

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

**ASENKRON MOTORLARDA KAYAN KİP YÖNTEMİ
İLE HIZ KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH. ERSAGUN KÜRŞAT YAYLACI

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH.

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. İrfan YAZICI

Haziran 2011

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORLARIN KAYAN KİP YÖNTEMİ
İLE HIZ KONTROLÜ**


YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Elektronik Müh. Ersagun Kürşat YAYLACI

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜH.

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRİK MÜH.


Bu tez 21/06/2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.


Doç. Dr. Ali Fuat BOZ

Jüri Başkanı


Yrd.Doç. Dr. İrfan YAZICI

Üye


Yrd. Doç. Dr. Yılmaz
UYAROĞLU

Üye

TEŞEKKÜR

Bana tez çalışma konumu öneren ve tez çalışması sırasında elinden geleni esirgemeyen, bilgi birikimi ve deneyimi ile bana yol gösteren saygı değer tez hocam Yrd. Doç. Dr. İrfan YAZICI' ya teŐekkürlerimi sunarım.

Öğrenim hayatım boyunca maddi ve manevi hiçbir yardımı esirgemeyen ve desteklerini sürekli hissettiğim aileme Őukranlarımı sunarım.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	v
ŞEKİLLER LİSTESİ	vii
ÖZET.....	ix
SUMMARY.....	x
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ.....	1
1.1. Problemin Belirlenmesi.....	1
1.2. Literatür özeti.....	4
1.3. Tezin Kısımları.....	5
1.4. Kullanılacak Yöntem ve Materyaller.....	6
BÖLÜM 2.	
ASENKRON MOTORLAR.....	7
2.1. Asenkron motorun tanıtılması.....	7
2.2. Asenkron motor çeşitleri.....	8
2.3. Asenkron motorlarının çalışma prensibi.....	9
2.3.1. İndüksiyon prensiplerinin hatırlatılması.....	9
2.3.2. Manyetik döner alanın oluşması.....	9
2.4. Asenkron Motorların Kayıpları ve Verimi.....	12
2.5. Moment Karakteristiği.....	15
2.6. Asenkron motorun Devir Sayısının Ayarlanması.....	17
2.6.1. Gerilimin değiştirilmesi yoluyla devir sayısı ayarı.....	17
2.6.2. Rotor devresi direncinin değiştirilmesi ile devir sayısı ayarı.....	18

2.6.3. Kutup Sayısının Değiştirilmesi Yoluyla Devir Sayısı Ayarlanması.....	19
2.6.4. Frekansın değiştirilmesi ile devir sayısı ayarı.....	19
2.7. Yük Karakteristikleri.....	21
2.7.1. Sabit moment ve değişken hızlı yükler.....	21
2.7.2. Değişken moment ve değişken hızlı yükler.....	22
2.7.3. Sabit güçlü yükler.....	22
2.7.4. Sabit güç ve sabit momentli yükler.....	22
2.7.5. Yüksek başlama ya da kesme momenti ve sonrasında sabit momenti.....	23
BÖLÜM 3.	
ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ VE KONTROL YÖNTEMLERİ.....	
	24
3.1. Kontrol İşlevinde Kullanılacak Asenkron Motor Denklemlerinin Elde Edilmesi.....	24
3.2. α - β Eksen Takımında Dönüşüm.....	27
3.3. d-q Eksen Takımında Dönüşüm(Park Dönüşümü)	29
3.4. Vektör Kontrol Yöntemi.....	33
3.4.1.Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi.....	34
3.4.2. Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi.....	36
3.5. Kayma Kipli Kontrol	39
3.6. Kayma Yüzeyi Tasarımı.....	42
BÖLÜM 4.	
SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	
	54
KAYNAKLAR.....	
	61
ZGEÇMİş.....	
	64

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

V_f	: Uyarma devresi sargı gerilimi
R_f	: Uyarma devresi sargı direnci
I_f	: Uyarma devresi akımı
L_f	: Uyarma devresi endüktansı
V_a	: Endüvi devresi gerilimi
R_a	: Endüvi devresi sargı direnci
L_a	: Endüvi devresi endüktansı
I_a	: Endüvi devresi akımı
e_b	: Ters emk
\emptyset	: Makinenin uyarma akısı
k_b'	: Emk sabiti
M_e	: Makinenin moment ifadesi
n_s	: Stator manyetik kutupların dönme hızı
f_s	: Stator manyetik kutupların frekansı
p	: Çift kutup sayısı
F_{em}	: Elektromanyetik kuvvet
d_r	: Rotor çapı
n_r	: Rotor dönme hızı
R_s	: Stator sargı direnci
X_s	: Stator sargı reaktansı
X_r'	: Stator tarafına indirgenmiş rotor sargı reaktansı
R_r'	: Stator tarafına indirgenmiş rotor sargı direnci
c_1	: Eşdeğer devre katsayısı
P_{e1}	: Stator sargılarındaki elektriksel güç kaybı
P_{e2}	: Rotor sargılarındaki elektriksel güç kaybı
m_s	: Stator faz sayısı

w_s	: Stator açısal hızı
w_r	: Rotor açısal hızı
V_{sa}	: Stator akımı a fazı bileşeni
V_{ra}	: Rotor akımı a fazı bileşeni
Φ_s^{abc}	: Stator akısı a-b-c faz bileşenlerini içeren vektörü
L_s^{abc}	: Stator a-b-c faz bileşenlerini içeren sargı endüktansı
V_α	: α - β eksen dönüşümü ile elde edilen gerilim α bileşeni
V_β	: α - β eksen dönüşümü ile elde edilen gerilim β bileşeni
$[\Gamma]_{dq}$: d-q dönüşüm matrisi
Φ_{sd}	: Stator akısı d bileşeni
Φ_{rq}	: Rotor akısı q bileşeni
M_e	: Motor tarafından üretilen elektriksel moment
σ	: Kaçak faktörü
B	: Sürtünme katsayısı
J	: Atalet momenti
R_E	: Eşdeğer direnç
Φ_{rd}^{ref}	: Rotor akısı d bileşeni referans değeri
K_P, K_I	: PI integratör katsayıları
w_r	: Rotor açısal hızı
T_r	: Rotor devresi zaman sabiti
T_e	: Motor tarafından üretilen elektriksel moment
T_L	: Yük momenti
e	: Hata faktörü
u	: Kontrol girişi
$S(t)$: Kayma yüzeyi
β	: Anahtarlama kazancı
k	: Kazanç sabiti
$V(t)$: Lypunov kararlılık fonksiyonu
d	: Sistem belirsizlikleri toplamı
emk	: Elektromotor kuvveti
KKD	: Kayma kipli denetim

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1	Sağ el kuralı ile emk yön tesbiti.....	10
Şekil 2.2	Sol el kuralı ile elektromanyetik kuvvet yön tespiti.....	10
Şekil 2.3	Asenkron motorun düzeltilmiş L eşdeğer devresi.....	11
Şekil 2.4	Asenkron motor kayıp diyagramı.....	14
Şekil 2.5	Asenkron makinenin kayma ile moment karakteristiği.....	16
Şekil 2.6	Gerilimin değiştirilmesi yoluyla devir sayısı ayarı	17
Şekil 2.7	Rotor devresi direncinin değiştirilmesi ile kayma moment karakteristiği.....	18
Şekil 2.8	Asenkron makinenin Vs/fs oranı ile hızının ayarlanması blok diyagramı.....	21
Şekil 2.9	Sabit moment ve değişken hız grafiği.....	21
Şekil 2.10	Değişken moment ve değişken hız grafiği.....	22
Şekil 2.11	Sabit güç ile hız grafiği.....	22
Şekil 2.12	Sabit güç ve sabit moment grafiği.....	23
Şekil 2.13	Yüksek başlama ya da kesme momenti için hız.....	23
Şekil 3.1	3 Fazlı Y bağlı Asenkron Motor Devresi.....	25
Şekil 3.2	Dönüşümleri gösteren blok diyagram.....	28
Şekil 3.3	Eksen takımlarının birbirlerine göre konumları.....	28
Şekil 3.4	Kontrol bloklarına denklemlerin yerleştirilmesi ile elde edilen genel kontrol algoritması.....	38
Şekil 3.5	Kayma kipli kontrolün şekil ile incelenmesi.....	40
Şekil 3.6	Kayan kip yöntemi kullanılarak oluşturulan MATLAB programı.....	47
Şekil 3.7	Kayma kip ve dolaylı vektör kontrolüne ilişkin MATLAB programı.....	48
Şekil 3.8	I_{abc} referans değerleri hesaplama bloğu.....	49

Şekil 3.9	I_q akımına dönüşüm bloğu.....	49
Şekil 3.10	I_d akımının referans değerinin hesaplanması.....	49
Şekil 3.11	Kayma yüzeyi oluşturulması.....	49
Şekil 3.12	Dönüşüm açısının elde edilmesi.....	50
Şekil 3.13	PI kontrolör kullanılarak oluşturulan MATLAB programı.....	51
Şekil 3.14	PI ve dolaylı vektör kontrolüne ilişkin MATLAB programı.....	52
Şekil 3.15	Stator akımı q bileşeninin hesaplanma bloğu.....	53
Şekil 4.1	1. örnek için yük-zaman grafiği.....	54
Şekil 4.2	1.örnek için PI kontrolör hız takip grafiği.....	55
Şekil 4.3	1.örnek için KKD kontrolör hız takip grafiği.....	55
Şekil 4.4	2. örnek için yük-zaman grafiği.....	56
Şekil 4.5	2.örnek için PI kontrolör hız takip grafiği.....	56
Şekil 4.6	2.örnek için KKD kontrolör hız takip grafiği.....	56
Şekil 4.7	3. örnek için yük-zaman grafiği.....	57
Şekil 4.8	3.örnek için PI kontrolör hız takip grafiği.....	57
Şekil 4.9	3.örnek için KKD kontrolör hız takip grafiği.....	58
Şekil 4.10	4. örnek için yük-zaman grafiği.....	58
Şekil 4.11	4.örnek için PI kontrolör hız takip grafiği.....	59
Şekil 4.12	4.örnek için KKD kontrolör hız takip grafiği.....	59
Şekil 4.13	4. örneğin maksimum bozulma yaşanan bölgesi.....	60

ÖZET

Anahtar kelimeler: Kayan Kip Yöntemi, Asenkron motor hız denetimi, Vektör Kontrol Yöntemleri

Asenkron motorlar sağlam yapıları, fiyatlarının ucuzluğu ve bakımlarının kolay oluşu sebebiyle endüstride en çok tercih edilen elektrik motorlarıdır. Asenkron motorlarda yüksek performanslı hız denetimi bir taraftan moment, akılar ve akımların doğrusal olmayan bir fonksiyonundan elde edildiğinden, diğer taraftan çalışma esnasında yük momenti ve motor parametreleri değiştiğinden, karmaşık denetim algoritması gerektirmektedir. Bu algoritmayı basitleştirmek için çeşitli yöntemler ileri sürülmüştür. Yöntemlerden birisi de bu tezde kullanılan vektör kontrol yöntemidir. Böylelikle asenkron motor modeli serbest uyarmalı DC motor denklem takımında olduğu gibi stator akımı ile momentin kontrol edilebilmesi sağlanmış ve hız denetimi doğrusal olarak kontrol edilebilir duruma gelmiştir. Bu aşamadan sonra diğer önemli husus ise hız kontrol algoritmasının nasıl yapılacağıdır. Bu konu ile ilgili birçok çalışma yapılmış ve hız kontrol sistemi performansı geliştirilmeye çalışılmıştır. Çalışmalarda çok çeşitli kontrol algoritmaları kullanılmıştır. Bu tez de ise kayan kip yöntemi ile hız kontrolü yapılmaktadır. Kayan kip yöntemi 1970'lerden sonra uygulanmaya başlayan ve diğer kontrol algoritmalarına nazaran iyi bir performans sağlayan denetim algoritmasıdır. Önerilen yöntem, dolaylı vektör kontrollü bir asenkron motor hız kontrol sistemine uygulanmıştır. Son olarakta önerilen kayma kip yönteminin geçerliliği, benzetim uygulaması ile gerçekleştirilmiştir.

SLIDING MODE SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR

SUMMARY

Key Words: Sliding Mode Control, Speed Control of Induction Motor, Vector Control Methods

Induction motors are the most preferred electric motors due to having rigid structure, ease of maintenance and low cost. High-performance speed control of induction motors requires complicated control algorithms since the torque is obtained from a nonlinear function of fluxes and currents while the load torque and motor parameters vary during operation. There are different methods which asserted for simplify this algorithm. Vector control method, used in this thesis, is one of them. In this way, torque can be controlled with stator current is provided as can be a separated excited DC motor and speed can controlled linearly. Then another important issue is that how will be done speed control algorithm. There are many studies about this topic and trying to improve speed control system. Many kind of control algorithm are used. In this thesis, sliding mode control is used for speed control. Sliding mode control, which was started to apply after 1970, is a control algorithm which is provide better performance than the other control algorithm. The proposed method is applied to an indirect vector controlled induction motor speed control system. Finally, the validity of proposed scheme is demonstrated by computer simulations.

1. GİRİŞ

Asenkron motorlar günümüzde endüstriyel alanlarda en çok kullanılan elektrik makineleridir. Bunun başlıca sebeplerini şu şekilde sıralayabiliriz:

- Yapı itibari ile basit makinelerdir.
- Fırça-komütatör yapısı olmaması sebebiyle az bakım gerektirirler. Çalışma anında ark, kıvılcım üretmezler. Dolayısıyla patlayıcı ortamlarda ve her türlü kötü ortam koşullarında çalışabilirler.
- Sürekli bakım istemezler.
- Yük altında devir sayıları çok değişmez (Bu nedenle sabit devirli motorlar sınıfına girerler).
- Güç elektroniği devreleri yardımıyla hız kontrolü mümkündür.

Bütün bunlar dikkate alındığında neden asenkron motor sorusunun cevabı bulunmuş olur. Güç elektroniği, mikroişlemci ve sayısal işaret işleyiciler alanındaki gelişmelerle, kullanımı cazip olan asenkron motorların hız denetimleri önem kazanmıştır. Tezin konusunu oluşturan kayan kip yöntemi ile hız kontrolü ise son dönemlerde üzerinde yapılan birçok çalışma ile adından sürekli bahsettirmektedir. Bu yöntem ile hız kontrolü, diğer kontrol yöntemlerine nazaran oldukça iyi performans sağlamaktadır. Kayan kip yönteminin en önemli özellikleri; parametre değişimlerine olan duyarsızlık, hızlı dinamik cevap üretmeleri ve model belirsizliklerine karşı gürbüzlük gibi özellikleridir [1-3].

1.1. Problemin Belirlenmesi

Asenkron motorlar doğrusal olmayan yapıları sebebiyle oldukça karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmalarına sahiptirler. Bu zorluğun üstesinden gelmek amacıyla çeşitli yöntemler önerilmiştir. Bu yöntemlerden, bu çalışmada kullanılacak olan vektör

kontrol yöntemi oldukça önemli bir yere sahiptir. Basitçe ifade etmek gerekirse; vektör kontrol yöntemi sayesinde stator akımı, momentini (I_{sq}) ve akıyı (I_{sd}) kontrol eden iki ayrı akım bileşenine ayrıştırılır. Bu aşamadan sonra asenkron motor, serbest uyarımalı doğru akım motorlarına benzer bir hale gelir. Daha iyi anlaşılması açısından doğru akım motor denklem takımına kısaca bir göz atalım. Serbest uyarımalı doğru akım makinesinin endüvi reaksiyonu, histerezis ve doyma etkilerinin ihmal edildiği durumdaki matematiksel modeli aşağıdaki gibi yazılabilir [4]:

$$V_f = R_f \cdot i_f + L_f \cdot \frac{di_f}{dt} \quad (1.1a)$$

$$V_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} + e_b \quad (1.1b)$$

'f' alt indisi; alan devresini, 'a' alt indisi rotor devresini ve e_b ters emk'yı temsil etmektedir. Makinenin uyarıma akısının, uyarıma akımı ile şu şekilde doğrusal olarak değiştiği varsayımı ile:

$$\Phi = L_f \cdot i_f \quad (1.1c)$$

Makinenin ters elektro motor kuvveti (e_b), e_b , emk sabiti k'_b olmak üzere, alan akısı Φ ve makinenin açısal hızı w cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$e_b = k'_b \cdot \Phi \cdot w \quad (1.1d)$$

Makinenin moment ifadesi ise aşağıdaki gibidir:

$$M_e = k'_m \cdot \Phi \cdot i_a = k'_m \cdot L_f \cdot i_f \cdot i_a = k_m \cdot i_f \cdot i_a \quad (1.1e)$$

Böylece yukarıdaki varsayımlar altında uyarıma akısı sabit tutularak moment, endüvi akısıyla doğrusal olarak değiştirilebilir (1.1e). Momentin akıdan bağımsız olarak I_a akımı ile doğrudan kontrolü, yük değişimlerinde hızlı cevap vermesini sağlar.

Endüvi reaksiyonu ihmal edildiği takdirde bu iki akımın değişimi birbirini etkilemeyecektir.

(1.1e) denkleminin sadeliği ve basitliği sayesinde, doğru akım makinelerinde kolaylıkla hız denetimi sağlanabilir. Doğru akım motoru ile asenkron motoru karşılaştırdığımızda; asenkron motorun kontrolü, çok daha fazla karmaşıktır. Bunun nedenleri:

1-) Asenkron motorlarda akıyı ve momenti kontrol edecek iki ayrı akım bileşeni mevcut değildir.

2-) Asenkron motorlar alternatif gerilim ile beslenmesi nedeniyle, stator akımı; genlik, faz ve frekans bilgilerini içerir. Dolayısıyla skaler bir büyüklük değil, vektörel bir büyüklüktür.

Bu şartlar altında asenkron motorlar için hız denetimi yapmak oldukça zordur. Ama herhangi bir şekilde asenkron makine modeli doğru akım motor modeline benzetilirse, yapılacak olan işin güçlüğü aşılmış olacaktır. Bu benzetim için çeşitli yöntemler olmakla birlikte, bu tezde vektör kontrol yöntemi kullanılmıştır. Sonraki bölümlerde bu işin nasıl yapılacağı açıklanacaktır.

Bu problemin halledilmesinden sonra diğer bir problem nasıl bir kontrol algoritmasının yapılması gerektiğidir. Literatürde bu konu ile ilgili birçok çalışma mevcut olup, hepsinin birbirlerine kıyasla üstünlükleri veya eksiklikleri mevcuttur. Bizim kullanacak olduğumuz kayma kip yönteminin diğerlerine göre üstünlükleri [5]:

- Doğrusal olmayan sistemlere uygulanabilirler.
- Parametre belirsizliklerine ve bozucu girişlere karşı daha iyi performans sağlamaktadır.
- Hızlı dinamik cevap verirler. Yani referans değerinin değişimine karşı, kayma kipli denetim daha hızlı cevap vermektedir.

Diğer taraftan denetleyici girişi hata ve hatanın türevini kullandığından gürültüye karşı hassastır [6]. Sistem yörüngelerinde çığırta neden olurlar. Sistem

yörüngelerinde meydana gelen bu çıtırtının genliğinin azlığı, kontrolörün iyi bir kontrolör olup olmadığı hakkında bize bilgi vermektedir. İstenmeyen bu çıtırtı etkisinin azaltılması için çeşitli yöntemler denenmiştir [7].

Literatürde bu ve benzeri sorunları çözmek amacıyla birçok çalışma mevcuttur.

1.2. Literatür Özeti

Kayma kip kontrolü; değişken yapıli kontrolün bir şeklidir. Bu kontrol doğrusal olmayan bir kontrol metodu olup, yüksek frekanslı anahtarlama ile doğrusal olmayan bir sistemin dinamiklerini değiştirir. Bu kontrol metodunun asenkron motora uygulanması düşüncesi 1970'lere dayanmaktadır [8]. O zamandan günümüze dek birçok çalışma yapılmıştır. Bu yöntemde çıtırtı ve kalıcı durum hatası gibi eksiklikler mevcuttur. Nitekim bunun üzerinde birçok çalışma yapılmaktadır. Şüphesiz ki, asenkron motor hız kontrolü için yapılan tek çalışma kayma kipli denetim değildir. Örneğin, yapay sinir ağları, PI, PID, bulanık mantık, adaptif denetim, vektör kontrol yöntemleri vb. şekilde birçok çalışma yapılmaktadır.

