

T.C.  
KIRIKKALE ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK ANABİLİM DALI  
YÜKSEK LİSANS TEZİ

REGENERATİF ENERJİ SİSTEMLERİNDE GENERATÖRLERİN  
MODELLENMESİ VE BULANIK MANTIK İLE KONTROLÜ

ÖMER GÜNHAN KINALI

EKİM 2007

Fen Bilimleri Enstitü Müdürünün onayı.

Doç. Dr. Gülay BAYRAMOĞLU

Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı standartlarına uygun olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN

Anabilim Dalı Başkanı

Bu tezi okuduğumuzu ve Yüksek Lisans tezi olarak bütün gerekliliklerini yerine getirdiğini onaylarız.

Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN

Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN

\_\_\_\_\_

Yrd. Doç. Dr. Eyüp TUNA

\_\_\_\_\_

Yrd. Doç. Dr. Ertuğrul ÇAM

\_\_\_\_\_

## ÖZET

### REGENERATİF ENERJİ SİSTEMLERİNDE GENERATÖRLERİN MODELLENMESİ VE BULANIK MANTIK İLE KONTROLÜ

KINALI, Ömer Günhan

Kırıkkale Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı, Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN

Ekim 2007, 118 sayfa

Enerji, genel olarak iş yapabilme yeteneği veya potansiyeli olarak tanımlanmakla birlikte, değişikliklere yol açan etken olarak da tanımlanabilir. Bilim ve teknoloji alanındaki gelişmelerle birlikte; yaşam standartları ve tarzlarında büyük bir değişim gözlenmekte, mal ve hizmet, üretim ve tüketim kalıpları, fiyatları, talep yapıları, pazar koşulları, çalışma şartları, verimlilik vb. konularda önemli değişiklikler meydana gelmekte, küresel ürün ve pazarlar, dünya çapında dev organizasyonlar ortaya çıkmaktadır. Bu gelişme ve değişimin sürati ve yönü büyük ölçüde enerji arzı konusundaki gelişmelere bağlı bulunmakta, enerji konusu bilim ve teknoloji alanındaki çalışmaların odak noktalarından birini oluşturmaktadır.

Gelişen sanayi, nüfus artışı, sınırlı olan doğal kaynakların ziyan edilmeden ve zarar verilmeden en iyi şekilde kullanılmaları artık insanoğlunun gündeminde en üst sıraları işgal etmektedir. Özellikle medeniyetlerin ortaya çıkmasında vazgeçilmez unsurlar olan su ve enerji, doğal ve sınırlı kaynakların en önemlilerini teşkil ederler. Suların ve canlıların hayatlarını sürdürdükleri atmosfer, biyosfer, litosfer ve hidrosfer katmanlarının temiz tutulması ancak yüksek verimli ve temiz enerjiyle mümkün olacaktır.

Temiz enerji dendiğinde ilk akla gelen hidroelektrik santrallerdir. Ancak hızla ilerleyen teknolojik aletleri kullanan sanayide buna alternatif olabilecek enerji kaynaklarının da bulunması şarttır. Bu durumda rüzgar enerjisinden yararlanılabilir.

Son yıllarda birçok araştırmacı simülasyon veya uygulamalarla farklı kontrol yöntemleri denemektedir. Bu yöntemlerden üzerine ilgi toplayanlardan biri de bulanık mantık kontrol yöntemidir. Bu yöntemin daha geliştirilmiş hali ise kazancı bulanık mantık kuralları ile ayarlanan yeni nesil PI kontrolörlerdir. Bu tez çalışmasında 9 MW'lık bir rüzgar türbini ve buna bağlı asenkron generatörü kontrol etmek amacıyla bulanık mantık-PI kontrolör ve PI kontrolörler karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçları, bulanık mantık-PI kontrolörün tüm işletme şartları altında, sisteme verdiği hızlı cevaplarla PI kontrolöre göre daha iyi bir performansa sahip olduğunu göstermiştir. Ayrıca bu çalışmada bir rüzgar düzeneği tasarımı hayata geçirilmiş, deneysel sonuçları gözlemlenmiştir.

**Anahtar Kelimeler :** Enerji, Elektrik Enerjisi, Yenilebilir Enerji Kaynakları, Rüzgar Enerjisi, Rüzgar Türbini, Asenkron Generatör, Generatör Modelleme, PI Kontrolör, Bulanık Mantık-PI Kontrolör

## **ABSTRACT**

### **GENERATORS MODELLING AND CONTROL WITH FUZZY LOGIC IN REGENERATIVE ENERGY SYSTEMS**

KINALI, Ömer Günhan

Kırıkkale University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

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

Supervisor: Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN

October 2007, 118 pages

Although energy, in general, is defined as the working ability or potential, it can also be defined as the factor that causes changes. Along with the developments in science and technology; drastic changes are observed in living standards and styles; significant changes take place in production and consumption methods, costs, demand structures, market and working conditions and efficiency etc.; global products and markets, and global giant organizations emerge. The speed and the direction of this development and change depend mainly on the energy supplies, and therefore the energy issue constitutes one of the focal points in science and technology.

Developing industry, population growth, optimal use of limited natural resources take a priority in the lives human race. Water and energy, which are the key factors in the emergence of civilizations, are the most important entities among

natural and limited sources. Keeping the layers of atmosphere, biosphere, lithosphere and hydrosphere clean, will only be possible with highly efficient and clean energy.

Hydroelectric power plants come to mind first in clean energy. However, alternate energy resources should be found in the industry that make use of high tech instruments. In that case, wind energy can be used.

In recent years, several researchers experiment different control methods with simulations and applications. One of these methods, which draw significant attention, is fuzzy logic control methods. The advanced stage of this method is the new generation PI controllers, for which the gain is adjusted with fuzzy logic rules.

In this thesis, fuzzy gain scheduled PI (fuzzy PI) controller is compared with PI controller in order to control a 9 MW wind turbine and an asynchronous generator attached to it. for controlling the power and enthalpy output of a thermal electrical power plant. Simulation results show that fuzzy PI controller's performance is better than the other controllers under all the considered operating conditions with fast response to the system. Moreover, a wind mechanism design was realized, and experimental results are observed.

**Key Words :** Energy, Electrical Energy, Renewable Energy Sources,

Wind Energy, Wind Turbine, Asynchronous Generator,

Generator Modeling, PI Controller, Fuzzy Logic - PI Controller.

## TEŞEKKÜR

Tezimin hazırlanması esnasında her türlü yardımını esirgemeyen, fikir ve tecrübeleriyle bana bir yol gösterici olan, lisans dönemimde de derslerini aldığım, Sayın Prof. Dr. İlhan KOCAARSLAN'a, karşılaştığım sorunların çözümünde bana yardımcı olan ve tez çalışmalarım esnasında bana sürekli destek olan Sayın Yrd. Doç. Dr. Ertuğrul ÇAM'a ve Sayın Yrd. Doç. Dr. Eyüp TUNA'ya, bugünkü bilgi seviyesine ulaşmamda katkısı bulunan tüm öğretim elemanlarına, tezin yazım aşamasında desteklerini benden esirgemeyen dostlarım Sayın Hasan TIRYAKI'ye ve Sayın Harun KUTLU'ya, manevi desteğiyle benim için vazgeçilmez olan aileme teşekkür ederim.

## ŞEKİLLER DİZİNİ

### ŞEKİL

2.1.	Jetin yönünü değiştiren türbin kanadı.....	11
2.2.	Kanat profili ve Veter açısı.....	13
2.3.	Asenkron motor kontrol blok diyagramı.....	21
2.4.	Asenkron motor kontrol blok diyagramı.....	22
2.5.a.	Açık gerilim/frekans (V/f) kontrolü.....	23
2.5.b.	Hızlanma ve yavaşlama öz eğrileri.....	23
2.6.	Kayma düzenlemesi yapılarak sabit V/f kontrolü ile hız kontrolü.....	24
2.7.	Moment ve akı kontrolü ile hız kontrolü.....	27
2.8.	Moment ve akı değerlerinin hesaplanmasına ilişkin akış diyagramı.....	27
2.9.	Statik Kramer sürücü ile hız kontrolü.....	29
2.10.a.	Vektör kontrol yönteminde doğru akım makinesi ile asenkron makine benzetimi.....	33
2.10.b.	Makine modeli ile vektör kontrolünün gerçekleştirilmesi.....	33
2.11.	Asenkron makine alan yönlendirilmesi için vektör diyagramı.....	35
2.12.a.	Rotor akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı.....	40
2.12.b.	Hava aralığı akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı.....	41
2.12.c.	Stator akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı.....	41
2.13.	Belirli stator akısı için devir sayısı-moment öz eğrisi.....	43
2.14.	Gerilim beslemeli evirici ile doğrudan vektör kontrolü.....	45
2.15.	Rotor akılarının elde edilmesi.....	46
2.16.	Rotor hızı ve stator akımlarından rotor akısının hesaplanması.....	47
2.17.	Dolaylı vektör kontrolü için fazör diyagramı.....	48



2.18. Ayrık kontrollü makine modelinin blok diyagramı.....	52
2.19. Dolaylı vektör kontrol yöntemi kullanılarak konum kontrol düzeneğinin gerçekleşmesi.....	53
2.20.a. Konum kontrol düzeneğinde hızın zamanla değişimi.....	54
2.20.b. Konum kontrol düzeneğinde konumun zamanla değişimi.....	54
2.21.a. Konum kontrol düzeneğinde Momentin zamanla değişimi.....	55
2.21.b. Konum kontrol düzeneğinde Rotor akısının zamanla değişimi.....	55
2.22. Alanın azaldığı bölgede kontrolü genişletmek için blok diyagram.....	56
2.23. Akım kontrolör doyuma etkisinin kaldırılması için önerilen diyagram.....	57
2.24. Sistemin birim basamak cevap eğrisi.....	59
2.25. Klasik mantık ile bulanık mantığın karşılaştırılması.....	62
2.26. Üçgen üyelik fonksiyonu.....	64
2.27. Bulanık kontrolörün genel yapısı.....	66
2.28. Max-min çıkartım yöntemi.....	68
3.1. Sistemin genel görünüşü.....	70
3.2.a. Fan.....	71
3.2.b. Fan motoru.....	71
3.3. Panjur.....	72
3.4. Taşıyıcı ve doğrultucu borular.....	72
3.5. Davlumbaz.....	73
3.6. Küp.....	74
3.7. Türbin ve kanatları.....	75
3.8. Asenkron generatör.....	75
3.9.a. Duran $a_s - b_s - c_s$ eksenlerinden duran $d^s - q^s$ eksen takımına dönüşüm.....	78

3.9.b. Duran $d^s - q^s$ eksen takımından senkron hızla dönen $d^e - q^e$ eksen takımına dönüşüm.....	78
3.10.a. Senkron hızla dönen referans eksen sistemine göre eşdeğer devreler; $q^e$ - eksen devresi.....	81
3.10.b. Senkron hızla dönen referans eksen sistemine göre eşdeğer devreler; $d^e$ - eksen devresi.....	81
3.11.a. Duran eksen takımında; hız.....	83
3.11.b. Duran eksen takımında; moment.....	83
3.11.c. Duran eksen takımında; gerilimlerin (d-q bileşeni).....	83
3.11.d. Duran eksen takımında; gerilimlerin (d-q bileşeni).....	84
3.11.e. Duran eksen takımında; stator akımlarının (d-q bileşeni).....	84
3.11.f. Duran eksen takımında; stator akımlarının (d-q bileşeni).....	84
3.11.g. Duran eksen takımında; rotor akımlarının zamanla değişimi.....	84
3.11.h. Duran eksen takımında; rotor akımlarının zamanla değişimi.....	85
3.12.a. Döner eksen takımında; stator akımı d-bileşeni.....	85
3.12.b. Döner eksen takımında; stator akımı q-bileşeni.....	85
3.12.c. Döner eksen takımında; rotor akımı d-bileşeni.....	85
3.12.d. Döner eksen takımında; rotor akımı q-bileşeni.....	86
3.13. Bulanık kazanç programlama şeması.....	88
3.14. Bulanık mantık-PI kontrolörün genel gösterimi.....	88
3.15.a. Çıkış akımı PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları e.....	89
3.15.b. Çıkış akımı PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları de...	89
3.16.a. Çıkış DC voltajı PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları e.....	90

3.16.b. Çıkış DC voltajı PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları de.....	90
3.17.a. Rotor akımı PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları e.....	90
3.17.b. Rotor akımı PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları de.....	90
3.18.a. Q PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları e.....	90
3.18.b. Q PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları de.....	90
3.19. Güç hata sinyalinin girişe verdiği cevap.....	91
3.20. Genel olarak FGPI kontrolörler için girişler, çıkışlar ve kural tabanının gösterimi.....	93
3.21. Bulanık mantık kuralının uygulanması.....	93
3.22.a. Çıkış akımı PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları $K_i$ .....	94
3.22.b. Çıkış akımı PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları $K_p$ .....	94
3.23.a. Çıkış DC voltajı PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları $K_i$ .....	95
3.23.b. Çıkış DC voltajı PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları $K_p$ .....	95
3.24.a. Rotor akımı PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları $K_i$ .....	95
3.24.b. Rotor akımı PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları $K_p$ .....	95

3.25.a. PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları $K_i$ .....	96
3.25.b. PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları $K_p$ .....	96
4.1.a. Sistemin genel görünümü.....	97
4.1.b. Rüzgar türbini.....	98
4.1.c. Kontrol blok diyagramının genel görünümü.....	99
4.1.d. Kontrol blok diyagramı.....	100
4.1.e. Çıkış ünitelerinin kontrol blok diyagramı.....	100
4.1.f. Rotor(besleme) ünitelerinin kontrol blok diyagramı.....	101
4.1.g. Çıkış akımının kontrol blok diyagramı.....	101
4.1.h. Çıkış DC voltajının kontrol blok diyagramı.....	102
4.1.i. Rotor akımının kontrol blok diyagramı.....	102
4.1.j. Reaktif güç kontrol blok diyagramı.....	102
4.2.a. P(Aktif Güç) çıkışına ait simülasyon sonuçları normal görünüm.....	103
4.2.b. P(Aktif Güç) çıkışına ait simülasyon sonuçları %5'lik band için yakınlaştırılmış hali.....	104
4.3.a. Q(Reaktif Güç) çıkışına ait simülasyon sonuçları normal görünüm.....	105
4.3.b. Q(Reaktif Güç) çıkışına ait simülasyon sonuçları %5'lik band için yakınlaştırılmış hali.....	105
4.4.a. $V_{dc}$ (DC Voltaj) çıkışına ait simülasyon sonuçları normal görünüm.....	106
4.4.b. $V_{dc}$ (DC Voltaj) çıkışına ait simülasyon sonuçları %5'lik band için yakınlaştırılmış hali.....	106
4.5.a. $V_{abc}$ çıkışına ait simülasyon sonuçları normal görünüm.....	107
4.5.b. $V_{abc}$ çıkışına ait simülasyon sonuçları yakınlaştırılmış görünüm.....	107

4.6.a.	$I_{abc}$ çıkışına ait simülasyon sonuçları normal görünüm.....	108
4.6.b.	$I_{abc}$ çıkışına ait simülasyon sonuçları yakınlaştırılmış görünüm.....	108
4.7.a.	$w_r$ çıkışına ait simülasyon sonuçları normal görünüm.....	109
4.7.b.	$w_r$ çıkışına ait simülasyon sonuçları yakınlaştırılmış görünüm.....	109
4.8.	Çıkış akımı hata değişimi.....	110
4.9.	Çıkış DC voltajı hata değişimi.....	110
4.10.	Rotor akımı hata değişimi.....	111
4.11.	Reaktif güç hata değişimi.....	111

## ÇİZELGELER DİZİNİ

### ÇİZELGE

3.1.	$K_P$ parametrelerinin kuralları.....	92
3.2.	$K_I$ parametrelerinin kuralları.....	92
4.1.	Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması.....	112

## İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	I
ABSTRACT.....	III
TEŞEKKÜR.....	V
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VI
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	XII
İÇİNDEKİLER.....	XIII
1. GİRİŞ.....	1
2. MATERYAL VE YÖNTEM.....	4
2.1.YENİLENEBİLİR ENERJİ KAYNAKALRI.....	4
2.1.1. Giriş.....	4
2.1.2. Rüzgar Enerjisi.....	5
2.1.2.1.Rüzgar Enerjisinin Oluşumu.....	7
2.1.2.2.Rüzgar Enerjisinden Yararlanma.....	7
2.1.2.3.Rüzgar Hızın Ölçülmesi.....	8
2.2. RÜZGAR TÜRBİNİ.....	10
2.2.1. Rüzgar Türbini İle İlgili Formüller.....	10
2.2.2. Rüzgar Türbininin Seçimi.....	14
2.2.2.1.Yöre İncelemesi.....	14
2.2.2.2.Rüzgar Türbinlerinin Sınıflandırılması.....	15
2.3. ASENKRON MAKİNE.....	17
2.3.1. Giriş.....	17
2.3.2. Asenkron Makinelerin Yapısı.....	17
2.4. ASENKRON MAKİNELERİN KONTROL YÖNTEMLERİ.....	19

2.4.1.	Kontrol Stratejisinin Belirlenmesi.....	19
2.4.2.	Asenkron Motor Kontrol Karakteristikleri.....	20
2.4.3.	Değişken Hızlı Asenkron Motor Sürücülerinin Sınıflandırılması.....	21
2.4.4.	Asenkron Makinenin Skaler Kontrol Yöntemleri.....	22
2.4.4.1.	Gerilim/Frekans (V/f) Kontrol.....	22
2.4.4.2.	Moment Ve Akı Kontrolü.....	26
2.4.4.3.	Kayma Gücü Geri Beslemeli İle Kontrol (Slip Power Recovery-SSR).....	28
2.4.5.	Asenkron Makinenin Dinamik Kontrol Yöntemleri.....	29
2.5.	ASENKRON MAKİNELERİN VEKTÖR KONTROL YÖNTEMLERİ İLE KONTROLÜ.....	32
2.5.1.	Vektör Kontrol Yöntemlerinin Doğru Akım Makineleri Benzetimi ile Tanımlanması.....	32
2.5.2.	Rotor Akısı Kullanarak Asenkron Makine Alan Yönlendirilmesi.....	34
2.5.3.	Hava Aralığı Akısını Kullanarak Asenkron Makinenin Alan Yönlendirmesi.....	36
2.5.4.	Stator Akısını Kullanarak Asenkron Makine Alan Yönlendirilmesi.....	39



2.5.5.	Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi.....	43
2.5.6.	Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi.....	48
2.6.	PI KONTROL YÖNTEMİ.....	58
2.6.1.	Genel.....	58
2.6.2.	PI Kontrolör Parametrelerinin Belirlenmesi.....	58
2.7.	BULANIK MANTIK (FUZZY LOGİC) KONTROL YÖNTEMİ.....	60
2.7.1.	Genel.....	60
2.7.2.	Bulanık Mantık Küme Teorisi.....	61
2.7.3.	Üyelik Derecesi.....	62
2.7.4.	Üyelik Fonksiyonu.....	63
2.7.5.	Dilsel Değişkenler.....	64
2.7.6.	Bulanık Kontrol Sistemleri.....	64
2.7.7.	Bulanık Kontrolörün Genel Yapısı.....	66
2.7.8.	Bulanıklaştırma Ara Birimi.....	67
2.7.9.	Bilgi Tabanı ve Kural Tabanı.....	67
2.7.10.	Bulanık Çıkarım, Durulaştırma.....	68
2.7.11.	Bulanık Mantığın Uygulama Alanları.....	69
3.	ARAŞTIRMA BULGULARI.....	70
3.1.	RÜZGAR DÜZENEĞİNİN TASARLANMASI.....	70
3.1.1.	Giriş.....	70
3.1.2.	Fan.....	71
3.1.3.	Panjur.....	71

3.1.4.	Taşıyıcı ve Doğrultucu Borular.....	72
3.1.5.	Rüzgar Odası.....	73
3.1.5.1.	Davlumbaz.....	73
3.1.5.2.	Küp.....	74
3.1.6.	Rüzgar Kanatları ve Türbin.....	74
3.1.7.	Asenkron Generatör.....	75
3.1.8.	Deney Sonuçları.....	75
3.2.	ÜÇ FAZLI ASENKRON MAKİNENİN MODELLENMESİ.....	76
3.2.1.	d-q Eksen Dönüşümleri.....	76
3.2.2.	Senkron Hızla Dönen eksen Takımında Makine Modeli.....	79
3.2.3.	Duran Eksen Takımında Model.....	82
3.3.	GEREKLİ KONTROLÖRLERİN TASARIMI.....	87
3.3.1.	Giriş.....	87
3.3.2.	PI Kontrolör Parametrelerinin Belirlenmesi.....	87
3.3.3.	Kazancın Bulanık Mantık Kuralları ile Programlandığı PI Kontrolör'ün Tasarımı.....	88
3.3.3.1.	Giriş Değişkenlerinin Aralıklarının Belirlenmesi.....	89
3.3.3.2.	Bulanık Kuralların Çıkarımı.....	91
3.3.3.3.	Bulanık Çıkış Değerlerinin Durulaştırılması.....	93
4.	TARTIŞMA VE SONUÇ.....	97
4.1.	Giriş.....	97
4.2.	Simülasyon Sonuçları.....	104
4.3.	Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması.....	112
4.4.	Sonuç.....	114
	KAYNAKLAR.....	115

## 1. GİRİŞ

Yaşadığımız dünyada bizlerin en büyük ihtiyaçlarından biri de enerjidir. Günümüzde enerji çeşitli şekillerde elde edilebilmektedir. Mühendislik açısından önemli olan elde edilen bu enerjinin kullanılabilirliği, santral ömrü, çevreyle olan ilişkisi ve enerji maliyetidir. Bugüne kadar bilim adamları bu optimizasyonu sağlamak için çeşitli enerji ve alternatif enerji kaynakları üzerindeki çalışmalarını sürdürdüler. Bugün de bu çalışmalar gelişerek devam etmektedir. Gelişen dünyanın ve dev sanayi işletmelerinin en önemli ihtiyacı olan enerjiyi en ucuz üretebilmek ve bu kaynakları sürekli kılmak devlet politikalarını bile etkilemektedir<sup>(1)</sup>.

Gelişen sanayi, nüfus artışı, sınırlı olan doğal kaynakların ziyan edilmeden ve zarar verilmeden en iyi şekilde kullanılmaları artık insanoğlunun gündeminde en üst sıraları işgal etmektedir. Özellikle medeniyetlerin ortaya çıkmasında vazgeçilmez unsurlar olan su ve enerji doğal ve sınırlı kaynakların en önemlilerini teşkil ederler. Suların kirlenmesi ve canlıların hayatlarını sürdürdükleri atmosfer, biyosfer, litosfer ve hidrosfer katmanlarının temiz tutulması ancak yüksek verimli ve temiz enerjiyle mümkün olacaktır<sup>(2)</sup>.

Elektrik enerjisini kullananların beklentisi, bu enerjiyi istedikleri miktarda kullanabilmektir. Diğer taraftan bilindiği gibi elektrik enerjisi büyük miktarlarda depo edilememektedir. Üretimdeki bu süreklilik ve kalite elektrik güç santrallerinin önemini ortaya koymaktadır. Bunun yanında bu tesisler çok girişli çok çıkışlı olduğundan, kontrol teknikleri açısından oldukça zor ve kompleks bir süreç sergilenir. Bu sürecin dinamiği; iklime, tesisteki yıpranmaya, çalışma noktasına bağlı olarak değişmektedir.

Mühendislikte ve diğer bilim dallarında sistemler, kesin matematiksel işlemler kullanılarak modellenir. Günlük hayatta karşılaşılan problemlerin büyük çoğunluğu bir kesin olmama veya tam olarak tanımlanamama durumu içerir. Bu problemlerin daha etkin çözülebilmesi için bir yol bulunması gerekmektedir. Günümüzde sistemler genel olarak kararlı, lineer ve zamana bağımlı değişmeyen bir yapıda modellenir. Bu özelliklerin dışına çıktığı zaman sistem, kontrol edilmesi güç bir hale gelir. Bu gibi durumlar, bilim adamlarını son yıllarda insan gibi karar verebilen sistemler yapmaya yöneltmektedir. Bu amaçla modern kontrol sistemleri geliştirilmiştir ve bu sistemler şu an bir çok alanda kullanılmaktadır.

Günümüzdeki arz ve talepteki değişiklikler, kimyasal enerjinin en iyi şekilde değerlendirilmesi, üretimin ekonomik olma isteği, artan çevre sorumluluğu vb. nedenler, modern kontrol yöntemlerinin güç sistemlerinde de kullanımını zorunlu hale getirmektedir<sup>(3)</sup>.

Son yıllarda birçok araştırmacı simülasyon veya uygulamalarla farklı kontrol yöntemleri denemektedir. Bu yöntemlerden üzerine ilgi toplayanlardan biri de bulanık mantık kontrol yöntemidir. Bu yöntemin daha geliştirilmiş hali ise kazancı bulanık mantık kuralları ile ayarlanan yeni nesil PI kontrolörlerdir. Bu tez çalışmasında 9 MW'lık bir rüzgar türbini ve buna bağlı asenkron generatörü kontrol etmek amacıyla bulanık mantık-PI kontrolör ve PI kontrolörler karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçları, bulanık PI kontrolörün tüm işletme şartları altında, sisteme verdiği hızlı cevaplarla PI kontrolöre göre daha iyi bir performansa sahip olduğunu göstermiştir. Ayrıca bu çalışmada bir rüzgar düzeneği tasarımı hayata geçirilmiş, deneysel sonuçları gözlemlenmiştir.

İkinci bölümde yenilenebilir enerji kaynaklarından rüzgar enerjisi üzerinde durulmuş ve rüzgar türbini ele alınmıştır. Ayrıca asenkron makine incelenmiştir. Bunların yanı sıra generatörlerin kontrol yöntemlerinin tanımlamaları yapılmıştır.

Üçüncü bölümde, bir asenkron generatör için matematiksel model çıkartılmıştır. Sonra sistem için tasarlanan PI ve bulanık mantık-PI kontrolörlerin parametrelerinin çıkarımı tanımlanmıştır.

Dördüncü bölümde ise söz konusu elektriksel güç santralının aktif güç (P), reaktif güç (Q) ve DC Voltaj ( $V_{DC}$ ) kontrolü; klasik PI kontrolör ve kazancın bulanık mantık ile programlandığı PI kontrolör (FGPI) ile gerçekleştirilmiştir. Kontrolörün kazancının programlanması için sistemin adım cevabına dayanılarak uygun bulanık mantık kuralları oluşturulmuştur. Bu kurallar oluşturulurken, sistemin farklı oransal ve integral kazançları için gösterdiği performans göz önüne alınmıştır. Yapılan simülasyon çalışmasında başlangıçta cevabı iyileştirmek için büyük oransal kazanç, aşın yükselmeleri önlemek için küçük integral kazanç kullanılmış, daha sonra ise osilasyonu azaltmak için küçük oransal kazanç ve sürekli durum hatasını ortadan kaldırmak için büyük integral kazanç kullanılmıştır.

Çalışma sonucunda; klasik PI kontrolör ve bulanık mantık-PI kontrolör karşılaştırılmış, bu karşılaştırma sonucu bulanık mantık-PI kontrolörün maksimum aşmayı azalttığı ve oturma zamanını kısalttığı gözlemlenmiştir. Asıl önemlisi, bulanık mantık-PI kontrolörün bozucu etkilere karşı daha dayanıklı (robust) bir kontrol sağladığı gözlemlenmiştir.

## 2. MATERYAL ve YÖNTEM

### 2.1. YENİLENEBİLİR ENERJİ KAYNAKLARI

#### 2.1.1. Giriş

Sınırlılık ve kirleticilik özellikleri nedeni ile fosil enerji kaynaklarından vazgeçilerek çevre dostu temiz enerji kullanılması yönünde dünyada idareci, teknisyen, mühendis, sanayici ve bilim adamları ortaklaşa ve bilinçli bir şekilde yeni ve yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelmişlerdir. Bu yönelişte baş görev, araştırmacı ve bilim adamlarına düştüğü kadar yatırımcılara da düşmektedir. Yeni kaynakların bilimsel süzgeçlerden geçtikten sonra teknolojiye dönüştürülmesi sürecinde konuya ilgi duyan diğer kişilerle tartışılarak fikir ve görüşlerin alınıp kararların oluşturulması sağlanmalıdır<sup>(2)</sup>.

Alternatif enerji kaynakları; mevcut enerji kaynakları olan termik santraller, hidrolik santraller, nükleer santrallerden elde edilen enerjiden farklı olarak elde edilen rüzgar enerjisi, güneş enerjisi, hidrojen enerjisi, jeotermal enerji gibi farklı enerji türleridir. Alternatif enerji kaynaklarının üretilmesinin en önemli sebeplerinden biri de çevreyi kirletmeyen enerji cinsi olmasıdır. Günümüzde mevcut santrallerin çevreye verdiği zararlar ortadadır. Alternatif enerjilerin bir çoğunun doğadan elde edilebilmesi ve çevreyi kirletmemesi gittikçe kirlenen çevremiz için bu tür enerji kaynaklarının ileride daha çok tercih edileceğini göstermektedir<sup>(1)</sup>.

### 2.1.2. Rüzgar Enerjisi

Yenilenmeyen enerji kaynaklarının artan parasal masrafları ve çevre sorunları rüzgar enerjisinin önemini ortaya çıkarmıştır. Ayrıca enerji girdi değerlerinin bütün dünyada devamlı artışı ve gelecek yıllarda da artışların devam edeceğinin anlaşılır olması, rüzgar enerjisinin önemini daha da arttırmıştır. Bu nedenle, araştırmacılar yeni ve yenilenebilir enerji kaynaklarını, ekonomik ve güvenilir bir biçimde kullanıma sunabilmek için yoğun bir çalışma yapmaktadırlar. İşte bu kaynaklardan bir tanesi de rüzgar enerjisidir.

Ülkemizde Enerji Bakanlığı, TEK, D.M.İ. gibi kurumlar bu enerjinin ülkemizde de kolaylıkla kullanılabileceğini gösteren çalışmalarda bulunmuşlardır. Türkiye hava akışları açısından çok şanslı bir ülkedir. Çünkü ülkemizin üzerinden Orta Akdeniz, Balkanlar, Karadeniz ve Basra Körfezi'nden gelen muhtelif hava akışları, batıdan doğuya gidecek şekilde dört mevsim boyunca devam etmektedir. Bu akışlar sayesinde özellikle kıyı sahillerimizde azımsanmayacak şekilde rüzgar potansiyeli oluşmaktadır. Bu potansiyel EWEA (Avrupa Rüzgar Enerjisi Birliği) tarafından 20.000 MW olarak tespit edilmiştir. Ülkemizin mevcut kurulu rüzgar enerjisi gücü Alaçatı/ÇEŞME'de 8,2 MW olduğu düşünülürse bu enerjiden ne denli az yararlandığımız ortaya çıkmaktadır. Fakat özel teşebbüsün ve üniversitelerimizin bu konudaki çalışmaları umut vericidir<sup>(1)</sup>.

Özellikle sanayinin devamını sağlamak için yeni enerji kaynaklarından ucuz ve bol olan rüzgar enerjisine rağbet artmaktadır. Devamlı mevcudiyeti mümkün olmamakla birlikte, hidroelektrik kaynaklara göre yapılan hesaplar rüzgar enerjisinin 15-20 misli daha fazla olduğunu göstermiştir. Ancak rüzgar kesildiği zaman yerine başka bir enerji kaynağı ikame etmek zorunluluğu vardır.

Günümüzde rüzgar enerjisi enerji açığını kapatabilecek miktarlarda üretilmese bile, gün geçtikçe daha yaygın hale gelmektedir. Bunun esas sebebi rüzgar enerjisi kaynağının bedava olması, hiç yatırım gerektirmemesi, hava kirliliğine neden olmaması ve çevre dostu bir enerji kaynağı olmasıdır. İnsanlar, Milat'tan önceki devirlerde bile rüzgar enerjisinden yararlanarak düşük seviyelerdeki suların daha yükseklere çıkarılmasında, buğday öğütülmesi için yel değirmenlerinde, gemilerin yüzmesi ile ulaştırmada kullanıla gelmiştir. Bilhassa İran yörelerinde çok eski devirlerde yaygın olan rüzgar enerjisinden fırıldaklar, daha sonraları yavaş yavaş batıya doğru kaymış ve özellikle on üçüncü asırdan sonra batı Avrupa ülkelerine kadar ulaşmıştır. İlk zamanlarda rüzgar enerjisi hesabı için hiç bilimsel yaklaşımlar yapılmamıştır. Zaten az olan enerji ihtiyacı hesapların yapılmasını gerektirmemekteydi. Böylece ilk faydalanmalara sadece teknolojik gelişmelerin yön verdiğini görebiliriz.

Güneşten gelen ışınım ile ısınan yeryüzü albedolardaki farklılıklar dolayısı ile atmosferde ısınma farklılıklarının ortaya çıkmasına, bunun sonucunda da yatay basınç farklarının oluşmasına sebebiyet verirler. Bu cümlede bulunan farklılık kelimesi kısa mesafe veya meteorolojik faktörlerdeki değişmelerin rüzgar enerjisi hesaplamalarında oluşturacağı farklılıklara işaret ederek bu konularda araştırma yapılmasının gerekliliği olarak algılanabilir. Özellikle de atmosferin sınır tabakası içindeki değişik gradyanların sonucunda beliren meteorolojik değişikliklerin rüzgar enerjisi hesaplamalarında etkisi doğrudan görülebilir. Genel olarak rüzgar enerjisi biri dinamik karakterli olan meteorolojik, diğeri ise daha kararlı olan jeomorfolojik faktörlerin etkisi altında meydana gelirler. Bu iki grup faktör birbirinden bağımsızdır yani birinin etkisinin olması diğeri de olacağı anlamına gelmez. Yeryüzünün



tamamen düz olduğu yerlerde bile atmosferdeki sıcaklık ve basınç farklılıkları rüzgar enerjisinin mikro ve makro ölçeklerde değişmesine neden olurlar. Dinamik karakterli bu değişimler sonucunda rüzgarın kaotik bir yapıya sahip olduğu ve böylece rüzgar enerjisi hesaplarının ortalamalar dışında pek sağlıklı olamayacağı anlaşılır. Ancak aşağı atmosferdeki hava hareketleri rüzgarın zaman ve mekanla değişmesine meydan verirler<sup>(2)</sup>.

#### **2.1.2.1. Rüzgar Enerjisinin Oluşumu**

Rüzgar enerjisi, atmosferi gün boyu ısıtan güneş tarafından oluşturulan bir enerji çeşitidir. Başka bir değişle rüzgar, güneşten gelen enerjiye karşılık atmosferin bir reaksiyonudur. Güneşten gelen enerjinin  $33.10^{18}$  kcal/yıl değeri, hava hareketlerine harcanmaktadır. Hava hareketlerine harcanan enerji oldukça fazladır. Bu enerji büyük bir hacim içerisinde oluşmaktadır. Hava hareketlerinin dünya yüzeyinde oluşabilmesi için ona bazı kuvvetlerin etki etmesi gerekir. Rüzgarı oluşturan ve rüzgarın hızına etki eden atmosfer içindeki başlıca kuvvetler; basınç gradyan kuvveti, merkezkaç kuvveti, sürtünme kuvveti ve saptırıcı kuvvettir<sup>(4)</sup>.

#### **2.1.2.2. Rüzgar Enerjisinden Yararlanma**

Rüzgar enerjisi, insanın iş gücünü azaltan ilk güç kaynaklarından biridir. Deniz seyahatlerinde rüzgar enerjisi birçok makinenin enerji kaynağı olarak uzun yıllar zorunlu olarak kullanılmıştır. 10. yüzyılda İran'da tahıl üretiminde düşey milli, Çin'de sulama amacıyla ilk defa yatay milli rüzgar türbinlerinin kullanıldığı bilinmektedir. 12. yüzyılın sonlarında bu rüzgar türbinleri Kuzey Avrupa'da da görülmeye başlamıştır. 1750'lerde örneğin Kopenhag'da bir düzine rüzgar türbini göze çarpmıştır. Danimarka'da 1875'lerde bu türbinlerin sayısı 7000'e ulaşmıştır. Bu

ilk rüzgar değirmenlerinden bazıları halen Danimarka'da kullanılmaktadır. 13. yüzyılın sonunda İtalya'da da kullanım alanı bulan bu rüzgar türbinleri 200 yıl öncesine kadar, İspanya'da da halen kullanılmaktaydı.

