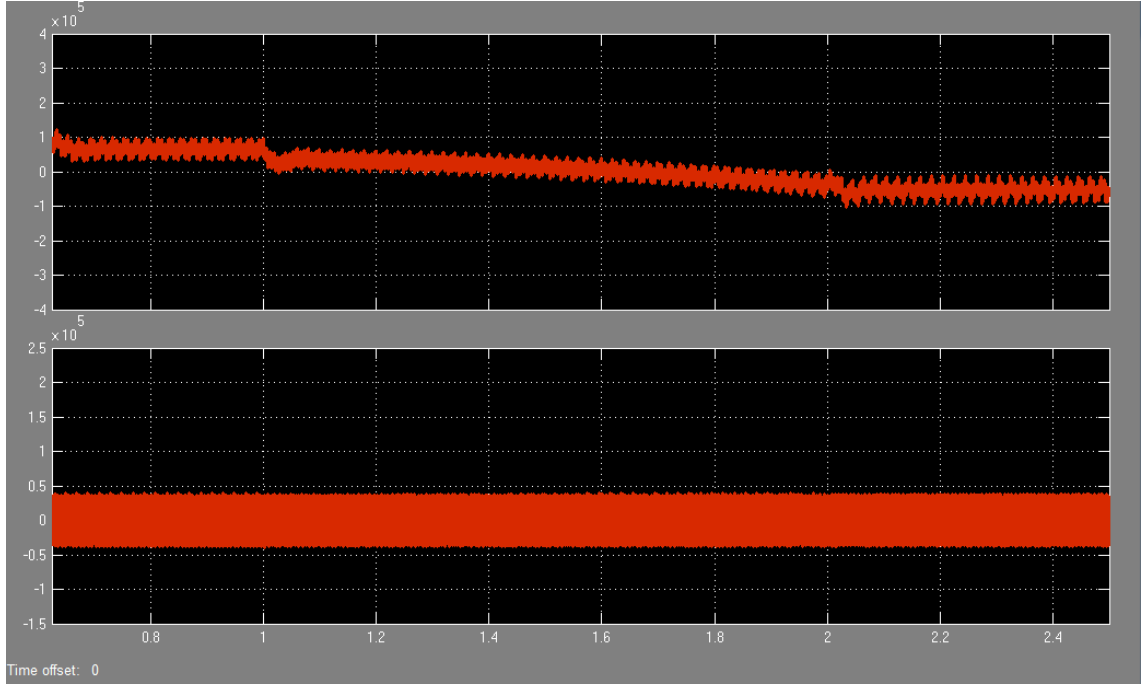
Şekil 5.11’de generatör stator faz-nötr gerilimi (sarı renkte) ve şebeke faz-nötr gerilimi (kırmızı renkte) görülmektedir. Şebeke tarafı dönüştürücü ile DC bara gerilim seviyesi 1100V seviyesine getirildikten sonra 0.07s’de rotor tarafı dönüştürücü çalıştırılarak senkronizasyon için gerekli olan kontrol bloğu çalıştırılmaktadır.

Generatör stator gerilimleri önce genlik olarak şebeke gerilimi seviyesine getirilir daha sonra generatör stator gerilimi için gerçekleştirilen PLL stator bloğu içerisindeki PLL algoritması ile stator geriliminin açı değeri hesaplanır. Daha sonra şebeke gerilimi ile stator gerilimi arasındaki fazörel açı farkı bulunur. Gerilimler genlik olarak eşitlendikten sonra faz farkı kullanılarak faz açıları da eşitlenir ve şebeke ile stator arasında açık durumdaki kesici kapatılarak generatör stator sargıları şebekeye senkron olur.