Bunların yanı sıra kayma kipli denetim algoritması; bulanık mantık, adaptif denetim, yapay sinir ağları gibi teknikler ile hibrit olarak kullanılmış olup literatürde birçok örneği mevcuttur [9-13]. Fakat bu yapılar, kayma kipli denetimin bir avantajı olan basit denetim algoritmasını oldukça karmaşık bir hale getirmektedir. İşlem sayısının aşırı artması ile basit olan denetim algoritması bozulmaktadır.

Tüm bu literatür çalışmalarına bakıldığında; performansları, denetim algoritmalarının karmaşıklığı gibi farklılıklar görmek mevcuttur. Örneğin performansı yüksek olanlar karmaşık denetim algoritmalarına sahiptir. Basit denetim algoritmalarında ise sistemde belirli noktalarda taviz verildiği için, pratikte birçok eksiklik barındırmaktadır. Burada amaç bu optimum noktayı yakalamak ve hem basit bir yapı hem de performanslı bir denetim algoritması türetmektir. Kayma kip denetiminin özelliklerine bakıldığında motor parametrelerinde olan belirsizliklere, gürültüye ve diğer harici bozucu etkilere karşı gürbüz olduğu görülmektedir [14]. Ayrıca, denetim algoritmasının anahtarlama fonksiyonu içermesi sebebiyle sistem

yörüngelerinde çitirtıya neden olduğu daha önceki kısımlarda söylenmişti. O halde denetim algoritmamız aynı zamanda çitirtıyı minimize edecek şekilde tasarlanmalıdır. Bu konuda da literatürde birçok çalışma mevcuttur [15].

1.3. Tezin Kısımları

Birinci bölümde kısaca genel giriş yapıldıktan sonra, literatürde ne gibi çalışmalar yapıldığından bahsedilmiştir. Ayrıca birinci bölümde neden asenkron motorlarda hız kontrolü konusuna biraz değindikten sonra bu kontrolün gerekliliği hakkında kısaca açıklamalar yapılmıştır. Sonrasında tezi oluşturan kısımlardan bahsedilmiş ve ön bilgi olması açısından kullanılacak yöntem ve materyallerin ne olduğuna yer verilmiştir.

İkinci bölümde, asenkron motorlardan ve genel yapısından bahsedilmiştir. Tezimizin konusunu oluşturan ana etmenin asenkron motor olduğü göz önünde bulundurulursa, asenkron motorun yapısı, çeşitleri, çalışma prensibi, moment karakteristiği, devir sayısının ayarlanması gibi konulardan bahsetmek bir zorunluluk teşkil etmektedir. Bunların yanı sıra bizim için önemli olan asenkron motorlarda hız kontrolünün nasıl yapıldığı konusu da anlatılmaktadır.

Üçüncü bölümde genel olarak kullanılacak yöntem ve materyallerden bahsedilmektedir. Öncelikle kontrol algoritmasında kullanılacak denklem takımının türetilmesi, eksenler arası dönüşüm gibi konular kısaca anlatılmıştır. Sonrasında, tezde kullanılan vektör kontrol yöntemi, çeşitleri, rotor akı oryantasyonu ve bu konunun gerekliliği üzerine açıklamalar mevcuttur. Bu bölümde son olarak kayma kipli denetim algoritmasının anlatımı ve içyapısı bütünüyle incelenmiş olup, çözüm önerileri üzerinde çalışılmıştır.

Son olarak dördüncü bölümde, sonuçlar ve öneriler açıklanmıştır. Bu bölümde yapılmış olan benzetim sonuçlarında, PI kontrol ve kayan kip yöntemi ile elde edilen sonuçların karşılaştırılması yapılmıştır.

1.4. Kullanılacak Yöntem ve Materyaller

Tez konusu asenkron motorlarda hız kontrolü olduğunda, asenkron motorlarla ilgili ön bilgi vermek faydalı olacaktır. Aynı şekilde teze dâhil olan vektör kontrolü hakkında da detaylı bilgi verilmektedir. Bizim kullanmış olduğumuz dolaylı vektör kontrol, daha dikkatli incenmiş olup neden dolaylı vektör kontrolü sorusunun cevabını bulmakta mümkündür. Tez için türetilen denklem takımlarında, eksenler arası dönüşüm konusuna da kısaca değinilmektedir. Ve son olarak kullanacağımız yöntem olan kayma kip yöntemi, kayma yüzeyi tasarımı ve kontrolör anlatılmaktadır. Benzetim sonucu elde edilen sonuçlar gösterilmekte ve geleneksel PI kontrolörlerde elde edilen sonuçlar ile kayma kipli denetim ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılmaktadır.

2. ASENKRON MOTORLAR

2.1. Asenkron Motorun Tanıtılması

Giriş bölümünde kısaca bahsedildiği gibi asenkron motor sanayide en çok kullanılan motor çeşidi olup, en önemli üstünlükleri; az bakım gerektirmesi, güvenli olması ve ucuz olmasıdır. Bu sebeple asenkron motorda yapılabilecek bir iyileştirme ve geliştirme algoritması ciddi şekilde fayda sağlayacaktır.

Asenkron motor bir alternatif akım motorudur. Asenkron makineler indüksiyon prensibiyle çalışır ve bu sebeple indüksiyon makineleri de denir. Genellikle kullanım amacı bakımından motor olarak kullanılmakta olup, generatör olarak da kullanılabilirler. Stator (sabit kısım) ve rotor (dönen kısım) olarak iki kısımdan oluşur. Asenkron kelime anlamı bakımından eş zamanlı olmayan demek olup, stator manyetik alanı ile rotorun eş zamanlı hareket etmemesinden ileri gelir. Rotor, dönen stator manyetik alanını kayma dediğimiz bir fark ile geriden takip eder. Yani motor olarak çalışmada rotor hızı senkron (eş zamanlı) hızdan küçüktür. Çalışması bakımından doğru akım motorları ile arasında olan fark da bundan kaynaklanmaktadır.

Asenkron motorun rotoru; sincap kafesli rotor (kısa devre rotor) ve bilezikli rotor (sargılı rotor) olarak iki çeşittir. Bu motorlarda stator yapısı aynı olmakla birlikte, farklılık sadece rotor yapısıdır. Sincap kafesli rotor yapısında; rotor oluklarına alüminyum dökülerek, oluklar birbiriyle kısa devre edilir. Bu sebeple kısa devre rotorlu diye de adlandırılır. Rotoru bilezikli asenkron motorda ise; rotor stator içerisine yerleştirilmiştir. Rotor mili üzerinde rotor sac paketi ve döner bilezikler bulunur. Rotor sac paketi üzerine açılmış oluklara rotor sargıları döşenmiştir. Hemen hemen bütün rotorlarda üç faz sargısı bulunmaktadır. Bu sargılar genellikle yıldız; ender olarak üçgen bağlanırlar. Sargı uçları rotor üzerinde bulunan döner bileziklere

bağlanır. Döner bileziklerle, akım devresi arasındaki bağlantı fırçalar yardımıyla sağlanır. Birçok alanda en çok kullanılan tip kafesli tiptir. Bunun nedeni en dayanıklı, işletme güvenliği en yüksek, bakım gereksinimi en az olmasından kaynaklanır. Buna rağmen bazı alanlarda bilezikli asenkron motorlarda kullanılır. Bilezikli modelin üstünlüğü ise; ek dirençler yardımıyla kalkış akımının azaltılabilmesi ve frenleme momentinin artırılabilmesidir. Yüksek kalkış momenti ve uzun kalkış süresi gibi özellikleri sebebiyle, bazı uygulamalarda bu tip motorların kullanılması uygun olacaktır.

2.2. Asenkron Motor Çeşitleri

- 1) Yapılarına Göre:
 - a) Kısa devre rotorlu asenkron motorlar
 - b) Sargılı rotorlu asenkron motorlar
- 2) Yapı tipine göre:
 - a) Açık tip asenkron motorlar
 - b) Kapalı tip asenkron motorlar
 - c) Flanşlı tip asenkron motorlar
- 3) Faz sayısına göre:
 - a) Bir fazlı asenkron motorlar
 - b) Üç fazlı asenkron motorlar
- 4) Çalışma şekillerine göre:
 - a) Yatık çalışan asenkron motorlar
 - b) Dik çalışan asenkron motorlar
- 5) Rotorun yapılışına göre:
 - a) Yüksek rezistanslı asenkron motorlar
 - b) Alçak rezistanslı asenkron motorlar
 - c) Yüksek reaktanslı asenkron motorlar
 - d) Rotoru çift sincap kafesli asenkron motorlar

2.3. Asenkron Motorlarının Çalışma Prensibi

2.3.1. İndüksiyon prensiplerinin hatırlatılması

- 1) "Dönen bir manyetik alan içerisinde bulunan iletkenlerde gerilim indüklenir."
- 2) "Dönen bir manyetik alan içerisinde bulunan iletkenlerden bir akım geçirilirse, iletkenler manyetik alan tarafından itilirler."

Bir rotorun dönebilmesi için;

- 1- Rotor iletkenlerinin dönen bir manyetik alan içerisinde bulunması,
- 2- Rotor iletkenlerinden bir akımın geçmesi

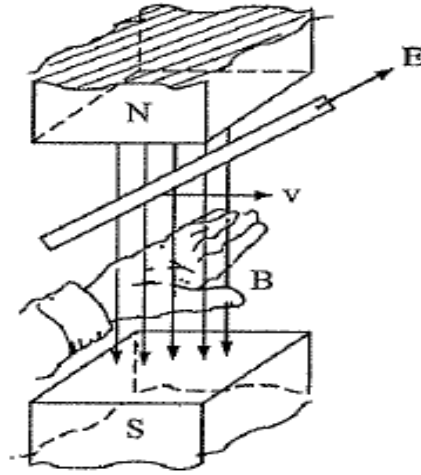
gerekir. Normal olarak asenkron motorlarda stator ile rotor arasında herhangi bir elektriksel bağ yoktur. Rotor dışarıdan bir kaynak tarafından beslenmez. Statorlar daimi mıknatıslı yapılmaz. Asenkron motorlarda daimi mıknatısın görevini, stator sargılarına uygulanan alternatif akımın meydana getirdiği 'döner alan' yapar [16].

2.3.2. Manyetik döner alanın oluşması

Üç fazlı stator sargıları üç fazlı alternatif akım kaynağına bağlandığında, senkron hızla dönen bir manyetik alan oluşur. Bu alanın ve gözle görülmeyen hayali manyetik kutupların dönme hızı (n_s); akımın frekansına (f_s) ve motorun çift kutup sayısına (p) bağlıdır.

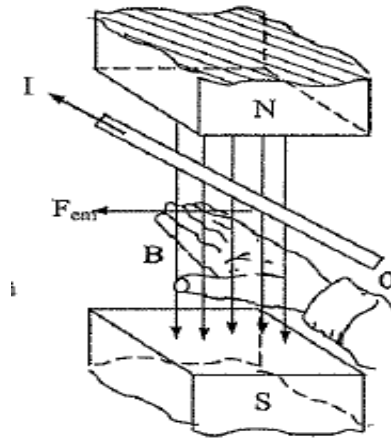
$$n_s = \frac{60f_s}{p} \quad [\text{devir/dakika}]$$

Statorun oluşturduğu döner manyetik alan rotordan geçerek kapanır ve rotor sargılarında emk indükler. Emk' nın yönü Şekil 2.1'de görüldüğü gibi sağ el kuralı ile belirlenebilir.



Şekil 2.1 Sağ el kuralı ile emk yön tesbiti

Kapalı bir kontur olduğu için emk, rotor sargılarından akım akmasına neden olur. Bu akımla döner manyetik alan arasındaki karşıt ilişkiden rotor sargılarına etki eden elektromanyetik kuvvetler oluşur (F_{em}). Elektromanyetik kuvvetin yönü ise Şekil 2.2’de görüldüğü gibi sol el kuralı ile belirlenebilir.



Şekil 2.2 Sol el kuralı ile elektromanyetik kuvvet yön tespiti

Bu kuvvetlerde rotorda elektromanyetik momentin oluşmasına neden olur.

$$M = \frac{d_r}{2} F_{em}$$

Bu momentin etkisiyle rotor n_r hızıyla statorun manyetik alanı ile aynı yönde döner. Rotorun momentini, mil üzerinden çalıştırılan iş makinesine aktarılır. Rotorun dönme hızı (n_r), statorun oluşturduğu manyetik alanın dönme hızından (n_s) küçüktür (motor

olarak çalışma durumunda). Bu fark kayma (s) olarak adlandırılır ve aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} (\approx 0,02 - 0,08)$$

Kaymanın olması çok önemlidir, çünkü yalnızca bu sayede döner manyetik alan rotor sargılarını keser ve bir emk oluşturur. Bu emk sayesinde ki, rotor sargılarından akım geçer ve elektromanyetik moment oluşur. Kayma 0 ile 1 arasında değişir.

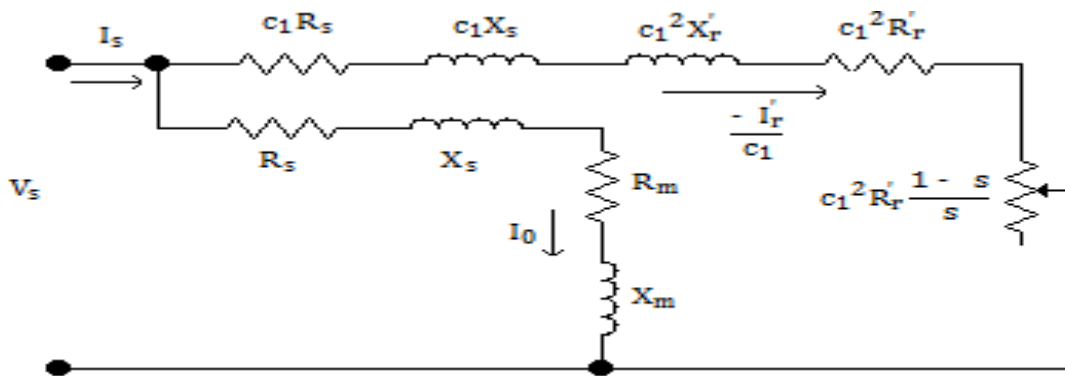
$s \approx 0$ durumu motorun boşa çalışma durumuna,

$s=1$ durumu motorun kısa devre durumuna karşılık gelir.

Motorun mili üzerindeki yük değiştiğinde rotorun dönme hızı küçük bir oranda değişir:

$$n_r = n_s(1 - s) = \left(\frac{60f_s}{p}\right)(1 - s)$$

Asenkron motorların eşdeğer devresi aşağıdaki gibi verilir:



Şekil 2.3 Asenkron motorun düzeltilmiş L eşdeğer devresi

Eşdeğer devredeki $R_r'(1-s)/s$ direnci tek değişkendir ve hareketsiz rotorun uçlarına bağlanmış yükü yansıtmaktadır. Direncin değeri kaymaya, dolayısıyla motorun mili üzerindeki yüke bağlıdır [17].

Böyle bir devrede hesaplamaları yüksek doğrulukla yapmak için bir c_1 katsayısı kullanılmalıdır. Pratik hesaplamalarda:

$$c_1 \approx 1 + \frac{X_s}{X_m}$$

Gücü 1 kW'ın üzerinde olan asenkron motorlarda $c_1=1,04-1,08$ civarında olabilir.

Ara işlemlerden sonra akım bağıntısı ise şu şekilde verilebilir:

$$I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + \frac{c_1 R_r'}{s})^2 + (X_s + c_1 X_r')^2}}$$

2.4. Asenkron Motorların Kayıpları ve Verimi

Elektrik enerjisinin mekanik enerjiye dönüşümü sırasında enerji kayıpları oluşur.

$$P_2 = P_1 - \sum P_k$$

P_2 milden verilen mekanik gücü, P_1 ; kaynaktan çekilen elektriksel gücü, $\sum P_k$; kayıp güçleri temsil eder. Kayıplar şu şekilde ifade edilebilir:

- Esas Kayıplar
 - a. Manyetik kayıplar
 - b. Elektriksel kayıplar
 - c. Mekanik kayıplar
- İlave kayıplar

a. Manyetik kayıplar: Stator ve rotor çekirdeğinin mıknatıslanması sırasında oluşan histerezis ve girdap kayıplarıdır. Akımın frekansı ile doğru orantılıdır ($P_m \approx I^{\beta}$, $\beta=1,3-1,5$ civarındadır.).

b. Elektriksel kayıplar: Stator ve rotor sargılarının ısınmasına bağlı kayıplardır ve değeri sargılardan geçen akımın karesiyle doğru orantılıdır. Stator sargılarındaki güç kaybı:

$$P_{e1} = m_s I_s^2 R_s$$

m_s ; stator faz sargı sayısını göstermektedir. Rotor sargılarındaki güç kaybı:

$$P_{e2} = m_r I_r^2 R_r = m_s I_r'^2 R_r'$$

R_s ve R_r dirençlerinin değeri ise sıcaklığa bağlıdır:

$$R_s = R_{s0} [1 + \alpha(\theta_g - \theta_1)]$$

Burada R_{s0} , $\theta_1 = 20$ °C olduğunda sargının direnci, θ_g sargıların gerçek sıcaklığıdır. Rotordaki elektriksel kayıplar kaymayla doğru orantılıdır. Bu sebeple tasarım sırasında küçük tutulması gerekir:

$$P_{em} = m_s I_r'^2 \frac{R_r'}{s} = \frac{P_{e2}}{s}, P_{e2} = s P_{em}$$

P_{em} ; statordan hava aralığı ile rotora aktarılan elektromanyetik güçtür.

$$P_{em} = P_1 - (P_{m1} + P_{e1})$$

$$P_1 = m_s V_s I_s \cos \theta_s$$

Elektriksel kayıplar kısa devre deneyi sonucu belirlenebilir ve $(0,025-0,07)P_{nom}$ civarında olabilir.

c. Mekanik kayıplar: Yataklarda sürtünme ve vantilasyonla ilgili olan kayıplardır. Bu kayıplar genellikle motorun soğutulma şekline, rotor devir sayısının karesine ve rotor çapının dördüncü dereceden kuvvetine bağlıdır.

Faz rotorlu asenkron motorlarda bilezikler ve fırçalardan oluşan mekanik kayıplarda mevcuttur. Mekanik kayıplar çift kutup sayısına bağlıdır ve $(0,0025-0,007)P_{nom}$ arasında olabilir.

- İlave kayıplar: Hesaplanması zor olan tüm kayıplardır. Pratikte $0,005P_1$ kabul edilir.

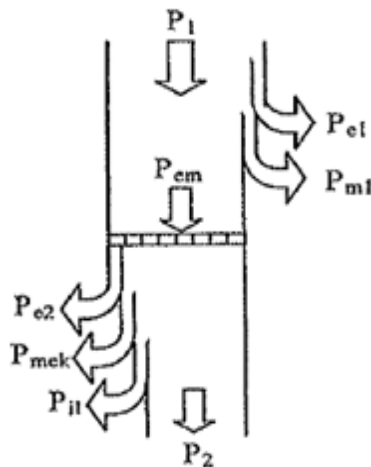
Asenkron motorların tüm kayıpları şu şekilde ifade edilebilir:

$$\sum P_k = P_{m1} + P_{e1} + P_{e2} + P_{mek} + P_{il}$$

Verim: $\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \sum P_k}{P_1}$ değerine eşittir.