Eski tip kuvvet makineleri ve gerilim kaynağı olarak kullanılan bu sistemler, uygulamada bazı sakıncalara yol açmıştır. Bunların yapılan basit kontrol ve denetim düzenleri yetersiz, verimleri düşük olduğundan doğrudan rüzgar enerjisi ile çalışan türbinler dışında rüzgar enerjisini elektrik enerjisine çeviren modern enerji sistemleri de geliştirilmiştir. Buna paralel olarak tarımsal işletmelerde su çıkarma, su iletimi, drenaj, küçük alet ve iş makinelerinin çalıştırılması amacıyla kurulmuş tesislerin meteorolojik, teknik ve ekonomik yönden uygun olan yörelerde sayıları arttırılmakta ve diğer yandan bilimsel ve teknik gelişmelerden yararlanılarak, yeni tipler tasarlanmıştır<sup>(5)</sup>.

Bir rüzgar santralinden elde edilen net güç; rüzgar hızı ve kanatların etki alanı ile ilgilidir. Bu nedenle zamana bağlı olarak elde edilen faydalı güç her an değişiklik gösterebilir. Rüzgar enerjisinden yararlanmak çeşitli faktörlere bağlı olmakla birlikte öncelikle enerji bedeline bağlıdır. Herhangi bir yakıt gideri olmadığı için bu tür enerjinin ekonomisini; ilk yatırım ve işletme giderleri belirler. Elde edilecek güç; kanat çapı ve rüzgar hızına bağlıdır. Bunlardan birincisi; türbin rotor tipleri ve yapısal özelliğe, diğeri ise yöresel iklim koşulları ile ilgilidir<sup>(1)</sup>.

### **2.1.2.3. Rüzgar Hızının Ölçülmesi**

Rüzgar ölçümleri anemometreler yardımıyla yapılmaktadır. Rüzgar enerjisi üretiminde doğru rüzgar değerlerinin elde edilebilmesi çok önemlidir. Çünkü enerji potansiyeli tespit edilecek bölgenin rüzgar karakteristikleri bu bölge için seçilecek türbin elemanlarının seçimini ve yerleşimini önemli ölçüde etkiler.

Rüzgar ölçümlerinde kullanılan iki temel anemometre türü mevcuttur<sup>(6)</sup>.

Bunlar; dönen tipte olanlar, basınç anemometreleri ve diğerleridir.

## 2.2. RÜZGAR TÜRBİNİ

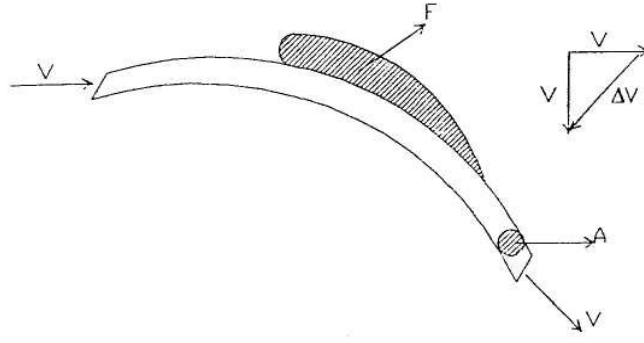
### 2.2.1. Rüzgar Türbini İle İlgili Formüller

Bir akışkan içinde hareket eden cisme tesir eden kuvvetler, sürtünme yoluyla ortaya çıkan ya da basınç farkları sebebiyle meydana gelen kuvvetlerdir. Sürtünme kuvvetleri, basınç kuvvetlerinin oranında mertebe olarak küçüktür. Kaldırmanın meydana gelmesinde en önemli rolü oynayan basınç kuvvetleridir. Hava içinde hareket eden bir cismin etrafındaki ortam basıncı bir bileşke kuvvet meydana getirmez. Bu durum hareket eden bir cismin etrafında kuvvet oluşturan basınç kaynağının dinamik basınç olduğunu gösterir. Dinamik basınç tesirini belirten en basit deney; hızla giden bir arabadan elimizi çıkardığımızda elimize etkiyen kuvveti hissetmemizdir. İlk bakışta dinamik basınç tarafından meydana getirilebilecek maksimum kuvvet;

$$F = q \cdot A \quad (2.1)$$

şeklinde ifade edilir gibi görünür. Burada F kuvvet, q ise  $1/2 \cdot \rho \cdot v^2$  formülü ile ifade edilen dinamik basınç ve A dinamik basınca maruz kalan alandır. Ancak bu formül ile yapılan kuvvet tahmini doğru değildir. Çünkü bir profilin meydana getirdiği kuvvet bu değerin çok üstündedir.

Bunun neden böyle olduğunun basit bir açıklaması şöyle olabilir. Aşağıda şekil 2.1’de görüldüğü gibi bir jetin yönünü değiştiren bir türbin plakasını göz önüne alalım.



**Şekil 2.1.** Jetin yönünü değiştiren türbin kanadı

Eğer kanat civarındaki akışı sürtünmesiz kabul edersek jet hızında hız kaybı olmayacak demektir. O halde Newton'un ikinci kanununa göre;

$$F = m.a = m.\partial V / \partial t \quad (2.2)$$

ifadesini

yazabiliriz (Kanat üzerinde meydana gelen kuvvet jetin momentumunda birim zamanda meydana gelen değişikliğe eşit yazılabilir). Eğer A, jetin kesit alanını gösterirse ve  $\Delta V$  de jetin hızındaki net değişiklik ise;

$$F = \rho.A.V.\Delta V \quad (2.3)$$

olacaktır. Şekildeki hız üçgeninin incelenmesinden  $\Delta V = 1,414.V$  sonucu çıkarılır, buna göre oluşan kuvvet;

$$F = 1,414.\rho.A.V^2 \quad (2.4)$$

ifadesi elde edilir. İfadeye dinamik basınç tanımını getirirsek;

$$P = (2,8281/2).\rho.A.V^2 = 2,828.q.A \quad (2.5)$$

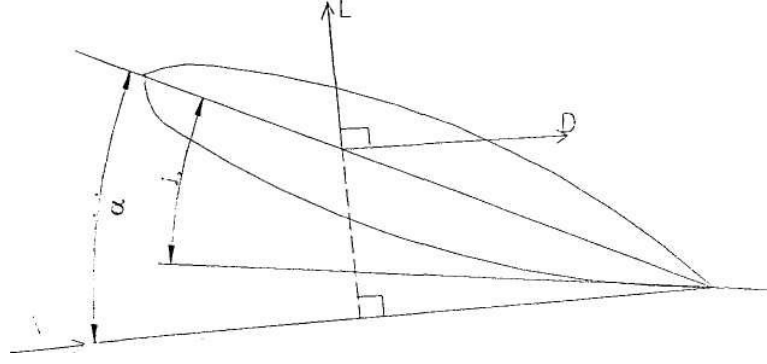
ifadesi bulunur. Bu duruma göre sadece jetin yönünü değiştirmekle  $2,828.q.A$  şiddetinde bir kaldırma kuvveti elde edilecektir.

Bir profilin hava akışının yönünü değiştirme kabiliyeti; profilin eğriliğine ve profilin akış içindeki hücum açısına bağlıdır. Bu duruma bağlı olarak profilin eğriliğini arttırarak veya hücum açısının değerini büyüterek büyük kaldırma kuvvetleri elde etmek mümkündür.

şimdiye kadar profil üzerinde oluşan bileşke kuvveti göz önüne alındı. Oluşan kuvvetin şiddeti ve yönü hakkında herhangi bir fikir ileri sürülmedi. şekil 2.2'de görüldüğü gibi toplam kuvvet genel olarak iki doğrultuda bileşenlere ayrılarak bunlardan hız doğrultusundaki bileşenin kuvvetine sürükleme (drag), hız doğrultusundaki dik bileşene ise kaldırma (itme) kuvveti denir.

Yine şekil 2.2'de görüldüğü gibi Veter hattı izafi rüzgar doğrultusu ile  $\alpha$  gibi bir açı yapmaktadır. Bu açuya hücum açısı denir. İzafi rüzgar ya da hava hızı vektörü, profilin gerçek hızının şiddeti ve yön olarak tersine eşit bir hız vektörüdür.

Basınç merkezi, profili etkileyen toplam kuvvetin Veter doğrultusunu kestiği noktadır Yani bütün kuvvetler basınç merkezine indirgendiğinde bu nokta etrafındaki toplam moment sıfırdır. Veter doğrultusunun referans doğrultusu ile yaptığı açuya tespit açısı denir. Genellikle bu açı uçakta uzunlamasına eksen ile Veter doğrultusu arasındaki açı olarak tarifi edilir. Sürükleme kuvveti, bileşke kuvvetin hareket doğrultusuna zıt yöndeki bileşenidir. Bu sebeple hareketi yavaşlatmaya çalışan bir kuvvettir. Kaldırma kuvveti ise uçağı havada tutan ve yörüngesine dik doğrultuda yararlı bir kuvvettir<sup>(7)</sup>.



**Şekil 2.2.** Kanat profili ve Veter açısı

Direnç, uçan cismi yavaşlatmaya çalışan yani hareket miktarını azaltan bir kuvvet olduğu için uçağın bu kuvveti yenmesi için belli bir hızla hareketine devam edebilmesi açısından bir güç üretmesi gereklidir.

Kaldırma kuvvetinin sürüklenme kuvvetine oranı olarak tarif edilen iyilik derecesi, profilin verimliliğinin bir ölçüsü olarak kabul edilir.

Deneysel olarak bilinmektedir ki hava içinde hareket eden bir cismin üzerinde meydana gelen kuvvetler aşağıda sıralanan değişkenlerin bir fonksiyonudur;

- Serbest hava akış hızı
- Hava yoğunluğu
- Cismin alanı
- Cismin geometrisi
- Havanın sonik hızı veya ortalama moleküler hızı
- Cismin yüzey pürüzlülüğü
- Havanın viskozitesi
- Hücüm açısı

Teorik olarak cismin üzerinde oluşan kuvvetleri etkileyen başka parametreler de mevcuttur. Ancak bu parametrelerin etkileri mühendislik problemlerinde ihmal

edilebilecek mertebede küçüktür. Bu sebeple kaldırma, sürüklenme ve yunuslama momenti (bileşke) kuvvetlerin indirgendiği nokta etrafında ve iki boyutlu akış düzlemi içindeki moment ifadelerini yukarıda verilen değişkenler cinsinden hesaplayabiliriz. Kuvvet ve moment ifadelerini çıkartmak için boyut analizi metodunu kullanmak mümkündür.

Boyut analizinde temel ilke, herhangi bir fiziksel denklemin her iki tarafındaki boyutların aynı olmasıdır<sup>(1)</sup>.

## **2.2.2. Rüzgar Türbininin Seçimi**

### **2.2.2.1. Yöre İncelemesi**

Bir yer hakkında bilgi edinmek için pek çok donanım kullanılır. Şerit metreler, fotoğraf makineleri ile veya çeşitli anemometrelerle veriler toplanır. Bir yerin tetkikinden sağlanan veriler bir plan doğrultusunda sistematize edilmelidir.

Bir mevkinin tetkikinde; rüzgar kaynağı ve rüzgar türbinini ele alarak dikkate alınması gereken hususlardan bazıları aşağıda sıralanmıştır;

- Yıllık ortalama rüzgar hızı
- Rüzgar hız dağılımı
- Rüzgar yönü
- Rüzgarın kesilmesi
- Yüzey yapısı
- Mevkinin denizden yüksekliği



Rüzgar kaynağı ile ilgili bazı karakteristikler ise şunlardır;

- Çok kuvvetli fırtına veya kasırga beklenmesi
- Buz, sulu sephen yağmur, dolu, kar ve don
- Tozlu esmesi
- Ağır nesnelere esmesi

Rüzgar türbini tasarımını etkileyen fakat rüzgara ait olmayan diğer faktörler ise şunlardır;

- Göçebe kuşlar
- Televizyon sinyal parazitleri
- Toprak şartları
- Sismik (depremsel) kararlılık
- Bölgesel, sosyal, kanuni ve çevresel kısıtlamalar<sup>(1)</sup>.

#### **2.2.2.2. Rüzgar Türbinlerinin Sınıflandırılması**

Genelde iki çeşit rüzgar türbini vardır. Bazıları 30 kW kadar kapasiteye sahip olsa da ufak boyutlu olanları 1 ile 10 kW arasında çalıştırılmaktadır ama halen aralarında kesin bir ayırım da bulunmamaktadır. Bu çeşit rüzgar türbinleri genel bir tasarıma sahiptirler ve seri üretimleri de yapılmaktadır. Şu andaki en son uygulamada, enterkonnekte şebekeye çok uzak bulunan evlerde veya küçük çiftliklerde kullanılmaktadır. Diğer sınıf ise 100 kW ve daha büyük kapasiteye sahip rüzgar türbinlerini içerir. 100 kW'tan daha büyük güce sahip iki veya üç rüzgar türbini inşa edilmiştir. NASA Lewis laboratuvarlarında çok büyük güç kapasiteli rüzgar türbinleri araştırmaları yapılmaktadır, 1 MW veya daha büyük kapasiteli rüzgar türbini inşa etmeyi planlamaktadırlar.

Ufak rüzgar türbini tasarım eden kişiler, sistemin kurulacağı yer ve rüzgar hakkında bilgilere ihtiyaç duyar. Çünkü rüzgarın davranışları hakkında genel bir bilgi gerekmektedir. Bu nedenle rüzgar türbini tasarım edenler yöre analizleri ile ilgili kesin bilgiler bulmak zorundadır.

Rüzgar türbinleri ya kapasitelerine ya da tasarım maddelerine göre sınıflandırılabilirler.

Kapasite değerlerine göre sınıflandırma, keyfî olmasına rağmen güvenli bir sınıflandırmadır. Sınıflandırma; ufak türbinler için 0-9 kW, orta büyüklükteki türbinler için 10-99 kW ve büyük türbinler için 100-3000 kW değerleri arasında olmalıdır<sup>(5)</sup>.

Ufak türbinler bazı ülkelerde çiftliklerin ve evlerin elektrik enerjisi ihtiyacını karşılamak amacıyla üretilmektedir. Bu ufak rüzgar türbinleri sadece enterkonnekte şebekeye bağlı olmayan bölgelerde elektrik üretmek için kurulmamış aynı zamanda yakılmakta olan fosil yakıtlara ve nükleer santrallere de alternatif oluşturmuşlardır. Orta büyüklükteki rüzgar türbinlerinin tasarımında, konstrüksiyonunda ve boyutlarında çok az değişiklik olmuştur. Büyük boyutlu rüzgar türbinleri, gelecekteki elektriksel güç ihtiyacının karşılanmasında en büyük potansiyeldir.

Rüzgar türbinleri şekillerine ve kuruluş sistemlerine göre de sınıflandırılabilir. Genellikle rüzgar türbinleri ya yatay eksenli ya da düşey eksenli olarak kategorize edilebilir<sup>(1)</sup>.

## **2.3. ASENKRON MAKİNE**

### **2.3.1. Giriş**

Endüstride kullanılan elektrik makinelerinden en sağlam olanı, en az arıza yapanı, en ucuz olanı ve en çok kullanılanı asenkron makinelerdir. Çalışma ilkesi bakımından bu makinelere “indüksiyon makineleri” de denir. Bu makineler endüstride genellikle motor olarak çalıştırılırlar fakat belirli koşulların sağlanması durumunda generatör olarak da kullanılabilirler.

Asenkron makineleri, senkron makinelerden ayıran en büyük farklılıklarından bir tanesi dönme hızının senkron hıza eşit olmamasıdır. Bu hız; motor olarak çalışmada senkron hızdan küçük; generatör olarak çalışmada senkron hızdan büyüktür. Makinenin adının, asenkron makine oluşu işte bu özellikten ileri gelmektedir<sup>(8,9)</sup>.

### **2.3.2. Asenkron Makinelerin Yapısı**

Elektrik enerjisi üretiminde hemen hemen yalnız senkron generatörler kullanıldığı halde mekanik enerjiyi dönüştürmede büyük çoğunlukla asenkron motorlar kullanılır. Buna karşın tüketimde senkron motorlardan az, üretimde asenkron generatörlerden çok az yararlanır. Asenkron motorların elektrik motorları arasındaki payının %90 kadar olduğu tahmin edilmektedir. Bu rakam asenkron motorun önemini belirtmeye yeter. Geri kalan küçük kısımda senkron motorlar ve çeşitli kolektörlü motorlar bulunur. Üç fazlı asenkron makinelerde stator yapısı değişmediği halde, rotor biri “kafes” diğeri “sargılı” olmak üzere başlıca iki tipte yapılır. Rotorun yapım biçimine göre bilezikli asenkron motor ve kafesli asenkron motor ayırt edilir. Asenkron makinelerin birçok özel yapım türü

de vardır. Bunlar rotoru dışarıda statoru içerde bulunan dış rotorlu asenkron makine, doğrusal hareket sağlayan doğrusal asenkron makine, ayrıca rotor sargısı bulunmayan kütleli rotorlu asenkron makine, iki fazlı asenkron makine, iki fazlı servo makine , eylemsizlik momentinin çok küçük olması istenen hallerde kullanılan ve rotoru alüminyum veya bakırdan boş bir silindir olan Ferraris Motoru ve benzeri olarak sıralanabilir. Kafesli ve bilezikli asenkron makineler dahil bütün yapım türleri arasında çalışma ilkesi bakımından fark yoktur.

Sanayide ve diğer birçok alanda büyük çoğunlukla kullanılan kafesli tip yapımı en kolay, en dayanıklı, işletme güvenliği en yüksek, bakım gereksinimi en az ve en yaygın elektrik makineleridir. Normal kafesli asenkron motorun sakıncası kalkış momentinin nispeten küçük, kalkış akımının büyük olmasıdır. Bu sakıncayı gideren akım yığılmalı asenkron motorlarda kafes yüksek çubuklu, çift çubuklu gibi özel biçimlerde yapılır. Çok küçük ve küçük güçlerde yapılan tek fazlı asenkron makineler da genellikle kafes rotorludur.

Bilezikli motorun yararı rotor devresine bağlanan ek dirençler ile kalkış akımının istendiği kadar azaltılabilmesi, kalkış ve frenleme momentinin arttırılabilmesidir. Şebekelerin güçlenmesi ile kalkış akımını sınırlamanın önemi azalmıştır, fakat yüksek kalkış momenti ve uzun kalkış süresi bazı tahriklerde bilezikli motorun uygulanmasını gerektirebilir. Rotor devresine konan dirençler ayrıca hız ayarına, doğru akımda frenlemede fren momentini ayarlamayı olanaklaştırır. Doğrultmaç düzenleriyle çağılayan bağlaması uygulandığında, rotor devresindeki enerji şebekeye geri verilebilir. Bilezikli tipin diğer önemli uygulamaları arasında frekans dönüştürücü elektriksiz mil, döner transformatör ve çift beslenen asenkron makine yer almaktadır<sup>(9,10)</sup>.

## 2.4. ASENKRON MAKİNELERİN KONTROL YÖNTEMLERİ

### 2.4.1. Kontrol Stratejisinin Belirlenmesi

Alternatif akım makinelerinin kontrolü doğru akım makinelerinin kontrolünden daha karmaşıktır ve bu karmaşıklık V/f güç kaynağından, değişken işaret işleme sürecinden ve makine dinamiğinden kaynaklanmaktadır. Değişik kontrol yöntemlerine sahip asenkron makinelere uygulamanın tabiatına bağlı olarak özel yöntemler uygulanabilir. Kontrol stratejisine karar verebilmek için aşağıdaki sorulara da genel bir yaklaşımda bulmak yerinde olacaktır<sup>(11,12)</sup>.

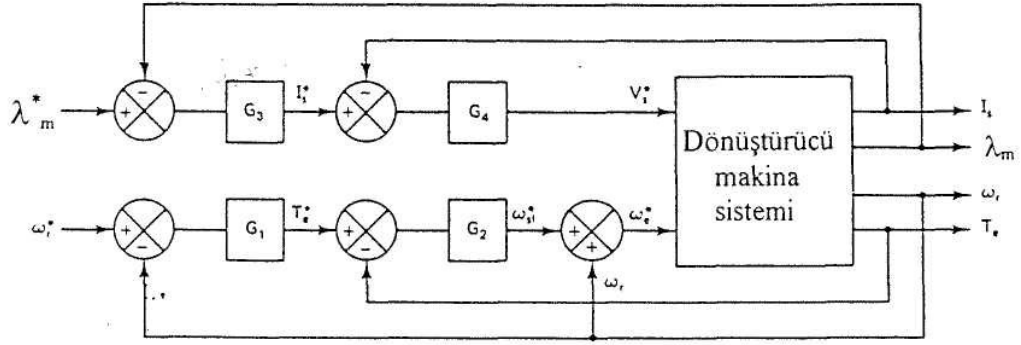
- Ne çeşit besleme kaynağı kullanılmalı?
- Kontrol açık çevrim mi, kapalı çevrim mi olmalı?
- Hız, moment veya pozisyon kontrolü mü yapılmalı?
- Sürücü sistem kaç çeyrekte çalışabilmeli?
- İvmelenme ve tepki zamanları ne olmalı?
- Tek fazlı mı, yoksa çok fazlı makine mi kullanılmalı?
- Hız kontrol alanı ne olmalı, sıfır hız bölgesi veya alan zayıflama bölgesi dahil mi?
- Sürücü sistemin parametre değişimlerinden etkilenmesi nasıl olmalı?
- Harmoniklerin, moment darbelenmelerinin veya güç faktörünün kontrolüne gerek var mı?

## 2.4.2. Asenkron Motor Kontrol Karakteristikleri

Asenkron motor sürücü sistemi temelde çok değişkenli bir kontrol sistemidir. Gerilim ve frekans kontrol girişleri, hız, pozisyon, moment, akı stator akımı veya bunların birkaçı kontrol çıkışları olabilir. (2.174)'de verilen denklem sisteminde empedans matrisindeki  $W_r$  teriminin varlığından dolayı bir doğrusallık olmadığı (non-linear) görülmektedir. Ayrıca parametrelerde meydana gelebilecek doymadan, sıcaklık ve deri etkisinden dolayı makine "non-lineerliğinde" artma olacağı açıktır. Kontrolde kullanılacak sayısal elemanların karakteristikleri de göz önüne alınmalıdır. Fakat makine tepkesinin çok yavaş olduğu durumlar için bu karakteristikler ihmal edilebilir<sup>(11,12,13)</sup>.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \cdot p & W_e \cdot L_s & L_m \cdot p & W_e \cdot L_m \\ -W_e \cdot L_s & R_s + p \cdot L_s & -W_e \cdot L_m & p \cdot L_m \\ p \cdot L_m & (W_e - W_r) \cdot L_m & R_r + L_r \cdot p & (W_e - W_r) \cdot L_r \\ -(W_e - W_r) \cdot L_m & L_m \cdot p & -(W_e - W_r) \cdot L_r & R_r + L_r \cdot p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Şekil 2.3'de genel olarak bir kontrol sistemi blok diyagramı görülmektedir. Burada stator akımı, hava aralığı akısı, hızı ve moment sistem çıkışları olarak hesaba katılabilir. Hava aralığı akısı,  $\lambda_m^*$ , hız,  $W_r^*$ , ana kontrol değişkenleridir. Tüm çıkışlar ve kontrol çevriminin işaretleri "da" büyüklüklerdir ve değişkenlerle orantılıdır. Şekil 2.3'den de görüldüğü gibi kontrol sistemi iç içe kontrol döngüleri hiyerarşisine sahiptir. İç içe kontrol döngüsü sayısını azaltmaya çalışmak mümkündür, fakat bu performans düşüklüğüne sebep olabilir<sup>(11)</sup>.



**Şekil 2.3.** Asenkron motor kontrol blok diyagramı

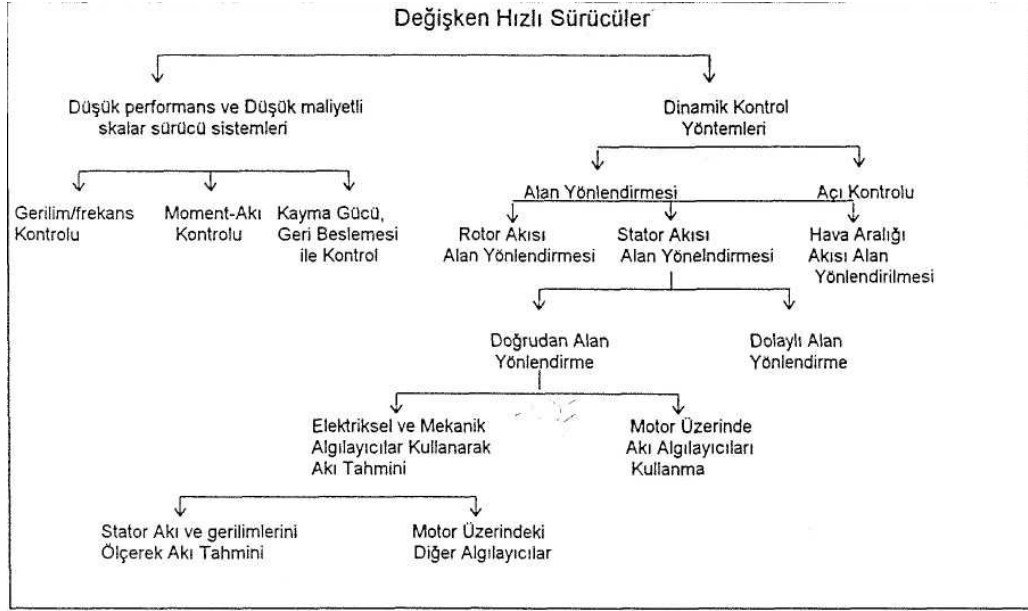
Sürücü sistemin bazı çıkış büyüklüklerini duyargalar kullanarak ölçmek zordur, fakat diğer büyüklüklere bağlı olarak bu büyüklükleri kestirmek olasıdır.

### 2.4.3. Değişken Hızlı Asenkron Motor Sürücülerinin Sınıflandırılması

Asenkron motorlarda başlangıçta kullanılan skaler kontrol yöntemleri, gelişen güç elektroniği elemanları ve mikroişlemciler ile yerini vektör kontrol yöntemlerine bırakmaktadır. Düşük maliyet ve düşük performanslı skaler sürücü sistemlerinden, yüksek performans ve yüksek maliyetli sürücü sistemlere kadar günümüzde kullanılan değişken hızlı asenkron motor kontrol yöntemleri şekil 2.4'de gösterilmektedir. Günümüzde yapılan çalışmalar makinenin mili üzerindeki hız duyargasını çıkartmayı ve elektronik kontrol sisteminin performansını arttırmayı amaçlamaktadır. Rotor üzerinde algılayıcı kullanmanın avantajları; düşük maliyet, küçültülmüş boyut, algılayıcı kablosunun devre dışı kalması ve artan güvenilirliktir<sup>(14)</sup>.

## 2.4.4. Asenkron Makinenin Skaler Kontrol Yöntemleri

Temelde, asenkron makinenin sürekli durumda hız-moment öz eğrilerinin stator ve rotor akım, gerilim, frekansına göre değişimlerinden faydalanan sayısal yöntemlerdir.



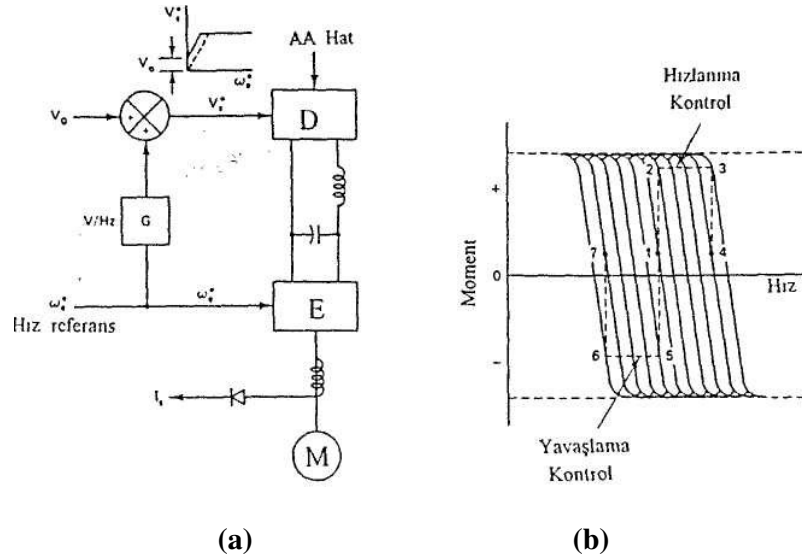
Şekil 2.4. Asenkron motor kontrol blok diyagramı

### 2.4.1.1. Gerilim/Frekans (V/f) Kontrol

Basit ve popüler bir uygulama olan açık çevrim V/f hız kontrol yöntemi şekil 2.5’de gösterilmektedir. Güç devresi faz kontrollü doğrultucudan, LC süzgeçten ve eviriciden oluşmaktadır. Kumanda değeri  $W_e^*$  küçük değerdeki kayma frekansı ihmal edilirse motor hızına yaklaşık bir değerdedir. Doğrultucu gerilim kumanda değeri  $V_s^*$  doğrudan frekans bilgisinden üretilir. Sürekli durumda makine hava aralığı akısı yaklaşık olarak  $V_s/W_e$  ile orantılıdır. Bu oran anma değerleri dikkate alınarak sabit tutulursa makinenin moment duyarlılığı en iyi değerdedir<sup>(11)</sup>.



Sabit akıda moment, doğru akım makinesinde olduğu gibi stator akımı ile orantılı olacaktır. Sıfır hız bölgesinde frekans yaklaşık sıfır olacağından, stator gerilimi de sıfır olmaya eğilimli olacak ve bu gerilim aynı zamanda stator sargıları tarafından “absorbe” edilecektir. Stator direncinin üstesinden gelebilmek için yardımcı bir gerilim  $V_0$  gerilimi uygulanır. Yani, moment oluşması için gerekli akı değeri  $V/f$  oranını büyülterek veya minimum gerilim değeri ile stator gerilimi toplanarak elde edilir. Sürekli çalışma durumunda yük momenti arttırılırsa, kayma frekansı kararlılık sınırları içerisinde artacak ve üretilen moment ile yük momenti arasındaki denge sağlanacaktır.

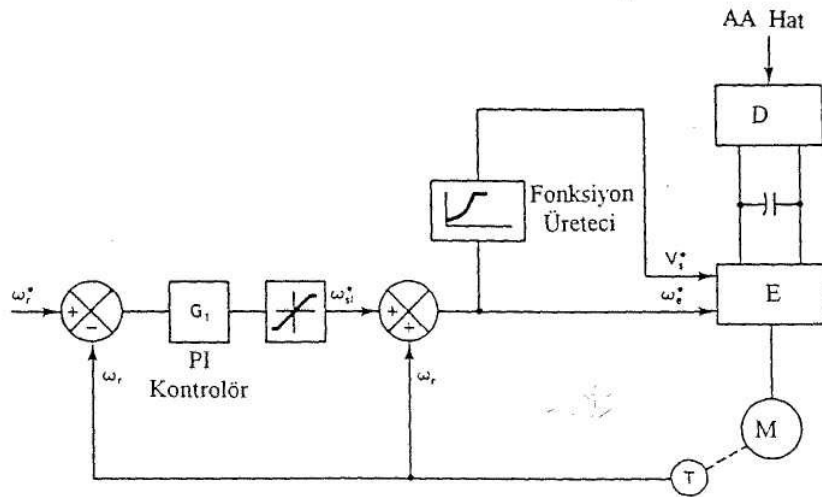


**Şekil 2.5** (a) Açık gerilim/frekans ( $V/f$ ) kontrolü  
(b) Hızlanma ve yavaşlama öz eğrileri

Eğer kumanda frekans değeri makinenin çalışma frekansını aşarsa doğrultucu gerilimi doymaya ulaşacak ve makine sabit moment bölgesinden alan zayıflatıcı bölgeye (sabit güç bölgesi) geçecektir. Bu bölgede akı azalacak ve üretilen moment aynı stator akımında azalacaktır. Bu durumda alternatif gerilim dalgalanmasından ve sargılardaki gerilim düşümünden dolayı akıda da dalgalanmalar olacaktır.

Doğrultucunun kapalı çevrim gerilim kontrolü ile bu giderilebilir. Şekil 2.5-b'de sabit moment bölgesinde hızlanma/yavaşlama öz eğrileri gösterilmektedir. Hızlanma ve yavaşlama sırasında devrilme momentinin aşılmaması için frekans hız bilgisini izlemesi gerekmektedir<sup>(11,13)</sup>.

Şekil 2.6'de kayma düzenlenmesine dayanan V/f kontrol yöntemi blok diyagramı gösterilmektedir. Burada stator frekansını rotor hızı ve referans hız belirler. Kayma üretilen momentle orantılı olduğu için sistem, hız kontrol döngüsü içerisinde moment kontrolü olarak düşünülebilir. Buradaki moment kontrolünde akım duyargası kullanılmamış ve aynı hız bilgisi her iki döngü içerisinde kullanılmıştır. Referans hız değerinin yükseltilmesi ile makine bir kayma sınırı içerisinde hızlanır. Maksimum momentle orantılı olarak sınırlanan kayma, yük momenti ile belirlenen sürekli durum çalışmada aşağıya doğru düşer. Referans  $\omega_r^*$  değeri azaltılırsa kayma negatif olur ve makine dinamik (regeneratif) frenleme moduna geçer<sup>(12,13)</sup>.



Şekil 2.6. Kayma düzenlemesi yapılarak sabit V/f kontrolü ile hız kontrolü

*-Gerilim/frekans kontrolünün üstünlükleri:*

-Açık çevrimli veya kapalı çevrimli olarak gerçekleştirilebilir,

-Makine kaçak reaktansı ve toplam endüktansının büyük olduğu durumlarda iyi sonuç vermektedir (kaçak reaktanslar gerilimdeki harmonikleri süzer ve akımın sinüs biçimine yaklaşmasına yardım eder),

-Evirici elemanlarının iletim ve tıkama durumları kolayca belirlenebilmekte ve gerçekleştirilebilmektedir,

-Stator gerilim ve frekansının belirlenmesinde sadece anma değerlerine ihtiyaç duyulmaktadır,

-Sincap kafesli veya bilezikli asenkron makinelerin her ikisinde de kullanılabilir,

*Gerilim/frekans kontrolünün sakıncaları:*

-Hava aralığı akısı hakkında kesin bilgi vermezler ve akı başboş kalır,

-Akımın başboş kalmasından dolayı sürücü düzeneğin verimi düşer. Hesaplamalar stator giriş büyüklüklerinden yapıldığından doyma ve harmoniklerin düzeltilmesi yeterince yapılamaz, bu yüzden optimal kontrol için yeterince uygun değildir,

-Gerilim beslemeli eviricinin kullanıldığı ve PWM yapıldığı bu sistemde, hız moment karakteristiğinin pozitif momentli iki çeyreğinde çalışılabilir. Diğer çeyrekte de çalışabilmesi için ek donanıma ihtiyaç vardır,

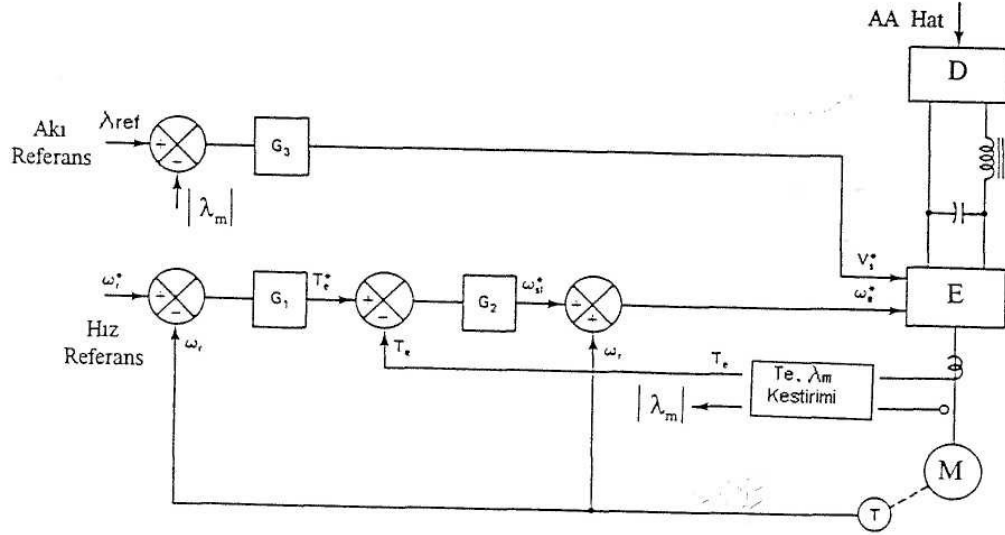
-Anma hızın üzerinde PWM çalışma modu kare dalga çalışma moduna dönüşür<sup>(12,15,16)</sup>.