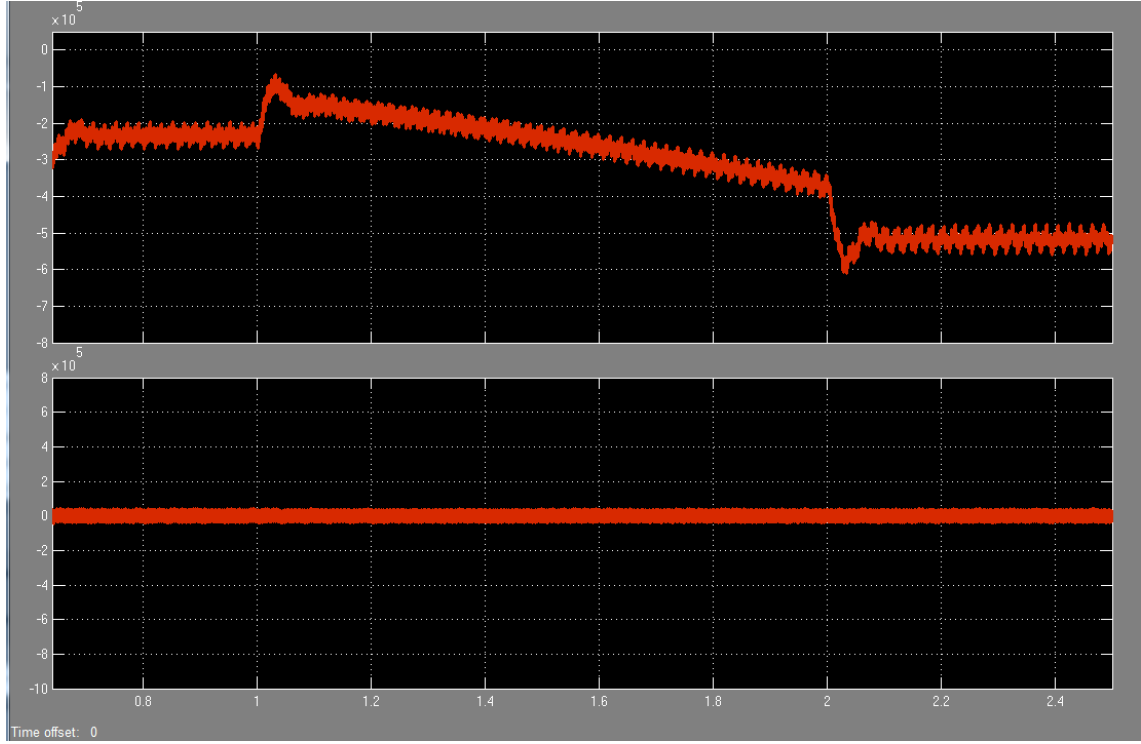
Şekil 5. 12 Stator üzerinden şebekeye aktarılan aktif/reaktif güç

Şekil 5.12’de stator üzerinden şebekeye aktarılan aktif (üste) ve reaktif (altta) güç görülmektedir. Stator şebekeye senkron olduktan sonra hız çevrimi çalışmaktadır. 0.54s’de %20 kayma ile 600rpm’de başlayan hız çevrimi 0.7s’de kararlı hale oturmuştur. 300ms kadar 600rpm’de 300kW’lık güç aktarımından sonra 1.s’den 2.s’ye kadar 600rpm’den 850rpm’e çıkan bir hız kontrol çevrimi ile stator üzerinden aktarılan güçte 300kW’dan 440kW’a kadar çıkmıştır. Reaktif güç referansı sürekli sıfır verildiği için şebekeye herhangi bir reaktif güç akışı olmamıştır.