Asenkron motorların elektriksel kayıpları motorun milindeki yüke bağlı olarak değişir. Manyetik ve mekanik kayıplar ise yüke bağlı değildir ve sabittir. Buna göre motorun yükü değiştiğinde, asenkron motorun verimi de değişir. Boşta çalışma durumunda $\eta=0$ 'dır. Yük arttığında motorun verimi de artar ve yük ile değişen kayıpların, yük ile değişmeyen kayıplar toplamına eşit olduğu yükte motor verimi en yüksek değerine ulaşır:

$$P_{e1} + P_{e2} = P_{m1} + P_{mek} + P_{il}$$



Şekil 2.4 Asenkron motor kayıp diyagramı

2.5. Moment Karakteristiği

Asenkron motorda moment:

$$M = F_{em} \frac{d_r}{2}$$

Elektromanyetik moment, elektromanyetik güç ile doğru orantılıdır:

$$M = \frac{P_{em}}{w_s}, \quad w_s = \frac{2\pi n_s}{60}$$

Elektromanyetik güç rotor sargılarındaki elektriksel güç kayıpları ile doğru orantılıdır:

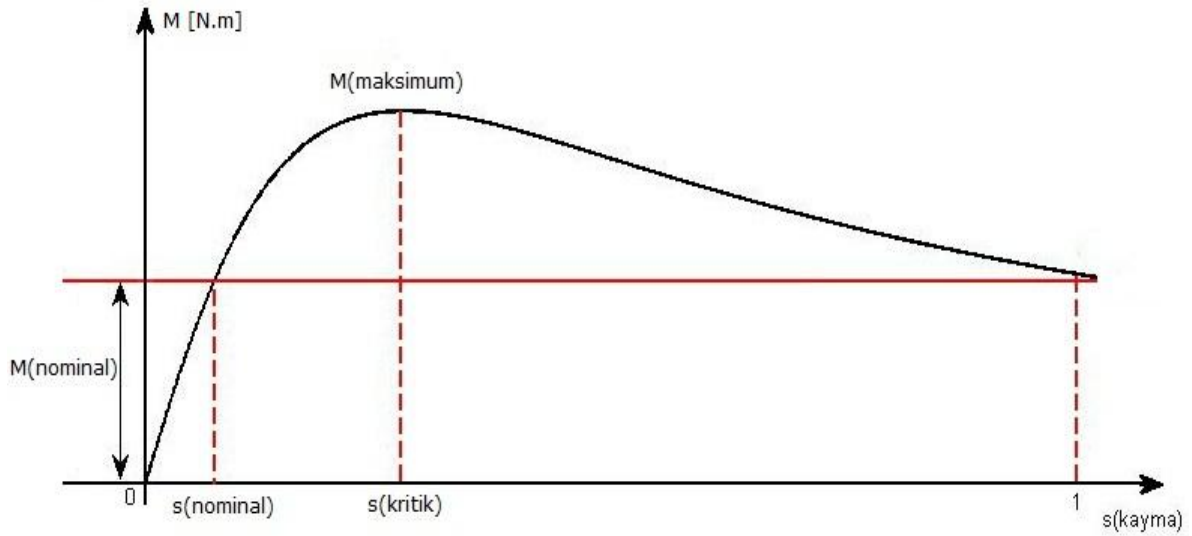
$$P_{em} = m_s I_r'^2 \frac{R_r'}{s} = \frac{P_{e2}}{s}$$

$$M = \frac{P_{e2}}{(w_s s)} = \frac{m_s I_r'^2 R_r'}{(w_s s)}$$

Benzer şekilde, elektromanyetik momentte rotor sargılarındaki güç kayıpları ile doğru orantılıdır. Ara işlemlerden sonra yukarıda verilen denklemlerin birleşiminden moment değeri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$M = \frac{m_s V_s^2 R_r'}{w_s s \left[\left(R_s + \frac{c_1 R_r'}{s} \right)^2 + (X_s + c_1 X_r')^2 \right]}$$

Bu denklemde R_s , X_s , c_1 , R_r' , X_r' parametreleri sabittir ve yükte değişmez. Kaynak gerilimi V_s ile senkron açısal hız da sabit kabul edilebilir. Bu durumda kayma ile moment karakteristiği:



Şekil 2.5 Asenkron makinenin kayma ile moment karakteristiği

Çeşitli iş makineleri için M_{mek} ifadesi;

$$M_{mek} = [M_0 + (M_{nom} - M_0) \left(\frac{1-s}{1-s_0} \right)^\sigma]$$

M_0 ; başlangıç direnim momenti, M_{nom} ; normal çalışma durumunda direnim momenti, s_0 ; nominal kayma, σ ; direnim momentinin değişmesini yansıtan katsayıdır (0-2).

Motorun mili üzerindeki yük arttığında kayma artar, rotor devir sayısı azalır (Yük \uparrow : $s \uparrow$, $n_r \downarrow$). Kritik kaymayı hesaplamak için moment ifadesinin kaymaya göre türevini almak ve sıfıra eşitlemek yeterlidir. Ara işlemlerden sonra:

$$s_{kr} \approx \pm \frac{c_1 R'_r}{(X_s + c_1 X'_r)}$$

Bu ifadeden görüldüğü üzere s_{kr} , uygulanan gerilime ve rotorun açısal hızına değil, yalnızca motorun parametrelerine bağlıdır. Bunların arasında değişebilen tek parametre ise rotor devresinin direncidir.

Bu değer moment ifadesinde yerine konularak M_{mak} ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$M_{mak} = \frac{m_s V_s^2}{2w_s c_1 (X_s + c_1 X'_r)}$$

Bu denklemden görüldüğü üzere en büyük moment, rotor devresinin açılmal hızına değil, yalnızca motorun parametrelerine bağlıdır [18].

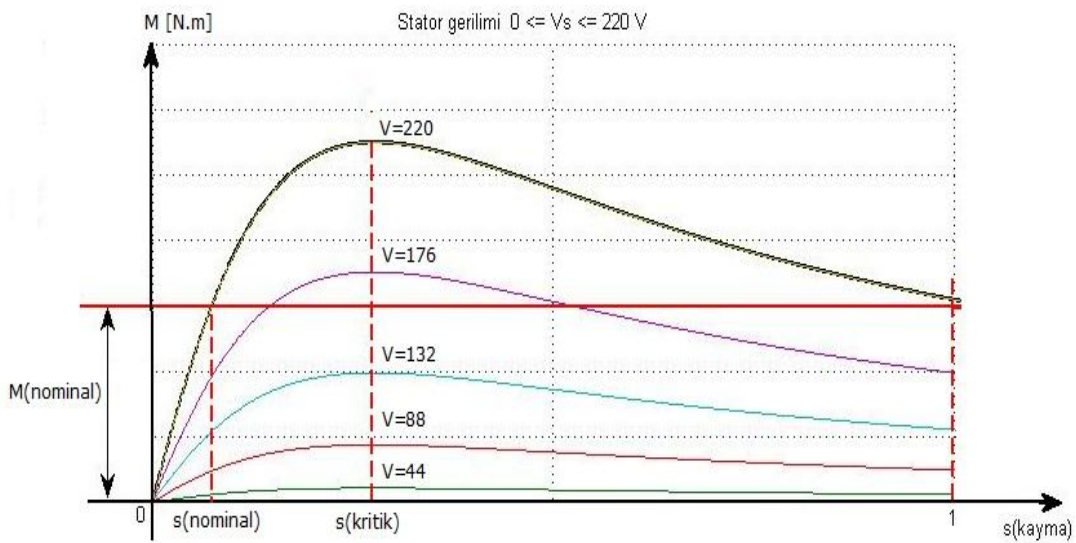
2.6. Asenkron Motorun Devir Sayısının Ayarlanması

Asenkron motorun rotor devir sayısı aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$n_r = n_s(1 - s) = \left(\frac{f_s 60}{p}\right) (1 - s)$$

2.6.1. Gerilimin değiştirilmesi yoluyla devir sayısı ayarı

Gerilimin yükseltilmesi kaymanın azalmasına neden olur fakat nominal değerin üzerine çıkılması motorun ısınmasına ve kayıpların artmasına neden olur. Gerilimin azaltılması ise momentten taviz anlamına gelir. Bu sebeple asenkron motorun statik kararlı çalışabilme limitinin azalmasına neden olur. Gerilim ayarlanması dar bir aralıkta olmak üzere; ototransformatör, ac akım kısıyıcılar ve çeşitli tristörlü sürücüler tarafından yapılabilir. Örnek olarak bir asenkron motor modelinin gerilimin değiştirilmesi ile kayma moment karakteristiği incelenmiş ve Şekil 2.6'da verilmiştir.



Şekil 2.6 Gerilimin değiştirilmesi yoluyla devir sayısı ayarı

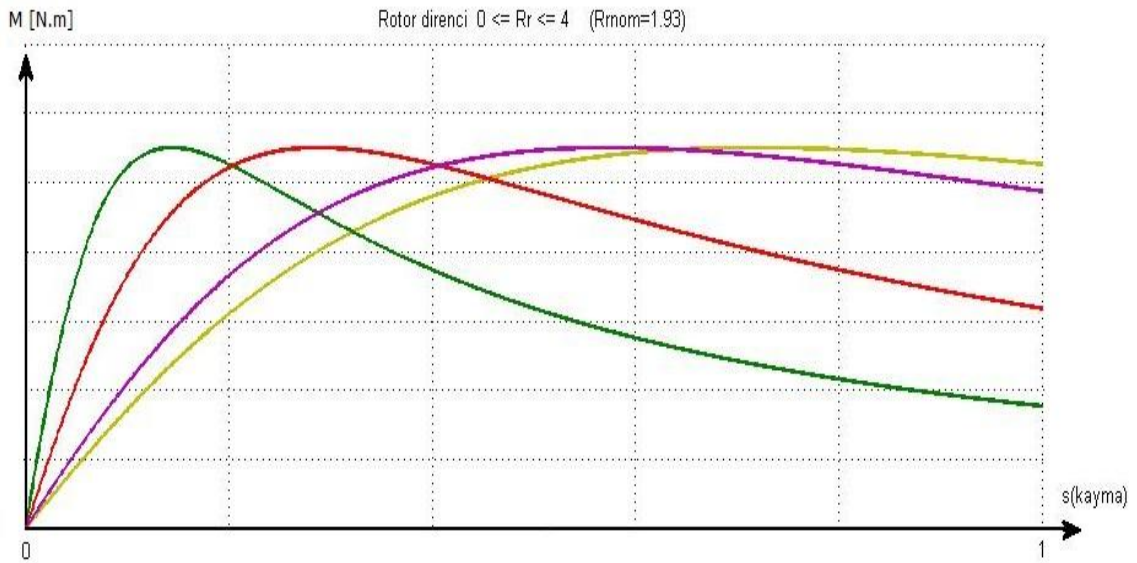
2.6.2. Rotor devresi direncinin değiştirilmesi ile devir sayısı ayarı

Yalnızca faz rotorlu (bilezikli) asenkron motorlarda gerçekleştirilebilir. Yük sabitken direncin artması; kaymanın artmasına, devir sayısının azalmasına neden olur. Elektriksel kayıplar kayma ile doğru orantılıdır ($P_{e2}=P_{em}.s$).

Kaymanın artması, devir sayısının azalması, elektriksel kayıpların artması, verimin azalması demektir.

- $s \uparrow : n_r \downarrow , P_{e2} \uparrow , \eta \downarrow$

Kayıpların artması ve devir sayısının azalması motorun soğutulması koşullarını da zorlaştırabilir. Aşağıda verilen şekilde rotor devresi direnci değiştirilerek kayma-moment karakteristiği incelenmiştir.



şekil 2.7 Rotor devresi direncinin değiştirilmesi ile kayma moment karakteristiği

2.6.3. Kutup sayısının değiştirilmesi yoluyla devir sayısı ayarlanması

İki yolla gerçekleştirilir:

- 1-)Çift kutup sayıları farklı olan iki grup sargının statora önceden yerleştirilmesiyle,
- 2-)Statora yerleştirilmiş tek bir sargının farklı bölümlerinin uygun şekilde bağlanmasıyla

yapılır. Bu yolla devir sayısı ayarı yalnızca kısa devre rotorlu asenkron motorlarda mümkündür. Çünkü rotor sargısı kutup sayısı her zaman stator kutup sayısına eşittir ve yalnızca stator sargısı kutup sayısını değiştirmek yeterlidir. Faz rotorlu asenkron motorda ise rotor sargısı kutup sayısını da değiştirmek gerekir ve bu yüzden rotor üzerinde kutup sayısı değiştirilebilir sargı yerleştirmek gerekir. Zor olduğundan dolayı bu yöntem çok fazla kullanılmaz.

2.6.4. Frekansın değiştirilmesi ile devir sayısı ayarı

Frekansın değişmesi durumunda hem devir sayısı değişir, hem elektromanyetik moment değişir. Bundan dolayı motorun aşırı yüklenme yeteneğini, verimini ve güç faktörünü sabit tutmak amacıyla gerilim ile orantılı olarak değiştirilmelidir.

Frekans azaltıldığında eşdeğer devredeki reaktans azalır, empedans azalır, akım artar, stator mmk'sı artar, manyetik akı değeri artar ve makine manyetik olarak doyuma gider.

$$f_s \downarrow : X_L \downarrow , Z_{eş} \downarrow , I \uparrow , B \uparrow \rightarrow \rightarrow \text{Manyetik doyum}$$

Doymuş makinede mıknatıslanma akımı arttığı için, demirdeki manyetik alan yoğunluğu büyür. Bu durumda mıknatıslanma akımının şekli sinüs formundan uzaklaşır ve yüksek harmonikler içermeye başlar. Yüksek harmonikler şebekeye intikal eder ve bu şebekede istenmeyen bir durumdur. V_s/f_s oranının sabit olması durumunda:

$$\Phi \sim \frac{V_s}{f_s}$$

Değeri sabit kalır. Uygulanan gerilimin ve frekansın nasıl değişeceği motorun milindeki yükün nasıl değiştiğine bağlıdır:

$$\frac{V'_s}{V_s} = \frac{f'_s}{f_s} \sqrt{\frac{M'}{M}}$$

V_s ve M , frekansın değeri f_s ; V'_s ve M' ise frekansın değeri f'_s olduğunda uç gerilimi ve yük momentidir.

Frekans ile devir sayısı ayarında, V/f ayarlaması iki koşula göre gerçekleştirilebilir:

1-) Yük momentinin sabit olması koşulu: Bu durumda stator gerilimini akımın frekansıyla doğru orantılı değiştirmek gerekir.

$$V'_s = V_s \frac{f'_s}{f_s}$$

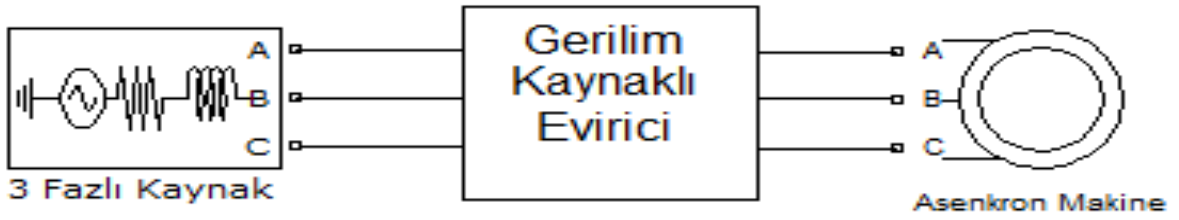
Bu durumda motorun elektromanyetik gücü devir sayısı ile orantılı olarak değişir.

2-) Motorun gücünün sabit olması koşulu: $P_{em} = M \cdot \omega_s = s b t$

Bu durumda stator uçlarına uygulanan gerilimin değeri

$$V'_s = V_s \sqrt{\frac{f'_s}{f_s}}$$

şeklinde ayarlanır. Frekansın değiştirilmesi yoluyla devir sayısının ayarı geniş bir aralıkta (12:1) gerçekleştirilebilir ve günümüzde yaygın olarak kullanılmaktadır. V_s/f_s oranının ayarlanması için asenkron motor ile şebeke arasına seri olarak, gerilim kaynaklı evirici bağlanmaktadır.



Şekil 2.8 Asenkron makinenin V_s/f_s oranı ile hızının ayarlanması blok diyagramı

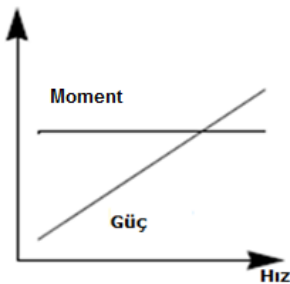
Burada V/f ayarlamasının hangi koşula göre gerçekleşeceği analizini yapabilmek için, yük karakteristikleri hakkında kısaca ön bilgi vermek yerinde olacaktır.

2.7. Yük karakteristikleri

Uygulamada farklı moment-hız eğrileri ile çeşitli yük türleri vardır. Örneğin; sabit moment ve değişken hızlı yükler, değişken moment ve değişken hızlı yükler, sabit güçlü yükler, sabit güç ve sabit momentli yükler, yüksek başlama ya da kesme momenti ve sonrasında sabit moment [19].

2.7.1. Sabit moment ve değişken hızlı yükler

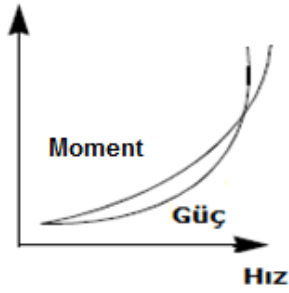
Bu tür yüklerde hızın sabit olup olmamasına bakılmaksızın, moment sabittir. Buna karşın güç hız ile doğru orantılıdır. Konveyörler ve feederler bu karakteristiğe sahiptir.



Şekil 2.9 Sabit moment ve değişken hız grafiği

2.7.2. Değişken moment ve değişken hızlı yükler

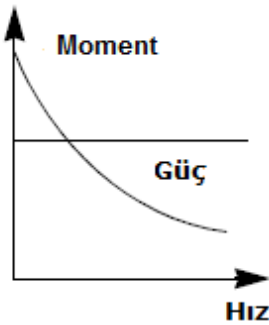
Endüstride en yoğun bulunan yük çeşitidir ve ikinci dereceden moment yükü (quadratic torque load) olarak bilinir. Güç hızın küpü ile, moment ise karesi ile değişiklik gösterir. Fanlar ve pompalar bu karakteristiktelerdir.



Şekil 2.10 Değişken moment ve değişken hız grafiği

2.7.3. Sabit güçlü yükler

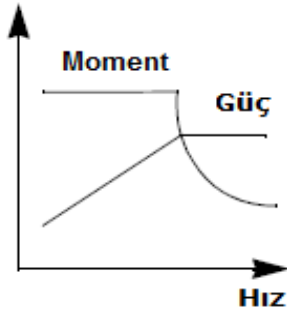
Endüstride nadir olarak bulunur. Moment değişirken yük sabit kalır. Bu durumda moment hız ile ters orantılıdır. Teoride sonsuz moment sıfır hızda, sonsuz hızda sıfır momenttedir. Bu yük çeşidi düşük hızda yüksek momente sahip ve hızın artması ile momentin azaldığı yüklerdir.



Şekil 2.11 Sabit güç ile hız grafiği

2.7.4. Sabit güç ve sabit momentli yükler

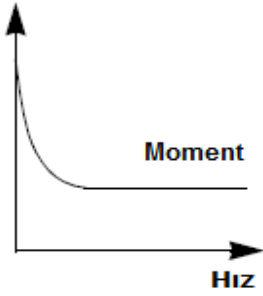
Kağıt sanayisinde yaygındır. Bu yük çeşidi hız arttığında, moment; doğrusal artan güç ile sabit kalır. Moment azalmaya başladığında güç sabit kalır.



Şekil 2.12 Sabit güç ve sabit moment grafiği

2.7.5. Yüksek başlama ya da kesme momenti ve sonrasında sabit moment

Bu yük çeşidi ise düşük frekanslarda çok yüksek moment ile karakterize edilir.



Şekil 2.13 Yüksek başlama ya da kesme momenti için hız

3. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ VE KONTROL YÖNTEMLERİ

3.1. Kontrol İşlevinde Kullanılacak Asenkron Motor Denklemlerinin Elde Edilmesi

Statora uygulanan gerilim ile 3 fazlı stator sargıları dönen bir manyeto motor kuvveti (mmk) oluşturur [20]:

$$F(\theta_a^e, t) = \frac{3}{2} \frac{N}{p} I_m \cos(\theta_a^e - w_s t) \quad [\text{A. devir}] \quad (3.1)$$

θ_a^e ; a ekseninden ölçülen elektriksel açı, $w_e (=2\pi f_s)$ açısal hızı, f_s stator akımının frekansı. Senkron hız (rad/saniye cinsinden), p çift kutup sayısı olarak alındığında:

$$w_{sm} = \frac{w_s}{p} \quad [\text{rad/s}] \quad (3.2)$$

olur. Senkron hız devir/dakika cinsinden:

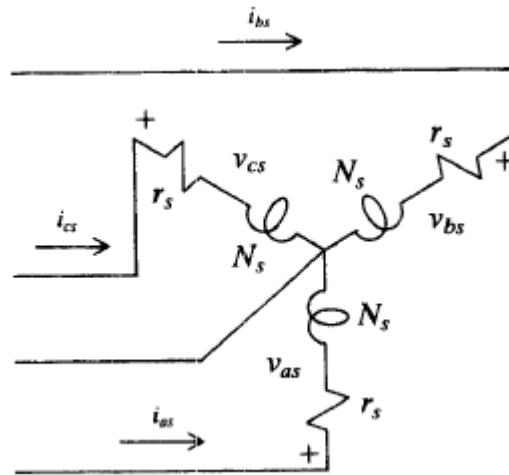
$$n_s = \frac{60 w_{sm}}{2\pi} = \frac{60 f_s}{p} \quad [\text{devir/dakika}] \quad (3.3)$$

Dönen stator manyetik alanı ile rotor hızı arasındaki fark kayma hızıdır:

$$\text{kayma hızı} = w_s - w_r \quad (3.4)$$

$$\text{Kayma: } s = \frac{w_{sm} - w_r}{w_{sm}} = \frac{w_s - w_r}{w_s} \quad (3.5)$$

Kayma hızı $s \cdot w_{sm}$ ya da $s \cdot w_s$ olarak ifade edilebilir. Kayma frekansı ise $s \cdot f_s$ 'dir.