#### 2.4.4.2. Moment Ve Akı Kontrolü

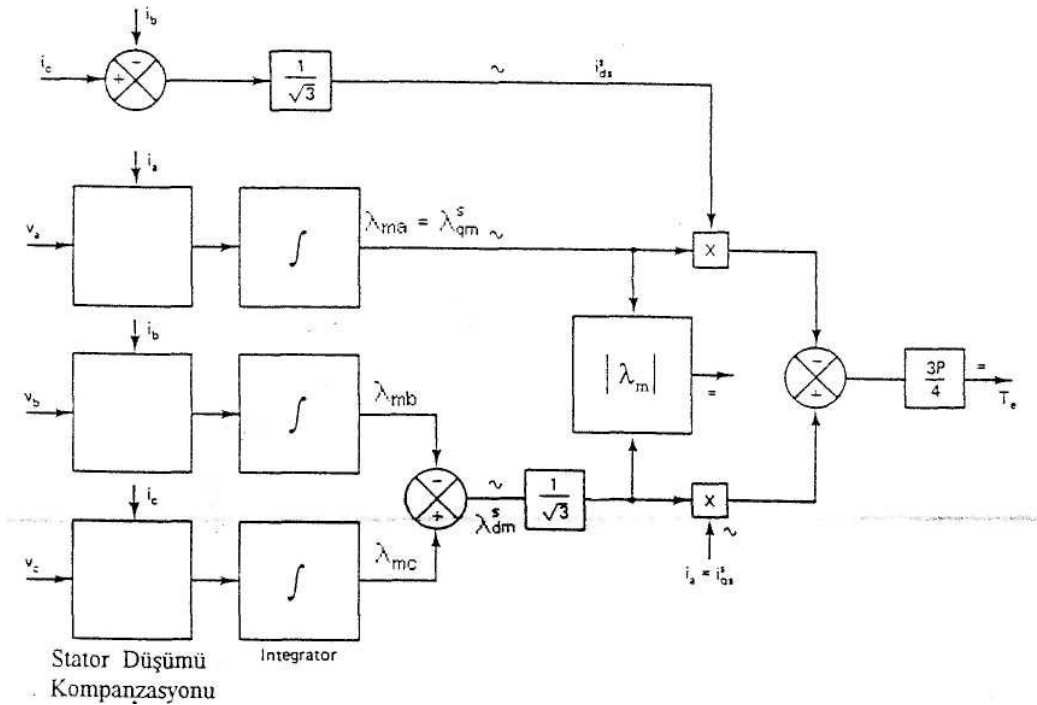
Gerilim/frekans kontrolündeki akının başıboş kalması problemi momentin ve akının kontrolü ile çözülebilir. Bu sistem stator gerilim ve akım değerlerinin hava aralığı akısının ve o anki momentin yaklaşık belirlenmesi ilkesine dayanır. Moment ve akı kontrol döngülerinden bağımsız olarak bir hız kontrol sistemi Şekil 2.7’de gösterilmektedir. Burada hız çevrimi içerisine moment çevrimi eklenerek hız tepkesinin daha hızlı ve kararlı olması sağlanmaktadır. Hız düzenleyici  $G_1$  bir PI kompanzator olabilir, moment düzenleyici  $G_2$  kazanç katsayısı veya sınırlayıcı olmak kaydıyla PI kompanzator olabilir. Takometre ile ölçülen rotor hızı ile referans hız karşılaştırılarak elde edilecek hata işareti  $G_1$ ’den geçirilerek gerekli moment kumanda değeri elde edilir. Bu kumanda değeri ile stator akım ve gerilimlerinden hesaplanan moment değeri karşılaştırılarak elde edilen hata işareti  $G_2$ ’den geçirilir ve eviriciyi kumanda edecek stator frekansı bulunmuş olur.

Akı kontrol çevrimi, referans akı değeri ile geri besleme akı değerlerini karşılaştırarak PWM işaretinin gerilim referans değerini üretir. Burada problem geri besleme akı değerinin alınmasının güçlüğüdür. Makine terminal gerilimleri ve akımları algılanarak moment ve akı değerlerinin hesaplanmasına ilişkin bir akış diyagramı Şekil 2.8’da gösterilmektedir. Alternatif bir yöntem de akı değerinin Hal Etkili Duyargalar kullanarak tespit edilmesidir. Fakat bu duyargalar sıcaklıktan etkilenmekte ve bunun kompanze edilmesi ise oldukça güç olmaktadır<sup>(14)</sup>.

Makine hızı %10 nominal hızın altına düşmezse statorda meydana gelebilecek kayıplar ihmal edilebilir. Makine parametrelerinin sıcaklıkla değişimi akı ve moment kontrolünün istenen duyarlılık da olmasını engellediğinden iyi bir filtrelemeye gereksinim vardır.



Şekil 2.7. Moment ve akı kontrolü ile hız kontrolü



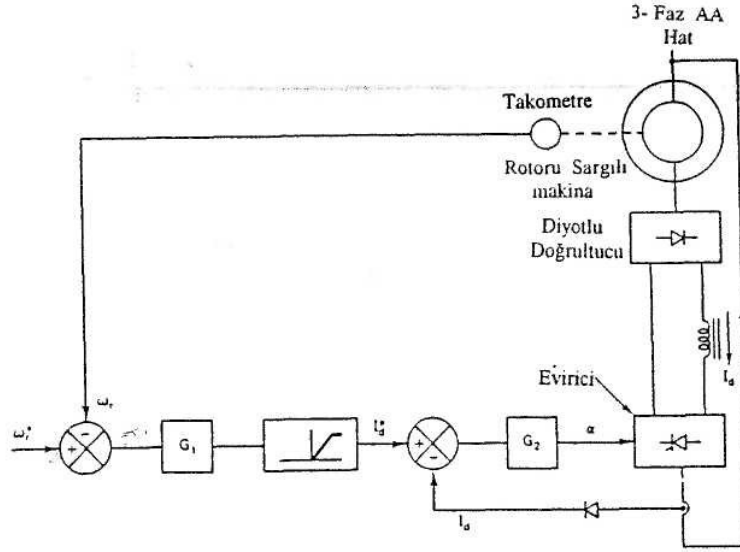
Şekil 2.8. Moment ve akı değerlerinin hesaplanmasına ilişkin akış diyagramı

Akı ve moment kontrolü ile akının başıboş kalması durumu önlenerek en uygun kontrol için imkan sağlandı. Doyma durumunun da kontrol altına alınabileceği düşünülürse makine parametrelerinin değişimi üzerinde sıcaklığın

oldukça etkili olacağı gözükcektir. Bu yöntemin uygulanmasında makine anma değerlerinin yanı sıra sargıların ortak ve kaçak endüktanslarının etkileri de göz önünde bulundurulmalıdır. Gerilim/frekans kontrolüne göre daha düşük hızlarda çalışabilmektedir, fakat anma hızının üzerinde evirici kare dalga üreteceğinden akı seviyesi düşecek, kontrol etkisiz kalacaktır<sup>(16,17)</sup>.

#### **2.4.4.3. Kayma Gücü Geri Beslemeli İle Kontrol (Slip Power Recovery-SSR)**

Statik Kramer ve statik Scherbius yöntemleri olmak üzere temelde iki şekli vardır. Bu tip sürücü sistem karakteristikleri bir doğru akım makinesi ile benzer olup kontrol şekli ise faz kontrollü doğrultucu, “da” sürücü sisteme benzemektedir (Şekil 2.9). Sabit hava aralığı akısında moment “da” hat akımı ( $I_d$ ) ile orantılıdır.  $I_d$ , geri besleme çevrimi ile kontrol edilmektedir. Hız kontrolü akım kontrolü üzerine eklenir. Kontrol yönteminin basit olmasına rağmen, tek çeyrekte kontrol edilebilir olması en büyük dezavantajıdır. Sistem nominal hızın üzerinde bir hızda çalışamaz. Eğer hattan rotora evirici üzerinden “da” akım verilecek olursa makine senkron motor gibi davranır. Senkron motor çalışma durumu, statik Kramer sürücü sistemde eviriciden verilecek doğru akım değeri, doğrultucu ile ters kutuplu olacağından doğrultucu üzerinden kısa devre olacak ve rotor sargılarından geçmeyeceği için ancak statik Scherbius sistemlerde mümkün olacaktır. Büyük güç sistemlerinde, pompa, vinç, kompresör vb. nominal hızın yarısı ile nominal hız arasındaki bölgede hız ayarına ihtiyaç duyulan sürücü düzeneklerde kayma gücü geri beslemesi kullanılmaktadır<sup>(11)</sup>.



Şekil 2.9. Statik Kramer sürücü ile hız kontrolü

#### 2.4.5. Asenkron Makinenin Dinamik Kontrol Yöntemleri

Genel olarak iki yöntemden bahsedilebilir:

- Vektör kontrolü (alan yönlendirmeli kontrol)
- Açılı kontrolü

Her iki sistem de referans frekansındaki değişimde üretilen momenti anlık olarak kontrol eder. Bu nedenle moment açısı, kayma açısı ve kayma frekansını belirlenen bir değerde tutmak için giriş büyüklükleri hesaplanır ve giriş terminaline zorunlu komut gönderilir. Bu büyüklükler giriş terminalinde makine büyüklüklerine dönüştürülerek makine kontrol edilir.

Açılı kontrol yönteminin avantaj ve dezavantajlarını aşağıdaki gibi özetlemek mümkündür:

- Açık kontrolü açık çevrimli olarak kolayca gerçekleştirilebilir,
- Yüksek moment/akım oranı elde edilir,
- Sıfır hız civarında çalışılabilir,
- Sistem, manyetik doyma ve sıcaklıktaki değişimlerden etkilenen makine parametrelerindeki değişimlerden etkilenerek doğruluktan sapar<sup>(18)</sup>.

Vektör kontrol yöntemi dinamik davranış karakteristiği bakımından en iyi sürücü sistemdir. Moment-hız karakteristiği serbest uyarımlı bir doğru akım makinesine benzemektedir. Vektör kontrol yönteminin seçilmesi için aşağıdaki belirleyici ilkeler göz önüne alınır:

- Hızlı kontrol esaslı, yüksek güç ve verim gereken sürücü düzeneklerde,
- Hız moment çalışma düzleminde 4-çeyrekte de çalışabilir. Hız geçişleri düzgündür ve gerektiği zaman makinenin kalkış ve durma anlarındaki ivme kontrol edilebilir,
- Devrilme momenti tanım olarak söz konusu değildir, makinenin maksimum değerleri aşılmadığı sürece moment üretimi her hızda maksimum seviyede tutulabilir (rotor akısı alan yönlendirmesinde),
- Doyma bölgesindeki moment üretiminde gözüken doğrusal olmayan değişmeyi en iyi karşılayan sistemdir. Akıdaki azalma ise moment akımı ile karşılanır. Bu ise diğer sürücülerden daha iyi moment cevabına sahip olduğunu gösterir,
- Konum kontrolüne imkan sağlar, servo sistemlerde rahatça kullanılabilir<sup>(16)</sup>.



Yukarıda anlatılan özelliklerinden dolayı vektör kontrol yöntemi; asansör, vinç, elektrikli taşıt, fan, pompa, presleme, hızlı konum kontrollü bilgisayar uygulamaları ve benzeri pek çok sistemlerde kullanılabilir.

## 2.5. ASENKRON MAKİNELERİN VEKTÖR KONTROL YÖNTEMLERİ İLE KONTROLÜ

### 2.5.1. Vektör Kontrol Yöntemlerinin Doğru Akım Makineleri Benzetimi ile

#### Tanımlanması

Doğru akım makineleri içerisindeki manyetik akı uyarma akımı, üretilen dönme momenti endüvi akımıyla birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesi nedeniyle makine yük momenti veya hız değişimlerine karşı hızlı tepke gösterebilmektedir.

Bir doğru akım makinesinde endüvi reaksiyonu ihmal edildiği zaman moment bağıntısı aşağıdaki gibi yazılabilir:  $I_f$ , uyarma akımı,  $I_e$  endüvi akımı olmak üzere,

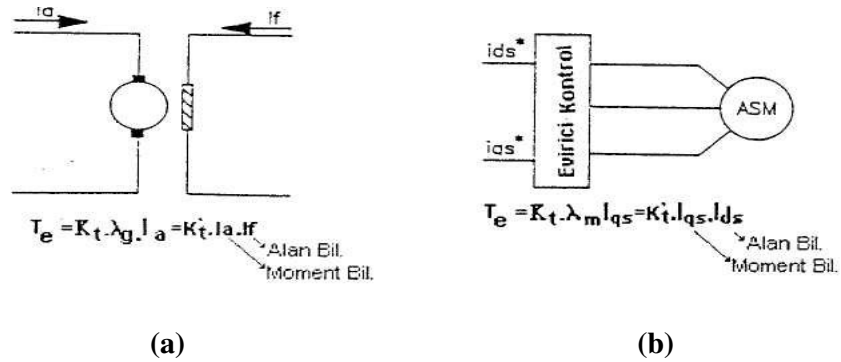
$$T_e = K_t \cdot I_f \cdot I_e \quad (2.7)$$

$I_f$  akımı veya karşı düşen alan akısı, endüvi akımı  $I_e$ 'den ayrıştırıldığında moment duyarlılığı geçici ve sürekli çalışmada maksimum olmaktadır. Üç fazlı asenkron makinenin dinamik denklemleri “senkron dönen eksen sisteminde” kurulduğunda elde edilen doğru akım ve gerilimler göz önüne alındığında bu şekilde kontrol asenkron makinelerine de uygulanabilir. Şekil 2.10-a’da iki kontrol girişi ( $i_{ds}^*$ ,  $i_{qs}^*$ ) evirici ve eviricinin kontrolü ile asenkron makine gösterilmektedir.  $i_{ds}$  ve  $i_{qs}$  sırasıyla boyuna ve enine eksende stator akım bileşenleridir. Vektör kontrol yönteminde doğru akım makinesinde olduğu gibi  $i_{ds}$  akımı  $I_f$ 'ye,  $i_{qs}$  akımı  $I_e$ 'ye karşılık düşmektedir. Bu durumda moment bağıntısı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_e = K_t' \cdot |\lambda_m'| \cdot i_{qs} = K_t \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} \quad (2.8)$$

$i_{qs}$  stator akımının aktif bileşenidir ve momente karşı düşer,  $i_{ds}$  stator akımının reaktif bileşenidir ve akıya karşı düşmektedir,  $i_{ds}$  ve  $i_{qs}$  bağımsız ve dik bileşenler olup serbestçe değiştirilebilmektedir. Normal süreç için, bir doğru akım makinesindeki gibi  $i_{ds}$  sabit tutulmakta ve moment  $i_{qs}$  akımı ile değiştirilmektedir. Vektör kontrol yönteminin uygulanması ilke olarak şekil 2.10-b’de gösterilmektedir. Yapılan tüm işlemlerin geçerliliği rotor akısının konumunun tam olarak bilinmesine bağlıdır. Bu bilginin elde edilip kullanılması durumuna göre vektör kontrol yöntemi “doğrudan vektör kontrol yöntemi” ve “dolaylı vektör kontrol yöntemi” olarak isimlendirilir.

Vektör kontrolü kavramı, asenkron makine için tanımlanabilen stator akısı, hava aralığı akısı ve rotor akısı için geçerlidir. Hangi akı için yönlendirme yapılacaksa, d-q eksen sisteminin bir bileşeni bu akı ile çakıştırılarak o akı ile eşzamanlı olarak döndürülür<sup>(11,12,13,14,16)</sup>.



**Şekil 2.10.** (a) Vektör kontrol yönteminde doğru akım makinesi ile asenkron makine benzetimi  
(b) Makine modeli ile vektör kontrolünün gerçekleştirilmesi

## 2.5.2. Rotor Askısı Kullanarak Asenkron Makine Alan Yönlendirilmesi

Asenkron makinenin d-q eksen sistemindeki modelinde elde edilen moment bağıntısı,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot L_m (i_{sd} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (2.9)$$

şeklinde idi.

Stator akımının değiştirilmesi sonrasında hem  $i_{sq}$ , hem de  $i_{sd}$  değişecektir.

Rotor akımları da bu değişimden etkilenecektir. Buradan, aşağıdaki bağıntılar yazılabilir:

$$i_{rd} = \frac{\lambda_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sd} \quad (2.10)$$

$$i_{rq} = \frac{\lambda_{rq}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sq} \quad (2.11)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\lambda_{rd} \cdot i_{sq} - \lambda_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (2.12)$$

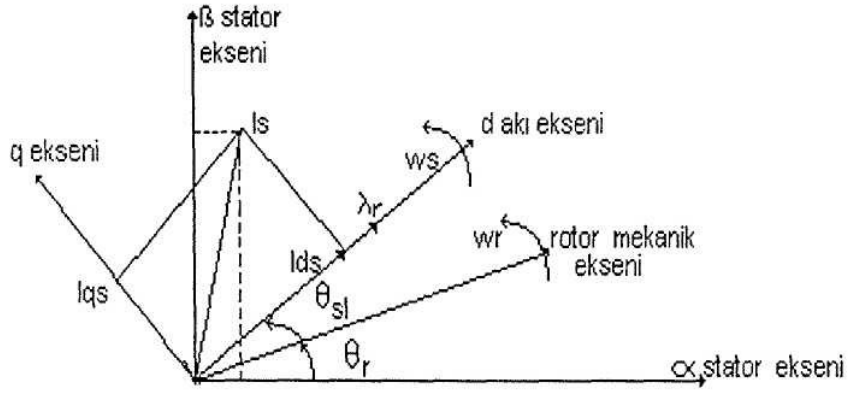
Asenkron makineye ilişkin vektörel büyüklükler dönen eksen takımı ( $\alpha, \beta$  veya  $d^e - q^e$ ) ve duran eksen takımında (d-q veya  $d^s - q^s$ ) Şekil 2.15'deki gibi gösterilebilir. Vektör diyagramında görüldüğü gibi d-q eksen sisteminin d-ekseni rotor akısı ile çakıştırılırsa  $\lambda_{rq} = 0$  olur. Bu çakışmanın sağlanabilmesi için rotor akı vektörünün konumu bilinmek zorundadır. Daha sonra -q eksen sistemi rotor akısı çakışık şekilde döndürülür. Bu durumda moment ifadesi için,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \lambda_{rd} \cdot i_{sq} \quad (2.13)$$

$$\lambda_{rq} = 0 \quad (2.14)$$

$$\frac{d}{dt} \lambda_{rq} = 0 \quad (2.15)$$

yazılabilir.



Şekil 2.11. Asenkron makine alan yönlendirilmesi için vektör diyagramı

(2.14) ve (2.15) koşulları dinamik modeldeki denklemlerde yerine yazılırsa, stator akımının d- bileşeni ile rotor akımının d- bileşeni arasında

$$p \cdot \lambda_{rd} + \frac{1}{\tau_r} \cdot \lambda_{rd} = \frac{L_m}{\tau_r} \cdot i_{rd} \quad (2.16)$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.17)$$

bağıntısı ortaya çıkar. Burada  $\tau_r$  rotor zaman sabitidir.  $i_{sd}$  ile rotor akımının sabit tutulduğu durum için moment ifadesi stator akımları cinsinden yazılabilir,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} \quad (2.18)$$

Asenkron motora ilişkin parametreler sabit kabul edildiğinde motorun ' üreteceği moment, stator akımı bileşenleri ile rotor akısının konumu belirlenerek kontrol edilebilir. Bu durumda rotor akısı ile yönlendirilmiş asenkron makineyi tanımlayan denklemler aşağıdaki gibi verilebilir<sup>(14)</sup>:

$$U_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - W_{sl} \cdot \lambda_{sq} + p \cdot \lambda_{sd} \quad (2.19)$$

$$U_{sq} = R_s \cdot i_{sq} - W_{sl} \cdot \lambda_{sd} + p \cdot \lambda_{sq} \quad (2.20)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + p \cdot \lambda_{rd} \quad (2.21)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + W_{sl} \cdot \lambda_{rd} \quad (2.22)$$

Akı bağıntıları için

$$\lambda_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \quad (2.23)$$

$$\lambda_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rq} \quad (2.24)$$

$$\lambda_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \quad (2.25)$$

$$0 = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sq} \quad (2.26)$$

Üslü ifadeler statora indirgenmiş rotora ait büyüklükler için kullanılmaktadır.

### **2.5.3. Hava Aralığı Akısını Kullanarak Asenkron Makinenin Alan**

#### **Yönlendirmesi**

Rotor akısının dışında kalan alan yönlendirmelerinde daha karmaşık bir yapı vardır. Ancak bu yöntemler akının doğrudan veya daha az parametreye bağımlı olarak ölçülmesi avantajına sahiptir. d-q eksen sisteminde hava aralığı akıları yazılacak olursa:

$$\lambda_{md} = L_m \cdot (i_{sd} + i_{rd}) \quad (2.27)$$

$$\lambda_{mq} = L_m \cdot (i_{sq} + i_{rq}) \quad (2.28)$$

elde edilir. Bu akılar stator ve rotor halkalama akıları ile ilişkilendirilebilir.

$$\lambda_{sdq} = U_s \cdot i_{sdq} + \lambda_{mdq} \quad (2.29)$$

$$\lambda_{rdq} = U_r \cdot i_{rdq} + \lambda_{mdq} \quad (2.30)$$

Moment denklemi tekrar yazılırsa,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot (\lambda_{md} \cdot i_{sq} - \lambda_{mq} \cdot i_{sd}) \quad (2.31)$$

elde edilir. Senkron hızda dönen eksen sistemini rotor akısı yönlendirmesine benzer şekilde bu kez hava aralığı akısı ile çakıştırılacaktır. Bu çakıştırma d-ekseni ile olursa  $\lambda_{mq} = 0$  olur. Eğer asenkron makine akım kontrollü bir kaynak üzerinden beslendiği varsayılırsa, bu durumda statora ilişkin dinamik denklem ihmal edilebilir. Bu kabulden sonra makine denklemleri<sup>(11,14)</sup>,

$$0 = R_r \cdot i_{rq} + p \cdot L_{lr} \cdot i_{rq} + W_{sl} (\lambda_{md} + L_{lr} \cdot i_{rd}) \quad (2.32)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + p \cdot (\lambda_{md} + L_{lr} \cdot i_{rd}) + W_{sl} (L_{lr} \cdot i_{rq}) \quad (2.33)$$

$$\lambda_{md} = L_m \cdot (i_{sd} + i_{rd}) \quad (2.34)$$

$$\lambda_{mq} = L_m \cdot (i_{sq} + i_{rq}) = 0 \quad (2.35)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \lambda_{md} \cdot i_{sq} \quad (2.36)$$

(2.32),...(2.36) denklemleri hava aralığı alan yönlendirmeli kontrol için dinamik durumu tanımlarlar. Moment denklemi incelendiğinde eğer hava aralığı akısı sabit tutulabilirse, anlık moment kontrolünün mümkün olduğu görülür.  $i_{sq}$  ve  $i_{sd}$  kontrol giriş büyüklükleri olarak ele alındığında (2.34) ve (2.35) denklemlerinden,

$$i_{rq} = -i_{sq} \quad (2.37)$$

$$i_{rd} = \frac{\lambda_{md}}{L_m} - i_{sd} \quad (2.38)$$

elde edilir. (2.37) (2.38) bağıntıları kullanılarak kayma ifadesi elde etmek için (2.32) denklemi çözülürse;

$$W_{sl} = \frac{(R_r + L_{lr} \cdot p) \cdot i_{sq}}{\lambda_{md} + L_{lr} \cdot \left( \frac{\lambda_{md}}{L_m} - i_{sd} \right)} \quad (2.39)$$

$$W_{sl} = \frac{(R_r + L_{lr} \cdot p) \cdot i_{sq}}{\frac{L}{L_m} \cdot \lambda_{md} - L_{lr} \cdot i_{sd}} \quad (2.40)$$

elde edilir. (2.33) denklemi kullanılarak akı ifadesi yazılabilir.

$$p \cdot \lambda_{md} = -(R_r + L_{lr} \cdot p) \cdot \left( \frac{\lambda_{md}}{L_m} - i_{sd} \right) - W_{sl} \cdot L_{lr} \cdot i_{sq} \quad (2.41)$$

(2.74) denklemi düzenlenirse,

$$p \cdot \lambda_{md} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \lambda_{md} + \frac{L_m}{L_m} \cdot (R_r + L_{lr} \cdot p) \cdot i_{sd} - W_{sl} \cdot \frac{L_m \cdot L_{lr}}{L_r} \cdot i_{sq} \quad (2.42)$$



bağıntısı yazılır. (2.42) denkleminde görülen hava aralığı aksı ile kayma arasındaki kenetlenme rotor akısı alan yönlendirmesinde yoktur.

#### 2.5.4. Stator Akısı Kullanarak Asenkron Makine Alan Yönlendirilmesi

Stator aksı alan yönlendirmesi için asenkron makinenin d-q modelini kullanarak akı ve moment ifadeleri,

$$\lambda_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \quad (2.43)$$

$$\lambda_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \quad (2.44)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot (i_{sd} \cdot i_{sq} - i_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (2.45)$$

olarak yazılabilir. Rotora ilişkin büyüklükler statora indirgenmiştir. Makinenin ideal bir akım kaynağından beslendiği varsayılırsa rotora ilişkin büyüklükleri ( $i_{dr}, i_{qr}, \lambda_{dr}, \lambda_{qr}$ ) yok etmek suretiyle senkron dönen eksen takımında makine denklemleri yazılabilir<sup>(14)</sup>,

$$(1 + \tau_r \cdot p) \cdot \lambda_{sq} = (L_s + \sigma \cdot L_s \cdot \tau_r \cdot p) \cdot i_{sq} - W_{sl} \cdot \tau_s \cdot (\lambda_{sd} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd}) \quad (2.46)$$

$$(1 + \tau_r \cdot p) \cdot \lambda_{sd} = (L_s + \sigma \cdot L_s \cdot \tau_r \cdot p) \cdot i_{sd} - W_{sl} \cdot \tau_r \cdot (\lambda_{sq} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq}) \quad (2.47)$$

stator akısı yönlendirmesinde  $\lambda_{sq} = 0$  olacağından (2.46) ve (2.47) denklemleri düzenlenerek,

$$0 = (L_s + \sigma \cdot L_s \cdot \tau_r \cdot p) \cdot i_{sq} - W_{sl} \cdot \tau_r \cdot (\lambda_{sd} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd}) \quad (2.48)$$

$$(1 + \tau_r \cdot p) \cdot \lambda_{sd} = (L_s + \sigma \cdot L_s \cdot \tau_r \cdot p) \cdot i_{sd} - W_{sl} \cdot \tau_r \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} \quad (2.49)$$

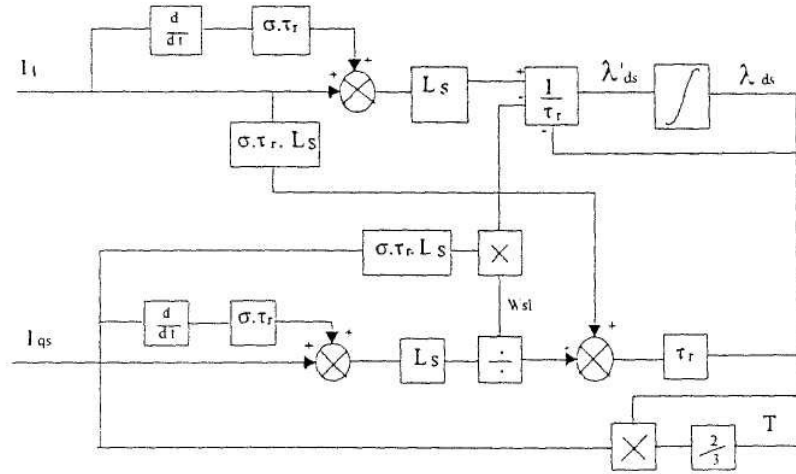
$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \lambda_{sd} \cdot i_{sq} \quad (2.50)$$

bağıntıları elde edilir. Kayma ifadesi tekrar yazılırsa,

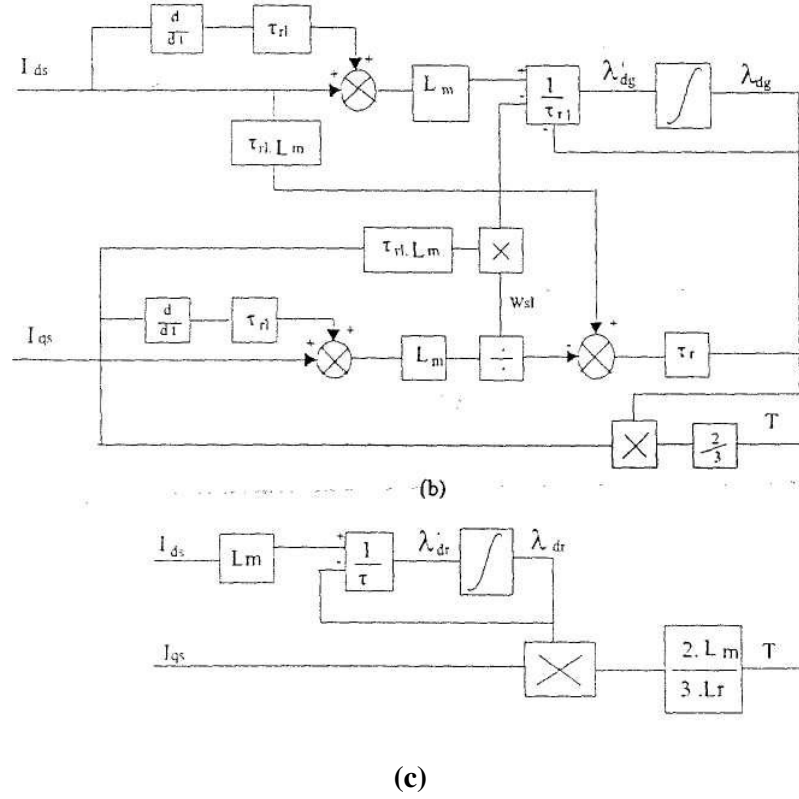
$$W_{sl} = \frac{(L_s + \sigma \cdot L_s \cdot \tau_r \cdot p) \cdot i_{sq}}{\tau_r \cdot (\lambda_{sd} - \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd})} \quad (2.51)$$

elde edilir. Bu ifadeden stator akısı ile  $i_{sq}$  arasında bir kenetlenme olduğu görülür.

Alan yönlendirmelerine ilişkin dinamik denklemler incelendiğinde rotor akısı yönlendirmesindeki ayrıştırmanın daha basit olduğu görülmektedir. Şekil 2.12-a, b, c'de bu alan yönlendirmelerine ilişkin blok diyagramlar gösterilmektedir<sup>(19)</sup>.



(a)



**Şekil 2.12.** (a) Rotor akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı  
 (b) Hava aralığı akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı  
 (c) Stator akısı alan yönlendirmesi blok diyagramı

Stator akısı, hava aralığı akısı veya rotor akısı alan yönlendirmesi, yönlendirme yapılan akının ölçülmesi veya dolaylı olarak hesaplanması ile gerçekleştirilebilir. Her üç yönlendirme durumunda da doğrudan veya dolaylı alan yönlendirme yöntemleri uygulanabilir. Hava aralığı akısı ve stator akısının ölçülmesi veya hesaplanması rotor akısına göre daha kolaydır. Rotor akısının hesaplanması sırasında rotora ilişkin parametreler de kullanılacağı için parametre bağımlılığı oluşmaktadır. Diğer taraftan stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesinde kararlılık sorunları oluşmaktadır. Her üç akı yönlendirmesi için sürekli durum momentleri yazılıp, sabit akı koşulu incelendiği zaman rotor akısı yönlendirmesinde devrilme momentinin oluşmadığı, buna karşılık diğer iki yönlendirmede devrilme momentinin

oluştugu görülür. Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesinde  $\partial T_e / \partial W_{s1} = 0$  yazılarak, maksimum devrilme momentleri aşağıdaki gibi elde edilir<sup>(14)</sup>:

- a) Stator akısı alan yönlendirmesinde maksimum devrilme momenti ve maksimum kayma için,

$$T_{e,\max} = \pm \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \cdot \frac{|\lambda_s|^2}{\sigma \cdot L_r} \quad (2.52)$$

$$W_{s1,\max} = \pm \frac{1}{\sigma \cdot \tau_r} \quad (2.53)$$

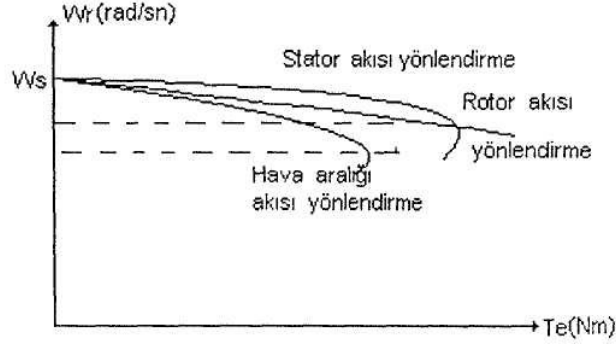
- b) Hava aralığı akısı yönlendirmesinde maksimum devrilme momenti ve maksimum kayma için,

$$T_{e,\max} = \pm \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{|\lambda_m|^2}{L_r} \quad (2.54)$$

$$W_{s1,\max} = \pm \frac{1}{\sigma \cdot \tau_r} \quad (2.55)$$

(2.86), (2.88) denklemlerindeki kayma ifadeleri akılara bağımlı değildir. Ancak devrilme momentleri akıların kareleri ile orantılıdır. Bu durumda akı seviyesindeki değişimler devrilme momentini karesel olarak etkilemektedir. Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesinde, maksimum kayma ifadesindeki motor parametreleri yanlış kullanılarak, açısız kayma frekansı  $W_{s1,\max}$  'dan daha yüksek olduğu zaman, kararsızlıklar oluşmaktadır.

Şekil 2.13'de stator akısının belirli bir değeri için stator akısı, hava aralığı akısı ve rotor akısı yönlendirmesine ilişkin devir sayısı-moment öz eğrileri görülmektedir. Rotor akısı yönlendirmesinde görülen doğrusallık kontrol uygulamaları için önemli bir üstünlüktür.



Şekil 2.13. Belirli stator akısı için devir sayısı-moment öz eğrisi

### 2.5.5. Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi

Bir akım kontrollü PWM evirici için vektör kontrol yönteminin blok diyagramı Şekil 2.14'de gösterilmiştir. Referans kontrol değişkenleri  $i_{ds}^*$  ve  $i_{qs}^*$  doğru akım değerli büyüklükler olup, akı işaretinden üretilen  $\cos(W_e t)$  ve  $\sin(W_e t)$ 'nin yardımı ile duran referans sistemine dönüştürülürler. Elde edilen duran sistem işaretleri evirici için esas olan faz akımlarına karşılık düşürülür. Akı kontrol çevrimi kullanılarak düzenli akı kontrolü sağlanmıştır.  $i_{qs}^*$  akımı moment kontrol çevriminden üretilir. Buna ilave olarak genelde hız kontrolü için bir dış hız kontrol çevrimine bağlı olarak da üretilebilir.  $i_{qs}^*$  bir doğru akım büyüklüğü olup negatif moment için negatif değer alır.

Doğrudan kontrol yöntemi hava aralığı akılarından birim vektör işaretlerinin üretimine bağlıdır. Duran eksen takımı büyüklükleri  $\lambda_{dm}^s$  ve  $\lambda_{qm}^s$  doğrudan veya stator akım ve gerilimlerinde kestirilerek ölçülebilirler. Bu akı değerlerinden faydalanılarak üretilen birim vektörlerin kullanılması suretiyle  $i_{qs}^*$  ve  $i_{ds}^*$  akımları sırasıyla q° ve d° senkron hızla dönen referans eksenleri ile çakıştırılırlar<sup>(11,12)</sup>.

