

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AC MOTORLARIN GÖZLEMLEYİCİ İLE VEKTÖR KONTROLÜ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Abdurrahman Said OKTA**

Anabilim Dalı : Makina Mühendisliği

Programı : Sistem Dinamiği ve Kontrol

HAZİRAN 2009

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AC MOTORLARIN GÖZLEMLEYİCİ İLE VEKTÖR KONTROLÜ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Abdurrahman Said OKTA
503041618**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 20 Nisan 2009
Tezin Savunulduğu Tarih : 14 Mayıs 2009**

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Can ÖZSOY (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Doç. Dr. Rahmi GÜÇLÜ (YTÜ)
Yrd. Doç. Dr. Ayhan KURAL (İTÜ)**

HAZİRAN 2009

ÖNSÖZ

Çalışmalarım sırasında motor kontrolü ve gözlemleyiciler konusundaki desteği ile bu çalışmanın ortaya çıkmasını sağlayan,yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen değerli tez danışmanım Prof. Dr. Can ÖZSOY'a teşekkürlerimi sunarım.Son olarak bana her zaman destek olan aileme sonsuz teşekkürler ederim.

Nisan 2009

Abdurrahman Said OKTA
Makina Mühendisi

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ.....	iii
İÇİNDEKİLER	v
KISALTMALAR	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
SEMBOL LİSTESİ.....	x
ÖZET	xiii
SUMMARY	xv
1. GİRİŞ	1
2. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORLAR	5
2.1 Asenkron Motorlar.....	5
2.1.1 Rotor yapısına göre asenkron motorlar.....	5
2.1.2 Statorun yapısı.....	6
2.1.3 Asenkron motorun çalışma prensibi.....	6
2.2 Sincap Kafesli Asenkron Motor Modeli.....	8
2.2.1 Simetrik bileşenler dönüşümü.....	12
2.2.2 (d-q) Eksen takımında asenkron motor modeli	15
2.2.3 (α - β) eksen takımında asenkron motor modeli.....	20
3. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORA UYGULANAN KONTROL YÖNTEMLERİ	21
3.1 Alan Yönlendirme Prensibi	22
3.1.1 Rotor akısı yönlendirme prensibi	23
3.1.2 Stator akısı yönlendirme prensibi.....	24
3.1.3 Mıknatıslanma akısı yönlendirme prensibi	25
3.2 Vektör Kontrol Yöntemleri.....	27
3.2.1 Rotor akısı yönlendirmeli dolaylı vektör kontrolü	29
3.3 Doğrudan Moment Kontrol	31
3.4 Vektör Kontrol ile Doğrudan Moment Kontrolünün Karşılaştırılması	38
4. GÖZLEMLEYİCİLER	41
4.1 Lineer Durum-Uzay Modelleri	41
4.1.1 Deterministik lineer durum-uzay modelleri	41
4.1.2 Stokastik kesikli zaman lineer durum-uzay modelleri	43
4.2 Kontrol Edilebilme, Gözlemlenebilme, Kararlı Olabilme Kavramları.....	43
4.2.1 Kontrol edilebilme.....	44
4.2.2 Gözlemlenebilme.....	45
4.2.3 Kararlı olabilme.....	46
4.3 Kalman Filtresi	48
4.3.1 Genişletilmiş kalman filtresi	53
4.4 Hız Adaptif Akı Gözlemleyicisi	54
4.5 Luenberger Gözlemleyicisi.....	57

4.6 Kayan Kipli Kontrol Tabanlı Gözlemleyici.....	58
4.7 Yapay Zeka Tabanlı Gözlemleyici	59
5. GÖZLEMLEYİCİ İLE SENSÖRSÜZ KONTROL	61
5.1 Adaptif Akı Gözlemleyicisi İçin Asenkron Motor Modeli.....	61
5.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi İçin Asenkron Motor Modeli.....	63
6. SENSÖRSÜZ KONTROL SİMULASYONLARI	69
6.1 Başlangıç Değerlerinin Belirlenmesi	69
6.2 Simulasyon Sonuçları	70
6.3 Sonuçların Değerlendirilmesi	71
7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	73
KAYNAKLAR	75
EKLER.....	77
ÖZGEÇMİŞ.....	99

KISALTMALAR

PWM	: Pulse Width Modulation
DMAK	: Doğrudan Moment Akı Kontrolü
DVK	: Doğrudan Vektör Kontrol
SKASM	: Sincap Kafesli Asenkron Motor
DMK	: Doğrudan Moment Kontrol
DTC	: Direct Torque Control
DSP	: Digital Signal Processing
MRAS	: Model Referance Adaptive System
GKF	: Genişletilmiş Kalman Filtresi
HAAG	: Hız Adaptif Akı Gözlemleyicisi

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1: Optimum gerilim anahtarlama çizelgesi.....	36
Çizelge 3.2: Stator akısı uzay vektörü için sektör belirleme	37

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1 : Doğrudan vektör kontrollü sürücü ile hız kontrolü	2
Şekil 2.1 : Üç fazlı 2 kutuplu asenkron motor	7
Şekil 2.2 : Statoru 3 fazlı sincap kafesli asenkron motor eşdeğer devresi.....	9
Şekil 2.3 : Stator ve rotor sargılarının α - β ve d-q eksen takımına göre konumları ...	16
Şekil 3.1 : d-q eksen takımında rotor akısının yönlendirilmesi	24
Şekil 3.2 : Rotor akısı yönlendirmeli doğrudan vektör kontrolü	27
Şekil 3.3 : Rotor akısı yönlendirmeli doğrudan vektör kontrol şeması	29
Şekil 3.4 : Rotor akısı yönlendirmeli dolaylı vektör kontrolü	30
Şekil 3.5 : SKASM'nin $\alpha\beta$ - eksen takımındaki dinamik eşdeğer devresi.....	32
Şekil 3.6 : Stator akısı, rotor akısı ve stator akımı uzay vektörlerinin birbirlerine göre konumları	33
Şekil 3.7 : Gerilim ara-devreli evirici	34
Şekil 3.8 : Anahtarlama-gerilim uzay vektörleri.	34
Şekil 3.9 : Stator akısı uzay vektörünün kontrolü	35
Şekil 3.10 : Stator akısı uzay vektörünün dilimdeki konumu ve optimum anahtarlama gerilim vektörünün seçimi.	35
Şekil 3.11 : Sincap kafesli asenkron motor doğrudan moment kontrollü sürücü sistemi.....	38
Şekil 4.1 : Geri bildirimli sistem.....	43
Şekil 4.2 : Kalman filtresi algoritması.....	52
Şekil 4.3 : Genişletilmiş Kalman filtresi algoritması	54
Şekil 4.4 : Adaptif akı gözlemleyicisi modeli	55
Şekil 4.5 : Hatayı geri besleme bloğu gösterimi	57
Şekil 6.1 : Değişken yüklü durum için yük zaman grafiği	71
Şekil B.1 : Adaptif akı gözlemleyicisinin Matlab simulink bloğu	80
Şekil B.2 : Adaptif akı gözlemleyicisi ile DVK Matlab simulink bloğu.....	81
Şekil B.3 : Doğrudan moment kontrol Matlab Simulink bloğu.....	82
Şekil B.4 : Genişletilmiş kalman filtresi ile DMK Matlab Simulink bloğu	83
Şekil C.1 : Dvk da yüksüz durumda rotor hızı ve kestirilen hızın zamanla değişimi	85
Şekil C.2 : Dvk da yüksüz durumda kestirim ve kontrol hatası	86
Şekil C.3 : Dmk de yüksüz durum rotor hızı ve kestirilen hızın zamanla değişimi ..	87
Şekil C.4 : Dmk de yüksüz durumda kestirim hatası ve kontrol hatası.....	88
Şekil C.5 : Dvk da sabit yüklü durumda rotor hızı ve kestirilen hız	89
Şekil C.6 : Dvk da sabit yüklü durumda kestirim ve kontrol hatası.....	90
Şekil C.7 : Dmk de değişken yüklü durumda rotor hızı ve kestirilen hız	91
Şekil C.8 : Dmk de sabit yüklü durumda kestirim ve kontrol hatası.....	92
Şekil C.9 : Dvk da değişken yüklü durumda rotor hızı ve kestirilen hız.....	93
Şekil C.10 : Dvk da değişken yüklü durumda kestirim hatası ve kontrol hatası.....	94
Şekil C.11 : Dmk de değişken yüklü durumda rotor hızı ve kestirilen hız	95
Şekil C.12 : Dmk da değişken yüklü durumda kestirim hatası ve kontrol hatası.....	96

SEMBOL LİSTESİ

\underline{V}_s	: Stator sargılarına uygulanan gerilim vektörü
\underline{V}_r	: Rotor çubuklarındaki gerilim vektörü
$\underline{\psi}_s$: Stator akı vektörü
$\underline{\psi}_r$: Rotor akı vektörü
\underline{R}_s	: Stator direnç matrisi
\underline{R}_r	: Rotor direnç matrisi
$\underline{M}_{s,r}, \underline{M}_{r,s}$: Stator ile rotor arasındaki ortak endüktans matrisi
$\underline{L}_{s,r}$: Toplam endüktans matrisi
\underline{L}_s	: Stator faz sargıları arasındaki endüktans matrisi
\underline{L}_r	: Rotor çubukları arasındaki endüktans matrisi
L_s	: Stator sargı endüktansı
L_r	: Rotor çevre endüktansı
R_s	: Stator faz sargı direnci
R_h	: İki çubuk arasındaki halka parçası direnci
R_φ	: Çubuk direnci
M_{ss}	: Stator faz sargıları arası karşıt endüktans
M_{rr}	: Rotor çubukları arası karşıt endüktans
M_m	: Rotor ve stator arasındaki karşıt endüktansın maksimum değeri
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Stator a, b ve c fazı sargı akımları
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	: Stator a, b ve c fazı sargılarına uygulanan gerilimler
p	: Kutup çifti sayısı
θ	: Motor mili dönme açısı
J	: Toplam eylemsizlik momenti
B	: Toplam sürtünme katsayısı
t_e	: Elektriksel moment
V_{sd}, V_{sq}	: Stator gerilim vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
i_{sd}, i_{sq}	: Stator akım vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
i_{rd}, i_{rq}	: Rotor akım vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
ψ_{sd}, ψ_{sq}	: Stator akı vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
ψ_{rd}, ψ_{rq}	: Rotor akı vektörünün d-q eksen takımındaki bileşenleri
L_r'	: Rotor çevre endüktansının statora indirgenmiş değeri
R_r'	: Rotor direncinin statora indirgenmiş değeri

ω_s	: Senkron hız
ω_r	: Kayma hızı
ω	: Mekanik hız
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Stator gerilim vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Stator akım vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$: Rotor akım vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$: Stator akı vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$: Rotor akı vektörünün α - β eksen takımındaki bileşenleri
$\underline{\psi}_s$: Stator akısı uzay vektörü
$\underline{\psi}_r$: Rotor akısı uzay vektörü
\underline{i}_s	: Stator akımı uzay vektörü
\underline{i}_r	: Rotor akımı uzay vektörü
ρ_s	: Stator akı vektörünün α - β eksen takımına göre açısı
λ_s	: Stator akım vektörünün α - β eksen takımına göre açısı
γ	: Stator ve rotor akıları uzay vektörleri arasındaki açı
\underline{x}	: Durum vektörü
\underline{z}	: Çıkış vektörü
\underline{A}	: Sistem matrisi
\underline{B}	: Giriş matrisi
\underline{H}	: Çıkış matrisi
\underline{w}	: Sistem gürültüsü
\underline{v}	: Ölçme gürültüsü
\underline{Q}	: Sistem gürültüsü kovaryans matrisi
\underline{R}	: Ölçme gürültüsü kovaryans matrisi
\underline{K}	: Kalman kazancı
$\hat{\underline{x}}$: Kestirilen durum vektörü
\underline{P}	: Durum kestirim hata kovaryans matrisi
t_L	: Yük momenti

AC MOTORLARDA GÖZLEMLEYİCİ İLE VEKTÖR KONTROLÜ

ÖZET

Asenkron motorlar dayanıklı, uzun ömürlü, ucuz ve her ortamda çalışabilme gibi özelliklerinden dolayı endüstride çok fazla kullanılırlar. Bu tezdede en yaygın asenkron motor çeşitlerinden olan sincap kafesli asenkron motorlar ele alınmıştır. Fakat alternatif akım ile çalıştıklarından dolayı doğru akım motorlarına göre kontrollerinde zorluklar yaşanmaktadır. Akım ve momentin ayrı ayrı ifade edilemeyişi özellikle kontrolü güçleştirmektedir. Bu sorunu aşmak için çok fazla yöntem geliştirilmiştir. Özellikle mikroçip teknolojisinin gelişmesiyle bu yöntemlerin etkinliği artmış ve çok hassas asenkron motor kontrol teknikleri kullanılabilir olmuştur.

Bu tezde en yaygın asenkron motor kontrolü olan vektör kontrol teknikleri ve vektör kontrolün bir çeşidi sayılabilecek doğrudan vektör kontrol yöntemi incelenmiştir. Vektör kontrol kendi içerisinde doğrudan ve dolaylı vektör kontrol olarak ikiye ayrılmıştır. Bu yöntemler hassas kontrol yapmasına rağmen sensör ve kontrolcü gereksinimleri maliyeti artıran faktör olarak göze çarpmaktadır. Özellikle sensörlerin dış etkenlerden çok fazla etkilenir olmaları, uzun ömürlü olmamaları, maliyetleri, hacim ve konumlandırılma problemlerinden dolayı pek tercih edilmemektedir. Bu durumda sensörlerin yaptıkları işi matematiksel algoritmalarla yapan gözlemleyiciler öne çıkmaktadır. Özellikle hız adaptif akı gözlemleyicileri ve kalman gözlemleyicileri gerek hassas kontrolü destekleyici yapıları olmaları gerek dış bozuculara karşı daha gürbüz bir yapılarının olması gerekse ucuz olmalarından dolayı çok fazla tercih edilmektedirler. Bu tezdede asenkron motorların kontrolünde vektör kontrol çeşitlerinin uygulanışı ve bu kontrollerde gözlemleyicilerin kullanılışı ele alınmıştır.

VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTORS WITH OBSERVERS

SUMMARY

Induction motors are used at industrial applications because of their developed properties like robustness, low costs, long life, and durability. At this thesis, we investigated the one of the most widespread induction motor as squirrel cage induction motors. This motor has control problems because of working with alternative current. The main problem is not able to state the moment and current as independent equations. Many control methods were developed for compensating these problems. Especially with the help of new microchip technology, these methods increased their efficiency. Moreover, very sensitive and successful control methods are used in industry now.

At this thesis, the most widespread induction motor control technique as vector control and its one of the types as direct moment control methods were investigated. Vector control methods are 2 types as direct and indirect vector control. These methods can include sensitive control. On the other hand, sensor and controller requirements bring high costs. Particularly due to sensor features as low durability, packaging problems, volumes, and high cost, they are not preferred to use in motor control applications. Instead of sensors, observers implement sensor duties with the help of mathematical algorithms, including more advantages. Especially, the speed adaptive flux observer and Kalman observer are preferred due to their features as able to support high sensitive control, low costs, and high robustness. At this thesis, the applications and usage of vector controls and usage of observers in it are shown.

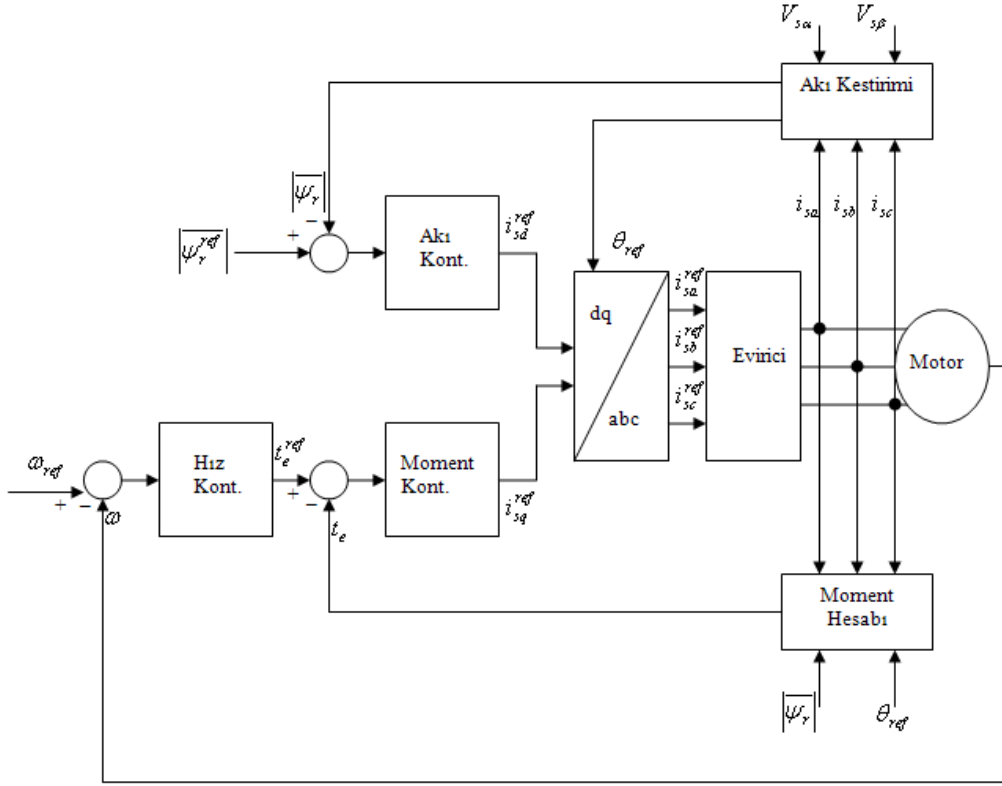
1. GİRİŞ

Sincap kafesli asenkron motorlar doğru akım motorlarına göre daha sağlam daha güvenilir, daha ucuz olması, daha az bakım gerektirmeleri ve yüksek hız uygulamalarına daha uygun olmaları yüzünden önemli bir avantaja sahip olup özellikle endüstride çok fazla tercih edilmektedirler. Fakat gerek doğrusal olmayan yapısı gerekse parametre kestiriminin zor olması sincap kafesli asenkron motorun kontrolünü güçleştiren etkenlerdir. Fakat avantajlı yönlerinden dolayı bu motorlar üzerine birçok kontrol yöntemi geliştirilmiş ve istenen seviyede motor kontrolü elde edilmiştir.

Sincap kafesli asenkron motorlar için en önde gelen kontrol yöntemi vektör kontrol olarak gözlemlenmektedir. Alan yönlendirme koşulunun sağlandığı kontrole vektör kontrol denir. Vektör kontrol yöntemleri doğrudan ve dolaylı olmak üzere 2 sınıftır. Doğrudan vektör kontrol geri beslemeli dolaylı vektör kontrol ileri beslemelidir. Yöntemler arasındaki fark, kestirilen ya da yönlendirilen akının, $\alpha\beta$ duran stator ekseninde (kartezyen koordinatlarda) ya da bu akı ile aynı hızda dönen dq ekseninde (kutupsal koordinatlarda) hesaplanmasından kaynaklanmaktadır. En önemli fark ise rotor akısıyla stator a fazı arasındaki açının elde edilmiş şekline göre değişir. Bu açı doğrudan vektör kontrolde gözlemleyici ile hesaplanır. Dolaylı vektör kontrolünde ise açı rotora yerleştirilen sensörden gelen konum bilgisi kullanılarak matematiksel olarak açı bulunur. Bu açı dq - abc faz dönüşümü için gereklidir.

Doğrudan moment kontrol, referans değer ile ölçülen ya da kestirilen değer arasındaki fark olarak tanımlanan akı ve moment hatalarını belirlenen sınırlı bant içerisinde tutmak amacıyla, uygun/en iyi (optimum) evirici anahtarlama durumlarının doğrudan seçimine dayanır. Vektör kontrol yöntemlerinden farklı olarak bu yöntemde akı ve moment kontrolörleri yerine histerisiz bantlı karşılaştırmacılar kullanılır. Koordinat dönüşümü ve darbe genişlik modülasyonlu işaret üretici yerine ise evirici durumlarını kontrol etmek üzere bir anahtarlama çizelgesi 'ndan yararlanılır.

Gerek doğrudan vektör kontrol gerekse doğrudan moment kontrol stator veya rotor akısı oryantasyonlu olarak tasarlanabilmektedir. Bu vektör kontrolde alan yönlendirmenin nasıl olduğuna göre değişmektedir. Ancak geleneksel olarak vektör kontrol yöntemlerinde, akı ve momentin birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesini sağlayan rotor akısı, doğrudan moment kontrolde ise parametre bağımlılığı daha az olan stator akısı tercih edilmektedir. Endüstride her 2 uygulamada sıkça kullanılmakta ve tercih edilmektedir.



Şekil 1.1 : Doğrudan vektör kontrollü sürücü ile hız kontrolü.

Gerek vektör kontrolde gerekse doğrudan moment kontrolde kontrol edilen akının genliğinin, stator duran eksenine göre konum bilgisinin ve hız kontrol uygulamaları için rotor mekanik hızının, doğru olarak bilinmesi gerekir [1].

Bu bilgileri edinmek için algılayıcılar gerekmektedir. Gerek kullanılan akı algılayıcılarının kendi maliyeti gerekse de bu algılayıcıların sincap kafesli asenkron motora yerleştirme işlemi özel bir üretim olduğundan, kontrol sisteminin maliyeti önemli bir şekilde artmaktadır. Bununla birlikte rotor mekanik hızının belirlenmesinde tako generatör ya da turmetre gibi konum algılayıcılarından yararlanılmaktadır. Ancak kullanılan algılayıcılar özellikle düşük güçlü

uygulamalarda sürücünün maliyetini ve büyüklüğünü arttırmaktadır. Bu nedenle, Ölçülen stator gerilimleri ve/veya akımlarından, sincap kafesli asenkron motora ilişkin akı vektörü ve rotor hızı durumlarını kestirme ya da gözleme yoluna gidilir. Bu şekilde tasarlanan asenkron motor kontrol yöntemlerine algılayıcısız (sensörsüz) kontrol adı verilir.

Sensörsüz kontrolde en çok tercih edilen gözlemleyiciler hız adaptif akı gözlemleyicileri, kalman filtresi ve Luenberger gözlemleyicisi olarak karşımıza çıkar. Asenkron motorların doğrusal olmayan yapılarından dolayı bu gözlemleyicilerin genişletilmiş ve doğrusal olmayan modellere göre algoritmaya sahip çeşitleri tercih edilmektedir. Gözlemleyicilerin karşılaştığı problemler ise parametre belirsizlikleri ve modelleme hataları olarak dikkat çeker.

Tez aşağıdaki şu şekilde düzenlenmiştir. Öncelikle 2.bölümde sincap kafesli asenkron motorlar başta olmak üzere asenkron motorlara hakkında geniş bir bilgi ve motor denklemlerinin farklı eksen takımlarında elde edilişi vardır. Üçüncü bölümde motor kontrol yöntemlerine değinilmiştir. Bu bölümde özellikle vektör kontrol ve doğrudan moment kontrol irdelenmiş, denklemleri belirtilmiş ve her 2 kontrol çeşidinin farkları anlatılmıştır. 4. Bölümde ise gözlemleyiciler anlatılmıştır. Özellikle hız adaptif akı gözlemleyicisi ve kalman gözlemleyicisi başta olmak üzere Luenberger gözlemleyicisi gibi sık kullanılan gözlemleyiciler hakkında bilgi verilmiştir. 5 bölümde gözlemleyiciler ile sensörsüz kontrol konusu işlenmiştir. Son bölümde ise Doğrudan vektör kontrol simülasyonu incelenmiş ve bu kontrolün en büyük rakibi olan doğrudan moment gözlemleyicisi hakkında da bir simülasyona bakılmıştır.

2. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORLAR

Bu bölümde sincap kafesli asenkron motorların yapısı,özellikleri ve motor denklemlerinin değişik eksen takımlarında elde edilişinden bahsedilecektir.

2.1 Asenkron Motorlar

Asenkron motorlar, alternatif akım makineleridir. Genellikle sabit duran stator ve dönen rotordan oluşur. Statorlarında bir, iki, üç ya da çok fazlı sargılar bulunur. Stator sargıları adı verilen bu sargılara, alternatif gerilimler uygulanır. Hızları yük ile çok az değişen motorlardır. Dönen rotorda bir, iki, üç yada çok fazlı sargılar bulunabilir. Rotor sargıları adı verilen bu sargılarda gerilim ve akımlar, stator sargıları alanından endüksiyon yolu ile endüklenir. Özel amaçlı kullanımlar dışında, rotor sargısına dış bir kaynaktan gerilim uygulanmaz. Stator ve rotor arasından kalan hava aralığının radyal doğruluğundaki boyu sabittir. Dönen rotor, duran statorun içinde olduğuna göre statorun iç çevresi yarıçapı ve rotorun da dış çevresi yarıçapı sabittir. Böyle bir yapıya sahip olan makinenin, rotor ve stator sargılarının öz endüktansları rotorun konumuna ya da dönme açısına bağımlılığı ihmal edilebilecek kadar azdır.

2.1.1 Rotor yapısına göre asenkron motorlar

Asenkron makineler; bir, iki, üç ya da çok fazlı olmak üzere birkaç watt gücünden 15000 KW gücüne kadar imal edilebilmektedir. Makineler rotor ve rotor sargılarının yapılışına göre iki gruba ayrılır:

1. Rotoru sincap kafesli olan motorlar
2. Rotoru bilezikli ve sargılı olan motorlar

Asenkron motorlar ister bilezikli ister sincap kafesli olsun statorları ile bunun taşıdığı stator sargıları genellikle aynı özellikte yapılırlar. Sincap kafesli motorların rotor sargısı çubuklardan oluşan sincap kafesi biçiminde bir sargıdır. Dışarıya hiçbir uç çıkarılmamıştır. Bilezikli motorlarda ise rotorda, yalıtılmış çok fazlı bir sargı vardır ve bu sargının uçları bilezik-fırça sistemi ile dışarıya alınmıştır.

2.1.2 Statorun yapısı

Sator iki temel alt kısımdan oluşur:

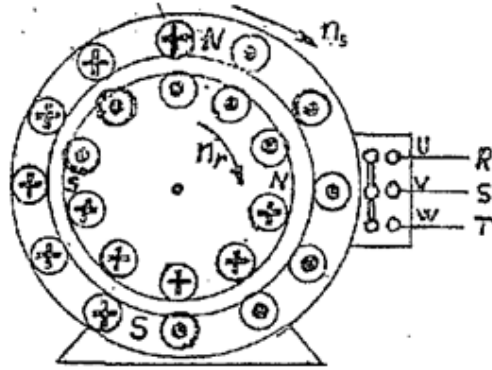
1. İnce silisyumlu 0.5 mm'lik saçlardan yapılmış saç paketi
2. Bu saç paketini taşıyan alüminyum veya pik dökümden yapılmış stator gövdesi
 - a. Stator Sac Paketi; stator saç paketi, stator sargılarını taşıyan ve manyetik akıyı ileten kısımdır. 0.5 mm silisyumlu saçlar, asenkron motorların yapımında gerek ağırlık ve gerekse fiyat bakımından önemli yer tutar.
 - b. Stator gövdesi: Stator gövdesi, stator sac paketini ve bunun sargılarını taşır, rotorun yataklanmasını ve motorun sabit bir yere bağlanmasını sağlar. Motorların standart büyüklükleri mil yüksekliği H (mm)' ya göre tanımlanır. Küçük motorlarda, örneğin standart büyüklüğü 80-90 kg olan motorlarda stator gövdesi çoğu kez alüminyumdan yapılır. Gövdeyi taşıyan ayaklar çelikten yapılır.

2.1.3 Asenkron motorun çalışma prensibi

Şekil 2.1 de görüldüğü gibi, 3 fazlı, 2 kutuplu asenkron bir motora şebekenin R S T faz gerilimleri uygulanır. Statordaki sargılardan geçen alternatif akımlar, dönen N S kutuplarını meydana getirirler. Stator sabit olduğu halde, dönen N S kutupları ortadaki kısa devreli rotorun çubuklarını keserek çubuklarda EMK' ler indükler, kısa devreli rotor çubuklarından indüklenen akımlar (indüksiyon akımları) geçer. Şekil 2.1 da herhangi bir anda stator sargılarından geçen akımlar ve meydana gelen N S kutuplarının yerleri gösterilmiştir. Döner alan (N S kutupları) saat ibresi yönünde döndüğüne göre, rotor çubuklarından geçen indüksiyon akımlarının yönlerini sağ el kaidesi ile bularak İşaretlenir. Şekil 2.1 de görüldüğü gibi, bu akımlar rotorun N S kutuplarından meydana getirilirler. Döner stator kutupları, rotorun kutuplarını etkileyerek (benzer kutuplar birbirini iter, zıt kutuplar birbirini çeker) rotoru saat ibresi yönünde döndürürler.

Şekil 2.1 incelendiğinde, üç fazlı alternatif akımın frekansı ile doğru orantılı olarak saat ibresi yönünde döner stator kutupları (N S) nın, rotor çubuklarında indüklediği akımların yönleri, N kutbunun altındaki çubuklarda kağıttan bize doğru (R), S kutbunun altındaki çubuklarda da bizden kağıt yüzeyine doğru (Q) olduğu görülür. Manyetik alan içinde bulunan bir iletkenin akım geçince, iletken manyetik alanın dışına doğru itilir. İletkenin itilme yönü sol el kaidesi ile bulunur.

Sol el, manyetik kuvvet çizgileri avuç içine girecek ve iletkenen geçen akımın yönünü parmaklar gösterecek şekilde tutulduğunda, baş parmak iletkenin hareket yönünü gösterir. Şekil 2.1 de görüldüğü gibi, N kutbunun altındaki rotor çubukları bir yöne, S kutbunun altındaki rotor çubukları da diğer yöne doğru itilirler. Bu itme kuvvetlerinin meydana getirdiği döndürme momenti rotor saat ibresi yönünde rotoru döndürür.



Şekil 2.1 : Üç fazlı 2 kutuplu asenkron motor.

Rotorun devir sayısı (n_r) arttıkça, döner alanın rotor çubuklarını kesmesi azalacağından, rotor çubuklarında indüklenen EMK'ler ve kısa devre çubuklarından geçen indüksiyon akımları azalır. Dolayısıyla, rotoru döndüren moment azalır. Rotorun devir sayısında artış olmaz. Motor boşta çalışırken rotorun devir sayısı senkron devir sayısına (döner alanın devrine) yaklaşır. Döner alanın devir sayısı (senkron devir) n_s ile rotor devir sayısı n_r arasındaki farka kayma denir ve $\%s = (n_s - n_r).100/n_s$ eşitliğinde ifade edilir.

Şu halde, rotorun devir sayısı (n_r), hiçbir zaman döner alanın devir sayısına (senkron devir) n_s eşit olmaz. Rotor senkron devirden daha az bir devirle döner. Senkron devirle dönen döner alan, statordaki oluklara yerleştirilmiş olan 3 fazlı sargıları da kestiği için bu sargılarda da, rotor çubuklarında indüklediği gibi, EMK'ler indükler. Her faz sargısında indüklenen EMK, o sargıya uygulanan şebekenin faz EMK'ine zıt yöndedir. Bu zıt EMK, transformatörlerde primer sargıdan geçen alternatif akımın meydana getirdiği, nüvede dolaşan değişen manyetik akımın primer sargı üzerinde indüklediği zıt EMK'ine benzetilebilir.