Şekil 3.1 3 Fazlı Y bağlı Asenkron Motor Devresi

Stator gerilim denklemleri,yukarıdaki şekilden görüleceği gibi:

$$\begin{aligned}
 V_{sa} &= i_{sa}R_s + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \quad [V] \\
 V_{sb} &= i_{sb}R_s + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \quad [V] \\
 V_{sc} &= i_{sc}R_s + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \quad [V]
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Rotor gerilim denklemleri:

$$\begin{aligned}
 V_{ra} &= i_{ra}R_r + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \quad [V] \\
 V_{rb} &= i_{rb}R_r + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \quad [V] \\
 V_{rc} &= i_{rc}R_r + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \quad [V]
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

Sincap kafesli rotor için $\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = 0$ olacaktır.

Akı ve akım denklemleri:

$$\begin{bmatrix} \phi_s^{abc} \\ \phi_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s^{abc} & L_{sr}^{abc} \\ L_{rs}^{abc} & L_r^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^{abc} \\ i_r^{abc} \end{bmatrix} \quad [\text{Weber. devir}] \tag{3.8}$$

$$\begin{aligned}
\emptyset_s^{abc} &= [\emptyset_{sa} \emptyset_{sb} \emptyset_{sc}]^T \\
\emptyset_r^{abc} &= [\emptyset_{ra} \emptyset_{rb} \emptyset_{rc}]^T \\
i_s^{abc} &= [i_{sa} i_{sb} i_{sc}]^T \\
i_r^{abc} &= [i_{ra} i_{rb} i_{rc}]^T
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Rotor ve stator endüktans matrisleri:

$$\begin{aligned}
L_s^{abc} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_{ls} + L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_{ls} + L_s \end{bmatrix} \\
L_r^{abc} &= \begin{bmatrix} L_{lr} + L_r & L_m & L_m \\ L_m & L_{lr} + L_r & L_m \\ L_m & L_m & L_{lr} + L_r \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Karşılıklı endüktanslar rotorun açısına bağlıdır:

$$L_{sr}^{abc} = [L_{rs}^{abc}]^T = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} H \tag{3.11}$$

(3.10) ve (3.11) endüktans matrislerinde:

L_{ls} ; her bir faz için stator sargıları bağlantı endüktansları,

L_{lr} ; her bir faz için rotor sargıları bağlantı endüktansları,

L_s ; stator sargıları öz endüktansları,

L_r ; rotor sargıları öz endüktansları,

L_m ; stator-rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans,

L_{sr} ; stator-rotor karşılıklı endüktansın tepe değerini,

göstermektedir. (3.11)'deki endüktans matrisi, görüldüğü gibi zamanla değişen yapıya sahiptir.

3.2. α - β Eksen Takımında Dönüşüm

a-b-c eksen takımından α - β eksen takımına olan dönüşümde; 3 fazlı dönen düzlemden 2 fazlı sabit düzleme geçiş yapılır. Matematiksel olarak bu dönüşüm ile işler kolaylaşacaktır. Makinenin giriş büyüklükleri olan stator faz gerilimleri, statorda birbirinden 120° faz farklı a-b-c eksen takımlarında tanımlıdır. Clarke dönüşümü ile bu eksen takımından 0- α - β eksen takımına doğrudan bir dönüşüm mümkündür [4]:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$V_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc})$ olup dengeli sistemlerde $V_0=0$ ' dir. Motor faz gerilimleri V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} aşağıdaki biçimde uygulanırsa:

$$\begin{aligned} V_{sa} &= V_m \sin \theta_s \\ V_{sb} &= V_m \sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} &= V_m \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.13)$$

burada $\theta_s = \int_0^t \omega_s dt = 2\pi \int_0^t f_s dt$ ' dir. Ara işlemlerden sonra V_α ve V_β gerilim bileşenleri:

$$\begin{aligned} V_\alpha &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_m \sin \theta_s \\ V_\beta &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_m \cos \theta_s \end{aligned} \quad (3.14)$$

elde edilir. Makinenin α - β eksenindeki modeli, durum denklemleri biçiminde düzenlendiğinde:

$$\frac{di_{sa}}{dt} = \frac{1}{L_s\sigma} \left\{ \frac{L_m}{L_r'} \left(\frac{R_r'}{L_r'} \Phi_{ra} + p\omega\Phi_{r\beta} \right) - R_E i_{sa} + V_{sa} \right\} \quad (3.15)$$

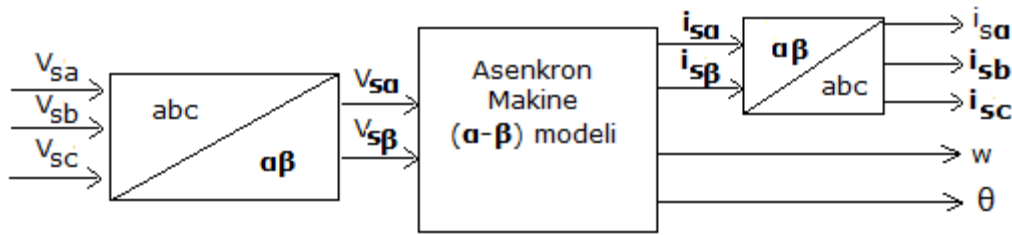
$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L_s\sigma} \left\{ \frac{L_m}{L_r'} \left(\frac{R_r'}{L_r'} \Phi_{r\beta} + p\omega\Phi_{ra} \right) - R_E i_{s\beta} + V_{s\beta} \right\} \quad (3.16)$$

$$\frac{d\Phi_{ra}}{dt} = -\frac{R_r'}{L_r'} \Phi_{ra} - p\omega\Phi_{r\beta} + \frac{R_r' L_m}{L_r'} i_{sa} \quad (3.17)$$

$$\frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r'}{L_r'} \Phi_{r\beta} + p\omega\Phi_{ra} + \frac{R_r' L_m}{L_r'} i_{s\beta} \quad (3.18)$$

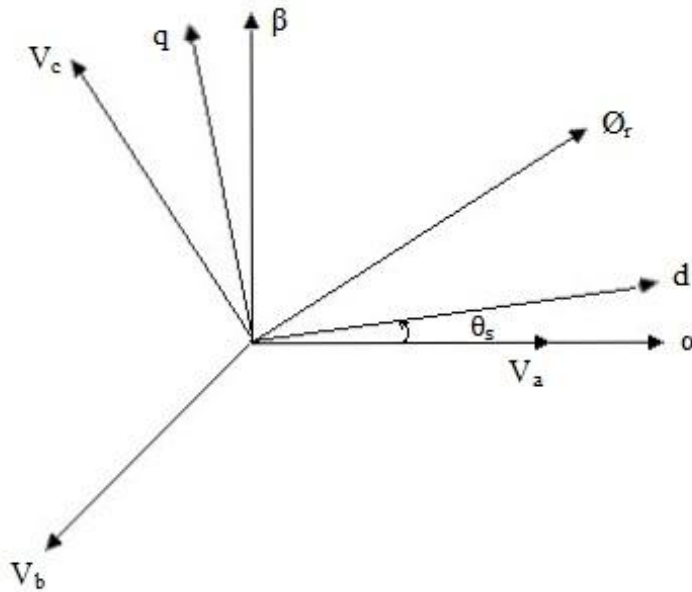
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} \frac{L_m}{L_r'} (\Phi_{ra} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{sa}) - \frac{B}{J} \omega + \frac{1}{J} T_L \quad (3.19)$$

Burada $R_E = R_s + \frac{R_r' L_m^2}{L_r'^2}$: eşdeğer direnç, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: kaçak faktörü olarak tanımlanır. Bu dönüşümleri gösteren blok diyagram şu şekilde verilebilir:



Şekil 3.2 Dönüşümleri gösteren blok diyagram

Dönüşüme ilişkin eksen takımları arasındaki ilişki Şekil 3.3'de gösterilmiştir.



Şekil 3.3 Eksen takımlarının birbirlerine göre konumları

Makinenin kontrolü için geliştirilen algoritmalar α - β , d-q ya da her ikisinin birlikte kullanılması ile yapılabilir. α - β eksen takımındaki değişiklikler (3.14) denklemlerinden açıkça görüleceği gibi sinüsoidaldir. d-q modeli ise statora göre senkron hızla dönen bir eksen takımında elde edildiği için; akım, gerilim ve akı şeklindeki büyüklükler doğru akım büyüklükleri şeklinde olacaktır. Aslında bunun anlamı, zaten kontrol algoritmasına dc motorun kontrol algoritmasına benzetmek istediğimiz asenkron makine modelinin, serbest uyarmalı bir doğru akım makinesi gibi modellenmesine imkan verebileceğidir.

3.3. d-q Eksen Takımında Dönüşüm (Park Dönüşümü)

α - β eksen takımı ile elimizde mevcut bulunan dinamik denklemlerden d-q modeline geçmek mümkündür. Bu dönüşüm sabit α - β düzlemindeki değişkenleri bir nevi rotor düzlemine dönüştürme amaçlı yapılır. Dönüşüm sonrası rotor akısı ve momenti düzlemin bileşenlerine kilitlenir. Dönüşüm matrisi şu şekilde verilebilir:

$$[f]_{dq} = [T]_{dq}[f]_{\alpha\beta} \quad (3.20)$$

$$[T]_{dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Bu dönüşüm matrisinden yararlanarak gerilimler:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R'_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L'_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L'_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 0 & -w_s L_s & 0 & -w_s L_m \\ w_s L_s & 0 & w_s L_m & 0 \\ w_r L_m & 0 & 0 & -w_r L'_r \\ 0 & w_r L_m & w_r L'_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

olur. Moment ifadesi ise:

$$M_e = pL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (3.23)$$

$$\text{Burada } \omega_s = \omega_r + p\omega \quad (3.24)$$

ω_r : Rotor akımlarının açısal frekansı,

ω : motor milinin açısal frekansı (rotor açısal hızı)

$$\omega_s = \frac{d\theta}{dt} = 2\pi \frac{n_s}{60}, \quad n_s = \frac{60f_s}{p} \quad (3.25)$$

Benzer şekilde akı bağlantıları da aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \Phi_{rd} &= L'_r i_{rd} + L_m i_{sd} \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \Phi_{rq} &= L'_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Elde edilen d-q modelinden a-b-c eksen takımına kolaylıkla geçiş yapılabilir. Bu amaçla kullanılan ortogonal dönüşüm T_{0dq} ile tanımlanmıştır. Aşağıda gerilim ve akımlar için dönüşümler verilmiştir. a-b-c eksen takımından d-q eksen takımına aşağıdaki gibi bir dönüşüm matrisi ile geçiş yapmak mümkündür:

$$abc \xrightarrow{[T]_{0dq}} 0dq$$

$$[T]_{0dq} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Benzer şekilde d-q eksen takımından a-b-c eksen takımına da, ters dönüşüm matrisi ile kolaylıkla geçiş yapılabilir:

$$0dq \xrightarrow{[T]_{0dq}^{-1}} abc$$

$$[T]_{\text{odq}}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Böylece gerilim ve akımlar için dönüşümler aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\begin{bmatrix} V_{s0} \\ V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

(3.26) ve (3.27) ile verilen model yerine, kontrol algoritmalarında çok kullanılan akı bağıntıları ile çalışmak daha uygundur. (3.26) ve (3.27) denklemlerinin kombinasyonundan, ara işlemlerden sonra aşağıdaki denklemlere ulaşabiliriz:

$$\Phi_{sd} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} \quad (3.30)$$

$$\Phi_{sq} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rq} \quad (3.31)$$

$$i_{rd} = \frac{1}{L_r} \Phi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \quad (3.32)$$

$$i_{rq} = \frac{1}{L_r} \Phi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (3.33)$$

Elde edilen bu son denklemler ile (3.22) denklemi, bu akı ve akımların yerine konulmasıyla aşağıdaki gibi elde edilir [21]:

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + w_s \left[\sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rq} \right] + \frac{d}{dt} \left[\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} \right]$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + w_s \left[\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} \right] + \frac{d}{dt} \left[\sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rq} \right]$$

$$\begin{aligned}
0 &= R_r' \left[\frac{1}{L_r'} \Phi_{rd} - \frac{L_m}{L_r'} i_{sd} \right] - w_r \Phi_{rq} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\
0 &= R_r' \left[\frac{1}{L_r'} \Phi_{rq} - \frac{L_m}{L_r'} i_{sq} \right] + w_r \Phi_{rd} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \\
M_e &= p \frac{L_m}{L_r'} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq}) = J \frac{dw}{dt} + Bw
\end{aligned} \tag{3.34}$$

(3.34) denkleminde sonra durum uzay modeli kolaylıkla çıkarılabilir:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_s \sigma} \left[-R_E i_{sd} + L_s \sigma w_s i_{sq} + \frac{L_m R_r'}{L_r'^2} \Phi_{rd} + p w \frac{L_m}{L_r'} \Phi_{rq} + V_{sd} \right] \tag{3.35a}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_s \sigma} \left[-R_E i_{sq} - L_s \sigma w_s i_{sd} - p w \frac{L_m}{L_r'} \Phi_{rd} + \frac{L_m R_r'}{L_r'^2} \Phi_{rq} + V_{sq} \right] \tag{3.35b}$$

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m R_r'}{L_r'} i_{sd} - \frac{R_r'}{L_r'} \Phi_{rd} + w_r \Phi_{rq} \tag{3.35c}$$

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m R_r'}{L_r'} i_{sq} - w_r \Phi_{rd} - \frac{R_r'}{L_r'} \Phi_{rq} \tag{3.35d}$$

$$M_e = p \frac{L_m}{L_r'} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq}) = J \frac{dw}{dt} + Bw \tag{3.35e}$$

(3.23) ve (3.25) denklemlerinden yararlanarak açılmal hızın değişimi aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{p L_m}{J L_r'} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq}) - \frac{B}{J} w \tag{3.36}$$

Bu denklemleri matrisel formda şu şekilde yazabiliriz:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_E}{\sigma L_s} & w_s & \frac{L_m R_r'}{\sigma L_s L_r'^2} & \frac{p w L_m}{\sigma L_s L_r'} & 0 \\ -w_s & -\frac{R_E}{\sigma L_s} & -\frac{p w L_m}{\sigma L_s L_r'} & \frac{L_m R_r'}{\sigma L_s L_r'^2} & 0 \\ \frac{L_m R_r'}{L_r'} & 0 & -\frac{R_r'}{L_r'} & w_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m R_r'}{L_r'} & -w_r & -\frac{R_r'}{L_r'} & 0 \\ -\frac{p L_m}{J L_r'} \Phi_{rq} & \frac{p L_m}{J L_r'} \Phi_{rd} & 0 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \tag{3.37}$$

Görüldüğü üzere model beş adet denklemden oluşmaktadır. Denklemlere dikkat edilecek olursa, durum değişkeni w 'nin diğer durum değişkenleri ile çarpımını içerdiği gözükmemektedir. Dolayısıyla model doğrusal olmayan bir özelliğe sahiptir. Kontrol algoritmalarında bu özellik dikkate alınmalıdır. Makinede geçici rejim sırasında motor miline bağlı yük etkisi ile rotor frekansının değişmesi sonucu oluşan deri olayı; özellikle rotor parametreleri olan R_r' ve L_r' 'nün etkimesine yol açar. Örneğin yük değişimi ile rotor frekansının arttığını düşünelim. Bu durumda; R_r' artarken L_r' azalacaktır. Ayrıca doyma etkisi nedeniyle rotor ve stator endüktansları değişir. Yani asenkron motorun sahip olduğu dinamik denklem takımı; durum değişkenlerinin çarpımını içeren ve doğrusal olmayan beş adet denklemden oluşur.

3.4. Vektör Kontrol Yöntemi

Bölüm 1.1' de problemin ne olduğunu kısaca anlatmıştık. Vektör kontrol yöntemi bu problemi aşmak için kullanılır. Yapılmak istenen, asenkron motor denklemlerini serbest uyarmalı doğru akım motorunda olduğu gibi birbirine dik olan iki akım elde edebilmek ve bu akım bileşenlerinin birisiyle akıyı, diğeri ile momenti kontrol edebilmektir. Bunun için gerekli olan asenkron motorun d-q eksen takımındaki modeli (3.34) denkleminde görüldüğü gibidir. Bu model üzerinde öncelikle akı oryantasyonu yapılacaktır. Böylece akıyı oluşturan ve akı ile aynı yönde olan akım bileşeni sabit tutulup, diğer akım bileşeni yardımıyla moment doğrusal olarak ayarlanabilmektedir. Rotor akısının yalnızca d ekseninde tanımlanması durumunda yani $\theta_{rq}=0$ olursa rotor akısının, stator akımının d eksenindeki bileşeni ile kontrol edildiği açıkça görülür [22]. Buna rotor akısı oryantasyonu denir. $\theta_{rq}=0$ olması ile (3.34) denklemleri aşağıdaki hale gelir:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} - w_s \sigma L_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \quad (3.38)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + w_s \left[\sigma L_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r'} \theta_{rd} \right] + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \quad (3.39)$$

$$0 = R_r' \left[\frac{1}{L_r'} \theta_{rd} - \frac{L_m}{L_r'} I_{sd} \right] + \frac{d\theta_{rd}}{dt} \quad (3.40)$$

$$0 = -\frac{L_m}{L_r'} R_r' I_{sq} + w_r \theta_{rd} \quad (3.41)$$

$$M_e = \frac{pL_m}{L_r'} I_{sq} \theta_{rd} \quad (3.42)$$

(3.42)'deki moment ifadesi (1.1e)'deki moment ifadesine benzemektedir. (3.40) ifadesine bakıldığında; d eksenindeki rotor akısının, d eksenindeki stator akımı ile değiştiği görülmektedir. Yani d eksenindeki stator akımı sabit tutulduğunda moment, q eksenindeki stator akımı ile doğrudan değişmektedir. Böylece istediğimiz amaç gerçekleşmiştir. (3.40)'daki denklemi düzenlersek;

$$\frac{d\phi_{rd}}{dt} = -\frac{R_r'}{L_r'}\phi_{rd} + \frac{L_m R_r'}{L_r'} I_{sd} \quad (3.43a)$$

$T_r = L_r' / R_r'$: rotor devresi zaman sabiti olmak üzere yukarıdaki denklem tekrar düzenlendiğinde:

$$\frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_r}\phi_{rd} - \frac{L_m}{T_r} I_{sd} \quad (3.43b)$$

olarak elde edilir. Sürekli durum için (3.43a) denklemi,

$$\phi_{rd} = L_m I_{sd} \quad (3.43c)$$

olur. Dolayısıyla akı d eksenindeki stator akısı ile değişirken, bu akım sabit tutulduğunda moment, stator akısının q bileşeni ile doğrusal olarak kolaylıkla kontrol edilebilir. Akımın birisi rotor yönünde ve diğeri buna dik iki bileşene ayrılması için rotor akısının genlik ve açısının elde edilmesi gerekmektedir. Rotor akımının elde edilmesi ile akımın sabit tutulmak istenen genliği ve akımların dönüşümü için gerekli dönüşüm açılarının oluşturacağı açı elde edilecektir. Rotor akısının elde edilmesinde doğrudan ve dolaylı vektör kontrol yöntemi olmak üzere iki yöntem mevcuttur. Bu iki yöntemin birbirinden farkı genlik ve fazının elde edilme şekline dayanmaktadır.