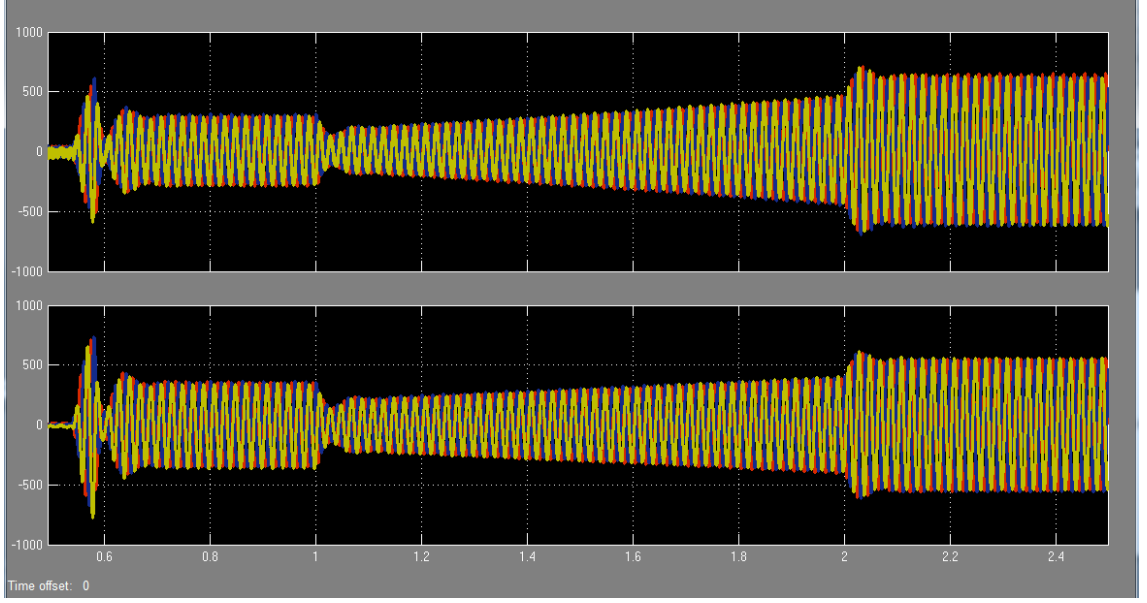
Şekil 5. 13 Rotor üzerinden şebekeye aktarılan aktif/reaktif güç

Şekil 5.13’de rotor üzerinden şebekeden çekilen ve şebekeye aktarılan aktif (üste) ve reaktif (altta) güç görülmektedir. Şekil 5.13’de senkron altı hızlarda rotor aktif güç değeri pozitifdir. Bu bize güç akışının şebekeden rotora doğru olduğunu göstermektedir. Senkron üstü hızlarda aktif güç değeri negatiftir. Buda bize güç akışının rotordan şebekeye doğru olduğunu göstermektedir. Generatör 600rpm’de döner iken şebekeden rotora doğru yaklaşık 70kW güç akışı var iken 850rpm’de rotordan şebekeye doğru 60kW’lık bir güç akışı olmaktadır. Reaktif güç referansı sıfır verildiği için reaktif güç akışı ortalama olarak sıfır değerindedir. Sadece döner manyetik alan oluşumu için gerekli olan reaktif mıknatıslanma akımı şebekeden çekilmektedir.



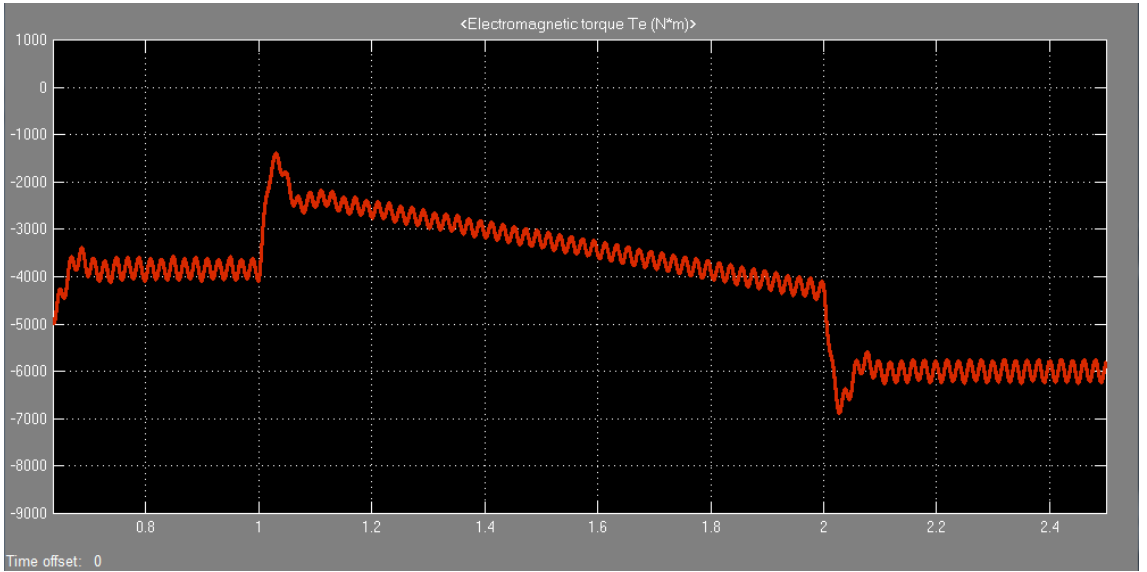
Şekil 5. 14 Şebekeye aktarılan toplam güç