Üç fazlı, dört kutuplu bir statora alternatif akım uygulandığında meydana gelen döner alanın devir sayısı, iki kutuplu statordaki döner alan devir sayısının yarısına

eşittir. 4 kutuplu bir statorda N S N S olarak 4 kutup meydana gelir. Bu statorda N kutbu ile S kutbu arasındaki elektriki derece 180° olduğunda mekanik (geometrik) derece 90° dir. N kutbu ile N kutbu arasında ki elektriki derece 360° dir. Bir çift kutbun elektrik derecesi 360° olduğuna göre, 4 kutuplu bir statordaki elektriki derece (360×2) dir. Statora uygulanan alternatif akımdaki bir periyotluk (360° lik) değişim, döner alanda 360° elektrik dönmesine (yarım devir) sebep olur.

Döner alanın devir sayısı (senkron devir) şebeke frekansı ile doğru orantılı ve kutup sayısı ile ters orantılıdır. Döner alanın devir sayısı $n_s = 60.f/P$ d/d ile bulunur.

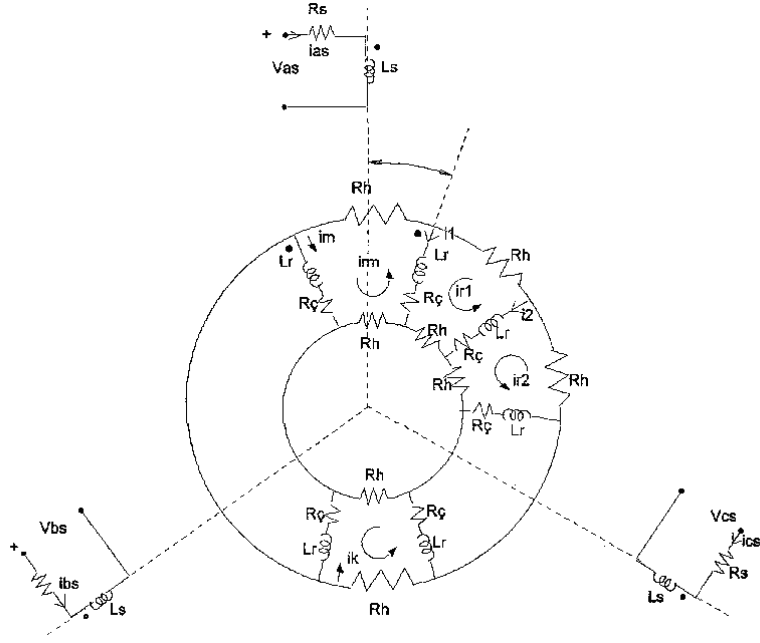
Asenkron motor hız ayarı yaygın olarak değişken frekans üreten Invertör ile kolaylıkla yapılabilir [2].

2.2 Sincap Kafesli Asenkron Motor Modeli

Sincap kafesli asenkron motorlarda matematiksel model elektrikselsel ve mekanik yöne ait denklemlerden oluşur. Motorun davranışını gösteren bu modelde mekanik yanı ifade eden denklemler Newton kanunlarından Elektrikselsel yanı ifade eden denklemler ise Kirschoff kanunlarından çıkarılarak oluşturulmuştur. Model modelleme prensibine uygun olarak kabuller ve varsayımlar ihtiva etmektedir.

Endüstride yaygın olarak kullanılan sincap kafesli asenkron motorlar, rotoru m fazlı statoru 3 fazlı bir yapıdadırlar. Şekil 2.2' deki rotorun her çubuğu bir rotor faz sargısı olarak kabul edilen eşdeğer devreden hareketle makinanın toplu parametrelili modeli ele alınacaktır [3].

Öncelikle sincap kafesli asenkron motor 3 adet statora, m adet rotora ait elektrikselsel denklem ve 1 adet mekanik denklem olmak üzere toplam $(3+m+1)$ denklem ile ifade edilecektir. Daha sonra simetrik bileşenler yöntemi kullanılarak motor modeli $(3+m+1)$ ' den $(6+1)$ denkleme indirgenecektir. Bu işlemlerin ardından motor modeli senkron hız ($\omega_s = \dot{\theta}_s = \omega_r + p\omega$) ile dönen d-q ve α - β duran eksen takımında ifade edilecektir.



Şekil 2.2: Statoru 3 fazlı sincap kafesli asenkron motor eşdeğer devresi.

Elektriksel yana ait stator ve rotor devresi gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibidir. Matris şeklindeki ifadeler altı çizgili olarak belirtilmiştir.

$$\underline{\psi}_s = \underline{L}_s \underline{I}_s + \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{I}_r \quad (2.1)$$

$$\underline{\psi}_r = \underline{L}_r \underline{I}_r + \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{I}_s \quad (2.2)$$

$$\underline{V}_s = \underline{R}_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_s \quad (2.3)$$

$$\underline{V}_r = 0 = \underline{R}_r \underline{I}_r + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_r \quad (2.4)$$

$\underline{\psi}_s$: stator akı vektörü [3x1]

$\underline{\psi}_r$: rotor akı vektörü [mx1]

\underline{V}_s : stator sargılarına uygulanan gerilim vektörü [3x1]

\underline{V}_r : rotor çubuklarındaki gerilim vektörü [mx1]

$$\underline{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad \underline{L}_s = \begin{bmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\underline{R}_r = \begin{bmatrix} 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & 0 & \cdots & -R_\zeta \\ -R_\zeta & 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ -R_\zeta & 0 & 0 & \cdots & 2(R_h + R_\zeta) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

\underline{R}_s : stator direnç matrisi [3x3]

\underline{R}_r : rotor direnç matrisi [mxm]

$$\underline{L}_r = \begin{bmatrix} L_r & M_{rr} & \cdots & M_{rr} \\ M_{rr} & L_r & \cdots & M_{rr} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{rr} & M_{rr} & \cdots & L_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\underline{M}_{s,r}(\theta) = M_m \begin{bmatrix} \cos p\theta & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{m}\right) & \cdots & \cos\left(p\theta + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}\right) & \cdots & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}\right) & \cdots & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}\right) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\underline{M}_{r,s}(\theta) = \underline{M}_{s,r}^T(\theta) \quad (2.9)$$

$$\underline{L}_{s,r}(\theta) = \begin{bmatrix} \underline{L}_s & \underline{M}_{s,r}(\theta) \\ \underline{M}_{r,s}(\theta) & \underline{L}_r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

L_r : rotor çevre endüktansı

L_s : stator sargı endüktansı

R_h : iki çubuk arasındaki halka parçası direnci

R_s : stator faz sargı direnci

R_ζ : çubuk direnci

M_m : rotor ve stator arasındaki karşıt endüktansın maksimum değeri

M_{rr} : rotor çubukları arası karşıt endüktans

M_{ss} : stator faz sargıları arası karşıt endüktans

$\underline{M}_{r,s}$: rotor çubukları ile stator faz sargıları arasındaki karşıt endüktans matrisi [mx3]

$\underline{M}_{s,r}$: stator faz sargıları ile rotor çubukları arasındaki karşıt endüktans matrisi [3xm]

$\underline{L}_{s,r}$: toplam endüktans matrisi

\underline{L}_s : stator faz sargıları arasındaki endüktans matrisi [3x3]

\underline{L}_r : rotor çubukları arasındaki endüktans matrisi [mxm]

θ : motor mili dönme açısı

p : kutup çifti sayısı

akı ifadeleri ,

$$\underline{\psi}_s = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} ; \quad \underline{\psi}_r = \begin{bmatrix} \psi_{r1} \\ \psi_{r2} \\ \vdots \\ \psi_{rm} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Akım ve gerilim ifadeleri,

$$\underline{I}_s = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} ; \quad \underline{V}_s = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} ; \quad \underline{V}_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad \underline{I}_r = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

şeklinde verilir.

2.3 ve 2.4 eşitlikleri düzenlenirse,

$$\underline{V}_s = \underline{R}_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_s = \underline{R}_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} (\underline{L}_s \underline{I}_s + \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{I}_r) \quad (2.13)$$

$$0 = \underline{R}_r \underline{I}_r + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_r = \underline{R}_r \underline{I}_r + \frac{d}{dt} (\underline{L}_r \underline{I}_r + \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{I}_s) \quad (2.14)$$

elde edilir.

Mekanik yana ait olan denklem ise aşağıdaki moment eşitliğinde görülür. Denklem Newton kanunlarından yararlanılarak çıkartılmıştır.

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \underline{I}_s^T & \underline{I}_r^T \end{bmatrix} \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{L}_{s,r}(\theta) \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{bmatrix} = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \underline{I}_s^T & \underline{I}_r^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \\ \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{bmatrix} = J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (2.15)$$

şeklindedir.

B : toplam sürtünme katsayısı

J : toplam eylemsizlik momenti

2.2.1 Simetrik bileşenler dönüşümü

Öncelikle motor modelimizin denklem sayısını daha kolay modelleme için belirli bir sayıya indirgememiz gerekmektedir. Motor modelimizin bu yüzden $(3+m+1)$ denklemden $(6+1)$ denkleme indirgenmesi sırasında simetrik bileşenler yöntemi kullanırız. Rotor ve stator faz sayıları birbirinden farklı olduğu için rotor büyüklüklerinin dönüşümünde Γ_R , stator büyüklüklerinin dönüşümünde ise Γ_S dönüşüm matrisleri kullanılacaktır .

$$\underline{\Gamma}_S = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} ; \quad \underline{\Gamma}_R = \frac{1}{\sqrt{m}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & b & \dots & b^{m-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & b^{m-1} & \dots & b^{(m-1)^2} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Bu dönüşüm matrislerinde,

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad b = e^{j\frac{2\pi}{m}},$$

Buradan,

$$b^{-1} = b^{m-1}, \quad b^{(m-1)^2} = b, \text{ şeklindedir.}$$

Bu dönüşüm matrislerini gerilim ve akım vektörlerine uyguladığımızda aşağıdaki gerilim ve akım ifadelerini elde ederiz.

$$\underline{V}_{s(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_S \underline{V}_s$$

$$\underline{I}_{s(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_S \underline{I}_s \quad ; \quad \underline{I}_{r(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_R \underline{I}_r \quad (2.17)$$

$$\underline{\Gamma}^{-1} = \underline{\Gamma}^{T*} \quad (2.18)$$

Dönüştürülmüş vektörler,

$$\underline{V}_{s(0,+,-)} = \begin{bmatrix} V_{s0} \\ V_{s+} \\ V_{s-} \end{bmatrix}$$

$$\underline{I}_{s(0,+,-)} = \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s+} \\ i_{s-} \end{bmatrix} ; \quad \underline{I}_{r(0,+,-)} = \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r1} \\ \vdots \\ i_{rm-1} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

şeklindedir.

Bu ifadeleri elektriksel yana ait denklemlerde yerine koyarsak

$$\underline{V}_{s(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_S \underline{R}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_S \frac{d}{dt} \left(\underline{L}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} \underline{I}_{r(0,+,-)} \right) \quad (2.20)$$

$$\underline{0} = \underline{\Gamma}_R \underline{R}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_R \frac{d}{dt} \left(\underline{L}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} \underline{I}_{s(0,+,-)} \right) \quad (2.21)$$

olur. Bu denklemler yeniden düzenlenirse,

$$\begin{aligned} \underline{V}_{s(0,+,-)} &= \underline{\Gamma}_S \underline{R}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_S \underline{L}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \\ &+ \underline{\Gamma}_S \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_S \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} \\ &= \underline{R}_{s(0,+,-)} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{L}_{s(0,+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{M}_{s,r(0,+,-)}^{\bullet} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} \\ &+ \underline{M}_{s,r(0,+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} \underline{0} &= \underline{\Gamma}_R \underline{R}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_R \underline{L}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \\ &+ \underline{\Gamma}_R \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} + \underline{\Gamma}_R \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} \\ &= \underline{R}_{r(0,+,-)} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{L}_{r(0,+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{M}_{r,s(0,+,-)}^{\bullet} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} \\ &+ \underline{M}_{r,s(0,+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(0,+,-)} \end{aligned} \quad (2.23)$$

elde edilir.

$$\underline{L}_r = \underline{\Gamma}_R \underline{L}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} = \begin{bmatrix} L_{r0} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & L_{r1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & L_{r2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & L_{r(m-1)} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\underline{L}_s = \underline{\Gamma}_S \underline{L}_s \underline{\Gamma}_S^{-1} = \begin{bmatrix} L_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s+} & 0 \\ 0 & 0 & L_{s-} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\underline{R}_s = \underline{\Gamma}_s \underline{R}_s \underline{\Gamma}_s^{-1} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad \underline{R}_r = \underline{\Gamma}_R \underline{R}_r \underline{\Gamma}_R^{-1} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_r & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & R_r \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Burada,

$$L_{s0} = L_s + 2M_{ss}, \quad L_{s+} = L_{s-} = L_s + M_{ss}, \quad L_{r0} = L_r + mM_{rr}, \quad L_{rk} = L_{r(m-k)} = L_r + M_{rr}$$

$$k = 1, 2, \dots, m-1, \quad L_{r+} = L_{r-} = L_r + M_{rr} \text{ ' dir.}$$

$$\underline{M}_{r,s(0,+,-)} = \underline{M}_{s,r(0,+,-)}^T = \underline{\Gamma}_R \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-jp\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & e^{jp\theta} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\underline{M}_{s,r(0,+,-)} = \underline{\Gamma}_S \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{jp\theta} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & e^{-jp\theta} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\underline{M}_{r,s(0,+,-)}^\bullet = \underline{\Gamma}_R \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} = jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -e^{-jp\theta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & e^{jp\theta} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\underline{M}_{s,r(0,+,-)}^\bullet = \underline{\Gamma}_S \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} = jp \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{jp\theta} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -e^{-jp\theta} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Mekanik yana ait denklem ise aşağıdaki gibidir.

$$t_e = \frac{1}{2} \left(\underline{I}_{s(0,+,-)}^{*T} \underline{\Gamma}_S^{-1*T} \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} \underline{I}_{r(0,+,-)} + \underline{I}_{r(0,+,-)}^{*T} \underline{\Gamma}_R^{-1*T} \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} \underline{I}_{s(0,+,-)} \right)$$

$$= J \frac{d^2 \theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (2.31)$$

Burada,

$$\underline{\Gamma}_R^{-1*T} \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} = \underline{\Gamma}_R \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{r,s}(\theta) \underline{\Gamma}_S^{-1} \quad (2.32)$$

$$\underline{\Gamma}_S^{-1*T} \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} = \underline{\Gamma}_S \frac{\partial}{\partial \theta} \underline{M}_{s,r}(\theta) \underline{\Gamma}_R^{-1} \quad (2.33)$$

olup, moment ifadesi düzenlendiğinde

$$t_e = \frac{\sqrt{3m}}{4} j p M_m \left[(i_{s1}^* i_{r1} + i_{rm-1}^* i_{s1}) e^{jp\theta} - (i_{s2}^* i_{rm-1} + i_{r1}^* i_{s1}) e^{-jp\theta} \right] = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (2.34)$$

elde edilir.

Dengeli bir gerilim ve akım sisteminde 0 bileşeni oluşmayıp moment $i_{s1} = i_{s+}$, $i_{s2} = i_{s-}$, $i_{r+} = i_{r1}$, $i_{r-} = i_{rm-1}$ bileşenlerinden oluşmaktadır. Bu durumda sincap kafesli asenkron motor modeli 2 adet stator, 2 adet rotor ve 1 adet mekanik denklem olmak üzere toplam 5 adet denklemlerle ifade edilebilir [3].

$$V_{s+} = R_s i_{s+} + L_{s+} \frac{d}{dt} i_{s+} + j p \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{jp\theta} \frac{d\theta}{dt} i_{r+} + \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{jp\theta} \frac{d}{dt} i_{r+} \quad (2.35)$$

$$V_{s-} = R_s i_{s-} + L_{s-} \frac{d}{dt} i_{s-} - j p \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{-jp\theta} \frac{d\theta}{dt} i_{r-} + \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{-jp\theta} \frac{d}{dt} i_{r-} \quad (2.36)$$

$$0 = R_r i_{r+} + L_{r+} \frac{d}{dt} i_{r+} - j p \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{-jp\theta} \frac{d\theta}{dt} i_{s+} + \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{-jp\theta} \frac{d}{dt} i_{s+} \quad (2.37)$$

$$0 = R_r i_{r-} + L_{r-} \frac{d}{dt} i_{r-} + j p \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{jp\theta} \frac{d\theta}{dt} i_{s-} + \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m e^{jp\theta} \frac{d}{dt} i_{s-} \quad (2.38)$$

$$t_e = j p \frac{\sqrt{3m}}{4} M_m \left[(i_{s+} i_{r+} + i_{r-} i_{s-}) e^{jp\theta} - (i_{s-} i_{r-} + i_{r+} i_{s+}) e^{-jp\theta} \right] \quad (2.39)$$

Elektriksel yana ait denklemlerin simetrik bileşenleri ile toplu ifadesi şöyledir.

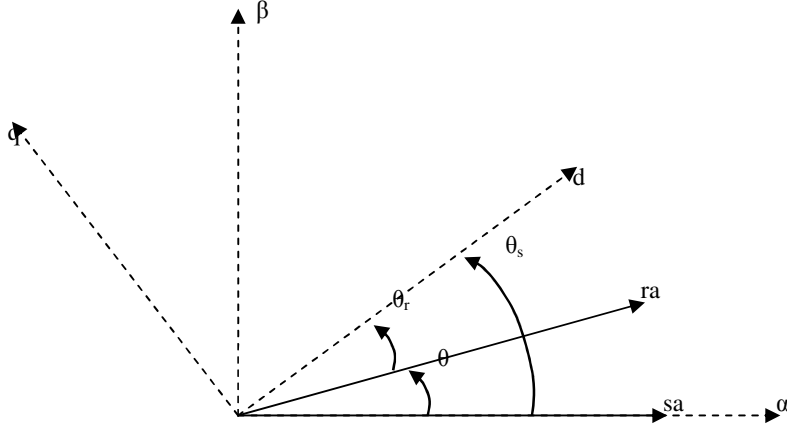
$$\underline{V}_{s(+,-)} = \underline{R}_{s(+,-)} \underline{I}_{s(+,-)} + \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(+,-)} + \underline{M}_{s,r(+,-)}^{\bullet}(\theta) \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{r(+,-)} + \underline{M}_{s,r(+,-)}(\theta) \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(+,-)} \quad (2.40)$$

$$0 = \underline{R}_{r(+,-)} \underline{I}_{r(+,-)} + \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(+,-)} + \underline{M}_{r,s(+,-)}^{\bullet}(\theta) \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{s(+,-)} + \underline{M}_{r,s(+,-)}(\theta) \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(+,-)} \quad (2.41)$$

2.2.2 (d-q) Eksen takımında asenkron motor modeli

2.2.1 bölümünde elde ettiğimiz motor modelimiz kontrol algoritmalarında kullanılmaya uygun değildir. Bu modelin senkron hızda dönen (d-q) ya da duran (α - β) eksen takımında ifade edilmesi ile kontrol algoritmalarında kullanılabilir bir

model elde edebiliriz. Bu bölümde d-q eksen takımında modelin nasıl elde edileceği anlatılacaktır.



Şekil 2.3 : Stator ve rotor sargılarının α - β ve d-q eksen takımına göre konumları.

D-q eksen takımı dönen eksen takımındır. Bu eksen takımında dönüşüm için gerekli dönüşüm matrisleri denklem 2.42’ de verilmiştir.

$$\underline{\Lambda}_S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{-j\theta_s} & e^{j\theta_s} \\ -je^{-j\theta_s} & je^{j\theta_s} \end{bmatrix} \quad ; \quad \underline{\Lambda}_R = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{-j\theta_r} & e^{j\theta_r} \\ -je^{-j\theta_r} & je^{j\theta_r} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

$$\underline{V}_{s(d,q)} = \underline{\Lambda}_S \underline{V}_{s(+,-)} \quad ; \quad \underline{I}_{s(d,q)} = \underline{\Lambda}_S \underline{I}_{s(+,-)} \quad ; \quad \underline{I}_{r(d,q)}^R = \underline{\Lambda}_R \underline{I}_{r(+,-)} \quad (2.43)$$

$$\underline{\Lambda}^{-1} = \underline{\Lambda}^{T*} \quad (2.44)$$

Denklem 2.42 ve 2.43’ deki ifadeler denklem 2.40 ve 2.41 de yerine koyulduğunda

$$\begin{aligned} \underline{V}_{s(d,q)} &= \underline{\Lambda}_S \underline{R}_{s(+,-)} \underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{\Lambda}_S \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d}{dt} (\underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{s(d,q)}) + \\ &+ \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)}^{\bullet} (\theta) \underline{\Lambda}_R^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} (\underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R) \\ &= \underline{\Lambda}_S \underline{R}_{s(+,-)} \underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{\Lambda}_S \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{s(d,q)} + \\ &+ \underline{\Lambda}_S \underline{L}_{s(+,-)} \underline{\Lambda}_S^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)}^{\bullet} (\theta) \underline{\Lambda}_R^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \\ &\underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \underline{\Lambda}_R^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(d,q)}^R \end{aligned} \quad (2.45)$$

$$\begin{aligned}
0 &= \underline{\Lambda}_R \underline{R}_{r(+,-)} \underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \underline{\Lambda}_R \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d}{dt} (\underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R) + \\
&\quad + \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)}^\bullet (\theta) \underline{\Lambda}_S^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} (\underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}) \\
&= \underline{\Lambda}_R \underline{R}_{r(+,-)} \underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \underline{\Lambda}_R \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_R^{-1} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \underline{\Lambda}_R \underline{L}_{r(+,-)} \underline{\Lambda}_R^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{r(d,q)}^R + \quad (2.46) \\
&\quad + \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)}^\bullet (\theta) \underline{\Lambda}_S^{-1} \frac{d\theta}{dt} \underline{I}_{s(d,q)} + \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_S^{-1} \underline{I}_{s(d,q)} + \\
&\quad + \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)} (\theta) \underline{\Lambda}_S^{-1} \frac{d}{dt} \underline{I}_{s(d,q)}
\end{aligned}$$

elde edilir.

$$\underline{R}_{s(d,q)} = \underline{\Lambda}_S \underline{R}_{s(+,-)} \underline{\Lambda}_S^{-1} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\underline{L}_{s(d,q)1} = \underline{\Lambda}_S \underline{L}_{s(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_S^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -(L_s + M_{ss}) \\ (L_s + M_{ss}) & 0 \end{bmatrix} \omega_s \quad (2.48)$$

$$\underline{L}_{s(d,q)2} = \underline{\Lambda}_S \underline{L}_{s(+,-)} \underline{\Lambda}_S^{-1} = \begin{bmatrix} (L_s + M_{ss}) & 0 \\ 0 & (L_s + M_{ss}) \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\underline{M}_{s,r(d,q)}^\bullet (\theta) = \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)}^\bullet (\theta) \underline{\Lambda}_R^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} p \quad (2.50)$$

$$\underline{M}_{s,r(d,q)1} (\theta) = \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_R^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_r \quad (2.51)$$

$$\underline{M}_{s,r(d,q)2} (\theta) = \underline{\Lambda}_S \underline{M}_{s,r(+,-)} (\theta) \underline{\Lambda}_R^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$\underline{R}_{r(d,q)} = \underline{\Lambda}_R \underline{R}_{r(+,-)} \underline{\Lambda}_R^{-1} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

$$\underline{L}_{r(d,q)1} = \underline{\Lambda}_R \underline{L}_{r(+,-)} \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_R^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -(L_r + M_{rr}) \\ (L_r + M_{rr}) & 0 \end{bmatrix} \omega_r \quad (2.54)$$

$$\underline{L}_{r(d,q)2} = \underline{\Lambda}_R \underline{L}_{r(+,-)} \underline{\Lambda}_R^{-1} = \begin{bmatrix} (L_r + M_{rr}) & 0 \\ 0 & (L_r + M_{rr}) \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

$$\underline{M}_{r,s(d,q)}^\bullet (\theta) = \underline{\Lambda}_R \underline{M}_{r,s(+,-)}^\bullet (\theta) \underline{\Lambda}_S^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} p \quad (2.56)$$

$$\underline{M}_{r,s(d,q)1}(\theta) = \underline{\Lambda}_R M_{r,s(+,-)}(\theta) \frac{d}{dt} \underline{\Lambda}_S^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_s \quad (2.57)$$

$$\underline{M}_{r,s(d,q)2}(\theta) = \underline{\Lambda}_R M_{r,s(+,-)}(\theta) \underline{\Lambda}_S^{-1} = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Burada,

$$L_s = L_{s+} = L_{s-} = L_s + M_{ss}, \quad L_r = L_{r1} = L_{r(m-1)} = L_r + M_{rr}, \quad L_M = \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m, \quad \text{dir.}$$

Rotordaki büyüklüklerin statora indirgenmesi ve gerekli düzenlemelerin yapılmasıyla Sincap Kafesli asenkron motorun senkron hızda dönen (d-q) eksen takımındaki denklemleri şu şekilde olur.

$$V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s (L_s i_{sq} + L_m i_{rq}) + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + L_m \frac{d}{dt} i_{rd} \quad (2.59)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s (L_s i_{sd} + L_m i_{rd}) + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + L_m \frac{d}{dt} i_{rq} \quad (2.60)$$

$$0 = R_r i_{rd} - \omega_r (L_r i_{rq} + L_m i_{sq}) + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + L_m \frac{d}{dt} i_{sd} \quad (2.61)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \omega_r (L_r i_{rd} + L_m i_{sd}) + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + L_m \frac{d}{dt} i_{sq} \quad (2.62)$$

Rotorun statora indirgenmesinde,

$$\ddot{u} = \frac{K_s \cdot N_s}{K_r \cdot N_r}, \quad i_{rd} = \frac{1}{\ddot{u}} i_{rd}^R, \quad i_{rq} = \frac{1}{\ddot{u}} i_{rq}^R, \quad R_r' = \ddot{u}^2 R_r, \quad L_r' = \ddot{u}^2 L_r, \quad L_m = \ddot{u} L_M, \quad \text{dir.}$$

\ddot{u} : rotordaki büyüklükleri statora indirgeme katsayısı

K_s : stator sargı faktörü, K_r : rotor sargı faktörü

Yukarıda parantez içerisinde gösterilen (d-q) eksenindeki stator ve rotor akıları aşağıdaki gibidir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad ; \quad \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.63)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad ; \quad \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.64)$$

Denklem 2.42' deki dönüşümler 2.39' daki moment denklemine uygulandığında dönen (d-q) eksen takımında elde edilen moment ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
t_e &= \frac{\sqrt{3m}}{2} M_m p(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \\
&= p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq})
\end{aligned} \tag{2.65}$$

SKASM'nin mekanik yanına ilişkin model, Newtonun ikinci kanunundan aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$t_e - t_L = J_L \frac{d\omega_m}{dt} + B_L \omega_m \tag{2.66}$$

$$t_e = \frac{3}{2} \left\{ \frac{\omega_s (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) + \omega_r (\psi_{rd} i_{rq} - \psi_{rq} i_{rd})}{\omega_m} \right\} \tag{2.67}$$

2.63-64 eşitliklerinden, Eşitlik 2.67'deki ilişkiler kurularak

$$\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd} = -(\psi_{rd} i_{rq} - \psi_{rq} i_{rd}) = \frac{L_m}{L_r} (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \tag{2.68}$$

Eşitlik 2.69'daki gibi t_e çok farklı biçimlerde elde edilmiş olur.

$$t_e = \frac{3}{2} p_p (\psi_{rq} i_{sd} - \psi_{sd} i_{sd}) \tag{2.69a}$$

$$= \frac{3}{2} p_p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \tag{2.69b}$$

$$= \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \tag{2.69c}$$

Buna göre 2.63-64,2.69.c eşitlikleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\psi_{s,dq} \cong \psi_{sd} + j\psi_{sq} = L_s \bar{i}_{s,dq} + L_m \bar{i}_{r,dq} \tag{2.70}$$

$$\psi_{r,dq} \cong \psi_{rd} + j\psi_{rq} = L_m \bar{i}_{s,dq} + L_r \bar{i}_{r,dq} \tag{2.71}$$

$$\bar{v}_{s,dq} \cong v_{sd} + jv_{sq} = R_S \bar{i}_{s,dq} + \left(\frac{d}{dt} + j\omega_s \right) \bar{\psi}_{s,dq} \tag{2.72}$$

$$0 = R_r \bar{i}_{r,dq} + \left(\frac{d}{dt} + j\omega_r \right) \bar{\psi}_{r,dq} \tag{2.73}$$

$$t_e = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r} \tau_m \left(\bar{i}_{s,dq} \bar{\psi}_{r,dq} \right) \quad (2.74)$$

2.2.3 (α - β) eksen takımında asenkron motor modeli

Yukarıdaki bölümde elde ettiğimiz (d-q) ekseninde ifade edilen modelimizi (α - β) ekseninde de ifade edebiliriz. (α - β) duran stator eksenini ifade etmektedir. (α - β) duran stator eksenini olduğu için; $\omega_s = 0$ olarak alınacaktır. Böylece $\omega_r = -p\omega$ alınarak model duran stator eksenine dönüştürülmüş olur . Buradan hareketle Sincap Kafesli asenkron motorun (α - β) eksenindeki denklemleri aşağıda verilmiştir [1].

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{d}{dt} i_{s\alpha} + L_m \frac{d}{dt} i_{r\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \quad (2.75)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{d}{dt} i_{s\beta} + L_m \frac{d}{dt} i_{r\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \quad (2.76)$$

$$0 = R_r i_{r\alpha} + p\omega(L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta}) + L_r \frac{d}{dt} i_{r\alpha} + L_m \frac{d}{dt} i_{s\alpha} = R_r i_{r\alpha} + p\omega \psi_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} \quad (2.77)$$

$$0 = R_r i_{r\beta} - p\omega(L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha}) + L_r \frac{d}{dt} i_{r\beta} + L_m \frac{d}{dt} i_{s\beta} = R_r i_{r\beta} - p\omega \psi_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} \quad (2.78)$$

$$t_e = pL_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (2.79)$$

Akı denklemleri ise,

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad ; \quad \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \quad (2.80)$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad ; \quad \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (2.81)$$

şeklindedir.

3. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORA UYGULANAN KONTROL YÖNTEMLERİ

Elektrik motorları bir moment kaynağıymış gibi düşünülebilirler. Bu momentin kontrolü ise değişik şekillerde gerçekleştirilmektedir.

Motorda üretilen moment, armatür sargılarındaki akım ile, alan sargılarında üretilen manyetik alan arasındaki etkileşimin bir sonucudur. Alan, motorun manyetik devresinde doymaya neden olmayacak ve moment/amper oranını yeteri kadar yüksek tutacak bir optimum seviyede sabit tutulur. Alanın sabit tutulması ile moment, armatür alanı ile değiştirilir.