3.4.1. Doğrudan vektör kontrol yöntemi

Bu yöntemde rotor akısı, hava aralığı akısının algılayıcılarla (sensörlerle) ölçülmesi ile elde edilir. Hava aralığı akı bileşenleri, makinenin fiziksel yapısı üzerinde yapılan özel bir düzenleme ile statorda birbirine dik olarak yerleştirilmiş α - β eksenlerinde iki

akı algılayıcısı yardımıyla doğrudan ölçülmektedir. Rotor akısının genliği ve fazını oluşturabilmek için ölçülen akı bileşenleri dışında, makinenin faz akımlarının (abc eksen takımındaki büyüklükler) da ölçülmesi ve α - β 'ya dönüşüm ile bu eksenlerdeki bileşenlerinin elde edilmesi gereklidir. Bu dönüşüm aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Hava aralığı bileşenleri $\emptyset_{m\alpha}$ ve $\emptyset_{m\beta}$, α - β eksenlerindeki akım bileşenleri $I_{s\alpha}$ ve $I_{s\beta}$ ve makine parametreleri L_r' , $L_{r\sigma}'$ ve L_m den hareketle, akı ve moment hesaplayıcısının hesaplamış olduğu rotor akısının genlik ve fazı ile moment değeri aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\emptyset_{r\alpha} = \frac{L_r'}{L_m} \emptyset_{m\alpha} - L_{r\sigma}' I_{s\alpha} \quad (3.45a)$$

$$\emptyset_{r\beta} = \frac{L_r'}{L_m} \emptyset_{m\beta} - L_{r\sigma}' I_{s\beta} \quad (3.45b)$$

Rotor akısının genliği ve fazı (3.45) denklemlerinden hareketle:

$$|\emptyset_r| = \sqrt{\emptyset_{ra}^2 + \emptyset_{r\beta}^2} = Q_{rd} \quad (3.46a)$$

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\emptyset_{r\beta}}{\emptyset_{ra}} \right) \quad (3.46b)$$

Dönüşüm için kullanılan θ_s yardımıyla, ölçülen stator a-b-c faz akımlarından hareketle d-q eksen takımındaki akımlar:

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

şeklinde ifade edilir. Rotor akısının genliği ve akımın q eksenindeki bileşeninden hareketle moment ifadesi (3.48) eşitliği ile verilmiştir.

$$M_e = \frac{L_m}{L_{r'}} p \varnothing_{rd} I_{sq} \quad (3.48)$$

Bu yöntemde görüldüğü üzere akıyı ölçen algılayıcılar mevcut olup, bu algılayıcıların makinenin statoruna yerleştirilmesi gerekir. Bu nedenle çok kullanışlı bir yöntem değildir. Hava aralığı akısı statora yerleştirilmiş özel sargılarda indüklenen gerilimlerden hareketle de elde edilebilir.

3.4.2. Dolaylı vektör kontrol yöntemi

Vektör kontrol yöntemi içinde en çok kullanılan yöntem olup, rotor akısından yararlanılarak geliştirilen yöntemdir. Bu amaçla rotor akı vektörünün genliğinin ve a-b-c ile d-q arasındaki dönüşümleri sağlayacak olan fazının üretilmesine gerek vardır. Bu yöntemde verilen bir \varnothing_{rd}^{ref} , akı referans değerine karşılık (3.49a) ifadesinden d eksenini referans akım değeri elde edilir.

$$\frac{d\varnothing_{rd}}{dt} = \frac{R_{r'}}{L_{r'}} \varnothing_{rd} - L_m \frac{R_{r'}}{L_{r'}} I_{sd} \quad (3.49a)$$

Makinenin moment referans değeri ise (3.41) ve (3.42) denklemlerinden hareketle makinenin moment ve rotor akımlarının açısal hızı arasındaki ilişki aşağıdaki gibi verilebilir:

$$M_e = p \frac{\varnothing_{rd}^2}{R_{r'}} \omega_r \quad (3.49b)$$

Makinenin rotor akısının referans değeri verildiğine göre moment ifadesinde rotor akısı yerine $\varnothing_{rd} = \varnothing_{rd}^{ref}$ ifadesi yazılır ve $\omega_r = \omega_s - p\omega$ tanımı kullanıldığında moment ifadesi ile makinenin hızı arasında aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$M_e = p \frac{\varnothing_{rd}^{ref}}{R_{r'}} (\omega_s - p\omega) = K(\omega_s - p\omega) \quad (3.50a)$$

Bu ifadede $K = p \frac{(\varnothing_{rd}^{ref})^2}{R_{r'}}$ 'dir. (3.50a) denklemi kullanılarak momentin referans değeri hız hatasından elde edilebilir. Hız hatasının sadece bir kazanç ile çarpılması

momentin referans değerini elde etmek için yeterliymiş gibi görünse de makinenin yüklenmesi nedeniyle oluşacak sabit hız hatasını ($e_w = w_{ref} - w$) kompanze edebilmek amacıyla kazanç terimine ilave olarak hız hatasının integralinin alındığı bir terim daha gerekli olur. Oran+integral özelliğine sahip olan PI tipi bir kontrolörün kullanılması ve bu kontrolöre hız hatasının uygulanması sonunda kontrolörün çıkışı vektör kontrolörü oluşturmak için gerekli olan moment referans değerini üretir.

$$M_e^{ref} = K_p(w_{ref} - w) + K_I \int (w_{ref} - w) dt \quad (3.50b)$$

Bu elde edilen moment referans değerinden hareketle de I_{sq}^{ref} aşağıdaki gibi elde edilir:

$$I_{sq}^{ref} = \frac{L_r' p}{L_m \phi_{rd}^{ref}} M_e^{ref} \quad (3.51)$$

Diğer kontrol girişi olan ve dönüşüm için kullanılan θ_s açısı, rotor akımlarının açısal hızı w_r ve makinenin açısal hızı w yardımıyla elde edilebilir. Bu amaçla, öncelikle akım ve akı referanslarından hareketle rotor akımlarının açısal hızı aşağıda verilecek olan denklemden elde edilecektir:

$$w_r = \frac{L_m I_{sq}^{ref}}{T_r \phi_{rd}^{ref}} \quad (3.52)$$

Motor milinin açısal hızı ise mile bağlı takogeneratör yardımıyla ölçülüp, elektriksel büyüklüğe dönüştürülmek üzere p kutup sayısı ile çarpılarak, rotor akımlarının açısal hızı ile toplanır.

$$w_s = w_r + pw \quad (3.53)$$

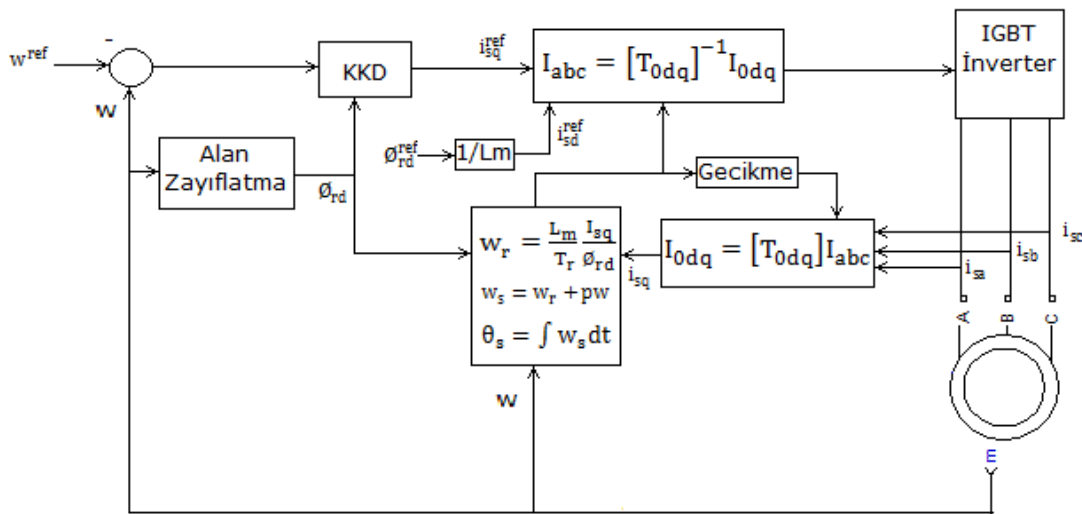
Bu şekilde elde edilen w_s senkron açısal hız entegre edilerek θ_s dönüşüm açısı elde edilir.

$$\theta_s = \int w_s dt \quad (3.54)$$

Dolaylı vektör kontrol yönteminde elde edilen d-q referans akım bileşenleri ve dönüşüm açısından yola çıkarak, doğrudan vektör kontrol yönteminde olduğu gibi sinüs üçgen karşılaştırması ve histerezisli akım kontrol yöntemi ile dgm (darbe genişlik modülasyonu) işaretleri üretilmektedir [23].

Bu yöntem vektör kontrol yöntemleri arasında uygulama açısından oldukça basit görülmekle birlikte bazı dezavantajlar içermektedir. Bunların en önemlisi üretilen referans işaretlerin makine parametrelerine, özelliklede rotor devresi zaman sabiti olan $T_r = L_r/R_r$ 'ye bağlı olmasıdır. Rotor frekansı, rotor zaman sabiti ifadesinde yer alan direnç ve endüktans üzerinde oldukça etkindir. Bu frekansın artmasıyla rotor direnci deri olayı nedeniyle artarken, rotor endüktansı azalır. Bu değişime neden olan rotor frekansı hem stator frekansından, hem de makinenin miline bağlı olan yükten etkilenerek değişir.

Sorunların bir diğer kaynağı θ_s dönüşüm açısının elde edilmesi için kullanılan integral alma işi olup, özellikle düşük hızlarda bu işlemin uzun sürmesi nedeniyle problem oluşabilir. Diğer bir sorunda bu işlemin gerçekleştirilebilmesi için makinenin hız veya konumunun mutlaka ölçülmesi gerekliliğidir. Bu nedenle hız ve konum algılayıcılarını dışarıda bırakan algılayıcısız kontrole uygun değildir.



Şekil 3.4 Kontrol bloklarına denklemlerin yerleştirilmesi ile elde edilen genel kontrol algoritması

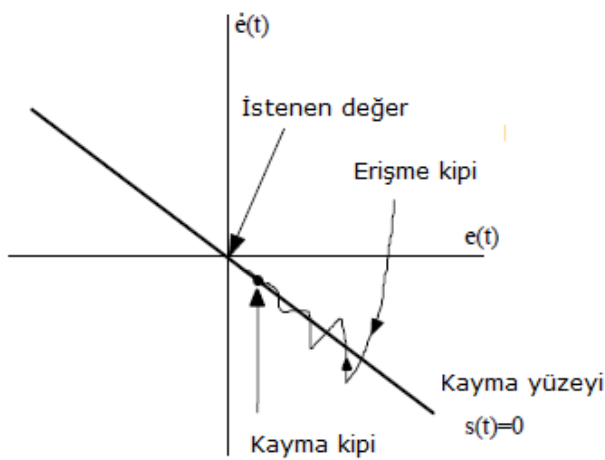
3.5. Kayma Kipli Kontrol

Kayma kipli kontrol; doğrusal olmayan sistemlere uygulanabilen ve değişken yapılı kontrol olarak da adlandırılan bir kontrol sistemidir. Bir sistemin modellenmesinde çoğu zaman elimizdeki mevcut veriler sistemi ifade etmek için yeterli değildir. Bunun yanı sıra modelleme yaparken sistem için çok fazla önemli gibi gözükmeyen bazı kısımları da, çözümden basitlik sağlama adına ihmal ederiz. Sonuç olarak sistem modeli sistemi ifade etmek için yeterli gibi görünse de, söz konusu sistemin kontrolü olduğunda bu ihmaller karşımıza bir dezavantaj olarak çıkar. Bunların yanı sıra pratikte birçok bilinmeyen unsur, çevre ile etkileşimleri sonucu ortaya çıkabilmektedir. Bunlara harici bozucu etkiler diyebiliriz. Tüm bunlar dikkate alındığında, yani modelleme hatalarının, parametre değişimlerinin ve harici bozucu etkilerin yapmış olduğumuz kontrol algoritmasına olumsuz yönde etkisinin olacağı aşikârdır. Bu sebeple öylesine bir kontrol algoritması olmalıdır ki, sistemin modelleme hatalarına, parametre belirsizliklerine ve harici bozucu etkilere karşıda iyi performans sergileyebilsin. Bu noktada kayma kipli kontrol oldukça başarılı performans sergilemektedir. Kayma kipi meydana geldiğinde sistem tüm bu eksikliklere karşı duyarsız olarak çalışabilmektedir. Ayrıca kayma kipi oluştuğunda sistemin mertebesi düşürülür ve bu sayede kontrol daha basit bir hal alır [24].

Kayma kipli kontrol, dayanıklı kontrol sistemleri içinde çok önemli bir yere sahiptir. Dayanıklı kontrolden kasıt; bir nominal modelin yanında model belirsizliklerini karşılayabilecek bazı tanımlamalar da dikkate alınarak tasarlanan kontrol sistemidir. Dolayısıyla dayanıklı kontrol yapısında hem nominal kısım, hem de model belirsizliklerini gidermeye yönelik ilave kısım mevcuttur. Yani sistemde karşılaşılabilecek belirsizliklerden, tanımlanmış bir aralıkta kalması koşuluyla etkilenmeksizin tutarlı bir performansı sürdürecektir sabit bir kontrol yapısının kurulması vardır. Kayma kipi meydana geldiğinde, sistemin mertebesi düşürülür ve dinamik davranışı düşük mertebeli bir eşdeğer sistem oluşturulur. Sezgisel olarak düşük mertebeli bir sistemin kontrol edilmesinin daha kolay olduğunu söyleyebiliriz. Yapısında anahtarlama fonksiyonu bulunan kayma kipli kontrolün anahtarlama yüzeyleri, genellikle sabit olup durum uzayında orijinden geçerler. Kontrol edilecek sisteme göre anahtarlama yüzeyi oluşturulur ve bir ya da birden fazla anahtarlama

yüzeyinin bulunduğu kontrol algoritması da olabilir. Kontrolörde birden fazla anahtarlama yüzeyi varsa bunların kesişimi kayma yüzeyini oluşturur. Kontrol esnasında kontrolcünün amacı, sistemin durum yörüngesinin herhangi bir başlangıç şartından kayma yüzeyine sürülmesidir. Sistem kayma yüzeyine ulaştıktan sonra diğer önemli hususta; sistemin kayma yüzeyinde kalmasını sağlamaktır. Bu sebeple kayan kip oluşuktan sonra, sistemin girişine sadece kayma yüzeyinde kalmak üzere kontrol işareti uygulanır. Kayma kipli kontrol teorisinin en önemli özelliği değişmezliği, yani sistemin harici bozuculara ve parametre belirsizliklerine karşı bütünüyle duyarsız olması demektir [25].

Kayma kipli kontrol, durum uzayında tanımlanmış anahtarlama yüzeyinde hareketi sağlamak için yüksek frekanslı anahtarlamanın kullanıldığı bir kontrol algoritmasıdır. Çalışma mantığı açısından bakıldığında, amaç; sistem davranışının istenen performansta olmasını sağlayan anahtarlama yüzeyine erişmesini, istenen referansa ulaşıncaya kadar bu yüzey üzerinde kaymasını sağlamaktır. İdeal şartlarda kontrol işaretinin frekansı sonsuz olup, yüksek frekanslı bir anahtarlama şeklinde oluşur. Böyle bir anahtarlama sayesinde sistem yörüngesi kayma yüzeyine mükemmel oturacak ve böylece sistem, tasarımda arzulanan davranışı gösterecektir. Kayma kipli yapısında kayma olması istenen bir kayma yüzeyi ve buna ait fiziksel bir denklem olması gerekir. Daha anlaşılabilir olması açısından şekil ile ifade etmek gerekirse, aşağıdaki gibi gösterilebilir:



Şekil 3.5 Kayma kipli kontrolün şekil ile incelenmesi

Şekil 3.5’de görülen kayma yüzeyi ve buna ait fiziksel denklem, kontrol algoritması içerisinde istenen davranışı temsil eder. Kayma yüzeyinin tasarımı kontrolcü tarafından gerçekleştirilecek olup, istenen sistem performansı hakkında karar verilmesi anlamına gelir. Tasarımda uygulanacak olan kontrol girişi öyle seçilmelidir ki; sistemin yüzeye ulaşması sağlanmalı ve yüzey üzerinde kayması gerçekleşmelidir. Buraya kadar anlatılanlardan anlaşılmaktadır ki; kayma kip kontrolden iki önemli özellik olması istenir [26]:

- 1- Sistemin kayma yüzeyine ulaşması (erişme kipi)
- 2- İstenen referans değere ulaşıncaya dek kayma yüzeyinde kalması (kayma kipi)

Bu özellikler tasarım esnasında detaylı olarak ele alınmaktadır. O halde sistem şayet kayma yüzeyine ulaşamıyorsa, bu sistem mevcut kontrol algoritması ile kontrol edilemez demektir. Kayma yüzeyinde kalması ve istenen referans değerlere ulaşması ise kontrol işareti sayesinde sağlanır. Kontrol işareti anahtarlanıp, durum yörüngesi yüzeyin bir tarafından diğerine yönlendirilerek kayma meydana getirilir. Anahtarlama mantığı, tam kayma yüzeyindeyken sifıra eşit ve sistem durumlarının fonksiyonu olan anahtarlama denkleminde elde edilir. Kontrol işareti genel olarak bu fonksiyonun işaretine bağlı olarak anahtarlanırken, yeterince hızlı anahtarlanmazsa sistem yörüngesi tam olarak kayma yüzeyine oturmayacaktır. Böyle bir problemin meydana gelmemesi için anahtarlama frekansının yüksek tutulması gerekmektedir. Sistem kayma yüzeyindeyken; parametre belirsizliklerine ve harici bozucu etkilere duyarsız hale gelir ve literatürde bundan sistemin gürbüzlüğü diye bahsedilir [27]. Kayma kipli denetimin bu avantajları sayesinde ki, birçok dinamik sistemin kontrolünde kullanılmakta ve üzerinde olumsuz etkileri azaltabilecek çalışmalar yapılmaktadır. Olumsuz etkilerden kasıt, kayma kip kontrolün yapısında mevcut olan anahtarlama fonksiyonunun, sistem yörüngelerinde çitirtıya neden olmasıdır. Çitirtı sebeplerinden birincisi, kontrol büyüklüğünün hesaplanması için sınırlı gecikmelerin araya girmesidir. Sayısal gerçeklemlerde örnekleme oranlarının sınırlı olması ayrıklaştırma çitirtısını doğurur. İkinci bir sebep ise algılayıcılar ve aktüatörlerdeki fiziksel sınırlamalar veya modellenmemiş dinamiklerdir. Aslında bu bileşenler, ana sistemin dinamiğine oranla genel olarak oldukça hızlı olduğundan

modelleme sürecinde ihmal edilirler. İdeal KKK, sonsuz hızda olduğundan tüm dinamiklerin modellenmesi daha mantıklı olabilirdi. Yinede çitirtı probleminin önemli bir kaynağı olan bu dinamiklerin modellenmesi, çitirtının çözümü için bir ön şart oluşturmaktadır [28]. Asenkron motorun sahip olduğu dinamik denklemlere bakıldığında; diferansiyel denklemlerle yönetilen, doğrusal yapıya sahip olmayan, modelleme eksikliklerinin bulunduğu ve harici bozucu etkilerle karşılaşılması muhtemel bir yapı görülmektedir. Tüm bu sebepler ise bu kontrol algoritmasının asenkron motorda kullanılmasını bir zorunluluk haline getirmiştir.