Akı vektörleri için aşağıdaki bağıntılar yazılabilir:

$$|\lambda_m| = \sqrt{\lambda_{dm}^2 + \lambda_{qm}^2} = \sqrt{(\lambda_{dm}^s)^2 + (\lambda_{qm}^s)^2} \quad (2.56)$$

$$\lambda_{dm}^s = |\lambda_m| \cdot \cos(W_e \cdot t) \quad (2.57)$$

$$\lambda_{qm}^s = |\lambda_m| \cdot \sin(W_e \cdot t) \quad (2.58)$$

Buraya kadar anlatılanlarda rotor kaçak endüktansları ihmal edilmiştir. Oysa rotor kaçak endüktanslarının dinamik davranışa etkisi büyüktür. Hava aralığı akıları aşağıdaki bağıntılar kullanılarak rotor kaçak akılarına karşı düşürülebilir.

$$\lambda_{qr} = L_m \cdot i_{qs} + L_r \cdot i_{qr} \quad (2.59)$$

$$\lambda_{qm} = L_m \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \quad (2.60)$$

(2.59), (2.60) bağıntılarından  $i_{qr}$  elimine edilirse,

$$\lambda_{qr} = \left( \frac{L_r}{L_m} \right) \cdot \lambda_{qm} - L_{1s} \cdot i_{qs} \quad (2.61)$$

bağıntısı bulunur. Benzer şekilde,

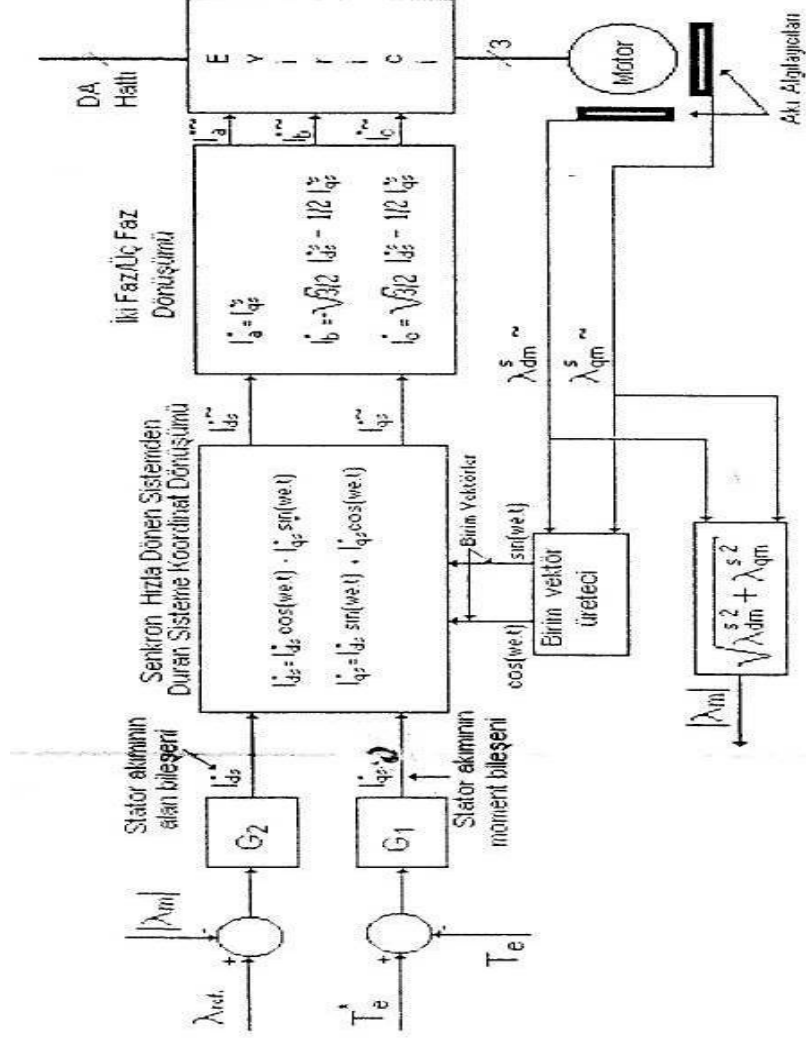
$$\lambda_{dr} = \left( \frac{L_r}{L_m} \right) \cdot \lambda_{dm} + L_{1s} \cdot i_{ds} \quad (2.62)$$

yazılabilir. (2.61) ve (2.62) bağıntılarından rotor akı bileşenleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$|\lambda_r| = \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2} = \sqrt{(\lambda_{dr}^s)^2 + (\lambda_{qr}^s)^2} \quad (2.63)$$

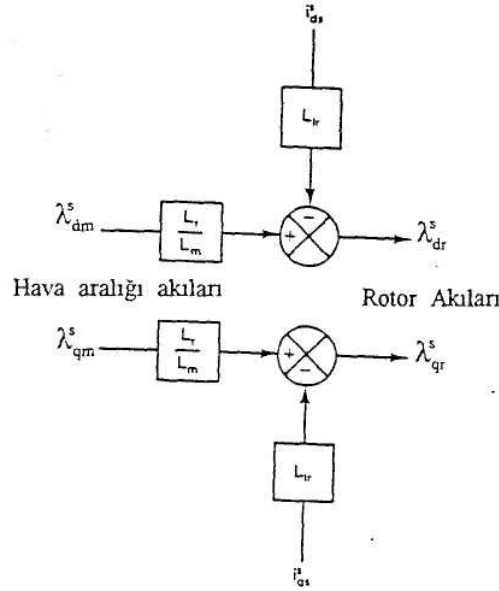
$$\cos(W_e \cdot t) = \frac{\lambda_{dr}}{|\lambda_r|} \quad (2.64)$$

$$\sin(W_e \cdot t) = \frac{\lambda_{qr}}{|\lambda_r|} \quad (2.65)$$



Şekil 2.14. Gerilim beslemeli evirici ile doğrudan vektör kontrolü

Şekil 2.15’de rotor akılarının elde edilmesine ilişkin blok diyagram görülmektedir.



Şekil 2.15. Rotor akılarının elde edilmesi

Buraya kadar doğrudan vektör kontrol yöntemi anlık akım kontrollü PWM evirici kullanılarak açıklandı ve incelemeler nominal hızın %10'u ve bu hızın üzerinde uygulanabilecek şekilde incelendi. Çünkü sıfır hız civarında akı vektörlerinin elde edilmesi zordur. Faz gerilimlerinin doğrudan integrali belirli bir hızdan sonra yeterli doğrulukta elde edilebilir. Bağıntılardaki kuplaj etkisi yüksek hızda kolayca ayırt edilebilmesine rağmen düşük hızda çok kötü sonuç vererek hatalı kontrole neden olur. Stator akısındaki düşme sıfır hızda çok zor bir şekilde önlenemez. Düşük hız bölgesinde rotor akısı, hız ve stator akım işaretlerinden daha doğru bir şekilde bulunabilir<sup>(11,12)</sup>. Duran q-eksen sistemine göre rotor bağıntısı için,

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + i_{qr} \cdot R_r - W_r \cdot \lambda_{qr} = 0 \quad (2.66)$$



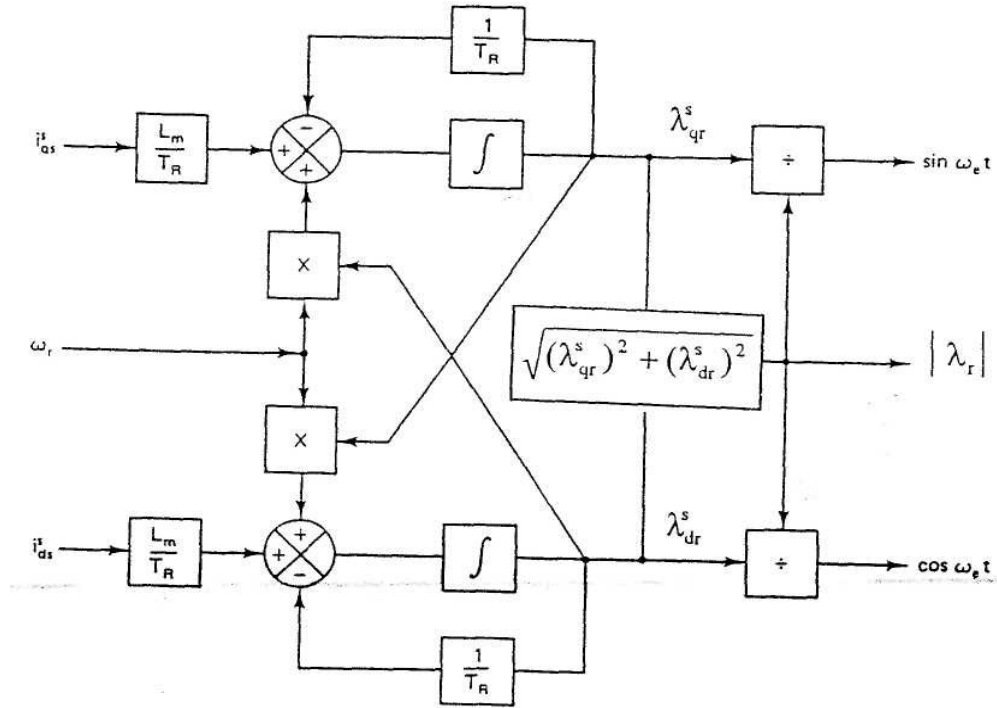
yazılarak eşitliğin her iki yanını  $((L_m \cdot R_r) / L_r) \cdot (i_{qs})$  ile toplanıp (2.59) bağıntısı kullanılırsa,

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} \cdot i_{qs} + W_r \cdot \lambda_{qr} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \lambda_{qr} \quad (2.67)$$

ifadesi elde edilir.  $d^s$  ekseni eşdeğer devresi için benzer şekilde,

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} \cdot i_{ds} + W_r \cdot \lambda_{dr} - \frac{1}{\tau_r} \cdot \lambda_{dr} \quad (2.68)$$

yazılabilir. (2.67) ve (2.68) bağıntıları rotor akılarını, stator akımı ile hızın fonksiyonu olarak verirler. Bu bağıntıların blok diyagramı gösterimi şekil 2.15'de verilmiştir.  $i_{qs}$  ve  $i_{ds}$  işaretleri üç faz/iki faz dönüşümü ile faz akım işaretlerinden üretilebilirler. Akının bu şekilde bulunması ile yapılan kontrol sıfır hızdan maksimum hıza kadar geçerlidir.



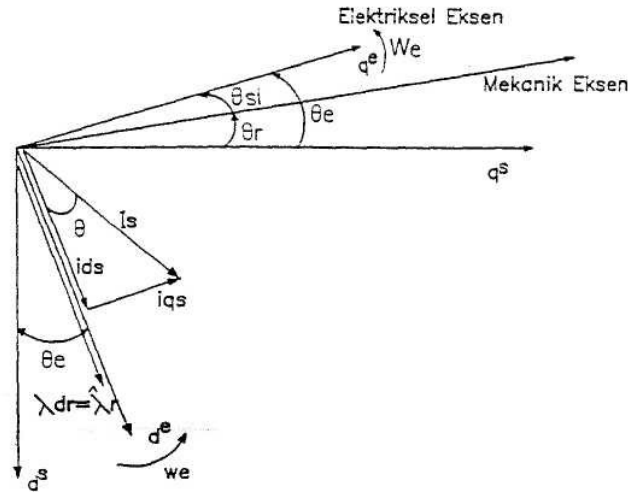
Şekil 2.16. Rotor hızı ve stator akımlarından rotor akısının hesaplanması

Bu akı belirleme sistemi makine parametrelerindeki değişimlere (sıcaklık, deri olayı v.b. etkiler) bağlı olarak doğruluktan sapar. İşaretlerin harmonikli bozulmaları doğrudan vektör kontrolünde pek çok probleme neden olur<sup>(11,12)</sup>.

### 2.5.6. Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi

Dolaylı vektör kontrol yöntemi makine terminalerinden elde edilen büyüklükleri kullanmadan, birim vektörleri ürettiğinden dolayı bozulma ve harmoniklerin süzülmesi sorunlarını ortaya çıkarmaz<sup>(20)</sup>.

Şekil 2.17’de dolaylı vektör kontrolü temel ilkesi fazör diyagramı kullanılarak açıklanmaktadır.  $d^e$ - $q^e$  eksen sistemi senkron açısal hızla ( $\omega_e$ ) dönerken,  $d$ - $q$  eksen sistemi duran haldedir. Her  $t$  anında  $q^e$  eksenini  $q^s$  ekseninden  $\theta_e$  kadar faz farkına sahiptir. Burada  $\theta_e = \omega_e \cdot t$ ,  $\theta_r = \omega_r \cdot t$  ve  $\theta_{sl} = \omega_{sl} \cdot t$  ile verilir. Rotor akısı  $\lambda_r$ , rotor kaçak akısından ve hava aralığı akısından oluşmakta ve  $q^e$  eksenini ile çakışmaktadır. Bundan dolayı, ayrı kontrol için akımın akı bileşeni  $i_{ds}$  ve akımın moment bileşeni  $i_{qs}$  sırasıyla  $d^e$  ve  $q^e$  eksenleri ile çakışmaktadır<sup>(11)</sup>.



Şekil 2.17. Dolaylı vektör kontrolü için fazör diyagramı

Senkron hızla dönen eksen sisteminde rotor devresi gerilim bağıntıları aşağıdaki

biçimde yazılabilir,

$$\frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + R_r \cdot i_{qr}^e + (W_e - W_r) \cdot \lambda_{dr}^e = 0 \quad (2.69)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} + R_r \cdot i_{dr}^e + (W_e - W_r) \cdot \lambda_{qr}^e = 0 \quad (2.70)$$

Rotor akı bağıntıları tekrar yazılırsa,

$$\lambda_{qr}^e = L_r \cdot i_{qr}^e + L_m \cdot i_{qs}^e \quad (2.71)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_r \cdot i_{dr}^e + L_m \cdot i_{ds}^e \quad (2.72)$$

(2.71) ve (2.72) bağıntılarından,

$$i_{qr}^e = \frac{1}{L_r} \cdot \lambda_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{qs}^e \quad (2.73)$$

$$i_{dr}^e = \frac{1}{L_r} \cdot \lambda_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{ds}^e \quad (2.74)$$

(2.73) (2.74) bağıntıları kullanılarak (2.69) ve (2.70) bağıntıları yeniden düzenlenirse rotor akımlarından arındırılır.

$$\frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \lambda_{qr}^e - \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \cdot i_{qs}^e + W_{sl} \cdot \lambda_{dr}^e = 0 \quad (2.75)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \lambda_{dr}^e - \frac{L_m}{L_r} \cdot R_r \cdot i_{ds}^e + W_{sl} \cdot \lambda_{qr}^e = 0 \quad (2.76)$$

Burada  $W_{sl} = W_e - W_r$  'dir. Ayrık kontrol için istenen durum,

$$\lambda_{qr}^e = \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} = 0 \quad (2.77)$$

$$\lambda_{dr}^e = \lambda_{dr}^e = 0 \quad (2.78)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} = 0 \quad (2.79)$$

şeklindedir. (2.77) ve (2.78) bağıntıları kullanılırsa (2.75) ve (2.76) bağıntıları için,

$$W_{sl} = \frac{L_m}{\lambda_r} \cdot \frac{R_r}{L_r} \cdot i_{qs}^e \quad (2.80)$$

$$\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\lambda_r^e}{dt} + \lambda_r^e = L_m \cdot i_{ds}^e \quad (2.81)$$

elde edilir. Stator akısı için,

$$\lambda_{qs}^e = L_s \cdot i_{qs}^e + L_m \cdot i_{qr}^e \quad (2.82)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s \cdot i_{ds}^e + L_m \cdot i_{dr}^e \quad (2.83)$$

bağıntıları verilebilir. (2.71) ve (2.72) bağıntıları kullanılarak stator akı bağıntıları rotor akımlarından arındırılabilir.

$$\lambda_{qs}^e = \left( L_s - \frac{L_m}{L_r} \right) i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e \quad (2.84)$$

$$\lambda_{ds}^e = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (2.85)$$

Moment denklemleri stator akı ve akımları cinsinden,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (i_{qs}^e \cdot \lambda_{ds}^e - i_{ds}^e \cdot \lambda_{qs}^e) \quad (2.86)$$

şeklinde gösterilebilir. (2.79) ve (2.80) bağıntıları (2.81) bağıntısından yazılarak (2.77) ve (2.78) bağıntıları dikkate alındığında,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{qs}^e \cdot \lambda_r \quad (2.87)$$

şeklinde moment ifadesi sadeleşir. Bu bağıntılar ve mekanik denklem,

$$\left(\frac{2}{p}\right) \cdot J \cdot \frac{dW_r}{dt} = T_e - T_L \quad (2.88)$$

yardımla ayrı kontrollü makine modeli şekil 2.18'deki gibi tanımlanabilir. Akım kontrollü eviricinin besleme devresini oluşturduğu ve giriş-çıkış arasındaki zaman gecikmesinin ihmal edildiği kabul edilmektedir.  $T_e$  momenti,  $i_{qs}^e$  akımı ile anlık üretilir, fakat sistemin  $i_{ds}^e$ 'ye göre gecikmesi vardır. Buradan hareketle sistemin serbest uyarımlı bir doğru akım makinesine benzediği söylenebilir<sup>(11,12,16,20)</sup>.

Dolaylı vektör kontrolünü gerçeklemek için (2.75) ve (2.76) bağıntılarını göz önünde bulundurmak gerekir. Şekil 2.19'de kontrol düzeneği gösterilmektedir. İstenen rotor akısı  $\lambda_r$  için  $i_{ds}^*$  akımı (2.76) bağıntısından elde edilir ve bu değerde sabit olarak tutulur.  $i_{qs}^*$  akımı hız döngüsünden elde edilir.  $W_{sl}$  kayması (2.75) bağıntısı ile  $i_{qs}^*$ 'ye bağlıdır. Rotorun eksenine olan mekanik eksene göre istenen elektriksel açıyı elde etmek için kullanılan kayma açı vektörleri  $\sin(\theta_{sl}^*)$  ve  $\cos(\theta_{sl}^*)$ , ileri yöndeki sayıcı, VCO veya ROM esaslı sin/cos üreticisine doğru üretilir. Rotor konum vektörü  $\cos(\theta_r)$  ve  $\sin(\theta_r)$  açı kodlayıcılarından elde edilir.  $\cos(\theta_e)$  ve  $\sin(\theta_e)$ 'yi elde etmek için kayma ve mekanik açı vektörleri toplanır<sup>(16)</sup>.

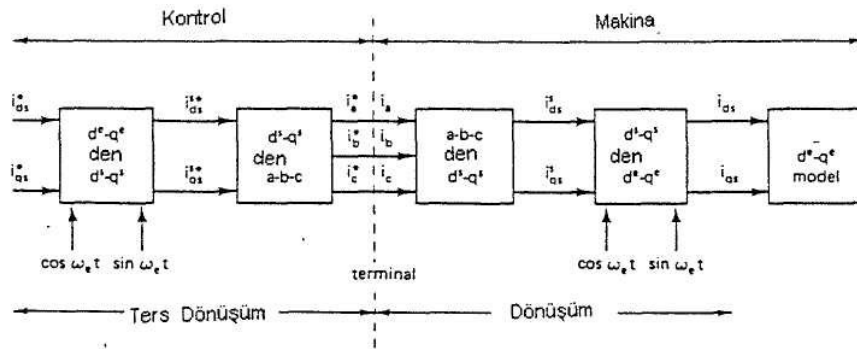
$$\cos(\theta_e^*) = \cos(\theta_r + \theta_{sl}^*) = \cos(\theta_r) \cdot \cos(\theta_{sl}^*) - \sin(\theta_r) \cdot \sin(\theta_{sl}^*) \quad (2.89)$$

$$\sin(\theta_e^*) = \sin(\theta_r + \theta_{sl}^*) = \sin(\theta_r) \cdot \cos(\theta_{sl}^*) + \cos(\theta_r) \cdot \sin(\theta_{sl}^*) \quad (2.90)$$

Kayma açısı ve rotor konum vektörlerinin bağımsız formları yerine kayma hızı ve rotor hızı doğrudan toplanabilir. O zaman  $\cos(\theta_e)$  ve  $\sin(\theta_e)$  işaretleri bir VCO, sayıcı veya sin/cos üretici tarafından üretilir.

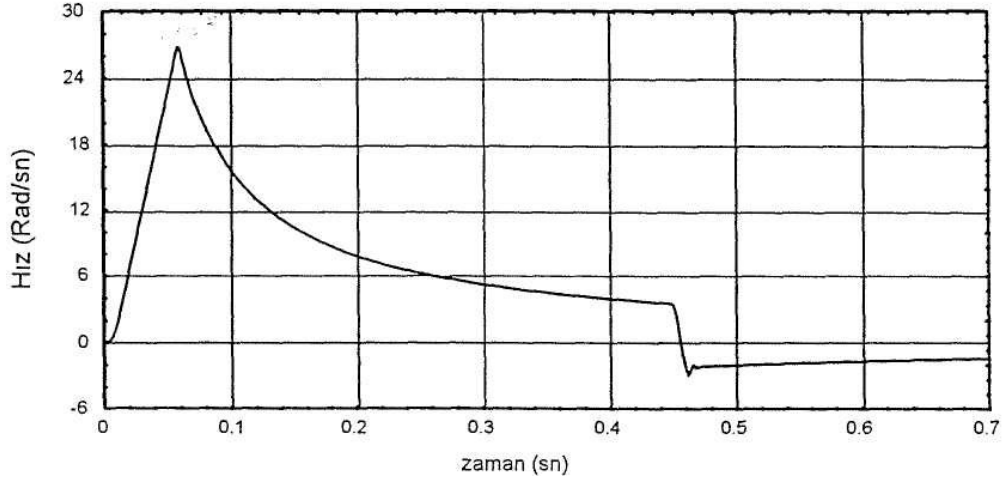
Temel hızın üzerinde şekil 2.19'deki sistemde alan azalacağı için vektör kontrol yöntemi uygulanamaz. Alanın azaldığı bölgede uygulamayı genişletmek için bir kontrolör blok diyagramı şekil 2.20'de verilmektedir. Temel hızın üzerinde  $|\lambda_r|$ , hızla ters orantılı olarak azalmaktadır. Böylece sistem vektör kontrolü altında kalır. Dikkat edilirse (2.76) bağıntısı çözülerek açık çevrim şeklinde kontrol sağlanmaktadır.

Dolaylı vektör kontrolünde, doğrudan vektör kontrolünde olduğu gibi sürücü sistem dört çeyrekte de çalışabilir ve hız sıfırdan tam değere kadar doğru bir şekilde ayarlanabilir. Kontrol için rotor konum işaretleri mutlaka üretilmelidir. Bu durum kontrolün makine parametrelerine olan bağımlılığını göstermektedir. Dolayısıyla kontrolör makine parametre değişimlerini izlemek zorundadır. En etkin parametre olan rotor direnci ideal ayırık kontrolde sadece belirli sınırlar için değişik yöntemler yardımıyla kestirilebilir<sup>(16)</sup>.

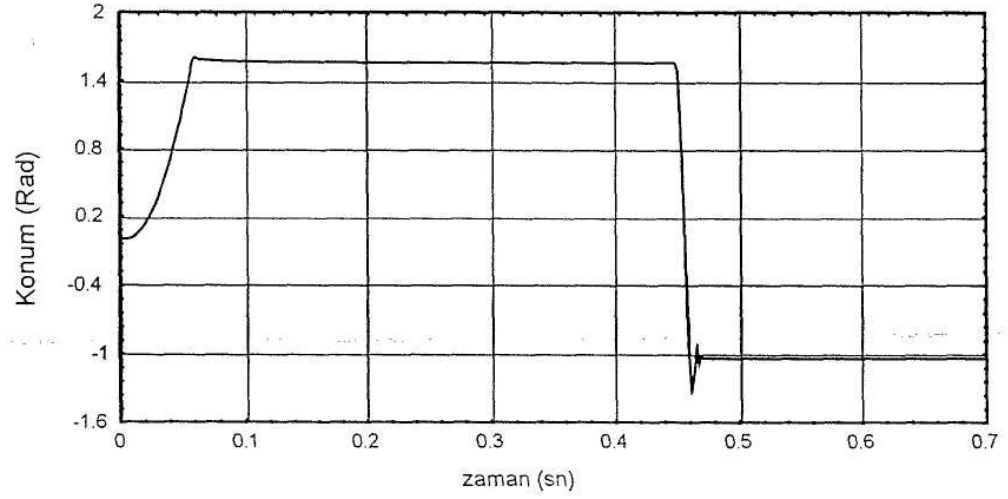


Şekil 2.18. Ayırık kontrollü makine modelinin blok diyagramı





(a)



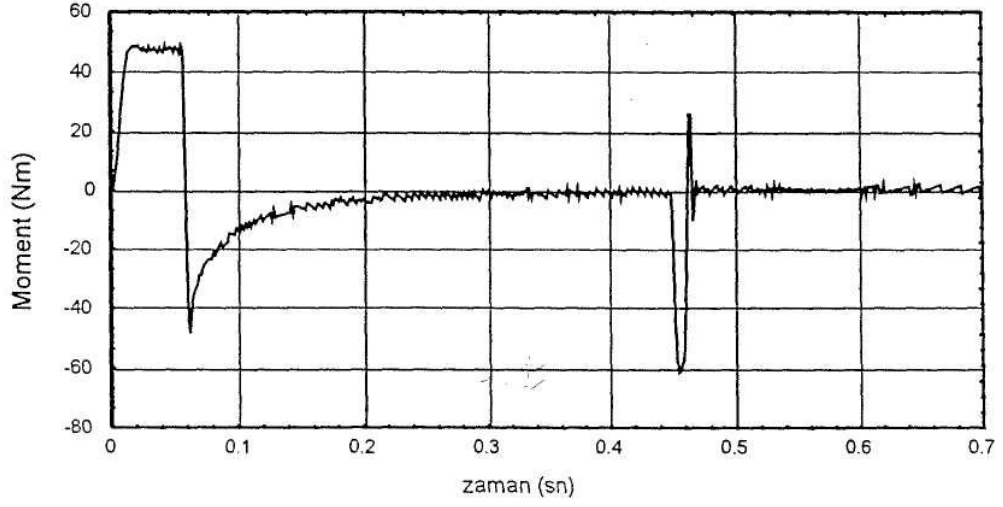
(b)

**Şekil 2.20.** Konum kontrol düzeneğinde;

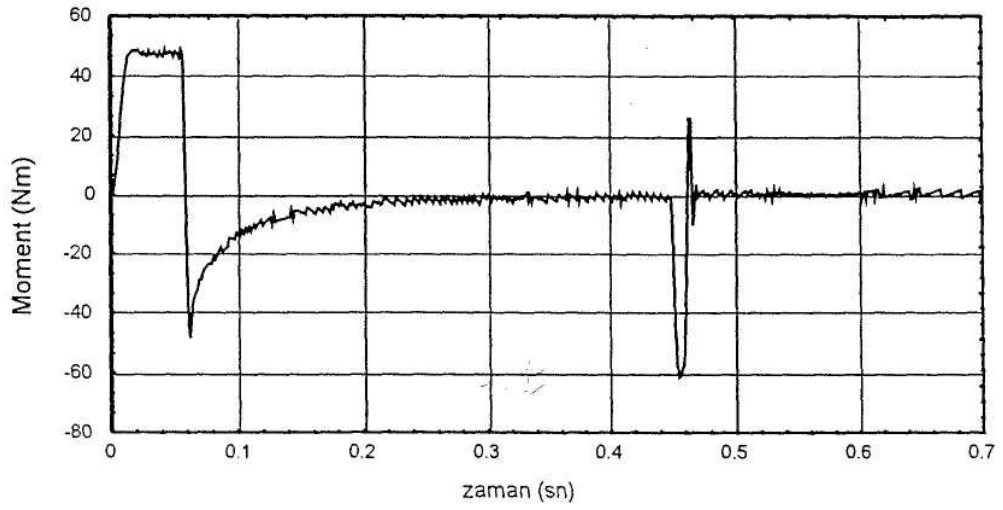
(a) Hızın zamanla değişimi

(b) Konumun zamanla değişimi





(a)



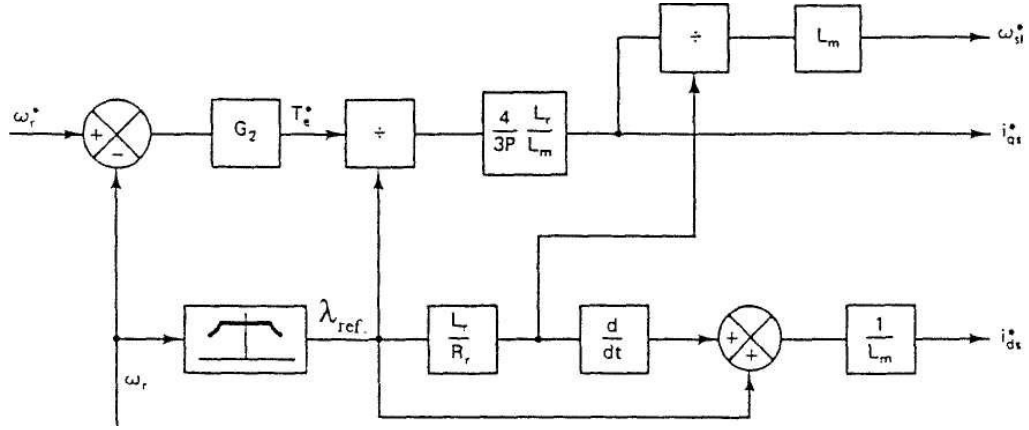
(b)

**Şekil 2.21.**

Konum kontrol düzeneğinde;

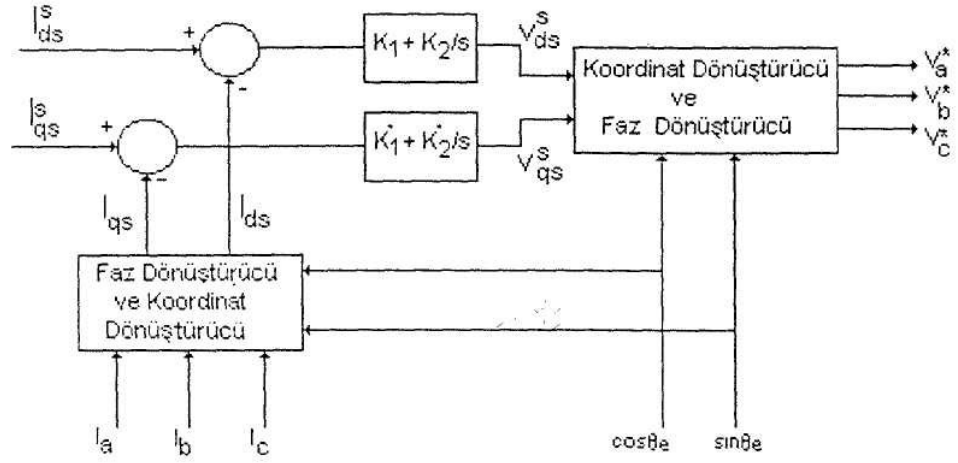
(a) Momentin zamanla değişimi

(b) Rotor akısının zamanla değişimi



Şekil 2.22. Alanın azaldığı bölgede kontrolü genişletmek için blok diyagram

Buraya kadar doğrudan ve dolaylı vektör kontrol yöntemleri anlık faz akım kontrollü eviriciler kullanılarak incelendi. Düşük hız bölgelerinde makine emk'sı düşük olur ve akım kontrolörünün çalışmasında bir sorun ortaya çıkmaz. Yüksek hızda sayıcı yüksek olduğundan, periyodun tepe değer bölgelerinde sayıcı doymaya gidecektir. Bu durumda temel akım bileşeni gereğinden az olacak ve fazı akımdan sapma gösterecektir. Genişleme ve faz hata problemleri şekil 2.21'da gösterilen blok diyagramı yardımıyla çözülebilir. Makine faz akımları bir PI kontrolöre  $V_{ds}^*$  ve  $V_{qs}^*$  işaretlerini üretmek için senkron dönen referans eksenine dönüştürülürler. Bu durumda gerilim komutları duran sistemin anlık faz gerilimlerine dönüşecektir. Eğer anlık faz akımının kontrolünün sağlanması gerekiyorsa şekil 2.18'da gerilim işaretleri karşı düştükleri akım işaretleri ile yer değiştirir. Böylece anlık akım kontrolünün doymuş ve doymamış bölgelerinde de başarılı olunabilecektir. Düşük hız bölgesinde kompanzator çıkışı çevrim işaretini takip eder, fakat parçalı olarak doyan anlık akım kontrolörde bu çıkışlar gerekenden yüksek olacaktır ve çevrim hatası integral özelliğinden dolayı sıfır olmaya zorlanacaktır<sup>(11,12)</sup>.



**Şekil 2.23.** Akım kontrolör doyma etkisinin kaldırılması için önerilen diyagram

## 2.6. PI KONTROL YÖNTEMİ

### 2.6.1. Genel

PI tipi kontrol organı yapısı itibariyle basit olup özellikle basınç, seviye ve akış kontrolünde kullanılır. İntegral etki, kontrol edilen çıkış büyüklüğünde meydana gelebilecek kalıcı durum hatalarını ortadan kaldırır. İntegral etkinin kullanım amacı; sistemin değişen talepleri üzerinde yeterli bir kontrol etkisi sağlamaktır. Eğer sistemden istenen değer, yalnızca P etkisiyle karşılanabiliyorsa I etkinin kullanılması gereksizdir. Eğer P orantı etkisine, I etkisi ilave edilecek olursa; kontrol organı çıkışında sürekli artan (integre olan) kontrol etkisi elde edilebileceğinden motor elemanının, hatanın ortadan kalkmasını sağlayacak kadar hareket etmesi temin edilmiş olur. Bu işlem sonucu, kontrol edilen çıkış büyüklüğünde ortaya çıkan sapma sıfırlanmış olur<sup>(21,22)</sup>.

$$m(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t).dt \right] \quad (2.91)$$

$\frac{K_p}{T_i} = K_i$  alınırsa ifade şu şekli alır;

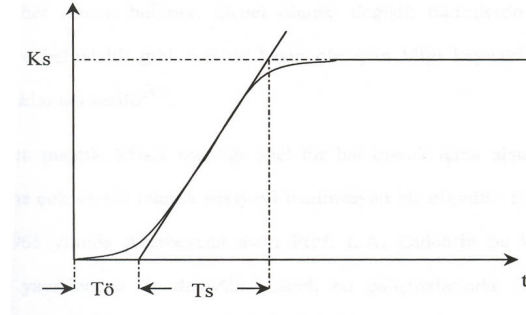
$$m(t) = K_p .e(t) + K_i . \int_0^t e(t).dt \quad (2.92)$$

### 2.6.2. PI Kontrolör Parametrelerinin Belirlenmesi

Uygulamada kullanılan kontrol parametrelerinin iyi sonuç verecek şekilde (optimum) ayarlanması önemli bir kontrol problemidir. Kontrol organının tipine bağlı olarak, oransal kazancı  $K_p$ 'nin ve integral kazancı  $K_i$ 'nin optimum ayarı için deneysel ve hesaba dayanan metotlar geliştirilmiştir. Bu parametrelerin nihai

değerlerinin ayarı sistemin kalıcı durum ve dinamik davranışı arasında bir uyum sağlanacak şekilde saptanır. Kontrol parametrelerinin ayarında, genellikle pratik, ve analitik yöntem kullanılır. Bu çalışmada, analitik yöntem yani “Sistemin Cevap Eğrisi Yöntemi” referans alınmıştır (Şekil 2.24).

Bir sistemde kullanılacak kontrolör ve denetim ayarlarının seçimine etki eden dört önemli parametre vardır. Bunlar; sistemin bir basamak giriş karşısında gösterdiği cevap eğrisinden ortaya çıkan zaman gecikmesi veya tüm sistemin zaman sabiti  $T_s$ , ölü zaman gecikmesi  $T_ö$ , sistem kazancı  $K_s$  ve örnekleme zamanı  $T$ ’dir.