Alan ve armatür akımlarının bağımsız kontrolü, serbest-uyarmalı doğru akım motorlarda iki ayrı sargının bağımsız iki ayrı kaynaktan beslenebilmesi nedeni ile kolayca yapılabilir. Bunun yanısıra, motorun yapısı gereği bütün çalışma koşulları altında alan çizgilerinin sargı düzlemine paralel olduğu, maksimum (ya da optimal) moment üretim koşulu her zaman sağlanır. Serbest-uyarmalı doğru akım motor için moment ifadesi aşağıdaki gibidir [4].

$$t_e = k_T i_a \psi_f \quad (3.1)$$

Burada, k_T moment sabiti, i_a armatür akımının genliği ve ψ_f alan akısının genliğidir. Doğru akım makinalarına benzer olarak, sincap kafesli asenkron motorlarda da manyetik alan stator sargılarındaki akım ile üretilirken, armatür sargıları rotordadır. Fakat, rotor akıları bir dış kaynaktan doğrudan sağlanamaz. Rotor akımı, stator alanına göre rotor iletkenlerinin bağıl hareketlerinin bir sonucu olarak olduğundan, stator akımı hem manyetik alanın hem de armatür akımının kaynağıdır. Stator ve rotor alanları birbirine dik tutulmadığı ya da çalışma koşulları ile değiştiği ve bu alanlar arasında bir etkileşim olduğu için alan ve momentin bağımsız ya da verimli kontrolü doğru akım motorunki kadar basit ve açık değildir.

Gelinen bu noktada, sincap kafesli asenkron motorlar serbest uyarmalı doğru akım motorları gibi ayarlanabilir kazançlı doğrusal akım-moment dönüştürücüsüne çevirme yani alan (akı) kontrolünü moment kontrolünden bağımsızlaştırma amacıyla,

◆1969Ma K. Hasse ve 1971'de F. Blaschke tarafından vektör (ya da alan yönlendirmeli) kontrol yöntemleri

◆1984'de Takahashi ve Noguchi tarafından doğrudan moment kontrol yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemlerle d.a motorlu sürücülerdeki kadar iyi bir dinamikte sincap kafesli asenkron motorun hem geçici hem de sürekli halde akı, moment ve eklenen dış kontrol çevrimi ile de hız kontrolleri yapılabildiği için, yüksek başarılı yöntemler olarak adlandırılmıştır.

3.1 Alan Yönlendirme Prensibi

Stator ile rotor akılarının etkileşimi sonucunda oluşan moment, elektriksel yan ile mekanik yan arasındaki bağıntının kurulmasını sağlar. DC motorlarda, rotor akısı endüvi akımı ile, stator akısı ise uyarma akımı ile doğru orantılı olarak değişir. Özellikle serbest uyarmalı DC motorda momenti oluşturan endüvi akımı ile uyarma akımı değişmelerinin birbirlerini etkilememesi momentin kolaylıkla kontrol edilebileceği anlamına gelir. Anlık değişimleri rotor zaman sabitinin etkisiyle yavaş olduğu için uyarma akımı değiştirilmez, sabit tutulur ve endüvi akımı ayarlanarak hızlı cevap veren moment kontrolü elde edilmiş olur. Aynı zamanda maksimum moment elde edilebilmesi için rotor sargılarından geçen akım ile stator sargısının meydana getirdiği alanın birbirine dik olması gerekir. DC motorlarda optimum moment koşulunun her zaman sağlanabilmesi için, endüvi akışım oluşturan akımı rotor sargılarına ileten fırçalar belirli bir düzende yerleştirilirler [6].

Asenkron motorlarda ise momenti oluşturan manyetik alan ile rotor sargı akımları arasındaki açı 90° değildir. Ayrıca stator akımının değiştirilmesi ile hem mıknatıslanma akısı hem de mıknatıslanma akısının rotor sargılarında meydana getirdiği EMK sonucu oluşan rotor akısı değişmektedir (Kuplaj etkisi). Sincap kafesli asenkron motorlarda, rotor sargılarına dışarıdan müdahale edilemediğinden momenti meydana getiren akı bileşenlerini DC motorda olduğu gibi ayrı ayrı kontrol etmek mümkün değildir.

Asenkron motoru kontrol açısından DC motora benzetmek amacıyla değişimi ile hem mıknatıslanma akısını hem de momenti etkileyen stator akımı öyle iki bileşene ayrılmalı ki bu bileşenlerden birinin değişimiyle sadece mıknatıslanma akısı, diğerinin değişimiyle de sadece moment değişsin. Böylece mıknatıslanma akısı sabit

tutularak momenti meydana getiren akım bileşeni ile moment lineer olarak değiştirilebilir. Momenti meydana getiren mıknatıslanma akısı ile rotor sargı akımları arasındaki açığı 90° yaparak bu koşulu gerçekleyen alan yönlendirme prensibine dayalı bu kontrol yöntemi ile moment cevabını yavaşlatan kuplaj etkisi yok edilerek, hem geçici ve hem de sürekli rejimlerde hızlı ve optimum moment kontrolü sağlanmış olur.

Zamanla değişen büyüklükler, senkron hızda dönen birbirine dik hayali iki eksen takımında (d-q eksen takımı) tanımlanarak sabit katsayılar haline getirilir. Kontrol edilecek büyüklük olan stator akımının vektör olarak tanımlandığı d-q eksen takımı, momenti meydana getiren akı vektörü baz alınarak ayarlanır. Bu nedenle 2.98 ifadesi, stator akımı ile rotor akısı, mıknatıslanma akısı veya stator akısı cinsinden olmak üzere 3 farklı biçimde yazılabilir, Bu bakımdan üçe ayrılan yöntemin çeşitlerini inceleyelim [7].

3.1.1 Rotor akısı yönlendirme prensibi

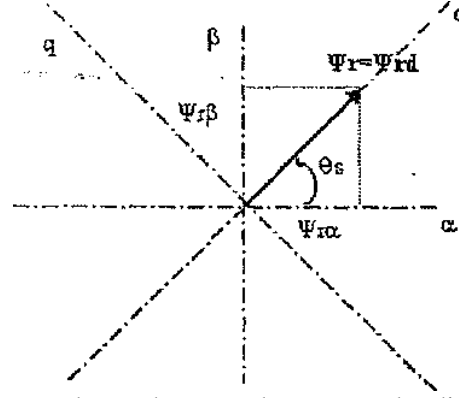
Bu yöntemde rotor akısı ile momenti meydana getiren stator akımı bileşeni arasındaki açı 90° yapılmaya çalışılır. Bu nedenle 2.98 denklemindeki moment ifadesi, gücün değiştiği varsayımıyla basma $3/2$ katsayısı getirilerek stator akımı ile rotor akısının d ve q bileşenleri cinsinden elde edilir.

$$M_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) \quad (3.2)$$

Rotor akısının, dönen d~q eksen takımının d ekseninde olduğu varsayılırsa, bu durumda akımın q bileşeni sıfır demektir (Şekil 3.1). Bu durumda moment ifadesi,

$$M_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \psi_{rd} \quad (3.3)$$

olur.



Şekil 3.1: d-q eksen takımında rotor akısının yönlendirilmesi.

Akının d bileşenin yani gerçekte akının kendisinin sabit tutulabilmesi durumunda, momentin stator akımının q bileşeni ile lineer olarak değişimi sağlanmış olur. Bölüm 2'de çıkartılan rotor akısının d bileşeni ifadesi (2.64), rotor akısının q bileşenin sıfır olduğu varsayımıyla tekrar düzenlenirse,

$$\psi_{rd} = \frac{Lm}{\tau_r s + 1} i_{sd} \quad (3.4)$$

ifadesinden stator akımının d bileşeni ayarlanarak sabit tutulabileceği sonucu çıkarılabilir. Görüldüğü gibi bu bileşenin sabitlenmesiyle aynı zamanda rotor zaman sabitinden dolayı yavaş cevap veren akı değişimleri sorunu da çözülmüş olur. Stator akımını ayırıklaştırma işleminin daha az olması nedeniyle yaygın olarak kullanılan yöntemdir [5].

3.1.2 Stator akısı yönlendirme prensibi

Moment ifadesi stator akısı ile stator akımının d ve q bileşenlerinden meydana gelecek şekilde yeniden düzenlenir.

$$M_e = \frac{3}{2} p (i_{sq} \psi_{sd} - i_{sd} \psi_{sq}) \quad (3.5)$$

Bu yöntemde de stator akısının d ekseninde olduğu koşulu sağlandığı takdirde moment için,

$$M_e = \frac{3}{2} p i_{sq} \psi_{sd} \quad (3.6)$$

denkleminde olduğu gibi stator akımının q eksenine ile akısının d eksenine bileşenlerine bağlı bir ifade elde edilir. Moment ifadesini bu şekilde getirmek istememizdeki amaç, stator akısının d eksenine bileşenini referans olarak girip sadece stator akımının q eksenine bileşeni ile momenti kontrol edebilmektir. 2.63 denklemindeki stator akısı bileşenleri, sadece stator akımı ve akısı bileşenlerine bağlı olarak ifade edildikten sonra,

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + \tau_r \omega_r \psi_{sq} - \tau_r \sigma \omega_r i_{sq} - \tau_r \frac{d\psi_{sd}}{dt} + \tau_r \sigma \frac{di_{sd}}{dt} \quad (3.7)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + \tau_r \omega_r \psi_{sd} - \tau_r \sigma \omega_r i_{sd} - \tau_r \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \tau_r \sigma \frac{di_{sq}}{dt} \quad (3.8)$$

Stator akısının q bileşeninin sıfır olduğu koşulu bu ifadelerle gerçekleştirilecek olursa

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} - \tau_r \sigma \omega_r i_{sq} - \tau_r \frac{d\psi_{sd}}{dt} + \tau_r \sigma \frac{di_{sd}}{dt} \quad (3.9)$$

$$\tau_r \omega_r \psi_{sd} = L_s i_{sq} + \tau_r \sigma \omega_r i_{sd} + \tau_r \sigma \frac{di_{sq}}{dt} \quad (3.10)$$

sonucu elde edilir. 3.9 ifadesi ile referans stator akımı d bileşeni, 3.10 ifadesinden ise referans rotor açısal hızı elde edilir. Ancak bu ifadelerden stator akısı d eksenine bileşeninin, stator akımı bileşenlerinin her ikisine ve ayrıca rotor dönme hızına bağlı olduğu görülmektedir. ψ_{sd} ile ω_r arasındaki bu kuplaj etkisi, işlem sayısını arttıracığından sistem cevabını yavaşlatır. Ancak rotor akısı yönlendirme prensibine kıyasla akının doymaya gitmesiyle değişen endüktans parametrelerine daha az bağımlı olduğundan tercih edilen bir yöntemdir.

3.1.3 Mıknatıslanma akısı yönlendirme prensibi

Bu yöntemde de amaç mıknatıslanma akısını yönlendirmek olduğundan, momenti, stator akımı ve mıknatıslanma akısının d ve q bileşenleri ile ifade etmek gerekir.

$$M_e = \frac{3}{2} p (i_{sq} \psi_{md} - i_{sd} \psi_{mq}) \quad (3.11)$$

Alan yönlendirme yönteminin ilk koşulu olan moment ifadesindeki negatif terimleri yok etmek için, mıknatıslanma akısının senkron hızda dönen d ekseninde olduğunu varsayımı yapılırsa

$$M_e = \frac{3}{2} p i_{sq} \psi_{md} \quad (3.12)$$

ifadesi elde edilir.

Mıknatıslanma akısının d bileşeni ifadesinin stator akımının d bileşeni ile kontrol edilebilirliğini görmek için mıknatıslanma akısı bileşenlerini stator akımı bileşenleri cinsinden elde edelim. Bunun için öncelikle stator akısı bileşenlerini mıknatıslanma akısı bileşenleri cinsinden ifade edilir.

$$\psi_{sd} = (L_{ls} + L_m) i_{sd} + L_m i_{rd} = L_{ls} i_{sd} + L_m (i_{sd} + i_{rd}) = L_{ls} i_{sd} + \psi_{md} \quad (3.13)$$

$$\psi_{sq} = (L_{ls} + L_m) i_{sq} + L_m i_{rq} = L_{ls} i_{sq} + L_m (i_{sq} + i_{rq}) = L_{ls} i_{sq} + \psi_{mq} \quad (3.14)$$

ψ_{md} = mıknatıslanma açısı d bileşeni

ψ_{mq} = mıknatıslanma açısı q bileşeni

L_{ls} = stator kaçak endüktansı

Daha sonra bu ifadeleri 3.7 ve 3.8 denklemlerinde yerine koyup, mıknatıslanma akısının q bileşenini sıfır yapan varsayım da göz önüne alınarak tekrar düzenlenirse, stator akısı yönlendirmeli yöntem de olduğu gibi i_{sd}, i_{sq} ve ω_r değişkenlerine bağlı

iki ψ_{md} ifadesi elde edilir

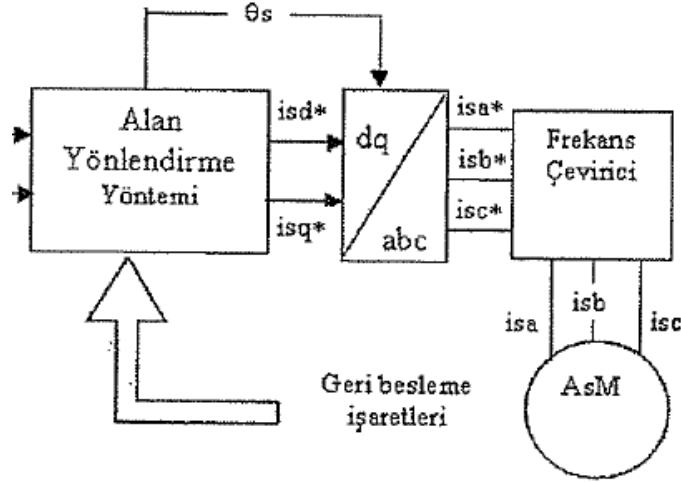
$$\psi_{md} = L_m i_{sd} + \tau_r \omega_r (\sigma - L_{ls}) i_{sq} - \tau_r \frac{d\psi_{md}}{dt} + \tau_r (\sigma - L_{ls}) \frac{di_{sd}}{dt} \quad (3.15)$$

$$\tau_r \omega_r \psi_{md} = L_m i_{sq} + \tau_r \omega_r (\sigma - L_{ls}) i_{sq} + \tau_r (\sigma - L_{ls}) i_{sq} \frac{di_{sd}}{dt} \quad (3.16)$$

3.15 ifadesi ile referans stator akımı d bileşeni, 3.16 ifadesinden ise referans rotor açısal hızı elde edilir. Bu alan yönlendirme yöntemi de rotor akısına göre daha fazla işlem gerektirir. Ancak hem stator hem de rotor yönlendirme yönteminde ileriki konularda anlatılacağı üzere, bu akıların değerleri mıknatıslanma akısının d – q bileşenlerini ölçen sensörlerden edinilen bilgiyle hesaplandığından, ayrıca mıknatıslanma akısını stator veya rotor akısına dönüştürmeye gerek kalmaz [5].

3.2 Vektör Kontrol Yöntemleri

Vektör tanımından yola çıkarak, stator akımının genliği ile birlikte fazını da kontrol ettiği için alan yönlendirme metodu ile yapılan kontrole vektör kontrolü de denir. Bu çalışmada, basit ayrıştırma işlemi gerektiren rotor akısı yönlendirme yönteminin eksik yanlarını tamamlayan öneriler getirildiği için, vektör kontrol yöntemlerinin çeşitleri anlatılırken rotor alan yönlendirme metodu baz alınmıştır. Alan yönlendirme ile referans olarak girilen rotor akısı ile moment giriş bilgilerine göre stator akımların d-q eksen takımındaki bileşenlerinin referans değerleri üretilir. Stator akımının bu d-q bileşenleri, referans stator faz akımlarına dönüştürüldükten sonra frekans çeviriciler, stator sargılarına gönderilecek faz akımlarını ayarlar (Şekil 3.2). $dq \rightarrow abc$ dönüşümünün gerçekleştirilmesi için rotor akısının stator a fazı eksenine (α eksenine) göre konumunu olan θ_s açısının bilinmesi gerekir (Şekil 3.1). Bu açının elde edilme yöntemine göre vektör kontrolü, dolaylı ve doğrudan vektör kontrolü olmak üzere ikiye ayrılır [3].



Şekil 3.2: Rotor akısı yönlendirmeli doğrudan vektör kontrolü.

θ_s açısının ölçülebilmesi için Şekil 3.1'deki gibi rotor akısının α, β bileşenlerinin bilinmesine ihtiyaç vardır. Ancak rotor akısının direkt ölçümü mümkün olmadığı için hava aralığının α ve β eksenlerine yerleştirilmiş hall sensörleri ile mıknatıslanma akısının α ve β bileşenleri ölçülür. Böylece ölçülen bu bileşenler

ve yine ölçülebilen bir büyüklük olan stator akımının $\alpha - \beta$ eksen takımındaki bileşenleri ile, rotor akısı elde edilebilir. Bunun için öncelikle,

$$\begin{aligned}\psi_{m\alpha} &= L_m (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) \\ \psi_{m\beta} &= L_m (i_{s\beta} + i_{r\beta})\end{aligned}\quad (3.17)$$

Eşitliğinden $i_{r\beta}$ ve $i_{r\alpha}$ çekilerek $\psi_{r\alpha}$ ve $\psi_{r\beta}$ ifadelerinde sırasıyla yerine konulur.

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{m\alpha} - L_{lr} i_{s\alpha} \quad (3.18)$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \psi_{m\beta} - L_{lr} i_{s\beta} \quad (3.19)$$

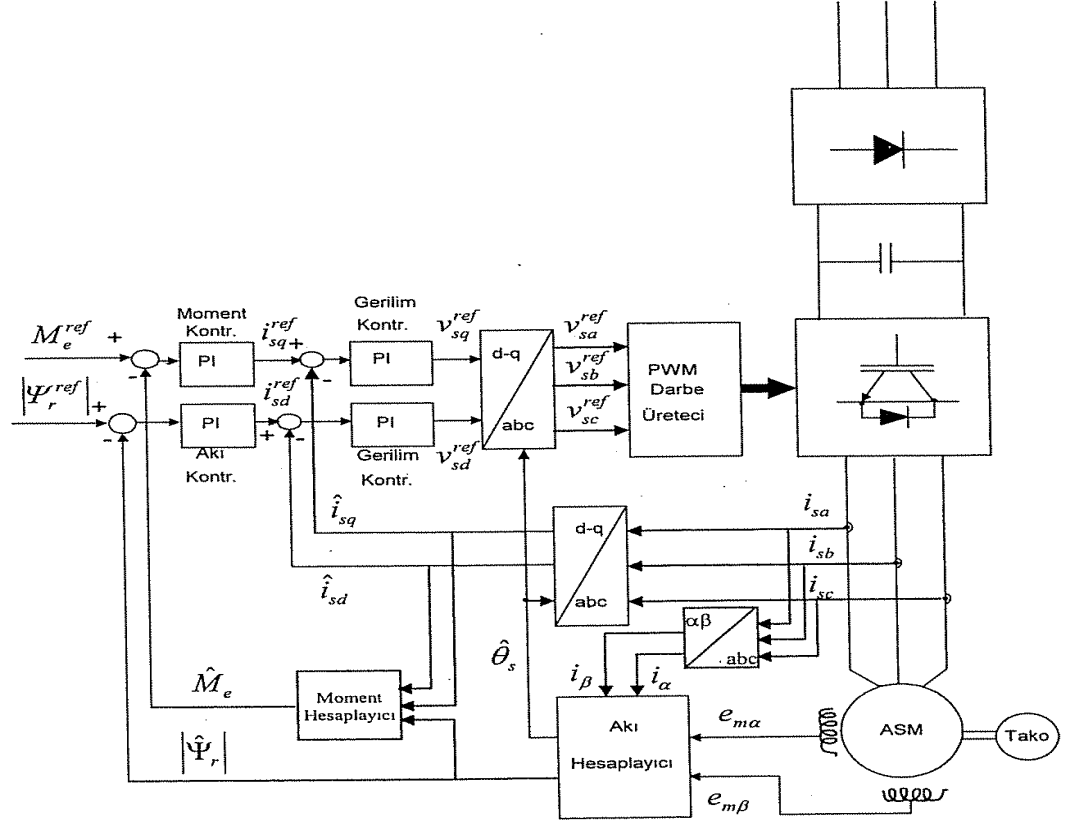
Hesaplanan bu akı bileşenleri ile θ_s açısı ile birlikte rotor akısının genliği $|\psi_r|$ de bulunabilir.

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{r\alpha}}{\psi_{r\beta}} \right) \quad (3.20)$$

$$|\psi_r| = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} \quad (3.21)$$

Ölçülen akının genliği, akı giriş referansı ile karşılaştırılıp, PI kontrolörüne gönderilir. Şekil 3.3'de rotor akısı yönlendirmeli doğrudan vektör kontrolünün blok şeması verilmiştir. 3.4 denklemi göz önüne alınarak, rotor akısının d bileşeni yani referans rotor akısı ile aralarındaki doğrusal ilişkiden dolayı stator akımının d bileşeni kontrolör çıkışı büyüklüğü olarak kullanılabilir. Aynı şekilde 3.4 ifadesinde de stator akımının q bileşeni ile moment arasında doğrusal bir ilişki vardır. Yine bu denklem baz alınarak, ölçülen $\theta_s, \psi_{rd}, i_{sa,b,c}$ ile anlık moment değeri elde edilebilir. Bu ifade moment referans girişi ile karşılaştırılarak PI kontrolörünün girişine uygulanır. Kontrolörün çıkışı stator akımının q bileşenidir.

Hesaplanan bu stator akımının d, q bileşenleri ve θ_s değerleri ile dq \rightarrow abc dönüşümü gerçekleştirilerek referans stator faz akımları elde edilir. Bu referans akımlar uygun frekans çeviricilere- gönderilerek motorun statoruna uygulanması beklenen akımlar üretilir.



Şekil 3.3: Rotor akısı yönlendirmeli doğrudan vektör kontrol şeması.

3.2.1 Rotor akısı yönlendirmeli dolaylı vektör kontrolü

Dolaylı vektör kontrolünde ise θ_s değerini hesaplamak için rotorun miline yerleştirilmiş rotor konumu θ_m 'i ölçen enkoderlerden elde edilen bilgiden yararlanır. θ_s , senkron hızda dönen rotor akısının, θ_m ise rotorun, stator a fazı eksenine göre konumunu belirttiğine göre bu iki açı arasındaki fark da senkron hız ile rotor hızı arasındaki farktan dolayı oluşan kayma hızı (ω_r)'nin integrali olmaktadır.

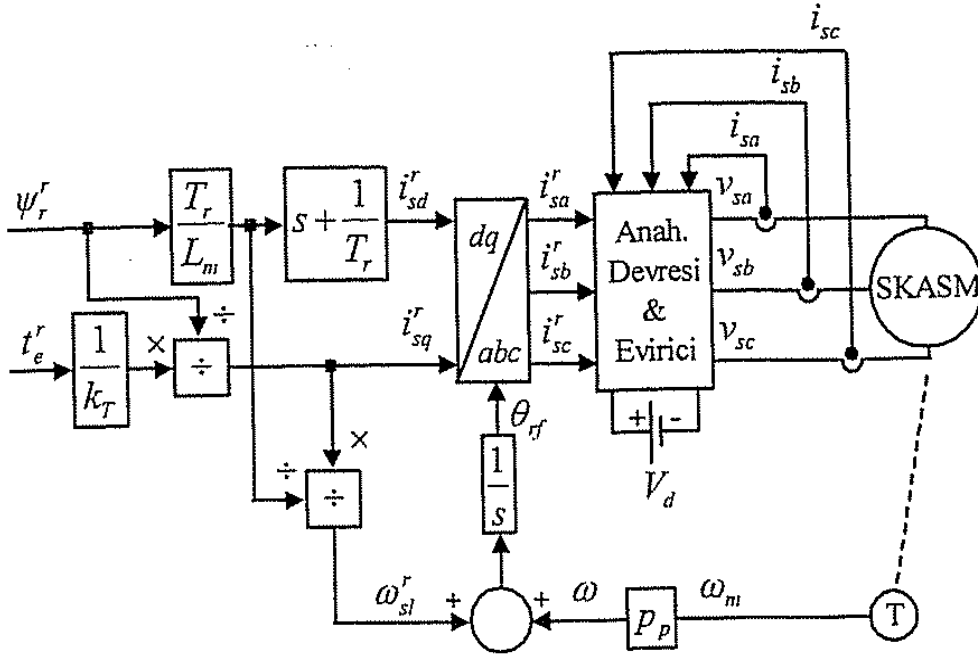
$$\theta_s = p\theta_m + \int \omega_r dt \quad (3.22)$$

Bu ifadeden de görüldüğü üzere θ_s hesaplanabilmesi için rotor konumunun ölçülmesi yeterli değildir. Rotor açısal hızının da bilinmesi gerekir[5]. Bunun için yine bölüm 2'de çıkartılan rotor akısının q bileşeni ifadesi (2.64), değerinin sıfır olduğu varsayımıyla tekrar düzenlenecek olursa,

$$\psi_r = \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{sq}}{\lambda_{rd}} \quad (3.23)$$

gibi ω_r 'ye bağlı bir ifade elde edilir. Bu ifadede ki λ_{rd} , referans olarak girilen rotor akısına eşit olduğundan ve i_{sq} referans rotor akısı ve referans moment ifadesinden elde edilen akım bileşeni olduğundan, ω_r bu referans değerler ve bazı motor parametrelerine bağımlı olarak elde edilmiş olur [3].

Bu yöntemde doğrudan vektör kontrolünde olduğu gibi geri besleme kontrolüne gerek yoktur. Girilen moment ve akı referans değerlerini takip eden rotor açısız konum bilgisi ile motor parametrelerine bağımlı ileri besleme kontrolü yapılır. Doğrudan vektör kontrolünde olduğu gibi elde edilen d-q eksen takımındaki referans akım bileşenleri, hesaplanabilen θ_s açısı ile stator akımı a, b ve c fazı bileşenlerine dönüştürülür. Daha sonra uygun frekans çeviriciler ile ayarlanan bu akımlar motorun stator sargılarına uygulanır (Şekil 3.4).



Şekil 3.4: Rotor akısı yönlendirmeli dolaylı vektör kontrolü.

3.3 Doğrudan Moment Kontrol

Bu yöntem makinanın akı ve momentinin, makine parametreleri ve ölçülebilen büyüklükler yardımıyla hesaplanmasını mümkün kıldığı için aynı zamanda bir doğrudan vektör kontrol yöntemi sayılır. Doğrudan vektör kontrol yönteminden farkı, akımlar için herhangi bir dönüşüm yapılmasına gerek duyulmadığı gibi sinüs üçgen karşılaştırılması veya histerizis akım kontrolü gibi bir PWM oluşturma yönteminde ihtiyaç yoktur. Buna karşılık yöntem referans ve hesaplanan akı vasıtasıyla momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek nitelikte bir anahtarlama dizisinin, eviricideki güç anahtar elemanlarına uygulanmasına dayanır [8].

Bu sayede moment ve akı hatasında oluşabilecek değişimler anında düzeltilebilmekte ve hızlı bir moment cevabı sağlanabilmektedir. Diğer vektör kontrol yöntemleri daha çok rotor akısından oryantasyonlu iken, doğrudan vektör kontrol yöntemi stator akısından oryantasyonlu bir yöntemdir ve $\alpha - \beta$ eksen takımındaki makine modelinden hareketle gerçekleştirilmiştir.

Yöntemin anlaşılabilmesi için Eşitlik 2.39b'deki moment ifadesi 2.74 eşitliğine benzetilerek $\alpha\beta$ eksen takımında aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$t_e = \frac{3}{2} p_p \sin \left(\vec{i}_{s,\alpha\beta} \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right) \quad (3.24a)$$

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} p_p \sin \left(\left| \vec{i}_{s,\alpha\beta} \right| e^{j\gamma_s} \left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right| e^{j p_s} \right) \\ &= \frac{3}{2} p_p \left| \vec{i}_{s,\alpha\beta} \right| \left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right| \sin(\gamma_s - p_s) \end{aligned} \quad (3.24b)$$

$$\text{Burada } \vec{i}_{s,\alpha\beta} \cong i_{s\alpha} + j i_{s\beta} = \left| \vec{i}_{s,\alpha\beta} \right| e^{j\gamma_s} \text{ ve } \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \cong \psi_{s\alpha} - j \psi_{s\beta} = \left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right| e^{j p_s}$$

yapılmıştır. $|\pm|$ vektörün genliğini. γ_s ve p_s ise stator akım ve akı vektörlerinin $\alpha\beta$ eksenine göre konumunu (açışını) göstermektedir.

Diğer taraftan, 2.70-71 eşitliklerinin $\alpha\beta$ eksenindeki ifadelerinden (Eşitlik 3.25-26) yararlanarak,

$$\vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \cong \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} = L_s \vec{i}_{s,\alpha\beta} + L_m \vec{i}_{r,\alpha\beta} \quad (3.25)$$

$$\vec{\psi}_{r,\alpha\beta} \cong \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} = L_m \vec{i}_{s,\alpha\beta} + L_r \vec{i}_{r,\alpha\beta} \quad (3.26)$$

stator akı ve akım vektörleri Eşitlik 3.27-28 deki gibi de yazılabilir.

$$\vec{\psi}_{s,\alpha\beta} = L_s \vec{i}_{s,\alpha\beta} + \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_{r,\alpha\beta} \quad (3.27)$$

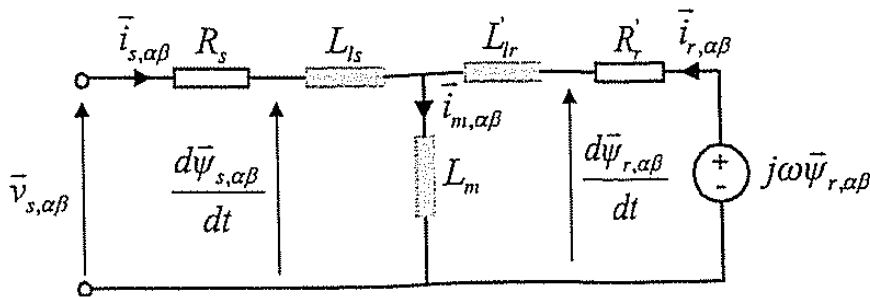
$$\vec{i}_{s,\alpha\beta} = \frac{\vec{\psi}_{s,\alpha\beta}}{L_s} - \frac{l_m}{L_r L_s} \vec{\psi}_{r,\alpha\beta} \quad (3.28)$$

Bu noktada Eşitlik 3.28, 3.24a Eşitliğinde yerine yazılarak Eşitlik 3.29'deki ilişki kurulabilir.

$$t_e = \frac{3}{2} p_p \left| \vec{i}_{s,\alpha\beta} \right| \left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right| \sin(\gamma_s - p_s) = \frac{3}{2} p_p \frac{L_m}{L_r L_s} \left| \vec{\psi}_{r,\alpha\beta} \right| \left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right| \sin(p_s - p_r) \quad (3.29)$$

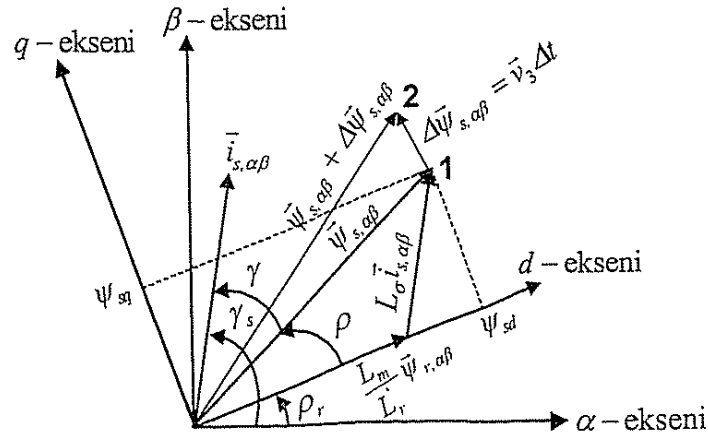
Burada $\vec{\psi}_{r,\alpha\beta} \cong \left| \vec{\psi}_{r,\alpha\beta} \right| e^{jp_r}$ olarak tanımlanmıştır. p_r ise rotor akı vektörünün $\alpha\beta$ eksenine göre konumunu göstermektedir.