3.6. Kayma Yüzeyi Tasarımı

Asenkron motorda üretilen moment değeri şu şekilde tanımlanır [29]:

$$T_e = \frac{2p}{3} \frac{L_m}{L_r'} (i_{sq} \theta_{rd} - i_{sd} \theta_{rq}) \quad (3.55)$$

Burada p; çift kutup sayısını göstermektedir. Bu model üzerinde önceki bölümde anlatıldığı üzere alan oryantasyonu uygulandığında, yeni denklem şu şekilde olur:

$T_e = \frac{2p}{3} \frac{L_m}{L_r'} (i_{sq} \theta_{rd})$ olur. Moment kontrolünü stator akımının q bileşeni ile yapacağımızdan, aşağıdaki tanımlama ile:

$$K = \frac{2p}{3} \frac{L_m}{L_r'} \theta_{rd}^{ref}$$

$$T_e = K i_{sq} \quad (3.56)$$

olarak yazılabilir. (3.36)'daki mekanik denkleme yük momentinin katılması ile denklem şu hale gelir:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{pL_m}{JL_r'} (i_{sq} \theta_{rd} - i_{sd} \theta_{rq}) - \frac{B}{J} w - \frac{T_L}{J} \quad (3.57a)$$

(3.57b)'deki tanımlamalarla, daha basit forma indirirsek ve alan oryantasyonu uygularsak ($\theta_{rq}=0$), (3.57a) denklemini aşağıda verildiği gibi olur:

$$a = \frac{B}{J}, b = \frac{K}{J}, c = \frac{T_L}{J} \quad (3.57b)$$

$$\frac{dw}{dt} = -aw + bi_{sq} - c \quad (3.58)$$

Yukarıdaki denklemde belirsizliklerin de dâhil edilmesiyle;

$$\dot{w} = -(a + \Delta a)w + (b + \Delta b)i_{sq} - (c + \Delta c) \quad (3.59)$$

$\Delta a, \Delta b, \Delta c$ değişkenleri sırasıyla a, b ve c parametrelerindeki belirsizlikleri ifade eder. Hata fonksiyonumuzu kontrol etmek istediğimiz değişken üzerinden aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz:

$$e(t) = w(t) - w^{ref}(t) \quad (3.60)$$

Burada w^{ref} değeri kontrolcü tarafından hızın olmasını istediği değerdir. (3.59) nolu denklem ile benzeşim kurmak için hata fonksiyonunun türevini alırsak:

$\dot{e}(t) = \dot{w} - \dot{w}^{ref}$ olur. (3.59) nolu denklem, bu denklemde yerine yazıldığında:

$$\dot{e}(t) = -(a + \Delta a)w + (b + \Delta b)i_{sq} - (c + \Delta c) - \dot{w}^{ref} \quad (3.61)$$

elde edilir. Tüm belirsizlikleri tek bir değişken adı ile tanımlarsak:

$$d(t) \triangleq -\Delta a w(t) + \Delta b i_{sq} - \Delta c(t) \quad (3.62)$$

olur. O halde (3.61) denklemi;

$$\dot{e}(t) = -ae(t) + u(t) + d(t) \quad (3.63)$$

Burada

$$u(t) = bi_{sq}(t) - aw^{ref} - c(t) - \dot{w}^{ref} \quad (3.64)$$

denk kontrol kuralı olarak adlandırılır. Kayma yüzeyi tasarımı yapılmadan önce geleneksel kayan kip yapısına değinmek gerekmektedir. Geleneksel kayan kip yapısı dediğimiz kontrolör tipi, ilk kullanılan kontrol algoritmalarından olup, aşağıda verildiği gibi bir kayma yüzeyi kullanırlar:

$$s = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right) e$$

Burada λ pozitif bir sabit olup, bant genişliği olarak adlandırılır. Denetleyici performansını da ilgilendiren bu sabit, sistem performansını yakından ilgilendirmektedir. Kayma yüzeyinde türev içeren bileşen bulunduğunda, sistemde sürekli hal hatasına neden olmaktadır [30]. Bunun yanı sıra, geleneksel kayma kipli denetleyiciler hatanın türevini kullandıkları için gürültüden de etkilenmektedirler [31]. Hatta bu sebeple hatayı alçak geçiren bir filtreden geçirmek gerekmektedir. Bu noktada akla gelen PI kontrolörlerin aslında alçak geçiren filtre gibi davrandıkları olmuştur. O halde türev bileşeni yerine integratör kullanılan bir kayma yüzeyi yapısı kurulursa, hem ayrıca alçak geçiren filtre kullanmaktan kurtulmuş oluruz, hem de gürültüden az etkilenen bir kontrolör elde edilmiş olur. Ayrıca integratör kullanımı ile kontrolde önemli olan sürekli durum hatasından da kurtulabiliriz. Bu sebeple kayma yüzeyi aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$s(t) = e(t) - \int_0^t (k - a)e(\tau) d\tau \quad (3.65)$$

Burada k ; kazanç sabitidir ve referans hızın takip edilebilmesi şu varsayımlara bağlıdır [32]:

1-) Kazanç sabiti k öyle seçilmelidir ki; $(k-a)$ değeri kesinlikle negatif olsun. Bunun için $k < 0$ seçmek yeterlidir. Kayma yüzeyine erişildiğinde $s(t)=0$ olacağı söylenmişti. Kayma yüzeyinde kalmaya devam etmek için ise uygulanması gereken kontrol kuralı şu şekilde tanımlanır:

$$u(t) = ke(t) - \beta \text{sgn}(s) \quad (3.66)$$

$$\text{sgn}(s) = \begin{cases} 1 & \text{Eğer } s > 0 \\ 0 & \text{Eğer } s = 0 \\ -1 & \text{Eğer } s < 0 \end{cases}$$

Signum anahtarlama fonksiyonunun katsayısı olan β ; anahtarlama kazancı olarak adlandırılır. Bu kazancın seçimine yönelik ise diğer bir varsayım şu şekilde olmalıdır:

2-) β anahtarlama kazancı öyle seçilmelidir ki, tüm çalışma durumlarında belirsizliklerin toplamının mutlak değerinden büyük ya da eşit olmalıdır. Yani;

$$\beta \geq |d(t)|$$

Bu iki varsayımın sağlanması durumunda (3.66) ile verilen kontrol kuralı, zaman sonsuza giderken, hız izleme hatasını sifıra götürür. Bunun ispatı Lyapunov kararlılık analizi ile sağlanır. Lyapunov fonksiyonu şu şekilde tanımlansın:

$$V(t) = \frac{s^2(t)}{2}$$

Bu fonksiyon türevlendiğinde şöyle olmaktadır:

$$\dot{V}(t) = s(t)\dot{s}(t)$$

(3.65) denklemi bu denklemde yerine konulduğunda:

$$\dot{V}(t) = s[\dot{e} - (k - a)e]$$

(3.63) nolu denklemden yararlanılarak denklem şu formda elde edilir:

$$\dot{V}(t) = s[(-ae + u + d) - (ke - ae)] = s[u + d - ke]$$

Bu denklem ile (3.66) denklemi birleştirildiğinde, 2 nolu varsayımda kullanılarak:

$$\dot{V}(t) = s[ke - \beta \text{sgn}(s) + d - ke] = s[d - \beta \text{sgn}(s)] \leq |\beta - |d||s| \leq 0 \quad (3.67)$$

denklemini elde edilir. Burada ayrıca şu tanımlamada kullanılmıştır:

$$s(t) = |s(t)|\text{sgn}(s(t))$$

Böylece Lyapunov kararlılık teoremi kullanılarak, kayan kip yöntemi için zorunlu olan şu kurallar elde edilmiştir:

a-) $V(t)$ 'nin pozitifliği uygun fonksiyon seçimi ile kesin olarak sağlanmıştır.

b-) $\dot{V}(t)$ 'nin negatifliği kesin olarak sağlanmıştır.

c-) $s(t)$ sonsuza giderken $V(t)$ 'de sonsuza gider. $s(t)=0$ 'da sistem asimptotik olarak kararlıdır. Ayrıca sistemin tüm yörüngeleri sonlu bir zamanda $s(t)=0$ olmaya zorlanır ve kayma yüzeyinde ulaştıktan sonra bu yüzeyde kalmaya devam eder.

$s(t)=0$ olmasının sistem için fiziksel anlamı sistemin kayma yüzeyine oturmuş olması demektir. Dolayısıyla $\dot{s}(t)$ 'de sifıra eşit olur. (3.63) nolu denklemdeki izleme probleminin dinamik davranışı aşağıdaki denklem ile kontrol edilir:

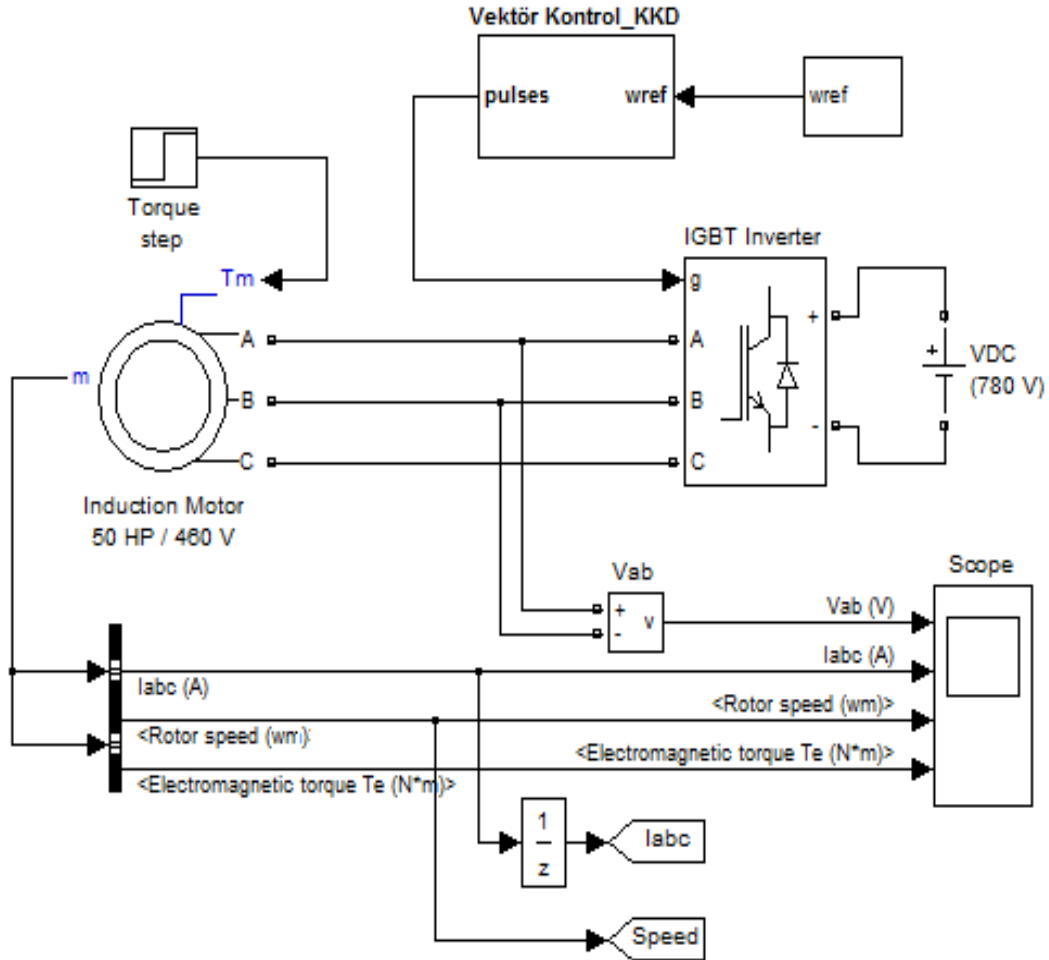
$$\dot{s}(t) = 0 \rightarrow \dot{e}(t) = (k - a)e(t) \quad (3.68)$$

(3.68) denkleminden görüleceği üzere 1 nolu varsayım ile hata fonksiyonu $e(t)$, üstel olarak sifıra yakınsar.

Böylece (3.64) ve (3.66) denklemlerinin birlikte kullanılması ile uygulanması gereken kontrol girişi i_{sq} :

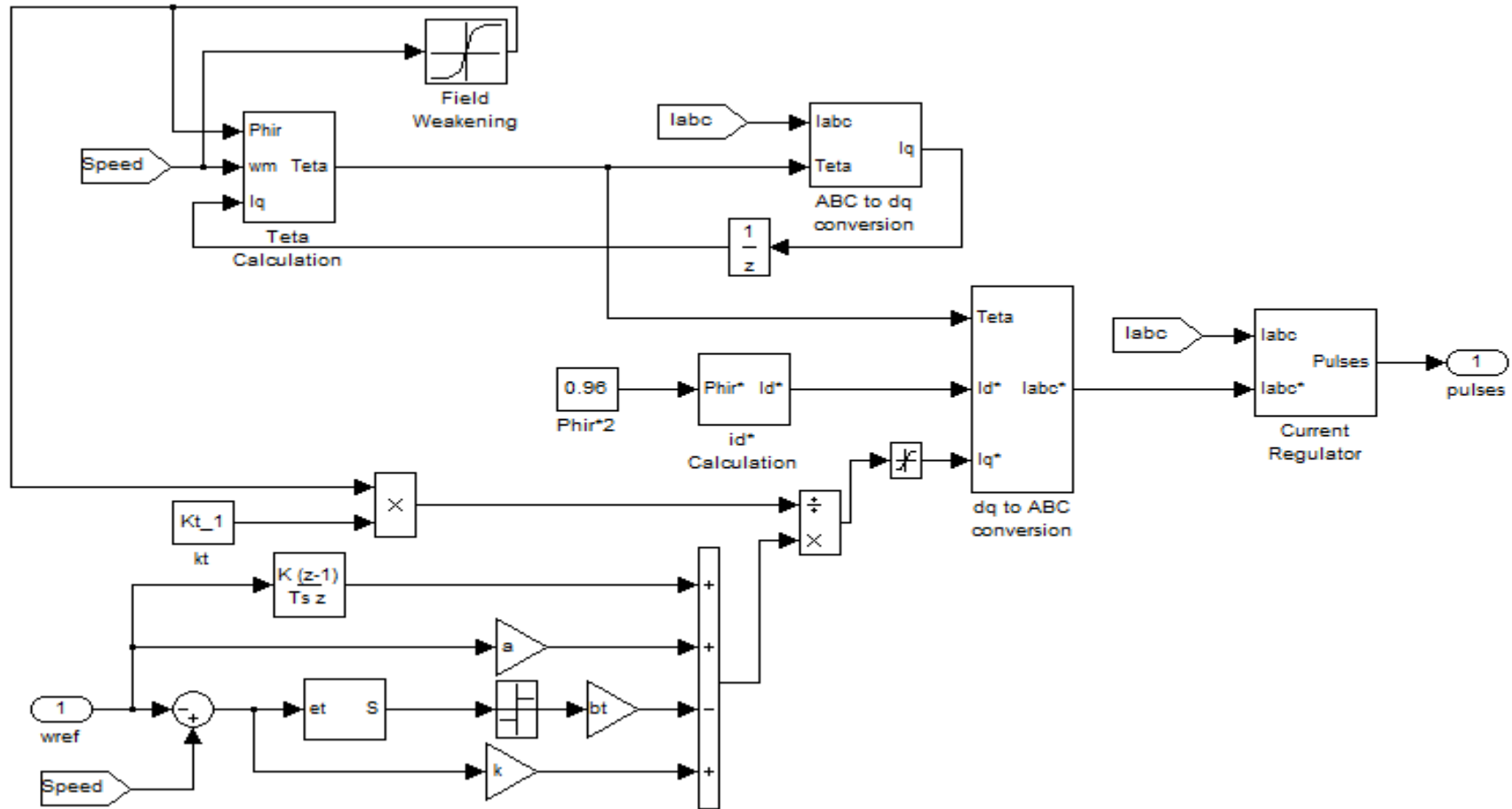
$$i_{sq}^{ref} = \frac{1}{b} [ke - \beta \text{sgn}(s) + aw^{ref} + \dot{w}^{ref} + c] \quad (3.69)$$

olarak elde edilir. Tüm yapılan işlemlerde görülmektedir ki önerilen kayan kip hız kontrolörü sistemin belirsizliklerine ve bozucu girişlere rağmen duyarsız olarak çalışabilmektedir. Performans açısından bakıldığında ise PI kontrolör ile karşılaştırılması yapılacaktır. MATLAB-Simulink'te oluşturulan program şu şekildedir:

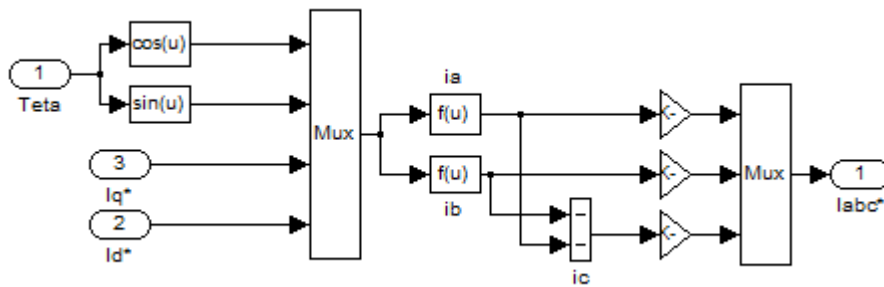


Şekil 3.6 Kayan kip yöntemi kullanılarak oluşturulan MATLAB programı

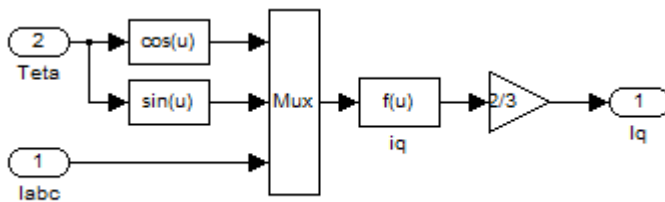
Şekil 3.6'da görülen Vektör Kontrol_KKD kontrolör bloğu, kayma kipli denetim ve dolaylı vektör kontrol yönteminin gerçekleştirildiği kontrol bloğu olup, Şekil 3.7'de gösterildiği gibidir. Bunun yanı sıra Şekil 3.8-3.12 şekilleri; Şekil 3.7'de verilen blok içerisindeki hesaplama bloklarını göstermektedir.