**Şekil 2.24.** Sistemin birim basamak cevap eğrisi

Analitik yönteme göre PI kontrolör parametreleri, sistemin cevap eğrisi yardımıyla şu şekilde bulunur<sup>(22,23)</sup>;

$$\left. \begin{aligned} K_p &= \frac{0,9}{K_s} \cdot \frac{T_s}{\left(T_ö + \frac{T}{2}\right)} \\ T_i &= 3,33 \cdot \left(T_ö + \frac{T}{2}\right) \\ K_i &= \frac{0,27 \cdot T_s}{K_s \cdot \left(T_ö + \frac{T}{2}\right)^2} \end{aligned} \right\} \quad (2.93)$$

## 2.7 BULANIK MANTIK (FUZZY LOGIC) KONTROL YÖNTEMİ

### 2.4.1. Genel

Gerçek dünya karmaşıktır. Bu karmaşıklık genel olarak belirsizlik, kesin düşünceden yoksunluk ve karar veremeyişten kaynaklanır. Bir çok sosyal, iktisadi ve teknik konularda insan düşüncesinin tam anlamı ile olgunlaşmamış oluşundan dolayı belirsizlikler her zaman bulunur. Genel olarak, değişik biçimlerde ortaya çıkan karmaşıklık ve belirsizlik gibi tam ve kesin olmayan bilgi kaynaklarına **bulanık (fuzzy)** kaynaklar adı verilir<sup>(23)</sup>.

Bulanık mantık, klasik mantığı özel bir hal olarak içine alan, ikili mantık seviyesi yerine çok sayıda mantık seviyeyi benimseyen bir olgudur. Bulanık mantık, ilk olarak 1965 yılında Azerbaycan asıllı Prof. LA. Zadeh'in bu konu üzerinde makalelerini yayınlaması ile duyuldu. Zadeh bu çalışmalarında, insanların bazı sistemleri makinelerden daha iyi denetleyebilmelerinin nedenini, insanların kesinlik ile ifade edilemeyen (belirsiz) bazı bilgileri kullanarak karar verebilme özelliğine sahip olmalarına dayandırmıştır. O tarihten sonra önemi gittikçe artarak günümüze kadar gelen bulanık mantık, belirsizliklerin anlatımı ve belirsizliklerle çalışılabilmesi için kurulmuş bir matematik düzeni olarak tanımlanabilir.

Günlük hayatta karşılaşılan bir önermeye tamamen yanlış veya tamamen doğru demek hatalı olur. Klasik mantık kullanılacak olursa bu önerme ya yanlış, ya da doğrudur, arası yoktur. Bulanık mantıkta kesin doğru ya da kesin yanlış diye bir yaklaşım yoktur. Bu esneklikten yararlanılarak, önermelerin kesin olarak yanlış olduğuna bakılmadan sonuçlar üretilebilir. Yapılan iş, önermelerin yanlış ya da doğru kümesi içindeki üyelik derecesini hesaplamak ve belirlenen kurallara göre çıktı üretmektir.

Devre analizlerinde veya otomatik kontrol uygulamalarında zaman uzayında çözümlenmesi güç problemler, frekans uzayına geçilerek çözümlenip tekrar zaman uzayına aktarıldığına göre, normal alanda kontrol edilmesi güç sistemleri kontrol etmek için bulanık uzaya girip tekrar geriye sonuçları normal uzaya aktarmak mümkündür.

Bütün bu açıklamalar ışığında bulanık mantık, girdilerin tanımlanan kümeler üzerindeki üyelik derecesini hesaplayan ve yine tanımlanan kurallarla bu üyelik derecelerini karşılaştırarak, her bir kural için farklı sonuçlar üretebilen bir mantıktır. Sonuç olarak bulanık mantığı çok seviyeli mantık olarak ifade etmek mümkündür<sup>(22,24)</sup>.

Bulanık mantık teorisini ilk defa 1974 yılında İngiltere’de Ebrahim Mamdani, bir buhar makinesi için kontrolör tasarlayarak kullandı<sup>(21)</sup>. Bundan sonra Danimarka’da çimento sanayisindeki bir uygulama bu yöntemin avantajlarını gösterdi. Bundan sonra bulanık mantığın en çok uygulandığı ülke Japonya oldu. Japon bilim adamları ve mühendisleri bulanık mantığı metroda, otomatik tren kontrolü, hisse senedi portföyü, asansör vs. bir çok alanda kullanmışlar ve bundan büyük ekonomik kazançlar elde etmişler<sup>(25)</sup>.

#### **2.4.2. Bulanık Mantık Küme Teorisi**

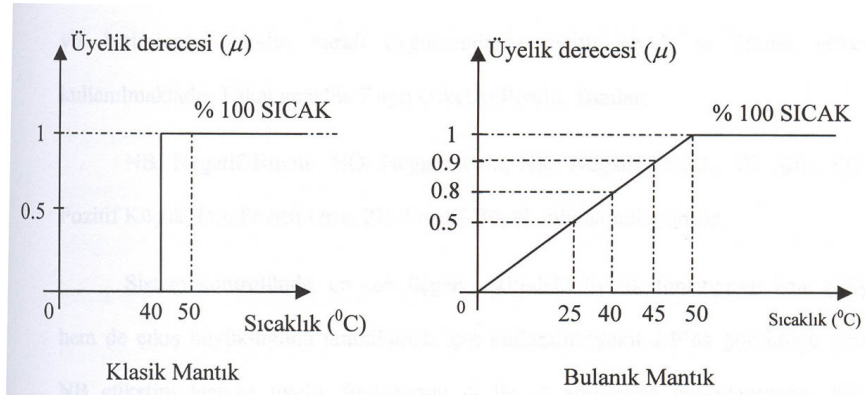
Bulanık mantık, bulanık küme teorisine dayanır. Bu teori aslında daha genel bir matematiksel küme yaklaşımıdır. Bu yaklaşımla çözümlenmesi çok güç olan problemler genel bir yapıya kavuşturularak daha kolay bir sonuca gidilir.

Bulanık mantıkta da Boolean mantığında olduğu gibi çeşitli girişler, insan tarafından tanımlanan fonksiyonlara etki ettirilerek çıkış ya da çıkışlar elde edilir. Aradaki en önemli fark ise bir bulanık girdisinin üyesi olduğu kümeye 0 ile 1

arasında değişen bir üyelik derecesinin verilmesidir. Bu üyelik derecesi “Üyelik Fonksiyonu (Membership Function)” adlı bir fonksiyonla kullanıcı tarafından belirlenir. Bulanık küme teorisi kısmi üyeliğe izin veren bir teoridir. Yani, bir kümenin tam üyeliği ile o kümenin üyesi olmama durumları arasında, kademe kademe geçişe izin verir. Verilen bir elemanın bir kümede kısmi üyeliğinin başlaması demek, aynı zamanda bu elemanın bu kümenin üyesi olmama durumunun da kısmen başlaması demektir. Böylece üyeler ve üye olmayanlar arasında yumuşak bir geçiş sağlanmış olur<sup>(24)</sup>.

#### 2.4.1. Üyelik Derecesi

Klasik mantıkta bir eleman bir kümeye aitse 1, ait değilse 0 ile gösterilir. İşte bu 1 veya 0’a üyelik ağırlığı denir. Bulanık mantıkta üyelik ağırlığının alabileceği en büyük değer 1, en küçük değer 0’dır ve bu iki değer arasında çeşitli değerler de alabilir.



**Şekil 2.25.** Klasik mantık ile bulanık mantığın karşılaştırılması

Şekil 2.25’de gösterildiği gibi 40 °C’den yüksek sıcaklıkların tartışıldığı kabul edilsin. Klasik küme mantığına göre 30 °C sıcaklık, SICAK kümesi içinde

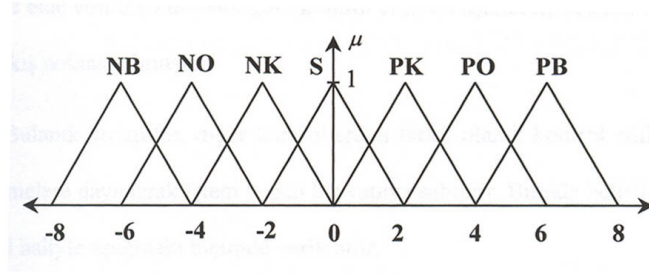


değildir, hatta 39 °C sıcaklık bile SICAK kümesi içinde bulunmamaktadır. Bulanık mantığa göre 39 °C sıcaklığa soğuktur denilemez; çünkü kısmen de olsa SICAK kümesi içindedir. Hatta bulanık kümesi olan SICAK kümesi, tam üyelikten hiç üye olmamaya kadar uzanan bölgede kısmi üyeliğe izin verdiği için 25 °C sıcaklık kümesi üyelik derecesi 0.5'dir, yani 25°C tam sıcak değil ama soğuk da değil. 45 °C sıcaklığın klasik kümede üyelik derecesi sorulacak olursa, grafikten alınacak cevap, “% 100 sıcak kümesindedir” olmasına rağmen, bulanık kümesinin cevabı, “% 90 sıcak kümesindedir” olacaktır<sup>(24,25)</sup>.

#### **2.4.1. Üyelik Fonksiyonu**

Üyelik ağırlığı belirli bir değerin bir bulanık küme içersinde yer almasının güvenilirliğinin veya eminliğinin bir işaretidir. Üyelik işlevi biçimsel olarak, denetlenen sürecin özelliklerine göre değişik şekillerde olabilir. Üçgen, yamuk, çan vb. biçimlerde olabilir. Farklı uygulamalarda çeşitli sayıda ve isimde etiket kullanılmaktadır. Fakat genelde 7 ayrı etiket kullanılır. Bunlar; NB: Negatif Büyük, NO: Negatif Orta, NK: Negatif Küçük, SF: Sıfır, PK: Pozitif Küçük, PO: Pozitif Orta, PB: Pozitif Büyük, olarak adlandırılır.

Sistem kontrolünde, en çok üçgen şeklindeki üyelik fonksiyonu hem giriş hem de çıkış büyüklüğünü tanımlamak için kullanılır. Şekil 2.26'de görüldüğü gibi NB etiketini taşıyan üyelik fonksiyonu -8 ile -4 aralığında tanımlanmıştır. NO etiketini taşıyan üyelik fonksiyonu -6 ile -2 aralığında tanımlanmıştır. Dolayısıyla üyelik fonksiyonu -5 değerini hem NB ve NO için hesaplayacak ve sıfırdan farklı bir değer alacaktır<sup>(26)</sup>.



**Şekil 2.26.** Üçgen üyelik fonksiyonu

### 2.4.1. Dilsel Değişkenler

Bulanık kümelerin yapay zeka alanında önemli uygulamalarından biri dilsel hesaplamalardır. Burada amaç, kesin rakamların yerine tabii dildeki ifadeleri kullanarak klasik mantıkta yapıldığı gibi hesaplamaların yapılabilmesidir. “Bu gün hava çok sıcaktır” cümlesinde “Bu günün hava sıcaklığı” bir değişken ve “çok” onun değeri olarak ele alınabilir. “Hava sıcaklığı” değişkeni rakam olarak 25 °C, 30 °C vs. değerler aldığıında bu değişkeni matematiksel olarak işlemek için iyi yöntemler mevcuttur. Fakat değişkenin değerini rakam olarak değil de kelime (çok) olarak ele aldığımızda bu değişkeni işlemek için klasik matematiksel bir teori mevcut değildir. Böyle bir yöntemi sağlamak için dilsel değişken kavramı kullanılır. Kabaca, eğer değişkenin değeri olarak tabii dilde kullanılan kelimeler ele alınırsa bu değişkene “dilsel değişken” denmektedir<sup>(25)</sup>.

### 2.7.6. Bulanık Kontrol Sistemleri

Bulanık mantık teorisi, insan düşüncesi ve doğal dile daha yakın bir mantık sistemidir. Bilinmeyen yapıdaki sistemleri, operatör deney ve tecrübelerinden hareketle elde edilmiş kurallara göre kontrol etmek düşüncesi, bulanık kontrolörlerin

temel çıkış noktası olmuştur.

Bulanık kontrolör, diğer kontrollerden farklı olarak kontrol edilecek sisteme ait önermelere dayanarak işlem yapan bir yapıya sahiptir. Burada belirtilen önermeler en genel haliyle aşağıdaki biçimde verilebilir;

“Eğer (If).....Veya (Or) Eğer (If).....Öyleyse (Then).....”

“Eğer sıcaklık soğuk ve basınç düşük ise, o halde sıcak su sübabını orta pozitifte tut ve soğuk su sübabının durumunu değiştirme”

Burada soğuk, düşük, orta pozitif gibi dilsel değerler kullanılır ve bu dilsel değerlerin uygun üyelik dereceleri mevcuttur. Bu türden önermeler bulanık kontrolörün esasını teşkil etmektedir. Bu önermelerin kontrol edilecek sistemin operatöründen elde edilmesi, kontrolörün istenilen yapıda çalışma olanağını arttıracaktır .

Bu kurallar, o sistemi daha önce kullanmış bir insanın deney ve tecrübelerine dayanmaktadır. Operatör tarafından verilen bu önermeler kontrol kurallarını oluşturmaktadır. Bulanık kontrolörler, bu özellikleriyle dilsel önermeleri işleyebilen bir yapıya ulaşmaktadır.

Bulanık kontrolörler, klasik kontrol yapılarına alternatif olarak geliştirilmiştir. Amaç matematiksel modeli tam olarak belirlenemeyen sistemleri kontrol etmek için yöntem geliştirmektir. Bunun için klasik kontrol teorisinin tersine sistemin modeliyle ilgilenilmeyen bir yol tutulmuştur. Buna göre sistemi kontrol etmekte olan bir operatörden yararlanılmış ve operatörün sistemi kontrol ederken uyguladığı kurallar bütünü bulanık kontrolörün temelini oluşturmuştur. Bu yüzden bulanık kontrol, geleneksel matematik kontrol ve insan karar yapısı arasındaki yakınlama için bir

basamak olarak görülebilir. Bulanık kontrolörler günümüzde giderek artan bir ilgiyle pek çok alanda kullanılmaktadır<sup>(21)</sup>.

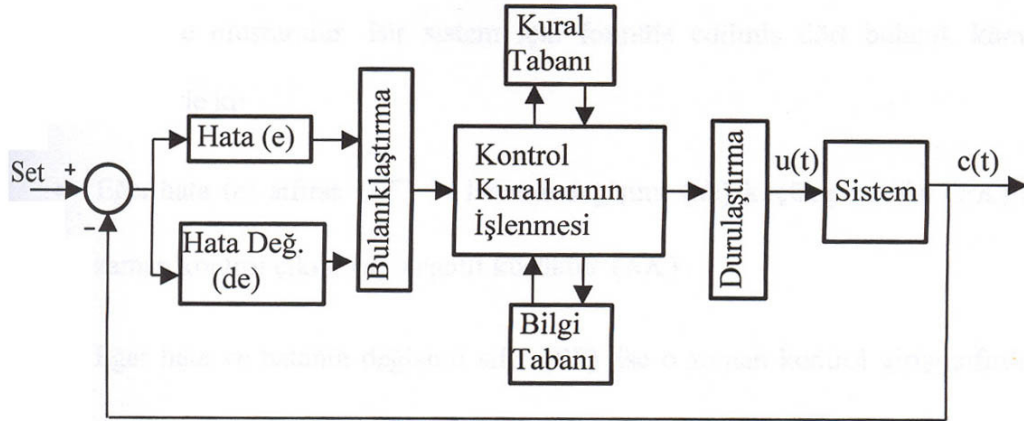
### 2.7.7. Bulanık Kontrolörün Genel Yapısı

Bir bulanık kontrolörün ilkesel dört bileşeni vardır; bulanıklaştırma ara birimi, bilgi tabanı, karar verme ünitesi ve durulaştırma ara birimi. Bir bulanık kontrol sisteminin blok diyagramı şekil 2.27’de gösterilmiştir. Kontrol sinyali  $u$ , hata  $e$ , hatanın değişimi  $de$ , örnekleme aralığındaki  $de / dt$  dir.

$$\text{Hata } (e) = \text{Referans değer } (R) - \text{O andaki değer } (c)$$

$$\text{Hatadaki değişim } (de) = \text{Şimdiki hata } (e_k) - \text{Önceki hata } (e_{k-1})$$

Denetim kurallarımızın sonuçsal kısmı denetim çıktımız ( $u$ ) olup, bu değer ( $e$ ) ve ( $de$  'nin  $u = f(e, de)$  şeklindeki herhangi bir fonksiyonu olacaktır<sup>(21)</sup>.



Şekil 2.27. Bulanık kontrolörün genel yapısı

### 2.7.8. Bulanıklaştırma Ara Birimi

Bu bölüm giriş değişkenlerini (gerçek sayılar) ölçer, onlar üzerinde bir ölçek değişikliği yapar ve onları bulanık kümelere dönüştürür. Yani onlara birer etiket vererek dilsel nicelik kazandırır.

### 2.7.9. Bilgi Tabanı ve Kural Tabanı

Uygulama domen bilgisi ve mevcut olan kontrol amaçlarını oluşturur. Bilgi tabanında üyelik fonksiyonları yer alır. Daha önceden bahsedildiği gibi genelde üçgen tip üyelik fonksiyonu seçilir. Denetlediğimiz sistemde ne ölçüde hassas bir kontrolün yapılmak istendiğine bağlı olarak fonksiyon düzeyi seçilir (genelde 7 etiket düzeyi seçilir). Düzey sayısı arttıkça kontrolün niteliği yükselir. Sistemden elde edilen gerçek değerler, bir ölçekleme yoluyla bu düzeylere karşı düşürülür.

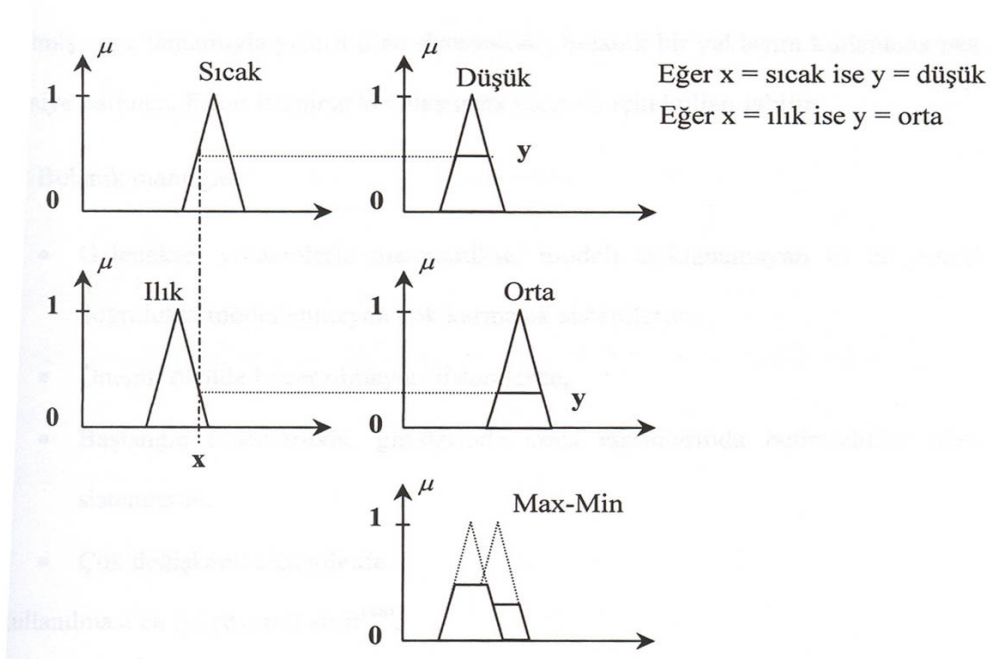
Kural tabanı, kontrol kurallarının saklandığı bir veri tabanıdır. Kurallar, o sistemin matematiksel modelinden çok sistemi tanıyan uzman kişi tarafından IF-THEN şeklinde oluşturulur. Bir sistem için formüle edilmiş dört bulanık küme düşünelim. Şöyle ki:

- Eğer hata ( $e$ ) sıfırsa (SF) ve hatanın değişimi ( $de$ ) küçük pozitifse (PK) o zaman kontrol çıkışı ( $u$ ) negatif küçüktür (NK).
- Eğer hata ve hatanın değişimi sıfır (SF) ise o zaman kontrol girişi sıfırdır (S).
- Eğer hata küçük negatif (NK) ve hatanın değişimi küçük negatif (NK) ise o zaman kontrol girişi pozitifdir (PK).
- Eğer hata küçük negatif (NK) ve hatanın değişimi sıfırsa (SF) o zaman kontrol girişi büyük pozitifdir (PB)<sup>(21,26)</sup>.

## 2.7.10. Bulanık Çıkarım, Durulaştırma

Karar verme kısmı, kontrol algoritmasının yürütüldüğü tüm karar verme aşamalarının gerçekleştiği yerdir.

Keskin olmayan ifadeler “and” veya “or” gibi ifadelerle temel kümelerin çarpaz çarpımı sonucu ortaya çıkan bulanık bağıntıya aktarılır. Bulanık mantıkta şart ve sonuç kısımlarından oluşan kurallara bulanık operatör denir. Üyelik fonksiyonlarının birleştirilmesinde kullanılacak bulanık operatör, problemin çözümü için çok önemlidir. Bulanık kuralın modellenmesi için gerçekleştirme şekillerinden en basit ve en çok kullanılanı MIN operatörüdür. Çıkarım mekanizması, Mamdani çıkarım mekanizmasına dayanıyorsa MAX-MIN çıkartımı uygundur<sup>(21)</sup> (Şekil 2.28). Tezde kullanılan Fuzzy Logic Toolbox içerisinde, Mamdani çıkarım mekanizması kullanılmıştır.



Şekil 2.28. Max-min çıkartım yöntemi

### 2.7.11. Bulanık Mantığın Uygulama Alanları

Bulanık mantığın uygulama alanları denetim sistemlerinin de ötesine uzanmaktadır. Geliştirilen son teoremler bulanık mantığın; ilke olarak, ister mühendislik, ister fizik ya da ekonomi olsun, her türlü konuda sürekli sistemleri modellemek üzere kullanabileceğini göstermektedir.

Bulanık mantık teorisinin doğa (hava, okyanuslar gibi) veya insan yapısı (ekonomi, borsa gibi) sistemlerinin modellenmesi ve kontrolü için en iyisi olduğu bilim adamlarınca savunulmaktadır. Ayrıca bulanık mantığın kullanılmasının doğru olmayacağı alanlar olabilir. Örneğin, geleneksel optimum kontrol denklemleri elde edilmiş veya tamamıyla yeterli olan sistemlerde, bulanık bir yaklaşım kullanmak pek tavsiye edilmez. Fakat istenirse karşılaştırma yapmak için kullanılabilir.

Bulanık mantığın;

- Geleneksel yöntemlerle matematiksel modeli açıklanamayan ya da yeterli doğrulukta modellenmeyen çok karmaşık sistemlerde,
- Önemli ölçüde lineer olmayan sistemlerde,
- Başlangıç koşullarında, girişlerinde veya tanımlarında belirsizlikler olan sistemlerde,
- Çok değişkenli sistemlerde

kullanılması en iyi çözümü verir<sup>(21)</sup>.

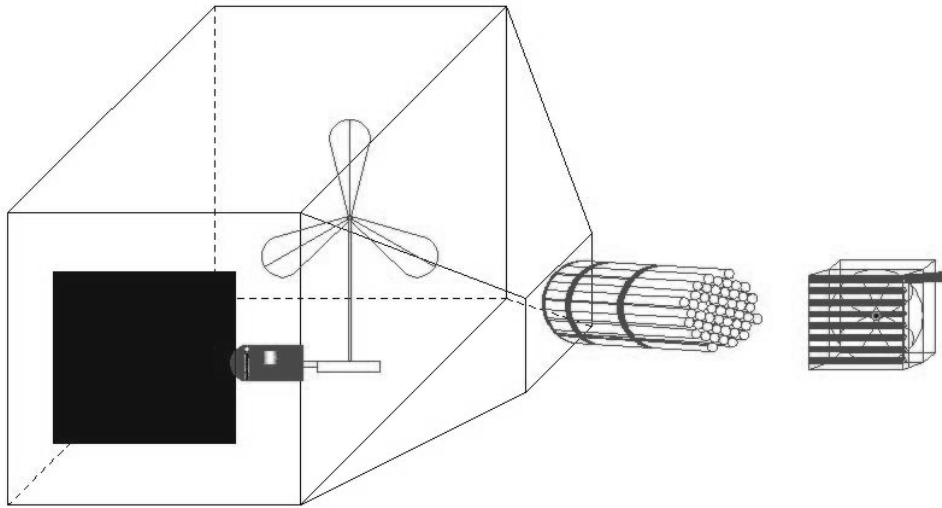
### 3. ARAŞTIRMA BULGULARI

#### 3.1. RÜZGAR DÜZENEĞİNİN TASARLANMASI

##### 3.1.1. Giriş

Yenilebilir enerji kaynakları içerisinde rüzgar enerjisine olan rağbet gün geçtikçe artmaktadır. Ancak bu enerji kaynağının tamamen doğal olaylara bağlı olması ve dolayısı ile kararsız ve kontrol edilemez durumda bulunmasından ötürü bu sistemler üzerinde araştırma yapabilmek için naızane bir tavırla “rüzgar düzeneği” adını verdiğimiz bir elektro mekaniksel sistem tasarlanmış ve meydana getirilmiőtir. Bu sayede rüzgar enerjisinden yararlanarak elektrik enerjisi elde etme olayının deneysel gözlemini yapabilmek mümkün olmuştur.

Sistemin genel görünüşü aşağıda Şekil 3.1’de verilmiştir:



Şekil 3.1. Sistemin genel görünüşü

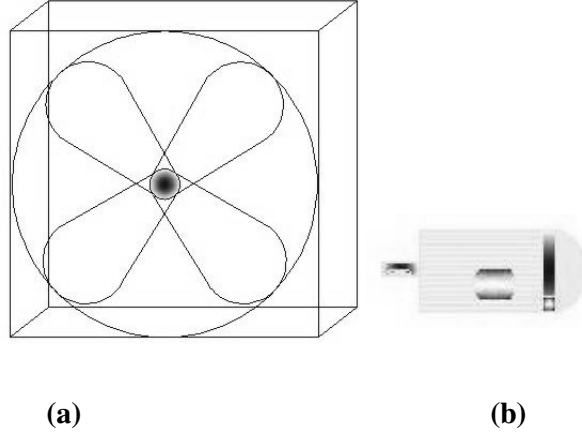
İlerleyen bölümlerde; sistemi oluşturan ekipmanlar ayrıntılı olarak anlatılmıőtir.



### 3.1.2. Fan

Rüzgar türbinine rüzgar enerjisi verebilmek için kullanılan fanın çapı 80 cm'dir. Fan motorunun gücü ise 9 kW olarak seçilmiştir. Maksimum fan devri 3000 dev/dak olup bu değerde rüzgar hızı yaklaşık 10 m/sn olarak beklenmektedir.

Fan ve fan motorunun dış görünüşü aşağıda şekil 3.2'de verilmiştir:



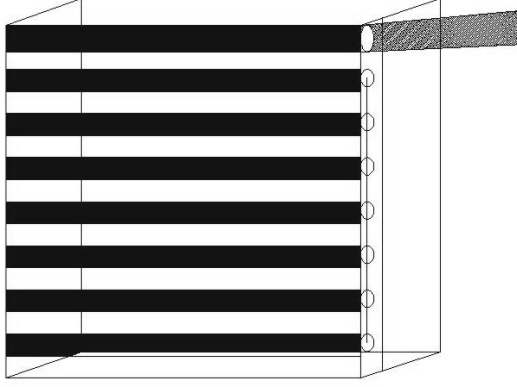
Şekil 3.2. a) Fan

b) Fan motoru

### 3.1.3. Panjur

Fan sayesinde elde edilen rüzgar gücünün belli değerler arasında değişimini sağlayacak olan parçadır ve elle ayar sağlanmaktadır. Kullanılan rüzgar türbini en az 4 m/sn rüzgar hızında elektrik enerjisi üretmeye başlayacağından panjur aracılığı ile rüzgar hızının 4 ile 10 m/sn aralığında değiştirilmesi sağlanmıştır. Bu sayede değişken rüzgar hızlarında üretilen elektrik enerjisindeki değişimleri gözlemek mümkün olmuştur.

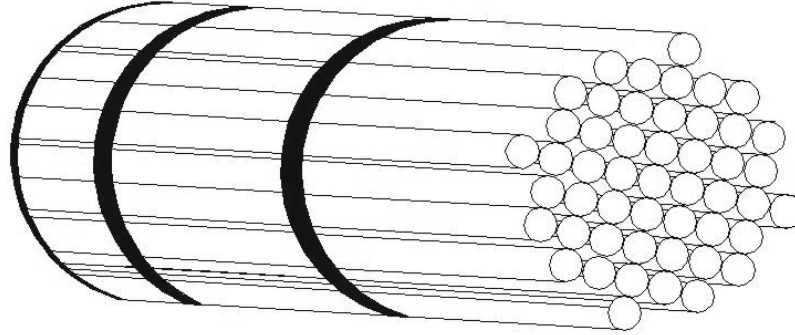
Panjurun görünüşü aşağıda şekil 3.3'de verilmiştir;



**Şekil 3.3.** Panjur

#### **3.1.4. Taşıyıcı ve Doğrultucu Borular**

Taşıyıcı ve doğrultucu boru olarak her biri 1 metre uzunluğunda ve 10 cm çapında 49 adet PVC tipi boru kullanılmıştır. Taşıyıcı ve doğrultucu boruların görünüşü aşağıda şekil 3.4’de verilmiştir:



**Şekil 3.4.** Taşıyıcı ve doğrultucu borular

Elde edilen rüzgar fan çıkışında spiral şeklinde bir dağılıma sahiptir. Türbin verimini yükseltebilmek için kullanılan rüzgarın düzgün dağılımlı olması gerekmektedir. Herhangi bir taşıyıcı kanal kullanmadan da fan sistemini en az 10 metre geriye taşıyarak elde edilen rüzgarın düzenli dağılımı sağlanabilir. Bu durum rüzgar dağılımını düzenlerken aynı zamanda rüzgar kaybına sebep olmaktadır. Rüzgar kaybını en aza indirmek için taşıyıcı olarak 80 cm çapında tek bir boru da

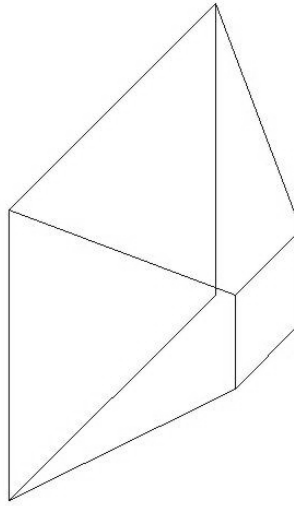
kullanılabilir. Fakat bu durumda da en az 10 metre uzunluğunda bir boru kullanılması gerekecektir. Ancak yekpare bir boru kullanılması durumunda hem deney sahası kısıtlanacak hem de deney maliyeti artacaktır. Bunun yerine yukarıdaki şekilde görüldüğü gibi çoklu boru sistemi kullanılmıştır. Böylelikle en az maliyet karşılığında mesafe kısaltılarak rüzgar kaybı en aza indirgenmiş ve rüzgar dağılımı düzenlenerek türbin verimine katkıda bulunulmuştur.

### 3.1.5. Rüzgar Odası

#### 3.1.5.1. Davlumbaz

Taşıyıcı ve doğrultucu borular sayesinde düzgün dağılıma sahip olarak gelen rüzgarın türbin kanatlarına eşit oranda temasını sağlayabilmek için tasarlanmış ara elemandır. 3 mm kalınlığında sacdan imal edilmiş, 40x40 mm ebatlarında köşebentler ile bir birine kaynatılmış levhalardan oluşan; taban alanı  $2,5 m^2$ , tavan alanı  $0,64 m^2$  ve yüksekliği 1 metre olan üstü kesik piramit şeklinde tasarlanmıştır.

Davlumbazın görünüşü aşağıda şekil 3.5’de verilmiştir:

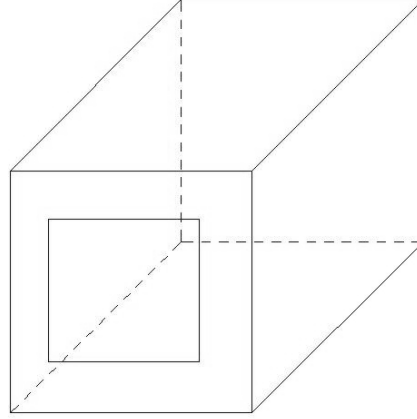


Şekil 3.5. Davlumbaz

### 3.1.5.2. Kp

3 mm kalınlığında sacdan imal edilmiş, 40x40 mm ebatlarında köşebentler ile bir birine kaynatılmış levhalardan oluşan; her birinin alanı 2,5 m<sup>2</sup> olan parçaların cıvata ile birleştirilmesinden meydana gelen bir yüzeyi açık, diğer yüzeyi davlumbazın tabanı ile birleştirilmiş küptür. Bu küpün bir yan yüzeyinde Őeffaf plastikten (flexy glass) imal edilen, iğeriye girmeye ve gözlem yapmaya olanak sağlayan bir kapı bulunmaktadır. İçerisinde rüzgar kanatları ve türbinini, generatörü barındırmaktadır.

Küpün görünüşü aşağıda Şekil 3.6'da verilmiştir:

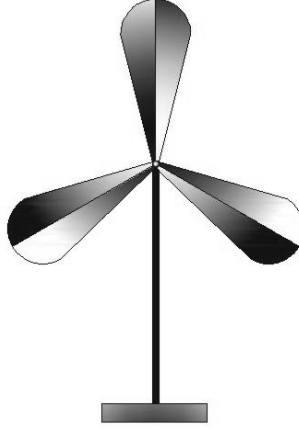


Şekil 3.6. Kp

### 3.1.6. Rüzgar Kanatları ve Türbin

Daha nceki bölümlerde rüzgar kanatları ve türbinleri hakkında ayrıntılı olarak bilgi verilmişti. Kullanılan rüzgar türbini, deney düzeneği için özel olarak imal edilmiştir. Her biri 1,20 metrelik 3 kanattan oluşan ve kanatlar arasında 120° açı olması sebebiyle toplamda 1,80 metre kanat çapına sahip olan bu rüzgar türbini, S.A.Y.T. Rüzgar Enerjisi Limited Őirketi tarafından üretilmiştir.

Türbinin ve kanatların görünüşü aşağıda şekil 3.7’de verilmiştir:

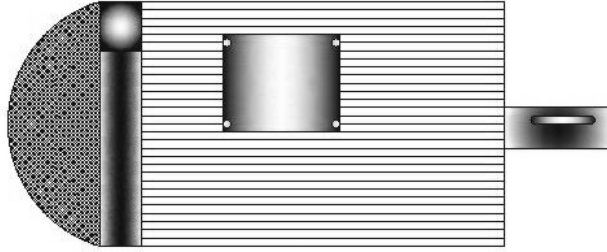


Şekil 3.7. Türbin ve kanatları

### 3.1.7. Asenkron Generatör

Rotoru sargılı ve bilezikli, 4,8 kW gücünde, 3 fazlı, 3000 dev/dak hıza sahip bir asenkron motorun sargıları boşaltılarak yeniden sarılmasıyla elde edilmiş; doğru akım uyarımlı, fırçalı, 635 dev/dak hıza sahip, 3 fazlı asenkron generatördür.

Asenkron generatörün dış görünüşü aşağıda şekil 3.8’de verilmiştir:



Şekil 3.8. Asenkron generatör

### 3.1.8. Deney Sonuçları

Yukarıda tasarımı anlatılan rüzgar düzeneği, deneyler sonucunda istenen sonuçları verememiş ve başarısız olmuştur.

## 3.2. ÜÇ FAZLI ASENKRON MAKİNENİN MODELLENMESİ

### 3.2.1. d-q Eksen Dönüşümleri

Üç fazlı asenkron makinenin genel denklemleri yazıldığında empedans matrisinin rotor konumunun bir fonksiyonu olduğu ve zamanla değiştiği görülür. Denklemleri bu hali ile çözmek oldukça zordur. Ancak;

- Motorun çektiği güç
- Üretilen magnemotor kuvvette değişiklik olmamak koşulu ile

rotor konumuna bağlı zamanla değişen parametreleri elemek mümkündür. Durum değişkenleri ve parametreler birbirine göre dik (ortagonal) olan d-q eksen takımında yazılabilir. Makine d-q modeli duran veya dönen eksen takımına göre açıklanabilir. Duran eksen takımında  $d^s$  ve  $q^s$  referans eksenleri statora göre yazılırken durmaktadır, oysa rotora göre yazılırken bu eksenler dönmektedirler. Dönen sistemde eksenler senkron hızı veya rotor hızına göre referans alınabilir. Senkron hızla dönen eksen takımına göre modellemenin avantajı sürekli çalışma durumunda değişken olarak görülen kaynaklar, “da” kaynaklar olmaktadır<sup>(12,13,27)</sup>.