Eşitlik 3.29'den rotor hızının arzu edilen herhangi bir değeri için, stator akısı genliği sabit tutularak $\gamma = \gamma_s - p_s$ açısının ya da stator ve rotor akılarının genlikleri sabit tutularak, $p = p_s - p_r$ açısının değiştirilmesiyle endüklenen momentin kontrol edilebileceği görülmektedir. Ayrıca, stator akısı genliği ise doğrudan stator gerilimi ile kontrol edilebilir. Doğrudan moment kontrolün özünü yansıtan bu düşünceler, 2.40-43 Eşitliklerinin $\alpha\beta$ eksenindeki bağlantılarından hareketle elde edilen Şekil 3.6'daki dinamik eşdeğer devreden de daha kolay anlaşılabilir [3].



Şekil 3.5: SKASM'nin $\alpha\beta$ - eksen takımındaki dinamik eşdeğer devresi.

Şekil 3.5 de stator gerilimindeki değişmelerin, ani olarak stator akısının türevini etkilediği görülmektedir. Bununla birlikte, rotor akısının türevi stator ve rotor kaçak endüktansları (L_{ls}, L_{lr}') ile stator akısı türevinden ayrılmıştır. Bu nedenle stator gerilimindeki değişmelere karşı rotor akısı vektörü stator akısı vektörüne kıyasla, daha yavaş kalmaktadır. Hatta, rotor akısı dalga biçiminin stator akısınınkinden daha düzgün olması, kaçak endüktansların alçak geçiren filtre özelliği de göstermektedir. Böylece örneğin uygulanan \bar{v}_3 stator gerilim vektörüyle Şekil 3.7'de görüldüğü gibi stator akısı j den 2 durumuna geçerken, kaçak endüktanslar nedeniyle rotor akısı henüz bu değişime tepki vermediği (ya da geç tepki vereceği) için moment açılı olarak bilinen γ ya da p değişecektir. Böylece moment de değişmiş olacaktır.



Şekil 3.6: Stator akısı, rotor akısı ve stator akımı uzay vektörlerinin bir birlerine göre konumları.

Doğrudan moment kontrolde yaygın olarak stator gerilimi vektörüyle stator akısında küçük Δ değişimleri yapılarak moment kontrol edildiği için kontrol değişkeni stator akısıdır. Stator akısındaki bu değişim (Eşitlik 3.30-31) ise Şekil 3.8'da görülen gerilim ara-devreli evirici

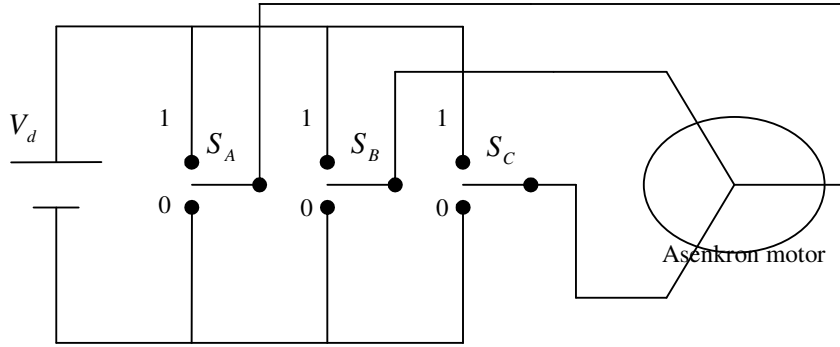
$$\left(\vec{R}_s i_{s,\alpha\beta} = 0 \text{ için} \right) \frac{d \vec{\psi}_{s,\alpha\beta}}{dt} = \vec{v}_{s,\alpha\beta} \quad (3.30)$$

$$\Delta \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} = \vec{v}_{s,\alpha\beta} \Delta t \quad (3.31)$$

ve bu eviriciye ilişkin Eşitlik 3.32'deki 6 adet aktif, 2 adet de sıfır gerilim uzay vektörleriyle yapılabilir.

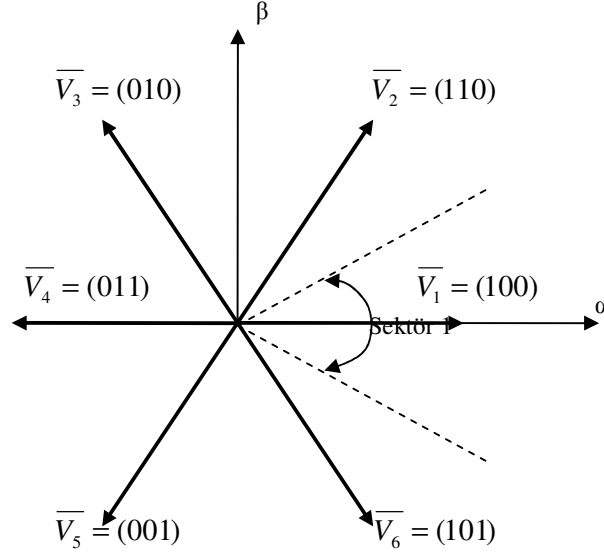
$$\vec{V}_{s,\alpha\beta} \cong \vec{V} = \frac{3}{2} V_d e^{j(k-1)\pi/3} \quad (k = 1 \dots 6) \quad (3.32)$$

Burada V_d doğru akım hat gerilimidir. Şekildeki "1" köprüünün üst kısmındaki "0" ise alt kısmındaki güç yarı iletken elemanın iletimde olduğunu göstermektedir.



Şekil 3.7: Gerilim ara-devreli evirici.

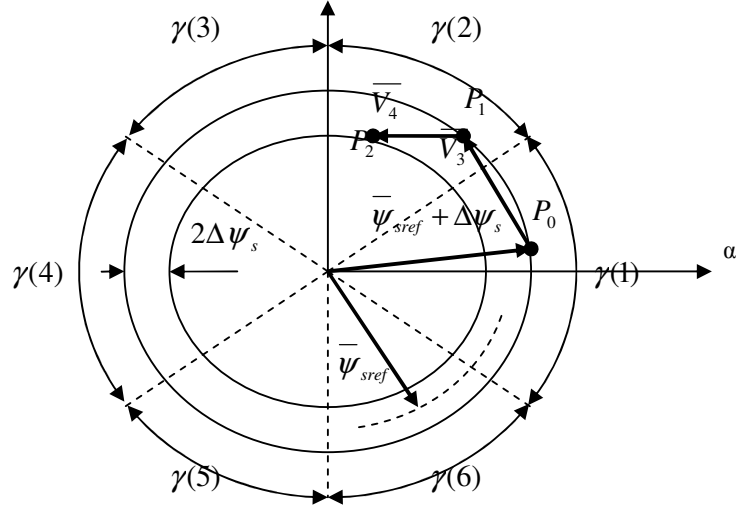
Şekil 3.9'da gerilim uzay vektörleri \vec{v}_k lar ile b_ψ genişliğine sahip bant içerisinde stator akısı uzay vektörünün kontrolü gösterilmektedir [9].



Şekil 3.8: Anahtarlama-gerilim uzay vektörleri.

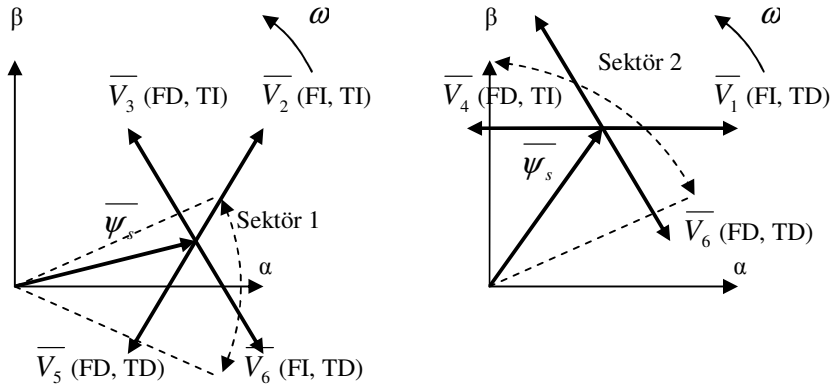
Burada kontrol edilen akı vektörü P_1 noktasında olduğu için dönme yönüyle uyumlu \vec{v}_3 vektörü seçilerek b_ψ sınırlan içerisinde akı vektörü 2. dilimdeki P_2 noktasına getirilmiştir. P_2 de iken uygun \vec{v}_4 vektörü ile P_3 'e ve daha sonra seçilen \vec{v}_3 ile de akı

vektörü P_4 noktasına ulaştırılmıştır. Özetle, akı vektörünün genliği b_ψ sınırları içerisinde sabit tutularak \bar{v}_k 'lar ile kontrol gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.9: Stator akısı uzay vektörünün kontrolü.

Daha ayrıntılı olarak optimum anahtarlama gerilim vektörünün dilimlere özel seçimi ise Şekil 3.10'de görülmektedir. Buradan genel olarak momentin artırılmasının, dönme yönündeki stator akısını ilerleten gerilim vektörüyle azaltılmasının ise tersi süreçle yapıldığı anlaşılabilir. Sıfır moment ihtiyacı da evirici anahtarlama sayışım minimum yapmak üzere $\bar{v}_7(111)$ ya da $\bar{v}_8(000)$ seçimiyle gerçekleştirilir. Bu iki vektör arasındaki seçim bir önceki uygulanan gerilim vektöründeki "1" ya da "0"ın sayışma göre yapılır. Yani "1" fazla ise $\bar{v}_7(111)$, "0" fazla ise $\bar{v}_8(000)$ seçilir.



Şekil 3.10: Stator akısı uzay vektörünün dilimdeki konumu ve optimum anahtarlama gerilim vektörünün seçimi.

Gerilim vektörünün seçimine ilişkin sonuçlar optimum anahtarlama çizelgesi olarak adlandırılan Çizelge 3.1'de özetlenmiştir. Bu çizelgesi, $\gamma(1), \gamma(2) \dots \gamma(6)$ dilimlerindeki stator akısı vektörü genliği ve elektro-manyetik momentin arzu edilen (referans) değerleri (kontrol girişleri) için stator akısının olası tüm konumlarını içeren anahtarlama vektörlerinin optimum seçimini verir [9].

Çizelge 3.1 de stator akısının arttırılması $d\psi = I'e$, azaltılması ise $d\psi = -I'e$ karşılık düşmektedir. Bu özellik iki seviyeli histerezis karşılaştırıcısının çıkış işareti ile aşağıdaki gibi sağlanır.

$$\left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right|^r - \left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right| = \Delta \left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right| \geq b_\psi / 2 \Rightarrow d\psi = 1$$

$$\left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right|^r - \left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right| = \Delta \left| \vec{\psi}_{s,\alpha\beta} \right| \geq -b_\psi / 2 \Rightarrow d\psi = 0 \quad (3.33)$$

Çizelge 3.1: Optimum gerilim anahtarlama çizelgesi.

$d\psi$	dt_e	$\gamma(1)$	$\gamma(2)$	$\gamma(3)$	$\gamma(4)$	$\gamma(5)$	$\gamma(6)$
	1	$\bar{V}_2(110)$	$\bar{V}_3(010)$	$\bar{V}_4(011)$	$\bar{V}_5(001)$	$\bar{V}_6(101)$	$\bar{V}_1(100)$
1	0	$\bar{V}_7(111)$	$\bar{V}_8(000)$	$\bar{V}_7(111)$	$\bar{V}_8(000)$	$\bar{V}_7(111)$	$\bar{V}_8(000)$
	-1	$\bar{V}_6(101)$	$\bar{V}_1(100)$	$\bar{V}_2(110)$	$\bar{V}_3(010)$	$\bar{V}_4(011)$	$\bar{V}_5(001)$
	1	$\bar{V}_3(010)$	$\bar{V}_4(011)$	$\bar{V}_5(001)$	$\bar{V}_6(101)$	$\bar{V}_1(100)$	$\bar{V}_2(110)$
0	0	$\bar{V}_8(000)$	$\bar{V}_7(111)$	$\bar{V}_8(000)$	$\bar{V}_7(111)$	$\bar{V}_8(000)$	$\bar{V}_7(111)$
	-1	$\bar{V}_5(001)$	$\bar{V}_6(101)$	$\bar{V}_1(100)$	$\bar{V}_2(110)$	$\bar{V}_3(000)$	$\bar{V}_4(011)$

Diğer taraftan, momentin arttırılması $dt_e = 1$ 'e, azaltılması $dt_e = -1$ 'e ve herhangi bir değişimin olmaması ise $dt_e = 0$ anlamında kullanılmıştır. Bu durum da, üç seviyeli

histerezis karşılaştırıcının çıkış işareti ile denklem 3.35 deki gibi elde edilebilir

$$t_e^r - t_e = \Delta t_e \geq b_{t_e} / 2 \Rightarrow dt_e = 1 \quad \omega_m \quad (3.34)$$

$$t_e \geq t_e^r \Rightarrow dt_e = 0$$

$$t_e^r - t_e = \Delta t_e \leq -b_{t_e} / 2 \Rightarrow dt_e = -1 \quad \omega_m \quad (3.35)$$

$$t_e \leq t_e^r \Rightarrow dt_e = 0$$

Ayrıca Çizelge 3.1, kontrol edilen akının dilimlere göre konumlarının ($\gamma(\cdot)$ 'ların) bilinmesini de gerektirir. Bunun için, 3.34 Eşitliklerinden ya da trigonometrik fonksiyon gereksiniminden kurtulmak için Çizelge 3.2 gibi akıya ilişkin farklı bileşenlere ait işaretlerden yararlanılabilir. Çünkü akının anlık konum bilgisinden ziyade dilim bilgisi gerekmektedir.

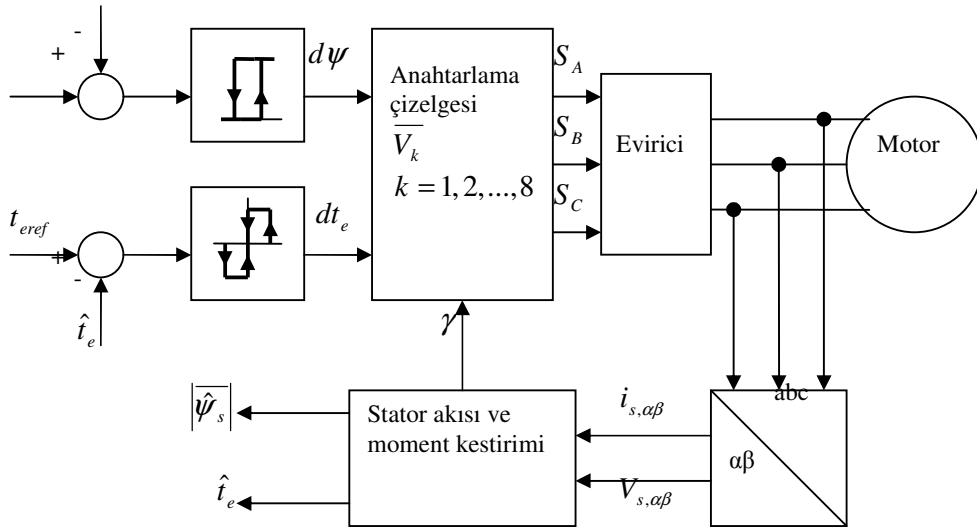
$$p_s = \tan^{-1}(\psi_{s\beta} / \psi_{s\alpha}) = \cos^{-1}\left(\psi_{s\alpha} / \left|\vec{\psi}_{s\beta}\right|\right) = \sin^{-1}\left(\psi_{s\beta} / \left|\vec{\psi}_{s\beta}\right|\right) \quad (3.36)$$

Çizelge 3.2: Dilimlere göre stator akısına ait farklı bileşenlerin işareti.

	$\gamma(1)$	$\gamma(2)$	$\gamma(3)$	$\gamma(4)$	$\gamma(5)$	$\gamma(6)$
$\psi_{s\alpha}$ 'nın işareti	+	+	-	-	-	+
$\psi_{s\beta}$ 'nin işareti	(KD; +, -)	+	+	(KD; +, -)	-	-
ψ_{sB} 'nin işareti	-	+	+	+	-	-

KD:kullanışlı değil

İlkesel olarak çalışması ve tasarımı anlatılan sincap kafesli asenkron motora yönelik doğrudan moment kontrollü sürücü sistemi Şekil 3.12'de görülmektedir. Burada ölçerek belirlemenin bilinen sakıncaları nedeniyle Eşitlik 3.5 yardımıyla akının kestirildiği varsayılmıştır.



Şekil 3.11: Sincap kafesli asenkron motor doğrudan moment kontrollü sürücü sistemi.

3.4 Vektör Kontrol ile Doğrudan Moment Kontrolünün Karşılaştırılması

Hem geçici hem de sürekli halde birbirinden bağımsız olarak akı ve momentin kontrol edilebildiği bu yöntemler temel olarak kontrol sisteminin; gerçekleşmesi ve başarımları açısından özetle aşağıdaki gibi değerlendirilebilir:

Gerçekleme açısından; vektör kontrol yöntemlerinde kullanılan PI/PID kontrolörler, doğrusal olmayan $dq \rightarrow abc$ dönüşümü ve darbe genişlik modülasyonlu işaret üreticisi karmaşıklığı arttırmakta, kontrolör katsayılarının tüm çalışma koşulları için optimum olarak belirlenmesi ise tasarım sürecini olumsuz olarak etkilemektedir. Diğer taraftan doğrudan moment kontrolde kontrolörler yerine histerezis temelli karşılaştırıcıların kullanılması, koordinat dönüşümü ve darbe genişlik modülasyonlu işaret üreticisinden yararlanmadan, önceden hazırlanmış anahtarlama çizelgesi ile evirici durumlarının doğrudan seçilmesi bu yöntemin daha basit bir kontrol mimarisine sahip olduğunu göstermektedir. Ancak evirici anahtarlama frekansının, yükün ya da hızın fonksiyonu olarak değişmesi en önemli sakıncası olarak belirtilebilir [1].

Anahtarlama frekansının değişken olması, darbe genişlik modülasyonlu işaret üreticili duruma göre özellikle güç yan iletkenlerinin fonksiyon sıcaklığını

belirlemeyi zorlaştırmakta ve evirici tasarımını güçleştirmektedir. Ayrıca elektromanyetik uyumluluk açısından verilen frekansdaki harmonik seviyesi güvenilir olmamaktadır.

Başarım açısından: Kontrol mimarisinin vektör kontrol yöntemlerine göre daha basit olması yönüyle analog devrelerin yanısıra daha düşük maliyetli mikro işlemciler ve sayısal işaret işleyiciler ile gerçekleştirilebilen doğrudan moment kontrol, düşük hesaplama zamanı ile birlikte kullanılan histerezis temelli karşılaştırıcılar nedeniyle daha yüksek bir dinamik başarıma sahiptir. Bununla birlikte, moment dalgalanmalarının vektör kontrol yöntemlerinden daha yüksek olması ve bu dalgalanmaya ilişkin harmoniklerin değişken anahtarlama frekansından dolayı önceden bilinmemesi mekanik yanda rezonans kipleri uyurabileceği için bir takım olumsuz yönleri de bulunmaktadır [11].

Diğer taraftan hem doğrudan vektör kontrol hem de doğrudan moment kontrol için akı ve hız kontrolünün yapıldığı uygulamalarda rotor hızı ve akı bilgisine; dolaylı vektör kontrolünde de gerekli olan rotor hızının yanısıra, istenildiğinde akıya ihtiyaç duyulur. Sincap kafesli asenkron motorun aynı zamanda durumları ya da parametresi olan bu büyüklüklerin, ölçülerek belirlenmesindeki bilinen fiziksel güçlükler ve ekonomik nedenler, gözlemleyici (ya da kestirici) kullanımını zorunlu hale getirmektedir. Bununla birlikte tasarlanan gözlemleyici (ya da kestirici)'lerdeki parametre ve yük değişimlerine karşı duyarlılık sorunu, kestirilen ile gerçek değerler arasında önemli farklılıklara yol açtığı için kontrol sistemi başarmamı doğrudan olumsuz olarak etkilemektedir. Bu yüzden tez çalışması, özellikle bu konudaki başarıyı arttırmaya yönelik olarak yapılmıştır.

Sonuç olarak, her iki yöntemin birbiriyle rekabet edebilir özelliklere sahip olduğu ve bu yöntemler ile geniş aralıkta hem geçici hem de sürekli hal için Sincap kafesli asenkron motorun alan, moment ve hız kontrolünün yüksek başarımlı olarak gerçekleştirildiği söylenebilir. Her iki yönteminde dinamik cevabı çok iyidir. Doğrudan vektör kontrolde akı kontrolü çok başarılıdır. Doğrudan vektör kontrolde ise düşük yük ve hız bölgelerinde sorunlar yaşanmaktadır. Doğrudan moment kontrolün doğrudan vektör kontrole göre daha az karmaşık bir kontrol algoritması vardır. Parametrelere karşı duyarlılık ise vektör kontrolde doğrudan moment kontrole göre daha iyidir [12].

4. GÖZLEMLEYİCİLER

Bu bölümde algılayıcısız motor kontrolde çok önemli olan gözlemleyicilerin yapıları ve algoritmalarını inceleyeceğiz.

4.1 Lineer Durum-Uzay Modelleri

Sistemlerin doğrusal veya doğrusal olmayan yapılarına göre durum uzay modelleri değişkenlik göstermektedir. Aşağıda gözlemleyicilerde kullanılan durum uzay modelleri incelenmiştir.

4.1.1 Deterministik lineer durum-uzay modelleri

$A:n \times n$, $B:n \times m$, $C:r \times n$, $D:r \times m$ reel sayı elemanlı matrisler olmak üzere sürekli zaman deterministik lineer durum-uzay modeli;

$$\dot{\underline{x}}(t) = A\underline{x}(t) + B\underline{u}(t) \quad (\text{durum denklemi}) \quad (4.1)$$

$$\underline{y}(t) = C\underline{x}(t) + D\underline{u}(t) \quad (\text{uzay, çıktı denklemi}) \quad (4.2)$$

$$\underline{x}(t_0) = \underline{x}_0 \quad (4.3)$$

biçimindedir. Burada $\underline{x}(t)$ durum vektörünü, $\underline{u}(t)$ sistem girdi vektörünü, $\underline{y}(t)$ sistem çıktı ya da gözlem vektörünü göstermektedir. t_0 anındaki $\underline{x}(t_0) = \underline{x}_0$ başlangıç değerine bağlı olarak [13]

$$\dot{\underline{x}}(t) = A\underline{x}(t) + B\underline{u}(t) \quad (4.4)$$

denkleminin çözümü

$$\underline{x}(t) = e^{A(t-t_0)} \underline{x}_0 + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} B\underline{u}(\tau) d\tau \quad (4.5)$$

dır. Burada,

$$e^{A.s} = I + \frac{s}{1!} A + \frac{s^2}{2!} A^2 + \frac{s^3}{3!} A^3 + \dots \quad (4.6)$$

ve A matrisinin spektral ayrışımı

$$A = P\Lambda P^{-1} = P \begin{bmatrix} d_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & d_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & d_n \end{bmatrix} P^{-1} \quad (4.7)$$

olmak üzere

$$e^{A.s} = P e^{\Lambda.s} P^{-1} = P \begin{bmatrix} e^{d_1.s} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{d_2.s} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & e^{d_n.s} \end{bmatrix} P^{-1} \quad (4.8)$$

dır (Λ ile P matrisleri A nın özdeğer ve özvektörlerinin oluşturduğu matrislerdir).

Kesikli-zaman deterministik lineer durum-uzay modeli'nin genel biçimi [14].

$$\underline{x}(k+1) = A\underline{x}(k) + B\underline{u}(k) \quad (4.9)$$

$$\underline{y}(k) = C\underline{x}(k) + D\underline{u}(k) \quad (4.10)$$

$$\underline{x}(k_0) = \underline{x}_0 \quad (4.11)$$

olmak üzere, $\underline{x}(k_0) = \underline{x}_0$ başlangıç değerine bağlı olarak

$$\underline{x}(k+1) = A\underline{x}(k) + B\underline{u}(k) \quad (4.12)$$

indirgeme bağıntısının çözümü,

$$\underline{x}(k_0 + k) = A^k \underline{x}(k_0) + \sum_{j=1}^k A^{k-j} B\underline{u}(k_0 + j - 1) \quad (4.13)$$

ve $k_0 = 0$ için

$$\underline{x}(k) = A^k \underline{x}_0 + \sum_{j=1}^k A^{k-j} B\underline{u}(j-1) \quad (4.14)$$

dır.

Yukarıda A, B, C, D matrisleri zaman parametresine bağlı olarak değiştiklerinde dinamik modeller söz konusu olduğunu belirtelim. Bu durumda A, B, C, D matrisleri yerine sürekli-zaman modellerde, $A(t), B(t), C(t), D(t)$ ve kesikli-zaman modellerde $A(k), B(k), C(k), D(k)$ gelecektir [15].

4.1.2 Stokastik kesikli zaman lineer durum-uzay modelleri

$\{\underline{Y}_k : rx1 ; k = 0,1,2,\dots\}$, gözlenebilen rasgele vektörlerin dizisi,

$\{\underline{X}_k : nx1 ; k = 0,1,2,\dots\}$, gözlenemeyen rasgele vektörlerin dizisi,

$\{\underline{u}_k : mx1 ; k = 0,1,2,\dots\}$, bilinen vektörlerin dizisi, $\{\underline{\varepsilon}_k : lx1 ; k = 0,1,2,\dots\}$,

gözlenemeyen hata vektörlerin dizisi ve $A:nxn, B:nxm, C:nxl, H:rxn, G:rxl$ bilinen matrisler olmak üzere \underline{Y}_k çıktı vektörü, \underline{X}_k durum vektörü, \underline{u}_k girdi (kontrol vektörü), $\underline{\varepsilon}_k$ hata vektörü için

$$\underline{X}_{k+1} = A\underline{X}_k + B\underline{u}_k + C\underline{\varepsilon}_k \quad (4.15)$$

$$\underline{Y}_k = H\underline{X}_k + G\underline{\varepsilon}_k \quad (4.16)$$

denklemlerine hata vektörü $\underline{\varepsilon}_k$ ve başlangıç durumu \underline{X}_0 ile ilgili aşağıdaki varsayımlar ile birlikte stokastik kesikli-zaman durum-uzay modeli denir [14].

Hata vektörü $\underline{\varepsilon}_k$ için varsayımlar;

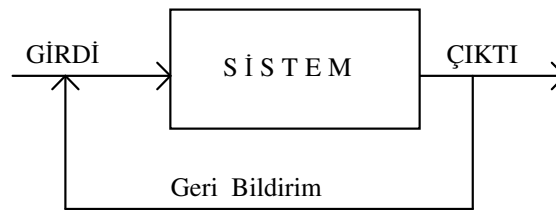
- 1) $E(\underline{\varepsilon}_k) = 0, Cov(\underline{\varepsilon}_k) = I, k = 0,1,2,\dots$
- 2) $\underline{\varepsilon}_k$ lar ilişkisiz, yani $k \neq j$ için $Cov(\underline{\varepsilon}_k, \underline{\varepsilon}_j) = 0$

Başlangıç durumu \underline{X}_0 için varsayımlar;

- 1) $E(\underline{X}_0) = \underline{m}_0, Cov(\underline{X}_0) = P_0, \underline{m}_0$ ve P_0 biliniyor.
- 2) \underline{X}_0 ile $\underline{\varepsilon}_k$ lar ilişkisiz, yani $Cov(\underline{X}_0, \underline{\varepsilon}_k) = 0$

4.2 Kontrol Edilebilme, Gözlemlenebilme, Kararlı Olabilme Kavramları

Bazı sistemlerde istenilen çıktıları elde etmek için çıktılar üzerindeki gözlemlere bağlı olarak sisteme girdiler verilmektedir. Bu tür denetlemeye (kontrole) geri bildirim (feedback) denmektedir.



Şekil 4.1: Geri bildirimli sistem.

Deterministik kesikli-zaman bir durum-uzay modeli,

$$\begin{aligned}\underline{x}_{k+1} &= A\underline{x}_k + B\underline{u}_k & (\underline{x}_{n \times 1}, A_{n \times n}, B_{n \times m}, \underline{u}_{m \times 1}, H_{l \times n}, \underline{y}_{l \times 1}) \\ \underline{y}_k &= H\underline{x}_k \\ \underline{x}_{k_0} &= \underline{x}_0\end{aligned}\tag{4.17}$$

olmak üzere,

$$\underline{x}(k_0 + k) = A^k \underline{x}(k_0) + \sum_{j=1}^k A^{k-j} B\underline{u}(k_0 + j - 1)\tag{4.18}$$

ve $k_0 = 0$ için

$$\underline{x}(k) = A^k \underline{x}_0 + \sum_{j=1}^k A^{k-j} B\underline{u}(j - 1)\tag{4.19}$$

dır. ($\underline{x}(k)$ ile \underline{x}_k gösterimlerinin birlikte kullanıldığını belirtelim)

Başlangıçta $\underline{x}_0 = \underline{x}_a$ durumunda olan sistemi uygun girdiler (kontrol) vererek j adım sonunda \underline{x}_b durumuna getirmek arzu edilebilir. Bu özelliğe kontrol edilebilme denir [13].

4.2.1 Kontrol edilebilme

Tanım: Herhangi $\underline{x}_a, \underline{x}_b$ vektörleri için bir i pozitif tamsayısı ve $\underline{u}_0, \underline{u}_1, \underline{u}_2, \dots, \underline{u}_{i-1}$ girdileri için durum denklemi,

$$\underline{x}_{k+1} = A\underline{x}_k + B\underline{u}_k, \quad \underline{x}_0 = \underline{x}_a\tag{4.20}$$

olan sistem i . adımda $\underline{x}_i = \underline{x}_b$ durumuna gelebiliyorsa sisteme kontrol edilebilir denir.

Sistemin kontrol edilebilir olması sadece A, B matrislerine bağlıdır. Bu sebepten dolayı “sistem kontrol edilebilir” yerine “ A, B kontrol edilebilir” denir.

Teorem: (Kalman rank koşulu)

$$A, B \text{ kontrol edilebilir} \Leftrightarrow \text{rank}[B : AB : A^2B : \dots : A^{n-1}B]_{n \times mn} = n$$

dır.

Teorem: (Hautus Teoremi)

A, B kontrol edilebilir $\Leftrightarrow \text{rank}[sI - A : B] = n$, A nın her s özdeğeri için .

Tanım: $W = [B : AB : A^2B : \dots : A^{n-1}B]$ matrisine kontrol edilebilirlik matrisi denir.

Belli bir adımda \underline{x}_a durumunda olan kontrol edilebilir bir sistemin \underline{x}_b durumuna geçmesi için en çok n adım atılır ve uygulanacak kontrol (girdi) dizisi $\underline{u}_0, \underline{u}_1, \underline{u}_2, \dots, \underline{u}_{n-1}$ olmak üzere,

$$\begin{bmatrix} \underline{u}_0 \\ \underline{u}_1 \\ \vdots \\ \underline{u}_{n-1} \end{bmatrix} = W'(W'W)^{-1}(\underline{x}_b - A\underline{x}_a)$$

Dır[14].