Şekil 5.14’de şebekeye aktarılan toplam aktif (üstte) reaktif (altta) güç görülmektedir. 1.s’ye kadar olan bölümde 600rpm’de stator üzerinden 300kW’lık bir güç şebekeye aktarılırken yaklaşık 70kW’lık bir güçte şebekeden rotor tarafına akmaktadır. Bu durumda şebekeye toplam 230kW’lık bir güç akışı olduğu görülmektedir. Yine aynı şekilde generatör 850rpm hızda döner iken stator üzerinden 440kW’lık bir güç akışı varken rotor üzerinden de 60kW’lık bir güç akışı ile şebekeye toplamda 500kW’lık bir güç akışı olduğu görülmektedir. Reaktif güç referansı sıfır verildiği için reaktif güç akışı ortalama olarak sıfır değerindedir.



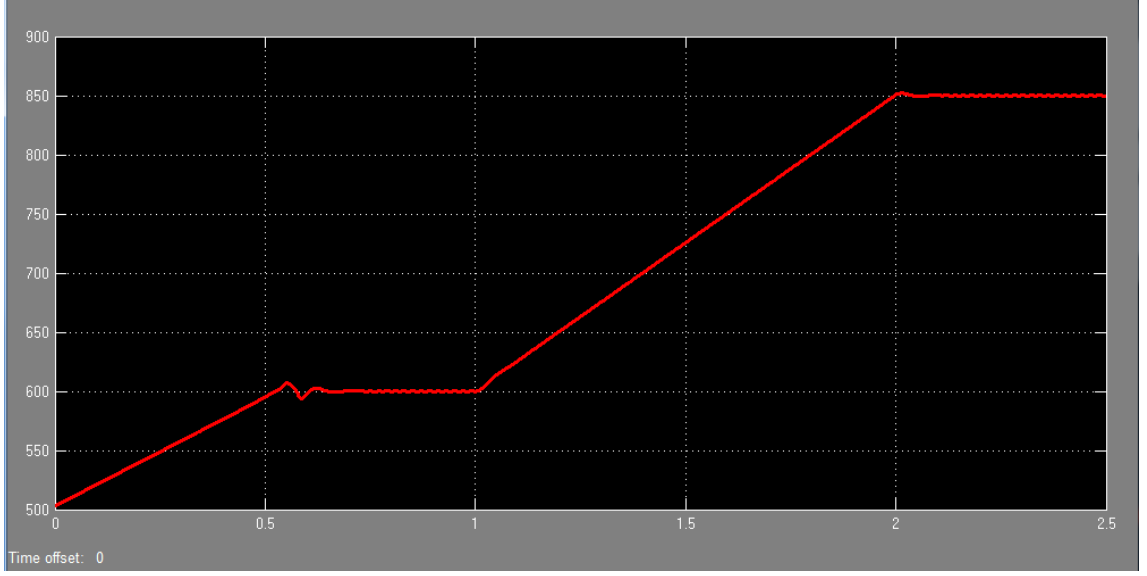
Şekil 5. 15 Şebeke ve stator akımları

Şekil 5.15’de şebeke (üstte) ve stator (altta) akımları görülmektedir. Senkron altı çalışma bölgesinde stator akımları daha yüksek iken senkron üstü çalışma bölgesinde şebekeye doğru akan toplam akım değerleri daha yüksek olduğu görülmektedir.



Şekil 5. 16 Generatör elektromanyetik moment

Şekil 5.16’da hız çevrimi ile beraber generatörde meydana gelen elektromanyetik moment değeri görülmektedir. Senkron altı ve senkron üstü çalışma bölgelerine bağlı olarak elektromanyetik moment değerindeki değişimin aktif güç ile uyumluluğu görülmektedir.