$V_{as}$ ,  $V_{bs}$ ,  $V_{cs}$  kaynak gerilimleri olmak üzere rotor dönme açısı ve açısal hızı bağlı olarak yazılan makine denklemleri  $d^s - q^s$  duran eksen sistemine aktarılabilir (Şekil 3.9-a.). Bu durumda denklemler rotor dönme açısını içermez ve sadece hızı bağlı kalır.  $d^s - q^s$  duran eksen takımında kaynak gerilimleri matrisel formda aşağıdaki gibi verilebilir<sup>(11)</sup>.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 120) & \sin(\theta - 120) & 1 \\ \cos(\theta - 240) & \sin(\theta - 240) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

(3.1) bağıntısının her iki yanını dönüşüm matrisinin tersi ile çarpılarak ters dönüşümü alınırsa,

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{os}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta+120) \\ \sin \theta & \sin(\theta-120) & \sin(\theta+120) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

yazılabilir. Burada  $\theta$ ,  $a_s$  eksenini ile  $q_s^s$  eksenini arasındaki açıyı,  $V_{os}^s$  sıfır bileşen gerilimini göstermektedir. Dengeli üç fazlı durumda sıfır bileşen gerilimi oluşmaz fakat dönüşüm işlemleri için matrislerde yerleştirilmektedir.

$\theta = 0$  olarak seçilirse  $a_s$  ve  $q_s^s$  eksenleri çakışır. Sıfır gerilim bileşeni de göz ardı edildiğinde, dönüşüm bağıntısını aşağıdaki gibi sadeleştirmek mümkün olmaktadır.

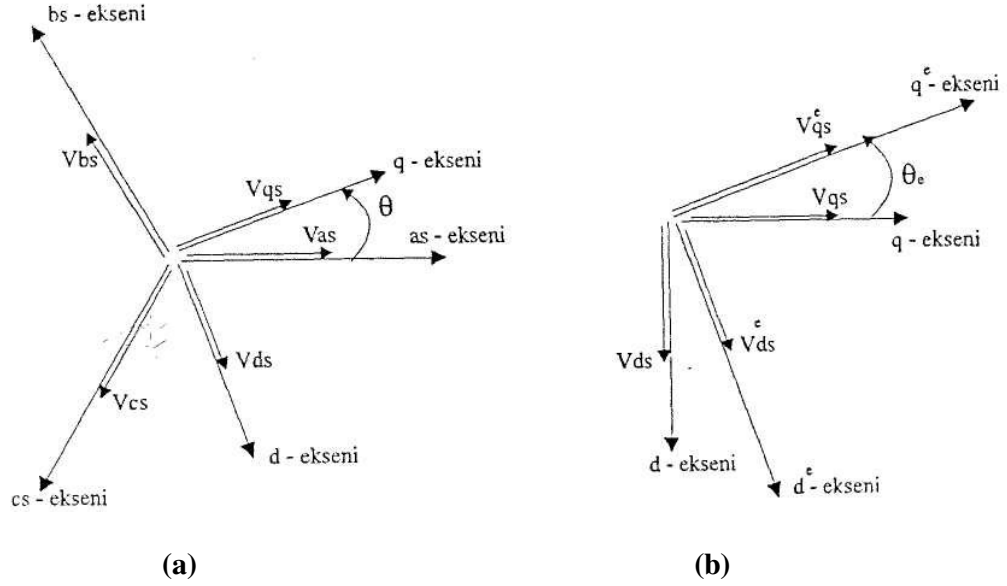
$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Ters dönüşüm alınarak,

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & 1/\sqrt{3} \\ 0 & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

elde edilir. Duran  $d^s$ - $q^s$  eksen takımındaki denklemler şekil 3.9-b yardımıyla senkron hızla dönen eksen takımındaki denklemlere dönüştürülerek, aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(W_e t) & -\sin(W_e t) \\ \sin(W_e t) & \cos(W_e t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (3.5)$$



**Şekil 3.9.a)** Duran  $a_s - b_s - c_s$  eksenlerinden duran  $d^s - q^s$  eksen takımına dönüşüm

**b)** Duran  $d^s - q^s$  eksen takımından senkron hızla dönen  $d^e - q^e$  eksen takımına dönüşüm

(3.5) bağıntısının ters dönüşümü alınarak,

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(W_e t) & \sin(W_e t) \\ -\sin(W_e t) & \cos(W_e t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

elde edilir. Faz gerilimlerinin dengeli ve sinüzoidal olduğu kabul edilirse,

$$V_{as} = V_{\max} \cdot \cos(W_e t) \quad (3.7)$$

$$V_{bs} = V_{\max} \cdot \cos(W_e t - 120^\circ) \quad (3.8)$$

$$V_{cs} = V_{\max} \cdot \cos(W_e t + 120^\circ) \quad (3.9)$$

$$V_{qs}^s = V_{\max} \cdot \cos(W_e t) \quad (3.10)$$

$$V_{ds}^s = V_{\max} \cdot \sin(W_e t) \quad (3.11)$$

$$V_{qs} = V_{\max} = \hat{V}_{\max} \quad (3.12)$$



$$V_{ds} = 0 \quad (3.13)$$

bağıntıları yazılabilir. Burada  $V_{qs}^s$  ve  $V_{ds}^s$  zamanla değişen alternatif akım büyüklükleri “aa” ve  $V_{qs}$ ,  $V_{ds}$ ’nin ise zamanla değişmeyen doğru akım “da” büyüklükleri olduğu görülmektedir. Benzer dönüşümler akılar (veya akımlar) için de yapılabilir.

### 3.2.2. Senkron Hızla Dönen eksen Takımında Makine Modeli

Duran  $a_s$ ,  $b_s$ ,  $c_s$  koordinatlarında üç fazlı stator denklemlerini yazmak mümkündür. Vektörel formda stator denklemi için,

$$\overline{V}_s^s = R_s \overline{i}_s^s + \frac{d\overline{\lambda}_s^s}{dt} \quad (3.14)$$

yazılabilir. Burada  $\overline{V}_s^s$ ,  $\overline{i}_s^s$ ,  $\overline{\lambda}_s^s$  anlık gerilim, akım ve akıya karşılık gelmektedir. Senkron hızla dönen eksen takımında gerilim bağıntıları çeşitli kaynaklarda dönüşüm işlemleri uygulanarak elde edilmiştir<sup>(28,29)</sup>. Koordinat eksenlerinin senkron hızda döndüğü düşünülürse (3.14) denklemi,

$$\overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\lambda}_s}{dt} + \overline{W}_e \times \overline{\lambda}_s \quad (3.15)$$

olarak yazılabilir. (3.15) bağıntısı (3.14) bağıntısına stator sargılarının açılma hızı ve birbirleri ile ortak endüktanslarına bağlı olarak oluşan hareket gerilimi,  $\overline{W}_e \times \overline{\lambda}_s$  teriminin eklenmesi ile elde edilmektedir. Senkron hızla dönen gerilim bağıntıları,

$$V_{qs} = R_s \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + W_e \lambda_{ds} \quad (3.16)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - W_e \lambda_{qs} \quad (3.17)$$

olarak yazılabilir. Eğer rotor hareket etmezse rotor denklemleri (3.16) ve (3.17) denklemleri ile benzer olacaktır.

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + W_e \cdot \lambda_{qr} \quad (3.18)$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - W_e \cdot \lambda_{dr} \quad (3.19)$$

Burada tüm değişkenler ve parametreler stator referans alınarak yazılmıştır. Rotor  $W_r$  hızında hareket ettiği için rotor referans alınarak yazılan d-q eksenleri, senkron hızla dönen referans takımına bağlı olarak  $(W_e - W_r)$  hızında hareket eder<sup>(11,16)</sup>. Buna göre (3.18) ve (3.19) bağıntıları,

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (W_e - W_r) \cdot \lambda_{qr} \quad (3.20)$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (W_e - W_r) \cdot \lambda_{dr} \quad (3.21)$$

şeklinde düzenlenebilir. Şekil 3.10-a ve 3.10-b'de senkron hızla dönen referans eksen takımına göre eşdeğer devre görülmektedir. Şekil 3.10'dan yararlanarak akı bağıntıları çıkarılabilir,

$$\lambda_{qs} = L_{ls} \cdot i_{qs} + L_m \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \quad (3.22)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} \cdot i_{qr} + L_m \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \quad (3.23)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} \cdot i_{ds} + L_m \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \quad (3.24)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr} \cdot i_{dr} + L_m \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \quad (3.25)$$

Bu açıklamalardan yola çıkarak gerilim, empedans ve akım matrisleri ilişkisini,

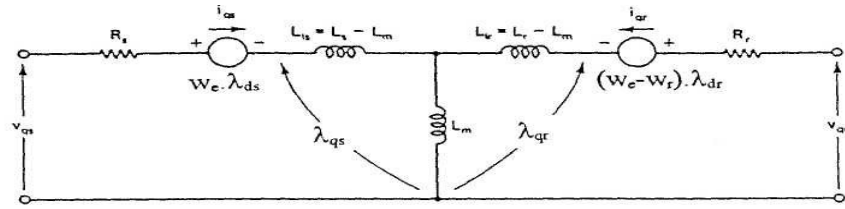
$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \cdot p & W_e \cdot L_s & L_m \cdot p & W_e \cdot L_m \\ -W_e \cdot L_s & R_s + p \cdot L_s & -W_e \cdot L_m & p \cdot L_m \\ p \cdot L_m & (W_e - W_r) \cdot L_m & R_r + L_r \cdot p & (W_e - W_r) \cdot L_r \\ -(W_e - W_r) \cdot L_m & L_m \cdot p & -(W_e - W_r) \cdot L_r & R_r + L_r \cdot p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

şeklinde yazmak mümkündür<sup>(11,12)</sup>. (3.26)'da ki hız terimi  $W_r$  normalde sabit olarak

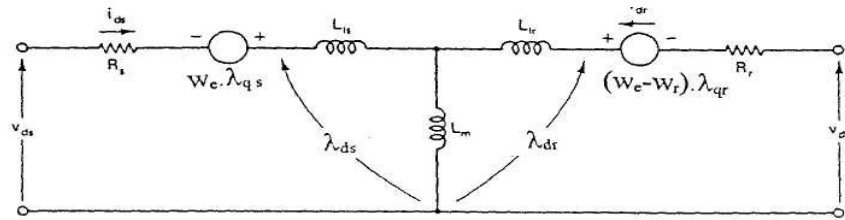
ele alınmaz. Hareket denkleminde moment ile olan bağıntısı,

$$T_e - T_L = J \cdot \frac{dW_m}{dt} = \frac{2}{p} \cdot J \cdot \frac{dW_r}{dt} \quad (3.27)$$

olarak yazılabilir.



(a)



(b)

**Şekil 3.10.** Senkron hızla dönen referans eksen sistemine göre eşdeğer devreler

a)  $q^e$ -ekseni devresi b)  $d^e$ -ekseni devresi

Moment bağlantısının genel vektörel formu yazılırsa<sup>(11)</sup>,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \vec{\lambda}_m \times \vec{I}_r \quad (3.28)$$

şeklindedir.  $d^e - q^e$  bileşenleri cinsinden,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot (\lambda_{dm} \cdot i_{qr} - \lambda_{qm} \cdot i_{dr}) \quad (3.29)$$

bağıntısı elde edilir. Akı ve akımlar arasındaki ilişkilere dayanarak, moment bağıntısı için birkaç ifade elde etmek mümkündür.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot (\lambda_{dm} \cdot i_{qs} - \lambda_{qm} \cdot i_{ds}) \quad (3.30)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot (\lambda_{ds} \cdot i_{qs} - \lambda_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (3.31)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot L_m \cdot (i_{qs} \cdot i_{dr} - i_{ds} \cdot i_{qr}) \quad (3.32)$$

(3.26)'dan (3.32) denkleminde kadar dengeli üç fazlı gerilimle beslenen senkron hızla dönen eksen takımında modellenmiş bir asenkron makinanın elektromekanik davranışını içeren bağıntılar çıkarılmıştır. Sincap kafesli asenkron makine için  $V_{qr} = V_{dr} = 0$  olmaktadır<sup>(12)</sup>.

### 3.2.3. Duran Eksen Takımında Model

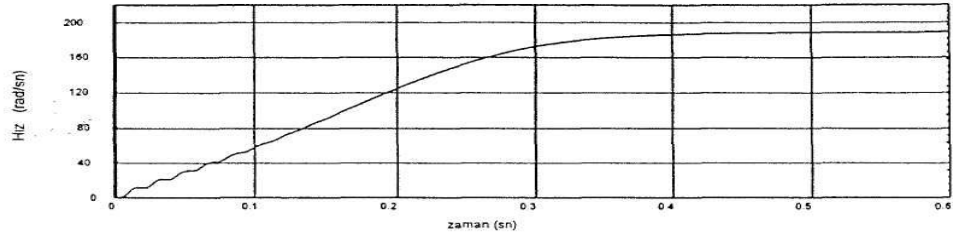
Duran eksen takımına göre makine dinamik modeli (3.26) bağıntısında  $W_e = 0$  alınarak elde edilir. Moment denklemleri, (3.28, ..., 3.32), duran eksen takımında da geçerlidir  $\hat{V}_m$  ve  $\hat{\lambda}_r$  fazörleri arasındaki bağıntılar,

$$|V_m| = \sqrt{(V_{qs}^s)^2 + (V_{ds}^s)^2} \quad (3.33)$$

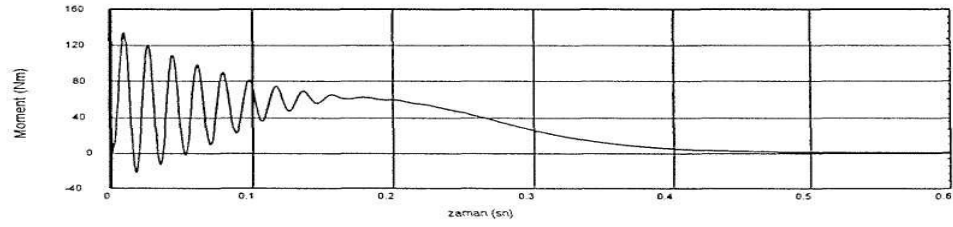
$$|\lambda_r| = \sqrt{(\lambda_{qr}^s)^2 + (\lambda_{dr}^s)^2} \quad (3.34)$$

ile verilir.

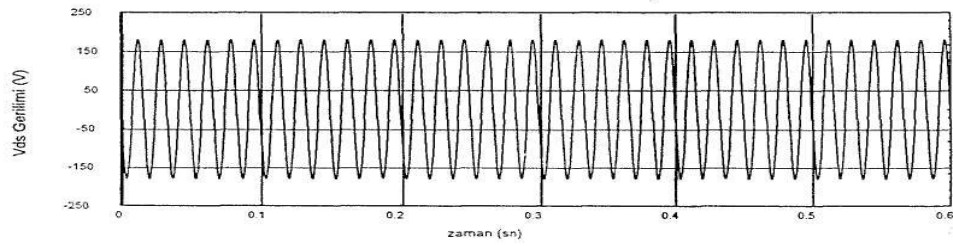
Bir makinenin senkron hızla dönen eksen sistemdeki ve duran eksen sistemindeki dinamik davranışı bilgisayar benzetim programı ile incelenmiş ve şekil 3.11 ve şekil 3.12'deki değişimler elde edilmiştir<sup>(12)</sup>.



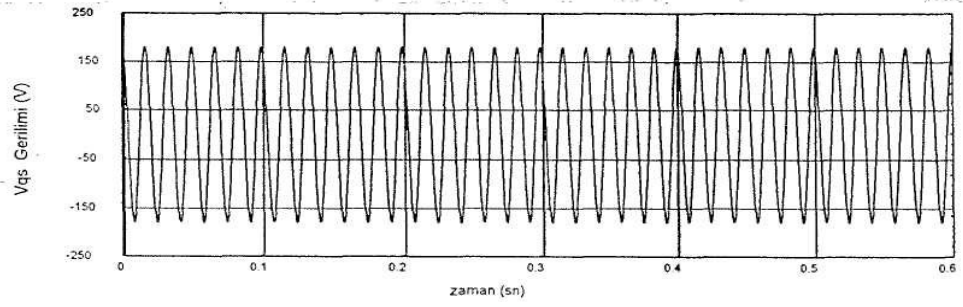
(a)



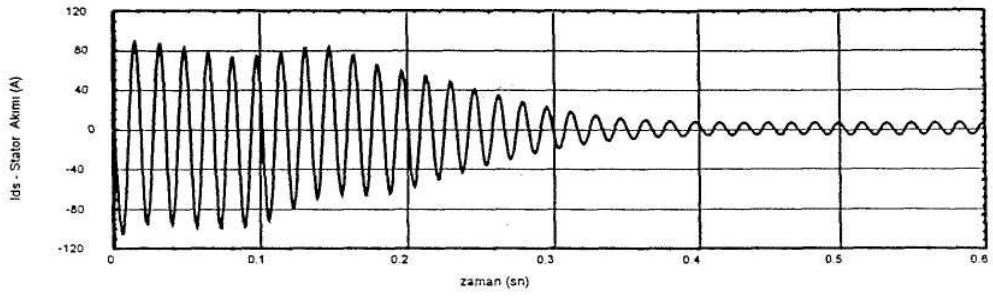
(b)



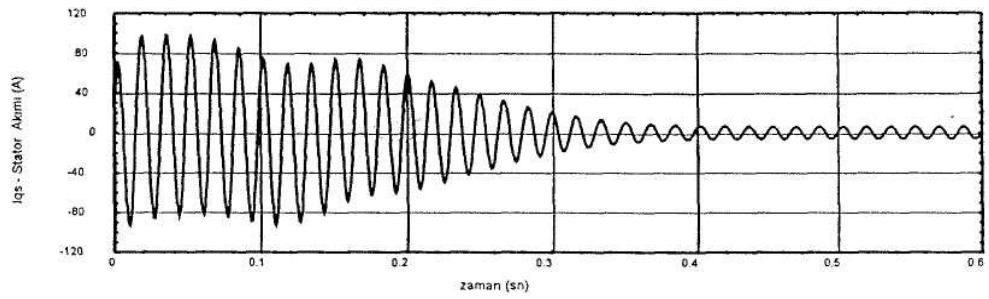
(c)



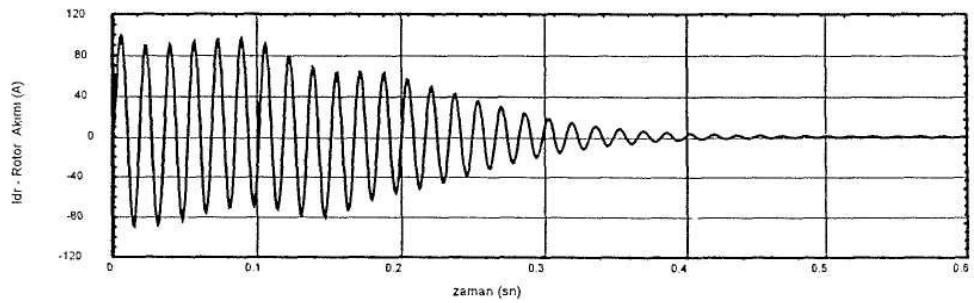
(d)



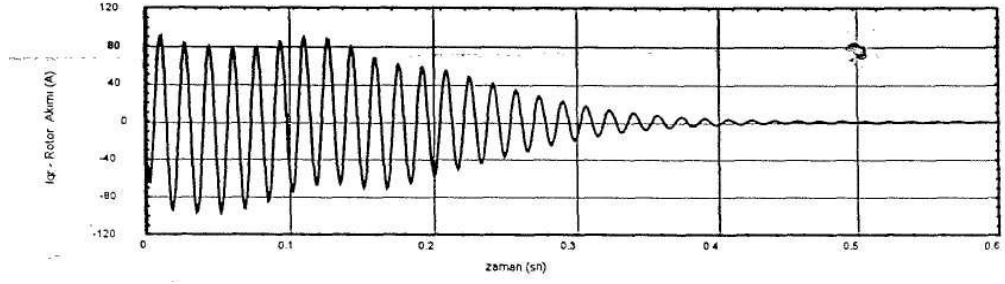
(e)



(f)



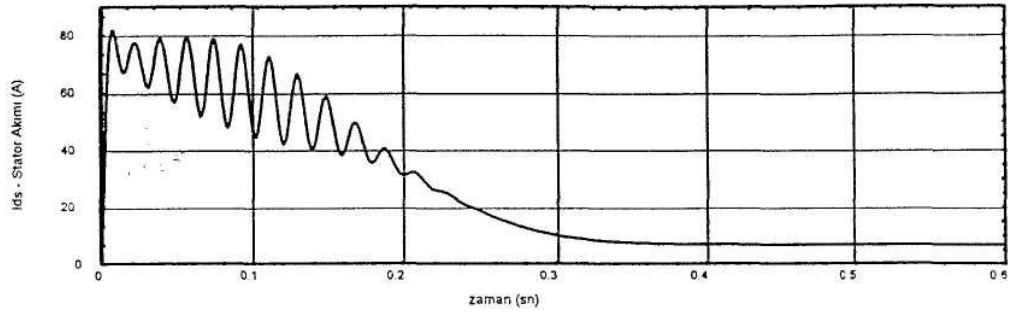
(g)



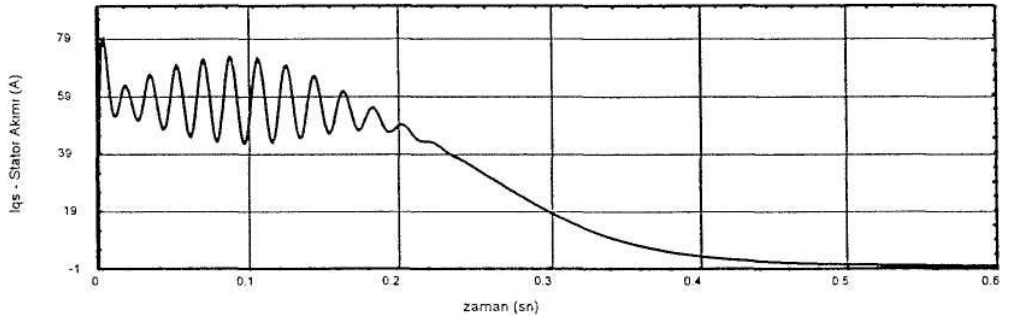
(h)

Şekil 3.11. Duran eksen takımında;

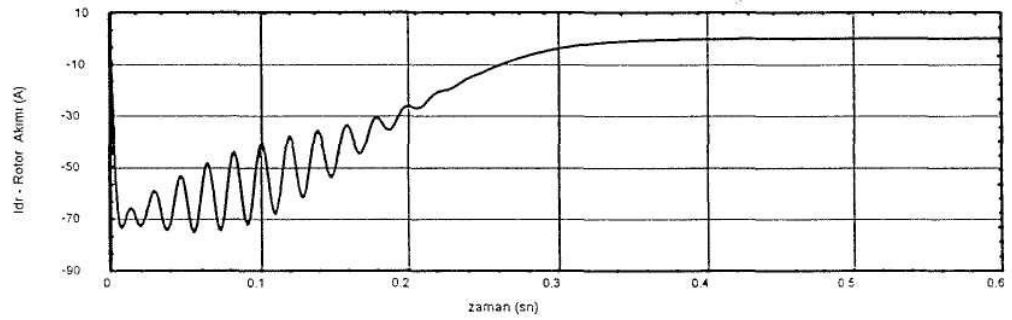
- a) Hız      b) Moment      c), d) Gerilimlerin (d-q bileşeni)  
e), f) Stator akımlarının (d-q bileşeni)      g), h) Rotor akımlarının zamanla değişimi



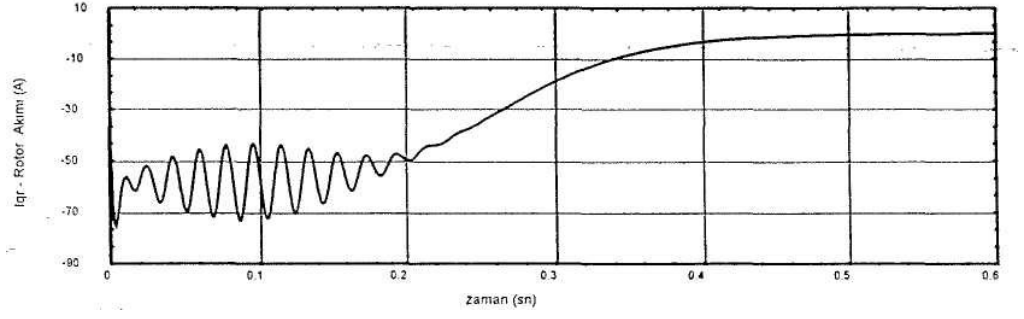
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 3.12. Dönen eksen takımında;

- a) Stator akımı d- bileşeni    b) Stator akımı q- bileşeni  
c) Rotor akımı d- bileşeni    d) Rotor akımı q- bileşeni



### 3.3. GEREKLİ KONTROLÖRLERİN TASARIMI

#### 3.3.1. Giriş

Bu tez çalışmasında; klasik PI kontrolör ve Bulanık-PI kontrolör (FGPI) karşılaştırıldığından, söz konusu kontrolör tasarımları gösterilmiştir.

#### 3.3.2. PI Kontrolör Parametrelerinin Belirlenmesi

Daha önceden belirtildiği gibi PI kontrol parametrelerinin belirlenmesinde çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bu çalışmada "analitik yöntem (Sistemin Cevap Eğrisi Yöntemi)", kullanılmıştır<sup>(30)</sup>. Buna göre sistemin basamak giriş karşısında gösterdiği cevap eğrisinden ortaya çıkan zaman gecikmesi veya ölü zaman gecikmesi  $T_0$  ve tüm sistemin zaman sabiti  $T_S$  belirlenmelidir. Her bir kontrolör için gerekli olan  $K_P$  ve  $K_I$  parametreleri; ikinci bölümde, (2.93)'de gösterildiği gibi hesaplanmalı ve optimize edilmelidir. Buna göre, her bir kontrolör için hesaplanan optimum parametreler aşağıda gösterilmiştir;

$$\text{Çıkış akımı PI Kontrolör :} \quad K_P = 2,5 \quad K_I = 500 \quad (3.35)$$

$$\text{Çıkış DC Voltajı PI Kontrolör :} \quad K_P = 0,002 \quad K_I = 0.05 \quad (3.36)$$

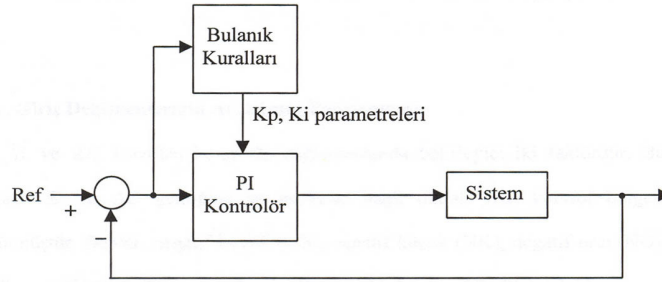
$$\text{Rotor akımı PI Kontrolör :} \quad K_P = 0,3 \quad K_I = 8 \quad (3.37)$$

$$\text{Q PI Kontrolör :} \quad K_P = 0,05 \quad K_I = 5 \quad (3.38)$$

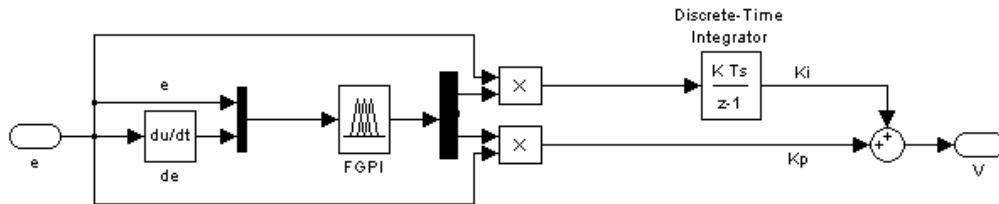
### 3.3.3. Kazancın Bulanık Mantık Kuralları ile Programlandığı PI Kontrolör'ün Tasarımı

Kullanılan FGPI kontrolörlerin her birinin giriş ve çıkış değişkenleri, 7 üyelik fonksiyonu kullanılarak oluşturulmuştur. Bu üyelik fonksiyonlarının isimleri sırasıyla; NB (Negatif Büyük), NO (Negatif Orta), NK (Negatif Küçük), S (Sıfır), PK (Pozitif Küçük), PO (Pozitif Orta), PB (Pozitif Büyük) şeklindedir. Bu üyelik fonksiyonlarından NB ve PB kontrol aralığının uç değerleri olduğundan trapmf (trapezoid membership function-yamuk üyelik fonksiyonu) olarak, diğerleri ise kontrol aralığının daha hassas olması amacıyla trimf (triangle membership function-üçgen üyelik fonksiyonu) olarak seçilmiştir.

PI kontrolörün kazancının programlanması için gerekli bulanık mantık kuralları, sistemin adım cevabına dayanılarak elde edilir. Şekil 3.13 ve şekil 3.14' de bulanık kazanç programlayıcılı bir PI kontrol sistemi görülmektedir;



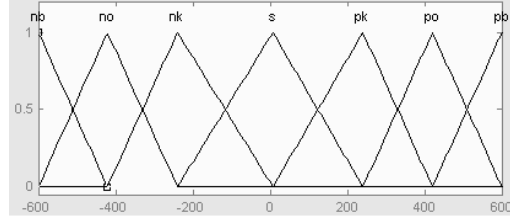
Şekil 3.13. Bulanık kazanç programlama şeması



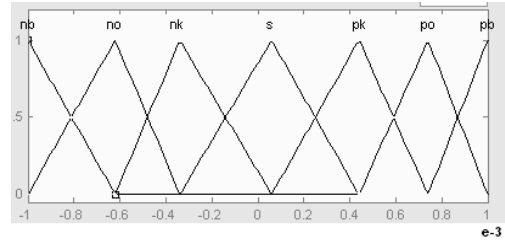
Şekil 3.14. Bulanık mantık-PI kontrolörün genel gösterimi

### 3.3.3.1.Giriş Değişkenlerinin Aralıklarının Belirlenmesi

Bütün kontrolörler için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları şekil 3.15, şekil 3.16, şekil 3.17 ve şekil 3.18'de gösterilmiştir;

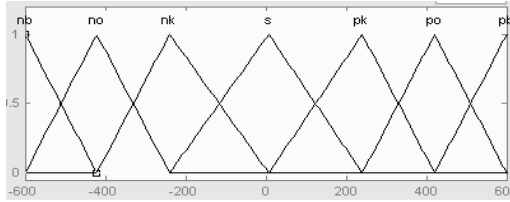


(a)

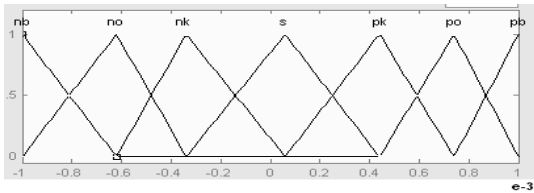


(b)

Şekil 3.15. Çıkış akımı PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları a),e, b) de

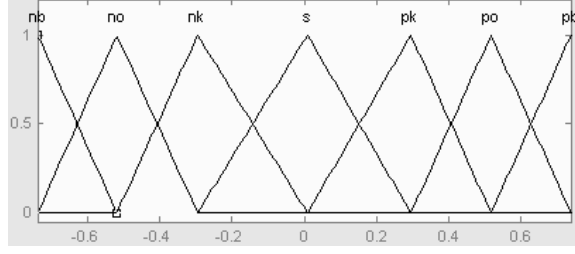


(a)

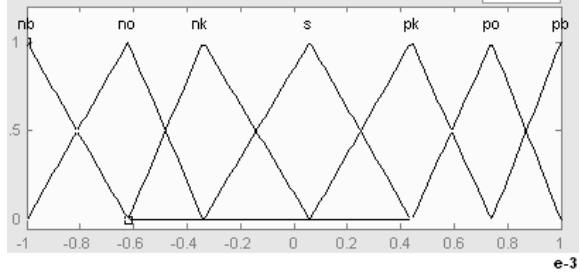


(b)

Şekil 3.16. Çıkış DC voltajı PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları a),e, b) de

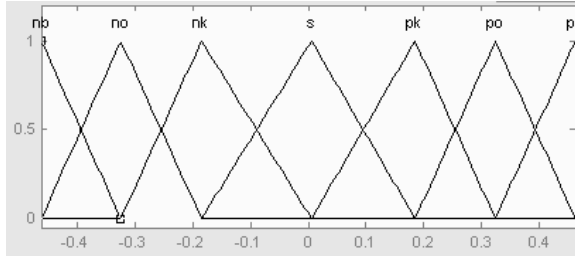


(a)

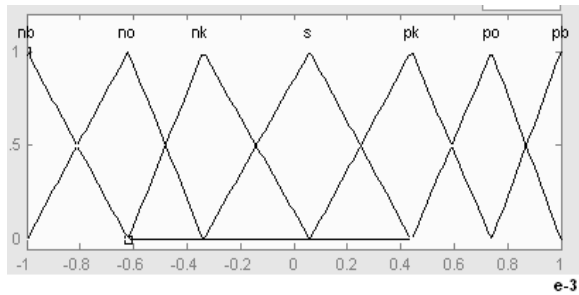


(b)

Şekil 3.17. Rotor akımı PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları a),c, b) de



(a)

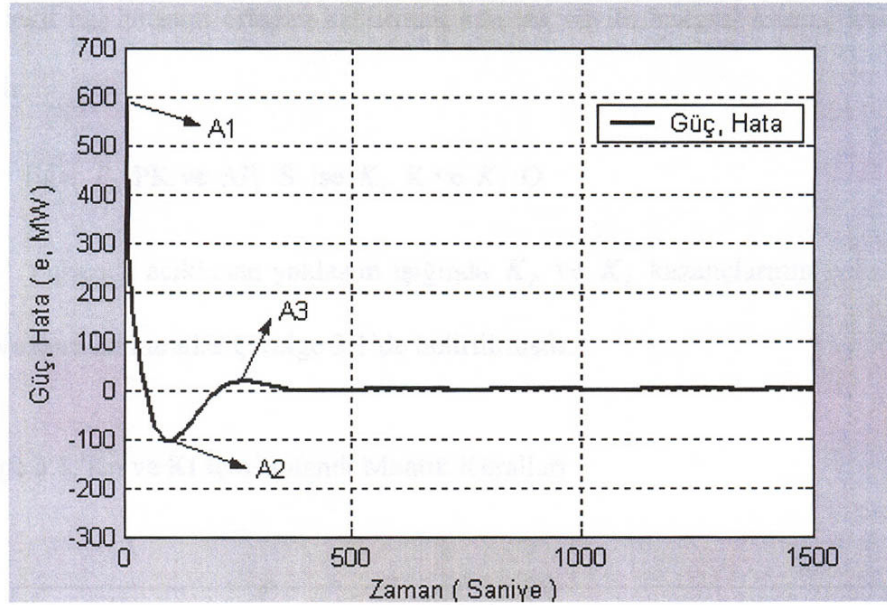


(b)

Şekil 3.18. Q PI kontrolör için kullanılan giriş değişkenlerinin aralıkları a),c, b) de

### 3.3.3.2. Bulanık Kuralların Çıkarımı

Bu çalışmada, bulanık mantık matris tablosu oluştururken yararlanılan yaklaşım, şekil 3.19'da gösterilen güç girişinin, 600 MW'lık bir giriş sinyal değişimi karşısında güç hata sinyalinin verdiği cevap üzerinde açıklanabilir.



Şekil 3.19. Güç hata sinyalinin girişe verdiği cevap

Başlangıçta (A1 civarında), hata büyük olduğu için PI kontrolörün oransal kazancı oldukça büyük olmalı fakat aşırı yükselmeleri önlemek için integral kazancı oldukça küçük olmalıdır. Buna göre kural olarak;

Eğer **e** PB ve **de** PB ise **K<sub>P</sub>** PB ve **K<sub>I</sub>** NB

A2 noktası civarında ise hata biraz daha azalmıştır. Buna göre oransal kazanç biraz küçülmeli, integral kazanç ise biraz artmalıdır,

Eğer **e** NO ve **de** S ise **K<sub>P</sub>** NO ve **K<sub>I</sub>** PO

şeklinde kural yazılır.