4.2.2 Gözlemlenebilme

$$\begin{aligned} \underline{x}_{k+1} &= A\underline{x}_k + B\underline{u}_k & (\underline{x}_{n \times 1}, A_{n \times n}, B_{n \times m}, \underline{u}_{m \times 1}, H_{l \times n}, \underline{y}_{l \times 1}) \\ \underline{y}_k &= H\underline{x}_k \\ \underline{x}_{k_0} &= \underline{x}_0 \end{aligned} \quad (4.21)$$

ve

$$\underline{y}_k = H \left(A^k \underline{x}_0 + \sum_{j=1}^k A^{k-j} B \underline{u}_{j-1} \right) \quad (4.22)$$

olmak üzere, \underline{y}_k değeri \underline{x}_0 ile $\underline{u}_0, \underline{u}_1, \underline{u}_2, \dots, \underline{u}_{k-1}$ lerin bir fonksiyonudur. Girdiler (kontrol) sıfır olursa veya alınırsa, \underline{y}_k sadece \underline{x}_0 ın bir fonksiyonudur $\underline{y}_k(\underline{x}_0)$.

Tanım: $\underline{y}_k(\underline{x}_0)$, $k = 0, 1, 2, \dots$ \underline{x}_0 başlangıç değeri ve sıfır kontrol için sistem denklemlerinin çözümü olsun. İstekselsel \underline{x}_0 vektörü için bir k adımı vardır, öyle ki $\underline{y}_1(\underline{x}_0), \underline{y}_2(\underline{x}_0), \dots, \underline{y}_k(\underline{x}_0)$ çıktı değerlerinden \underline{x}_0 belirlenebiliyorsa sisteme gözlemlenebilir denir[13].

Sistemin gözlemlenebilir olması sadece A, H matrislerine bağlıdır. Bu sebepten dolayı “sistem gözlemlenebilir” yerine “ A, H gözlemlenebilir” denir.

Teorem: (Kalman rank koşulu)

$$A, H \text{ gözlemlenebilir} \Leftrightarrow \text{rank} \begin{bmatrix} H \\ HA \\ HA^2 \\ \vdots \\ HA^{n-1} \end{bmatrix} = n$$

dır.

Teorem: (Hautus Teoremi)

$$A, H \text{ gözlemlenebilir} \Leftrightarrow \text{rank} \begin{bmatrix} sI - A \\ H \end{bmatrix} = n, A \text{ nın her } s \text{ özdeğeri için}$$

$$\textbf{Tanım: } M = \begin{bmatrix} H \\ HA \\ HA^2 \\ \vdots \\ HA^{n-1} \end{bmatrix} \text{ matrisine gözlemlenebilirlik matrisi denir.}$$

Gözlemlenebilir olan bir

$$\begin{aligned} \underline{x}_{k+1} &= A\underline{x}_k + B\underline{u}_k \\ \underline{y}_k &= H\underline{x}_k \end{aligned} \quad (4.23)$$

sistemi için çıktılar $\underline{y}_0, \underline{y}_1, \underline{y}_2, \dots, \underline{y}_{n-1}$ olmak üzere,

$$\underline{x}_0 = (M' M)^{-1} M' \begin{bmatrix} \underline{y}_0 \\ \underline{y}_1 \\ \vdots \\ \underline{y}_{n-1} \end{bmatrix} \text{ dır}$$

4.2.3 Kararlı olabilme

Eğer $\underline{u}_k = f(\underline{x}_k)$ gibi \underline{x}_k nın bir fonksiyonu ise durum geri-beslemesi söz konusudur.

Durum geri-beslemesi $\underline{u}_k = K\underline{x}_k$ biçiminde ise durum denklemi,

$$\underline{x}_{k+1} = (A + BK)\underline{x}_k \quad (4.24)$$

biçimindedir. Durum değerlerinin $\underline{x}_0, \underline{x}_1, \underline{x}_2, \dots, \underline{x}_k, \dots$ dizisinin birçok özelliği $A+BK$ matrisinin özdeğerleri (eigen values, poles-kutuplar) ile ifade edilir. Buradaki mesele K geri besleme matrisinin uygun bir seçimiyle $A+BK$ matrisinin

özdeğerlerinin isteksel değerlere (kompleks sayı olduğu için isteksel konumlara) getirilebilir olup olmamasıdır. Bu özelliğe sahip sistemlere veya (A,B) matrislerine özdeğer atanabilir (pole-assignable) denir.

(A,B) özdeğer atanabilir olması demek, her reel katsayılı

$$p(\lambda) = \lambda^n + a_{n-1}\lambda^{n-1} + a_{n-2}\lambda^{n-2} + \dots + a_1\lambda^1 + a_0 \quad (4.25)$$

polinomu için, karakteristik polinomu $p(\lambda)$ olacak şekilde A+BK matrisi, yani K matrisi vardır (bulunabilir) demektir.

Tanım: A+BK ya kapalı-döngü sistem matrisi (closed-loop system matrix) denir.

Teorem: (A,B) özdeğer-atanabilir (pole assignable) \Leftrightarrow (A,B) kontrol edilebilir.

Birçok modelde, \underline{x} durum vektöründeki bileşenler, sistemin arzu edilen durum değerlerinden sapmalarını ifade etmektedir. Bu sistem modellerinde, $\underline{x}_0, \underline{x}_1, \dots$ sapmalarının uygun kontrol (girdi) seçerek zaman içinde azalması amaçlanmaktadır. Böyle sistemlere veya (A,B) matrislerine kararlı olabilen (stabilizable) denir. Bu durum A+BK matrisinin kararlı matris olması durumunda söz konusudur (bir matrisin kararlı olması özdeğerlerin sıfırın komşuluğu olan açık birim disk içinde olması demektir) [15]. Bu durumda,

$$\underline{x}_k = (A + BK)^k \underline{x}_0 \xrightarrow{k \rightarrow \infty} 0$$

dır.

Tanım: A+BK matrisinin özdeğerleri açık birim diskin içinde, yani A+BK matrisi kararlı olacak şekilde K matrisi varsa (A,B) ye kararlı olabilen (veya sisteme kararlı olabilen) denir.

Teorem:

- (A,B) kararlı olabilen $\Leftrightarrow \text{rank}[(sI - A):B] = n$, A nın birim disk dışında olan her s özdeğeri için.
- (A,B) kontrol edilebilir \Leftrightarrow (A,B) kararlı olabilen.
- Eğer A kararlı ise sıfır girdi için $\underline{x}_k = A^k \underline{x}_0 \xrightarrow{k \rightarrow \infty} 0$ olduğunda (A,B) kararlı olabilmektedir.

- Eğer A'nın bütün özdeğerleri açık birim diskin dışında ise kontrol edilebilme ile kararlı olabilme eşdeğerdir.

4.3 Kalman Filtresi

Kalman filtreleme algoritmasında da, tekrarlanabilir süreçlerde olduğu gibi o anki süreçte istenen sonucu hesaplamak için önceki tüm dataları kullanmak yerine, bir önceki süreçte elde edilen sonuç kullanılır. Böylece tüm dataları saklamaya gerek olmadığından, büyük hafızalı işlemci kullanmaya da gerek kalmaz. Ayrıca bu algoritmaya filtre denilmesinin sebebi, gürültülü datadan hataları en küçük kareler yöntemi ile minimize ederek temel datanın en iyi kestirimini elde etmeye çalışmasıdır [16]. Sistemdeki mevcut ölçümler işlenerek ilgili değişkenin anlık değeri kestirilir. Bunu da istatistiksel olarak sistem ve ölçme- gürültülerinin, sistem dinamiğinin ve ilgili değişkenin başlangıç koşullarının bilinmesiyle gerçekleştirir.

Kalman filtreleme algoritmasında sistem ve ölçme gürültülerini ifade etmek için beyaz gürültü kavramından yararlanılmıştır. Sistem girişinin cevap verebildiği frekans aralığı olan bant genişliği içinde kalan frekanslarda, sistemde oluşan gürültünün spektral güç dağılımı genellikle sabittir. Sistem açısından bakıldığında bu gürültüleri, spektral güç dağılımı tüm frekanslarda aynı olan beyaz gürültü ile ifade edebiliriz. Bu da tüm sistemi analiz edebilmek için tanımlanabilecek bir gürültü modelinin oluşturmasını sağlar.

Kalman filtresinde bu beyaz gürültüyü tanımlamak için gürültüyü meydana getiren dataların istatistiksel olarak sıfır ortalamaya sahip, gauss dağılımlı rastgele sayılar olduğu varsayımı yapılır. Ayrıca sistem gürültüsü ile Ölçme gürültüsünün istatistiksel olarak birbirleri ile bir ilişkisinin olmadığı da varsayılır [17].

$$E[\omega_l(i)\omega_l(j)^T] = \begin{cases} 0 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (4.31)$$

Bunun yanı sıra her bir gürültü için tanımlanan rasgele sayıların farklı süreçlerde birbirleriyle bir ilişkisi (ortak değişimi) vardır.

R ile isimlendirilen Ölçme gürültü matrisinin ortak değişim matrisi,

$$E[\omega_l(i)\omega_l(j)^T] = \begin{cases} R & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (4.32)$$

Q ile isimlendirilen sistem gürültü matrisinin ortak değişim matrisi

$$E[\omega_l(i)\omega_l(j)^T] = \begin{cases} Q & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (4.33)$$

dır. Burada

$E[]$: Beklenen (ortalama) değer

Q : Sistem gürültüsü kovaryans matrisi

R : Ölçme gürültüsü kovaryans matrisi

dir.

Kalman filtresi algoritmasının uygulanabilirliği için lineer yapıda olması gereken sistemin dinamik modeli, durum uzayı modeline göre ifade edilir . Bu algoritma stokastik model tabanlı olduğu için, durum uzay modeline sistem ve ölçme gürültülerini de eklemek gerekir. Ayrıca bu tezde, asenkron motoru dijital ortamda kontrol edeceğimiz için, Kalman filtreleme algoritması ayrıklaştırılmış sistemlere uygulanabilecek şekilde düzenlenecektir. Bu durumda ayrık zamanlı lineer bir sistemin matris formundaki stokastik durum uzay modelini ifade eden durum ve çıkış denklemleri aşağıda verilmiştir [18].

Durum denklemi;

$$\underline{x}_k = \underline{A}\underline{x}_{k-1} + \underline{B}\underline{u}_{k-1} + \underline{w}_{k-1} \quad (4.34)$$

Çıkış denklemi;

$$\underline{z}_k = \underline{H}\underline{x}_k + \underline{v}_k \quad (4.35)$$

A : Sistem matrisi

B : Giriş matrisi

H : Ölçüm matrisi

x : Durum vektörü

z : Ölçüm vektörü

u : Kontrol giriş vektörü

Burada \underline{w}_k sistem gürültüsünü \underline{v}_k ise ölçme gürültüsünü ifade eder. Bu gürültüler

beyaz gürültü olarak tanımlanmıştır. Beyaz gürültü seçilmesinin nedeni sistem ve ölçme gürültülerinin sıfır ortalamalı ve birbiri ile ilişkisi olmayan bir yapısı olması istendiğindedir.

Kalman filtresi algoritmasının uygulanabilirliği için lineer yapıda olması gereken sistemin dinamik modeli, durum uzayı modeline göre ifade edilir . Bu algoritma stokastik model tabanlı olduğu için, durum uzay modeline sistem ve ölçme gürültülerini de eklemek gerekir. Ayrıca bu tezde, asenkron motoru dijital ortamda kontrol edeceğimiz için, Kalman filtreleme algoritması ayrıklaştırılmış sistemlere uygulanabilecek şekilde düzenlenecektir.

Şimdi Kalman filtresi algoritması adımlarını inceleyelim;

$$\hat{\underline{x}}_k = \hat{\underline{x}}_k^- + \underline{K}(z_k - \underline{H}\hat{\underline{x}}_k^-) \quad (4.36)$$

Denklem 4.36 da \underline{K} , hata kovaryansı \underline{P}_k ' yı minimize eden kazanç matrisidir ve Kalman kazancı olarak adlandırılır.

$$\underline{P}_k = \text{cov } \underline{e}_k = E[\underline{e}_k \underline{e}_k^T] = E[(\underline{x}_k - \hat{\underline{x}}_k)(\underline{x}_k - \hat{\underline{x}}_k)^T] \quad (4.37)$$

\underline{P}_k ' yı minimum yapan \underline{K} kazancı, 4.36 numaralı denklem, 4.37 de yerine konup \underline{P}_k ' nın izinin \underline{K} ' ya göre türevinin sıfıra eşitlenmesi ile bulunabilir.

$$\begin{aligned} \underline{e}_k &= \underline{x}_k - \hat{\underline{x}}_k \\ &= \underline{x}_k - (\hat{\underline{x}}_k^- + \underline{K}_k(z_k - \underline{H}\hat{\underline{x}}_k^-)) \\ &= \underline{x}_k - (\hat{\underline{x}}_k^- + \underline{K}_k(\underline{H}\underline{x}_k + \underline{v}_k - \underline{H}\hat{\underline{x}}_k^-)) \\ &= (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})(\underline{x}_k - \hat{\underline{x}}_k^-) - \underline{K}_k \underline{v}_k \\ &= (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})\underline{e}_k^- - \underline{K}_k \underline{v}_k \end{aligned} \quad (4.38)$$

Bu ifadeyi \underline{P}_k denkleminde yerine koyarsak

$$\begin{aligned} \underline{P}_k &= \text{cov } \underline{e}_k \\ &= E[\underline{e}_k \underline{e}_k^T] \\ &= E\left[\left((\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})\underline{e}_k^- - \underline{K}_k \underline{v}_k \right) \left((\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})\underline{e}_k^- - \underline{K}_k \underline{v}_k \right)^T \right] \end{aligned} \quad (4.39)$$

\underline{v}_k , \underline{e}_k ' dan bağımsız ve sıfır ortalama değere sahip olduğu ($E[\underline{v}_k] = 0$) için, 1. dereceden \underline{v}_k ' lı terimler sıfıra eşitlenebilir.

$$\begin{aligned}
\underline{P}_k &= E \left[\left((\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{e}_k^- \right) \left((\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{e}_k^- \right)^T \right] + E \left[\underline{K}_k \underline{v}_k (\underline{K}_k \underline{v}_k)^T \right] \\
&= (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) E \left[\underline{e}_k^- \underline{e}_k^{-T} \right] (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})^T + \underline{K}_k E \left[\underline{v}_k \underline{v}_k^T \right] \underline{K}_k^T \\
&= (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{P}_k^- (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})^T + \underline{K}_k \underline{R} \underline{K}_k^T
\end{aligned} \tag{4.40}$$

$$\begin{aligned}
E \left[\underline{e}_k^- \underline{e}_k^{-T} \right] &= \underline{P}_k^- \\
E \left[\underline{v}_k \underline{v}_k^T \right] &= \underline{R}
\end{aligned} \tag{4.41}$$

\underline{P}_k^- : Önceki durum kestirim hata kovaryansı

Denklem 4.41' i açarsak,

$$\begin{aligned}
\underline{P}_k &= (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{P}_k^- (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H})^T + \underline{K}_k \underline{R} \underline{K}_k^T \\
&= \underline{P}_k^- - \underline{P}_k^- \underline{H}^T \underline{K}_k^T - \underline{K}_k \underline{H} \underline{P}_k^- + \underline{K}_k (\underline{H} \underline{P}_k^- \underline{H}^T + \underline{R}) \underline{K}_k^T
\end{aligned} \tag{4.42}$$

elde ederiz.

\underline{P}_k^- 'nın izinin türevini alıp sıfıra eşitlediğimizde,

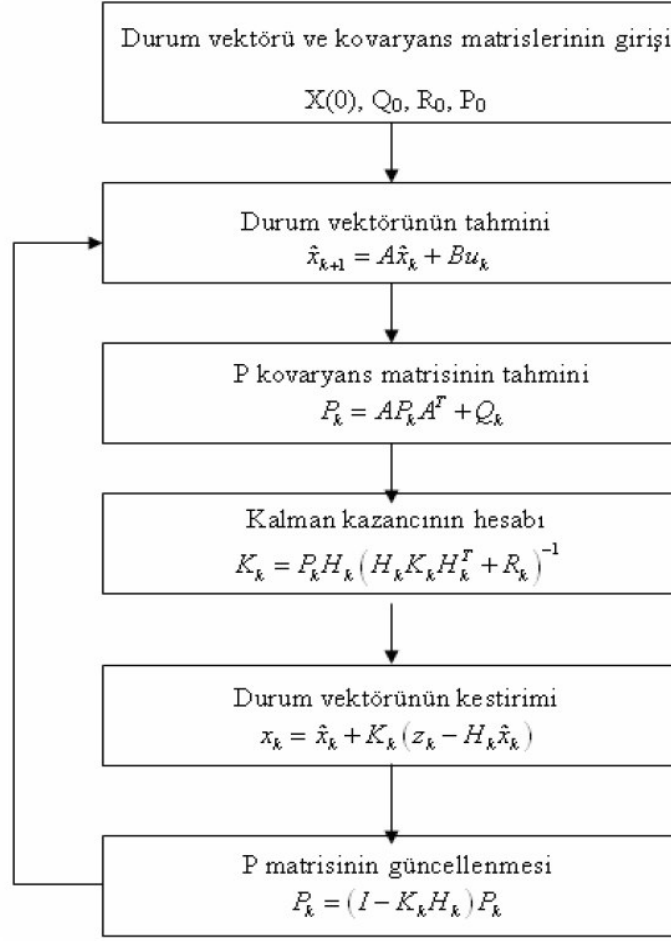
$$\frac{d}{d \underline{K}_k} \text{tr}(\underline{P}_k) = -2(\underline{H} \underline{P}_k^-)^T + 2 \underline{K}_k (\underline{H} \underline{P}_k^- \underline{H}^T + \underline{R}) = 0 \tag{4.43}$$

$$\underline{K}_k = \underline{P}_k^- \underline{H}^T (\underline{H} \underline{P}_k^- \underline{H}^T + \underline{R})^{-1} \tag{4.44}$$

Denklem 4.44 de görüldüğü gibi ölçme hatasının kovaryansı \underline{R} azaldığında, \underline{K} kazancı artar ve denklem 4.36' dağıki $(\underline{z}_k - \underline{H} \hat{\underline{x}}_k^-)$ 'nin ağırlığı artar. Bu da ölçme matrisinin daha güvenilir olduğunu gösterir [19].

Elde edilen 4.44 nolu denklem 4.42 nolu denklemde yerine koyulursa

$$\underline{P}_k = (\underline{I} - \underline{K}_k \underline{H}) \underline{P}_k^- \text{ elde edilir.} \tag{4.45}$$



Şekil 4.2: Kalman filtresi algoritması.

Bir adım sonraki kestirilen durum matrisi, w_k nın bir önceki değerle ilişkisinin olmaması ve sıfır ortalamalı olmasından dolayı aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\hat{x}_k^- = A\hat{x}_{k-1} + Bu_{k-1} \quad (4.46)$$

Bu yeni durum için hata terimi

$$\begin{aligned} e_k &= x_k - \hat{x}_k^- \\ &= Ae_k + w_k \end{aligned} \quad (4.47)$$

Yeni durum için p kovaryans matrisi

$$\underline{P}_{k+1} = \text{cov } e_{k+1} = E[e_{k+1}e_{k+1}^T] = E[(Ae_k + w_k)(Ae_k + w_k)^T] \quad (4.48)$$

$$\text{Buradan; } \underline{P}_k^- = \underline{A}\underline{P}_{k-1}\underline{A}^T + \underline{Q} \quad (4.49)$$

Kalman filtresi algoritma adımları aşağıdaki şekilde özetlenebilir

4.3.1 Genişletilmiş kalman filtresi

Kalman filtresi lineer durum uzay modellerine uygulanan bir gözlemleyicidir. Lineer olmayan durum uzay modellerine ise genişletilmiş kalman filtresi uygulanmaktadır. Genişletilmiş kalman filtresinde anlık bir nokta etrafında lineerleştirme yapılarak sistemin kontrolü sağlanır. Durum ve çıkış denklemlerini o anki kestirilen durum değişkenleri civarında doğrusallaştırılarak elde edilen doğrusal modele Kalman filtresi algoritması uygulanır.

Doğrusal olmayan stokastik durum ve çıkış denklemlerini aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

$$\underline{x}_k = f(\underline{x}_{k-1}, \underline{u}_{k-1}) + \underline{w}_{k-1} \quad (4.50)$$

$$\underline{z}_k = h(\underline{x}_k, \underline{u}_k) + \underline{v}_k \quad (4.51)$$

O anki süreçte kestirilen durum ve çıkış denklemlerini aşağıdaki gibi düşünersek,

$$\hat{\underline{x}}_k^- = f(\hat{\underline{x}}_{k-1}, \underline{u}_{k-1}) + \underline{w}_{k-1} \quad (4.52)$$

$$\tilde{\underline{z}}_k = f(\hat{\underline{x}}_k^-, \underline{u}_k) + \underline{v}_k \quad (4.53)$$

olur. Bu denklemler sırasıyla $\hat{\underline{x}}_{k-1}$ ve $\hat{\underline{x}}_k^-$ civarında doğrusallaştırıldığında,

$$\underline{x}_k \approx \hat{\underline{x}}_k^- + \underline{F}(\underline{x}_{k-1} - \hat{\underline{x}}_{k-1}) + \underline{w}_{k-1} \quad (4.54)$$

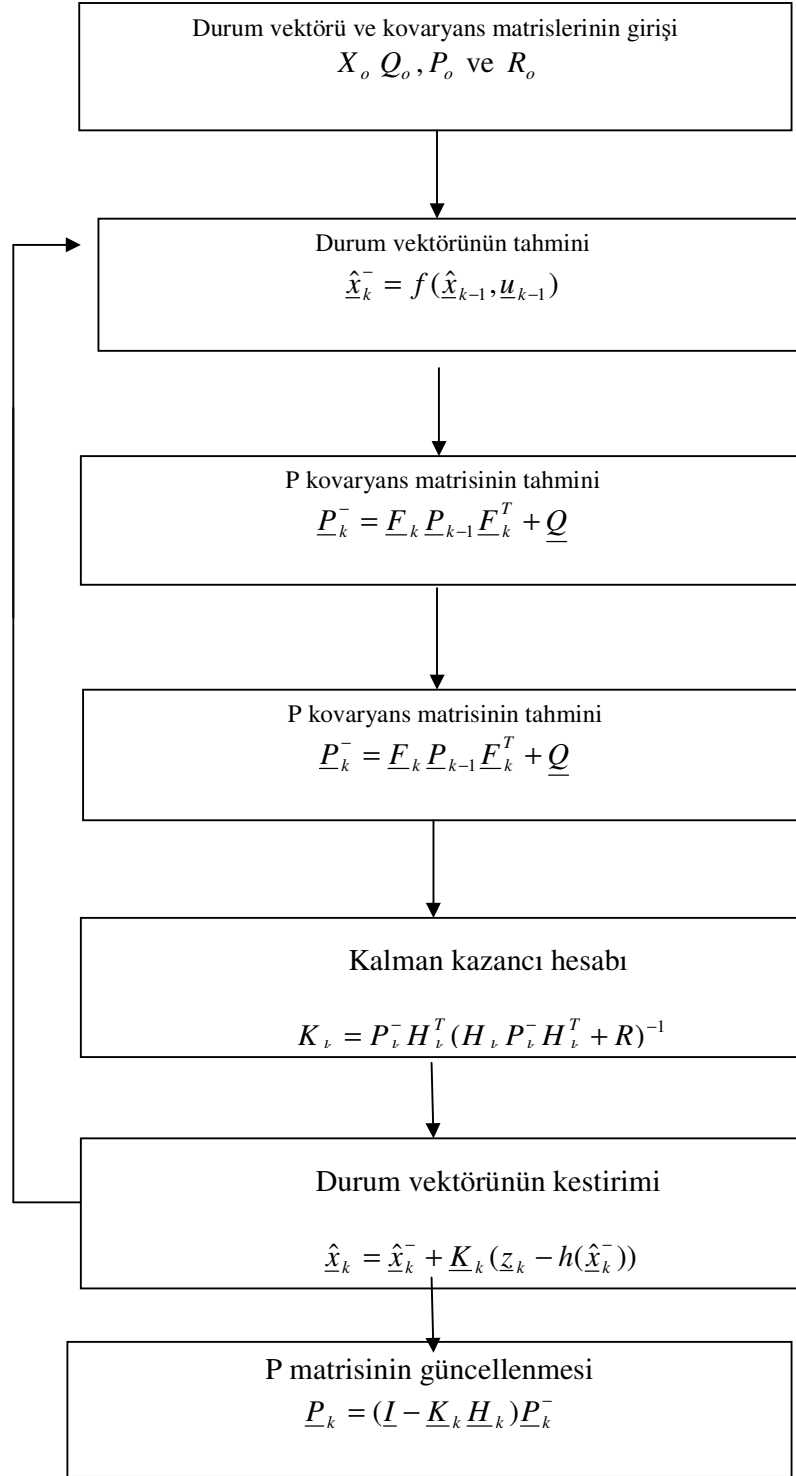
$$\underline{z}_k \approx \tilde{\underline{z}}_k + \underline{H}(\underline{x}_k - \hat{\underline{x}}_k^-) + \underline{v}_k \quad (4.55)$$

elde edilir.

$$\underline{F} = \frac{\partial}{\partial x} f(\underline{x}_{k-1}, \underline{u}_{k-1}) \Big|_{\underline{x}_{k-1} = \hat{\underline{x}}_{k-1}} \quad (4.56)$$

$$\underline{H} = \frac{\partial}{\partial x} h(\underline{x}_k, \underline{u}_k) \Big|_{\underline{x}_k = \hat{\underline{x}}_k^-} \quad (4.57)$$

Genişletilmiş Kalman filtresi algoritması aşağıdaki şekilde gibidir.



Şekil 4.3: Genişletilmiş Kalman filtresi algoritması.

4.4 Hız Adaptif Akı Gözlemleyicisi

Adaptif akı gözlemleyicisi parametre değişimlerine karşı daha az duyarlı bir gözlemleyici ihtiyacından doğmuştur. Şekil 4.4 de gözlemleyicinin durum uzay

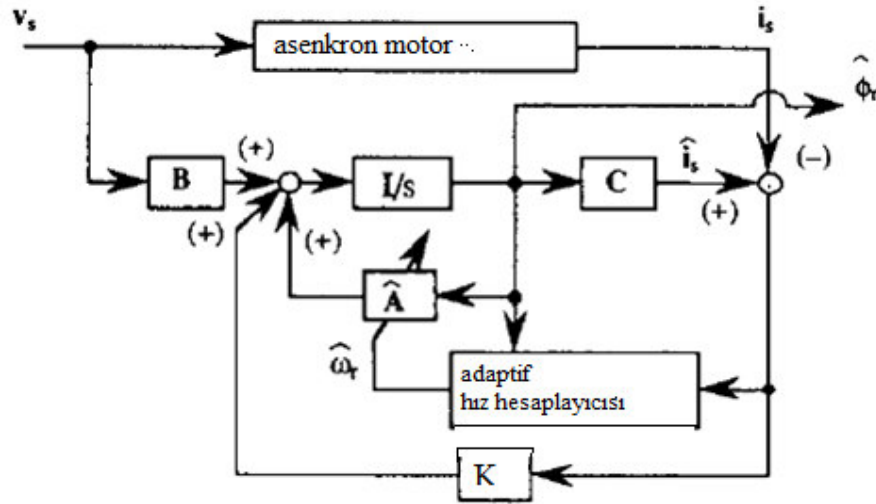
modelini görebiliriz. Gözlemleyici modeli ise aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} \frac{d \hat{x}}{dt} &= \hat{A} \hat{x} + B v_s - K e, \\ \hat{i}_s &= C \hat{x} \end{aligned} \quad (4.58)$$

Burada K gözlemleyici kazancını ifade etmektedir [20].

$$e = \hat{i}_s - i_s \quad (4.59)$$

4.58 deki e ise hatayı simgelemektedir



Şekil 4.4: Adaptif akı gözlemleyicisi modeli [21].

Denklem 4.58 ve 4.59 daki eşitliklerden

$$\frac{d}{dt} e = (A + KC)e - \Delta A \hat{x} \quad (4.60)$$

Lyapunov fonksiyonundan;

$$V = e^T c + (\hat{\omega}_r - \omega_r)^2 / \lambda \quad (4.61)$$

Burada λ pozitif bir katsayıdır [20]. V nin zaman göre türevi alınırsa;

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V &= e^T \left((A + KC)^T + (A + KC) \right) e \\ &- 2\Delta\omega_r (e_{ids} \hat{\psi}_{qr} - e_{iqs} \hat{\psi}_{dr}) / c \\ &+ 2\Delta\omega_r \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r / \lambda \end{aligned} \quad (4.62)$$

Denklem 4.61 den ikinci ve 3. Terimleri birbirlerine eşitleyerek aşağıdaki adaptif hız

denklemini elde ederiz.

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = \lambda(e_{ids} \hat{\psi}_{qr} - e_{ids} \hat{\psi}_{qr}) / c \quad (4.63)$$

Motor hızı çok hızlı değiştiğinden dolayı aşağıdaki oransal ve integral adaptif denklem pratikte hız tahmininin cevabını geliştirmek için kullanılır.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r &= K_p (e_{ids} \hat{\psi}_{qr} - e_{iqs} \hat{\psi}_{dr}) + K_I \int (e_{ids} \hat{\psi}_{qr} - e_{iqs} \hat{\psi}_{dr}) dt \\ &= \hat{\omega}_r = K_p (J \hat{\psi}_r)^T e + K_i \int (J \hat{\psi}_r)^T e dt \end{aligned} \quad (4.64)$$

H ile ifade edilen gözlemleyici kazancı sistemin adaptifliğini koruyacak şekilde dizayn edilir. Eğer hız tahmini değeri doğruysa anlık hatayı gösteren e değeri aşağıdaki şekilde ifade edilir. Bu ifade durum denklemleri ve 4.58 nolu denklemden elde edilir [20].

$$\begin{aligned} e &= C(sI_4 - A + KC)^{-1} B_\omega (-\Delta\omega_r j \hat{\lambda}_r) \\ &= G(s) \left(-\Delta\omega_r j \hat{\lambda}_r \right) \end{aligned} \quad (4.65)$$

Bu denklemde;

$$\Delta\omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r, \quad (4.66)$$

$I_4 = 4 \times 4$ birim matris

$$B_\omega = [I / \varepsilon - I]^T \quad (4.67)$$

dir.

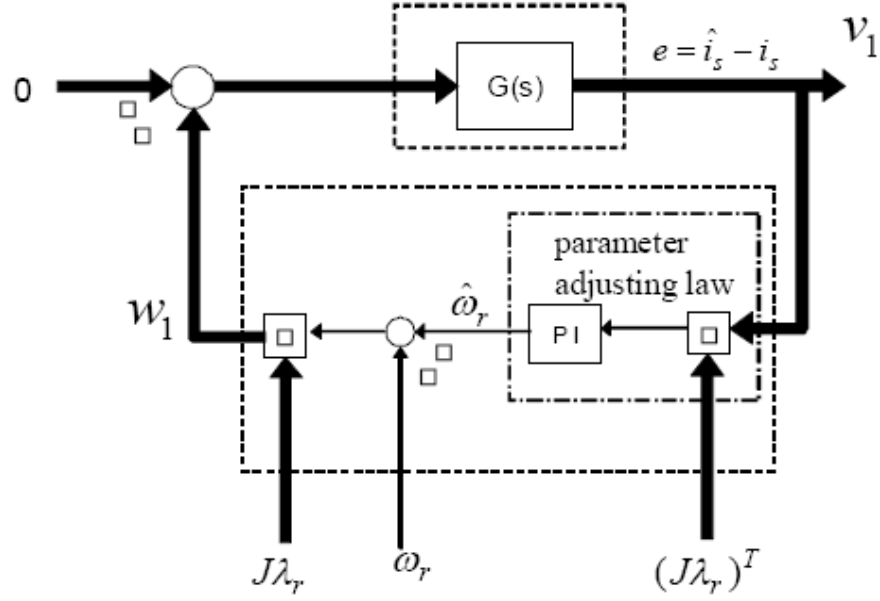
Bundan sonra Lineer zamandan bağımsız geri beslemeli sistem G(s) ve aşağıdaki lineer olmayan zaman değişkenli sitemi karşılaştıralım. Popovun hiper kararlılık ilkesi stabilitenin sağlanması gerekir [20].