Şekil 5. 17 Generatör hız değişimi

Sistem çalışması ile beraber rüzgârdan gelen mekanik moment ile beraber generatör hızındaki değişim görülmektedir. Generatör hızı 600rpm seviyesine ulaştığında hız çevrimi başlamış ve generatör aktif güç üretimine geçmiştir. 2.s'de 850rpm hız seviyesine gelerek, anma gücü hız değerinde simülasyon çalışması sonlandırılmıştır.

SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbinlerinin kontrolü incelenmiştir. Rüzgâr türbinlerinde kullanılan generatör tipleri anlatılarak ÇBAG tabanlı rüzgâr türbinlerinin diğer rüzgâr türbinlerine olan üstünlükleri belirtilmiştir. Bu rüzgâr türbinlerinde kullanılan çift beslemeli asenkron generatörün matematiksel analizi yapılmıştır. Generatör dq eksen takımı matematiksel modelinin ve model içerisindeki değişkenlerin nasıl elde edildiği detaylı şekilde anlatılmıştır. Generatörün detaylı analizi ile generatör üç fazlı ve dq eksen takımındaki matematiksel modelleri üzerindeki belirsizliklerin kalkması sağlanmıştır.

Şebekeye bağlı çift beslemeli asenkron generatör tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbininin kontrolünde, doğru akım makinelerinde sağlanan yüksek kontrol performansını, daha karmaşık bir yapıda olan üç fazlı alternatif akım makinelerinde de gerçekleştirebilmek amacıyla geliştirilen vektör kontrol algoritması uygulanmıştır. Vektör kontrol algoritması ile çok değişkenli fonksiyonlardan oluşan ve çok karmaşık bir yapıda olan üç fazlı generatör modeli dq dönen eksen takımı üzerinde, çok değişkenli fonksiyonlardan arınmış ve çözümü çok daha kolay olacak şekilde elde edilmiştir. Böylece generatör kontrolü çok daha kolay bir şekilde gerçekleştirilmiş ve doğru akım makinelerindeki yüksek kontrol performansı elde edilmiştir. Vektör kontrol algoritmasıyla ilgili ÇBAG tabanlı değişken hızlı rüzgâr türbin sisteminde kullanılan kontrol yapıları verilerek dq eksen takımında elde edilen matematiksel modele uygun sistem kontrolleri anlatılmıştır. Kontrol yapıları içerisinde, klâsik PI kontrolörler kullanılarak sistem kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Şebekeye bağı 500kW ÇBAG tabanlı değışken hızlı örnek bir rüzgâr türbini sistemi, Matlab/Simulink ortamında tasarlanmıştır. Sistem parametrelerine uygun şekilde kontrol yapıları içerisinde kullanılan PI kontrolörlerin tasarımları Matlab programı kütüphaneleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Sistem kontrolünün başarılı şekilde gerçekleştirilebilmesi için PI kontrolörlerin tasarımlarında dikkat edilmesi gereken durumlar belirtilmiştir. PI kontrolörlerin tasarımları ile birlikte sistem kontrolü detaylı şekilde analiz edilmiştir. Simülasyon çıktıları ayrıntılı şekilde sunularak, 500kW'lık sistemin başlangıç durumundan şebekeye senkron olma koşullarına ve şebekeye senkron olduktan sonra 500kW güç aktarımına kadar gerçekleştirilen aşamalar detaylı şekilde anlatılmıştır.