A3 noktasında ise, sistem osilasyonunu azaltmak için küçük oransal kazanç ve sürekli hal hatasını ortadan kaldırmak için ise büyük integral kazanç kullanmak gerekir,

Eğer  $e$  PK ve  $de$  S ise  $K_P$  PK ve  $K_I$  NK

Yukarıda açıklanan yaklaşım ışığında  $K_P$  ve  $K_I$  kazançlarının belirlenmesi için oluşturulan kurallar, çizelge 3.1 ve çizelge 3.2’de belirtilmiştir;

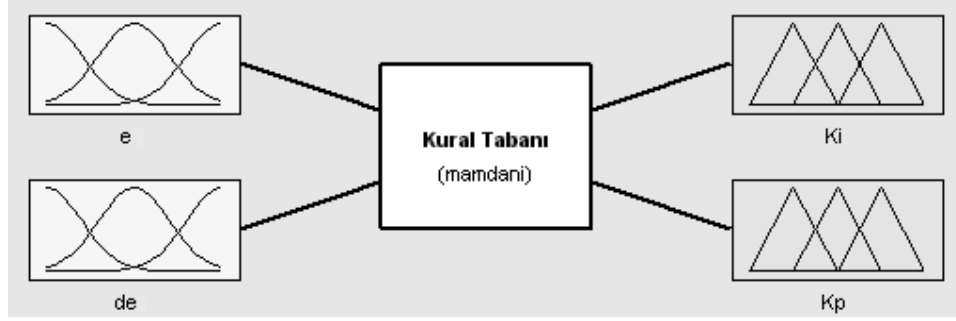
**Çizelge 3.1.**  $K_P$  parametrelerinin kuralları

$de$ $e$	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NB	NO	NO
NO	NO	NO	NO	NO	NO	NK	NK
NK	NK	NK	NK	NK	NK	S	S
S	S	S	S	S	S	PK	PK
PK	PK	PK	PK	PK	PK	PO	PO
PO	PO	PO	PO	PO	PO	PO	PB
PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB	PB

**Çizelge 3.2.**  $K_I$  parametrelerinin kuralları

$de$ $e$	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	PB	PB	PB	PB	PB	PO	PO
NO	PO	PO	PO	PO	PO	PK	PK
NK	PK	PK	PK	PK	PK	S	S
S	S	S	S	S	S	NK	NK
PK	NK	NK	NK	NK	NK	NO	NO
PO	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NB
PB	NB	NB	NB	NB	NB	NB	NB

FGPI kontrolörlerin giriş ve çıkışlarının, kural tabanıyla birlikte ele alınışı şekil 3.20’de gösterilmektedir;



**Şekil 3.20.** Genel olarak FGPI kontrolörler için girişler, çıkışlar ve kural tabanının gösterimi

### 3.3.3.3. Bulanık Çıkış Değerlerinin Durulaştırılması

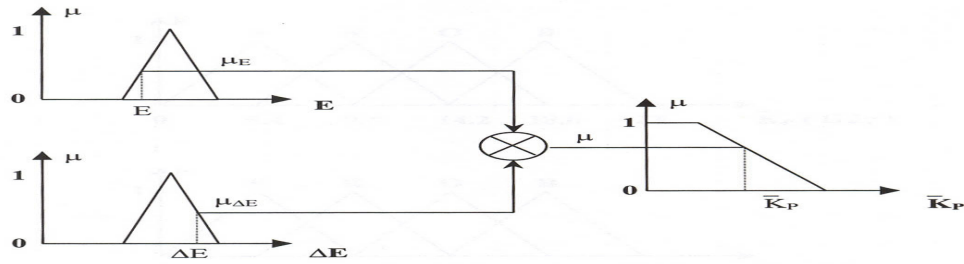
Amaçlanan programlamada, PI kontrolör parametreleri  $K_P$  ve  $K_I$ ;  $e$  ve onun ilk türevi  $de$ 'ye göre tanımlanır.  $K_P$  ve  $K_I$ ; tecrübeler ışığında  $[K_{Pmax}; K_{Pmin}]$  ve  $[K_{I max}; K_{I min}]$  değerleri arasında değişmektedir. Kullanımda  $K_P$  ve  $K_I$  değerleri aşağıdaki eşitlik yardımı ile normalize edilir;

$$\bar{K}_P = (K_P - K_{Pmin}) / (K_{Pmax} - K_{Pmin}) \quad (3.39)$$

$$\bar{K}_I = (K_I - K_{Imin}) / (K_{I max} - K_{Imin}) \quad (3.40)$$

Çizelge 3.1 ve çizelge 3.2'de sunulan kurallar seti  $\bar{K}_P$  ve  $\bar{K}_I$  değerlerini belirlemek üzere kullanılır. Örneğin;

Eğer  $e$  PB ve  $de$  PB ise  $K_P$  PB ve  $K_I$  NB



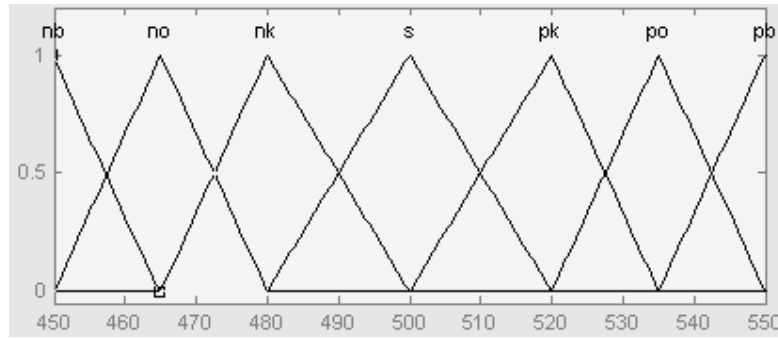
**Şekil 3.21.** Bulanık mantık kuralının uygulanması

$\bar{K}_P$  ve  $\bar{K}_I$  değerleri bulunduktan sonra, PI kontrolörün parametreleri aşağıdaki eşitlik yardımı ile hesaplanır<sup>(47)</sup>;

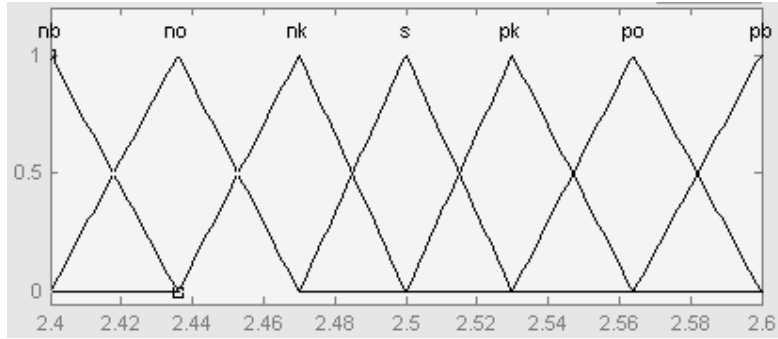
$$K_P = (K_{P_{max}} - K_{P_{min}}) \cdot \bar{K}_P + K_{P_{min}} \quad (3.41)$$

$$K_I = (K_{I_{max}} - K_{I_{min}}) \cdot \bar{K}_I + K_{I_{min}} \quad (3.42)$$

Bütün kontrolörler için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları şekil 3.21, şekil 3.22, şekil 3.23 ve şekil 3.24'de gösterilmiştir;



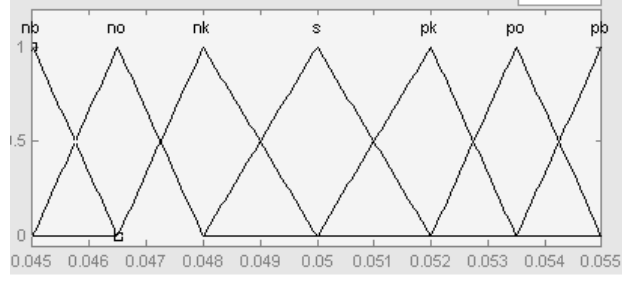
(a)



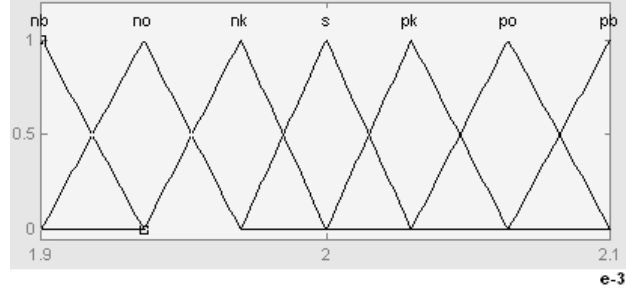
(b)

**Şekil 3.22.** Çıkış akımı PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları  
a). $K_i$  b)  $K_p$





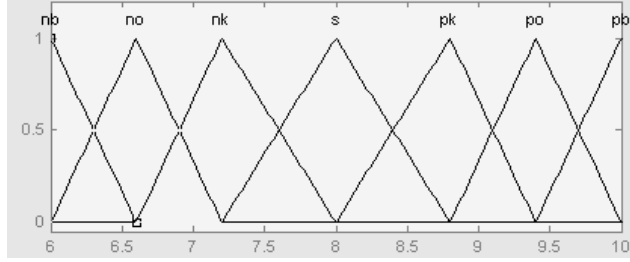
(a)



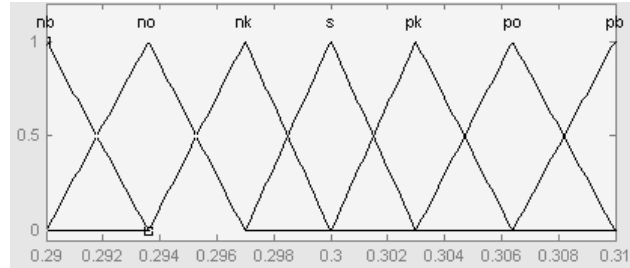
(b)

**Şekil 3.23.** Çıkış DC voltajı PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları

**a). $K_i$ , b)  $K_p$**



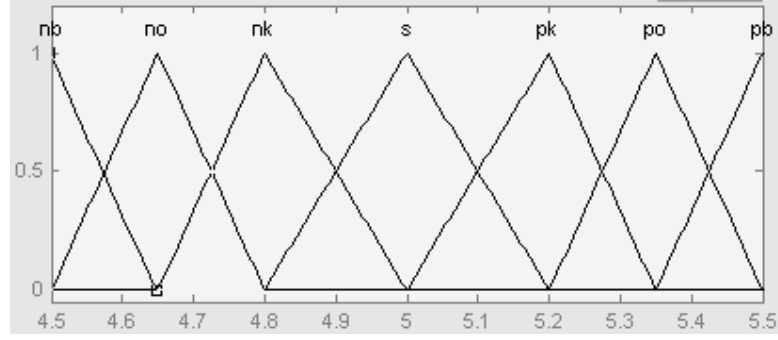
(a)



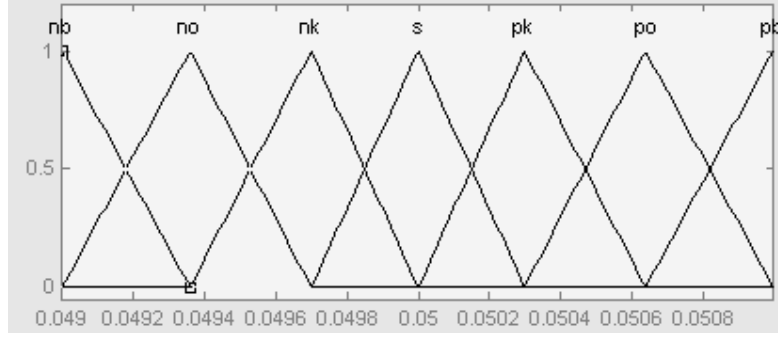
(b)

**Şekil 3.24.** Rotor akımı PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları

**a)  $K_i$ , b)  $K_p$**



(a)



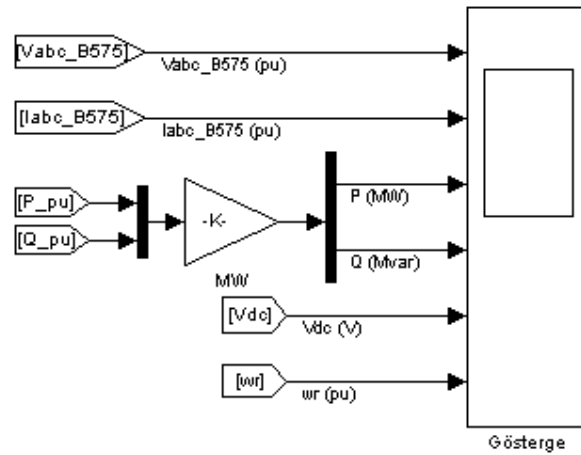
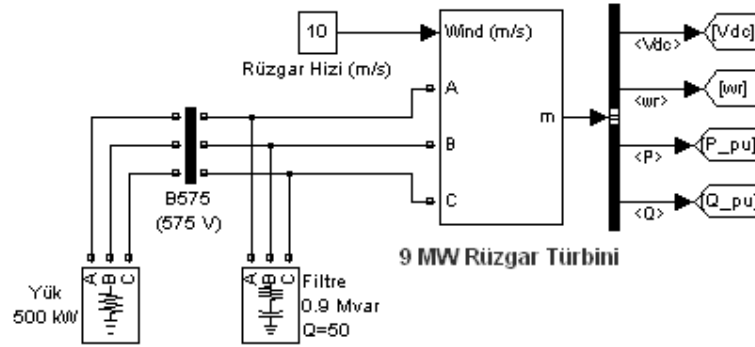
(b)

**Şekil 3.25.** Q PI kontrolör için kullanılan çıkış değişkenlerinin aralıkları  
**a)  $K_i$ , b)  $K_p$**

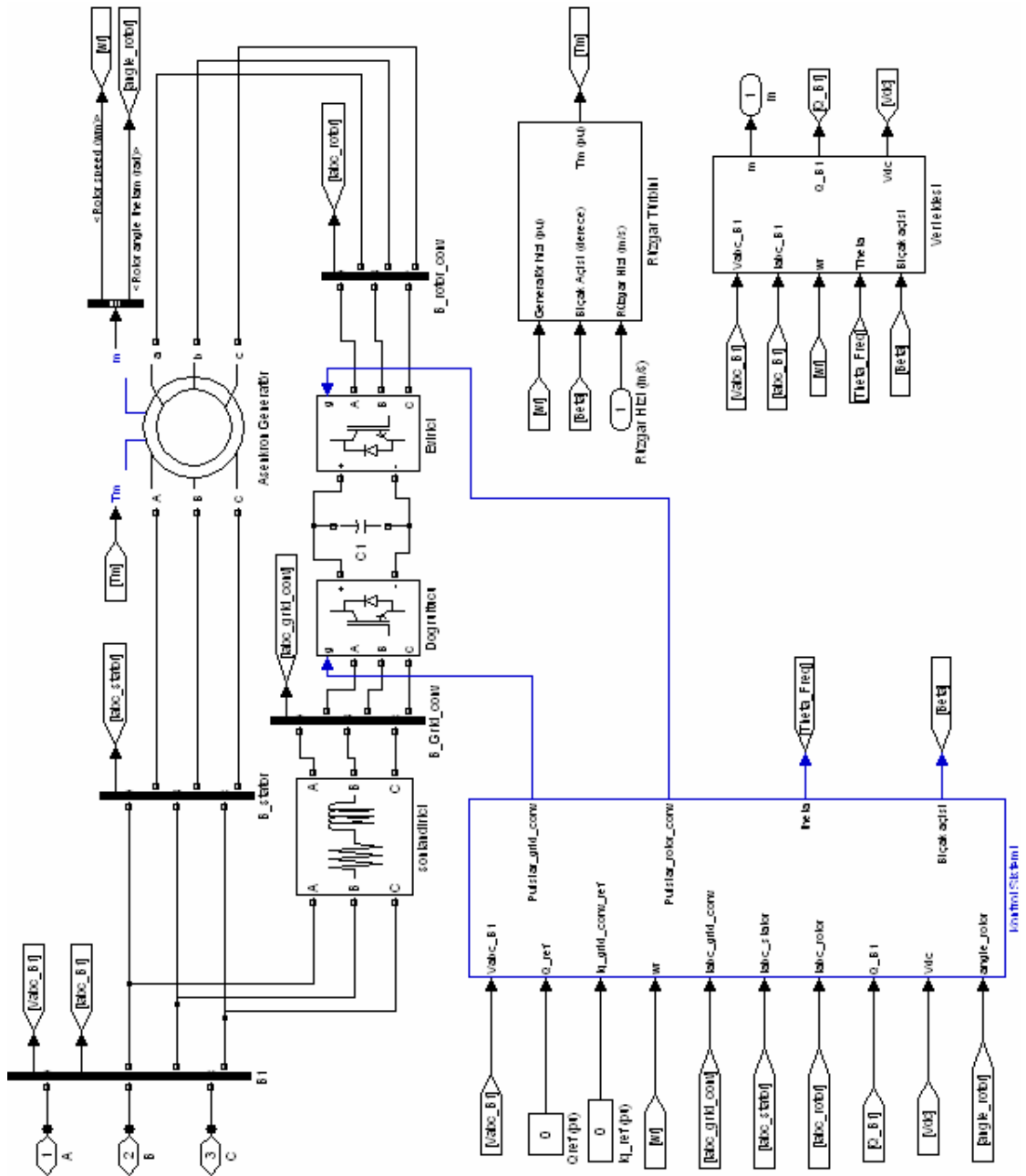
## 4. TARTIŞMA VE SONUÇ

### 4.1.Giriş

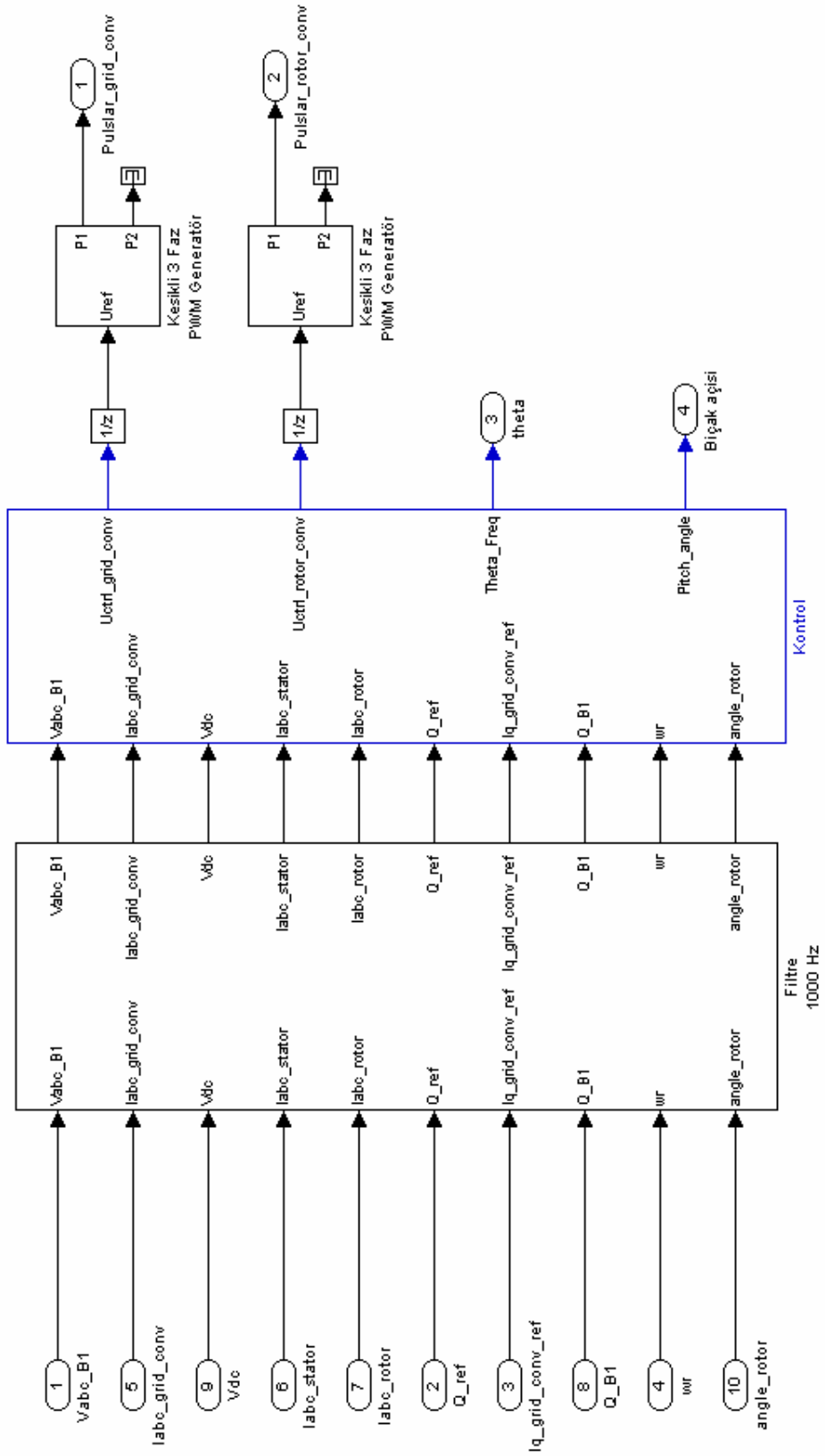
Bir önceki bölümde kontrolör tasarımları gösterilmiştir. Tasarımı yapılan kontrolörlerin sisteme uygulanabilmesi için Şekil 4.1'de görülen blok diyagramlar kullanılmıştır. Simülasyon aşamasında şekil 4.1-g, şekil 4.1-h, şekil 4.1-i ve şekil 4.1-j'deki kontrolörlerin yerine sırasıyla PI kontrolörler ve bulanık mantık-PI kontrolörler (FGPI) kullanılmıştır. Tüm simülasyonlar, MATLAB 7.1-Simulink yazılımı ile yapılmıştır.



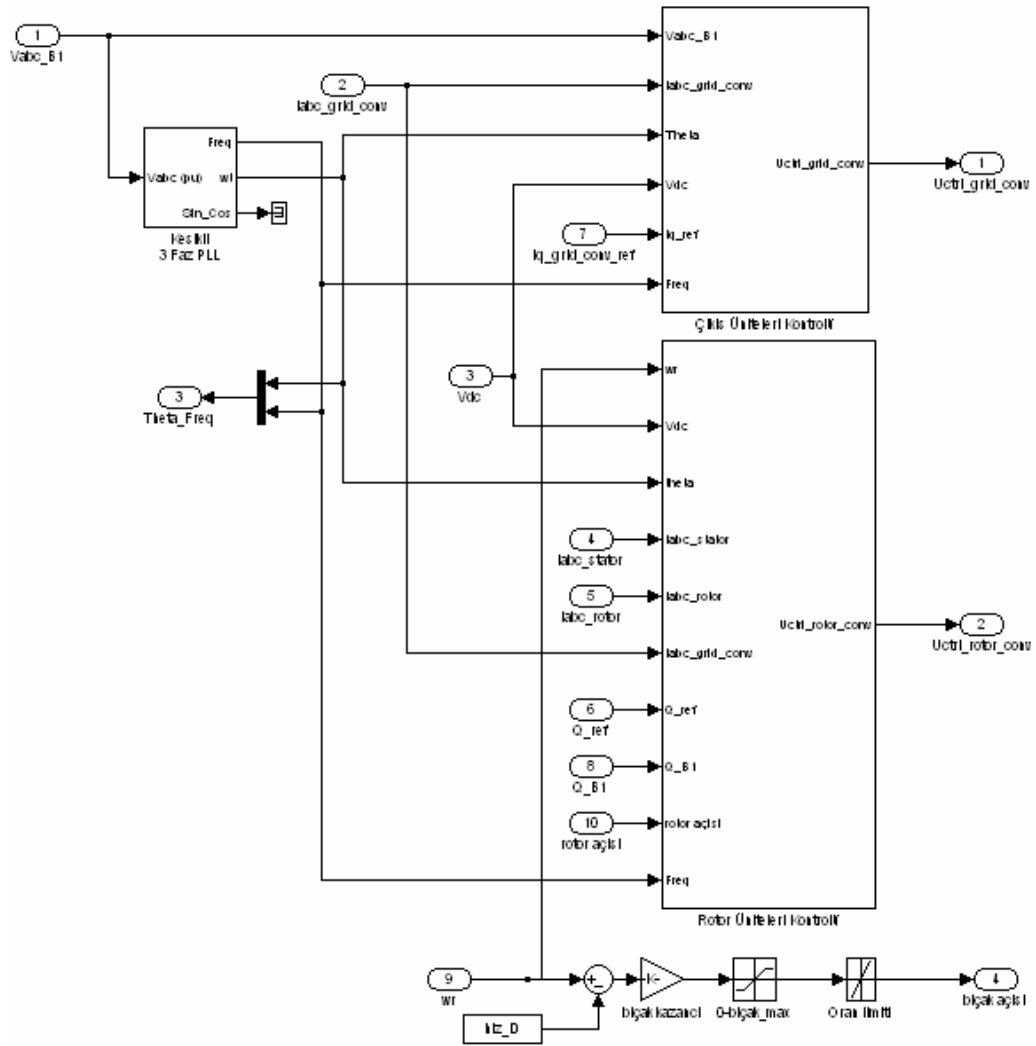
(a)



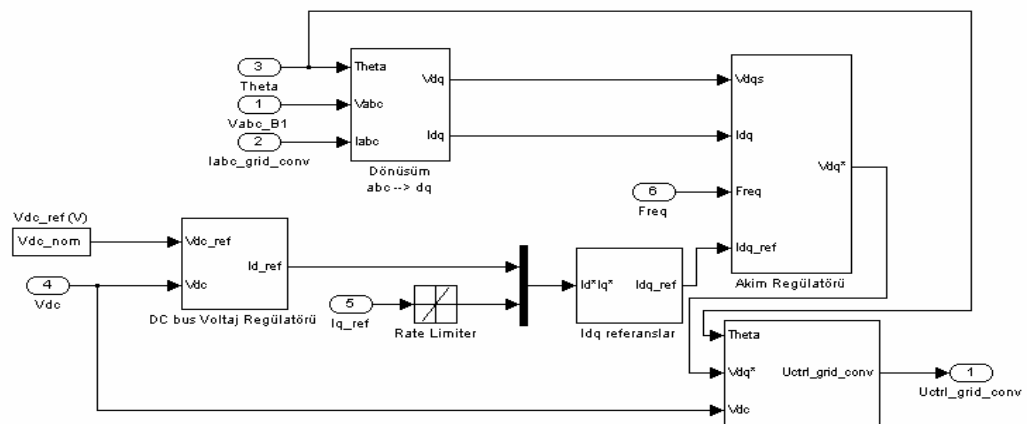
(b)



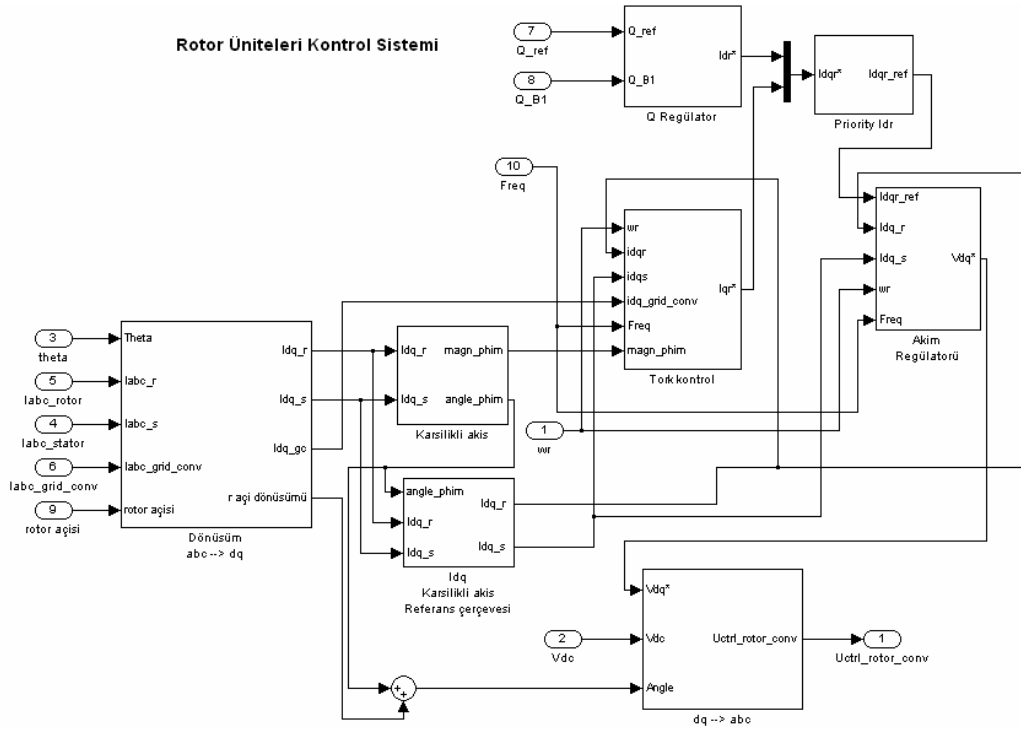
(c)



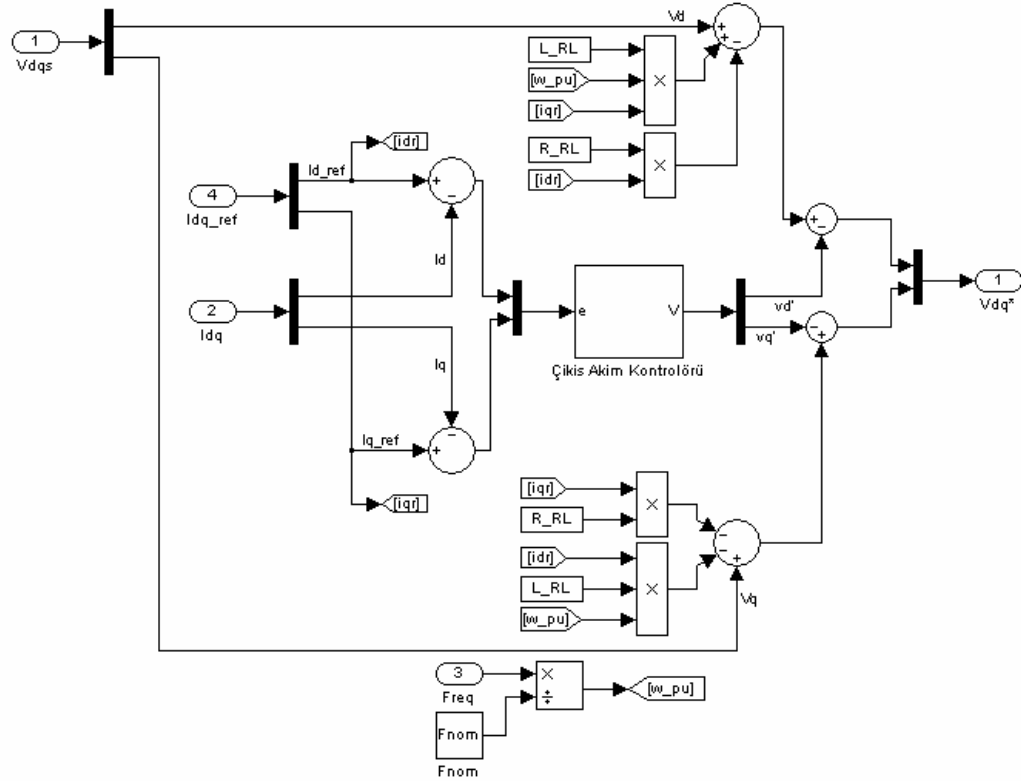
(d)  
Çıkış Üniteleri Kontrol Sistemi



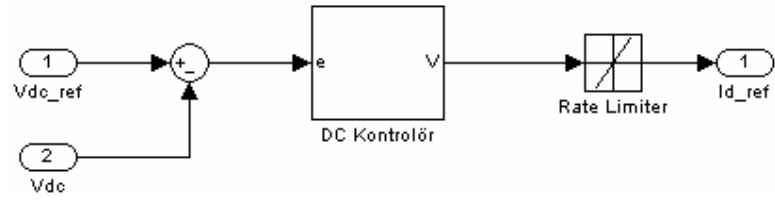
(e)



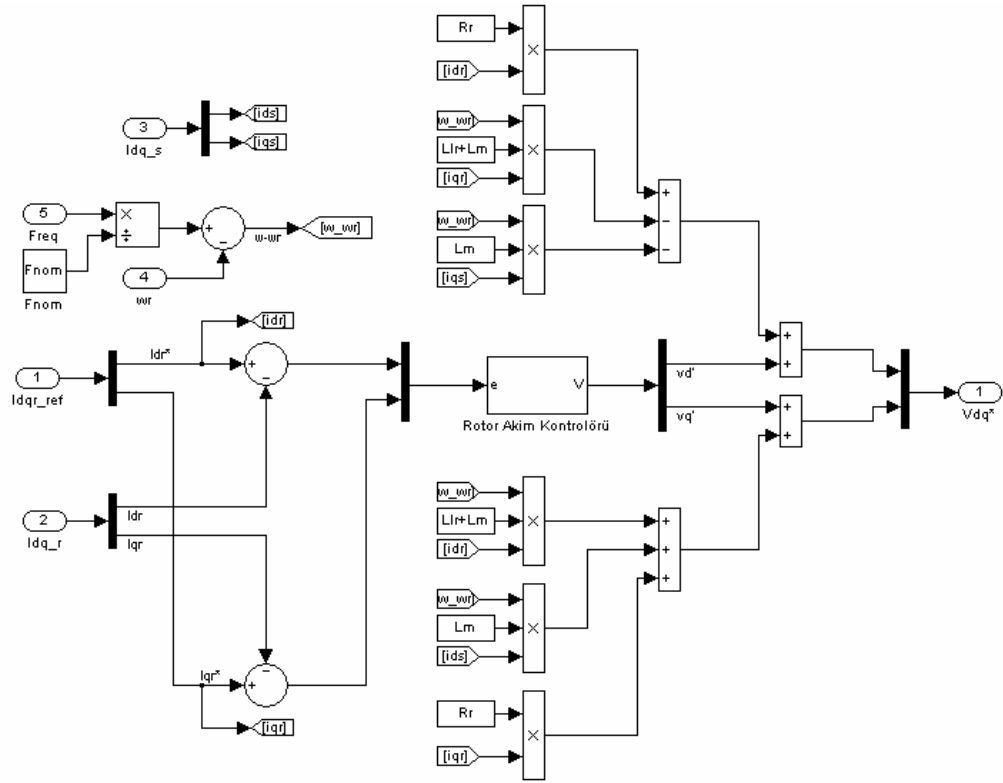
(f)



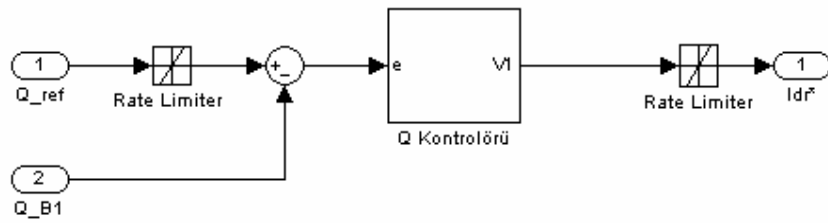
(g)



(h)



(i)



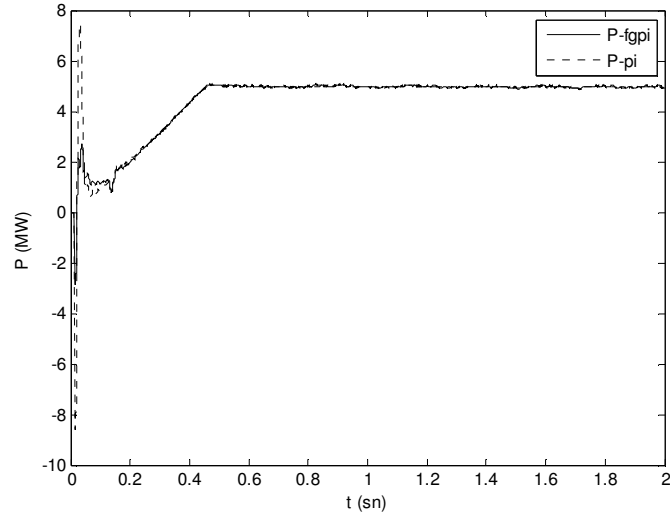
(j)