1)Lineer zamandan bağımsız G(s) kesin pozitif gerçek olmalıdır

2)lineer olmayan zamana bağımlı bloğun giriş v1 ve çıkış w1 Popov eşitliğini her zaman sağlamalıdır

$$\int_{r_0}^{r_1} v_1 w_1 dt \geq -\gamma_0^2 \quad (4.68)$$

Burada r_0 zamandan bağımsız bir sabittir.



Şekil 4.5: Hatayı geri besleme bloğu gösterimi [21].

Denklem 4.64 ü kullanarak 2 nolu şartı sağlamak mümkündür. Riccati denkleminin çözümünden bulunan K kazancının G(s) e uygulanması sonucu 1 numaralı şart olan kesin pozitif gerçeklik sağlanmış olur. Buda sistemi her daim kararlı yapar.

$$K = PC^T R^{-1} \quad (4.69)$$

Riccati denklemi ;

$$PA^T + AP - PC^T R^{-1} CP + B_\omega Q B_\omega^T = 0 \quad (4.70)$$

Burada;

P:Riccati denkleminin çözümü

Q,R:Ağırlık matrisleridir.Q=1,R=y dir.

4.5 Luenberger Gözlemleyicisi

David Luenberger tarafından ve parametreleri zamanla değişmeyen doğrusal sistemler için tasarlanan gözlemleyici kontrol teorisinde yaygın olarak bilinmektedir. Belirgin model tabanlı bu gözlemleyicide, gerçek sistemin x durumuna, aşağıdaki gibi yaklaşılmaya çalışılmıştır.

$$d \hat{x}(t) / dt = \hat{A} \hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - C \hat{x}(t)] \quad (4.71)$$

Gözlemleyicinin girişi y ve u , çıkışı x dir. Eşitlik 4.71 deki $L(y(t)-Cx(t))$ terimi, ölçülen y ve gözlemlenen y arasındaki farkı içeren düzeltme terimini göstermektedir. L ise gözlemleyici kazanç ya da ağırlık matrisidir.

Gözlemleyici hata eşitliği ise

$$\dot{\hat{x}} - \hat{x}(A - LC)(x - \hat{x}) \quad (4.72)$$

Eşitlik 4.72cdeki durum hata vektörü tanımlaması yapılarak aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$\dot{\hat{x}} = (A - LC)\hat{x} \quad (4.73)$$

Eşitlik 4.73'dan, hata vektörünün dinamik davranışı, $A-LC$ matrisinin özdeğerleri tarafından belirlendiği görülebilir. Eğer $A - LC$ matrisinin özdeğerleri s - düzleminin sol yansında bulunuyor ise, hata vektörü herhangi bir başlangıç değeri $x(0)$ ' dan, sıfıra yakınsayacaktır. Z 'nin yeteri kadar büyük seçilmesi bu yakınsamayı hızlandıracaktır. Ancak L fazla büyük seçilir ise, hata vektörüne etkiyebilecek dış bozucuların etkinliği artacaktır. Ayrıca, bu gözlemleyicinin başarımı, sistem matrisi A 'nın doğru olarak bilinmesine ve zamanla değişmemesine bağlıdır. A 'daki parametrelerin değişmesi hata vektörü dinamiğini olumsuz bir şekilde etkileyebilmektedir [10].

Diğer taraftan, Luenberger gözlemleyicisinin sincap kafesli asenkron motor gibi doğrusal olmayan sistemlere uygulanmış hali ise genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi olarak bilinmektedir . sincap kafesli asenkron motorun algılayıcısız kontrolüne yönelik olarak mevcut literatürde genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi ile akı, hız ve/veya yük momentinin kestirildiği görülmektedir.

Algılayıcısız kontrol açısından özetle, tam-dereceli ya da indirgenmiş dereceli olarak tasarlanabilen genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi ile akı, hız ve/veya yük momenti kapalı-çevrimli olarak kestirilebilmektedir. Ancak, bunlara ilave olarak stator direnci, rotor direnci gibi değişen diğer parametrelerin kestirilemez [10].

4.6 Kayan Kipli Kontrol Tabanlı Gözlemleyici

Yükteki ve sistem parametrelerindeki değişimlere duyarlı ve dayanıklı olması bakımından asenkron motor kontrolünde tercih edilen bir yöntemdir. Bu yöntemde

önceden tanımlanmış faz yörüngelerini izleyecek biçimde bir referans model kurulur. Sistem, anahtarlama kontrol algoritması ile bu yörüngeleri takip eder veya bu yörüngeler üzerinde kayar. Bu yöntemin-bir dezavantajı, sistem kayma yüzeyine ulaştığında oluşan süreksizlik halidir. Bu da sistemlerde çırtırtı olarak ortaya çıkar. Sistem dayanıklılığında taviz verilerek çırtırtıyı elimine eden çalışmalar yapılmaktadır [5].

4.7 Yapay Zeka Tabanlı Gözlemleyici

Yapay zeka tekniklerinde, geleneksel yöntemlerde olduğu gibi sistemin matematiksel modelinin bilinmesine gerek yoktur. Sistem modeli, bilinen giriş ve çıkışlara göre öğrenme süreci boyunca belirlenir. Yapay zeka tekniklerini bulanık mantık, yapay sinir ağları ve genetik algoritma olarak sınıflandırabiliriz. Bu tekniklerden birinin yetersiz olduğu durumlarda diğer teknikler ile kombine bir kontrol gerçekleştirilebilir. Bulanık mantık, 0 ile 1 arasında değerler alan fonksiyonları kullanarak parametre değişimi, nonlineerlik gibi belirsizlik problemleri olan sistemlere çözüm üretir. Geri yayılma yöntemi tabanlı yapay sinir ağları modelinin çıkışları ölçülen büyüklükler ile karşılaştırılır ve aralarındaki hatayı minimize edecek şekilde sinir ağlarındaki ağırlık katsayıları ayarlanarak tekrar geri yayılım yöntemiyle çıkış üretilir [5] .

5. GÖZLEMLEYİCİ İLE SENSÖRSÜZ KONTROL

Skaler ve vektörel kontrolde kontrol çeşidine göre hız veya konum vektörü, bazen her 2 kontrolde gerekmektedir. Hız sensörü gerek maliyet gerek dayanıklılık nedenlerden dolayı pek tercih edilecek bir uygulama değildir. Hız sensörü olmadığı durumlarda alternatif olarak hız kestirimi yapmamız gerekmektedir. Bunun için çok çeşitli yöntem ve algoritmalar geliştirilmiş, her sisteme uygun olabilecek bir hız kestirim yöntemi bulunmuştur [10]. Buna alternatif yöntemlerde ise hassasiyet faktörü istenilen derecede olmayabilir. Fakat son zamanlardaki gelişmeler alternatif sistemleri yeterli hatta hassas kontrol sağlayacak seviyeye getirmiştir.

Asenkron motor hız kestirim teknikleri;

- Adaptif akı gözlemleyicileri
- Genişletilmiş Kalman filtresi tabanlı gözlemleyiciler
- Luenberger gözlemleyicisi
- Kayma hızı tabanlı hız kestirimi
- Yapay zeka tabanlı gözlemleyiciler

Bu tezde asenkron motorlara uygun olması nedeniyle gözlemleyici tabanlı hız kestirim yöntemleri ele alınacaktır. Bu yöntemler özellikle mikro kontrolcülerdeki gelişmeler gerekse her türlü motora uygun algoritmalar muhteviyatlarında içerdiklerinden motor kontrolünde çok yaygın, gerek endüstriyel gerekse akademik uygulamalarda kullanılmaktadırlar. Öncelikle doğrudan vektör kontrol simülasyonunda uygulanmış hız adaptif akı gözlemleyici incelenmiştir.

5.1 Adaptif Akı Gözlemleyicisi İçin Asenkron Motor Modeli

Adaptif akı gözlemleyicisi bir durum gözlemleyicisidir. Bu gözlemleyiciye uygun motor denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
i_{s\alpha} &= \left(\frac{-R_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m^2}{L_r^2 \sigma L_s} \right) i_{s\alpha} + \frac{R_r'}{L_r \varepsilon} \psi_{r\alpha} + \frac{\omega_r}{\varepsilon} \psi_{r\beta} \\
i_{s\beta} &= \left(\frac{-R_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m^2}{L_r^2 \sigma L_s} \right) i_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\varepsilon} \psi_{r\alpha} + \frac{R_r'}{L_r \varepsilon} \psi_{r\beta}
\end{aligned} \tag{5.1}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\psi}_{r\alpha} &= \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta} \\
\dot{\psi}_{r\beta} &= \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta}
\end{aligned} \tag{5.2}$$

Burada;

$$\sigma = \frac{1 - L_m^2}{L_s L_r}; \tag{5.3}$$

$$\varepsilon = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \quad \text{dir} \tag{5.4}$$

Bu denklemler ışığında durum uzay modelini aşağıdaki şekilde elde ederiz [22].

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{r\alpha} \\ \dot{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \left(\frac{-R_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m^2}{L_r^2 \sigma L_s} \right) & 0 & \frac{R_r'}{L_r \varepsilon} & \frac{\omega_r}{\varepsilon} \\ 0 & \left(\frac{-R_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m^2}{L_r^2 \sigma L_s} \right) & -\frac{\omega_r}{\varepsilon} & \frac{R_r'}{L_r \varepsilon} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -\omega_r & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \\
z &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} \tag{5.5}
\end{aligned}$$

Kestirilen parametreleri artırmak mümkündür. Asenkron motorda önemli bir etken olan yük momentinide bu modele ekleyebiliriz. Yük momenti denklemi;

$$\dot{i}_L = -\frac{3}{2} \frac{p}{J_L} \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\beta} i_{s\alpha} - \frac{3}{2} \frac{p}{J_L} \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \frac{1}{J} t_L \quad (5.6)$$

Bu denklemi modelimize ekleyip modeli genişlettiğimizde

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{r\alpha} \\ \dot{\psi}_{r\beta} \\ \dot{\omega} \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{-R_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m^2}{L_r^2 \sigma L_s} \right) & 0 & \frac{R_r'}{L_r \varepsilon} & \frac{\omega_r}{\varepsilon} & 0 & 0 \\ 0 & \left(\frac{-R_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m^2}{L_r^2 \sigma L_s} \right) & -\frac{\omega_r}{\varepsilon} & \frac{R_r'}{L_r \varepsilon} & 0 & 0 \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -\omega_r & -\frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 \\ -\frac{3}{2} \frac{p}{J_L} \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\beta} & -\frac{3}{2} \frac{p}{J_L} \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\alpha} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \\ \omega \\ t_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \\ t_L \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

elde ederiz.

5.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi İçin Asenkron Motor Modeli

Genişletilmiş kalman filtresi olası durum ve parametre gözlemleyicisidir. Genişletilmiş kalman filtresine uyumlu geleneksel yaklaşımla elde edilmiş model aşağıda verilmiştir. Önce modeli elde edeceğimiz akım ve akı denklemlerine bakalım olursak;

$$i_{r\alpha} = \frac{1}{L_m} (\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}) \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) + w(t) \quad (5.8)$$

$$i_{r\beta} = \frac{1}{L_m}(\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}) \quad (5.9)$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r' i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} = \frac{L_r'}{L_m}(\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha}) + L_m i_{s\alpha} \quad (5.10)$$

$$\psi_{r\beta} = L_r' i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} = \frac{L_r'}{L_m}(\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta}) + L_m i_{s\beta} \quad (5.11)$$

olur. Bu ifadeler 2.77 ve 2.78 nolu denklemlerde yerine koyulursa

$$i_{s\alpha} = -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) i_{s\alpha} - p\omega i_{s\beta} + \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} \psi_{s\alpha} + \frac{p\omega}{L_\sigma} \psi_{s\beta} + \frac{1}{L_\sigma} V_{s\alpha} \quad (5.12)$$

$$i_{s\beta} = p\omega i_{s\alpha} - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) i_{s\beta} - \frac{p\omega}{L_\sigma} \psi_{s\alpha} + \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} \psi_{s\beta} + \frac{1}{L_\sigma} V_{s\beta} \quad (5.13)$$

Bu ifadeleri durum uzay modeli haline getirdiğimizde;

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{s\alpha} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) & -p\omega & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} & \frac{p\omega}{L_\sigma} \\ p\omega & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) & -\frac{p\omega}{L_\sigma} & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Bu durum uzay modeline parametre olarak ω açısal hız ifadesini ekleyelim. Bu açısal hız rotor hızını ifade etmektedir. Rotor hızının türevi olan $d\omega/dt$ ifadesi 0 olarak kabul edilir. Buna göre 5.14. nolu durum uzay modelini [10]yeniden düzenlersek

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{s\alpha} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) & -p\omega & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} & \frac{p\omega}{L_\sigma} & 0 \\ p\omega & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) & -\frac{p\omega}{L_\sigma} & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

şekline gelir

Daha öncede belirtildiği gibi genişletilmiş kalman filtresi algoritmasını bu modele uygulayabilmemiz için ayrıklaştırma gerekecektir. Ayrık sistem modelimiz

$$\begin{aligned} \underline{x}_{k+1} &= \underline{A}_d \underline{x}_k + \underline{B}_d u_k \\ z_k &= \underline{H}_d \underline{x}_k \end{aligned} \quad (5.16)$$

şeklindedir. Ayrık sistem modelimizdeki matrisleri aşağıdaki denklemlerle ifade edebiliriz

$$\underline{A}_d = e^{AT} \approx I + AT + \frac{(AT)^2}{2} \quad (5.17)$$

$$\underline{B}_d \approx BT + \frac{ABT^2}{2} \quad (5.18)$$

$$\underline{H}_d = H \quad (5.19)$$

5.17-18-19 nolu denklemleri kullanarak aşağıdaki ayrık zamanda durum uzay modelinin matrislerini elde ederiz [10]

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{s\alpha}(k) \\ \psi_{s\beta}(k) \\ \dot{\omega}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_r L_\sigma} \right) T & -p\omega(k)T & \frac{R_r}{L_r L_\sigma} T & \frac{p\omega(k)}{L_\sigma} T & 0 \\ p\omega(k)T & 1 - \left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_s}{L_r L_\sigma} \right) T & -\frac{p\omega(k)}{L_\sigma} T & \frac{R_r}{L_r L_\sigma} T & 0 \\ -R_s T & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s T & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{s\alpha}(k) \\ \psi_{s\beta}(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_\sigma} \\ T & 0 \\ 0 & T \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha}(k) \\ V_{s\beta}(k) \end{bmatrix}$$

$$z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \psi_{s\alpha}(k) \\ \psi_{s\beta}(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Elde ettiğimiz bu modelde lineer olmayan terimler vardır. Yani modelimiz doğrusal değildir. Durum uzay modeli kaynaklı bir kontrol yapabilmemiz için bu doğrusal olmayan terimleri gidermemiz gerekir. Modelimizi doğrusallaştırırsak

$$\underline{F}_{k+1} = \left. \frac{\partial}{\partial \underline{x}} f(\underline{x}_k, \underline{u}_k) \right|_{\underline{x}=\hat{\underline{x}}_k} \quad (5.21)$$

$$\underline{H}_k = \left. \frac{\partial}{\partial \underline{x}} h(\underline{x}_k) \right|_{\underline{x}=\hat{\underline{x}}_k} \quad (5.22)$$

Buradan F ve H vektörleri

$$a_1 = \frac{T}{L_\sigma}$$

$$a_2 = R_s a_1,$$

$$a_3 = \frac{R_r}{L_r} a_1,$$

$$a_4 = a_3 L_s,$$

$$a_5 = pT,$$

$$a_6 = p a_1,$$

$$a_7 = R_s T \text{ ' dir.}$$

olmak üzere aşağıdaki şekilde yazılır.

$$\underline{F} = \begin{bmatrix} 1 - a_2 - a_4 & -a_5 \omega(k) & a_3 & a_6 \omega(k) & -a_5 i_{s\beta}(k) + a_6 \psi_{s\beta}(k) \\ a_5 \omega(k) & 1 - a_2 - a_4 & -a_6 \omega(k) & a_3 & a_5 i_{s\alpha}(k) - a_6 \psi_{s\alpha}(k) \\ -a_7 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -a_7 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Böylece genişletilmiş kalman filtresi algoritmasında kullanabileceğimiz bir model elde etmiş oluruz.

Kalman filtresi algoritmasında kestirilen durumları artırmak mümkündür. üstte belirttiğimiz kestirimlerin dışında aşağıda ifade edilen yük momenti içeren kestirim durumları için 5.25 numaralı denklemden yola çıkarız.

$$\dot{\omega} = \frac{3p}{2J} \psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \frac{3p}{2J} \psi_{s\beta} i_{s\alpha} - \frac{B}{J} \omega - \frac{t_L}{J} \quad (5.25)$$

Denklem 5.25 dende görüleceği üzere moment, rotor hızının kestirilmesi için kullanılmaktadır. Bu yöntemde bu momenti parametre olarak almaktayız. Denklem 5.8 den sincap kafesli asenkron motorun durum uzay modeline yük momentini uygularsak

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{s\alpha} \\ \dot{\psi}_{s\beta} \\ \dot{\omega} \\ \dot{i}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) & -p\omega & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} & \frac{p\omega}{L_\sigma} & 0 & 0 \\ p\omega & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r' L_s}{L_r' L_\sigma}\right) & -\frac{p\omega}{L_\sigma} & \frac{R_r'}{L_r' L_\sigma} & 0 & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{3p}{2J} \psi_{s\beta} & \frac{3p}{2J} \psi_{s\alpha} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \\ t_L \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \omega \\ t_L \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Modelimizi 5.17-18-19 nolu denklemlerden ayrıklaştırıp 5.21-22 nolu denklemlerden doğrusallaştırdığımızda

$$a_1 = \frac{T}{L_\sigma},$$

$$a_2 = R_s a_1,$$

$$a_3 = \frac{R_r'}{L_r'} a_1,$$

$$a_4 = a_3 L_s,$$

$$a_5 = pT,$$

$$a_6 = pa_1,$$

$$a_7 = R_s T,$$

$$a_8 = \frac{3}{2} \frac{p}{J} T,$$

$$a_9 = \frac{T}{J}, \text{ dir.} \quad \text{kabulü ile}$$

$$\underline{F} = \begin{bmatrix} (1-a_2-a_4) & -a_5\omega(k) & a_3 & a_6\omega(k) & -a_5i_{s\beta}(k) + a_6\psi_{s\beta}(k) & 0 \\ a_5\omega(k) & (1-a_2-a_4) & -a_6\omega(k) & a_3 & a_5i_{s\alpha}(k) - a_6\psi_{s\alpha}(k) & 0 \\ -a_7 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_7 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -a_8\psi_{s\beta}(k) & a_8\psi_{s\alpha}(k) & a_8i_{s\beta}(k) & -a_8i_{s\alpha}(k) & 1 & -a_9 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\underline{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

halini alır.

6. SENSÖRSÜZ KONTROL SİMULASYONLARI

Bu bölümde daha önceden incelediğimiz doğrudan vektör kontrol ve doğrudan moment kontrole ait simülasyonlar sonuçları incelenecektir. Doğrudan vektör kontrol simülasyonunda adaptif akı gözlemleyicisi doğrudan moment kontrol simülasyonundada genişletilmiş kalman filtresi yardımıyla simülasyon yapılmıştır.

Simülasyonlarda önce yüksüz durumda doğrudan moment kontrol ve doğrudan vektör kontrol için rotor hızı, kestirilen hız ve referans hız karşılaştırılmış. Daha sonra gerçek hız ile kestirilen hız arasındaki hataları simgeleyen kestirim hatası incelenmiştir. Son olarak da motor parametrelerinden birkaçının zaman göre grafikleri aynı sayfa içinde gösterilmiştir. İkinci olarak ise yüklü durumda aynı grafikler gösterilmektedir.

6.1 Başlangıç Değerlerinin Belirlenmesi

Adaptif akı gözlemleyicisinde H gözlemleyici kazancını belirlemek için Q ve R değerlerine ihtiyacımız vardır. Aşağıda bu simülasyonda Q ve R için önerilmiş değerler gösterilmektedir.

$E_p=0.006$ olmak üzere;

$$R = \begin{bmatrix} ep & 0 \\ 0 & ep \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

Kalman filtresi bilindiği üzere gürültü değerlerini algoritmasında kullanarak kestirimi sağlaması ve bir filtre gibi çalışarak bu dış bozucuları kompanze etmesiyle öne çıkmaktadır. Bu durumda algoritmadada yer alan ve ana yapıyı temsil eden sistem gürültüsü kovaryansı Q , ölçme gürültüsü kovaryansı R , durum kovaryansı P için başlangıç değerlerinin verilmesi gereklidir. Kovaryans matrisleri için başlangıç değerleri;

$$Q = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{33} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{33} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_{55} \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$P_0 = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

olarak alınmıştır. Burada q ve r değerleri varsayımlarımıza göre değişmektedir. Kovaryans değerlerinin seçilmesi direk performansı etkilediği için önemli bir kıstas olarak karşımıza çıkar. Genellikle bu değerler hesaplama yerine deneme yanılma yolu tercih edilerek bulunur.

6.2 Simulasyon Sonuçları

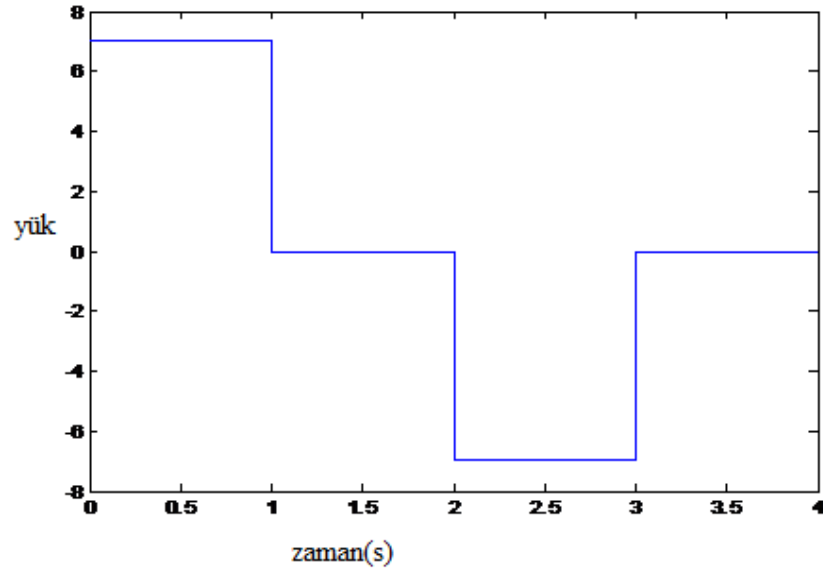
Simulasyon aşağıda belirtilen 2 farklı modelde yapılmıştır.

- Adaptif akı gözlemleyicisi ile Doğrudan vektör kontrolü
- Genişletilmiş kalman filtresi için Doğrudan moment kontrolü

Bu modeller için önce yüksüz durumda ikinci adımda sabit yükte motor parametreleri hız ve kestirim hataları incelenmiştir. Son olarak ise değişken yükte bu değerler kontrol edilmiştir. Değişken yüklü durumlar için Şekil 6.1 deki yük değerleri alınmıştır.

Şekil C1 de doğrudan vektör kontrol için yüksüz durumda rotor hızı, kestirilen hız ve referans hızının simulasyon sonuçları verilmiştir. Şekil C2 de ise aynı durum için kestirim ve kontrol hataları verilmiştir. Şekil C3 de doğrudan moment kontrol için yüksüz durumda rotor hızı, kestirilen hız ve referans hızın simulasyon sonuçlarının karşılaştırılması verilmiştir. Şekil C4 de ise aynı durum için kestirim ve kontrol hataları verilmiştir. Şekil C5 de doğrudan vektör kontrol için sabit yüklü durumda rotor hızı, kestirilen hız ve referans hızının simulasyon sonuçları verilmiştir. Şekil C6 da ise aynı durum için kestirim ve kontrol hataları verilmiştir. Şekil C7 de doğrudan moment kontrol için sabit yüklü durumda rotor hızı, kestirilen hız ve referans hızın

simulasyon sonuçlarının karşılaştırılması verilmiştir. Şekil C8 de ise aynı durumda kestirim ve kontrol hataları verilmiştir. Şekil C9 da doğrudan vektör kontrol için değişken yüklü durumda rotor hızı, kestirilen hız ve referans hızının simulasyon sonuçları verilmiştir. Şekil C10 da ise aynı durum için kestirim ve kontrol hataları verilmiştir. Şekil C11 de doğrudan moment kontrol için yüksüz durumda rotor hızı, kestirilen hız ve referans hızın simulasyon sonuçlarının karşılaştırılması verilmiştir. Şekil C12 de ise aynı durum için kestirim ve kontrol hataları verilmiştir.



Şekil 6.1: Değişken yüklü durum için yük zaman grafiği.

6.3 Sonuçların Değerlendirilmesi

Şekil C1-C12 incelendiği takdirde aşağıdaki sonuçlara varılmıştır.

-Doğrudan vektör kontrolünde yüksüz ve değişken yüklü durumda gerçek hız ile referans hız arasındaki hata rotor hızının değişim bölgeleri dışında çok azdır. Değişken yüklü durumda ise bu hatanın bir miktar daha arttığı gözlemlenmektedir.

-Doğrudan moment kontrolünde kontrol hatası doğrudan vektör kontrole göre hız değişimi bölgelerinde daha büyüktür. Fakat bu hata, hızın stabil kalması ile zamanla azalır ve sifıra yakın bir seviyeye gelir. Hızın sabit olduğu bölgelerde kontrol hatası doğrudan moment kontrole göre daha iyidir.

-Doğrudan vektör kontrolünde kullanılan hız adaptif akı gözlemleyicisi ile yapılan hız kestiriminde kestirilen hız ile rotor hızı arasında yakınsama hızlıdır fakat hatanın

düşük seviyelere gelmesi yüksek osilasyon yüzünden zaman almaktadır.

-Doğrudan moment kontrolünde genişletilmiş kalman gözlemleyicisi ile yapılan hız kestiriminde kestirilen hızın gerçek hıza yakınsaması doğrudan vektör kontrolüne göre daha yavaştır fakat hatanın göz ardı edilecek seviyelere gelmesi doğrudan vektör kontrolüne göre daha az zaman almaktadır.

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tezde asenkron motor kontrol yöntemlerinden doğrudan vektör kontrol ve doğrudan moment kontrol yöntemleri incelenmiştir. Bu yöntemlerin gözlemleyiciler yardımıyla simülasyonları Matlab Simulink programında yapılmıştır. Simülasyonlarda yüksüz durum, sabit yüklü durum ve değişken yüklü durum olmak üzere 3 farklı senaryoda hız ve akı kestirimi yapılmıştır.

Doğrudan vektör kontrol simülasyonunda hız adaptif akı gözlemleyicisi, doğrudan moment kontrol simülasyonundada genişletilmiş kalman filtresi kullanılmıştır. Simülasyonlar sonucunda yüksüz durumda rotor hızı ile referans hız arasındaki ortalama karesel hata doğrudan vektör kontrol yönteminde 38 rpm, doğrudan moment kontrol yönteminde ise 86 rpm iken sabit yüklü durumda bu ortalama karesel hata doğrudan vektör kontrol yönteminde 42 rpm doğrudan moment kontrol yönteminde ise 88 rpm düzeyine çıkmaktadır. Son olarak değişken yüklü durum incelediğinde ise doğrudan vektör kontrol yönteminde 47 rpm doğrudan moment kontrol yönteminde ise 89 rpm değerinde ortalama karesel hata görülmektedir.

İleriki çalışmalarda motor parametrelerine karşı daha duyarlı olan doğrudan vektör kontrol için daha iyi bir hız kestirimi yapabilecek hız adaptif akı gözlemleyicisi üzerinde çalışabilir. Buda gözlemleyiciye daha çok motor parametresi beslenmesi ile gözlemleyici kazanç değerini daha etkin bir sonuç verecek bir algoritmaya dayandırmakla olabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Barut, M.**, 2005: Sincap Kafesli Asenkron Motorların Algılayıcısız Yüksek Başarımlı Kontrolüne Yönelik Genişletilmiş Kalman Filtresi Tasarım ve Uygulaması, *Doktora Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [2] **Çolak, İ.**, 2008: *Asenkron motorlar*, Seçkin yayıncılık, Ankara.
- [3] **Sarioğlu, M.K., Gökaşan, M., Boğosyan, S.**, 2003: *Asenkron Makinalar ve Kontrolü*, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [4] **Trzynadlowski, A.M.**, 2001: *Control of Induction Motors*, Academic Pres, San Diego, CA.
- [5] **Oğur, M.**, 2005. Asenkron Motor Vektör Kontrolü Uygulamalarında Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Gözlemleyici Tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [6] **Trzynadlowski, A.M.**, 1994: *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors*, Kluwer Academic Publishers, USA.
- [7] **Boldeo, I., Nasar, S.A.**, 1999: *Electric Drives*, Crc Press LCC, USA.
- [8] **Bose, B.K.**, High Performance Control of Induction Motor Drives, 1998, *IEEE Industrial Electric Newsletter*, Vol. **45**, no. 3, pp.7-11.
- [9] **Kazmierkowski, P.**, 2002: *Control in Power Electronics*, Academic Pres, New York.
- [10] **Vas, P.**, 1998: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, Oxford.
- [11] **Huy, L.H.**, Comparison of Field Oriented Control and Direct Torque Control of Induction Motors, 1999, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **31**, 1245-1252.
- [12] **Telford, D., Dunnigan M.W., Williams B.W.**, A Comparison of Vector Control and Direct Torque Control of Induction Motors, 2000 , *IEEE Transactions on Industry Applications*, **2**, 421-426.
- [13] **Ogata, K.**, 2002: *Modern Control Engineering*, Prentice Hill, Upper Saddle River, New Jersey.
- [14] **Davis, M.H.A., Winter, R.B.** 1985: *Stochastic Modelling and Control*, Chapman and Hall
- [15] **Davis, M.H.A.**, 1977: *Linear Estimation and Stochastic Control*, Chapman and Hall,
- [16] **Chui, C.K. Chen, G.**, 1991: *Kalman Filtering*, Springer-Verlag, San Diego, CA.

- [17] **Yumuşak, S.**, Asenkron Motorda Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Doğrudan Moment Kontrol Uygulaması, *Yüksek Lisans Tezi*, 2008, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [18] **Barut, M., Boğosyan, S., Gökaşan, M.**, 2006. SKASM' nin Hız Algılayıcısız Doğrudan Vektör Kontrolü, *İtüdergisi/d*, c.5, **3**, 59-72.
- [19] **Welch, G., Bishop, G.**, 2001: *An Introduction to the Kalman Filter*, SIGGRAPH, Los Angeles, CA.
- [20] **Kubato, H., Matsuse, K., Nakano, T.**, DSP Based Speed Adaptif Flux Observer of Induction Motors, 1993, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **29**, 344-348.
- [21] **Katoh M.**, Vector Simulation of AC Motor, 2008 , *Cybernet System co. ltd*.
- [22] **Lee, C., M., Chen, C.,L.**, Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors Using Kalman Filter Assisted Adaptive Observer, 1998, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **45**, 359-361.