Şekil 3.7 Kayma kip ve dolaylı vektör kontrolüne ilişkin MATLAB programı



Şekil 3.8 Iabc referans değerleri hesaplama bloğu



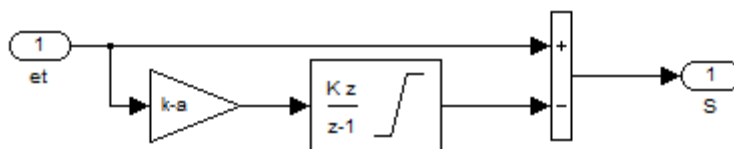
Şekil 3.9 Iq akımına dönüşüm bloğu



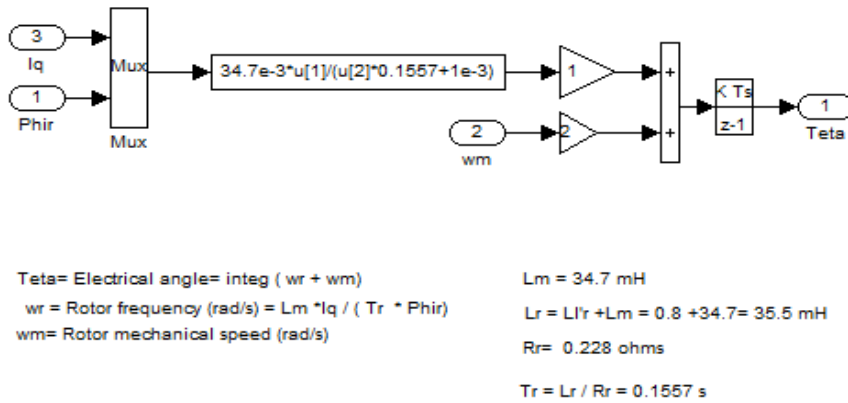
$$I_d^* = \text{Phir}^* / L_m$$

$$L_m = 34.7 \text{ mH}$$

Şekil 3.10 I_d akımının referans değerinin hesaplanması



Şekil 3.11 Kayma yüzeyi oluşturulması



Şekil 3.12 Dönüşüm açısının elde edilmesi

Burada hesaplamalara kısaca değinmek gerekirse a-b-c referans eksen takımından doğrudan d-q eksen takımına dönüşüm yapılabilmektedir. Şekil 3.8’de verilen hesaplama bloğunda şu şekilde hesaplanmıştır:

$$I_a = I_{sd} \cos \theta - I_{sq} \sin \theta$$

$$I_b = 0.5 [(-\cos \theta + \sqrt{3} \sin \theta) I_{sd} + (\sin \theta + \sqrt{3} \cos \theta) I_{sq}]$$

$$I_c = -I_a - I_b$$

Benzer şekilde d-q referans eksen takımından doğrudan a-b-c eksen takımına dönüşüm yapılabilmektedir. Nitekim Şekil 3.9’da verilen hesaplama bloğunda aşağıdaki işlemler yapılmaktadır:

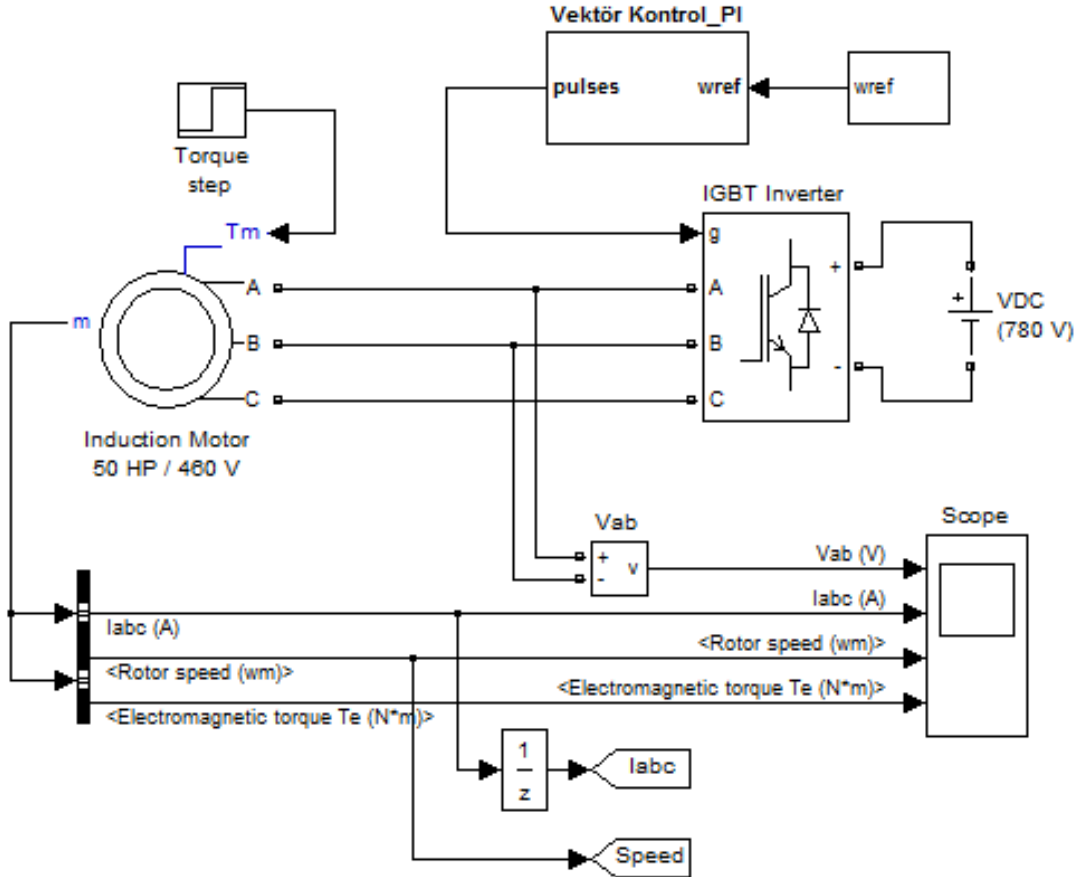
$$I_{sd} = \frac{2}{3} \left[I_a \cos \theta + \frac{(\sqrt{3} \sin \theta - \cos \theta) I_b}{2} + \frac{(-\sqrt{3} \sin \theta - \cos \theta) I_c}{2} \right]$$

$$I_{sq} = \frac{2}{3} \left[-\sin \theta I_a + \frac{(\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta) I_b}{2} + \frac{(-\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta) I_c}{2} \right]$$

Şekil 3.10’da verilen hesaplama bloğuna ilişkin denklem (3.49a)’da verilen denklemin sürekli zaman ifadesidir. Şekil 3.11’de verilen hesaplama, kayma yüzeyi tasarımı kısmında (3.65) denkleminde verilmişti. Dönüşüm açısının elde edilmesine ilişkin teta hesaplama bloğu (3.52), (3.53), (3.54) denklemlerin birleşiminden oluşur:

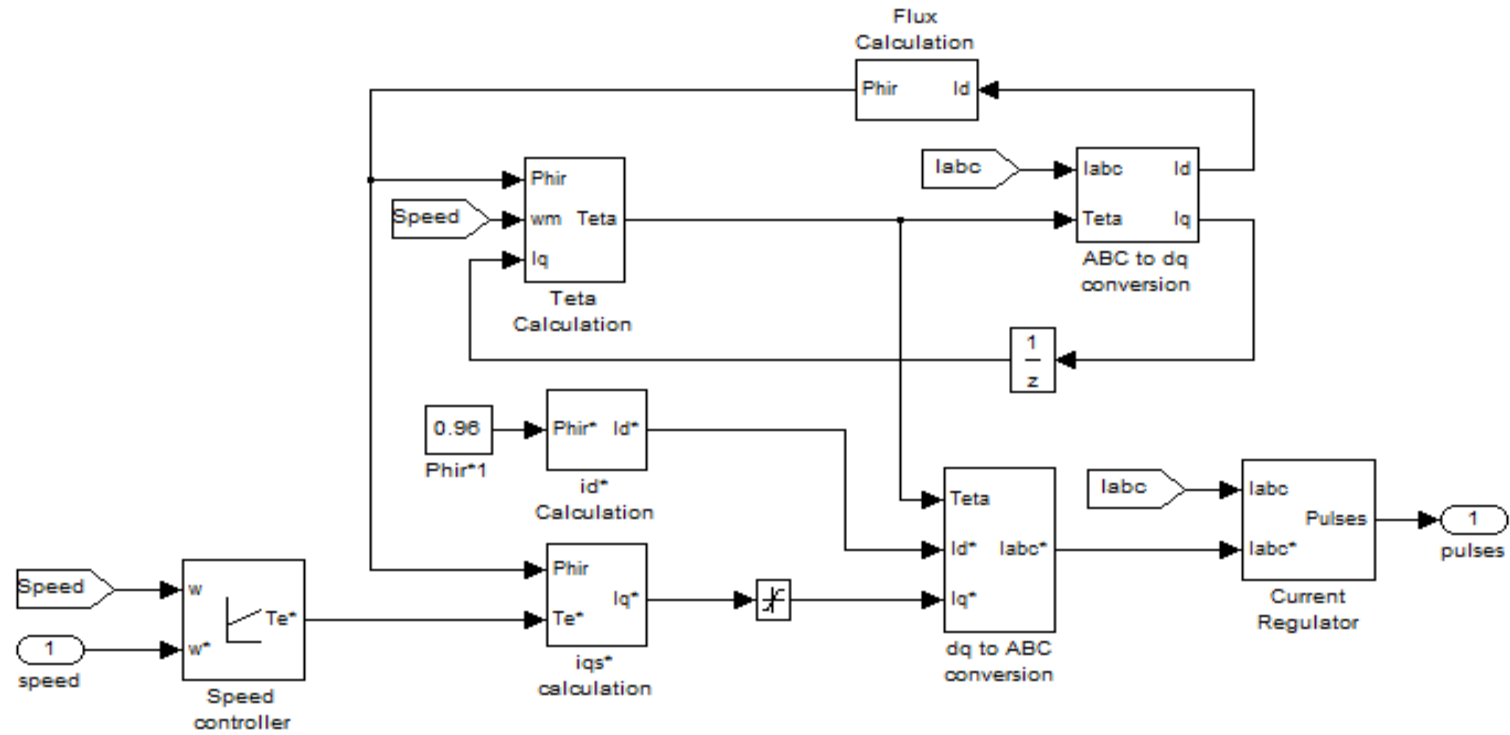
$$\theta_s = \int (w_r + w_m) dt$$

PI kontrolöre ilişkin benzetim programı ise Şekil 3.13'te verildiği gibidir.

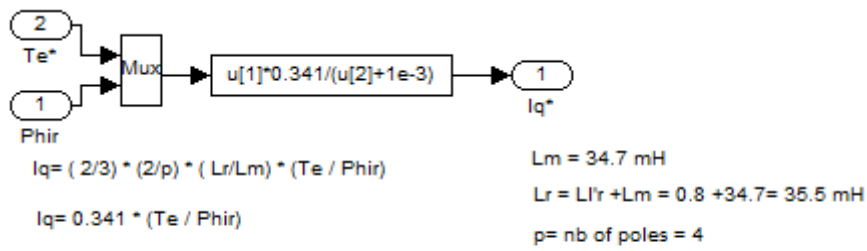


Şekil 3.13 PI kontrolör kullanılarak oluşturulan MATLAB programı

Benzer şekilde Şekil 3.13'te bulunan Vektör Kontrol_PI bloğu; PI kontrolör ve vektör kontrol yönteminin bulunduğu kontrol bloğu olup, içyapısı Şekil 3.14'de verilmiştir.



Şekil 3.14 PI ve dolaylı vektör kontrolüne ilişkin MATLAB programı



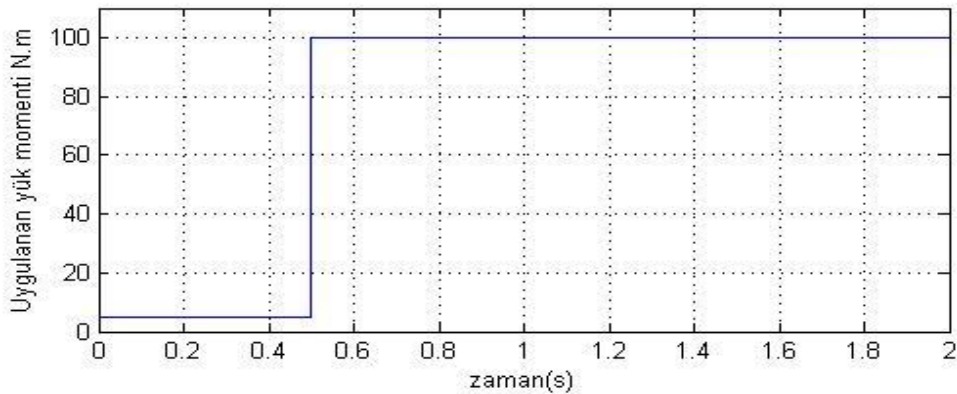
Şekil 3.45 Stator akımı q bileşeninin hesaplanma bloğu

Bu benzetimlere bakıldığında tek farkın kontrolör kısmı olduğunu görmekteyiz. Ayrıca Şekil 3.15'te verilen I_{sq} 'nin hesaplanmasına ilişkin farklılığın olduğu görülebilir. Bu hesaplama (3.62) denklemi ile daha önceki bölümde verilmiştir.

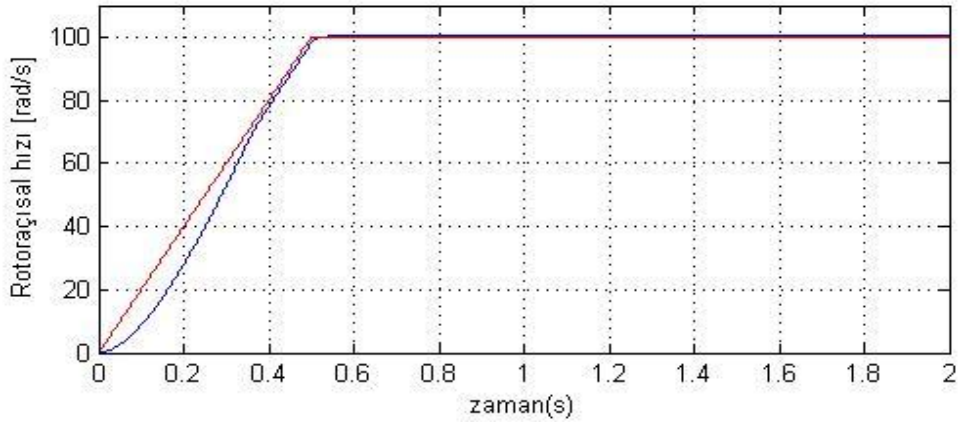
4. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu bölüm şimdiye kadar anlatılan konuların MATLAB benzetim programı kullanılarak gerçekleştirilmesine ayrılmıştır. Benzetimlerde; 50 Hp , 460 V, 60 Hz, $R_s=0.087$, $R_r=0.228$, $L_s= 35.5$ mH, $L_r=35.5$ mH, $L_m=34.7$ mH, $J=1,662$ kgm², $B=0.1$ Nms, $p=2$ parametrelerine sahip asenkron motor modeli kullanılmıştır. Kayma kip parametreleri $k=-180$, $\beta=70$ 'dir. Karşılaştırma yapılan PI kontrolör katsayıları $K_I=45$, $K_P=100$ olarak alınmıştır. Benzetim, değişik yük momenti ile başlama durumlarına göre, hız referans değerlerinin değişmesine göre ve yükün değişmesine göre vb. gibi birçok örnek üzerinde denenmiş ve çeşitli sonuçlar elde edilmiştir.

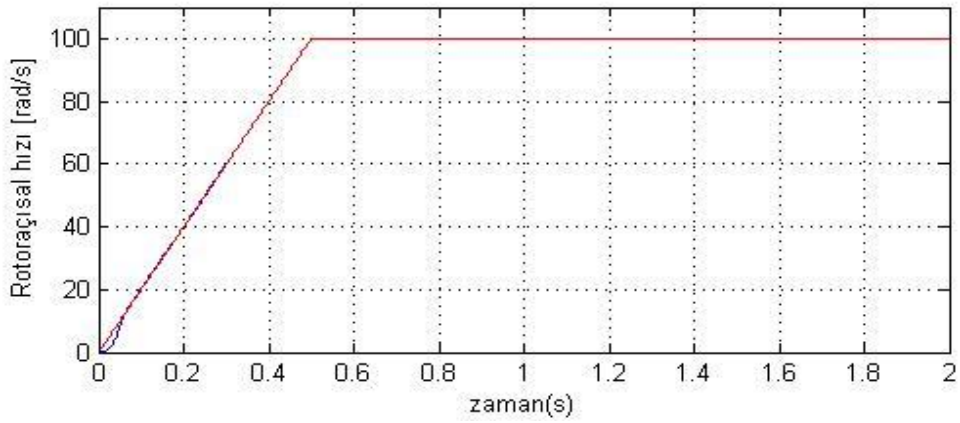
İlk benzetim örneğinde Şekil 4.1'de görüldüğü gibi, başlangıçta 5 N.m. yük momenti ile çalışmaya başlanmış ve 0,5. saniyede 100 N.m yük momentine çıkılmıştır. Girilen referans hız değeri ise Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te görüldüğü gibi 0,5 saniyesine kadar rampa olup, 2. saniyeye kadar sabit 100 rad/s 'de tutulmuştur. Şekil 4.2'den görülmektedir ki PI kontrolör, hız referans değerini 0,38 saniye mertebelerinde yakalamaktayken, kayma kip kontrolör 0,04 saniye mertebelerinde referans değere ulaşmaktadır. Bunun yanı sıra kayma kip kontrolörde hatanın daha az olduğu görülebilmektedir.



Şekil 4.1 1. örnek için yük-zaman grafiği

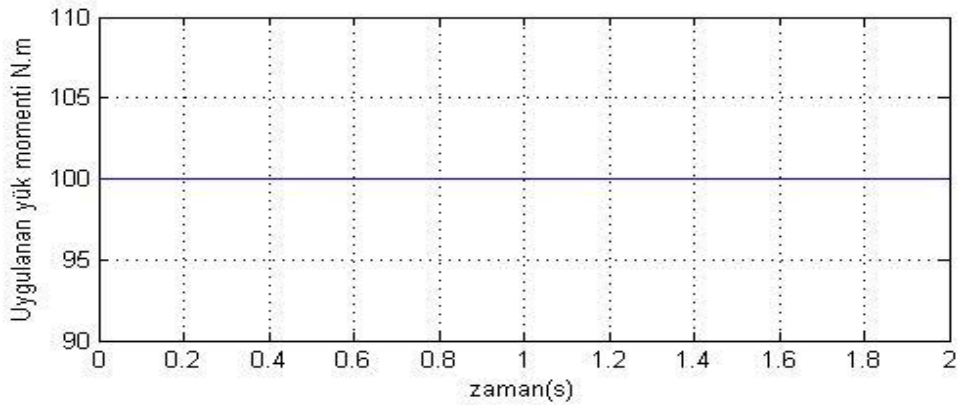


Şekil 4.2 1.örnek için PI kontrolör hız takip grafiği

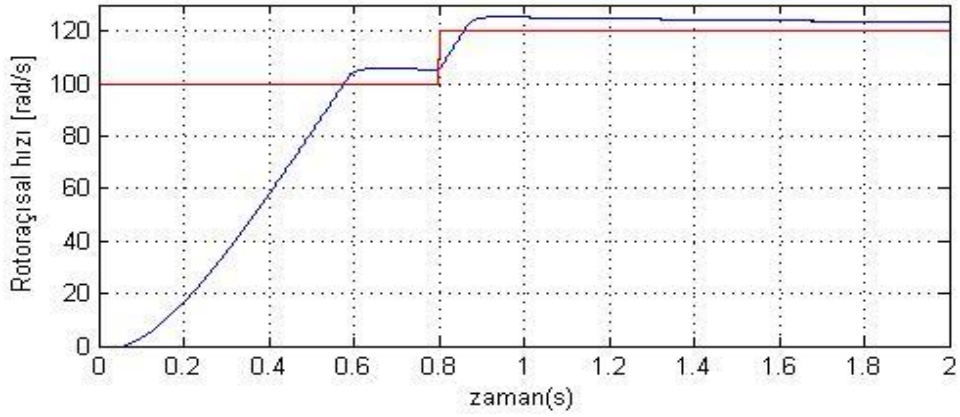


Şekil 4.3 1.örnek için KKD kontrolör hız takip grafiği

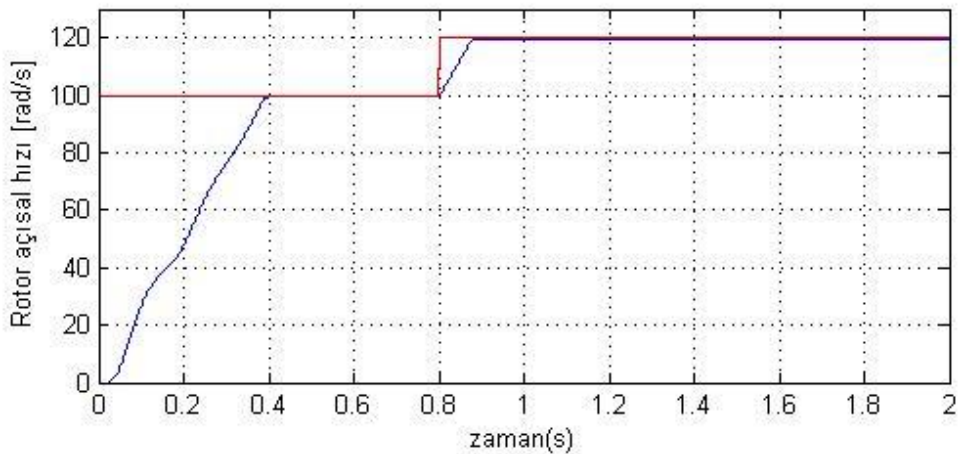
Bir sonraki benzetim uygulamasına ait yük değişimi ve sonuçlar, Şekil 4.4, Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da verilmiştir. Bu örnekte ise motor tam yükte çalışmaya başlamış ve Şekil 4.4'de görüldüğü gibi yük momenti, 0-2 saniye aralığında 100 N.m.'de sabit tutulmuştur. Ayrıca Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da görüleceği gibi, motor referans hızı 0,8. saniyede 100 rad/s'den 120 rad/s'ye çıkarılmıştır. Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da görüldüğü gibi KKD kontrolörü, PI kontrolöre göre çok daha kısa sürede referans değerine ulaşmıştır. Kıyaslama yapabilmek adına benzetim süresi 2 saniye ile sabit tutulmuştur. PI kontrollü sistem 0,8. saniyede yapılan referans değişimini 8. saniyede yakalayabilmiştir. Fakat diğerk taraftan kayma kip kontrolöre bakıldığında; 0,4. saniye civarında referans hız değerini yakalamış, referans hız değişiminde ise 0,1 saniyeden az bir sürede, yeni referans değerine ulaşmıştır.