Karmaşık bir yapıda olan ÇBAG tabanlı rüzgâr türbini sistemine vektör kontrol algoritması uygulanarak sistem kontrolü başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Sistem kontrolünün başarılı bir şekilde gerçekleştiğı simülasyon çıktıları ile gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] Li, H. ve Chen, Z., (2008). "Overview of different wind generator systems and their comparisons", IET Renewable Power Generation, 2: 123-138.
- [2] Gürleyen, H., (2012). Şebekeye Bağlı Çift Beslemeli Asenkron Generatörlerde Güç Kontrolünün İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [3] Fidan, Ş., (2010). Değişken Hızlı-Değişken Kanat Açılı Rüzgâr Türbinlerinin Tork ve Kanat Açısı Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Afyon.
- [4] Mitcham, A. J., Grum, N. (1998) "An Integrated LP Shaft Generator for the more Electric Aircraft", in IEE Coloquium on All Electric Aircraft, Institute of Electrical Engineers, London, 8:1-9.
- [5] Tanrıöven, M., (2011). "Yenilenebilir Enerji Sistemleri", YTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü, Bölüm 1-8.
- [6] Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D. (2002) Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, John Wiley & Sons Inc., New York.
- [7] R. Pena, J.C. Clare and G.M. Asher, "Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-back PWM Converters and its Application to Variable-Speed Wind-Energy Generation", IEE Proc.-Electr. Power Appl., 143: 231-241.
- [8] Yaşa, Y., (2013). Simulation and Experimental Analysis of Doubly-Fed Induction Generator Under Grid Faults, Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [9] The University of Nottingham, School of Electrical and Electronic Engineering, <http://hermes.eee.nott.ac.uk/teaching/cal/h5dimd/outline.html>, 7 Nisan 2014.
- [10] Fletcher, J. ve Yang, J., (2010). Introduction to Doubly-Fed Induction Generator for Wind Power Applications, Glasgow.
- [11] Quang, N.P., Dittrich, A. ve Thieme, A., (1997). Doubly-Fed Induction Machine as Generator: control algorithms with decoupling of torque and power factor, Verlag.

- [12] Ekanayake, J., Holdsworth, L. ve Jenkins, N., (2003). "Control of DFIG Wind Turbines", " , IEE Power Engineer, 17: 28-32.
- [13] Kayıkçı, M. ve Milanovic, V., (2007). "Reactive Power Control Strategies for DFIG-Based Plants", IEEE Transactions on Energy Conversion, 22: 389-396.
- [14] Li, G. H., Zhang, B. H., Hao, Z.G. ve Wang, J., (2011). "Modeling of DFIG Based Wind Generator and Transient Characteristics Analysis", IEEEIC 10th International Conference, Rome.
- [15] Shuhui, L., Timothy, A. Heskey, (2007). "Analysis of Decoupled d-q Vector Control in DFIG Back-to-Back PWM Converter", IEEE Power Engineering Society General Meeting, Tampa.
- [16] Zhenhua J. ve Xunwei Y., (2009). "Modeling and Control of an Integrated Wind Power Generation and Energy Storage System", IEEE Power&Energy Society General Meeting, Calgary.
- [17] Vikipedi Özgür Ansiklopedi, PID Kontrolör, <http://tr.wikipedia.org/wiki/PID>, 8 Ağustos 2014.
- [18] Sakarya Üniversitesi, Otomatik Kontrol Sistemleri PI kontrolör, <http://web.sakarya.edu.tr/~afboz/control/bolum10.html>, 8 Ağustos 2014.
- [19] Mohan, N., (2001). Advanced Electric Drives, MNPERE, Minneapolis.
- [20] Yiğit, T., (2011). Elektrikli Cer Sürücü Sistemlerinin Modellenmesi, Kontrolü ve Simülasyonu, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [21] Vas, P. (1998). Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, Newyork.
- [22] Mahmoud M. ve Mohammed O. A., (2010). "Software Phase Locked Loop Technique for Grid Connected Wind Energy Conversion Systems", IEEE Control and Modeling for Power Electronic, Boulder.
- [23] Limongi L. R., Bojoi R., Pica C., Profuma F. and Tenconi A., (2007). "Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications", IEEE Power Conversion Conference, Nagoya.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Mahmut Çağrı CEYLAN
Doğum Tarihi ve Yeri : 22.10.1987 / Niğde
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : m.cagriceylan@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Kontrol ve Oto. Müh.	Yıldız Teknik Üniv.	2014
Lisans	Elektrik Müh.	Yıldız Teknik Üniv.	2012
Lise	Fen Bilimleri	Özel Sungurbey Lisesi	2004

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2012-	İstanbul Ulaşım A.Ş	Arge Elektrik Müh.