EKLER

EK A : Sincap kafesli asenkron motorun değerleri

EK B : Gözlemleyici ile motor kontrolüne ait Matlab simulasyon gösterimleri

EK C : Gözlemleyici ile motor kontrolüne ait Matlab simulasyon sonuçları

EK D : HAAG ile yapılmış DVK simulasyonuna ait matlab mfile

EK A

Simülasyonlarda kullanılan Sincap kafesli asenkron motorun değerleri

$$P_n = 2.238 kW$$

$$V_n = 220 V$$

$$f_n = 50 Hz$$

$$R_s = 0.435 \Omega$$

$$R'_r = 0.816 \Omega$$

$$L_s = 71 \times 10^{-3} H$$

$$L'_r = 71 \times 10^{-3} H$$

$$L_m = 69.31 \times 10^{-3} H$$

$$J = 0.089 kg m^2$$

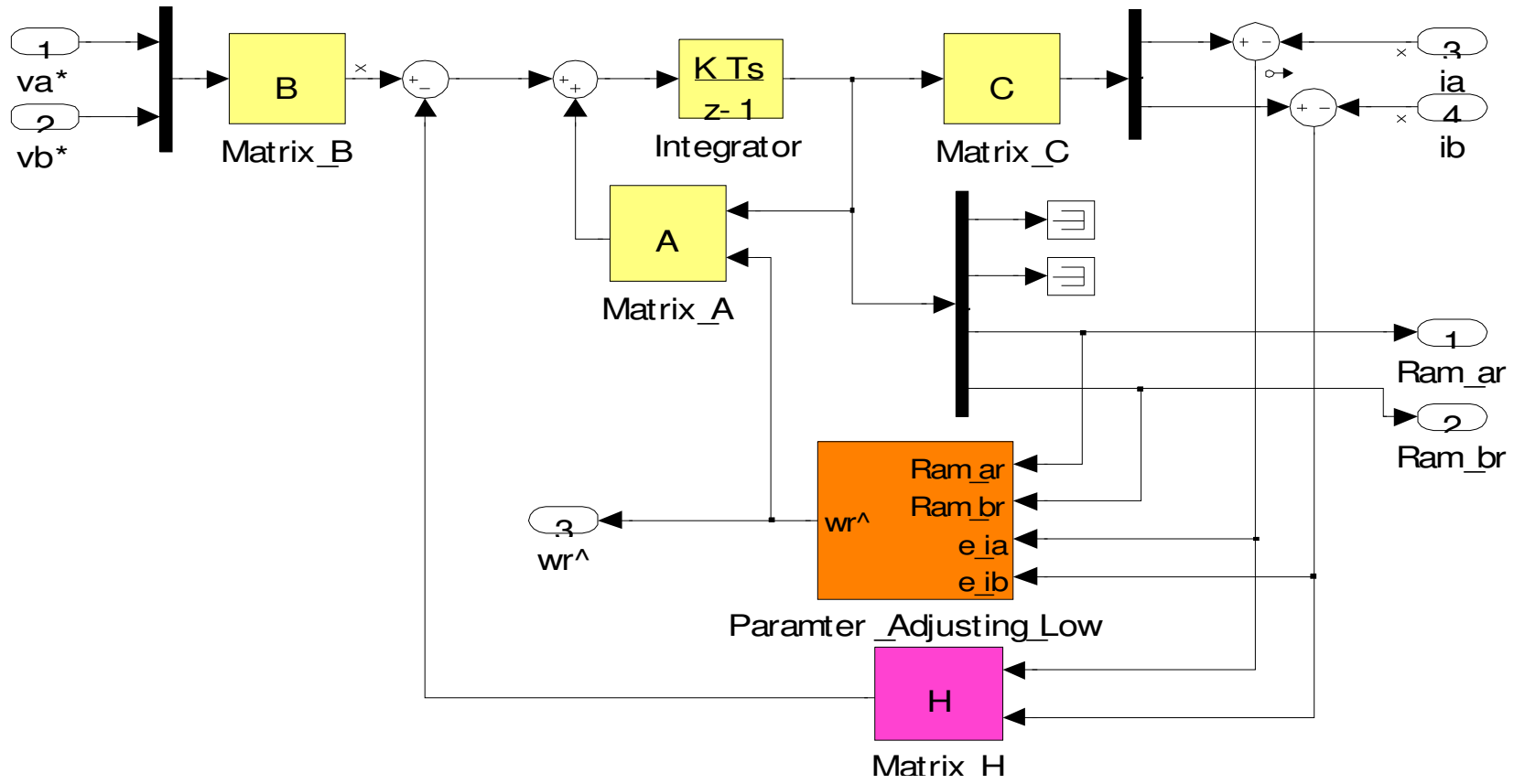
$$B = 0.005 N.m.s$$

$$p = 2$$

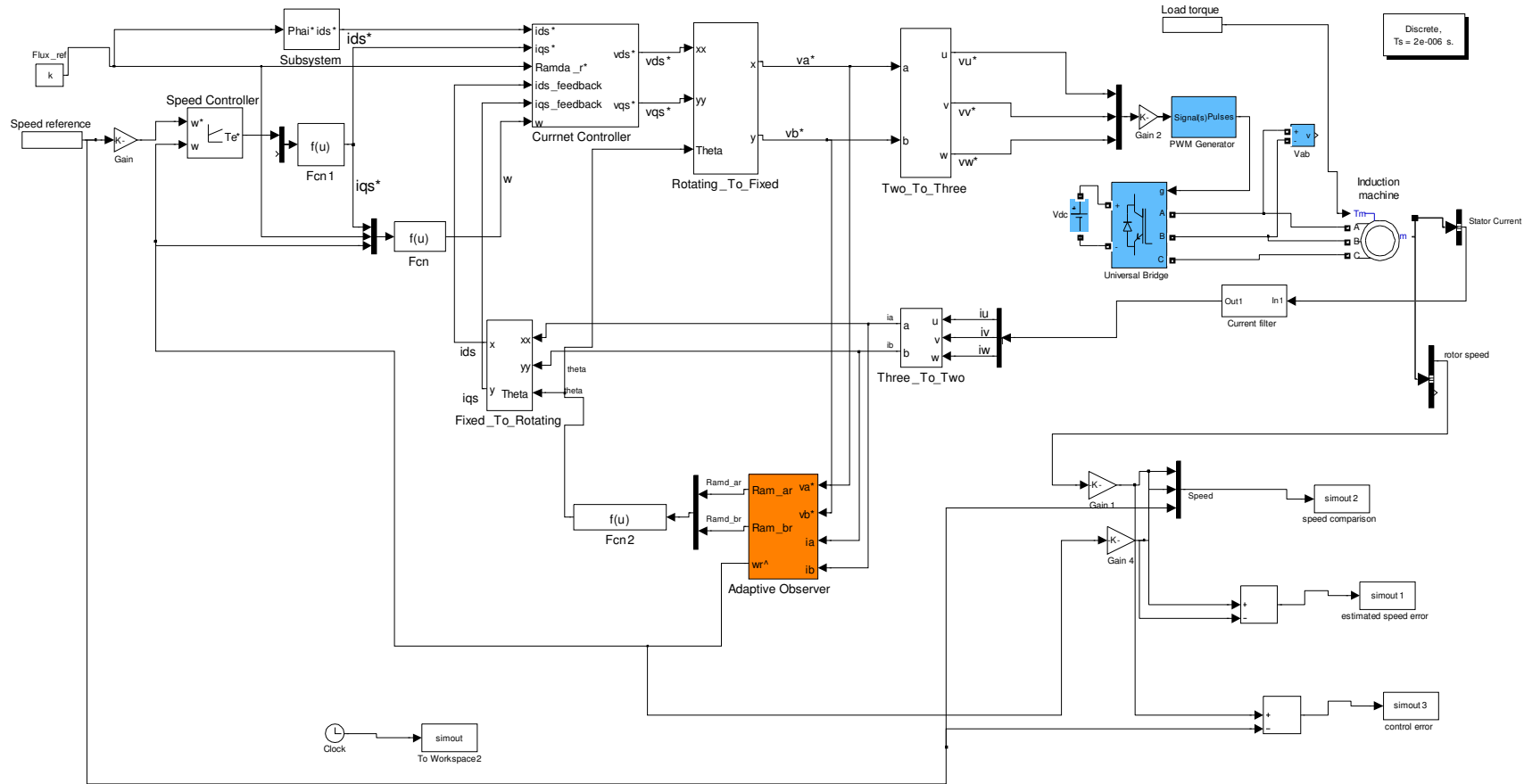
EK B

Bu bölümde aşağıdaki simulink simülasyonlarının diyagramları verilmiştir.

- 1) Adaptif akı gözlemleyicisinin Matlab simulink bloğu
- 2) Adaptif akı gözlemleyicisi ile DVK Matlab simulink bloğu
- 3) Doğrudan moment kontrol Matlab Simulink bloğu
- 4) Genişletilmiş kalman filtresi ile DMK Matlab Simulink bloğu

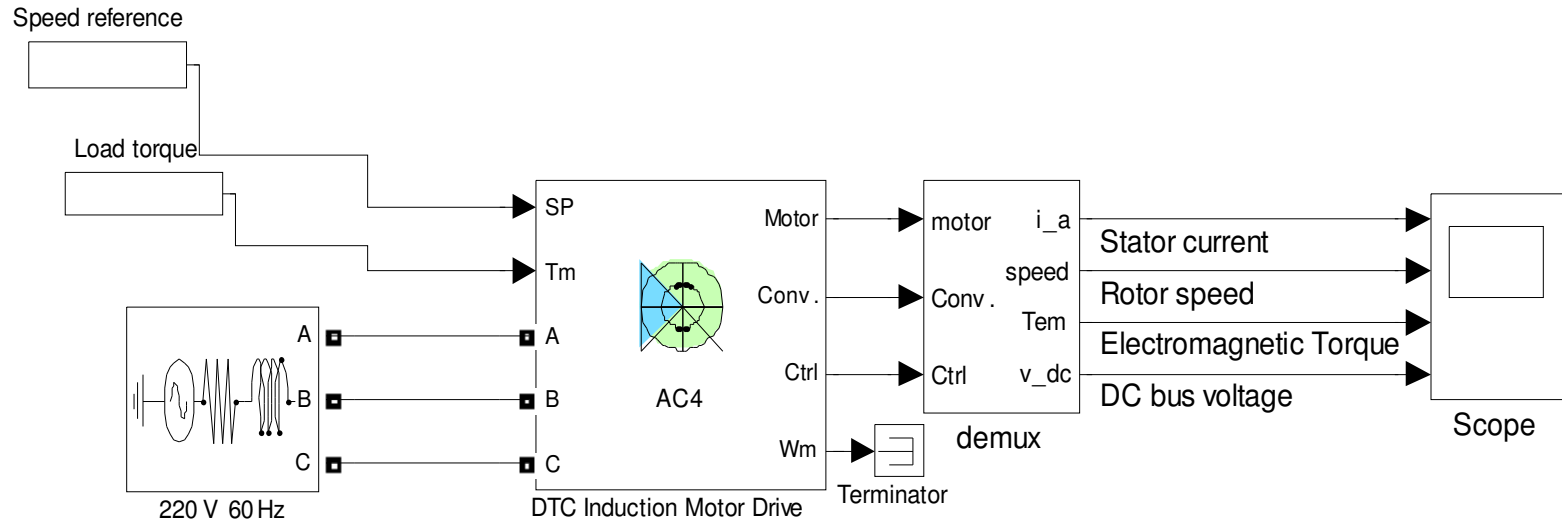


Şekil B.1: Adaptif akı gözlemleyicisinin Matlab simulink bloğu.

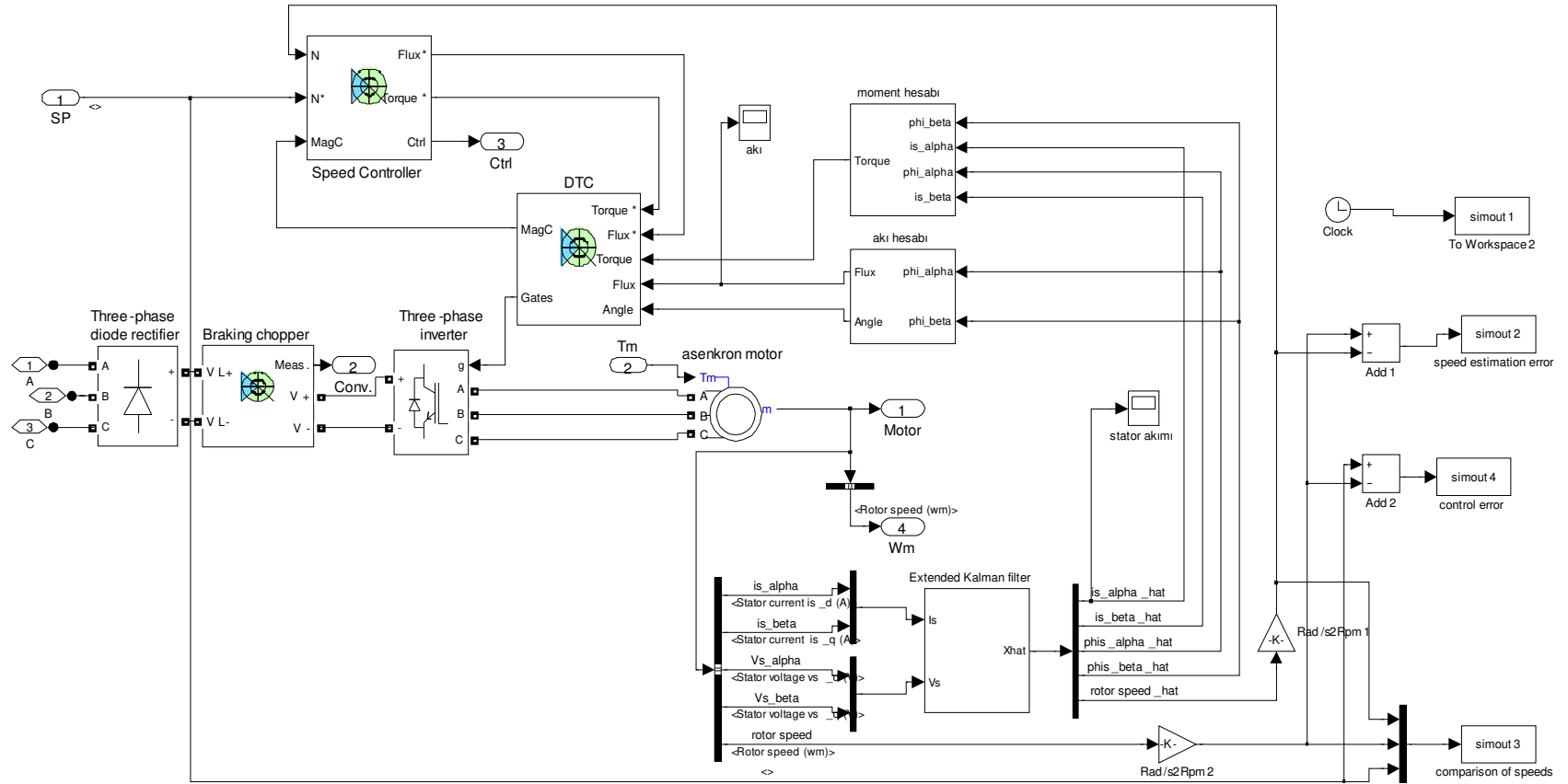


Şekil B.2: Adaptif akı gözlemleyicisi ile DVC Matlab simulink bloğu.

Discrete,
s = 2e-006 s
powergui



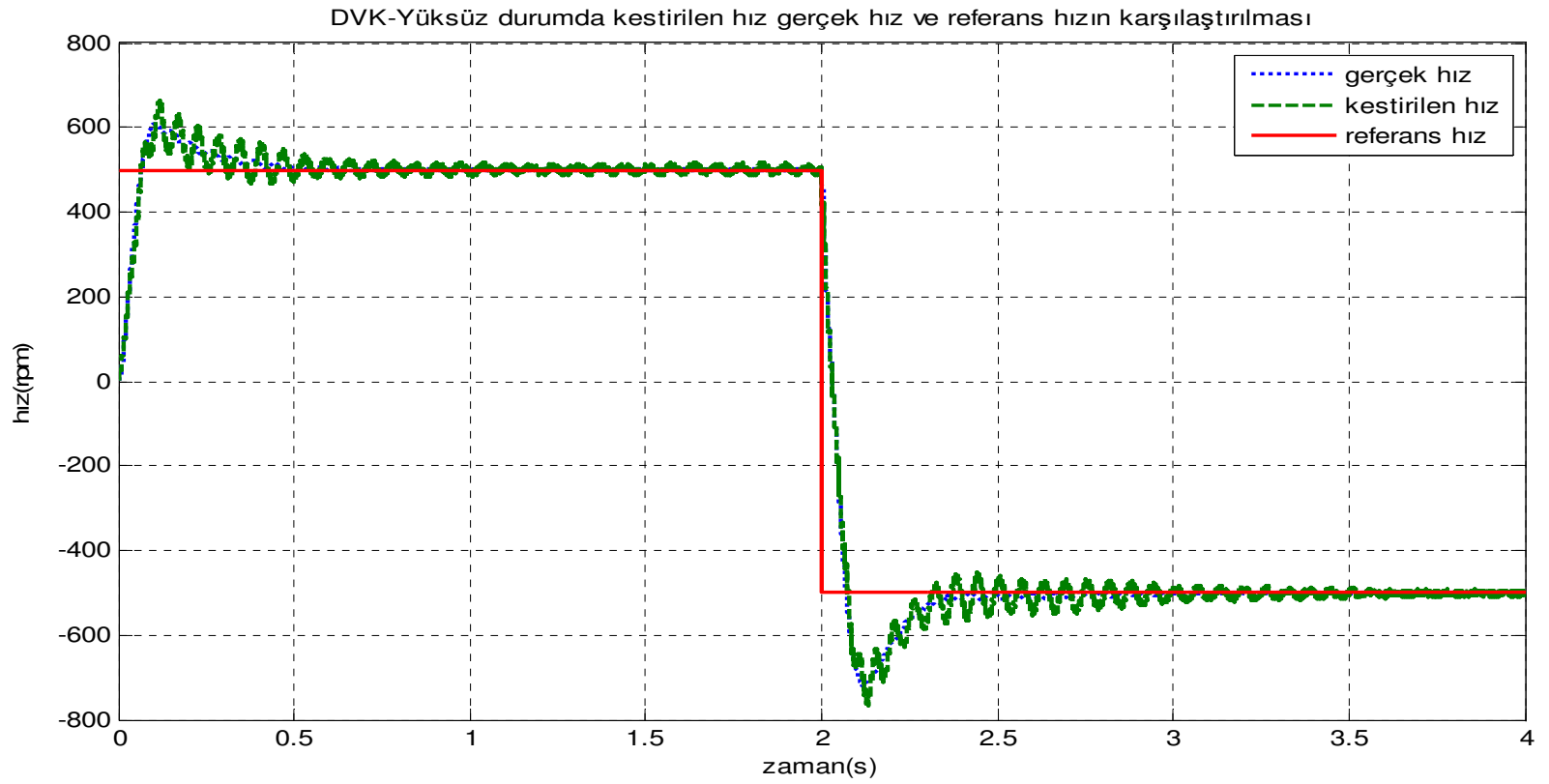
Şekil B.3: Doğrudan moment kontrol Matlab Simulink bloğu.



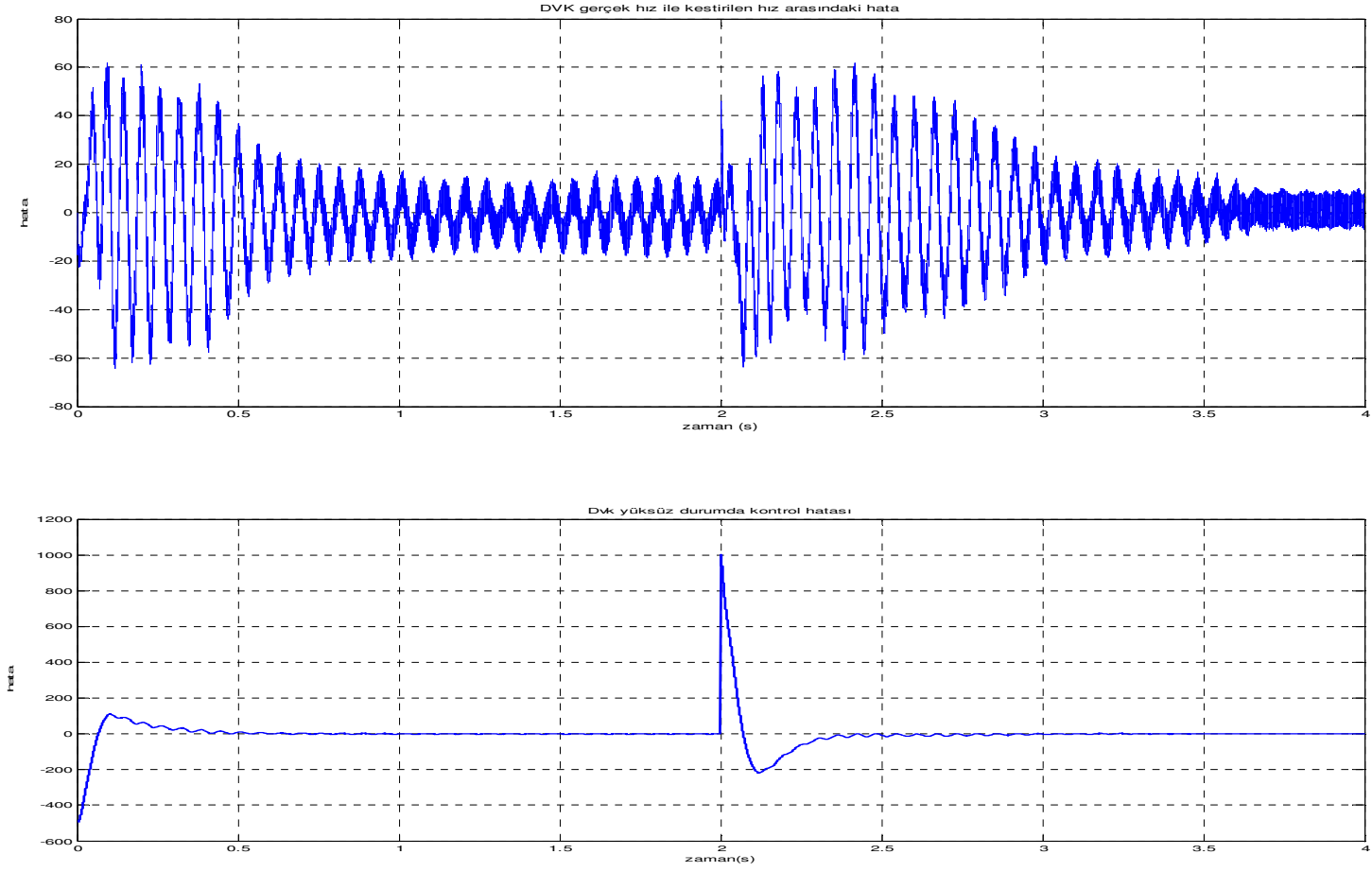
Şekil B.4: Geniştirilmiş kalman filtresi ile DMK Matlab Simulink bloğu.

EK C

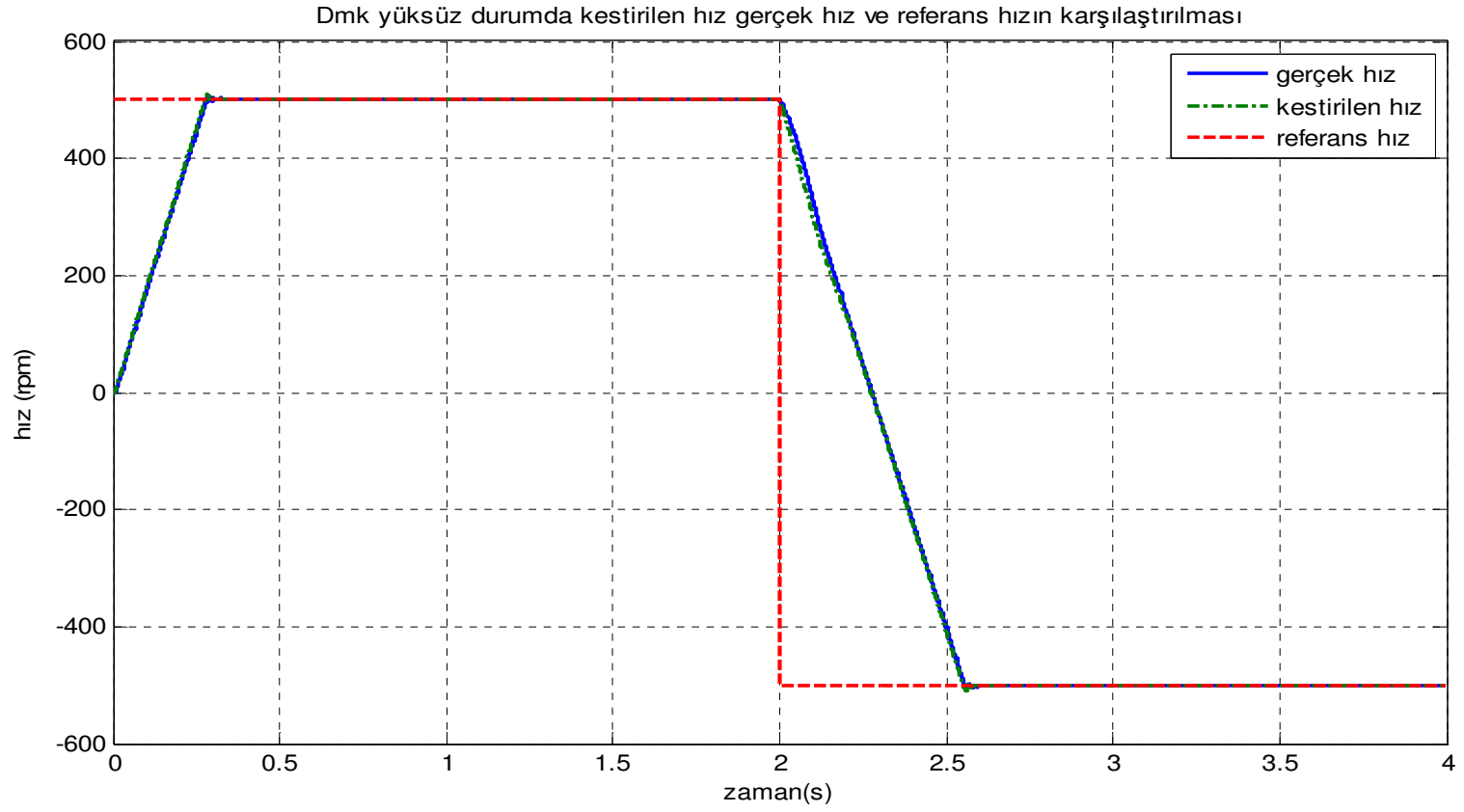
Bu bölümde adaptif hız akı gözlemleyicisi ile doğrudan vektör kontrolü ve genişletilmiş kalman filtresi yardımıyla doğrudan moment kontrolü ile ilgili simülasyonlar yer almaktadır. Her 2 simülasyonda 3 farklı senaryo altında incelenmiştir. Bu senaryolar yüksüz durumda kestirim,sabit yüklü durumda kestirim ve değişken yüklü durumda kestirimdir.



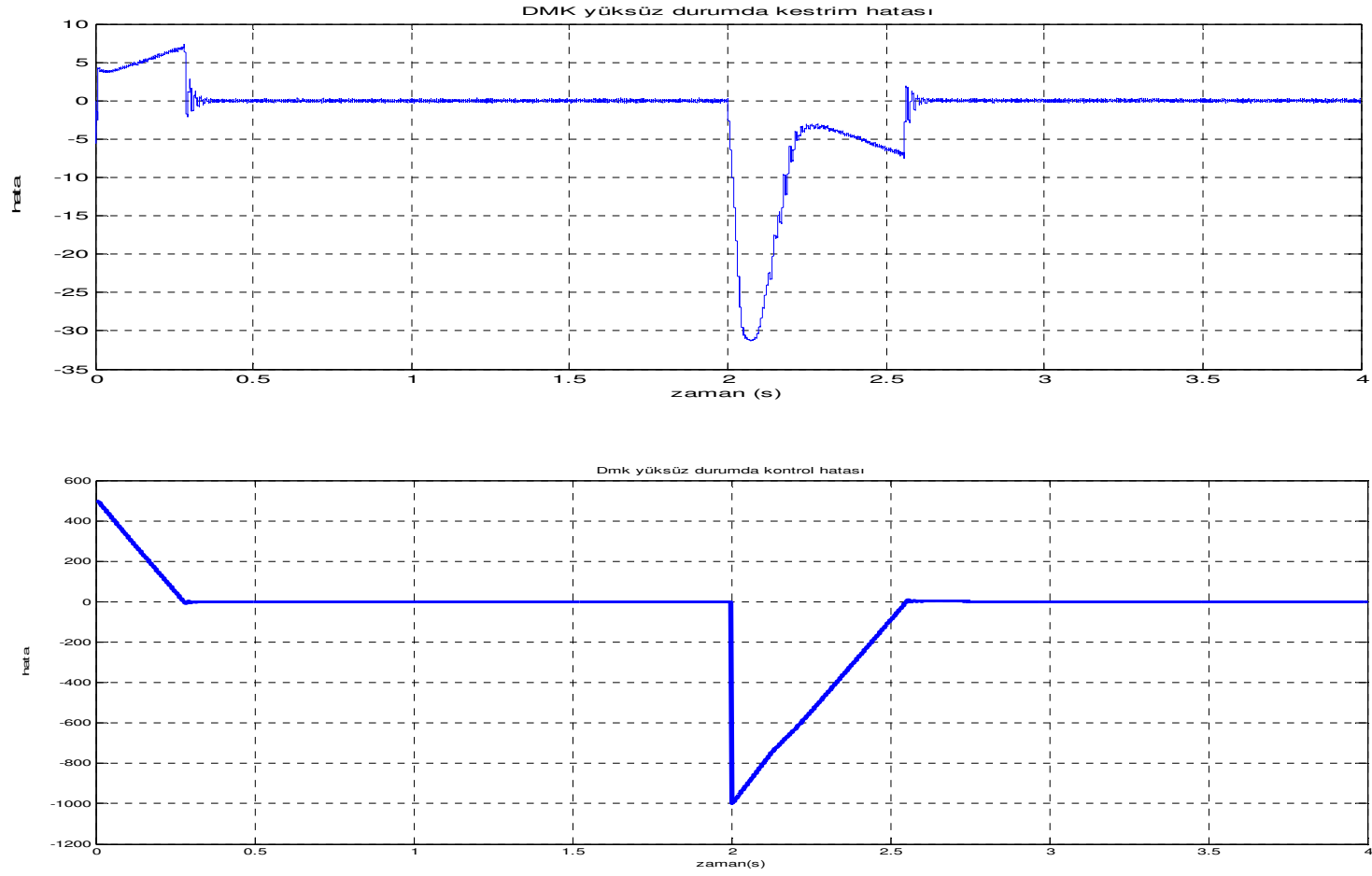
Şekil C.1: Dvk da yüksüz durumda rotor hızı ve kestirilen hızın zamanla değişimi.