Şekil 4.4 2. örnek için yük-zaman grafiği



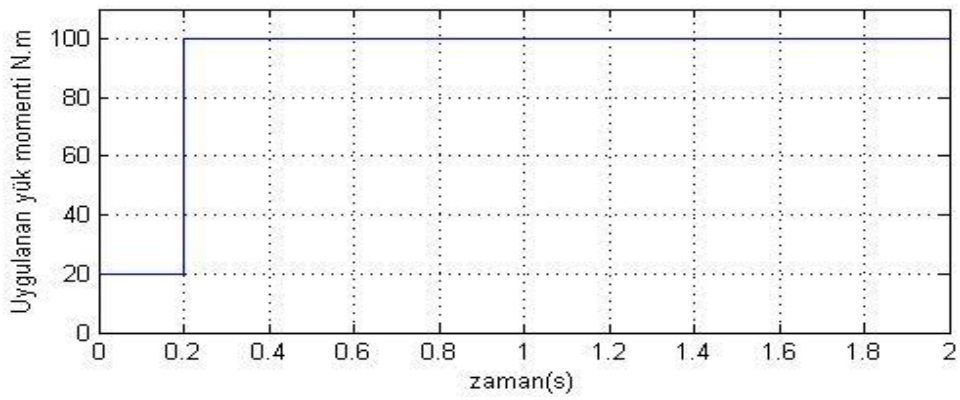
Şekil 4.5 2. örnek için PI kontrolör hız takip grafiği



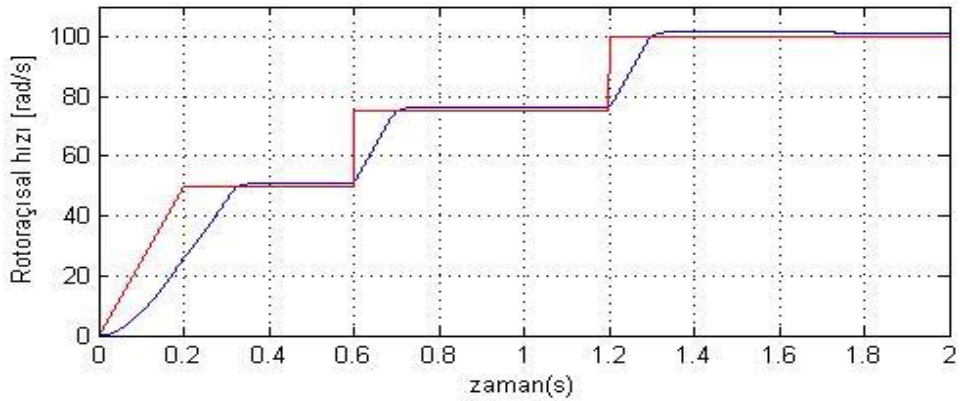
Şekil 4.6 2. örnek için KKD kontrolör hız takip grafiği

3. benzetim örneğinde Şekil 4.7'de görüldüğü gibi yük momentini 20 N.m.'den başlatılmış olup 0,2 saniye sonra 100 N.m. mertebesine çıkarılmıştır. Benzer şekilde

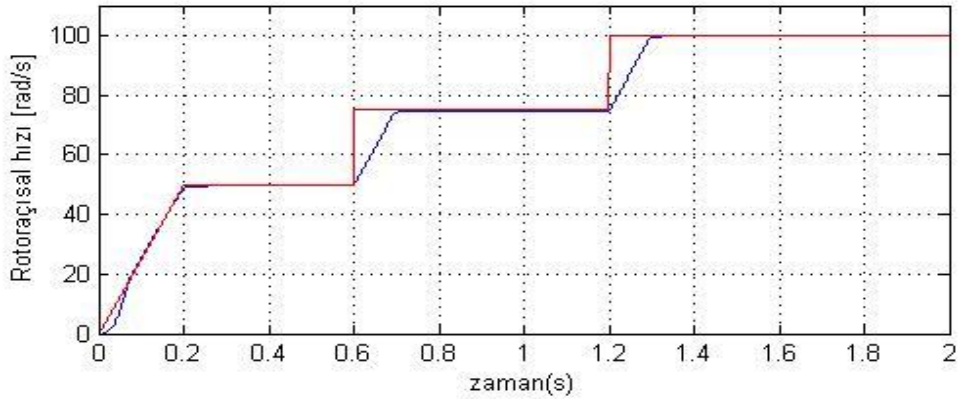
hız referans değeri de basamak fonksiyonu şeklinde değiştirilmiş ve kontrolörlerin bu koşullar altında performansları incelenmiştir. PI kontrolör 0,35 saniye civarında referans hız değerini yakalamış ve hız değişimleri ile birlikte performansı bozulmaya başlamıştır. Diğer taraftan kayan kip kontrolör başlangıçta çok daha iyi tepki göstererek 0,1 saniye bile olmadan referans hız değerini yakalamıştır. Sonrasında referans hız değerleri değiştirildikçe, kontrolör her defasında referans hız değerine bir gecikme ile tutunmuştur. Bunun yanı sıra performansta bozulma da görülmemektedir.



Şekil 4.7 3. örnek için yük-zaman grafiği

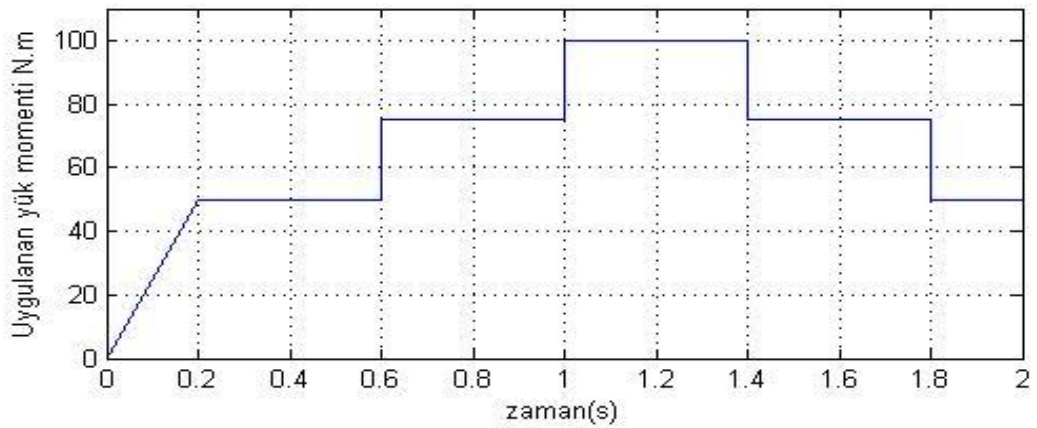


Şekil 4.8 3. örnek için PI kontrolör hız takip grafiği

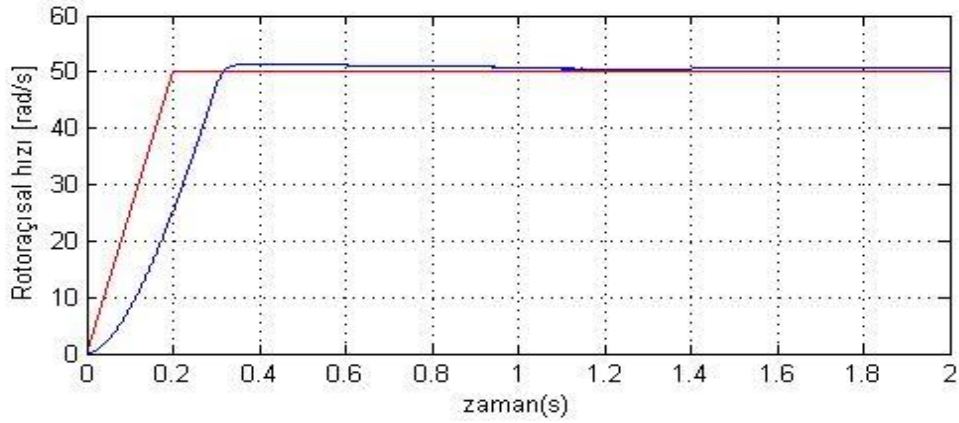


Şekil 4.9 3. örnek için KKD kontrolör hız takip grafiği

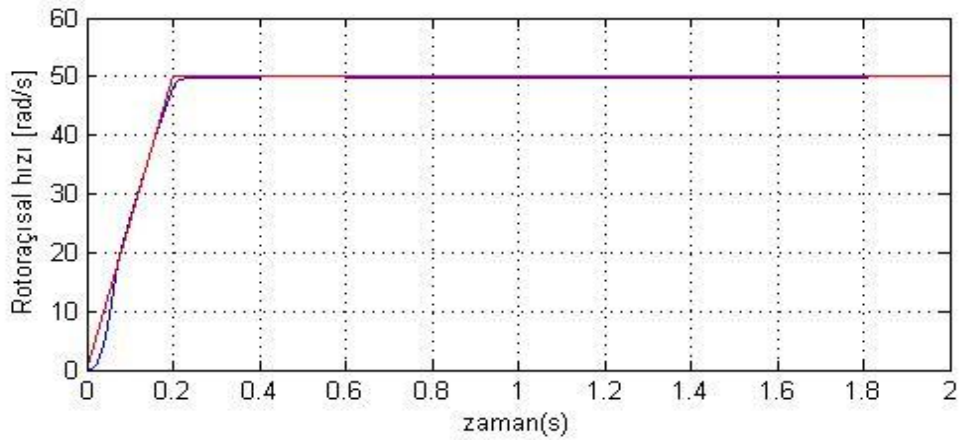
4. benzetim örneğinde; yük sürekli değiştirilerek kontrolörlerin yük değişimine karşı, performansları üzerine gözlemlerde bulunulmuştur. Şekil 4.10'da görüldüğü gibi yük bu kadar değişmesine rağmen Şekil 4.11 ve Şekil 4.12'deki kontrolör tepkilerine bakıldığında; PI kontrolör yükün değişimi ile çok fazla değişim göstermemesine rağmen, genel olarak kayan kip kontrolöre nazaran kötü bir performans ortaya koymuştur. Kayan kip kontrolör 0,6-1,8 saniyeleri arasında yük değişimleri ile performansta bozukluklar yaşamış olsa dahi, genel performans bakımından daha iyi sonuç vermektedir.



Şekil 4.10 4. örnek için yük-zaman grafiği

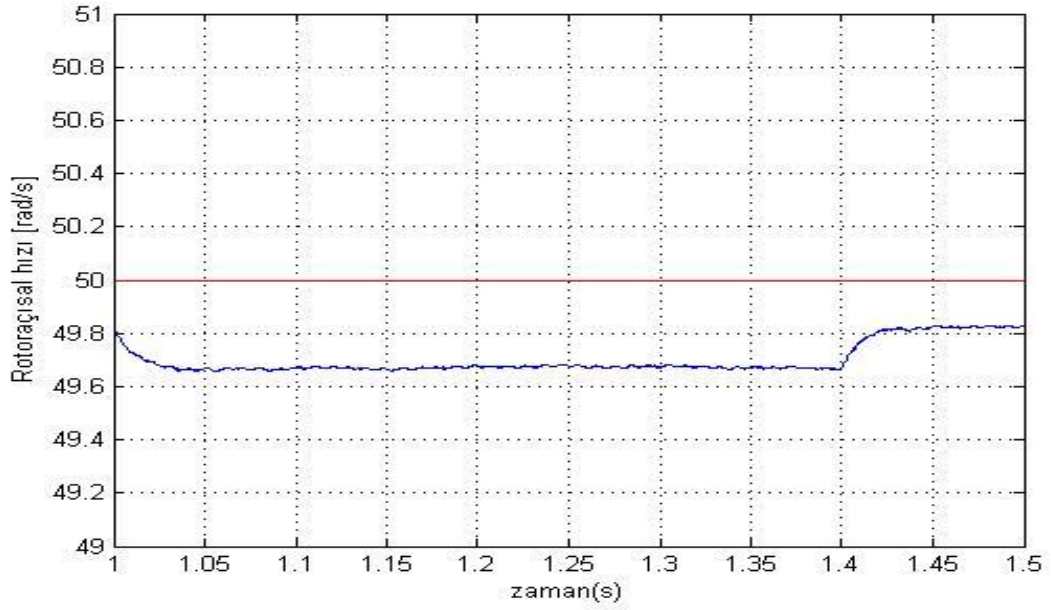


Şekil 4.11 4.örnek için PI kontrolör hız takip grafiği



Şekil 4.12 4.örnek için KKD kontrolör hız takip grafiği

Yapılan benzetim çalışmalarında, kayan kip kontrolör yapısının, PI kontrolöre kıyasla daha iyi performans sağladığı görülmüştür. Fakat son örnekte yükün sürekli değişmesi ile Şekil 4.12'de görüldüğü gibi, KKD kontrolörün yükün değişimi ile performansının bozulduğu söylenebilir. Bu bozulma Şekil 4.11'de PI kontrolörde de görülmektedir. Ama Şekil 4.12'deki bozulmanın genlik değerlerine bakıldığında bu durum genel performans açısından kötü gözükmemektedir. Daha somut olması açısından Şekil 4.12'de en çok bozulmanın yaşandığı zaman dilimini daha yakından görebilmek amacıyla Şekil 4.13'te verilmiştir.



Şekil 4.13 4. örneğin maksimum bozulma yaşanan bölgesi

Şekil 4.13'den çok net görülmektedir ki, kayan kip kontrolörün, bu çalışma koşulları altında en kötü durumda bile hata sınırları %1'in altındadır ki bu kontrol açısından bakıldığında ihmal edilebilir bir değerdir. Sonuç olarak kayan kip kontrolörün asenkron motorda başarıyla uygulanabildiğini görmekteyiz. Benzetim programlarından elde ettiğimiz sonuçlara genel olarak bakıldığında, kayma kipli denetim kuralı ile elde ettiğimiz sonuçların, PI kontrolöre göre çok daha hızlı olduğu görülmüştür.

KAYNAKLAR

- [1] TOLEDO, B., GENNARO, S.D., LOUKIANOV, A.G., RIVERA, J., Discrete Time Sliding Mode Control with Application to Induction Motors, *Automatica* 44, 3036-3045, 2008
- [2] DERDİYOK, A., GÜVEN, M.K., REHMAN, H., INANÇ N., XU, L., Design and Implementation of a New Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Machine, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 5, October 2002
- [3] SABANOVIC, A., IZOSIMOV, D.B., Application of Sliding Modes to Induction Motor Control, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-17, No. 1, January/February 1981
- [4] SARIOĞLU, M.K., GÖKAŞAN, M., BOĞOSYAN, S., Asenkron Makinalar ve Kontrolü, *Birsen Yayınevi*, Sayfa 273, Ağustos 2003
- [5] HASHIMOTO, H., ISHIKAWA, Y., HARASHIMA, F., RUDEV, A., UTKIN, V.I., Application of Sliding Mode Control Using Reduced Order Model in Induction Motor, 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 259, 1992
- [6] PAN, C.T., CHANG, T.Y., A Fixed Structure Sliding Mode Controlled Induction Motor Drive, *Conf. Rec. of IEEE Power Electr. Spec. Annual Meeting*, 243, 1994
- [7] MONSEES, G., Discrete-Time Sliding Mode Control, *Technische Universiteit Delft*, ISBN 90-77017-83-6, 2002
- [8] UTKIN, V.I., Variable Structure Systems with Sliding Modes, *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. Ac-22 No. 2, April 1977
- [9] DEMİRTAS, M., DSP-based sliding mode speed control of induction motor using neuro-genetic structure, *Expert Systems with Applications* 36 5533–5540, 2009
- [10] LII, G.R., CHIANG, C.L., SU, C.T., HWUNG, H.R., An induction motor position controller optimally designed with fuzzy phase-plane control and genetic algorithms, *Electric Power Systems Research* 68 103-112, May 2003

- [11] BARAMBONES, O., ALKORTA, P., A robust vector control for induction motor drives with an adaptive sliding-mode control law, *Journal of the Franklin Institute* 348, pp 300–314, 2010
- [12] SOLTANI, J., ARAB MARKADEH, G.R., A Current-Based Output Feedback Sliding Mode Control for Speed Sensorless Induction Machine Drive Using Adaptive Sliding Mode Flux Observer, 0-7803-7885-7/03/\$17.00 0 IEEE, p-p 226-231, 2003
- [13] LIN, F.J., WAI, R.J., KUO, R.H., LIU, D.C., A comparative study of sliding mode and model reference adaptive speed observers for induction motor drive, *Electric Power Systems Research* 44 163–174, 1998
- [14] MADANI, N., BENKHORIS, M.F., SIALA, S., MAHMOUDI, M.O., Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive, *IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference*, 341, 1998
- [15] GOH, K.B., DUNNIGAN, M.W., WILLIAMS, B.W., Robust chattering-free (higher order) sliding mode control for a vector-controlled induction machine, *5th Asian Control Conference*, p-p 1362-1370, 2004
- [16] KRAUSE, P.C., WASYNCZUK, O., SUDHOFF, S.D., *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, IEEE Series on Power Engineering, 2002
- [17] QUANG, N.P., DITTIRICH, J.-A., *Vector Control of Three-Phase AC Machines*, System Development in the Practise, Power Systems ISSN: 1612-1287, 2006
- [18] ŞERİFOĞLU, N., *Elektrik Makinaları Cilt 1*, İstanbul Üniversitesi yayınları, Sayfa 99-195, 2007
- [19] PAREKH, R., Microchip, AN887, AC Induction Motor Fundamentals., Microchip Technology Inc., p-p 9-10, 2003
- [20] HONG, C.M., *Dynamic Simulations of Electric Machinery Using MATLAB Simulink*, Printice Hall PTR A Simon&Schuster Company, 1998
- [21] B.K. BOSE, *High Performance Control and Estimation in AC Drives*, Condra Chair of Excellence in Power Electronics The University of Tennessee Knome, TN 37996-2100, 1997
- [22] RODIC, M., JEZERNIK, K., Speed-Sensorless Sliding-Mode Torque Control of an Induction Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 1, p-p 87-95, February 2002
- [23] FILHO, B.J. C., SEIXAS, P.F., SILVA, S.R., A Method for Current and Torgue Ripple Reduction in Sliding Mode Controlled Induction Motor Drives, Universidade Federal de Kinas Cerais Depto. de Engenharia Eletrica AV. Contorno. 842 - 100. Andar, Belo Horizonte, Brazil, 1991

- [24] JAMOUSSE, K., OUALI, M., CHARRADI, H., A Sliding Mode Speed Control of an Induction Motor, American Journal of Applied Sciences 4(12): 987-994, 2007
- [25] FAQİR, A., BETİN, F., ALAOUI, L.C., NAHİD, B., PİNCHON, D., Varying Sliding Surface Control of an induction machine drive, Proc. of IEEE Conference on Control Applications, 93, 2003
- [26] ROMERO, M., BRASLAVSKY, J.H., VALLA. M.I., A Ripple Minimization Strategy for Direct Torque and Flux Control of Induction Motors using Sliding Modes, Depto. de Electrotecnia , Universidad Nacional de La Plata and CONICET, CC91, La Plata, Argentina
- [27] CUPERTINO, F., LATTANZI, A., SALVATORE, L., Sliding Mode Control of an Induction Motor, IEEE Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, 206, 2000
- [28] FU, T.J., XIE, W.F., A novel sliding-mode control of induction motor using space vector modulation technique, ISA Transactions 44_2005_481-490, 2005
- [29] BARAMBONES, O., GARRIDO, A.J., , A Sensorless Variable Structure Control of Induction Machine drives, Electric Power System Research 72 21-32, 2004
- [30] AKINAL, Ş., Sliding Mode Control and Its Applications, Gaziantep Üniversitesi, Ph.D Thesis in Electrical and Electronic Engineering, July 2005
- [31] PERRUQUETTI, W., BARBOT, J.P., Sliding Mode Control in Engineering, Marcel Dekker, Inc., New York Basel, 2002
- [32] UTKIN, V., GULDNER, J., SHI, J., Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, Taylor&Francis Inc., 325 Chestnut Street, Philadelphia, PA 19106,1999

ÖZGEÇMİŞ

Ersagun Kürşat YAYLACI, 24.08.1986'da Tokat Erbaa'da doğdu. İlköğretim eğitimini Erbaa'da, lise eğitimini Zile'de tamamladı. 2009 yılında İstanbul Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği eğitimini tamamladı. Aynı yıl Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği anabilim dalı Elektrik bilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı. 2010 Eylül ayında Karabük Üniversitesinde Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı. 2011 Nisan ayı itibari ile Sakarya Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak başlamış olup, halen aynı kurumda çalışmaya devam etmektedir.