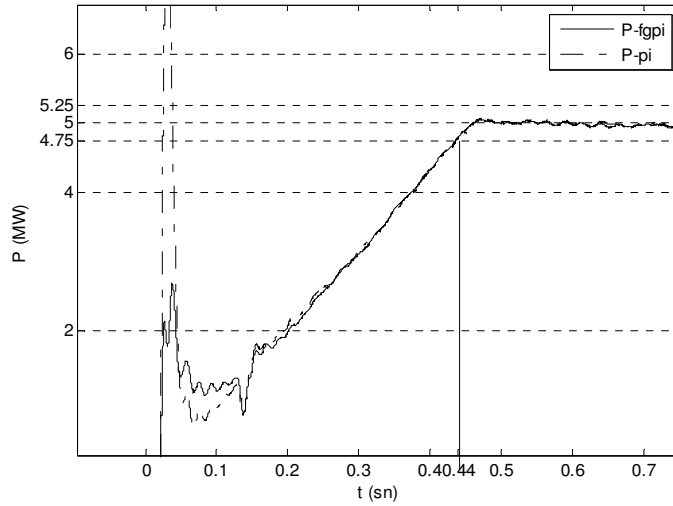
- Şekil 4.1. a)** Sistemin genel görünümü
- b)** Rüzgar türbini
- c)** Kontrol blok diyagramının genel görünümü
- d)** Kontrol blok diyagramı
- e)** Çıkış ünitelerinin kontrol blok diyagramı
- f)** Rotor(besleme) ünitelerinin kontrol blok diyagramı
- g)** Çıkış akımının kontrol blok diyagramı
- h)** Çıkış DC voltajının kontrol blok diyagramı
- i)** Rotor akımının kontrol blok diyagramı
- j)** Reaktif güç kontrol blok diyagramı

## 4.2.Simülasyon Sonuçları

Daha nesnel bir değerlendirme yapabilmek amacıyla da simülasyon sonuçlarında her iki kontrolöre ait sinyaller üst üste bindirilerek gösterilmiştir. Şekil 4.2, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'de simülasyon sonuçları görülmektedir;



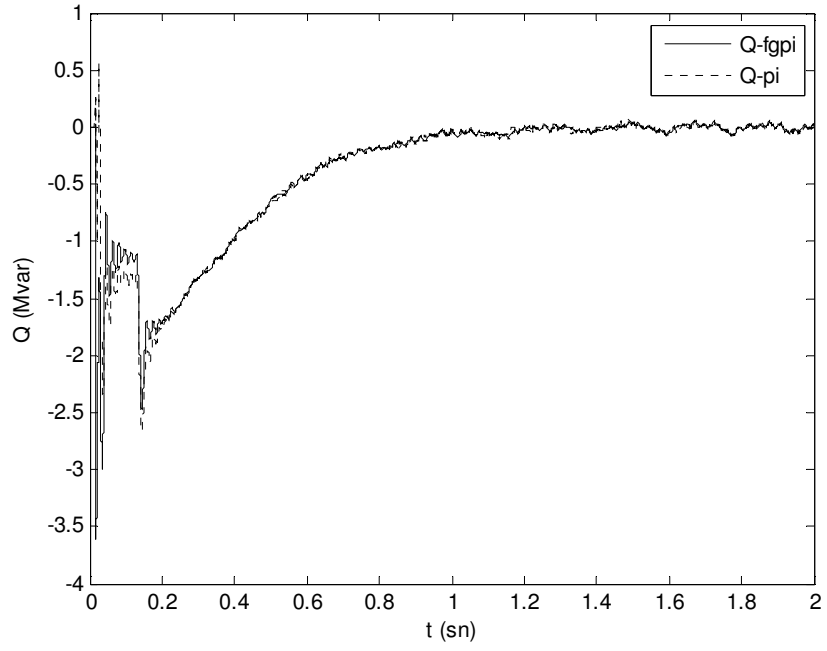
(a)



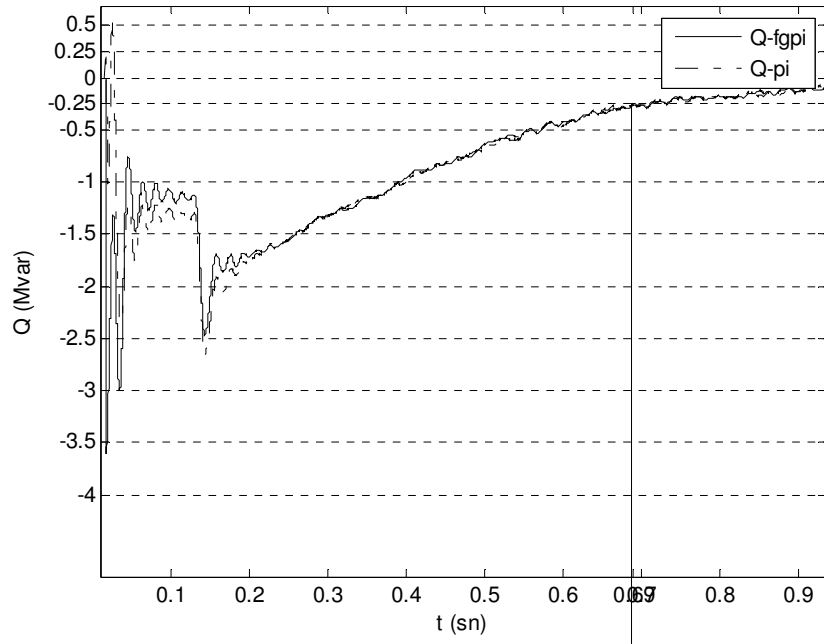
(b)

Şekil 4.2. P(Aktif Güç) çıkışına ait simülasyon sonuçları

a) Normal görünüm b) %5'lik band için yakınlaştırılmış hali



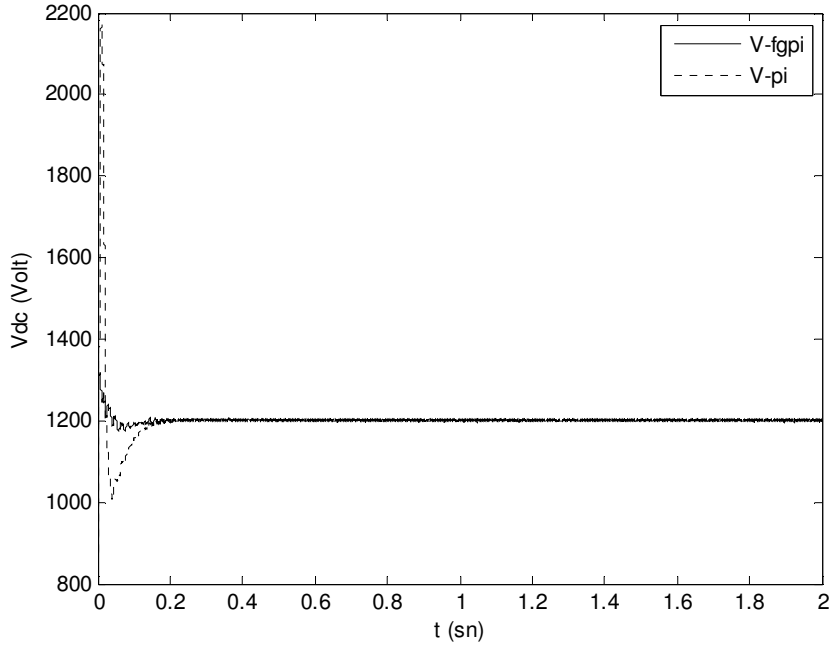
(a)



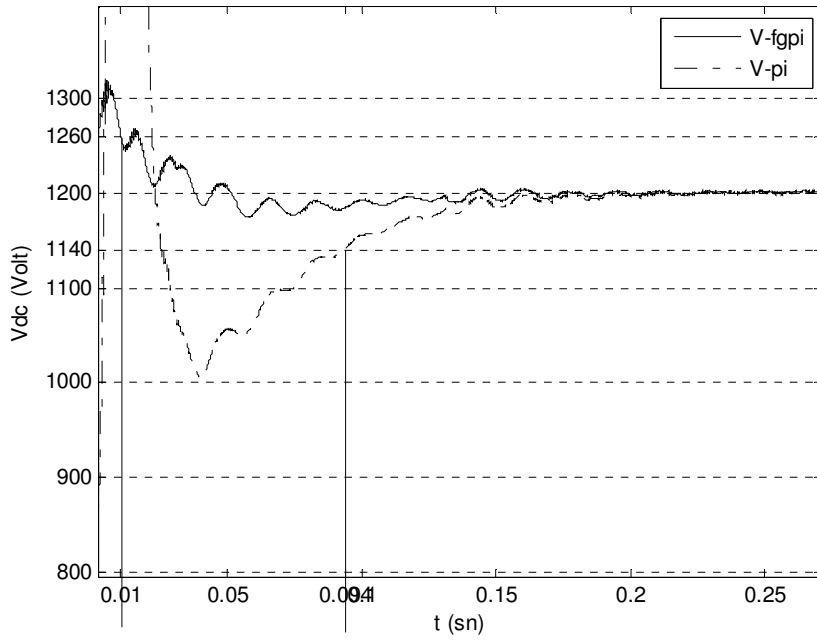
(b)

**Şekil 4.3.**  $Q$ (Reaktif Güç) çıkışına ait simülasyon sonuçları

**a)** Normal görünüm **b)** %5'lik band için yakınlştırılmış hali



(a)

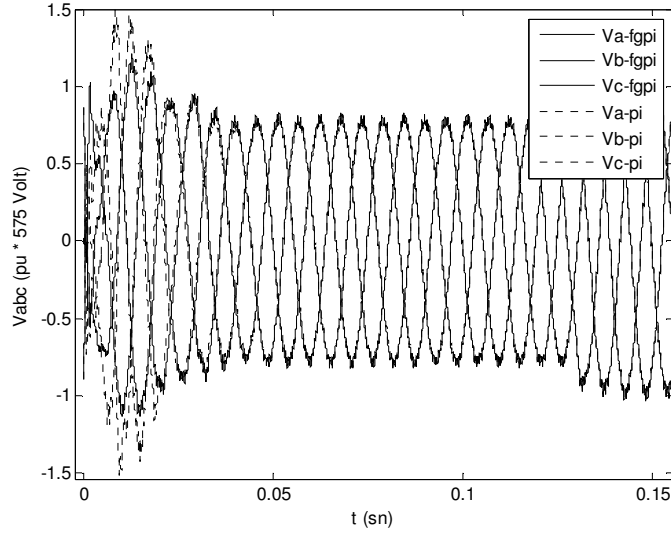


(b)

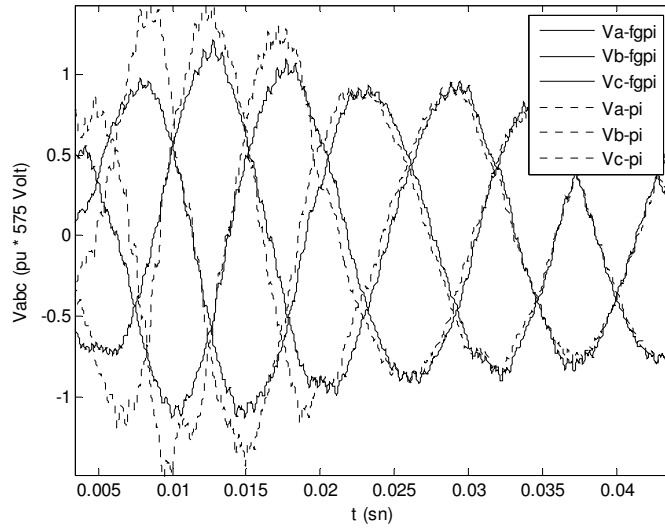
**Şekil 4.4.**  $V_{dc}$ (DC Voltaj) çıkışına ait simülasyon sonuçları

**a)** Normal görünüm **b)** %5'lik band için yakınlştırılmış hali

Bu temel çıkışlara ek olarak, gözlem amacıyla elde edilen çıkışların simülasyon sonuçları da Şekil 4.5, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7’de gösterilmektedir. Bu çıkışlar sırasıyla;  $V_{abc}$ ,  $I_{abc}$  ve  $w_r(\text{generatör hızı})$ ’dir.



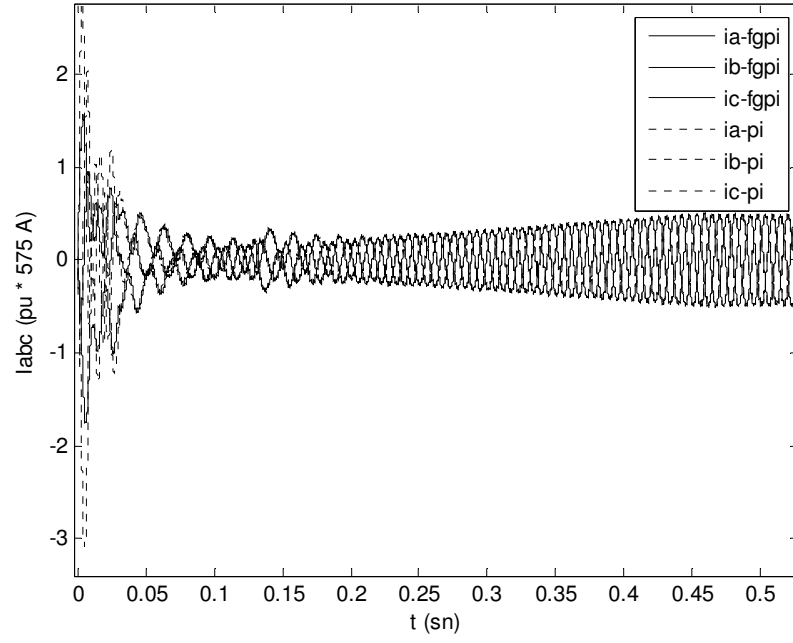
(a)



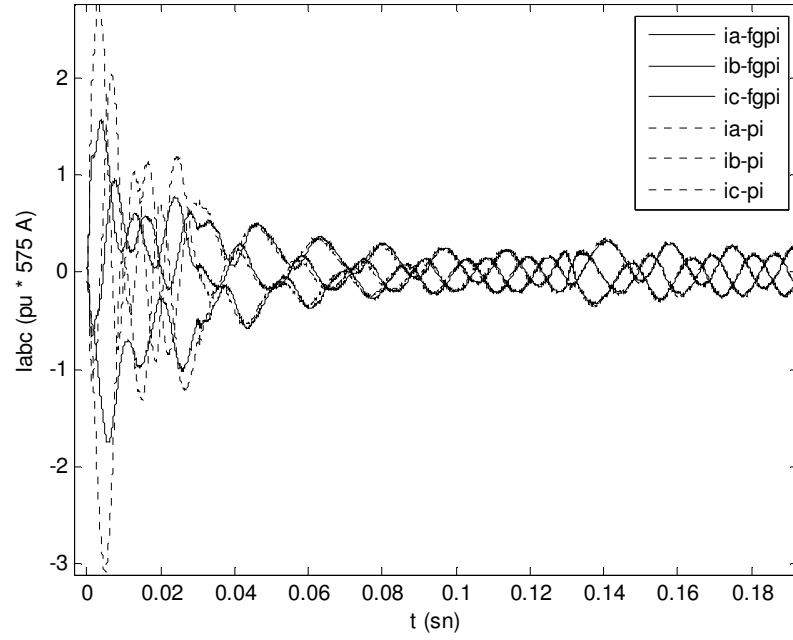
(b)

Şekil 4.5.  $V_{abc}$  çıkışına ait simülasyon sonuçları

a) Normal görünüm b) Yakınlaştırılmış görünüm



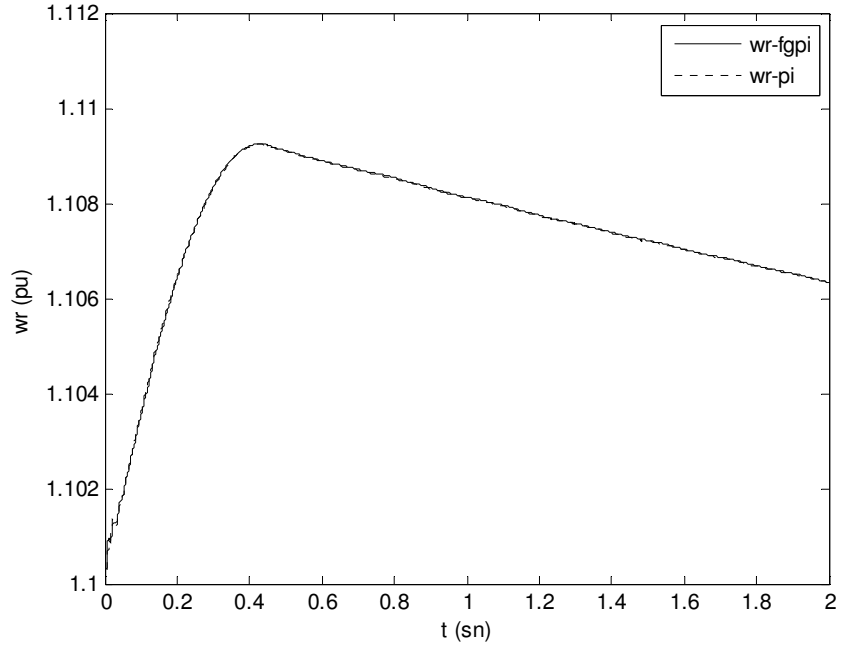
(a)



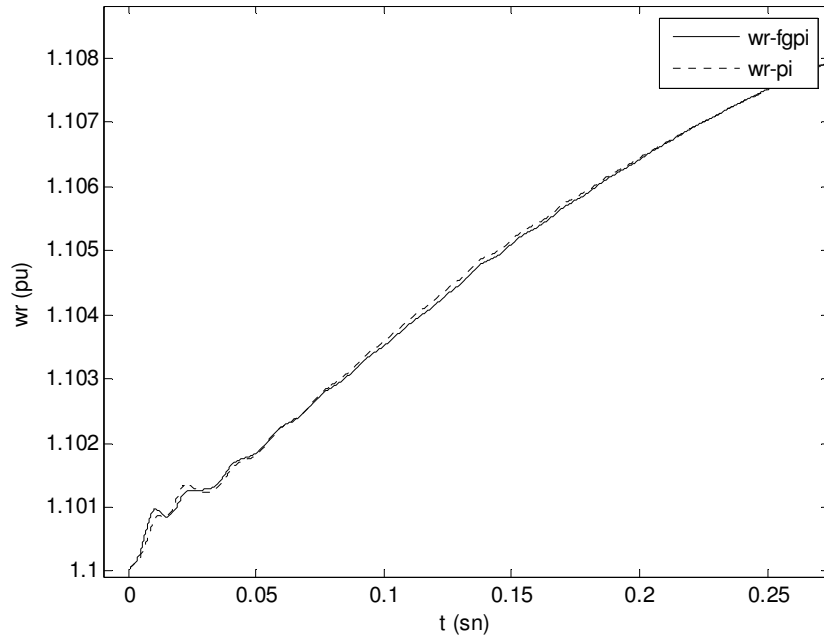
(b)

**Şekil 4.6.**  $I_{abc}$  çıkışına ait simülasyon sonuçları

**a)** Normal görünüm **b)** Yakınlaştırılmış görünüm



(a)

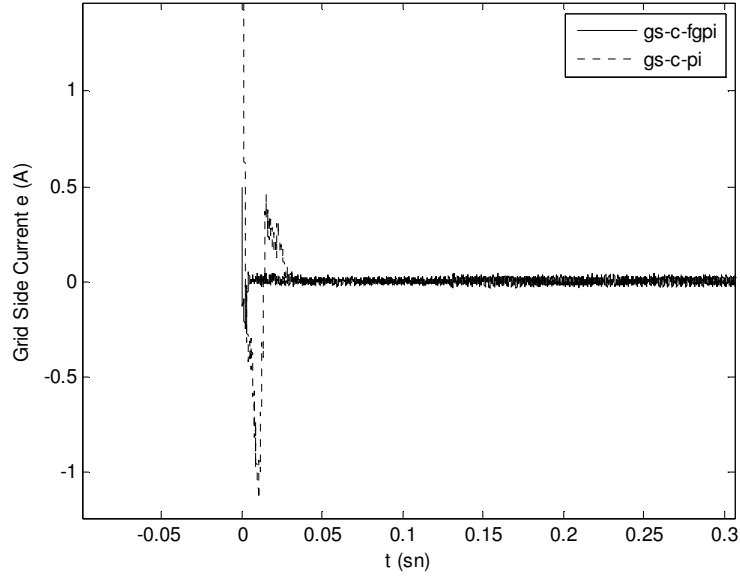


(b)

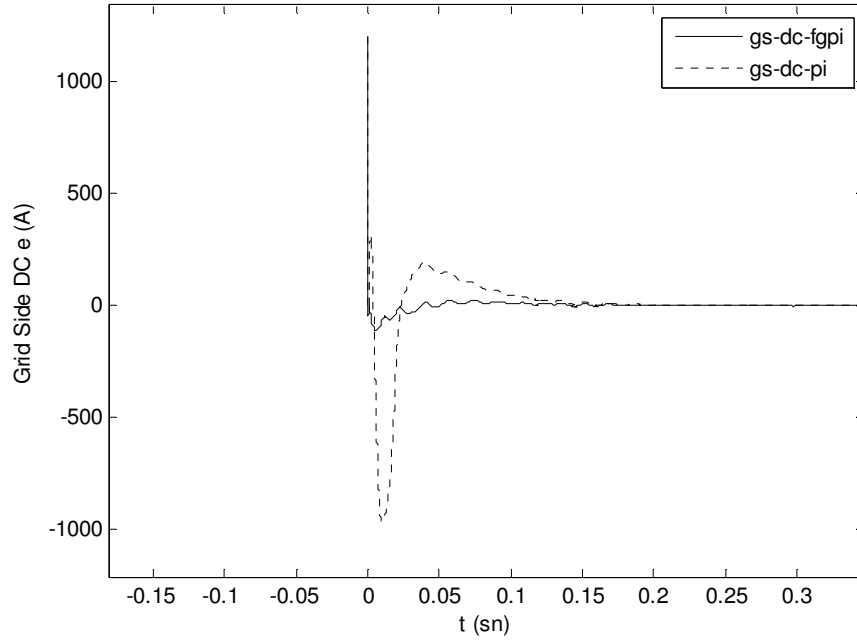
**Şekil 4.7.**  $w_r$  çıkışına ait simülasyon sonuçları

**a)** Normal görünüm **b)** Yakınlaştırılmış görünüm

Ayrıca yine gözlem amacıyla, kontrolörlere giriş olarak verilen hata değerlerinin simülasyon sonuçları da Şekil 4.8, Şekil 4.9, Şekil 4.10, Şekil 4.11 ve Şekil 4.13'de gösterilmektedir;

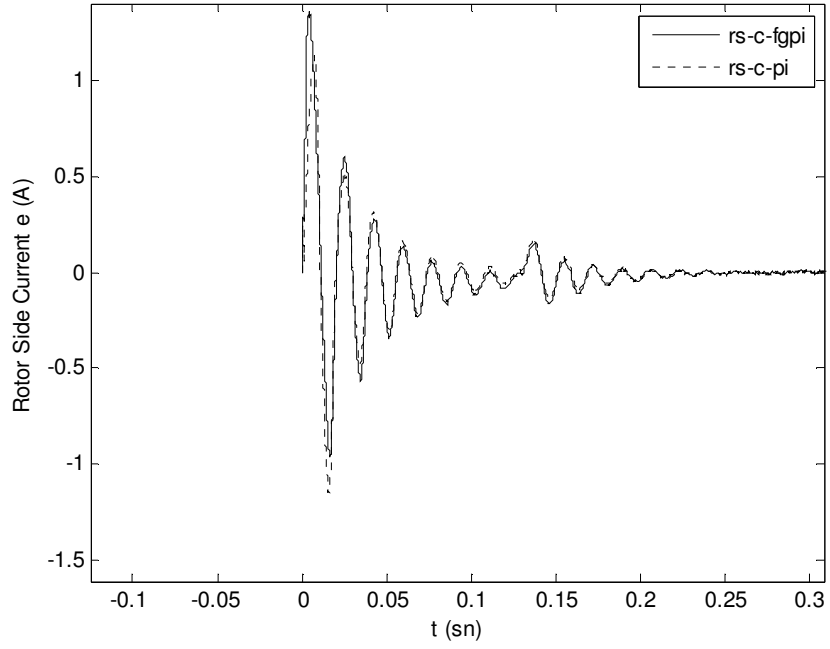


Şekil 4.8. Çıkış akımı hata değişimi

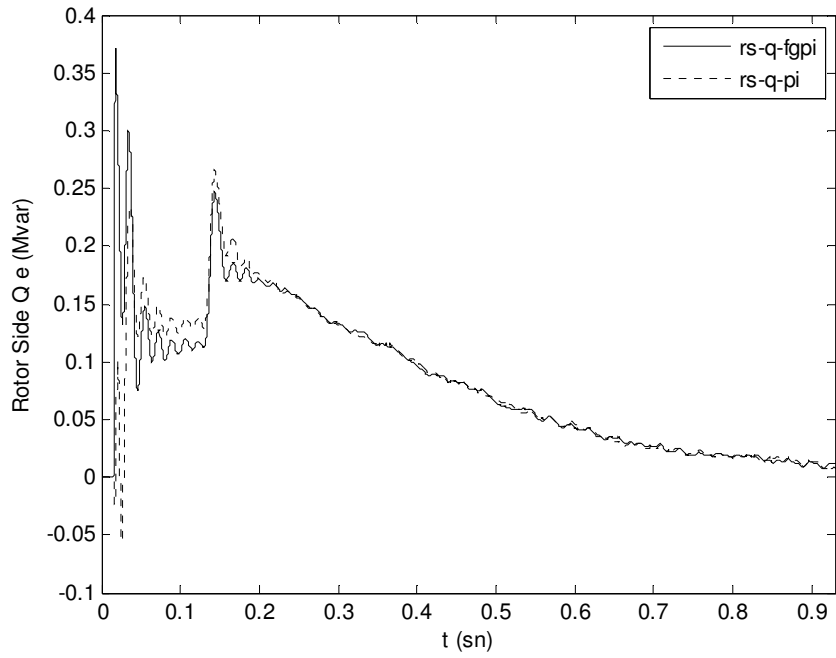


Şekil 4.9. Çıkış DC voltajı hata değişimi





Şekil 4.10. Rotor akımı hata değişimi



Şekil 4.11. Reaktif güç hata değişimi

### 4.3.Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

Çizelge 4.1. Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması

	P		Q		V <sub>dc</sub>	
	PI	FGPI	PI	FGPI	PI	FGPI
<b>Maksimum Aşma Değeri</b>	7.45 MW	5 MW	0.55 Mvar	0 Mvar	2160 Volt	1305 Volt
<b>Oturma Zamanı</b>	0.44 sn	0.44 sn	0.69 sn	0.69 sn	0.094 sn	0.01 sn

Yukarıdaki tabloda yer alan P(Aktif Güç) çıkışı için istenen değer 5 MW, Q(Reaktif Güç) çıkışı için istenen değer 0 Mvar ve V<sub>dc</sub> çıkışı için istenen değer 1200 Volt'tur.

Kullanılan kontrolörlerin parametreleri en iyi sonuçları alabilmek amacıyla optimize edilmiştir.

Yukarıdaki çizelgede görülen değerler, set değerinin %5'lik bandı için elde edilmiş değerlerdir. %5'lik bandın seçilmesinin nedeni, özellikle PI kontrolörün karşılaştırılabilmesine imkan sağlamaktır.

Sistemde incelen P ve Q çıkışları için her iki kontrolörlerle yapılan denemeler de aynı zamanlarda istenen değere oturmaktadırlar. Ancak aşma değerlerine bakıldığında PI kontrolörlerle yapılan denemede P çıkışı ölçümünün maksimum değeri 7.45 MW (istenen değerden yaklaşık olarak %49 daha fazla) olurken FGPI kontrolörlerle yapılan denemede P çıkışı ölçümü tam olarak istenen değere ulaşmakta ve aşma olmamaktadır (%0 aşma değeri). Benzer şekilde PI kontrolörlerle yapılan denemede Q çıkışı ölçümünün maksimum değeri 0.55 Mvar değerine ulaşırken FGPI kontrolörlerle yapılan denemede Q çıkışı ölçümü tam olarak istenen değere ulaşmakta ve aşma olmamaktadır. Sonuçlar V<sub>dc</sub> çıkışı için incelendiğinde ise FGPI kontrolörün üstünlüğü iyice belirginleşmektedir. PI kontrolörlerle yapılan denemede V<sub>dc</sub> çıkışı ölçümünün maksimum değeri 2160 Volt (istenen değerden

yaklaşık olarak %80 daha fazla) olurken FGPI kontrolörlerle yapılan denemede  $V_{dc}$  çıkışı ölçümünün maksimum değeri 1305 Volt olmaktadır(%9 aşma değeri). Bununla birlikte; PI kontrolörlerle yapılan denemede  $V_{dc}$  çıkışı ölçümü 0.094 saniyede istenen değere ulaşırken FGPI kontrolörlerle yapılan denemede  $V_{dc}$  çıkışı ölçümü 0.01 saniye gibi çok daha kısa bir sürede (yaklaşık olarak diğer sürenin %10'u) istenen değere ulaşmaktadır. Tüm bu bilgilerin ışığıyla bulanık mantık-PI(FGPI) kontrolörün PI kontrolöre nazaran daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir.

#### 4.4.Sonuç

Sistem kontrol işlemlerinde kontrolörün gerçeğe yakın olması ve sistemdeki değişimlere uyum gösterebilmesi önemlidir.

Bu çalışmada savunulan bulanık PI kontrolör, sistemin durumuna göre kendi parametrelerini de değiştirerek sisteme uyum sağlamak ve sistemin istenen hızını korumaktadır. Yani çizelgeden ve simülasyon sonuçlarından görüldüğü üzere, bulanık mantık-PI kontrolör tüm şartlar altında klasik PI kontrolöre göre daha etkili cevaplar vermektedir. Yani, bulanık mantık-PI kontrolör daha iyi bir kontrol sağlamaktadır.

Bu çalışmanın dışında, ileriki zamanlarda aynı sistem için yapay sinir ağları kontrol yöntemi(ANN) veya bulanık mantık-yapay sinir ağları kontrol yöntemi(Neuro Fuzzy) kullanılarak daha gelişmiş bir kontrolör tasarlamak mümkündür.

Sonuç olarak, günümüzde öneminin tartışılmayacağı yenilenebilir enerji kaynaklarının enerjiye çevrilmesinde büyük bir paya sahip olan rüzgar santrallerinin daha hızlı ve verimli elektrik üretebilmeleri için bulanık mantığa dayalı kontrol yöntemleri gibi, modern kontrol yöntemleri kullanılmalıdır.

## KAYNAKLAR

1. Oğuz Çolak, Değişken Rüzgar Hızlarına Uygun Bir Türbin Modeli Geliştirilmesi, Süleyman Demirel Ün. F. B. E. Makine Mühendisliği A. B. D. Yüksek Lisans Tezi, Isparta, 2000.
2. Okan Sarıkayalar, Rüzgar Enerjisi ve Rüzgar Enerjisinin Türkiye'deki Potansiyeli, Yıldız Teknik Ün. F. B. E. Elektrik Mühendisliği A. B. D. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 1998.
3. Hasan Tiryaki, Bulanık Mantık Kontrolörler ile PID Kontrolörün Bir Elektriksel Termik Santralde Karşılaştırılması, Kırıkkale Ün. F. B. E. Elektrik-Elektronik A. B. D. Yüksek Lisans Tezi, Kırıkkale, 2005.
4. O. Yürekli, 3 kVA'lık Bir Rüzgar Dönüşüm Sisteminde Jeneratör Karakteristiklerinin Belirlenmesi ve Yörenin Rüzgar Enerjisinin Kullanılabilirliği, Ç. Ün. F. B. E. Elektrik Mühendisliği A. B. D. Yüksek Lisans Tezi, Konya, 1991.
5. P. Gipe, Wind Energy Comes Of Age, John Wiley & Sons, ISBN-0-471-1324-X, New York, U. S. A., 1995.
6. O. Le Gourieres, Wind Power Plants Theory And Desing, Pergemon Press, ISBN-0-08-029966-0, New York U. S. A., 1992.
7. M. Sayındı, Rüzgar Enerjisi ve Rüzgar Türbini Tasarımı, Yıldız Teknik Ün. F. B. E. Makine Mühendisliği A. B. D. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 1994.
8. M. K. Sarioğlu, Elektrik Makinalarının Temelleri: Asenkron Makinalar, İstanbul, 1983.

9. Ümit Kemalettin Terzi, Mini Hidroelektrik Sistemler İçin Gerilim Ve Frekans Kontrollü Asenkron Generatör Tasarımı, Marmara Ün. F. B. E. Elektrik Eğitimi A. B. D. Doktora Tezi, İstanbul, 2000.
10. W. Schuisky, İlhami Çetin, Elektrik Motorları I. Kısım, İstanbul, 1987.
11. B. Bose, Power Electronics and AC Drives, Second Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1986.
12. Ali Çaşkurlu, ÜçFazlı Asenkron Makinanın Bulanık Mantık Kullanarak Kontrolü, Karadeniz Teknik Ün. F. B. E. Elektrik- Elektronik Mühendisliği A. B. D. Yüksek Lisans Tezi, Trabzon, 1996.
13. P. Vas, Vector Control of AC Machines, Second Edition, Oxford University Pres, New York, 1990.
14. E. Akın, Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi İçin Bir Yöntem, Fırat Ün. F. B. E. Elektrik Mühendisliği A. B. D. Doktora Tezi, 1994.
15. B. Bose, H. A. Sutherland, A High Performance Pulsewidth Modulator for an Inverter Fed Drive System Using a Microcomputer, IEEE Transactions on Industry Application, 19, 2, March/April 1983, 235-243.
16. I. Kaya, Vektör Kontrollü Asenkron Motor sürücü Düzeneklerinin analizi ve Optimizasyonu, Karadeniz Teknik Ün. F. B. E. Elektrik-Elektronik Mühendisliği A. B. D. Yüksek Lisans Tezi, Trabzon, 1990.
17. m. Depenbrock, Direct Self Control (DSC) of Onverter Fed Induction Machine, IEEE Transactions on Power Electronics, 3, 4, October 1988, 420-429.

18. L. Xu, W. Chang, Torque and Reactive Power Control of a Doubly Fed Induction Machine by Position Sensorless Scheme, IEEE Transactions on Industry Applications,31,3, May/June 1995,636-642.
19. W. L. Erdman, R. G. Holf, Induction Machine Field Orientation Along Airgap and Stator Flux, IEEE Transactions on Energy Conversion, 5,1, March 1990, 115-121.
20. F. Blaschke, The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control System for Rotating-Field Machines, Siemens Review, 34,5 May 1972,217,200.
21. E. Mustafa Yeğın, Termik Santralin Modelinin Oluşturulması ve Bu Model Üzerinde Klasik PID ve Fuzzy Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması, Kocaeli Üniv. F. B. E. Doktora Tezi, Kocaeli, 1999.
22. İbrahim Yüksel, Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim sistemleri, Bursa,1997.
23. Heinz Unbeauen, Regelungstechnik 2, Germany, 1983.
24. Hıdır Peker, Fuzzy(Bulanık) Lojik Uygulamaları, Osmangazi Üniv. F. B. E. Elek.-Elekt. A. B. D. Yüksek Lisans Tezi, Eskişehir, 1995.
25. N. Allahverdi, Bulanık Mantık ve Sistemler, Ders Notları, Selçuk Üniv. Konya,2001.
26. Eyüp Özbay, Bulanık Mantık ile Motor Kontrolünün İncelenmesi, Yıldız Teknik Üniv. F. B. E. Elektrik Mühendisliği A. B. D. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 1995.

27. P. C. Krause, Analysis of Electric Machinery, Second Edition, McGraw Hill Book Co., Singapore, 1987.
28. A. Kuska, D. Galler, Control Means for Minimization of Losses in AC and DC Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications,19,6, July/August 1983.
29. K.L. Tang, R. J. Mullholland, Comparing Fuzzy Logic with Classical Controller Designs, IEEE Transactions on System, Man and Cybernetics, 17,1, November/December 1987.
30. İbrahim Yüksel, Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri, Bursa, 1997.