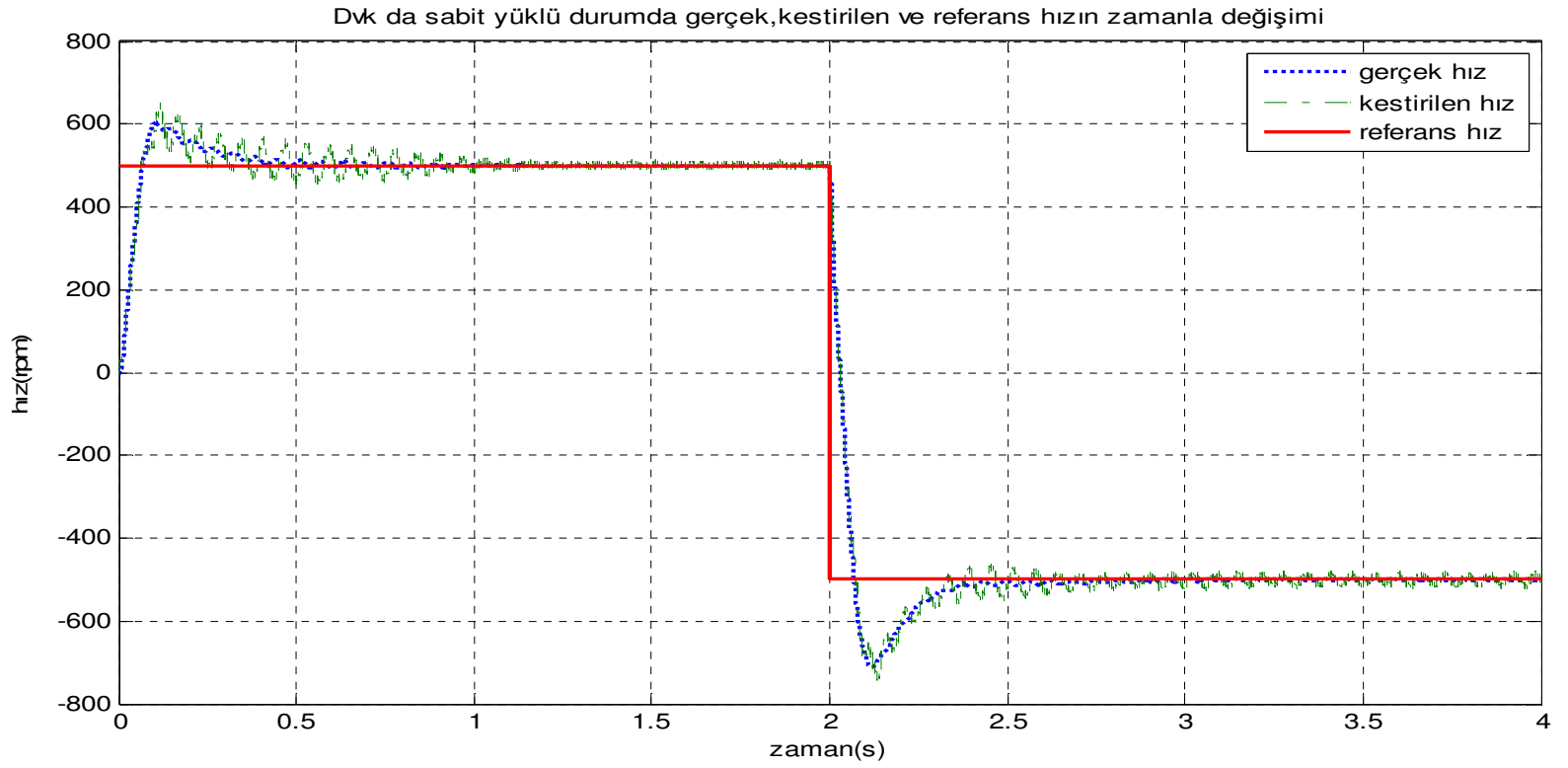
Şekil C.2: DVK da yüksüz durumda kestirim ve kontrol hatası.



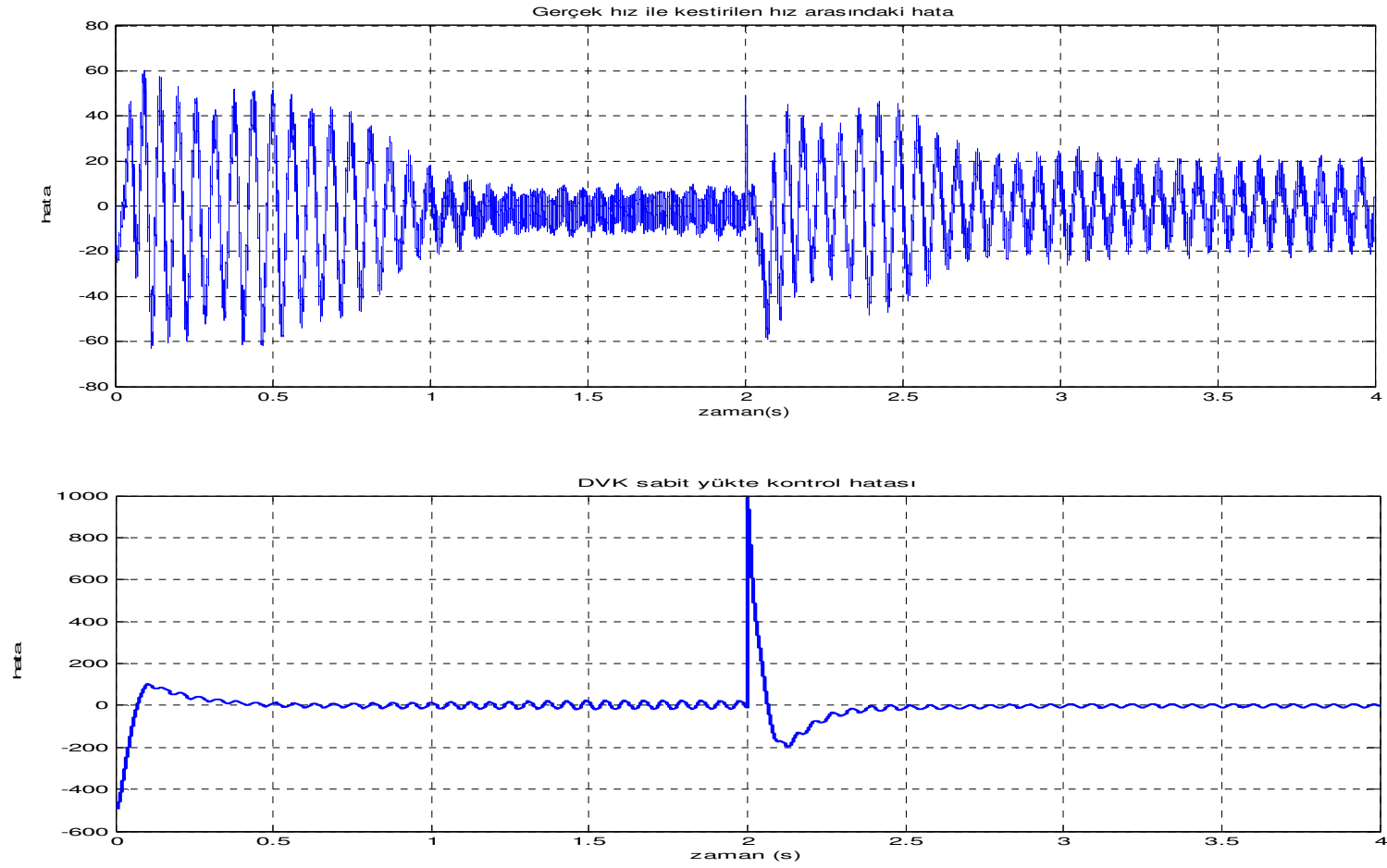
Şekil C.3: Dmk de yüksüz durumda rotor hızı ve kestirilen hızın zamanla değişimi.



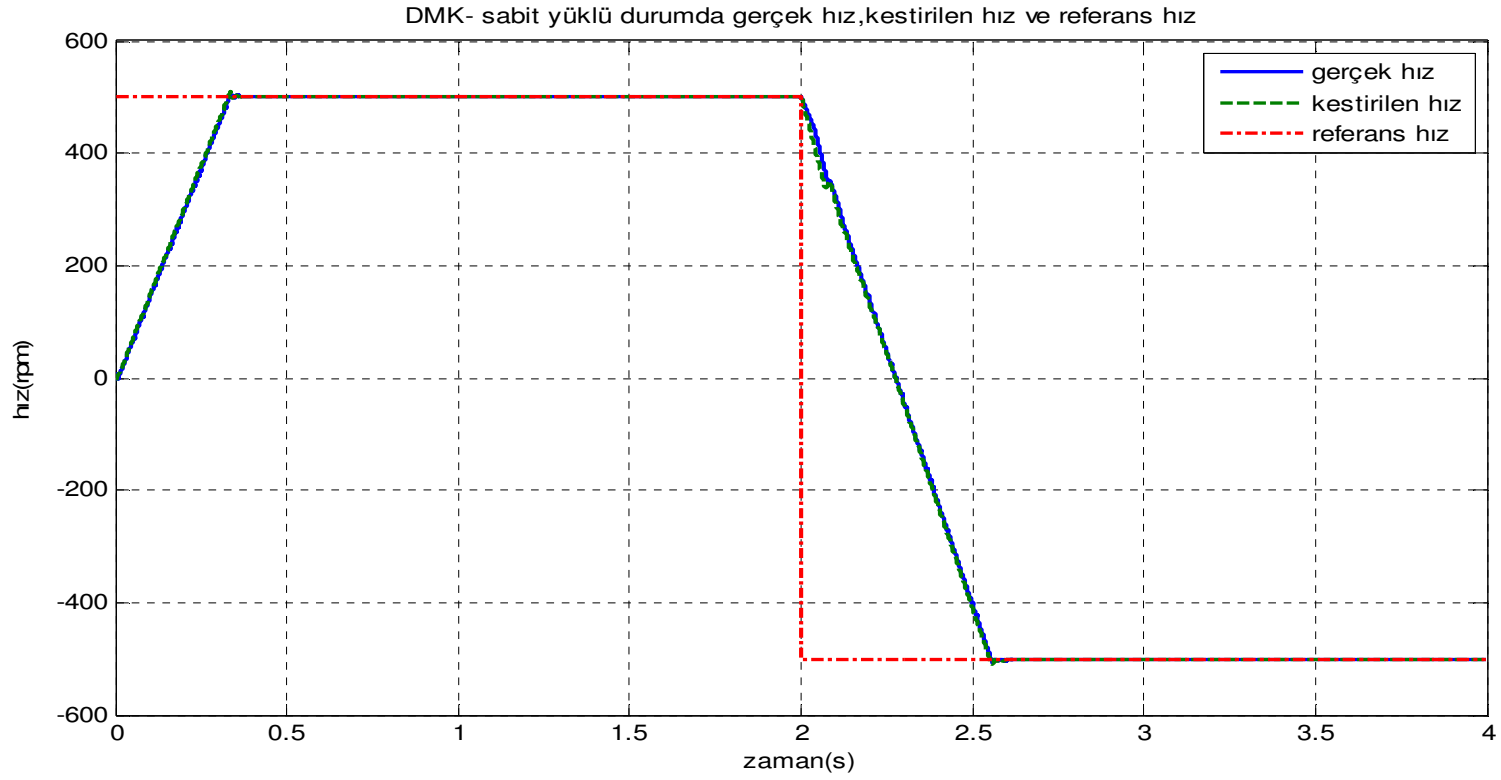
Şekil C.4: DMK de yüksüz durumda kestirim hatası ve kontrol hatası.



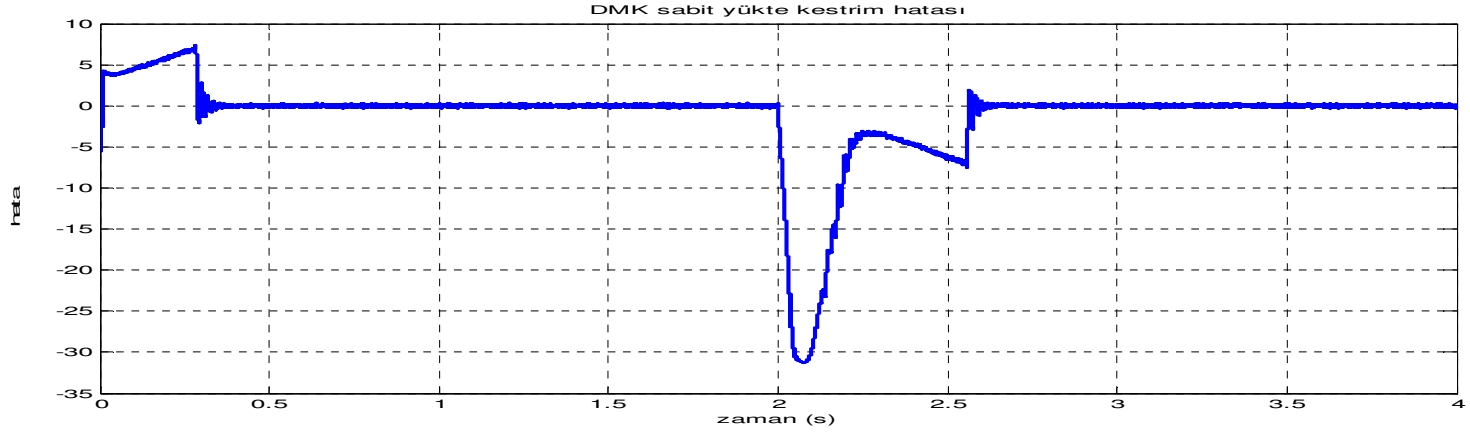
Şekil C.5: Dvk da sabit yüklü durumda rotor hızı ve kestirilen hız.



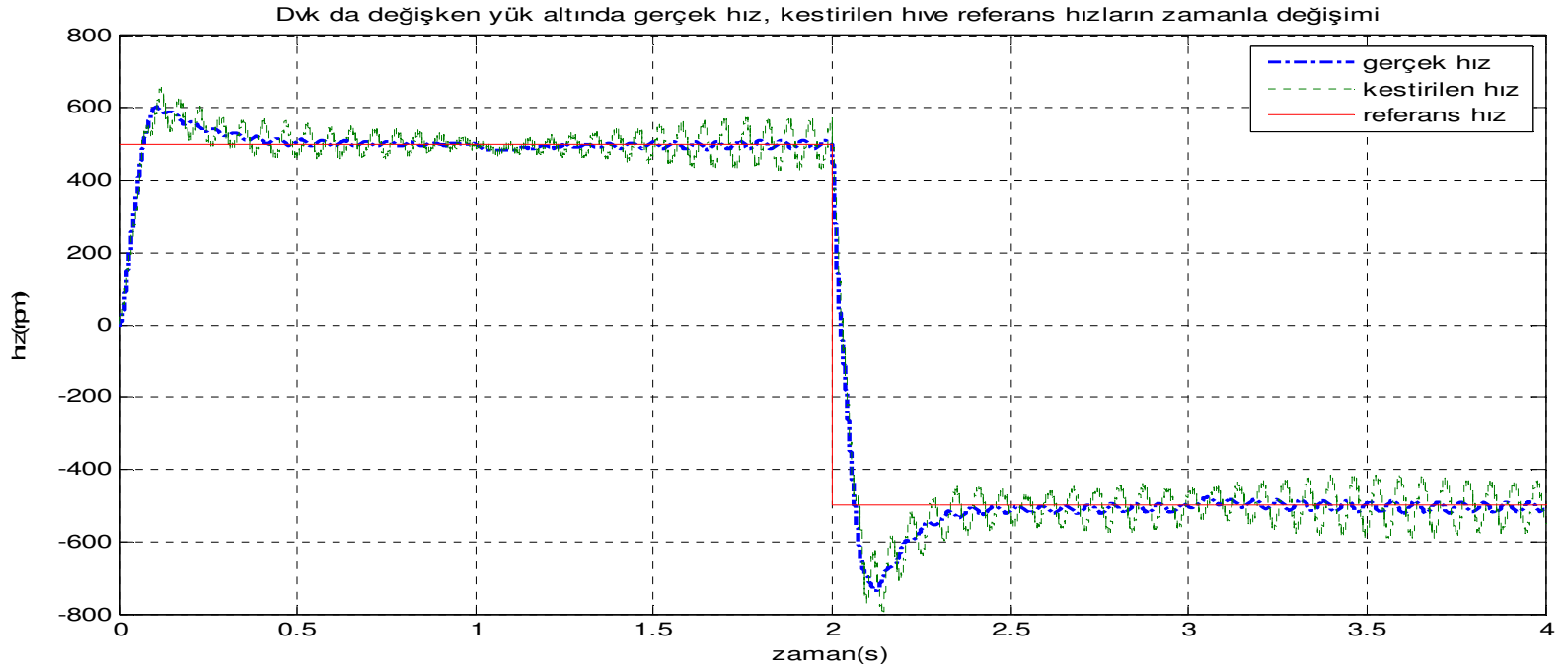
Şekil C.6: Dvk da sabit yükli durumda kestirim ve kontrol hatası.



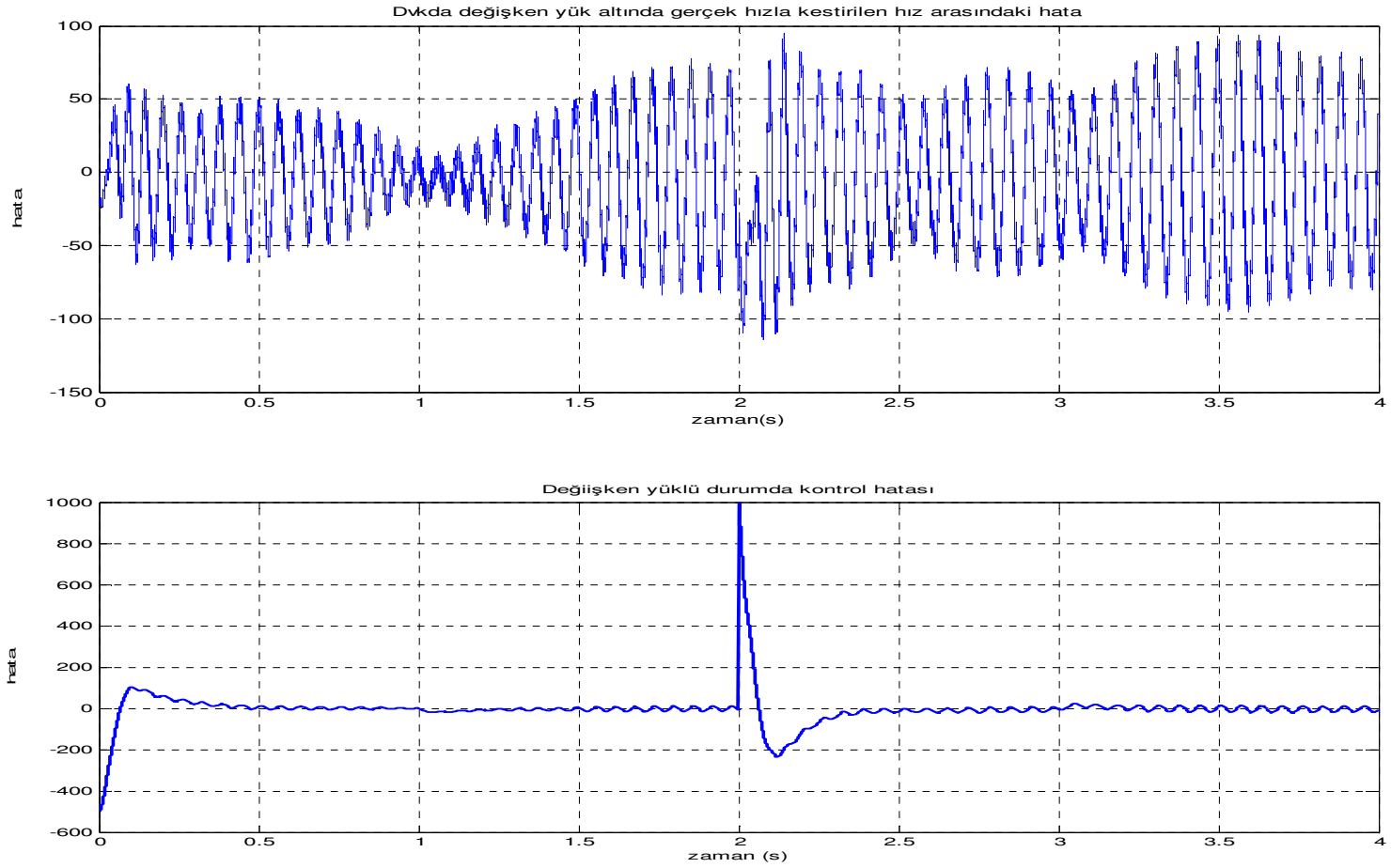
Şekil C.7: Dmk de değişken yüklü durumda rotor hızı ve kestirilen hız.



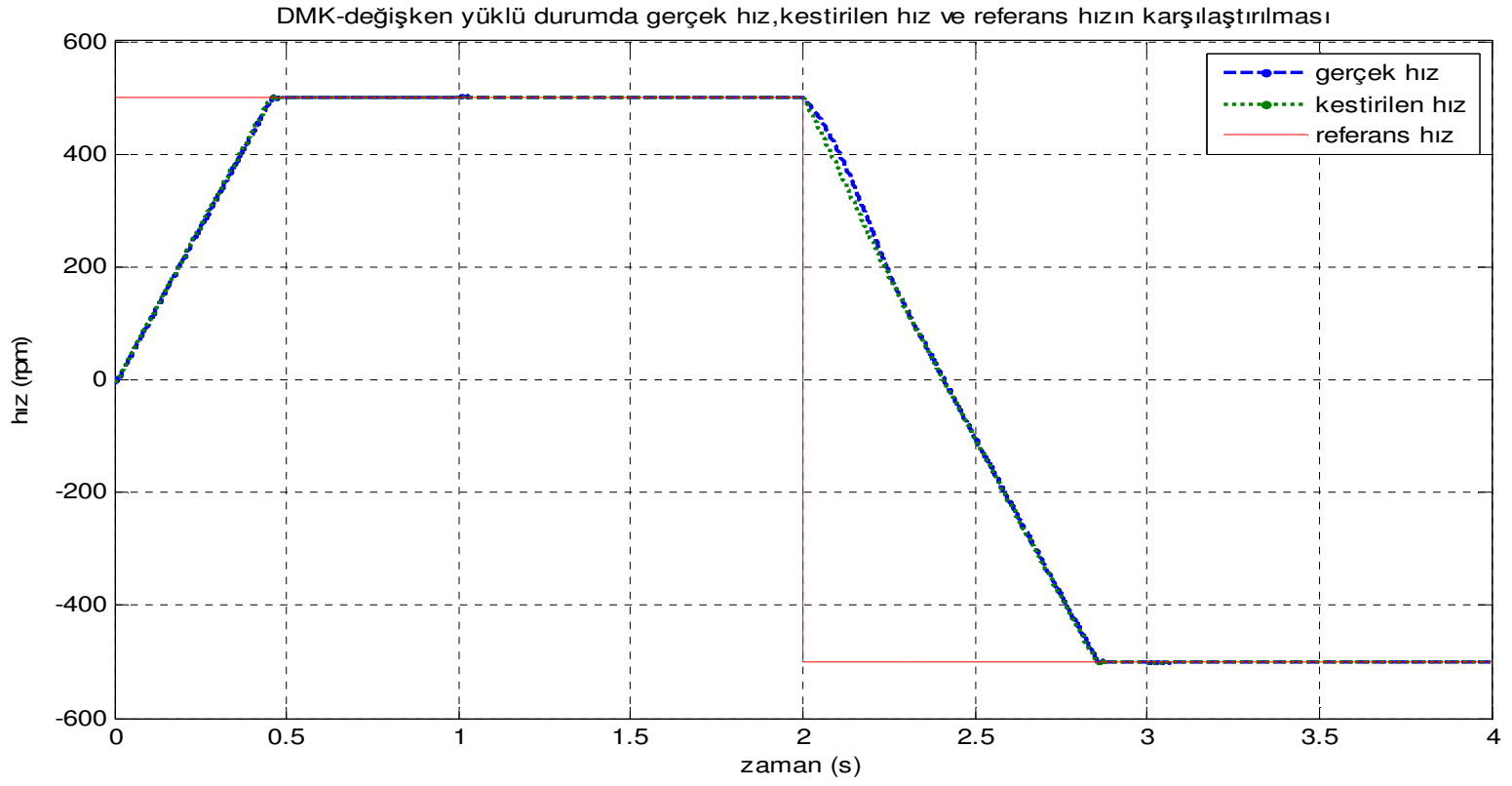
Şekil C.8: Dmk de sabit yüklü durumda kestirim ve kontrol hatası.



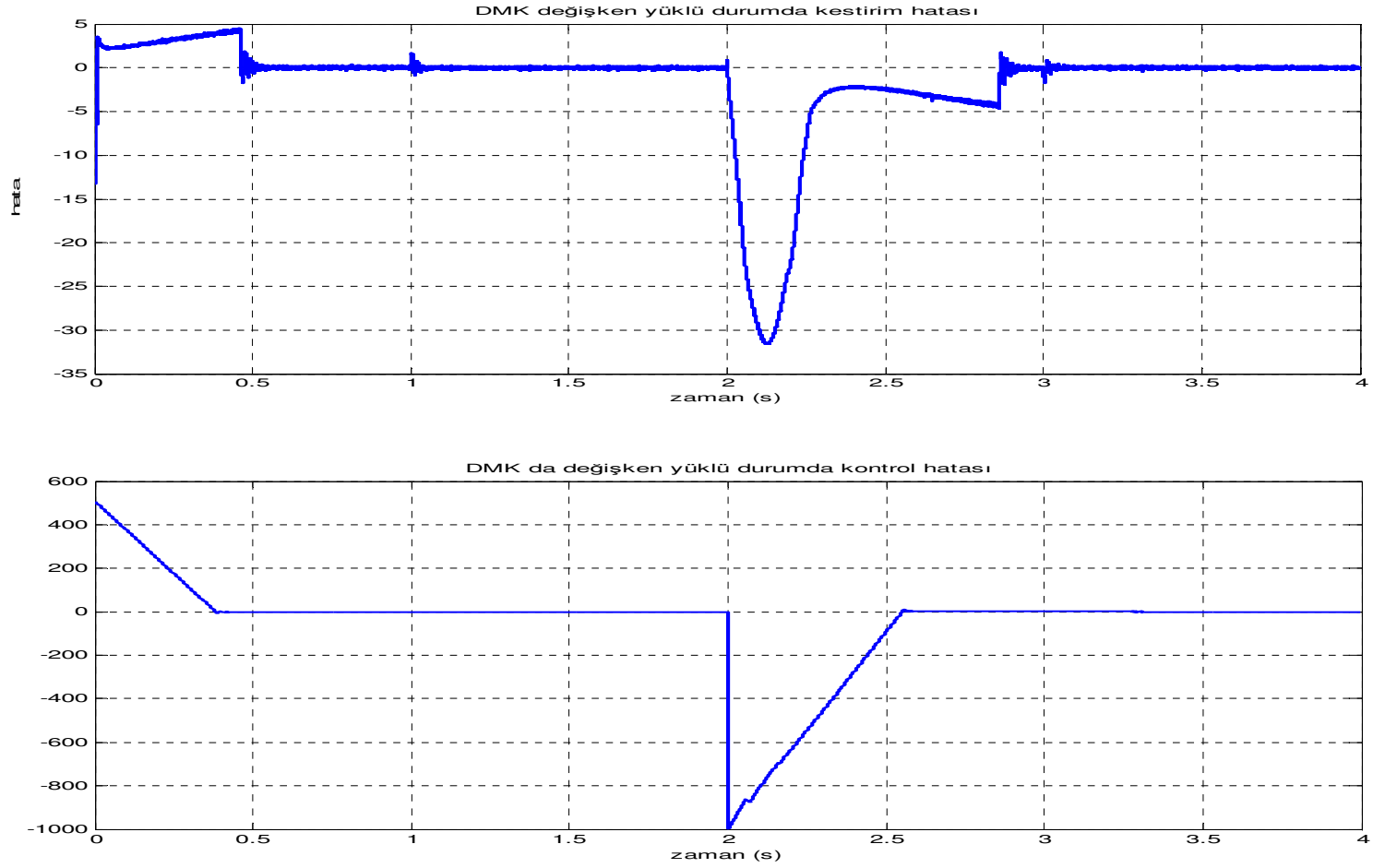
şekil C.9: Dvk da değişken yüklü durumda rotor hızı ve kestirilen hız.



Şekil C.10: Dvk da değişken yüklü durumda kestirim hatası ve kontrol hatası.



Şekil C.11: Dmk de değişken yüklü durumda rotor hızı ve kestirilen hız.



Şekil C.12: Dmk da değişken yüklü durumda kestirim hatası ve kontrol hatası.

EK D

Bu bölümde hız adaptif akı gözlemleyicisi ile doğrudan vektör kontrolünün matlab yazılımı bulunmaktadır

Motor parametreleri

Ts=2e-6; % örnekleme zamanı (sec)

Rs=0.435; % Stator direnci (Ohms)

Lls=2.0e-3; % Stator indüktansı (H)

Rr=0.816; % Rotor direnci (fΩ)

Llr=2.0e-3; % Rotor induktansı (H)

M=69.31e-3; % mutlak indüktans (H)

Ls=M+Lls; % Stator self indüktans(H)

Lr=M+Llr; % Rotor self indüktans(H)

p=2; % kutup sayısı

Ed=1000; % Inverter voltajı (V)

Emax=Ed/sqrt(3); % Maximum terminal voltajı (V)

tr=Lr/Rr; % akının zaman sabiti

sigma=1-M^2/(Ls*Lr);

durum uzay modeli matrisi

I=[1 0; 0 1];

J=[0 -1;1 0];

A11 = -(Rs + M^2*Rr/Lr^2) / (sigma*Ls) * I;

A12 = M / (sigma*tr*Ls*Lr) * I;

$$A_{21} = M/tr * I;$$

$$A_{22} = -1/tr * I;$$

$$A = [A_{11} \ A_{12}; \ A_{21} \ A_{22}];$$

$$B = [1/(sigma*L_s) * I; \ zeros(2)];$$

$$C = [I \ zeros(2)];$$

$$B_w = [M/(sigma*L_s*L_r) * I; \ -I];$$

%%%%%% Ağırlık matrisi %%%%%%%%%%

$$ep = 0.006;$$

$$R = ep * I;$$

$$Q = I$$

%%%%%%%% Gözlemleyici kazancı elde etme %%%%%%%%%

$$[H,P,E] = lqe(A,B_w,C,Q,R);$$

ÖZGEÇMİŞ

A.Said OKTA 14 Nisan 1981 de Karabük te doğdu. İlk öğrenimini Trabzon Atatürk ilkokulu okulu ve Samsun Atatürk ilkokulunda okudu. Orta okulu Bafra Anadolu lisesinde liseyide Sakarya Anadolu lisesinde tamamlayan A.Said OKTA,1999 yılında girdiği İstanbul Teknik üniversitesi Makine Mühendisliği bölümünden 2004 yılında mezun oldu. Yine İstanbul Teknik Üniversitesi Makine Mühendisliği bölümünde yüksek lisans çalışmasını 2005 yılından itibaren devam ettirmektedir.